



1. Diodos y SCR's de Potencia

Introducción sobre los dispositivos de potencia

El cambio más significativo respecto a los dispositivos de potencia fue la obtención de altas tensiones de ruptura y a la vez mantener una caída de tensión directa y resistencia de conducción “on” baja. Otro objetivo fundamental es lograr bajos tiempos de conmutación. El compromiso entre la tensión de ruptura, la resistencia de conducción y los tiempos de conmutación es la característica de distinción de los dispositivos de potencia actuales.

La tensión de ruptura de una juntura *p-n* polarizada en inversa y su región de deplexión asociada es función del nivel de dopado: La obtención de una alta tensión de ruptura requiere una baja concentración de dopado, y por ende, una alta resistividad en el material, o al menos en un lado de la juntura. Esta región de alta resistividad es generalmente el contribuyente dominante de la resistencia de conducción del dispositivo, y por este motivo los dispositivos de alta tensión tienen una mayor resistencia de conducción que los dispositivos de baja tensión. En los dispositivos de *portadores mayoritarios* tales como el MOSFET o el diodo Schottky, este detalle es la principal causa de la dependencia de la resistencia de encendido con la tensión de ruptura. Sin embargo, los dispositivos de *portadores minoritarios* tales como el diodo de juntura de difusión *p-n*, el transistor de juntura bipolar (BJT), el transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT), y la familia de tiristores (SCR, GTO, MCT), exhiben otro fenómeno llamado *modulación de la conductividad*. Cuando un dispositivo de portadores minoritarios opera en el estado de conducción, los portadores minoritarios son inyectados en la región de escaso dopado de alta resistividad por la juntura *p-n* polarizada en directa. Esto dará como resultado una reducción efectiva de la resistencia aparente de la región, reduciendo la resistencia de conducción del dispositivo. Por esto, los dispositivos de portadores minoritarios exhiben baja resistencia de conducción, comparable con los dispositivos de portadores mayoritarios.

Pero, la ventaja del decrecimiento de la resistencia de conducción viene acompañada con la desventaja del decrecimiento de la velocidad de conmutación. El estado de conducción de los dispositivos semiconductores es controlado por la presencia o ausencia de cantidades de carga en el dispositivo, y los tiempos de conmutación son iguales a los tiempos requeridos para insertar o remover estas cargas. Los dispositivos que operan con la modulación de la conductividad son controlados por sus portadores minoritarios inyectados. La cantidad de carga requerida para controlar un dispositivo de portadores minoritarios es mucho mayor que la cantidad de carga requerida para controlar un dispositivo de portadores mayoritarios equivalente.

Aunque el mecanismo para insertar y remover las cargas de varios dispositivos puede ser diferente, no obstante es cierto que debido a estas grandes cantidades de carga, los dispositivos de portadores minoritarios exhiben tiempos de conmutación que son significativamente mayores que aquellos dispositivos de portadores mayoritarios. En consecuencia, los dispositivos de portadores mayoritarios encuentran aplicación en bajos niveles de tensión y altas frecuencias de conmutación, mientras que los dispositivos de portadores minoritarios se utilizan en aplicaciones de alta tensión y baja frecuencia de conmutación.

Los dispositivos de potencia modernos son fabricados usando la más alta tecnología disponible y técnicas de procesos actualizados permanentemente. Esto da como resultado tamaños menores (en algunos casos) y técnicas que minimizan los componentes parásitos, sobretodo en aplicaciones de gran di/dt .

La tecnología actual está tratando de superar ciertas barreras como la tensión de ruptura de los diodos Schottky, la resistencia $R_{DS(on)}$ de los transistores MOSFET, tratando de mejorar las performances de estos dispositivos haciéndolos cada vez más competitivos. Algunos de los fabricantes más importantes son:

Semikron:	semikron.com
Eupec:	eupec.com
Thomson:	st.com
International Rectifier:	ir.com
Onsemi:	onsemi.com
Toshiba, Hitachi, etc.	

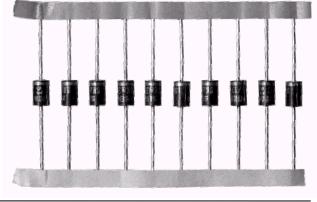
1.1 Diodos de Potencia

Los diodos de potencia cumplen varias funciones en la electrónica de potencia:

- Interruptores en los rectificadores
- De Corrida Libre en los reguladores conmutados y en las llaves "H" o "T" en los controladores de motores.
- Inversión de carga de capacitores y transferencia de energía a la fuente de energía entre componentes
- Aislación de tensión, retroalimentación de la energía de la carga hacia la fuente de energía y recuperación de la energía atrapada, etc.

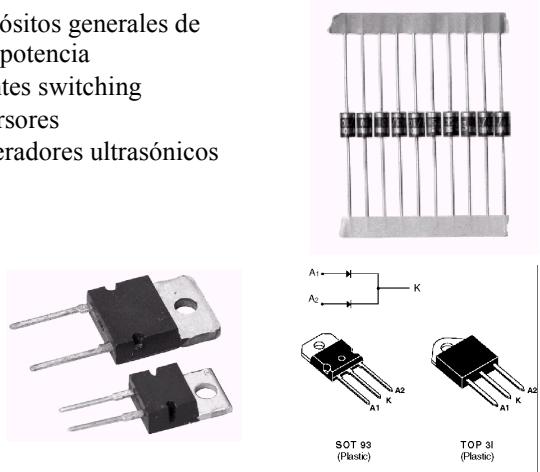
1.1.1 Diversos tipos de diodos en función de su encapsulado.

1.1.1.1 Diodos de rectificación

Tipos / Características más importantes	Aplicaciones Típicas
A. Diodos pequeños, de plástico <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas hasta los 1700V $I_{F\text{AV}}$ hasta los 4.3 A 	<ul style="list-style-type: none"> Propósitos generales de baja potencia 
B. Diodos de perno, o montado en perno (stud) <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas hasta los 3000V Carcasa de metal hermetizado con ampolla aislada. Tornillo en ánodo o en cátodo $I_{F\text{AV}}$ hasta los 400 A (85°C T_{CASE}) 	<ul style="list-style-type: none"> Propósitos generales de potencia Enfriado con dissipador Diodos volantes de baja frecuencia Rectificación no controlada y semicontrolada 
C. Diodos de disco de Hockey, o de disco empacado a presión (Hockey puk) <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas hasta los 3000V Disco tip metal-cerámico $I_{F\text{AV}}$ hasta los 6000 A (85°C T_{CASE}) 	<ul style="list-style-type: none"> Propósitos generales de potencia Rectificación no controlada y semicontrolada Diodos volantes de baja frecuencia alta potencia Equipos de soldadura de alta potencia Galvanoplastia 
D. Diodos en Pack (diodos o diodos-tiristores) <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas hasta los 3000V $I_{F\text{AV}}$ hasta los 600 A (82°C T_{CASE}) $I_{F(\text{RMS})}$ hasta los 1120 A (82°C T_{CASE}), (50Hz) 	<ul style="list-style-type: none"> Propósitos generales de potencia, Enfriado con dissipador Rectificación no controlada y semicontrolada Fuentes de alimentación Control en máquinas herramientas Puentes rectificadores para drivers de grandes motores de DC y AC 

Tipos / Características más importantes	Aplicaciones Típicas
<p>E. Bloque rectificador enfriado por agua</p> <ul style="list-style-type: none"> • Diodos rectificadores de baja frecuencia para muy altas corrientes, enfriados por agua. (Provee conexión en paralelo) • I_{FAV} de hasta los 7000 A (85°C T_{CASE}) • I_{FAV} de hasta los 22 KA (8 Lts /min caudal) 	<ul style="list-style-type: none"> • Equipos de soldadura de muy alta potencia • Grandes equipos galvánicos • Convertidores, fuentes de poder de muy alta potencia 

1.1.1.2. Diodos Rápidos y ultra-rápidos

Tipos / Características más importantes	Aplicaciones Típicas
<p>A. Diodos pequeños, de plástico</p> <ul style="list-style-type: none"> • t_{rr} de 30 a 300ns • Tensiones inversas hasta los 2500V • I_{FAV} de 3 a 10 A con DO27A y décadas de Amperes con otros encapsulados 	<ul style="list-style-type: none"> • Propósitos generales de baja potencia • Fuentes switching • Inversores • Generadores ultrasónicos • TV 
<p>B. Diodos de perno, o montado en perno (stud)</p> <ul style="list-style-type: none"> • t_{rr} de 150 a 800ns • Tensiones inversas hasta los 1500V • Carcasa de metal hermetizado con ampolla aislada. • Tornillo en ánodo o en cátodo • I_{FAV} de 17 hasta los 170 A (85°C T_{CASE}) 	<ul style="list-style-type: none"> • Enfriado con disipador • Diodos Volantes • Convertidores, inversores y fuentes conmutadas • Fuentes de alimentación • Control en máquinas herramientas • UPS • Controles de motores de DC y AC 
<p>C. Diodos de disco de Hockey, o de disco empacado a presión. (Hockey puk)</p> <ul style="list-style-type: none"> • t_{rr} de 160 a 200ns • Tensiones inversas hasta los 2400V • Disco tipo metal-cerámico • I_{FAV} desde 220 a 650 A (85°C T_{CASE}) 	<ul style="list-style-type: none"> • Diodos volantes de alta potencia • Convertidores, fuentes de poder, drivers de alta potencia, tracción eléctrica, controles de motores de DC y AC, UPS, etc. 

Los diodos de potencia son de cuatro tipos en función de su velocidad de conmutación:

1. De uso general
2. De Recuperación rápida
3. De Recuperación Ultra-rápida
4. Schottky

De uso general

En los diodos de uso general no se especifica el tiempo de recuperación en inversa, t_{rr} , pero es típicamente del orden de 10 a 25μs. Se utilizan en aplicaciones de baja velocidad, en las que el t_{rr} no es crítico. Estos diodos se fabrican generalmente por difusión. Los diodos por aleación se utilizan en fuentes de alimentación para máquinas de soldadura.

De Recuperación rápida

Los diodos de Recuperación rápida tienen un t_{rr} de 0,8 a 5μs aproximadamente, y se utilizan en aplicaciones donde la velocidad de conmutación comienza a ser crítica. Estos diodos se fabrican generalmente por difusión.

De Recuperación Ultra-rápida

Los diodos de Recuperación Ultra-rápida tienen un t_{rr} de 30 a 800ns aproximadamente, y se utilizan en convertidores y aplicaciones generales de potencia y alta velocidad. Estos diodos se fabrican generalmente por crecimiento epitaxial, donde la base es más angosta.

Diodo Schottky

Los diodos Schottky tienen un valor bajo de caída de tensión directa y un t_{rr} del orden del ns.

El problema del tiempo de almacenamiento de carga de los diodos de portadores minoritarios se puede solucionar (o minimizar) a través de establecer una “barrera de potencial” con un contacto entre un metal y un semiconductor. Sobre una capa delgada epitaxial de silicio del tipo *n* se deposita una capa de metal, y la barrera de potencial que aparece simula el comportamiento de una unión *pn*. Este diodo sólo depende en su acción de los portadores mayoritarios. Por lo que, el efecto de recuperación en inversa sólo depende de la capacidad de la unión semiconductor, y es prácticamente independiente de la $\frac{di}{dt}$ inversa. Pero, la corriente de fuga es relativamente alta y aumenta con la tensión inversa máxima y por esto sus especificaciones se limitan hasta los 100 y 200V/ 300A.

Los diodos Schottky son ideales para aplicaciones de alta velocidad de conmutación y baja tensión.

1.1.2 Especificaciones más importantes

El diodo es el semiconductor elemental constituido por una sola unión PN, por lo general está formada por aleación, difusión y crecimiento epitaxial. Las técnicas modernas de control en los procesos de difusión y epitaxiales permiten obtener las características deseadas.

Las especificaciones más importantes son:

- V_{RSM} Máx. tensión inversa pico no repetitiva
- V_{RRM} Máx. tensión inversa pico repetitiva
- V_R Tensión inversa continua
Para tensión continua, la tensión inversa no deberá exceder los 0,5 V_{RRM}
- $V_{(BR)}$ Tensión de ruptura por avalancha
A cierto valor de tensión inversa, la corriente inversa comienza a incrementar rápidamente. El pico de tensión inversa de corta duración puede excederse del valor de avalancha, sin perjuicio del dispositivo. Pero, si es de gran duración, o es repetitivo, deberá tenerse cuidado de no exceder la temperatura máxima admisible.
- $I_{F(AV)}$ Máx. corriente directa en polarización directa
Es el valor de corriente máx. permitido. En aplicaciones prácticas, es la corriente máx. permitida en condiciones de enfriamiento degradadas, y en condiciones de aumento de la temp. ambiente. Por ejemplo, en zonas vecinas al dispositivo, donde otros elementos disipan calor, se recomienda usar el dispositivo en rangos no mayores al 80% de $I_{F(AV)}$
- $I_{F(RMS)}$ Máx. corriente RMS en polarización directa

- Es el valor de corriente RMS máximo en operación continua, considerando las propiedades eléctricas y térmicas del dispositivo. Esto es válido sólo en algún ángulo de conducción.
- $I_{F_{SM}}$ Máx. corriente de un semicírculo
 - $i^2 t$ Es el valor pico de corriente en una señal de media onda de 10ms.
 - V_{T_0}, r_T El valor $i^2 t$ para el diodo está dado para la selección del fusible de protección debido a cortocircuitos. El valor $i^2 t$ del fusible para un tiempo especificado y la tensión de entrada deberán ser menores que el valor para el diodo.
 - V_{T_0}, r_T Tensión umbral y pendiente de resistencia directa.
 - Estos valores definen las características directas del diodo y pueden ser usados para calcular la potencia pico, (P_F) y la potencia continua directa, (P_{FAV})

$$P_F = V_{(T_0)} i_F + r_T i_F^2;$$

$$P_{FAV} = V_{(T_0)} I_{F(AV)} + r_T I_{F(RMS)}^2$$

donde

$$\frac{I_{F(RMS)}^2}{I_{F(AV)}^2} = \frac{360^\circ}{\theta}$$

Para pulsos senoidales de media onda:

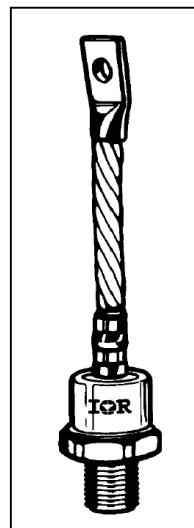
$$\frac{I_{F(RMS)}^2}{I_{F(AV)}^2} = 2,5$$

siendo $\left\{ \begin{array}{l} \theta = \text{ángulo de conducción} \\ i_F = \text{corr. Instantánea en polarización directa} \end{array} \right.$

Ejemplo:

Major Ratings and Characteristics

Parameters	SD300N/R		Units
	04 to 20	25 to 32	
$I_{F(AV)}$	380	380	A
@ T_C	100	70	°C
$I_{F(RMS)}$	595	425	A
$I_{F_{SM}}$	6050	6050	A
@ 60Hz	6335	6335	A
$I^2 t$	183	183	KA ² s
@ 60Hz	167	167	KA ² s
V_{RRM} range	400 to 2000	2500 to 3200	V
T_J	- 40 to 180	- 40 to 150	°C

**International
Rectifier**
**STANDARD
RECOVERY
DIODES**


Thermal and Mechanical Specifications

Parameter	SD300N/R		Units	Conditions
	04 to 20	25 to 32		
T_J	Max. junction operating temperature range	-40 to 180	-40 to 150	°C
T_{stg}	Max. storage temperature range	-55 to 200	-55 to 200	
R_{thJC}	Max. thermal resistance, junction to case	0.11		K/W
R_{thCS} to heatsink	Max. thermal resistance, case	0.04		
T	Max. allowed mounting torque ±10%	27		Nm
wt	Approximate weight	250		g
Case style	DO-205AB (DO-9)		See Outline Table	

Features

- Wide current range
- High voltage ratings up to 3200V
- High surge current capabilities
- Stud cathode and stud anode version
- Standard JEDEC types

Typical Applications

- Converters
- Power supplies
- Machine tool controls
- High power drives
- Medium traction applications

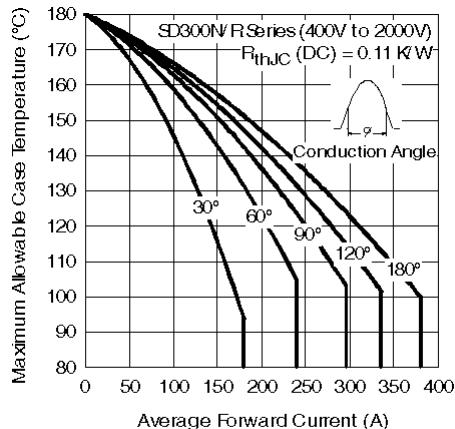


Fig. 1 - Current Ratings Characteristics

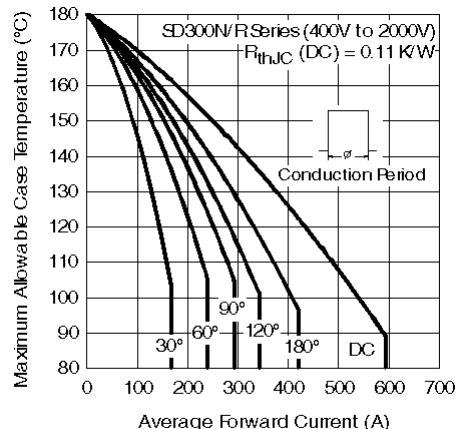


Fig. 2 - Current Ratings Characteristics

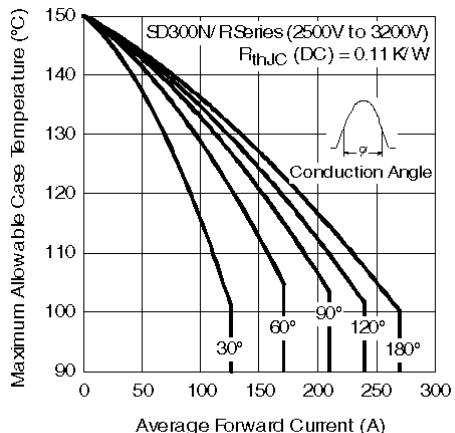


Fig. 3 - Current Ratings Characteristics

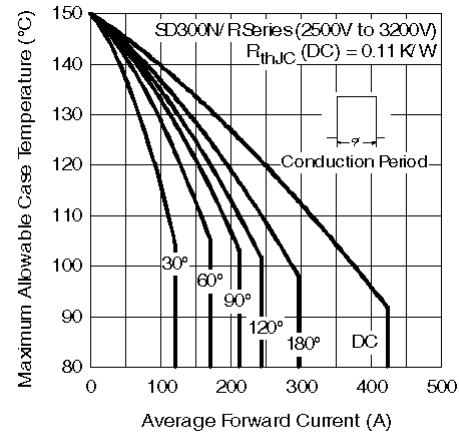


Fig. 4 - Current Ratings Characteristics

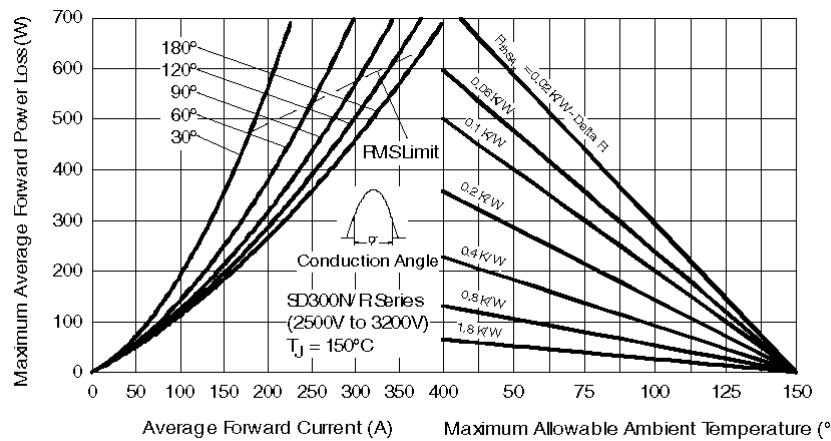


Fig. 7 - Forward Power Loss Characteristics

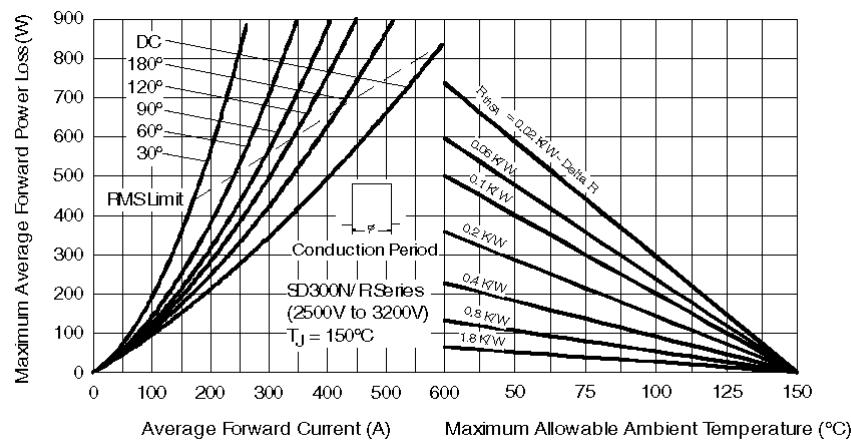


Fig. 8 - Forward Power Loss Characteristics

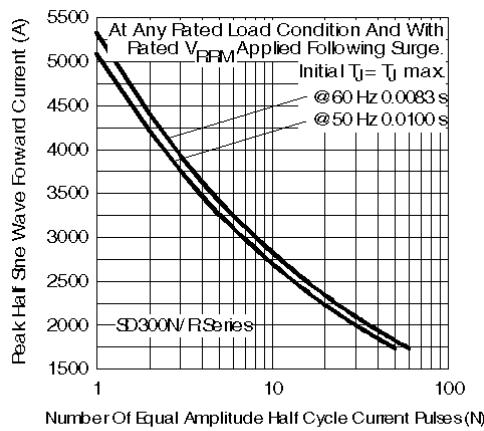


Fig. 9 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

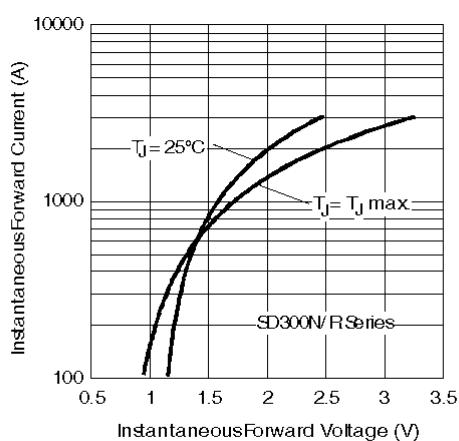
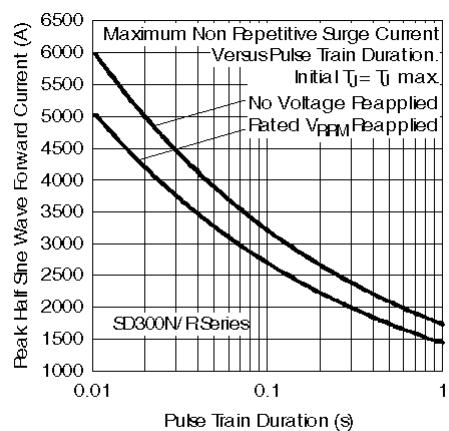
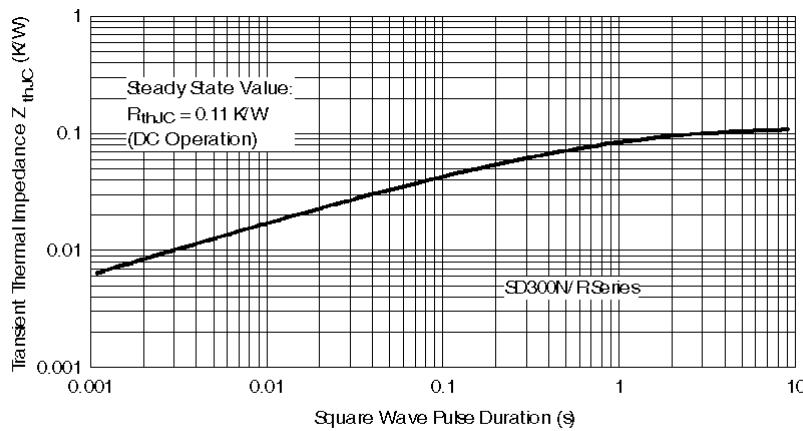
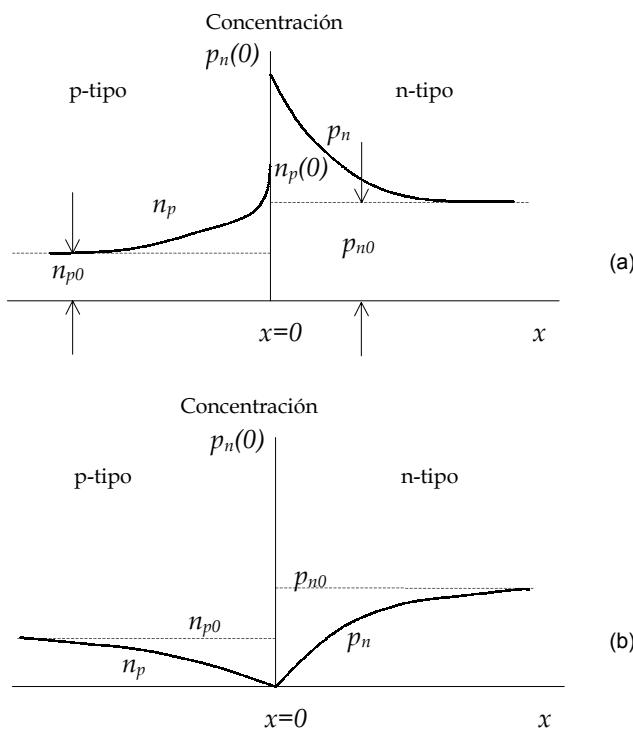


Fig. 11 - Forward Voltage Drop Characteristics

Fig. 12 - Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics

Tiempo de recuperación en inversa del diodo, trr

Cuando se aplica una polarización directa a una unión p-n, la densidad de portadores minoritarios es la indicada por la figura 1, donde se observa el incremento de los portadores minoritarios en las adyacencias de la unión provenientes de la inyección desde el otro lado de la unión donde están en exceso por ser mayoritarios. Si la polarización de un circuito con un diodo polarizado en sentido directo, pasa a ser en sentido inverso, la corriente no podrá pasar inmediatamente al valor que corresponde a la polarización inversa. La corriente no puede anularse a su valor de equilibrio hasta que la distribución de portadores minoritarios, que en el momento de invertir la tensión era la indicada en la fig. 1.1.a., pase a ser la distribución de la fig. 1.1.b., correspondiente a la distribución en polarización inversa.

Fig. 1.1. Distribución de la densidad de portadores minoritarios en función de la distancia x a la unión

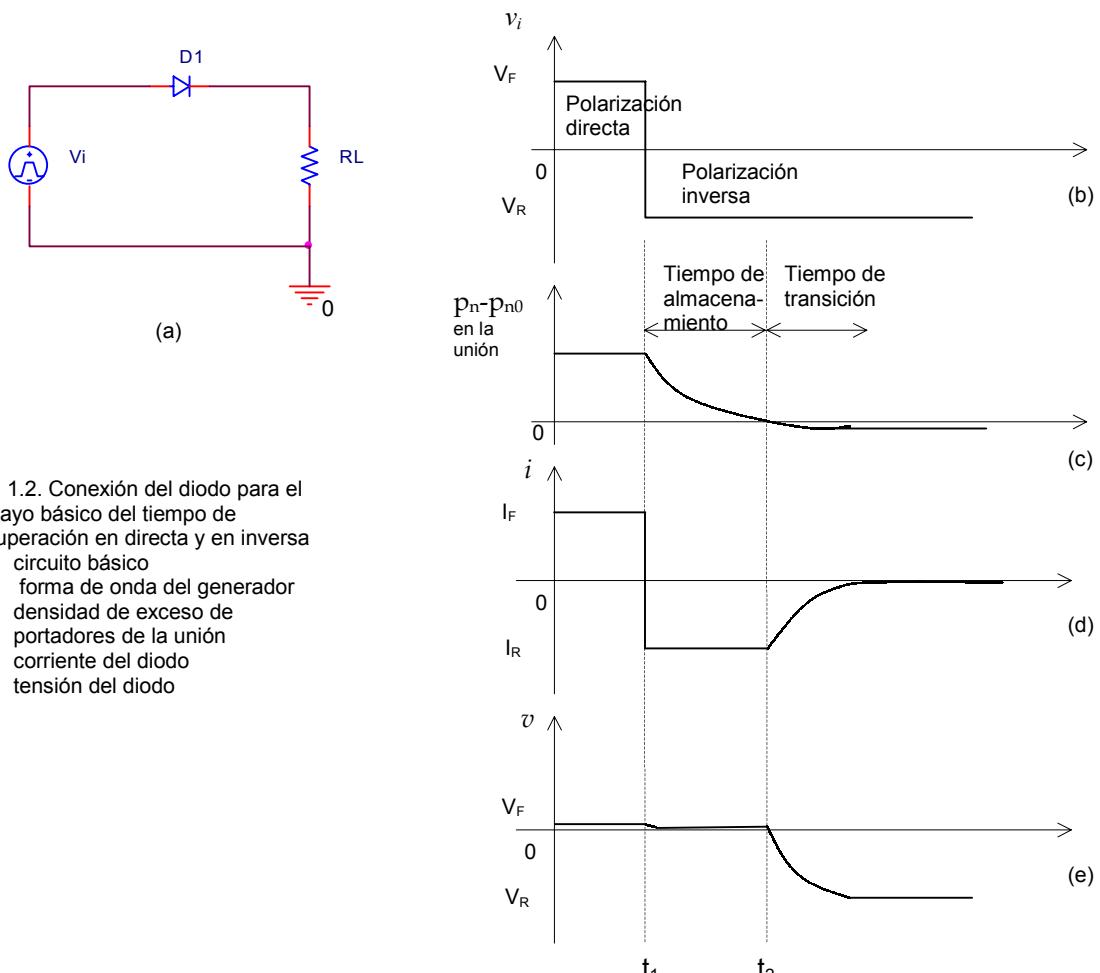
- (a) en polarización directa
- (b) en polarización inversa

Tiempo de transición y de almacenamiento

En la fig. 1.2. se indica la secuencia que acompaña la inversión del sentido directo al inverso, en la polarización del diodo. Consideraremos que la tensión de la fig. 1.2.b se aplica al circuito resistencia diodo de la fig. 1.2.a. Durante largo tiempo y hasta t_1 , se ha aplicado la tensión de polarización en el sentido directo $v_i = V_F$. La resistencia R_L se supone lo suficientemente grande como para que la diferencia de potencial entre sus extremos

sea elevada comparada con la del diodo. En este caso la corriente será $i \equiv V_F/R_L \equiv I_F$. En el instante $t = t_1$, la tensión de entrada se invierte bruscamente al valor $v = -V_R$. Por las razones descritas anteriormente, la corriente no baja a cero, sino que se invierte y permanece a un valor $i \equiv -V_R/R_L = -I_R$ hasta que transcurre un tiempo $t = t_2$. En ese momento, tal como se observa en la [fig. 1.3.c](#), la densidad de portadores minoritarios p_n a $x = 0$ ha alcanzado su estado de equilibrio pno. Si la resistencia óhmica del diodo es R_d , la tensión del diodo desde t_1 cae lentamente pero no se invierte. Para $t = t_2$, cuando el exceso de portadores minoritarios en las inmediaciones de la unión ha pasado a través de ella, la tensión en el diodo empieza a invertirse y la corriente a decrecer. El intervalo de t_1 a t_2 en el que la carga de minoritarios llega a ser cero, se denomina tiempo de almacenamiento t_s .

El lapso de tiempo transcurrido entre t_2 y el momento en que el diodo se ha recuperado totalmente, se denomina tiempo de transición t_{tr} . Este intervalo de recuperación se completa cuando los portadores minoritarios que se hallan a cierta distancia de la unión lleguen a difundirse a través de ella, atravesándola, y, a la vez, cuando la capacidad de transición de la unión polarizada en inversa se cargue a la tensión $-V_R$ a través de la resistencia R_L .



Recombinación de la carga, Qrr

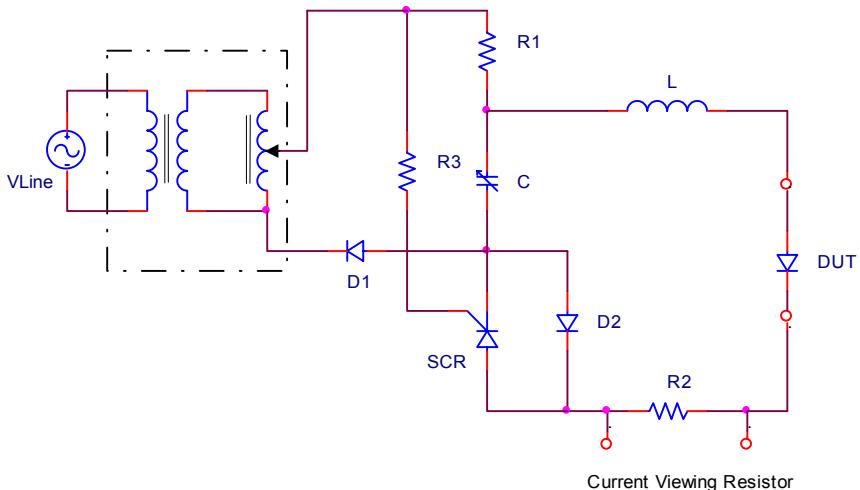
Durante el tiempo de almacenamiento la disminución de la concentración de minoritarios ([fig. 1.2.c](#)) no se debe solamente a la corriente inversa sino que se presenta también el fenómeno de recombinación de cargas por el cual la concentración de minoritarios tiende a pno con el tiempo. Este hecho puede contribuir positivamente a mejorar el tiempo t_{tr} de un diodo, puesto que cargas que se recombinan son cargas que no formarán corriente inversa. Resulta interesante mencionar que un método tecnológico para aumentar la velocidad de recombinación en un semiconductor dopado consiste en agregar pequeñas cantidades de metales como el oro para crear centros de recombinación.

Especificaciones de los fabricantes

Originalmente los diodos rectificadores registrados en el JEDEC (Joint Electron Device Engineering Council of the Electronic Industries Association, EIA, and National Electrical manufacturer Association, NEMA) no requerían especificaciones de conmutación ya que las principales aplicaciones eran de 50-60 Hz. Actualmente la amplia

aplicación de los diodos en commutación de altas potencias requiere de especificaciones precisas que aseguren la compatibilidad entre dispositivos de distintos fabricantes; para esto se utiliza normalmente un circuito de "test" para obtención de los valores límites de t_{tr} como el mostrado en la [fig. 1.3](#) originalmente proyectado por JEDEC en 1970. Los componentes del circuito se deben ajustar a las condiciones especificadas para el test como por ejemplo:

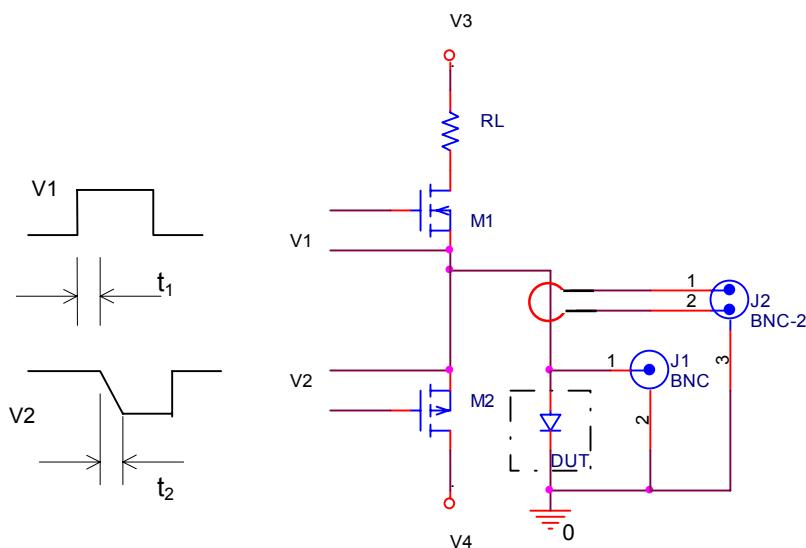
- * $T_c = 25^\circ\text{C}$
- * frecuencia de repetición de pulsos = 60 Hz
- * $di/dt = 25 \text{ A}/\mu\text{s}$
- * Corriente directa pico 4 veces mayor que la nominal
- * Duración del pulso pequeña para minimizar la disipación de potencia.



[Fig. 1.3. Circuito Standard JEDEC \(1970\) antiguo para la medición del tiempo de recuperación en inversa](#)

Este circuito es difícil de adaptar a las condiciones necesarias para medir diodos ultrarrápidos, por ejemplo, en los que el t_{tr} está por debajo de los 100 ns. El problema principal lo presenta el inductor que se usa para generar el pulso de corriente positiva que provoca oscilaciones cuando el diodo entra en la zona de alta impedancia (t_b) de la recuperación dificultando con esto la medición de esta zona.

Debido a esto la nueva versión del Standard ANSI-EIA-282-A-1989 desarrollado por el comité JEDEC en diodos rectificadores y tiristores, y aprobado por ANSI en Septiembre de 1989, presenta la manera de manejar el diodo con pulsos cuadrados derivados de un circuito con MOSFETs de potencia. El circuito mostrado en la [fig. 1.4](#) permite valores altos de di/dt , típicos de los circuitos de potencia modernos, manteniendo los valores de inductancia bajos.



[Fig. 1.4. Circuito de Test ANSI-EIA-282-A-1989 propuesto por JEDEC para diodos ultra-rápidos](#)

La [fig. 1.5](#) muestra la forma de onda idealizada de la corriente en el dominio del tiempo resultante del circuito de la [fig. 1.4](#). El tiempo de recuperación inversa es normalmente medido entre el momento en que la corriente (previamente polarizada a I_F) pasa por cero, en el flanco descendente, y el momento en que la corriente inversa alcanza un valor menor al 10% de la corriente pico inversa I_{RM} . Observando la [fig. 1.5](#), t_{rr} está dividido en dos partes. t_a es el tiempo que tarda la concentración de minoritarios en llegar al valor de equilibrio y t_b es el tiempo que tarda en formarse la zona de deplexión. El total de la carga desalojada se llama carga de recuperación inversa Q_{rr} que es la suma de Q_a y Q_b (Q_f) representadas por las áreas debajo de la forma de onda durante t_a y t_b respectivamente. Asumiendo que Q_{rr} está predominantemente formado Q_a entonces el t_{rr} es aproximadamente igual a t_a .

Tiempo de recuperación en inversa, t_{rr}

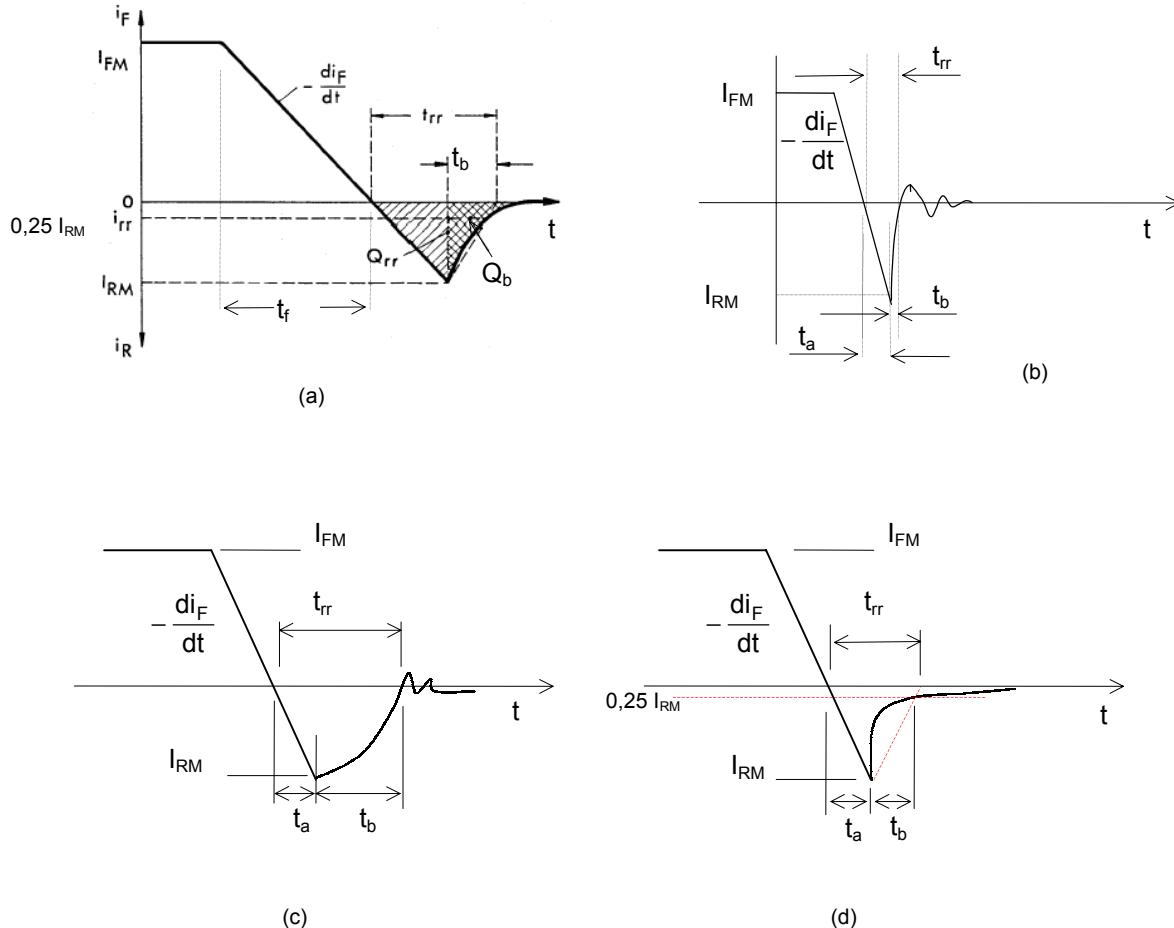


Fig. 1.5. Formas de onda de corriente para varios tipos de onda y la definición de los límites del tiempo de recuperación en inversa para el circuito de la Fig. 1.4.

- (a) recuperación suave,
- (b) recuperación abrupta 1,
- (c) recuperación abrupta 2,
- (d) recuperación abrupta 3

Al final del periodo denotado como t_a , la impedancia del diodo comienza a crecer provocando el decaimiento de la corriente inversa. La naturaleza del decaimiento durante t_b depende de las impurezas del diodo y del circuito de testeo. Si la forma de onda decae suavemente de manera exponencial como se muestra en la [fig. 1.5.a](#), se dice que el diodo es de recuperación suave. Si en algún punto durante t_b la forma de onda exhibe una variación rápida en la pendiente como se muestra en las otras figuras, la recuperación es abrupta. Este hecho provoca ciertas dificultades para establecer un parámetro estándar de medición por lo que se deberá especificar la forma en que se toma la medición para cada dispositivo en particular.

El método de medir t_a coincide con los fabricantes, pero el método de medir t_b no. En el caso de la [fig. 1.5.b](#) y [c](#) el método es el cruce por cero, debido a que en esta zona está la principal cantidad de carga evacuada.

Relación entre Qrr y trr

- Es la cantidad de portadores de carga que fluyen a través del diodo durante el tiempo de recuperación en inversa, t_{rr} debido a un cambio de conducción directa a inversa. Su valor queda determinado por el área encerrada por la trayectoria de recuperación en inversa.

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} I_{RM} t_{rr}$$

$$I_{RM} \equiv \frac{2Q_{rr}}{t_{rr}}$$

$$t_f = t_{rr} - \frac{I_{RM}}{\left(-\frac{di_R}{dt} \right)}$$

Pero, debido a crecimientos lentos de i_R , t_f es pequeño comparado con t_{rr} , las fórmulas se simplifican en:

$$t_{rr} \equiv \sqrt{\frac{2Q_{rr}}{\left(-\frac{di_R}{dt} \right)}}$$

y

$$I_{RM} \equiv \sqrt{2Q_{rr} \left(-\frac{di_R}{dt} \right)}$$

El tiempo t_{rr} depende de la carga inversa, y de la velocidad de decrecimiento de la corriente, además de la temperatura.

Ejemplo:

SD203N/R FAST SERIES 200A

Features

High power FAST recovery diode series
1.0 to 2.0 μ s recovery time
High voltage ratings up to 2500V
High current capability
Optimized turn on and turn off characteristics
Low forward recovery
Fast and soft reverse recovery
Compression bonded encapsulation
Stud version JEDEC DO-205AB (DO-9)
Maximum junction temperature 125°C

Typical Applications

Snubber diode for GTO
High voltage free-wheeling diode
Fast recovery rectifier applications

Recovery Characteristics

Code	$T_J = 25^\circ C$	Test conditions			Max values @ $T_J = 125^\circ C$		
		I_{PK} Square Pulse (A)	di/dt (A/ μ s)	V_r (V)	t_{rr} @ 25% I_{RRM} (μ s)	Q_{rr} (μ C)	I_{rr} (A)
S10	1.0	750	25	-30	2.4	52	33
S15	1.5				2.9	90	44
S20	2.0				3.2	107	46

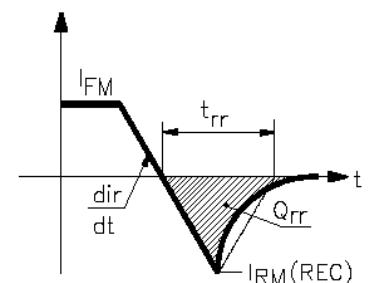


Fig. 1.6.a. Trr and Qrr for SD303N/R fast series

Simulación con PSpice de trr en diodos MR850 y 1N4148

Círcuito esquemático:

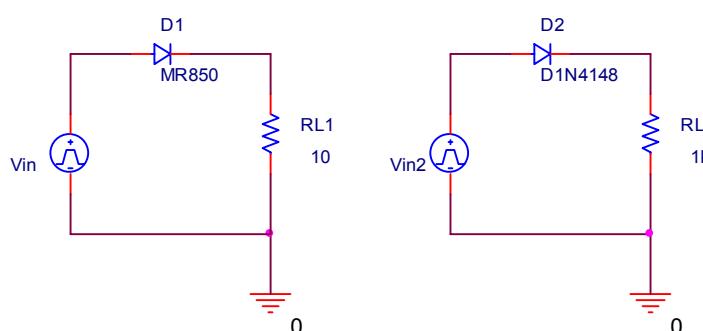


Fig. 1.6.b.1. Simulación en PSpice 9.0 de trr en diodos MR850 (carga 10Ω) y 1N4148 (carga 1kΩ)

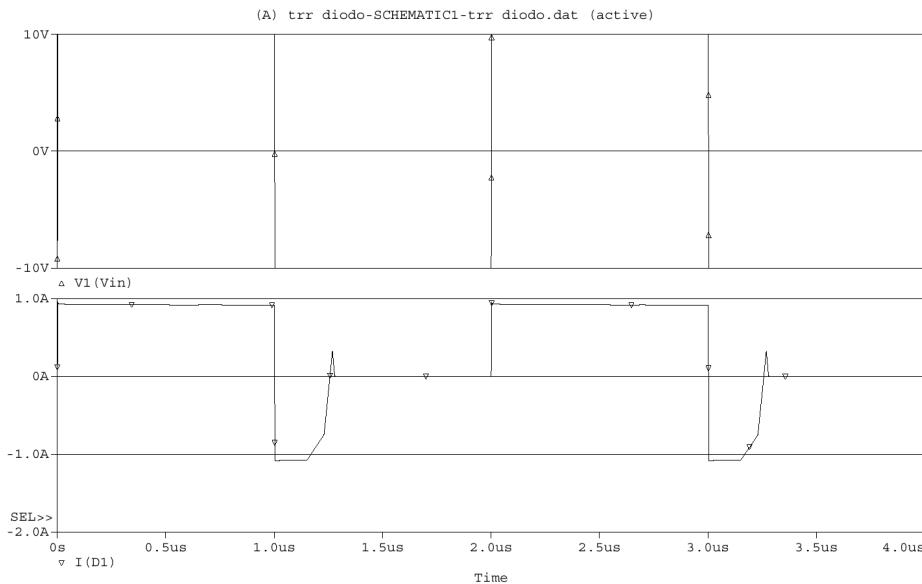


Fig. 1.6.b.2. Resultados de la simulación en PSpice 9.0 del trr en el diodo **MR850**

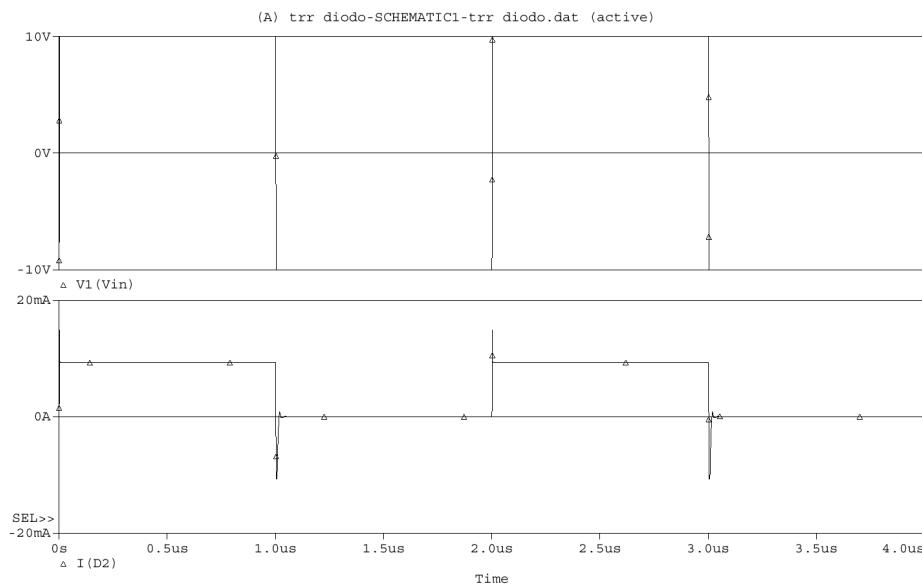


Fig. 1.6.b.3. Resultados de la simulación en PSpice 9.0 de trr en el diodo **1N4148**

Recuperación en Directa

Si un diodo está en condición de polarización inversa, fluye una corriente de fuga debido a los portadores minoritarios.

Si ahora se le aplica una polarización directa, se obligaría al diodo a conducir. Pero, se requiere un cierto tiempo, conocido como “tiempo de recuperación en directa”, antes de que los portadores mayoritarios de toda la unión puedan contribuir al flujo de la corriente. Si el valor de $\frac{di}{dt}$ es alto, la corriente podría estar concentrada en forma no homogénea en la zona de la unión y el diodo podría fallar. Por lo tanto, el tiempo de recuperación en directo limita la velocidad de elevación de la corriente directa. Respecto a las limitaciones de la velocidad de conmutación, es despreciable frente al t_{rr} .

Protección contra sobretensiones

En operaciones de baja tensión, a menudo se producen transitorios de alta tensión en inductancias, provocadas por la conmutación, o en transformadores. Para proteger los diodos frente a éstos transitorios, se recomienda usar capacitores de 20 a 100nF en paralelo con los diodos.

Protección contra sobretensiones y cortocircuitos

Se usarán fusibles rápidos para proteger contra cortocircuitos, o circuitos interruptores para proteger contra incrementos de sobrecarga. En particular, se usarán circuitos interruptores operados térmicamente cuando se usen diodos de enfriamiento forzado, para prevenir eventuales fallas del ventilador.

Protección contra sobretensiones y cortocircuitos

Se usarán fusibles rápidos para proteger contra cortocircuitos, o circuitos interruptores para proteger contra incrementos de sobrecarga. En particular, se usarán circuitos interruptores operados térmicamente cuando se usen diodos de enfriamiento forzado, para prevenir eventuales fallas del ventilador.

1.1.3. Conexión en serie de diodos

En aplicaciones de alta tensión, un diodo comercialmente disponible no puede dar la especificación de tensión requerida, por lo que los diodos se conectan en serie para aumentar las capacidades de bloqueo inverso. Si se considera conectados dos diodos en serie, como muestra la [fig. 1.7](#). En la práctica, las características v-i para un mismo tipo de diodo difieren debido a sus tolerancias de fabricación. En condiciones de polarización directa, ambos diodos conducen la misma cantidad de corriente, y la caída de tensión en los diodos es casi la misma. Pero, en condiciones de bloqueo inverso, tendría que tener la misma corriente de fuga. Como esto no es normalmente posible, las tensiones de bloqueo varían en forma significativa.

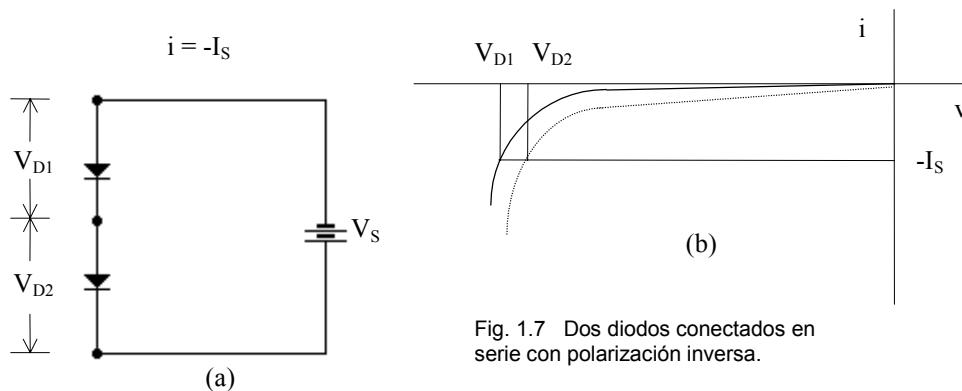


Fig. 1.7 Dos diodos conectados en serie con polarización inversa.

Una solución simple a éste problema es obligar a que se reparta la tensión en forma simétrica, conectando una resistencia en paralelo con cada diodo. Debido a la distribución uniforme de tensiones, la corriente de fuga de cada diodo será diferente, según muestra la [fig. 1.8](#). Ya que la corriente de fuga total debe ser compartida por un diodo y su resistencia,

$$I_S = I_{S1} + I_{R1} = I_{S2} + I_{R2}$$

Además, $I_R = \frac{V_D}{R}$

$$I_S = I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = I_{S2} + \frac{V_{D2}}{R_2}$$

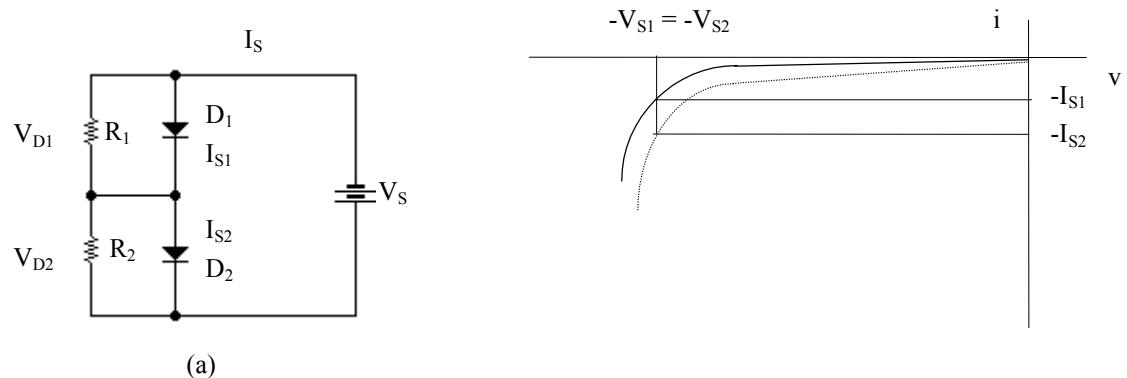


Fig. 1.8 Dos diodos conectados en serie con polarización inversa. Características de distribución de tensión en régimen permanente.

La distribución de la tensión bajo condiciones transitorias (por ejemplo, debido a cargas en conmutación, aplicaciones iniciales de una tensión de entrada, etc.) se lleva a cabo conectando capacitores en serie con cada resistencia paralelo. R_S limita la velocidad de elevación de la tensión inversa.

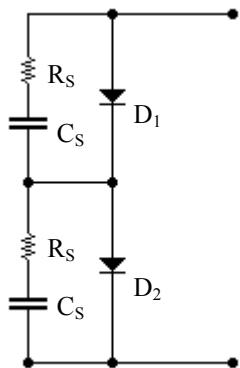


Fig. 1.9 Dos diodos conectados en serie con polarización inversa. Características de distribución de la tensión en régimen transitorio.

1.1.4. Conexión en paralelo de diodos

En aplicaciones de alta potencia, se conectan diodos en paralelo con el fin de aumentar la capacidad de conducción de corriente directa.

La distribución de la corriente está de acuerdo con su respectiva caída de tensión directa, por lo que es posible que la distribución no sea uniforme.

Para minimizar éste problema, se podrá seleccionar diodos con similar caída de tensión directa V_F.

Otros ejemplos de hojas de datos:

SEMIKRON

V _{RSM} V _{RRM}	I _{FRMS} (maximum values for continuous operation) 700 A		
	I _{FAV} (sin. 180; T _{case} = 100 °C) 420 A 400 A		
	本	半	本
200	SKN 320/02	SKR 320/02	—
400	SKN 320/04	SKR 320/04	—
800	SKN 320/08	SKR 320/08	—
1200	SKN 320/12	SKR 320/12	—
1400	SKN 320/14	SKR 320/14	—
1600	SKN 320/16	SKR 320/16	—
1800	—	—	SKN 400/18
2400	—	—	SKN 400/24
2700	—	—	SKN 400/27
3000	—	—	SKN 400/30

Symbol	Conditions	SKN 320 SKR 320	SKN 400
I _{FAV}	sin. 180; T _{case} = 87 °C = 100 °C = 125 °C	— 420 A 320 A	450 A 400 A —
I _{FSM}	T _{vj} = 25 °C; 10 ms T _{vj} max.; 10 ms T _{vj} = 25 °C; 8,3 ... 10 ms T _{vj} max.; 8,3 ... 10 ms	9 000 A 8 000 A 400 000 A ² s 300 000 A ² s	9 000 A 7 500 A 400 000 A ² s 280 000 A ² s
Q _{rr}	T _{vj} = 160 °C; — $\frac{dI_F}{dt}$ = 10 A/ μ s	typ. 300 μ C	typ. 400 μ C
I _R	T _{vj} = 25 °C; V _R = V _{RRM} T _{vj} max.; V _R = V _{RRM}	3 mA 100 mA	3 mA 60 mA
V _F	T _{vj} = 25 °C; (I _F = . . .); max. T _{vj} max. T _{vj} max.	1,35 V (1000 A) 0,8 V 0,45 m Ω	1,45 V (1200 A) 0,9 V 0,5 m Ω
V _(TO)			
T _T			
R _{thjc}		0,16 °C/W	0,11 °C/W
R _{inch}		0,015 °C/W	0,01 °C/W
T _{vj}		— 40 ... + 180 °C	— 40 ... + 160 °C
T _{stg}		— 55 ... + 180 °C	— 55 ... + 160 °C
M	SI units/US units	60 Nm/530 lb. in.	0,11 °C/W
a		5 · 9,81 m/s ²	0,01 °C/W
w	approx.	500 g	— 40 ... + 160 °C
RC	P _R = 2 W	1 μ F + 20 Ω	— 55 ... + 160 °C
R _p	P _R = 20 W	25 k Ω	
Case		E 16	E 17

Rectifier Diodes SKN 320 SKR 320 SKN 400



Features

- Reverse voltages up to 3000 V
- Hermetic metal cases with glass insulators; SKN 400 ceramic insulator with extra long creepage distances
- Threaded studs ISO M24 x 1,5
- SKN: anode to stud
- SKR: cathode to stud

Typical Applications

- SKN/SKR 320: all-purpose high power rectifier diodes
- SKN 400: high voltage rectifier diode, especially for traction applications
- Cooling via heatsinks
- Non-controllable and half-controllable rectifiers, free-wheeling diodes

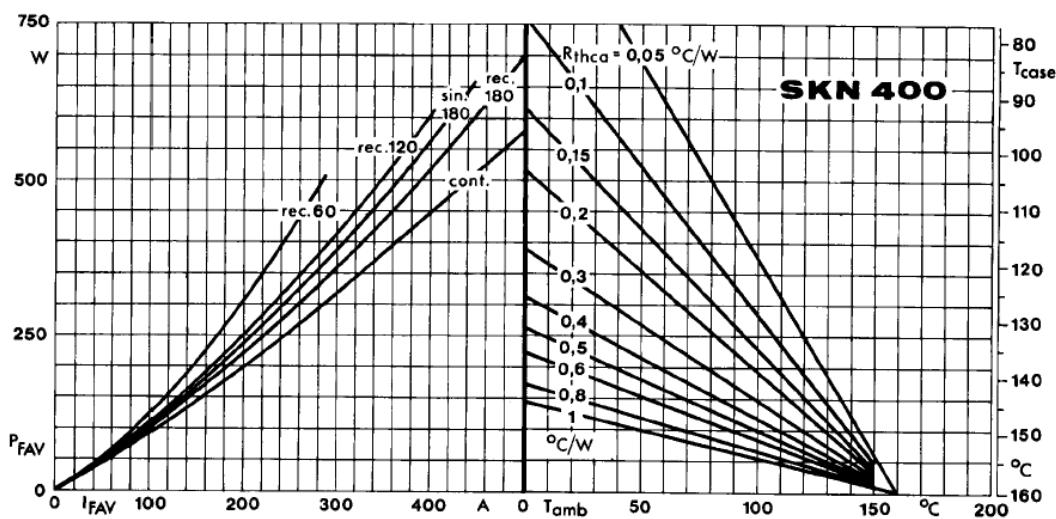


Fig. 1 b Power dissipation vs. forward current and case temperature

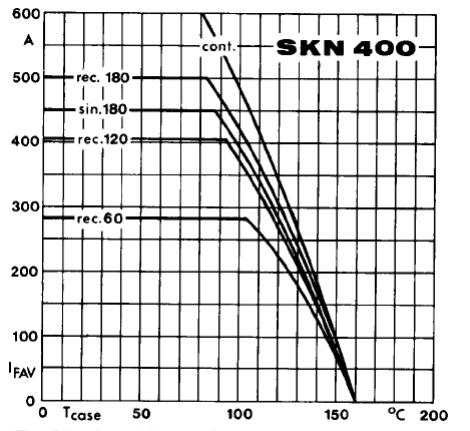


Fig. 3 b Rated forward current vs. case temperature

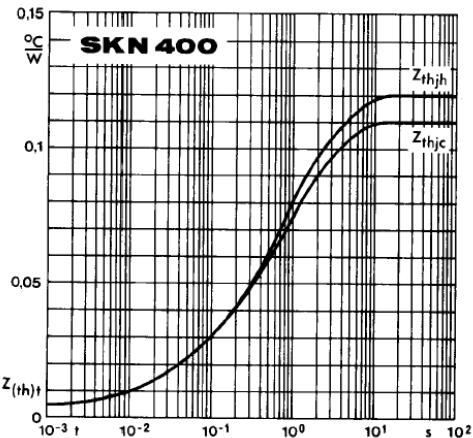


Fig. 5 b Transient thermal impedance vs. time

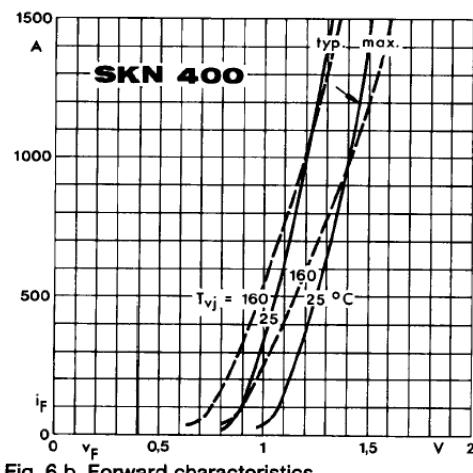


Fig. 6 b Forward characteristics

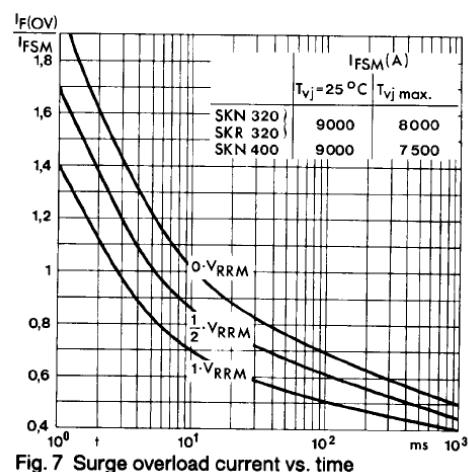


Fig. 7 Surge overload current vs. time

SEMIKRON

V_{RSM} V_{RRM} V	I_{FAV} (sin. 180; $T_{case} = \dots$)	
	4000 A (50 °C)	6000 A (85 °C)
200	SKN 4000/02	SKN 6000/02
400	SKN 4000/04	SKN 6000/04
600	SKN 4000/06	SKN 6000/06

Rectifier Diodes
SKN 4000
SKN 6000

Symbol	Conditions	SKN 4000	SKN 6000
I_{FAV}	$\sin. 180; T_{case} = 50^{\circ}\text{C}; DSC^1)$ $= 85^{\circ}\text{C}; DSC^1)$ $= 100^{\circ}\text{C}; DSC^1)$	4000 A 3200 A 2740 A	6000 A 5400 A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}; 10 \text{ ms}$ $T_{vj} = 180^{\circ}\text{C}; 10 \text{ ms}$	60 kA 50 kA	
i^2t	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}; 8,3 \dots 10 \text{ ms}$ $T_{vj} = 180^{\circ}\text{C}; 8,3 \dots 10 \text{ ms}$	18000 kA ² s 12500 kA ² s	
I_R	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}; V_R = V_{RRM}$ $T_{vj} = 180^{\circ}\text{C}; V_R = V_{RRM}$	4 mA 100 mA	
V_F	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}; I_F = 14 \text{ kA}; \text{max.}$	1,3 V ²⁾	
$V_{(TO)}$ $\Gamma\Gamma$	$T_{vj} = 180^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 180^{\circ}\text{C}$	0,7 V 0,04 mΩ	
R_{thjc}	DSC ¹⁾ SSC ¹⁾	0,030 °C/W 0,060 °C/W	0,012 °C/W 0,024 °C/W
R_{thch}	DSC ¹⁾ SSC ¹⁾		0,005 °C/W 0,010 °C/W
T_{vj} T_{stg}		– 40 ... + 180 °C – 40 ... + 150 °C	
F	SI units US units	24 ... 30 kN 5400...6750 lbs.	
w		129 g	130 g
Case		E 22	E 35



Features

- Capsule type metal-ceramic packages with precious metal pressure contacts
- Medium voltage, high current rectifier diodes with slim package for lowest thermal resistance. Low power dissipation. Especially suited for water cooling. Forward selections for paralleling available

Typical Applications

- Welding
- Electroplating

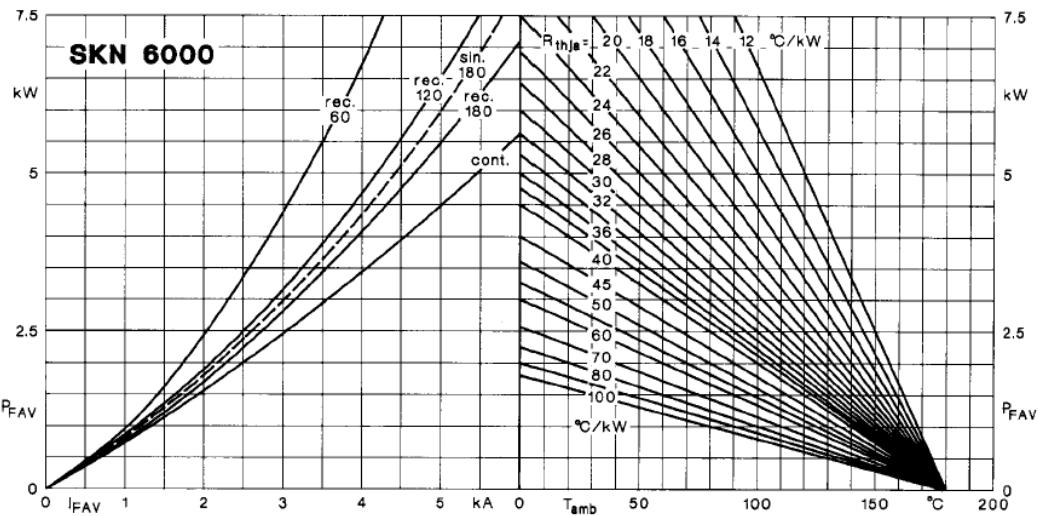


Fig. 2 b Power dissipation vs. forward current and ambient temperature

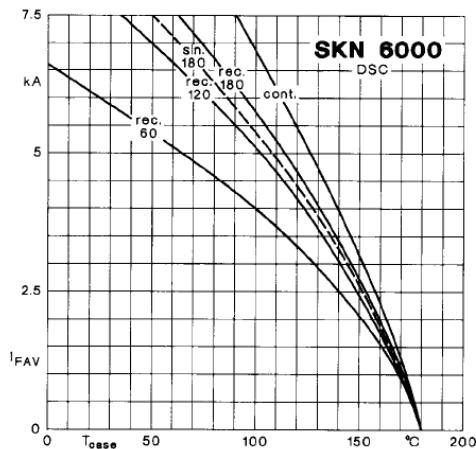


Fig. 3 b Rated forward current vs. case temperature

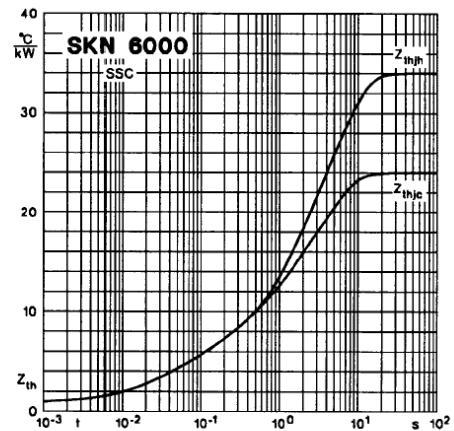


Fig. 5 d Transient thermal impedance vs. time

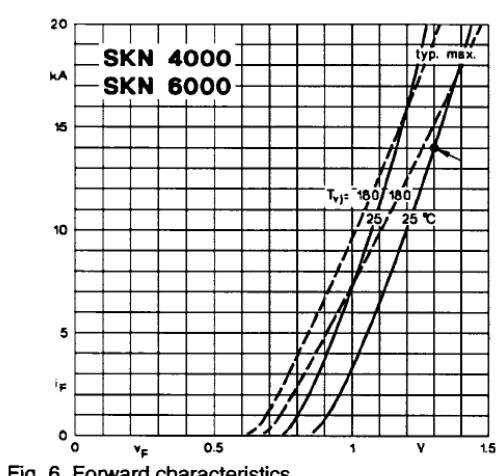


Fig. 6 Forward characteristics

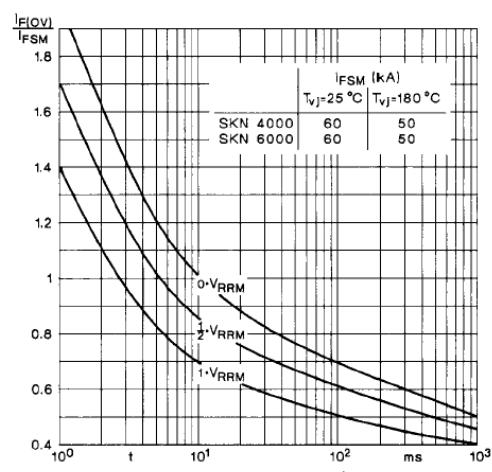


Fig. 7 Surge overload current vs. time

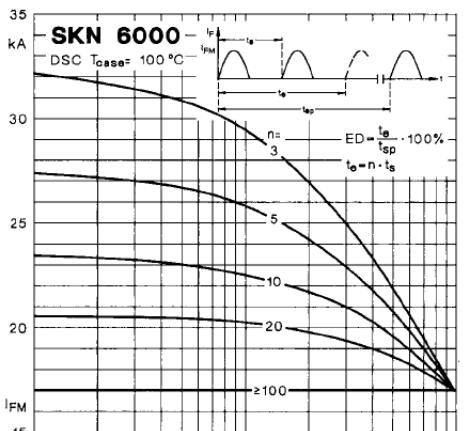


Fig. 12 d Rated peak forward current vs. duty cycle

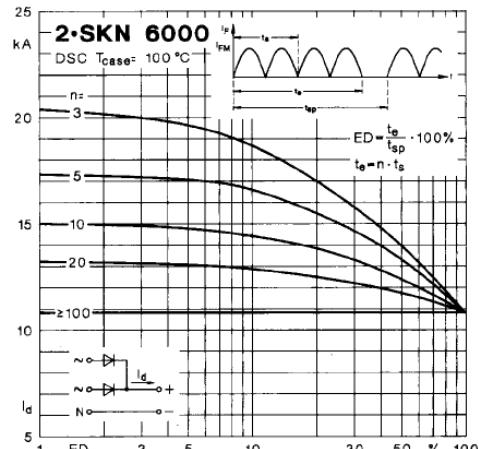
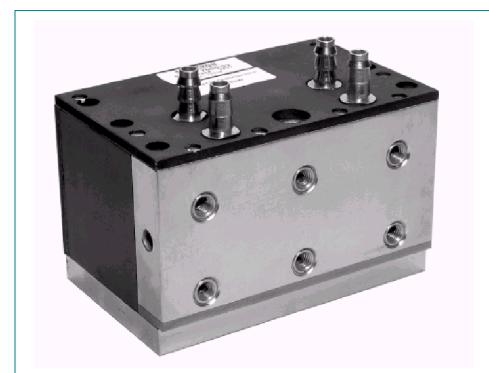


Fig. 13 d Rated direct current vs. duty cycle

SEMIKRON

V _{RSM/V_{RRM}} V	I _{FAV} (sin. 180; T _w = 40 °C) 7000 A (8 l/min)
200	SKWD 7000/02
400	SKWD 7000/04
600	SKWD 7000/06

High Current Rectifier Diode Blocks for Water Cooling SKWD 7000



Symbol	Conditions	SKWD 7000 ¹⁾
I _{FPM}	V _{olw} = 4 l/min; T _w = 40 °C; ED = 100 % V _{olw} = 8 l/min	19 kA 22 kA
I _{FSM}	T _{vj} = 40 °C T _{vj} = 180 °C	10 ms
i ² t	T _{vj} = 40 °C T _{vj} = 180 °C	72 · 10 ⁶ A ² s 50 · 10 ⁶ A ² s
V _F	T _{vj} = 25 °C; I _F = 45 kA	1,75 V ¹⁾
V _(TO)	T _{vj} = 180 °C	0,7 V
r _T	T _{vj} = 180 °C	0,015 mΩ
R _{thjw}	V _{olw} = 4 l/min 8 l/min	0,025 °C/W 0,021 °C/W
T _{vj max.}		180 °C
T _{stg}		5 ... 85 °C
p _w		10 bar
w	max.	8,9 kg
Case		C 4

Features

- Silicon rectifier diodes for very high currents, water cooled, also for parallel connection

Typical Applications

- Large resistance welding or galvanic equipment

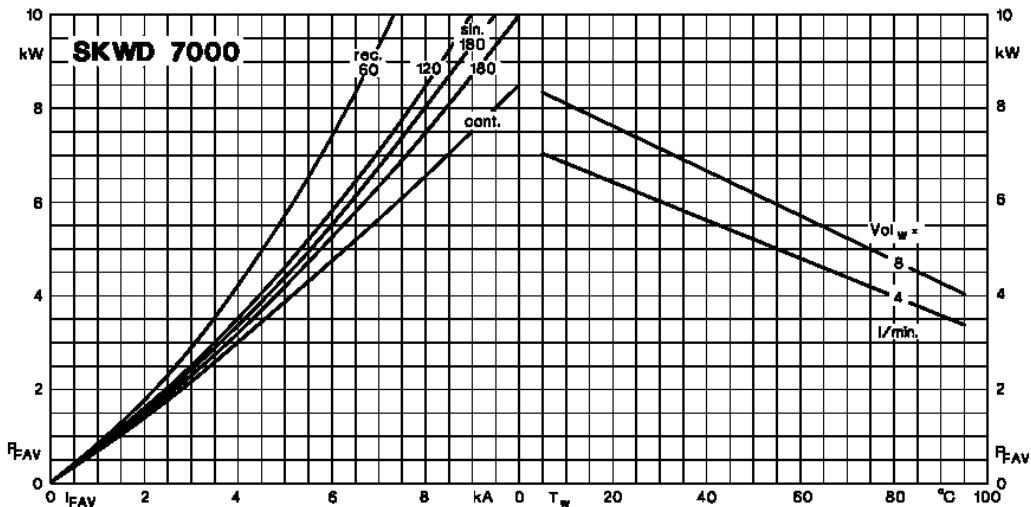


Fig. 2 Power dissipation vs. forward current and water temperature

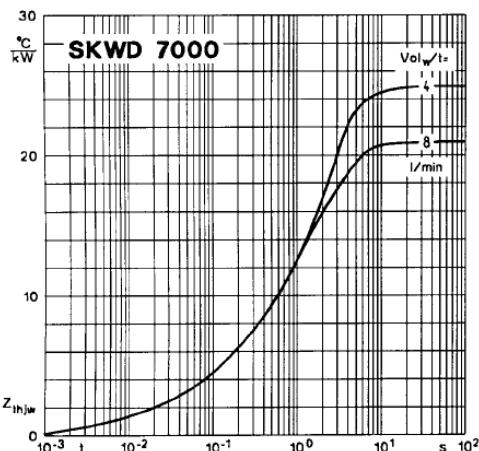


Fig. 5 Transient thermal impedance vs. time

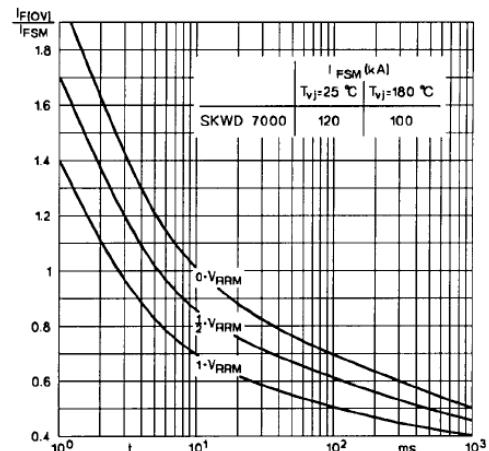


Fig. 7 Surge overload current vs. time

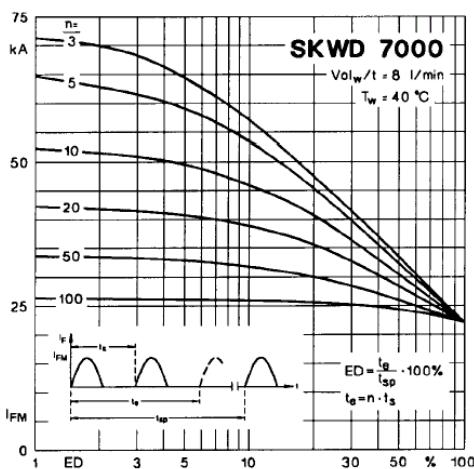


Fig. 12 b Rated peak forward current vs. duty cycle

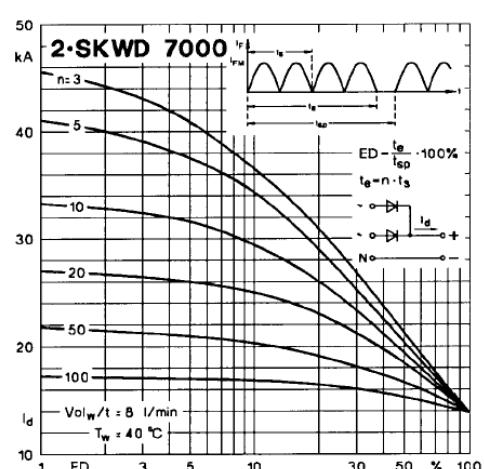


Fig. 13 b Rated direct output current vs. duty cycle

SEMIKRON

V V _{RSM} V _{RRM}	I _{FRMS} (maximum values for continuous operation) 260 A				
	I _{FAV} (sin. 180; T _{case} = 85 °C)				
	160 A tr _r = 500 ns	168 A tr _r = 800 ns			
	■	■	■	■	
800	SKN 135 F 08 SKN 136 F 08	SKR 135 F 08 SKR 136 F 08	-	-	
1000	SKN 135 F 10 SKN 136 F 10	SKR 135 F 10 SKR 136 F 10	-	-	
1200	SKN 135 F 12 SKN 136 F 12	SKR 135 F 12 SKR 136 F 12	SKN 140 F 12 SKN 141 F 12 SKN 140 F 14 SKN 141 F 14 SKN 140 F 15 SKN 141 F 15	SKR 140 F 12 SKR 141 F 12 SKR 140 F 14 SKR 141 F 14 SKR 140 F 15 SKR 141 F 15	
1400	- -	- -			
1500	-	-			

**Fast Recovery Rectifier
Diodes**
SKN 135 F SKR 135 F
SKN 136 F SKR 136 F
SKN 140 F SKR 140 F
SKN 141 F SKR 141 F



Symbol	Conditions	SKN135F SKR135F SKN136F SKR136F	SKN140F SKR140F SKN141F SKR141F	Units
I _{FAV}	sin. 180; T _{case} = 85 °C; 1000 Hz T _{case} = 100 °C; 1000 Hz sin. 180/ T _{amb} = 45 °C; K 1,1 rec. 120 P 1/200 K 0,55 T _{amb} = 35 °C; P 1/120 F K 1,1 F	160 135 54/ 52 97/ 93 80/ 76 136/130 110/105	168 140 55/53,5 100/ 96 82/ 78 141/134 114/109	A A A A A A A
I _{FSM}	T _{vj} = 25 °C; 10 ms T _{vj} = 150 °C; 10 ms	2500 2100	2500 2100	A A
i ² t	T _{vj} = 25 °C; 8,3 ... 10 ms T _{vj} = 150 °C; 8,3 ... 10 ms	31000 22000	31000 22000	A ² s A ² s
Q _{rr}	T _{vj} = 150 °C V _R = 400 V	I _F = 100 A I _F = 300 A	50 75	μC μC
I _{RM}	- $\frac{di}{dt} = 100 \frac{A}{\mu s}$	I _F = 100 A I _F = 300 A	53 69	A A
I _R	T _{vj} = 25 °C; V _R = V _{RRM} T _{vj} = 150 °C; V _R = V _{RRM}		1 100	mA mA
tr _r	T _{vj} = 25 °C T _{vj} = 150 °C	I _F = I _R = 1 A	max. 500 typ. 1	ns μs
V _F	T _{vj} = 25 °C; I _F = 300 A	max. 1,95	max. 1,80	V
V _(TO)	T _{vj} = 150 °C	1,1	1,1	V
Γ _T	T _{vj} = 150 °C	2,3	2	mΩ
R _{thjc}		0,2 0,08	°C/W °C/W	
R _{thch}		- 40 ... + 150	°C	
T _{vj}		- 55 ... + 150	°C	
T _{stg}				
M a w	SI (US) units approx.	10 (90 lb.in.) 5 · 9,81 100	Nm m/s ² g	
Case	135 F, 140 F 136 F, 141 F	E 14 E 31		

Features

- Small recovered charge
- Soft recovery
- Up to 1500 V reverse voltage
- Hermetic metal cases with glass insulators
- Threaded studs M12
- **SKN:** anode to stud
- **SKR:** cathode to stud

Typical Applications

- Inverse diodes for GTO and asymmetric thyristors
- Inverters and choppers
- A. C. motor control, uninterruptible power supplies (UPS)

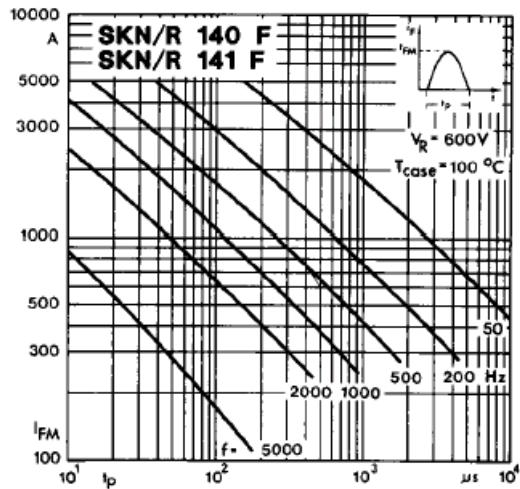


Fig. 1 f Rated sinusoidal peak forward current

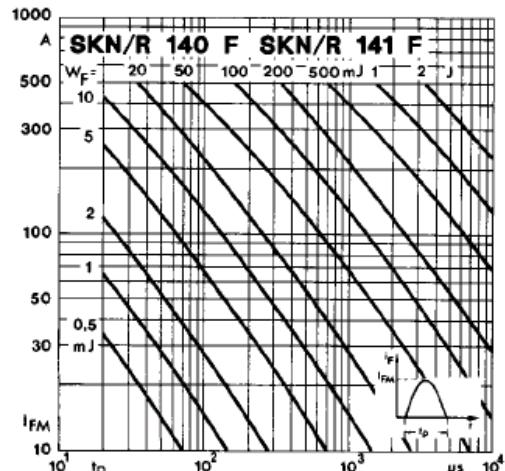


Fig. 2 b Forward energy dissipation, sinusoidal

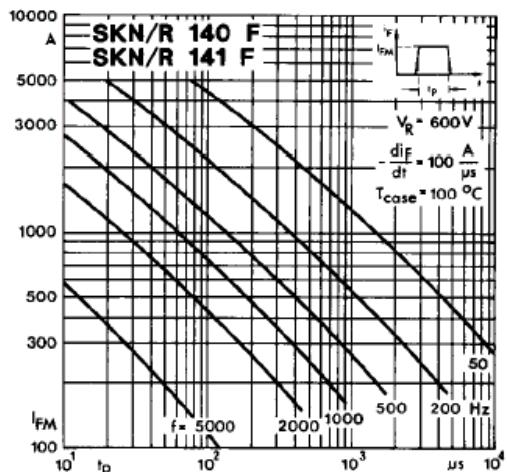


Fig. 3 f Rated rectangular peak forward current

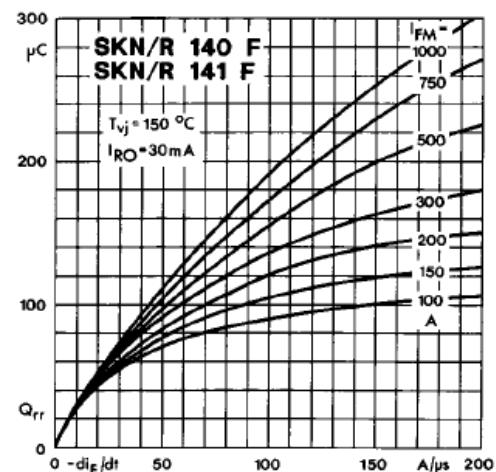


Fig. 5 b Recovered charge

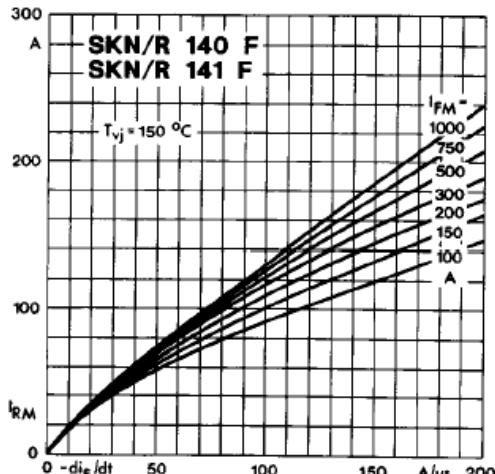


Fig. 6 b Peak reverse recovery current

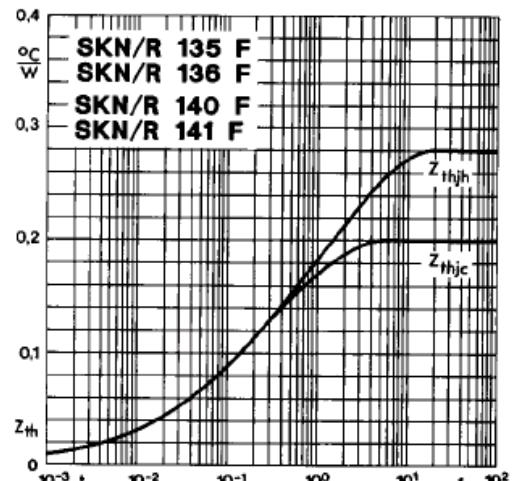


Fig. 7 Transient thermal impedance

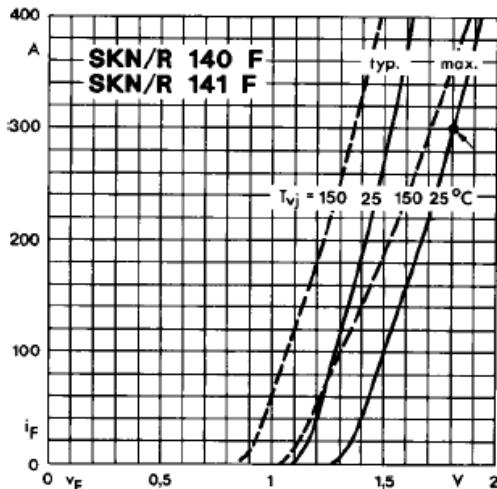


Fig. 8 b Forward characteristics

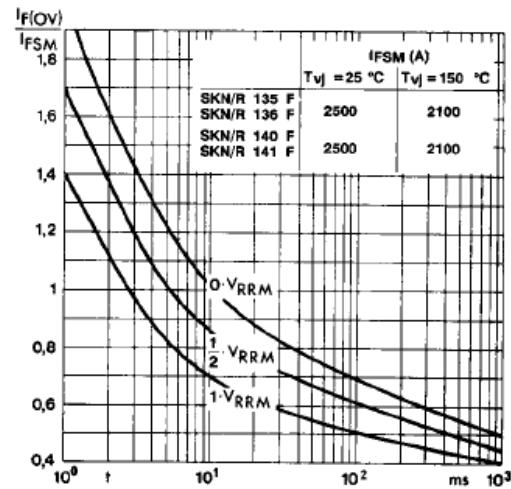


Fig. 9 Rated surge overload current



MAIN PRODUCT CHARACTERISTICS

$I_{F(AV)}$	2 x 45A
V_{RRM}	1200V
$t_{rr}(\text{typ})$	65ns
$V_F(\text{max})$	1.85V

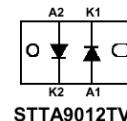
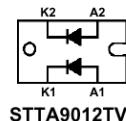
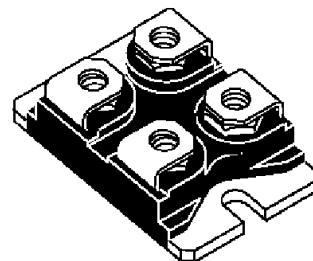
FEATURES AND BENEFITS

ULTRA-FAST, SOFT RECOVERY.
VERY LOW OVERALL POWER LOSSES IN
BOTH THE DIODE AND THE COMPANION
TRANSISTOR.
HIGH FREQUENCY AND/OR HIGH
PULSED CURRENT OPERATION.
HIGH REVERSE VOLTAGE CAPABILITY.
LOW INDUCTANCE PACKAGE < 5 nH.
INSULATED PACKAGE:
Electrical insulation : 2500VRMS
Capacitance: < 45pF.

STTA9012TV1/2

TURBOSWITCH™
ULTRA-FAST HIGH
VOLTAGE DIODE

ISOTOP™



ABSOLUTE RATINGS (limiting values, per diode)

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage		1200	V
V_{RSM}	Non repetitive peak reverse voltage		1200	V
$I_{F(RMS)}$	RMS forward current		150	A
I_{FRM}	Repetitive peak forward current	$t_p = 5 \mu s$ F = 5kHz square	700	A
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10ms$ sinusoidal	420	A
T_{stg}	Storage temperature range		- 65 to + 150	°C
T_j	Maximum operating junction temperature		150	°C

DESCRIPTION

TURBOSWITCH 1200V drastically cuts losses in all high voltage operations which require extremely fast, soft and noise-free power diodes. Due to their optimized switching performances they also highly decrease power losses in any associated switching IGBT or MOSFET in all "freewheel mode" operations.

They are particularly suitable in motor control circuitries, or in the primary of SMPS as snubber, clamping or demagnetizing diodes. They are also suitable for secondary of SMPS as high voltage rectifier diodes.

THERMAL AND POWER DATA (per diode)

Symbol	Parameter	Test conditions	Value	Unit
$R_{th(j-c)}$	Junction to case thermal resistance	Per diode	0.85	°C/W
		Total	0.48	
		Coupling	0.1	
P_1	Conduction power dissipation	$I_{F(AV)} = 45A$ $\delta = 0.5$ $T_c = 70^\circ C$	94	W
P_{max}	Total power dissipation $P_{max} = P_1 + P_3$ ($P_3 = 10\% P_1$)	$T_c = 62^\circ C$	104	W

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (per diode)

Symbol	Parameter	Test conditions		Min	Typ	Max	Unit
V_F *	Forward voltage drop	$I_F = 45A$	$T_j = 25^\circ C$ $T_j = 125^\circ C$		1.3	2.05 1.85	V
I_R **	Reverse leakage current	$V_R = 0.8 \times V_{RRM}$	$T_j = 25^\circ C$ $T_j = 125^\circ C$		3	200 12	μA mA
V_{to}	Threshold voltage	$I_p < 3.I_{AV}$	$T_j = 125^\circ C$			1.57	V
R_d	Dynamic resistance					6	$m\Omega$

Test pulses : * $t_p = 380$ ms, $\delta < 2\%$

** $t_p = 5$ ms, $\delta < 2\%$

To evaluate the maximum conduction losses use the following equation :

$$P = V_{to} \times I_{F(AV)} + r_d \times I_{F(AV)}^2$$

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (per diode)

TURN-OFF SWITCHING

Symbol	Parameter	Test conditions	Min	Typ	Max	Unit
t_{rr}	Reverse recovery time	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 0.5 \text{ A}$ $I_R = 1 \text{ A}$ $I_{RR} = 0.25 \text{ A}$ $I_F = 1 \text{ A}$ $dI_F/dt = -50 \text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 30 \text{ V}$		65	115	ns
I_{RM}	Maximum reverse recovery current	$T_j = 125^\circ\text{C}$ $V_R = 600 \text{ V}$ $I_F = 45 \text{ A}$ $dI_F/dt = -360 \text{ A}/\mu\text{s}$ $dI_F/dt = -500 \text{ A}/\mu\text{s}$		50	60	A
S factor	Softness factor	$T_j = 125^\circ\text{C}$ $V_R = 600 \text{ V}$ $I_F = 45 \text{ A}$ $dI_F/dt = -500 \text{ A}/\mu\text{s}$		1.2		-

TURN-ON SWITCHING

Symbol	Parameter	Test conditions	Min	Typ	Max	Unit
t_{fr}	Forward recovery time	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 45 \text{ A}$, $dI_F/dt = 360 \text{ A}/\mu\text{s}$ measured at $1.1 \times V_{F\max}$		900		ns
V_{Fp}	Peak forward voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 45 \text{ A}$, $dI_F/dt = 360 \text{ A}/\mu\text{s}$ $I_F = 45 \text{ A}$, $dI_F/dt = 500 \text{ A}/\mu\text{s}$		30	30	V

Fig. 1: Conduction losses versus average current (per diode).

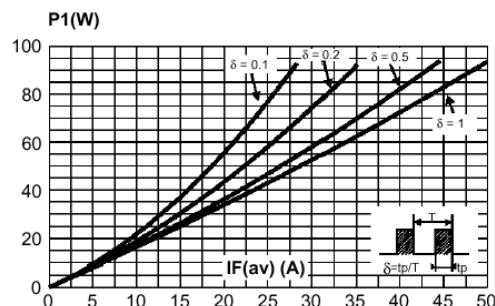


Fig. 2: Forward voltage drop versus forward current (maximum values, per diode).

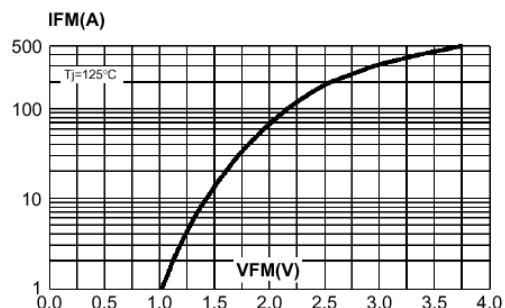


Fig. 3: Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration (per diode).

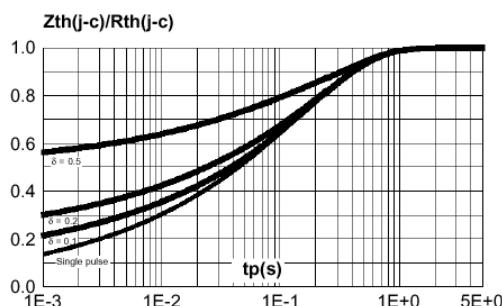


Fig. 4: Peak reverse recovery current versus dI_F/dt (90% confidence, per diode).

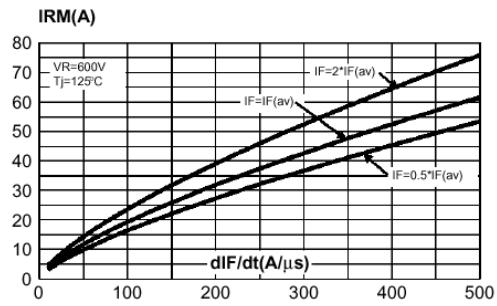


Fig. 5: Reverse recovery time versus $dI/F/dt$ (90% confidence, per diode).

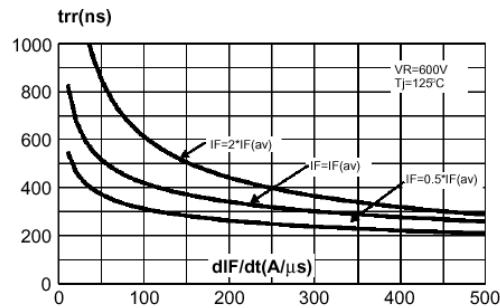


Fig. 6: Softness factor (tb/ta) versus $dI/F/dt$ (typical values).

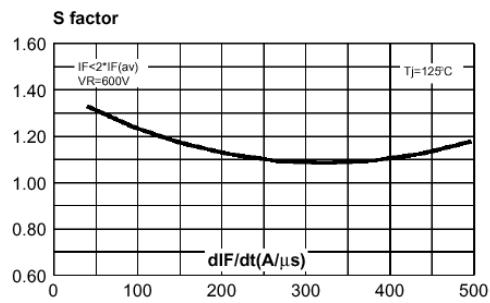


Fig. 7: Relative variation of dynamic parameters versus junction temperature (reference: $T_j=125^\circ C$).

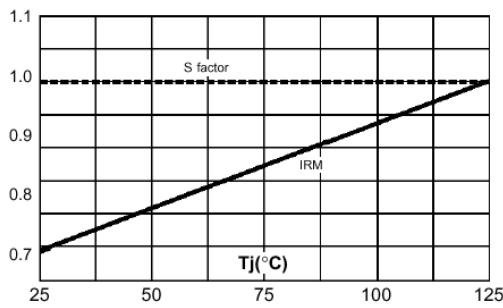


Fig. 8: Transient peak forward voltage versus $dI/F/dt$ (90% confidence, per diode).

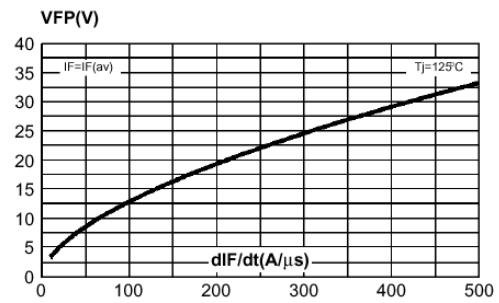
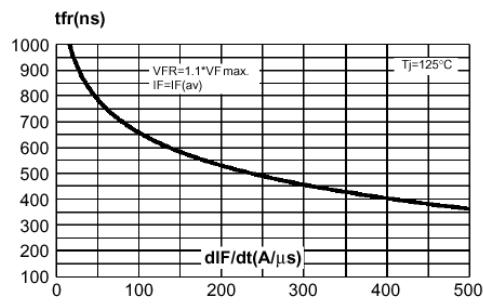


Fig. 9: Forward recovery time versus $dI/F/dt$ (90% confidence, per diode).



1.2 SCR's de Potencia

Introducción:

El tiristor es un semiconductor con tres uniones. Además del ánodo y el cátodo, el tiristor tiene una compuerta de cebado. Cuando se dan las condiciones de cebado, es decir, tensión positiva en sus bornes ánodo-cátodo, a partir del cebado de su compuerta el tiristor se puede saturar. Para que esto sea posible, tiene que circular por el ánodo una corriente I_L de enganche. Una vez cebado, la corriente de compuerta puede cesar, y el tiristor se mantendrá saturado. Es decir, una vez cebado el tiristor, la compuerta pierde todo el poder de control sobre el mismo. Sólo se puede cambiar de estado saturado a bloqueado, si la corriente del ánodo se hace menor que la corriente de mantenimiento I_H durante un tiempo mínimo igual al de recuperación t_q .

Los valores típicos de mando de compuerta (o gate) de saturación serán los interiores a la superficie de la gráfica V_G-I_G siendo mayores que I_{GT} y V_{GT} .

Los tiristores se fabrican prácticamente de difusión. Para controlar el encendido y el apagado, y el funcionamiento bidireccional, los fabricantes utilizan las siguientes variantes:

1. SCR Tiristores para el control de fase y tiristores rápidos
2. GTO Tiristores de apagado por compuerta (gate turn off)
3. MCT Tiristores controlados por MOSFET
4. RCT Tiristores de conducción inversa (tiristor con diodo en antiparalelo)
5. TRIAC Tiristores bidireccionales

Los tiristores cumplen varias funciones en la electrónica de potencia:

- A. Rectificación controlada, semi-controlada y fuentes de poder
- B. Controles de motores de CC y CA
- C. Inversores, cicloconvertidores
- C. Retroalimentación de la energía de la carga hacia la fuente de energía y recuperación de la energía atrapada, etc.

El Tiristor o SCR:

El tiristor o SCR “silicon controlled rectifier” es un conmutador casi ideal, rectificador y amplificador a la vez, el tiristor es un componente idóneo en electrónica de potencia. Fue obtenido por primera vez por *General Electric* en 1957.

El tiristor, concebido en un principio como equivalente de estado sólido para reemplazar al tiratrón a gas, se ha impuesto rápidamente en toda una serie de dominios de los que los más importantes son, la rectificación controlada, la variación de la velocidad de motores, graduación de luz, etc.

El tiristor permanece normalmente bloqueado hasta el momento en que se le hace conducir actuando sobre su electrodo de disparo.

El término “tiristor” designa a toda una familia de elementos semiconductores cuyas características son similares, en principio, a las de las antiguas válvulas “tiratrones”. El nombre de tiristor proviene de la contracción de tiratrón y transistor.

Como son elementos unidireccionales, con tres terminales (ánodo, cátodo y puerta), bloqueados en el tercer cuadrante, también se les llama “tiristores triodos de bloqueo inverso”.

Estructura y símbolo:

El tiristor es un semiconductor sólido de silicio formado por cuatro capas P y N alternativamente, dispuestas como se ve en la [fig. 1.10](#), donde también se representa su símbolo.

Los dos terminales principales son el ánodo y el cátodo, y la circulación entre ellos de corriente directa está controlada por un electrodo de mando llamado “puerta”, o compuerta (“gate” del inglés). El tiristor es un elemento unidireccional. Una vez aplicada la señal de corriente a la puerta, el dispositivo deja pasar una corriente en ánodo que sólo puede tener un único sentido. Por ello a veces se designa rectificador controlado.

El dispositivo cumple varias misiones que podemos clasificar arbitrariamente como sigue:

- **Rectificador:** consiste en usar la propiedad de funcionamiento unidireccional del dispositivo, el cual realiza entonces la función de diodo controlado.
- **Interrupción de corriente:** usado como interruptor, el tiristor puede reemplazar a los interruptores mecánicos.

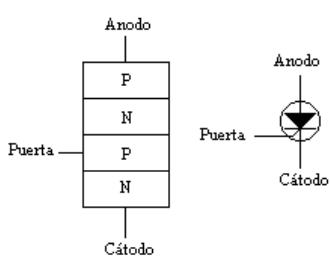


Fig. 1.10 Estructura y símbolo del tiristor

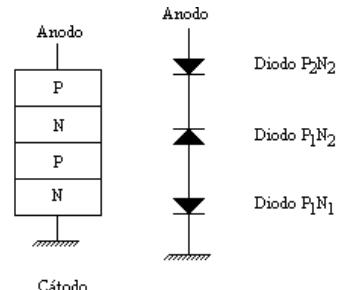
- **Regulación:** la posibilidad de ajustar el momento preciso de cebado (el ángulo de conducción) permite emplear al tiristor para gobernar la potencia o la corriente media de salida.
- **Amplificación:** puesto que la corriente de mando puede ser muy débil en comparación con la corriente principal, se produce un fenómeno de amplificación en corriente o en potencia. En ciertas aplicaciones esta ganancia puede ser de utilidad.

Polarización del Tiristor.

Viendo la [fig. 1.11](#), se puede comparar al tiristor con tres diodos conectados en oposición.

- Si el ánodo es positivo, el elemento está polarizado directamente, pero el diodo $P_1 N_2$ bloquea la tensión aplicada;
- Si, por el contrario, el ánodo es negativo, los diodos $P_2 N_2$ y $P_1 N_1$ tienen polarización inversa. Por ser débil la tensión de avalancha de $P_1 N_1$, su papel es despreciable y es $P_2 N_2$ el que va a limitar la corriente inversa de fuga.

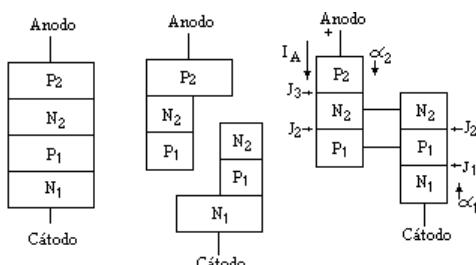
La tensión máxima es limitada, prácticamente, por la tensión de avalancha de los diodos $P_2 N_2$ y $P_1 N_2$.



[Fig. 1.11](#) Las tres uniones del tiristor pueden representarse mediante tres diodos

El Tiristor con polarización directa

Se comprenderá mejor el funcionamiento del tiristor si nos referimos al montaje con dos transistores, PNP y NPN, de la [fig. 1.12](#), que resulta equivalente. Estos dos transistores están conectados de forma que se obtenga una realimentación positiva.



[Fig. 1.12](#) El tiristor es equivalente a una combinación de dos transistores, uno PNP y otro NPN

Supongamos que sea positiva la región P_2 con relación a la N_1 . Las uniones J_3 y J_1 emiten portadores, positivos y negativos respectivamente, hacia las regiones N_2 y P_1 . Estos portadores, tras su difusión en las bases de los transistores, llegan a la unión J_2 , donde la carga espacial crea un intenso campo eléctrico.

Siendo α_2 la ganancia de corriente que da la fracción de la corriente de huecos inyectadas en el emisor y que llega al colector del PNP, y siendo por otro lado α_1 la ganancia de corriente que da la fracción de corriente de electrones inyectada en el emisor que llega al colector del NPN, podemos escribir:

$$I_{C2} = \alpha_2 \cdot I_A$$

$$I_{C1} = \alpha_1 \cdot I_A$$

La corriente total de ánodo I_A es la suma de I_{C1} e I_{C2} , a la que hay que sumar la corriente de fuga residual que circula por la unión central J_2 y se llamará I_{CX} . Se tiene entonces:

$$I_A = \alpha_1 \cdot I_A + \alpha_2 \cdot I_A + I_{CX}$$

Lo que da:

$$I_A = \frac{I_{CX}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

En muchos transistores de silicio la ganancia α es baja para valores reducidos de corriente, aumentando cuando crece la corriente. Luego, si I_{CX} es reducida, el denominador de la fracción anterior de aproxima a 1 (para corrientes débiles) y la corriente I_A es apenas mayor que la corriente de fuga.

- Aunque polarizada directamente, la estructura PNPN permanece bloqueada presentando una elevada impedancia.

Cuando aumenta, por cualquier motivo la corriente de fuga I_{CX} , aumenta la corriente y la ganancia. La suma $\alpha_1 + \alpha_2$ tiende entonces a uno y la corriente I_A tiende a infinito. En realidad esta corriente toma un valor muy alto, limitado solo por el circuito externo.

- El tiristor está entonces en un estado conductor (también se dice que está desbloqueado o disparado).

Hay que observar que este tipo de cebado por aumento de la corriente de fuga - esto es en general por aumento de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo del elemento- “no es aconsejable” en la mayoría de los casos.

Principio de cebado por puerta

El cebado por puerta es el método más usual de disparo de tiristores. El razonamiento siguiente será mucho más claro. Ver [fig. 1.13](#):

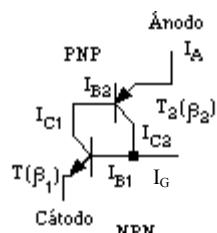


Fig. 1.13 Montaje equivalente de un tiristor que explica el fenómeno del cebado

Una vez polarizado directamente el tiristor, se inyecta un impulso de corriente en su puerta de mando (se denomina I_G). El transistor NPN designado T_1 recibe una corriente de base I_G , pasando a ser su corriente de colector de $I_G \beta_1$, donde I_G es la ganancia de corriente del transistor (montaje emisor común). Esta corriente se inyecta a su vez en la base del transistor T_2 (PNP) que entrega entonces una corriente de $I_G \cdot \beta_1 \cdot \beta_2$ (siendo β_2 la ganancia de corriente de T_2). Esta corriente, que aparece en el colector de T_2 , vuelve a aplicarse a la base de T_1 .

Hay que considerar entonces dos casos:

- 1º- El producto $\beta_1 \cdot \beta_2$ es inferior a 1, en cuyo caso el elemento no se ceba.
 - 2º- El producto $\beta_1 \cdot \beta_2$ tiende a la unidad, por lo que se realiza el proceso de amplificación y el elemento cambia a su estado conductor.
- Estas dos condiciones ($\beta_1 \cdot \beta_2 < 1$ y $\beta_1 \cdot \beta_2 \rightarrow 1$) caracterizan el estado del tiristor en función de la corriente. Así:
- Si la corriente de puerta es débil, el producto $\beta_1 \cdot \beta_2$ es inferior a la unidad y no se ceba el elemento.
 - Si el impulso de mando es suficiente, las corrientes de emisor son lo bastante elevadas para que el producto $\beta_1 \cdot \beta_2$ tienda a 1.

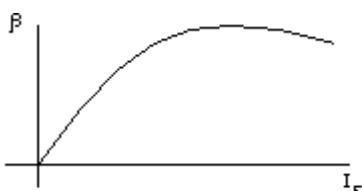


Fig. 1.14 La ganancia de corriente β de un transistor de silicio depende de la corriente de emisor

⇒ En cuanto se produce el cebado, la realimentación hace que los dos transistores conduzcan a saturación (porque la corriente de colector de uno se inyecta sistemáticamente en la base del otro). Una vez en conducción, los transistores se mantienen ya en ese estado, incluso aunque desaparezca el impulso inicial de puerta, hasta que el circuito exterior deje de mantener la corriente I_A .

El TRIAC:

El triac es un elemento bidireccional conductor de tres electrodos, uno de los cuales es de mando (la puerta) y los otros dos son los principales de conducción. El elemento puede pasar de un estado de bloqueo a un régimen conductor, en los dos sentidos de polarización (cuadrantes I y III) y volver al estado de bloqueo por inversión de la tensión o por disminución de la corriente por debajo del valor de mantenimiento, I_H .

El triac es la versión bidireccional del tiristor; en su representación eléctrica se le puede comparar a la asociación en antiparalelo de dos tiristores, presentando no obstante dos ventajas fundamentales sobre este montaje en el que sólo se podría gobernar las puertas mediante un transformador de impulsos:

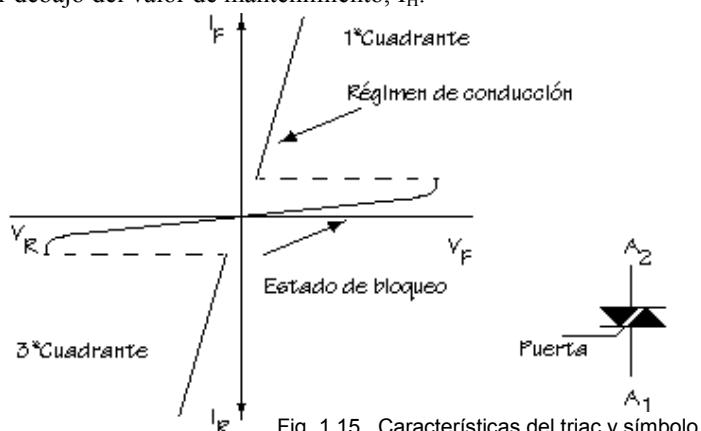


Fig. 1.15 Características del triac y símbolo

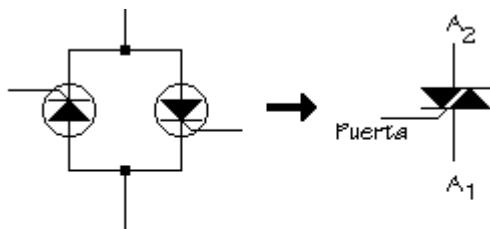


Fig. 1.16 Puede compararse al triac con una asociación en antiparalelo de dos tiristores

El triac puede obtenerse mediante diversas estructuras de capas de difusión como, por ejemplo, la de la [fig. 1.17](#). En ella puede reconocerse los dos tiristores constituyentes del triac;

- La mitad de la pastilla, ABC, representa un tiristor de estructura clásica cuya conducción tiene lugar según (Y).
- La mitad ABD es un tiristor de conducción inversa (según II), siendo la capa N_3 la del cátodo. Tecnológicamente, el triac es la unión de las capas de dos tiristores cuya superficie de emisor útil de cada semiperíodo es la media pastilla.

La puerta del conjunto está formada por dos capas de tipos opuestos: N_4 y la porción de P_1 .

- El circuito de mando resulta más sencillo al no existir más que un electrodo de disparo.

- El dispositivo puede bascular al estado conductor independientemente de las polaridades de puerta o de ánodo (el disparo se efectúa en los cuatro cuadrantes).

Nota: los ánodos A_1 y A_2 no son intercambiables. Para una correcta polarización remitirse a la hoja de datos.

Estructura:

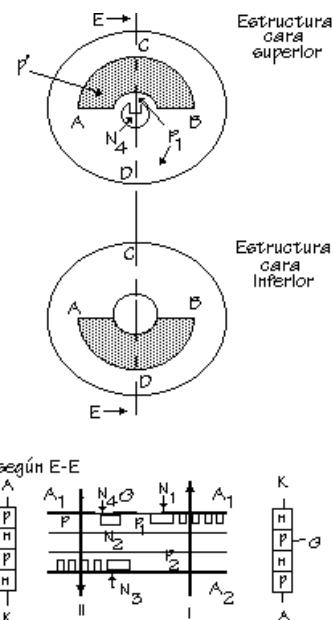


Fig. 1.17 Estructura típica de un triac

Cebado del triac

Si se aplica la tensión V_1 al ánodo A_1 , la tensión V_2 al ánodo A_2 y la tensión V a la puerta, y si tomamos V como la masa de referencia ($V = 0$), podemos definir cuatro cuadrantes de polarización.

Cuadrante	V_2	V_G	Notación
I	> 0	> 0	++
II	> 0	< 0	+ -
III	< 0	< 0	--
IV	< 0	> 0	- +

Corriente de mantenimiento y de enganche

Las definiciones para corriente de mantenimiento (I_H) y de enganche (I_L) del tiristor siguen siendo válidas para el triac. No obstante, en este caso hay que definir sus valores en cada cuadrante de cebado.

Característica de puerta:

Un triac puede dispararse mediante una corriente de puerta positiva o negativa. Las curvas que dan la intensidad de puerta en función de la polarización puerta - ánodo 1 adoptan la misma forma, en los dos sentidos de conducción, que las de un diodo.

Se encuentran en ella dos regiones, una correspondiente a un diodo normal, y otra, cerca del origen, que es sensiblemente resistiva.

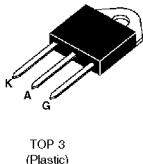
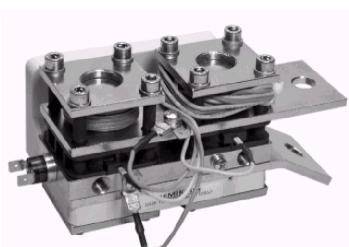
Las curvas correspondientes a corrientes de puerta positivas y negativas no se pueden rigurosamente superponer, y pueden presentar inclinaciones diferentes, según el sentido de polarización de las salidas S_1 y S_2 .

La sensibilidad difiere según el cuadrante.

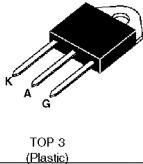
Nota: Generalmente no se fabrican triacs de alta potencia, los dispositivos de potencia utilizan conexiones de tiristores de aplicación en control de fase y de aplicaciones de alta velocidad de conmutación.

1.2.1 Diversos tipos de tiristores en función de su encapsulado.

1.2.1.1 Tiristores de baja frecuencia

Tipos / Características más importantes	Aplicaciones Típicas
A. Tiristores pequeños, de plástico <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas de hasta 2500V I_{TAV} de hasta los 60 A 	<ul style="list-style-type: none"> Propósitos generales de baja potencia  <p>TOP 3 (Plastic)</p>
B. Tiristores de perno, o montado en perno (stud) <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas de hasta 1600V I_{TAV} de hasta los 350 A (93°C T_{CASE}) Carcasa de metal hermetizado con ampolla aislada. $\frac{dv}{dt}$ de 200V/μs a 1000V/μs 	<ul style="list-style-type: none"> Propósitos generales de potencia Enfriado con dissipador Rectificación controlada y semicontrolada 
C. Tiristores de disco de Hockey, o de disco empacado a presión. (Hockey puk) <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas de hasta 3600V I_{TAV} de hasta los 3000 A (56°C T_{CASE}) $\frac{dv}{dt}$ de 200V/μs a 1000V/μs Con amplificador de compuerta 	<ul style="list-style-type: none"> Propósitos generales de potencia Rectificación controlada y semicontrolada Equipos de soldadura de alta potencia 
D. Tiristores en Pack (tiristores o tiristores- diodos) <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas de hasta 3000V I_{FAV} de hasta los 500 A (82°C T_{CASE}) 	<ul style="list-style-type: none"> Propósitos generales de potencia Enfriado con dissipador Rectificación controlada y semicontrolada Fuentes de alimentación Control en máquinas herramientas Puentes para drivers de grandes motores de DC y AC UPS 
E. Bloque de Tiristores enfriados por agua <ul style="list-style-type: none"> Unidad compacta que contiene dos tiristores de alta corriente. (Provee conexión en paralelo) I_{FAV} de hasta los 2400 A (30°C T_{CASE}) I_{FAV} de hasta los 15 KA (2 Lts /min caudal) 	<ul style="list-style-type: none"> Equipos de soldadura de muy alta potencia Grandes equipos galvánicos, y de electrólisis Convertidores, fuentes de poder de muy alta potencia 

1.2.1.2 Tiristores rápidos

Tipos / Características más importantes	Aplicaciones Típicas
A. Tiristores pequeños, de plástico <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas de hasta 2500V I_{TAV} de hasta los 60 A t_q de 5 a 20μs 	<ul style="list-style-type: none"> Propósitos generales de baja potencia  <p>TOP 3 (Plastic)</p>
B. Tiristores de perno, o montado en perno (stud) <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas de hasta 1600V I_{TAV} de hasta los 300 A (93°C T_{CASE}) t_q de 10 a 50μs $\frac{dv}{dt}$ de 200V/μs a 1000V/μs $\left(\frac{di}{dt}\right)_{\text{CR}}$ hasta 1000A/μs (no repetitivo) y 400A/μs (repetitivo) 	<ul style="list-style-type: none"> Inversores autoconmutados Choppers de DC Controles de velocidad motores UPS 
C. Tiristores de disco de Hockey, o de disco empacado a presión. (Hockey puk) <ul style="list-style-type: none"> Tensiones inversas de hasta 1000V I_{TAV} de hasta los 3000 A (93°C T_{CASE}) t_q de 7 a 40μs $\frac{dv}{dt}$ de 200V/μs a 1000V/μs $\left(\frac{di}{dt}\right)_{\text{CR}}$ hasta 1000A/μs (no repetitivo) y 400A/μs (repetitivo) 	<ul style="list-style-type: none"> Inversores autoconmutados Choppers de DC Controles de velocidad motores UPS Soldadura 

1.2.2 Especificaciones más importantes

- V_{RSM} Máx. tensión inversa pico no repetitiva
- V_{DRM} Máx. tensión pico repetitiva en estado de *off*
- V_{RRM} Máx. Tensión inversa pico repetitiva
- $I_{T(AV)}$ Máx. corriente en estado de *on*
Es el valor absoluto máx. de corriente continua en el estado de *on*, sin tener en cuenta la sobrecarga. En aplicaciones prácticas, es la corriente máx. permitida en condiciones de enfriamiento degradadas, y en condiciones de aumento de la temp. ambiente.
Por ejemplo, en zonas vecinas al dispositivo, donde otros elementos disipan calor, se recomienda usar el dispositivo en rangos no mayores al 80% de $I_{T(AV)}$
- $I_{T(RMS)}$ Máx. corriente RMS en estado de *on*
Es el valor máximo de corriente RMS, para el ángulo de conducción elegido, en forma de onda, y en condiciones determinadas de enfriamiento.
- I_{TSM} Máx. corriente en estado de *on*
Es el valor pico de corriente en una señal de media onda de 10ms.
- $I_{T(OV)}$ Máx. corriente de cresta no repetitiva
Valor de cresta de media onda, o parte en un tiempo de 1ms a 10ms.
El tiempo máx. de sobrecarga permitido en condiciones de falla es 10ms.
- $i^2 t$ El valor $i^2 t$ para el tiristor está dado para la selección del fusible de protección debido a cortocircuitos.

El valor $i^2 t$ del fusible para un tiempo especificado y la tensión de entrada deberán ser menores que el valor para el tiristor durante 10ms.

Ya que el valor $i^2 t$ de fusibles rápidos usados normalmente para ésta protección cae más rápidamente con incrementos de temperatura que el $i^2 t$ para el tiristor, normalmente es suficiente comparar el valor $i^2 t$ para el tiristor a 25°C con el valor $i^2 t$ del fusible.

- $\left(\frac{di}{dt}\right)_{cr}$

Velocidad de subida de corriente crítica

Inmediatamente después del cebado del tiristor, la corriente "on" fluye sólo en la zona primaria de conducción, cercana a la región de conexión del gate, y esto provoca una disipación excesiva en las cercanías del gate. Por esto, la velocidad de subida deberá estar limitada por debajo del valor crítico. El valor crítico especificado sólo es válido en las sig. condiciones. Ej: Caso de frecuencias de línea de 50 a 60 Hz. Valor de corriente pico igual al valor de cresta de la corr. en estado de *on* para un semiperíodo. Corriente de compuerta por lo menos cinco veces I_{GT} con una velocidad de subida menor que 1A/ μ s, cuyo ancho de pulso debe ser menor que 10 μ s y 3 veces mayor que $t_{i(on)}$. La velocidad de subida crítica en estado de *on* cae a medida que incrementa la frecuencia. Por esto, a frecuencias mayores de 60Hz la corriente pico del estado *on* deberá ser reducida si se emplea altas di/dt.-

- $\left(\frac{dv}{dt}\right)_{cr}$

Velocidad de subida de tensión crítica en estado de *off*

Los valores dados válidos para el crecimiento exponencial en estado de *off* es $2/3 V_{DRM}$. Si la $(dv/dt)_{cr}$ se excede, el tiristor puede autocebarse.

- I_H

Corriente de mantenimiento

Es la mínima corriente de ánodo el cual mantiene en estado de *on* al tiristor. Si éste es comutado a temperaturas menores a 25°C, el valor de I_H deberá ser levemente mayor.

- I_L

Corriente de enganche

Es la mínima corriente de ánodo para que el dispositivo pase del estado de *off* al estado de *on* con un pulso de compuerta de 10 μ s. Si la corriente de ánodo no asciende a éste valor, el dispositivo no podrá pasar al estado de *on*.

- $V_{T(T0)}, r_T$

Tensión umbral y pendiente de resistencia directa.

Estos valores definen las características del estado de *on* del tiristor y pueden ser usados para calcular la potencia en estado de *on*, P_{TAV} (excluyendo todas las pérdidas de comutación).

$$P_{TAV} = \frac{t_p}{T} \left(\frac{2 V_{T(T0)}}{\pi} I_{TM} + \frac{r_T}{2} I_{TM}^2 \right) \quad \text{para media onda}$$

$$P_{TAV} = \frac{t_p}{T} (V_{T(T0)} I_{TM} + r_T I_{TM}^2) \quad \text{para pulsos trapezoidales} \cong \text{pulsos rectangulares.}$$

siendo $\begin{cases} t_p = \text{duración del pulso} \\ T = \text{Tiempo de duración} \end{cases}$

- R_{th}

Resistencia térmica

La resistencia térmica juntura-carcaza R_{thJC} y la resistencia de contacto térmico entre la carcasa y el dissipador R_{thCh} , normalmente están graficadas

- I_{GT}, V_{GT}

Corriente y tensión mínimos de cebado en compuerta

Es al valor mínimo para el cebado por pulso rectangular de duración de 100 μ s con una tensión de ánodo mínimo de 6V. Estos valores se incrementarán si el pulso de cebado tiene una duración menor que 100 μ s. Por ejemplo: con un pulso de ancho de 10 μ s se deberá aplicar un factor de 1,4 a 2. Sin embargo, los circuitos de disparo usan una corriente de cebado usualmente de 4 a 5 veces I_{GT} . Los tiristores con amplificadores en la compuerta que tienen una subida de corriente *on*, producen un transitorio de tensión negativo debido a la partición de la tensión de ánodo en la pastilla del dispositivo, el cual puede provocar una corriente inversa en un corto tiempo si la tensión del circuito de compuerta es insuficiente, o la impedancia del generador de corriente es muy alta. Esto puede provocar la destrucción del tiristor, por lo que es indispensable proveer un adecuado circuito de compuerta.

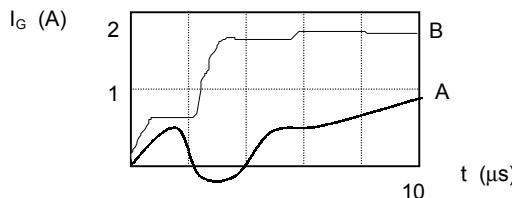


Fig. 1.13 Forma de onda de corriente del circuito de compuerta en un tiristor con amplif. de compuerta.
 (A) con corriente inadecuada
 (B) con adecuada corriente

- I_{GD} , V_{GD} Corriente y tensión máx. de puerta sin disparo
El circuito de disparo deberá evitar excitar con valores de corrientes iguales o menores que I_{GD} y V_{GD}
- t_q Tiempo de desactivación
Cuando se bloquea el tiristor, se produce un intervalo de tiempo t_q desde que la corriente principal decrece a cero hasta el instante en que el tiristor puede soportar una tensión reaplicada sin que vuelva a conmutar. En los tiristores rápidos, se especifica éste valor bajo las sig. condiciones: (a) Corriente de on I_{TM} antes de la comutación, igual al valor de las correspondientes al estado de on a la temp. de carcaza de 85°C. (b) Velocidad de caída $-di/dt = 10A/\mu s$. (c) velocidad de subida de tensión reaplicada en estado de off $dv/dt = 50V_T/\mu s$. (d) Polarización inversa $V_{RM} = 70V$. (e) Pico de tensión en estado de on $V_{DM} = 200V$. (f) Máx. temperatura de juntura permisible. Cuando se coloca un diodo volante en paralelo con el tiristor, la polarización inversa se limita a sólo unos pocos voltios, y el t_q se incrementa en un factor de, aprox. 1,2 veces. Este valor varía considerablemente de un tiristor a otro.
- Q_{rr} Recuperación de carga.
Esta es la carga total que fluye a través del circuito de ánodo durante el tiempo de recuperación en inversa t_{rr}

El tiempo de recuperación en inversa, t_{rr} se define de igual forma que en el caso de diodos

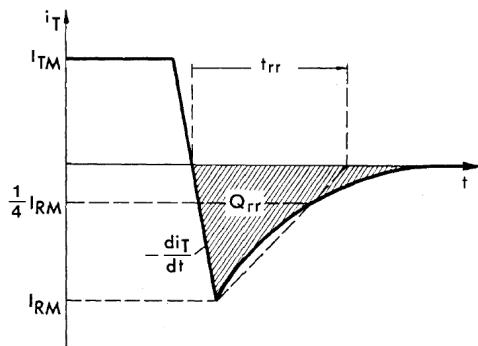


Fig. 1.18 Forma de onda típica de tiempo de recuperación en inversa del tiristor durante el apagado

- El t_{rr} es el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente de apagado cruza por cero, debido al cambio de conducción de directa a inversa, y el tiempo en que la corriente inversa de apagado se ha reducido al 25% de la corriente inversa máxima de apagado I_{RM} .
- El t_{rr} depende de la temperatura de la unión, de la velocidad de decrecimiento de la corriente directa, y de la corriente directa I_T antes de producirse el apagado.
- I_{RR} depende de la corriente directa I_T .

Las características t_{rr} , t_f , Q_{rr} e I_{RM} están relacionadas por las sig. fórmulas:

$$t_{rr} = \left(\frac{I_{RM}}{-\frac{di_T}{dt}} \right) + t_f = \sqrt{\left(\frac{2Q_{rr}}{-\frac{di_T}{dt}} \right) + \frac{t_f^2}{4}} + \frac{t_f}{2}$$

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} I_{RM} t_{rr}$$

$$I_{RM} \approx \frac{2Q_{rr}}{t_{rr}}$$

$$I_{RM} = \sqrt{2Q_{rr} \left(-\frac{di_T}{dt} \right) + \frac{t_f^2}{4} \left(-\frac{di_T}{dt} \right)^2 - \frac{t_f}{2} \left(-\frac{di_T}{dt} \right)}$$

$$t_f = t_{rr} - \frac{I_{RM}}{\left(-\frac{di_T}{dt} \right)}$$

Debido a crecimientos lentos de i_T , t_f es pequeño comparado con t_{rr} , y las fórmulas se simplifican en:

$$t_{rr} \approx \sqrt{\frac{2Q_{rr}}{\left(-\frac{di_T}{dt} \right)}}$$

y

$$I_{RM} \approx \sqrt{2Q_{rr} \left(-\frac{di_T}{dt} \right)}$$

El tiempo de desactivación $t_q = t_{rr} + t_{rc}$ es la suma del tiempo de recuperación en inversa y el tiempo de recombinación. Ver ítem 1.2.6.1., fig. 1.21.

- Temperatura Es el punto de referencia más importante para calcular los valores límites de la temperatura de la juntura. Esta temperatura T_{VJ} puede ser excedida sólo en casos de falla. Otro valor importante para el estado de *on* es la temperatura de la carcasa T_{CASE}

Protección contra sobretensiones:

Para proteger contra sobretensiones, se pueden usar los “snubber RC” y/o varistores de ZnO por cada elemento. En el caso de redes R-C, los valores son generalmente determinados en forma experimental, ya que las inductancias espúreas en el circuito pueden tener una influencia considerable. Se prefiere usar capacitores pequeños (10 a 50nF) y resistencias altas (300 a 600Ω), los que reducen principalmente la velocidad de subida de la tensión de bloqueo, combinado con un varistor de ZnO en paralelo para recortar los picos de tensión. Generalmente las hojas de datos de los dispositivos sugieren las redes mas adecuadas a utilizar.

Protección contra sobrecorrientes y cortocircuitos:

Deberán usarse fusibles rápidos para proteger al tiristor contra cortocircuitos, o disyuntores térmicos contra incrementos lentos de sobrecarga. Además, se deberá proteger a los tiristores inhibiendo el pulso de compuerta, en caso de sobrecarga.

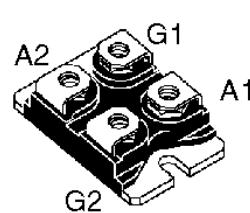
Ejemplo:

- V DRM = V RRM UP TO 1400 V
- I T(RMS) = 70 A
- HIGH SURGE CAPABILITY
- INSULATED PACKAGE :
- INSULATING VOLTAGE 2500 V(RMS)

FEATURES

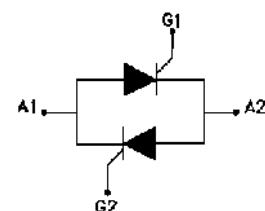
DESCRIPTION

The MSS50 family are constituted of two general purpose SCR. Suitable for AC switching and phase control on resistive and inductive load up to 400 Hz. The small volume (7cm³) and weight (29g) of the isotop package are well adapted to new generation of medium size module market applications.



ST
MSS50
THYRISTOR MODULE

ISOTOP™ (Plastic)
Screw version



ABSOLUTE RATINGS (limiting values)

Symbol	Parameter	Value	Unit
I T(RMS)	RMS on-state current $T_c = 80^\circ C$	70	A
I TSM	Non repetitive surge peak on-state current (T_j initial = $25^\circ C$)		
	$t_p = 8.3ms$	630	A
	$t_p = 10ms$	600	A
$I^2 t$ dI/dt	$I^2 t$ value for fusing $t_p = 10ms$	1800	$A^2 s$
	Critical rate of rise of on-state current		
	Gate supply : $I_G = 800mA - dI_G/dt = 1A/\mu s$	100	$A/\mu s$
T stg	Storage temperature range	- 40 + 150	$^\circ C$
T j	Operating junction temperature range	- 40 + 125	$^\circ C$
Symbol	Parameter	MSS50	Unit
V DRM	Repetitive peak off-state voltage	-800 800	-1200 1200
V RRM	$T_j = 125^\circ C$	1400	V

THERMAL RESISTANCES

Symbol	Parameter	Value	Unit
Rth (j-c)	Junction to case	DC	$^\circ C/W$
		AC	$^\circ C/W$
Rth (j-h)	Contact (case to heatsink) (4)	0.05	$^\circ C/W$

(4) With contact grease utilisation

GATE CHARACTERISTICS (maximum values)

$P_{GM} = 50W$ ($t_p = 20\mu s$); $P_{G(AV)} = 1W$; $I_{FGM} = 4A$ ($t_p = 20\mu s$); $V_{RGM} = 5V$.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions	Value	Unit
I_{GT}	$V_D = 12V$ (DC) $R_L = 33\Omega$ $T_j = 25^\circ C$	MAX	50 mA
V_{GT}	$V_D = 12V$ (DC) $R_L = 33\Omega$ $T_j = 25^\circ C$	MAX	1.5 V
V_{GD}	$V_D = V_{DRM}$ $R_L = 3.3k\Omega$ $T_j = 125^\circ C$	MIN	0.2 V
tgt	$V_D = V_{DRM}$ $I_G = 500mA$ $dI_G/dt = 3A/\mu s$ $T_j = 25^\circ C$	TYP	2 μs
I_L	$I_G = 1.2 I_{GT}$ $T_j = 25^\circ C$	TYP MAX	60 mA
I_H	$I_T = 0.5A$ gate open $T_j = 25^\circ C$	TYP MAX	40 mA
V_{TM}	$I_{TM} = 100A$ $t_p = 380\mu s$ $T_j = 25^\circ C$	MAX	1.7 V
I_{DRM}	V_{DRM} Rated $T_j = 25^\circ C$	MAX	0.05 mA
I_{RRM}	V_{RRM} Rated $T_j = 125^\circ C$	MAX	10 mA
tq	$I_T = 100A$ $V_R = 75V$ $V_D = 67\% V_{DRM}$ $dI/dt = 30A/\mu s$ $dV/dt = 20V/\mu s$ Gate open dV/dt * Linear slope up to $V_D = 67\% V_{DRM}$ gate open $T_j = 125^\circ C$	TYP MIN	100 μs
			500 $V/\mu s$

Fig. 1 : Maximum RMS power dissipation versus RMS on-state current. (F= 50 Hz)

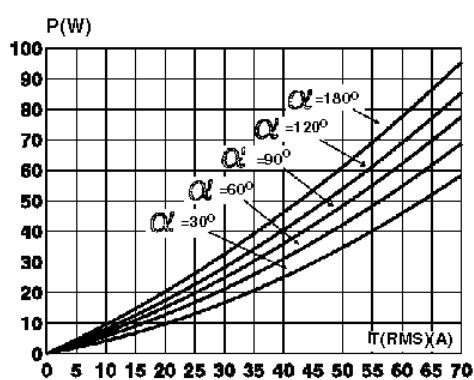


Fig. 2 : Correlation between maximum RMS power dissipation and maximum allowable temperature (Tamb) for different thermal resistances heatsink + contact.

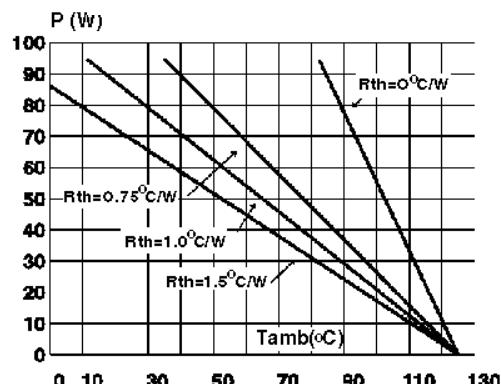


Fig. 3 : RMS on-state current versus case temperature.

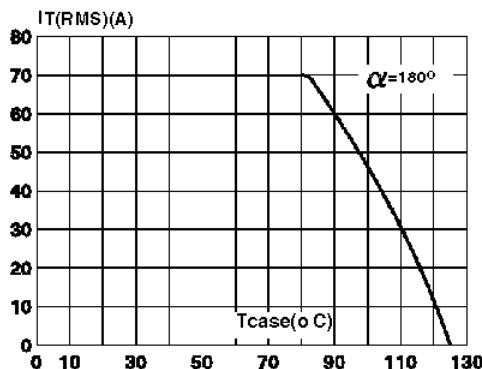


Fig. 5 : Relative variation of gate trigger and holding current versus junction temperature.

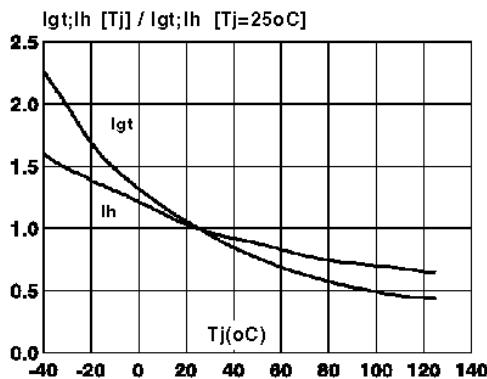


Fig. 7 : Non repetitive surge peak on-state current for a sinusoidal pulse with width : tp 3 10 ms and corresponding value of $I^2 t$.

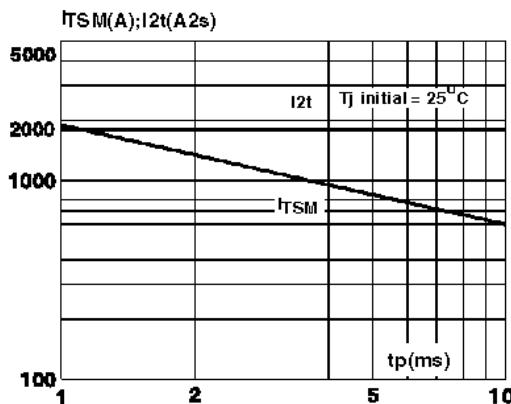


Fig. 4: Thermal transient impedance junction to case versus pulse duration.

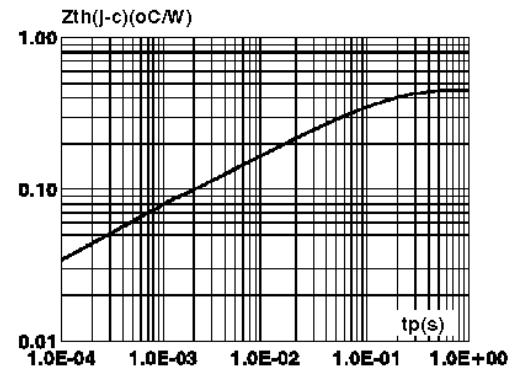


Fig. 6 : Non repetitive surge peak on-state current ver-sus number of cycles.

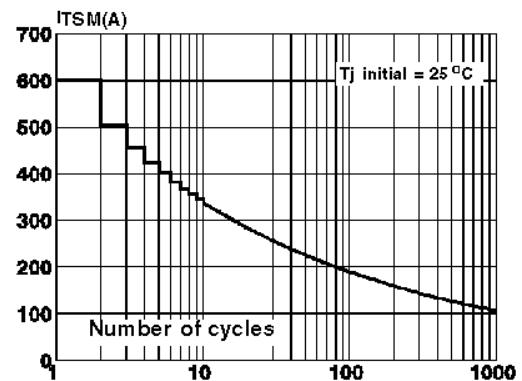
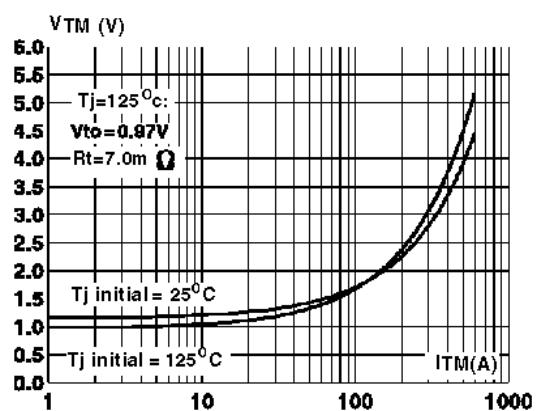


Fig. 8 : On-state characteristics . (Maximum values)



1.2.4. Conexión en serie de tiristores

En aplicaciones de alta tensión, es posible conectar en serie dos o más tiristores. Sin embargo, debido a la disparidad entre los dispositivos de un mismo número de parte, las características en estado activo de activación y corte difieren, por lo que, al igual que los diodos, deberá conectarse en paralelo con cada tiristor, una resistencia y una red R-C.

En el caso de los diodos sólo tienen que compartir las tensiones de bloqueo inverso, pero en el caso de los tiristores se requiere redes de distribución de tensión, tanto para condiciones inversas como para condiciones de inactividad.

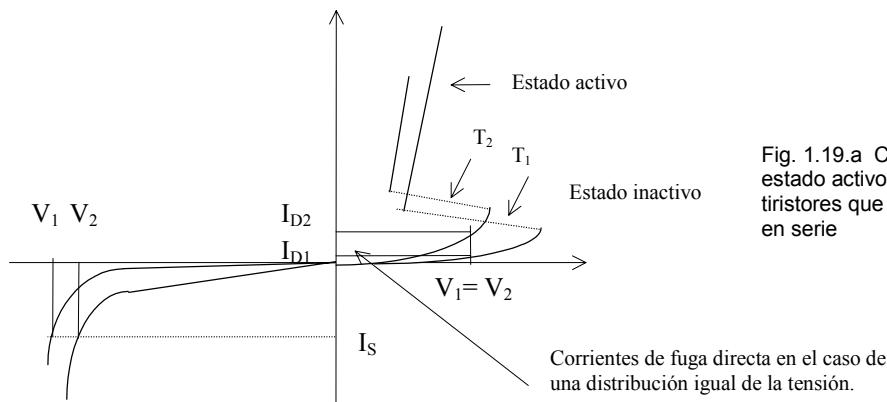


Fig. 1.19.a Características en estado activo e inactivo de dos tiristores que se quieren conectar en serie

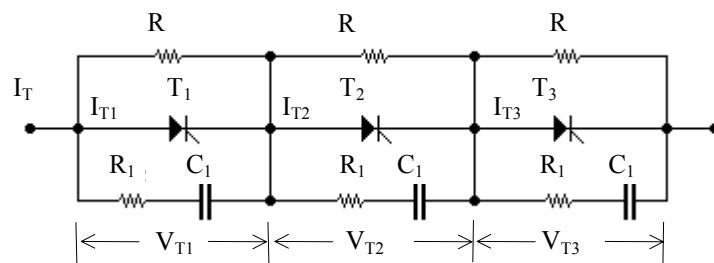


Fig. 1.19.b Tres tiristores conectados en serie con redes compensadoras

Durante el apagado, las diferencias en la carga almacenada causan diferencias en la distribución de la tensión inversa. El tiristor con menor tiempo de recuperación en inversa se enfrentará a la tensión transitoria más elevada. Las capacitancias de unión, que controlan las distribuciones de tensión transitorias, no serán adecuadas y, por lo general, será necesario conectar una red R₁-C₁ como se muestra en la fig. 1.19.b. R₁ limita la corriente de descarga. Por lo general se utiliza la misma red R₁-C₁, tanto para la distribución homogénea de la tensión transitoria, como para la protección por dv/dt.

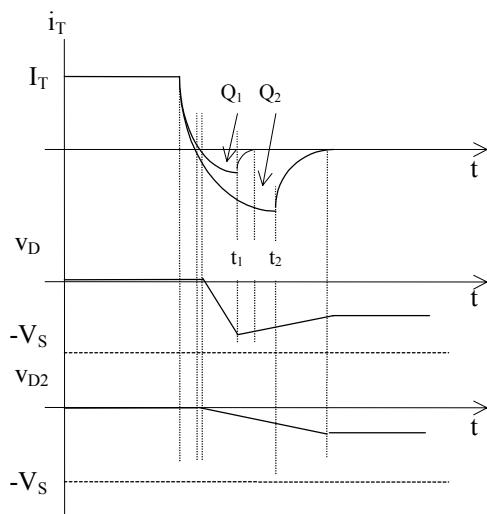


Fig. 1.20 Tiempo de recuperación en inversa t_q y distribución de la tensión de apagado -V_s en dos tiristores conectados en serie

1.2.5. Conexión en paralelo de tiristores

Cuando dos tiristores se conectan en paralelo, si las caídas de tensión en estado *on* no son iguales, la corriente no será distribuida de forma igual. Por lo que, cada tiristor disipará una potencia diferente y podría dañarse el tiristor de menor caída de tensión en estado *on*. Si se colocan los tiristores en un dissipador común, éste problema se reduce considerablemente.

1.2.6. Técnicas de conmutación del tiristor

Un tiristor se activa mediante una señal en compuerta. Cuando el tiristor está saturado, su caída de tensión puede ser entre 0,25 a 2V. Una vez activado el tiristor y satisfechos los requisitos de carga, por lo general es necesario desactivarlo; esto significa que hay que lograr que la corriente del ánodo del tiristor, pase por valores menores que el valor de la corriente de mantenimiento, I_H sin reaplicación de corriente de compuerta. El proceso de desactivación del tiristor, por lo general, causa la transferencia de la corriente que estaba conduciendo por él, a otras partes del circuito.

Existen dos métodos para conmutar los tiristores:

1. Conmutación natural
2. Conmutación forzada

1.2.6.1. Conmutación natural. Ejemplos con PSpice

Si la tensión de la alimentación (o de la entrada) es de CA, la corriente de ánodo del tiristor normalmente pasará a través del cero natural, apareciendo una tensión inversa, por lo que la corriente de ánodo será en algún instante menor que el valor de mantenimiento I_H . El dispositivo queda, entonces, desactivado en forma automática. Este tipo de conmutación se conoce como conmutación natural o de línea.

En la práctica, el tiristor se dispara en forma síncrona con el cruce por cero del voltaje positivo de entrada en cada ciclo, a fin de suministrar un flujo continuo de potencia. Este tipo de conmutación se aplica a controladores de tensión de CA, rectificadores controlados por fase y a cicloconvertidores. En la fig. siguiente se muestra un circuito en donde se muestra una disposición típica correspondiente a la conmutación natural.

Un tiristor que está en estado de conducción se bloquea cuando la corriente ánodo-cátodo I_A desciende por el valor de la corriente de mantenimiento, I_H

Debido a las dos uniones J_1 y J_2 , las características de bloqueo deberían ser similares a las de un diodo, con la exhibición de un tiempo de recuperación inverso t_{rr} y una corriente de recuperación de pico inverso I_{rr} . Pero, la unión J_2 requerirá de un tiempo conocido como tiempo de recombinación t_{rc} para combinar los portadores en exceso (una tensión inversa negativa reduciría el tiempo de recombinación).

El tiempo de desactivación se define como el valor mínimo de intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente I_H se ha reducido a cero hasta el instante en que el tiristor es capaz de soportar una tensión directa sin activarse o saturarse. t_q depende del valor pico de la corriente de saturación y la tensión instantánea antes de bloquearse.

El tiempo de desactivación $t_q = t_{rr} + t_{rc}$ es la suma del tiempo de recuperación en inversa y el tiempo de recombinación.

1.2.6.1.1. Conmutación natural con tensión de entrada cuadrada

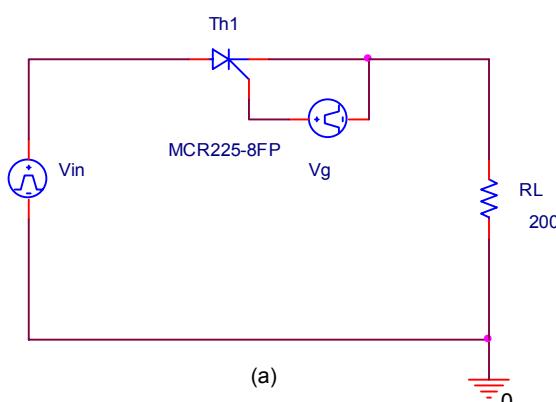
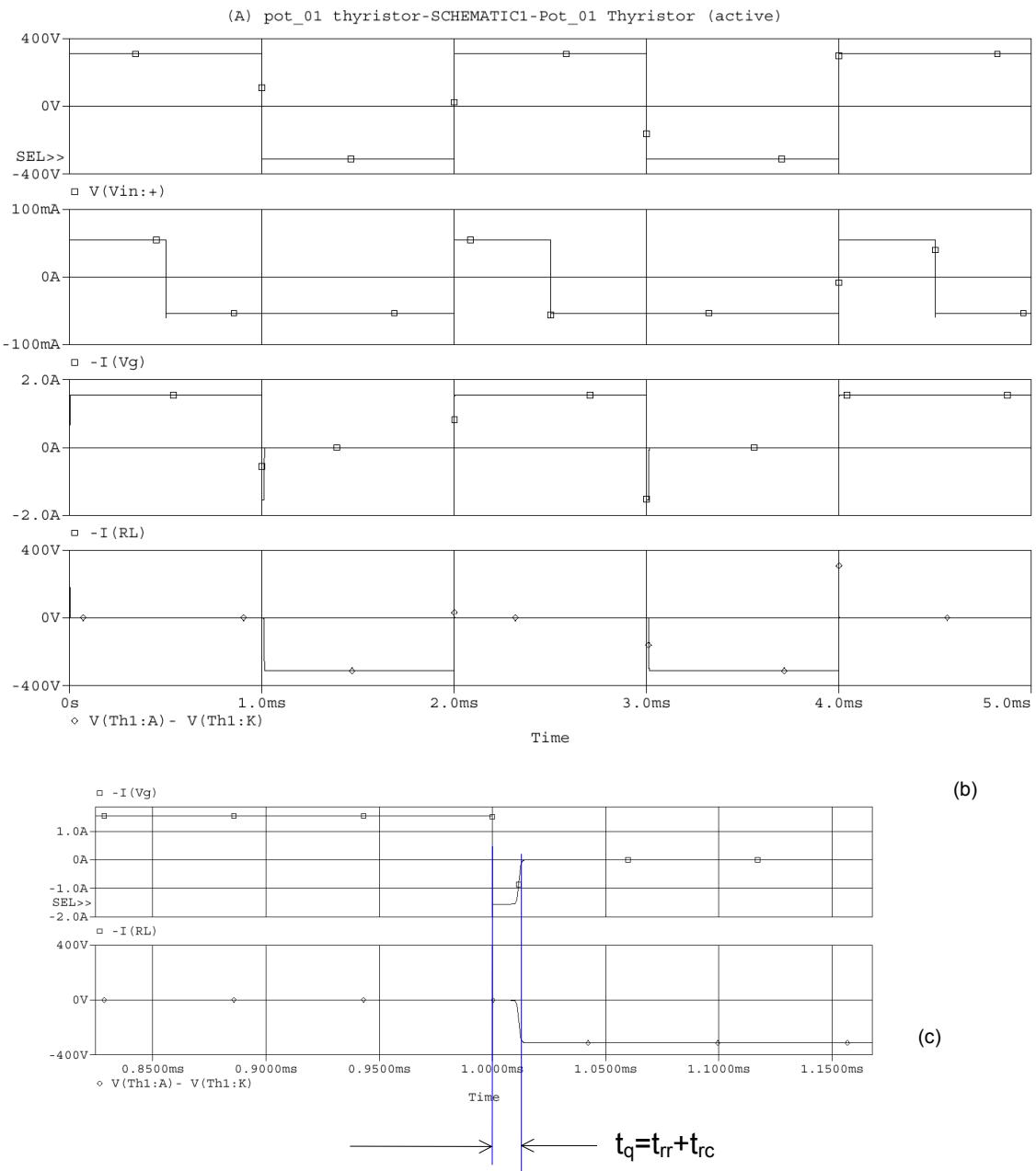


Fig. 1.21. Bloqueo del tiristor en forma natural.
(f) Circuito en PSpice
(g) formas de onda
(h) ampliación del sector I_R y V_{AK} . Notar que el t_q del tiristor se debe al t_{rr}



1.2.6.1.2. Conmutación natural con tensión de entrada cuadrada y carga inductiva

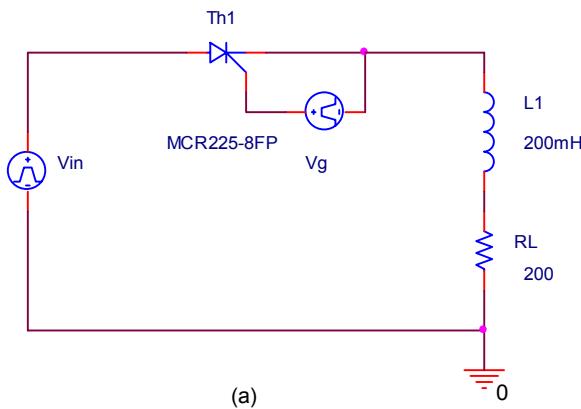
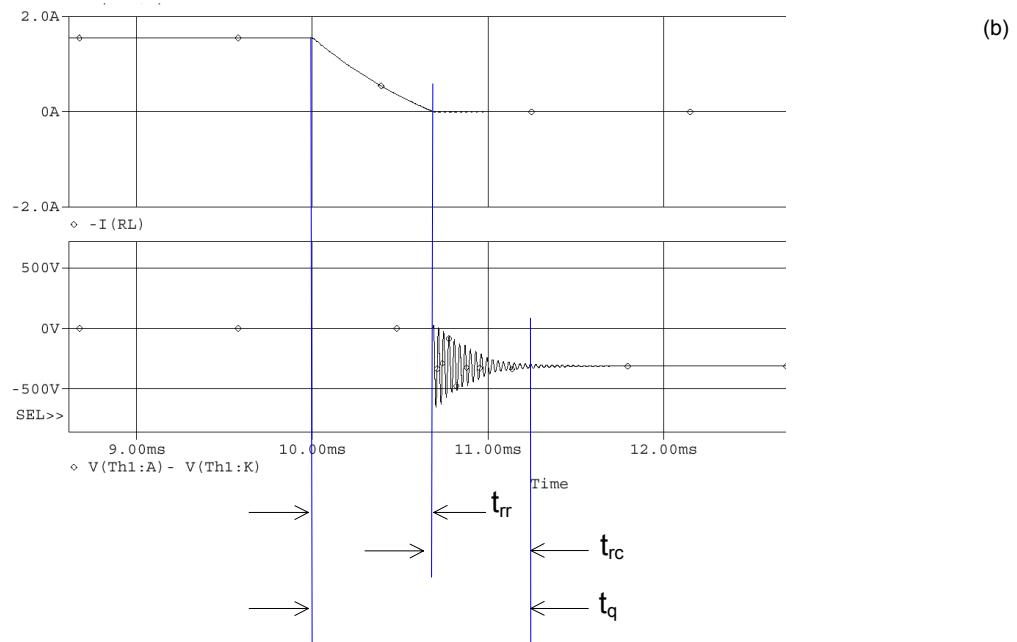
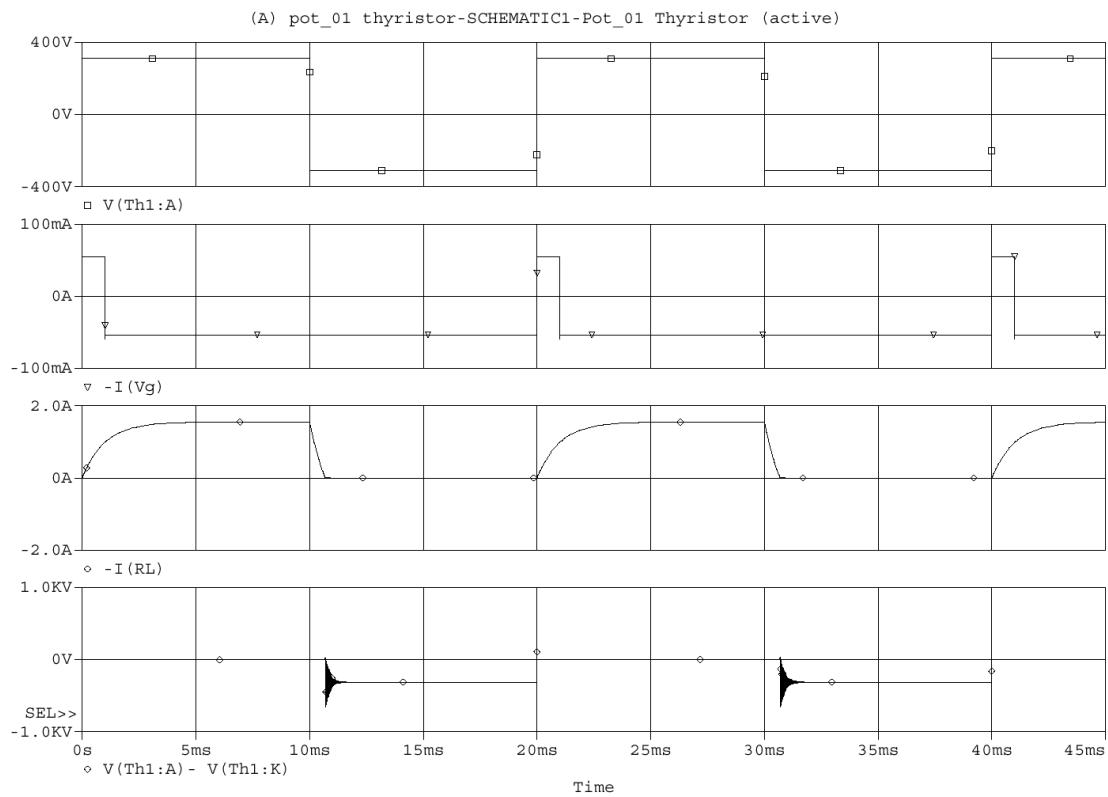


Fig. 1.22. Bloqueo del tiristor en forma natural.
 (c) Circuito en PSpice
 (d) formas de onda
 (e) amplificación del sector I_R y V_{AK} . Notar que el t_r del tiristor en este caso será solo debido al tiempo de retardo.



(c)

1.2.6.1.3. Conmutación natural con tensión de entrada senoidal

A continuación se hará una simulación con PSpice de un caso con carga inductiva y tensión de entrada senoidal.

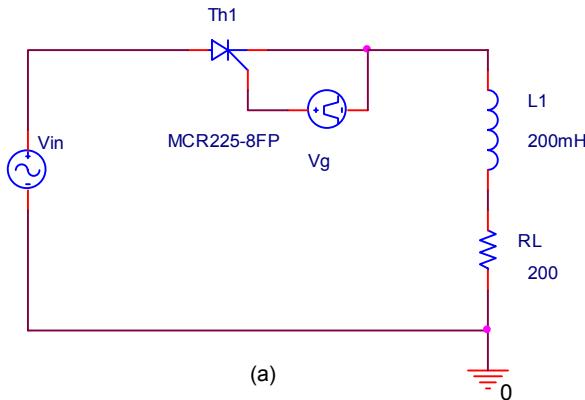
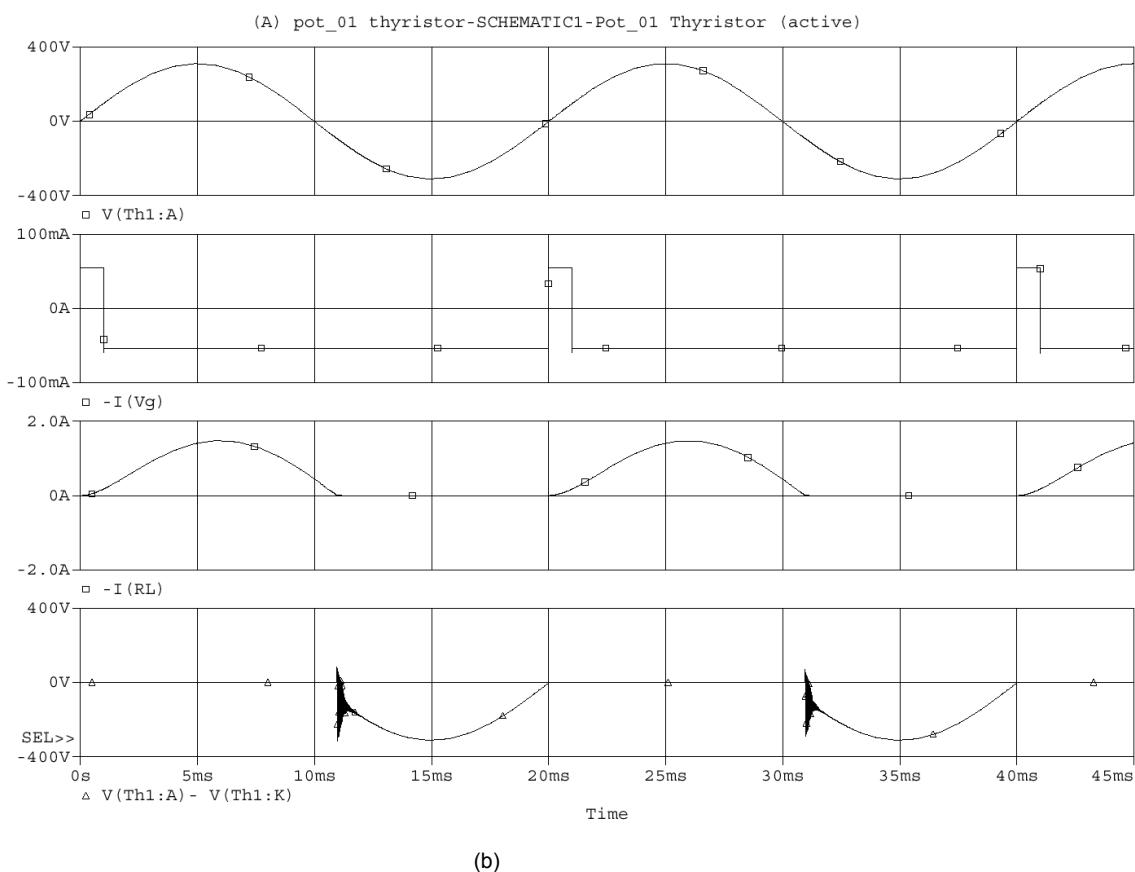


Fig. 1.23. Bloqueo del tiristor en forma natural.

- (a) Circuito en PSpice
- (b) formas de onda



1.2.6.2. Conmutación forzada

En casos en que la tensión de alimentación de CC, para desactivar el tiristor, se deberá obligar a pasar la corriente de ánodo en sentido directo, por valores debajo de la corriente de mantenimiento I_H . Para esto, se deberá utilizar circuitos adicionales. Esta técnica se conoce como conmutación forzada, y por lo general se aplica en fuentes comutadas, o troceadores de CC a CC, y en inversores, o convertidores de CC a CA.

La conmutación forzada de un tiristor se puede lograr de maneras diferentes, que se pueden clasificar como:

- Autoconmutación
- Fuente inversa de tensión
- Fuente inversa de corriente

Autoconmutación:

En este tipo de conmutación, el tiristor es desactivado debido a las características LC del circuito. Ver Fig. 1.24

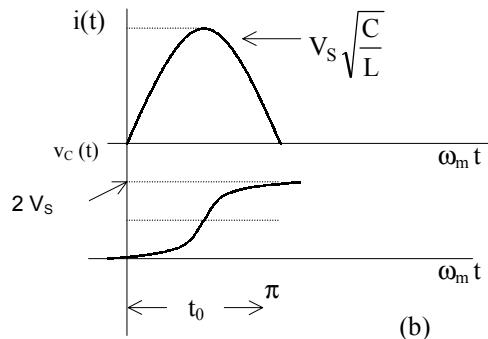
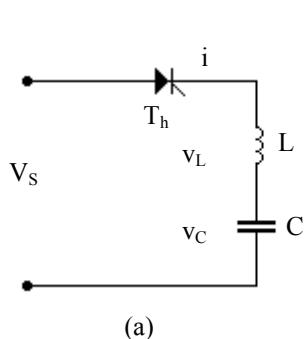


Fig. 1.24 Bloqueo del tiristor en forma natural
(a) Diagrama
(b) Formas de onda

Si el capacitor está inicialmente sin carga, cuando se activa el tiristor T_h , la corriente de carga i del capacitor está dada por

$$V_s = v_L + v_C = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + v_{C(t=0)}$$

Con condiciones iniciales iguales a cero, la solución de la ecuación da una corriente de carga i como

$$i(t) = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega_m t$$

y el voltaje del capacitor como $v_{C(t)} = V_s (1 - \cos \omega_m t)$

donde $\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Después de un tiempo $t = t_0 = \frac{\pi}{\sqrt{LC}}$, la corriente de carga se convierte en cero y el tiristor T_h se bloquea.

En la fig. 1.25 se analiza un circuito con condiciones iniciales en el capacitor, siendo $v_C(t = t_0) = -V_0$

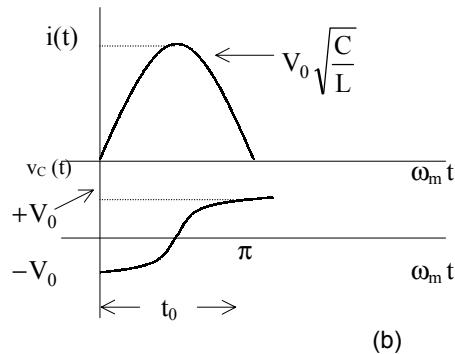
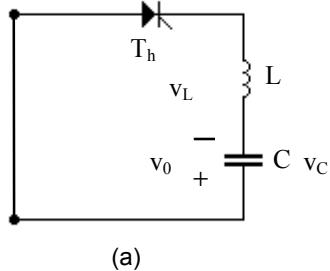


Fig. 1.25 Bloqueo del tiristor en forma natural. Otro caso
(a) Diagrama
(b) Formas de onda

Si el capacitor está inicialmente con carga, cuando se activa el tiristor T_h , la corriente de carga i del capacitor está dada por

$$0 = v_L + v_C = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt - V_0$$

Con condiciones iniciales iguales a $-V_0$ para el capacitor, la solución de la ecuación da una corriente de carga i como

$$i(t) = V_0 \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega_m t$$

y la tensión del capacitor como $v_{C(t)} = -V_0 (1 - \cos \omega_m t)$

donde $\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Después de un tiempo $t = t_0 = \frac{\pi}{\sqrt{LC}}$, la corriente de carga se convierte en cero y el tiristor T_h se bloquea.

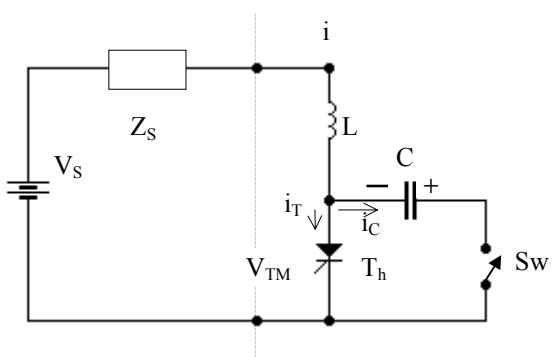
Fuente inversa de tensión:

Fig. 1.26.a. Bloqueo del tiristor en forma forzada por fuente inversa de tensión.

El tiristor se bloquea cuando es sometido a una tensión inversa en sus bornes debido a la carga del capacitor. La inductancia limita la variación de corriente I durante el bloqueo, y permite aislar la fuente del transitorio.

Tener en cuenta que la inductancia L deberá soportar la corriente del transistor, más la del capacitor. El cálculo de L y C es empírico, siendo sus valores aproximados:

$$C = 1,5 \frac{I_{RMS} t_{off}}{V_{TM}}$$

$$L = 1,9 \frac{V_{TM} t_{off}}{I_{RMS}}$$

V_{TM} = Caída de tensión directa del tiristor (máxima)

t_{off} = Tiempo de apagado del tiristor

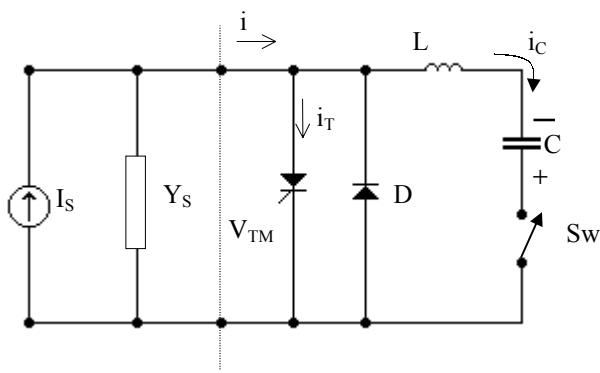
Fuente inversa de corriente:

Fig. 1.26.b. Bloqueo del tiristor en forma forzada por fuente inversa de corriente.

La corriente de descarga i_C pasa por el tiristor hasta que contrarreste a i_T , vaciando los portadores de la unión de control en pocos microsegundos, circulando luego por el diodo D.

La caída V_{TM} del tiristor deberá ser mayor que la V_F del diodo. El peor caso en éste circuito es aquél en que la admitancia de salida Y_s de la fuente es nula.

El circuito de bloqueo necesita derivar a través de sí mismo la corriente que la fuente hace circular por el tiristor durante un tiempo varias veces mayor que t_{off} para asegurar el bloqueo.

$$C = 0,9 \frac{I_{RMS} t_{off}}{V_{TM}}$$

$$L = 0,4 \frac{V_{TM} t_{off}}{I_{RMS}}$$

V_{TM} = Caída de tensión directa del tiristor (máxima)

t_{off} = Tiempo de apagado del tiristor

1.2.7. Otros dispositivos de la familia SCR

1.2.7.1. El GTO (Gate Turn Off)

EL tiristor GTO es un dispositivo de potencia moderno que, si bien fue creado en la década de los 60's, su aplicación masiva tuvo algunas dificultades tecnológicas. Su aplicación actual es en grandes corrientes y tensiones (4000A, 5000V), aunque no son mayores que las aplicaciones actuales de los SCRs. Los contactos de la compuerta y del cátodo son interdigitados de manera tal que la integridad de la juntura p-n compuerta-cátodo pueda ser polarizada en modo inverso a través de una corriente negativa durante el periodo de apagado.

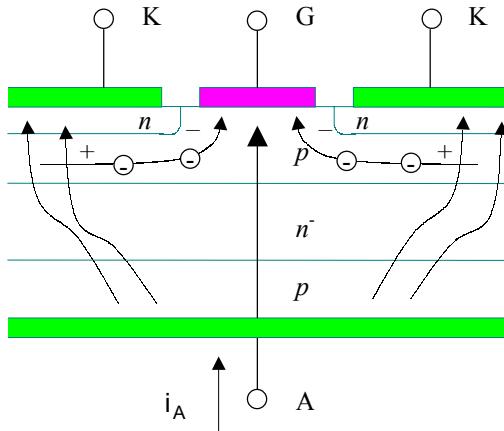
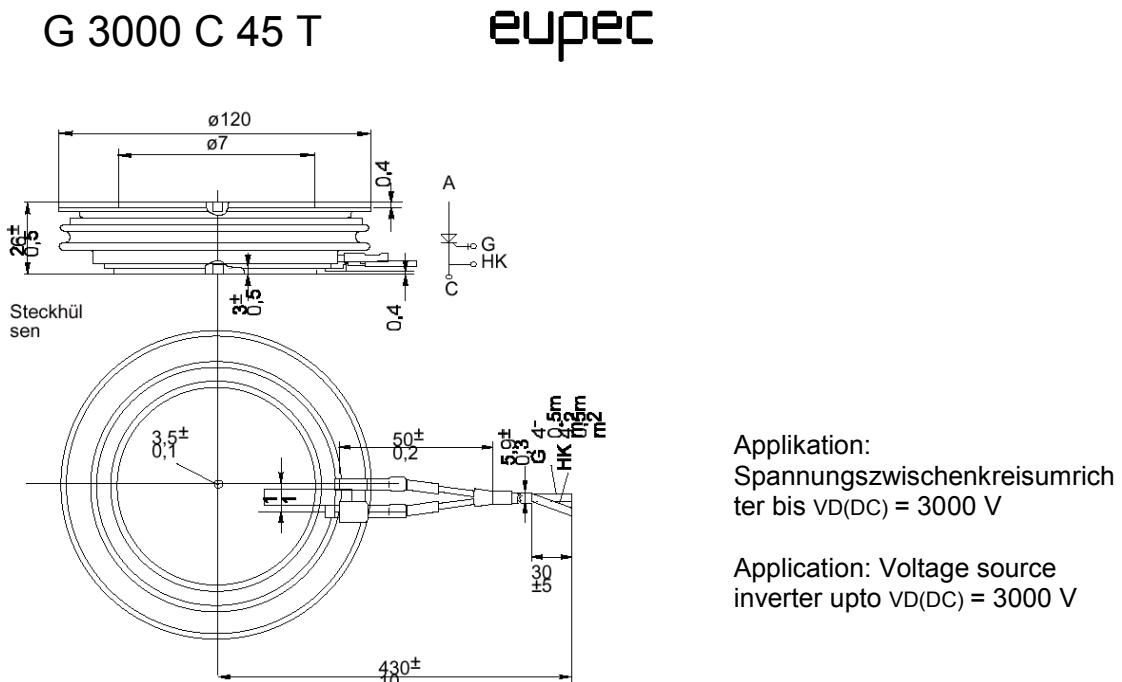


Fig. 1.27 GTO. La corriente negativa puede efectuar la polarización inversa de la juntura compuerta-cátodo. La corriente de ánodo se deriva a través del contacto de compuerta.

La ganancia de un GTO es la relación del estado de conducción relacionada con la corriente negativa de compuerta requerida para llevar al dispositivo al estado de bloqueo. Los valores típicos son de 2 a 5. Esto significa que se deberá aplicar unos cientos de Amperes negativos en la compuerta para bloquear un dispositivo que está conduciendo 2000A. Otro detalle interesante es que puede manejar mucho más corriente pico que la máxima promedio, sin embargo, no es posible bloquear por compuerta mientras esté presente una corriente pico de estas magnitudes. Este valor se llama corriente pico en estado controlable I_{TGO} , y es el valor pico de corriente activa por ánodo que puede permitir el bloqueo por compuerta. Ejemplo:



Elektrische Eigenschaften / Electrical properties**Höchstzulässige Werte / Maximum rated values**

Periodische Vorwärts-Spitzenspannung repetitive peak forward off-state voltage	$t_{vj} = 40^\circ\text{C} \dots t_{vj\max}, V_{RG}=5\text{V}$	V_{DRM}	4500 V
Period. Rückw.-Spitzenspannung/repetitive peak reverse voltage	$t_{vj} = -40^\circ\text{C} \dots t_{vj\max}$	V_{RRM}	17 V
Periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom repetitive controllable on-state current	$t_{vj} = t_{vj\max}, V_{DM}=V_{DRM}, V_{RG}=15\text{V}$ $\frac{di_R}{dt} = 50\text{A}/\mu\text{s}, C_s = 6\mu\text{F}$ $L_s = 0.2\mu\text{H}$	I_{TQRM}	
Durchlaßstrom-Grenzeffektivwert / RMS on-state current		I_{TRMSM}	1500 A
Stoßstrom-Grenzwert / surge current	$t_{vj} = t_{vj\max}, t_p = 10\text{ ms}, V_R = 0\text{V}$	I_{TSM}	2300 A
Grenzlastintegral I^2t -value	$t_{vj} = t_{vj\max}, t = 10\text{ ms}, r_R = 0\text{V}$	I^2t	2.645.000 A ² s
Kritische Stromsteilheit critical rate of rise of on-state current	$t_{vj} = t_{vj\max}, f = 50\text{Hz}, R_s = 5\Omega, C_s = 6\mu\text{F}$ $V_D = 0.5V_{DRM}, I_{TM}=3000\text{A}$ $i_{GM}=40\text{A}, di/dt = 30\text{A}/\mu\text{s}$ $V_D = 0.67V_{DRM}, I_{TM}=4000\text{A}$ $i_{GM}=30\text{A}, di/dt = 20\text{A}/\mu\text{s}$	(di/dt) or	
Kritische Spannungssteilheit critical rate of rise of off-state voltage	$t_{vj} = t_{vj\max}, V_{RG}=5\text{V}$ $V_D = 0.67V_{DRM}$	$(dv_D/dt)_{cr}$	1000 V/ μ s
Vorwärts-Spitzensteuerstrom / peak forward gate current		I_{FGM}	100 A
Steuerstrom-Grenzeffektivwert RMS gate voltage		I_{GRMSM}	42 A
Rückwärts-Spitzenspannung / peak reverse gate voltage		V_{RGM}	17 V

Charakteristische Werte / Characteristic values

Vorw.Gleichsperrspannung/continuous direct off-state voltage	$t_c = -25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}, V_{RG}=5\text{V}$	$V_{D(D)}$	typ. 3000 V
Durchlaßspannung / forward voltage	$t_{vj} = t_{vj\max}, I_T = 3000\text{A}$	V_T	max. 4.0 V
Schleusenspannung / threshold voltage	$t_{vj} = t_{vj\max}$	$V_{T(TO)}$	max. 2.2 V
Ersatzwiderstand / forward slope resistance	$t_{vj} = t_{vj\max}$	r_T	max. 0.6 m Ω
Zündstrom / gate trigger current	$t_{vj} = 25^\circ\text{C}, V_D = 24\text{V}, R_L = 0.1\Omega$ $t_{vj} = -40^\circ\text{C}, V_D = 24\text{V}, R_L = 0.1\Omega$	I_{GT}	max. 3.5 A max. 8.5 A
Zündspannung gate trigger voltage	$t_{vj} = 25^\circ\text{C}, V_D = 24\text{V}, R_L = 0.1\Omega$ $t_{vj} = -40^\circ\text{C}, V_D = 24\text{V}, R_L = 0.1\Omega$	V_{GT}	max. 1.3 V max. 1.5 V
Vorwärts Sperrstrom / forward off-state current	$t_{vj} = t_{vj\max}, V_{RG}=5\text{V}, V_D = V_{DRM}$	i_D	max. 100 mA
Rückwärts Sperrstrom / reverse current	$t_{vj} = t_{vj\max}, V_R = V_{RRM}$	i_R	max. 10 mA
Rückwärts-Gate-Sperrstrom / off-state gate bias current	$t_{vj} = t_{vj\max}, V_{RG}=V_{RGM}$	i_{RGB}	max. 10 mA
Rückwärts-Durchbruchsteuerspannung / reverse gate breakdown voltage	$t_{vj} = 25^\circ\text{C}, i_G = -100\text{mA}$	$V_{RG(BR)}$	min. 18 V
Zündverzug gate controlled delay time	$t_{vj} = 25^\circ\text{C}, V_D = 0.67V_{DRM}, I_{TM}=3000\text{A}$ $di/dt = 300\text{A}/\mu\text{s}, R_s = 5\Omega, C_s = 6\mu\text{F}$ $i_{GM}=30\text{A}, di/dt = 20\text{A}/\mu\text{s}, t_g = 10\mu\text{s}$	t_{gd}	3 μ s
Einschaltzeit / gate controlled turn-on time	$t_{vj} = 25^\circ\text{C}, V_D = 0.67V_{DRM}, I_{TM}=3000\text{A}$ $di/dt = 300\text{A}/\mu\text{s}, R_s = 5\Omega, C_s = 6\mu\text{F}$ $i_{GM}=30\text{A}, di/dt = 20\text{A}/\mu\text{s}, t_g = 10\mu\text{s}$	t_{gt}	10 μ s
Gate-Spitzenabschaltstrom peak gate turn-off current	$t_{vj} = t_{vj\max}, I_{TQRF}=3000\text{A}, C_s = 6\mu\text{F},$ $V_D = V_{DRM}, di_R/dt = 50\text{A}/\mu\text{s} (0.1..0.9 I_{GQ})$	I_{GOM}	850 A
Abschaltverzögerung gate controlled turn-off delay time	$t_{vj} = t_{vj\max}, I_{TQRF}=3000\text{A}, C_s = 6\mu\text{F},$ $V_D = V_{DRM}, di_R/dt = 50\text{A}/\mu\text{s} (0.1..0.9 I_{GQ})$	t_{dq}	24 μ s
Abschaltzeit gate controlled turn-off time	$t_{vj} = t_{vj\max}, I_{TQRF}=3000\text{A}, C_s = 6\mu\text{F},$ $V_D = V_{DRM}, di_R/dt = 50\text{A}/\mu\text{s} (0.1..0.9 I_{GQ})$	t_{qg}	26 μ s
Gate-Abschaltladung gate turn-off charge	$t_{vj} = t_{vj\max}, I_{TQRF}=3000\text{A}, C_s = 6\mu\text{F},$ $V_D = V_{DRM}, di_R/dt = 50\text{A}/\mu\text{s} (0.1..0.9 I_{GQ})$	Q_{go}	9 mAs

Thermische Eigenschaften / Thermal properties

Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	Kühlfläche / cooling surface beidseitig / two-sided, DC	R_{thJC}	max. 0,0115 $^\circ\text{C/W}$
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	Kühlfläche / cooling surface beidseitig / two-sided	R_{thCK}	max. 0,0025 $^\circ\text{C/W}$
Höchstzul. Sperrsichttemp./max.junction temperat.	$t_{vj\max}$		125 $^\circ\text{C}$
Betriebstemperatur / operating temperature	t_c op		-40...+125 $^\circ\text{C}$
Lagertemperatur / storage temperature	t_{stg}		-40...+125 $^\circ\text{C}$

Mechanische Eigenschaften / Mechanical properties

Gehäuse, siehe Anlage / case, see appendix			Seite / page 1
Si-Elemente mit Druckkontakt / Si-pellets with pressure contact			
Anpreßkraft / clamping force	F	30..40 kN	
Gewicht / weight	G	ca. 1200 g	
Kriechstrecke / creepage distance		33 mm	
Feuchteklass / humidity classification	DIN 40040	C	
Schwingfestigkeit / vibration resistance	f = 50 Hz	50 m/s ²	

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. It is valid in combination with the belonging technical notes.

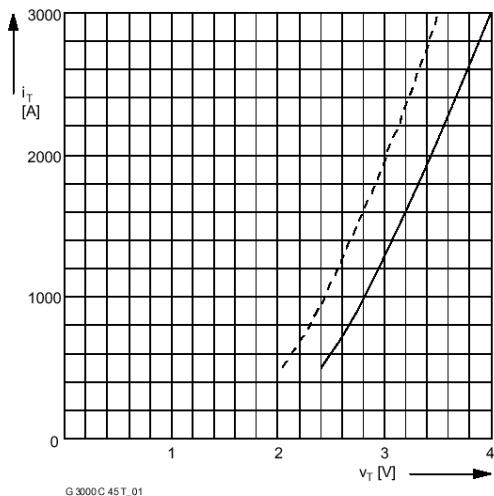


Fig. 1
On-state characteristics $i_T = f(V_T)$

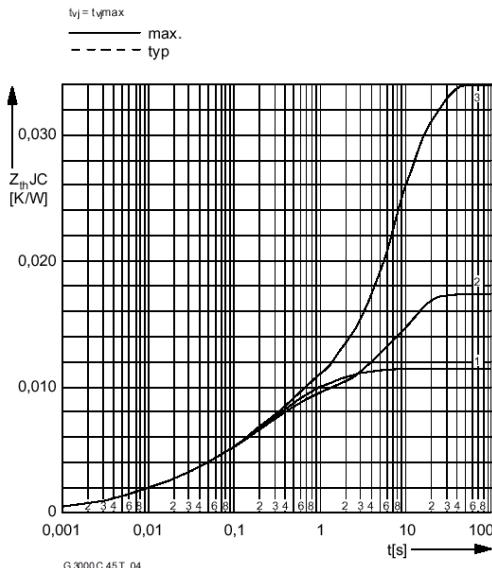


Fig. 3
Transient thermal impedance $Z_{thJC} = f(t)$, DC
1 - Two-sided cooling
2 - Anode-sided cooling
3 - Cathode-sided cooling

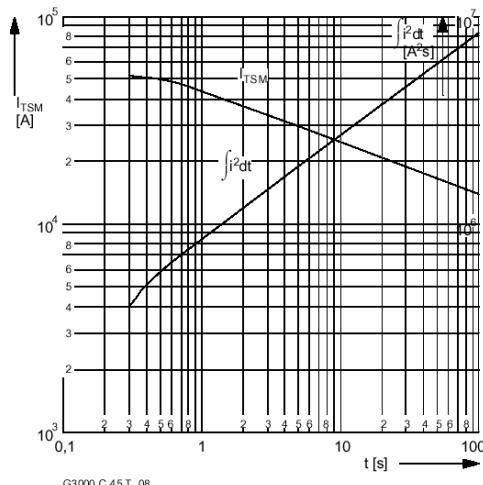


Fig. 4
Surge current: $I_{TSM} = f(t_p)$
 $\int i^2 dt$ -values $\int i^2 dt = f(t_p)$
 $T_C = T_{vj\max}$
 $I_G = 3$ A

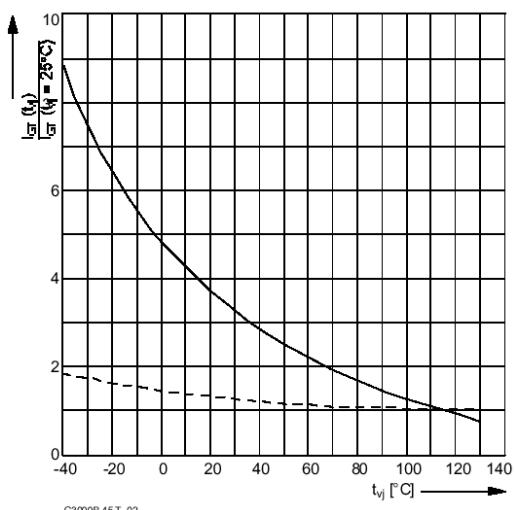


Fig. 2
Gate characteristics

	1. Z_{thJC}		2. Z_{thJC}		3. Z_{thJC}	
	r [K/W]	τ [s]	r [K/W]	τ [s]	r [K/W]	τ [s]
1	0,00320	1,23000	0,00890	8,44000	0,02570	8,85000
2	0,00481	0,18600	0,00511	0,18200	0,00481	0,18600
3	0,00127	0,08280	0,00127	0,08280	0,00127	0,08280
4	0,00124	0,01100	0,00124	0,01100	0,00124	0,01100
5	0,00098	0,00340	0,00098	0,00340	0,00098	0,00340
Σ	0,01150	-	0,01750	-	0,03400	-

Analytical elements of transient thermal impedance Z_{thJC} for DC

$$Z_{thJC} = \sum_{n=1}^{n_{\max}} R_{thn} (1 - \text{EXP}(-t/\tau_n))$$

Analytical function:

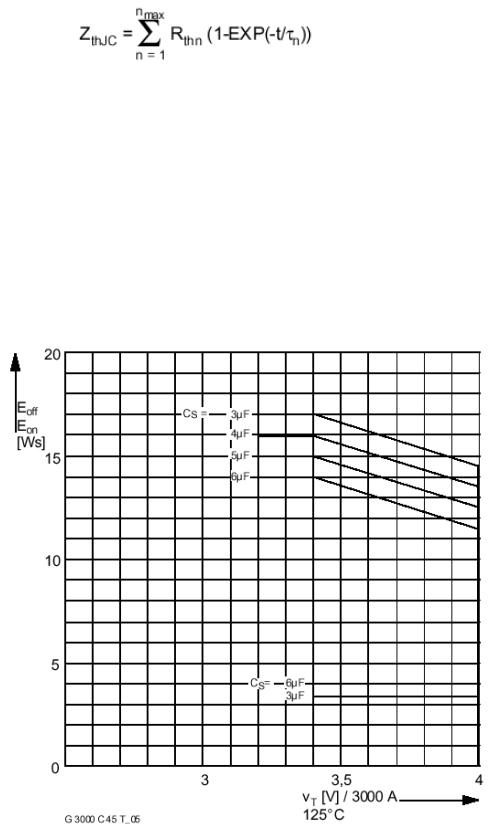
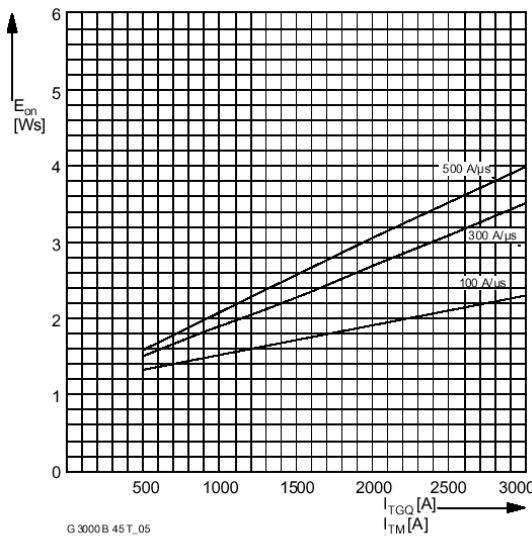
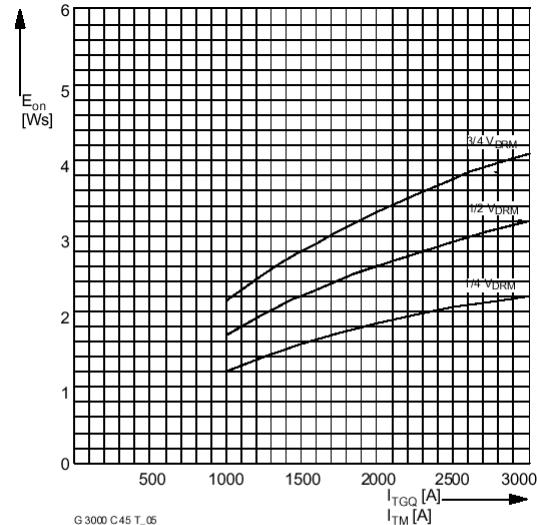


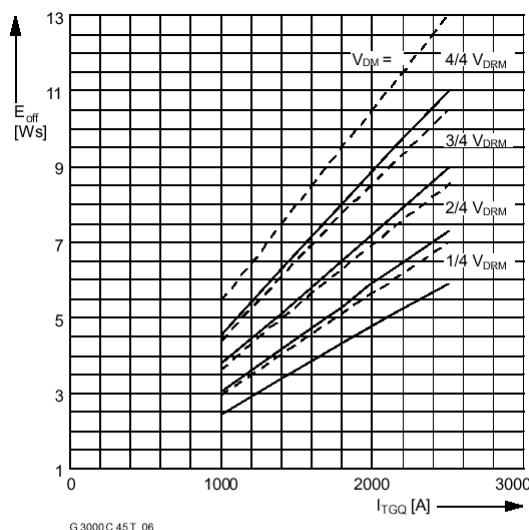
Fig. 5
Turn on and turn off energy characteristics
 E_{on} :
 $t_V = 125^\circ\text{C}$; $V_D = 2250$ V; $V_{DM} = 4500$ V; $I_{TJ} = 125$ A; $V_D = 2250$ V; $dI/dt = 500$ A/ μ s;
 $I_{TGQ} = 3000$ A; $dI_{TGQ}/dt = 50$ A/ μ s;
 $t_{INT} = 35$ μ s; C_S :
On-state characteristics: $V_{T(TO)} = 1,84$ V
 $\tau_T = 0,52$ m Ω



G 3000 B 45 T_05

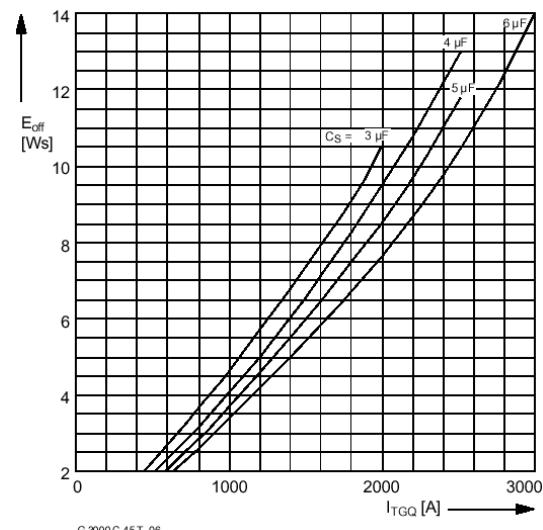


G 3000 C 45 T_05



G 3000 C 45 T_06

$V_{T1(max)} = 4 V$
 $V_{T2(max)} \leq 3.4 V$



G 3000 C 45 T_06

1.2.7.2. El MCT (MOS Controlled Thistor)

El MCT es un dispositivo de potencia recientemente incorporado, que introduce MOSFETs en la estructura altamente interdigitada del SCR, para controlar el proceso de encendido y apagado del SCR. De igual manera que el MOSFET y el IGBT, el MCT es un dispositivo de un solo cuadrante, cuyas transiciones de encendido y apagado son controlados por la compuerta del MOS. Los MCT comerciales son tipo p. También es posible la aplicación bidireccional a través de MCT tipo n.

La sección de la fig. siguiente muestra un MCT. Para llevar a la conducción al MCT se aplica una tensión negativa en compuerta-ánodo. Esta polarización directa del canal p del MOSFET Q3, polariza directamente la juntura base-emisor del transistor BJT Q1, y los transistores Q1 y Q2 se disparan.

Para bloquear el MCT es necesario polarizar entre compuerta-ánodo con tensión positiva. Esta tensión polariza directamente el transistor de canal n MOSFET Q4, que se encarga de polarizar en sentido inverso el transistor BJT Q2, y el MCT se bloquea. Es importante que la resistencia de conducción (R_{DSon}) del MOSFET de canal n sea de un valor muy bajo, de manera tal que su influencia sobre la corriente de cátodo sea forzada. Esto limita la máxima corriente controlable a través de la compuerta.

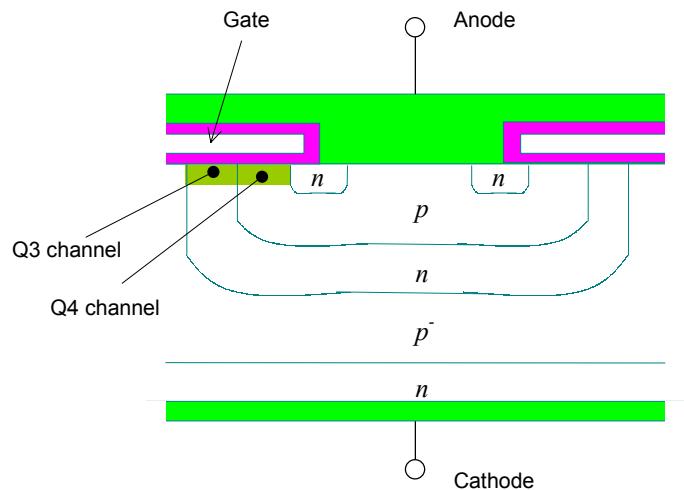


Fig. 1.28.a Estructura de un MCT

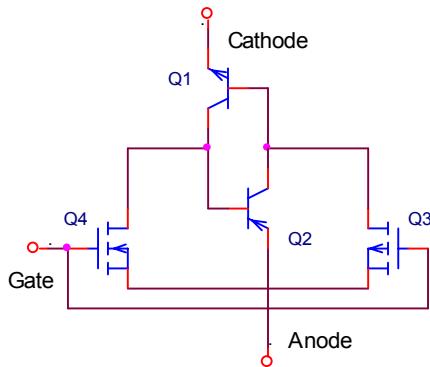
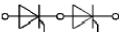
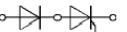
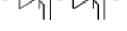
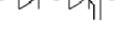
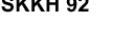


Fig. 1.28.b Circuito equivalente para el MCT

Los MCT de alta tensión exhiben baja caída de tensión directa, como el IGBT. Sin embargo, los tiempos de conmutación son mayores. Al igual que el GTO, el MCT puede conducir grandes cantidades de corriente, pero la máxima corriente que puede ser bloqueada por compuerta está limitada. Para obtener aceptables tiempos de conmutación, es necesario la aplicación de redes snubbers para limitar el pico de tensión anodo-cátodo. Estos dispositivos todavía no son aplicados en la industria. Se prevé que en un futuro cercano la mejora tecnológica de estos dispositivos hará posible su utilización.

1.2.8. El drive de compuerta del tiristor

La curva de compuerta del tiristor SKKT 91 está dada en la Fig. 1.27.

I_{TRMS}	max 150A (85°C)		
I_{TAV}	95A (85°C), sin 180°		
I_{TSM}	20000A (25°C), 15000A (125°C), 10ms		
V_{RRM}/V_{DRM}	from 600V (SKKT 91/06) to 1900V (SKKT 91/18)		
$I^2 t$	20000A ² s (25°C), 15000A ² s (125°C)		
V_{GT}	3V (25°C)		
I_{GT}	150mA (25°C)		
V_{GD}	0,25V (125°C)		
I_{GD}	6mA (125°C)		

SKKT 91 **SEMIKRON**

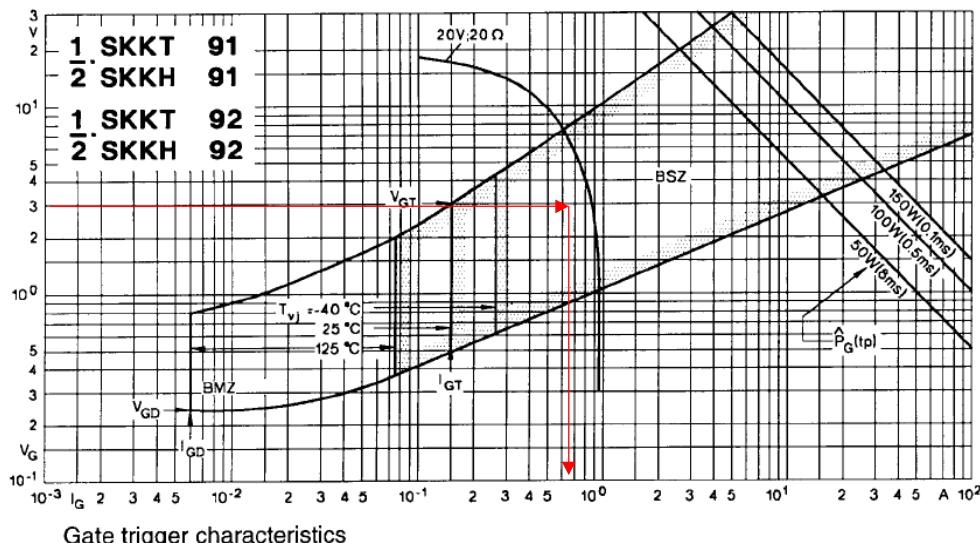


Fig. 1.29 Curva de compuerta típica del tiristor

La zona BSZ (Bias Safe Zone) es la llamada zona de disparo seguro.

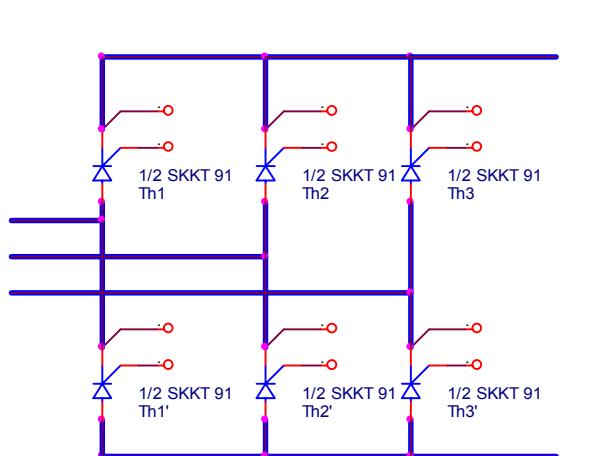
La zona BMZ (Bias Maximum gate non trigger Zone) es la zona máxima que se asegura (a la temperatura dada) que el dispositivo no se disparará. Los impulsos e interferencias deberán ser restringidos a esos valores.

El pulso de disparo de la compuerta del tiristor deberá ser energético, y deberá tener los valores tales que se encuentre en la zona de disparo seguro. La duración del pulso es muy importante, ya que impulsos de una duración de tiempo menor que 100μs provocarán un incremento del valor de I_{GT} en un factor de 1,4 a 2. Generalmente se asumirá 3 a 5 veces I_{GT} . Esto asegurará el correcto disparo del dispositivo.

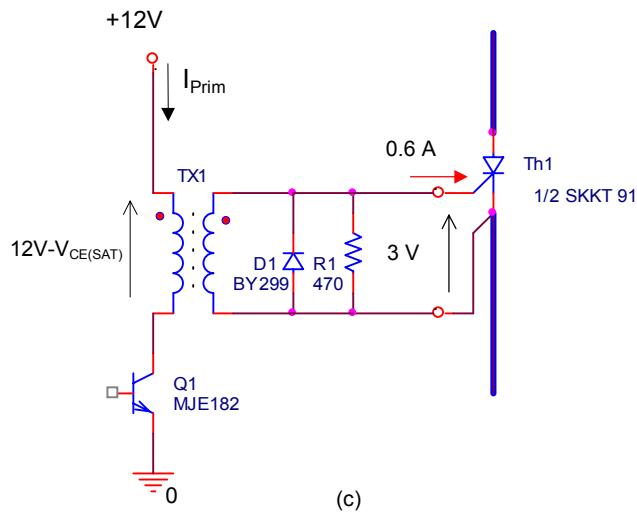
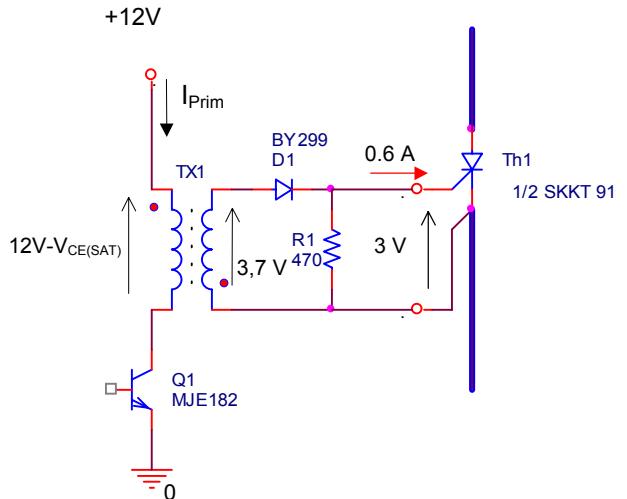
También hay que tener en cuenta que un solo impulso no asegurará el disparo en aplicaciones con acoplamiento con transformador. Se recomienda 3 pulsos como valor aceptable.

Ejemplo:

El tiristor SKKT 91 deberá ser conectado en un bloque rectificador PD3. Diseñar un drive de compuerta del tiristor para esta aplicación.



(a)



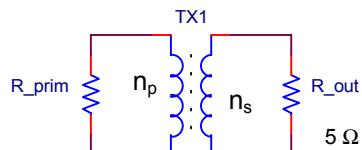
(c)

Fig. 1.30. Ejemplo de driver de compuerta del tiristor
 (a) Aplicación del tiristor en rectificación PD3
 (b) Circuito aislado con transformador para conmutar un tiristor flotante. Opción 1
 (c) Idem anterior, opción 2

En aplicaciones de potencia flotante, el driver de compuerta del tiristor deberá ser flotante, y podrá estar acoplado con transformador. Se pueden utilizar transistores bipolares de baja potencia. Si se considera en forma aproximada que se cumple la relación amper/vueltas, de la fig. 1.30:

$$n_s I_{G_th} \approx n_p I_{prim}$$

La resistencia del primario del transformador se puede reflejar a causa de la resistencia del lado de la compuerta:



$$R_{out} = \frac{3.7V}{0.6A} = 6.17 \Omega, \text{ o}$$

$$R_{out} = \frac{3V}{0.6A} = 5 \Omega$$

Donde,

$$R_{prim} = \left(\frac{n_p}{n_s} \right)^2 R_{out}$$

La cantidad de vueltas podrá estar dada por la relación de las tensiones de entrada y el valor de V_{GT} .

Si la potencia de salida es:

La potencia de entrada es (rendimiento $\eta=0.8$):

Entonces, la corriente de entrada puede ser:

$$P_{out} = 2.22 W$$

$$P_{in} \approx 2.22 / 0.8 = 2.8 W$$

$$I_{in} \approx 0.24 A$$

Sólo resta calcular la relación de vueltas, y la cantidad de vueltas del primario del transformador. Una vez calculada la cantidad de vueltas del primario, se traslada al secundario. La forma de onda de los pulsos de corriente de compuerta podrá ser como se muestra a continuación.

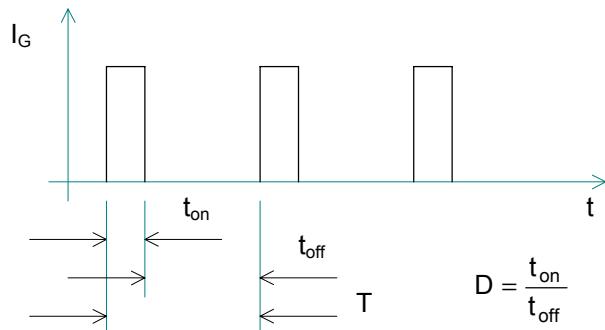


Fig. 1.31. Ejemplo de driver de compuerta del tiristor
Trenes de pulsos de corriente que se aplicará al transformador. El valor pico de la corriente

En caso de no poder contar con la curva de la compuerta, se deberá asumir el valor de V_{GT} y tomar el valor de 3 a 5 veces I_{GT} . Como el valor de V_{GT} está ubicado en la zona superior, si trazamos una línea recta con el valor de corriente de compuerta seleccionado, el punto de intersección de corriente y tensión de compuerta estará dentro de disparo segura BSZ.

En todos los casos, el pulso de corriente de compuerta del tiristor deberá ser energético.
En el capítulo III se muestra una aplicación con un transformador con núcleo toroidal.

En el caso de driver del triac o tiristor, en aplicaciones de corriente alterna, se podrán utilizar TUT o UJT (unijunction transistor) usando osciladores de relajación. Durante el primer instante de tiempo se carga el capacitor C_1 . Cuando la tensión de carga del capacitor alcanza el valor de disparo del unijuntura, este descarga el capacitor sobre la compuerta del tiristor, ya que se comporta como una resistencia negativa.

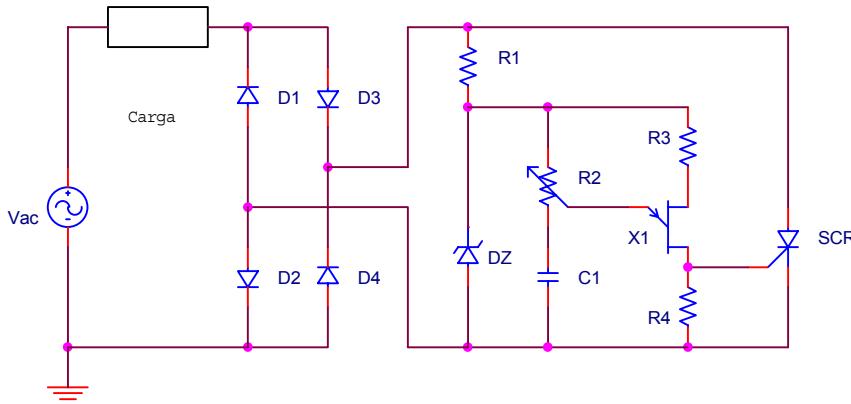


Fig. 1.32. Ejemplo de driver de compuerta del tiristor para aplicaciones de CA.
Control de ángulo de conducción de onda completa con disparo por unijuntura

Las características de disparo y los valores de polarización del unijuntura están disponibles en la hoja de datos correspondiente.
Hay muchas aplicaciones que son más lineales, por ejemplo el control por el método escalón-rampa (lineal o coseno).

Ejemplos de hojas de datos:

SEMIKRON

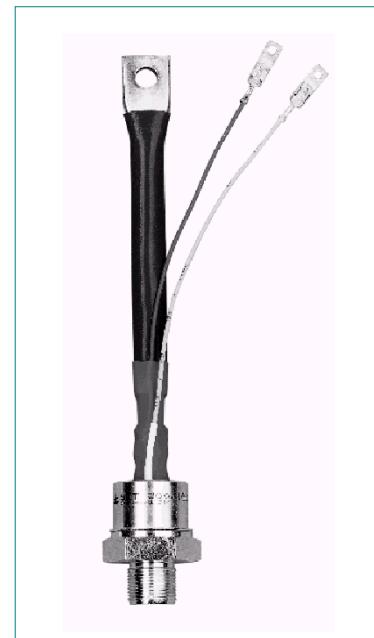
V _{RSM} V	V _{RRM} V _{DRM}	(dv/dt) _{cr} V/μs	I _{TRMS} (maximum values for continuous operation)		
			450 A	550 A	
			I _{TAV} (sin. 180; T _{case} = . . . °C)		
		285 A (77 °C)		350 A (85 °C)	
500	400	500	SKT 250/04 D	SKT 300/04 D	
900	800	500	SKT 250/08 D	SKT 300/08 D*	
1300	1200	1000	SKT 250/12 E	SKT 300/12 E*	
1500	1400	1000	SKT 250/14 E	SKT 300/14 E*	
1700	1600	1000	SKT 250/16 E	SKT 300/16 E*	

Symbol	Conditions	SKT 250	SKT 300	Units
I _{TAV}	sin. 180; (T _{case} = . . .)	250 (85 °C)	300 (93 °C)	A
I _{TSM}	T _{vj} = 25 °C; 10 ms T _{vj} = 130 °C; 10 ms	7000 6000	11 000 10 000	A A
i ² t	T _{vj} = 25 °C; 8,35 . . . 10 ms T _{vj} = 130 °C; 8,35 . . . 10 ms	245 000 180 000	600 000 500 000	A ² s A ² s
t _{gd}	T _{vj} = 25 °C; I _G = 1 A; dI _G /dt = 1 A/μs	typ. 1		μs
t _{gr}	V _D = 0,67 · V _{DRM}	typ. 2		μs
(di/dt) _{cr}	f = 50 . . . 60 Hz	100		A/μs
I _H	T _{vj} = 25 °C;	typ. 150; max. 250		mA
I _L	T _{vj} = 25 °C; R _G = 33 Ω	typ. 300; max. 600		mA
t _q	T _{vj} = 130 °C; typ.	50 . . . 150		μs
V _T	T _{vj} = 25 °C; I _T = 800 A; max.	1,65	1,45	V
V _{T(TO)}	T _{vj} = 130 °C	1,0	0,9	V
r _T	T _{vj} = 130 °C	0,7	0,5	mΩ
I _{DD} , I _{RD}	T _{vj} = 130 °C; V _{DD} = V _{DRM} V _{RD} = V _{RRM}	50	50	mA
V _{GT}	T _{vj} = 25 °C	3		V
I _{GT}	T _{vj} = 25 °C	200		mA
V _{GD}	T _{vj} = 130 °C	0,25		V
I _{GD}	T _{vj} = 130 °C	10		mA
R _{thjc}	cont. sin. 180 rec. 120	0,110 0,123 0,137 0,015 – 40 . . . +130 – 55 . . . +150	0,090 0,096 0,101 °C/W °C/W °C/W °C/W °C/W °C °C	°C/W
R _{thch}				
T _{vj}				
T _{stg}				
M	SI units	60 (UNF: 30)	Nm	
a	US units	530 (UNF: 265)	lb. in.	
w		5 · 9,81	m/s ²	
Case		450	g	
		B 7		

Thyristors

SKT 250

SKT 300



Features

- Hermetic metal cases with ceramic insulators
- Threaded studs ISO M24 x 1,5 or UNF 3/4-16
- High i²t and ITSM values for easy fusing
- International standard cases

Typical Applications

- DC motor control (e. g. for machine tools)
- Controlled rectifiers (e. g. for battery charging)
- AC controllers (e. g. for temperature control)

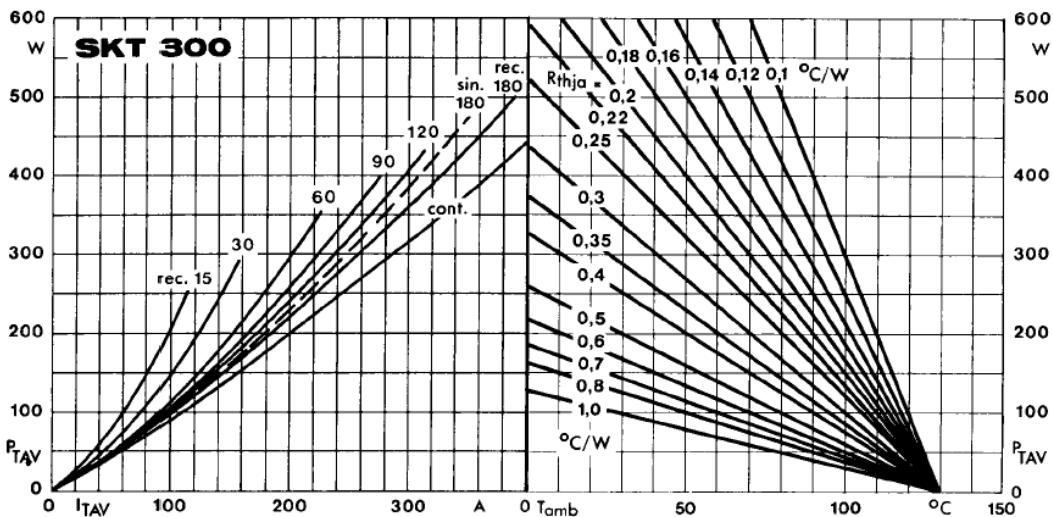


Fig. 1 b Power dissipation vs. on-state current and ambient temperature

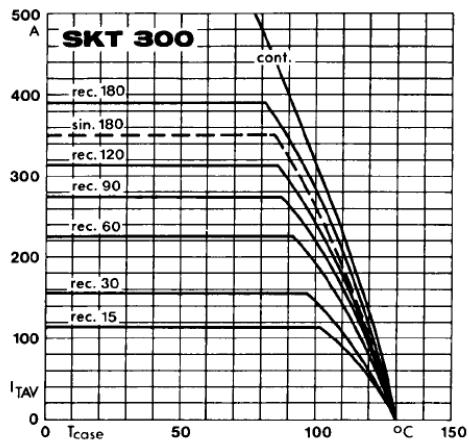


Fig. 2 b Rated on-state current vs. case temperature

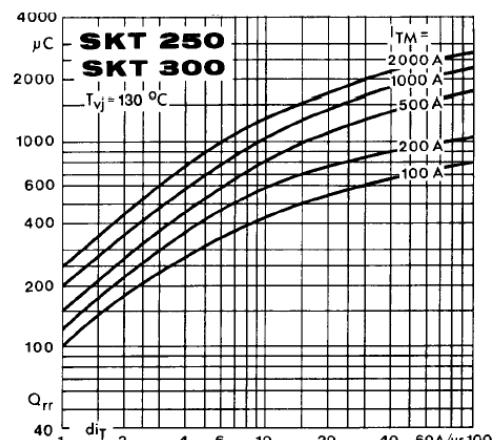


Fig. 3 Recovered charge vs. current decrease

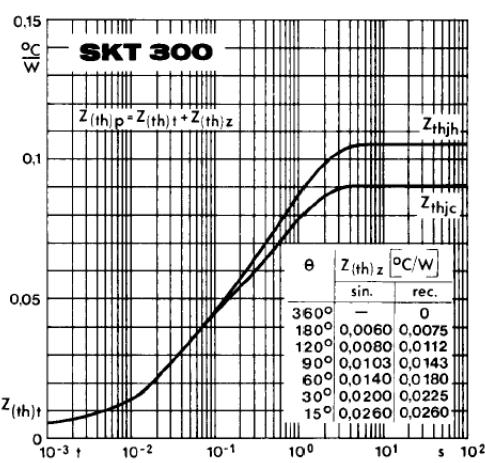


Fig. 4 b Transient thermal impedance vs. time

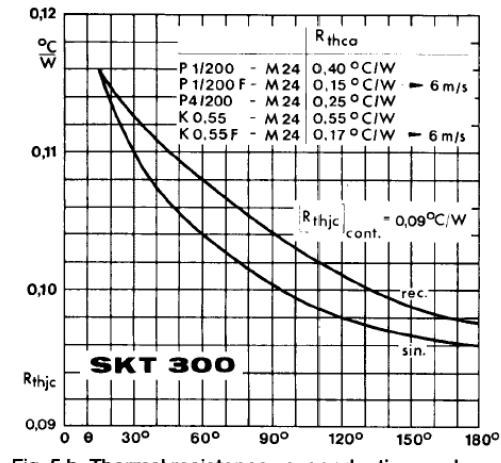


Fig. 5 b Thermal resistance vs. conduction angle

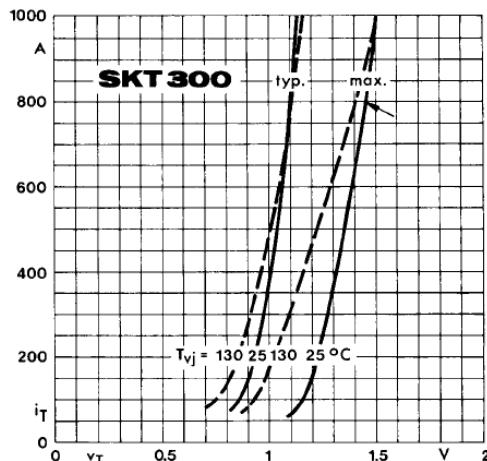


Fig. 6 b On-state characteristics

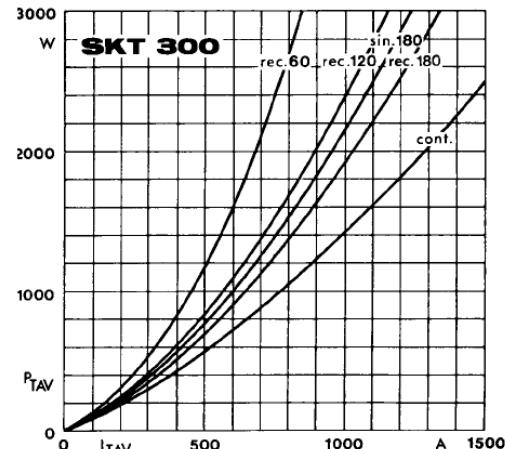


Fig. 7 b Power dissipation vs. on-state current

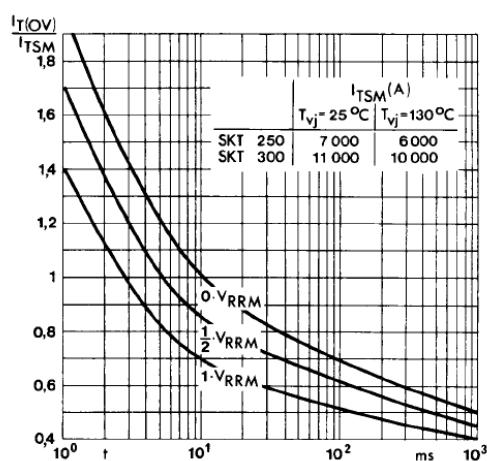


Fig. 8 Surge overload current vs. time

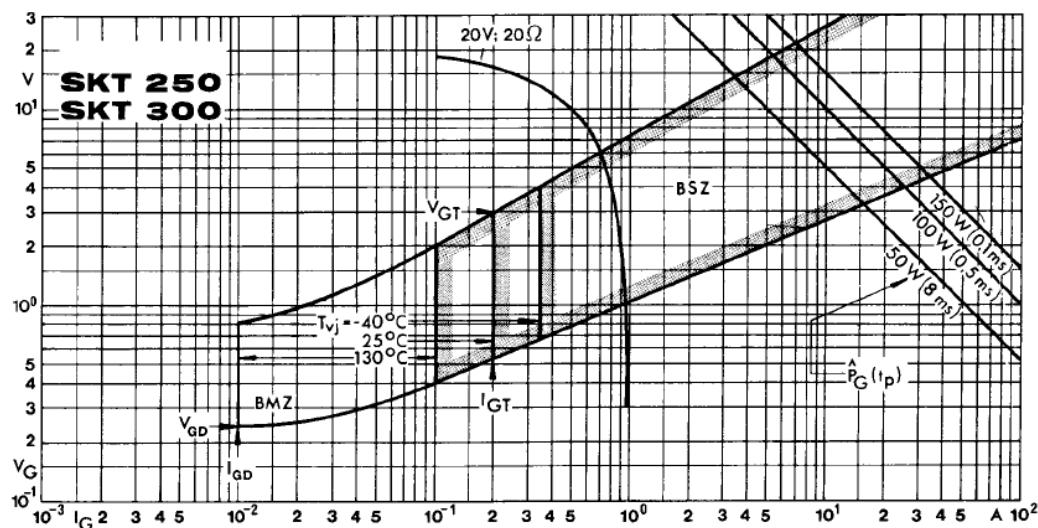


Fig. 9 Gate trigger characteristics

V _{RSM} V	V _{RRM} V _{DRM}	$\left(\frac{dv}{dt}\right)_{cr}$ V/ μ s	I _{TRMS} (maximum values for continuous operation)	
			4500 A 2500 A (60 °C)	5700 A 3000 A (56 °C)
1300	1200	1000	SKT 1800/12 E	SKT 2400/12 E
1500	1400	1000	SKT 1800/14 E	SKT 2400/14 E
1700	1600	1000	SKT 1800/16 E	SKT 2400/16 E
1900	1800	1000	—	SKT 2400/18 E

Thyristors

SKT 1800

SKT 2400



Symbol	Conditions	SKT 1800	SKT 2400
I _{TAV}	sin. 180°; (T _{case} = ...); DSC	1800 A (85 °C)	2400 A (75 °C)
I _{TSM}	T _{vj} = 25 °C T _{vj} = 125 °C	53 000 A 45 000 A	55 000 A 47 000 A
i ² t	T _{vj} = 25 °C T _{vj} = 125 °C	14 000 000 A ² s 10 000 000 A ² s	15 125 000 A ² s 11 000 000 A ² s
t _{gd}	T _{vj} = 25 °C; I _G = 1 A; di _G /dt = 1 A/ μ s	typ. 1 μ s	
t _{gr}	V _D = 0,67 · V _{DRM}	typ. 2 μ s	
(di/dt) _{cr}	f = 50 ... 60 Hz	150 A/ μ s	
I _H	T _{vj} = 25 °C; typ./max.	500 mA/1 A	
I _L	T _{vj} = 25 °C; typ./max.	2 A/5 A	
t _q	T _{vj} = 125 °C; typ.	200 ... 300 μ s	
V _T	T _{vj} = 25 °C; I _T = 3000 A; max.	1,25 V 0,88 V 0,124 mΩ	1,37 V 0,88 V 0,164 mΩ
V _{T(TO)}	T _{vj} = 125 °C		
r _T	T _{vj} = 125 °C		
I _{DD} , I _{RD}	T _{vj} = 125 °C; V _{DD} = V _{DRM} ; V _{RD} = V _{RRM}	100 mA	100 mA
V _{GT}	T _{vj} = 25 °C	3 V	
I _{GT}	T _{vj} = 25 °C	300 mA	
V _{GD}	T _{vj} = 125 °C	0,25 V	
I _{GD}	T _{vj} = 125 °C	10 mA	
R _{thjc}	cont. DSC sin. 180°; DSC/SSC rec. 120°; DSC/SSC DCS/SSC	0,015 0,0155/0,0330 0,0165/0,0345 0,003/0,006	0,0105 0,0110/0,0240 0,0118/0,0250 0,002/0,004
R _{thch}		– 40 ... +125 °C – 40 ... +130 °C	
T _{vj}			
T _{stg}			
F	SI units	27 ... 34 kN	37 ... 47 kN
w	US units	6000 ... 7600 lbs.	8000 ... 10000 lbs
		1 kg	1,7 kg
Case		B 19	B 20

Features

- Hermetic metal cases with ceramic insulators
- Amplifying gates
- Capsule packages for double sided cooling
- Shallow design with single sided cooling
- Off-state and reverse voltages up to 1800 V

Typical Applications

- DC motor control
(e. g. for machine tools)
- Controlled rectifiers
(e. g. for battery charging)
- AC controllers
(e. g. for temperature control)
- Soft starters for AC motors

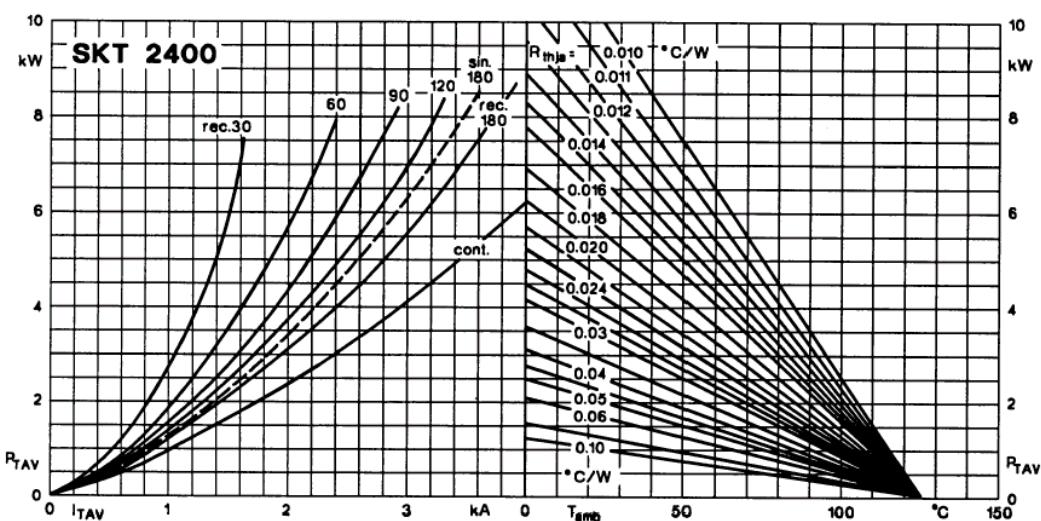


Fig. 1 b Power dissipation vs. on-state current and ambient temperature

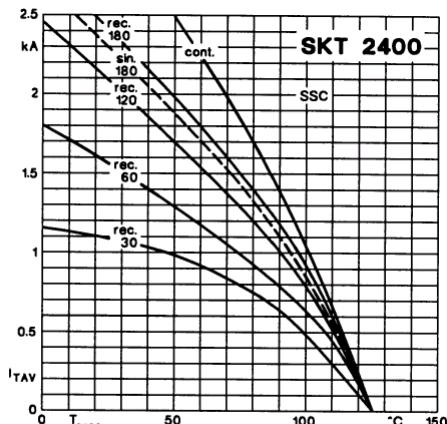


Fig. 2 d Rated on-state current vs. case temperature

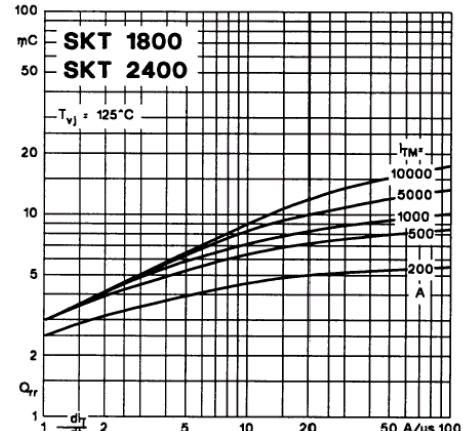


Fig. 3 Recovered charge vs. current decrease

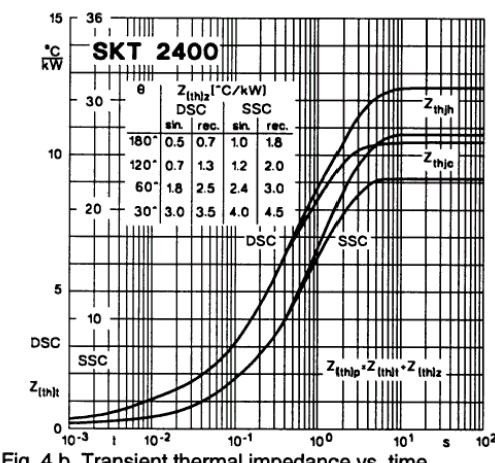


Fig. 4 b Transient thermal impedance vs. time

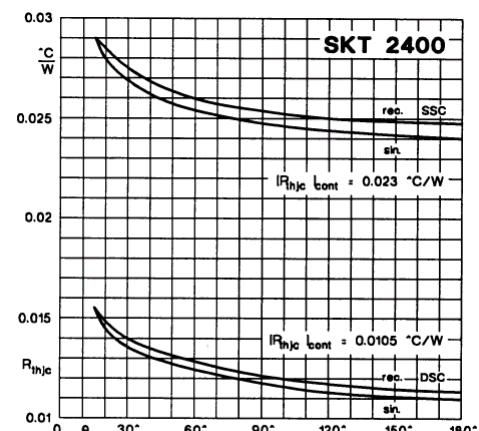


Fig. 5 b Thermal resistance vs. conduction angle

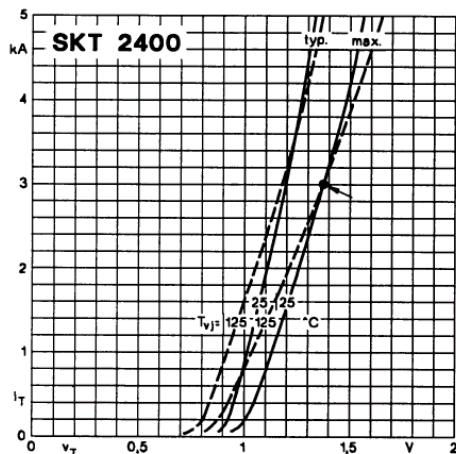


Fig. 6 b On-state characteristics

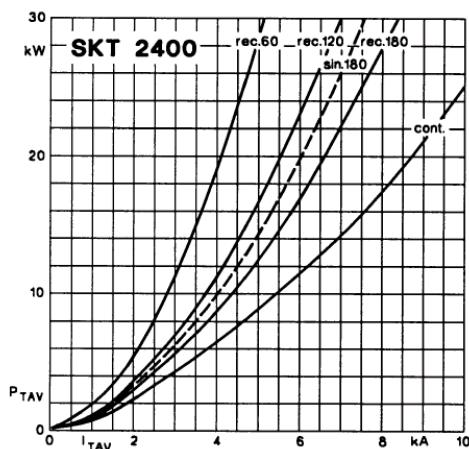


Fig. 7 b Power dissipation vs. on-state current

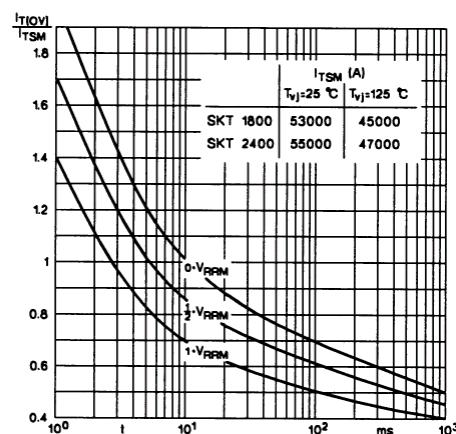


Fig. 8 Surge overload current vs. time

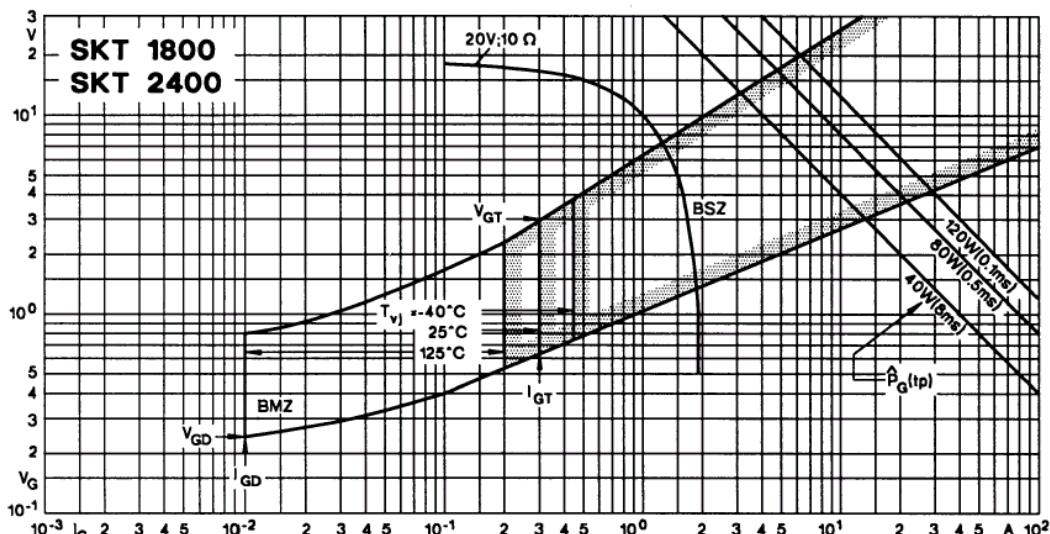
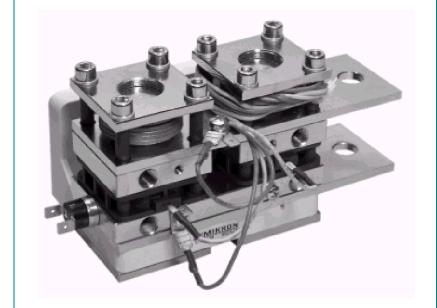


Fig. 9 Gate trigger characteristics

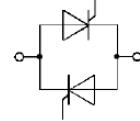
SEMIKRON

V_{DRM} V_{RSM} V_{RRM}	$I_{RMS}^{1)}$ ($Vol_w = 4 \text{ l/min}$, $T_w = 40^\circ\text{C}$, $ED = 50\%$, $n = 10$)	
V	1900 A	2400 A
1200	SKW 1200/12	SKW 1700/12
1400	SKW 1200/14	SKW 1700/14
1600	SKW 1200/16	SKW 1700/16

**Antiparallel Thyristors
with Non-Isolated Water
Flow**
SKW 1200
SKW 1700



Symbol	Conditions	SKW 1200	SKW 1700	Units
$I_{RMS}^{1)}$	$Vol_w = 4 \text{ l/min}$, $T_w = 40^\circ\text{C}$, $ED = 100\%$	1200	1700	A
I_{TSM}	$T_{vj} = 40^\circ\text{C}$; 10 ms	10 000	15 000	A
	$T_{vj} = 125^\circ\text{C}$; 10 ms	8500	13 000	A
i^2t	$T_{vj} = 40^\circ\text{C}$; 8,3 ... 10 ms	500 000	1 125 000	A^2s
	$T_{vj} = 125^\circ\text{C}$; 8,3 ... 10 ms	360 000	845 000	A^2s
$(di/dt)_{cr}$	$f = 50 \dots 60 \text{ Hz}$	100		$\text{A}/\mu\text{s}$
$(dv/dt)_{cr}$	$T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	500		$\text{V}/\mu\text{s}$
t_q	$T_{vj} = 125^\circ\text{C}$; typ.	200		μs
I_H	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	300		mA
I_L	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$; $R_G = 33 \Omega$	1500		mA
V_T	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$; ($I_T = \dots$); max.	2,1 (2400)	1,75 (2400)	V
$V_{T(TO)}$	$T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	1,1	0,92	V
r_T	$T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	0,4	0,3	$\text{m}\Omega$
V_{GT}	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	3,5		V
I_{GT}	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	200		mA
V_{GD}	$T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	0,25		V
I_{GD}	$T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	10		mA
R_{thjw}	$Vol_w = 4 \text{ l/min}$	0,10	0,074	$^\circ\text{C}/\text{W}$
T_{vj}	max.	125		$^\circ\text{C}$
T_{stg}	min. ... max.	5 ... 85		$^\circ\text{C}$
p_w	max.	10		bar
w		2,25	2,8	kg
Case		C 5	C 6	

**Features**

- Compact units containing two high current thyristors connected in antiparallel
- All plastic material used carries Underwriters Laboratories flammability classification 94V-0
- for wall mounting

Typical Applications

- Large resistance welding equipment
- Large electroplating equipment

1) For $Vol_w = 2 \text{ l/min}$ and $T_w = 30^\circ\text{C}$ the same IRMS values apply

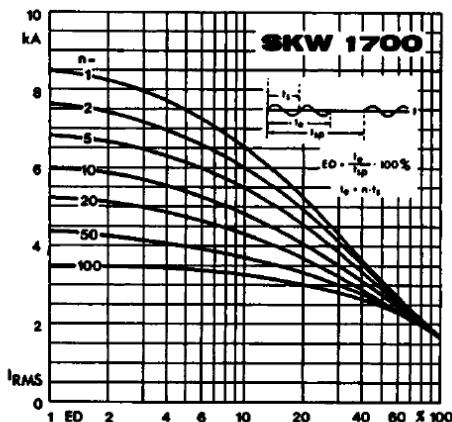


Fig. 1 b Rated rms current vs. duty cycle

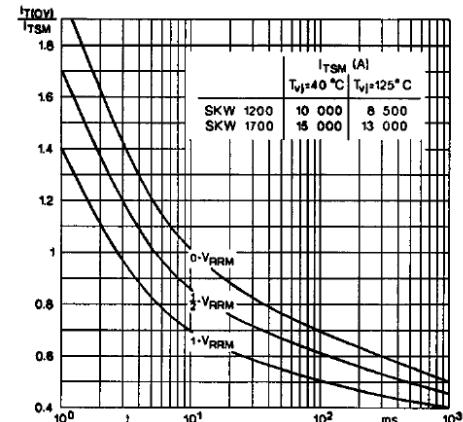


Fig. 2 Surge overload current vs. time

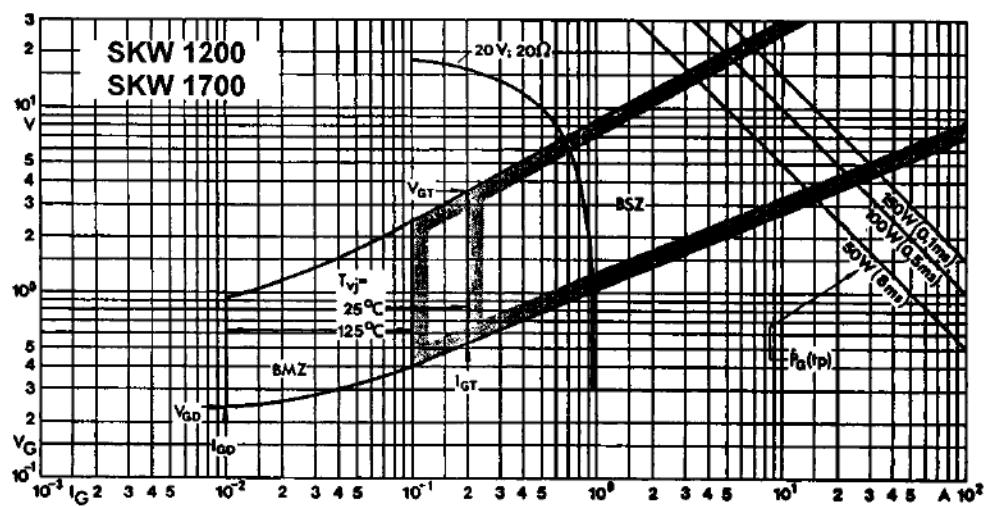


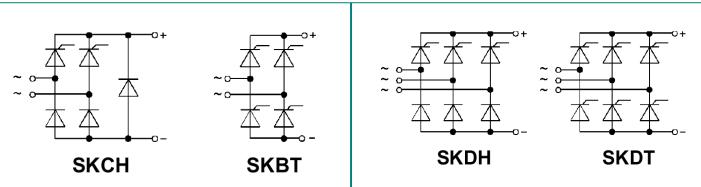
Fig. 8 Gate trigger characteristics

Otros encapsulados y modelos en Pack:

SEMIKRON

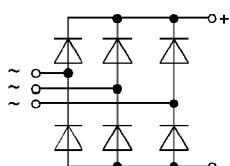
V_{DRM} V_{RSM} V_{RRM} V	I_D ($T_{case} = \dots ^\circ C$, full conduction)				
	40 A (92 °C)	40 A (92 °C)	100 A (84 °C)	60 A (86 °C)	100 A (84°C)
400	SKCH 40/04	SKBT —	SKDH —	SKDT 60/04	SKDT —
800	40/08	40/08	100/08	60/08	100/08
1200	40/12	40/12	100/12	60/12	100/12
1400	40/14	40/14	100/14	60/14	100/14
1600	40/16	—	—	—	—

SEMIPONT® 2
Controllable Bridge Rectifiers
SKCH 40 SKDT 60
SKBT 40 SKDT 100
SKDH 100

**SEMIKRON**

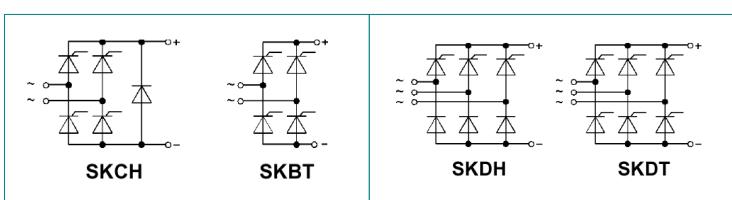
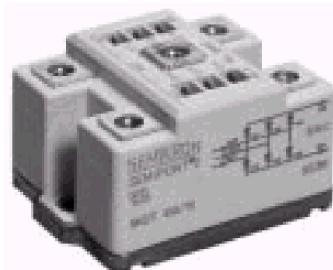
V_{RRM} V	V_{RSM} V	V_{VRMS} V	I_D ($T_{case} = 127 ^\circ C$) 50 ¹⁾ A
400	500	125	SKD 51/04
800	900	250	SKD 51/08
1200	1300	380	SKD 51/12
1400	1500	440	SKD 51/14
1600	1700	500	SKD 51/16
1800	1900	570	SKD 51/18*

Power Bridge Rectifiers
SKD 51

**SEMIKRON**

V_{DRM} V_{RSM} V_{RRM} V	I_D ($T_{case} = \dots ^\circ C$, full conduction)				
	40 A (92 °C)	40 A (92 °C)	100 A (84 °C)	60 A (86 °C)	100 A (84°C)
400	SKCH 40/04	SKBT —	SKDH —	SKDT 60/04	SKDT —
800	40/08	40/08	100/08	60/08	100/08
1200	40/12	40/12	100/12	60/12	100/12
1400	40/14	40/14	100/14	60/14	100/14
1600	40/16	—	—	—	—

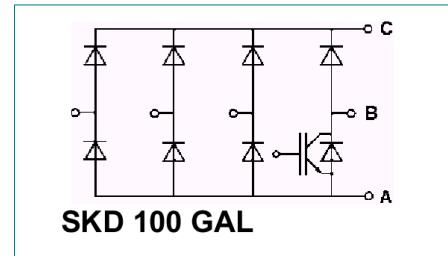
SEMIPONT® 2
Controllable Bridge Rectifiers
SKCH 40 SKDT 60
SKBT 40 SKDT 100
SKDH 100



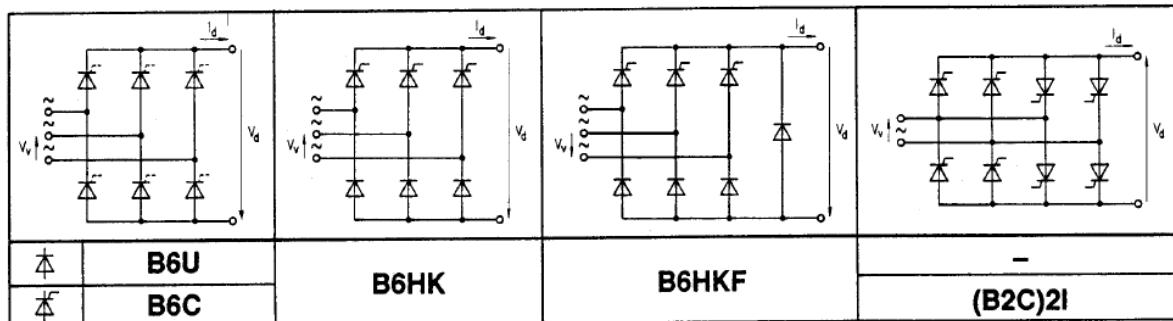
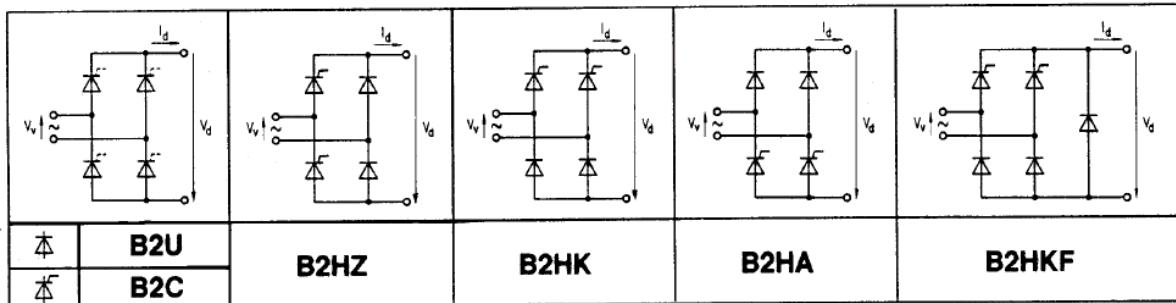
SEMIKRON

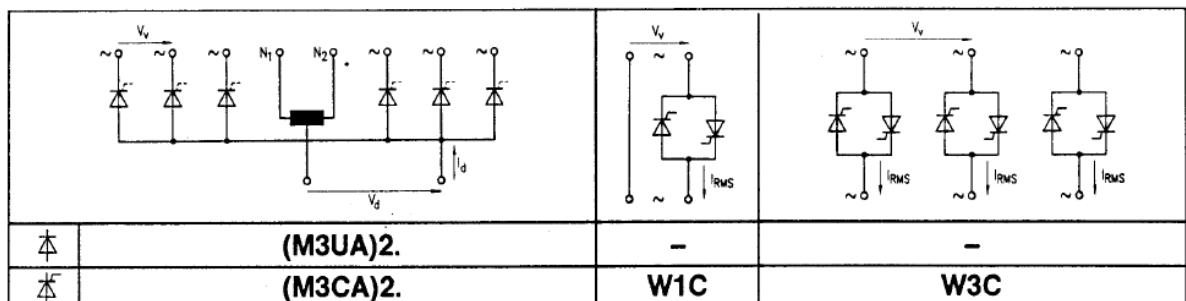
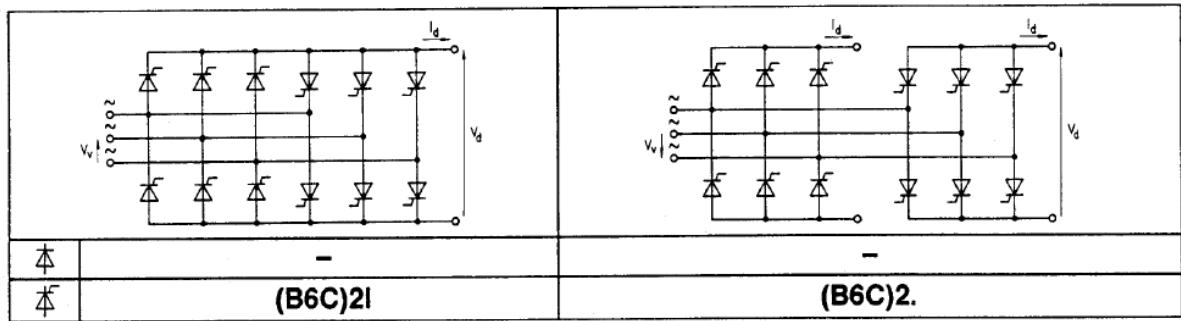
Symbol	Absolute Maximum Ratings Conditions ¹⁾	Values	Units
V_{CES}		1200	V
V_{CGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	1200	V
I_C	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}$	100 / 90	A
I_{CM}	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	200 / 180	A
V_{GES}		± 20	V
P_{tot}	per IGBT/D1/D8, $T_{case}=25^\circ\text{C}$	690 / 125 / 125	W
$T_j, (T_{stg})$		$-40 \dots +150 \text{ (125)}$	°C
V_{isol}	AC, 1 min.	2 500	V
humidity	DIN 40 040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56	

SEMITRANS® M
IGBT Modules
SKD 100 GAL 123 D
Input bridge B6U with brake
chopper Controllable Bridge
Rectifiers



Código de Identificación STD según IEC 971 (1989) de semiconductores para las conexiones de convertidores

SEMIKRON



1.3 Bibliografía

- [1] MOHAN, UNDERLAND, ROBBINS
[2] MUHAMAD H. RASHID
[3] DANIEL W. HART
[4] José Manuel Benavent García;
Antonio Abellán García;
Emilio Figueres Amorós
- [5] Emilio Figueres Amorós;
José Manuel Benavent García;
Gabriel Garcerá Sanfeliu
- [6] ROBERT W. ERICKSON, DRAGON MAKSIMOVÍC
[7] JUAN D. AGUILAR PEÑA
[8] GUY SEGUIER
- [9] JOSE ANTENOR POMILLO
- [10] BIMAL K. BOSE
- [11] IEEE Transactions on Power Electronics
[12] SEMIKRON:
[13] MOTOROLA:
- [14] INTERNATIONAL RECTIFIER:
[15] JACOB MILLMAN & CHRISTOS C. HALKIAS
- POWER ELECTRONICS, CONVERTERS AND APPLICATIONS
ELECTRÓNICA DE POTENCIA, PRENTICE HALL, 1995
INTRODUCTION TO POWER ELECTRONICS, PRENTICE HALL, 1997
- ELECTRÓNICA DE POTENCIA,
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA; EDITORIAL ALFAOMEGA, 2000.
- SIMULACION DE CIRCUITOS DE POTENCIA CON PSPICE,
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA
DE VALENCIA; EDITORIAL ALFAOMEGA, 2001.
FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS,
KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2001
CONVERTIDORES ESTÁTICOS, UNIVERSIDAD DE JAEN, ESPAÑA
ELECTRÓNICA DE POTENCIA, LOS CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE ENERGIA,
GUSTAVO GILI, 1979
JOHN WILEY & SONS INC. 2002
POWER ELECTRONICS
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia
MODERN POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES, CHAPTER 1;
PRENTICE HALL, 2001
- POWER SEMICONDUCTORS : INNOVATION+ SERVICE
TB321/D, HB214/D, DL111/D, DL118/D, DL128/D, DL126/D, DL131/D,
DL135/D, DL137/D, DL150/D, DL151/D
THE HEXFET DESIGNER'S MANUAL
ELECTRÓNICA INTEGRADA



2. Transistores de Potencia

Los transistores de potencia tienen muy buenas características de corte y saturación, por lo que se utilizan como elementos conmutadores. La velocidad de conmutación de los transistores modernos, es mucho mayor, y de naturaleza de conmutación más simple, que la de los SCR, por lo que se utilizan en forma masiva en aplicaciones de baja y mediana potencia. Sin embargo, en aplicaciones de alta potencia, todavía es más apropiado el uso de los SCR.

Los transistores de potencia se pueden clasificar de la siguiente manera:

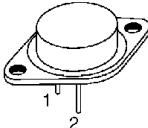
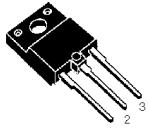
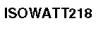
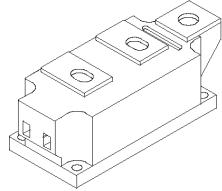
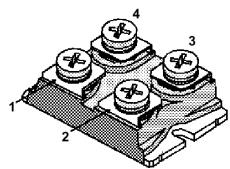
- | | |
|-----------|------------------------------------------------|
| 1. BJT | Transistores bipolares de juntura |
| 2. MOSFET | Transistores de efecto de campo de metal óxido |
| 3. IGBT | Transistores bipolares de compuerta aislada |

Los transistores cumplen varias funciones en la electrónica de potencia:

- A. Convertidores y fuentes de poder
- B. Controles de motores de CC y CA
- C. Inversores
- D. Cargadores de baterías, UPS, etc.

2.1 Transistores bipolares de Potencia

2.1.1 Diversos tipos de transistores en función de su encapsulado

Tipos / Características más importantes	Aplicaciones Típicas
<p>A. Transistores de pequeña y mediana potencia</p> <ul style="list-style-type: none">• I_C de hasta los 80 A• V_{CES} de hasta los 1500V	<ul style="list-style-type: none">• Propósitos generales de baja potencia• Fuentes conmutadas• Inversores• UPS   <p>TO-3 TO-218</p>  <p>ISOWATT218</p>
<p>B. Transistores de alta potencia</p> <ul style="list-style-type: none">• I_C de hasta los 1000 A• V_{CES} de hasta los 1700V• Montados en Pack o ISOTOP o en disco de hockey (hockey puk), etc• Transistor simple• En configuración Darlington• Darlington + diodo volante de potencia• Dos transistores Darling. en conex. serie• Puente de 4 o 6 transistores Darlington para controles. de motores, o inversores.	<ul style="list-style-type: none">• Control de motores• SMPS & UPS• Equipos de soldadura• Otros  <p>case style TO-200AB (E-PUK)</p>  

2.1.2 Especificaciones más importantes

- $V_{CEO(SUS)}$ Máx. tensión de mantenimiento con base abierta
- $V_{CER(SUS)}$ Máx. tensión de mantenimiento con resistencia en base
- V_{CEV} o V_{CEX} Máx. tensión con tensión negativa en base

En aplicaciones de transistores de potencia, la estabilidad de la tensión cuando circula una corriente por el colector, es una de las características más importantes.

En el caso en que el circuito de base es interrumpido o bloqueado, el transistor se bloqueará. En ésta situación, la tensión V_{CE} aumenta. El valor máximo admisible cuando se está bloqueando será $V_{CEO(SUS)}$, o $V_{CER(SUS)}$, o $V_{CEV(SUS)}$ dependiendo de la manera que se bloquee la base. Si se bloquea con método base abierta (caso no aconsejable) la máx. tensión será $V_{CEO(SUS)}$. Si se bloquea con una resistencia entre base y emisor (típico entre 50 y 100Ω) y sin tensión de bloqueo, la máx. tensión de sustentación en estado de bloqueo será $V_{CER(SUS)}$; y por último, si se bloquea el transistor con una tensión negativa, la máx. tensión de sustentación en estado de bloqueo será V_{CEV} .

El peor de los casos es el bloqueo con carga inductiva, en donde pueden ocurrir tensiones y corrientes altas simultáneamente. También, si se bloquea el dispositivo, y la velocidad de decrecimiento es muy grande, se pueden generar sobretensiones.

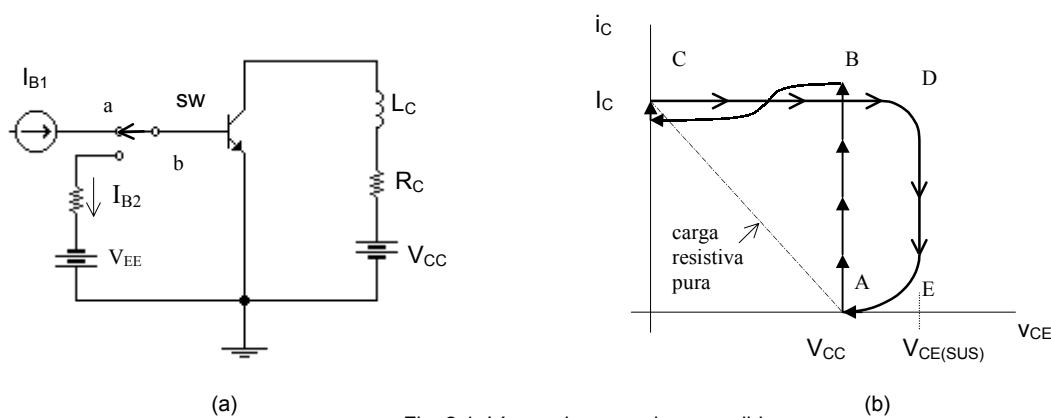


Fig. 2.1 Líneas de carga de encendido y apagado

En el circuito de la Fig. 2.1 se puede observar que cuando el interruptor **sw** se cierra, aumenta la corriente de colector, y después de un transitorio, la corriente del colector en régimen permanente es $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C}$.

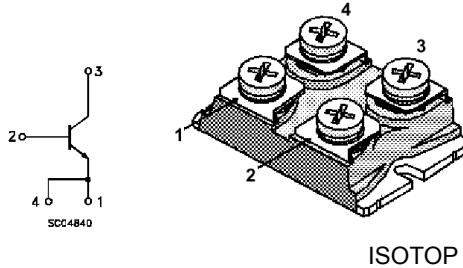
En el caso de carga inductiva, la recta de línea sería la trayectoria ABC mostrado en la Fig. 2.1.b. Si ahora se apaga el transistor, comutando **sw** de *a* hasta *b*, la corriente de colector empezará a abatirse y se inducirá un voltaje $L \frac{di}{dt}$ a través del inductor para oponerse a la reducción de la corriente del colector. El transistor

quedará sujeto a un voltaje transitorio que es mayor que V_{CC} . Si este voltaje llega al valor de la tensión de mantenimiento V_{CEV} , el voltaje del colector se mantendrá aproximadamente constante y la corriente de colector se reducirá. Después de un corto tiempo, el transistor estará en estado de corte siguiendo la línea CDEA. Si la tensión del colector supera el valor V_{CEV} , el transistor se destruirá.

- V_{EB} Máx. tensión inversa admisible emisor-base
- I_C Máx. corriente continua directa admisible
- I_{CM} Máx. corriente pico repetitivo admisible con un ancho de pulso especificado
(Ej. 5ms, ciclo de trabajo <10%)
- I_B Máx. corriente continua directa de base admisible
- I_{BM} Máx. corriente pico repetitivo admisible con un ancho de pulso especificado
(Ej. 5ms, ciclo de trabajo <10%)
- P_D Máx. potencia total admisible. La temperatura de carcaza deberá mencionarse.
- $R_{θJC}$ o R_{thjc} Resistencia térmica juntura-carcaza

Ejemplo:**BUF460V****NPN TRANSISTOR POWER MODULE**

- EASY TO DRIVE TECHNOLOGY (ETD)
- HIGH CURRENT POWER BIPOLAR MODULE
- VERY LOW R_{th} JUNCTION CASE
- SPECIFIED ACCIDENTAL OVERLOAD AREAS
- ISOLATED CASE (2500V RMS)
- EASY TO MOUNT
- LOW INTERNAL PARASITIC INDUCTANCE
- INDUSTRIAL APPLICATIONS:**
- MOTOR CONTROL
- SMPS & UPS

**ABSOLUTE MAXIMUM & RATING ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CEV}	Collector-Emitter Voltage ($V_{BE} = -5$ V)	850	V
V _{CEO(sus)}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	450	V
V _{EBO}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)	7	V
I _C	Collector Current	80	A
I _{CM}	Collector Peak Current ($t_p = 10$ ms)	160	A
I _B	Base Current	18	A
I _{BM}	Base Peak Current ($t_p = 10$ ms)	27	A
P _{tot}	Total Dissipation at $T_c = 25$ °C	270	W
T _{stg}	Storage Temperature	-55 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C
V _{ISO}	Insulation Withstand Voltage (AC-RMS)	2500	V

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{CER}	Collector Cut-off Current ($R_{BE} = 5 \Omega$)	$V_{CE} = V_{CEV}$ $V_{CE} = V_{CEV}$ $T_j = 100$ °C			0.2 2	mA mA
I _{CEV}	Collector Cut-off Current ($V_{BE} = -1.5$ V)	$V_{CE} = V_{CEV}$ $V_{CE} = V_{CEV}$ $T_j = 100$ °C			0.2 2	mA mA
I _{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 5$ V			1	mA
V _{CEO(sus)*}	Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 0.2$ A $L = 25$ mH $V_{clamp} = 450$ V	450			V
h_{FE}^*	DC Current Gain	$I_C = 60$ A $V_{CE} = 5$ V		15		
V _{CE(sat)*}	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 30$ A $I_B = 3$ A $I_C = 30$ A $I_B = 3$ A $T_j = 100$ °C $I_C = 60$ A $I_B = 12$ A $I_C = 60$ A $I_B = 12$ A $T_j = 100$ °C		0.35 0.5	2 2	V V
V _{BE(sat)*}	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 60$ A $I_B = 12$ A $I_C = 60$ A $I_B = 12$ A $T_j = 100$ °C		1.1 1.5		V V
dI/dt	Rate of Rise of On-state Collector	$V_{CC} = 300$ V $R_C = 0$ $t_p = 3$ µs $I_{B1} = 18$ A $T_j = 100$ °C	150			A/µs
V _{CE(3 µs)}	Collector-Emitter Dynamic Voltage	$V_{CC} = 300$ V $R_C = 30$ Ω $I_{B1} = 18$ A $T_j = 100$ °C		4	6	V
V _{CE(5 µs)}	Collector-Emitter Dynamic Voltage	$V_{CC} = 300$ V $R_C = 30$ Ω $I_{B1} = 18$ A $T_j = 100$ °C		2	3	V
t _s t _f t _c	Storage Time Fall Time Cross-over Time	$I_C = 30$ A $V_{CC} = 50$ V $V_{BB} = -5$ V $R_{BB} = 0.2$ Ω $V_{clamp} = 400$ V $I_{B1} = 3$ A $L = 25$ µH $T_j = 100$ °C		4.5 0.1 0.3	5 0.2 5	µs µs µs
V _{CEW}	Maximum Collector Emitter Voltage Without Snubber	$I_{CWoff} = 80$ A $I_{B1} = 16$ A $V_{BB} = -5$ V $V_{CC} = 50$ V $L = 80$ µH $R_{BB} = 0.2$ Ω $T_j = 125$ °C	400			V

THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	0.41	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{thc-h}	Thermal Resistance Case-heatsink With Conductive Grease Applied	Max	0.05	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %

AREAS DE OPERACIÓN SEGURA

• FBSOA

AREA DE OPERACIÓN SEGURA EN POLARIZACIÓN DIRECTA

Durante el paso de corte a saturación (turn-on), y cuando se da una corriente de mando de saturación en la base, el área máx. permitida de operación segura es el FBSOA.

Hay cuatro límites permitidos bien definidos:

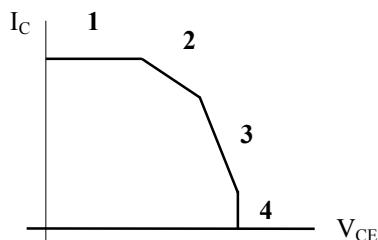
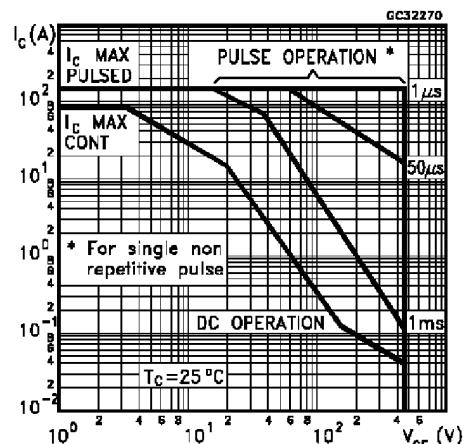


Fig. 2.2.a Areas del FBSOA

FBSOA



1. Límite por la máx. corriente de colector admisible. Esta depende principalmente de la capacidad de corriente del dispositivo.
2. Límite por la máx. disipación de potencia admisible.
3. Límite por la ruptura secundaria. (second breakdown). Este fenómeno se produce cuando la energía absorbida por el transistor excede el nivel crítico, produciéndose puntos calientes localizados en la pastilla del transistor.
4. Límite por la máx. tensión colector emisor admisible. Si éste valor se excede, el dispositivo puede fallar por la ruptura genuina, o por avalancha de la juntura base-colector.

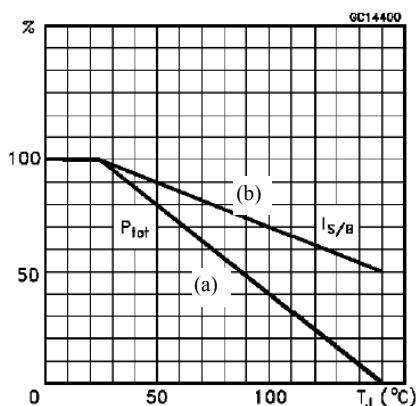
Se puede observar en el ejemplo del FBSOA que varía con los distintos anchos de pulsos tp (ej. continua, 1ms, 50μs, y 1μs), y con una determinada temperatura de carcasa. (ej. $T_c = 25^{\circ}\text{C}$)

Para temperaturas de carcasa distintas de $T_c = 25^{\circ}\text{C}$, las limitaciones 2, 3 varían sensiblemente según la sig. curva de degradación.

Las curvas proporcionadas por el FBSOA deberán complementarse con las curvas de degradación por temperatura. El factor de corrección de la curva de potencia es distinto al de la ruptura secundaria, por lo que deberán ser consideradas por separado.

Fig. 2.2.b Curvas de degradación del FBSOA
(a) para la potencia y
(b) para la ruptura secundaria.

DERATING CURVE



• RBSOA

AREA DE OPERACIÓN SEGURA EN POLARIZACIÓN INVERSA

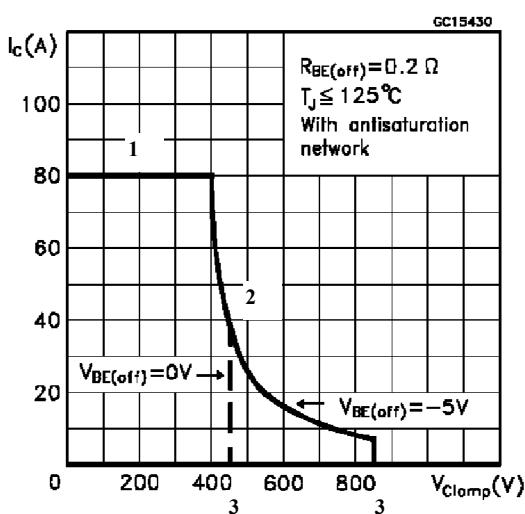


Fig. 2.3 RBSOA con apagado con tensión negativa ($V_{BE}=-5V$)
 V_{CEV} es mayor cuando se apaga con tensión negativa que con una resistencia en base ($V_{CEV}>V_{CER}>V_{CEO}$).

Durante el apagado del transistor, la corriente de base no se anula instantáneamente con polarización inversa en la juntura. La corriente de colector no decrecerá rápidamente, pero la tensión en el colector aumentará.

El diagrama RBSOA presenta tres limitaciones:

1. Límite debido a la máx. corriente de colector admisible (inmediatamente antes del bloqueo) al igual que el FBSOA.
2. Límite debido a la segunda ruptura provocada por la restricción de la corriente, similar al FBSOA. Con algunos valores de corrientes negativas de base se mejora la capacidad de manejo de la corriente (o tensión negativa)
3. Límite por la tensión de sustentación con tensión de polarización inversa V_{clamp} es $V_{CEV(SUS)}$. Si el bloqueo de base es a circuito de base abierto, el límite es $V_{CEO(SUS)}$; si el bloqueo es con una resistencia en base (típicamente 50Ω) el valor es $V_{CER(SUS)}$; y si el bloqueo es con una tensión negativa, típicamente $5V$, el valor es $V_{CEV(SUS)}$. El mayor valor de tensión de sustentación es cuando se bloquea con una tensión en base de $-5V$, obteniéndose el valor de $V_{CEV(SUS)}$.

• EL TRANSISTOR EN CONMUTACIÓN

Los tiempos de conmutación especificados en las hojas de datos son medidos en condiciones estándar. Estos están dados principalmente para la comparación entre distintos transistores y para conocer si el dispositivo se adaptará a las condiciones especificadas.

En la práctica, estos valores dependen de las condiciones del driver de base del transistor. El tiempo de conmutación es indispensable para el cálculo de las pérdidas dinámicas, o de conmutación.

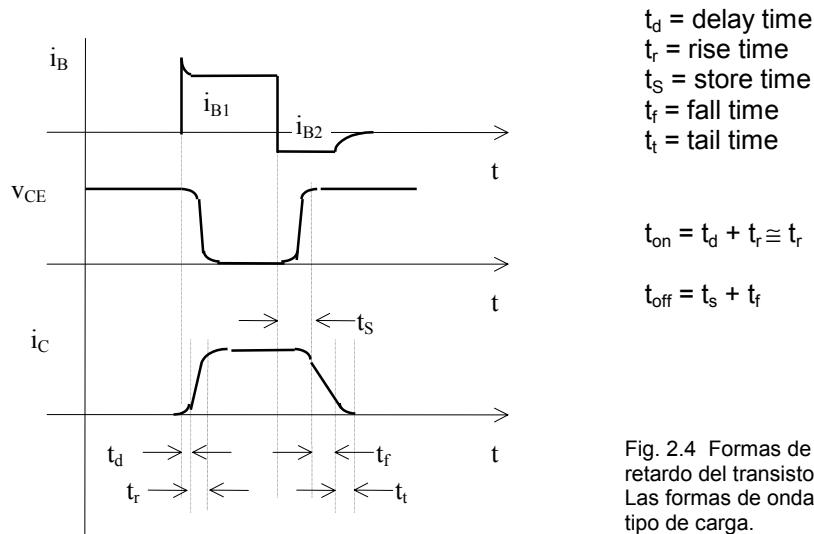


Fig. 2.4 Formas de onda y tiempos de retardo del transistor en conmutación. Las formas de onda dependerán del tipo de carga.

- t_d = Tiempo de retardo
- t_r = Tiempo de crecimiento, o subida
- t_s = Tiempo de almacenamiento
- t_f = Tiempo de caída
- t_t = Tiempo de cola

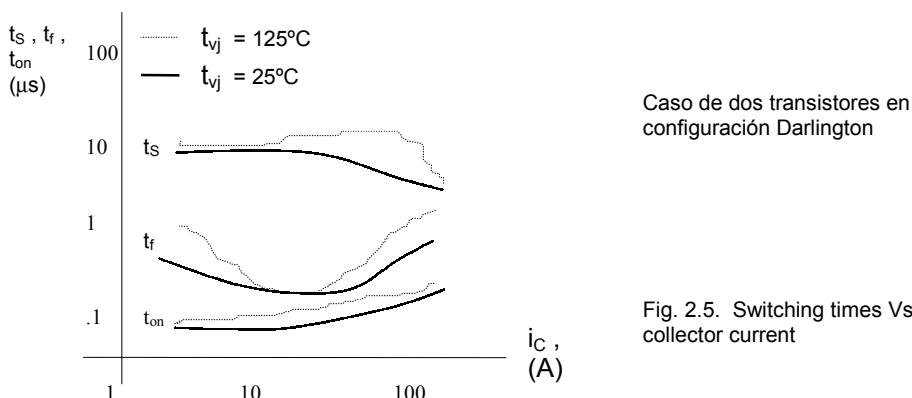
Desde que se excita la base al 10% del valor final de saturación de i_c
10% al 90% de i_c
Desde que se ordena el apagado en la base hasta que i_c desciende un 10%
90% al 10% de i_c
10% finales de caída al 2%
(aplicable sólo en transistores de alta tensión)

Los tiempos de conmutación dependen de la carga.

- t_{on} = Tiempo de saturación Está definido como el intervalo de tiempo desde el crecimiento instantáneo de la corriente de base hasta el crecimiento del 90% de i_c . En la práctica, $t_{on} \approx t_r$. Ya que la disipación de potencia en saturación incrementa en proporción al tiempo de crecimiento, éste deberá ser lo más corto posible. Esto puede lograrse con un pulso de corriente de base de alta amplitud. Por otro lado, al final del primer período de conducción, la corriente de base no deberá ser muy alta, sólo la necesaria para mantenerse en estado de casi saturación. Para poder cumplir estos dos requisitos, la corriente de base resultante en el instante inicial deberá subir a un valor mucho más alto que el de saturación (ej. 3 veces) durante un tiempo de 1 a 3 μs para luego descender al valor remanente manteniéndolo en la casi saturación, hasta que sea bloqueado.

- t_s, t_f = Tiempo de almacenamiento de base y de caída

Cuando se bloquea el transistor, comienza el cambio de corriente de la polarización directa a la inversa, hasta que comienza la caída de la corriente de colector. El valor de la corriente inversa de base influye en el valor de la corriente de almacenamiento y de caída. En la configuración Darlington, el transistor driver está conectado entre la base y el colector del transistor de salida (principal). Esto previene la sobresaturación del transistor de salida, por lo que, el tiempo de almacenamiento del Darlington está dado esencialmente por el transistor driver, y depende muy poco de la relación entre la corriente de base y la corriente de colector.



Caso de dos transistores en configuración Darlington

Fig. 2.5. Switching times Vs collector current

La fig. 2.5 muestra el comportamiento (puede crecer o decrecer, según el dispositivo) del tiempo de almacenamiento con incrementos de la corriente de colector y la corriente de base positiva y negativa. Durante el tiempo de almacenamiento, prácticamente no hay disipación de potencia extra. No obstante, es mejor un tiempo de almacenamiento corto para obtener una reacción rápida frente a las señales de control, y rápido bloqueo en caso de altas velocidades de trabajo y en caso de sobrecarga o cortocircuito.

La influencia de la corriente positiva de base antes del bloqueo deberá tenerse en cuenta. Normalmente se bloquea con tensión negativa de base. El valor de la corriente negativa de base influye en el tiempo de almacenamiento. En ciertas ocasiones, una corriente de base negativa (I_{B2}) de tres veces el valor de la positiva (I_{B1}) puede reducir en un 30% el valor del t_S .

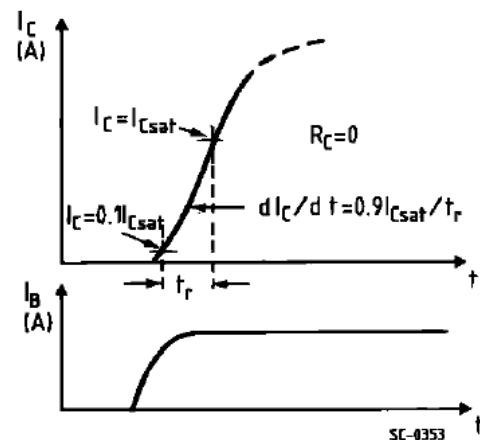
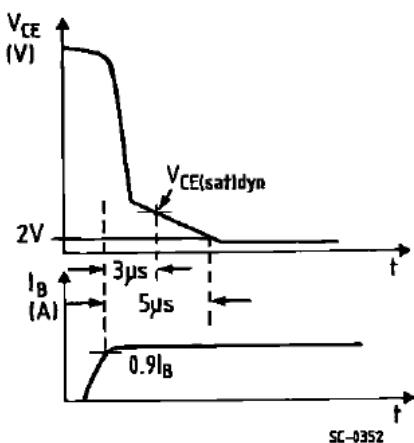
Al final del tiempo de almacenamiento, la corriente de colector comienza a decrecer. El instante de tiempo entre el 90% y el 10% de la corriente de caída del colector se llama tiempo de caída, t_f . Durante la caída de la corriente, la tensión colector-emisor sube y, como consecuencia, la potencia disipada de bloqueo aumenta en proporción con el tiempo de caída. Se trata, por esto, de disminuir al máximo el tiempo de caída. El valor correcto de la corriente de base tiene gran influencia en el t_f . Una corriente de base negativa pequeña provoca un valor de t_f grande, pero un exceso de corriente negativa de base también provoca un t_f grande, ya que causaría un fuerte flujo de portadores de corriente cerca de la unión base-emisor. A su vez, éstos tienen que recombinarse, lo que lleva mucho más tiempo. Además, si la dI/dt es muy grande, se provoca una gran disipación de potencia en la base. Por esto, hay un valor óptimo de corriente en la base.

Debido a la extracción de portadores de carga, la resistencia de la unión base-emisor P-N incrementa, y esto hace aumentar el tiempo de bloqueo en la última etapa. Esto puede resultar en una caída prolongada de la corriente de colector llamada "corriente de cola, t_c ". La solución para éste problema indeseado es un circuito drive de base con una resistencia de fuente, o una inductancia en el circuito de bloqueo, cuando la corriente de base cae rápidamente.

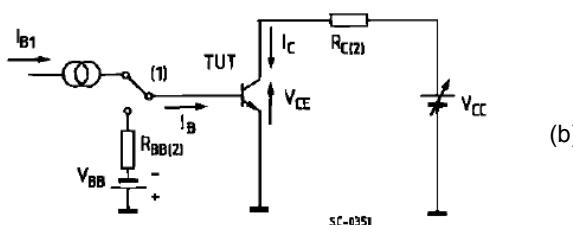
El diseño exacto para optimizar el drive de base depende del dispositivo, y de las condiciones de operación. Los valores óptimos de corriente inversa, o tensión inversa se mencionan en las hojas de datos de los dispositivos.

- t_{on} = Tiempo de encendido

Las hojas de datos muestran la siguiente información:



(a)



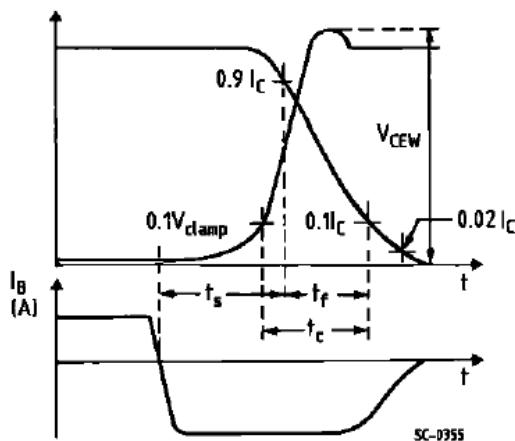
(1) Fast electronic switch (2) Non-inductive load

Fig. 2.6. Switching Test Circuit
Turn-on
(a) waveforms
(b) turn on-circuit

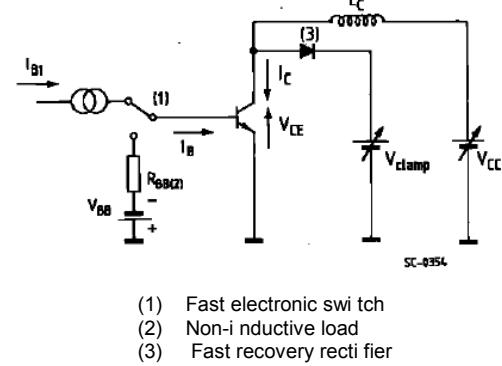
Turn-off
(c) Switching Waveforms
(d) turn off-circuit

- t_C = Tiempo de cruce (crossover)
- t_{off} = Tiempo de apagado

Desde el 10% de subida de v_{CE} al 10% de caída final de i_C
Las hojas de datos muestran la siguiente información:



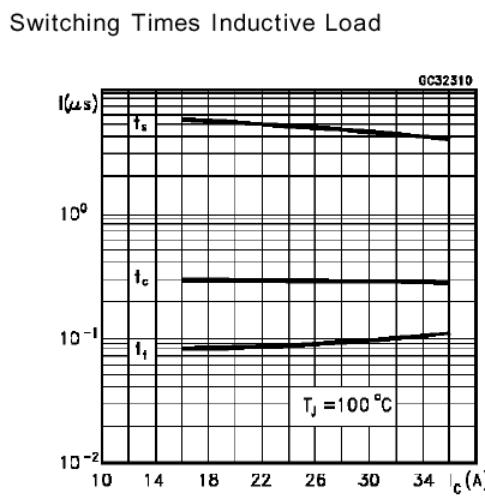
(c)



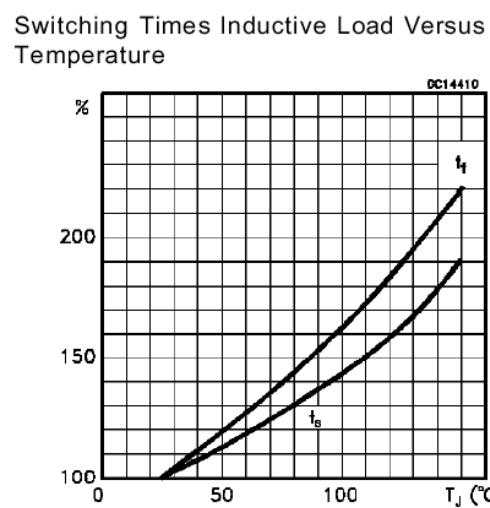
(d)

Como los tiempos de conmutación varían con el tipo de carga, normalmente se diferencian los tiempos con carga resistiva y con carga inductiva. Con carga inductiva, los tiempos aumentan considerablemente.
También los tiempos de conmutación varían con la tensión de bloqueo de base $V_{BE(OFF)}$, o i_{B2} .

Datos adicionales de conmutación



(e)



(f)

Fig. 2.6.(contin.) Tiempos de conmutación
(e) Con carga inductiva
(f) En función de la temperatura

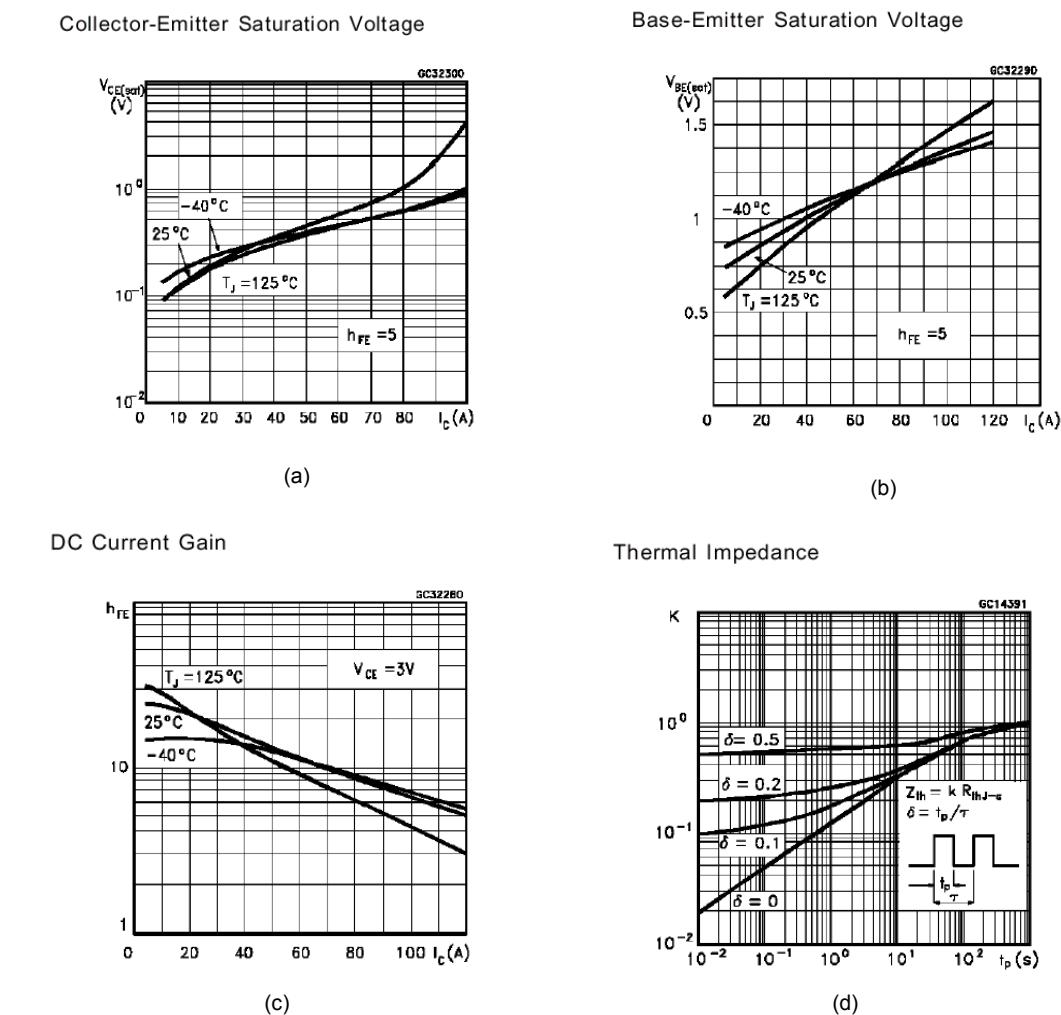
Otros datos:

Fig. 2.7. Datos complementarios del dispositivo

- (a) Tensión colector-emisor de saturación en función de la corriente de colector
- (b) Tensión base-emisor de saturación en función de la corriente de colector
- (c) Ganancia de corriente h_{FE} en función de la corriente de colector
- (d) Impedancia térmica en función del ciclo de trabajo

- **CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DE LA JUNTURA. DISIPACIÓN DE POTENCIA**

El límite más importante con respecto a los rangos de corrientes permitidos en los transistores de potencia (al igual que la mayoría de los dispositivos de potencia) es la máx. temperatura virtual de la juntura, T_{vj} . Desafortunadamente, ésta no se puede medir directamente, pero puede calcularse a través de la resistencia térmica interna juntura-carcaza, R_{thjc} y la potencia de disipación total P_{TOT} , ya que la potencia de disipación total es también un parámetro básico para el cálculo de la temperatura. El transistor de commutación es normalmente llevado a conducir periódicamente con pulsos repetitivos y amplitud constante. En esas condiciones, es conveniente calcular la energía disipada durante un pulso único. Esta energía puede ser subdividida en energía de turn-on, energía estática, y energía de turn-off; W_{on} , W_{cond} , W_{off} , respectivamente. A su vez, W_{on} y W_{off} son las energías dinámicas. Estas se pueden formular, en general:

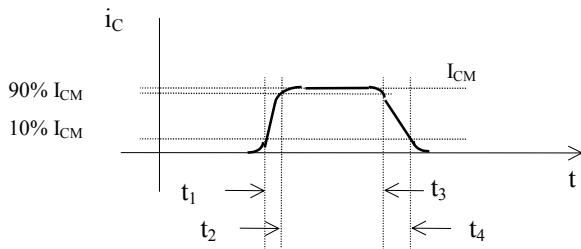


Fig. 2.8 Pulse de corriente trapezoidal

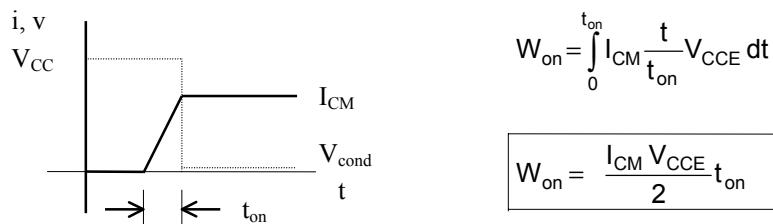
$$W_{on} = \int_{t_1}^{t_2} i_{(t)} v_{(t)} dt ; \quad W_{cond} = \int_{t_2}^{t_3} i_{(t)} v_{(t)} dt ; \quad W_{off} = \int_{t_3}^{t_4} i_{(t)} v_{(t)} dt ; \quad \text{donde}$$

$$i_{(t)on} = I_{CM} \frac{t}{t_2 - t_1} ; \quad i_{(t)cond} = I_{CM} ; \quad i_{(t)off} = I_{CM} \left(1 - \frac{t}{t_4 - t_3} \right)$$

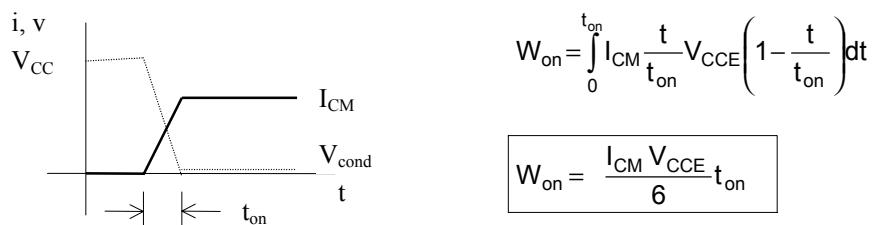
$$t_2 - t_1 = t_{on} \quad t_3 - t_2 = t_{cond} \quad t_4 - t_3 = t_{off}$$

En cuanto a $v_{(t)}$, primero se considerará en turn-on. Se pueden presentar tres casos:

- La tensión de fuente V_{CCE} es aplicada al colector durante el transitorio turn-on, luego la tensión de colector cae instantáneamente. Este es el peor de los casos, donde la pérdida es mayor.

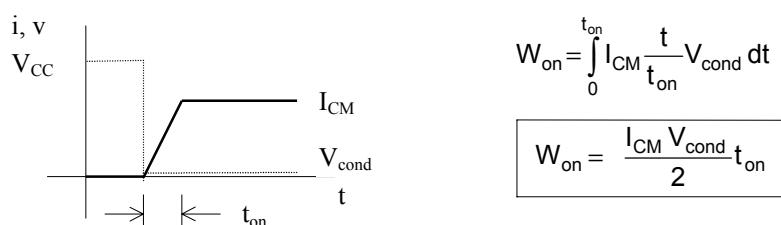


- La tensión colector-emisor V_{CE} desciende con igual proporción que sube la corriente de colector, I_{CM} . Este es un caso muy utilizado como aplicación de un caso real.



En éste caso, la energía disipada es tres veces menor que en el caso anterior.

- La tensión colector-emisor V_{CE} cae al valor V_{cond} en el mismo instante en que se comienza el turn-on. Este es un caso ideal donde todas las pérdidas son despreciables. Por supuesto, no es muy utilizado para el cálculo de potencia.



Por lo tanto, la disipación de energía en los tres casos está dada por la sig. ecuación:

$$W_{on} = \frac{I_{CM} V_{CCE} t_{on}}{K_{on}}$$

siendo

$K_{on} = 2$	1^{ER} caso
$K_{on} = 6$	2^{DO} caso
$K_{on} = 2 \frac{V_{CCE}}{V_{cond}}$	3^{ER} caso

Para el proceso de turn-off también se presentan los tres casos, similares al del turn-on:

Alta tensión constante, la tensión sube en la misma proporción en que cae la corriente, y baja tensión constante.

$$W_{off} = \frac{I_{CM} V_{CCE} t_{off}}{K_{off}}$$

siendo

$K_{off} = 2$	1^{ER} caso
$K_{off} = 6$	2^{DO} caso
$K_{off} = 2 \frac{V_{CCE}}{V_{cond}}$	3^{ER} caso

- t_{off} es, en éste caso el tiempo de cruce, t_c

La disipación de potencia estática se calcula con la sig. ecuación:

$$W_{cond} = I_{CM} V_{cond} t_{cond}$$

Una estimación aproximada de disipación de energía es, considerar t_{on} y t_{off} de las gráficas de las hojas de datos, para una I_C dada y una temperatura de juntura especificada, siendo $t_{off} = t_c$

Si el tiempo de cruce no está especificado, puede tomarse $t_{off} \approx t_f$

$$W_{estatica} = W_{cond} + W_{Bloqueo}$$

Ya que los valores de los tiempos de retardo dependen considerablemente del circuito de driver de base, es que se recomienda determinar éstos tiempos con un circuito de prueba.

La temperatura de juntura promedio $T_{vj(AV)}$ se puede calcular a través de la resistencia térmica juntura-carcaza R_{thjc} y la potencia promedio total disipada, $P_{tot(AV)}$.

$$P_{Tot(AV)} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{T} = f(W_{on} + W_{cond} + W_{off})$$

$$T_{vj(AV)} = T_{CASE} + P_{tot(AV)} R_{thjc}$$

A frecuencias bajas, la temperatura de la juntura oscila según se muestra en la fig. siguiente:

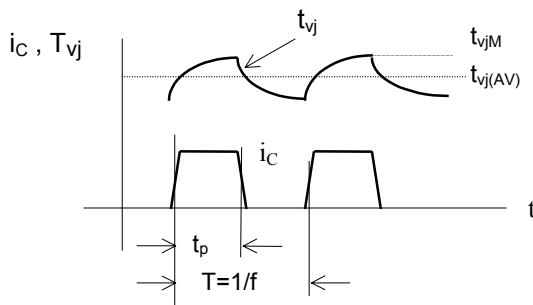
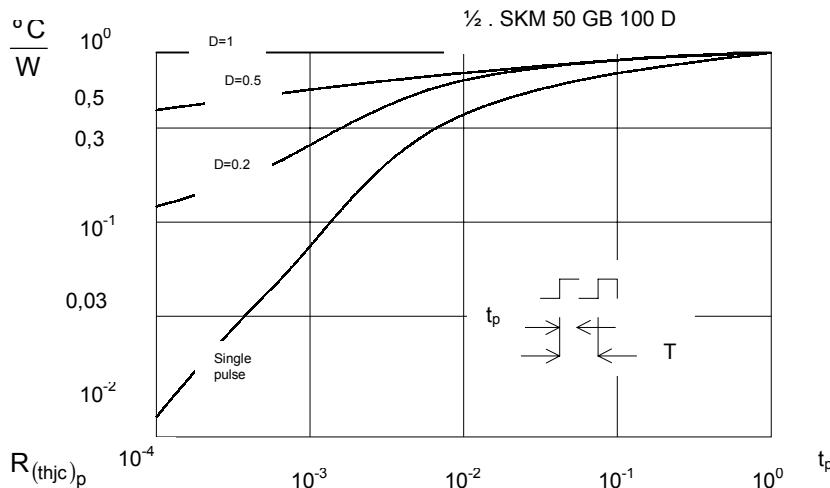


Fig. 2.9 Oscilación de la temperatura virtual t_{vj} con la corriente de colector i_C con pulsos de baja frecuencia



Thermal resistance $R_{(thjc)p}$ junction to case of an power transistor BJT module under pulse conditions as a function of the pulse width t_p .

Parameter: Duty cycle D.

$$D = \frac{t_p}{T} = t_p f$$

Fig. 2.10 Impedancia térmica del BJT

En éste caso, también puede calcularse el valor pico de t_{vj} , t_{vjM} . En la fig. 2.10 se muestra la resistencia térmica en condiciones pulsantes, $R_{(thjc)p}$ (en otros manuales, por ej. Motorola es $R_{\theta jc(t)}$) en función de la duración t_p y el valor pico de la potencia total de disipación.

$$R_{(thjc)p} = K R_{thjc}; \quad D = \frac{t_p}{T} \quad (D=\delta)$$

$$P_{TotM} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{t_p} \quad \text{Entonces,} \quad T_{vjM} = T_{CASE} + P_{TotM} R_{(thjc)p}$$

Se deberá usar la potencia total pico disipada P_{totM} promediada con la duración del pulso. El promedio sobre el período completo T está a menudo contenido en las curvas $R_{(thjc)p}$.

Con altos valores de ciclo de trabajo D (o δ) y valores cortos de t_p , por ejemplo, a altas frecuencias, la $R_{(thjc)p}$ tiende a ser horizontal. Esto significa que a altas frecuencias, la inercia térmica de la juntura se alarga. Aquí, la temperatura no es oscillatoria, es decir: $T_{vj(AV)} = T_{vjM}$.

En consecuencia: A frecuencias por encima de 3 kHz (por ejemplo), el cálculo usando la $P_{tot(AV)}$ y R_{thjc} resulta incorrecto. A frecuencias por encima de 3 kHz, entonces, el diagrama $R_{(thjc)p}$ no será necesario.

Ejemplo:

1. Alta frecuencia

$f = 5\text{kHz}$
 $t_p = 100\mu\text{s}$
 $D = 0.5$ (D=δ, ciclo de trabajo)
 $T_{CASE} = 80^\circ\text{C}$
 $R_{thjc} = 0.33 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
 $R_{(thjc)p} = 0.165 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

Entonces,

$$P_{Tot(AV)} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{T} = \frac{40\text{mJ}}{200\mu\text{s}} = 200\text{W}$$

$$P_{TotM} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{t_p} = \frac{40\text{mJ}}{100\mu\text{s}} = 400\text{W}$$

$$W_{on} + W_{cond} + W_{off} = 40 \text{ mJ}$$

$$T_{vj(AV)} = T_{case} + P_{Tot(AV)} R_{thjc} = 80 + 200 * 0,33 = 146^\circ\text{C}$$

$$T_{vjM} = T_{case} + P_{TotM} R_{(thjc)p} = 80 + 400 * 0,165 = 146^\circ\text{C}$$

Como se esperaba, $T_{vj(AV)} = T_{vjM}$ en altas frecuencias:

$$\boxed{T_{vj(AV)} = T_{vjM} = 146^\circ\text{C}}$$

2. Baja frecuencia.

$$f=100\text{Hz}$$

$$t_p = 2 \text{ ms}$$

$$D=0,2$$

$$T_{CASE} = 80^\circ\text{C}$$

$$R_{thjc} = 0,33 \text{ } ^\circ\text{C/W}; \quad K=0,29$$

$$R_{(thjc)p} = 0,0957 \approx 0,096 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$W_{on} + W_{cond} + W_{off} = 2 \text{ J}$$

Entonces,

$$P_{Tot(AV)} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{T} = 200 \text{ W}$$

$$P_{TotM} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{t_p} = 1000 \text{ W}$$

$$T_{vj(AV)} = T_{case} + P_{Tot(AV)} R_{(thjc)} = 80 + 200 * 0,33 = 146^\circ\text{C}$$

$$T_{vjM} = T_{case} + P_{TotM} R_{(thjc)p} = 80 + 1000 * 0,096 = 176^\circ\text{C}$$

$$\boxed{T_{vjM} = T_{vj(AV)} + 30^\circ\text{C}}$$

- CÁLCULO DE LA POTENCIA TOTAL ADMISIBLE

La I_{CM} puede calcularse para un transistor dado, en función de la temperatura virtual de la juntura

1. Frecuencia $3\text{kHz} \leq f \leq 13\text{kHz}$; $T_{vjM} = T_{vj(AV)}$

$$P_{Tot(AV)} = \frac{T_{vj(AV)} - T_{case}}{R_{thjc}} = f(W_{on} + W_{cond} + W_{off})$$

$$P_{Tot(AV)} = \left(\frac{I_{CM} V_{CCE} t_{on}}{K_{on}} + I_{CM} V_{cond} t_{cond} + \frac{I_{CM} V_{CCE} t_{off}}{K_{off}} \right)$$

$$I_{CM} = \frac{T_{vj(AV)} - T_{case}}{f R_{thjc} \left[V_{CCE} \left(\frac{t_{on}}{K_{on}} + \frac{t_{off}}{K_{off}} \right) + V_{cond} t_{cond} \right]}$$

2. Frecuencia $f < 3\text{kHz}$; $T_{vjM} > T_{vj(AV)}$

$$I_{CM} = \frac{(T_{vj(AV)} - T_{case}) t_p}{R_{(thjc)p} \left[V_{CCE} \left(\frac{t_{on}}{K_{on}} + \frac{t_{off}}{K_{off}} \right) + V_{cond} t_{cond} \right]}$$

Este método sirve para cálculos térmicos. Además, deberá tenerse en cuenta el FBSOA

- CÁLCULO DE LA POTENCIA TOTAL DISIPADA

La resistencia de contacto térmico carcaza-disipador está dada en la hoja de datos.

Multiplicando por $P_{Tot(AV)}$ se obtendrá la diferencia de temperatura carcaza-disipador (no se tendrá en cuenta las oscilaciones)

$$T_{case} - T_h = P_{Tot(AV)} * R_{thch}$$

T_h = temperatura del disipador

R_{thch} = resistencia de contacto térmico carcasa-disipador

La temperatura del disipador T_h , finalmente resulta de la temperatura ambiente T_{AMB} que fluye por el disipador (normalmente aire), la resistencia térmica del disipador R_{thha} y la sumatoria de las potencias disipadas totales de todos los transistores y dispositivos montados en el disipador.

$$T_h = T_{amb} + R_{thha} \sum P_{Tot(AV)}$$

A diferencia del R_{thjc} y R_{thch} , la resistencia térmica del disipador no es un valor fijo, pues no depende de la cantidad de disipación natural (enfriamiento por convección), de la disipación de potencia promedio total $\sum P_{Tot(AV)}$, si hay aire forzado, etc.

Además, se hace la diferencia si ésta potencia está disipada por una o varias fuentes igualmente distribuidas sobre la superficie del disipador. También, el área de contacto de la fuente de calor juega un papel importante.

- **MEDICIÓN DE LA ENERGÍA DISIPADA $W_{on} + W_{cond} + W_{off}$**

La disipación de energía por pulsos $W_{on} + W_{cond} + W_{off}$ se puede calcular en forma aproximada.

En consecuencia, a menudo será necesario verificar ésta estimación a través de la medición. Para éste propósito, la ecuación

$$T_h = T_{amb} + R_{thha} \sum P_{Tot(AV)} \quad \text{se transforma en} \quad P_{Tot(AV)} = \frac{T_h - T_{amb}}{R_{thha}}$$

Si hay un sólo transistor, el símbolo sumatoria se omitirá.

La medición se hace de la sig. manera:

1. Se coloca un sólo dispositivo, un disipador pequeño (para obtener altas diferencias de temperatura) unido rigidamente a un pequeño ventilador (con ventilador, la resistencia térmica no depende de la disipación de potencia y se estabiliza en un valor muy rápidamente). Se montan dos sensores de temperatura. Uno mide la temperatura del flujo de aire exhalado del ventilador, y el otro mide la temperatura del disipador.
2. Se conecta el transistor a ser medido, y se lo somete a tensión continua. La potencia aplicada P_{DC} está determinada por las y las tensiones medidas. La diferencia de temperatura medida por los dos sensores, dan la resistencia térmica R_{thha} , resultando:

$$R_{thha} = \frac{T_{h1} - T_{amb1}}{P_{DC}}$$

3. Sin alterar la distribución mecánica, el transistor es ahora conectado al circuito bajo prueba, y operado en condiciones de pulsos reales. Se mide nuevamente la diferencia de temperatura $T_{h2} - T_{amb2}$. Con la resistencia térmica calculada anteriormente R_{thha} , la disipación de potencia total será:

$$P_{Tot} = \frac{T_{h2} - T_{amb2}}{R_{thha}}$$

- **INSTRUCCIONES DE MONTAJE IMPORTANTES:**

Con el fin de garantizar un buen contacto térmico, y mantener un valor de resistencia de contacto térmico en el valor especificado en las hojas de datos, el disipador deberá limpiarse y deberá estar libre de partículas extrañas. Las asperezas remanentes de la superficie de contacto deberán ser menores que $20\mu m$, y la rugosidad menor que $10\mu m$. Deberá usarse grasa siliconada (ej. Wacker-Chemie P12). Se recomienda usar rodillo o escobilla de goma. Una vez montado el dispositivo, y después de un período de tres horas, los tornillos deberán ser torqueados nuevamente al valor especificado, ya que la grasa se esparce.

En terminales donde haya gran circulación de corriente, deberán usarse barras colectoras. No se recomienda el uso de anillos para los terminales. Si se requiere un terminal con cable, puede remplazarse por barras atornilladas. Deberá, en todos los casos, aplicarse el torque especificado en los tornillos.

2.1.3. Conexión en paralelo de transistores

Cuando se conectan los transistores en paralelo, deberá haber una repartición similar de corriente entre los transistores. Para esto, los transistores deberán ser pareados en lo que se refiere a la ganancia, transconductancia, voltajes de saturación, y tiempos de conmutación. Pero, en la práctica esto no siempre es posible.

Se puede obtener una cantidad razonable de repartición de corriente (45 a 50% con dos transistores) al conectar resistencias no inductivas en serie con las terminales del emisor. La repartición dinámica se puede obtener conectando inductores en serie con las resistencias, tal como se muestra en la fig. siguiente:

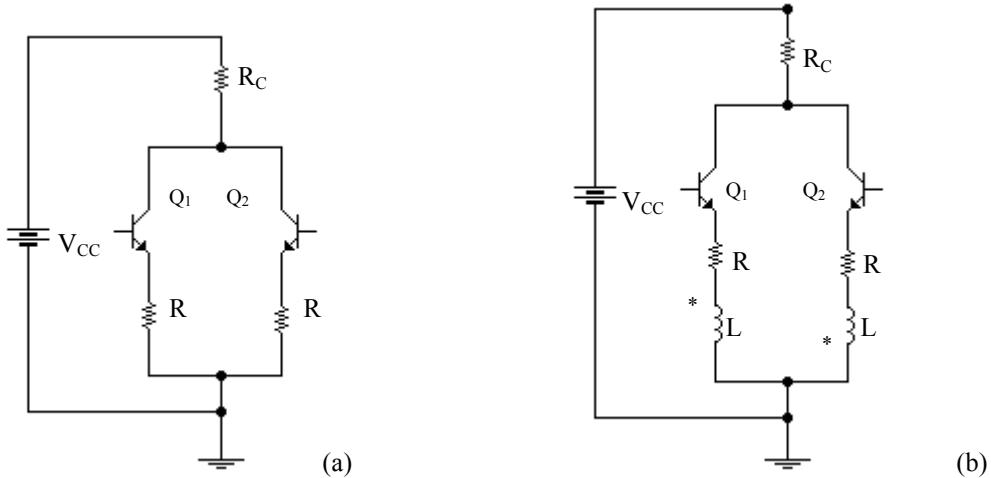


Fig. 2.11 Conexión en paralelo de transistores

- (a) con resistencias en serie
- (b) compartición dinámica conectando L en serie

Si se eleva la corriente a través de Q_1 , también se elevará la $L(di/dt)$ en la inductancia que está en serie con Q_1 , y también a través de la inductancia opuesta (por inducción mutua). El resultado es una trayectoria de baja impedancia, siendo la corriente trasladada a Q_2 . Los inductores generarán picos de voltaje altos y pueden ser costosos en casos de alta corriente, ya que no deberán saturarse.

Los BJT tienen un coeficiente de temperatura negativo. Si un BJT conduce más corriente durante la repartición de corriente, su resistencia en estado activo se reduce y su corriente aumenta más.

2.1.4. Comportamiento estático del transistor bipolar

La caída de tensión $V_{CE(sat)}$ del transistor de alta tensión (HT) es más elevada que la del transistor de baja tensión (BT), y además, el comportamiento en la conmutación de un transistor de BT es mejor que uno similar de HT.

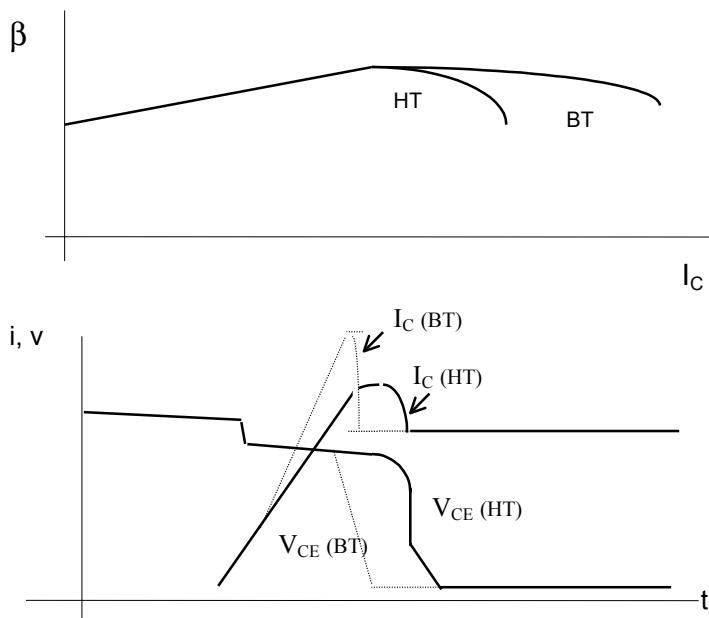


Fig. 2.12.a Comportamiento del transistor de BT y HT.
El transistor de BT tiene una mejor característica de ganancia a fuertes niveles de corriente de colector.

Fig. 2.12.b Comportamiento del transistor de BT y HT
El transistor de BT comuta en menor tiempo que uno de HT.

2.1.5. Puntos de trabajo del transistor bipolar

A. Régimen lineal (no saturado)

El transistor se comporta como un amplificador de corriente. La corriente de colector es igual al producto de la corriente de base por la ganancia β

$$I_C = I_B \beta$$

La tensión colector-emisor es relativamente elevada Ej: $V_{CE} = 20V$, $I_C = 10A$, $I_B = 0,8A$

La cantidad de cargas en la zona de base es relativamente débil y la cantidad de portadores minoritarios en el colector es despreciable. Para la conducción es necesario reinyectar las cargas, y para bloquearlo, quitar las cargas.

Debido a que la cantidad de cargas que se transfiere es pequeña, el pasaje a la conducción en la zona lineal, o viceversa, es muy rápido. El tiempo de conmutación en la apertura t_{off} del transistor será sólo del orden de los cientos de ns (ej. 200ns, o menos) con corriente de base negativa.

Ahora consideraremos el circuito siguiente donde el transistor opera como interruptor:

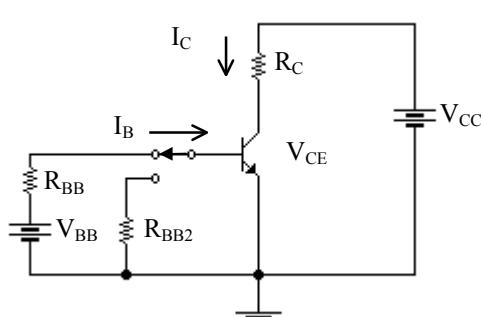


Fig. 2.13.a BJT en conmutación

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB}} \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \frac{\beta R_C}{R_{BB}} (V_{BB} - V_{BE}) \\ V_{CE} &= V_{CB} + V_{BE}; \quad V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} \end{aligned}$$

La ecuación anterior indica que siempre que $V_{CE} \geq V_{BE}$, la unión colector-base tendrá polarización inversa y el transistor estará en la zona activa. La corriente máxima del colector en la región activa, que se puede obtener al ajustar $V_{CB} = 0$ y $V_{BE} = V_{CE}$ es:

$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C}, \quad \text{y el valor correspondiente a la } I_B \text{ es:}$$

$$I_{BM} = \frac{I_{CM}}{\beta}$$

Si la corriente de base se incrementa por arriba de I_{BM} , la V_{BE} y la I_C aumentarán y se reducirá la V_{CE} por debajo de V_{BE} .

Esto continuará hasta que la unión colector-base quede con polarización directa con un valor V_{BC} entre 0,4 y 0,5V. El transistor estará, entonces saturado.

En saturación, la corriente de colector se conserva prácticamente constante. Si la tensión de saturación del colector es $V_{CE(sat)}$, entonces

$$I_{CE(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C}, \quad \text{y} \quad I_{B(sat)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta} \quad (\text{Recordar que el } \beta \text{ varía con } I_C)$$

Cuando está sobresaturado, el factor de sobresaturación, ODF se define como

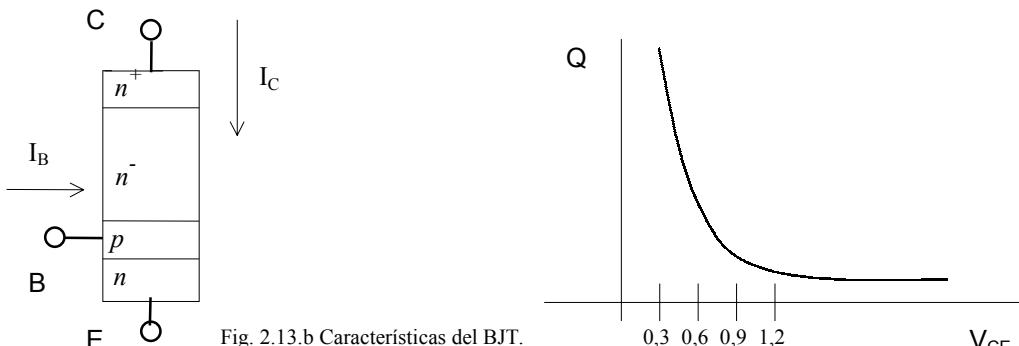
$$ODF = \frac{I_B}{I_{B(sat)}}$$

El β forzado se define como:

$$\beta_f = \frac{I_{C(sat)}}{I_B}$$

B. Casi saturado

Esta situación se puede obtener aumentando la corriente de base. Por ejemplo, una corriente $I_B = 1,2A$ (en lugar de 0,8A). Por este aumento de I_B , una parte de la zona resistiva n^- del colector se dopa a p^+ por inyección de portadores minoritarios. La resistencia de la zona n^- se reduce. Al mismo nivel de corriente de colector, la caída de tensión se reduce. Por ejemplo, en la zona lineal era $V_{CE} = 20V$ y ahora es $V_{CE} = 1,3V$ aproximadamente con $I_C = 10A$, $I_B = 1,2A$



Para pasar del bloqueo a la casi saturación, hace falta adicionar cargas, y para bloquearlo, hay que evacuar la carga adicional agregada. Los tiempos de retardo en el bloqueo son típicamente del orden de 100ns a 1μs

La parte n^- restante del colector se comporta como una resistencia con coeficiente de temperatura positivo. Esta resistencia positiva asegura la homogeneidad de la corriente de colector, y una mejora en el área segura de commutación. Además, el coeficiente de temperatura positivo produce un efecto de autoequilibrio en el caso de montar transistores en paralelo.

C. Saturado

Se define la saturación como el punto por arriba del cual, incrementos de la corriente de base, no modifican la significativamente corriente de colector. La saturación del transistor se da cuando la zona n^- ha sido invadida por la p^+ y ha perdido su resistividad. Para saturarlo, es necesario aumentar más la corriente de base. Por ejemplo, para una corriente de colector $I_C = 10A$, el transistor entra en saturación con $I_B = 2,2A$.

La caída de tensión se reduce a $V_{CE} = 0,6V$. Ahora, para bloquear el transistor es necesario evacuar grandes cantidades de carga, y el tiempo de bloqueo es considerablemente mayor. Por ejemplo, el $t_{off} = 1\mu s$

D. Sobresaturado

La sobresaturación se alcanza si se aumenta aún más la corriente de base, o si la corriente de colector disminuye sin disminuir la corriente de base. El diodo base-colector pasa a conducción directa ($V_{BE} - V_{CE} > 0,55V$) y la cantidad de cargas acumuladas aumenta considerablemente sin una disminución proporcional de la caída de tensión.

Además, no existe el efecto de homogeneidad de la repartición de la corriente por la resistencia n^- , empeorándose el SOA y el tiempo de apagado. La sobresaturación no aporta nada positivo, es más, incrementa los tiempos de apagado y disminuye el SOA. La sobresaturación deberá evitarse.

2.1.6 Modulación de conductividad del BJT de potencia. Red antisaturadora Baker (Baker Clamp)

Si el transistor bipolar de potencia es saturado severamente, los tiempos de conmutación se incrementan. El "Baker Clamp" o la red antisaturadora, es un circuito que evita la operación del transistor en la zona de saturación o sobresaturación. Los circuitos típicos son:

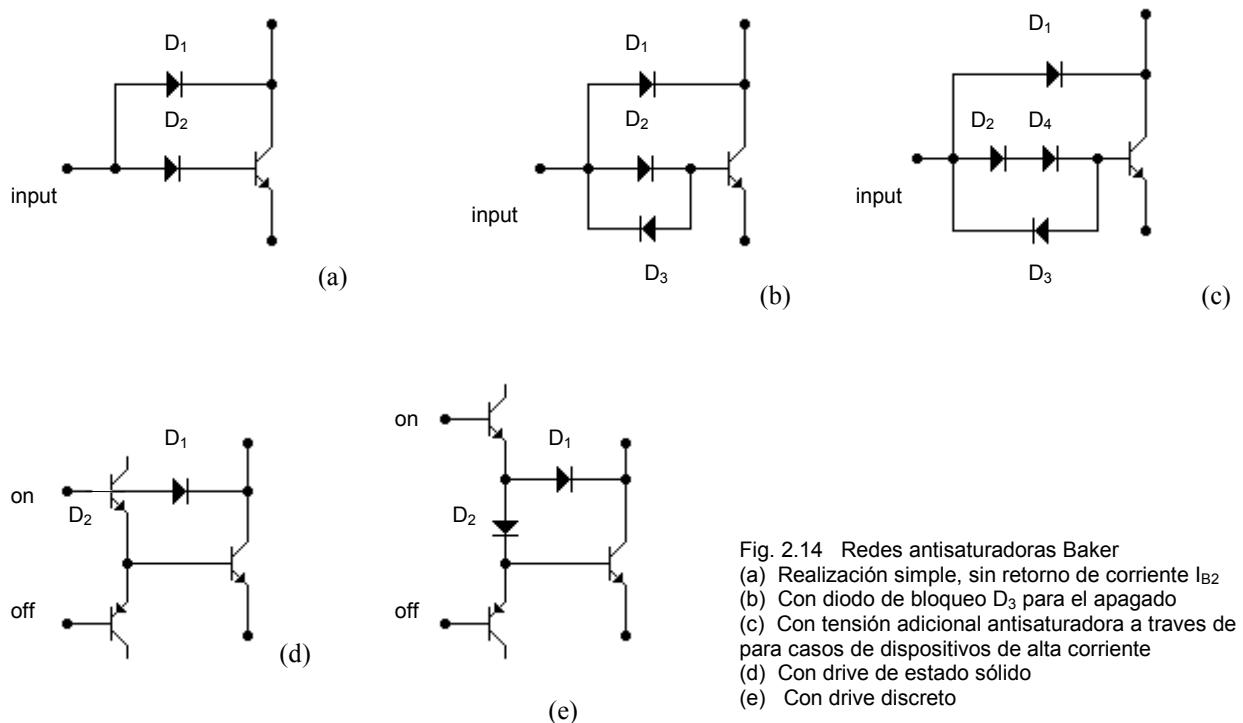


Fig. 2.14 Redes antisaturadoras Baker
(a) Realización simple, sin retorno de corriente I_{B2}
(b) Con diodo de bloqueo D_3 para el apagado
(c) Con tensión adicional antisaturadora a través de D_4 , para casos de dispositivos de alta corriente
(d) Con drive de estado sólido
(e) Con drive discreto

$$V_{CE} \approx V_{BE} + V_{D2} - V_{D1}$$

$$V_{CE} \approx V_{BE}$$

Si la tensión V_{CE} y V_{BE} son aproximadamente iguales, la tensión $V_{CB} \approx 0$. Si la V_{CB} es negativa, se produce la saturación, o la sobresaturación.

Análisis teórico. Modulación de la conductividad en transistores bipolares de potencia

Las redes enclavadoras Baker son, normalmente analizadas desde el punto de vista de la tensión. La teoría de pequeña señal muestra que mantener la caída de tensión del BJT baja, fuera de la saturación, mejora significativamente el tiempo de almacenamiento, sin que afecte apreciablemente el tiempo de caída. Esto está basado en el concepto de que el exceso de portadores minoritarios, resultado de la saturación, es el responsable

del tiempo de almacenamiento. En consecuencia, con la red antisaturadora, se elimina el exceso de portadores minoritarios y se elimina significativamente el tiempo de almacenamiento.

El tiempo de caída, por otro lado, no es afectado relativamente. La transición del tiempo de caída comienza una vez que los portadores minoritarios son evacuados, y tiene poca importancia si los portadores son evacuados por el tiempo de almacenamiento, o por la red antisaturadora.

En cuanto a los transistores de potencia, la situación es muy diferente. La teoría de pequeña señal no se puede aplicar. La red antisaturadora en los transistores de potencia tiende a disminuir muy poco el tiempo de almacenamiento, pero a menudo mejora abruptamente el tiempo de caída. Las diferencias pueden ser explicadas por la modulación de la conductividad, que ocurre cuando los transistores de potencia son operados en la saturación y casi-saturación.

- La modulación de la conductividad es el proceso por el cual la zona de concentración ligeramente dopada del colector se inunda con portadores móviles que provienen de la base, aumentando el ancho efectivo de la base. El ancho efectivo de la base disminuye conforme aumenta la V_{CE} . Desde el punto de vista eléctrico, el exceso de la corriente de base fluye a la zona del colector como portadores móviles, convirtiéndose de ésta manera en una región de base extendida.

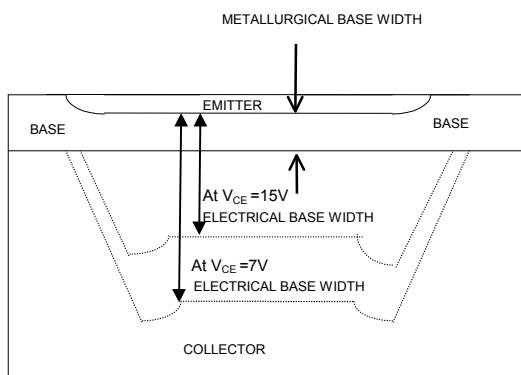


Fig. 2.15 Power BJT. Conductivity Modulation

La modulación de la conductividad tiene influencia en la operación del enclavador Baker en dos aspectos:

1. La modulación de la conductividad, característica de los transistores de potencia, aumenta la región de casi-saturación. Esta región de casi saturación puede extenderse más allá de los 10V en operaciones corrientes, haciendo impráctico el enclavamiento en la región activa. Consecuentemente, el efecto típico del enclavador Baker sobre el tiempo de almacenamiento es moderado, sobretodo con corrientes de colector grande.
2. Su influencia sobre el tiempo de caída (es el efecto más significante). Para performance óptima, tiene importancia crítica limitar el valor de la modulación de la conductividad, que ocurre en la capa energética de un transistor de potencia moderno.

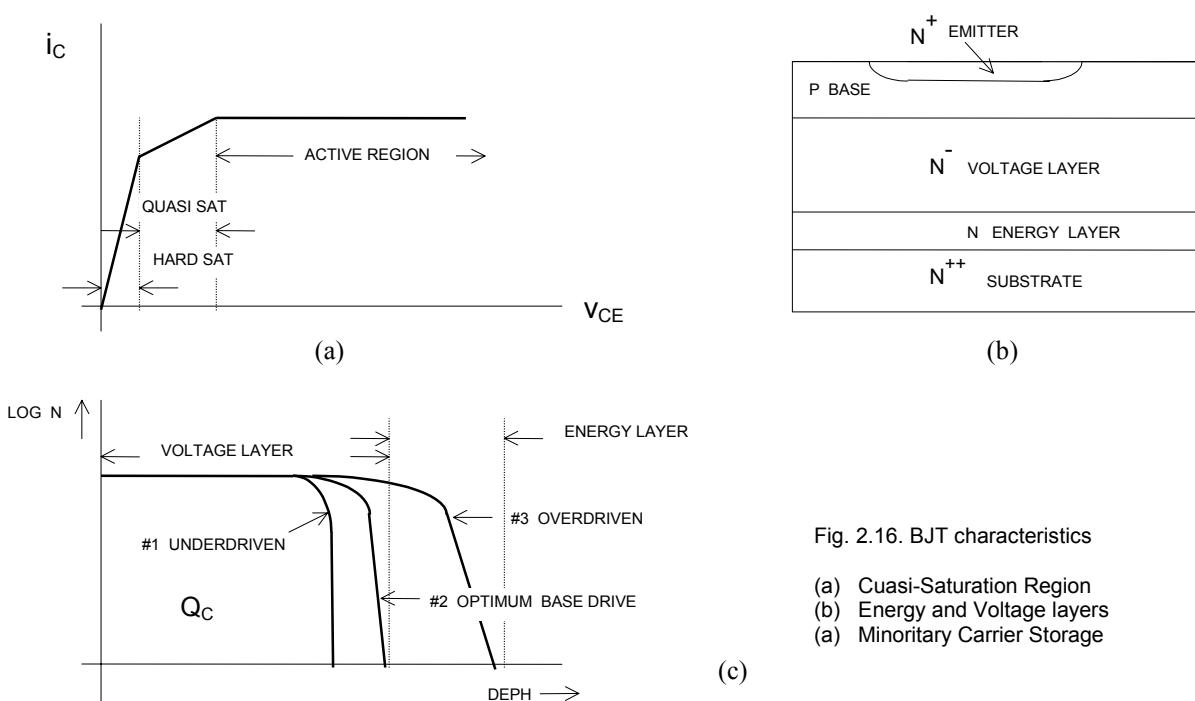


Fig. 2.16. BJT characteristics

- Cuasi-Saturation Region
- Energy and Voltage layers
- Minority Carrier Storage

El valor de la tensión de la capa modulada es esencial para niveles de saturación razonables. No obstante, cuando ocurre la modulación energética de la capa, hay una marcada degradación del tiempo de caída. Estos conceptos están ilustrados en las figuras anteriores. La figura (a) incluye los términos *capa de energía* y *capa de tensión*. La figura (b) analiza las situaciones típicas de operación. La curva #2 es la óptima polarización de base. Debido a que la modulación de la conductividad es una función del exceso del driver de base, la operación óptima requiere un control preciso de la corriente de base. Esto es, cuando el enclavador Baker no hace efecto. Desde el punto de vista circuitual, el enclavador Baker es un lazo de realimentación que controla, precisamente, la corriente de base. En cuanto a los transistores de potencia, es usual pensar que el enclavador Baker es un lazo de realimentación regulador de la corriente de base, más que un enclavador de la tensión V_{CE} .

Ejemplo:

Red antisaturadora en MJE16004

1. Consideraciones en el encendido

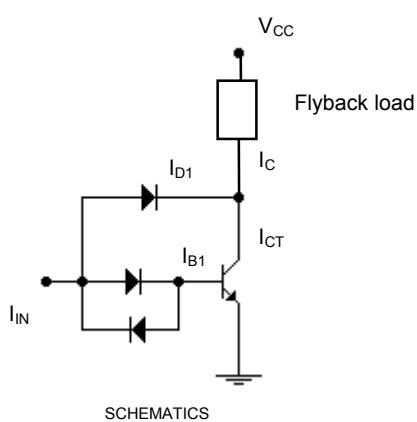
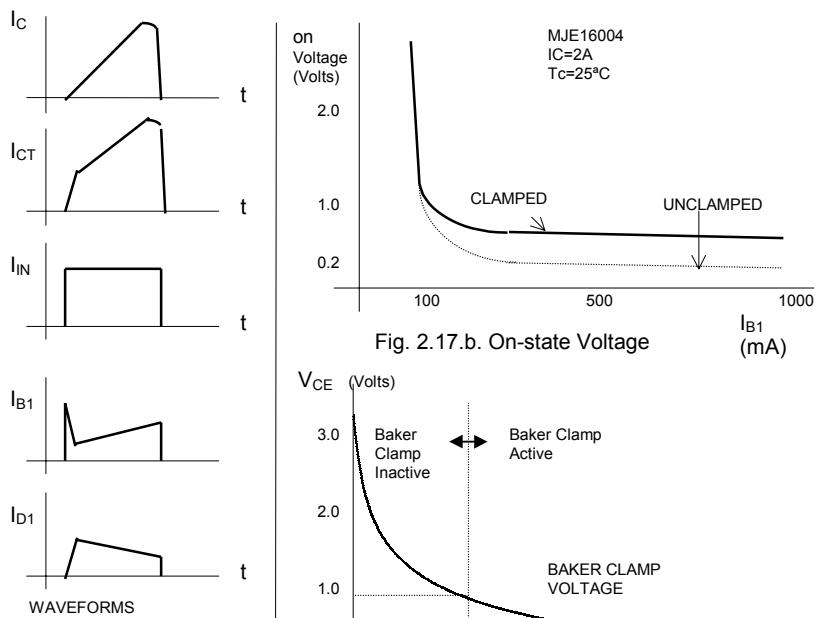


Fig. 2.17.a. Baker Clamps Currents



La fig. (a) muestra el circuito de implementación para la medición del comportamiento de encendido. La fig. (b) muestra la tensión de saturación en función de la corriente de base para una $I_C=2A$, operación de corriente óptima de colector del MJE16004. El enclavamiento de la tensión de saturación es menor que 1V.

Una consideración adicional importante es la saturación dinámica, propia de los transistores de potencia. La saturación dinámica puede alterar apreciablemente la caída de tensión, comparadas con la esperada en las consideraciones de continua.

Hay dos resultados relevantes:

A. El tiempo en que ocurre la saturación completa del transistor es del orden de $10\mu s$ para el MJE16004 (fig. c)

Notar que el Baker Clamp está inactivo durante los primeros $4\mu s$. El Baker Clamp puede ser desventajoso en situaciones donde el tiempo de saturación dinámica es una proporción apreciable del ancho total del pulso.

B. Implícita en la primera. Es la frecuencia de conmutación. Por ej. un convertidor Fly-Back estaría funcionando a 100kHz con un t_{on} de $4\mu s$, y esto no es un buen síntoma. No obstante, hay un límite de frecuencia el cual el Baker Clamp puede cumplir su rol. Debido a que el dato de saturación dinámica es raramente publicado, el límite de frecuencia superior puede ser una estimación difícil. Una estimación poco rigurosa es tomar generalmente en transistores de $450V$, el tiempo de 4 o $5\mu s$.

Teniendo en cuenta éste detalle, es evidente entonces, que la tensión de saturación limita el uso del rango de frecuencia para un buen funcionamiento del enclavador Baker.

2. Tiempo de almacenamiento.

Las performances de bloqueo se miden con una tensión de bloqueo V_{OFF} negativa de $6,5V$. Las curvas que se obtienen son:

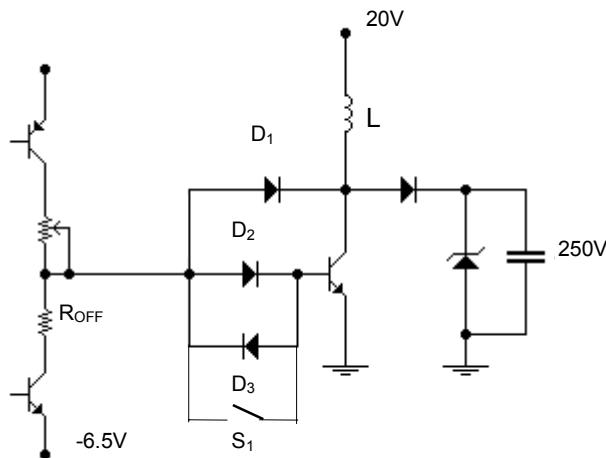
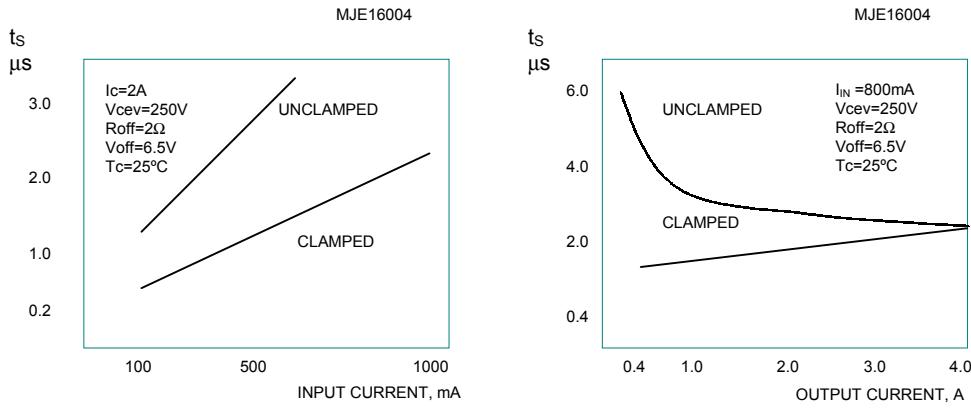


Fig. 2.17.d. Test circuit

El tiempo de almacenamiento aumenta con incrementos de la corriente de entrada, pero no tanto como en el modo saturado. También puede verse que el enclavador Baker no elimina totalmente el exceso de corriente de base hacia el colector. Cuando disminuye la carga, la corriente de base es significativamente mayor que la que se requiere, obligando al β a valores forzados. En estos casos, el tiempo de almacenamiento aumenta varias veces, pudiéndose reducir gracias al enclavador Baker.

3. Tiempo de caída

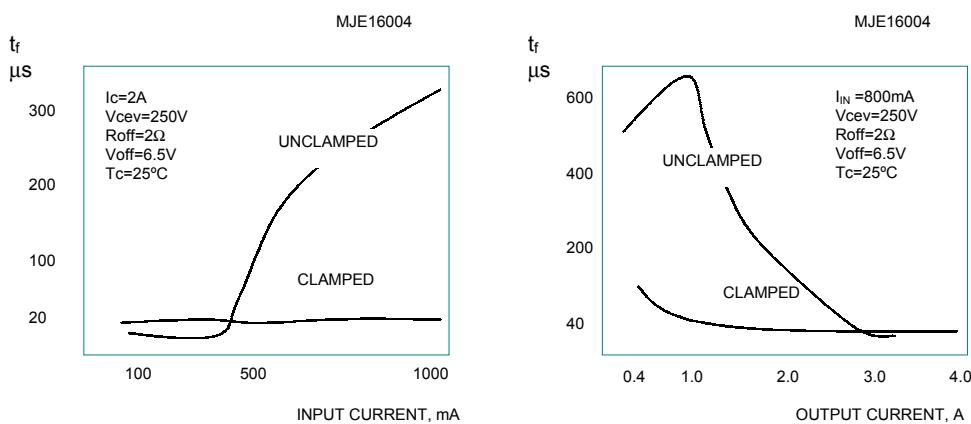


Fig. 2.17.e. Fall time

Notar que en el caso sin red antisaturadora, el tiempo de caída se mantiene constante un valor crítico de corriente de entrada (en este caso, 380mA). En este punto, la modulación de la conductividad de la capa energética se inicia, y el tiempo de caída aumenta abruptamente.

Como puede observarse, las performances de conmutación con la red antisaturadora mejoran considerablemente, sobre todo en el caso del tiempo de caída.

Ejemplos de hojas de datos:



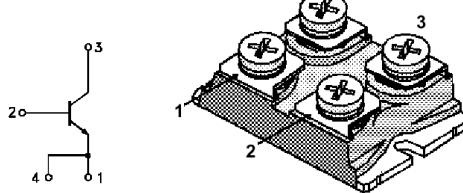
BUT232V

NPN TRANSISTOR POWER MODULE

- HIGH CURRENT POWER BIPOLAR MODULE
- VERY LOW R_{th} JUNCTION CASE
- SPECIFIED ACCIDENTAL OVERLOAD AREAS
- ISOLATED CASE (2500V RMS)
- EASY TO MOUNT
- LOW INTERNAL PARASITIC INDUCTANCE

INDUSTRIAL APPLICATIONS:

- MOTOR CONTROL
- SMPS & UPS
- DC/DC & DC/AC CONVERTERS



Internal Schematic Diagram
SCC484D

ISOTOP

ABSOLUTE MAXIMUM & RATING ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CEV}	Collector-Emitter Voltage (V _{BE} = -5 V)	400	V
V _{CEO(sus)}	Collector-Emitter Voltage (I _B = 0)	300	V
V _{EBO}	Emitter-Base Voltage (I _C = 0)	7	V
I _C	Collector Current	140	A
I _{CM}	Collector Peak Current (t _p = 10 ms)	210	A
I _B	Base Current	28	A
I _{BM}	Base Peak Current (t _p = 10 ms)	42	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	300	W
T _{stg}	Storage Temperature	-55 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C
V _{iso}	Insulation Withstand Voltage (AC-RMS)	2500	V

THERMAL DATA

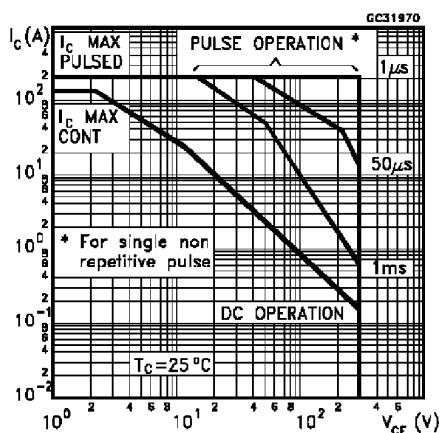
R _{thj-case} R _{thc-h}	Thermal Resistance Junction-case Thermal Resistance Case-heatsink With Conductive Grease Applied	Max	0.41	°C/W
		Max	0.05	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25°C unless otherwise specified)

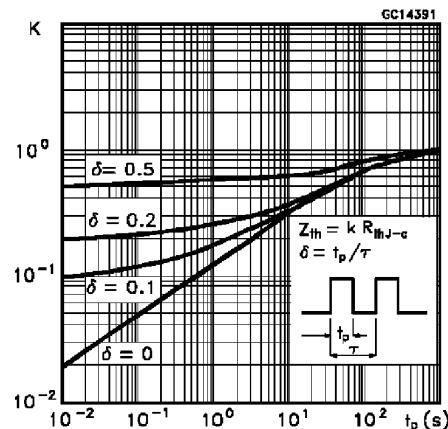
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{CER}	Collector Cut-off Current (R _{BE} = 5 Ω)	V _{CE} = V _{CEV} V _{CE} = V _{CEV} T _j = 100 °C			1 5	mA mA
I _{CEV}	Collector Cut-off Current (V _{BE} = -1.5)	V _{CE} = V _{CEV} V _{CE} = V _{CEV} T _j = 100 °C			1 4	mA mA
I _{EBO}	Emitter Cut-off Current (I _c = 0)	V _{EB} = 5 V			1	mA
V _{CEO(sus)*}	Collector-Emitter Sustaining Voltage	I _c = 0.2 A L = 25 mH V _{clamp} = 300 V	125			V
h _{FE*}	DC Current Gain	I _c = 70 A V _{CE} = 5 V		17		
V _{CE(sat)*}	Collector-Emitter Saturation Voltage	I _c = 35 A I _B = 1.75 A I _c = 35 A I _B = 1.75 A T _j = 100 °C I _c = 70 A I _B = 7 A I _c = 70 A I _B = 7 A T _j = 100 °C		0.5 0.7 0.5 0.9	1.9 1.9 1.9 1.9	V V V V
V _{BE(sat)*}	Base-Emitter Saturation Voltage	I _c = 70 A I _B = 7 A I _c = 70 A I _B = 7 A T _j = 100 °C		1.1 1	1.3	V V
dI _c /dt	Rate of Rise of On-state Collector	V _{CC} = 300 V R _C = 0 t _p = 3 μs I _{B1} = 10 A T _j = 100 °C	120	190		A/μs
V _{CE(3 μs)}	Collector-Emitter Dynamic Voltage	V _{CC} = 200 V R _C = 3.25 Ω I _{B1} = 6.4 A T _j = 100 °C		2.5	4	V
V _{CE(5 μs)}	Collector-Emitter Dynamic Voltage	V _{CC} = 200 V R _C = 3.25 Ω I _{B1} = 6.4 A T _j = 100 °C		1.4	2.5	V
t _s t _f t _c	Storage Time Fall Time Cross-over Time	I _c = 70 A V _{CC} = 250 V V _{BB} = -5 V R _{BB} = 0.6 Ω V _{clamp} = 300 V I _{B1} = 7 A L = 0.3 mH T _j = 100 °C		3 0.25 0.6	5 0.4 0.9	μs μs μs
V _{CEW}	Maximum Collector Emitter Voltage Without Snubber	I _{CWoff} = 105 A I _{B1} = 7 A V _{BB} = -5 V V _{CC} = 50 V L = 42 μH R _{BB} = 0.6 Ω T _j = 125 °C	300			V

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs, duty cycle 1.5 %

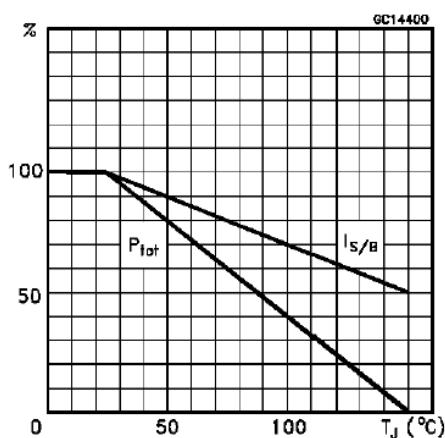
Safe Operating Areas



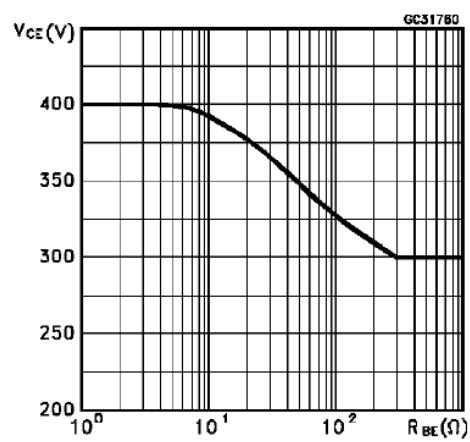
Thermal Impedance



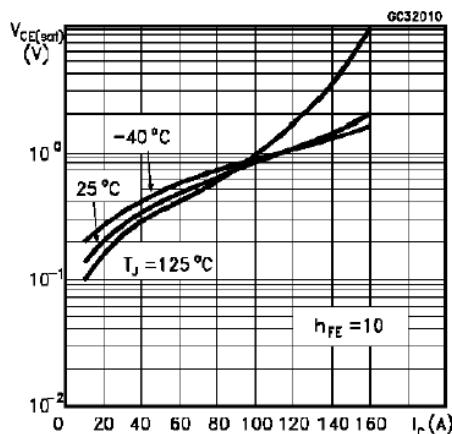
Derating Curve



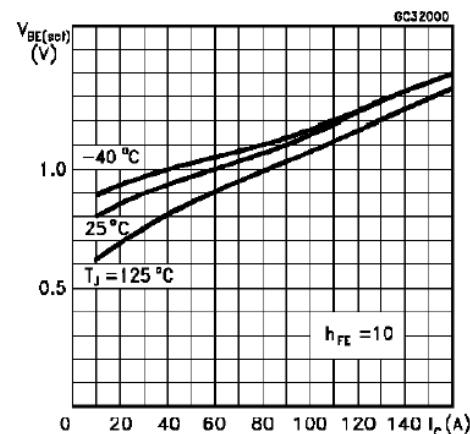
Collector-Emitter Voltage Versus Base-Emitter Resistance



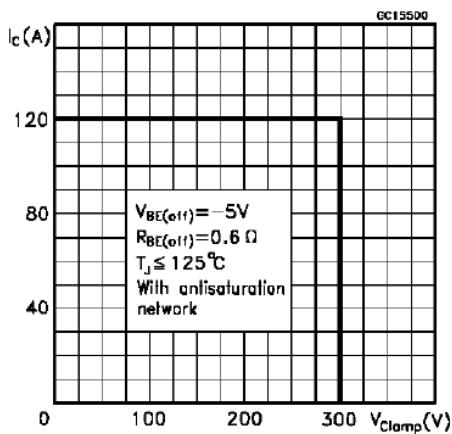
Collector-Emitter Saturation Voltage



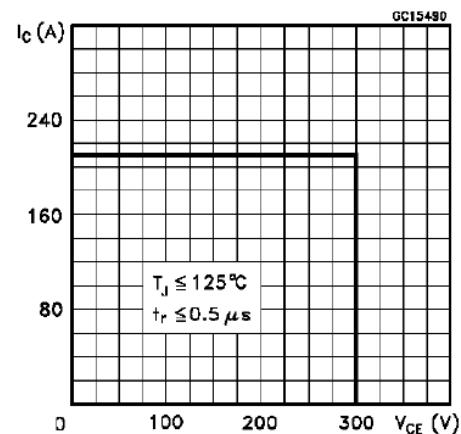
Base-Emitter Saturation Voltage



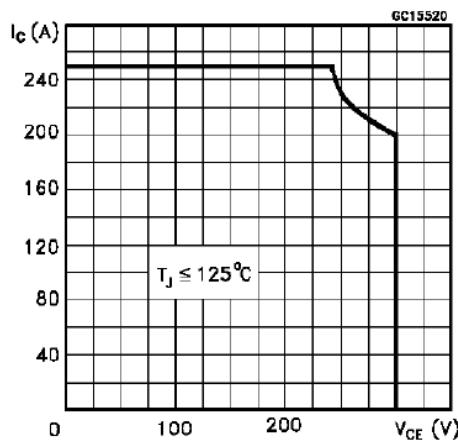
Reverse Biased SOA



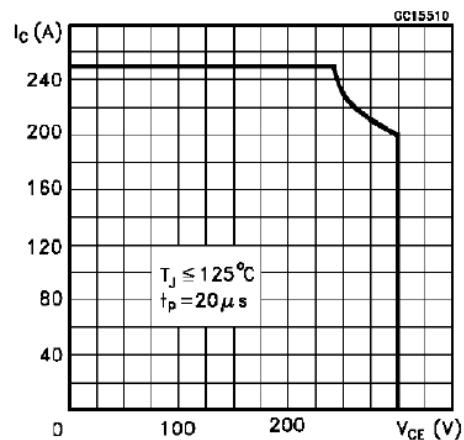
Forward Biased SOA



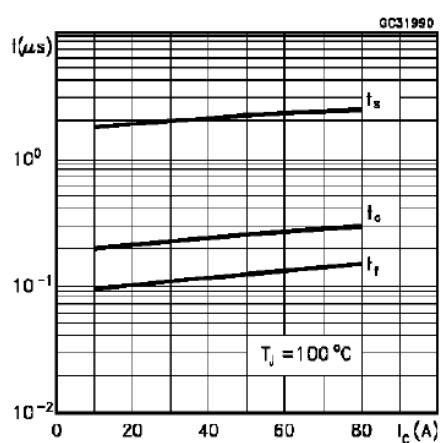
Reverse Biased AOA



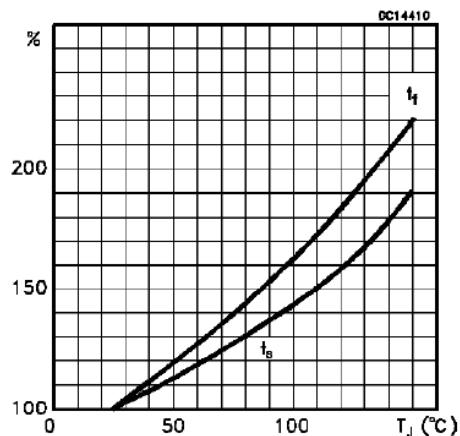
Forward Biased AOA



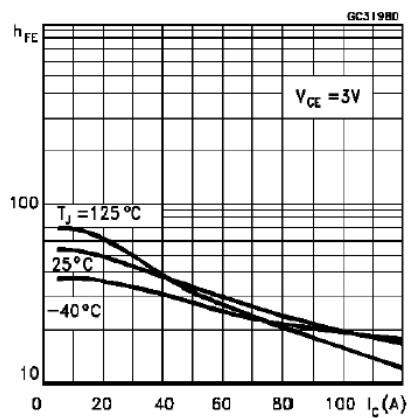
Switching Times Inductive Load



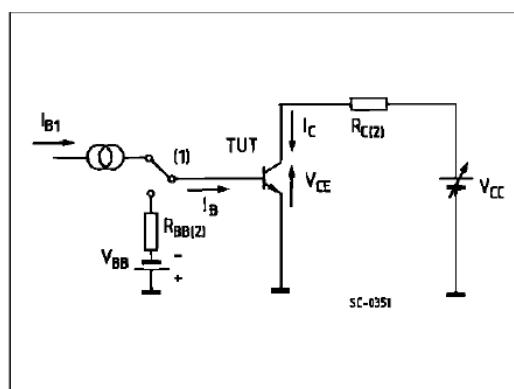
Switching Times Inductive Load Versus Temperature



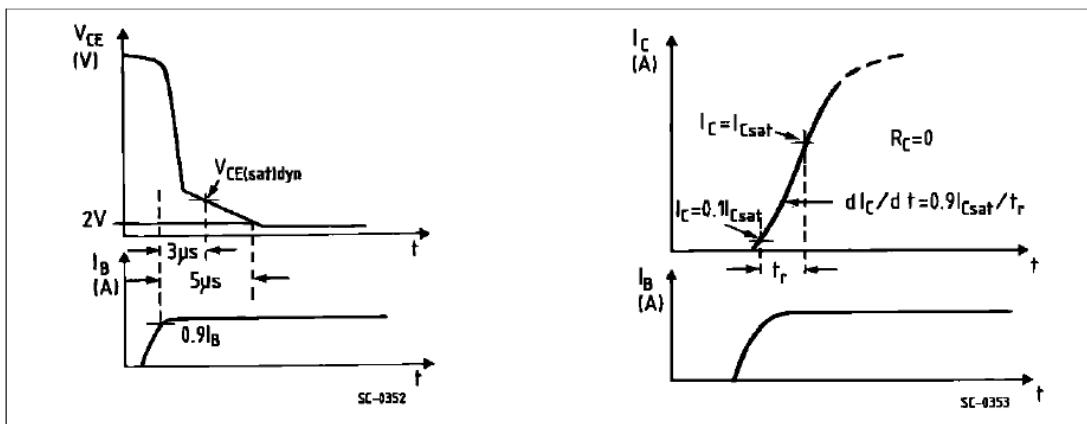
DC Current Gain



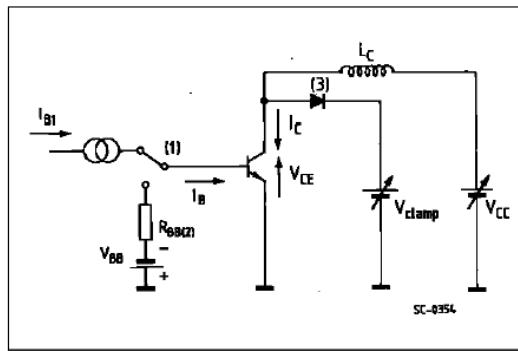
Turn-on Switching Test Circuit



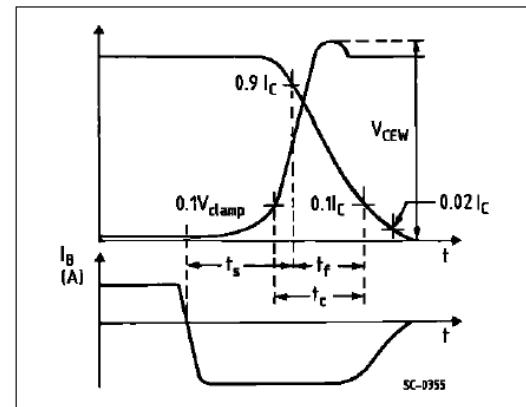
Turn-on Switching Waveforms



Turn-off Switching Test Circuit



Turn-off Switching Waveforms



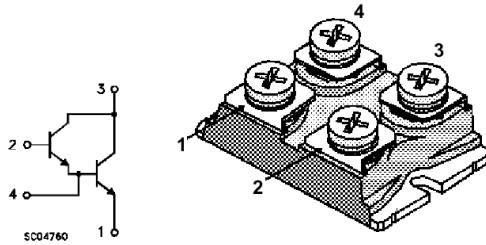
* 1996 SGS-THOMSON Microelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved

NPN DARLINGTON POWER MODULE

- HIGH CURRENT POWER BIPOLAR MODULE
- VERY LOW R_{th} JUNCTION CASE
- SPECIFIED ACCIDENTAL OVERLOAD AREAS
- ISOLATED CASE (2500V RMS)
- EASY TO MOUNT
- LOW INTERNAL PARASITIC INDUCTANCE

INDUSTRIAL APPLICATIONS:

- MOTOR CONTROL
- SMPS & UPS
- WELDING EQUIPMENT



Internal Schematic Diagram

ISOTOP

ABSOLUTE MAXIMUM & RATING ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CEV}	Collector-Emitter Voltage (V _{BE} = -5 V)	1000	V
V _{CEO(sus)}	Collector-Emitter Voltage (I _B = 0)	450	V
V _{EBO}	Emitter-Base Voltage (I _C = 0)	7	V
I _C	Collector Current	72	A
I _{CM}	Collector Peak Current (t _p = 10 ms)	108	A
I _B	Base Current	8	A
I _{BM}	Base Peak Current (t _p = 10 ms)	16	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	250	W
T _{stg}	Storage Temperature	-55 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C
V _{iso}	Insulation Withstand Voltage (AC-RMS)	2500	V

THERMAL DATA

R _{thj-case} R _{thc-h}	Thermal Resistance Junction-case Thermal Resistance Case-heatsink With Conductive Grease Applied	Max	0.5	°C/W
		Max	0.05	°C/W

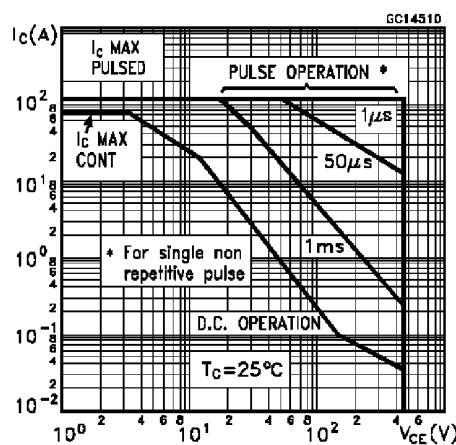
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25° C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{CER} #	Collector Cut-off Current (R _{BE} = 5 Ω)	V _{CE} = V _{CEV} V _{CE} = V _{CEV} T _j = 100 °C			1.5 22	mA mA
I _{CEV} #	Collector Cut-off Current (V _{BE} = -5)	V _{CE} = V _{CEV} V _{CE} = V _{CEV} T _j = 100 °C			1 15	mA mA
I _{EBO} #	Emitter Cut-off Current (I _c = 0)	V _{EB} = 5 V			1	mA
V _{CEO(sus)*}	Collector-Emitter Sustaining Voltage	I _c = 0.2 A L = 25 mH V _{clamp} = 450 V	450			V
h _{FE*}	DC Current Gain	I _c = 60 A V _{CE} = 5 V		150		
V _{CE(sat)*}	Collector-Emitter Saturation Voltage	I _c = 50 A I _b = 1 A I _c = 50 A I _b = 1 A T _j = 100 °C I _c = 60 A I _b = 2.4 A I _c = 60 A I _b = 2.4 A T _j = 100 °C		1.2 1.6 1.3 1.55	2 2 2 2	V V V V
V _{BE(sat)*}	Base-Emitter Saturation Voltage	I _c = 60 A I _b = 2.4 A I _c = 60 A I _b = 2.4 A T _j = 100 °C		2.1 2.15	3	V V
dic/dt	Rate of Rise of On-state Collector	V _{CC} = 300 V R _c = 0 t _p = 3 μs I _{B1} = 3.6 A T _j = 100 °C	450	500		A/μs
V _{CE(3 μs)}	Collector-Emitter Dynamic Voltage	V _{CC} = 300 V R _c = 5 Ω I _{B1} = 3.6 A T _j = 100 °C		4	7	V
V _{CE(5 μs)}	Collector-Emitter Dynamic Voltage	V _{CC} = 300 V R _c = 5 Ω I _{B1} = 3.6 A T _j = 100 °C		2.5	4	V
t _s t _f t _c	Storage Time Fall Time Cross-over Time	I _c = 60 A V _{CC} = 50 V V _{BB} = -5 V R _{BB} = 0.3 Ω V _{clamp} = 450 V I _{B1} = 2.4 A L = 0.04 mH T _j = 100 °C		4.6 0.4 1.2	6 0.6 2	μs μs μs
V _{CEW}	Maximum Collector Emitter Voltage Without Snubber	I _{cwoff} = 72 A I _{B1} = 2.4 A V _{BB} = -5 V V _{CC} = 50 V L = 35 μH R _{BB} = 0.3 Ω T _j = 125 °C	450			V

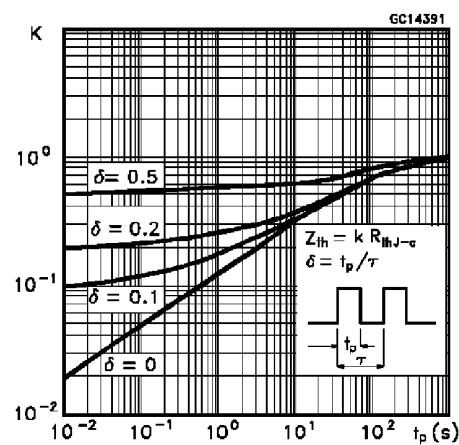
* Pulsed: Pulse duration = 300 μs, duty cycle 1.5 %

See test circuits in databook introduction

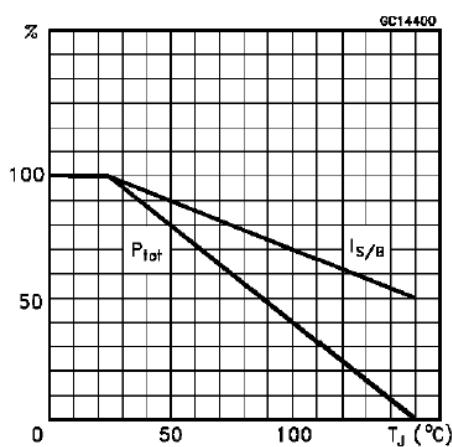
Safe Operating Areas



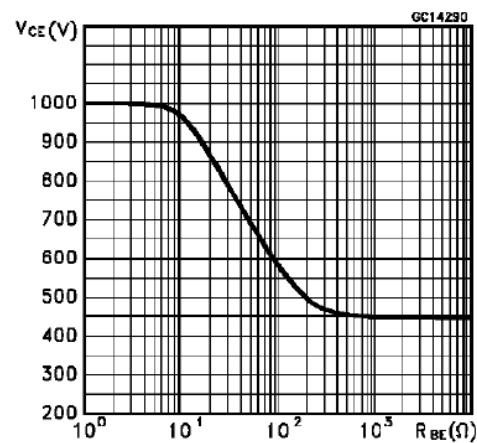
Thermal Impedance



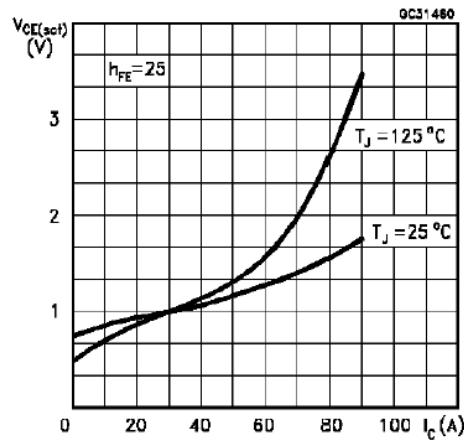
Derating Curve



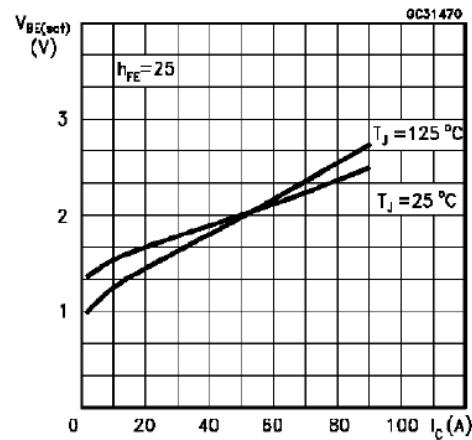
Collector-Emitter Voltage Versus Base-Emitter Resistance



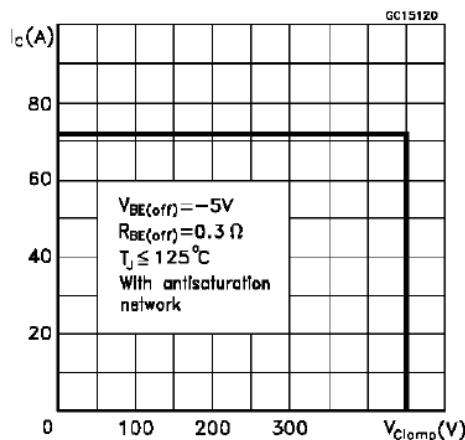
Collector-Emitter Saturation Voltage



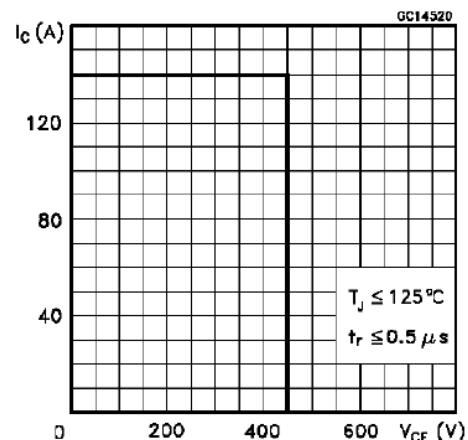
Base-Emitter Saturation Voltage



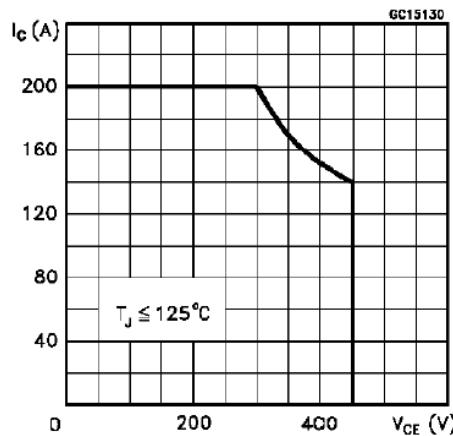
Reverse Biased SOA



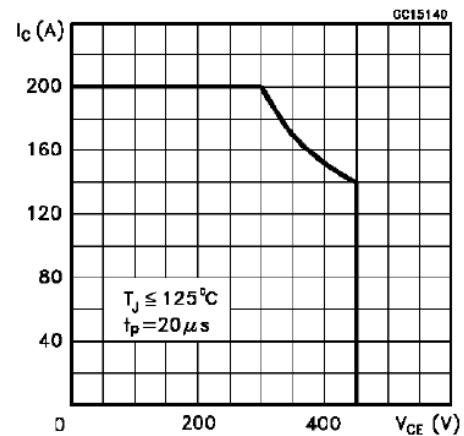
Forward Biased SOA



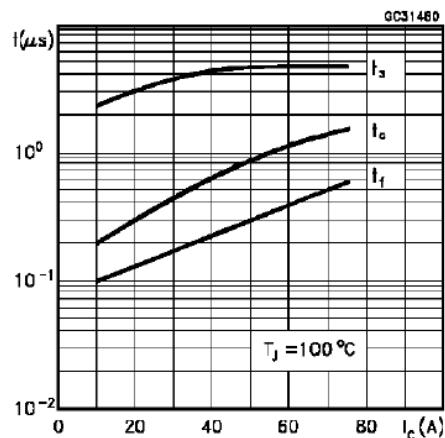
Reverse Biased AOA



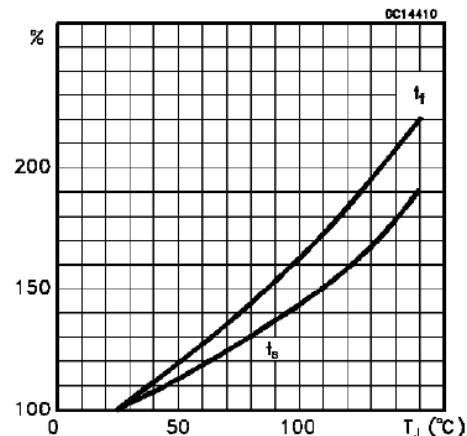
Forward Biased AOA



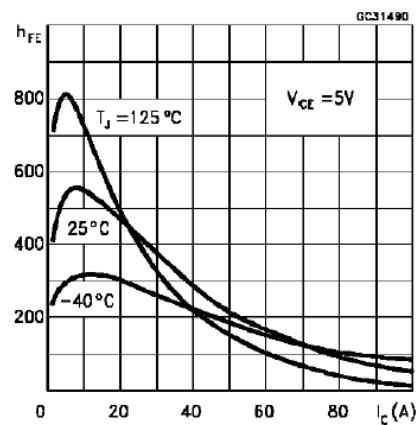
Switching Times Inductive Load



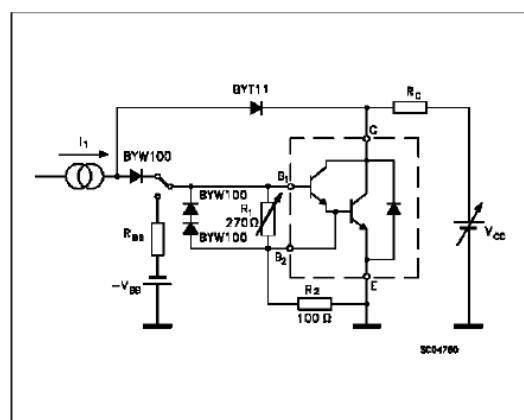
Switching Times Inductive Load Versus Temperature



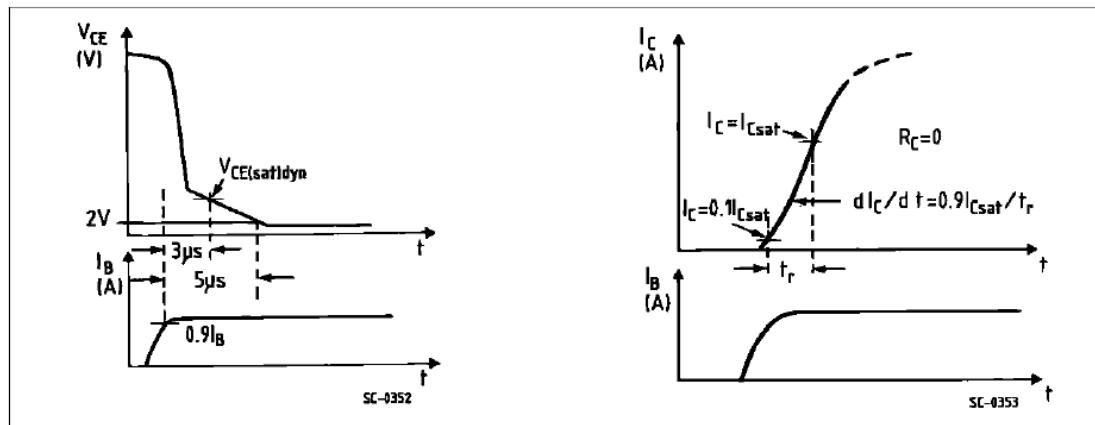
DC Current Gain



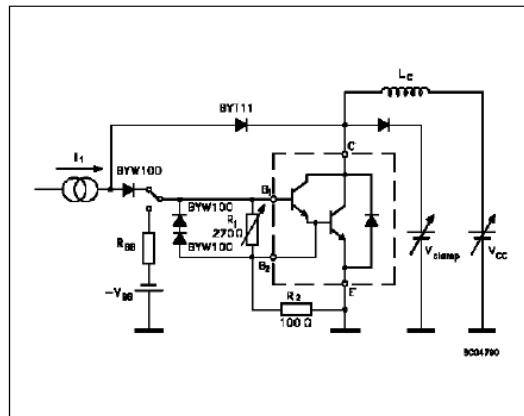
Turn-on Switching Test Circuit



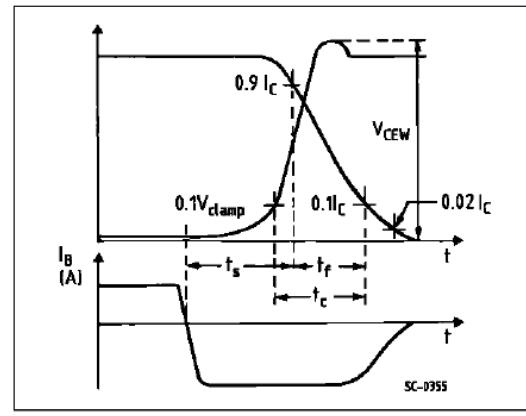
Turn-on Switching Waveforms



Turn-off Switching Test Circuit



Turn-off Switching Waveforms



2.2. Transistores MOSFET de Potencia

2.2.1. Introducción:

Los transistores MOSFET's de potencia son productos marca registrada TMOS (Motorola), HEXFET (International Rectifier), POWER MOS (SGS-Thomson), POWER MOSFET (Semikron), SIPMOS (Siemens), MOSPOWER (Siliconix), etc. Los fabricantes están mejorando sus productos MOSFET's de potencia, llamando TMOS IV y V, como el caso de Motorola, HEXFET III International Rectifier, etc. Estos nuevos diseños mejoran la robustez, aumentan la capacidad dv/dt , mejoran los tiempos de conmutación, y las características de la carga de compuerta logrando conmutación con mayor velocidad y menor corriente en la fuente de tensión de compuerta. La técnica de procesamiento que emplea el MOSFET de potencia es similar a los circuitos VLSI. Sin embargo, la geometría del dispositivo, los niveles de tensión y corriente son diferentes a los utilizados en la tecnología VLSI. La nueva tecnología aumenta el número de células por transistor de 600K, en los dispositivos originales, a un millón de células para el TMOS IV, y el HEXFET III, por ejemplo.

La invención del MOSFET fue consecuencia de la búsqueda de una alternativa a las limitaciones del BJT.

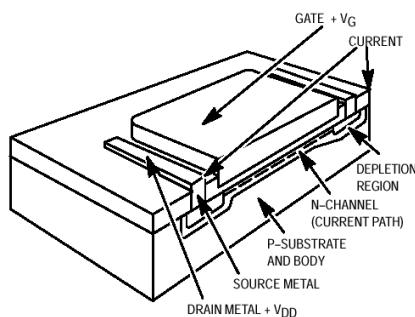


Fig. 2.18.a Conventional small signal MOSFET. This has Long Lateral Channel Resulting in Relatively High Drain-to-Source Resistance

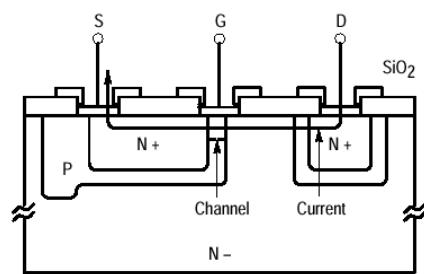


Fig. 2.18.b Lateral double diffused MOSFET Structure Featuring Short Channel Lengths and High Packing Densities for Lower On Resistance

El transistor MOSFET de pequeña señal convencional de canal lateral consiste de un sustrato tipo P altamente dopado en el cual se difunden dos regiones altamente dopadas N⁺. Las regiones N⁺ actúan como surtidor y drenador, los cuales son separados por un canal cuya longitud está determinada por el método fotolitográfico. Esto da como resultado una gran longitud del canal, baja capacidad de corriente, baja tensión de bloqueo inversa y alta R_{DS(on)}. El mejor cambio en la estructura de los MOSFET de pequeña señal que hizo posible la evolución del MOSFET de potencia fue el uso del alineado uniforme, la técnica de doble difusión, que logra longitud del canal muy corta, y permite alta densidad del canal, alta capacidad de corriente y bajo R_{DS(on)}. La otra mejora fue la incorporación de la región de dopado ligero N⁺ entre el canal y el N⁺ del drenador, permitiendo alta tensión de bloqueo inverso. Estos cambios resultaron en el transistor MOSFET de doble difusión lateral LDMOS. Todos los terminales están fijados en la parte superior de la oblea. La mayor desventaja de ésta configuración es el uso ineficiente del área del silicio debido al área que necesita para el contacto del drenador.

El próximo paso evolutivo fue la estructura vertical, en donde el contacto del drenador está debajo de la oblea, incrementándose fuertemente la densidad del canal. El concepto inicial del uso de acanaladura vertical (V-Groove MOSFET) está mostrado en la Fig. 2.18.c

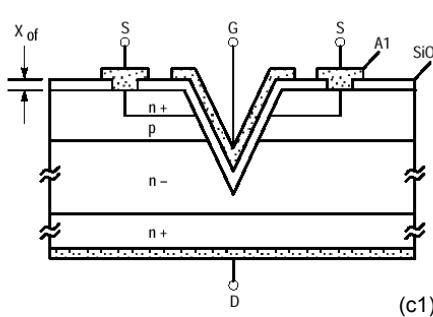
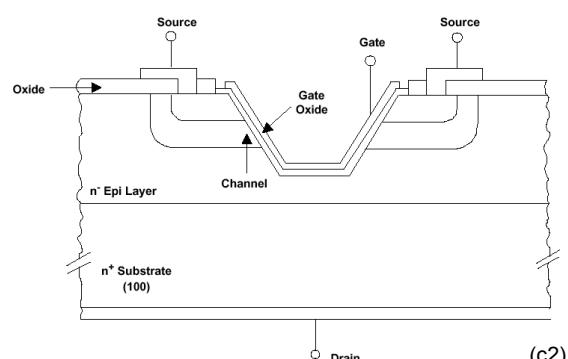


Fig. 2.18.c Trench MOSFET
(c1) Current Crowding in V-Groove Trench MOSFET,
(c2) Truncated V-Groove MOSFET



Los canales en éste dispositivo son definidos preferencialmente por el grabado en la acanaladura vertical a través de las regiones de doble difusión N⁺ y P⁻. Los requerimientos de una densidad de empaquetamiento adecuada, el uso eficiente del silicio, y la tensión inversa de bloqueo adecuada, son todos satisfechos con ésta configuración. Sin embargo, debido a que ésta no es una estructura planar, proceso de consistencia y con requerimientos de pulido, resulta en un dispositivo costoso.

La estructura celular elegida por los dispositivos MOS power está mostrada en la fig. 2.18.d. Esta estructura es similar a la del MOSFET de doble difusión lateral, con excepción que el contacto del drenador está dopado a través del sustrato N⁻ debajo de la oblea. La estructura de la compuerta está ahora hecha en un sandwich de polisilicio entre dos capas de óxido y el metal de la fuente aplicada continuamente sobre toda el área activa. Estas dos capas de contacto eléctrico dan la densidad óptima de empaquetamiento y mantiene las ventajas del planar LDMOS. Esto resulta en un proceso de fácil fabricación con bajo valor R_{DS(on)} y dispositivo de alta tensión.

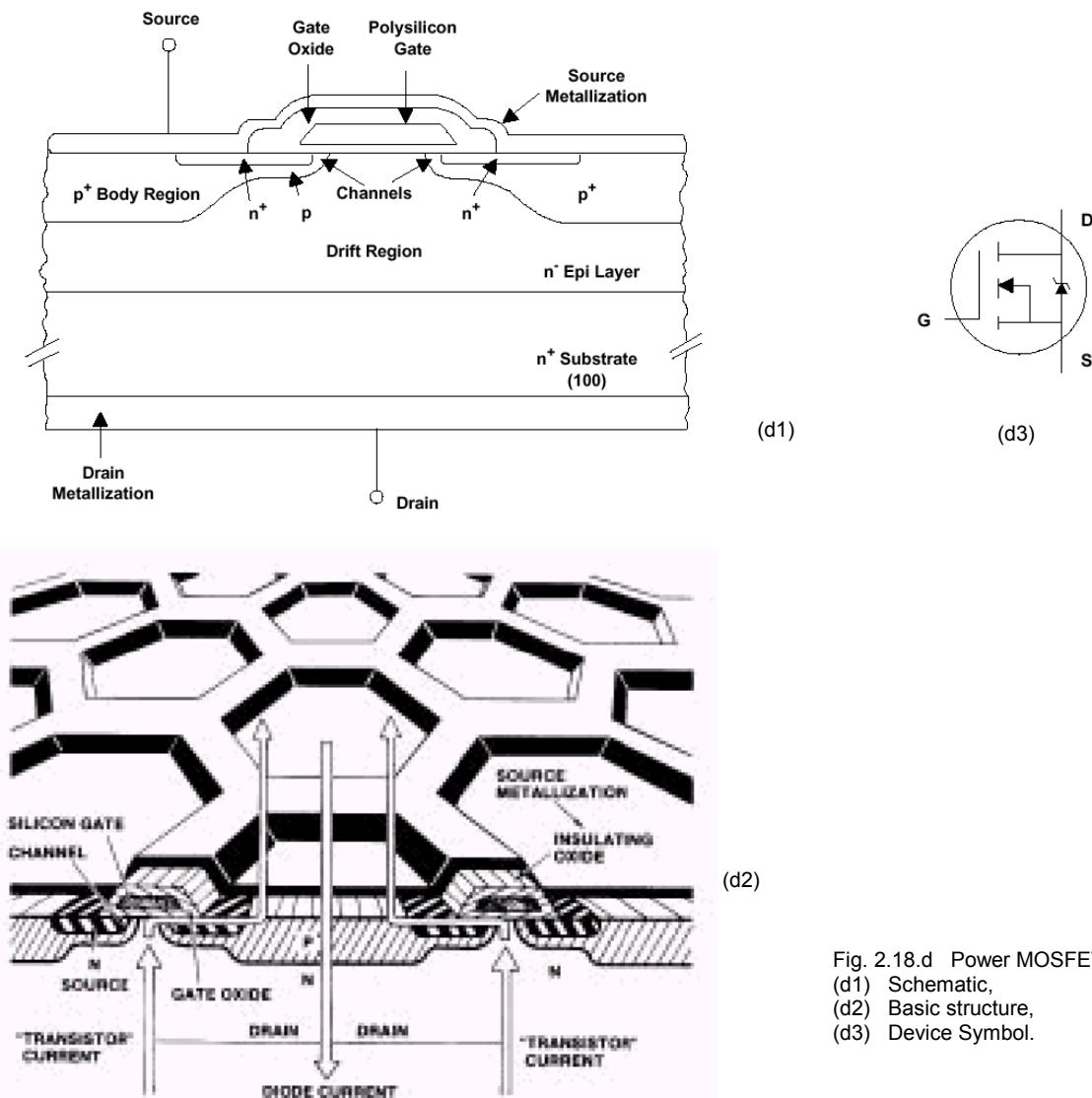


Fig. 2.18.d Power MOSFET
 (d1) Schematic,
 (d2) Basic structure,
 (d3) Device Symbol.

El transistor BJT es un dispositivo controlado por corriente. El transistor MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por tensión. El valor de corriente de saturación del BJT es tan alto como 1/5 la corriente de colector. Además, la corriente de base necesaria para bloquear el BJT en forma satisfactoria es aproximadamente 1/3 la corriente de colector. La corriente necesaria para saturar un MOSFET tiene un valor que no es despreciable, pero con valores de tiempo muy pequeños, luego la corriente necesaria para mantenerlo saturado es de algunos nA o pA. Estas características hacen más costoso al BJT que el MOSFET.

Otra ventaja es que en el MOSFET los electrones y huecos contribuyen a la conducción. Los "power MOSFET" son dispositivos de portadores mayoritarios, lo que los hace más eficientes, donde las pérdidas de conmutación

son importantes. Pueden ser conectados en paralelo fácilmente debido a que la caída de tensión directa incrementa con la temperatura, asegurando una correcta distribución de la corriente entre los componentes.

Sin embargo, para tensiones mayores que 200V la resistencia $R_{DS(on)}$ se torna grande y la caída de tensión directa será también grande. Esto hace más atractivo el uso del BJT.

La [fig. 2.19](#) muestra los límites de aplicación de los MOSFET de potencia y los BJTs

Sin embargo, las técnicas de procesamiento y las mejoras en la estructura prometen aumentar estos límites.

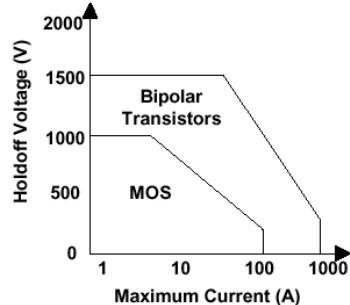


Fig. 2.19 Current-Voltage Limitations of MOSFETs and BJTs.

La [fig. 2.20](#) muestra el origen físico de los componentes parásitos en un MOSFET canal N. Se puede observar el JFET parásito que aparece entre las capas. Este puede hacer susceptible al dispositivo a conmutaciones (encendido o ruptura prematura) no deseadas. También se pueden observar las capacidades parásitas que están asociadas al MOSFET.

C_{GS} es la capacidad debido al traslape de la fuente y las regiones del canal con la compuerta de polisilicio, y es independiente de la tensión aplicada.

C_{GD} consiste de dos partes, la primera es la capacidad asociada con el traslape de la compuerta y la inferior de la región del JFET. La segunda parte es la capacidad asociada con la región de deflexión inmediatamente debajo de la compuerta. C_{GD} es una función no lineal del voltaje.

C_{DS} es la capacidad asociada con el diodo de la capa inferior y varía inversamente con la raíz cuadrada de la polarización drenador-fuente.

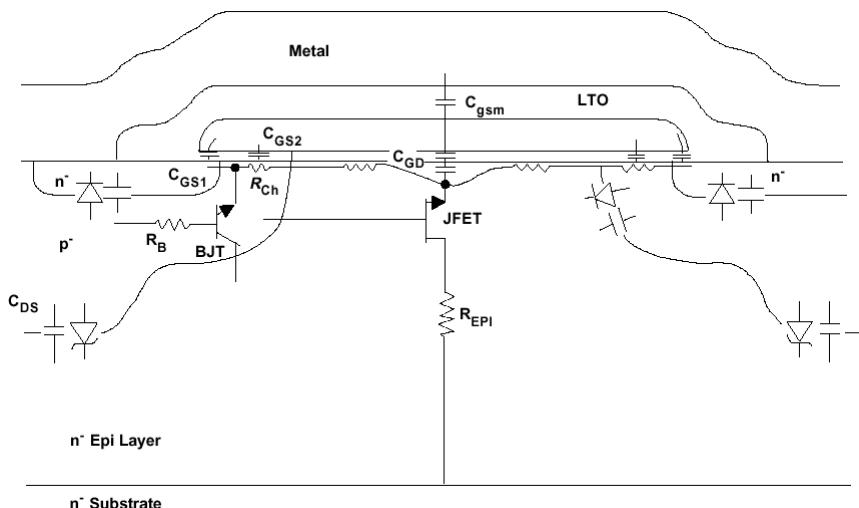


Fig. 2.20 Power MOSFET Parasitic Components.

PRINCIPALES PARÁMETROS ELÉCTRICOS

• Corriente de drenador I_D

Cuando se aplica a la compuerta una apropiada polaridad y magnitud, la compuerta induce una capa de inversión en la superficie de la región del canal de difusión. Esta capa de inversión del canal conecta la fuente a la región altamente dopada del drenador y la corriente comienza a fluir.

Para pequeños valores de tensión drenador-surtidor aplicados V_{DS} , la corriente de drenador incrementa linealmente.

- **Tensión de ruptura BV_{DSS} o $V_{(BR)DSS}$**

La tensión de ruptura o tensión de bloqueo inverso está definido de alguna manera como el $V_{(BR)CES}$ del transistor bipolar, y ocurre como una ruptura de avalancha. Este límite de tensión se alcanza cuando los portadores dentro de la región de deflexión de polarización inversa de la juntura PN adquieren suficiente energía cinética, provocando la ionización, o cuando se llega al valor de campo eléctrico crítico. La magnitud de ésta tensión está determinada principalmente por las características de la región del drenador ligeramente dopada y el tipo de terminación del campo eléctrico en la superficie de la oblea. El voltaje de ruptura BV_{DSS} normalmente se mide a $250\mu A$ de corriente de drenador. BV_{DSS} varía con la temperatura

- **Resistencia drenador-surtidor en estado on $R_{DS(on)}$**

$$R_{DS(on)} = R_{source} + R_{ch} + R_A + R_J + R_D + R_{sub} + R_{wcml}$$

donde

R_{source} = Resistencia de difusión de fuente

R_{ch} = Resistencia del canal

R_A = Resistencia de acumulación

R_J = Resistencia del componente "JFET"

R_D = Resistencia de la región interna (Drift region resistance)

R_{sub} = Resistencia del Substrato

R_{wcml} = Sum of Bond Wire resistance

La resistencia $R_{DS(on)}$ del MOSFET de potencia es un dato importante porque éste determina la cantidad de corriente que el dispositivo puede manejar sin que se supere la disipación máxima de potencia.

Ver fig. siguiente

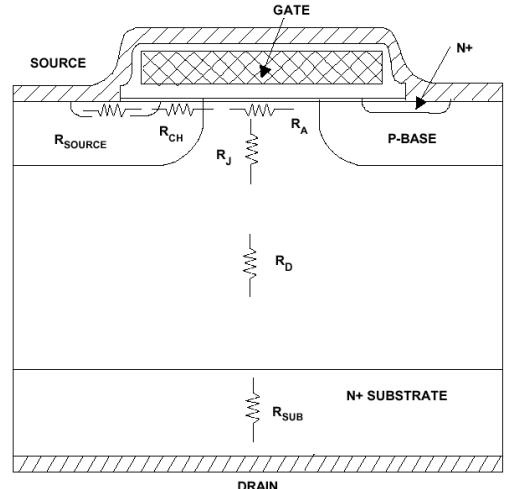


Fig. 2.21 Origin of Internal Resistance in a Power MOSFET.

Se utilizan dispositivos con $R_{DS(on)}$ hasta $20m\Omega\cdot cm$ en dispositivos de alta tensión y menores que $5 m\Omega\cdot cm$ en dispositivos de baja tensión. R_{wcml} es la resistencia de contacto de la fuente, la metalización del drenador, y el silicio

El $R_{DS(on)}$ puede ser de valores significativamente grandes en dispositivos de alta tensión, y de valores bajos en dispositivos de baja tensión.

La [fig. 2.22](#) muestra la contribución relativa de cada uno de los componentes al valor $R_{DS(on)}$ en función de distintos voltajes de ruptura

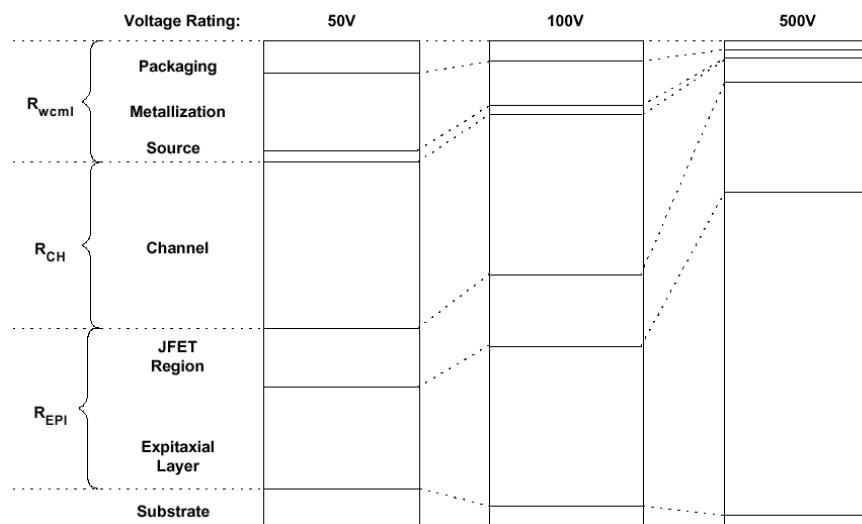


Fig. 2.22 Relative Contributions to $R_{DS(on)}$ With Different Voltage Ratings.

Como se puede observar, a altos valores de voltaje de ruptura, la $R_{DS(on)}$ está determinado en gran parte por la resistencia del componente JFET.

Con valores bajos de voltaje de ruptura, la $R_{DS(on)}$ está determinado en gran parte por la resistencia del canal y las contribuciones del contacto metal-semiconductor, la metalización, y el conexionado. La contribución debido al sustrato es más significativa en dispositivos de voltaje de ruptura menor.

Un MOSFET de potencia contiene cientos, o miles de transistores en paralelo. Si una parte tiene una resistencia de conducción baja, al conmutar por dicha sección circulará mayor corriente. El calor localizado, provocado por el desbalance de la corriente, aumentará la temperatura de la sección. Debido al coeficiente de temperatura positivo de la $R_{DS(on)}$, la resistencia localizada aumenta, lo que provoca una disminución de la corriente por esa sección. De ésta forma, los MOSFET de potencia distribuyen la corriente en oposición a la avalancha de los BJT's.

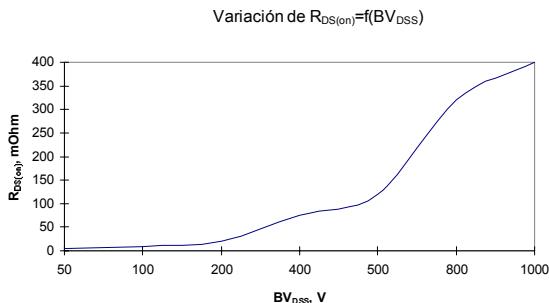
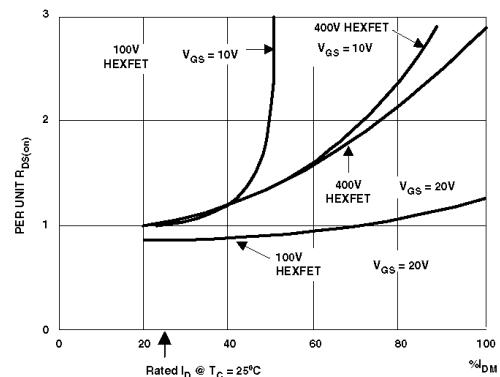


Fig. 2.23.a Variación de $R_{DS(on)}$ en función de la tensión de ruptura BV_{DSS}

La fig. 2.23 muestra el límite de aplicación razonable del MOSFET debido al alto $R_{DS(on)}$ cuando aumenta el voltaje de ruptura drenador-surtidor BV_{DSS} . Con tensiones altas, la caída de tensión del dispositivo cuando está saturado es muy alta, y la disipación de potencia es muy grande.

Fig. 2.23.b Typical Variation of On-Resistance with Drain Current.



• Diodo parásito drenador-surtidor

Todos los MOSFET de potencia tienen inherente un diodo parásito. Debido al área que ocupa en la oblea, la máxima corriente admisible de éste diodo es similar a la del dispositivo. La fig. siguiente muestra las características V-I del diodo a dos temperaturas distintas. Los dispositivos canal P tienen una mayor caída V en el diodo debido a una mayor resistencia de contacto entre el metal y el silicio P, comparado con similar dispositivo canal N. Es común valores máximos de $V_F = 1.6V$ para dispositivos ($>100V$) y $V_F = 1.0V$ en dispositivos ($<100V$).

Debido a que éste diodo parásito puede cumplir funciones importantes en el circuito de aplicación, es que en las hojas de datos se especifican datos tales como V_F , tiempos de conmutación, características de avalancha en función de la temperatura, etc.

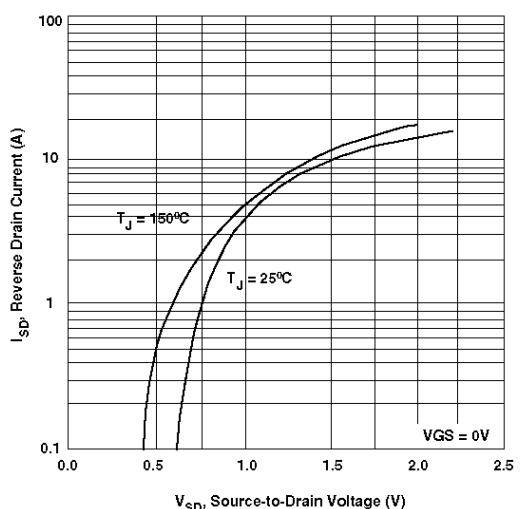
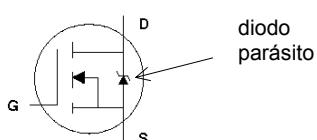


Fig. 2.24 Typical Source-Drain (Body) Diode Forward Voltage Characteristics

- **Tensión umbral (Threshold voltage), V_{th}**

La tensión umbral, V_{th} , está definida como la mínima polarización de compuerta requerida para producir la conducción del canal entre las regiones del drenador y surtidor. La tensión umbral es usualmente medido a $250\mu A$. Los valores típicos son $V_{th} = 2$ a $4V$ para dispositivos de alto voltaje y $V_{th} = 1$ a $2V$ para dispositivos compuerta lógica y de bajo voltaje de ruptura, compatibles con lógica TTL.

- **Disipación de potencia, P_d**

La máxima disipación de potencia permitida cuando la temperatura de la carcasa es $25^\circ C$, y varía con la temperatura.

$$\text{Está dado por: } P_d = \frac{T_{j\max} - 25}{R_{thJC}}$$

donde $T_{j\max}$ = máx. temperatura permitida de la juntura PN (normalmente $150^\circ C$ o $175^\circ C$)
y R_{thJC} = impedancia térmica del dispositivo

- **Características dinámicas**

Cuando el MOSFET es usado como un switch, la función básica es el control de la corriente de drenador a través de la tensión en la compuerta. La [fig. 2.25.a](#), muestra las características de transferencia y la [fig. 2.25.b](#), es un modelo equivalente usado a menudo para el análisis del MOSFET.

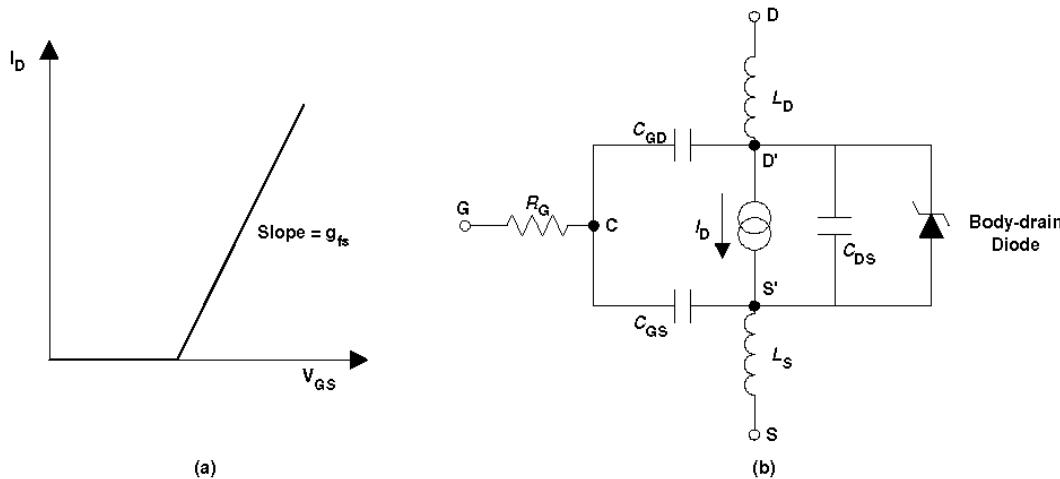


Fig. 2.25 Power MOSFET

(a) Transfer characteristics,

(b) Equivalent Circuit Showing Components That Have Greatest Effect on Switching

Las características dinámicas del dispositivo están determinadas por el tiempo requerido para establecer los cambios de voltaje entre sus capacitancias.

R_G es la resistencia distribuida de la compuerta y es aproximadamente inversamente proporcional al área activa. L_S y L_D son las inductancias de pérdida de fuente y drenador y tiene unas pocas decenas de nH. Los valores típicos de (C_{iss}) capacidad de entrada, (C_{oss}) capacidad de salida, (C_{rss}) capacidad de transferencia inversa están dados en las hojas de datos y se usan como punto de partida para determinar los valores de los componentes.

Las capacidades en las hojas de datos están definidos en términos de las capacidades del circuito equivalente como sigue:

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}, \text{ con } C_{DS} \text{ en corto}$$

$$C_{DSS} = C_{GD}$$

$$C_{OSS} = C_{DS} + C_{GD}$$

La capacidad drenador-compuerta C_{GD} , es una función no lineal de la tensión, y es el parámetro más importante debido a que éste provee un lazo de realimentación entre el circuito de salida y de entrada. C_{GD} también es llamada la capacidad de Miller porque ésta provoca la capacidad dinámica de entrada y hace mayor la suma de las capacidades estáticas. La fig. siguiente muestra un circuito de prueba de los tiempos de conmutación típico.

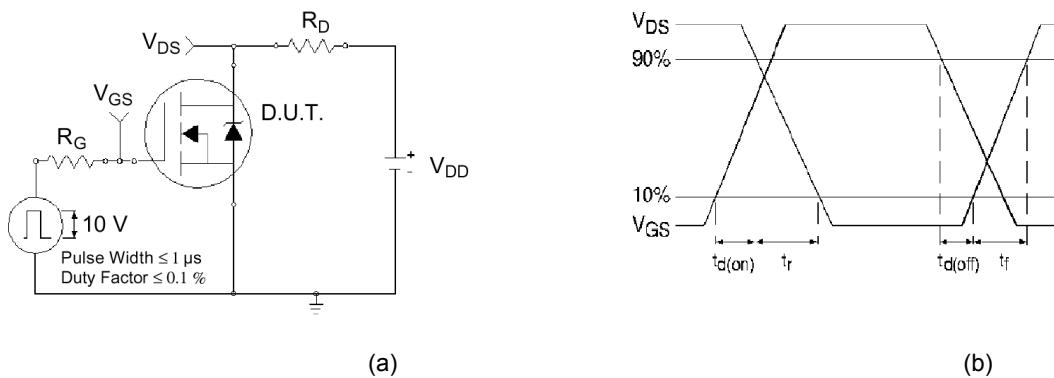


Fig. 2.26 Switching Time Test (a) Circuit, (b) VGS and VDS Waveforms

También se muestra los componentes de los tiempos de subida y caída en función a las formas de onda de V_{GS} y a V_{DS} .

- $t_{d(on)}$, tiempo de retardo durante el encendido. Es el tiempo necesario para cargar la capacidad de entrada antes de que la corriente de drenador comience a conducir.
- $t_{d(off)}$, tiempo de retardo durante el apagado. Es el tiempo necesario para descargar la capacidad luego que el dispositivo fue apagado.

• Carga de compuerta

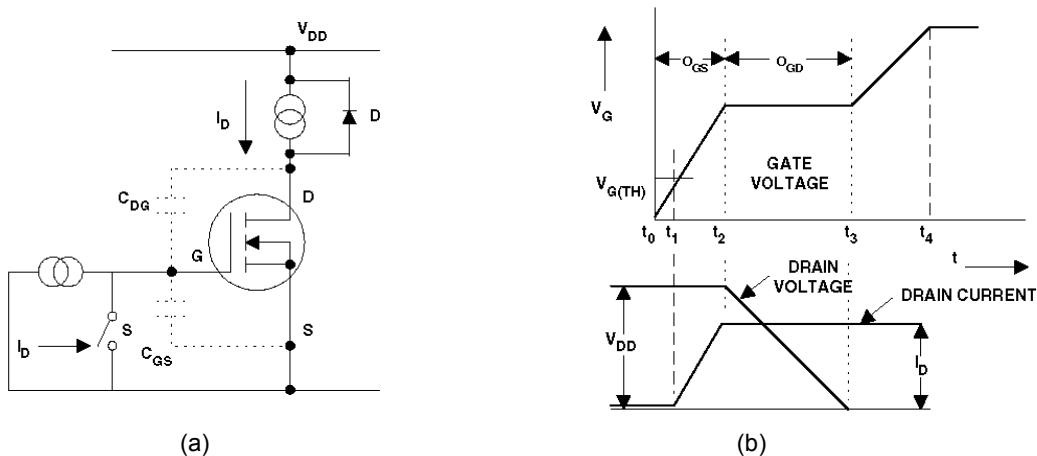


Fig. 2.27 Gate Charge Test (a) Circuit, (b) Resulting Gate and Drain Waveforms.

Aunque los valores de capacidad de entrada son usados, éstos no proveen resultados precisos cuando se compara las características de conmutación de dos dispositivos de diferente fabricante. Los datos de capacidad del dispositivo y trasconductancia hacen la comparación difícil. Un parámetro muy usado en la actualidad en lugar de las capacidades es la carga en la compuerta. La mayoría de los fabricantes incluyen en sus hojas de datos los parámetros de capacidad y carga. La fig. anterior muestra un circuito de prueba típico y las formas de onda obtenidas. Cuando se polariza la compuerta, la V_{GS} comienza a incrementar su valor hasta la tensión umbral $V_{G(TH)}$, la corriente de drenador comienza a fluir y la C_{GS} comienza a cargarse. Durante el período t_1 y t_2 , C_{GS} continúa su carga, la tensión de compuerta continúa en su proceso ascendente y la corriente de drenador aumenta en forma proporcional. En el tiempo t_2 , C_{GS} está completamente cargado y la corriente de drenador alcanza la corriente predeterminada I_D y se mantiene constante mientras la tensión de drenador comienza a caer. Se puede observar en la fig. anterior que con C_{GS} cargado completamente en t_2 , V_{GS} se mantiene constante y la corriente del drive de compuerta comienza a cargar la capacidad de Miller, C_{DG} . Esto continúa hasta t_3 . El tiempo para cargar la capacidad de Miller es mayor que la necesaria para cargar C_{GS} debido a que tensión de drenador

cambia rápidamente entre t_2 y t_3 ($i = C \frac{dv}{dt}$). Una vez que las capacidades C_{GS} y C_{DG} están completamente

cargadas, la tensión de compuerta V_{GS} comienza a incrementar otra vez hasta que alcanza la tensión de alimentación en t₄.

La carga de compuerta (Q_{GS} + Q_{GD}) correspondiente al tiempo t₃ es la carga mínima requerida para llevar al dispositivo al estado *on*. Un buen diseño práctico del driver de compuerta dicta el uso de una tensión de compuerta mayor que la mínima requerida para la conmutación y los cálculos de la carga de compuerta necesaria es Q_G correspondiente a t₄.

La ventaja de usar la carga de compuerta es que el diseñista puede calcular fácilmente la cantidad de corriente requerida para excitar la compuerta en una determinada cantidad de tiempo, usando la fórmula:

$$I_G = \frac{\Delta Q_G}{t_{\text{conmutacion}}}$$

Por ejemplo: Si la carga en la compuerta es 20nC, y el dispositivo puede ser llevado a la conducción en 20μs,

$$I_G = \frac{\Delta Q_G}{t_{\text{on}}} = \frac{20\text{nC}}{20000\text{ns}} = 1\text{mA}$$

$$I_G = \frac{\Delta Q_G}{t_{\text{on}}} = \frac{20\text{nC}}{20\text{ns}} = 1\text{A}$$

Este simple ejemplo no podría ser llevado a cabo con los datos de las capacidades del dispositivo.

- Capacidad $\frac{dv_{DS}}{dt}$ estática

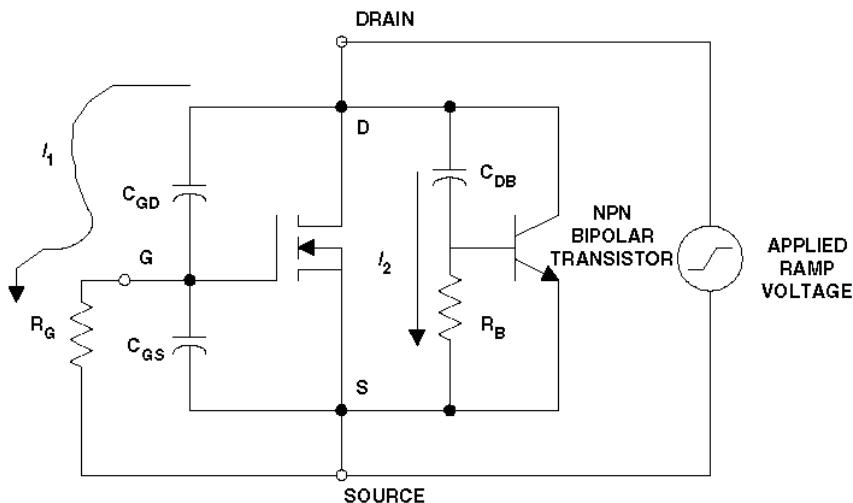


Fig. 2.28 Equivalent Circuit of Power MOSFET Showing Two Possible Mechanisms for dv/dt Induced Turn-on.

La dv/dt estática está definida como la máxima velocidad de subida de la tensión drenador-surtidor permitida. La performance del MOSFET de potencia se ve eventualmente limitada por un cambio de la tensión drenador-surtidor extremadamente rápida.

Las dv/dt muy grandes pueden alterar las propiedades del circuito, y a menudo provocan la falla del dispositivo. El dv/dt estático ocurre cuando el dispositivo está bloqueado, se intenta mantenerlo bloqueado y no obstante una tensión V_{DS} transitoria intenta cebar la base. Si ésta velocidad se excede, entonces la tensión en los terminales compuerta-fuente pueden aumentar en valores tan grandes como el voltaje umbral de la compuerta, forzando al dispositivo a conducir y pueden ocasionar fallas en el dispositivo, a su vez pueden ocasionar efectos catastróficos en el circuito.

Estas ocurren bajo dos condiciones, y cada una de éstas tiene su propio umbral dv/dt ante la aparición de ciertos problemas.

- El primero es el mecanismo de inducción al encendido a través de la capacidad realimentación C_{GD}.

Cuando la rampa de tensión V_{DS} aparece, fluye una corriente en la compuerta $i_1 = C_{GD} \frac{dv_{DS}}{dt}$ en la resistencia de la compuerta R_G debido a la realimentación por la capacidad C_{GD}. La caída de tensión en la resistencia de compuerta R_G es:

$$V_{GS} = I_1 R_G = R_G C_{GD} \frac{dv_{DS}}{dt}$$

Cuando la tensión de compuerta V_{GS} excede la tensión umbral V_{th} del dispositivo, el dispositivo será forzado a entrar en conducción. La capacidad dv/dt para éste mecanismo es, de éste modo, dado por:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_{th}}{R_G C_{GD}}$$

Está claro que dispositivos de valor umbral V_{th} bajo hace más propicio el encendido por dv/dt .

El coeficiente de temperatura negativo de V_{th} es de especial importancia en aplicaciones donde la alta temperatura está presente. También, la impedancia del circuito de compuerta deberá ser elegido cuidadosamente para prevenir éste efecto.

La inducción de un mando de encendido en la compuerta no deseado, es una de las principales razones por la cual los circuitos de apagado de MOSFET de potencia con compuerta abierta no se utilizan. Con la compuerta cortocircuitada al surtidor en el apagado, los dispositivos MOSFET de potencia tienen un dv/dt mayor que 30V/ns, valor mayor que el encontrado en la mayoría de las aplicaciones en potencia. Si la impedancia compuerta-surtidor es alta, y el transitorio de tensión ocurre entre el drenador y el surtidor, es más probable que ocurra un falso encendido, a que se destruya el dispositivo (no obstante, un indebido encendido puede destruir el dispositivo debido al circuito en que se encuentra conectado).

Normalmente cuando la V_{GS} sube, el MOSFET comienza a saturarse, la subida de V_{DS} se detiene y se reduce el dv/dt . Por lo tanto, el fenómeno puede ser en algunas ocasiones, autoextinguido y, en algunas ocasiones no es destructivo.

- El segundo mecanismo para el encendido por dv/dt en los MOSFET's es a través del BJT parásito según se muestra en la [fig. 2.23](#)

La capacidad asociada con la región de flexión del cuerpo del diodo se extiende hacia la región interior, está denotada como C_{DB} , y aparece entre la base del BJT y el drenador del MOSFET

Esta capacidad hace subir una corriente I_2 a través de la resistencia de base R_B cuando una rampa de tensión aparece en los terminales del drenador y el surtidor. En analogía al primer mecanismo, la capacidad dv/dt de éste mecanismo está dada por:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_{BE}}{R_B C_{DB}}$$

Si la tensión que se aplica en R_B es mayor que 0,7V, la juntura base-emisor se polariza directamente, y se activa el BJT parásito. Bajo las condiciones de alta dv/dt , y valores grandes de R_B , la tensión de ruptura del MOSFET se limitará a la tensión de ruptura de base abierta del BJT. Si la tensión aplicada en drenador es mayor que la tensión de ruptura en base abierta del BJT, el MOSFET entrará en avalancha y puede ser destruido si la corriente no se limita externamente. Incrementar la capacidad de dv/dt implica entonces, la disminución tecnológica del valor R_B .

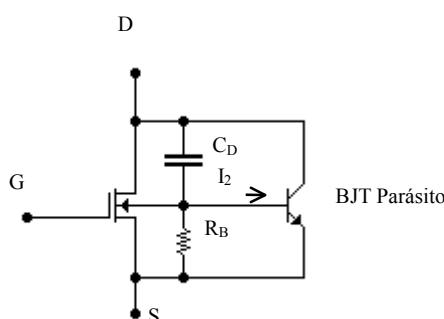


Fig. 2.29 BJT May Cause dv/dt Induced Turn-on

Si bien esto es posible, normalmente no ocurre ya que R_B tiene un valor muy bajo. Además, la circulación de corriente por C_{DB} desciende con altas tensiones V_{DS} , en donde la capacidad de mantención en bloqueo es más crítica, debido a que la magnitud de C_{DB} decrece con incrementos de V_{DS} . El dv/dt que produce un encendido indeseado deberá ser típicamente mayor que 30V/ns.

La capacidad dv/dt del BJT se empeora a mayores temperaturas debido a que R_B incrementa y decrece V_{BE} con incrementos de la temperatura

• Avalanche drenador-surtidor

Los MOSFET's de potencia son conmutadores de alta velocidad de conmutación, y en éste pueden inducirse esfuerzos que no son típicos en otros dispositivos más lentos.

A menudo los circuitos de compuerta se diseñan para obtener altas velocidades de conmutación a cortos tiempos de conmutación, incrementando la eficiencia. La velocidad de conmutación puede ser alta, y en caso de cargas

inductivas, durante el bloqueo, se produce una alta dv/dt en el drenador-surtidor. Debido a los elementos parásitos y tiempos cortos, sobretodo, si el tiempo de encendido del transistor es grande, el sobreimpulso puede destruir el dispositivo. El tiempo de recuperación en directa del diodo de enclavamiento deberá ser pequeño para evitar los sobreimpulsos.

Los transitorios de tensión son normalmente breves, sólo duraderos hasta que el dispositivo de enclavamiento, o la red reaccione. Durante ése instante, el MOSFET es forzado a conducir una corriente de avalancha que puede ser muy grande. Si bien la energía total que el dispositivo deberá soportar no es grande (el tiempo es pequeño), pueden ocurrir daños irreversibles en el dispositivo, en vista de que la robustez para soportar avalancha es una función afectada por el pico de la corriente de avalancha. A altas velocidades de conmutación los transitorios de conmutación son una fuente común de impulsos de sobretensión. Es importante, entonces, conocer la capacidad de supervivencia del dispositivo con alta corriente de avalancha.

Los nuevos dispositivos son suficientemente robustos y hábiles para sobrevivir a los transitorios de tensión, y además tienen suficiente capacidad para soportar la corriente de avalancha. La capacidad de soportar energía sola, es una indicación insuficiente sobre la habilidad de supervivencia a los transitorios de tensión. Por ejemplo: el MTP3055E de 12A, 60V puede disipar 75 Joules si hay una corriente de avalancha de 1A durante 1s. Sin embargo, el dispositivo es vulnerable con muy poca energía si se fuerza a conducir una avalancha de más de 40A.

El punto de inflexión en el que el dispositivo es propenso a fallas es función de dos parámetros.

Corriente pico de avalancha

Temperatura pico de avalancha, T_{JM} (no temperatura promedio)

La energía total disipada es sólo un efecto secundario, sólo eleva la temperatura promedio de la juntura.

La serie de MOSFET nueva introducen el dato de capacidad

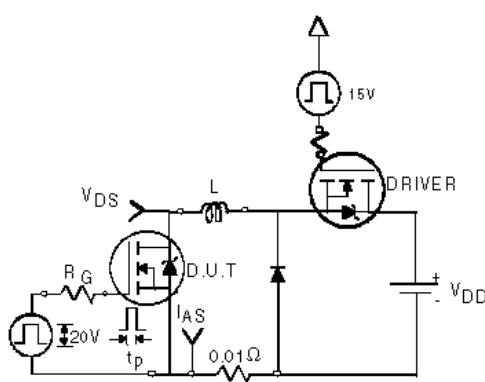
E_{AS} Energía de avalancha máxima, pulso único (mJ)

E_{AR} Energía de avalancha repetitiva, (mJ)

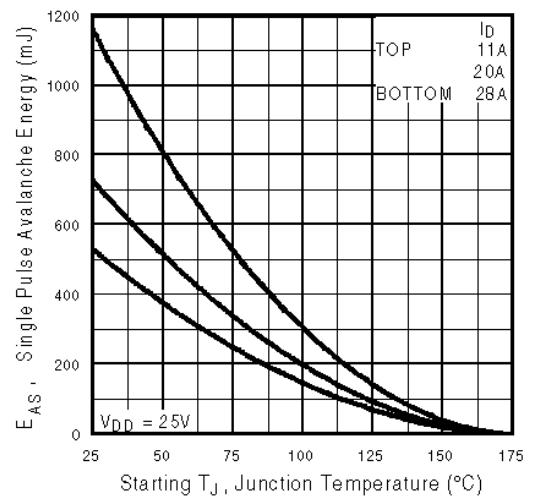
I_{AR} Corriente de avalancha repetitiva, (A)

La corriente de avalancha está limitada por las características de la corriente pulsante, y la disipación de energía está limitada por la impedancia térmica y la temperatura de la juntura.

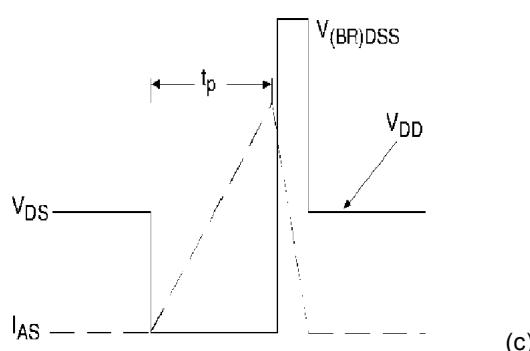
La figura siguiente muestra el circuito típico de prueba, y la curva de avalancha del IRFP3710.



(a)



(b)



(c)

Fig. 2.30.a. Avalanche energy
 (a) Unclamped inductive test circuit
 (b) Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current
 (c) Unclamped Inductive Waveforms

Ejemplo:

Simulación en PSpice del MOSFET sometido a carga inductiva pura sin enclavamiento.

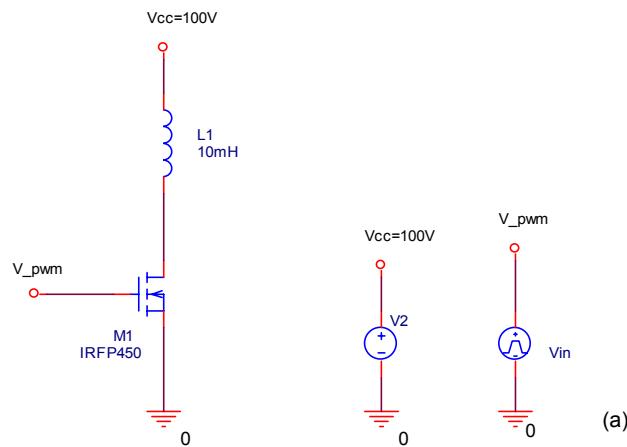
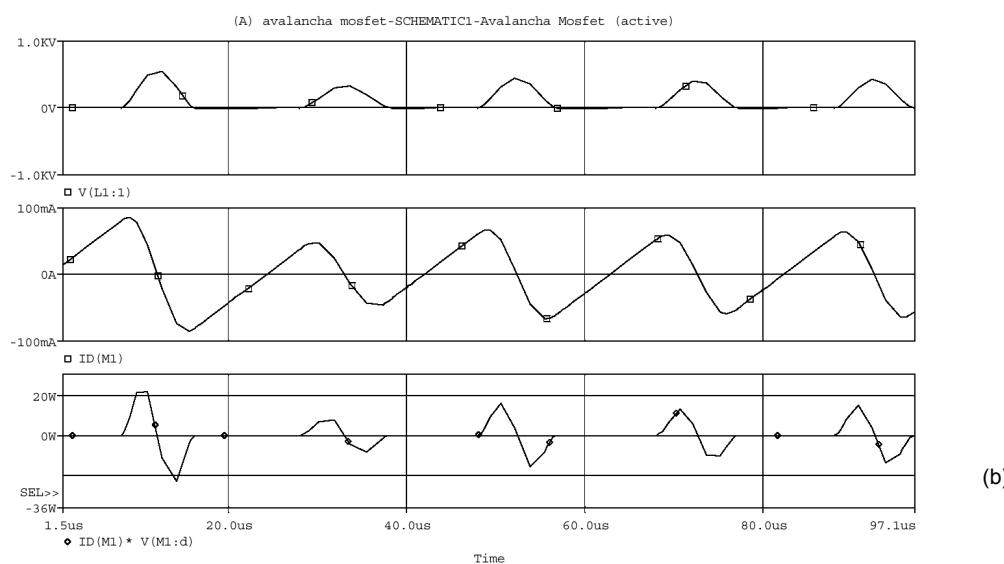
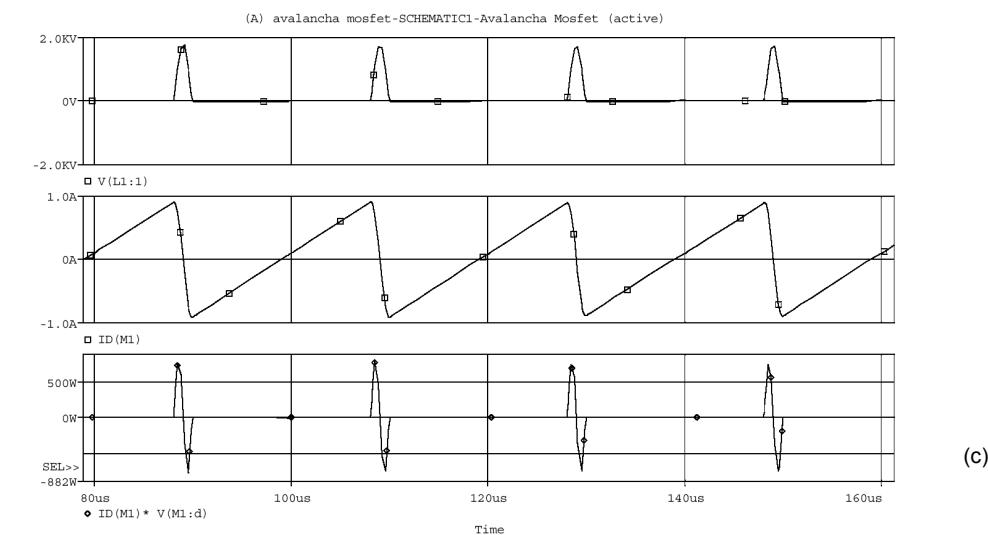


Fig. 2.30.b. Energía de avalancha
 (a) Circuito PSpice $L=10\text{mH}$, $V_{cc}=100\text{V}$
 (b) Formas de onda con carga inductiva sin enclavamiento
 (c) Idem (b), pero con $L=1\text{mH}$. Este valor hace muy rápido el $\text{d}i/\text{d}t$, por lo que la tensión de drenador destruirá el transistor cuyo $V_{BR(DSS)}=500\text{V}$



(b)



(c)

2.2.2 Diversos tipos de transistores en función de su encapsulado.

Tipos / Características más importantes	Aplicaciones Típicas
A. Transistores de baja potencia <ul style="list-style-type: none"> I_D de hasta los 50 A V_{DSS} de hasta los 1000V Diodo parásito con propiedades de alto dv/dt y rápida recuperación Frecuencia de conmutación hasta los 200kHz 	<ul style="list-style-type: none"> Propósitos generales de baja potencia Fuentes conmutadas Inversores UPS
B. Transistores de alta potencia <ul style="list-style-type: none"> I_D de hasta los 450 A V_{DSS} de hasta los 1000V, o más Montados en Pack o ISOTOP, etc. Transistor simple Puente de 4 o 6 transistores para ctores de motores, o inversores. Manejo de KW's con tiempos de apertura menores que el μs Diodo parásito con propiedades de alto dv/dt y rápida recuperación Frecuencia de conmutación hasta los 200kHz 	<ul style="list-style-type: none"> Control de motores Inversores autoconmutados SMPS & UPS Equipos de soldadura Otros

También hay disponibles transistores con drivers incorporados. Las características adicionales son:

Aislación interna entrada/salida

Entrada compatible con CMOS y los "logic MOSFET" tienen la entrada compatible con tecnología TTL.

En estos casos, normalmente hay instrucciones para su manipulación, debido a que las cargas estáticas pueden destruir al transistor. El módulo contiene un empaquetado conductivo cubriendo eléctricamente a la compuerta y la fuente. Hay que usar el equipamiento adecuado para la manipulación antiestático con conexión a tierra.

Además, se encuentran disponibles los transistores de mediana y baja potencia con sensado de corriente (HEXSENSE, SENSEFET, etc)

2.2.3 Especificaciones más importantes. Resumen

- V_{DSS} Máx. tensión drenador-surtidor
- $V_{(BR)DSS}$ Máx. tensión drenador-surtidor de ruptura
- I_D Máx. corriente continua de drenador.
- I_{DM} Corriente pico máx. de drenador. Esto está limitado por la potencia del drenador y la $R_{DS(on)}$
- V_{GS} Máx. tensión continua compuerta-surtidor. Excediendo el límite puede degradarse en forma permanente. En algunos casos, se limita con un zener de 15 a 18V. En otros casos, el zener ya está incorporado en el transistor.
- V_{GSM} Máx. tensión no repetitiva compuerta-surtidor
- $V_{GS(th)}$ Voltaje umbral compuerta-fuente, mínimo
- P_D Potencia de disipación total a una temperatura de carcasa, no reactiva. Si $T_C = 25^\circ C$. (se degrada $0,6W/^\circ C$, por ejemplo)
- $R_{DS(on)}$ Resistencia "on" estática drenador-surtidor

• T_J	Máx. temperatura del canal (normalmente es hasta +150°C)
• T_{stg}	Temperatura de almacenamiento (Ej. 5ms, ciclo de trabajo <10%)
• R_{thjc} o $R_{\theta JC}$	Resistencia térmica juntura-carcaza
• $t_{d(on)}$	Tiempo de retardo de encendido
• t_r	Tiempo de subida
• $t_{d(off)}$	Tiempo de retardo de apagado
• t_f	Tiempo de caída
• E_{AS}	Energía de avalancha máx, pulso único, (mJ)
• E_{AR}	Energía de avalancha repetitiva, (mJ)
• I_{AR}	Corriente de avalancha repetitiva, (A)

Otras características de los MOSFET

- Impedancia de entrada muy alta, cercana al infinito (con excepción durante el transitorio de conmutación).
 - Driver de entrada manejado por tensión
 - Baja potencia de disipación de entrada
 - Circuito de driver de compuerta de pocos componentes
- Muy bajos tiempos de conmutación
 - No hay portadores minoritarios
 - Tiempo de retardo en apagado, o bloqueo, mínimo
 - Se agranda mucho el RBSOA
 - Alto producto de ganancia-ancho de banda
- Coeficiente de temperatura en $R_{DS(on)}$ positivo
 - Gran área FBSOA
 - Conexión en paralelo muy simple
 - Transconductancia casi constante
 - Alta inmunidad a la $\frac{dv}{dt}$

ÁREAS DE OPERACIÓN SEGURA

SOA

El transistor MOSFET tiene dos áreas de operación segura, el FBSOA (forward biased safe operating area) y el SSOA (switching safe operating area), que normalmente se resumen en una sola, llamada simplemente SOA (Safe operating area). El FBSOA define las condiciones máximas de tensión y corriente en el drenador que el dispositivo puede soportar cuando se satura el transistor. El SSOA define las condiciones máximas de tensión y corriente en el drenador que el dispositivo puede soportar durante las transiciones de conmutación con carga inductiva enclavada. Se usa carga inductiva porque ésta provoca el mayor "stress" de apagado, pero ésta deberá ser enclavada en un valor de tensión máximo para no provocar la avalancha. El área de operación segura del MOSFET tiene cuatro límites bien definidos:

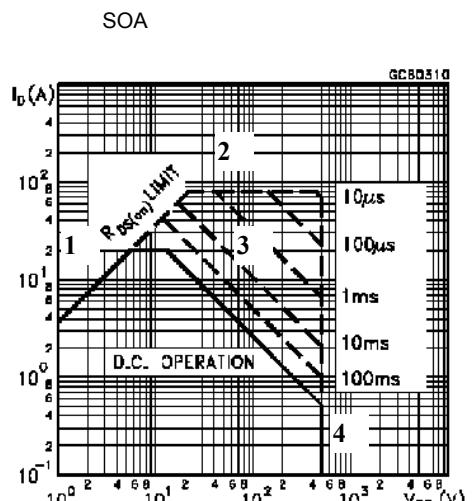


Fig. 2.31 SOA del STW20NA50

1. Límite por la $R_{DS(on)}$ (ley de Ohm). La relación no es lineal, porque la resistencia $R_{DS(on)}$ incrementa gradualmente con incrementos de la corriente.
2. Límite por la máx. corriente de drenador en función al ancho del pulso. Este es un límite térmico relacionado con la curva de la potencia.

3. Límite térmico de encapsulado. Este depende de la máxima temperatura admisible de la carcaza y de la resistencia térmica juntura-carcaza admisible, R_{thjc} o $R_{θjc}$. El objeto de ésta parte de la curva es asegurar que la temperatura de la unión no exceda los 150°C.

Debido a que la resistencia térmica disminuye notablemente a duraciones de pulsos más cortos, la capacidad de manejo de la potencia pico aumenta en la misma proporción.

4. Límite por el máx. voltaje drenador-surtidor. Superando éste valor, el dispositivo sufrirá daños permanentes. Por esto se deberán tomar precauciones con los posibles transitorios en el drenador.

Se puede observar en el ejemplo del SOA que varía con los distintos anchos de pulsos t_p (ej. continua, 100ms a 10μs), y con una determinada temperatura de carcaza. (ej. $T_c = 25^\circ\text{C}$)

Para temperaturas de carcaza distintas de $T_c = 25^\circ\text{C}$, las limitaciones varían sensiblemente según la sig. curva de degradación.

DERATING CURVE

Las curvas proporcionadas por el SOA deberán complementarse con las curvas de degradación por temperatura.

Nota:

- El MOSFET no tiene ruptura secundaria por ser tecnológicamente de portadores mayoritarios
- El MOSFET tiene una curva adicional determinada por el $R_{DS(on)}$

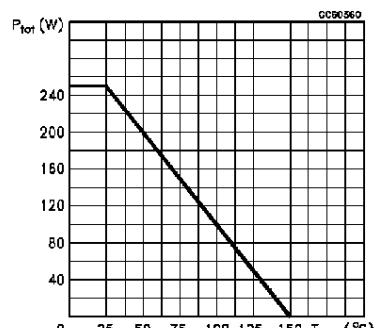
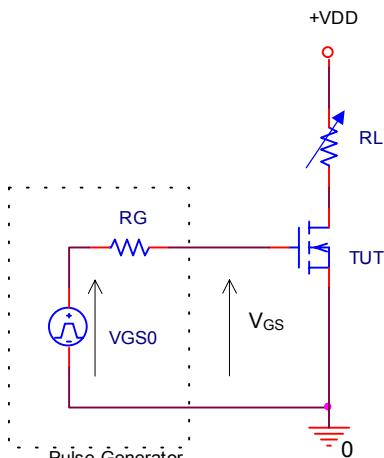


Fig. 2.32 Curvas de degradación del SOA

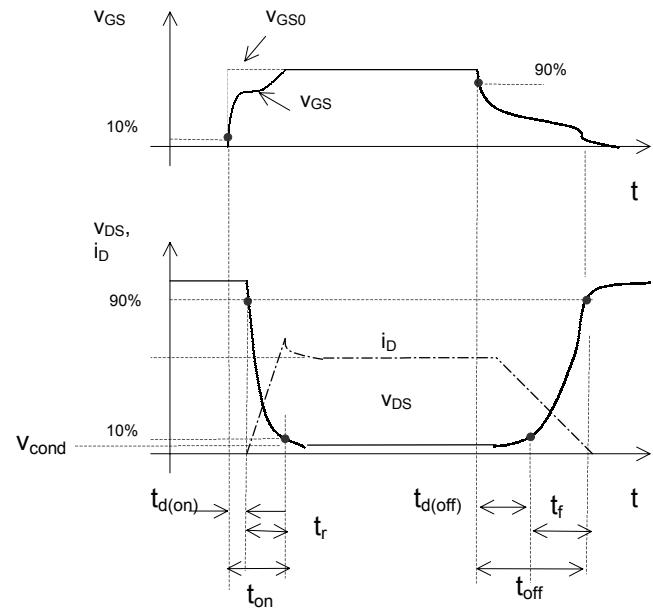
EL TRANSISTOR EN CONMUTACIÓN

Los tiempos de conmutación especificados en las hojas de datos son medidos en condiciones estándar. Estos están dados principalmente para la comparación entre distintos transistores y para conocer si el dispositivo se adaptará a las condiciones especificadas. El transistor MOSFET no tiene tiempo de almacenamiento, por ser un dispositivo de portadores mayoritarios.



(a) Basic circuit for measuring the switching times

Fig. 2.33 MOSFET Switching times



(b) Typical voltage and current waveform during turn on and turn off

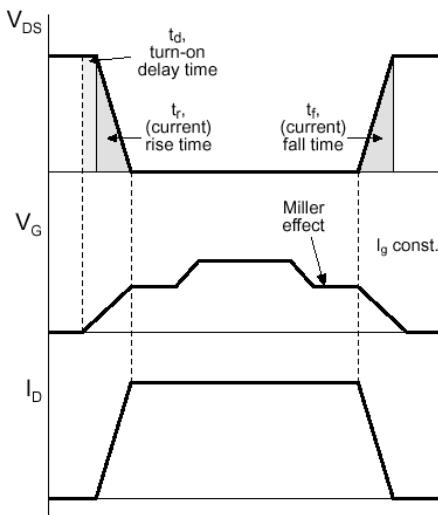


Fig. 2.33.c MOSFET Switching times.
See the miller effect.

- $t_{d(on)}$, Tiempo de retardo durante el encendido. Es el tiempo necesario para cargar la capacidad de entrada antes de que la corriente de drenador comience a conducir. (no confundir con $t_{(on)}$)
- t_r , Tiempo de subida, del 10% al 90% del voltaje de drenador máximo
- $t_{d(off)}$, tiempo de retardo durante el apagado. Es el tiempo necesario para descargar la capacidad luego que el dispositivo fue apagado.
- t_f , Tiempo de caída del 90% al 10% del voltaje de drenador máximo

Los tiempos de commutación del MOSFET están determinados principalmente por sus capacitancias internas e inductancias parásitas actuando juntas, con la resistencia interna de la fuente de tensión del control de compuerta. Para poder cargar y descargar rápidamente las capacitancias y reducir los transitorios provocados por las inductancias, el generador de tensión del control de compuerta deberá tener una impedancia interna muy baja. Las tensiones máximas de compuerta (en la mayoría de los casos, $\pm 20V$) no deberá excederse bajo ninguna circunstancia debido a que se provoca la falla del dispositivo en forma inmediata. Se recomienda la conexión de un diodo zener entre la compuerta y el surtidor para proteger el límite de tensión de compuerta.

CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DE LA JUNTURA. DISIPACIÓN DE POTENCIA

El límite más importante con respecto a la máxima corriente I_{DM} permitida en los MOSFET's de potencia es la máx. temperatura virtual de la juntura, T_{jM} . Desafortunadamente, ésta no se puede medir directamente, pero puede calcularse a través de la resistencia térmica interna juntura-carcaza, R_{thjc} y la potencia de disipación total P_{TOT} , ya que la potencia de disipación total es también un parámetro básico para el cálculo de la temperatura. El transistor de commutación es normalmente llevado a conducir periódicamente con pulsos repetitivos y amplitud constante. En esas condiciones, es conveniente calcular la energía disipada durante un pulso único. Esta energía puede ser subdividida en energía de turn-on, energía estática, y energía de turn-off; W_{on} , W_{cond} , W_{off} , respectivamente. A su vez, W_{on} y W_{off} son las energías dinámicas. Estas pueden ser formuladas, en general:

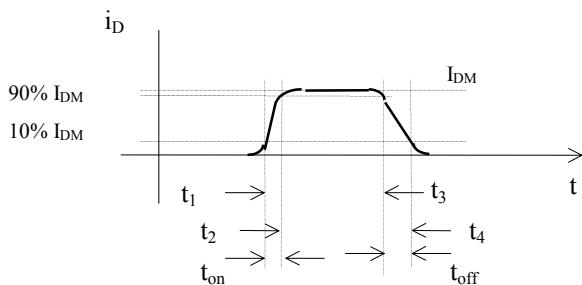


Fig. 2.34 Pulso de corriente trapezoidal

$$W_{on} = \int_{t_1}^{t_2} i_{(t)} v_{(t)} dt ; \quad W_{cond} = \int_{t_2}^{t_3} i_{(t)} v_{(t)} dt ; \quad W_{off} = \int_{t_3}^{t_4} i_{(t)} v_{(t)} dt ; \quad \text{donde}$$

$$i_{(t)on} = I_{DM} \frac{t}{t_2 - t_1} ; \quad i_{(t)cond} = I_{DM} ; \quad i_{(t)off} = I_{DM} \left(1 - \frac{t}{t_4 - t_3} \right)$$

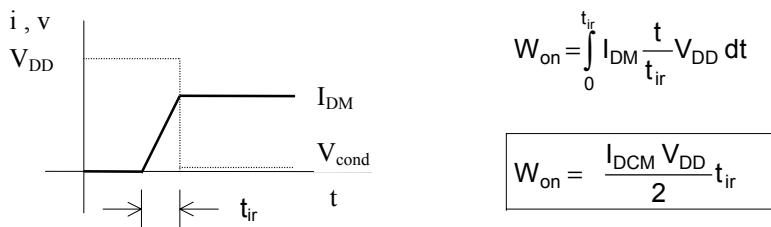
$$t_2 - t_1 = t_{ir}$$

$$t_3 - t_2 = t_{cond}$$

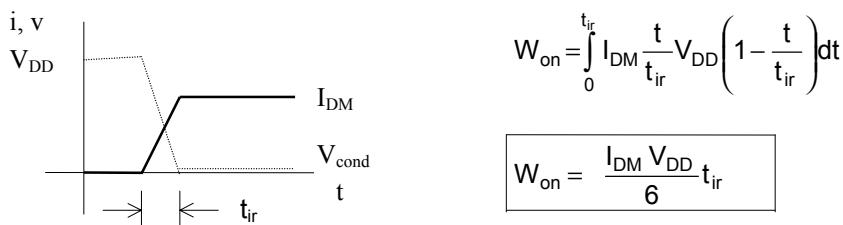
$$t_4 - t_3 = t_{if}$$

En cuanto a $v_{(t)}$, primero se considerará en turn-on, de igual manera que en se analizó el BJT. Se pueden presentar tres casos:

1. La tensión de fuente V_{DD} es aplicada al drenador durante el transitorio turn-on, luego la tensión de drenador cae instantáneamente. Este es el peor de los casos, donde la pérdida es mayor.

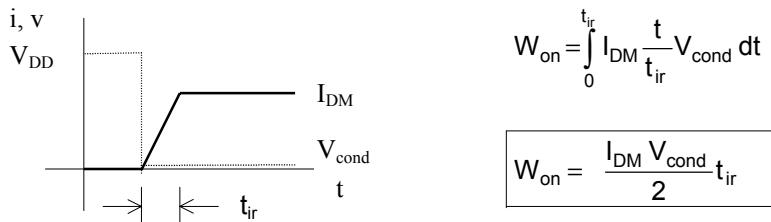


2. La tensión drenador-surtidor V_{DS} desciende con igual proporción que sube la corriente I_D . Este es un caso muy utilizado como aplicación de un caso real.



En éste caso, la energía disipada es tres veces menor que en el caso anterior.

3. La tensión V_{DS} cae al valor V_{cond} en el mismo instante en que se comienza el turn-on. Este es un caso ideal donde todas las pérdidas son despreciables. Por lo que, no es muy utilizado para el cálculo de potencia.



Por lo tanto, la disipación de energía en los tres casos está dada por la sig. ecuación:

$$W_{on} = \frac{I_{DM} V_{DD}}{K_{on}} t_{ir}$$

siendo

$$\begin{cases} K_{on} = 2 & 1^{ER} \text{ caso} \\ K_{on} = 6 & 2^{DO} \text{ caso} \\ K_{on} = 2 \frac{V_{DD}}{V_{cond}} = 2 \frac{V_{DD}}{I_{DM} R_{DS(on)}} & 3^{ER} \text{ caso} \end{cases}$$

Para el proceso de turn-off también se presentan los tres casos, similares al del turn-on:
Alta tensión constante, la tensión sube en la misma proporción en que cae la corriente, y baja tensión constante.

$$W_{off} = \frac{I_{DM} V_{DD}}{K_{off}} t_{if}$$

siendo

$$\begin{cases} K_{off} = 2 & 1^{ER} \text{ caso} \\ K_{off} = 6 & 2^{DO} \text{ caso} \\ K_{off} = 2 \frac{V_{DD}}{I_{DM} R_{DS(on)}} & 3^{ER} \text{ caso} \end{cases}$$

La disipación de potencia estática se calcula con la sig. ecuación:

$$W_{\text{cond}} = I_{\text{DM}}^2 R_{\text{DS(on)}} t_{\text{cond}}$$

CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DEL MOSFET

Los cálculos de la temperatura se hará para un único MOSFET.

La temperatura de juntura promedio $T_{j(\text{AV})}$ se calcula en función de la resistencia térmica juntura-carcaza R_{thJC} o $R_{\text{θJC}}$ y de la potencia de disipación total $P_{\text{Tot(AV)}}$.

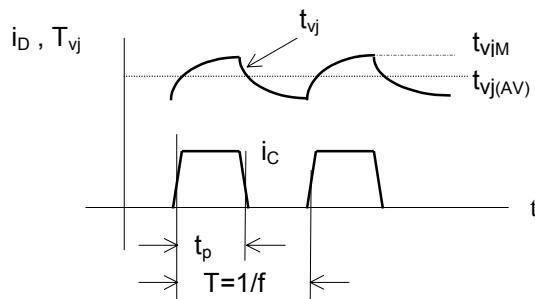


Fig. 2.35 Oscilación de la temperatura virtual t_{v_j} con la corriente de drenador i_D con pulsos de baja frecuencia

La potencia promedio total para un pulso, en un período completo $T=1/f$

$$P_{\text{Tot(AV)}} = \frac{W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off}}}{T} = f(W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off}})$$

La temperatura de la juntura se calcula a través de:

$$T_{j(\text{AV})} = T_{\text{case}} + P_{\text{Tot(AV)}} R_{\text{thJC}}$$

En bajas frecuencias, la temperatura de la juntura oscila levemente alrededor de $T_{j(\text{AV})}$. En ese caso, la temperatura de la juntura pico puede calcularse. Para éste cálculo se usa el diagrama de $R_{(\text{thJC})p}$ en función de la duración del pulso t_p y el valor pico de la potencia de disipación total T_{TotM} .

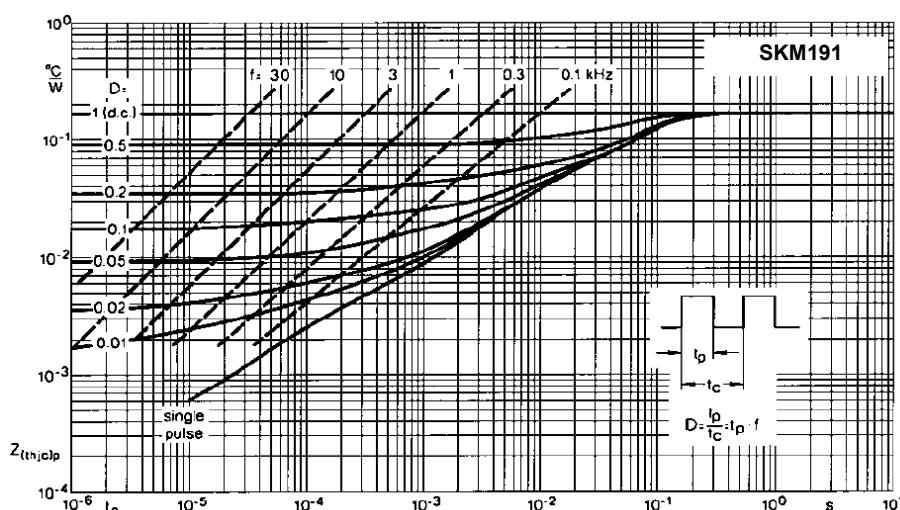
$$P_{\text{TotM}} = \frac{W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off}}}{t_p} \quad \text{Entonces,}$$

$$T_{jM} = T_{\text{case}} + P_{\text{TotM}} R_{(\text{thJC})p}$$

Con altos valores de D (ciclo de trabajo) y cortos valores de T_p , por ejemplo, a altas frecuencias, las curvas $R_{(\text{thJC})p}$ se hacen horizontales. Esto significa:

A esas frecuencias, la inercia térmica de la juntura hace que la temperatura promedio sea semejante a la temperatura pico.

$$T_{j(\text{AV})} = T_{jM}$$



SKM191
Thermal resistance junction-case under pulse conditions $Z_{(\text{thjc})p}$ of a power MOSFET as a function of the pulse width t_p . Parameters: duty cycle D, pulse frequency f.
This is important for $f < 3$ kHz.

$$D = \frac{t_p}{T} = \frac{t_p}{t_p + t_c}$$

Fig. 2.36 Thermal impedance under pulse conditions

En condiciones de trabajo variable, la temperatura puede subir exponencialmente, de acuerdo a la inercia térmica. En vez de usar la resistencia térmica, es apropiado para régimen permanente, usar la curva de Impedancia Térmica Transitoria, o la Curva de Respuesta Térmica, como se muestra en la [fig. 2.36](#). Para una duración dada (eje x), ésta curva tiene un factor de respuesta térmica (eje y). La temperatura pico debido a las condiciones variables puede ser calculada por la aplicación de la figura. La disipación de potencia se calcula normalmente con los datos de la tensión y corriente que se aplica al dispositivo. Las curvas también se pueden usar para determinar la temperatura de la juntura pico de potencia o pulsos con una frecuencia baja. En las [figuras 2.37 \(a\) y \(b\)](#) se pueden ver formas de ondas y su disipación de potencia con igual ciclo de trabajo, pero operando a distinta frecuencia de trabajo. Las fluctuaciones de la temperatura de la juntura ciclo por ciclo (fig.a) es claramente mayor que las fluctuaciones a una frecuencia de 20Hz (fig. b).

A medida que aumenta la frecuencia, la inercia térmica de la juntura se acerca más al valor pico. A frecuencias por encima de unos KHz, y con un ciclo de trabajo mayor o igual que el 20%, las fluctuaciones de temperatura ciclo por ciclo se hacen pequeñas, y la temperatura pico de la juntura sube haciendo igual, dentro del 1 o 2%, a la disipación de potencia promedio multiplicada por la resistencia térmica juntura carcasa de DC. Para pulsos con una velocidad de repetición baja, las curvas de la figura 2.36 muestran la impedancia térmica efectiva a diferentes ciclos de trabajo. Estas curvas son aproximadamente relacionadas a la curva de pulso único, por la relación siguiente:

La impedancia térmica normalizada = $D + (1-D)x(\text{impedancia térmica transitoria para pulso único de duración } t)$. La impedancia térmica, cuando se multiplica por la disipación de potencia durante el período de conducción t (por ejemplo, la potencia desarrollada por el pulso de conducción, no la potencia promedio), hace subir el valor de la temperatura juntura-carcasa pico repetitivo. Para determinar el valor absoluto de la temperatura pico de la juntura, es necesario conocer la temperatura de la carcasa T_{CASE} en condiciones de operación de régimen permanente. Debido a la inercia térmica, el disipador responde sólo a la disipación de la potencia promedio (excepto a frecuencias extremadamente bajas)

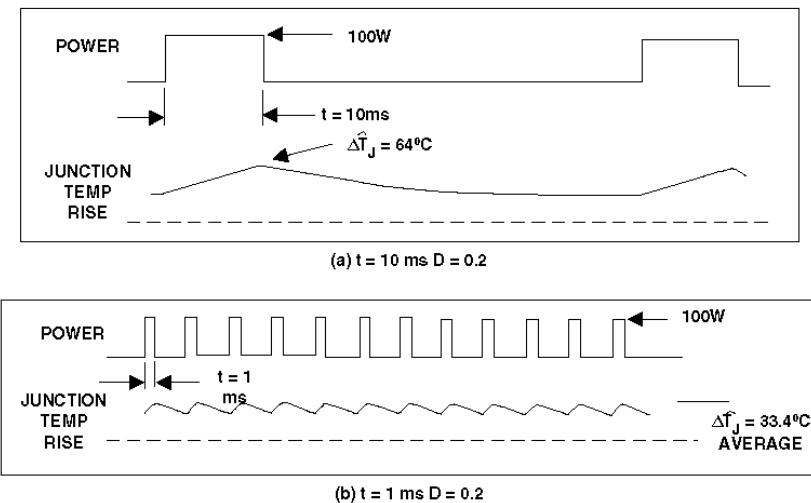


Fig. 2.37 Waveforms of Power and Junction Temperature for Repetitive Operation, showing that Peak Junction Temperature is function of Operating Frequency. **IRF330**

La curva de respuesta térmica transitoria se asume a temperatura de carcasa constante. Esto es generalmente válido para pulsos tan cortos como 10ms. Para pulsos de mayor duración, la temperatura de la carcasa comienza a subir y los resultados serán de exactitud cuestionable. En operaciones de aire libre, la temperatura de la carcasa comienza a subir en unos pocos ms. y ésta curva no provee la información necesaria.

Se deberá usar la potencia total pico disipada P_{totM} promediada con la duración del pulso. El promedio sobre el período completo T está a menudo contenido en las curvas $R_{(\text{thjc})p}$.

Con altos valores de ciclo de trabajo D (δ) y valores cortos de t_p , por ejemplo, a altas frecuencias, la $R_{(\text{thjc})p}$ tiende a ser horizontal. Esto significa que a altas frecuencias, la inercia térmica de la juntura se alarga. Aquí, la temperatura no es oscilatoria, es decir: $T_{vj(AV)} = T_{vjM}$.

En consecuencia: A frecuencias por encima de 3 kHz (por ejemplo), el cálculo usando la $P_{\text{tot(AV)}}$ y R_{thjc} resulta incorrecto. A frecuencias por encima de 3 kHz, entonces, el diagrama $R_{(\text{thjc})p}$ no será necesario.

Ejemplo en base a los datos de la Fig. 2.36:

1. Alta frecuencia

$f=20\text{kHz}$
 $t_p=10\mu\text{s}$
 $D=0.2$ (D=δ, ciclo de trabajo)
 $T_{\text{CASE}}=80^\circ\text{C}$
 $R_{\text{thjc}}=0.18\text{ }^\circ\text{C/W}; K=0.2$
 $R_{(\text{thjc})p}=0.036\text{ }^\circ\text{C/W}$
 $W_{\text{on}}+W_{\text{cond}}+W_{\text{off}}=10\text{mJ}$

Entonces,

$$P_{\text{Tot(AV)}} = \frac{W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off}}}{T} = \frac{10\text{mJ}}{50\mu\text{s}} = 200\text{W}$$

$$P_{\text{TotM}} = \frac{W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off}}}{t_p} = \frac{10\text{mJ}}{10\mu\text{s}} = 1000\text{W}$$

$$T_{v(j(AV))} = T_{\text{case}} + P_{\text{Tot(AV)}} R_{\text{thjc}} = 80 + 200 * 0.18 = 116^\circ\text{C}$$

$$T_{v(jM)} = T_{\text{case}} + P_{\text{TotM}} R_{(\text{thjc})p} = 80 + 1000 * 0.036 = 116^\circ\text{C}$$

Como se esperaba, $T_{v(j(AV))} = T_{v(jM)}$ en altas frecuencias:

$$\boxed{T_{v(j(AV))} = T_{v(jM)} = 116^\circ\text{C}}$$

2. Baja frecuencia.

$f=100\text{Hz}$
 $t_p=1\text{ ms}$
 $D=0,1$
 $T_{\text{CASE}}=80^\circ\text{C}$
 $R_{\text{thjc}}=0,18\text{ }^\circ\text{C/W}; K=0,1389$
 $R_{(\text{thjc})p}=0,025\text{ }^\circ\text{C/W}$
 $W_{\text{on}}+W_{\text{cond}}+W_{\text{off}}=2\text{ J}$

Entonces,

$$P_{\text{Tot(AV)}} = \frac{W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off}}}{T} = 200\text{W}$$

$$P_{\text{TotM}} = \frac{W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off}}}{t_p} = 2000\text{W}$$

$$T_{v(j(AV))} = T_{\text{case}} + P_{\text{Tot(AV)}} R_{(\text{thjc})} = 80 + 200 * 0.18 = 116^\circ\text{C}$$

$$T_{v(jM)} = T_{\text{case}} + P_{\text{TotM}} R_{(\text{thjc})p} = 80 + 2000 * 0.025 = 130^\circ\text{C}$$

$$\boxed{T_{v(jM)} = T_{v(j(AV))} + 14^\circ\text{C}}$$

CÁLCULO DE LA CORRIENTE DE DRENADOR MÁX.

1. Frecuencias $\geq 3\text{kHz}$; $T_{jM} = T_{j(AV)}$

$$P_{\text{Tot(AV)}} = \frac{T_{j(AV)} - T_{\text{case}}}{R_{\text{thJC}}} = f (W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off}}) = f \left(\frac{I_{\text{DM}} V_{\text{DD}} t_{\text{ir}}}{K_{\text{on}}} + I_{\text{DM}}^2 R_{\text{DS(on)}} t_{\text{cond}} + \frac{I_{\text{DM}} V_{\text{DD}} t_{\text{ir}}}{K_{\text{off}}} \right)$$

separando I_{DM}^2 y sumando I_{DM} ,

$$P_{\text{Tot(AV)}} = I_{\text{DM}}^2 + \frac{V_{\text{DD}}}{R_{\text{DS(on)}} t_{\text{cond}}} \left(\frac{t_{\text{ir}}}{K_{\text{on}}} + \frac{t_{\text{if}}}{K_{\text{off}}} \right)_{\text{DM}} = \frac{T_{j(AV)} - T_{\text{case}}}{f R_{\text{thJC}} R_{\text{DS(on)}} t_{\text{cond}}}$$

Esta es una ecuación cuadrática en I_{DM} . La raíz positiva es:

$$I_{\text{DM}} = \sqrt{\frac{(T_{j(AV)} - T_{\text{case}})}{f R_{(\text{thJC})p} R_{\text{DS(on)}} t_{\text{cond}}} + \frac{V_{\text{DD}}^2}{4R_{\text{DS(on)}}^2 t_{\text{cond}}^2} \left(\frac{t_{\text{ir}}}{K_{\text{on}}} + \frac{t_{\text{if}}}{K_{\text{off}}} \right)^2} - \frac{V_{\text{DD}}}{2R_{\text{DS(on)}} t_{\text{cond}}} \left(\frac{t_{\text{ir}}}{K_{\text{on}}} + \frac{t_{\text{if}}}{K_{\text{off}}} \right)}$$

Esta fórmula da la máxima corriente de drenador.

La $R_{\text{DS(on)}}$ deberá obtenerse de la gráfica $R_{\text{DS(on)}}$ Vs. temperatura para un T_{jM} requerido.

2. Frecuencias $< 3\text{kHz}$; $T_{jM} > T_{j(AV)}$

$$I_{DM} = \sqrt{\frac{(T_{j(AV)} - T_{case})t_p}{R_{(thJC)p} R_{DS(on)} t_{cond}} + \frac{V_{DD}^2}{4R_{DS(on)}^2 t_{cond}^2} \left(\frac{t_{ir}}{K_{on}} + \frac{t_{if}}{K_{off}} \right)^2} - \frac{V_{DD}}{2R_{DS(on)} t_{cond}} \left(\frac{t_{ir}}{K_{on}} + \frac{t_{if}}{K_{off}} \right)$$

CÁLCULO DE LA POTENCIA TOTAL DISIPADA

La resistencia de contacto térmico carcaza-disipador está dada en la hoja de datos.

No se tendrán en cuenta las oscilaciones.

$$T_{case} - T_h = P_{Tot(AV)} R_{thch}$$

T_h = temperatura del disipador

R_{thch} = resistencia de contacto térmico carcaza-disipador

La temperatura del disipador T_h , finalmente resulta de la temperatura ambiente T_{AMB} que fluye por el disipador (normalmente aire), la resistencia térmica del disipador R_{thha} y la sumatoria de las potencias disipadas totales de todos los transistores y dispositivos montados en el disipador.

$$T_h = T_{amb} + R_{thha} \sum P_{Tot(AV)}$$

A diferencia del R_{thjc} y R_{thch} , la resistencia térmica del disipador no es un valor fijo, pues no depende de la cantidad de disipación natural (enfriamiento por convección), de la disipación de potencia promedio total

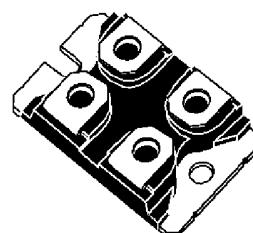
$\sum P_{Tot(AV)}$, si hay aire forzado, etc.

Además, se hace la diferencia si ésta potencia está disipada por una o varias fuentes igualmente distribuidas sobre la superficie del disipador. También, el área de contacto de la fuente de calor juega un papel importante.

Ejemplo de hoja de datos del STE110NA20



TYPICAL RDS(on) = 0.015 Ω
 HIGH CURRENT POWER MODULE
 AVALANCERUGGED TECHNOLOGY
 VERY LARGE SOA - LARGE PEAK POWER CAPABILITY
 EASY TO MOUNT
 SAME CURRENT CAPABILITY FOR THE TWO SOURCE TERMINALS
 EXTREMELY LOW Rth (Junction to case)
 VERY LOW INTERNAL PARASITIC INDUCTANCE
 ISOLATEDPACKAGE UL RECOGNIZED



APPLICATIONS

SMPS & UPS
 MOTOR CONTROL
 WELDING EQUIPMENT
 OUTPUT STAGE FOR PWM, ULTRASONIC CIRCUITS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	t
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	200	V	
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	200	V	
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 30	V	
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	110	A	
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	73	A	
I _{DM()}	Drain Current (pulsed)	440	A	
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	450	W	
Derating Factor		3.6	W/°C	
T _{stg}	Storage Temperature	-55 to 150	°C	
T _{j Max.}	Operating Junction Temperature	150	°C	
V _{iso}	Insulation Voltage (AC-RMS)	2500	V	

THERMAL DATA

R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case Max	0.27	°C/W
R _{thc-h}	Thermal Resistance Case-heatsink With Conductive	0.05	°C/W

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _j max, δ < 1%)	55	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _j = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 50 V)	500	mJ
E _{AR}	Repetitive Avalanche Energy (pulse width limited by T _j max, δ < 1%)	175	mJ
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (T _c = 100 °C, pulse width limited by T _j max, δ < 1%)	32.5	A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C unless otherwise specified)**OFF**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage Breakdown Voltage	I _D = 1 mA V _{GS} = 0	200			V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating x 0.8 T _c = 125 °C		400	200	μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ± 30 V			± 400	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{G(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} I _D = 1 mA	2.25	3	3.75	V
R _{D(on)}	Static Drain-source On	V _{GS} = 10V I _D = 55 A			0.015	0.019
Ω	Resistance On State Drain Current	V _{GS} = 10V I _D = 55 A T _c = 100 °C V _{DS} > I _{D(on)} x R _{D(on)max} V _{GS} = 10 V	110			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (*)	Forward Transconductance	V _{DS} = 15 V I _D = 55 A	38			S
C _{iss}	Input Capacitance			12.9		nF
C _{oss}	Output Capacitance			2870		pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	V _{DS} = 25 V f = 1 MHz V _{GS} = 0	980			pF

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
t _{d(on)}	Turn-on Time	V _{DD} = 100 V I _D = 55 A	70	100		ns
t _r	Rise Time	R _G = 4.7 Ω V _{GS} = 10 V (see test circuit, figure 3)	95	125		ns
(di/ dt) _{on}	Turn-on Current Slope	V _{DD} = 160 V I _D = 110 A R _G = 47 Ω V _{GS} = 10 V (see test circuit, figure 5)	290			A/μs
Q _g	Total Gate Charge	V _{DD} = 160 V I _D = 110 A	470	600		nC
Q _{gs}	Gate-Source Charge	V _{GS} = 10 V	43			nC
Q _{gd}	Gate-Drain Charge				226	nC

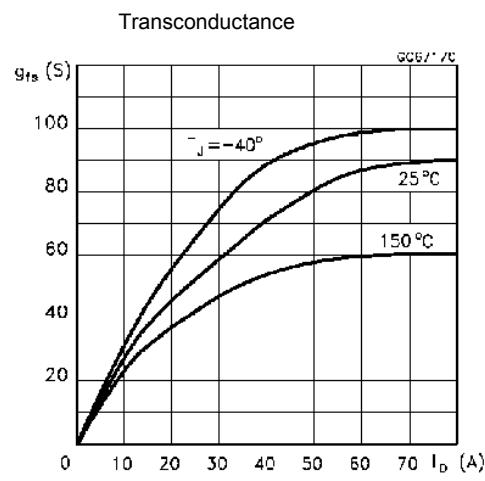
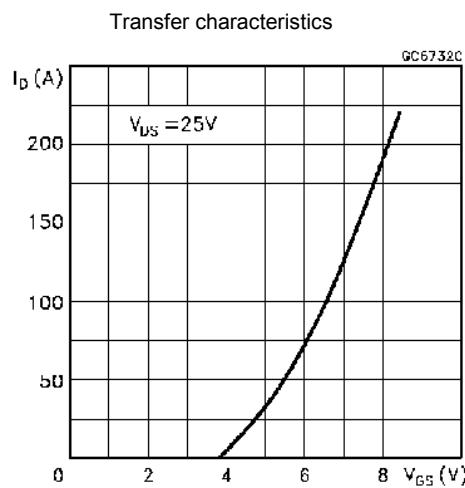
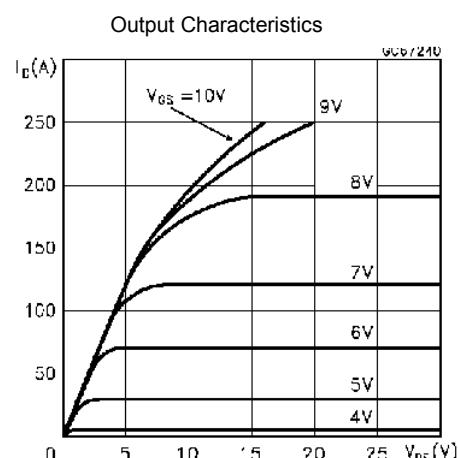
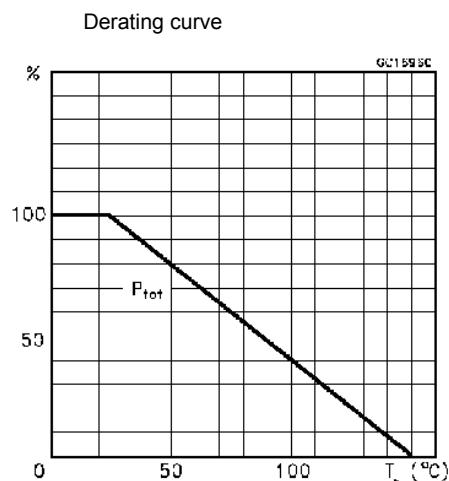
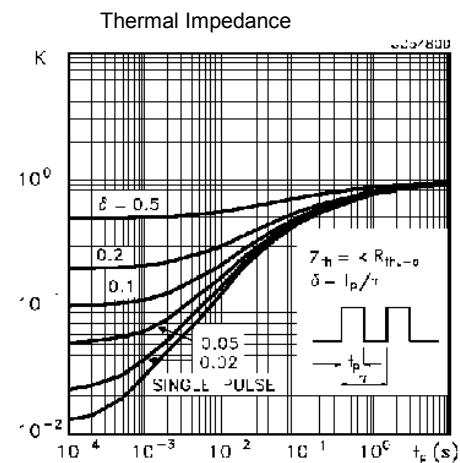
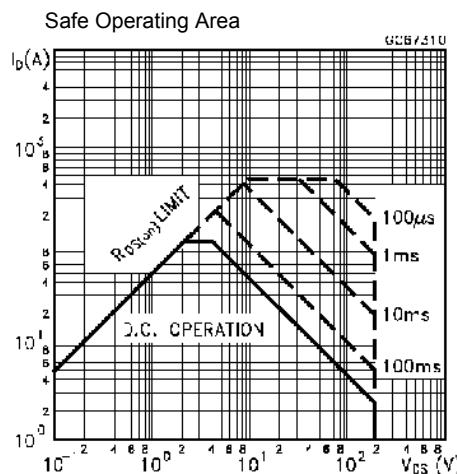
SWITCHING OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
t _{r(voff)}	Off-voltage Rise Time	V _{DD} = 160 V I _D = 110 A	115	150		ns
t _f	Fall Time	R _G = 4.7 Ω V _{GS} = 10 V	68	100		ns
t _c	Cross-over Time	(see test circuit, figure 5)	160	210		ns

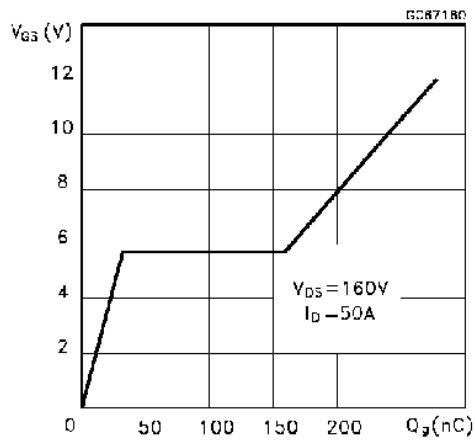
SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{SD}	Source-drain Current		110			A
I _{SDM()}	Source-drain Current (pulsed)		440			A
V _{SD} (*)	Forward On Voltage	I _{SD} = 110 A V _{GS} = 0		1.6		V
t _{rr}	Reverse Recovery Time	I _{SD} = 110 A di/ dt = 100 A/μs	625			ns
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	V _R = 50 V T _j = 150 °C	11			μC

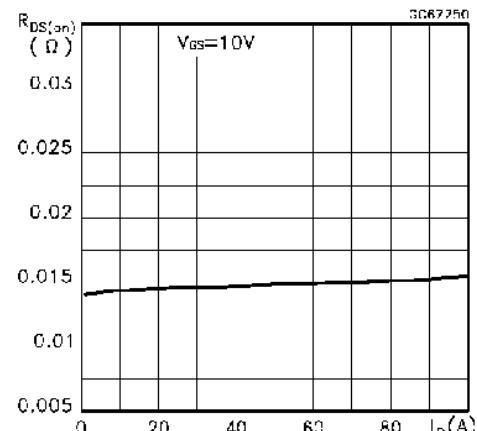
(*) Pulsed: Pulse duration = 300 μ s, duty cycle 1.5 %
 () Pulse width limited by safe operating area



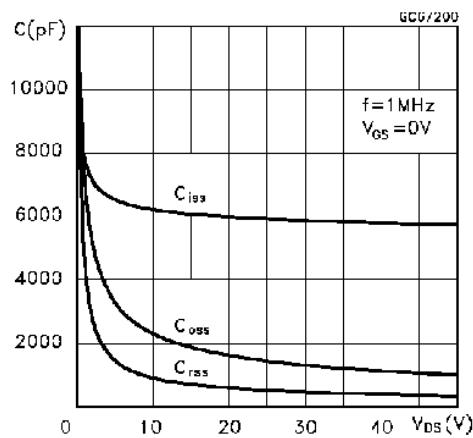
Gate Charge vs Gate-source Voltage



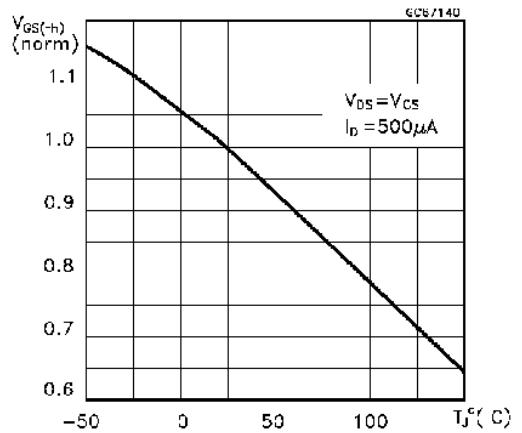
Static Drain-source On Resistance



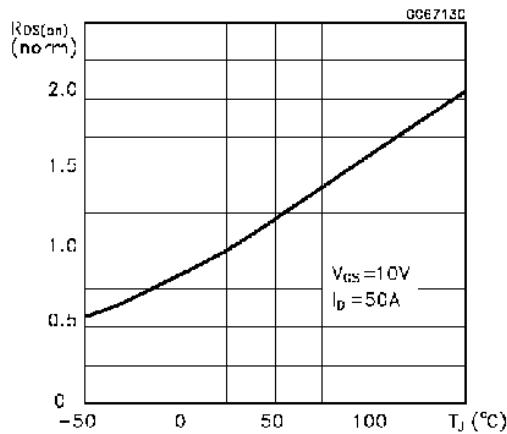
Capacitance Variations



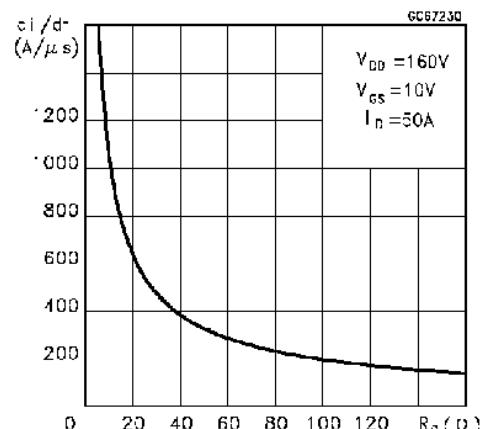
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



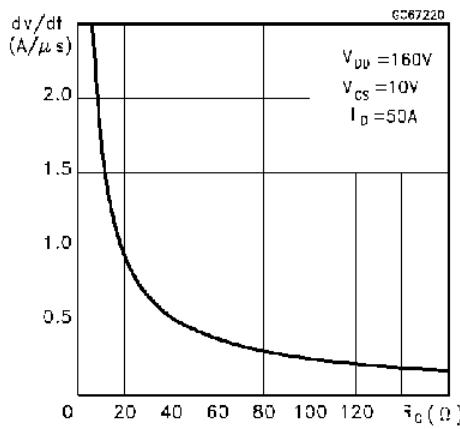
Normalized On Resistance vs Temperature



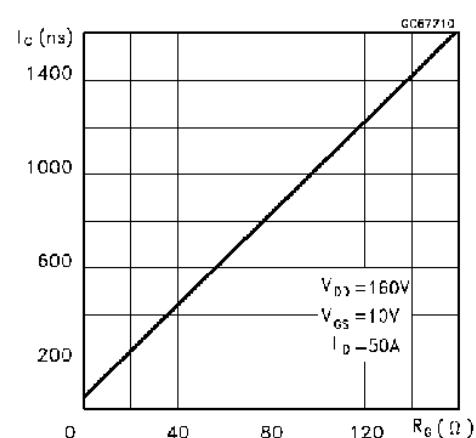
Turn-on Current Slope



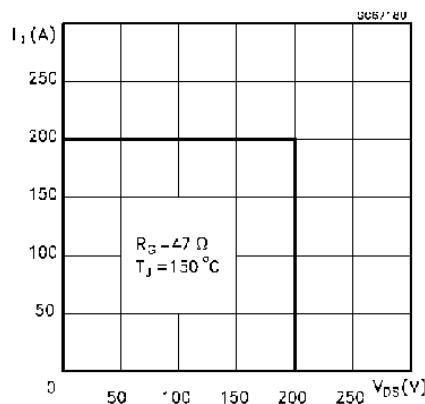
Turn-off Drain-source Voltage Slope



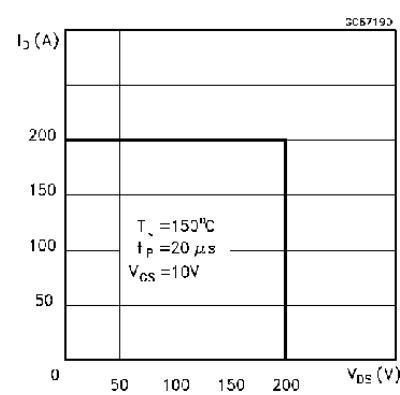
Cross-over Time



Switching Safe Operating Area



Accidental Overload Area



Source-drain Diode Forward Characteristics

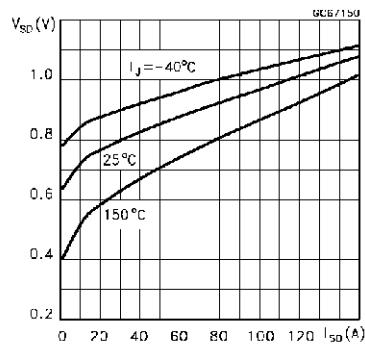


Fig.1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

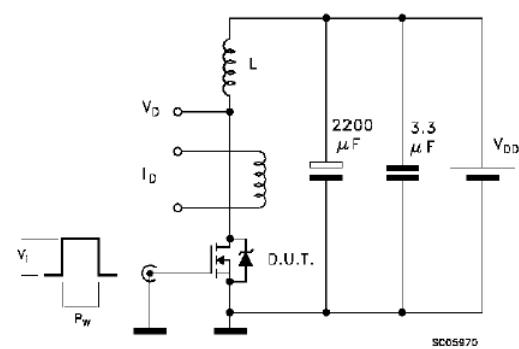
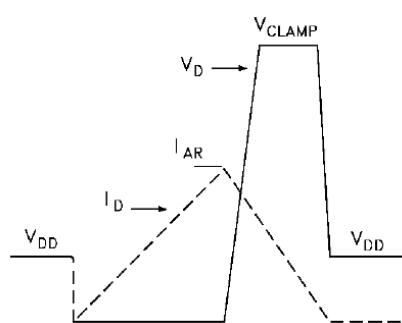
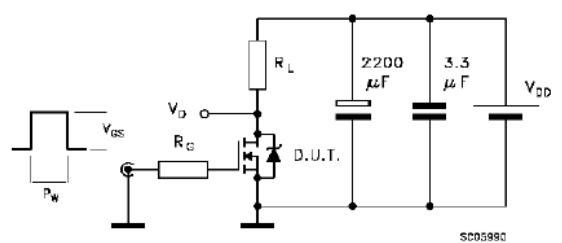
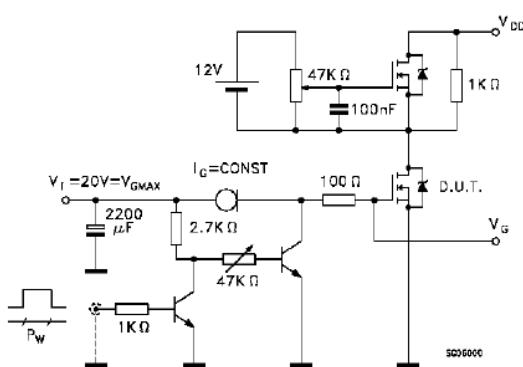
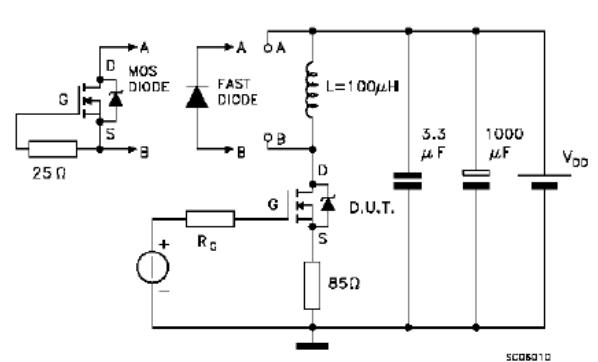


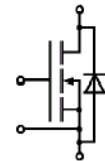
Fig. 2: Unclamped Inductive Waveform**Fig. 3:** Switching Times Test Circuits For Resistive Load**Fig. 4:** Gate Charge test Circuit**Fig. 5:** Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times

Ejemplo:**SEMIKRON**

Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions¹⁾		
V _{DS}		500	V
V _{DGR}	R _{GE} = 20 kΩ	500	V
I _D	T _c = 25 / 80 °C	70 / 50	A
I _{DM}	T _c = 25 / 80 °C	280 / 200	A
V _{GS}		± 20	V
P _D		780	W
T _j , (T _{stg})		-40 ... +150 (125)	°C
V _{isol}	AC, 1 min.	2 500	V
humidity	DIN 40 040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56	
Inverse Diode			
I _F = -I _D	T _c = 25 / 80 °C	70 / 50	A
I _{FM} = -I _{DM}	T _c = 25 / 80 °C	280 / 200	A

Characteristics				
Symbol	Conditions¹⁾	min.	typ.	max.
V _{(BR)DSS}	V _{GS} = 0, I _D = 0,25 mA	500	—	—
V _{GS(th)}	V _{GS} = V _{DS} , I _D = 1 mA	2,1	3,0	4,0
I _{DSS}	V _{GS} = 0 V _{DS} = 500 V	—	1	250
	T _j = 25 °C T _j = 125 °C	—	300	1000
I _{GSS}	V _{GS} = 20 V, V _{DS} = 0	—	10	100
R _{DS(on)}	V _{GS} = 10 V, I _D = 50 A	—	50	70
g _{fS}	V _{DS} = 25 V, I _D = 50 A	48	90	—
C _{CHC}		—	—	160
C _{iss}	V _{GS} = 0	—	15	pF
C _{oss}	V _{DS} = 25 V	—	1,9	nF
C _{rss}	f = 1 MHz	—	0,72	nF
L _{DS}		—	—	30
t _{d(on)}	V _{DD} = 250 V	—	60	ns
t _r	I _D = 30 A	—	100	ns
t _{d(off)}	V _{GS} = 10 V	—	500	ns
t _r	R _G = 4,7 Ω	—	120	ns
Inverse Diode				
V _{SD}	I _F = 120 A, V _{GS} = 0 V	—	1,0	1,4
t _{rr}	T _j = 25 °C ²⁾	—	450	ns
	T _j = 150 °C ²⁾	—	—	ns
Q _{rr}	T _j = 25 °C ²⁾	—	36	μC
	T _j = 150 °C ²⁾	—	—	
Thermal characteristics				
R _{thjc}		—	—	°C/W
R _{thch}	M ₁ , surface 10 μm	—	—	°C/W

Mechanical Data				
M ₁	to heatsink, SI Units	4	—	6 Nm
	to heatsink, US Units	35	—	lb.in.
M ₂	for terminals, SI Units	2,5	—	Nm
	for terminals, US Units	22	—	lb.in.
a		—	24	m/s ²
w		—	5x9,81	g
Case	page 5	D15		

1) T_{case} = 25 °C, unless otherwise specified2) I_F = -I_D, V_R = 100 V, -d I_F/dt = 100 A/μsDo not parallel with former SKM 151 or SKM 151F
(which are discontinued)SKM 151 A4R can replace SKM 151, former SKM 151 R
and SKM 151 AR
SEMITRANS® M
Power MOSFET Modules
SKM 151 A4R


Case D 15

Features

- N Channel, enhancement mode
- Short internal connections avoid oscillations
- With built-in gate resistor chips ("R") R_{total} = 1,3 .
- Without hard mould (environmental aspects)
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Ceramic
- All electrical connections on top for easy busbaring
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (13 mm)
- UL recognized, file no. E63 532

Typical Applications

- Switched mode power supplies
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- Resonant and welding inverters
- AC motor drives
- Laser power supplies
- UPS equipment
- Not suitable for linear amplification

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS).**Please observe the international standard IEC 747-1, Chapter IX.**

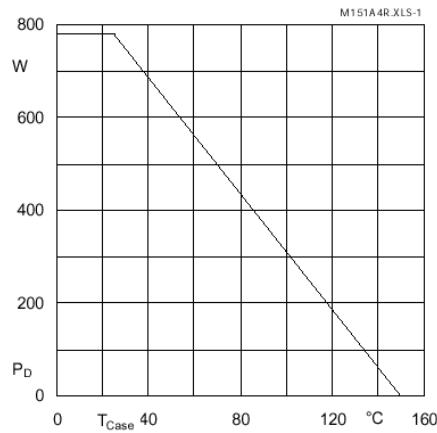


Fig. 1 Rated power dissipation vs. temperature

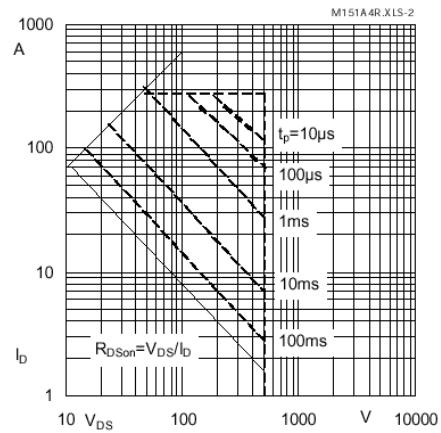


Fig. 2 Maximum safe operating area

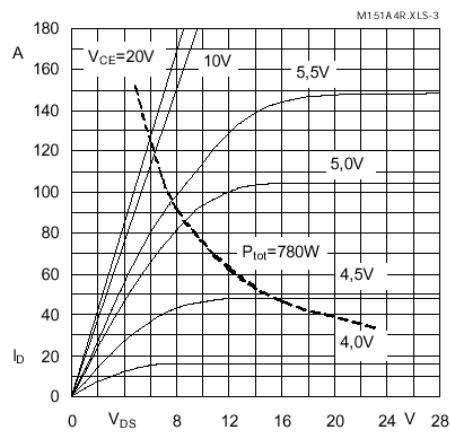


Fig. 3 Output characteristic

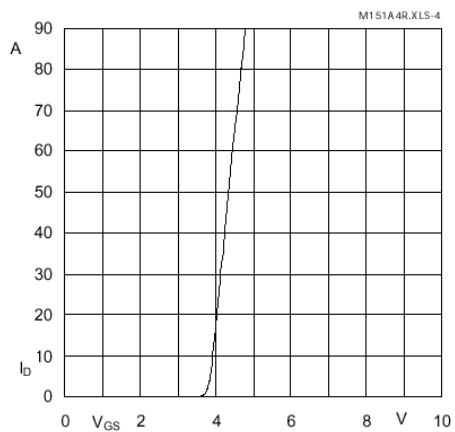


Fig. 4 Transfer characteristic

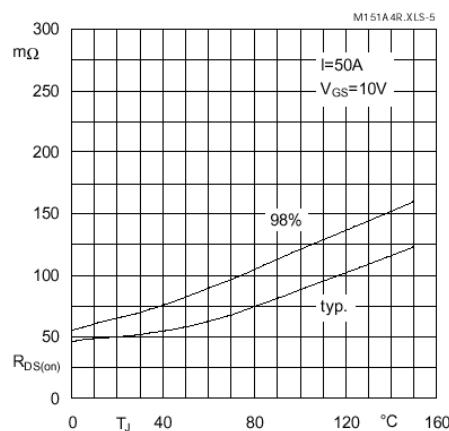


Fig. 5 On-resistance vs. temperature

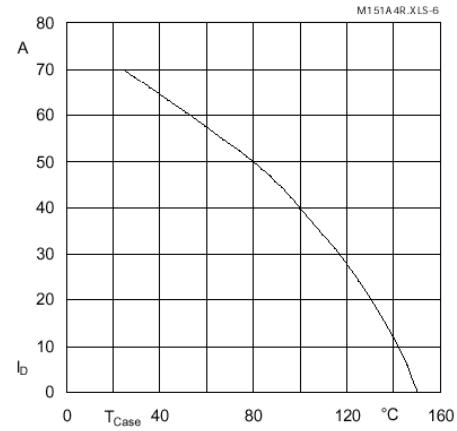


Fig. 6 Rated current vs. temperature

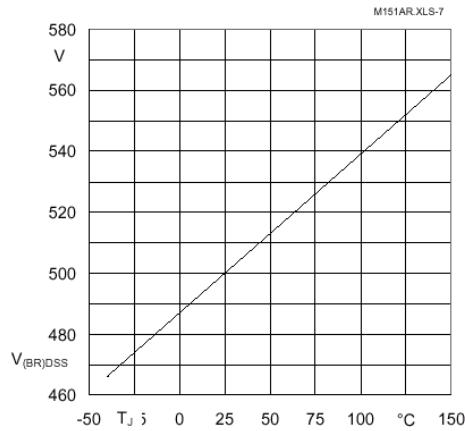


Fig. 7 Breakdown voltage vs. temperature

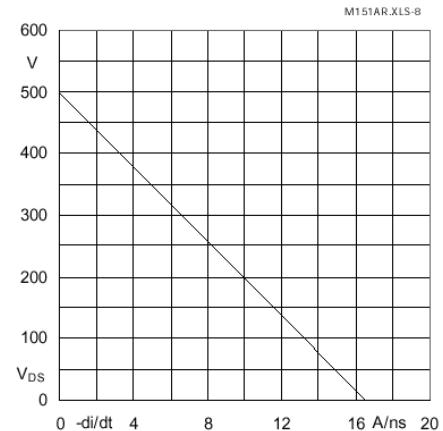


Fig. 8 Drain-source voltage derating

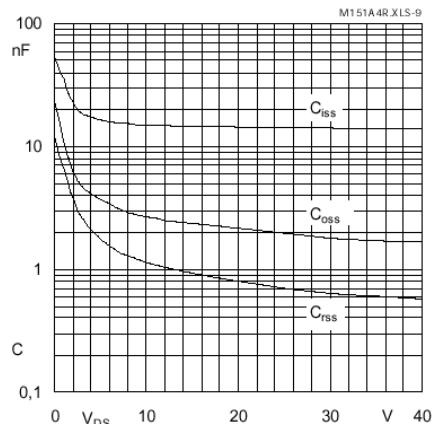


Fig. 9 Capacitances vs. drain-source voltage

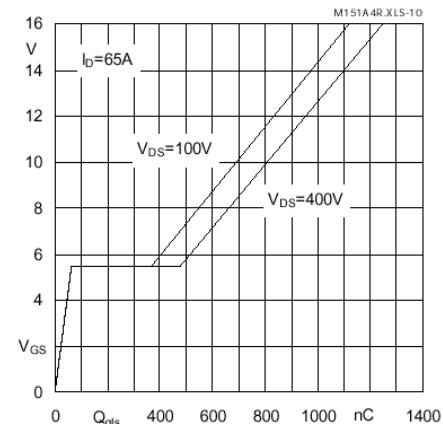


Fig. 10 Gate charge characteristic

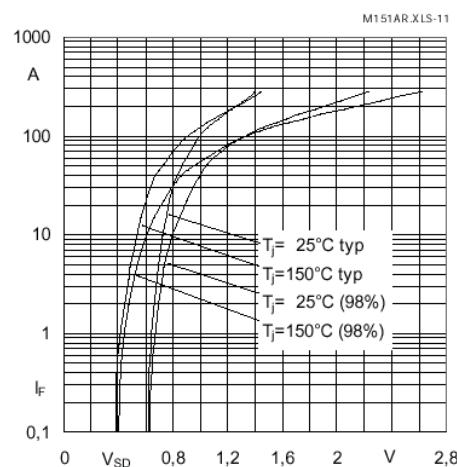


Fig. 11 Diode forward characteristic

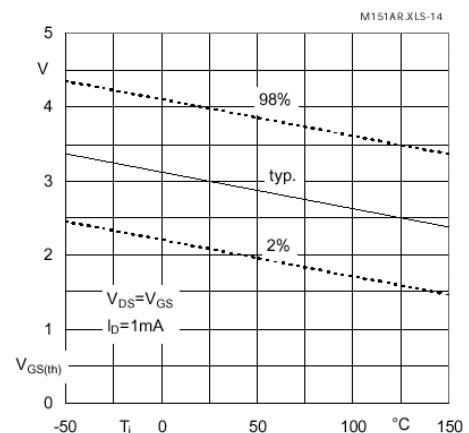


Fig. 14 Gate-source threshold voltage

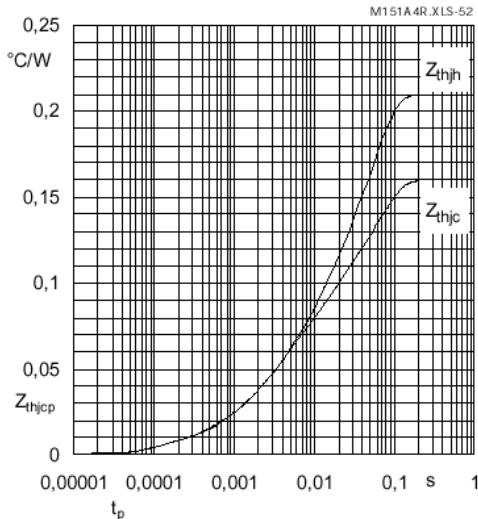


Fig. 51 Transient thermal impedance

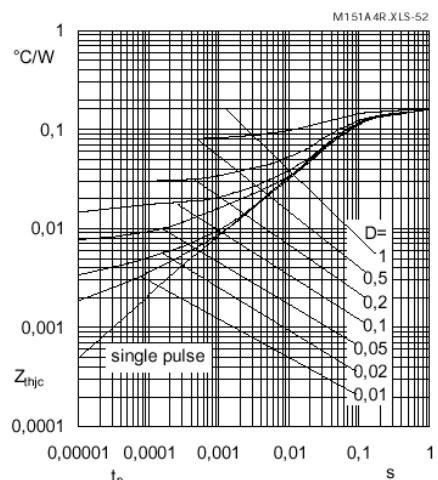
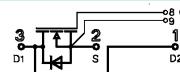


Fig. 52 Thermal impedance under pulse conditions

SEMIKRON

Symbol	Absolute Maximum Ratings Conditions ¹⁾	Values	Units
V_{DS}		200	V
V_{DGR}	$R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$	200	V
I_D	$T_{case} = 25^\circ\text{C}$	450 ²⁾	A
	$T_{case} = 100^\circ\text{C}$	330	A
I_{DM}	10 μs	1600	A
V_{GS}		± 20	V
P_D		2000	W
$T_j, (T_{stg})$	AC, 1 min	$-40 \dots +150$ (125)	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	DIN 40 040	2 500	V
humidity	DIN IEC 68 T.1	Class F	
climate		40/125/56	
Inverse Diode			
$I_F = -I_D$		450	A
$I_{FM} = -I_{DM}$	10 μs	1600	A

SEMITRANS® M
Power MOSFET Modules
450 A, 200 V, 4,3 m Ω
SKM 453 A 020



Symbol	Characteristics Conditions ¹⁾	min.	typ.	max.	Units
$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS} = 0, I_D = 0,5 \text{ mA}$	200	—	—	V
$V_{GS(th)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 1 \text{ mA}$	2,1	3,0	4,0	V
I_{DSS}	$V_{DS} = 200 \text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	250	μA
	$V_{GS} = 0$ $T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	2500	μA
$I_{GSS}^{3)}$	$V_{GS} = 20 \text{ V}, V_{DS} = 0$	—	—	100	nA
$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10 \text{ V}, I_D = 300 \text{ A}$	—	3,8	4,3	$\text{m}\Omega$
g_{fs}	$V_{DS} = 25 \text{ V}, I_D = 300 \text{ A}$	—	400	—	S
C_{CHC}	$V_{GS} = 0$	—	250	—	pF
C_{iss}	$V_{DS} = 25 \text{ V}$	—	67	78	nF
C_{oss}	$f = 1 \text{ MHz}$	—	13	15	nF
C_{rss}		—	5	7	nF
L_{DS}	Terminal 3-2 / 1-2	—	—	20/60	nH
$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 30 \text{ V}$	—	100	—	ns
t_r	$I_D = 300 \text{ A}$	—	100	—	ns
$t_{d(off)}$	$V_{GS} = \pm 10 \text{ V}$	—	700	—	ns
t_f	$R_G = 2 \Omega$	—	250	—	ns

Features

- N Channel, enhancement mode
- Short internal connections avoid oscillations
- Isolated copper baseplate using Al₂O₃ ceramic Direct Copper Bonding Technology (DCB)
- All electrical connections on top for easy busbaring
- Large clearances (12 mm) and creepage distances (20 mm)

Characteristics Symbol Conditions ¹⁾		min.	typ.	max.	Units
Inverse Diode					
V _{SD}	I _F = 600 A, V _{GS} = 0	—	—	1,5	V
t _{rr}	T _j = 25 °C ³⁾	—	160	—	ns
	T _j = 150 °C ³⁾	—	—	—	ns
Q _{rr}	T _j = 25 °C ³⁾	—	25	—	μC
	T _j = 150 °C ³⁾	—	—	—	A
Thermal Characteristics					
R _{thjc}		—	—	0,06	°C/W
R _{thch}	M ₁ , surface 10 μm	—	—	0,038	°C/W

Typical Applications

- DC servo and robot drives
- DC choppers
- UPS equipment
- Plasma cutting
- Not suitable for linear amplification

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS).
Please observe the international standard IEC 747-1, Chapter IX.

Mechanical Data				
M ₁	to heatsink, SI Units (M6)	3	—	5
	to heatsink, US Units	27	—	44
M ₂	for terminals, SI Units (M6)	2,5	—	5
	for terminals, US Units	22	—	44
a		—	—	5x9,81
w		—	—	m/s ²
Case	→ page B 5 – 18	D 71		g

1) T_{case} = 25 °C, unless otherwise specified. 2) Limited by internal connections, I_D = 560 A at D = 0,5, t_p < 0,5 s, T_c = 25 °C 3) I_F = 560 A, V_R = 100 V, -di_F/dt = 100 A/μs

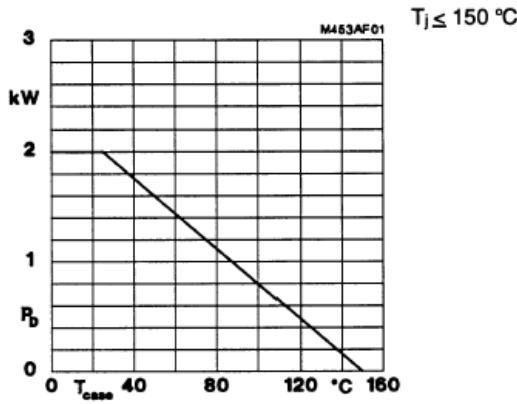


Fig. 1 Rated power dissipation vs. temperature

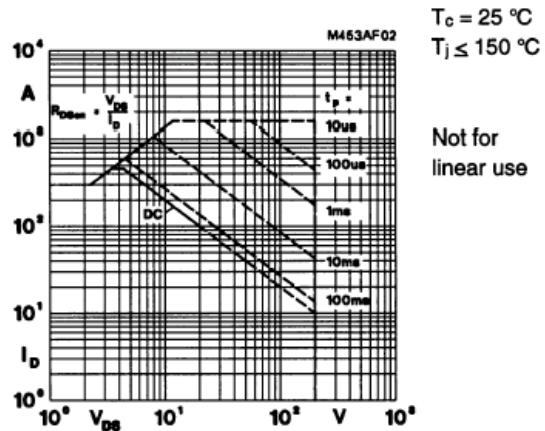
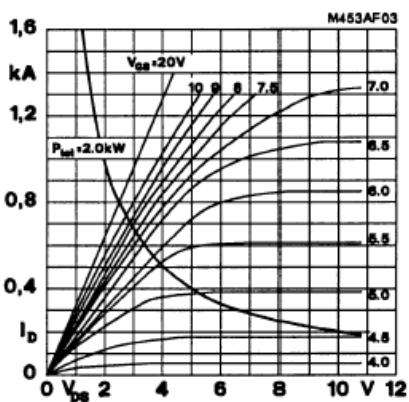
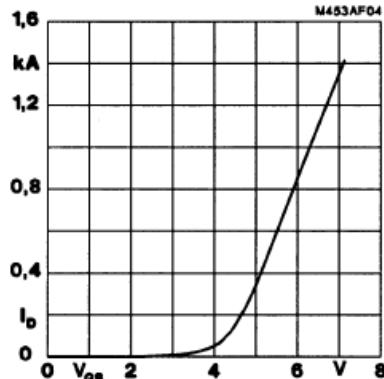


Fig. 2 Maximum safe operating area, single pulse

Fig. 3 Output characteristic, t_p = 80 μs, T_j = 25 °CFig. 4 Transfer characteristic, t_p = 80 μs, V_{DS} = 25 V

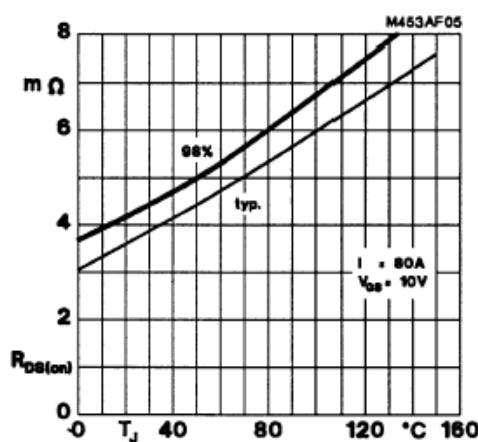


Fig. 5 On-resistance vs. temperature

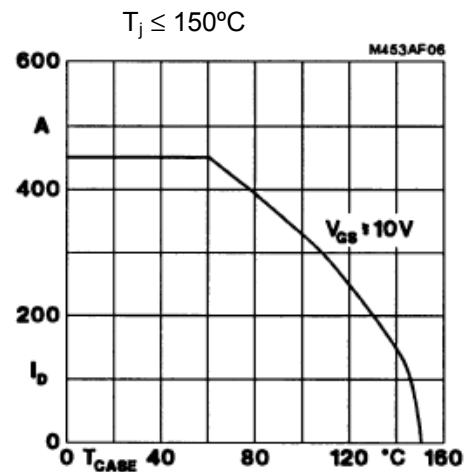


Fig. 6 Rated current vs. temperature

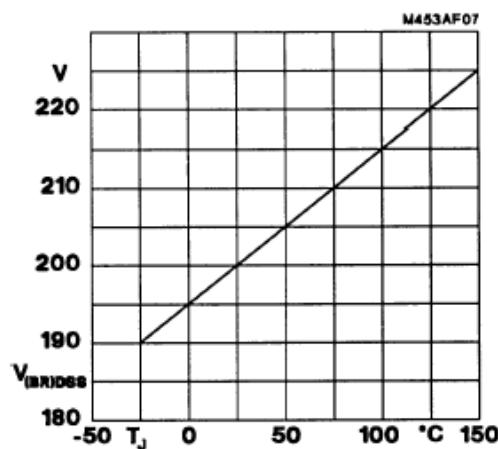


Fig. 7 Breakdown voltage vs. temperature

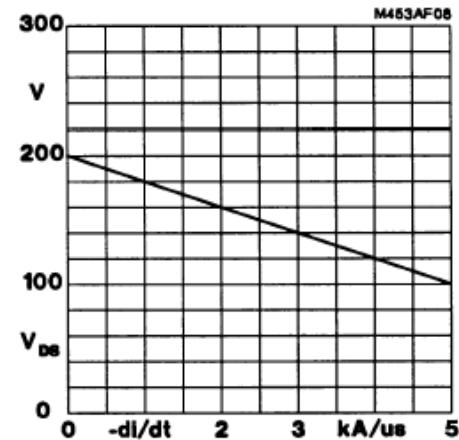
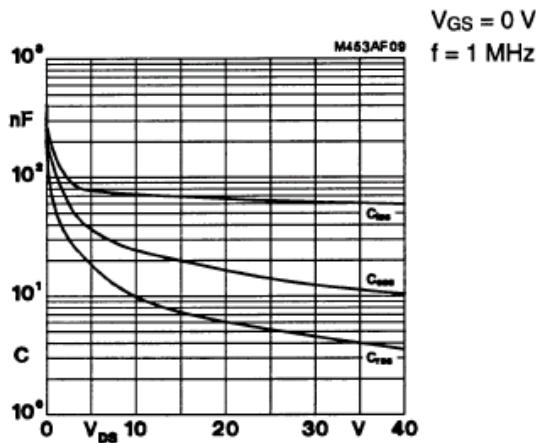
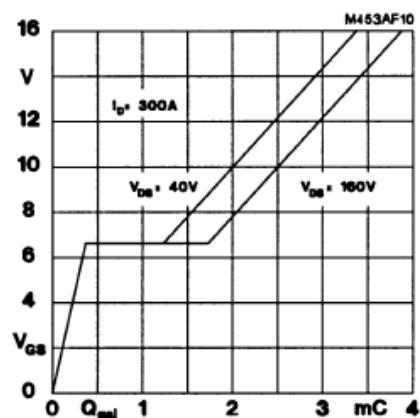
Fig. 8 Drain-source voltage derating (L_{DS})

Fig. 9 Typ. capacitances vs. drain-source voltage

Fig. 10 Gate charge characteristic, $I_Dp = 370 A$

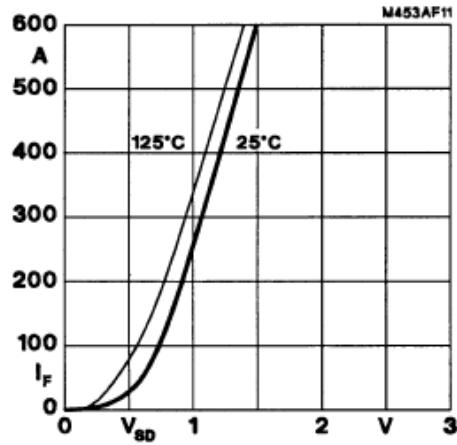


Fig. 11 Diode forward characteristic, $t_p = 80 \mu\text{s}$

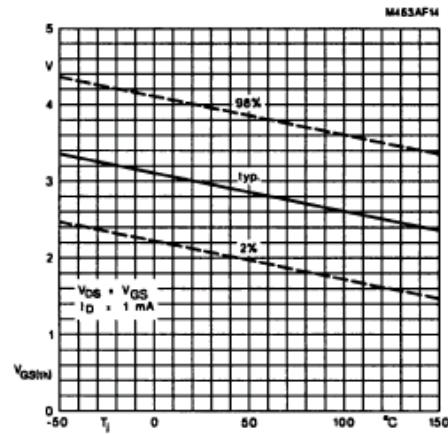


Fig. 14 Gate-source threshold voltage

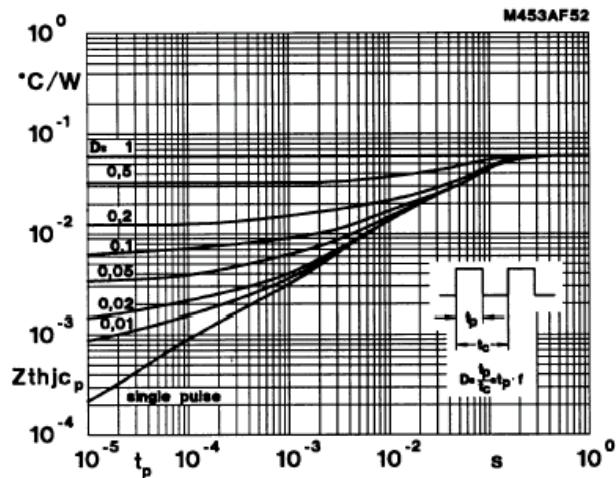
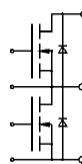


Fig. 52 Thermal impedance under pulse conditions

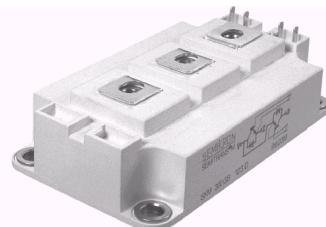
Otros encapsulados de potencia:

SEMIKRON

Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions 1)		
V_{DS}		100	V
V_{DGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	100	V
I_D	$T_{case} = 25^\circ\text{C} / 80^\circ\text{C}$	400 / 300	A
	$T_{case} = 100^\circ\text{C}$	250	A
I_{DM}	1 ms	1140	A
V_{GS}		± 20	V
P_D		1040	W
$T_j, (T_{stg})$		$-40 \dots +150 (125)$	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC, 1 min., 200 μA	2 500	V
humidity	DIN 40 040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56	

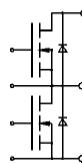


SEMITRANS® M
Power MOSFET Modules
300 A, 100 V, 3,5 mΩ
SKM 313 B 010



SEMIKRON

Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions 1)		
V_{DS}		200	V
V_{DGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	200	V
I_D	$T_{case} = 25^\circ\text{C}$	250	A
	$T_{case} = 100^\circ\text{C}$	150	A
I_{DM}	1 ms	750	A
V_{GS}		± 20	V
P_D		1000	W
$T_j, (T_{stg})$		$-40 \dots +150 (125)$	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC, 1 min., 200 μA	2 500	V
humidity	DIN 40 040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56	



SEMITOP® 3
Power MOSFET Modules
250 A, 200 V, 8,6 mΩ
SKM 253 B 020



2.3 Transistores IGBT de Potencia

2.3.1. Introducción

El IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), o también llamado GEMFET (Gain Enhanced MosFET) es un dispositivo de compuerta aislada, y tiene una estructura celular fina, similar a la del MOSFET, pero en el lado del drenador (colector) tiene una juntura P⁺, en lugar de una juntura N⁺ del MOSFET, el cual inyecta portadores minoritarios en el canal cuando está en estado de conducción. De éste modo se reduce considerablemente la disipación de potencia en estado de conducción. A pesar que son pocas las diferencias entre el MOSFET y el IGBT, operativamente el IGBT tiene condiciones más cercanas al BJT que al MOSFET. Esto es debido al sustrato P+, responsable de la inyección de portadores minoritarios en la región N y a la resultante modulación de conductividad. El MOSFET de potencia no tiene las características de modulación de la conductividad, razón del 70% (típico en dispositivos de 500V) de las pérdidas de conducción que ocurren en la región N. En el circuito equivalente de la fig. siguiente, se puede observar que está compuesto de un MOSFET canal N, en configuración pseudo Darlington. El JFET ha sido incluido en el circuito equivalente para representar la restricción en el flujo de corriente entre los canales P adyacentes. La densidad de las células del IGBT es mayor que la del MOSFET, por lo que el producto Area-Resistencia es mejor. La región de la base del PNP

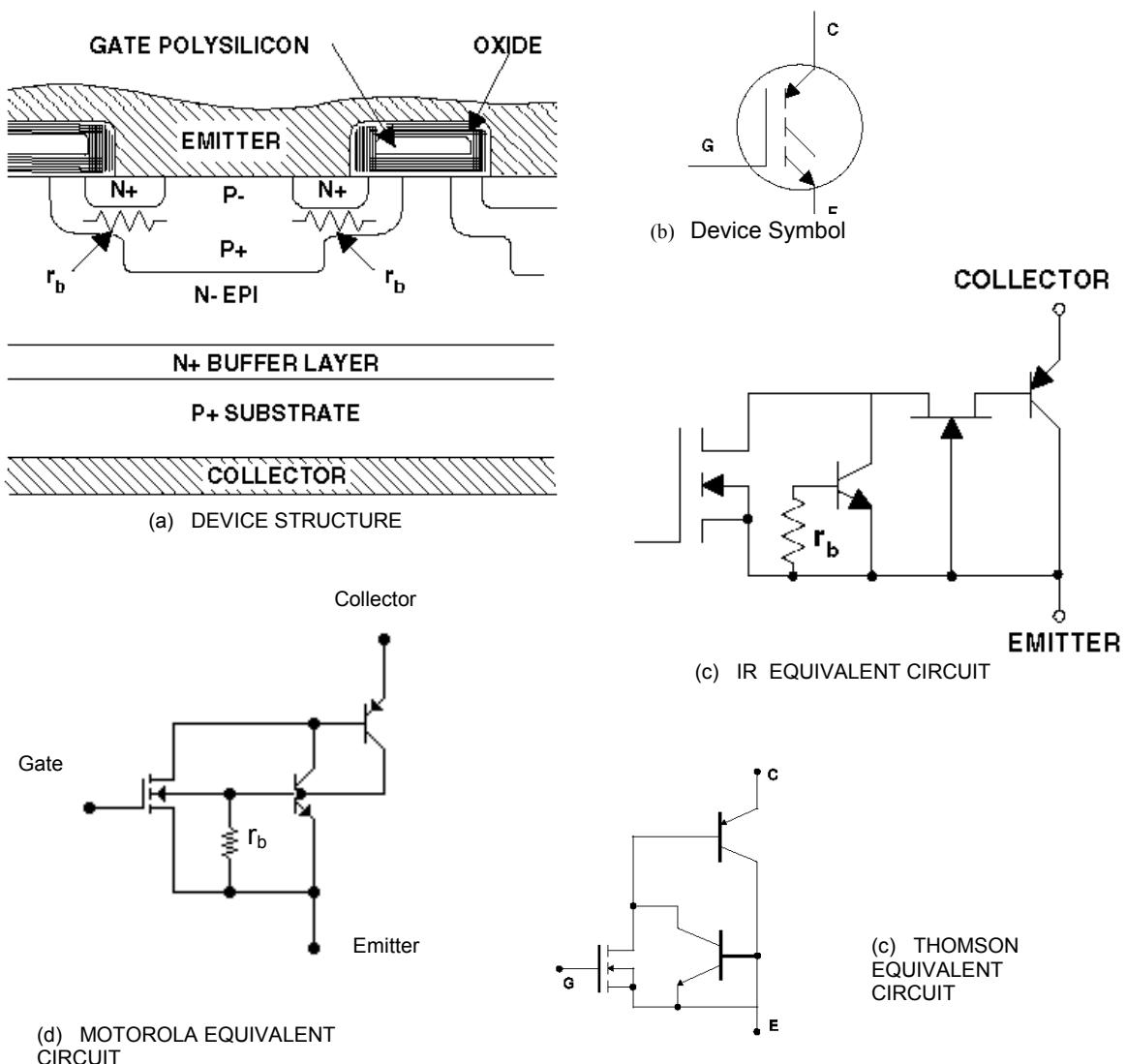


Fig. 2.38 Silicon cross-section of an IGBT with its equivalent circuit and symbol (N-Channel, enhancement mode). The terminal called collector is, actually, the emitter of the PNP. In spite of its similarity to the cross-section of a power MOSFET, operation of the two transistors is fundamentally different, the IGBT being a minority carrier device.

Debido a ésta estructura, el IGBT exhibe una mezcla de propiedades del MOSFET y el BJT.

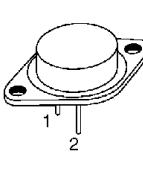
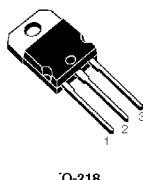
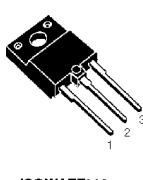
- Con el MOSFET:
 - Compuerta controlada por tensión, fácil driver
 - Gran SOA, gran capacidad de corriente pico, y robustez
 - La capacidad de entrada debe ser cargada y descargada durante la conmutación
 - Peligros de avería o daños debido a cargas electrostáticas
 - No tiene ruptura secundaria
- Con el BJT:
 - Tensión de saturación poco dependiente de la corriente de colector, pero tiene una zona de dependencia que es lineal y se aplica para la protección contra sobrecorriente. La resistencia "on" no incrementa con la temperatura. Por lo tanto, bajas pérdidas en conducción.
 - Luego del apagado, los portadores minoritarios necesitan un tiempo para la recombinación, el cual resulta en una corriente de cola.
 - No tiene diodo parásito inverso.

La gran capacidad de conmutar en grandes velocidades, el drive fácil, el gran SOA, la capacidad de avalancha han hecho al MOSFET la lógica elección en los nuevos diseños de potencia. Estas ventajas, consecuencia natural de dispositivos de portadores mayoritarios, son parcialmente malogrados por sus características de conducción, las cuales son dependientes de la temperatura y tensión de polarización. Además, a medida que la tensión máxima de ruptura aumenta, los valores de Q_{rr} y t_{rr} del diodo inherente en polarización inversa comienzan a incrementar, incrementándose las pérdidas del dispositivo. Por otro lado, el IGBT es un dispositivo de portadores minoritarios, con características de conducción superior, mientras comparte algunas de las propiedades del MOSFET ya mencionadas. Generalmente la velocidad de conmutación del IGBT es inferior a la del MOSFET, pero, las nuevas líneas de IGBT (Por ejemplo, las de International Rectifier) tienen unas características de conmutación muy cercanas a los MOSFET, haciéndolos ventajosos en tensiones mayores que 500V, sin tener que sacrificar las características de conducción superior. La ausencia del diodo integral conectado en inversa hace más flexible la elección del diodo con características de recuperación rápida mejores. Además, normalmente los Pack's ya incluyen el diodo, pero con mejores características que las del MOSFET.

Como puede verse en el circuito equivalente, la caída de tensión en saturación del IGBT es la suma de dos componentes: la caída del diodo a través de la juntura P-N y la caída de tensión del MOSFET driver. Por eso, a diferencia del MOSFET de potencia, la caída de tensión de saturación nunca puede ser, menor que el umbral de un diodo. La caída de tensión del MOSFET driver, por otro lado, tiene una característica que es típica de todos los MOSFET de baja tensión: caída de tensión sensitiva con la tensión del driver de compuerta. Para corrientes que son cercanas a su valor de saturación, un incremento en la tensión de compuerta provoca una reducción de la tensión colector-emisor. Esto es, dentro de su rango de operación, la ganancia del PNP incrementa con incrementos de la corriente, e incrementos de la tensión de compuerta incrementa la corriente del canal, produciendo una reducción de la caída de tensión del PNP.

Debido a la capa adicional tipo P, el IGBT tiene en la zona entre el colector y el emisor una estructura de cuatro capas, formando un tiristor parásito. Éste tiristor puede autoengancharse a corrientes altas de colector. En ésta condición, el IGBT no podrá bloquearse por compuerta. No obstante, éste fenómeno se elimina tecnológicamente con la forma de la estructura. Ej. Estructura NPT (non punch through) de Semikron.

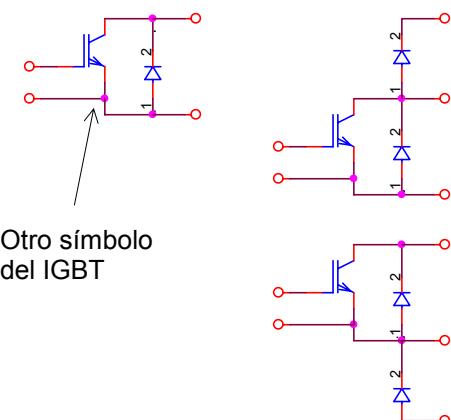
2.3.2 Diversos tipos de transistores en función de su encapsulado.

Tipos / Características más importantes	Aplicaciones Típicas
A. Transistores de pequeña y mediana potencia <ul style="list-style-type: none"> • I_C de hasta los 30 A • V_{CES} de hasta los 1700V 	<ul style="list-style-type: none"> • Propósitos generales de baja potencia • Fuentes conmutadas • Inversores • UPS  <p>TO-3</p>  <p>TO-218</p>  <p>ISOWATT218</p>  <p>D2PAK</p>

Tipos / Características más importantes

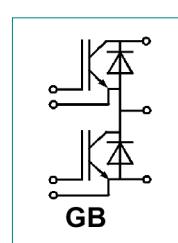
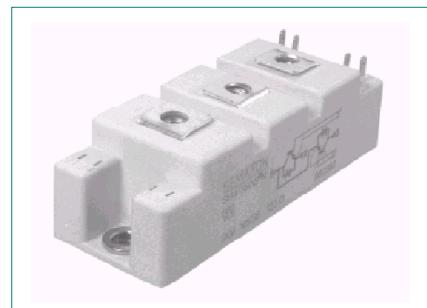
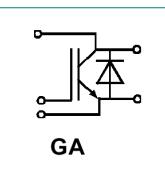
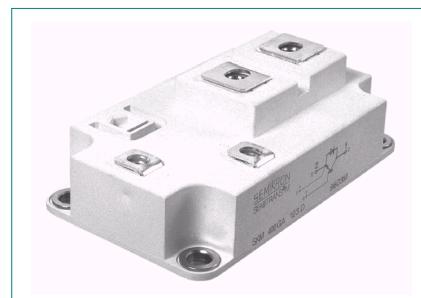
B. Transistores de alta potencia

- I_C hasta los 600 A
- V_{CES} hasta los 1700V
- Montados en Pack y módulos Semitrans®



Aplicaciones Típicas

- Control de motores de DC y AC
- Inversores autoconmutados
- SMPS, Inverters & UPS
- Equipos de soldadura
- Calentamiento inductivo
- Otros

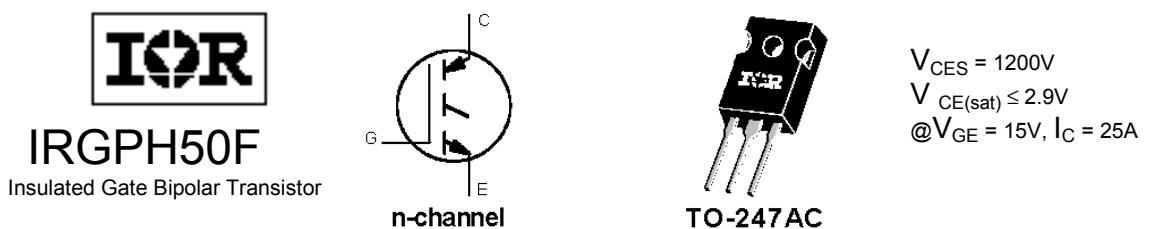
**2.3.3 Especificaciones más importantes**

• V_{CES} , o $V_{(BR)CES}$	Máx. tensión colector-emisor
• V_{CER}	Máx. tensión colector-emisor con $R_{GE} = 20K\Omega$ (por ejemplo)
• I_C	Máx. corriente continua de colector
• I_{CM}	Corriente pico máx. de colector
• V_{GE}	Máx. tensión continua compuerta-emisor
• V_{GEM}	Máx. voltaje no repetitivo compuerta-surtidor ($t_p \leq 50\mu s$)
• $V_{GE(th)}$	Voltaje umbral compuerta-fuente, mínimo
• P_D	Potencia de dissipación total a una temperatura de carcasa, no reactiva. Si $T_C = 25^\circ C$.
• T_J	Máx. temperatura de la juntura (normalmente es hasta $+150^\circ C$)
• T_{stg}	Temperatura de almacenamiento (Ej. 5ms, ciclo de trabajo $< 10\%$)
• R_{thjc} o $R_{\theta JC}$	Resistencia térmica juntura-carcaza
• $t_{d(on)}$	Tiempo de retardo de encendido
• t_r	Tiempo de subida
• $t_{d(off)}$	Tiempo de retardo de apagado (incluye el tiempo de almacenamiento)
• t_f	Tiempo de caída

Otras características de los IGBT's

- Controlados por tensión
 - Driver de entrada manejado por tensión
 - Baja potencia de disipación de entrada
 - Circuito driver de compuerta de pocos componentes
- Muy bajos tiempos de conmutación
 - Hay portadores minoritarios, pero la velocidad de conmutación es mayor que el BJT
 - Tiempo de retardo en apagado con tiempo de almacenamiento
- Corriente de cola muy bajo
- Baja sensibilidad con la temperatura
- Alta capacidad contra cortocircuitos, ruptura especificada
- Inmunidad contra el autoenganche
- Se incorpora normalmente un diodo de muy bajo t_{rr} y alta potencia en antiparalelo en la misma pastilla
- No está diseñado para aplicaciones lineales

Ejemplo de IGBT de baja potencia:

**Features**

- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- Optimized for medium operating frequency (1 to 10kHz) See Fig. 1 for Current vs. Frequency curve

Description

Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) from International Rectifier have higher usable current densities than comparable bipolar transistors, while at the same time having simpler gate-drive requirements of the familiar power MOSFET. They provide substantial benefits to a host of high-voltage, high-current applications.

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
I_C	@ $T_c = 25^\circ C$ Continuous Collector Current	45	A
I_C	@ $T_c = 100^\circ C$ Continuous Collector Current	25	A
I_{CM}	Pulsed Collector Current	90	A
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current	90	A
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$EAVR$	Reverse Voltage Avalanche Energy	20	mJ
P_D	@ $T_c = 25^\circ C$ Maximum Power Dissipation	200	W
P_D	@ $T_c = 100^\circ C$ Maximum Power Dissipation	78	W
T_J	Operating Junction	-55 to +150	$^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ C$

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{eJC}	Junction-to-Case		0.64		$^\circ C/W$
R_{eCS}	Case-to-Sink, flat, greased surface	0.24			$^\circ C/W$
R_{eJA}	Junction-to-Ambient, typical socket mount		40		$^\circ C/W$

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ C$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V(BR)CES 250µA	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_c =$
V(BR)ECS 1.0A	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage	20	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_c =$
$\Delta V(BR)CES/\Delta T_J$ 1.0mA	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	1.3	—	V/ $^\circ C$	$V_{GE} = 0V, I_c =$
V _{CE(on)} 15V	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	2.1	2.9	V	$I_c = 25A V_{GE} =$
2, 5		—	2.5	—	V	$I_c = 45A$ See Fig.
150°C $V_{GE(th)}$ 250µA	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.5	V	$V_{CE} = V_{GE}, I_c =$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$ V_{GE} ,	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	14	—	V	mV/ $^\circ C$ $V_{CE} =$
g_{fe} 25A	Forward Transconductance	7.5	17	—	S	$I_c = 250\mu A$ $V_{CE} = 100V, I_c =$
I_{CES} 1200V	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} =$
1200V,		—	—	1200	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} =$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$T_J = 150^\circ C$ $V_{GE} = \pm 20V$

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ C$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q _g	Total Gate Charge (turn-on)	—	82	100	nC	$I_c = 25A$
Q _{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	16	21	nC	$V_{CC} = 400V$ See
Fig. 8						
Q _{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	30	43	nC	$V_{GE} = 15V$
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	34	—	ns	$T_J = 25^\circ C$
t _r	Rise Time	—	13	—	ns	$I_c = 25A, V_{CC} =$
960V						
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	320	480	ns	$V_{GE} = 15V, R_G =$
5.0Ω						
t _f	Fall Time		—	240	330	ns Energy
losses include						"tail"
E _{on}	Turn-On Switching Loss	—	1.4	—	mJ	
E _{off}	Turn-Off Switching Loss	—	4.5	—	mJ	See Fig. 9, 10,
11, 14						
E _{ts}	Total Switching Loss	—	5.9	8.2	mJ	
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	33	—	ns	$T_J = 150^\circ C,$
t _r	Rise Time	—	15	—	ns	$I_c = 25A, V_{CC} =$
960V						
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	590	—	ns	$V_{GE} = 15V, R_G =$
5.0Ω						
t _f	Fall Time	—	500	—	ns	Energy losses
include						"tail"
E _{ts}	Total Switching Loss	—	13	—	mJ	See Fig. 10, 14
L _E from	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm
C _{ies}	Input Capacitance	—	2400	—	pF	package
C _{coes}	Output Capacitance	—	140	—	pF	$V_{GE} = 0V$
Fig. 7						$V_{CC} = 30V$ See
C _{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	28	—	pF	$f = 1.0MHz$

Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
 (For square wave, $I = I_{RMS}$ of fundamental; for triangular wave, $I = I_{PK}$)

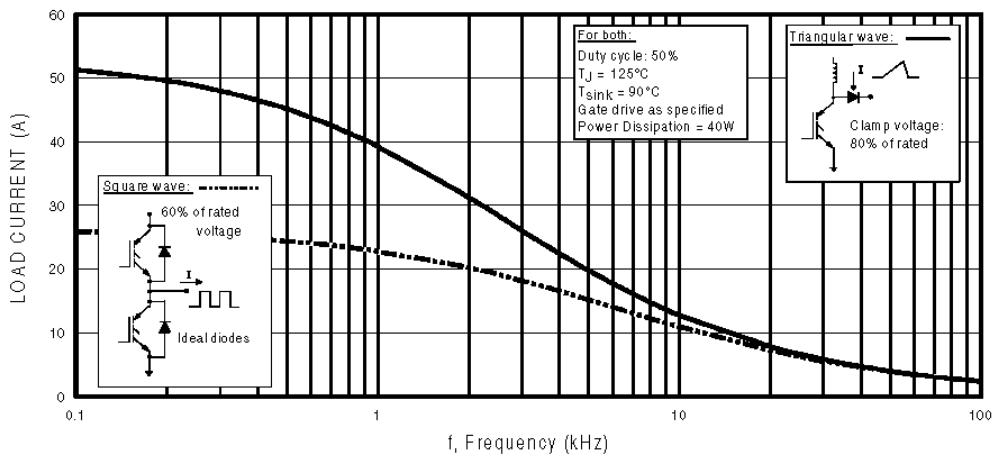
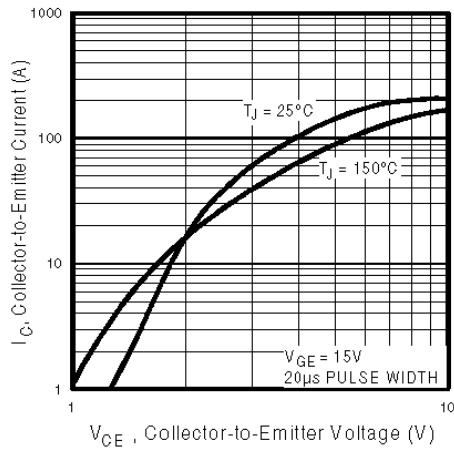
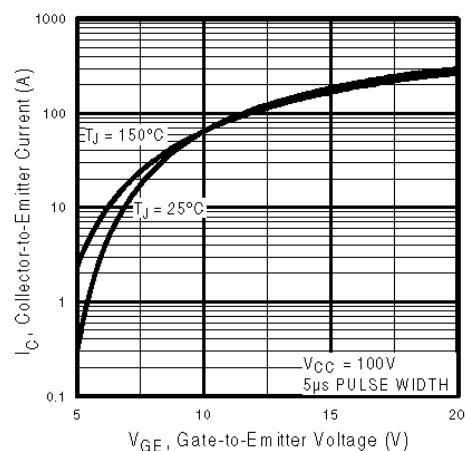
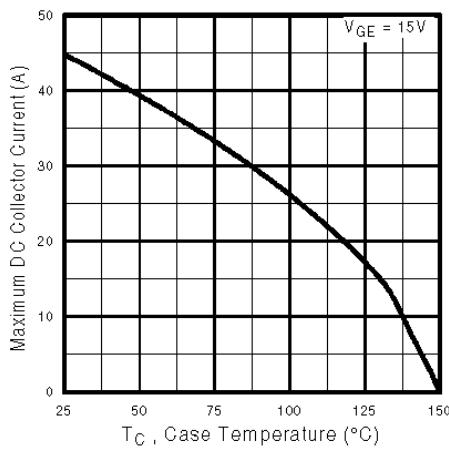
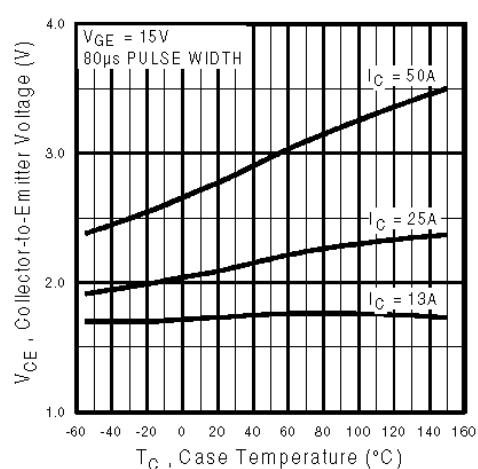
**Fig. 2 - Typical Output Characteristics****Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics****Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature****Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Case Temperature**

Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

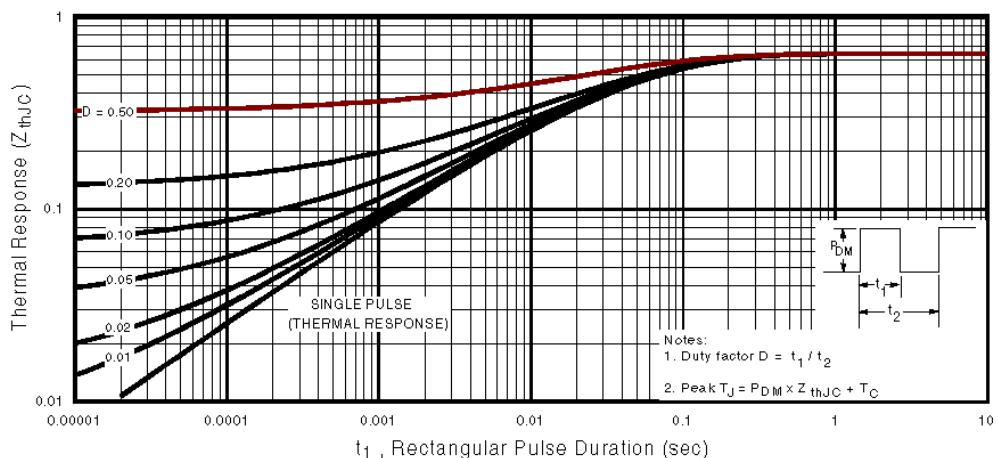


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

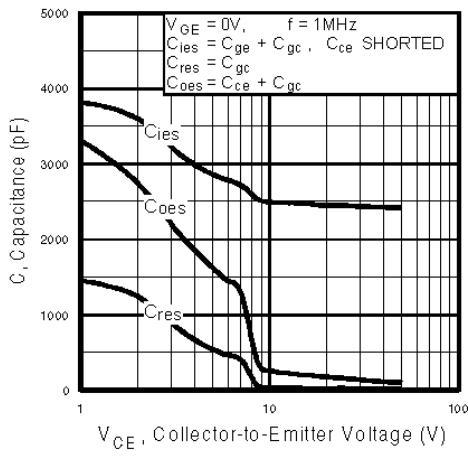


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

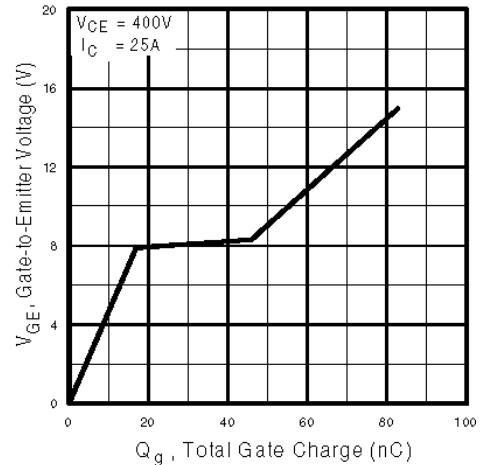


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate

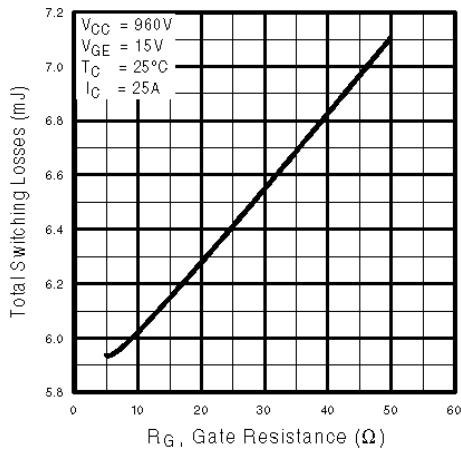


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Case Temperature

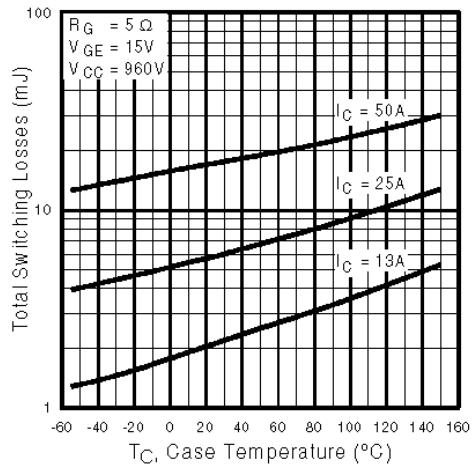


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

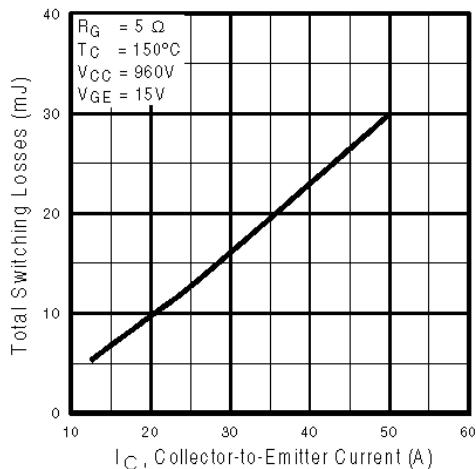
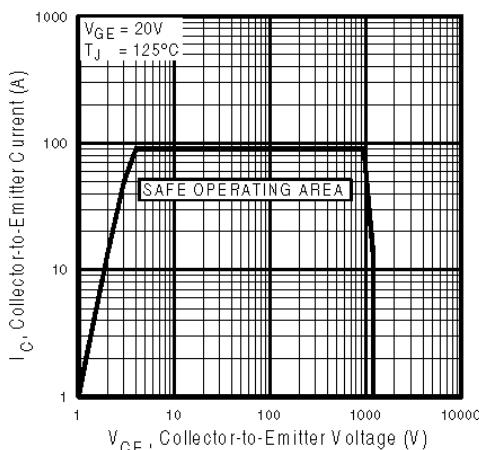
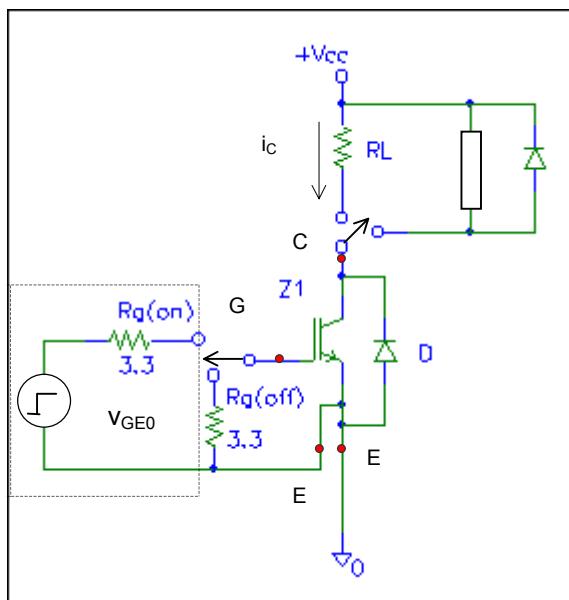


Fig. 12 - Turn-Off SOA

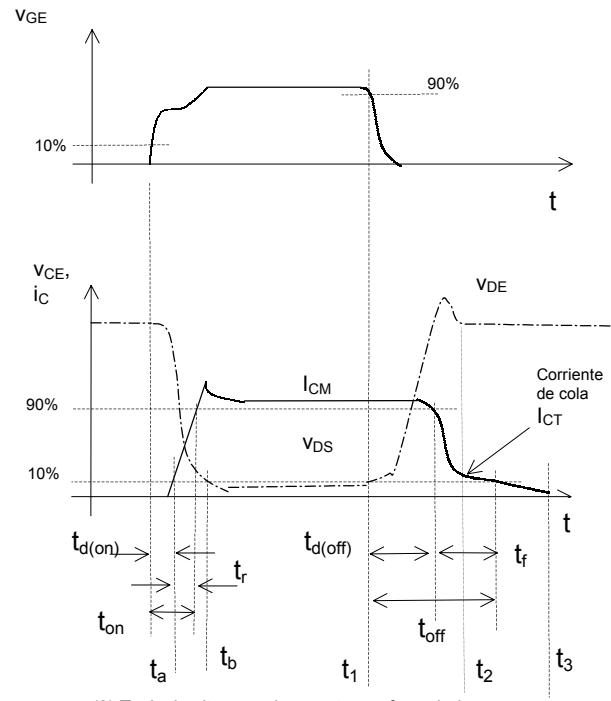


El IGBT en conmutación



(1) Circuit for measuring the switching times

Fig. 2.38.a Switching times and gates control



De similar manera que los transistores bipolares, donde los tiempos de conmutación están relacionados con la corriente de base y la corriente de colector, en los transistores IGBT se relaciona la tensión de base y la corriente de colector. En la Fig. 2.38.a se puede observar la descripción gráfica de los tiempos de conmutación. El pico de corriente en el encendido es debido a la recuperación de la carga del diodo de corrida libre. El pico de la tensión durante el apagado es debido a las inductancias parásitas.

Es muy importante mantener en valores mínimos las inductancias parásitas, usando terminales lo más cortos posible, o barras de conexión también lo más cortas posibles. Las inductancias parásitas pueden producir oscilaciones parásitas en conjunto con las capacidades parásitas del IGBT. Por ésta razón, el terminal del emisor para la conexión de la compuerta es independiente del terminal emisor de potencia.

En el IGBT se agrega el tiempo de cola t_{ct} , mostrado en la corriente I_{CT} . El valor del tiempo de cola es significativo en el IGBT, comparado con los demás dispositivos de conmutación. Algunos módulos de potencia están diseñados para tener un valor reducido en un rango, por ejemplo entre 10kHz y 20kHz. El IGBT no tiene diodo inverso intrínseco, pero en la mayoría de los módulos está incorporado, para optimizar las características de conmutación.

Al igual que el transistor MOSFET, las tensiones máximas de compuerta (en la mayoría de los casos, $\pm 20V$) no deberá excederse bajo ninguna circunstancia debido a que se provoca la falla del dispositivo en forma inmediata. Se recomienda la conexión de un diodo Zener entre la compuerta y el surtidor para proteger el límite de tensión de compuerta.

CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DE LA JUNTURA. DISIPACIÓN DE POTENCIA

El límite más importante con respecto a la máxima corriente I_{DM} permitida en los MOSFET's de potencia es la máx. temperatura virtual de la juntura, T_{JM} . Desafortunadamente, ésta no se puede medir directamente, pero puede calcularse a través de la resistencia térmica interna juntura-carcaza, R_{thjc} y la potencia de disipación total P_{TOT} , ya que la potencia de disipación total es también un parámetro básico para el cálculo de la temperatura. El transistor de conmutación es normalmente llevado a conducir periódicamente con pulsos repetitivos y amplitud constante. En esas condiciones, es conveniente calcular la energía disipada durante un pulso único. Esta energía puede ser subdividida en energía de turn-on, energía estática, y energía de turn-off; W_{on} , W_{cond} , W_{off} , respectivamente. A su vez, W_{on} y W_{off} son las energías dinámicas. Estas pueden ser formuladas, en general: $(W_{off23}) = \text{tiempo de cola}$

$$W_{on} = \int_{t_a}^{t_b} i(t)v(t) dt ; \quad W_{cond} = \int_{t_b}^{t_1} i(t)v(t) dt ; \quad W_{off12} = \int_{t_1}^{t_2} i(t)v(t) dt ; \quad W_{off23} = \int_{t_2}^{t_3} i(t)v(t) dt ,$$

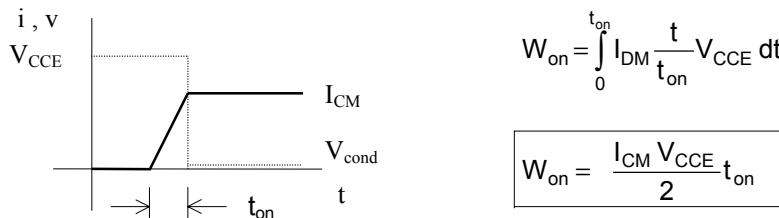
donde

$$i_{(t)on} = I_{CM} \frac{t}{t_b - t_a} ; \quad i_{(t)cond} = I_{CM} ; \quad i_{(t)off12} = I_{CM} \left(1 - \frac{t}{t_2 - t_1} \right) \\ i_{(t)off23} = I_{CT} \left(1 - \frac{t}{t_3 - t_2} \right)$$

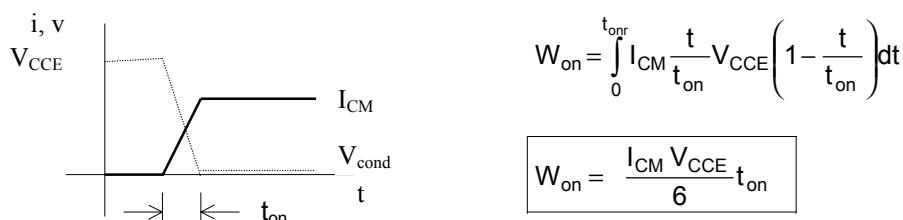
$$t_b - t_a = t_{on} \quad t_1 - t_b = t_{cond} \quad t_2 - t_1 = t_{off12} \quad t_3 - t_2 = t_{off23}$$

En cuanto a $v_{(t)}$, primero se considerará en turn-on, de igual manera que en se analizó el BJT. Se pueden presentar tres casos:

- La tensión de fuente V_{CE} es aplicada al colector durante el transitorio turn-on, luego la tensión de drenador cae instantáneamente. Este es el peor de los casos, donde la pérdida es mayor.

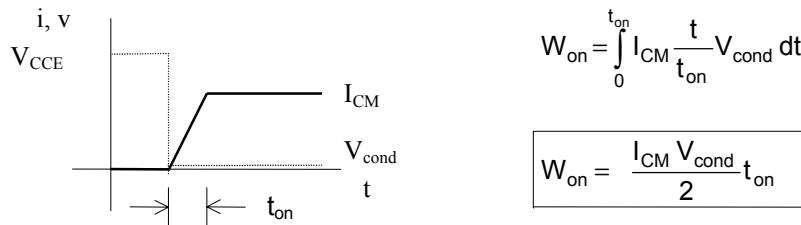


- La tensión colector-emisor V_{CE} desciende con igual proporción que sube la corriente I_C . Este es un caso muy utilizado como aplicación de un caso real.



En este caso, la energía disipada es tres veces menor que en el caso anterior.

3. La tensión V_{CE} cae al valor V_{cond} en el mismo instante en que se comienza el turn-on. Este es un caso ideal donde todas las pérdidas son despreciables. Por lo que, no es muy utilizado para el cálculo de potencia.



Por lo tanto, la disipación de energía en los tres casos está dada por la sig. ecuación:

$$W_{on} = \frac{I_{CM} V_{CCE} t_{on}}{K_{on}}$$

siendo

$K_{on} = 2$	1^{ER} caso
$K_{on} = 6$	2^{DO} caso
$K_{on} = 2 \frac{V_{CCE}}{V_{cond}}$	3^{ER} caso

Para el proceso de turn-off también se presentan los tres casos, similares al del turn-on:

Alta tensión constante, la tensión sube en la misma proporción en que cae la corriente, y baja tensión constante.

$$W_{off_12} = \frac{I_{CM} V_{CCE} t_{off_12}}{k_{off}}$$

siendo

$K_{off} = 2$	1^{ER} caso
$K_{off} = 6$	2^{DO} caso
$K_{off} = 2 \frac{V_{CCE}}{V_{cond}}$	3^{ER} caso

y el tiempo de cola:

$$W_{off_23} = \frac{I_{CM} V_{CCE} t_{off_23}}{k_{off}}$$

siendo

$K_{off} = 2$	1^{ER} caso
$K_{off} = 6$	2^{DO} caso
$K_{off} = 2 \frac{V_{CCE}}{V_{cond}}$	3^{ER} caso

La disipación de potencia estática se calcula con la sig. ecuación:

$$W_{cond} = I_{CM} V_{cond} t_{cond}$$

CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DEL IGBT

Los cálculos de la temperatura se hará para un único IGBT, y son similares a los empleados en el BJT.

La temperatura de juntura promedio $T_{J(AV)}$ se calcula en función de la resistencia térmica juntura-carcasa R_{thJC} o $R_{θJC}$ y de la potencia de disipación total $P_{Tot(AV)}$.

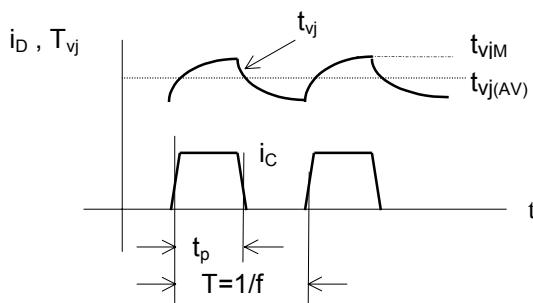


Fig. 2.38.b Oscilación de la temperatura virtual t_{vj} con la corriente de drenador i_D con pulsos de baja frecuencia

La potencia promedio total para un pulso, en un período completo $T=1/f$

$$P_{\text{Tot(AV)}} = \frac{W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off_12}} + W_{\text{off_23}}}{T} = f (W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off_12}} + W_{\text{off_23}})$$

La temperatura de la juntura se calcula a través de:

$$T_{j(\text{AV})} = T_{\text{case}} + P_{\text{Tot(AV)}} R_{\text{thJC}}$$

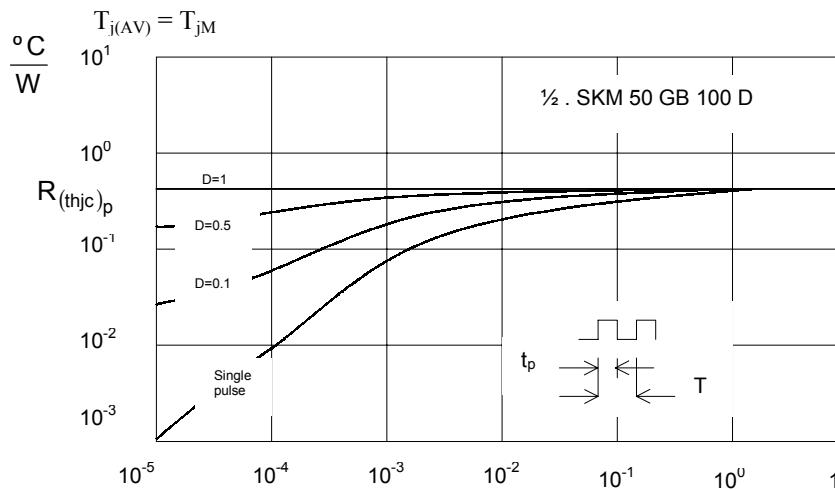
En bajas frecuencias, la temperatura de la juntura oscila levemente alrededor de $T_{j(\text{AV})}$. En ese caso, la temperatura de la juntura pico puede calcularse. Para éste cálculo se usa el diagrama de $R_{(\text{thJC})p}$ en función de la duración del pulso t_p y el valor pico de la potencia de disipación total P_{TotM} .

$$P_{\text{TotM}} = \frac{W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off_12}} + W_{\text{off_23}}}{t_p} \quad \text{Entonces,}$$

$$T_{jM} = T_{\text{case}} + P_{\text{TotM}} R_{(\text{thJC})p}$$

Con altos valores de D (ciclo de trabajo) y cortos valores de T_p , por ejemplo, a altas frecuencias, las curvas $R_{(\text{thJC})p}$ se hacen horizontales. Esto significa:

A esas frecuencias, la inercia térmica de la juntura hace que la temperatura promedio sea semejante a la temperatura pico.



Thermal resistance $R_{(\text{thJC})p}$ junction to case of an IGBT module under pulse conditions as a function of the pulse width t_p . Parameter: Duty cycle D.

$$D = \frac{t_p}{T} = t_p f$$

CÁLCULO DE LA CORRIENTE DE COLECTOR MÁX.

El cálculo de la corriente de colector máxima del IGBT se puede definir en función de la temperatura de juntura máxima permisible.

1. Frecuencias $\geq 3\text{kHz}$; $T_{jM} = T_{j(\text{AV})}$

$$P_{\text{Tot(AV)}} = \frac{T_{j(\text{AV})} - T_{\text{case}}}{R_{\text{thJC}}} = f (W_{\text{on}} + W_{\text{cond}} + W_{\text{off_12}} + W_{\text{off_23}}) =$$

$$P_{\text{Tot(AV)}} = f \left(\frac{I_{CM} V_{CCE} t_{on}}{K_{on}} + I_{CM} V_{cond} t_{cond} + \frac{I_{CM} V_{CEE} t_{off_12}}{K_{off}} + \frac{I_{CT} V_{CEE} t_{off_23}}{2} \right)$$

$$I_{CM} = \frac{\frac{T_{j(\text{AV})} - T_{\text{case}}}{f R_{\text{thJC}}} - I_{CT} V_{CCE} \frac{t_{off_23}}{2}}{V_{CCE} \left(\frac{t_{on}}{K_{on}} + \frac{t_{off_12}}{K_{off}} \right) + V_{cond} t_{cond}}$$

2. Frecuencias <3kHz; $T_{jM} > T_{j(AV)}$

$$I_{CM} = \frac{\frac{T_{jM} - T_{case}}{f R_{(thjc)p}} - I_{CT} V_{CCE} \frac{t_{off_23}}{2}}{V_{CCE} \left(\frac{t_{on}}{k_{on}} + \frac{t_{off_12}}{k_{off}} \right) + V_{cond} t_{cond}}$$

CÁLCULO DE LA POTENCIA TOTAL DISIPADA

La resistencia de contacto térmico carcaza-disipador está dada en la hoja de datos.
No se tendrán en cuenta las oscilaciones.

$$T_{case} - T_h = P_{Tot(AV)} R_{thch}$$

T_h = temperatura del disipador

R_{thch} = resistencia de contacto térmico carcaza-disipador

La temperatura del disipador T_h , finalmente resulta de la temperatura ambiente T_{AMB} que fluye por el disipador (normalmente aire), la resistencia térmica del disipador R_{thha} y la sumatoria de las potencias disipadas totales de todos los transistores y dispositivos montados en el disipador.

$$T_h = T_{amb} + R_{thha} \sum P_{Tot(AV)}$$

A diferencia del R_{thjc} y R_{thch} , la resistencia térmica del disipador no es un valor fijado, pues no depende de la cantidad de disipación natural (enfriamiento por convección), de la disipación de potencia promedio total $\sum P_{Tot(AV)}$, si hay aire forzado, etc.

Además, se hace la diferencia si ésta potencia está disipada por una o varias fuentes igualmente distribuidas sobre la superficie del disipador. También, el área de contacto de la fuente de calor juega un papel importante.

SEMIKRON

Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions ¹⁾		
V_{CES}		1700	V
V_{CGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	1700	V
$I_C; I_{CN}$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}$	600 / 440 ⁵⁾	A
I_{CM}	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	1200 / 880	A
V_{GES}		± 20	V
P_{tot}	per IGBT, $T_{case} = 25^\circ\text{C}$	3100	W
$T_j; (T_{stg})$	AC, 1 min. ⁴⁾	-40 ... +150 (125)	°C
V_{sol}	humidity	3400	V
climate	IEC 60721-3-3	class 3K7/IE32	
	IEC 68 T.1	40/125/56	
Inverse Diode ⁸⁾			
$I_F = -I_C$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}$	600 / 440	A
$I_{FM} = -I_{CM}$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	1200 / 880	A
I_{FSM}	$t_p = 10 \text{ ms}; \sin.; T_j = 150^\circ\text{C}$	4400	A
I^{2t}	$t_p = 10 \text{ ms}; T_j = 150^\circ\text{C}$	96800	A ² s

SEMITRANS® M
Low Loss IGBT MODULES
SKM 500 GA 174 D



Characteristics		min.	typ.	max.	Units
Symbol	Conditions ¹⁾				
$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0, I_C = 8 \text{ mA}$	$\geq V_{CES}$	—	—	V
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 18 \text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 25^\circ\text{C} \\ V_{CE} = V_{CES} \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 125^\circ\text{C} \\ V_{CE} = 20 \text{ V}, V_{CE} = 0 \end{array} \right. \end{array} \right. \right.$	—	0,1	1	mA
I_{GES}	$I_C = 20 \text{ V}, V_{CE} = 0$	—	16	—	mA
V_{CESat}	$I_C = 400 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 15 \text{ V} \\ V_{CE} = 25 \text{ (125) }^\circ\text{C} \end{array} \right. \right.$	—	—	0,3	μA
g_s	$I_C = 500 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 15 \text{ V} \\ V_{CE} = 25 \text{ (125) }^\circ\text{C} \end{array} \right. \right.$	—	2,8(3,2)	3,3(3,6)	V
C_{CHC}	per IGBT	—	—	—	nF
C_{ies}	$\left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 0 \\ V_{CE} = 25 \text{ V} \end{array} \right.$	—	27	—	nF
C_{oes}	$f = 1 \text{ MHz}$	—	3,8	—	nF
C_{res}		—	1,3	—	nF
L_{CE}		—	—	20	nH
$t_{d(on)}$	$\left\{ \begin{array}{l} V_{CC} = 1200 \text{ V} \\ V_{GE} = -15 \text{ V} / +15 \text{ V}^3 \end{array} \right.$	—	350	—	ns
t_r	$I_C = 400 \text{ A, ind. load}$	—	100	—	ns
$t_{d(off)}$	$R_{Gon} = R_{Goff} = 3 \Omega$	—	1100	—	ns
E_{on}	$T_j = 125^\circ\text{C} (V_{CC} = 900 \text{ V}/1200 \text{ V})$	—	100	—	ns
E_{off}	$L_S = 60 \text{ nH} (V_{CC} = 900 \text{ V}/1200 \text{ V})$	—	170/300	—	mWs
		—	135/210	—	mWs
Inverse Diode ⁸⁾					
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 400 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 0 \text{ V} \\ V_{CE} = 25 \text{ (125) }^\circ\text{C} \end{array} \right. \right.$	—	2,15(1,8)	2,4(2,2)	V
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 500 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 25 \text{ (125) }^\circ\text{C} \\ V_{CE} = 25 \text{ V} \end{array} \right. \right.$	—	2,3(2,0)	—	V
V_{TO}	$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	1,3	1,5	V
r_t	$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	1,6	2,1	mΩ
I_{RRM}	$I_F = 400 \text{ A}; T_j = 25 \text{ (125) }^\circ\text{C}^2$	—	270(550)	—	A
Q_{rr}	$I_F = 400 \text{ A}; T_j = 25 \text{ (125) }^\circ\text{C}^2$	—	70(117)	—	μC
Thermal characteristics					
R_{thjc}	per IGBT	—	—	0,040	°C/W
R_{thjc}	per diode D	—	—	0,070	°C/W
R_{thch}	per module	—	—	0,038	°C/W

- 1) $T_{case} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified
- 2) $I_F = -I_C, V_R = 1200 \text{ V}$,
 $-di_F/dt = 5000 \text{ A}/\mu\text{s}, V_{GE} = 0 \text{ V}$
- 3) Use $V_{GEoff} = -5 \dots -15 \text{ V}$
- 4) Option Visol = 4000V/1 min add suffix „H4“ - on request
- 5) Limited by terminals to $I_C(DC) = 500 \text{ A}$ at $T_c = T_{terminal} = 100^\circ\text{C}$
- 8) CAL = Controlled Axial Lifetime Technology

Features

- N channel, homogeneous Silicon structure (NPT- Non punch-through IGBT)
- Low inductance case
- High short circuit capability, self limiting
- Fast & soft inverse CAL diodes 8)
- Without hard mould
- Large clearance (13 mm) and creepage distances (20 mm)

Typical Applications

- AC inverter drives on mains 575 - 750 VAC
- DC bus voltage 750 - 1200 VDC
- Public transport (auxiliary syst.)
- Switching (not for linear use)

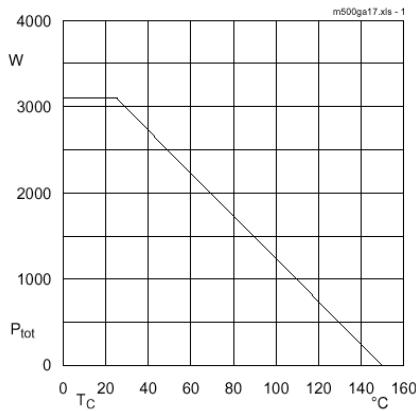
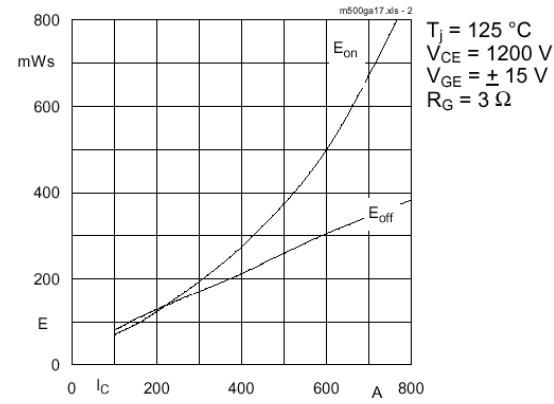
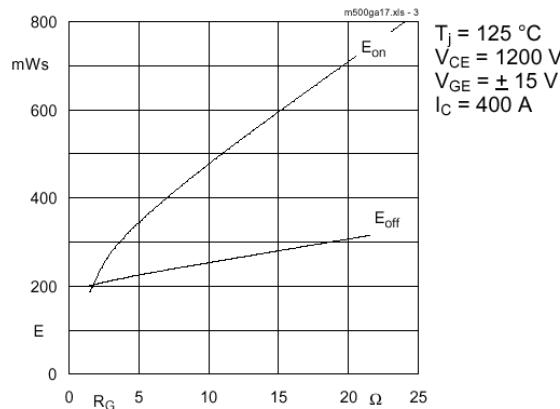
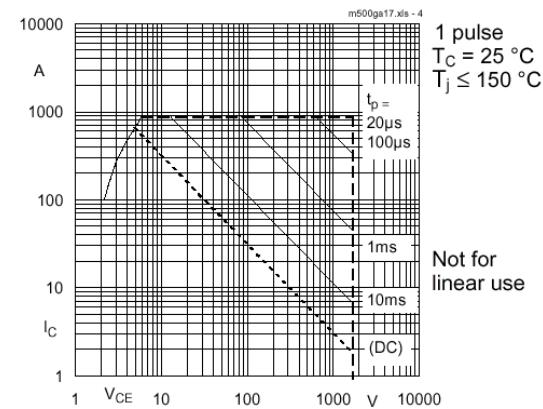
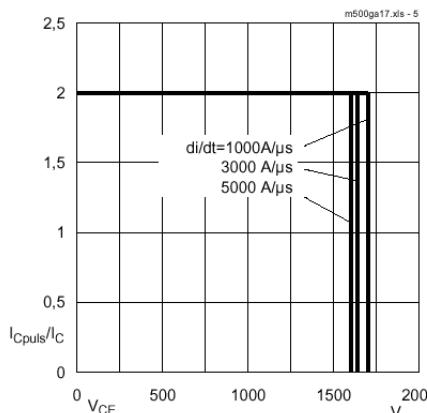
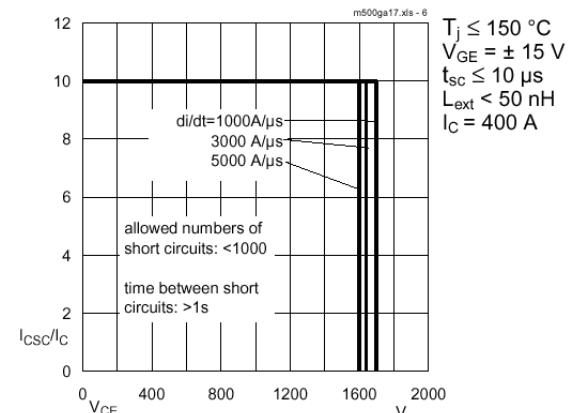
Fig. 1 Rated power dissipation $P_{tot} = f(T_C)$ Fig. 2 Turn-on /-off energy = f (I_C)Fig. 3 Turn-on /-off energy = f (R_G)Fig. 4 Maximum safe operating area (SOA) $I_C = f(V_{CE})$ 

Fig. 5 Turn-off safe operating area (RBSOA)

Fig. 6 Safe operating area at short circuit $I_C = f(V_{CE})$

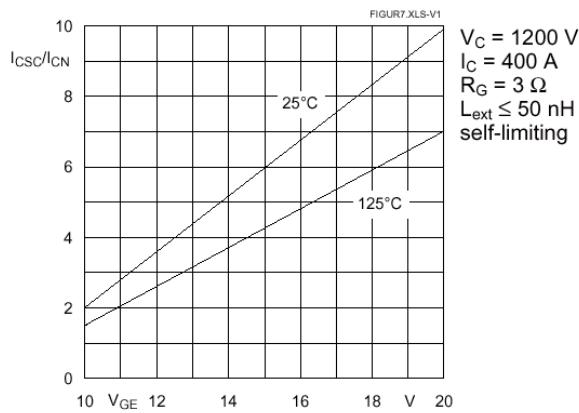


Fig. 7 Short circuit current vs. turn-on gate voltage

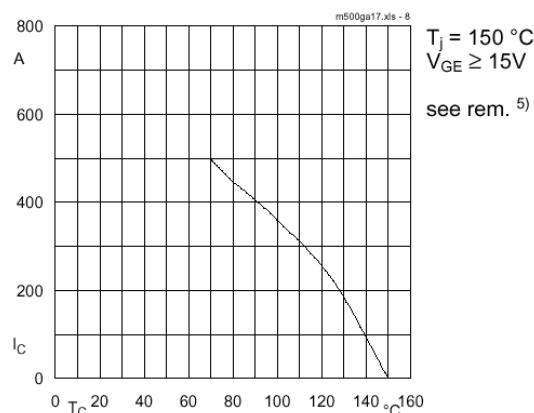


Fig. 8 Rated current vs. temperature $I_C = f(T_C)$

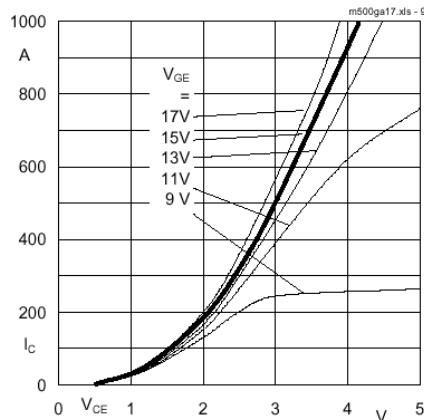


Fig. 9 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu\text{s}; 25 \text{ }^\circ\text{C}$

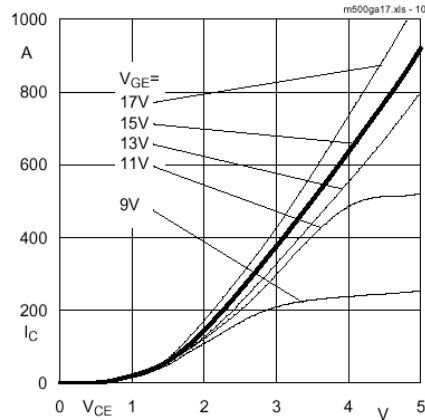


Fig. 10 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu\text{s}; 125 \text{ }^\circ\text{C}$

$$P_{cond}(t) = V_{CEsat}(t) \cdot I_C(t)$$

$$V_{CEsat}(t) = V_{CE}(TO)(Tj) + r_{CE}(Tj) \cdot I_C(t)$$

$$V_{CE}(TO)(Tj) = 1,6 + 0,001 (Tj - 25) [\text{V}]$$

$$\text{typ.: } r_{CE}(Tj) = 0,003 + 0,000008 (Tj - 25) [\Omega]$$

$$\text{max.: } r_{CE}(Tj) = 0,0041 + 0,000006 (Tj - 25) [\Omega]$$

$$\text{valid for } V_{GE} = + 15^{+2}_{-1} [\text{V}]; I_C > 0,3 I_{Cnom}$$

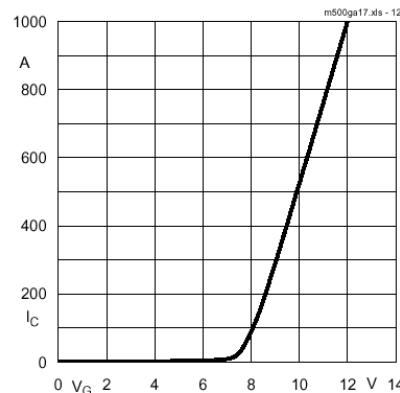
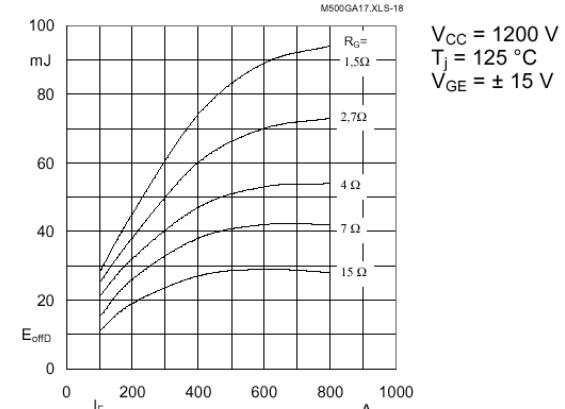
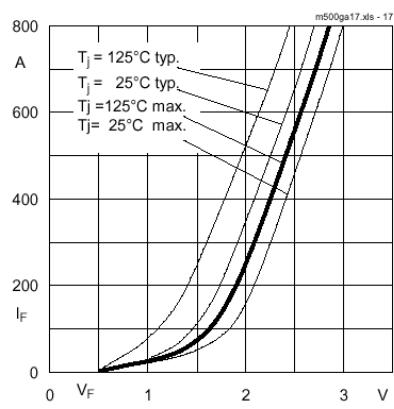
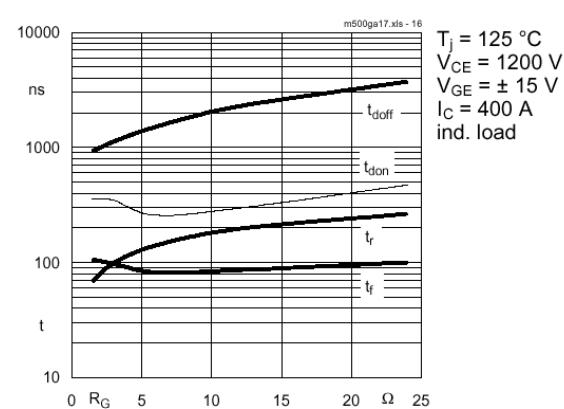
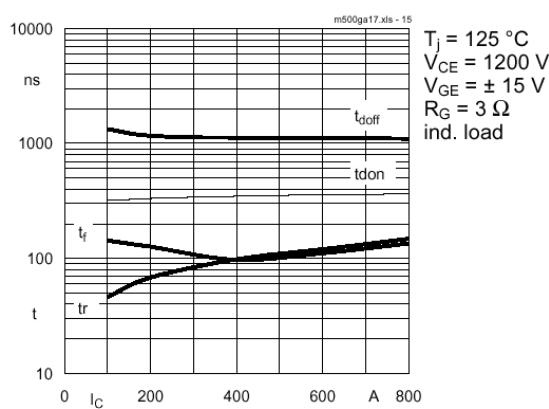
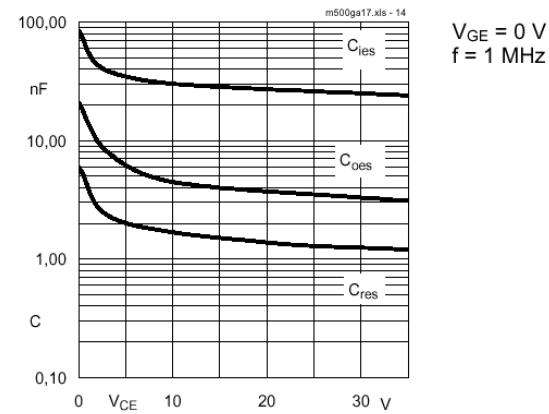
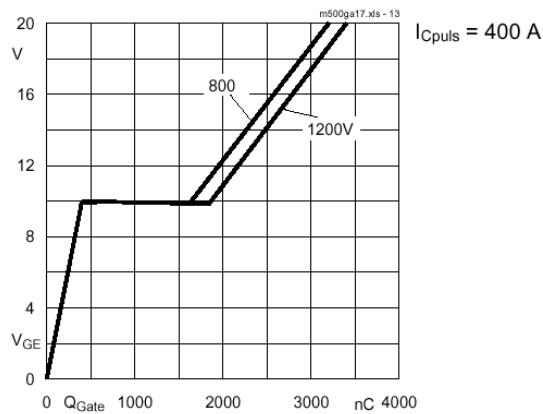


Fig. 12 Typ. transfer characteristic, $t_p = 80 \mu\text{s}; V_{CE} = 20 \text{ V}$

Fig. 11 Saturation characteristic (IGBT)
Calculation elements and equations



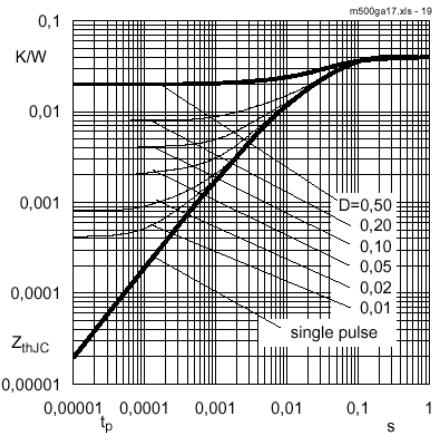


Fig. 19 Transient thermal impedance of IGBT
 $Z_{thJC} = f(t_p); D = t_p / t_c = t_p \cdot f$

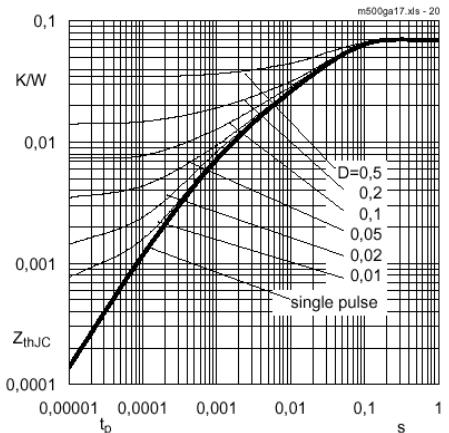


Fig. 20 Transient thermal impedance of
inverse CAL diodes $Z_{thJC} = f(t_p); D = t_p / t_c = t_p \cdot f$

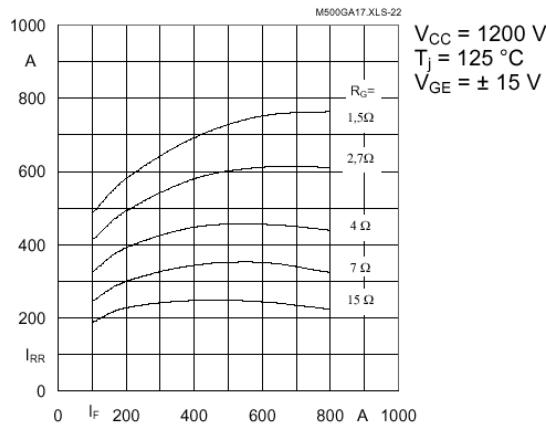


Fig. 22 Typ. CAL diode peak reverse recovery
current $I_{RR} = f(I_F; R_G)$

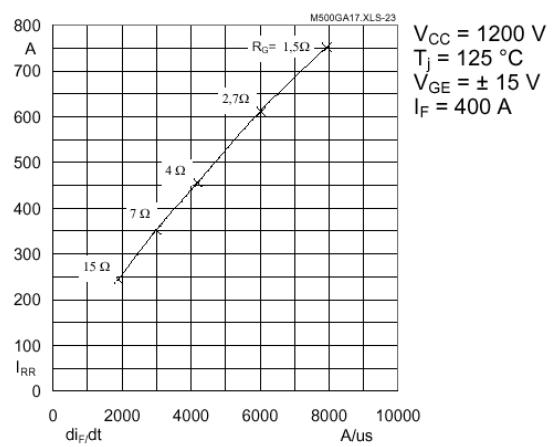


Fig. 23 Typ. CAL diode peak reverse recovery
current $I_{RR} = f(di/dt)$

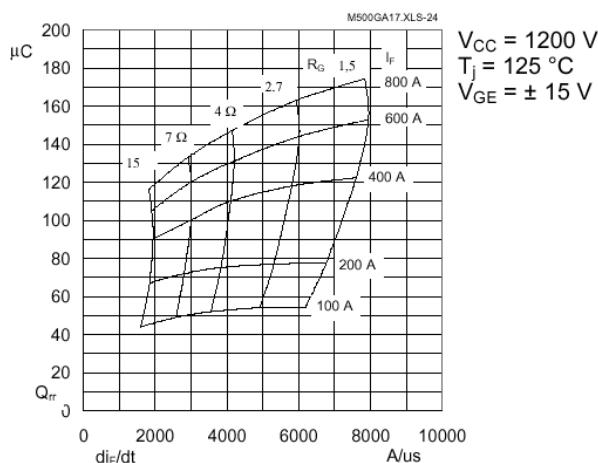


Fig. 24 Typ. CAL diode recovered charge

SEMIKRON

Absolute Maximum Ratings		Values		Units
Symbol	Conditions ¹⁾			
V_{CES}		600	V	
V_{CGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	600	V	
I_C	$T_{case} = 25/70^\circ\text{C}$	400 / 300	A	
I_{CM}	$T_{case} = 25/70^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	450 / 450	A	
V_{GES}		± 20	V	
P_{tot}	per IGBT, $T_{case} = 25^\circ\text{C}$	1350	W	
$T_{Jr} (T_{stg})$		-40 ... +150 (125)	°C	
V_{isol}	AC, 1 min.	2500	V	
humidity	DIN 40040	Class F		
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56		
Inverse Diode		FWD		
$I_F = -I_C$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}$	250 / 170	400 / 270	A
$I_{FM} = -I_{CM}$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	450 / 450	450 / 450	A
I_{FSM}	$t_p = 10 \text{ ms}; \sin.; T_j = 150^\circ\text{C}$	1 600	2800	A
I^2t	$t_p = 10 \text{ ms}; T_j = 150^\circ\text{C}$	12 800	39 000	A ² s

Characteristics		min.	typ.	max.	Units
Symbol	Conditions ¹⁾				
$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0, I_C = 8 \text{ mA}$	≥ V_{CES}	—	—	V
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 6 \text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 25^\circ\text{C} \\ V_{CE} = V_{CES} \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 125^\circ\text{C} \\ V_{GE} = 20 \text{ V}, V_{CE} = 0 \end{array} \right. \end{array} \right. \right.$	—	2	—	mA
I_{GES}	$V_{GE} = 20 \text{ V}, V_{CE} = 0$	—	12	—	mA
V_{CESat}	$I_C = 200 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 15 \text{ V} \\ V_{CE} = 20 \text{ V} \end{array} \right. \right.$	—	—	1	μA
V_{CESat}	$I_C = 300 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 25 (125)^\circ\text{C} \\ V_{CE} = 20 \text{ V}, I_C = 300 \text{ A} \end{array} \right. \right.$	—	1,8(2,0)	—	V
g_s		100	—	2,1(2,4)	V
				2,5(2,8)	S
C_{CHC}	per IGBT	—	—	700	pF
C_{ies}	$\left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 0 \\ V_{CE} = 25 \text{ V} \end{array} \right. \right.$	—	17	—	nF
C_{oes}	$\left\{ \begin{array}{l} V_{CE} = 25 \text{ V} \\ f = 1 \text{ MHz} \end{array} \right. \right.$	—	2000	—	pF
C_{res}		—	1200	—	pF
L_{CE}		—	—	20	nH
$t_{d(on)}$	$\left\{ \begin{array}{l} V_{CC} = 300 \text{ V} \\ V_{GE} = -15 \text{ V} / +15 \text{ V}^3 \end{array} \right. \right.$	—	160	—	ns
t_r		—	80	—	ns
$t_{d(off)}$	$I_C = 300 \text{ A}, \text{ind. load}$	—	550	—	ns
t_f	$\left\{ \begin{array}{l} R_{Gon} = R_{Goff} = 6 \Omega \\ T_j = 125^\circ\text{C} \end{array} \right. \right.$	—	50	—	ns
E_{on}		—	14	—	mWs
E_{off}		—	13	—	mWs
Inverse Diode ⁸⁾					
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 200 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 0 \text{ V} \\ T_j = 25 (125)^\circ\text{C} \end{array} \right. \right.$	—	1,45(1,35)	1,7	V
	$I_F = 300 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 25 (125)^\circ\text{C} \end{array} \right. \right.$	—	1,65(1,65)	2,0	V
V_{TO}	$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	0,9	V
r_t	$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	3	4	mΩ
I_{RRM}	$I_F = 300 \text{ A}; T_j = 125^\circ\text{C}^2$	—	120	—	A
Q_{rr}	$I_F = 300 \text{ A}; T_j = 125^\circ\text{C}^2$	—	18	—	μC
FWD of type "GAL", "GAR"					
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 200 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{GE} = 0 \text{ V} \\ T_j = 25 (125)^\circ\text{C} \end{array} \right. \right.$	—	1,35(1,30)	1,6	V
	$I_F = 300 \text{ A} \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 25 (125)^\circ\text{C} \end{array} \right. \right.$	—	1,45(1,40)	1,8	V
V_{TO}	$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	0,9	V
r_t	$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	3	mΩ
I_{RRM}	$I_F = 300 \text{ A}; T_j = 125^\circ\text{C}^2$	—	130	—	A
Q_{rr}	$I_F = 300 \text{ A}; T_j = 125^\circ\text{C}^2$	—	23	—	μC
Thermal characteristics					
R_{thjc}	per IGBT	—	—	0,09	°C/W
R_{thjc}	per diode / FWD "GAL, GAR"	—	—	0,25/0,15	°C/W
R_{thch}	per module	—	—	0,038	°C/W

1) $T_{case} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

2) $I_F = -I_C, V_R = 300 \text{ V}$,
 $-\frac{dI}{dt} = 2000 \text{ A/ms}, V_{GE} = 0 \text{ V}$

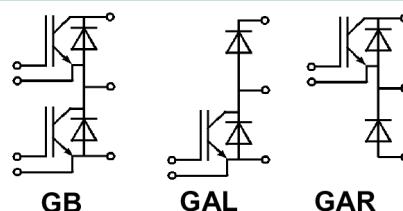
3) Use $V_{GEoff} = -5 \dots -15 \text{ V}$

8) CAL = Controlled Axial Lifetime Technology

9) Compared to PT-IGBT

SEMITRANS® M Superfast NPT-IGBT Modules

SKM 300 GB 063 D SKM 300 GAR 063 D SKM 300 GAL 063 D



Features

- N channel, homogeneous Silicon structure (NPT- Non punch- through IGBT)
- Low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting if term. G is clamped to E
- Pos. temp.-coeff. of V_{CESat}
- 50 % less turn off losses 9)
- 30 % less short circuit current 9)
- Very low Cies, Coes, Cres 9)
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes 8)
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology without hard mould
- Large clearance (13 mm) and creepage distances (20 mm)

Typical Applications

- Switching (not for linear use)
- Switched mode power supplies
- AC inverter servo drives
- UPS uninterruptable power supplies
- Welding inverters

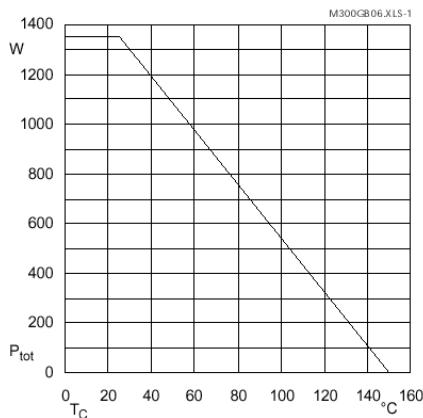


Fig. 1 Rated power dissipation $P_{tot} = f(T_C)$

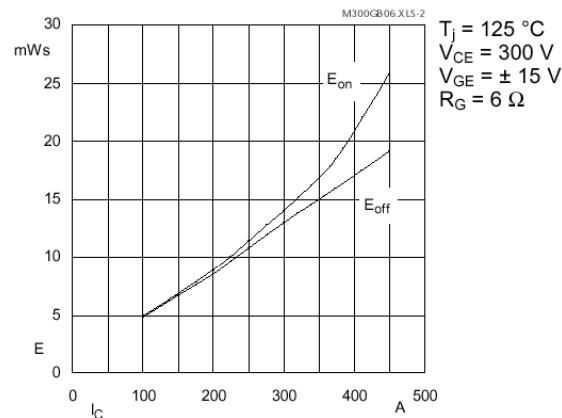


Fig. 2 Turn-on /-off energy = f (I_C)

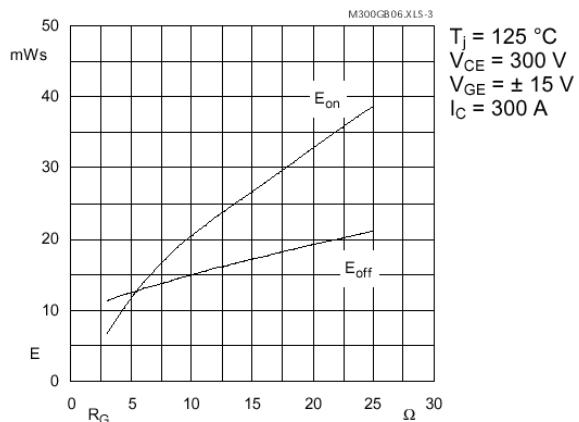


Fig. 3 Turn-on /-off energy = f (R_G)

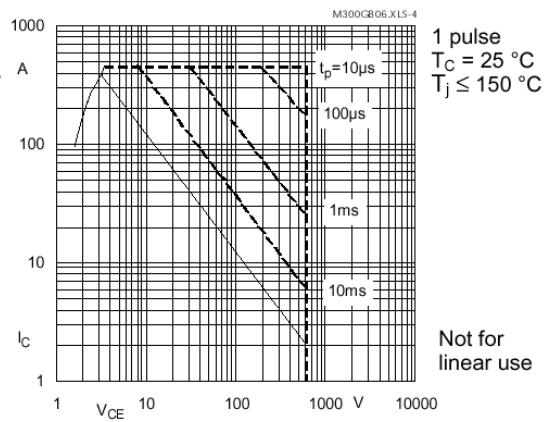


Fig. 4 Maximum safe operating area (SOA) $I_C = f(V_{CE})$

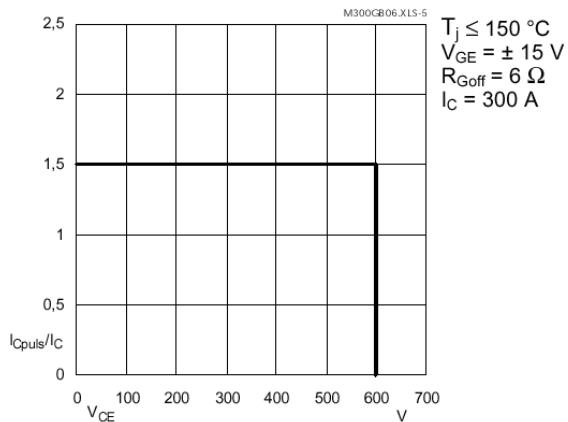


Fig. 5 Turn-off safe operating area (RBSOA)

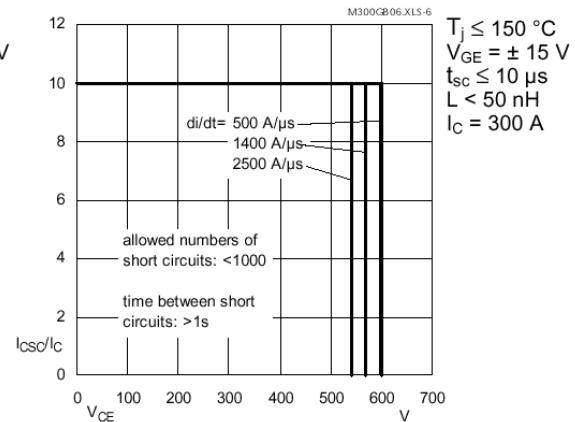
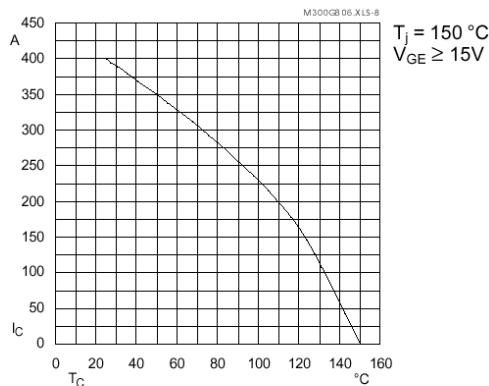
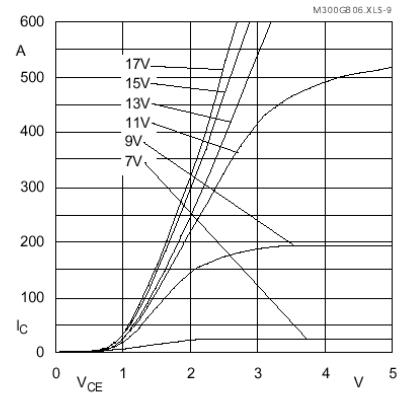
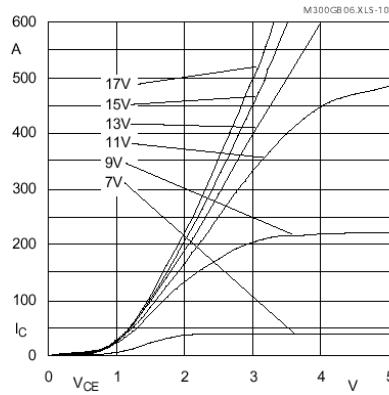
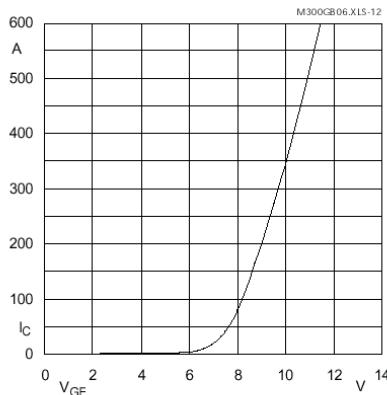


Fig. 6 Safe operating area at short circuit $I_C = f(V_{CE})$

Fig. 8 Rated current vs. temperature $I_c = f(T_c)$ Fig. 9 Typ. output characteristic, $t_p = 250 \mu\text{s}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ Fig. 10 Typ. output characteristic, $t_p = 250 \mu\text{s}; T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

$P_{cond}(t) = V_{CEsat}(t) \cdot I_C(t)$
 $V_{CEsat}(t) = V_{CE(TO)(T_j)} + r_{CE}(T_j) \cdot I_C(t)$
 $V_{CE(TO)(T_j)} \leq 1,2 - 0,001 (T_j - 25) \text{ [V]}$
typ.: $r_{CE}(T_j) = 0,003 + 0,000013 (T_j - 25) \text{ [\Omega]}$
max.: $r_{CE}(T_j) = 0,0043 + 0,000013 (T_j - 25) \text{ [\Omega]}$
valid for $V_{GE} = + 15^{+2}_{-1} \text{ [V]}$; $I_C > 0,3 I_{Cnom}$

Fig. 11 Saturation characteristic (IGBT)
Calculation elements and equationsFig. 12 Typ. transfer characteristic, $t_p = 250 \mu\text{s}; V_{CE} = 20 \text{ V}$

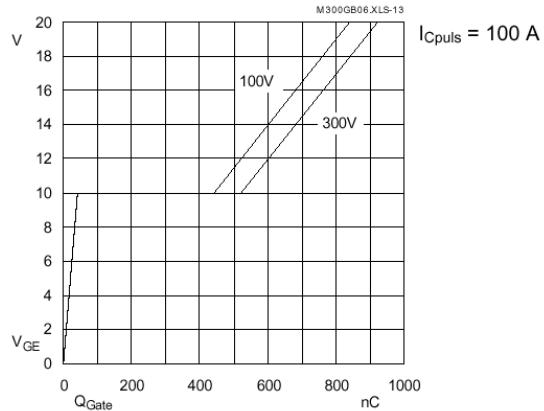


Fig. 13 Typ. gate charge characteristic

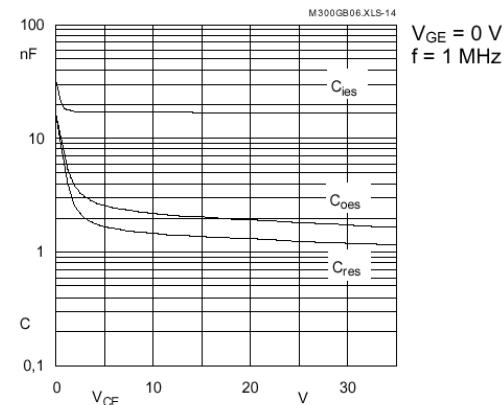


Fig. 14 Typ. capacitances vs. V_{CE}

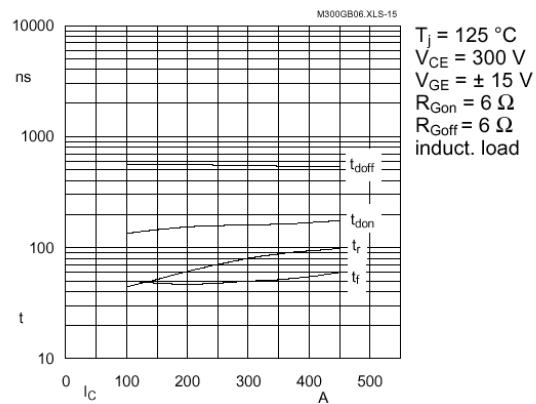


Fig. 15 Typ. switching times vs. I_c

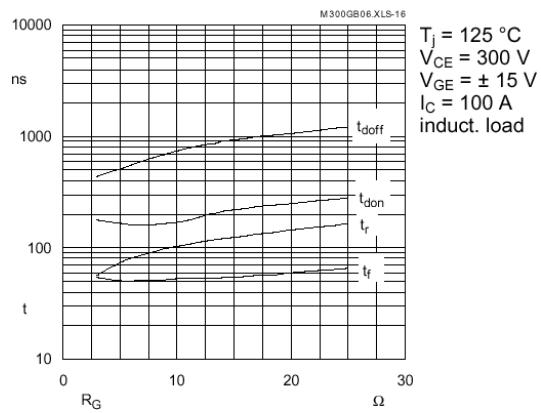


Fig. 16 Typ. switching times vs. gate resistor R_G

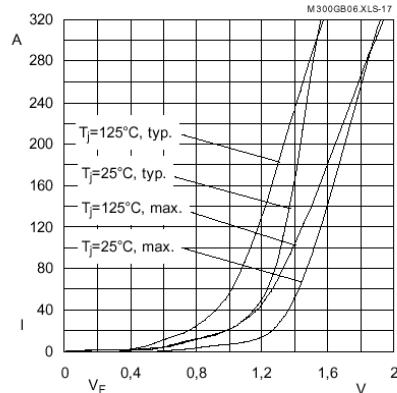


Fig. 17 Typ. CAL diode forward characteristic

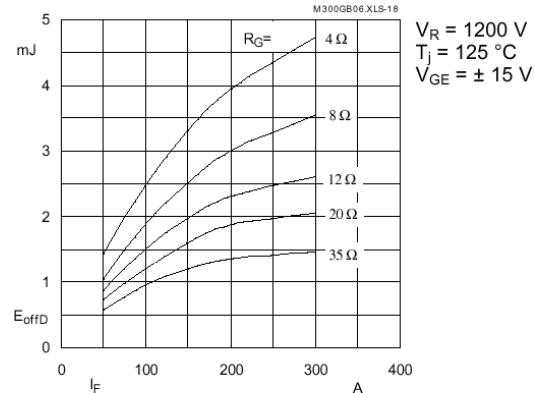


Fig. 18 Diode turn-off energy dissipation per pulse

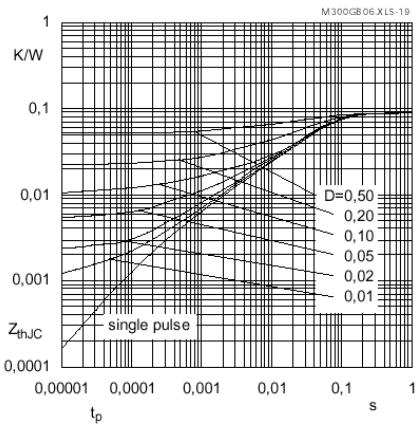


Fig. 19 Transient thermal impedance of IGBT
 $Z_{thJC} = f(t_p); D = t_p / t_c = t_p \cdot f$

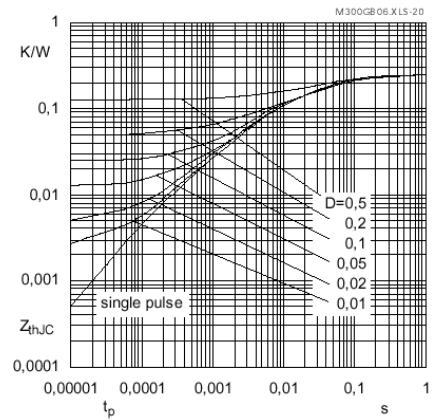


Fig. 20 Transient thermal impedance of inverse CAL diodes $Z_{thJC} = f(t_p); D = t_p / t_c = t_p \cdot f$

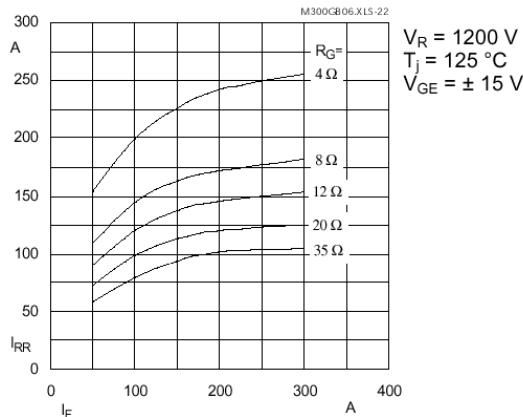


Fig. 22 Typ. CAL diode peak reverse recovery current $I_{RR} = f(I_F; R_G)$

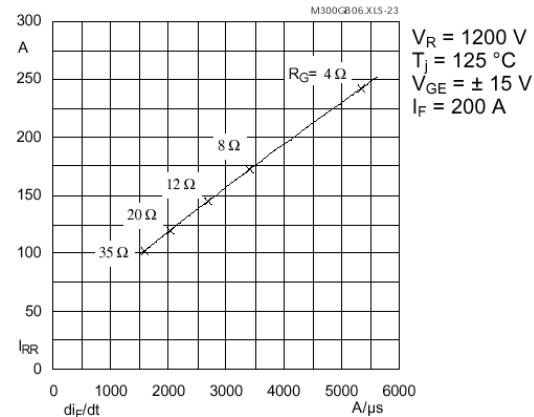


Fig. 23 Typ. CAL diode peak reverse recovery current $I_{RR} = f(di/dt)$

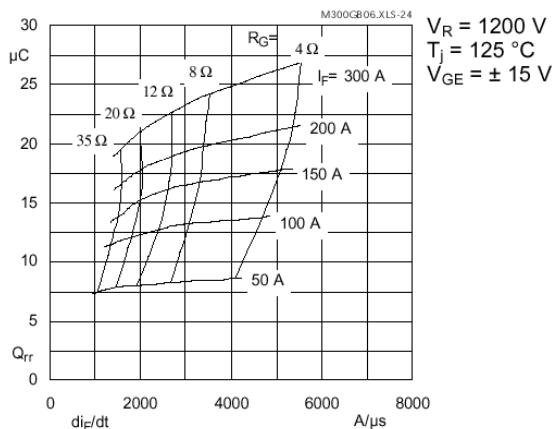
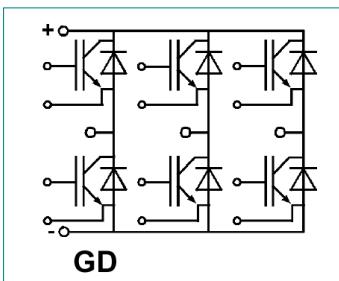


Fig. 24 Typ. CAL diode recovered charge

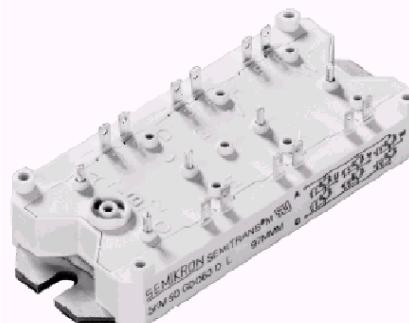
Otros encapsulados y modelos en Pack:

SEMIKRON

Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions ¹⁾		
V_{CES}		600	V
V_{CGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	600	V
I_c	$T_{case} = 25/70^\circ\text{C}$	130 / 100	A
I_{CM}	$T_{case} = 25/70^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	150 / 150	A
V_{GES}		± 20	V
P_{tot}	per IGBT, $T_{case} = 25^\circ\text{C}$	450	W
T_j, T_{stg}		-40 ... +150 (125)	°C
V_{isol}	AC, 1 min.	2500	V
humidity	DIN 40040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56	



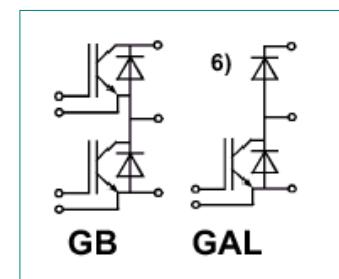
SEMITRANS® M
Low Loss IGBT MODULES
SKM 100 GD 063 DL



Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions ¹⁾		
V_{CES}		1700	V
V_{CGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	1700	V
I_c	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}$	160 / 110	A
I_{CM}	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	320 / 220	A
V_{GES}		± 20	V
P_{tot}	per IGBT, $T_{case} = 25^\circ\text{C}$	780	W
$T_j, (T_{stg})$		-40 ... + 150 (125)	°C
V_{isol}	AC, 1 min.	3 400	V
humidity	IEC 60721-3-3	class 3K7/IE32	
climate	IEC 68 T.1	40/125/56	

Inverse Diode and FWD of type „GAL“⁶⁾⁸⁾

$I_F = -I_c$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}$	145 / 100	A
$I_{FM} = -I_{CM}$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	320 / 220	A
I_{FSM}	$t_p = 10 \text{ ms}; \sin.; T_j = 150^\circ\text{C}$	720	A
I^2t	$t_p = 10 \text{ ms}; T_j = 150^\circ\text{C}$	2600	A ² s



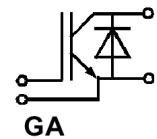
SEMITRANS® M
Low Loss IGBT MODULES
SKM 145 GB 174 DN
SKM 145 GAL 174 DN



SEMIKRON

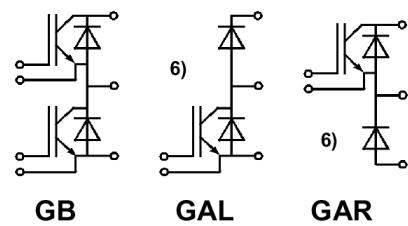
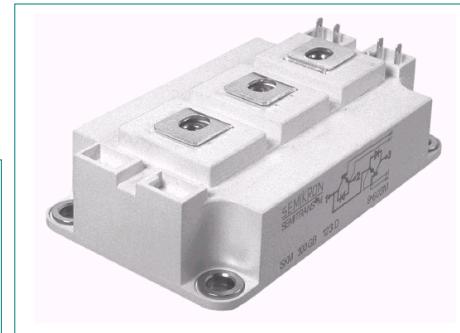
Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions 1)		
V_{CES}		1200	V
V_{CGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	1200	V
I_C	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}$	700 / 600 ⁴⁾	A
I_{CM}	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	1400 / 1200	A
V_{GES}		± 20	V
P_{tot}	per IGBT, $T_{case} = 25^\circ\text{C}$	4000	W
$T_j, (T_{stg})$		-40 ... +150 (125)	°C
V_{isol}	AC, 1 min.	2500	V
humidity	IEC 60721-3-3	3K7/IE32	
climate	IEC 60068-1	40/125/56	
Inverse Diode			
$I_F = -I_C$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}$	700 / 500	A
$I_{FM} = -I_{CM}$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	1400 / 1200	A
I_{FSM}	$t_p = 10 \text{ ms}; \sin.; T_j = 150^\circ\text{C}$	5000	A
I^2t	$t_p = 10 \text{ ms}; T_j = 150^\circ\text{C}$	125000	A ² s

SEMITRANS® M
Low Loss IGBT MODULES
SKM 600 GA 124 D



Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions 1)		
V_{CES}		1200	V
V_{CGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	1200	V
I_C	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}$	400 / 300	A
I_{CM}	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	800 / 600	A
V_{GES}		± 20	V
P_{tot}	per IGBT, $T_{case} = 25^\circ\text{C}$	2500	W
$T_j, (T_{stg})$		-40 ... +150 (125)	°C
V_{isol}	AC, 1 min.	2500	V
humidity	IEC 60721-3-3	class 3K7/IE32	
climate	IEC 68 T.1	40/125/56	
Inverse Diode			
$I_F = -I_C$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}$	390 / 260	A
$I_{FM} = -I_{CM}$	$T_{case} = 25/80^\circ\text{C}; t_p = 1 \text{ ms}$	800 / 600	A
I_{FSM}	$t_p = 10 \text{ ms}; \sin.; T_j = 150^\circ\text{C}$	2900	A
I^2t	$t_p = 10 \text{ ms}; T_j = 150^\circ\text{C}$	42000	A ² s

SEMITRANS® M
Low Loss IGBT MODULES
SKM 400 GB 125 D
SKM 400 GAL 125 D
SKM 400 GAR 125 D



2.4 Montajes de transistores

2.4.1 El montaje Darlington

En éste montaje, la tensión colector-emisor no puede ser menor que V_{BE2} más V_{CE1} del transistor T_1

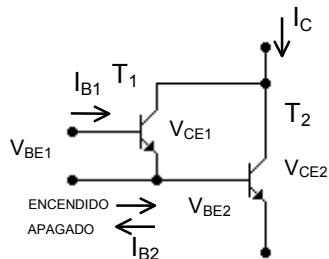


Fig. 2.39. Configuración Darlington

$$V_{CE2} = V_{BE2} + V_{CE1}$$

En función de la ganancia del montaje, y de la corriente de comando I_{B1} , los transistores en configuración Darlington se encuentran dentro de las condiciones de saturación siguientes.

1. La corriente de entrada I_{B1} es débil ($I_{B1} \approx I_C / \beta_1 \beta_2$) y es insuficiente para saturar el Darlington. En éste caso, el Darlington trabaja en régimen lineal con una V_{CE} de algunos voltios. El transistor driver T_1 hace funcionar el transistor T_2 en régimen lineal, y el tiempo de bloqueo es reducido. Un funcionamiento prolongado en éstas condiciones provoca una disipación de potencia elevada, y en aplicaciones de potencia es sólo aceptado en transitorios de corta duración.

2. La corriente de entrada I_{B1} es elevada ($I_{B1} \geq I_C / \beta_1 \beta_2$). En éste caso, el transistor driver T_1 está saturado o sobresaturado, el transistor de salida T_2 funciona en casi saturación, y la velocidad de apertura de éste es más rápida. El efecto de la sobresaturación del driver puede ser un problema cuando el Darlington funciona en un nivel débil de corriente de colector y el comando al bloqueo deberá darse con un fuerte valor de corriente negativo. En ese caso se observa el arrastre de corriente de colector en el bloqueo debido al comportamiento del driver de T_1 . Este tipo de arrastre deberá evitarse.

3. La corriente de entrada I_{B1} es relativamente elevada, y una parte de ésta deberá ser derivada a través de

la red antisaturadora, donde el diodo D_2 deberá ser del tipo Schottky para evitar un alto valor de caída de tensión en el transistor principal, y el serie D_2 será un diodo ultrarrápido debido a que deberá soportar la tensión de apagado del transistor principal. D_3 es el diodo de apagado. R_1 y R_2 también sirven para el apagado, y para llevar el valor de tensión máximo admisible V_{CE0} a V_{CER} .

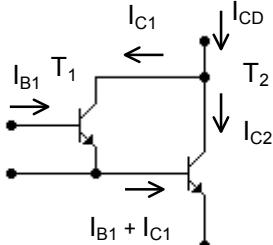
$$V_{CE2} = V_{BE2} + V_{BE1} + V_{D2} - V_{D1}$$

Hay varios parámetros básicos que definen el rendimiento del transistor en conmutación:

- V_{CEV} o V_{CER}
- $I_{C(Sat)}$
- FBSOA y RBSOA
- Tiempos de conmutación t_r , t_s , t_f , t_t

Fig. 2.40. Configuración Darlington con red antisaturadora Baker y resistencias de apagado

Análisis de las corrientes:



$$\begin{cases} I_{CD} = I_{C1} + I_{C2} \\ I_{B2} = I_{C1} + I_{B1} \end{cases}$$

- En el montaje Darlington se puede conmutar una corriente I_{CD} mayor que la $I_{C(SAT)}$ del transistor principal

Fig. 2.41. Configuración Darlington. Análisis de las corrientes

Ventajas del montaje Darlington:

- Ganancia total elevada
- Tensión de saturación reducida $\approx 2V$ (comparada con el MOSFET de potencia en aplicaciones $>500V$)
- Pérdidas de commutación reducidas

Relación transistor auxiliar a principal:

$$\frac{I_{C(Sat)T1}}{I_{C(Sat)T2}} \approx 0,1 \text{ a } 0,3$$

T₁ = Transistor auxiliar

T₂ = Transistor principal

- 0.1 para $V_{CE0} < 250V$
- 0.15 a 0.25 para $250V < V_{CE0} < 600V$
- 0.3 para $V_{CE0} > 600V$

Caso de fuertes corrientes:

$$\frac{I_{C(Sat)T1}}{I_{C(Sat)T2}} \approx 0,3 \text{ a } 0,6$$

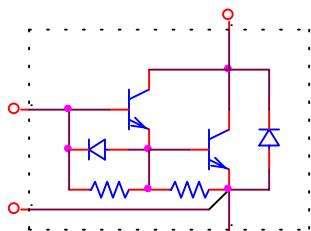
- 0.3 para $V_{CE0} < 250V$
- 0.3 a 0.4 para $250V < V_{CE0} < 600V$
- 0.4 a 0.6 para $V_{CE0} > 600V$

Límites de utilización:

Darlington monolítico integrado
(tiene un diodo parásito)

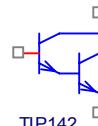
- La corriente I_{C2} no debe pasar el límite I_{CM}
- El valor eficaz I_{C2} de no debe pasar el límite especificado
- En caso de funcionamiento en altas corrientes, la protección deberá responder más rápida que la especificada en el SOA.

Darlington monolítico integrado
(notar que tiene un diodo parásito)



(a)

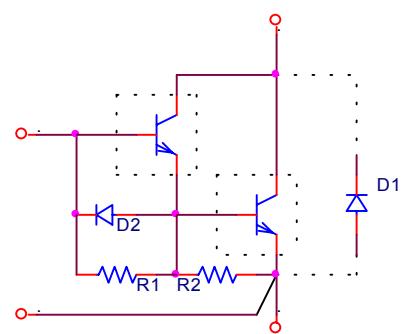
Darlington monolítico integrado
que no tiene aplicación en la
electrónica de commutación



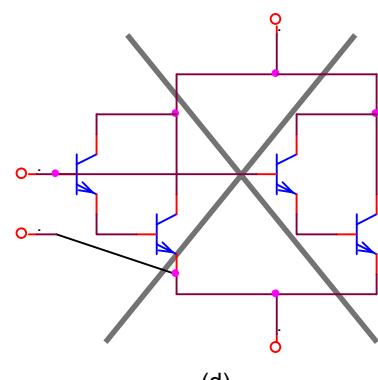
No hay acceso a la base del transistor principal

(b)

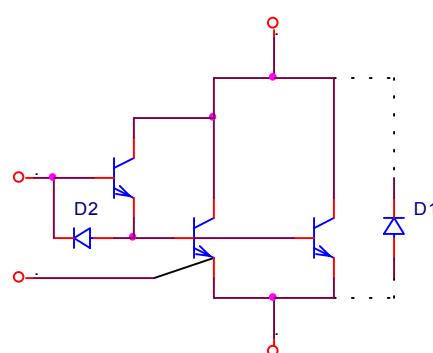
Darlington discreto



(c)



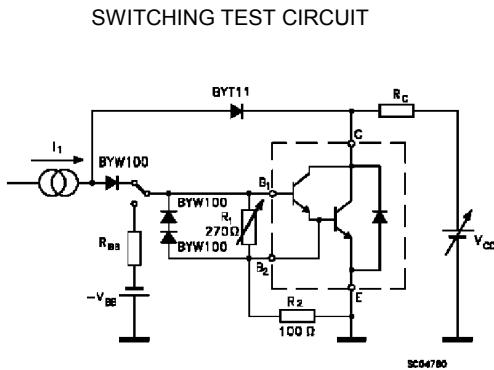
(d)



(e)

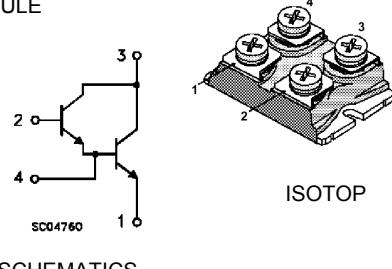
Fig. 2.42. Configuración Darlington. Montajes
 (a) Integrado para la electrónica de potencia (b) Integrado para otras
 aplicaciones (ej. Lineales)
 (c) Discreto
 (d) Montaje en paralelo **no recomendado**
 (e) Montaje en paralelo recomendado

EJEMPLO:



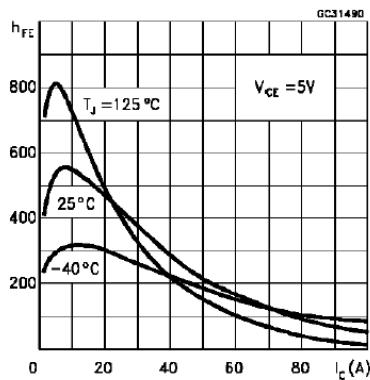
ESM6045AV
NPN DARLINGTON
POWER MODULE

SGS-THOMSON
MICROELECTRONICS



SCHEMATICS

DC CURRENT GAIN



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol Parameter

Value Unit

VCEV	Collect or-Emitter Voltage ($V_{BE} = -5$ V)	1000 V
VCEO(sus)	Collector or-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	450 V
VEBO	Emissor-Base Voltage ($I_C = 0$)	7 V
IC	Collect or Current	72 A
ICM	Collect or Peak Current ($t_p = 10$ ms)	108 A
IB	Base Current	8 A
IBM	Base Peak Current ($t_p = 10$ ms)	16 A
Ptot	Total Dissipation at $T_c = 25$ °C	250 W
Tstg	Storage Temperature	-55 to 150 °C
Tj	Max. Operating Junction Temperature	150 °C
VISO	Insulation Withstand Voltage (AC-RMS)	2500 V

2.4.2 El montaje BIPMOS

El montaje BIPMOS trata de utilizar (de manera similar al IGBT) las ventajas del transistor MOS con las del BJT.

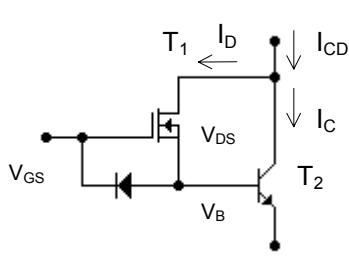


Fig. 2.43. Montaje BIPMOS

$$V_{CE(SAT)} = V_{BE(SAT)} + V_{DS(SAT)} = V_{BE(SAT)} + \frac{I_C R_{DS(on)}}{\beta_f}$$

El hecho de asociar un transistor BJT con un MOSFET da como ventaja que la $R_{DS(on)}$ se divide por la ganancia β_f del BJT

Ejemplo:

- Transistor MOSFET único

$$R_{DS(on)} = \frac{V_{DS(on)}}{I_D} = \frac{2V}{20A} = 100m\Omega$$

2. Montaje BIPMOS

$$V_{CE(Sat)} < 2V, \quad V_{BE(Sat)} < 1V,$$

$$V_{CE(Sat)} = V_{DS(on)} + V_{BE} \text{ o, de otra forma:}$$

$$R_{DS(on)} = \frac{V_{DS(on)}}{I_B} = \frac{V_{CE(Sat)} - V_{BE}}{I_C / \beta_f} = 556m\Omega$$

$$\beta_f = 10, \quad I=20A$$

$$\frac{V_{CE(Sat)}}{I_B} = \frac{V_{DS(on)}}{I_B} + \frac{V_{BE}}{I_B}$$

$$I_{CD} = I_C - I_B$$

La resistencia de saturación del MOSFET podría ser de valores tan grandes como $556m\Omega$, en lugar de $100m\Omega$.

Ventajas del montaje BIPMOS

- Poca capacidad de entrada del MOSFET, permitiendo la utilización de MOSFET's mucho más veloces
- El transistor BJT funciona en la zona de casi-saturación, con todas las ventajas que esto ocasiona
- La juntura base-emisor del BJT está conectado en serie con el surtidor-drenador del MOSFET, y con esto se evita el eventual pasaje de corriente inversa del MOSFET

Este montaje ya no es utilizado debido a que ha sido reemplazado por el IGBT.

2.4.3 El montaje “SWITCH POR EMISOR”

En aplicaciones de alta velocidad de comutación y alta tensión ($>500V$), los transistores BJT tienen desmejorada sus características de comutación, y los transistores MOSFET's tienen un $R_{DS(on)}$ de valor significativamente alto, sumado esto al manejo de altas corrientes, teniendo una caída de tensión de saturación grande, haciendo impráctica su utilización.

Ejemplo:

$$R_{DS(on)} = 200\text{m}\Omega, \quad I_D = 50\text{A} \quad \rightarrow \quad V_{DS(on)} = 10\text{V}$$

La configuración Switch por Emisor (o BIMOS, o Cascode), describe un circuito en donde un transistor de baja tensión MOSFET (o un BJT) de alta velocidad y baja tensión bloquea la corriente de emisor de un transistor de alta tensión y, en consecuencia, se bloquea a sí mismo.

Esta configuración combina la comutación rápida de un transistor de baja tensión (en caso de MOSFET, bajo valor $R_{DS(on)}$) con la comutación de alta potencia de los dispositivos de alta tensión. (En configuración base común, el SOA es mayor, que en configuración emisor común). El circuito de aplicación básico es el siguiente:

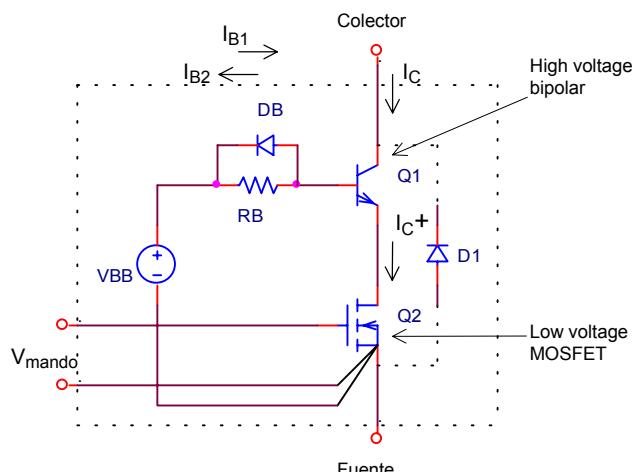


Fig. 2.43.a. Montaje SWITCH POR EMISOR

Q_1 es un Darlington polarizado en base común. La base del transistor bipolar de alta tensión es polarizada con un generador de corriente constante. La energía disipada en el driver del dispositivo bipolar de alta tensión depende de las pérdidas debidas a la corriente de polarización directa I_{B1} y R_B .

El diodo en serie con la base D_B sirve para enclavar la sobretensión de base durante el bloqueo del transistor Q_1 .

El estado de corte o saturación de los transistores son comandados por la compuerta de Q_2 .

La comutación puede ser mayor de 50kHz, con tensiones mayores de 500V y mediana potencia. I_{B1} se determina por la siguiente ecuación:

$$I_{B1} = \frac{V_{BB} - V_{BE(Sat)} - V_{DS(Sat)}}{R_B}$$

Turn-off y Turn on

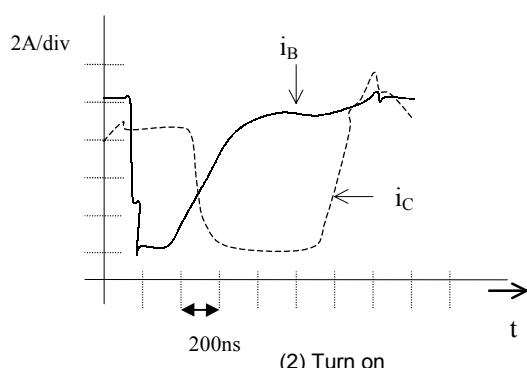
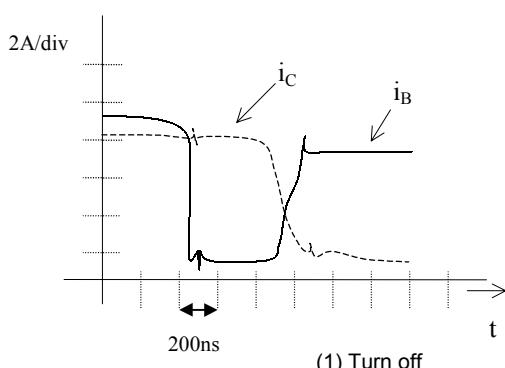


Fig. 2.43.b. Ejemplo de los tiempos de conmutación en un Montaje SWITCH POR EMISOR
(1) Turn off, y
(2) Turn on

Turn-off

Cuando se apaga la compuerta del MOSFET, se interrumpe la corriente de drenador, y la corriente de emisor del BJT abruptamente cae a cero. La tensión de emisor llega hasta la base y se interrumpe la polarización de emisor. Como resultado, la corriente de colector no puede fluir hacia el emisor, convirtiéndose en una corriente inversa de base, vaciando la juntura colector-base.

Desde el momento en que la corriente de emisor desaparece, el valor de la corriente inversa I_{B2} coincide con el valor de la corriente de colector. La Fig. 2.43.a.1 muestra cómo la carga almacenada se evaca en un paso muy violento.

Como resultado de esto, el tiempo de almacenamiento y de caída se reduce sustancialmente.

La tabla siguiente muestra el t_f y t_s con carga inductiva, con dos BJT diferentes:

BU508A	Bipolar Power
BU810	Fast Darlington

Device	I_C (A)	Open Emitter switching		Base switching	
		t_s	t_f	t_s	t_f
BU508A	5	800ns	300ns	6μs	400ns
BU810	5	300ns	150ns	800s	150ns

Turn-on

Cuando el transistor MOSFET pasa al estado de conducción, el transistor bipolar también pasa al mismo estado, por lo que la caída de tensión de la llave deberá ser soportada por el bipolar, ya que el MOSFET conmuta a una velocidad mayor. Ver Fig 2.44.a.2.

Aunque la configuración switch por emisor es muy utilizada, el IGBT se está imponiendo cada vez más y tal vez reemplace también este montaje.

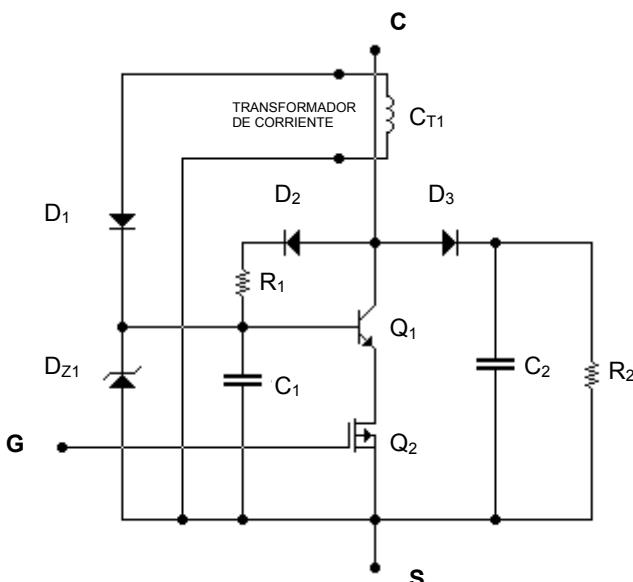
Montaje con fuente única

Fig. 2.44. Practical implementation of BIMOS switch

En la práctica es muy conveniente el remplazo del voltaje V_{BB} de la Fig. 2.43 por un drive de base proporcional, derivado de un transformador de corriente en el circuito de colector, como se muestra la Fig. 2.44.

Cuando se apaga el MOSFET, el capacitor C_1 es cargado al voltaje del zener D_{Z1} . Cuando se enciende el MOSFET, el drive de base del bipolar es derivado inicialmente desde C_1 . Una vez que la corriente de colector se estabiliza, C_{T1} suministra la corriente de encendido necesaria en el drive de base.

Con los transformadores de corriente, tales como C_{T1} , el tiempo máximo de encendido cuando circula por el colector 10A es de 25μs aproximadamente, y el tiempo mínimo de apagado requerido para aplicar *reset* al transformador de corriente es de, aproximadamente 1,5μs. El pico de tensión *reset* en el secundario del transformador de corriente es, típicamente 135V para llave conectada en 650V-750 VDC, y es determinada en gran parte por la capacitancia del circuito.

Ejemplo:

Switch por emisor operando a 25kHz, con $I_c=10A$, $V_c = 650-750$ VDC, la carga es de aproximadamente 65Ω , inductancia serie de $50\mu H$.

$$Q_1 = 2N6547$$

$$C_1 = 0.1\mu F$$

$$R_1 = 100K\Omega, 1/2W$$

$$D_1 = UES1305$$

$$D_{Z1} = \text{Zener } 10V, 1.5W$$

$$Q_2 = IRF131$$

$$C_2 = 0.068\mu F, 1000V$$

$$R_2 = 100K\Omega, 2W$$

$$D_2 = BY299$$

$$D_3 = \text{Dos diodos IR40SL6 conectados serie}$$

C_{T1} = Transformador de corriente. Primario: 2 vueltas #16; Secundario: 10 vueltas #24; Núcleo TDK H5B2T10-20-5

2.4.4 Aplicaciones bidireccionales

En algunos casos es necesario utilizar transistores con características bidireccionales. En estos casos, se pueden utilizar los siguientes montajes:

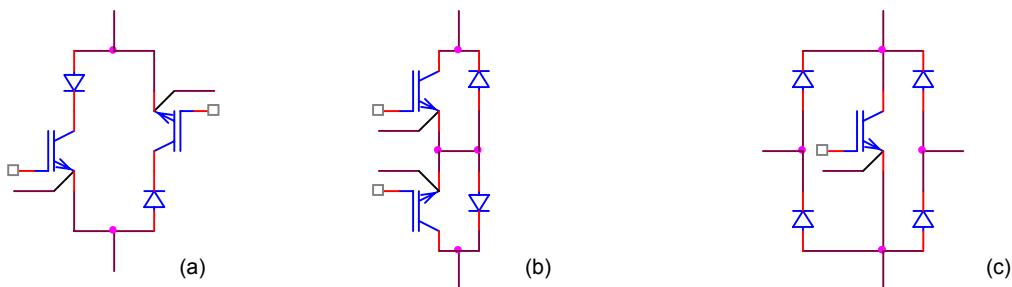


Fig. 2.45. Three ways of implementing a four-quadrant SPST (single-pole single-throw) switch

2.5 El Drive de base del transistor bipolar

El transistor bipolar se comuta con una fuente de corriente. La velocidad de conmutación se puede aumentar si se puede lograr reducir el tiempo de encendido y apagado del transistor. Se puede reducir el t_{on} permitiendo un pico de corriente de base (speed up) durante el encendido, resultando en un β_f bajo. Después del encendido, se puede incrementar el β_f a un valor lo suficientemente alto como para mantener el transistor en la zona de casi-saturación.

El t_{off} se puede reducir bloqueando el transistor con una corriente negativa en lugar de una resistencia de apagado entre base-emisor, y logrando una baja impedancia de apagado de manera tal que las cargas se evacuen de la base en forma inmediata. Al aumentar el valor I_{B2} se puede reducir el tiempo de almacenamiento.

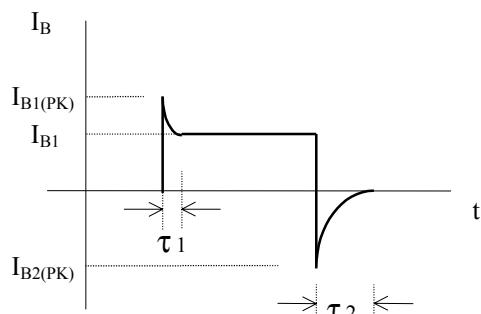
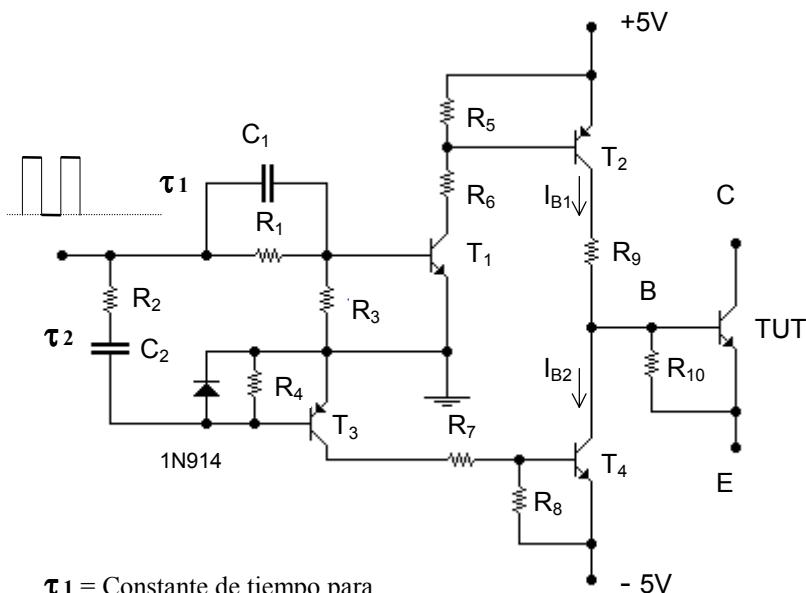


Fig. 2.46. Forma de onda de la corriente de excitación de base del BJT

Además de una forma de onda fija de corriente de base, como el de la Fig. 2.46, la β_f se puede controlar en forma continua para hacer coincidir las variaciones de corriente del colector. Las técnicas utilizadas para optimizar el drive de base del bipolar son:

- Control de encendido y apagado
- Control proporcional de la base
- Control de antisaturación con enclavador Baker

2.5.1 Control de encendido y apagado



τ_1 = Constante de tiempo para almacenar los portadores rápidamente, disminuyendo t_r

τ_2 = Constante de tiempo para evacuar en forma brusca la carga almacenada en la base

Fig. 2.47.a. Ejemplo de control de encendido y apagado del BJT

El control de encendido se puede obtener a través de la red que conecta los transistores T_1 y T_2 .

Cuando el voltaje de entrada se conecta, el circuito queda polarizado por

$$I_{B1} = \frac{+5 - V_{CEsat\ T2} - V_{BE\ TUT}}{R_9}$$

El tiempo de la red aceleradora τ_1 está dado por $\tau_1 \approx R_1 C_1$.

El control de apagado se puede obtener a través de la red que conecta los transistores T_3 y T_4 .

El apagado se efectúa con corriente negativa a través de T_4 con

El tiempo de la red aceleradora τ_2 está dado por $\tau_2 \approx R_2 C_2$.

El valor pico de la corriente negativa de bloqueo $I_{B2(PK)}$ está especificado por el fabricante. Normalmente $I_{B2(PK)} \approx 5$ a 6 veces I_{B1} .

I_{B2} depende de la corriente I_{B1} , y está limitada principalmente por la resistencia de la base r_B de conductividad modular.

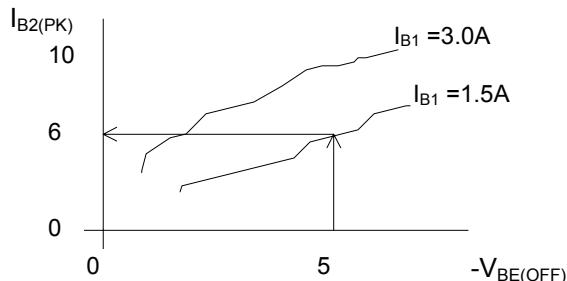


Fig. 2.47.b. Variación de $I_{B2(PK)}$ en función de I_{B1} y de $V_{BE(OFF)}$ negativo. Notar que $I_{B2(PK)} \approx 5$ a 6 I_{B1}

2.5.2 Control proporcional de la base

Este tipo de control tiene ventajas sobre el circuito de encendido de corriente constante. Si la corriente de colector cambia debido a cambios en la demanda de la carga, la corriente de excitación de la base cambia en proporción a la corriente de colector. Un circuito básico puede ser el de la Fig. 2.48.

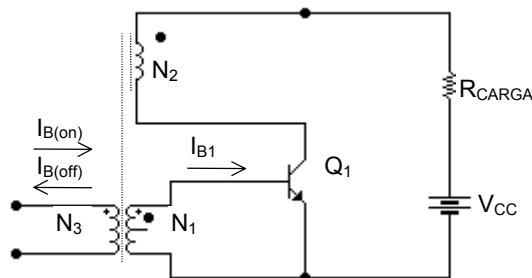


Fig. 2.48. Control proporcional de base del BJT

Cuando se satura el transistor, a través de I_B , fluye un pulso de corriente de corta duración por la base del transistor Q_1 ; y se activará hasta la saturación. Una vez que la corriente de colector empieza a fluir, se induce una corriente de base debido a la acción del transformador. El transistor se engancharía a sí mismo, y podría cesar la corriente I_B . Debido a que los devanados N_2 y N_1 actúan como un transformador de corriente, se fuerza al β a un valor constante. La relación de

$$\text{vueltas es } \frac{N_2}{N_1} = \frac{I_C}{I_B} = \beta_f$$

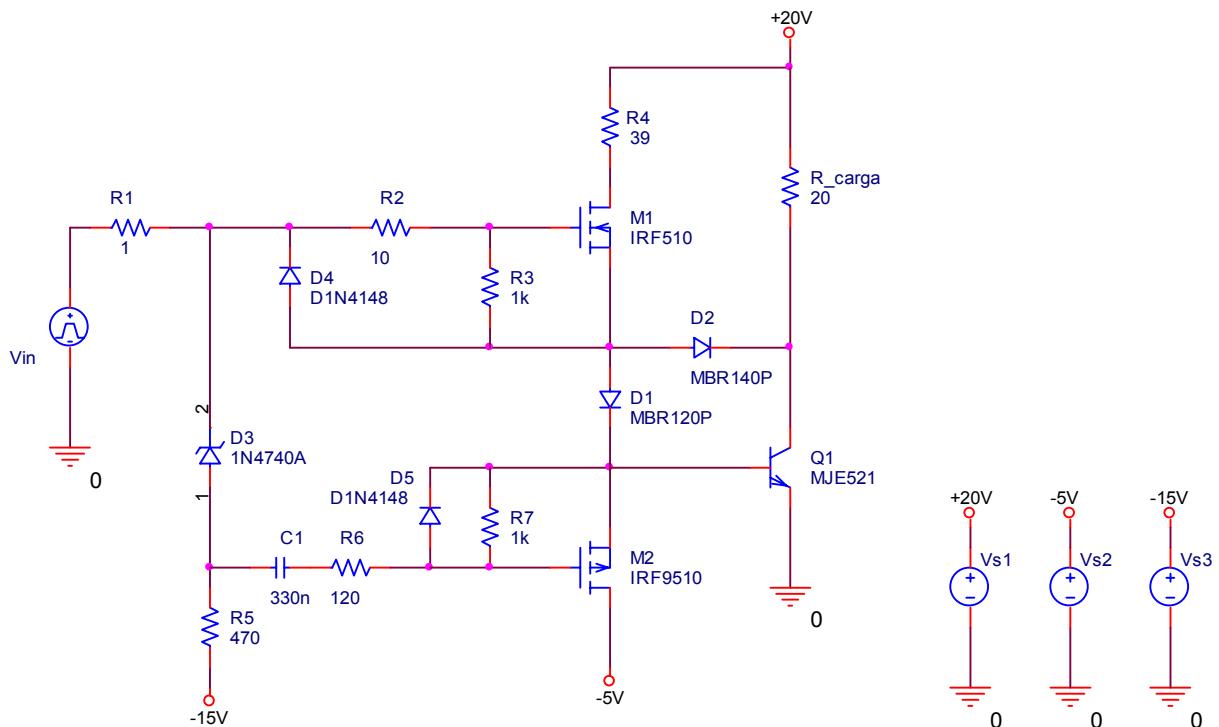
Para la correcta operación del circuito, la corriente magnetizante, que será mucho menor que la corriente del colector, debe ser lo más pequeña posible. Para apagar el transistor, se deberá invertir el sentido de circulación de I_B . Trabajando con un 50% de ciclo de trabajo como valor máximo, la cantidad de vueltas N_1 será, aproximadamente:

$$N_1 = \frac{\sqrt{2} V_{BE_Q1} \cdot 10^9}{\omega \Delta B_{Máx} A_{mín}}$$

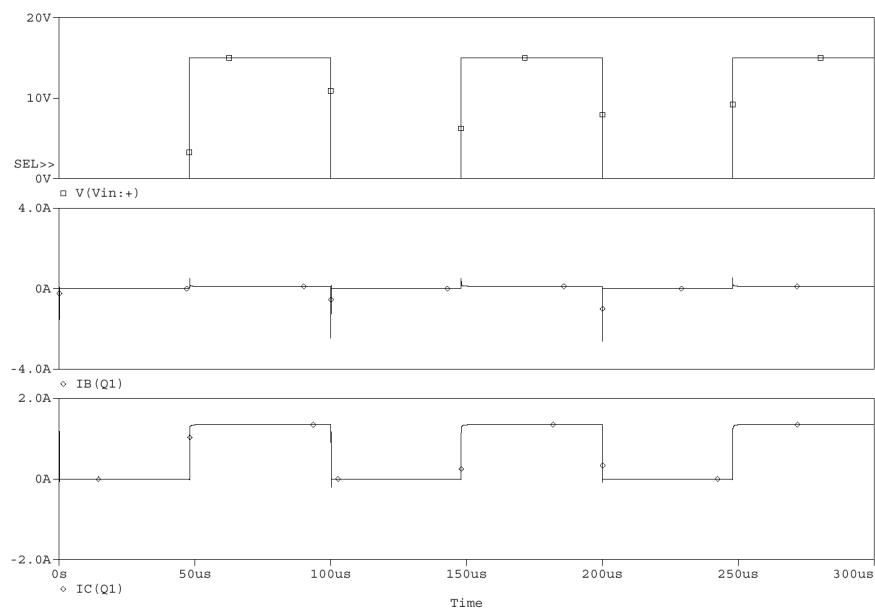
2.5.3 Control de antisaturación con enclavador Baker

Este tema fue tratado en la sección 2.1.6. Se mostrará un ejemplo usando el modelo Pspice.

Ejemplo: Control de encendido, apagado y enclavador Baker usando PSpice



(a)



(b)

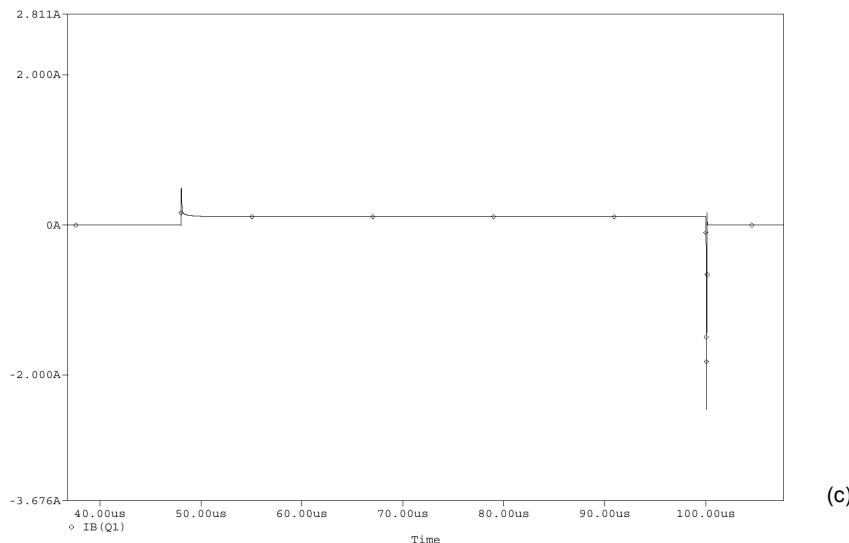


Fig. 2.49. Ejemplo de drive de base del BJT.

(a) Circuito.

(b) Simulación con PSpice de las corrientes de base y de colector.

(c) Ampliación de la corriente de base

DATOS:

 Q_1 = Bipolar Power

PWM

 $R_{CARGA} = 22\Omega / 5W$ (carga) $V_2 = -5V$ $R4 = 39\Omega / 1W$ $V_1 = 20V$ $R10$ =para sensor de corriente $V_3 = -15V$

$$I_{CE_Q1} = \frac{V_1 - V_{CEQ1}}{R_{Carga} + R_{10}}$$

$$I_{B_Q1} = \frac{I_{CE_Q1}}{\beta_{Sat}}$$

$$R_4 = \frac{V_1 - V_{DS_M1} - V_{f_D8} - V_{BE_Q1} - V_{R10}}{I_{B_Q1}} ; \quad P_{R4} = R_4 (I_{B_Q1})^2$$

$$V_{D7} + V_{CE_Q1} \leq V_{D8} + V_{BE_Q1} \quad \therefore \quad V_{CE_Q1} \leq V_{D8} + V_{BE_Q1} - V_{D7}$$

$$\text{Arbitrario: } R_3 = R_7 = 1K\Omega, 1/2W$$

$$\text{Arbitrario: } R_2 = 10\Omega$$

$$\tau_2 = 330\mu s = (R_5 R_6) C_1 \rightarrow R_5 + R_6 = 1K\Omega \therefore C_1 = \frac{\tau_2}{R_{S1} + R_{S2}} \approx 330nF$$

$$\therefore R_5 = 820\Omega ; R_6 = 180\Omega$$

La corriente de apagado de Q_1 generalmente es 3 a 6 veces mayor que la corriente de encendido, pero no deberá ser muy grande, ya que hace aumentar el tiempo de cola τ_i . En algunos diseños se limita el pico máximo de I_{B2_Q1} colocándose un ferrite en el conexionado del transistor de apagado. La constante de tiempo τ_1 en este caso no es aplicable.

- El circuito drive de base del transistor bipolar deberá tener, en lo posible, las siguientes protecciones:

1. Condiciones de sobrecarga. Limitación de sobrecorriente
2. Antisaturación
3. Falla o falta de fuentes de polarización o alimentación

Cada transistor de potencia debería tener su circuito de protección, pero ésta en la mayoría de los casos deja de ser práctico. Hay en el mercado disponibles CI o híbridos de aplicación diseñados como driver's autoprotegidos, que también incluyen la red antisaturadora Baker.

Básicamente hay tres tipos de detectores para limitadores de sobrecorriente:

(a) Shunt, (b) Transformador de corriente, (c) Driver autoprotegido.

Por más detalles sobre las redes de enclavamiento Baker, ver [sección 2.1.6](#).

2.6 El Drive de compuerta del MOSFET y el IGBT

2.6.1 Introducción

El transistor bipolar es controlado con una fuente de corriente entre la base y el emisor para producir un flujo de corriente en el emisor. La cantidad de corriente que necesita el BJT depende de la ganancia, pero invariablemente deberá aplicarse una fuente importante de corriente, no sólo para lograr la conmutación sino también para mantenerlo en saturación.

El MOSFET de potencia es controlado con una fuente de tensión.

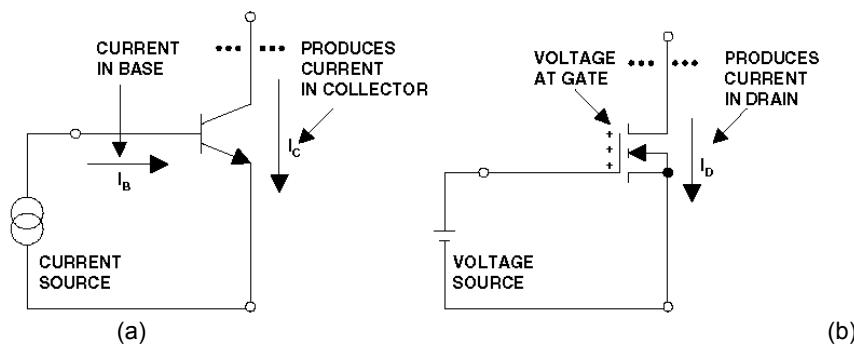


Fig. 2.50. Bipolar Transistor is current driven (a), power MOSFET is voltage driven (b).

Como se muestra en la [Fig. 2.50.b](#) se deberá aplicar una fuente de tensión en los terminales de la compuerta y la fuente para que fluya una corriente en el drenador. La compuerta está aislada eléctricamente de la fuente por medio de una capa de dióxido de silicio. Para saturar y bloquear el transistor MOSFET de potencia, la corriente disponible en la fuente de tensión dependerá de la velocidad con que se desee conmutar. Esto es, para conmutar rápidamente, las capacidades en la compuerta (cuyos valores aumentan considerablemente durante la conmutación) C_{GS} y C_{DG} deberán cargarse o descargarse en forma rápida, y esto implica una circulación de corriente (sólo durante la carga o descarga) que no se puede despreciar. Una vez lograda la saturación del MOSFET, en teoría no circularía corriente por la fuente de tensión, pero en la práctica circula una corriente extremadamente pequeña, del orden de los nano Amperes. Cuando no hay voltaje aplicado en los terminales de la compuerta y la fuente, la impedancia entre el drenador y la fuente es muy alta, y sólo fluye una corriente de fuga muy pequeña por el drenador.

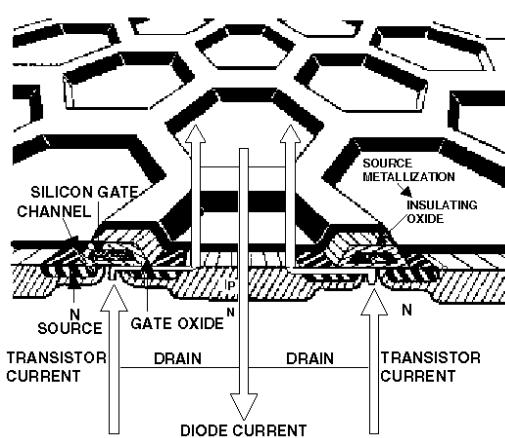


Fig. 2.51. Basic HEXFET Structure

Cuando se aplica un voltaje entre los terminales de la compuerta y la fuente, se inicia un campo eléctrico en el transistor que invierte el canal (ver [fig. 2.51](#)) del P al N, por eso puede fluir una corriente desde el drenador hacia la fuente en una secuencia ininterrumpida de silicio tipo N (drenador-canal-fuente). Los transistores de efecto de campo pueden ser de dos tipos. De acumulación y de deflexión. Los transistores de acumulación necesitan una tensión de encendido en compuerta de igual signo que la del drenador. Los transistores de deflexión de signo contrario. Pero, todos los MOSFET's de potencia disponibles son de acumulación.

Todas las tensiones del MOSFET son referenciados a la terminal de la fuente. Un dispositivo canal N, al igual que un transistor bipolar NPN, tiene una tensión de drenador que es positiva con respecto a la fuente, y la tensión de saturación del MOSFET deberá ser positiva con valores de 10 a 15V ($\pm 20V$ o $\pm 30V$ es la tensión de ruptura de la puerta), y de 6 a 10V para los MOSFET's de nivel lógico ($\pm 15V$ es típicamente la tensión de ruptura de la puerta). Los transistores canal P se polarizan de igual modo que los transistores PNP con similares valores y opuesta polaridad que los transistores canal N.

Lo más importante para destacar es que el driver de compuerta de los transistores MOSFET's es mucho más simple que el driver del transistor bipolar. Algunos detalles importantes en aplicaciones de transistores MOSFET:

- Nunca deberá excederse con los límites V_{GS} (continuo; $\pm 20V$) y V_{GSM} (no repetitivo $t_p \leq 50\mu s$; $\pm 40V$) por lo que deberá conectarse una protección para evitar que algún sobreimpulso inductivo o transitorio inducido desde el drenador pueda superar los valores límites. El zener como protección es frecuentemente utilizado, pero éstos también contribuyen a las oscilaciones y en algunos casos pueden ser la causa de las fallas. También el zener puede evitar las oscilaciones o variaciones en la tensión del driver producidas por un transformador de pulsos, combinado éste con las capacidades parásitas de la compuerta. (Si es necesario, se deberá conectar una resistencia en serie de 5 a 10Ω entre el zener y la compuerta para prevenir las oscilaciones.)
- La impedancia del circuito de compuerta es fundamental. Se recomienda circuitos de baja impedancia para evitar la inducción de transitorios del drenador a través de las capacidades parásitas.

2.6.2 La impedancia del circuito de compuerta

Saturar un MOSFET de potencia implica aplicar una fuente de tensión en la compuerta, capaz de suministrar una cantidad de corriente en el tiempo más corto posible. Si el dispositivo es operado como switch, el drive de la fuente de tensión de la compuerta con una capacidad de soportar demandas de corriente en un transitorio grande reducirá el tiempo de cruce por la zona lineal, y en consecuencia, reducirá las pérdidas de commutación. Por otro lado, si el dispositivo es operado en la zona lineal, la capacidad de manejo de grandes corrientes en el drive de compuerta reducirá las relevancias del efecto Miller, mejorando el ancho de banda y reduciendo la distorsión armónica. Esto se puede entender mejor analizando las formas de onda de saturación y corte con carga inductiva enclavada, como se observa en las figs. siguientes:



Fig. 2.52. Waveforms at Turn-On

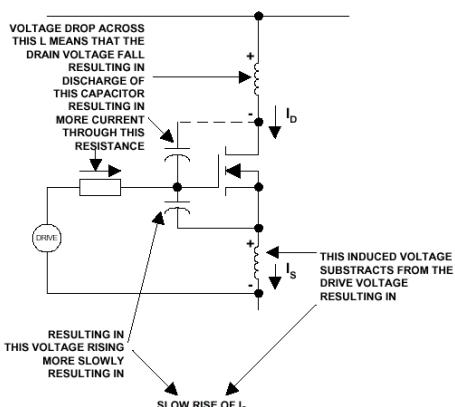


Fig. 2.53. Diagrammatic Representation of Effects When Switching-ON

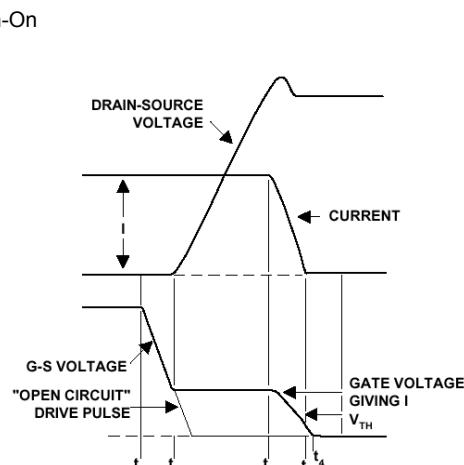


Fig. 2.54. Waveforms at Turn-OFF

En la [fig. 2.52](#), en el tiempo t_0 el pulso del drive comienza a subir. En t_1 , el MOSFET alcanza el umbral y la corriente de drenador incrementará. En ese punto suceden dos cosas que hacen que la tensión compuerta-surtidor se desvíe de la señal de mando.

Primero, se desarrolla una tensión inducida en la inductancia en serie con la fuente, que es común al circuito de compuerta (“inductancia de fuente común”), como resultado de incrementos en la corriente de fuente. Esta tensión se contrarresta a la tensión de compuerta aplicada, y hace decrecer la velocidad de subida de la tensión. Esto, a su vez, hace decrecer la velocidad de subida de la corriente de fuente. Este es un efecto de realimentación negativa.

El segundo factor que influencia sobre la tensión compuerta-fuente es el efecto “Miller”. Durante el período t_1 y t_2 a la tensión de drenador se le suma una caída debido a la inductancia de pérdida en serie con el drenador, y la tensión drenador-surtidor comienza a decrecer. El decrecimiento de la tensión drenador-surtidor es reflejado a través de la capacitancia drenador-gate, haciendo descargar la corriente a través de él, y provocando incrementos de la capacidad efectiva de la carga que ve el circuito de drive. Este efecto está mostrado en el diagrama de la [fig. 2.53](#). Este estado de seguimiento entre la corriente de drenador y tensión de compuerta se da durante el período t_1 y t_2 , hasta que la corriente de drenador sube a su valor máximo i_M , por lo que el diodo de corrida libre conectado en la carga comenzará a funcionar hasta el período t_3 , cuando el diodo entra en polarización inversa. En el tiempo t_3 la tensión de drenador comienza a caer. La velocidad de caída de la tensión de drenador está gobernada por el efecto Miller, y se logra una condición de equilibrio bajo el cual la tensión de drenador cae al valor necesario según las condiciones de la compuerta para satisfacer los niveles de corriente de drenador establecidos por la carga. Éste es el motivo por el cual la tensión compuerta-fuente cae cuando cae la corriente del diodo de corrida libre.

Luego se mantiene constante a los niveles correspondientes a la corriente de drenador, mientras cae la tensión de drenador (t_3 a t_4). La baja impedancia del circuito driver de compuerta, la alta corriente de descarga a través del drenador-compuerta debido a la capacidad C_{DG} , darán como resultado mayor velocidad de saturación y menores pérdidas de conmutación.

En el tiempo t_4 el MOSFET está saturado en forma completa, y la tensión compuerta-fuente comienza a subir en forma rápida hasta tomar el valor de la fuente de tensión del driver de compuerta a circuito abierto.

Consideraciones similares ocurren en el apagado del transistor. La [fig. 2.54](#) muestra las formas de ondas para el pasaje a “turn off”.

En el instante t_0 la tensión del drive de compuerta comienza a caer. En el instante t_1 , la tensión de la compuerta se mantiene en un valor plano para sostener la corriente de drenador y el dispositivo entra en la zona lineal. Ahora la tensión drenador-fuente comienza a subir. El efecto Miller comienza a gobernar la velocidad de subida de la tensión de drenador y mantiene la tensión de la compuerta al nivel correspondiente a la corriente constante. Una vez mas, la impedancia baja del circuito driver de compuerta, la gran corriente de carga de la capacidad C_{DG} , harán una subida de la tensión de drenador rápida.

En el instante t_2 y t_3 la tensión ya llegó a su valor final y se estabiliza. La tensión de la compuerta comienza a descender de la zona plana, y la corriente de drenador comienza a descender siguiendo la velocidad de decrecimiento de tensión de la compuerta.

En el instante t_3 la tensión de drenador ya había llegado a su valor final, y la corriente de drenador llega a su valor de bloqueo. Desde t_3 hasta t_4 la tensión en la compuerta llega al valor de la fuente de tensión del drive de compuerta (cero).

Como se puede observar, es muy importante que la impedancia de la compuerta sea de valor bajo.

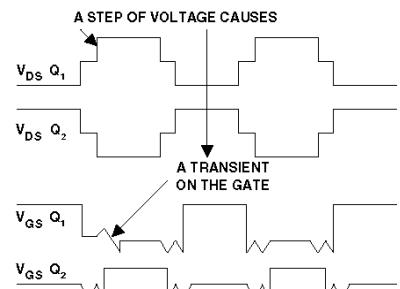
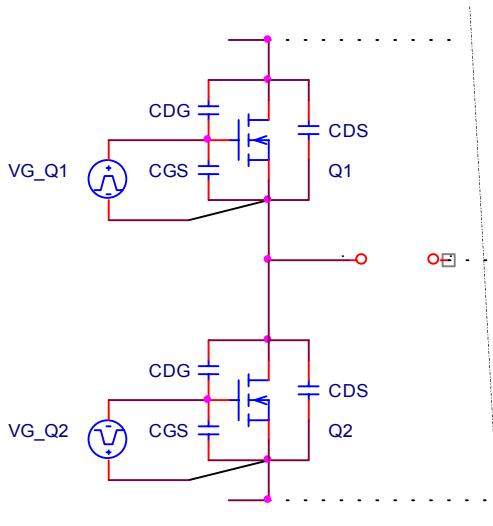


Fig. 2.55. Transients of Voltage Induced on the Gate by Rapid Changes on the Drain-to-Source Voltage

La [fig. 2.55](#) muestra un caso típico de aplicación de una llave con cuatro transistores donde la rápida velocidad de subida de tensión del transistor conectado arriba (o abajo) provoca un transitorio de tensión en la compuerta del transistor de abajo (o de arriba). Este fenómeno “ $\frac{dv_{DG}}{dt}$ inducido en el encendido o apagado” puede ser destructivo si el apagado del transistor que está conectado en la misma rama no es con una muy baja impedancia. Esta baja impedancia deberá mantener el transistor (que está apagado y que se induce una tensión en compuerta de encendido) en un estado por debajo del umbral e inmune a las inducciones del drenador. En algunos driver de compuerta se notará porqué se apaga el transistor MOSFET de potencia con un transistor que cortocircuita la compuerta con el surtidor.

Un ejemplo de driver con CMOS aislado y con protección para el SGSP477

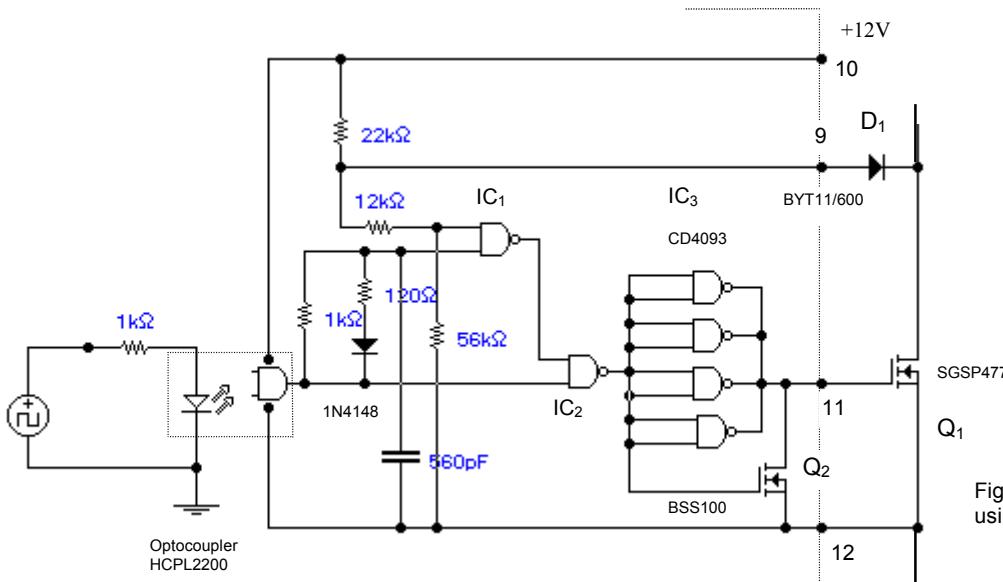


Fig. 2.56.a. MOSFET driver using CD4090 and BSS100

En éste circuito el encendido se efectúa a través de cuatro compuertas CD4093, y el apagado a través del MOSFET BSS100. Este apagado a través de Q₂ le proporciona al drive de compuerta una impedancia de apagado extremadamente baja, haciéndolo inmune a la inducción por dv/dt del transistor de arriba (o abajo, según corresponda).

La tensión drenador-surtidor del transistor de potencia Q₁ se monitorea a través de la caída de tensión drenador-surtidor (debido a R_{DS(on)}) y D₁ mientras éste está conduciendo, permitiendo la detección de cortocircuitos y sobrecorrientes.

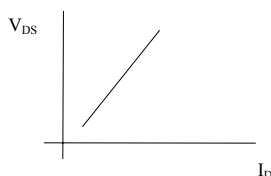


Fig. 2.56.b. V_{DS} vs. I_D for power MOSFET

Cuando la corriente de drenador no supera la tensión de régimen, y el transistor se satura, se inhibe por un período de approxim. 50ns la señal hacia la compuerta del MOSFET hasta monitorear la tensión del drenador y compararla con una de referencia. Si la tensión V_{DS} se mantiene en valores bajos (no hay sobrecorriente), el diodo D₁ queda polarizado directamente, enclavando la tensión del ánodo al valor del cátodo más 0,7V. La compuerta IC₁ deja pasar los datos que provienen del optoacoplador.

Cuando la corriente del drenador se excede de los límites permitidos, la tensión drenador-surtidor aumenta el valor, y el diodo D₁ se polariza inversamente. En ese instante la compuerta IC₁ bloqueará la señal hacia el MOSFET de potencia y lo mantendrá bloqueado (latched-off) hasta que la señal de control sea llevada al turn-off y al turn-on nuevamente.

Este circuito puede usarse en velocidades de conmutación de 100ns a 250ns, valores que son suficientes en aplicaciones de drivers de motores de DC, con frecuencias de conmutación de 20 a 30kHz.

Al estar optoacoplado, éste circuito se puede utilizar en las llaves “del lado de arriba” (por ejemplo, del lado de arriba en una llaveH) con fuente con masa flotante conectada entre los pins 10 y 12.

Usando los datos de la carga de compuerta el diseñista puede calcular fácilmente la cantidad de corriente requerida para excitar la compuerta en una determinada cantidad de tiempo, usando la fórmula:

$$I_G = \frac{\Delta Q_G}{t_{\text{comutacion}}}$$

Ejemplo:

La carga en la compuerta del transistor SKM 181 A3 ($V_{DS} = 800V$ / $I_D = 36A$) que conmuta en condiciones máximas de $I_D = 20 A$ y $V_{DS} = 600 V$ y las curvas de saturación y de la compuerta se muestran en la Fig. siguiente, la frecuencia de conmutación del dispositivo es de $f_c = 80 \text{ kHz}$. Calcular la corriente que tendrá que suministrar el generador de tensión durante la conmutación.

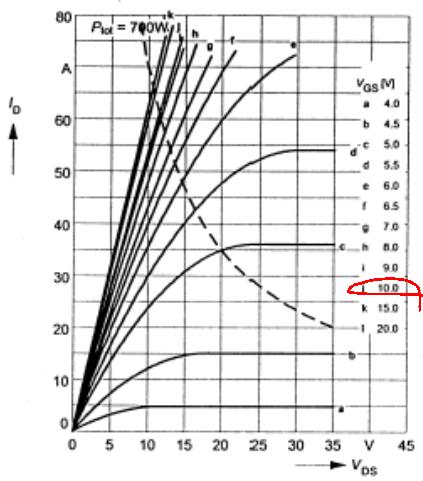


Fig. 3 Output characteristic

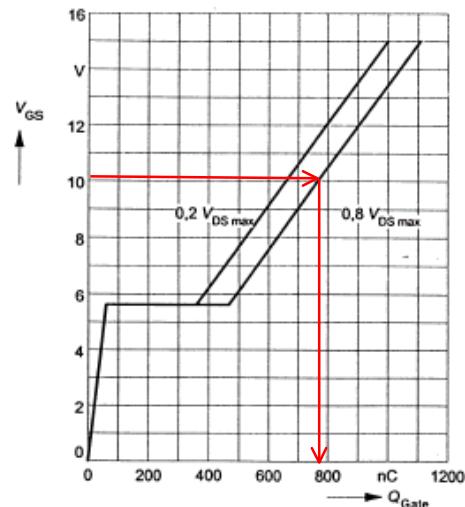


Fig. 10 Gate charge characteristic

$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 400 V$	—	60	—	ns
t_r	$I_D = 23 A$	—	30	—	ns
$t_{d(off)}$	$V_{GS} = 10 V$	—	350	—	ns
t_f	$R_G = 4,7 \Omega$ (SKM 181A3R: 3,3 Ω)	—	70	—	ns

Fig. 2.56.c. SKM 181 A3 MOSFET characteristic. Gate and switching times.

El tiempo de conmutación típico deberá ser mayor que

$$t_{d(on)} + t_r = 90 \text{ nS}, \text{ y mayor que}$$

$$t_{d(off)} + t_f = 420 \text{ nS}$$

Se tomará arbitrariamente como tiempo de conmutación mínimo $t_c = 0,75 \mu\text{s}$

ΔQ_G en la parte plana de la compuerta:

$$\Delta Q_G \cong 450 - 50nC = 400nC$$

ΔQ_G total cuando la tensión en la compuerta es de 10V:

$$\Delta Q_G = 750nC$$

para que conmute en esas condiciones, la corriente pico del driver será:

$I_{Gp} = \frac{\Delta Q_G}{t_c} = \frac{750nC}{750\text{ns}} = 1\text{A}$ durante el tiempo de $1\mu\text{s}$. En el resto del tiempo la corriente que circulará será sólo la de fuga.

Potencia pico del Driver : $P_{drv} = Q_G V_{GS} f_c = 750nC * 10V * 80\text{kHz} = 0,6W$

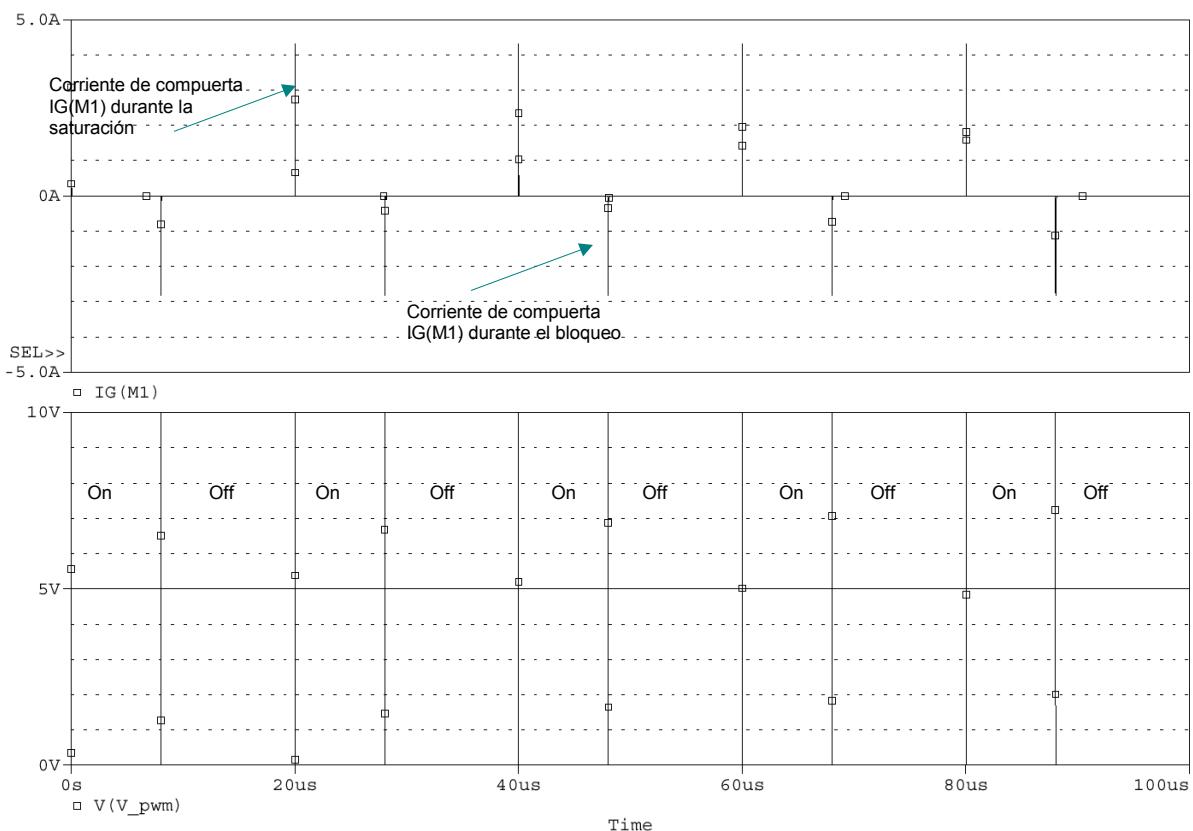
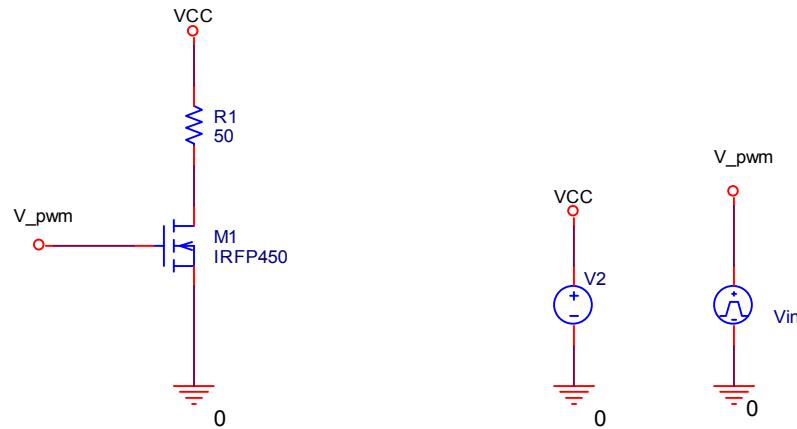
Impedancia del Driver: Parte plana: 0.2 mC a 0,8mC=0,6 mC

$$R_G = \frac{V_{GS(\text{sat})} - V_{GS(\text{plana})}}{I_{Gp(\text{sat})}} = \frac{10V - 5,5V}{1A} = 4,5\Omega$$

Este simple ejemplo no podría ser llevado a cabo con los datos de las capacidades del dispositivo.

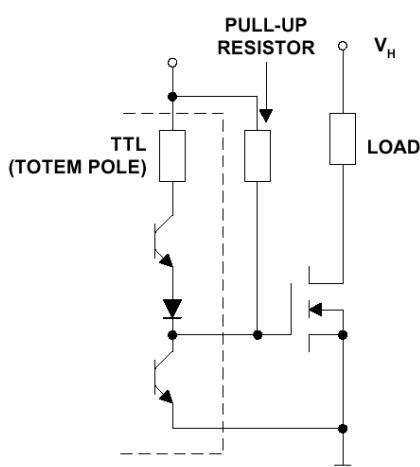
Ejemplo:

Simulación con PSpice de la corriente de compuerta del transistor MOSFET nro. de parte IRFP450 durante el estado de corte y saturación.



2.6.3 Drive con TTL

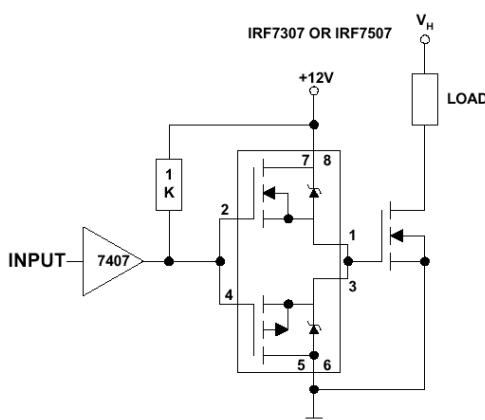
Logic Conditions	54 / 74	54H / 74H	(54L) / 74L	(54LS) / 74LS	74S
Logic Zero					
Min. sink current for VOL	16mA ≤ 0.4V	20mA ≤ (0.4V)	20mA ≤ (0.3V) / 0.4V	(4) / 8 ≤ (0.4V) / 0.5V	20mA 0.5V
Logic One					
Max. Source current for VOH	-0.4mA	-0.5mA	-0.2mA	-0.4mA	-1.0mA
	≥ 2.4V	≥ 2.4V	≥ 2.4V	≥ (2.5) / 2.7V	≥ 2.7V
Typical Gate	10ns	7ns	50ns	12ns	4ns



La tabla de arriba muestra las tensiones y corrientes correspondientes a la familia TTL.

De ésta tabla, por ejemplo, la serie 74LS tiene una corriente de cero lógico de 0,4mA y un uno lógico de 2,4V. Este valor es bajo que ni siquiera alcanzaría el umbral del MOSFET. Usando una resistencia pull-up como muestra la [fig. 2.57](#), convierte el uno lógico en una tensión por encima de 5V, con los valores requeridos por el MOSFET, por ejemplo, 10 o 12V. Este circuito carga la capacidad parásita del MOSFET en forma muy lenta a través de la resistencia pull-up, por lo que no se recomienda en llaves de alta velocidad.

Fig. 2.57. Direct drive from TTL Output



El circuito de la [fig. 2.58](#) es el recomendado para aplicaciones de alta velocidad de conmutación, no sólo porque tiene una buena capacidad de manejo de corriente, sino también porque provee una muy alta inmunidad contra ruidos dv/dt del drenador.

Este circuito está diseñado para aplicaciones de cargas de compuerta del orden de 60nC a 60ns con una corriente de compuerta promedio de 1A.

Con una carga de 60nC y una frecuencia de conmutación de 100kHz, las pérdidas de potencia en el circuito driver son aproximadamente:

$$P = V_{GS} Q_G f = 12 * 60 * 10^{-9} * 100 * 10^3 = 72mW$$

Fig. 2.58. Simple Interface to Drive power MOSFET from TTL

2.6.4 Drive con CMOS

La tabla siguiente muestra las características de los C-MOS

Logic Conditions	Logic Supply Voltage	Standard Buffered			Outputs 4049 / 4050 Drivers		
		5V	10V	15V	5V	10V	15V
Logic Zero: Approximate sink current for VOL ≤ 1.5V		1.5mA	3.5mA	4mA	20mA	40mA	40mA

Logic One:

Minimum source current for VOH

-0.5mA -13mA -3.4mA -1.25mA-1.25mA-1.25mA

 $\geq 4.6V$ $\geq 9.5V$ $\geq 13.5V$ $\geq 2.5V$ $\geq 9.5V$ $\geq 13.5V$

Typical switching times of logic drive signals:

RISE**FALL**

100ns 50ns 40ns 100ns 50ns 40ns

100ns 50ns 40ns 40ns 20ns 15ns

Las consideraciones para utilizar los C-MOS son similares a las de los TTL's, excepto algunos detalles:

1. Los C-MOS tienen una característica de señal más bien baja que alta, y puede ser visto como una resistencia de 500Ω en operaciones por encima de 8V, y $1k\Omega$ para operaciones por debajo de los 8V.
2. Los C-MOS pueden operar con tensiones mayores que 5V, por lo que se puede garantizar la saturación del MOSFET.
3. Los tiempos de conmutación son mayores que las de los TTL's.

Cuando la salida del C-MOS se conecta directamente a la compuerta del MOSFET no sólo hay limitaciones en la velocidad de conmutación, sino también la impedancia del driver es alta, por lo que no se garantiza el apagado del MOSFET en forma eficiente, comparado con el TTL, mientras que la saturación con C-MOS es más eficiente que un TTL con resistencia de pull-up. Para aumentar la capacidad de corriente se puede colocar varias compuertas en paralelo, tal como muestra la [fig. 2.56.a](#)

2.6.5 Drive con circuitos lineales

La mayoría de los amplificadores tienen una rapidez de respuesta (slew rate) muy limitada, en orden de unos pocos $V/\mu s$. Esto limita el ancho de banda a valores menores que 25kHz. Se puede obtener un ancho de banda mejorado con un circuito adicional, tal como muestra las figuras siguientes.

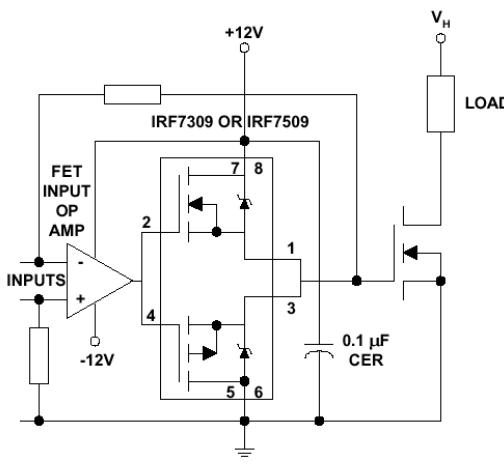


Fig. 2.59. Dual Supply Op-Amp Drive Circuit

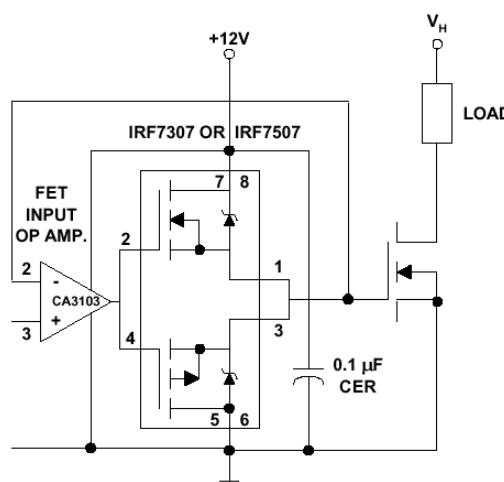


Fig. 2.60. Single Supply Op-Amp Drive Circuit

Para conmutaciones de 1MHz, el ancho de banda del amplificador operacional deberá ser significativamente mayor que 1MHz, y la rapidez de respuesta o slew rate deberá ser mayor o igual que $30 V/\mu s$.

En algunas aplicaciones, cuando el MOSFET es saturado, la corriente se transfiere del diodo de corrida libre al MOSFET. Si la velocidad de conmutación es alta y la inductancia de pérdida en el diodo es pequeña, ésta transferencia puede ocurrir en tan corto tiempo que produce una corriente de recuperación en inversa del diodo lo suficientemente grande como para poner en corto la barra de alimentación. Por ésta razón, puede que sea necesario en éstos casos saturar el transistor con una velocidad de subida un poco más lenta de lo normal. Sin embargo, el apagado tiene que seguir siendo muy rápido, tanto como sea práctico.

2.6.6 Drive de circuitos no referenciados a masa

En todos los casos el driver de compuerta del MOSFET deberá estar referenciado al surtidor. Por lo que, cuando el surtidor no esté referenciado a masa, se deberá:

- Utilizar optoacopladores, o
- Transformadores de pulsos

Utilización de drivers optoacoplados

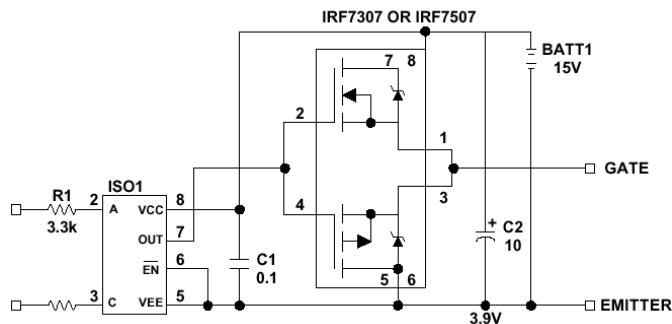


Fig. 2.61.a. Simple high current optoisolated driver

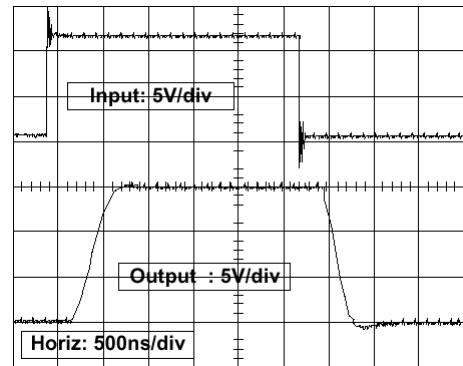


Fig. 2.61.b. Waveforms associated with the circuit of figure 2.61.a when loaded with 100nF

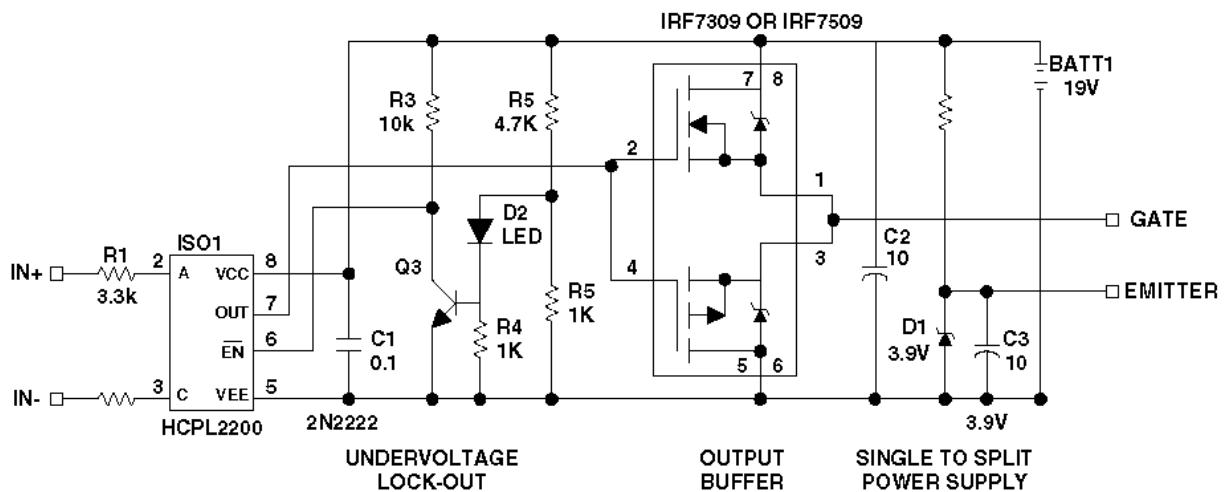
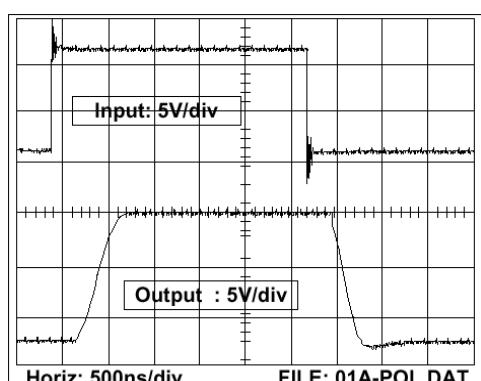


Fig. 2.62.a. Optoisolated driver with UV lockout and negative gate bias



Las [figuras 2.61 y 2.62](#) muestran los circuitos típicos de aplicación de drivers de compuerta aisladas con optoacoplador y fuente de masa flotante. La figura [2.62](#) incorpora una protección contra tensiones bajas de alimentación del driver, ya que tensiones menores que 8V podrían ocasionar fallas en el transistor de potencia. Además, se bloquea la compuerta con tensión negativa.

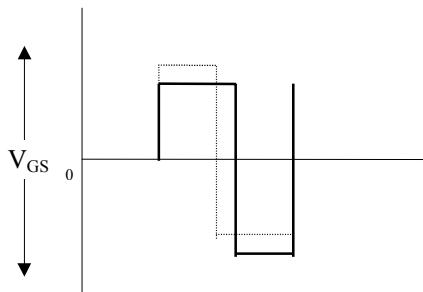
Fig. 2.62.b. Waveforms of the circuit in Figure 2.62.a when loaded with 100nF

Utilización de transformadores de pulsos

Un transformador de pulsos es un simple, inmune a los ruidos y confiable método de proveer mando de compuerta aislado.

Desafortunadamente, éste tiene sus limitaciones que deberán tenerse en cuenta con componentes adicionales. Un transformador puede sólo transferir al secundario los componentes de AC de la señal de entrada.

Consecuentemente, éstas tensiones varían desde el positivo al negativo en una cantidad que cambia con el ciclo de trabajo, tal como muestra la figura siguiente.



Sin componentes adicionales, el transformador de pulsos sólo puede ser usado entre 35 y 65%. Además, tiene una desventaja adicional, y es que provee una polarización negativa en la compuerta.

Una limitación adicional es que la inductancia de pérdida del transformador de pulsos degrada las condiciones del driver. El mejor resultado suele obtenerse con unas pocas vueltas de alambre doble AWG30 (0.5mm^2) de wire-wrap en un núcleo de ferrite de material N30 o N27.

Fig. 2.63. Volt-seconds across winding must balance

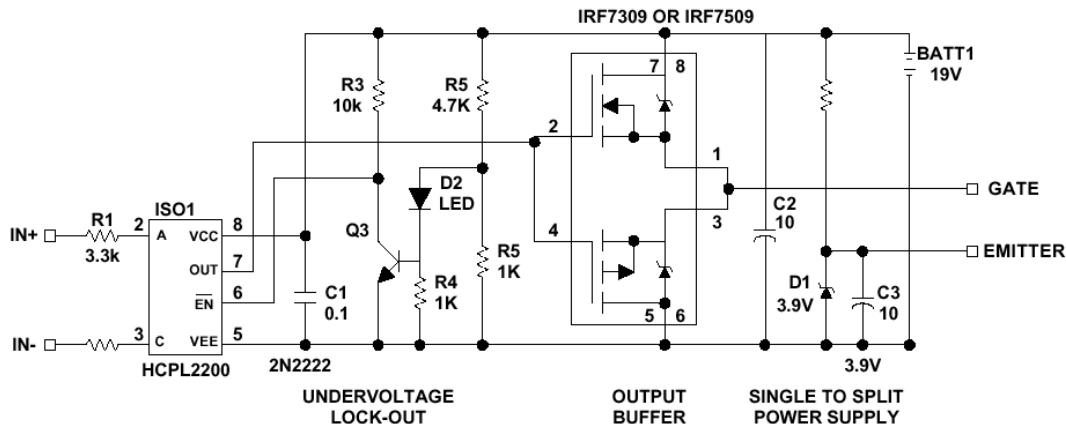


Fig. 2.64.a. Improving the performance of a gate drive transformer

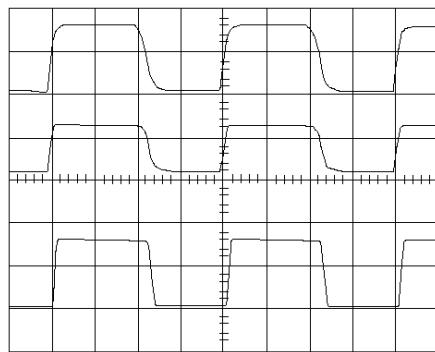


Fig. 2.64.b. Waveforms associated with the circuit of Fig. 2.64.a

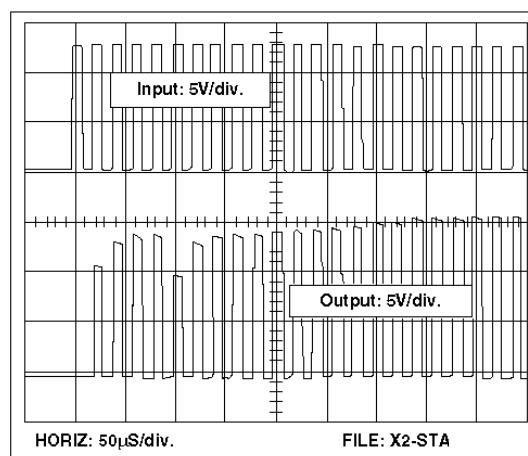


Fig. 2.64.c. Waveforms during start-up for the circuit of Fig. 2.64.a

Un mayor ancho del ciclo de trabajo se puede obtener con el circuito de la figura 2.64. En éste circuito, Q₁ y Q₂ pueden ser usados como buffer de entrada del primario del transformador. Los valores de DC son recuperados por C₂ y D₁. Los diodos D₁ y D₂ enclavan la tensión positiva y negativa a los valores de alimentación. La figura 2.64.b muestran las formas de onda con una capacitancia de carga de 1nF. Los retardos del t_{d(on)} y t_{d(off)} son de 50ns. Los tiempos de subida y caída son determinados con una resistencia de carga de 10Ω y carga capacitiva. Este circuito puede operar entre 20 y 500 kHz, con tiempos on/off de 0,5 a 15μs. El power on y el power up del circuito es muy importante, debido a que se alimenta por C1-4 y los diodos. El valor de C1 y C2 son intencionalmente mayores que el de c4 para que la tensión por c4 suba rápidamente a los niveles adecuados durante los primeros pulsos. Notar que durante los primeros pulsos, la tensión de salida es de sólo 10V, y en el quinto pulso, la tensión pasa por debajo de los 10V. (Esto deberá evitarse, en lo posible.) La figura 2.64.c muestra las formas de onda de una señal de 50kHz y 50% del ciclo de trabajo durante el arranque del driver. (MGD=MOSFET Gate Drive)

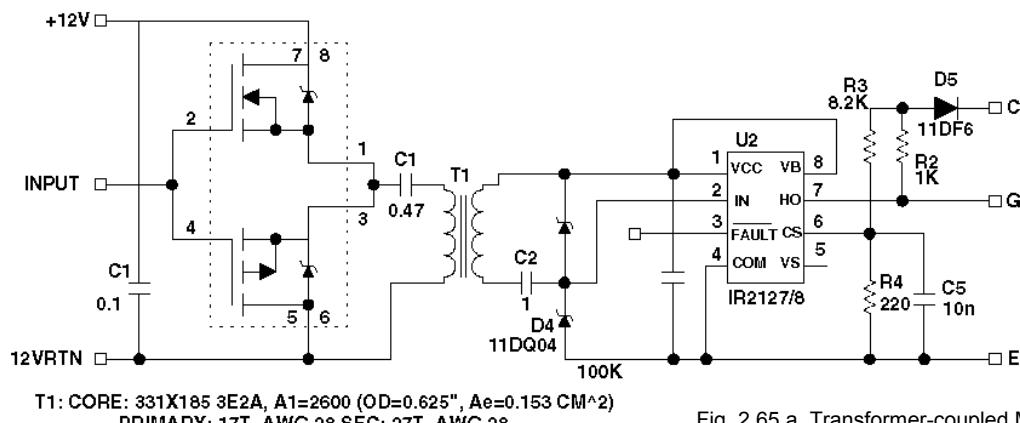


Fig. 2.65.a. Transformer-coupled MGD with UV lockout and short-circuit protection

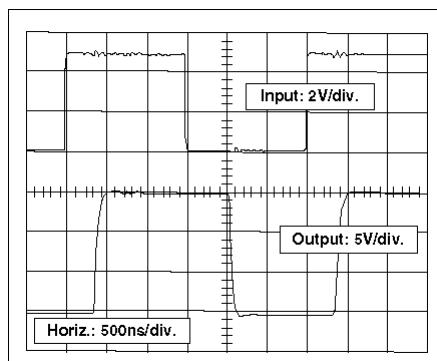


Fig. 2.65.b. Waveforms associated with the circuit of Figure 2.65.a.

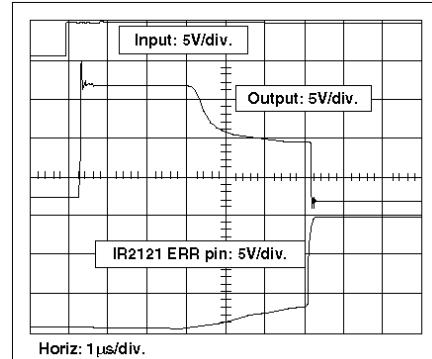


Fig. 2.65.b. Shutdown due to high V_{CEsat}

El circuito de la [fig. 2.65](#) tiene las siguientes características:

No requiere alimentación adicional

Retardo de propagación de 500ns aprox. (CL=10nF)

Rango de ciclo de trabajo del 5% al 85%

Frecuencia de trabajo nominal de 50kHz (20kHz a 100kHz)

Protección contra cortocircuitos a través del sensado V_{DS} o V_{CS} (IGBT) (V_{CS} =7,5V)

Protección contra bajas tensiones (V_{CC}=9,5V)

Protección contra sobretensión (V_{CC}≥ 20V)

La protección contra cortocircuitos está implementada con el circuito de sensado de V_{ce} en combinación con el sensado de la corriente (CS) del IR2127/8. Cuando el pin HO está en alto, R3 comienza a cargar a C5.

Mientras que el IGBT o el MOSFET se está saturando, la tensión del colector o drenador comienza a caer a los niveles de saturación, D5 conduce y se descarga C5. Cuando la tensión del drenador del MOSFET o del colector del IGBT tiene valores más altos que los permitidos, D5 queda polarizado inversamente y la tensión de C5

comienza a subir. Cuando la tensión de C5 excede los 250mV, el IR2127/8 apaga el transistor de potencia. Esto demora aproximadamente 2μs.

Para operaciones de un mayor rango de ciclo de trabajo, están disponibles otras opciones. El circuito de la figura siguiente usa el driver como latch.

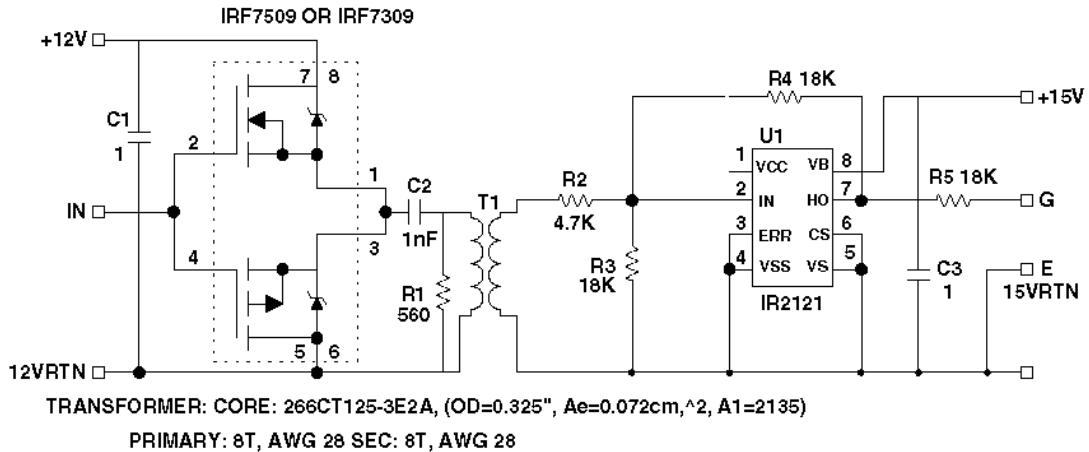


Fig. 2.66.a. Transformer-coupled MGD for operation from DC to 900 kHz

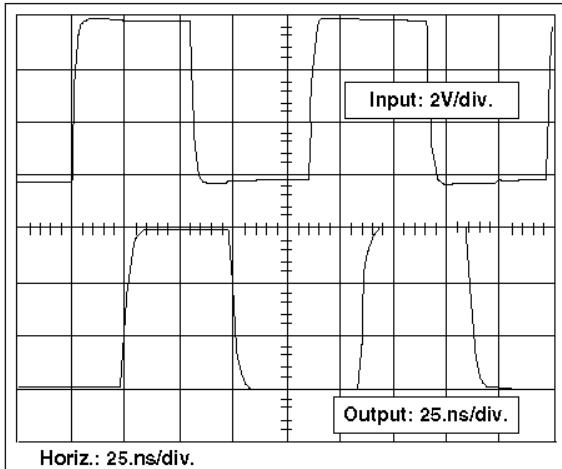


Fig. 2.66.b. Waveforms associated with the circuit of Figure 2.66.a operated at 900 kHz

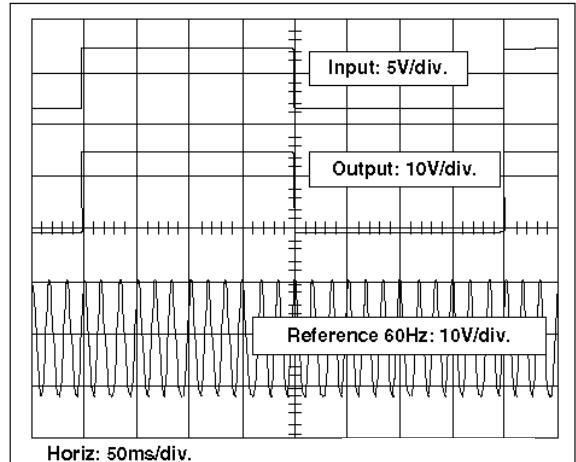


Fig. 2.66.c. Waveforms associated with the circuit of Figure 2.66.a operated at 2.5 Hz

El circuito de la [fig. 2.66](#) tiene las siguientes características:

Rango de frecuencia desde DC hasta 900kHz

$t_{d(on)}$: 250ns

$t_{d(off)}$: 200ns

Rango de ciclo de trabajo desde el 1% al 99% a 100 kHz

Protección contra bajas tensiones

Protección contra sobretensión

La cantidad de vueltas del transformador es pequeña, debido a que transmite pulsos cortos

TRANSFORMER: CORE: 266CT125-3E2A, (OD=0.325", Ae=0.072cm, ^2, A1=2135)

PRIMARY: 8T, AWG 28 SEC: 8T, AWG 28

El latch está en el secundario del transformador, y está activado por R4. Las figuras 2.66.b y c muestran las formas de ondas en rangos de frecuencias extremas. A 900kHz y 2.5Hz

2.7 Circuitos de ayuda a la conmutación

La disipación de potencia de los transistores está relacionada con la simultaneidad de tensión V_{CE} o V_{DS} y corriente I_C o I_D durante el tiempo de cruce. Para disminuir la disipación de potencia se recurre a las redes de ayuda a la conmutación.

2.7.1 Red del transistor bipolar

Durante el encendido

Para evitar la simultaneidad de la subida de la corriente con la caída de la tensión, se retarda la subida de la corriente de colector a valores que no sean críticos, con una inductancia λ de algunos μH . El intervalo de tiempo $t_1 - t_2$ es el necesario para que V_{CE} sea igual a $V_{CE(\text{Sat})}$, y la i_C todavía tendrá un valor cercano al 50%. Seguidamente la i_C crece durante $t_2 - t_3$, donde $L_\lambda \frac{di_C}{dt} = V_{CC} - V_{CE(\text{Sat})}$ y alcanza el valor I_{MAX} en $t = t_3$.

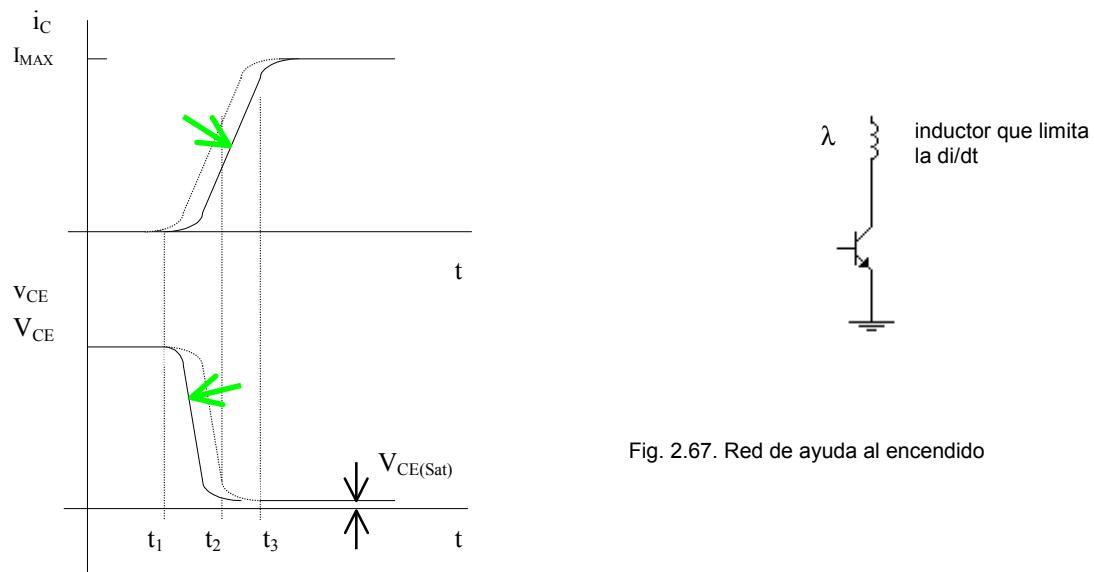
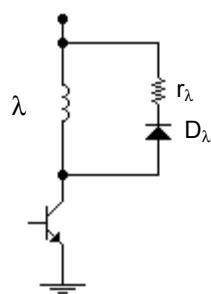


Fig. 2.67. Red de ayuda al encendido

Esta inductancia se carga con una energía $L_\lambda \frac{i^2}{2}$, que deberá descargarse durante el bloqueo del transistor. Un método de implementación puede ser el siguiente:



Durante el bloqueo, la energía deberá ser descargada totalmente a través del D_λ y r_λ .

Se considera $\frac{\lambda}{R} = 3 \tau$, siendo τ la constante de tiempo.

$$R = \frac{\lambda}{3 t_{OFF}}$$

Este método es poco usado, ya que el tiempo de encendido es muy pequeño, y las pérdidas de conmutación debidas al encendido son poco significativas.

Fig. 2.68. Circuito práctico de ayuda al encendido

Durante el apagado

La porción de disipación más crítica durante la commutación de un transistor bipolar tiene lugar durante el apagado, o bloqueo.

La corriente de base de bloqueo I_{B2} del transistor, tiene normalmente una magnitud grande para minimizar el tiempo de almacenamiento. Esto, desafortunadamente, puede ocasionar la destrucción del transistor por avalancha en la juntura base-emisor.

Para prevenir que esto suceda, se pueden utilizar dos métodos:

A. Bloquear el transistor con valores bajos de V_{CE} comparados con V_{CER} o V_{CEV} (según sea aplicable)

B. Reducir la corriente de colector cuando está subiendo la v_{CE}

Evidentemente, la tensión de trabajo del transistor no puede reducirse, quedando la opción B como la más realista.

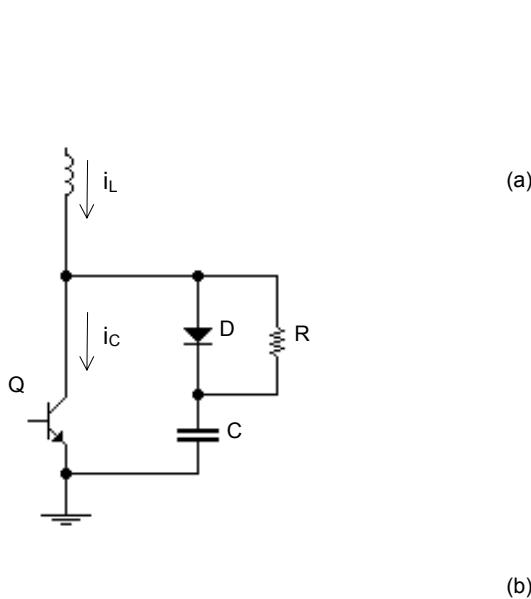


Fig. 2.69. Implementación de una red RCD como red de ayuda al apagado

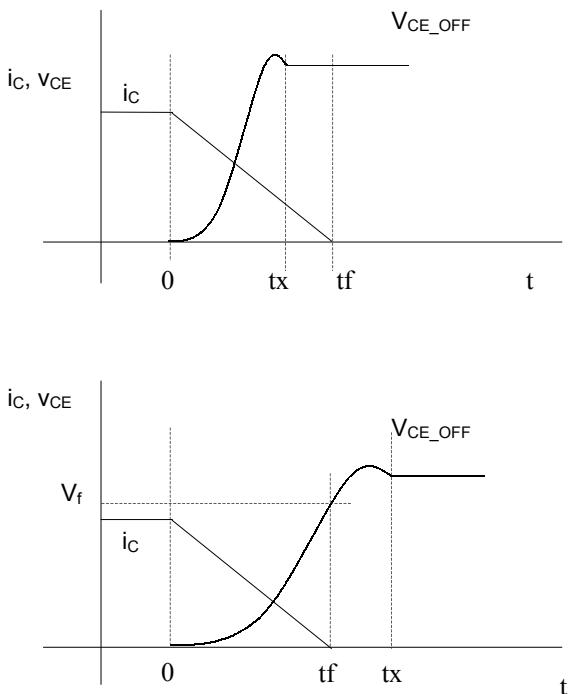


Fig. 2.70. Formas de onda durante el apagado, para diferente valor de capacitor. El caso (b) tiene un valor mayor que el (a).

Funcionamiento:

El circuito de protección proporciona otro camino adicional para la corriente de carga durante el apagado. Cuando el transistor Q se bloquea, el capacitor C se carga a través del diodo D, retrasando la subida de la tensión del nivel bajo al alto. El condensador se carga hasta la tensión final de apagado del transistor y continúa cargado mientras el transistor está cargado. Por el capacitor circula el resto de la

Cuando el transistor Q se satura, el capacitor deberá descargarse completamente durante t_{on} , a través de R.

El tamaño del capacitor de protección determina la velocidad de subida de la tensión en los bornes del transistor durante el corte. Durante el apagado del transistor, la corriente de la carga disminuye en forma aproximadamente lineal, hasta que llega a cero.

- V_f = Tensión colector-emisor durante el bloqueo del transistor, en el momento en que la corriente de colector i_C desciende al 2% del valor maximo. Si el valor V_f medido del circuito es bajo comparado con V_{CEV} , se estará asegurando el buen funcionamiento del RBSOA. En muchas ocasiones se elige el capacitor de manera tal que la tensión llegue a su valor maximo
- D deberá ser de la misma capacidad de corriente que el transistor
- Es importante hacer notar que la red RCD disipa gran cantidad de energía. Esta es la que tendría que haber disipado el transistor si no hubiese estado la red.

En casos inductivos (el peor de los casos), el área de energía durante el bloqueo es:

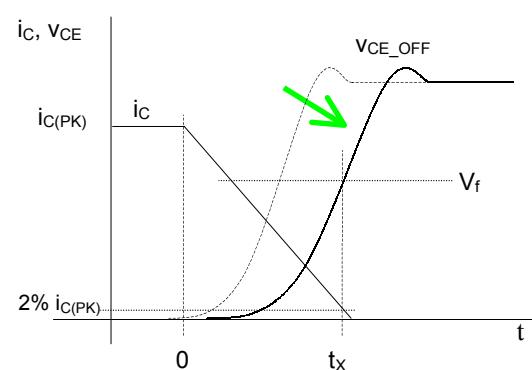


Fig. 2.71. Red de ayuda al apagado. Formas de onda

$$E = \frac{CV_f^2}{2} = \frac{I_L V_f (t_s + t_f)}{2}$$

$$C \cong \frac{I_L t_f}{2 V_f}$$

C vale típicamente entre 1nF y 47nF

Si la corriente del transistor llega a cero antes de que el capacitor se cargue por completo, la tensión del capacitor se calcula:

$$C \cong \frac{I_L t_f}{2 V_{CE_OFF}}$$

Notar que V_{CE_OFF} no es necesariamente la tensión de alimentación. En todo caso, se deberá analizar el circuito. El capacitor se carga durante el bloqueo, y se deberá descargar a través de R durante la saturación de transistor (t_{on}). El tiempo de descarga del capacitor, que inicialmente estaba completamente cargado, es aproximadamente 5τ .

$$R < \frac{t_{(on)MIN}}{5C}$$

siendo $t_{(on)MIN}$ el tiempo relacionado con el ciclo de trabajo mínimo del PWM, o circuito de excitación del transistor.

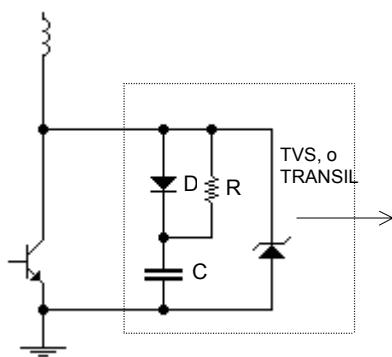
Con el valor R calculado se deberá verificar que la corriente de descarga por el transistor no supere el 0,25 I_C para casos en que el I_{CM} del transistor está calculado al límite.

Se usará la fórmula siguiente:

$$I_{descarga} = I_{dis} = \frac{V_{CE}}{R}$$

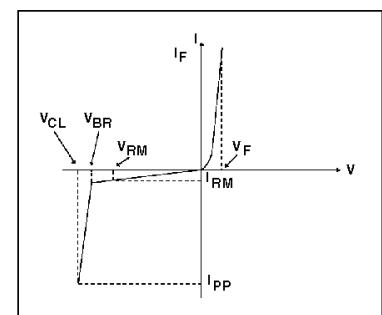
La disipación de potencia de R es: $P_R = \frac{1}{2} C V_{CE}^2 f$

- Una manera de limitar la sobretensión es enclavando su valor con un diodo TVS™, o un TRANSIL™



ELECTRICAL CHARACTERISTICS
($T_{amb} = 25^\circ C$)

Symbol	Parameter
V_{RM}	Stand-off voltage
V_{BR}	Breakdown voltage
V_{CL}	Clamping voltage
I_{RM}	Leakage current @ V_{RM}
I_{PP}	Peak pulse current
αT	Voltage temperature coefficient



SI 1.5KExx

TRANSIL™ FEATURES

PEAK PULSE POWER= 1500 W@1ms
BREAKDOWN VOLTAGE RANGE :
From 6V8 to 440 V
UNI ANDBIDIRECTIONAL TYPES

LOW CLAMPING FACTOR
FAST RESPONSE TIME
UL RECOGNIZED

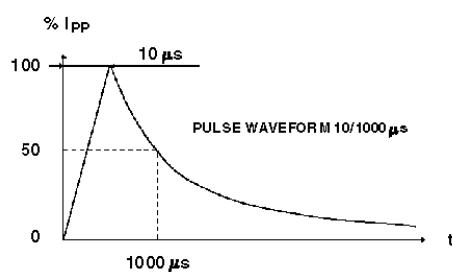
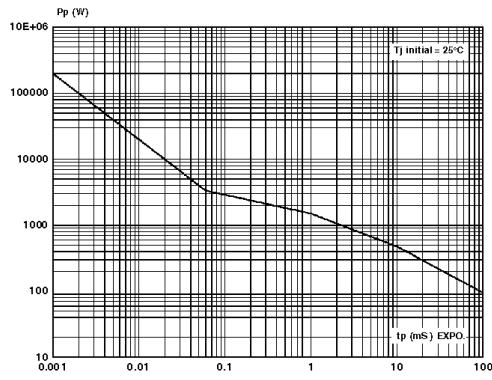
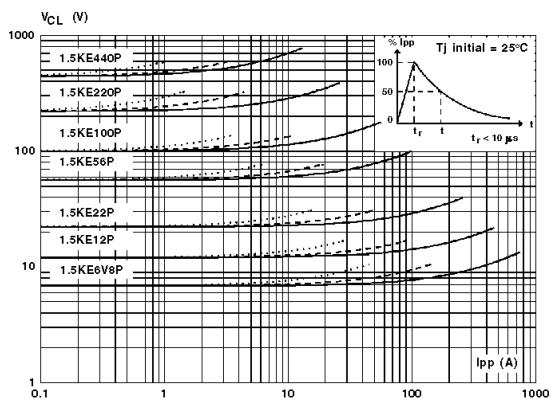


Fig. 3 : Clamping voltage versus peak pulse current.
Exponential waveform

tp = 20 ms _____
tp = 1 ms -----
tp = 10 ms

Fig. 2 : Peak pulse power versus exponential pulse duration.





Note : The curves of the figure 3 are specified for a junction temperature of 25 °C before surge. The given results may be extrapolated for other junction temperatures by using the following formula : $\Delta VBR = \alpha T * (T_{amb} - 25) * VBR(25^{\circ}\text{C})$. For intermediate voltages, extrapolate the given results.

Ejemplo:

$$\begin{aligned} V_{CE(\text{off})} &= 200\text{V} \\ f_{\text{SWITCHING}} &= 20\text{kHz} \\ I_C &= 2\text{A} \\ \delta_{\min} &= 0,2 \end{aligned}$$

Datos del transistor:

$$t_{rv} + t_{fi} = 0,5\mu\text{s} + 2,0\mu\text{s} \text{ (carga inductiva)}$$

Cálculo:

$$\begin{aligned} C &= \frac{I_C(t_{rv} + t_{fi})}{V_{CE(\text{off})}} = \frac{2*2,5*10^{-6}}{200} = 0,025\mu\text{F} && \text{se normaliza } C=22\text{nF} \\ t_{on(MIN)} &= \frac{\delta_{\min}}{f} = 10\mu\text{s} && \text{Se utilizará } t=3RC \\ R &= \frac{t_{on}}{3C} = \frac{10*10^{-6}}{3*22*10^{-9}} = 151\Omega && \text{se normaliza } R=150\Omega \end{aligned}$$

Verificación de la corriente de descarga:

$$I_{dis} = \frac{200}{150} = 1,3$$

Este valor es mayor que el 25% \$I_C\$, por lo que va a sobrecargar la capacidad del colector. En casos que el transistor no va a poder soportar éste exceso de corriente, el nuevo valor será:

$$R = \frac{V_{CE(\text{off})}}{0,25I_C} = \frac{200}{0,25*2} = 400\Omega \quad \text{Valor sugerido, pero no el ideal}$$

Hay dos caminos:

- Que la \$I_C\$ sea \$1,3+2=3,3\text{A}\$
- Que el capacitor sea menor que \$22\text{nF}\$ para que éste pueda ser descargado durante el \$t_{on(min)}\$, donde la red pierde su eficacia, ya que no derivará la corriente que era recomendable, sino un valor mucho menor.

Ejemplos de hojas de datos:



Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Term		
V_S	Supply voltage prim.	18	V
V_{IH}	Input signal volt. (High)	$V_S + 0,3$	V
		5 + 0,3	V
$I_{out,PEAK}$	Output peak current	8	A
$I_{out,AVmax}$	Output average current	40	mA
f_{max}	max. switching frequency	100	kHz
V_{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1700	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/μs
V_{isolIO}	Isolation test voltage input-output (1 min.AC)	2500 Standard Version „H4”	Vac
		4000	Vac
V_{isol12}	Isolation test voltage output 1 - output 2 (1 min.AC)	1500	V
R_{Gonmin}	Minimum rating for R_{Gon}	3	Ω
$R_{Goffmin}$	Minimum rating for R_{Goff}	3	Ω
$Q_{out/pulse}$	Max. rating for output charge per pulse	4 ¹⁾	μC
T_{top}	Operating temperature	- 40... + 85	°C
T_{stg}	Storage temperature	- 40... + 85	°C

SEMDRIVER ®
HYBRID DUAL IGBT DRIVER
SKHI 22 A / B

- Double driver for halfbridge IGBT modules
- SKHI 22 A/B H4 is for 1700 V-IGBT
- SKHI 22 A is compatible to old SKHI 22
- SKHI 22 B has additional functionality

Hybrid Dual MOSFET Driver
SKHI 21 A

- drives MOSFETs with $V_{DS(on)} < 10$ V
- is compatible to old SKHI 21

Preliminary Data

Electrical Characteristics ($T_a = 25$ °C)		Values			
Symbol	Term	min.	typ.	max.	Units
V_S	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
I_{SO}	Supply current primary side (no load)	—	80	—	mA
	Supply current primary side (max.)	—	—	290	mA
V_i	Input signal voltage SKHIxxA on/off SKHI22B on/off	—	15 / 0	—	V
		—	5 / 0	—	V
V_{IT+}	Input threshold voltage (High) SKHIxxA SKHI22B	10,9	11,7	12,5	V
		3,5	3,7	3,9	V
V_{IT-}	Input threshold voltage (Low) SKHIxxA SKHI22B	4,7	5,5	6,5	V
		1,5	1,75	2,0	V
R_{in}	Input resistance SKHIxxA SKHI22B	—	10	—	kΩ
		—	3,3	—	kΩ
$V_{G(on)}$	Turn on gate voltage output	—	+15	—	V
$V_{G(off)}$	Turn off gate voltage output SKHI22x SKHI21A	—	-7	—	V
		—	0	—	V
R_{GE}	Internal gate-emitter resistance	—	22	—	kΩ
f_{ASIC}	Asic system switching frequency	—	8	—	MHz
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time	0,85	1	1,15	μs
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time	0,85	1	1,15	μs
$t_{d(err)}$	Error input-output propagation time	—	0,6	—	μs
$t_{pERRRESET}$	Error reset time	—	9	—	μs
t_{TD}	Top-Bot Interlock Dead Time SKHI22x SKHI21A	3,3	—	4,3	μs
		0	—	4,3	μs
V_{CEstat}	Reference voltage for V_{CE} -monitoring	—	5 ²⁾	10	V
		—	6 ³⁾	10	V
C_{ps}	Coupling capacitance primary secondary	—	12	—	pF
$MTBF$	Mean Time Between Failure $T_a = 40$ °C weight	—	2,0	—	10^6 h
m		—	45	—	g

- Features**
- CMOS compatible inputs
 - Short circuit protection by V_{CE} monitoring and switch off
 - Drive interlock top/bottom
 - Isolation by transformers
 - Supply undervoltage protection (13 V)
 - Error latch/output

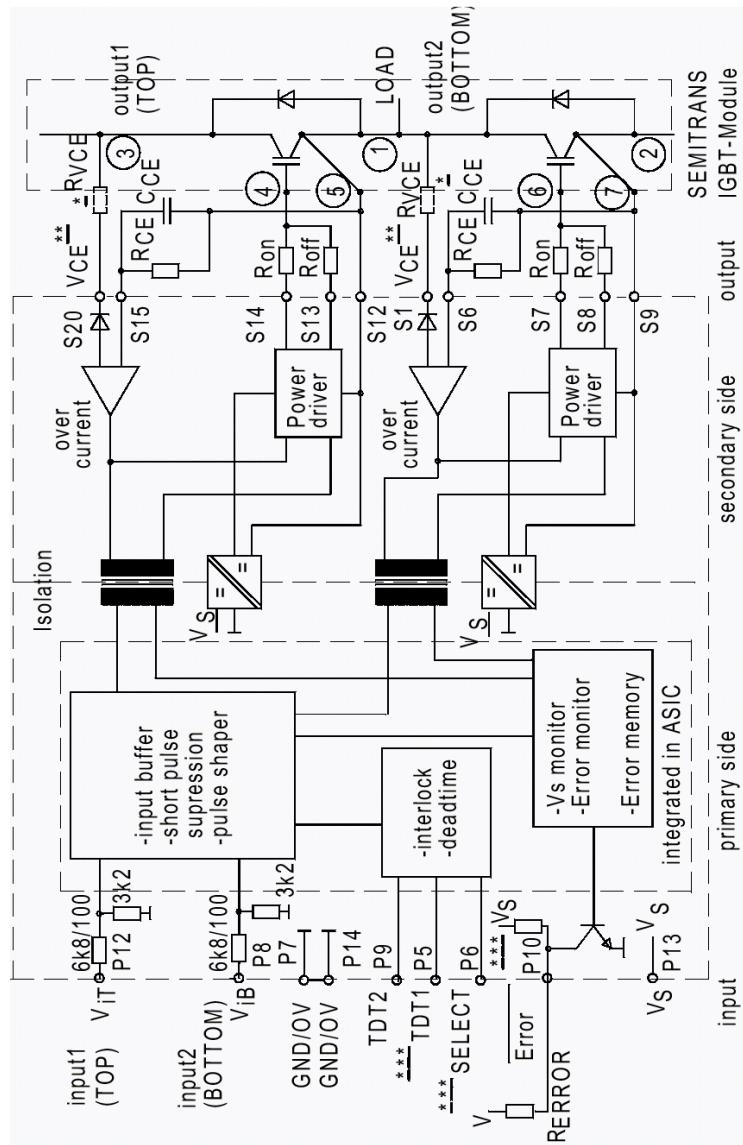
TYPICAL APPLICATIONS

- Driver for IGBT and MOSFET modules in bridge circuits in choppers, inverter drives, UPS and welding inverters
- DC bus voltage up to 1000V

External components

Component	Function	Recommended Value
R_{CE}	Reference voltage for V_{CE} -monitoring $V_{CEstat}(V) = \frac{10 \cdot R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} - 1,4 \quad (1)$ with $R_{VCE} = 1k\Omega$ (1700V IGBT): $V_{CEstat}(V) = \frac{10 \cdot R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} - 1,8 \quad (1.1)$	$10k\Omega < R_{CE} < 100k\Omega$ $18k\Omega$ for SKM XX 123 (1200V) $36k\Omega$ for SKM XX 173 (1700V)
C_{CE}	Inhibit time for V_{CE} - monitoring $t_{min} = \tau_{CE} \cdot \ln \left[\frac{15 - V_{CEstat}(V)}{10 - V_{CEstat}(V)} \right] \quad (2)$ $\tau_{CE}(\mu s) = C_{CE}(nF) \cdot \frac{10 \cdot R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} \quad (3)$	$C_{CE} < 2,7nF$ $0,33nF$ for SKM XX 123 (1200V) $0,47nF$ for SKM XX 173 (1700V) $0,5\mu s < t_{min} < 10\mu s$
R_{VCE}	Collector series resistance for 1700V IGBT-operation	$1k\Omega / 0,4W$
R_{ERROR}	Pull-up resistance at error output $\frac{U_{Pull_Up}}{R_{ERROR}} < 15mA$	$1k\Omega < R_{ERROR} < 10k\Omega$
R_{GON}	Turn-on speed of the IGBT ⁴⁾	$R_{GON} > 3\Omega$
R_{GOFF}	Turn-off speed of the IGBT ⁵⁾	$R_{GOFF} > 3\Omega$

- 4) Higher resistance reduces free-wheeling diode peak recovery current, increases IGBT turn-on time.
 5) Higher resistance reduces turn-off peak voltage, increases turn-off time and turn-off power dissipation



* When SKH22B is driving 1700V IGBTs, a $1k\Omega / 0,4W$ R_{VCE} -resistor must be connected in series to the V_{CE} input.

** The VCE-terminal is to be connected to the GBT collector C. If the V_{CE} -monitoring is not used, connect S1 to S9 or S20 to S12 respectively.

*** Terminals P5 and P6 are not existing for SKH22A/21A; internal pull-up resistor exists in SKH22A/21A only.

1-7 Connections to SEMITRANS GB-module

Absolute Maximum Ratings		Value	Unit
Symbol	Term		
V_S	Supply voltage prim.	18	V
V_{IH}	Input signal voltage (High)	$V_S \pm 0.3$	V
$I_{out,PEAK}$	Output peak current	± 30	A
$I_{out,AVmax}$	Output average current (max.)	± 150	mA
f_{max}	max. switching frequency	10	kHz
V_{CE}	Collector-Emitter voltage	1700	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage (secondary to primary side)	75	kV/μs
V_{isolo}	Isolation test voltage Standard input-output (1 min.AC)	4000	Vac
$Q_{out/pulse}$	Max. rating for output charge per pulse	± 30	μC
T_{op}	Operating temperature (W-Version)	-25 ... +85	°C
T_{stg}	Storage temperature (W-Version)	-25 ... +85	°C
T_{op}	Operating temperature (F-Version)	0 ... +70 ¹⁾	°C
T_{stg}	Storage temperature (F-Version)	0 ... +70 ¹⁾	°C

SEMDRIVER ® **PCB IGBT Driver** **SKHI 27 W / F**

- Dual driver for halfbridge IGBT modules
- for up to 1200 V IGBT
- for 1700 V IGBT on request



Electrical Characteristics ($T_a=25$ °C)

Symbol	Term	Values		
		min.	typ.	max.
V_S	Supply voltage primary side	14.4	15.0	15.6
I_{SO}	Supply current primary side (no load)		250	mA
	Supply current primary side (operation)			640 mA
V_{IT+}	Input threshold volt. (High) (SKHI27 W)	12.9		V
V_{IT-}	Input threshold volt. (Low) (SKHI27 W)		2.1	V
R_{in}	Input resistance	10		kΩ
$V_{G(on)}$	Turn-on gate voltage output	+ 15		V
$V_{G(off)}$	Turn-off gate voltage output	- 8		V
R_{Gonmin}	Rating for internal Rgon ²⁾	0		Ω
$R_{Goffmin}$	Rating for internal Rgoff ²⁾	1.1		Ω
R_{GE}	Internal gate-emitter resistance	10		kΩ
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time	1.0 + t_{TD}		μs
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time	1.0		μs
$t_d(err)$	Error input-output propagation time	1.0		μs
$t_{PERRRESET}$	Error reset time (min. pulse width)	5		μs
$t_{pdon-error}$	propagation delay time on error	6		μs
t_{TD}	Top-bottom-interlock-dead time	3		μs
V_{CEstat}	Reference voltage for V_{CE} -monitoring	6.0		V
C_{ps}	Coupling capacity primary-secondary	8.0		pF
$MTBF$	Mean Time Between Failure $T_a = 40^\circ\text{C}$	0.65		10^5 h
m	weight	150		g
HxBxT	Dimensions	200 x 120 x 27		mm

1) the temperature range is only limited by the signal fibre optic cable:

other temperature levels on request

2) external gate input resistor has to be determined by the customer

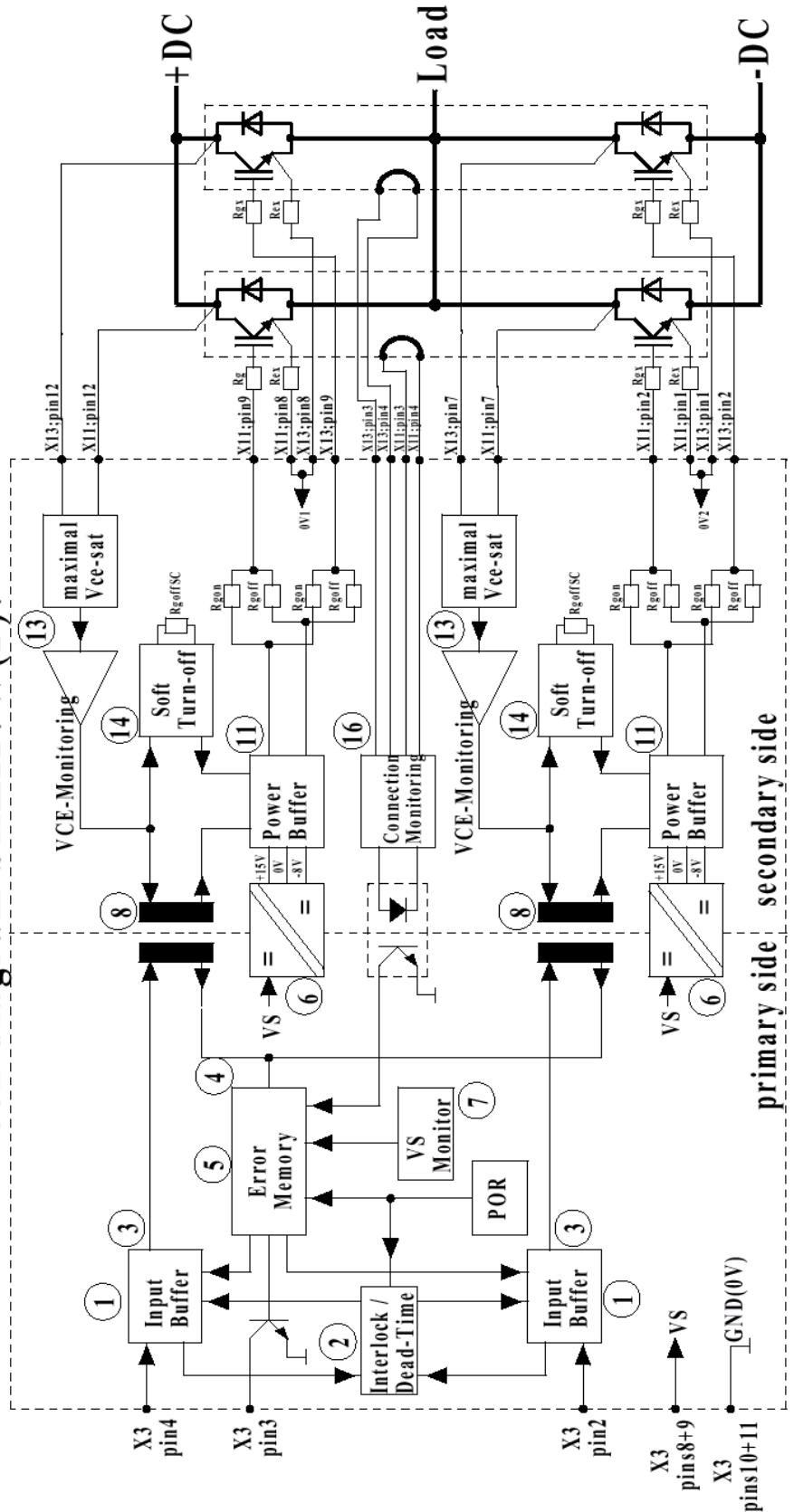
Features

- * Dual Driver Circuit for very high power IGBTs
- * Suitable for all SEMIKRON IGBTs up to 1200 V
- * SKHI27W with wired signal connection
- * SKHI27F with fibre optic interface
- * CMOS compatible input buffers
- * Short circuit protection by VCE - monitoring and slow turn off
- * Drive interlock top/bottom
- * Isolation by transformers
- * Supply undervoltage protection (13 V)
- * Output connection monitoring by opto coupler
- * Error latch/output
- * internal isolated power supply

Typical Applications

- *Driver for IGBT and MOSFET modules in bridge circuits, in choppers, inverter drives and SMPS
- *High Power UPS

Block diagram SKH127W(F):



Note: For "F-Type" the Input-signals, pins 2 and 4 are internally in the driver connected to GND(0V).

SEMIDRIVER SKHI 27 W / F

A. Properties and Functions of the Driver

1. The driver comprises short circuit protection for two IGBTs in half bridge. If a single IGBT is driven, the non-used output V CEin should be connected to the corresponding E (0V). This is because the non-used VCE-monitoring function has to be inhibited.
2. Short circuit protection is provided by measuring the collector-emitter voltage. In case of short circuit the soft turn-off circuit automatically increases the IGBT turn-off time and hence reduces the V CE voltage overshoot.
3. The IGBTs are turned on by applying a positive gate-emitter voltage of 15 V, and turned off by a negative gate-emitter voltage of -8V. In case of a failure of the supply voltage the gate-emitter connection is provided by a 10 kresistor.
4. The driver also comprises the auxiliary power supplies for the two boosters which are isolated by DC/DC converters.
5. The two IGBTs of the half bridge are interlocked in order to prevent them from being in the on-state simultaneously. The locking time between the turn-off signal for one IGBT and the release of the turn-on signal for the other one is typically 3,3 μ s ($> t_{off} - t_{on}$).
6. In the case of a short circuit both IGBTs are turned off immediately. An error memory prevents the IGBTs from being turned on again. The status of this memory has to be fed back to the control circuit via an open collector transistor (SKHI 27 W) (Error Signal). The error memory is only reset when both input signals are zero. (Off-state at least for 5s)
7. The nominal voltage of the power supply VS is +15 V. Its band of variation is from 14,4 to 15,6 V. The current required is lower than 700 mA (conditions: 85 °C temperature, VS = 15 V). Any undervoltage below +13 V is monitored, and the IGBTs are turned off. An error signal is released. Overvoltage is not monitored.
8. The switching signals are transmitted by isolating pulse transformers. The isolation test voltage is 4 kV AC. The max. dv/dt rating between primary and secondary side is 75 kV/ μ s.
9. The input signals are CMOS compatible, for "W" version. The inputs have a Schmitt trigger characteristic to suppress spurious pulses. The thresholds of the inputs are
 $V_{iT+} = \text{min. } 12,9 \text{ V}$
 $V_{iT-} = \text{max. } 2,1 \text{ V}$
10. The operating temperature range is 0 ... + 70 °C. Typ SKHI 27 W: Tamb = -25 °C ... + 85 °C.
11. The typical delay times and propagation times for signals are
 Turn-on: 1,0 + tTD input to output
 Turn-off: 1 μ s input to output
 Error: 1 μ s error input to error signal output
12. In order to optimise the turn-on and turn-off speed, resistors are connected, but external resistors Rg must be added mainly for modules in parallel, according to the conditions of the given application.
 External resistors Rg, Rex and Rcx should be mounted on an additional circuit board near the paralleled modules. The Rex assumes a value of 0,5 .and its function is to reduce the load current to circulate by the auxiliary emitter which could make the emitter voltage against ground unbalanced. The Rcx =47 .(between pin 11/13 and collector, not shown in the picture) is only used when several devices are connected in parallel to one VCEsat input pin. Its function is to limit the induced circulating loop current caused by 2 parallel devices between one VCEsat monitoring input and DC link. Furthermore it has to be taken into account that it creates an average of VCEsat in case of short circuit for VCE-monitoring (see Fig. 2).

B. Description of the Circuit Block Diagram

The circuit block diagram (Fig. 1) shows the input on the left and the output on the right. The input side comprises the following components:

1. Input Buffers

The input buffers have a Schmitt trigger characteristic and are CMOS compatible.

For the "F" version there is the necessary optic input buffers and ERROR output circuit respectively, to perform the optical and electrical signals.

2. Interlock circuit

The interlock circuit prevents the IGBT turning on before the gate charge of the other IGBT is completely discharged. The interlock time is typically $t_{TD} = 3\text{s}$.

3. Short pulse suppression

The short pulse suppression makes sure that only adequate trigger pulses are transmitted to the output flip-flop.

4. Error monitoring

This circuit monitors pulses fed backwards via the pulse transformers.

5. Error memory

The error memory is triggered by the error monitoring circuit. The error memory blocks the turn-on pulses to both IGBTs simultaneously. Resetting is only possible when no pulses from the error monitoring are present and both inputs are zero. The output signal is fed to a terminal which is connected to the control circuit (open-collector-transistor SKHI 27 W). An external pull-up transistor has to be provided on the customers control board.

6. DC/DC-Converter It is the primary side control of the DC/DC converter for transmitting the control power to the IGBTs.

7. Power supply monitoring

The supply voltage V S is monitored for its minimum value of 13 V. If it falls below this value an error is monitored and the turn-on pulses for the IGBT are blocked. At initial switch-on it may only be released more than 4 μ s after the instant when V S has reached its nominal value of 15 V. The output comprises two drivers with the following components:

8. Pulse transformer It transmits the turn-on and turn-off signals for the IGBT. In the reverse direction the error signal from the V CE monitoring is transmitted via the same transformer.

9. Power supply transformer (not shown)

10. Rectifier for the auxilliary power supply (not shown)

11. Drivers

The output transistors of the power drivers are MOS-FETs.

12. Reverse drivers for the pulse transformers

They transmit the signals from the V CE monitoring to the pulse transformers.

13. VCE-monitoring It monitors the collector-emitter voltage V CE of the IGBT during its on-state. V CEref is limited internally to 10V (see fig.4).

If the reference voltage V CEref is exceeded, the output signal switches to off. V CEref is dynamic. Immediately after turn-on of the IGBT a higher value is effective than in the steady state. When the IGBT is turned off, V CEref is set to this higher value by the signal "reset". The steady state value V CEref is set for standard IGBT (1200V) values and has a typical value of 6 V.

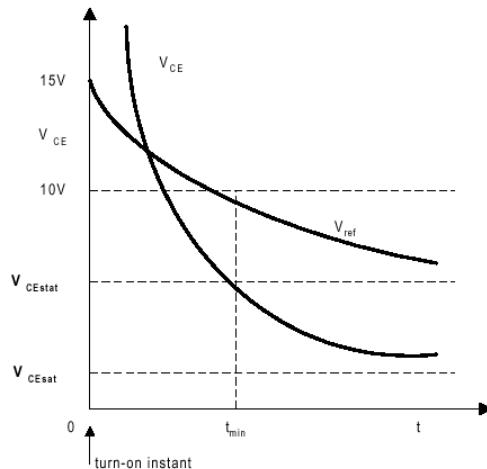


Fig.3 Wave form of the reference voltage V_{CEref} of the VCE-monitoring immediately after the turn-on signal for the IGBT. A possible waveform of V_{CE} is shown. V_{CE} is internally clamped to 10 V.

14. Soft Turn-Off

In case of a short circuit it is better to switch off the circuit softly, to reduce over voltages which are induced in parasitic inductance, because of the high dV/dt . For that reason a soft turn-off mode will be enabled which switches the devices slowly in case of a short circuit (by usage of a higher R_{Goff})

15. Connection Monitoring

This feature is very important to prevent damage because of no proper connection between driver and gate emitter. In this case it happens that the Gate-Emitter Capacitance is charged up and the Collector-Emitter Path remains conductive, what causes a short circuit when the opposite switch is also switched on. The connection monitor sets the error memory in case of loose connection.

C. Application / Handling

1. The CMOS inputs of the driver are extremely sensitive to overvoltage. Voltages higher than ($V_S + 0.3$ V) or under -0.3 V may destroy these inputs.
Therefor the following EMC safety requirements have to be observed:
 - to make sure that the control signals do not comprise over voltages exceeding the above values
 - Protection against static discharges during handling. As long as the driver is not completely assembled the input terminals must be short circuited. Persons working with CMOS devices should wear a grounded bracelet. Any floor coverings must not be static chargeable. For transportation the input terminals must be short circuited using for example conductive rubber. Places of work must be grounded. The same safety requirements apply to the IGBTs.
2. The connecting leads between driver and power module must be as short as possible. For IGBTs the wires should be twisted.

3. Any parasitic inductance should be minimised. Overvoltages may be damped by C or RCD snubber networks between the main terminals of the power module.
4. When first operating a newly developed circuit low collector voltage and load current should be used in the beginning, and these values should be increased gradually, observing the turn-off behaviour of the freewheeling diodes and the turn-off voltage-spikes across the IGBT by means of the oscilloscope.
Further the case temperature of the power module should be monitored. When the circuit works correctly, short circuit tests can be made, starting again with low collector voltage.
5. It is important to feed any errors back to the control circuit and to switch the equipment off immediately in such events. Repeated turn-on of the IGBT into a short circuit with a frequency of several kHz may destroy the device.
6. Figure 4 shows the recommended Application Range for $Q_{gmax}=30\mu C$.

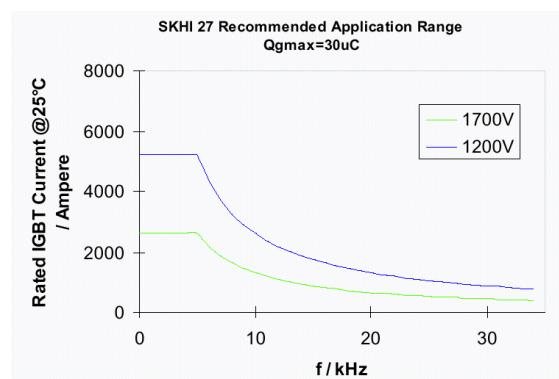
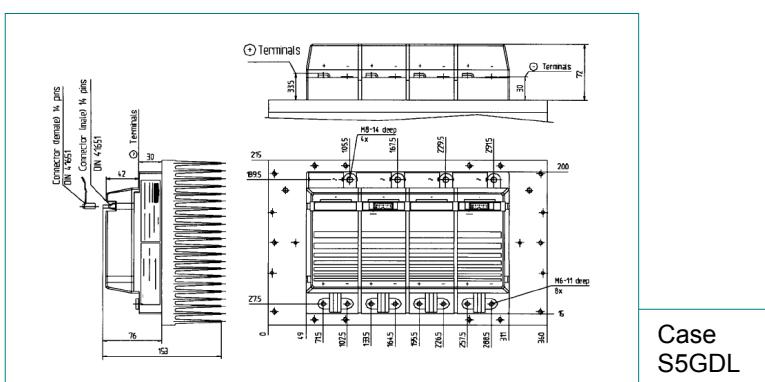


Fig.4 Recommended Application Range SKHI27

Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions¹⁾		
V _{isol} ⁴⁾	AC, 1min	3000	V
T _{op} , T _{sta}	Operating / stor. temperature	-25...+85	°C
IGBT and Inverse Diode			
V _{CES} ⁵⁾		1200	V
V _{CC}	Operating DC link voltage	900	V
I _C	IGBT	150	A
T _j ³⁾	IGBT + Diode	-40...+150	°C
I _F	Diode	150	A
I _{FM}	Diode, t _p < 1 ms	300	A
I _{FSM}	Diode, T _j = 150 °C, 10ms; sin	1440	A
I ² t (Diode)	Diode, T _j = 150 °C, 10ms	10	kAs ²
Driver			
V _{S1}	Stabilized Power Supply	18	V
V _{S2}	Non-stabilized Power Supply	30	V
f _{smax}	Switching frequency	20	kHz
dV/dt	Primary to secondary side	75	kV/μs

Characteristics	Symbol	Conditions¹⁾	min.	typ.	max.	Units
IGBT ¹¹⁾						
V _{(BR)CES}		Driver without supply	≥V _{CES}	—	—	V
I _{CES}		V _{GE} = 0, T _j = 25 °C	—	—	0,4	mA
		V _{CE} = V _{CES} T _j = 125 °C	—	10	—	mA
V _{TO}		T _j = 125 °C	—	—	1,38	V
r _T		T _j = 125 °C	—	—	14,7	mΩ
V _{Cesat}	I _C = 125A, T _j = 125 °C		—	—	3,2	V
V _{Cesat}	I _C = 125A, T _j = 25 °C		—	—	3,05	V
E _{on} + E _{off}	V _{CC} =600/900V, I _C =150A T _j = 125 °C		—	—	45/73	mJ
C _{CHC}	per SkiiP, AC side		—	1,4	—	nF
L _{CE}	Top, Bottom		—	15	—	nH
Inverse Diode ²⁾						
V _F = V _{EC}	I _F = 125A; T _j = 125 °C		—	—	2,38	V
V _F = V _{EC}	I _F = 125A; T _j = 25 °C		—	—	2,55	V
E _{on} + E _{off}	I _F = 150A; T _j = 125 °C		—	—	6	mJ
V _{TO}	T _j = 125 °C		—	0,91	—	V
r _T	T _j = 125 °C		—	5,7	—	mΩ
Thermal Characteristics ¹⁰⁾						
R _{thjs} ¹⁰⁾	per IGBT		—	—	0,180	°C/W
R _{thjs} ¹⁰⁾	per Diode		—	—	0,375	°C/W
R _{thsa} ^{6,10)}	P16 heatsink; see case		—	—	0,033	°C/W
Driver						
I _{S1}	Supply current 15V-supply	340+260*f _s /f _{smax} +3,5*I _{AC} /A				mA
I _{S2}	Supply current 24V-supply	250+170*f _s /f _{smax} +2,6*I _{AC} /A				mA
t _{interlock-driver}	Interlock-time	2,3				μs
SKiiPPACK protection						
I _{TRIPSC}	Short circuit protection		188 ± 2%			A
I _{TRIPLG}	Ground fault protection		43 +/- 2%			A
T _{TRIP}	Over-temp. protection		115 ± 5%			°C
U _{DCTRIP} ⁹⁾	U _{DC} -protection		920 ± 2%			V
Mechanical Data						
M1	DC terminals, SI Units	4	—	6		Nm
M2	AC terminals, SI Units	8	—	10		Nm



Pág. 2. 120

SKiiPPACK ®

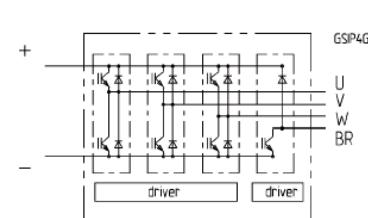
SK integrated intelligent Power PACK
3-phase bridge with
brake chopper (E/A)

SKiiP

132 GDL 120 – 412 CTV

(7,9)

Preliminary Data

**Features**

- Short circuit protection, due to evaluation of current sensor signals
- Isolated power supply
- Low thermal impedance
- Optimal thermal management with integrated heatsink
- Pressure contact technology with increased power cycling capability, compact design
- Low stray inductance
- High power, small losses
- Over-temperature protection

1) Theatsink = 25 °C, unless otherwise specified

2) CAL = Controlled Axial Lifetime Technology (soft and fast)

3) without driver

4) Driver input to DC link/ AC output to heatsink

5) with Semikron-DC link (low inductance)

6) other heatsinks on request

7) C - Integrated current sensors

T - Temperature protection

V - 15 V or 24 V power supply

9) options available for driver:

U - DC link voltage sense

F - Fiber optic connector

10) "s" referenced to temperature sensor

11) NPT-technology with homo-genous current-distribution

Distintos tipos de circuitos: **SKiiP® SEMIKRON Integrated Intelligent Power**

SEMIKRON

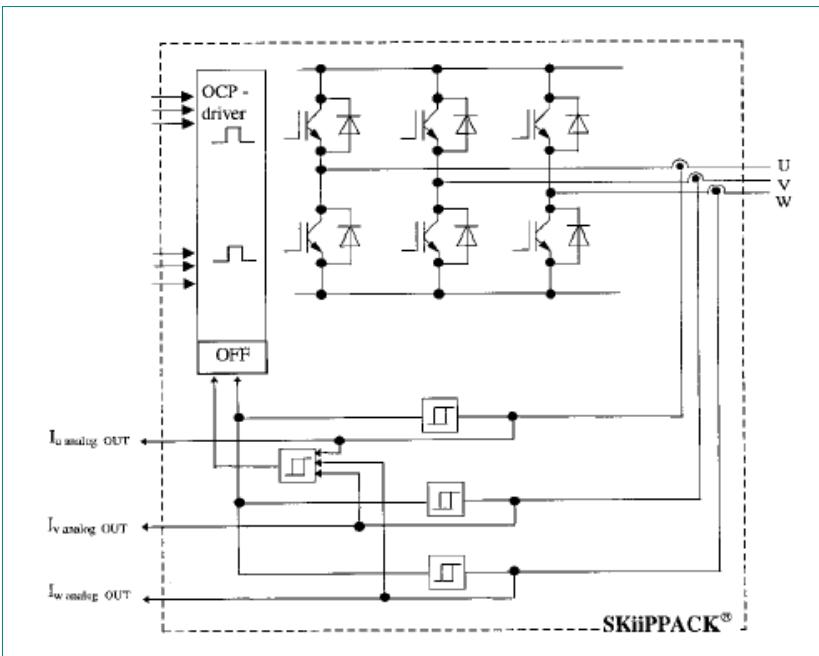
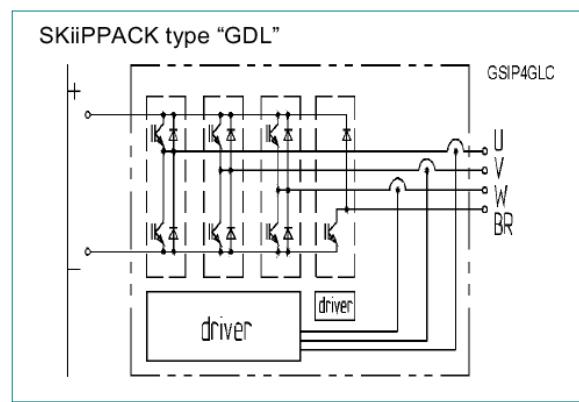
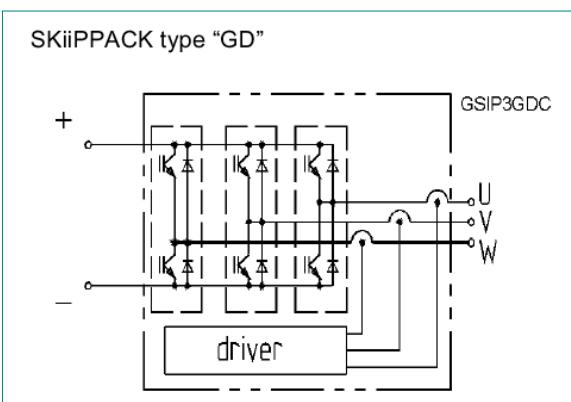
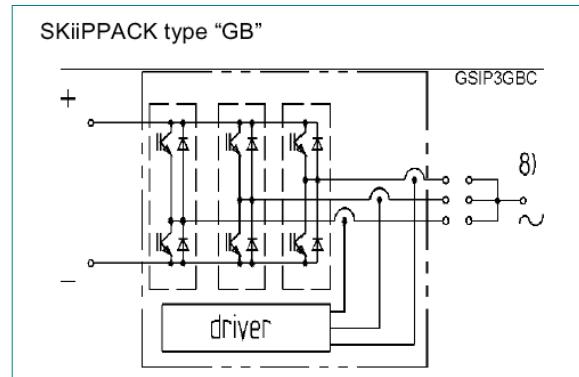
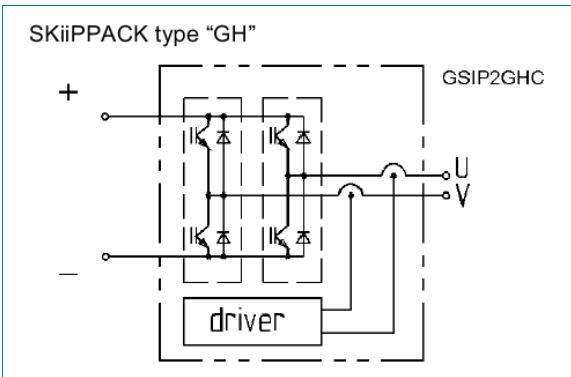
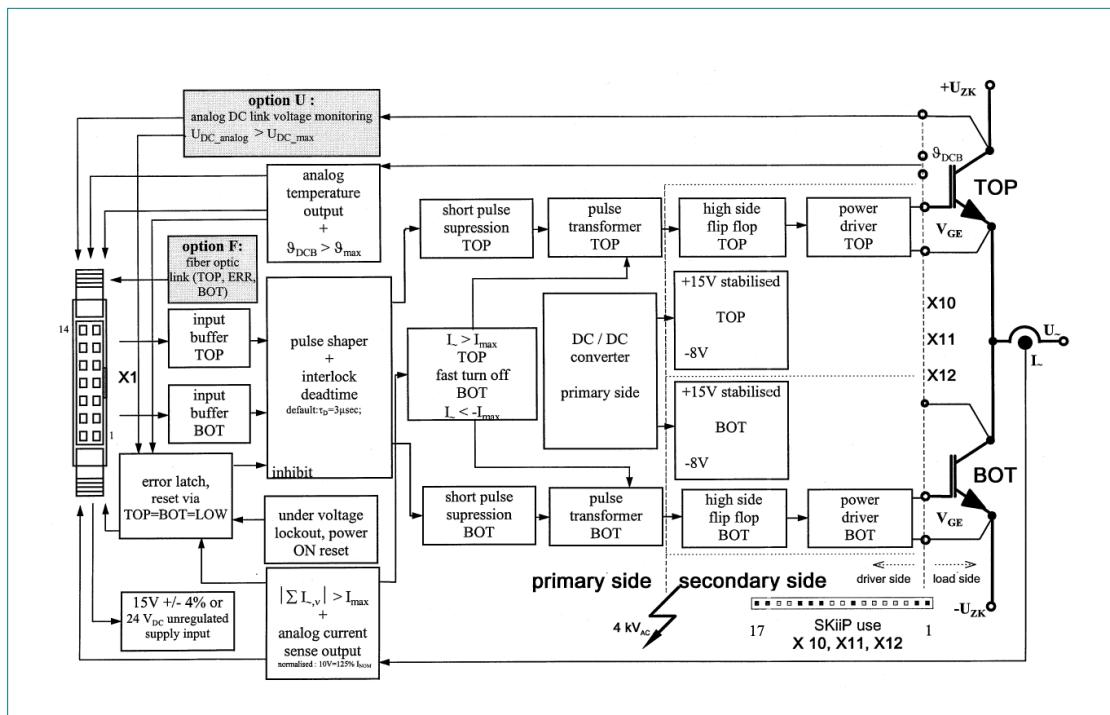


Diagrama en bloques de un driver de medio puente usado en el SKiiPPACK® tipo "GB"



CURRENT WAVEFORM	MATHEMATICAL EXPRESSION	EQUATION
	$i(t) = I$	$E = \int V_{CE}(i) i(t) dt, \quad V_{CE}(i) = V_t + ai^b \quad E = \int [V_t i(t) + ai(t)^{b+1}] dt$ $E = \int_0^{t_{on}} \left(IV_t + ai^{b+1} \right) dt = \left(IV_t + ai^{b+1} \right) t_{on}$
	$i(t) = I_1 + (I_2 - I_1) \frac{t}{t_1}$	$E = \int_0^{t_1} \left[V_t \left(I_1 + \frac{(I_2 - I_1)}{t_1} t \right) + a \left(I_1 + \frac{(I_2 - I_1)}{t_1} t \right)^{b+1} \right] dt = V_t \frac{(I_2 + I_1)}{2} t_1 + \frac{I_2^{b+2} - I_1^{b+2}}{(I_2 - I_1)} \frac{at_1}{b+2}$
	$i(t) = I \frac{t}{t_1}$	$E = \int_0^{t_1} \left(V_t I_0 \sin \omega t + ai_0^{b+1} \sin^{b+1} \omega t \right) dt = \frac{2I_0}{\omega} \left[V_t + \frac{\pi}{2} a i_0^b \frac{\Gamma(\frac{b+2}{2})}{\Gamma(\frac{b+3}{2})} \right]$
	$i(t) = I_0 \sin \omega t$	$E = \int_0^{t_1} \left(V_t I_0 \sin \omega t + ai_0^{b+1} \sin^{b+1} \omega t \right) dt = \frac{2I_0}{\omega} \left[V_t + \frac{\pi}{2} a i_0^b \frac{\Gamma(\frac{b+2}{2})}{\Gamma(\frac{b+3}{2})} \right]$
	$i(t) = I_0 \sin \omega t$	<p>for $\alpha \neq \frac{\pi}{2}$ $E = \frac{I_0}{\omega} \left[V_t + \frac{\pi}{2} a i_0^b \frac{\Gamma(\frac{b+2}{2})}{\Gamma(\frac{b+3}{2})} \right]$</p> <p>otherwise $E = \frac{I_0}{\omega} \left[V_t (1 + \cos \alpha) + a i_0^b \int_{\alpha}^{\pi/2} \sin^{b+1} \omega d\alpha \right]$</p>

2.8 Bibliografía

- [1] MOHAN, UNDERLAND, ROBBINS
[2] MUHAMAD H. RASHID
[3] DANIEL W. HART
[4] José Manuel Benavent García;
Antonio Abellán García;
Emilio Figueres Amorós
- [5] Emilio Figueres Amorós;
José Manuel Benavent García;
Gabriel Garcerá Sanfeliu
- [6] ROBERT W. ERICKSON, DRAGON MAKSIMOVÍC
- [7] JUAN D. AGUILAR PEÑA
[8] GUY SEGUIER
- [9] JOSE ANTENOR POMILLO
- [10] BIMAL K. BOSE
- [11] IEEE Transactions on Power Electronics
[12] SEMIKRON:
[13] MOTOROLA:
- [14] INTERNATIONAL RECTIFIER:
[15] JACOB MILLMAN & CHRISTOS C. HALKIAS
[16] PHILIP C. TODD
- POWER ELECTRONICS, CONVERTERS AND APPLICATIONS
ELECTRÓNICA DE POTENCIA, PRENTICE HALL, 1995
INTRODUCTION TO POWER ELECTRONICS, PRENTICE HALL, 1997
- ELECTRÓNICA DE POTENCIA,
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA; EDITORIAL ALFAOMEGA, 2000.
- SIMULACION DE CIRCUITOS DE POTENCIA CON PSPICE,
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA
DE VALENCIA; EDITORIAL ALFAOMEGA, 2001.
- FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS,
KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2001
- CONVERTIDORES ESTÁTICOS, UNIVERSIDAD DE JAEN, ESPAÑA
ELECTRÓNICA DE POTENCIA, LOS CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE ENERGIA,
GUSTAVO GILI, 1979
- JOHN WILEY & SONS INC. 2002
- POWER ELECTRONICS
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia
- MODERN POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES, CHAPTER 1;
PRENTICE HALL, 2001
- POWER SEMICONDUCTORS : INNOVATION+ SERVICE
TB321/D, HB214/D, DL111/D, DL118/D, DL128/D, DL126/D, DL131/D,
DL135/D, DL137/D, DL150/D, DL151/D
- THE HEXFET DESIGNER'S MANUAL
- ELECTRÓNICA INTEGRADA
- SNUBBER CIRCUITS; THEORY, DESIGN AND APPLICATION; SEM-900 UNITRODE

Ramón C. Oros
Córdoba, 03-06-2000

archivo: EP-A-002

Rev: A

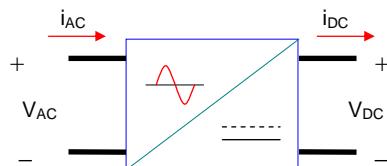
edición que reemplaza a las anteriores.



3. Rectificación de Potencia

3.1. Introducción

Los rectificadores de potencia son dispositivos que convierten tensión alterna en continua, y consta de las siguientes partes:



- Transformador de alimentación (opcional), encargado del suministro del cierto número de tensiones, y con el adecuado desfase que corresponda a su orden.
- El conjunto rectificador, generalmente basado en dispositivos semiconductores, diodos y/o tiristores, caracterizados por una alinealidad extrema.
- Filtro (opcional), para la reducción del factor de ondulación de la tensión rectificada.
- Circuitos o dispositivos de protección y de control.

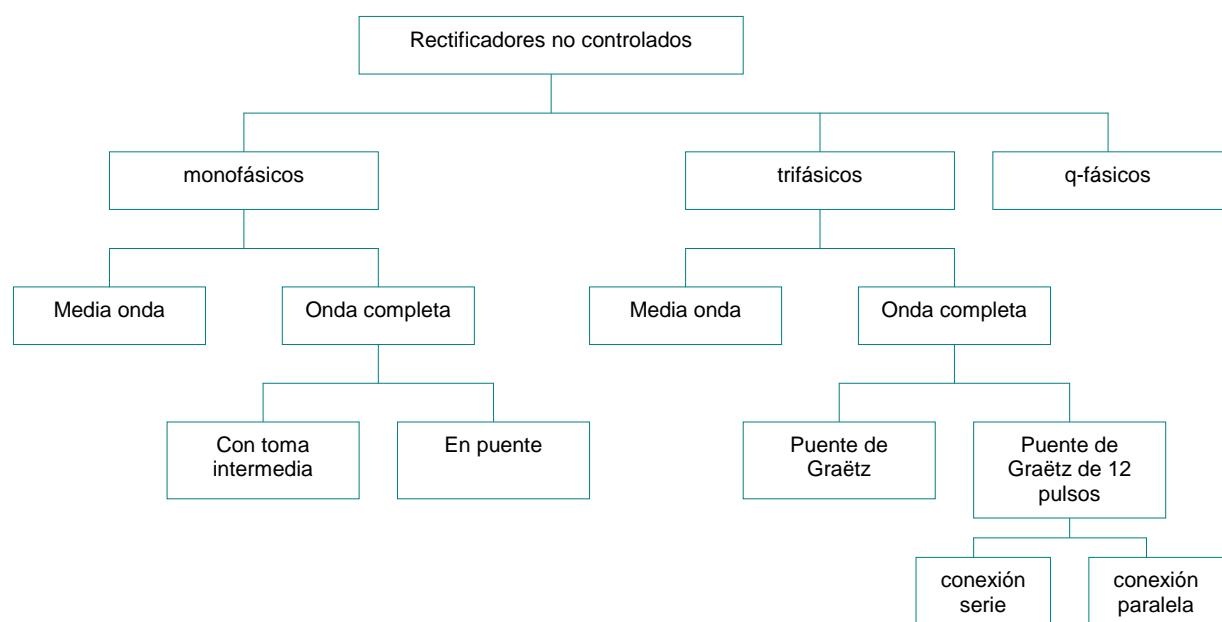
Cuando la potencia requerida es elevada, en general, se recurre a sistemas polifásicos, trifásicos y hexafásicos, debido a su menor ondulación de salida y elevado rendimiento, a expensas de mayor pérdida de conmutación. Los grupos rectificadores de potencia se pueden clasificar en dos grandes grupos:

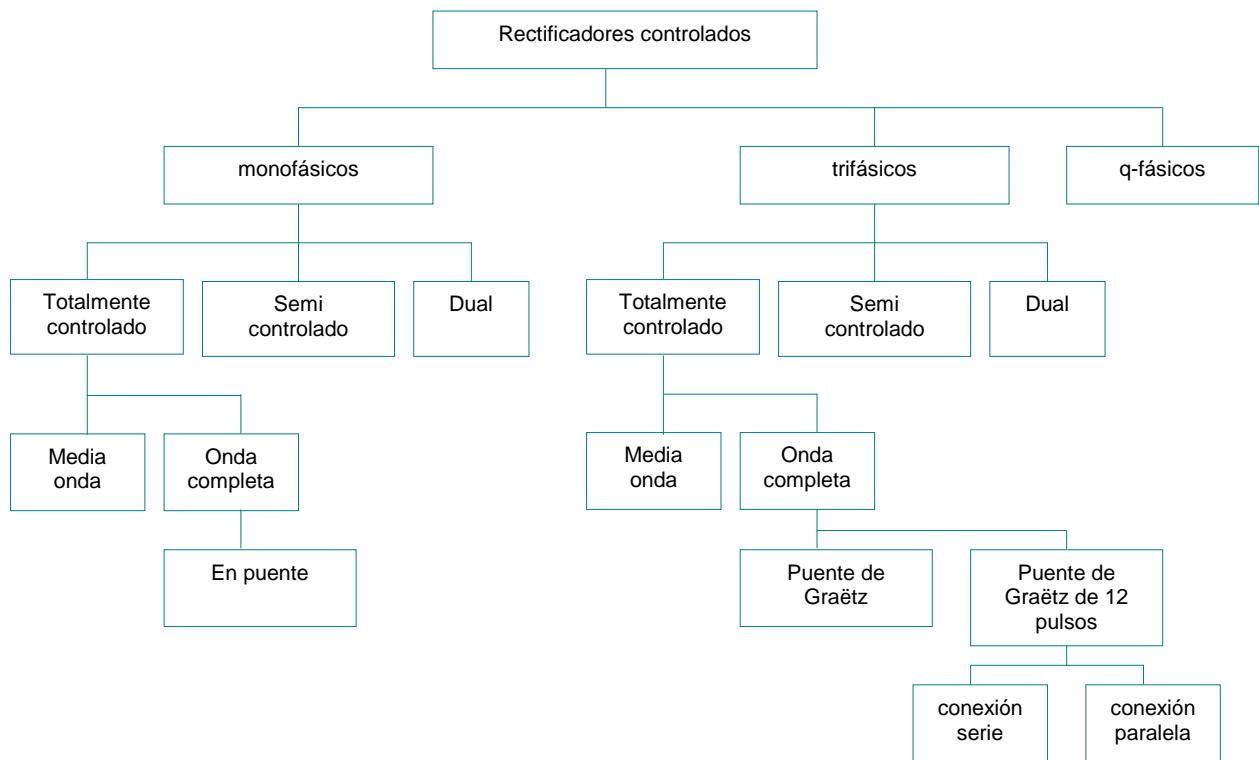
- Rectificadores no controlados
- Rectificadores controlados

A su vez, hay una sub clasificación de los dos casos anteriores. Estos difieren, esencialmente, de la forma en que están conectados los devanados donde se encuentran las tensiones alternas, y también de la conexión de los

dispositivos comutadores. En éstos casos el ángulo de conducción de cada diodo es $\frac{2\pi}{q}$, si $q \neq 1$.

Los rectificadores también pueden ser monofásicos, trifásicos, o q-fásicos, de media onda o de onda completa.





Además, es posible lograr mejoras en el factor de potencia, si se utilizan técnicas mejoradas de rectificación. El factor de potencia PF es por lo general bajo en aplicaciones clásicas, y generan armónicos en la alimentación. Se pueden utilizar transistores en lugar de diodos o tiristores, o GTO en lugar de tiristores y con esto se puede lograr controlar la extinción de la corriente en forma independiente del apagado natural. La rectificación de potencia está gradualmente dejando de ser circuitos básicos y simples. A menudo se incluyen convertidores PWM (pulse width modulation) tales como el convertidor dc-dc boost, con sistemas de control que regulan la forma de onda de la corriente de entrada.

- **Rectificador de media onda, q=3**

Estos emplean un número de diodos igual al número de fases de forma que, en cada instante, no conduce más que uno de ellos y la corriente en cada secundario del transformador es unidireccional.

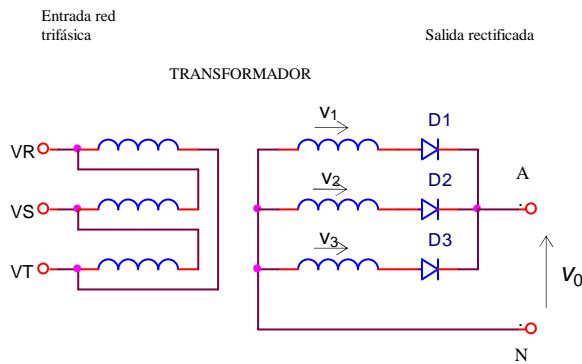
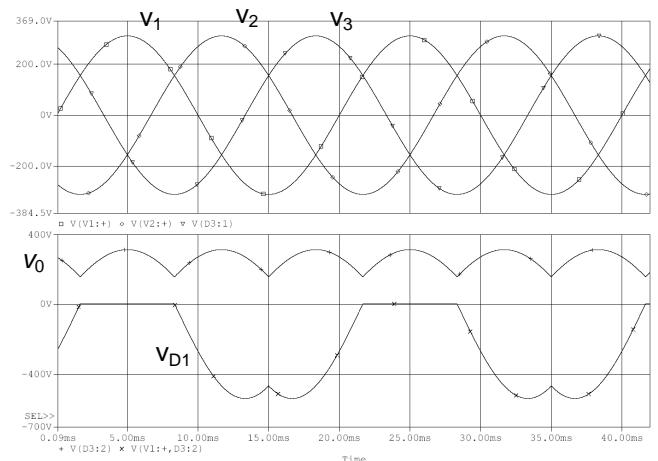


Fig. 3.1. Rectificador de media onda trifásico, o paralelo P3



- Rectificador de onda completa, q=3.

Utilizan un número de diodos igual al doble (2q) del número de fases de forma que, en cada instante, conducen dos diodos y la corriente en el secundario es alterna.

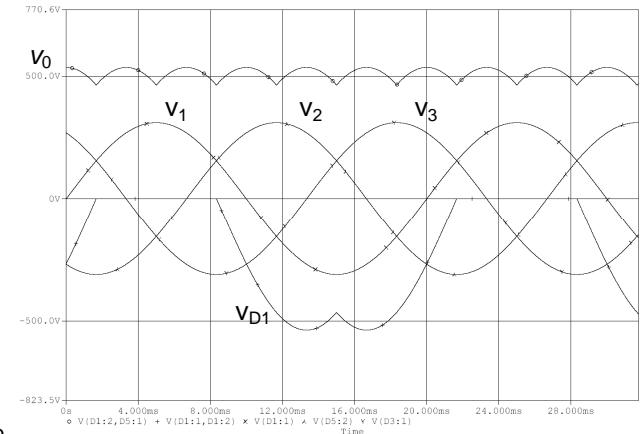
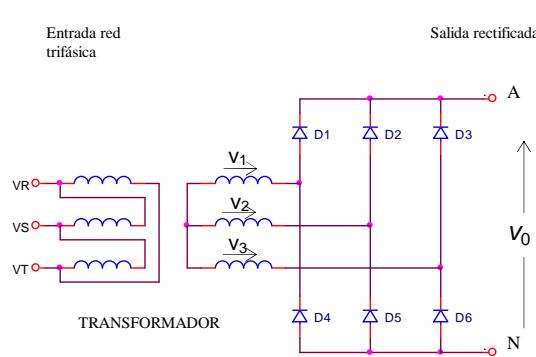


Fig. 3.2. Rectificador de onda completa, o paralelo doble PD3

- Rectificador de onda completa trifásico de 12 pulsos.

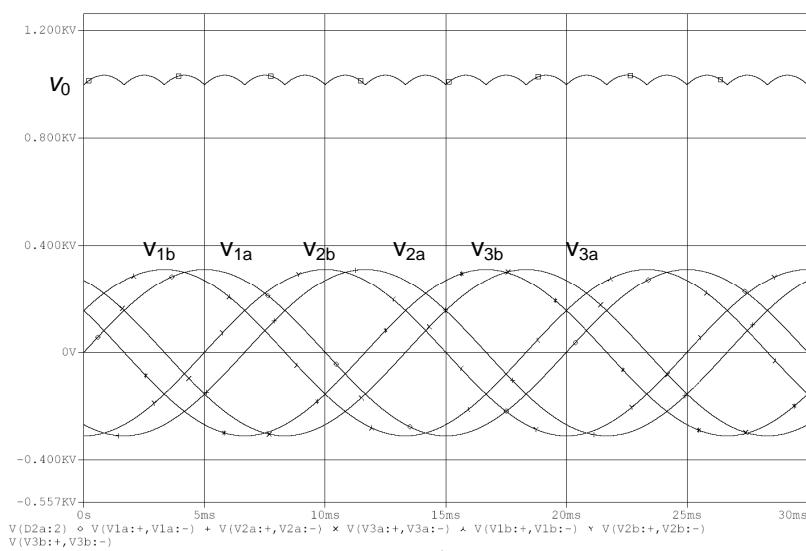
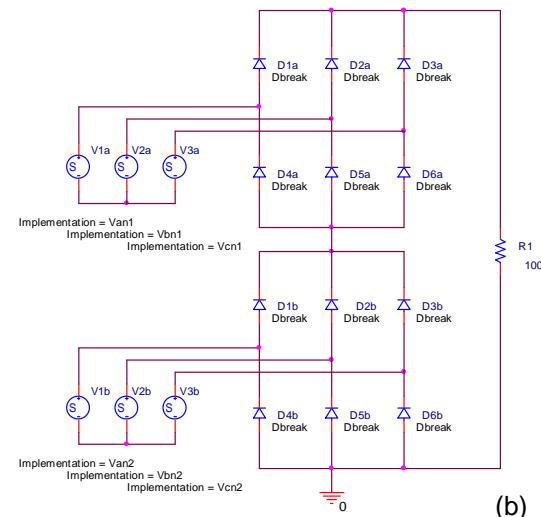
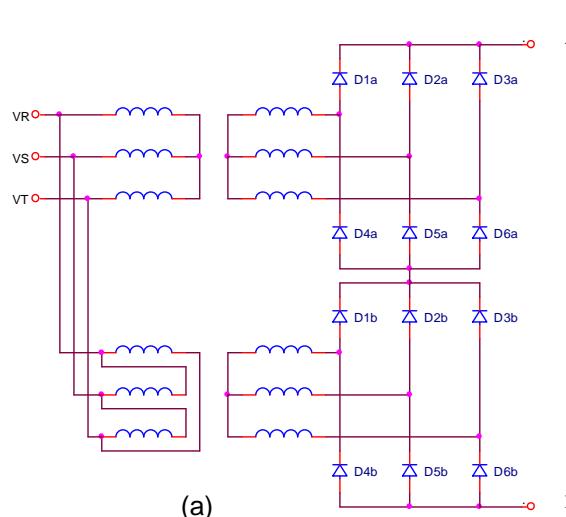


Fig. 3.3. Rectificador de onda completa de 12 pulsos. (a) circuito general. (b) modelo de simulación. (c) formas de onda

3.2. Parámetros característicos [2] [3] [4] [5]

Aunque la tensión de salida v_0 es de DC, puede ser de forma discontinua, y por lo tanto, podrá contener armónicas. Un rectificador es un convertidor de potencia que debe proporcionar una salida de DC con una cantidad mínima de contenido armónico. Al mismo tiempo, deberá mantener la corriente de entrada tan sinusoidal como sea posible y en fase con la tensión de entrada, de tal forma que el factor de potencia esté cercano a la unidad. La calidad del procesamiento de energía de un rectificador requiere de la determinación del contenido armónico de la corriente de entrada, de la tensión y corriente de salida. Se utiliza la expansión de la serie de Fourier para encontrar el contenido armónico de las tensiones y corrientes. Los rendimientos se evalúan normalmente en función de los parámetros siguientes:

Valor Máximo de la tensión de salida por fase, V_{\max}

Valor medio de la tensión de salida, V_{AV}

$$V_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \quad (3.01)$$

Valor medio de la corriente de salida, I_{AV}

$$I_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (3.02)$$

Valor medio de la potencia de salida,

$$P_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt = V_{AV} I_{AV} \quad (3.03)$$

Valor medio cuadrático *rms* de la tensión de salida, V_{rms}

Valor medio cuadrático *rms* de la corriente de salida, I_{rms}

Componente alterna de una tensión Vac

$$V_{rms}^2 = V_{AV}^2 + V_{AC}^2 \quad \rightarrow \quad V_{AC} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{AV}^2} \quad (3.04)$$

Potencia de salida *rms*,

$$P_{rms} = V_{rms} I_{rms} \quad (3.05)$$

Eficiencia, o relación de rectificación, es la cifra de mérito y es:

$$\eta = \frac{P_{AV}}{P_{rms}} \quad (3.06)$$

El factor de forma FF es una medida de la forma de la tensión de salida:

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{AV}} \quad (3.07)$$

El factor cresta CF, o de amplitud AF, es la relación entre la tensión máxima y la eficaz:

$$CF = \frac{V_{max}}{V_{rms}} \quad (3.08)$$

Factor de ondulación o de rizado de la tensión rectificada:

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{AV}}\right)^2 - 1} \quad (3.09)$$

Distorsión armónica total de la corriente de entrada THDi

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS1}}{I_{RMS_S}}\right)^2 - 1} \quad \text{donde } I_{RMS1} = \text{es la corriente rms de la componente fundamental} \quad (3.10)$$

Factor de utilización del transformador, es la relación entre

$$TUF = \frac{P_{AV}}{V_{RMS_S} I_{RMS_S}} \quad \text{donde } V_{RMS_S} \text{ y } I_{RMS_S} = \text{son el valor rms del secundario del transformador} \quad (3.11)$$

3.2.1. Factor de potencia

Factor de potencia: es una figura de mérito, e indica la efectividad de la transmisión de la energía entre la fuente y la red de carga.

$$PF = \frac{P_{AV}}{V_{RMS} I_{RMS}} \quad 0 \leq PF \leq 1 \quad (3.12)$$

3.2.1.1. Factor de potencia con cargas dinámicas no lineales y tensión sinusoidal

En el caso ideal, el factor de potencia unitario $PF=1$ ocurre para una carga tal que la corriente y la tensión tienen la misma forma de onda, contienen el mismo espectro de frecuencia y la misma fase; esto es, con carga resistiva lineal.

En el caso en que la tensión de entrada es sinusoidal pura y la carga no es lineal y genera una corriente no sinusoidal, entonces el factor de potencia se puede expresar como el producto de dos términos: una resultante del corrimiento de fase de la componente fundamental de corriente DF, y la otra resultante de las armónicas de corriente.

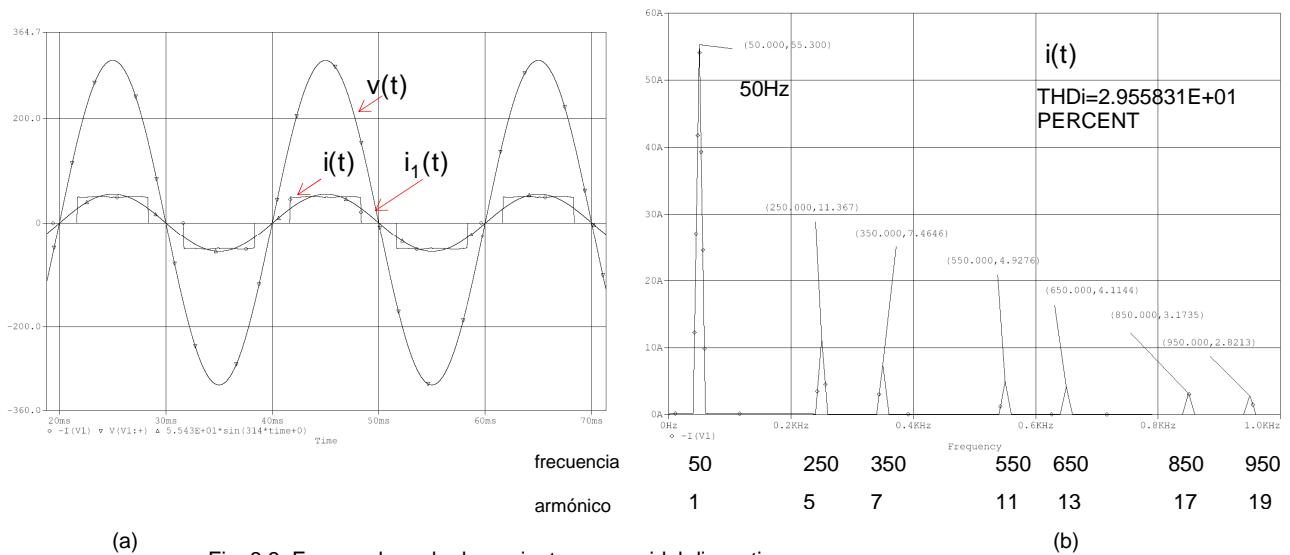


Fig. 3.3. Formas de onda de corriente no senoidal discontinua y tensión senoidal pura.
(a) formas de onda de tensión y corriente total y del primer armónico
(b) Gráfica de Fourier de la corriente de entrada

TABLE 3.1. FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(SOURCE)

DC COMPONENT = -2.289457E-03

HARM NO	FREQ (HZ)	FOURIER COMPO	NORMALIZ COMPO	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	5.543E+01	1.000E+00	1.799E+02	0.000E+00
2	1.000E+02	2.955E-03	5.332E-05	-1.321E+02	-4.919E+02
3	1.500E+02	2.954E-03	5.329E-05	1.779E+02	-3.618E+02
4	2.000E+02	2.899E-03	5.231E-05	1.275E+02	-5.921E+02
5	2.500E+02	1.141E+01	2.058E-01	-1.839E+00	-9.013E+02
6	3.000E+02	4.438E-03	8.006E-05	9.025E+01	-9.891E+02
7	3.500E+02	7.542E+00	1.361E-01	2.788E+00	-1.257E+03
8	4.000E+02	2.789E-03	5.032E-05	4.994E+01	-1.389E+03
9	4.500E+02	2.853E-03	5.147E-05	8.629E-01	-1.618E+03
10	5.000E+02	2.866E-03	5.170E-05	-4.852E+01	-1.848E+03
.					
40	2.000E+03	2.919E-03	5.266E-05	1.303E+02	-7.066E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.955831E+01 PERCENT

En la [fig. 3.3](#), se puede observar que la corriente total no es senoidal, pero el primer armónico de la corriente $i_1(t)$ está en fase con la tensión.

Si se llama φ al “ángulo de desplazamiento” de fase entre la primer armónica de la corriente y la tensión, entonces se define el “factor de potencia de desplazamiento” DPF como:

$$\text{DPF} = \cos \varphi \quad (3.13)$$

El factor armónico de la corriente de entrada DF se define como:

$$\text{DF} = \frac{i_{1_rms}}{i_{rms}} = \frac{\frac{i_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{i_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{i_n^2}{2} \right)}} \quad (3.14)$$

Hay una estrecha relación entre la distorsión armónica total THD y el factor de distorsión, y si se comparan la [ec. 3.10](#) con la [ec. 3.14](#), y haciendo $i_0=0$ se puede deducir:

$$\text{DF} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\text{THDi})^2}} \quad (3.15)$$

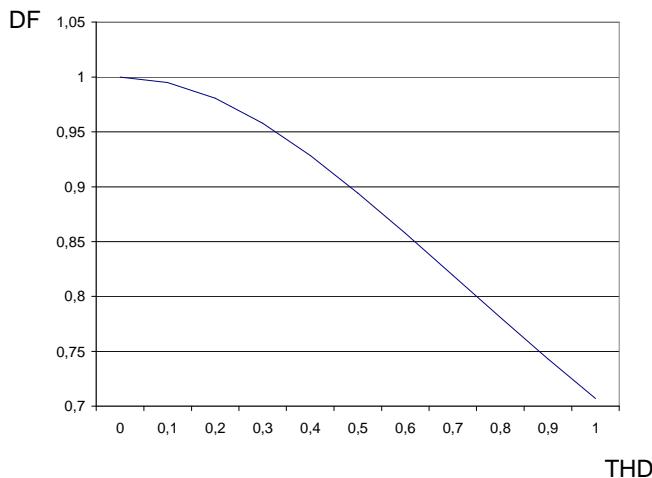


Fig. 3.4. Distortion Factor vs. Total Harmonic Distortion

y por último, se define el factor de potencia también como:

$$\text{PF} = \text{DPF} \cdot \text{DF} = \frac{\text{DPF}}{\sqrt{1 + (\text{THDi})^2}} \quad (3.16)$$

La [fig. 3.4](#). muestra la relación entre el DF y la THD. El factor de potencia no se degrada en forma significativa por la presencia de armónicas a menos que las armónicas tengan una magnitud muy grande.

Ejemplo 3.1

Determinar el factor de potencia PF de la forma de onda de corriente de la [fig. 3.3](#) en base a los resultados de Fourier mostrados en la [Tabla 3.1](#).

Solución:

Como el ángulo de desfase de la primer armónica con la tensión es $\varphi=0$, entonces:

$$\text{DPF} = \cos \varphi = 1$$

De la [tabla 3.1](#). se puede observar que el valor de $\text{THDi}=2.955831\text{E+01 PERCENT}$, por lo que:

$$\text{DF} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\text{THDi})^2}} = 0.959$$

$$\text{PF} = \text{DPF} \cdot \text{DF} = 0.959$$

3.2.1.2. Factor de potencia con carga resistiva lineal y tensión no sinusoidal

En este caso, las armónicas de la corriente están en fase con las armónicas de la tensión y son proporcionales. Por esto, todas las armónicas se transfieren a la carga. Las magnitudes de las armónicas de corriente y fases son:

$$I_n = \frac{V_n}{R} \quad (3.17)$$

$\cos \varphi = 1$ porque el ángulo de fase entre la corriente y la tensión $\varphi=0$.

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}} \quad (3.18)$$

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}} = \sqrt{\frac{V_0^2}{R^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2R^2}} = \frac{1}{R} V_{\text{RMS}} \quad (3.19)$$

$$P_{\text{AV}} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos \varphi = \frac{V_0^2}{R} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2R} = \frac{1}{R} V_{\text{RMS}}^2 \quad (3.20)$$

Si se aplica la ec. 3.12, se puede demostrar que, con carga es resistiva lineal, el factor de potencia $PF=1$. Esto implica que se puede diseñar un sistema de distribución de energía basado en una forma de onda no sinusoidal en las cuales la energía sea transferida hacia la carga en forma eficiente.

3.3. Rectificadores no controlados

3.3.1. Rectificadores monofásicos

3.3.1.1. Rectificador monofásico de media onda

3.3.1.1.1. Carga resistiva

A pesar de que este convertidor no es frecuentemente utilizado en la industria, su estudio permite expresar algunos conceptos básicos de la rectificación de media onda.

En la fig. siguiente se muestra un rectificador monofásico de media onda con carga resistiva, donde el generador es una tensión alterna senoidal. Este circuito sólo rectifica la mitad de la tensión de entrada.

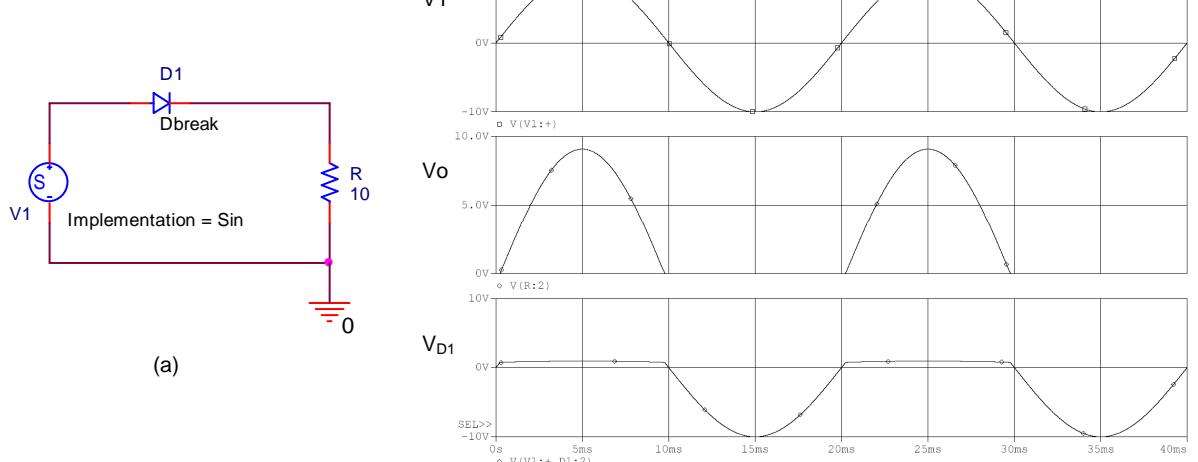


Fig. 3.5. Rectificador de media onda con carga resistiva.

El valor medio de la tensión de salida es:

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{max} \operatorname{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_{max}}{\pi} \quad (3.21)$$

La componente de corriente continua en la carga es:

$$I_{AV} = \frac{V_{AV}}{R} = \frac{V_{max}}{\pi R} \quad (3.22)$$

La tensión y corriente rms en la carga es:

$$V_{rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [V_{max} \operatorname{sen}(\omega t)]^2 d(\omega t) \Rightarrow V_{rms} = \frac{V_{max}}{2} \quad (3.23)$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{V_{max}}{2R} \quad (3.24)$$

Como el diodo no es ideal, esto provocará caídas de tensión adicionales, aunque en general se pueden despreciar si la tensión de entrada tiene un valor alto.

Ejemplo 3.2. Rectificador de media onda con carga resistiva.

Dado el rectificador de la [fig. 3.5.](#), con las siguientes características:

$$V_1 = 220 \text{ Vrms}$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$R = 10 \Omega$$

Determinar: (a) La tensión y corriente media y rms en la carga; (b) la potencia media absorbida por la carga; (c) el factor de potencia PF.

Solución:

$$(a) \quad V_{AV} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{\pi} = 99 \text{ V} ; \quad I_{AV} = \frac{V_{AV}}{R} = \frac{99}{10} = 9,9 \text{ A}$$

$$V_{rms} = \frac{V_{max}}{2} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{2} = 155,56 \text{ A} ; \quad I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = 15,556 \text{ A}$$

$$(b) \quad P = \frac{V_{rms}^2}{R} = \frac{155,56^2}{10} = 2420 \text{ W} \quad PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{in_rms} I_{in_rms}} = \frac{2420}{220 \cdot 15,56} = 0,707$$

3.3.1.1.2. Carga resistiva - inductiva

Generalmente las cargas industriales resistivas contienen un valor inductivo. La fig. siguiente muestra un ejemplo de esta aplicación.

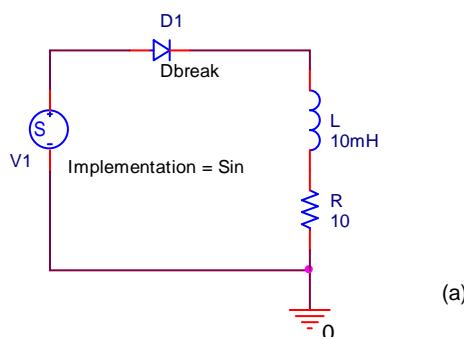
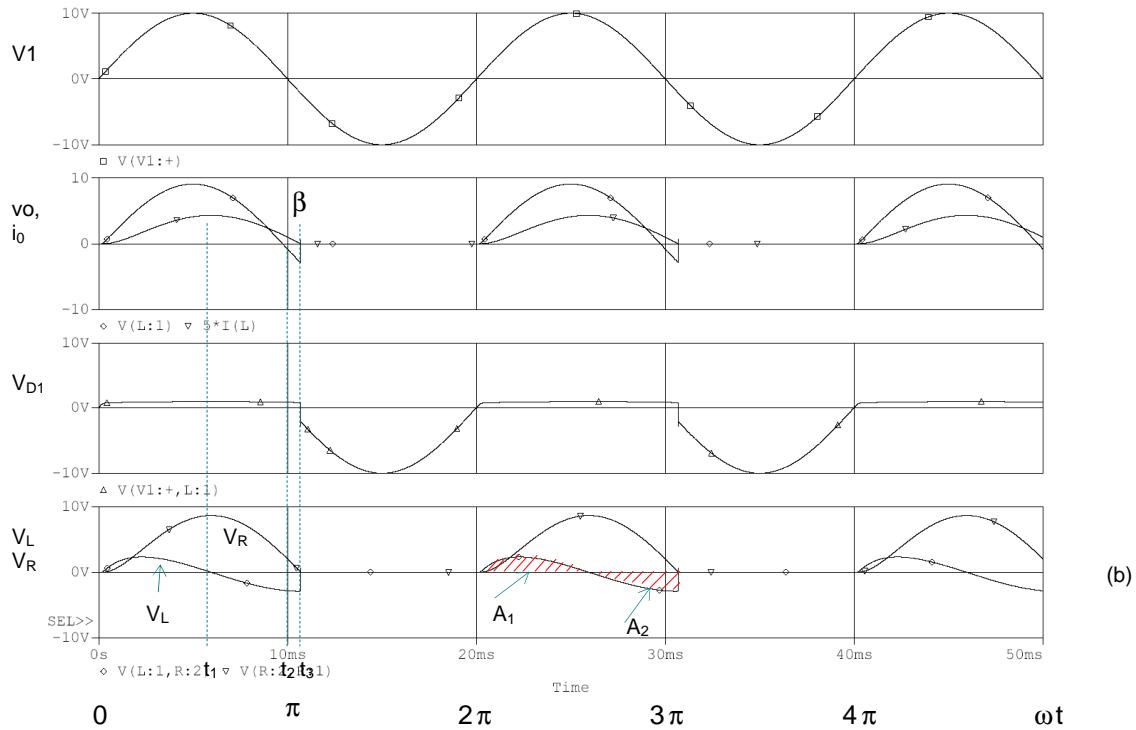


Fig. 3.6. Rectificador de media onda con carga resistiva – inductiva. (a) circuito, (b) formas de onda en la carga y en el diodo, utilizando PSpice®



Las formas de onda muestran las condiciones de funcionamiento del dispositivo, y en régimen permanente pueden ser útiles para su selección. Notar que $\int_{T_1}^{T_2} v_L dt = 0$ y si se cumple esta condición, el inductor no se saturará. En cambio, el valor medio de v_R no es nulo.

La ley de Kirchoff de las tensiones cuando el diodo se polariza en directa es:

$$V_{\max} \operatorname{sen}(\omega t) = v_R + v_L = R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (3.25)$$

La solución se puede obtener expresando la corriente como la suma de las respuestas forzada y natural [1]:

$$i(t) = i_f(t) + i_n(t) \quad (3.26)$$

La respuesta forzada es la corriente existente después de que la respuesta natural haya caído a cero. En este caso corresponde a la corriente sinusoidal de régimen permanente que existiría en el circuito si no estuviera presente el diodo. Esta se puede obtener por el análisis de los fasores, y es:

$$i_f(t) = \frac{V_{\max}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta); \text{ donde } Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad \text{y} \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (3.27)$$

La respuesta natural, o transitoria, es el transitorio que ocurre cuando se aplica energía a la carga. Resulta de la solución diferencial homogénea del circuito, sin generador ni diodo:

$$R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} = 0 \quad (3.28)$$

En este caso, la respuesta natural tiene la forma

$$i_n(t) = A e^{-t/\tau} \quad (3.29)$$

donde τ es la constante de tiempo L/R y A es una constante que se determina a partir de la condición inicial para la corriente. La condición inicial en el inductor es igual a cero, antes de que el diodo comience a conducir. Sumando las respuestas natural y forzada, queda:

$$i(t) = i_f(t) + i_n(t) = \frac{V_{\max}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) + A e^{-t/\tau} \quad (3.30)$$

A partir de esta ecuación se puede calcular A .

$$i(0) = \frac{V_{\max}}{Z} \sin(0 - \theta) + A e^0 = 0 \quad (3.31)$$

$$A = -\frac{V_{\max}}{Z} \sin(-\theta) = \frac{V_{\max}}{Z} \sin(\theta), \text{ por lo que la ec. 3.30 queda} \quad (3.32)$$

$$i(t) = \frac{V_{\max}}{Z} \sin(\omega t - \theta) + \frac{V_{\max}}{Z} \sin(\theta) e^{-t/\tau} \quad (3.33)$$

$$i(t) = \frac{V_{\max}}{Z} [\sin(\omega t - \theta) + \sin(\theta) e^{-t/\tau}] \quad (3.34)$$

También, escribiendo las ec. en función de ωt en lugar de función del tiempo, la ec. 3.34 se puede escribir:

$$i(\omega t) = \frac{V_{\max}}{Z} [\sin(\omega t - \theta) + \sin(\theta) e^{-\omega t/\tau}] \quad (3.35)$$

Pero, la ec. anterior es sólo válida cuando la corriente del diodo es positiva, y el diodo permanece en polarización directa por un valor mayor que $\omega t = \pi$. Sustituyendo el valor $\omega t = \beta$ se puede obtener el valor del ángulo para cuando la corriente se anula, se puede resolver:

$$i(\beta) = \frac{V_{\max}}{Z} [\sin(\beta - \theta) + \sin(\theta) e^{-\beta/\tau}] = 0 \quad (3.35.1)$$

El valor de β se determina a partir de un cálculo o programa numérico, ya que no hay disponible alguna solución analítica. La corriente, entonces, se puede resumir en la siguiente ecuación:

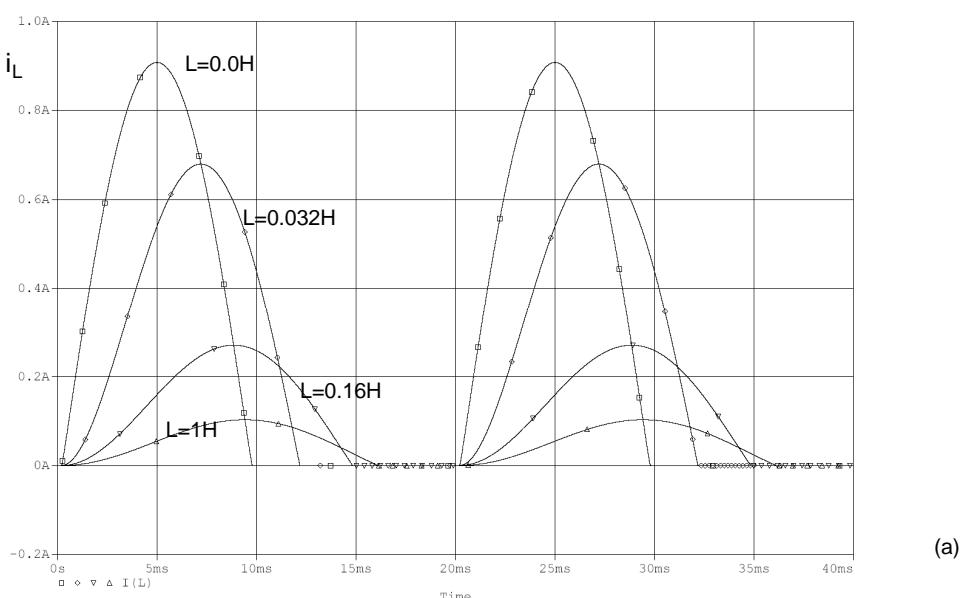
$$i(\omega t) = \begin{cases} \frac{V_{\max}}{Z} [\sin(\omega t - \theta) + \sin(\theta) e^{-\omega t/\tau}] & \text{para } 0 \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{para } \beta \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.36)$$

$$\text{donde } Z = \sqrt{R^2 + (\omega t)^2}; \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right); \quad \tau = \frac{L}{R} \quad \text{y } \omega t = \tan\theta$$

Los valores eficaz y medio de la corriente se determinan por las sig. ecuaciones:

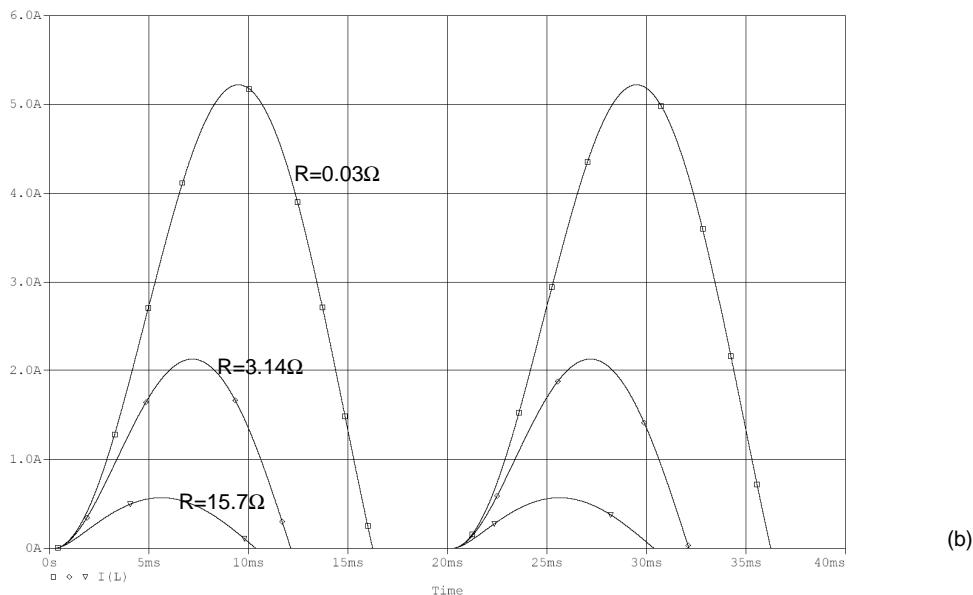
$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\beta i^2(\omega t) d(\omega t)}; \quad I_{\text{AV}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\beta i(\omega t) d(\omega t) \quad (3.37)$$

Las figuras siguientes muestran dos casos; para distintos valores de L y para distintos valores de R .



(a)

Fig. 3.7. Rectificador de media onda con carga resistiva – inductiva. (a) variación paramétrica de L , (b) variación paramétrica de R



Ejemplo 3.3. Rectificador de media onda con carga RL

Dado el rectificador de la [fig. 3.6.](#), con las siguientes características [6]:

$$V_1 = 120 \text{ Vrms}$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$R = 20 \Omega$$

$$L = 0,0531 \text{ H}$$

Determinar: (a) La expresión de la corriente en este caso; (b) tensión y corriente media; (c) simular en PSpice y obtener la representación gráfica de la tensión y la corriente, la THDi y THDv, y los coeficientes de Fourier de salida; (d) obtener el factor de potencia PF de entrada.

Solución:

$$(a) \quad V_{\max} = 120 \sqrt{2} = 169,7 \text{ V} \quad \omega = 2\pi f = 314,16 \text{ rad/seg}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} = 26 \Omega \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) = \frac{2\pi}{9} \text{ rad}; \quad \omega t = \tan \theta = 0,84$$

$$i(\omega t) = \frac{V_{\max}}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) + \sin(\theta) e^{-\omega t / \omega t} \right] = \frac{169,7}{26} \left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{9}\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{9}\right) e^{-\omega t / 0,84} \right]$$

y mediante la ayuda de una planilla, se puede hallar el valor $\omega t = \beta$ que hace que la corriente se anule.

$$\omega t \Rightarrow \beta = 3,846 \text{ rad}, \text{ y} \quad t = \frac{\beta \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{2\pi} = 12,24 \text{ ms}$$

$$(b) \quad V_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{3,846} V_{\max} \sin(\omega t) d(\omega t) = 47,6 \text{ V}$$

$$I_{AV} = \frac{V_{DC}}{R} = 2,38 \text{ A}$$

(c) El modelo utilizado es:

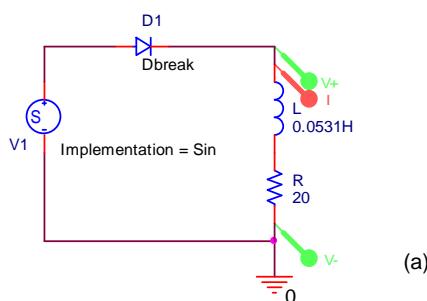
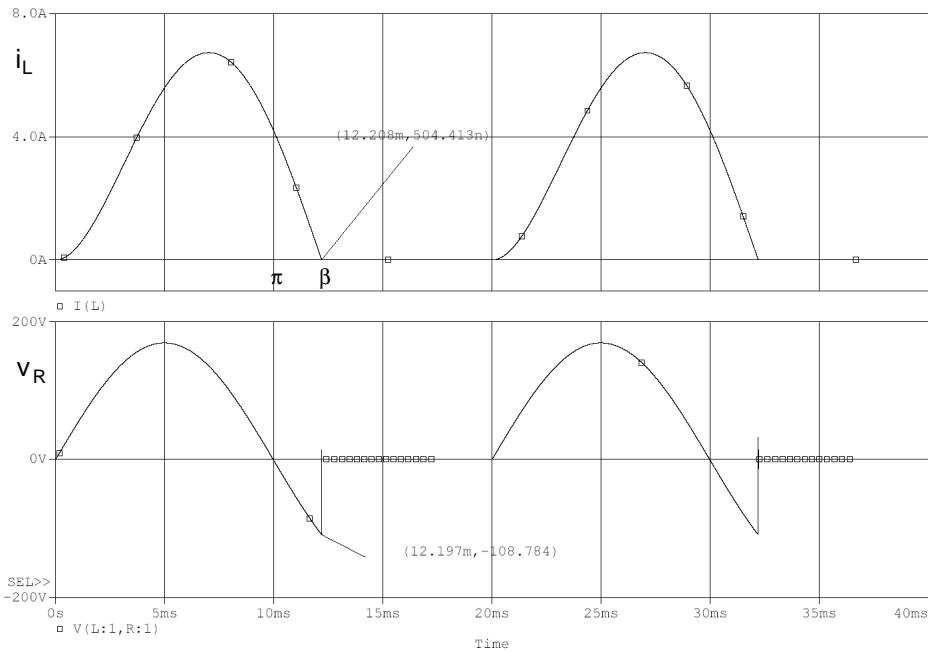


Fig. 3.8. Rectificador de media onda con carga RL.
(a) circuito esquemático, (b) formas de onda de corriente y tensión



(b)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R_R)

DC COMPONENT = -2.351874E+00

HARMONIC	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
----------	----------------	-------------------	----------------------	-------------	------------------------

1	5.000E+01	3.464E+00	1.000E+00	-3.258E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	1.137E+00	3.284E-01	1.872E+01	8.388E+01
3	1.500E+02	2.037E-01	5.879E-02	-5.698E+01	4.076E+01
4	2.000E+02	1.527E-01	4.407E-02	-4.895E+01	8.137E+01
5	2.500E+02	1.026E-01	2.961E-02	-1.210E+02	4.192E+01
6	3.000E+02	4.588E-02	1.324E-02	-1.409E+02	5.461E+01
7	3.500E+02	5.256E-02	1.517E-02	1.751E+02	4.032E+02
8	4.000E+02	2.977E-02	8.594E-03	1.227E+02	3.834E+02
9	4.500E+02	2.622E-02	7.568E-03	1.027E+02	3.959E+02
10	5.000E+02	2.329E-02	6.723E-03	4.728E+01	3.731E+02
.
100	5.000E+03	2.072E-04	5.981E-05	8.124E+01	3.339E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.387909E+01 PERCENT

 $I(R_R)_{AV} \approx 2.51A$ (AS SIMULATION RESULT)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(D1:2,R:1))

DC COMPONENT = 4.703933E+01

HARMONIC	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
----------	----------------	-------------------	----------------------	-------------	------------------------

1	5.000E+01	9.022E+01	1.000E+00	-1.728E+02	0.000E+00
2	1.000E+02	4.425E+01	4.904E-01	-1.022E+02	2.433E+02
3	1.500E+02	1.097E+01	1.216E-01	-1.688E+02	3.495E+02
4	2.000E+02	1.064E+01	1.179E-01	-1.556E+02	5.354E+02
5	2.500E+02	8.796E+00	9.750E-02	1.356E+02	9.993E+02
6	3.000E+02	4.682E+00	5.190E-02	1.179E+02	1.154E+03
7	3.500E+02	6.226E+00	6.901E-02	7.544E+01	1.285E+03
8	4.000E+02	4.016E+00	4.452E-02	2.427E+01	1.406E+03
9	4.500E+02	3.971E+00	4.402E-02	5.162E+00	1.560E+03
10	5.000E+02	3.912E+00	4.336E-02	-4.951E+01	1.678E+03
.
100	5.000E+03	3.457E-01	3.832E-03	-8.902E+00	1.727E+04

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.519695E+01 PERCENT

La corriente eficaz de la primer armónica es:

$$I_{1(rms)} = \frac{3,464}{\sqrt{2}} A = 2,45 A$$

La distorsión armónica total de entrada es:

$$THDi = 33,88\% = 0,3388$$

La corriente armónica eficaz es:

$$I_{h(rms)} = I_1 \times THDi = 0,829$$

La corriente eficaz de entrada es:

$$I_{in(rms)} = \sqrt{(I_{inAV})^2 + (I_{1(rms)})^2 + (I_{h(rms)})^2} = 3,6 A$$

El ángulo de desplazamiento es:

$$\phi = -32,58$$

El factor de desplazamiento es:

$$DPF = \cos \phi = 0,8426 \text{ en retraso}$$

El factor de potencia valdrá:

$$PF = \frac{V_{in} I_{1(rms)}}{V_{in} I_{in(rms)}} \cos \phi = 0,573$$

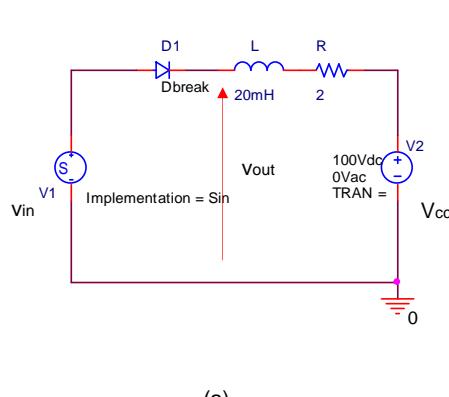
También se puede calcular el valor de PF:

$$PF = \frac{DPF}{\sqrt{1 + THDi^2}} = 0,798 (*)$$

(*) con este método se obtiene un valor muy superior al calculado anteriormente. Esto es, debido al alto valor de componente de continua.

3.3.1.1.3. Carga resistiva - inductiva - generador (RLE)

Es el caso de la alimentación de un generador de corriente continua a partir de un generador de corriente alterna.



(a)

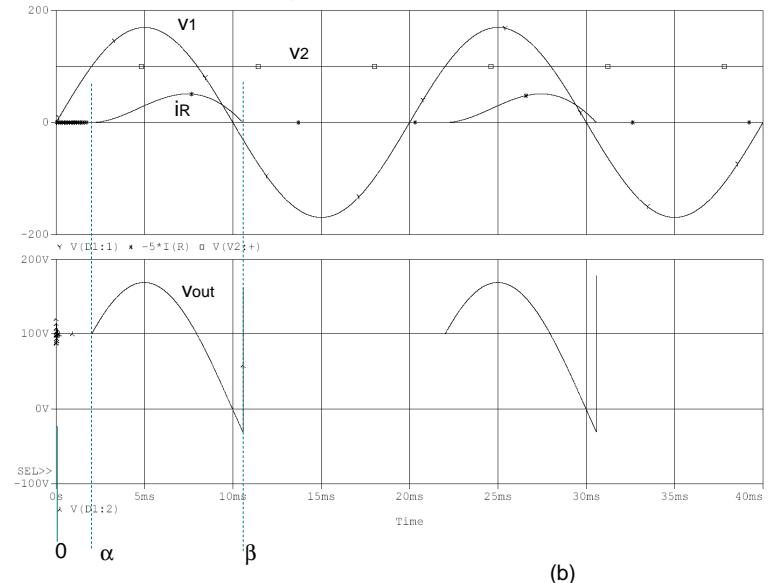


Fig. 3.9. Rectificador de media onda con carga resistiva - inductiva - generador. (a) circuito esquemático de ejemplo, (b) formas de onda de corriente y tensión

En esta aplicación, la carga está formada por una resistencia, una inductancia y una tensión continua. Si se comienza el análisis por $\omega t = 0$ y suponiendo que la corriente inicial es nula, el diodo permanecerá al corte mientras la tensión del generador de corriente alterna sea menor que la tensión continua. Cuando $\omega t = \alpha$, la tensión del generador será igual a la de la tensión continua (siendo $Vcc = V2$)

$$V_{max} \operatorname{sen} \alpha = V_{cc}, \text{o} \quad (3.38)$$

$$\alpha = \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{V_{cc}}{V_{max}} \right) \quad (3.39)$$

Por encima del valor $\omega t = \alpha$ el diodo se polariza directamente, y la ley de Kirchoff de las tensiones es:

$$V_{max} \operatorname{sen}(\omega t) = R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + V_{cc} \quad (3.40)$$

La corriente total se determina sumando las respuestas permanente (forzada) y transitoria (natural).

$$i(\omega t) = i_f(\omega t) + i_n(\omega t) \quad (3.41)$$

La corriente permanente (forzada) se determina utilizando la superposición de los dos generadores. La que corresponde al generador de alterna y al generador de corriente continua es, respectivamente:

$$i_f(\omega t) = \frac{V_{max}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) - \frac{V_{cc}}{R} \quad (3.42)$$

Esta ecuación es válida mientras el diodo está polarizado directamente, es decir en las fases:

$$\alpha \leq \omega t \leq \beta \quad (3.43)$$

La respuesta transitoria (natural) es:

$$i_n(\omega t) = A e^{-\omega t / \tau} \quad (3.44)$$

Se define como ángulo de extinción, al valor β en que la corriente toma el valor cero.

La corriente total es, entonces:

$$i(\omega t) = \begin{cases} \frac{V_{max}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) - \frac{V_{cc}}{R} + A e^{-\omega t / \tau} & \text{para } \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{para otro valor} \end{cases} \quad (3.45)$$

Utilizando la condición inicial de

$$i(\alpha) = 0$$

entonces, se puede despejar el valor de A:

$$A = \left(\frac{V_{cc}}{R} - \frac{V_{max}}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \theta) \right) e^{\omega t / \tau} \quad (3.46)$$

Los valores eficaz y medio de la corriente se determinan por las sig. ecuaciones:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i^2(\omega t) d(\omega t)} ; \text{ y} \quad I_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i(\omega t) d(\omega t) \quad (3.47)$$

La potencia media absorbida por la resistencia es:

$$P_{R_AV} = I_{rms}^2 R \quad (3.48)$$

La potencia media absorbida por el generador de c.c. es:

$$P_{cc} = I_{rms} V_{cc} \quad (3.49)$$

La potencia total entregada por el generador de c.a. es:

$$P_{ac} = I_{rms}^2 R + I_{rms} V_{cc} \quad (3.50)$$

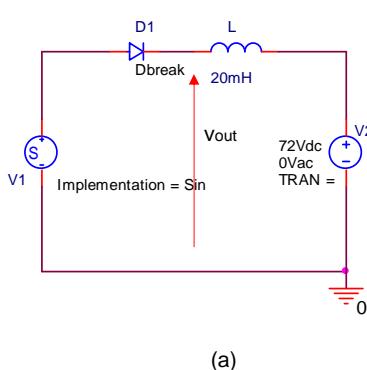
Como la tensión $V_L = L \frac{di}{dt}$ tiene un valor medio nulo, el valor medio de la corriente estará relacionado con la relación:

$$I_{AV} = \frac{V_{in} - V_{cc}}{R} \quad (3.51)$$

3.3.1.4. Carga inductiva – generador (LE)

En este caso se utiliza la inductancia para limitar la corriente.

La resistencia R no se puede obviar, aunque solo sea como dispersión, pero es posible que el valor de la resistencia sea despreciable comparada con los parámetros restantes. En este caso, el circuito será:



(a)

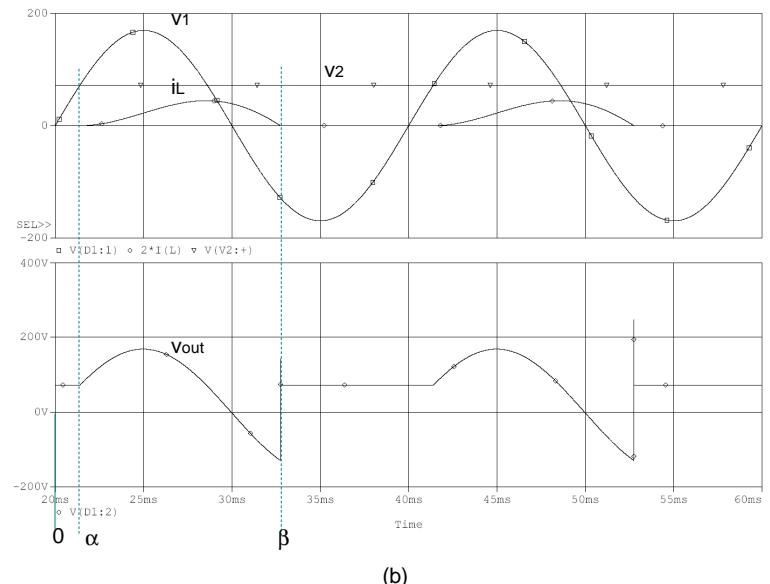


Fig. 3.10. Rectificador de media onda con carga LE. (a) circuito esquemático de ejemplo, (b) formas de onda de corriente y tensión

Si se comienza el análisis por $\omega t = 0$ y suponiendo que la corriente inicial es nula, el diodo permanecerá al corte mientras la tensión del generador de corriente alterna sea menor que la tensión continua. Por encima del valor $\omega t = \alpha$ el diodo se polariza directamente, y la ley de Kirchoff de las tensiones es:

$$V_{\max} \operatorname{sen}(\omega t) = L \frac{di(t)}{dt} + V_{cc} \quad (3.52)$$

$$\text{o, } V_{\max} \operatorname{sen}(\omega t) = \omega L \frac{di(\omega t)}{dt} + V_{cc} \text{ y reordenando} \quad (3.52.1)$$

$$\frac{di(\omega t)}{dt} = \frac{V_{\max} \operatorname{sen}(\omega t) - V_{cc}}{\omega L} \quad (3.53)$$

resolviendo para $i(\omega t)$,

$$i(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_{\alpha}^{\beta} V_{\max} \operatorname{sen}(\omega t) d(\omega t) - \frac{1}{\omega L} \int_{\alpha}^{\beta} V_{cc} d(\omega t) \quad (3.54)$$

realizando la integración:

$$i(\omega t) = \begin{cases} \frac{V_{\max}}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t) + \frac{V_{cc}}{\omega L} (\alpha - \omega t) & \text{para } \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{para otro valor} \end{cases} \quad (3.55)$$

Una característica significativa de este modelo es que la potencia entregada al generador es la misma que absorbe el generador de corriente continua, despreciando las pérdidas de los dispositivos no ideales, y del inductor.

3.3.1.5. El diodo de corrida libre

Creación de una corriente continua [1] [2].

Este circuito es diferente al R-L, debido a la conexión del diodo de corrida libre. En la fig. siguiente se muestra la diferencia, a través de las formas de onda de corriente y tensión en la carga y en el diodo D1.

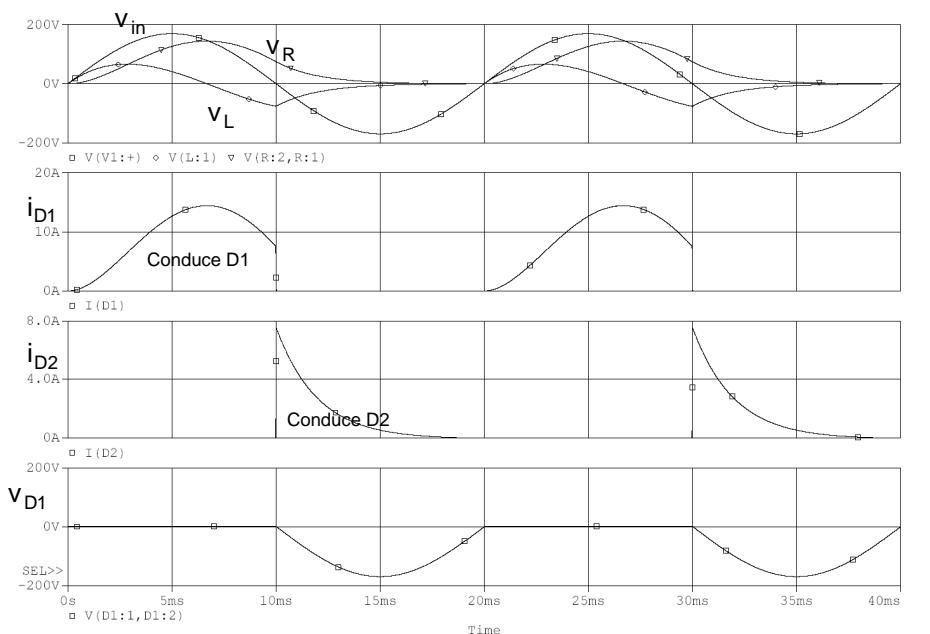
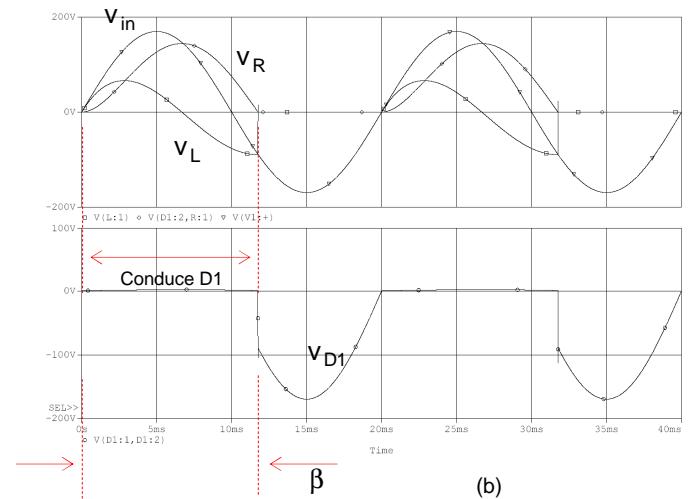
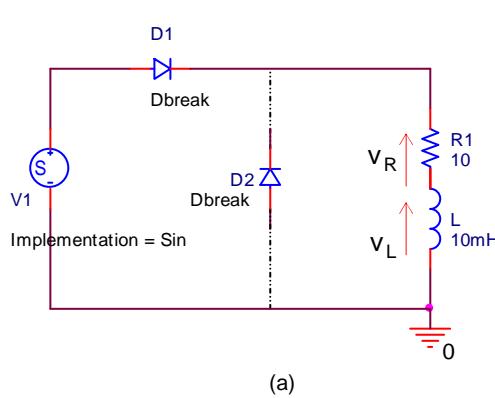


Fig. 3.11. Rectificador de media onda con carga R-L y diodo de corrida libre. (a) circuito esquemático de ejemplo, (b) formas de onda de corriente y tensión sin diodo de corrida libre D2, (c) idem, con diodo de corrida libre D2

Según se puede observar en la fig. 3.11a, y debido a la carga inductiva, el periodo de conducción del diodo D1 se extenderá más allá de 180° hasta que la corriente se haga cero en $\omega t = \beta$. Notar que $\int_0^\beta v_L dt = 0$. El valor medio de la tensión en la carga es:

$$V_{AV} = \frac{V_{max}}{2\pi} \int_0^\beta \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_{max}}{2\pi} [-\cos \omega t]_0^\beta = \frac{V_{max}}{2\pi} [1 - \cos \beta] \quad (3.56)$$

Se puede observar que si se quiere aumentar el valor medio de la tensión en R, se deberá hacer que conduzca el diodo de corrida libre D2, según se muestra en la fig. (c). EL efecto del diodo de corrida libre es evitar la discontinuidad de corriente en la carga cuando el diodo D1 se polariza negativamente.

Con una carga resistiva pura, la corriente será discontinua, y con una carga muy inductiva, la corriente será continua. La continuidad de la corriente dependerá de la constante de tiempo $\tau = \omega L / R$.

3.3.1.6. Reducción de armónicos en la corriente de carga

La corriente media en la carga R-L es una función de la tensión aplicada y de la resistencia, pero no de la inductancia L. La inductancia afecta solamente a los términos de alterna de la serie de Fourier de la forma de onda de salida. Si la inductancia es infinitamente grande, la impedancia de la carga para los términos de alterna de la serie de Fourier es infinita y la corriente de la carga será continua pura, por lo que:

$$i_{out}(t) \approx I_{out} = \frac{V_{out}}{R} = \frac{V_{max}}{\pi R} \Big|_{L/R \rightarrow \infty} \quad (3.57)$$

El caso del circuito con diodo de corrida libre y una inductancia suficientemente grande es el más adecuado para asegurar una corriente de carga prácticamente constante.

3.3.1.7. Rectificación de media onda con filtro de capacitor.

Una aplicación común de los rectificadores es lograr en la salida una tensión continua. El circuito de la fig. siguiente muestra esta aplicación.

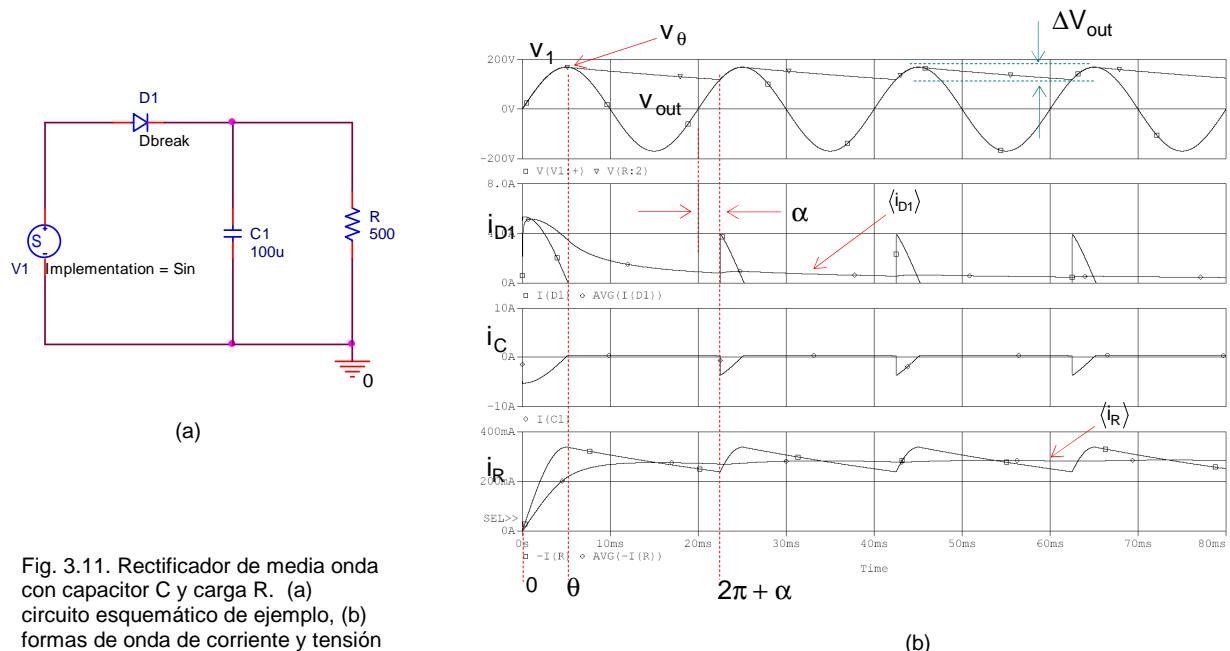


Fig. 3.11. Rectificador de media onda con capacitor C y carga R. (a) circuito esquemático de ejemplo, (b) formas de onda de corriente y tensión

Se considera que en la condición inicial el capacitor está descargado. Cuando la tensión del generador es positiva, y el diodo se polariza directamente en $\omega t = 0$. Durante este lapso de tiempo la tensión de salida es igual a la del generador de entrada. En $\omega t = \pi/2$ el capacitor completa su carga. Despues de $\omega t = \pi/2$, el capacitor se descarga a través de la resistencia de carga. Cuando la tensión del generador pasa a ser menor que la de la carga, el diodo se polariza inversamente y la tensión de salida decrece exponencialmente con la constante de tiempo RC .

El límite donde el diodo se bloquea se puede determinar comparando las variaciones de tensión del generador y del capacitor. Si la velocidad de disminución del generador se excede del valor permitido por la constante de tiempo RC , el diodo se bloquea. En el ángulo $\omega t = \theta$ el diodo se bloquea, y la ec. de la tensión de salida es [1]:

$$v_{out}(\omega t) = \begin{cases} V_{max} \operatorname{sen} \omega t & \text{diodo polarizado directamente} \\ V_\theta e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC} & \text{diodo bloqueado} \end{cases} \quad (3.58)$$

donde $V_\theta = V_{max} \operatorname{sen} \theta$

Si se calcula el valor máximo para las dos ecuaciones,

$$\frac{d}{d(\omega t)}(V_{\max} \operatorname{sen} \omega t) = V_{\max} \cos \omega t \quad (3.60)$$

$$\frac{d}{d(\omega t)}(V_{\max} \operatorname{sen} \theta e^{-(\omega t-\theta)/\omega RC}) = V_{\max} \operatorname{sen} \theta \left(-\frac{1}{\omega RC}\right) e^{-(\omega t-\theta)/\omega RC} \quad (3.61)$$

Cuando $\omega t = \theta$ las dos pendientes se igualan:

$$V_{\max} \cos \theta = -\frac{V_{\max} \operatorname{sen} \theta}{\omega RC} e^{-(\theta-\theta)/\omega RC} = -\frac{V_{\max} \operatorname{sen} \theta}{\omega RC} \quad (3.62)$$

$$V_{\max} \cos \theta = -\frac{V_{\max} \operatorname{sen} \theta}{\omega RC} \rightarrow \operatorname{tg} \theta = -\omega RC \rightarrow \theta = \operatorname{tg}^{-1}(-\omega RC) = -\operatorname{tg}^{-1}(\omega RC) + \pi$$

$$\boxed{\theta = -\operatorname{tg}^{-1}(\omega RC) + \pi} \quad (3.63)$$

En el próximo periodo, en el ángulo $\omega t = 2\pi + \alpha$ la tensión de entrada alcanza a la señal exponencial, por lo que se pueden igualar las ec.:

$$V_{\max} \operatorname{sen}(2\pi + \alpha) = V_{\max} \operatorname{sen} \theta e^{-(2\pi+\alpha-\theta)/\omega RC}, \text{ o} \quad (3.64)$$

$$\operatorname{sen} \alpha = (\operatorname{sen} \theta) e^{-(2\pi+\alpha-\theta)/\omega RC} \quad (3.65)$$

La corriente en la resistencia es:

$$i_R = \frac{V_{\text{out}}}{R} \quad (3.66)$$

y la corriente en el capacitor es:

$$i_C(t) = C \frac{dv_{\text{out}}(t)}{dt}, \text{ o también} \quad i_C(\omega t) = \omega C \frac{dv_{\text{out}}(\omega t)}{d(\omega t)} \quad (3.67)$$

generalizando, y utilizando la expresión de v_{out} de la ec. 3.58:

$$i_C(\omega t) = \begin{cases} -\frac{V_{\max} \operatorname{sen} \theta}{R} e^{-(\omega t-\theta)/\omega RC} & \text{para } \theta \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha \\ \omega C V_{\max} \cos(\omega t) & \text{para } 2\pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi + \theta \end{cases} \quad (3.68)$$

La corriente media en el capacitor es $\int_0^T i_C dt = 0$ por lo que, la corriente media en la carga es igual a la corriente media en el diodo. La corriente pico del diodo es mucho mayor que la corriente media, y en régimen permanente (a partir de $2\pi+\alpha$):

$$I_{C(\max)} = \omega C V_{\max} \cos(2\pi + \alpha) = \omega C V_{\max} \cos \alpha \quad (3.69)$$

La corriente en la resistencia en régimen permanente, para

$$I_{R(2\pi+\alpha)} = \frac{V_{\max} \operatorname{sen}(2\pi + \alpha)}{R} = \frac{V_{\max} \operatorname{sen} \alpha}{R} \quad (3.70)$$

La corriente máxima en el diodo es:

$$\boxed{I_{D(\max)} = \omega C V_{\max} \cos \alpha + \frac{V_{\max} \operatorname{sen} \alpha}{R}} \quad (3.71)$$

La eficiencia del capacitor se determina mediante el ripple de tensión de salida, lo que puede definirse por el valor ΔV_{out} , que es la tensión de rizado pico a pico. En este tipo de rectificador, la tensión máxima es V_{\max} . El valor de la tensión mínima ocurre en el ángulo $\omega t = 2\pi + \alpha$, y es $V_{\text{out}}(2\pi + \alpha) = V_{\max} \operatorname{sen} \alpha$.

$$\Delta V_{\text{out}} = V_{\text{max}} - V_{\text{max}} \operatorname{sen} \alpha = V_{\text{max}} (1 - \operatorname{sen} \alpha) \quad (3.72)$$

$$\text{Si se aplica la condición } \theta \approx \frac{\pi}{2} \text{ y } V_{\text{max}} \operatorname{sen} \theta \approx V_{\text{max}} \quad (3.73)$$

Entonces, la ec. 3.58 cuando $\alpha = \frac{\pi}{2}$, el diodo está bloqueado:

$$V_{(2\pi+\alpha)} = V_{\text{max}} (\operatorname{sen} \theta) e^{-(\omega t-\theta)/\omega RC} \approx V_{\text{max}} e^{-(2\pi+\pi/2-\pi/2)/\omega RC} = V_{\text{max}} e^{-2\pi/\omega RC} \quad (3.74)$$

la tensión de rizado es , en forma aproximada

$$\Delta V_{\text{out}} = V_{\text{max}} - V_{\text{max}} e^{-2\pi/\omega RC} = V_{\text{max}} (1 - e^{-2\pi/\omega RC}) \quad (3.75)$$

La función exponencial se puede expresar en términos de serie como:

$$e^{-2\pi/\omega RC} = 1 - \frac{2\pi}{\omega RC} + \frac{1}{2!} \left(\frac{2\pi}{\omega RC} \right)^2 + \dots \approx 1 - \frac{2\pi}{\omega RC} \quad (3.76)$$

Sustituyendo la función exponencial en la formula del rizado:

$$\Delta V_{\text{out}} \approx V_{\text{max}} \frac{2\pi}{\omega RC} = \frac{V_{\text{max}}}{f RC} \quad \boxed{\Delta V_{\text{out}} \approx \frac{V_{\text{max}}}{f RC}} \quad (3.77)$$

A medida que se incrementa el valor de C se disminuye el rizado, y disminuye el periodo de conducción del diodo, pero aumenta la corriente pico del diodo.

3.3.1.2. Rectificador monofásico de onda completa

El rectificador de onda completa puede presentarse de dos modos, con transformador de toma media y de puente completo. El propósito de este convertidor es el mismo que el de todos los rectificadores no controlados, es decir, entregar a la carga una tensión continua a partir de una tensión alterna. Pero hay ventajas importantes en este convertidor respecto al de media onda. Una es que la corriente media del generador es nula, por lo que se evitan los problemas asociados a las corrientes medias del generador distintas de cero, especialmente en caso de utilizarse transformadores. Además, la salida del convertidor presenta menos rizado.

Las figuras siguientes muestran dos circuitos típicos rectificadores de onda completa monofásicos.

3.3.1.2.1. Carga resistiva

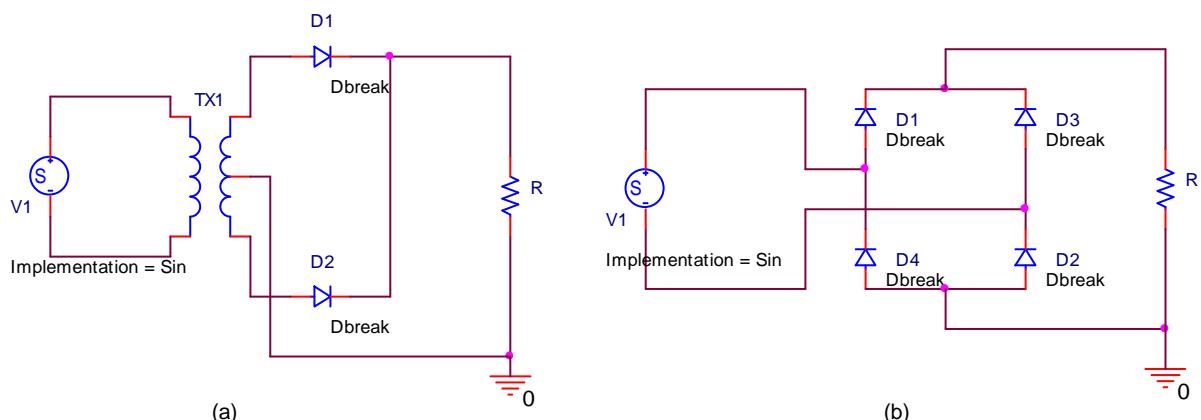
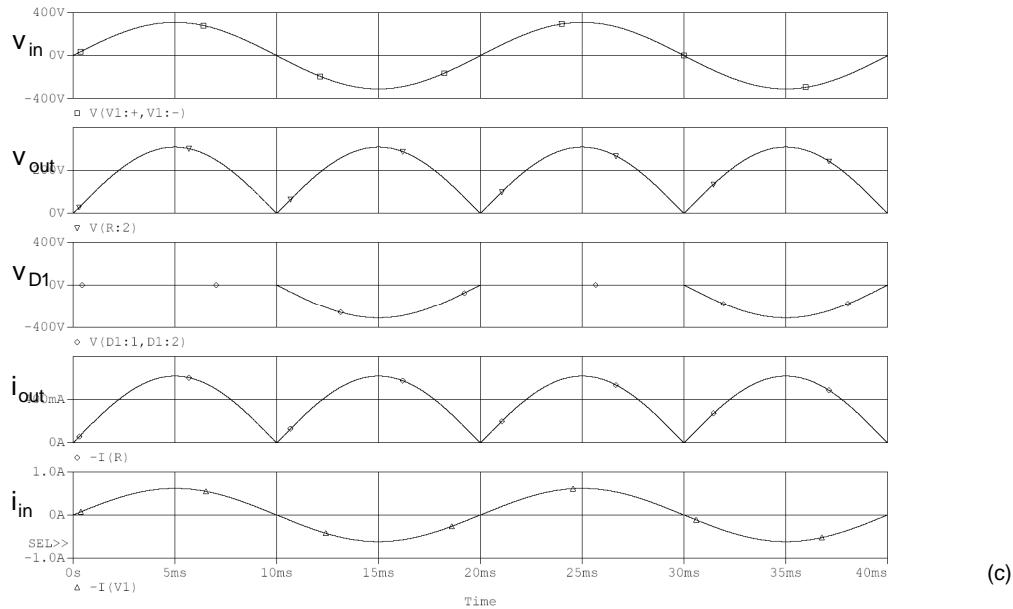


Fig. 3.12. Rectificador monofásico de onda completa con carga R. (a) circuito esquemático con transformador de toma media, (b) circuito en puente, (c) formas de onda de corriente y tensión del puente. Las formas de onda del convertidor con toma media son las mismas, con la excepción de la tensión inversa de los diodos, que es el doble.



Se hará el análisis del rectificador de puente completo, pero se pueden aplicar también en forma general al rectificador con transformador de toma media. La tensión de salida se puede expresar como:

$$v_{\text{out}}(\omega t) = \begin{cases} V_{\max} \operatorname{sen} \omega t & \text{para } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -V_{\max} \operatorname{sen} \omega t & \text{para } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.78)$$

El valor medio de la tensión y la corriente en la carga es:

$$V_{\text{out(AV)}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{\max} \operatorname{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_{\max}}{\pi} \quad (3.79)$$

$$I_{\text{out(AV)}} = \frac{V_{\text{out(AV)}}}{R} = \frac{2V_{\max}}{\pi R} \quad (3.80)$$

La tensión y corriente rms:

$$V_{\text{out(rms)}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} (V_{\max} \operatorname{sen}(\omega t))^2 d(\omega t) \right]}^{1/2} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (3.81)$$

$$I_{\text{out(rms)}} = \frac{V_{\text{out(rms)}}}{R} = \frac{V_{\max}}{R \sqrt{2}} \quad (3.82)$$

La corriente en el generador es una sinusoidal que está en fase con la tensión de entrada, por lo que el factor de potencia PF=1.

3.3.1.2.2. Carga R-L

Si en el modelo puente completo la carga es R-L conectada en serie, entonces las formas de onda se presentan según la figura siguiente:

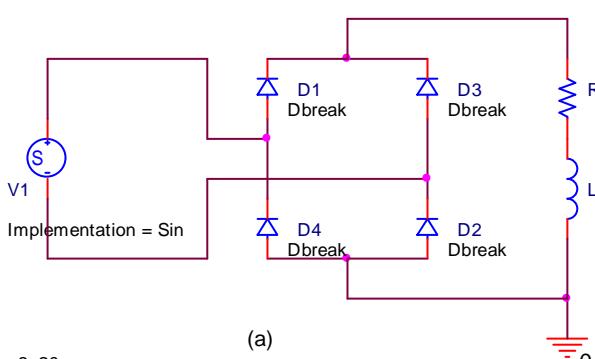
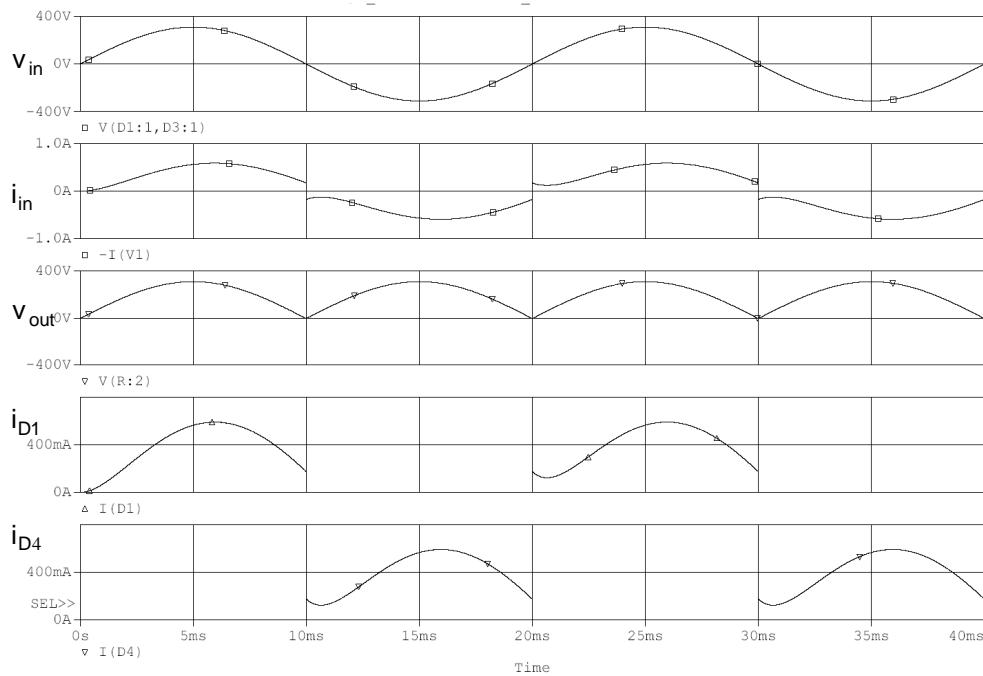
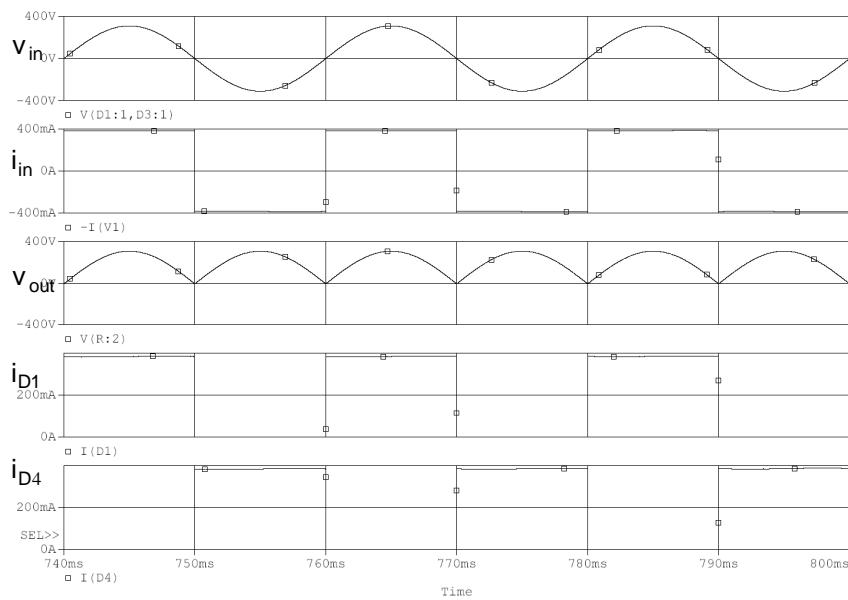


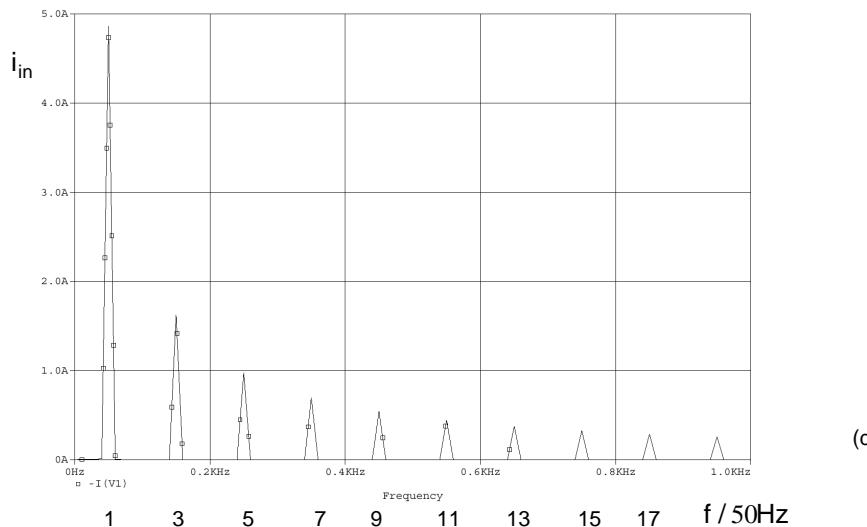
Fig. 3.13. Rectificador monofásico de puente completo con carga R-L. (a) circuito, (b) formas de onda con carga R=500Ω y L=500mH, (c) formas de onda de régimen permanente cuando la inductancia es suficientemente grande, (d) espectro de Fourier de la corriente de entrada de la fig(c)



(b)



(c)



(d)

La tensión en la carga es una onda sinusoidal con rectificación de onda completa, al igual que con carga resistiva pura, por lo que el espectro de Fourier de tensión es el mismo. Esta estará compuesta por una componente continua, más una serie de términos pares:

$$V_{out} = V_{AV} + \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3.83)$$

$$V_{out(AV)} = \frac{2V_{max}}{\pi}, \text{ según la ec. 3.79.} \quad (3.83.1)$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_{max} \sin(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4V_{max}}{\pi} \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} \frac{-1}{(n-1)(n+1)} \quad (3.84)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_{max} \sin(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) = 0 \quad (3.84.1)$$

$$V_{out} = \frac{2V_{max}}{\pi} - \frac{4V_{max}}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4V_{max}}{15\pi} \cos 4\omega t - \frac{4V_{max}}{35\pi} \cos 6\omega t - \dots \quad (3.85)$$

La tensión de salida del rectificador contiene sólo armónicos pares, y la segunda armónica es la más dominante. Si la carga es resistiva, la corriente de carga tiene la misma forma que la tensión. Pero, con carga inductiva, el valor de la corriente depende de R y L. Si L es infinitamente grande, en régimen permanente, la corriente tiene forma de onda cuadrada. La corriente continua se calculan para cada frecuencia a partir de:

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R} \quad (3.86)$$

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{|R + jn\omega L|} \quad (3.86.1)$$

La corriente en la línea no es senoidal, como se puede ver en la fig.3.13c, y esto origina armónicos sobre la línea. El desarrollo de la serie de Fourier de la señal cuadrada para carga muy inductiva es:

$$a_n = 0 \quad (3.87.1)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} I_{max} \sin(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4}{\pi} I_{max} \frac{1}{n} [\cos(n\omega t)]_{\pi/2}^0 = \frac{4}{n\pi} I_{max} \quad (3.87.2)$$

con $n=1,3,5,7,\dots$

En el caso idealizado, la $I_{max} = I_{AV}$, por lo que:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{in1} = \frac{4}{\pi} I_{AV} \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} I_{AV} = 0.9 I_{AV} \\ I_{in1}/n \quad n = 1, 3, 5, \dots \end{array} \right. \quad (3.87.3)$$

El valor THD para la corriente de entrada es:

$$THD = \frac{\sqrt{I_{in1}^2 - I_{in1}^2}}{I_{in1}} = \sqrt{\frac{I_{in1}^2}{I_{in1}^2} - 1} = \sqrt{\left(\frac{I_{AV}}{0.9 I_{AV}}\right)^2 - 1} = 0.4843 \rightarrow 48.43\% \quad (3.88.1)$$

El Factor de desplazamiento se puede observar de la fig.3.13c, y es:

$$DPF = 1.0 \quad (3.88.2)$$

Por lo que el Factor de Potencia PF es:

$$PF = DPF \frac{I_{sl}}{I_{in}} = 0.9 \quad (3.88.3)$$

3.3.1.2.3. Carga R-L-E

Una aplicación típica de este modelo es el control de motor de cc. y el cargador de baterías. En este caso se presentan dos modos de operación: modo de conducción continua (CCM) y modo de conducción discontinua (DCM) de la corriente de carga. La fig. siguiente muestra un ejemplo de aplicación:

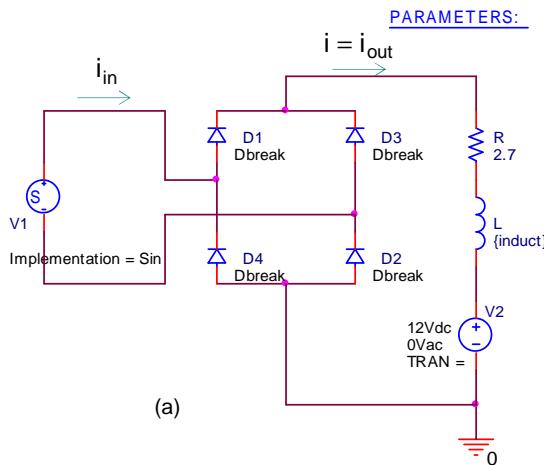
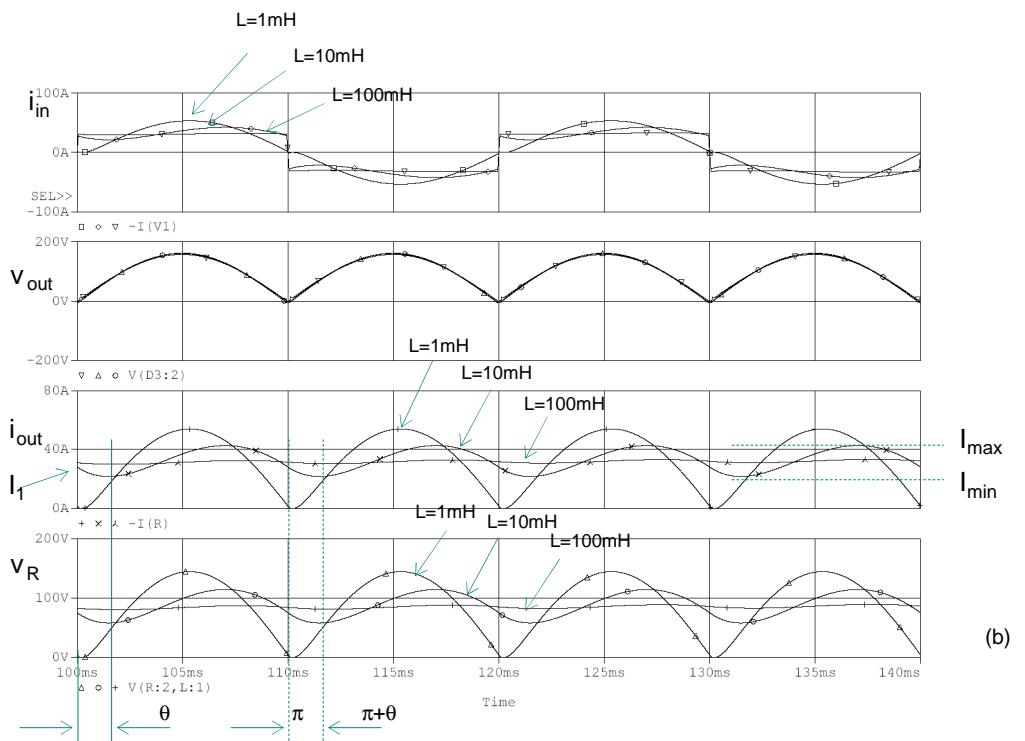


Fig. 3.14. Rectificador monofásico de puente completo con carga R-L-E. (a) circuito ejemplo, (b) formas de onda con parámetro $L=1\text{mH}$, 10mH y 100mH . En la corriente de entrada, $L=1\text{mH}$ corresponde a la corriente más sinusoidal, en la corriente de carga, $L=1\text{mH}$ corresponde a la corriente discontinua. $V_{in}=120\text{V rms}$



La tensión de salida es siempre la misma, independientemente de la carga, pero la tensión aplicada en la resistencia varía según las condiciones de inductancia, por ejemplo. Las corrientes de entrada y de salida dependen de las condiciones de la carga.

Si la tensión de entrada es $V_{in} = V_{\max} \operatorname{sen} \omega t$, la ecuación de las tensiones se puede expresar como:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + V_{cc} = V_{\max} \operatorname{sen} \omega t \quad (3.89)$$

que tiene la siguiente solución:

$$i = \frac{V_{\max}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) + A e^{-(R/L)t} - \frac{V_{cc}}{R} \quad (3.90)$$

donde $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ $\theta = \tan^{-1}(\omega L / R)$ (3.90.1)

Caso 1: Corriente continua en la carga: La constante A se puede hallar partiendo de la condición $\omega t = \pi$, $i = I_1$.

$$A = \left(I_1 + \frac{V_{cc}}{R} - \frac{V_{max}}{Z} \sin \theta \right) e^{(R\pi/L\omega)} \text{ y sustituyendo en la ec. 3.90} \quad (3.91)$$

$$i = \frac{V_{max}}{Z} \sin(\omega t - \theta) + \left(I_1 + \frac{V_{cc}}{R} - \frac{V_{max}}{Z} \sin \theta \right) e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\pi}{\omega} - t \right)} - \frac{V_{cc}}{R} \quad (3.92)$$

Bajo una condición de régimen permanente, $i(\omega t = 0) = i(\omega t = \pi)$. Eso significa que $i(\omega t = 0) = I_1$. Si se aplica esta condición, se puede obtener el valor de I_1 como (no se demostrará):

$$I_1 = \frac{V_{max}}{Z} \sin \theta \frac{1 + e^{-\left(\frac{R\pi}{L\omega}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{R\pi}{L\omega}\right)}} - \frac{V_{cc}}{R} \text{ para } I_1 \geq 0 \quad (3.93)$$

Reemplazando en la ec. 3.92, y simplificando queda (no se demostrará):

$$i = \frac{V_{max}}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) + \frac{2}{1 - e^{-\left(\frac{R\pi}{L\omega}\right)}} \sin \theta e^{-\frac{R}{L}t} \right] - \frac{V_{cc}}{R} \text{ para } 0 \leq \omega t \leq \pi \text{ e } i \geq 0 \quad (3.94)$$

Ya que conducirán durante medio semiciclo, la corriente eficaz en los diodos será:

$$I_{D(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i^2 d(\omega t)} \quad (3.95)$$

La corriente eficaz en la carga la obtendremos a partir de la tensión eficaz en los diodos para un periodo completo:

$$I_{rms} = \sqrt{(I_{D(rms)})^2 + (I_{D(rms)})^2} = \sqrt{2} I_{D(rms)} \quad (3.96)$$

La corriente media en los diodos será:

$$I_{D_AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i d(\omega t) \quad (3.97)$$

Caso 2: Corriente discontinua en la carga: Solo circulará corriente en la carga durante un periodo $\omega t_1 \leq \omega t \leq \omega t_2$. El diodo comenzará a conducir para $\omega t = \omega t_1$, y este vendrá dado por:

$$\omega t_1 = \sin^{-1} \frac{V_{cc}}{V_{max}} \quad (3.98)$$

en $\omega t = \omega t_1$, $i(\omega t) = 0$ y la ec. 3.90 da:

$$A = \left(\frac{V_{cc}}{R} - \frac{V_{max}}{Z} \sin(\omega t_1 - \theta) \right) e^{(R\omega t_1/L\omega)} \quad (3.99)$$

si se sustituye en la ec. 3.90, se puede obtener la corriente de carga

$$i = \frac{V_{max}}{Z} \sin(\omega t_2 - \theta) + \left(\frac{V_{cc}}{R} - \frac{V_{max}}{Z} \sin(\omega t_1 - \theta) \right) e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\omega t_1}{\omega} - t \right)} - \frac{V_{cc}}{R} \quad (3.100)$$

Para $\omega t = \omega t_2$, la corriente en la carga se hace cero:

$$0 = \frac{V_{\max}}{Z} \sin(\omega t_2 - \theta) + \left(\frac{V_{cc}}{R} - \frac{V_{\max}}{Z} \sin(\omega t_1 - \theta) \right) e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\omega t_1 - t}{\omega} \right)} - \frac{V_{cc}}{R} \quad (3.100.1)$$

ωt_2 se puede calcular aplicando un método de solución iterativo de ensayo y error.

La corriente eficaz en los diodos será:

$$I_{D(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} i^2 d(\omega t)} \quad (3.101)$$

y la corriente promedio en los diodos es:

$$I_{D_AV} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} i d(\omega t) \quad (3.102)$$

3.3.1.2.4. Filtro de salida basado en capacitor

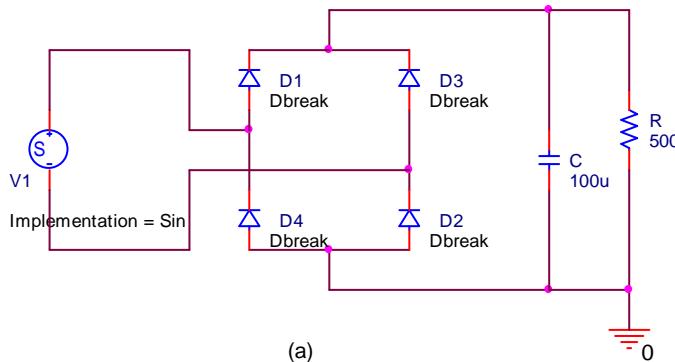
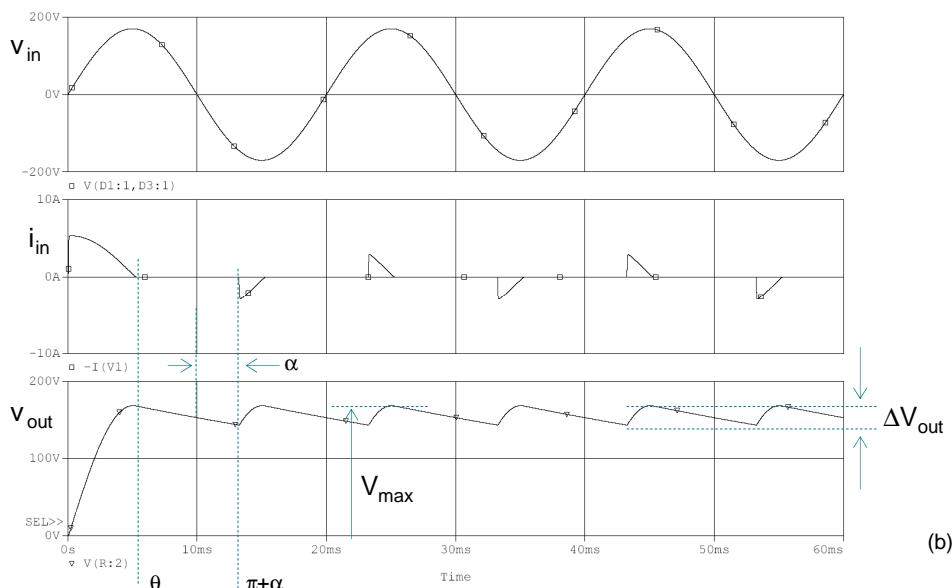


Fig. 3.15. Rectificador monofásico de puente completo con carga R y filtro de capacitor (a) circuito ejemplo, (b) formas de onda de tensión y corriente.
Vin=120Vrms. Se incluye el transitorio de arranque.



Al conectar un capacitor de gran valor en paralelo con la carga resistiva, se produce una tensión de salida que es esencialmente continua. El análisis es muy similar al rectificador de media onda con capacitor. En el circuito de onda completa el tiempo de descarga el capacitor es la mitad respecto al de media onda. El rizado de tensión es aproximadamente la mitad respecto al de media onda. La tensión de salida es una función sinusoidal positiva cuando uno de los pares de diodos conduce, y es una señal exponencial que tiene a cero cuando los diodos no conducen. Si se supone que los diodos son ideales,

$$v_{\text{out}}(\omega t) = \begin{cases} V_{\max} \sin \omega t & \text{diodo polarizado directamente} \\ V_{\theta} e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC} & \text{diodo bloqueado} \end{cases} \quad (3.103)$$

donde $V_{\theta} = V_{\max} \sin \theta$

y θ es el ángulo para el cual se bloquean los diodos, y es similar al rectificador de media onda.

Si se calcula el valor máximo para las dos ecuaciones,

$$\frac{d}{d(\omega t)}(V_{\max} \sin \omega t) = V_{\max} \cos \omega t$$

$$\frac{d}{d(\omega t)}(V_{\max} \sin \theta e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC}) = V_{\max} \sin \theta \left(-\frac{1}{\omega RC}\right) e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC}$$

Cuando $\omega t = \theta$ las dos pendientes se igualan:

$$V_{\max} \cos \theta = -\frac{V_{\max} \sin \theta}{\omega RC} e^{-(\theta - \theta)/\omega RC} = -\frac{V_{\max} \sin \theta}{\omega RC}$$

$$V_{\max} \cos \theta = -\frac{V_{\max} \sin \theta}{\omega RC} \rightarrow \tan \theta = -\omega RC \rightarrow \theta = \tan^{-1}(-\omega RC) = -\tan^{-1}(\omega RC) + \pi$$

La tensión máxima de salida es V_{\max} y la tensión mínima de salida se obtiene calculando v_{out} para el ángulo en el que el segundo par de diodos entra en conducción, que es $\omega t = \pi + \alpha$. En ese punto límite,

$$-V_{\max} \sin(\pi + \alpha) = V_{\max} \sin \theta e^{-(\pi + \alpha - \theta)/\omega RC}, \text{ o } \sin \alpha = (\sin \theta) e^{-(\pi + \alpha - \theta)/\omega RC}$$

Para hallar α , deberá aplicarse un método numérico o un método de ensayo y error.

La variación de tensión pico a pico, o rizado, es la diferencia entre las tensiones máxima y mínima:

$$\Delta V_{\text{out}} = V_{\max} - |V_{\max} \sin(\pi + \alpha)| = V_{\max} (1 - \sin \alpha) \quad (3.104)$$

Esto es igual que la ec. 3.72 para el caso de media onda, pero α es mayor en el caso de onda completa y en este caso el rizado es menor. Las corrientes del capacitor son similares al rectificador de media onda.

En los circuitos reales, donde $\omega RC \gg \pi$, y

$$\theta \approx \frac{\pi}{2} \text{ y } \alpha \approx \frac{\pi}{2}$$

la tensión mínima se calcula evaluando en $\omega t = \pi$:

$$v_{\text{out}}(\pi + \alpha) = V_{\max} e^{-(\pi + \pi/2 - \pi/2)/\omega RC} = V_{\max} e^{-\pi/\omega RC} \quad (3.105)$$

La tensión de rizado para el rectificador de onda completa con un filtro basado en capacitor se puede calcular de la siguiente manera:

$$\Delta V_{\text{out}} \approx V_{\max} (1 - e^{-\pi/\omega RC}), \text{ pero según la ec. 3.76, de manera similar:} \quad (3.106)$$

$$e^{-\pi/\omega RC} = 1 - \frac{\pi}{\omega RC} + \frac{1}{2!} \left(\frac{\pi}{\omega RC} \right)^2 + \dots \approx 1 - \frac{\pi}{\omega RC}$$

Sustituyendo la función exponencial en la formula del rizado:

$$\Delta V_{\text{out}} \approx V_{\max} \frac{\pi}{\omega RC} = \frac{V_{\max}}{2fRC} \quad \boxed{\Delta V_{\text{out}} \approx \frac{V_{\max}}{2fRC}} \quad (3.107)$$

A medida que se incrementa el valor de C se disminuye el rizado, y disminuye el periodo de conducción del diodo, pero aumenta la corriente pico del diodo. Se puede observar que el ripple es la mitad en valor respecto al rectificador de media onda.

3.3.1.2.5. Filtro de salida L-C

Otra topología utilizada es con filtro de salida L-C, según se muestra en la fig. siguiente. El propósito del filtro es producir una tensión en la salida aprox. continua

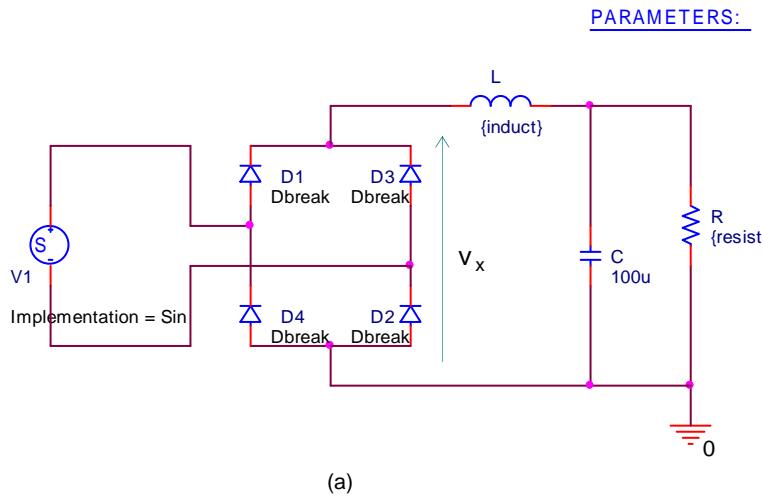
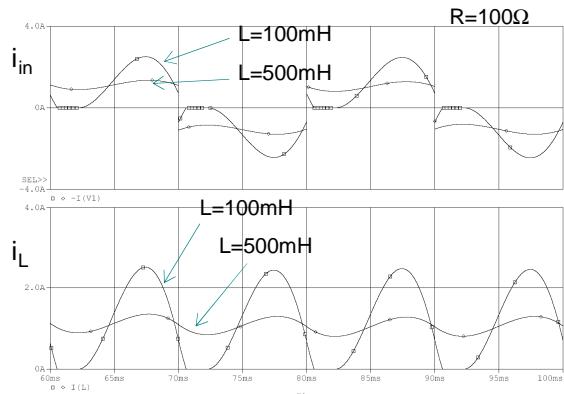
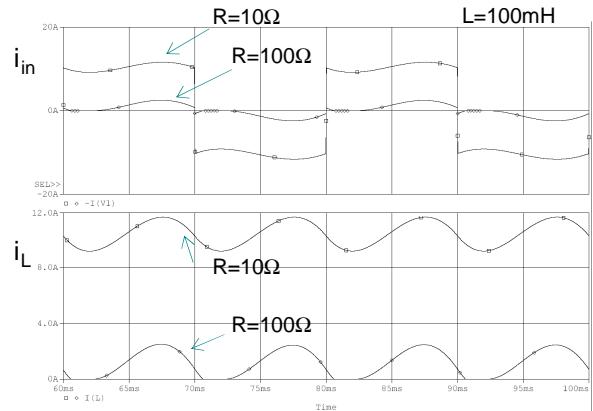


Fig. 3.16. Rectificador monofásico de puente completo con carga R y filtro con inductor y capacitor; (a) circuito ejemplo; (b) formas de onda de tensión y corriente. Vin=120Vrms. La inductancia tiene dos valores: L=100mH y L=500mH; (c) L=100mH y R vale 10Ω y 100Ω.

(a)



(b)



(c)

Caso 1: Corriente continuada en el inductor:

Cuando la corriente es continua, la tensión v_x de la fig. 3.16 es una tensión sinusoidal rectificada en onda completa.

El valor medio es $V_{AV} = \frac{2V_{max}}{\pi}$. Como la tensión media en el inductor en régimen permanente es nula, la tensión media de salida en régimen permanente es la misma,

$$V_{AV} = \frac{2V_{max}}{\pi} \quad (3.108)$$

La corriente media en el inductor deberá ser igual a la corriente media en la resistencia, ya que la corriente media en el capacitor es igual a cero:

$$I_L = I_R = \frac{V_{out}}{R} = \frac{2V_{max}}{\pi R} \quad (3.109)$$

Se puede estimar la variación de la corriente en el inductor a partir del primer armónico de la serie de Fourier. El primer término de alterna se obtiene a partir de la ec. siguiente, con $n=2$:

$$v_{out}(\omega t) = V_{AV} + \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} V_n \cos(n\omega t + \pi) \quad \text{donde } V_{AV} = \frac{2V_{max}}{\pi} \text{ y} \quad (3.110)$$

$$V_n = \frac{2V_{max}}{\pi} \left(\frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right)$$

$$v_{out}(\omega t) = V_{AV} + \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} V_n \cos(n\omega t + \pi) \text{ donde } V_{AV} = \frac{2V_{max}}{\pi} \text{ y}$$

$$V_n = \frac{2V_{max}}{\pi} \left(\frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right)$$

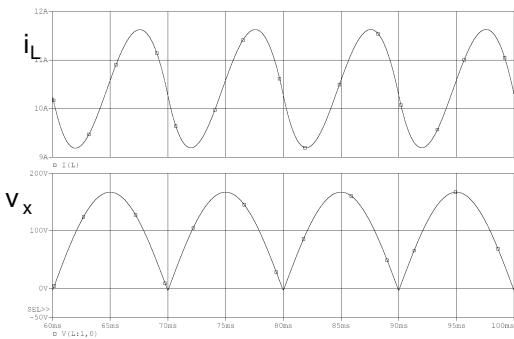


Fig. 3.16 (d) corriente y tensión en funcionamiento continuo (CCM)

$$\begin{aligned} L &= 100\text{mH} \\ R &= 50\Omega \end{aligned}$$

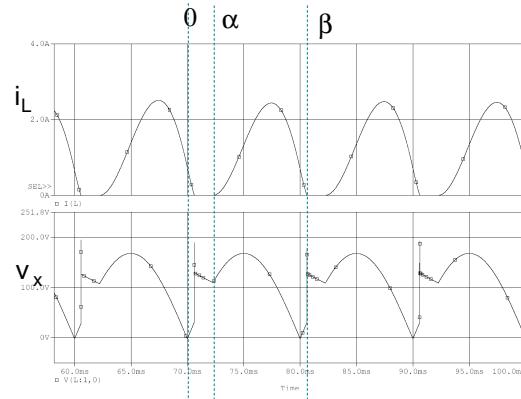


Fig. 3.16 (e) corriente y tensión en funcionamiento discontinuo (DCM)

$$\begin{aligned} L &= 100\text{mH} \\ R &= 100\Omega \end{aligned}$$

Suponiendo que el capacitor es un cortocircuito de alterna, existirá una tensión armónica v_2 en el inductor. La amplitud de la corriente que atraviesa el inductor, para $n=2$ es:

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_2} \approx \frac{V_2}{2\omega L} = \frac{4V_{max}/3\pi}{2\omega L} = \frac{2V_{max}}{3\pi\omega L} \quad (3.111)$$

Para que la corriente sea siempre positiva, la amplitud del valor medio del término de alterna deberá ser menor que la del término de continua. Utilizando las ecuaciones anteriores y despejando L , queda en régimen CCM,

$$I_2 < I_L ; \quad \frac{2V_{max}}{3\pi\omega L} < \frac{2V_{max}}{\pi R} ; y \quad L > \frac{R}{3\omega}, o \quad \frac{3\omega L}{R} > 1 \quad (3.112)$$

Si se cumple que $\frac{3\omega L}{R} > 1$, entonces la corriente es continua (CCM) y la tensión de salida es $V_{AV} = \frac{2V_{max}}{\pi}$.

Caso 2: Corriente discontinua en el inductor:

Cuando la corriente es discontinua, la corriente se hace nula en cada fase del periodo. La corriente vuelve a ser distinta de cero cuando la tensión de salida del puente alcanza el nivel del capacitor, es decir cuando $\omega t = \alpha$

$$\alpha = \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{V_{AV}}{V_{max}} \right) \quad (3.113)$$

Cuando la corriente es positiva, la tensión en el inductor es

$$v_L = V_{max} \operatorname{sen}(\omega t) - V_{AV} \quad (3.114)$$

donde habrá que determinar el valor de V_{AV} . La corriente en el inductor es:

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_{\alpha}^{\omega t} [V_{max} \operatorname{sen}(\omega t) - V_{AV}] d(\omega t) = \frac{1}{\omega L} V_{max} [(\cos \alpha - \cos \omega t) - V_{AV}(\omega t - \alpha)] \quad (3.114.1)$$

para $\alpha \leq \omega t \leq \beta$ y $\beta \leq \pi$

La tensión en la carga se calcula basándose en el hecho de que en régimen estacionario, la corriente media que atraviesa el inductor es igual a la corriente media que atraviesa la carga. Desafortunadamente, no se dispone de una solución analítica, por lo que el cálculo requiere una técnica iterativa. La tensión de salida para corriente discontinua es algo mayor que para corriente continua. Ver fig. 3.16 (d) y (e). Si no hay carga, el capacitor se cargará hasta el valor pico de la señal procedente del generador, por lo que la salida máxima será V_{max} .

3.3.2. Rectificadores trifásicos

3.3.2.1. Rectificador trifásico de media onda

3.3.2.1.1. Carga resistiva

En la fig. siguiente se muestra un rectificador trifásico de media onda con conexión en estrella (3 fases y el neutro), con carga resistiva.

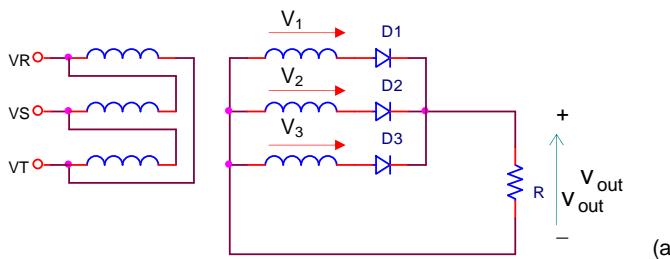
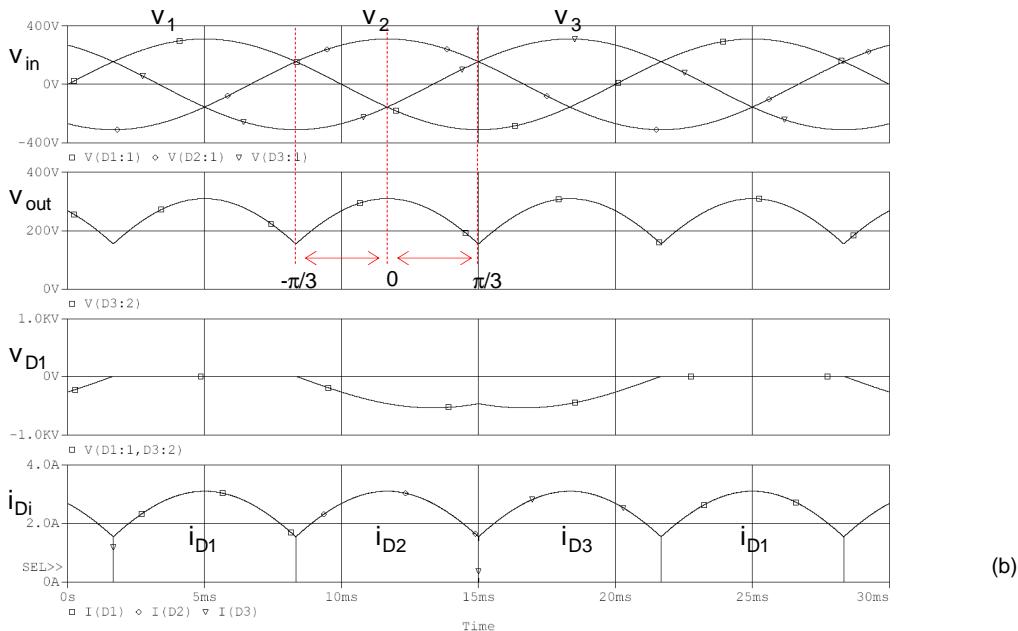


Fig. 3.17. Rectificador trifásico de medio puente con carga R; (a) circuito ejemplo; (b) formas de onda de tensión y corriente.



Las formas de onda de tensión y corriente se pueden observar en la [fig. 3.17](#).

$$\text{Si} \quad v_1 = V_{\max} \sin \omega t \quad (3.115)$$

$$v_2 = V_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.116)$$

$$v_3 = V_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (3.117)$$

La tensión rectificada está formada por tres cúspides de senoide por período, donde el valor medio es:

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} V_{\max} \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} V_{\max} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{3}\right) \right] = \frac{3}{\pi} V_{\max} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.118)$$

y el valor eficaz es:

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} V_{\max}^2 \cos^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} = V_{\max} \left[\frac{3}{2\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) \right]^{1/2} \quad (3.119)$$

También, la corriente media que circula por cada fase es:

$$I_{1_AV} = \frac{I_{AV}}{3} \quad (3.120)$$

Se puede observar que la corriente por fase va a tener una componente en continua que puede saturar el núcleo del transformador.

3.3.2.2. Rectificador hexafásico de media onda

3.3.2.2.1. Carga resistiva

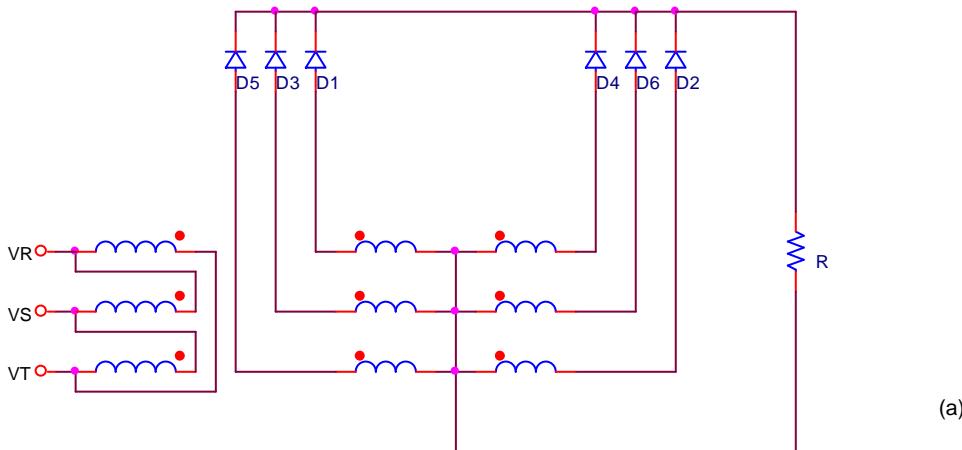
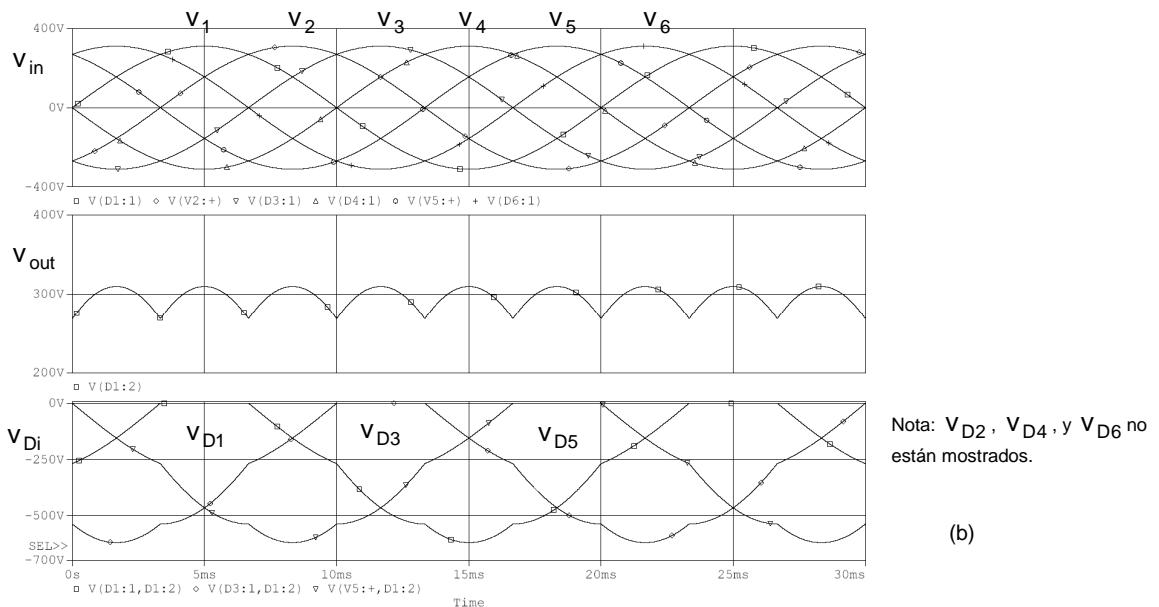


Fig. 3.18. Rectificador hexafásico de medio puente con carga R; (a) circuito ejemplo; (b) formas de onda de tensión y corriente. Nota: Sólo se muestran las tensiones en diodos D1, D3 y D5 por simplicidad.



En la [fig.3.18](#) se puede observar que la tensión de entrada es trifásica, pero se puede convertir en hexafásica a través de una transformador. La tensión de salida tiene una ondulación menor que en el caso de rectificación trifásica de media onda. La caída de tensión de los diodos tiene un solo valor máximo negativo, a diferencia de los casos donde el valor de q fases es impar.

No se hará un análisis detallado de este convertidor, pero se puede utilizar los cálculos del rectificador multifase en estrella, reemplazando $q=6$.

3.3.2.3. Rectificador trifásico de onda completa

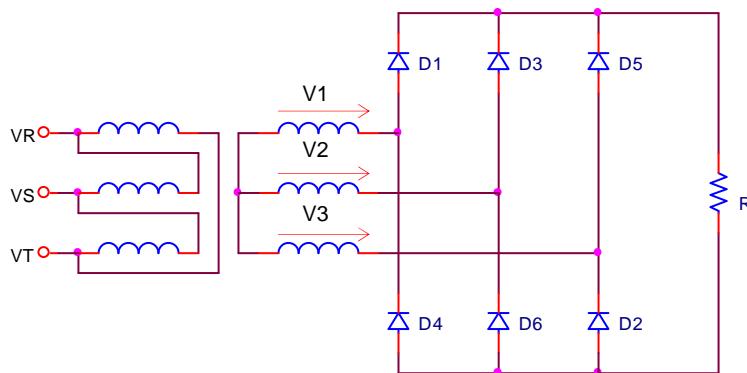
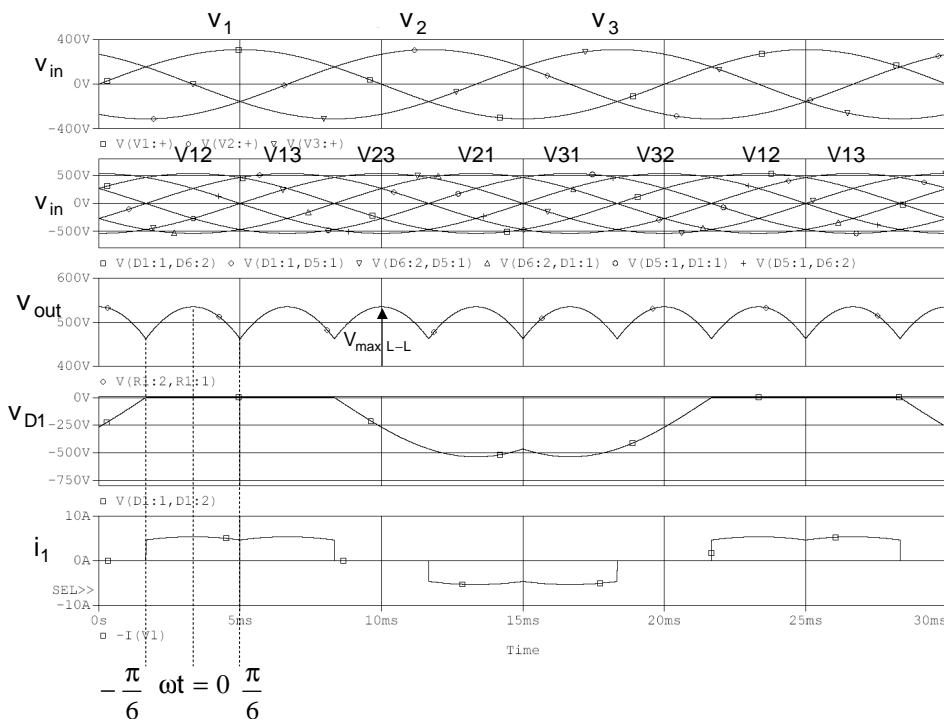
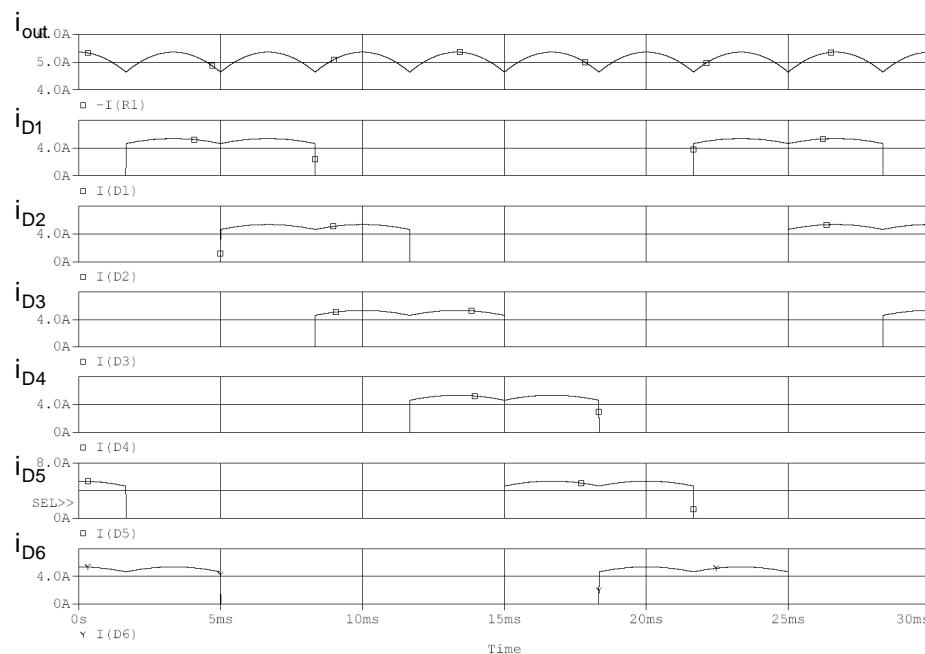


Fig. 3.19. Rectificador trifásico de onda completa, o PD3 con carga R; (a) circuito ejemplo; (b) formas de onda de tensión y corriente del generador v1; (c) formas de onda de corriente de carga y de cada diodo; (d) Espectro de Fourier de la corriente de entrada.

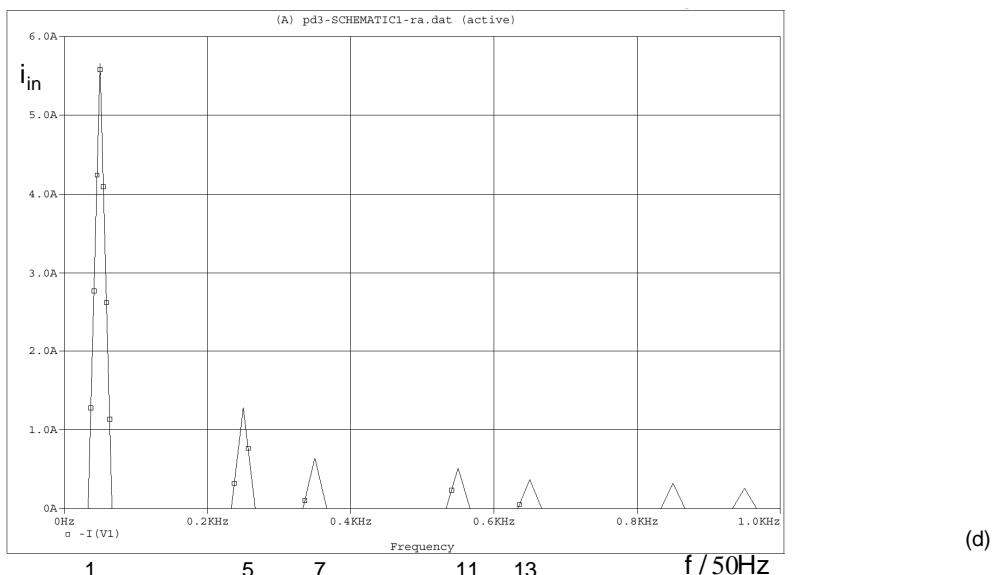
(a)



(b)



(c)



La tensión media de salida es:

$$V_{AV} = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} V_{max L-L} \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{3}{\pi} V_{max L-L} = 0,955 V_{max L-L} \quad (3.121)$$

La tensión eficaz en la carga es:

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} V_{max L-L}^2 \cos^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} = \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{1/2} V_{max L-L} = 0,95577 V_{max L-L} \quad (3.122)$$

Las corrientes en los diodos son:

$$I_{D_AV} = \frac{I_{out_AV}}{3} \quad (3.123)$$

$$I_{D_rms} = \frac{I_{out_rms}}{\sqrt{3}} \quad (3.124)$$

$$I_{in_rms} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{out_rms} \quad (3.125)$$

La tensión periódica de salida está definida como $v_{out}(\omega t) = V_{max L-L} \sin(\omega t)$ para $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$, con periodo $\pi/3$, con el fin de determinar los coeficientes de la serie de Fourier:

$$v_{out} = V_{AV} + \sum_{n=6,12,18,\dots}^{\infty} V_n \cos(n\omega t + \pi) \quad (3.126)$$

ya que:

- La pulsación del fundamental es 6ω
- La simetría de una señal par indica que no hay términos senoidales, por lo que:

$$b_n = 0$$

El valor medio o de continua de la tensión de salida es la ec. 3.121

Las amplitudes de los términos de alterna son:

$$V_n = \frac{6 V_{max L-L}}{\pi(n^2 - 1)} \quad n = 6, 12, 18, \dots \quad (3.127)$$

Como la tensión de salida es periódica, con un periodo de $1/6$ respecto a la tensión del generador de alterna, los armónicos a la salida son de orden $6k\omega$, siendo $k = 1, 2, 3, \dots$ una gran ventaja de este convertidor respecto al trifásico de media onda es que tiene los armónicos de mayor frecuencia y más baja amplitud que permiten que el filtro sea más eficiente.

La potencia aparente del generador trifásico es:

$$S = \sqrt{3} V_{L-L, \text{rms}} I_{\text{in_rms}} \quad (3.128)$$

La tensión inversa máxima en cada diodo es la tensión de línea a línea máxima, o si se relaciona con la tensión máxima de una fase respecto al neutro:

$$V_{D_R_max} = \sqrt{3} V_{\text{max}} \quad (3.129)$$

En caso de carga inductiva, las formas de onda de corriente para $L=100\text{mH}$ y las mismas condiciones del circuito de la [fig. 3.19](#) son:

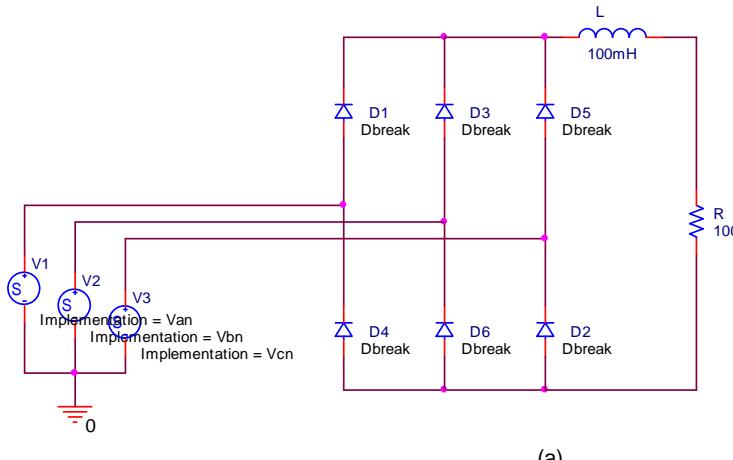
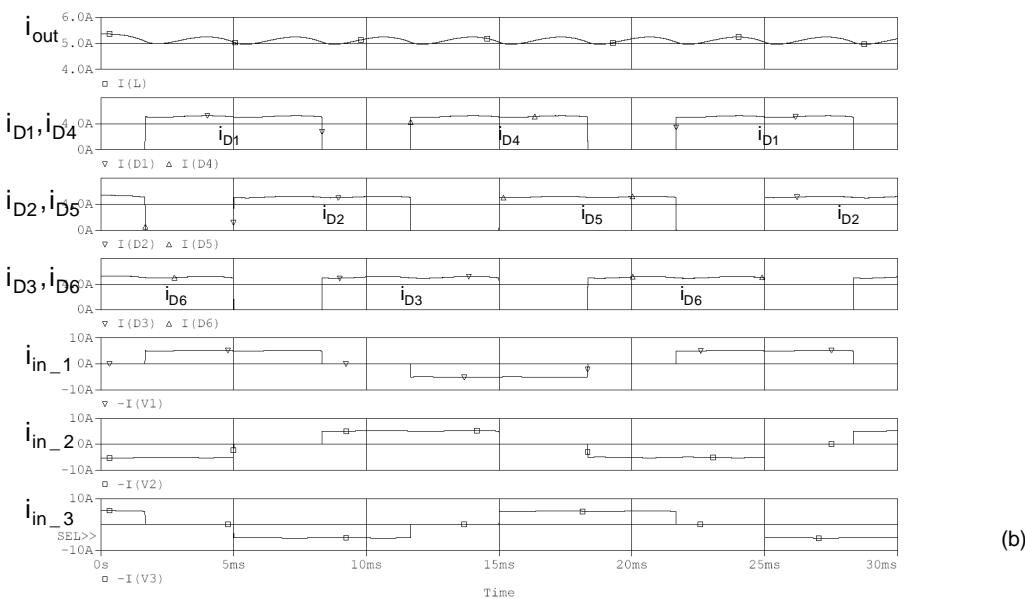
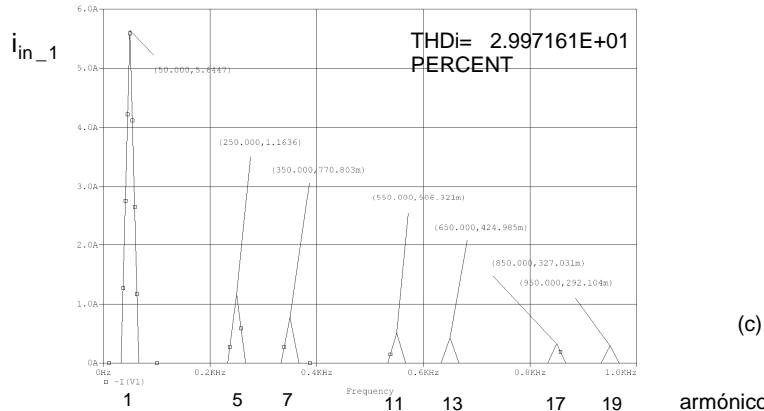


Fig. 3.20. Rectificador trifásico de onda completa, o PD3 con carga RL; (a) circuito ejemplo; (b) formas de onda de corriente; (c) espectro de Fourier de la corriente que circula por el generador V1 (corriente de entrada)



En casos de carga altamente inductiva en serie, la corriente de salida es esencialmente continua, y la corriente de entrada tiene la forma se muestra en la fig. anterior. La serie de Fourier de las corrientes de entrada en cada fase es:

$$i_1(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{\text{out}} \left(\cos \omega_0 t - \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t + \frac{1}{7} \cos 7\omega_0 t - \dots - \frac{1}{11} \cos 11\omega_0 t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_0 t - \dots \right) \quad (3.130)$$



Los armónicos de la corriente de fase de entrada están formados por los términos del sistema de alterna a la frecuencia fundamental ω_0 y por los armónicos de orden $6k \pm 1$, $k = 1, 2, 3, \dots$ (ver fig. 3.20.c).

Como estas corrientes armónicas podrían presentar problemas en el sistema de alterna, suele ser necesario utilizar filtros para impedir que entren a la red. En la fig. siguiente se muestra un circuito típico de filtrado.

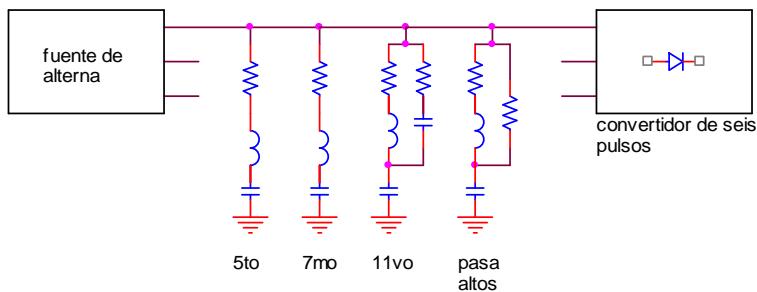


Fig. 3.21. Filtro para eliminar los armónicos generados por el convertidor PD3 con carga altamente inductiva.

Los armónicos más importantes (debido a que son bajos y de gran amplitud) son el 5to y el 7mo, por lo que en estas dos frecuencias se utilizan filtros resonantes (trampas) para eliminar las armónicas, y para el 11vo armónico en adelante, se utiliza un filtro pasa alto, derivando estos armónicos restantes a masa, o el 11vo con trampa también y el filtro pasa altos a partir del 13vo. Estos filtros evitarán que estos armónicos se dirijan a la red y produzcan interferencia eléctrica de amplitud importante. Los filtros se diseñan de manera tal que la impedancia a la frecuencia de la red (o del sistema de entrada) de alterna sea grande.

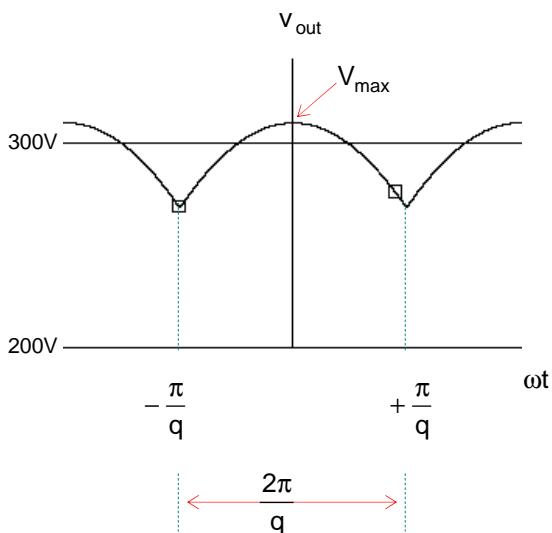
3.3.3. Rectificador multifásico o q-fásico [7]

Hasta potencia de 15kW se pueden utilizar los rectificadores monofásicos, pero para aplicaciones de mayor potencia se recomienda la aplicación trifásicos y multifásicos. Los rectificadores también utilizan filtros para reducir el contenido armónico. La clasificación será: de media onda, o paralelo P y de onda completa o paralelo PD.

3.3.3.1. Rectificador multifásico o q-fásico de media onda

3.3.3.1.1. Estudio de las tensiones. Tensión rectificada.

a) Valor medio



$$V_{AV} = \frac{1}{T} \int V(\omega t) d(\omega t)$$

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi/q} \int_{-\pi/q}^{\pi/q} V_{max} \cos(\omega t) d(\omega t)$$

$$V_{AV} = \frac{q}{2\pi} V_{max} \left[\sin\left(\frac{\pi}{q}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{q}\right) \right]$$

$$\text{Como: } \sin(a) - \sin(-a) = 2 \sin(a)$$

$$V_{AV} = \frac{q}{\pi} V_{max} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \quad \text{si } q > 1 \quad (3.131)$$

$$V_{AV} = \frac{1}{\pi} V_{max} \quad \text{si } q = 1 \quad (3.131.1)$$

Fig. 3.22. Estudio de las tensiones en el rectificador q-fásico de media onda, o paralelo P.

Cuando se rectifican q tensiones de período $\frac{2\pi}{q}$, la tensión rectificada V_{out} está formada por q cuspides de senoide por el período $-\frac{\pi}{q} < \omega t < \frac{\pi}{q}$, donde V_{out} estará formada por q cuspides de senoides por período.

El valor medio crece con el número de fases, siendo su valor límite V_{max} .

b) Valor eficaz

$$V_{rms}^2 = \frac{1}{2\pi/q} \int_{-\pi/q}^{\pi/q} V_{max}^2 \cos^2 \omega t d\omega t = \frac{qV_{max}^2}{2\pi} \left[\frac{\omega t}{2} + \frac{\sin 2\omega t}{4} \right]_{-\pi/q}^{\pi/q} = \frac{qV_{max}^2}{2\pi} \left(\frac{1}{2} \frac{2\pi}{q} + \frac{1}{4} 2 \sin \frac{2\pi}{q} \right)$$

$$V_{rms} = V_{max} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{q}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{q}} \quad (3.132)$$

c) Desarrollo en serie de Fourier

La tensión V_{out} será :

$$V_{out} = V_{max} \cos \omega t \quad \text{para } -\frac{\pi}{q} < \omega t < \frac{\pi}{q}$$

$$v_{\text{out}} = V_{\text{max}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{q}\right) \quad \text{para } \frac{\pi}{q} < \omega t < \frac{3\pi}{q}$$

$$v_{\text{out}} = V_{\text{max}} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{q}\right) \quad \text{para } \frac{3\pi}{q} < \omega t < \frac{5\pi}{q}, \text{ etc.}$$

Por lo tanto, la tensión v_{out} es una función periódica de período $2\pi/q$, cuya fundamental tiene una pulsación $q\omega$.

El desarrollo en serie de Fourier es:

$$v_{\text{out}} = V_{\text{AV}} + \sum_{n=q,2q,\dots}^{\infty} a_n \cos n\omega t \quad (3.133)$$

ya que:

- La pulsación del fundamental es $q\omega$
- La simetría de una señal par indica que no hay términos senoidales, por lo que:

$$b_n = 0$$

$$a_n = \frac{2}{2\pi/q} \int_{-\frac{\pi}{q}}^{+\frac{\pi}{q}} V_{\text{max}} \cos \omega t \cos n\omega t d(\omega t) = \frac{qV_{\text{max}}}{\pi} \left\{ \frac{\sin[(n-1)\pi/q]}{n-1} + \frac{\sin[(n+1)\pi/q]}{n+1} \right\}$$

$$a_n = \frac{qV_{\text{max}}}{\pi} \frac{(n+1)\sin[(n-1)\pi/q] + (n-1)\sin[(n+1)\pi/q]}{n^2 - 1}$$

$$a_n = \frac{2qV_{\text{max}}}{\pi(n^2 - 1)} \left(n \sin \frac{n\pi}{q} \cos \frac{\pi}{q} - \cos \frac{n\pi}{q} \sin \frac{\pi}{q} \right)$$

ya que $\begin{cases} \sin(A+B) = \sin A \cos B + \cos A \sin B \\ \sin(A-B) = \sin A \cos B - \cos A \sin B \end{cases}$ (3.134)

En el caso del rectificador con q pulsos por ciclo, las armónicas de la tensión de salida son: de orden q , $2q$, $3q$, $4q$

La ec. 3.134 es válida para $n=0, 1q, 2q, 3q$. El término $\sin\left(\frac{n\pi}{q}\right) = \sin \pi = 0$, entonces la ecuación se convierte en:

$$a_n = \frac{2qV_{\text{max}}}{\pi(n^2 - 1)} \left(\cos \frac{n\pi}{q} \sin \frac{\pi}{q} \right) \quad (3.135)$$

La componente DC se encuentra haciendo $n=0$:

$$V_{\text{AV}} = \frac{a_0}{2} = V_{\text{max}} \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \quad \text{Ecuación idéntica a la ec. 3.131} \quad (3.136)$$

Sustituyendo el valor de a_n , se obtiene:

$$v_{\text{out}} = V_{\text{max}} \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \left(1 - \sum_{n=q,2q,\dots}^{\infty} \frac{2}{n^2 - 1} \cos \frac{n\pi}{q} \cos n\omega t \right)$$

(3.137)

Lo que da:

$$\text{Para } q=2 \quad v_{\text{out}} = 0,6366 V_{\text{max}} \left(1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{63} \cos 8\omega t + \dots \right)$$

$$\text{Para } q=3 \quad v_{\text{out}} = 0,827 V_{\text{max}} \left(1 + \frac{2}{8} \cos 3\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t + \frac{2}{80} \cos 9\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \dots \right)$$

$$\text{Para } q=6 \quad v_{\text{out}} = 0,95493 V_{\text{max}} \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \frac{2}{323} \cos 18\omega t - \frac{2}{575} \cos 24\omega t + \dots \right)$$

$$\text{Para } q=12 \quad v_{\text{out}} = 0,988616 V_{\text{max}} \left(1 + \frac{2}{143} \cos 12\omega t - \frac{2}{575} \cos 24\omega t + \frac{2}{1295} \cos 36\omega t - \frac{2}{2303} \cos 48\omega t + \dots \right)$$

Ejemplo 3.4.

Si $q=6$, $V_{\text{max}} = 311 \text{V}$, y la frecuencia de alimentación es $f=50 \text{Hz}$, determinar el valor *rms* de la armónica dominante y su frecuencia

$$v_{\text{out}} = V_{\text{max}} \frac{q}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \left(1 - \sum_{n=q,2q,\dots}^{\infty} \frac{2}{n^2 - 1} \cos \frac{n\pi}{q} \cos n\omega t \right) = 0,95493 V_{\text{max}} \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \dots \right)$$

$$v_{\text{out}} = 296,9832 \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \dots \right)$$

La sexta armónica es la dominante. El valor *rms* de una tensión sinusoidal es $1/\sqrt{2}$ veces su magnitud V_{max}

$$V_6 = 296,9832 * \frac{2}{35\sqrt{2}} = 12 \text{V} , \text{ siendo su frecuencia } f_6 = 6f = 300 \text{Hz}$$

d) Factor de ondulación o rizado

El factor de ondulación de la tensión rectificada es:

$$RF = \frac{V_{\text{out(MAX)}} - V_{\text{out(MIN)}}}{2V_{\text{AV}}}$$

Durante el período $T/4 - T/2q$, $T/4 + T/2q$, v_{out} es máximo en la mitad del intervalo, y mínimo en sus dos extremos

$$V_{\text{out(MAX)}} = V_{\text{max}}$$

$$V_{\text{out(MIN)}} = V_{\text{max}} \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{2} \pm \frac{\pi}{q} \right) = V_{\text{max}} \cos \frac{\pi}{q}$$
(3.138)

Así:

$$RF = \frac{\pi}{2q} \frac{1 - \cos \frac{\pi}{q}}{\operatorname{sen} \frac{\pi}{q}}$$

(3.139)

El valor del factor de forma $FF = \frac{V_{\text{rms}}}{V_{\text{AV}}}$ se acerca a la unidad a medida que el aumento de q disminuye la ondulación de v_{out} . Para los primeros q vale:

q	2	3	4	5	6
FF	1.1107	1.0165	1.0048	1.0019	1.0009

El rizado de la tensión rectificada sólo depende del número de cúspides de senoide que la componen durante cada período T de las tensiones rectificadas. Este número es llamado orden o índice de pulsación de la tensión rectificada. Todas las tensiones del mismo índice, cualquiera que sea el montaje que las produce, tienen el mismo factor de rizado y desarrollo en serie.

3.3.3.1.2. Tensión inversa

La tensión en los bornes de un diodo D_1 , por ejemplo, vale sucesivamente:

$$v_1 - v_1, v_1 - v_2, \dots \text{y finalmente } v_1 - v_q$$

La tensión inversa máxima corresponde al valor máximo de éstas diferencias. Hay dos casos:

- A. Si q es par, la tensión “más alejada” de $v_1 = V_{\max} \sin \omega t$ es

$$v_{\frac{q+1}{2}} = -V_{\max} \sin \omega t$$

La diferencia $v_1 - v_{\frac{q+1}{2}}$, igual a $2V_{\max} \sin \omega t$, pasa por un máximo negativo para $\omega t = \frac{3\pi}{2}$ y vale en ese momento $-2V_{\max}$. La tensión inversa máxima aplicada a los diodos es,

$$V_{R(\text{MAX})} = 2V_{\max}$$

(3.140)

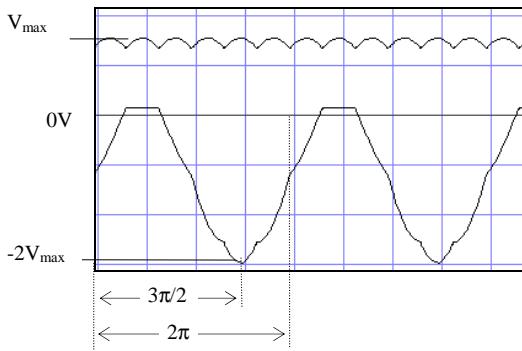


Fig. 3.23. Tensión inversa en un rectificador de media onda hexafásico

- B. Si q es impar, las dos tensiones “más alejadas” de $v_1 = V_{\max} \sin \omega t$ son $v_{\frac{q+1}{2}}$ y $v_{\frac{q+3}{2}}$

$$v_1 - v_{\frac{q+1}{2}} = V_{\max} \sin \omega t - V_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{q-12\pi}{2q} \right) = 2V_{\max} \cos \frac{\pi}{2q} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2q} \right)$$

$$v_1 - v_{\frac{q+3}{2}} = V_{\max} \sin \omega t - V_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{q+12\pi}{2q} \right) = 2V_{\max} \cos \frac{\pi}{2q} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2q} \right)$$

La tensión inversa pasa por dos máximos en cada período, para

$$\begin{cases} \omega t = \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2q} \\ \omega t = \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2q} \end{cases} \quad \text{y}$$

$$V_{R(\text{MAX})} = 2V_{\max} \cos \frac{\pi}{2q}$$

(3.141)

$$\text{Si } q=3, V_{R(\text{MAX})} = \sqrt{3} V_{\max}$$

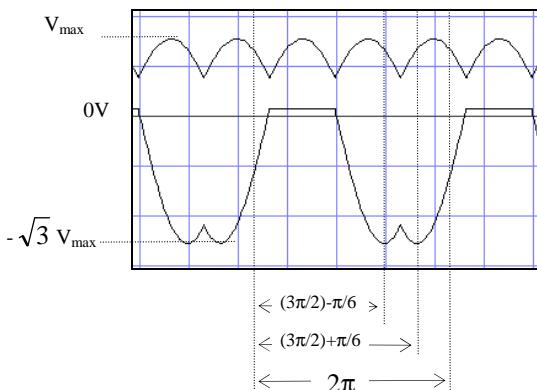


Fig. 3.24. Tensión inversa en un rectificador de media onda trifásico

Ejemplo 3.5.

Calcular la tensión inversa máxima en un rectificador trifásico de media onda

$$\begin{cases} q = 3 \\ V_{\max} = 311V \end{cases}$$

$q = \text{impar}$, por lo que hay dos máximos, con ángulos de fase:

$$\theta_1 = \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{6} = 240^\circ$$

$$\theta_2 = \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{6} = 300^\circ$$

$$V_{R(\text{MAX})} = 2V_{\max} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{3}V_{\max} = 538,67V$$

3.3.3.1.3. Estudio de las corrientes

Corrientes en los diodos

Si la carga es altamente inductiva, cada diodo garantiza el paso de I_0 durante el intervalo de duración T/q en que es conductor. De ello se deducen los valores máximo, medio y eficaz de la corriente en **cada uno** de los q diodos.

$$i_{\text{MAX}} = I_0$$

$$i_{\text{AV}} = \frac{I_0}{q}$$

$$i_{\text{RMS}} = \frac{I_0}{\sqrt{q}}$$

(3.142)

Si la carga es resistiva, la corriente será igual a la tensión dividido R .

3.3.3.1.4. Corriente y factor de potencia secundarios

La corriente $I_{\text{RMS_S}}$ en una bobina del secundario del transformador es, al igual que la del diodo, igual a I_0 durante T/q y nula el resto del período, por lo que:

$$I_{\text{RMS_S}} = \frac{I_0}{\sqrt{q}}$$

Ec. 3.143
(3.143)

Si se supone las caídas de tensión despreciables, puesto que se ha supuesto que la corriente es constante, la potencia suministrada por el secundario del transformador es:

$$P_0 = V_0 I_0$$

(3.144)

La potencia aparente del secundario, formado por q devanados, es:

$$S = q V_{\text{RMS}} I_{\text{RMS_S}}$$

(3.145)

entonces, el factor de potencia PF del secundario es:

$$PF_S = \frac{P_0}{S} = \frac{V_0 I_0}{q V_{\text{RMS}} I_{\text{RMS_S}}} = \frac{\frac{q}{\pi} V_{\max} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} I_0}{q \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \frac{I_0}{\sqrt{q}}} = \frac{\sqrt{2q}}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q}$$

(3.146)

Calculando el valor de PF para algunos valores de q , se puede ver que PF disminuye con el aumento de q . Como S determina el dimensionado del secundario del transformador, cuanto mayor sea q más costosa será el dimensionado del transformador. Este es el principal motivo que limita la utilización de la topología paralelo con transformador.

q	2	3	4	6	12	18
PF_S	0,636	0,675	0,636	0,55	0,40	0,332

3.3.3.1.5. Corriente y factor de potencia por el primario

En éste caso se deberá tener en cuenta la relación de Amp/vueltas (A.V.) reflejados del secundario al primario, y que están devanados en el mismo sentido, y el tipo de conexión: monofásico, conexión triángulo, en estrella sin conductor neutro, etc.

Aplicación al rectificador monofásico de puente completo con transformador de toma media, o P2

Despreciando la corriente magnetizante, se tiene en cuenta los A.V. en un sentido, y en sentido inverso los A.V. del /los devanado/s secundario/s.

$$n_p i_p = \sum n_s i_s \quad i_p = \text{corr. primario; } i_s = \text{corr. secundario} \quad (3.147)$$

Los A.V. en el secundario (Fig. 3.4.a) tienen un valor medio nulo. Así,

$$n_p i_p = n_s i_{s1} - n_s i_{s2} \quad (3.148)$$

El valor eficaz de la corriente primaria i_p , es igual a $(n_s/n_p)I_0$ durante un semiciclo, y $-(n_s/n_p)I_0$ durante el otro semiciclo. La tensión del primario es

$$V_{RMS_p} = \frac{n_s}{n_p} V_{RMS_s} \quad (3.149)$$

entonces, el PF del primario es:

$$PF = \frac{V_0 I_0}{V_{RMS_p} I_p} = \frac{\frac{2}{\pi} V_{max} I_0}{\frac{n_p}{n_s} \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \frac{n_s}{n_p} I_0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,90 \quad (3.150)$$

Del valor obtenido por $PF_{primario}$ se deduce que el primario se deberá sobredimensionar muy poco, comparado con el secundario.

Sin deducción previa, se enunciará el $PF_{primario}$ para los demás casos.

PF_{primario}; LPF= line power factor; P2= monofásico con transf. de toma media; P3=media onda trifásico; P6= media onda hexafásico

P2	P3 _{estrella}	P3 _{triangulo}		P6 _{estrella}	P6 _{triangulo}	
0,90	0,827	PF=0,827	LPF=0,78	PF=0,955	PF=0,78	LPF=0,955

3.3.3.2. Rectificador multifásico o q-fásico de onda completa

3.3.3.2.1. Estudio de las tensiones. Tensión rectificada.

a) Valor medio

En la fig. siguiente se compara la tensión de salida de un rectificador trifásico de media onda P3 respecto de uno de onda completa, PD3 ($q=\text{impar}$), y a continuación P6 vs PD6 ($q=\text{par}$). Se puede observar no sólo la amplitud de la tensión, sino también la frecuencia de los armónicos de la señal de alterna para los casos de $q=\text{par}$ y $q=\text{impar}$.

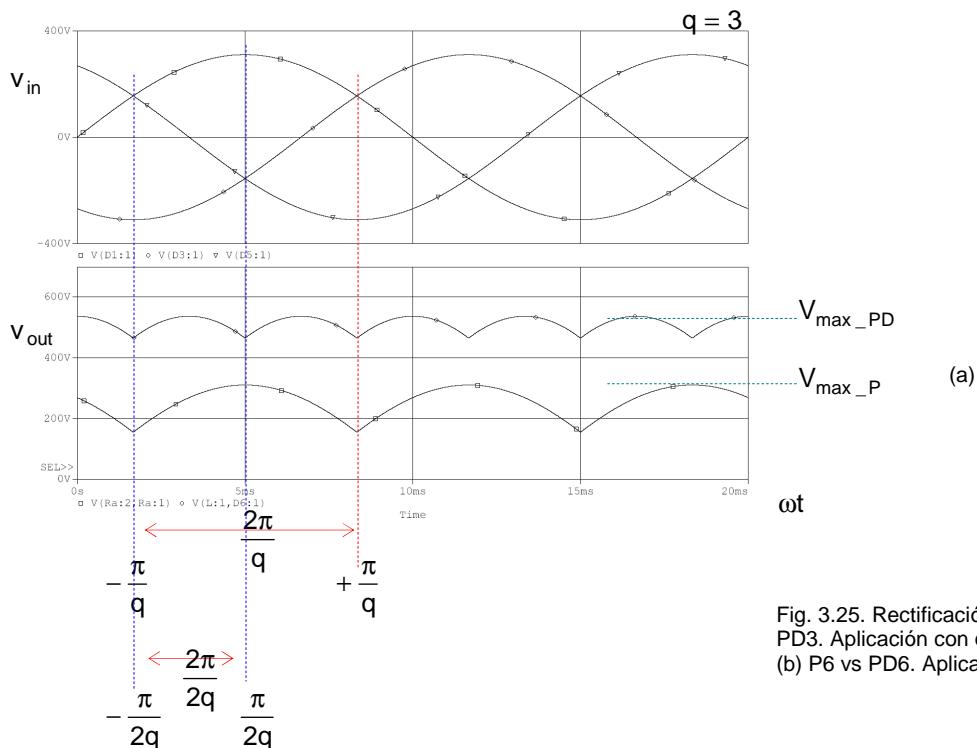
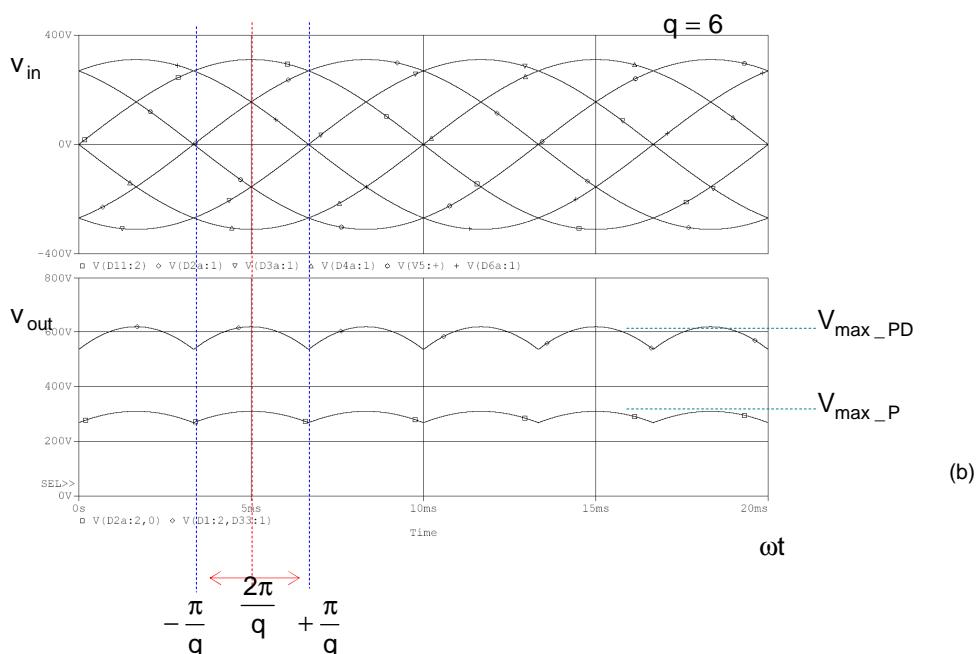


Fig. 3.25. Rectificación polifásica. (a) P3 vs PD3. Aplicación con $q=\text{impar}$
(b) P6 vs PD6. Aplicación con $q=\text{par}$



El ángulo de conducción de cada diodo es el mismo que el de media onda, pero si $q=impar$ hay dos cúspides por cada conducción. Si $q=par$ hay una cúspide como se puede ver en la [fig. 3.25.b](#). El valor máximo de la tensión V_{max} no es el mismo que para el caso paralelo. Razón por la cual, se analizará la señal de Fourier para $q=impar$.

$$V_{AV} = \frac{1}{T} \int v(\omega t) d(\omega t), \quad V_{AV} = \frac{1}{2\pi/2q} \int_{-\frac{\pi}{2q}}^{+\frac{\pi}{2q}} V_{max(PD)} \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (3.151)$$

Como: $\sin(a) - \sin(-a) = 2 \sin(a)$

$$V_m = \frac{2q}{2\pi} V_{max(PD)} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2q}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{2q}\right) \right]$$

$$\boxed{V_{AV} = \frac{2q}{\pi} V_{max(PD)} \sin \frac{\pi}{2q}} \quad q > 1 \quad (3.152)$$

b) Valor eficaz

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{2\pi/2q} \int_{-\frac{\pi}{2q}}^{+\frac{\pi}{2q}} V_{max(PD)}^2 \cos^2 \omega t d\omega t = \frac{q V_{max(PD)}^2}{\pi} \left[\frac{\omega t}{2} + \frac{\sin 2\omega t}{4} \right]_{-\frac{\pi}{2q}}^{+\frac{\pi}{2q}} =$$

$$V_{RMS}^2 = \frac{q V_{max(PD)}^2}{\pi} \left(\frac{1}{2} \frac{\pi}{q} + \frac{1}{4} 2 \sin \frac{\pi}{q} \right)$$

$$\boxed{V_{RMS} = V_{max(PD)} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{q}{2\pi} \sin \frac{\pi}{q}}} \quad (3.153)$$

c) Desarrollo en serie de Fourier ($q=impar$)

La tensión v_{out} será :

$$v_0 = V_{max(PD)} \cos \omega t \quad \text{para } -\frac{\pi}{2q} < \omega t < \frac{\pi}{2q}$$

$$v_0 = V_{max(PD)} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q}\right) \quad \text{para } \frac{\pi}{2q} < \omega t < \frac{\pi}{q}$$

$$v_0 = V_{max(PD)} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{q}\right) \quad \text{para } \frac{\pi}{q} < \omega t < \frac{3\pi}{2q}, \text{ etc.}$$

Por lo tanto, la tensión v_0 es una función periódica de período $T/2q$, cuya fundamental tiene una pulsación $2q\omega$.

El desarrollo en serie de Fourier es:

$$v_{out} = V_{AV} + \sum_{n=2q,4q,6q...}^{\infty} a_n \cos n\omega t \quad (3.154)$$

ya que:

- La pulsación del fundamental es $2q\omega$
- La simetría de una señal par indica que no hay términos senoidales, por lo que:
 $b_n = 0$

$$a_n = \frac{2}{2\pi/2q} \int_{-\frac{\pi}{2q}}^{+\frac{\pi}{2q}} V_{max(PD)} \cos(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2qV_{max(PD)}}{\pi} \left\{ \frac{\sin[(n-1)\pi/2q]}{n-1} + \frac{\sin[(n+1)\pi/2q]}{n+1} \right\}$$

$$a_n = \frac{2qV_{max(PD)}}{\pi} \frac{\{(n+1)\sin[(n-1)\pi/2q] + (n-1)\sin[(n+1)\pi/2q]\}}{n^2 - 1}$$

como

$$\begin{cases} \sin(A+B) = \sin A \cos B + \cos A \sin B \\ \sin(A-B) = \sin A \cos B - \cos A \sin B \end{cases}$$

$$a_n = \frac{4qV_{max(PD)}}{\pi(n^2 - 1)} \left(n \sin \frac{n\pi}{2q} \cos \frac{\pi}{2q} - \cos \frac{n\pi}{2q} \sin \frac{\pi}{2q} \right)$$

En el caso del rectificador con q pulsos por ciclo, las armónicas de la tensión de salida son: de orden 2q, 4q, 6q, 8q

La ecuación anterior es válida para n=0, 2q, 4q, 6q. El término $\sin\left(\frac{n\pi}{2q}\right) = \sin \pi = 0$, entonces la ecuación se convierte en:

$$a_n = \frac{4qV_{max(PD)}}{\pi(n^2 - 1)} \left(\cos \frac{n\pi}{2q} \sin \frac{\pi}{2q} \right) \quad (3.155)$$

La componente d.c. se encuentra haciendo n=0:

$$V_{AV} = \frac{a_0}{2} = \frac{2q}{\pi} V_{max(PD)} \sin \frac{\pi}{2q} \quad \text{Ecuación idéntica a la ec. 3.152}$$

Sustituyendo el valor de a_n , se obtiene:

$$V_{out} = V_{max(PD)} \frac{2q}{\pi} \sin \frac{\pi}{2q} \left(1 - \sum_{n=2q,4q,6q,\dots}^{\infty} \frac{2}{n^2 - 1} \cos \frac{n\pi}{2q} \cos n\omega t \right) \quad (3.156)$$

Lo que da:

Para q=3

$$V_{out} = 0,95493 V_{max(PD)} \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \frac{2}{323} \cos 18\omega t - \frac{2}{575} \cos 24\omega t + \dots \right)$$

Ejemplo 3.6.

Si q=3, $V_{fM(PD)} = 311\sqrt{3} [V]$, y la frecuencia de alimentación es f=50Hz, determinar el valor rms de la armónica dominante y su frecuencia

$$V_{out} = V_{max(PD)} \frac{2q}{\pi} \sin \frac{\pi}{2q} \left(1 - \sum_{n=2q,4q,\dots}^{\infty} \frac{2}{n^2 - 1} \cos \frac{n\pi}{2q} \cos n\omega t \right) = 0,95493 V_{max} \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \dots \right)$$

$$v_{\text{out}} = 514,39 \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \frac{2}{323} \cos 18\omega t - \frac{2}{575} \cos 24\omega t + \dots \right)$$

La sexta armónica es la dominante. El valor rms de una tensión sinusoidal es:

$$V_6 = 514,39 * \frac{2}{35} = 29,39 \text{ V}, \text{ siendo su frecuencia } f_6 = 6f = 300 \text{ Hz}$$

d) Factor de ondulación o rizado

El factor de ondulación de la tensión rectificada depende del valor y paridad del número de fases q.

Si q es par, a cada tensión alterna le corresponde otra forma igual y opuesta; a $v_1, v_2, \dots, v_{\frac{q}{2}}$ les corresponden

$v_{\frac{q}{2}+1}, v_{\frac{q}{2}+2}, \dots, v_q$. Cuando una tensión pasa por su máximo, la que se le opone pasa por el mínimo: los

máximos de $v_A - v_{\text{neutro}}$ coinciden con los mínimos de $v_N - v_{\text{neutro}}$. Por lo que la tensión rectificada v_0 está formada por q cúspides de senoide por período T.

Si q es impar, los mínimos de $v_N - v_{\text{neutro}}$ se sitúan entre dos pasos de $v_A - v_{\text{neutro}}$ por un máximo e inversamente. Así, v_1, v_2, v_3, \dots pasan por el valor $V_{\max(\text{PD})}$ para

$t = T/4, t = T/4 + T/q, t = T/4 + 2T/q, \dots$ mientras que $v_{\frac{q+1}{2}}, v_{\frac{q+3}{2}}, v_{\frac{q+5}{2}}, \dots$ pasan por $-V_{\max(\text{PD})}$ para

$t = T/4 - T/2q, t = T/4 + T/2q, t = T/4 + 3T/2q, \dots$

Por lo que, la tensión rectificada está formada por $2q$ cúspides de senoide por período T.

Excepto por la diferencia si es par o impar, la fórmula del índice de modulación es igual al del tipo paralelo:

Así:

$$RF = \frac{\pi}{2n} \frac{1 - \cos \frac{\pi}{n}}{\sin \frac{\pi}{n}} \begin{cases} n = q & \text{si } q \text{ es par} \\ n = 2q & \text{si } q \text{ es impar} \end{cases}$$

(3.157)

Tensión inversa

La tensión inversa tiene el mismo valor que el caso rectificador del tipo paralelo:

A. **Si q es par**, la tensión es:

$$V_{R(\text{MAX})} = 2V_{\max}$$

(3.158)

B. **Si q es impar**,

$$V_{R(\text{MAX})} = 2V_{\max} \cos \frac{\pi}{2q}$$

(3.159)

3.3.3.2.2. Estudio de las corrientes

Corrientes en los diodos

Si el montaje suministra una corriente I_{out} constante, cada par de diodos garantiza el paso de I_0 durante el intervalo de duración T/q en que es conductor. De ello se deducen los valores máximo, medio y eficaz de la corriente en **cada uno** de los q diodos.

$$i_{MAX} = I_0$$

$$i_{AV} = \frac{I_0}{q}$$

$$I_{(RMS)} = \frac{I_0}{\sqrt{q}}$$

(3.160)

Corrientes y factor de potencia en el secundario

Cada bobina secundaria, al estar unida a dos diodos, es recorrida por la corriente durante dos intervalos de duración T/q .

$$i_{S1} = +I_0 \text{ cuando conduce el diodo superior}$$

$$i_{S2} = -I_0 \text{ cuando conduce el diodo inferior}$$

El valor eficaz de las intensidades en el secundario es, por lo tanto:

$$I_{RMS_S} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(I_0^2 2 \frac{T}{q} \right)} = I_0 \sqrt{\frac{2}{q}} \quad (3.161)$$

El factor de potencia del secundario es, entonces

$$PF_s = \frac{V_{AV} I_0}{q V_{RMS} I_{RMS_S}} = \frac{\frac{2q}{\pi} V_{max} \sin \frac{\pi}{q} I_0}{q \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} I_0 \sqrt{\frac{2}{q}}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{q} \sin \frac{\pi}{q} \quad (3.162)$$

Calculando el valor de PF para algunos valores de q, se puede ver que es cercano a la unidad para q pequeños, y disminuye considerablemente más allá de q=6

q	2	3	6	12
PF _S	0,89	0,955	0,78	0,57

Corrientes y factor de potencia en el primario

Sin deducción previa, se enunciará el PF_{primario}

PF_{primario}; LPF=line power factor

PD2	PD3 estrella	PD3 triángulo	
0,90	0,955	PF=0,955	LPF=0,955

La igualdad de los PF y de las corrientes del primario y del secundario, si no se tienen en cuenta n_s/n_p , para los rectificadores PD2 y PD3 hace posible la supresión del transformador.

3.3.3.3. Efectos de las inductancias de la fuente y de la carga

Rectificador monofásico en puente

En la [fig. 3.26](#) se muestra un rectificador en puente monofásico no controlado, con una inductancia en el generador L_s y una carga inductiva. Cuando cambie la polaridad del generador, la corriente del generador no podrá cambiar instantáneamente y deberá ser transferida gradualmente de un par de diodos al otro en el intervalo de conmutación u . La conmutación es el proceso de transferencia de la corriente de carga de un diodo al otro, o de un par de diodos al otro. En este caso, durante este proceso de conmutación estarán conduciendo los cuatro diodos simultáneamente, y la tensión en los bornes V_{in} y V_{out} durante este instante de tiempo u será nula.

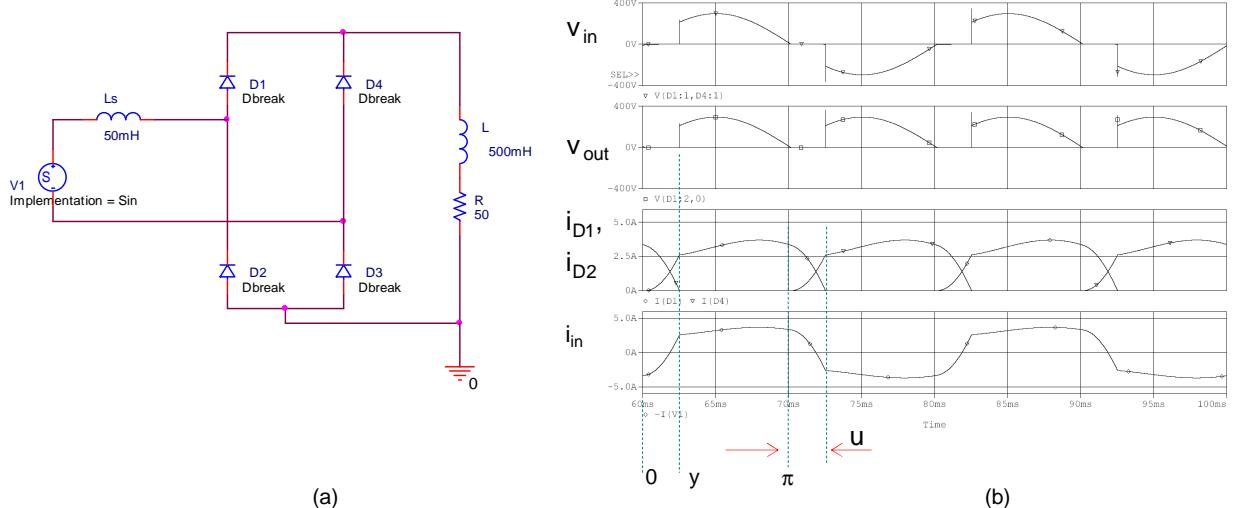


Fig. 3.26. Comutación en el rectificador monofásico. (a) circuito con inductancia en el generador L_s . (b) Formas de onda de tensión y corriente

Si se supone que la corriente de carga es una constante I_o , el intervalo de conmutación comienza cuando la tensión del generador cambia la polaridad, por ejemplo, en el instante $\omega t = \pi$, por lo que se puede escribir:

$$i_{in}(\omega t) = \frac{1}{\omega L_s} \int_{\pi}^{\pi+\mu} V_{max} \operatorname{sen}(\omega t) d(\omega t) + I_o \quad (3.163)$$

Al evaluar la expresión, se obtiene

$$i_{in}(\omega t) = -\frac{V_{max}}{\omega L_s} (1 + \cos(\omega t)) + I_o \quad (3.164)$$

Cuando finaliza la conmutación, para $\omega t = \pi + u$,

$$i(\pi + u) = -I_o = -\frac{V_{max}}{\omega L_s} (1 + \cos(\pi + u)) + I_o \quad (3.165)$$

Despejando el valor del ángulo u ,

$$u = \cos^{-1} \left(1 - \frac{2I_o \omega L_s}{V_{max}} \right) = \cos^{-1} \left(1 - \frac{2I_o X_s}{V_{max}} \right) \quad (3.166)$$

donde $X_s = \omega L_s$ es la reactancia del generador. La tensión media en la carga es:

$$V_{\text{out}} = \frac{1}{\pi} \int_y^{\pi} V_{\max} \operatorname{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_{\max}}{\pi} (1 + \cos u) = \frac{2V_{\max}}{\pi} \left(1 - \frac{I_o X_S}{V_{\max}} \right) \quad (3.167)$$

Tal como se ve en la simulación en PSpice®, la inductancia en la fuente reduce la tensión media de los rectificadores de onda completa.

Rectificador trifásico en puente

En el caso del rectificador trifásico totalmente controlado en puente, se va a analizar el instante de tiempo en que conducen los diodos D1 y D2, y que la corriente de carga es altamente inductiva.

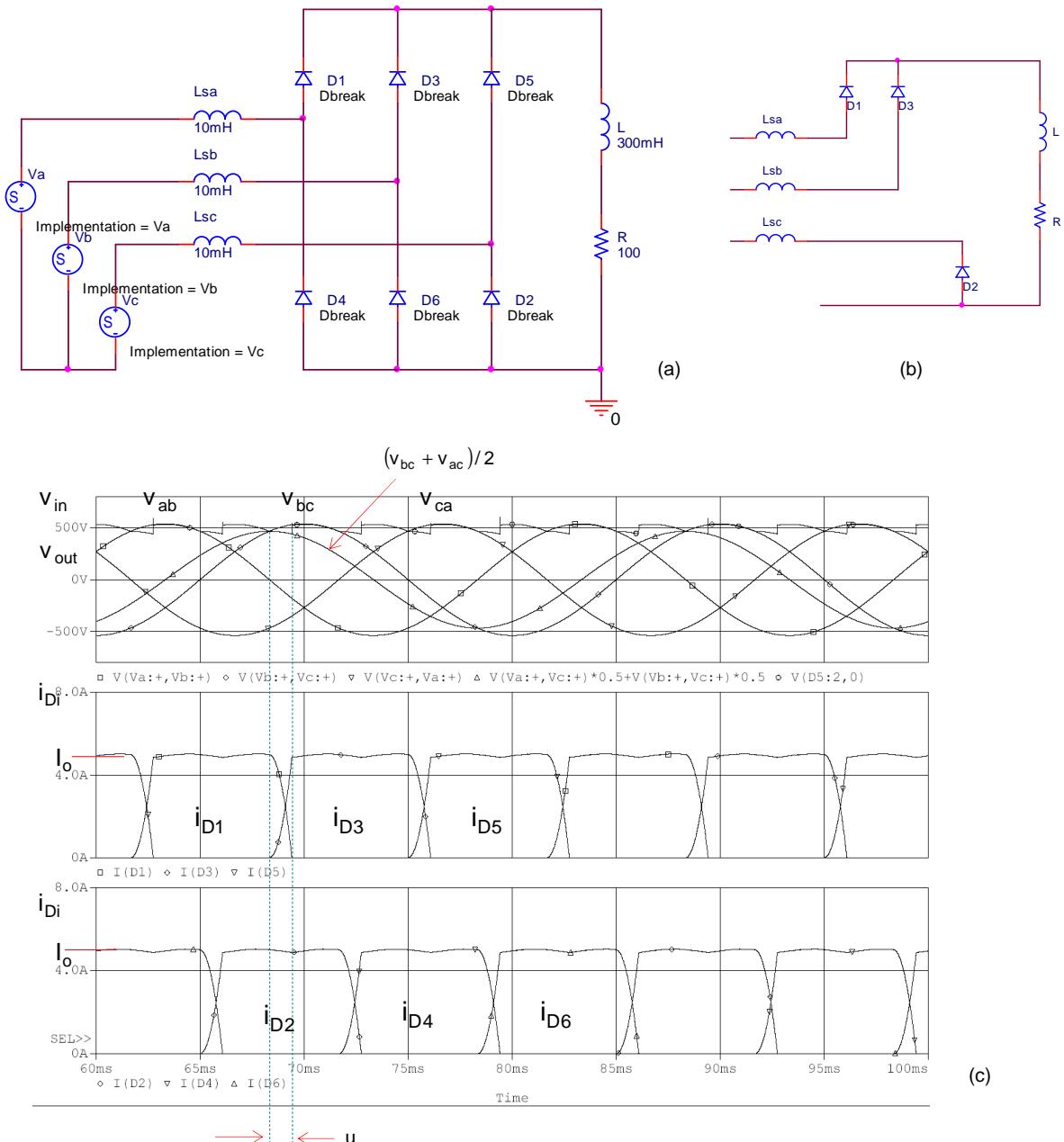


Fig. 3.27. Comutación en el rectificador trifásico. (a) circuito con inductancia en el generador Ls. (b) Circuito durante la comutación de D1 a D3. (c) Formas de onda de tensión y corriente. Se dibuja también la tensión $(v_{bc} + v_{ac})/2$ para analizar el periodo de conducción de D1 y D2. Nota: no se dibujan las tensiones de fase, sólo las líneas.

En el instante siguiente la corriente de la carga se transfiere de D1 a D3 en la mitad superior del puente. La tensión en Lsa será:

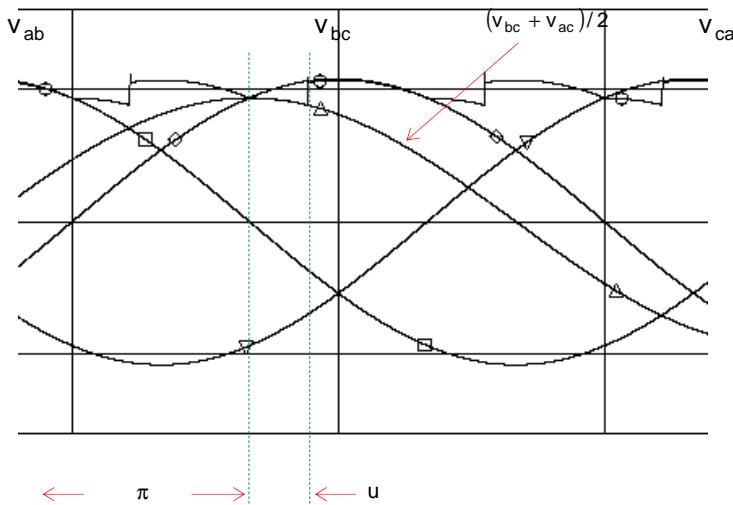
$$v_{Lsa} = \frac{V_{AB}}{2} = \frac{V_{maxL-L}}{2} \sin(\omega t) \quad (3.168)$$

La corriente en Lsa va de un valor máximo a cero durante este intervalo u.

$$i_{Lsa}(\pi + u) = 0 = \frac{1}{\omega L_{sa}} \int_{\pi}^{\pi+u} \frac{V_{maxL-L}}{2} \sin(\omega t) dt + I_o \quad (3.169)$$

despejando u,

$$u = \cos^{-1} \left(1 - \frac{2\omega L_{sa} I_o}{V_{maxL-L}} \right) = \cos^{-1} \left(1 - \frac{2X_s I_o}{V_{maxL-L}} \right) \quad Ecuación 3.170$$



Ec. 3.171

Ec. 3.172

la tensión de salida en el intervalo u es,

$$v_{out} = \frac{V_{bc} - V_{ac}}{2} \quad (3.171)$$

Entonces, la tensión media de salida del convertidor trifásico con el generador con inductancias en la línea es,

$$V_{AV} = \frac{3V_{maxL-L}}{\pi} \left(1 - \frac{X_s I_o}{V_{maxL-L}} \right) \quad (3.172)$$

Por lo tanto, y como se observa en la [fig. 7.27.d](#), la inductancia en la línea reduce el valor medio de la tensión en la carga.

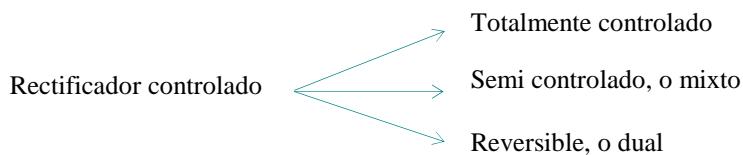
3.4. Rectificación controlada

La rectificación no controlada sólo suministra una salida de tensión fija. Para obtener una tensión variable y controlada, es necesario utilizar tiristores. Utilizando tiristores es posible controlar el ángulo de conducción retardando el punto donde los diodos entran en conducción. Los tiristores, entonces, se activarán cuando se envíe un pulso de mando en la compuerta, y se desactivarán cuando el tiristor siguiente entre en conducción, o por tensión inversa aplicada en sus bornes luego de cierto ángulo de conducción, si el transistor siguiente no se dispara. Ambos casos corresponden al bloqueo natural, o comutación de línea, debido a que no es necesario implementar circuitos auxiliares de bloqueo.

El rendimiento de éstos convertidores de AC/DC es superior al 95% y se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, como el control de motores de DC y AC de velocidad variable, con potencias hasta el orden del Megawatt, cargadores de baterías, equipos de calentamiento inductivo y capacitivo, equipos de soldadura, etc. En todos estos casos es necesario controlar el valor medio de la tensión en la carga [1] [2] [3] [4].

Actualmente, debido a las constantes mejoras constantes en los dispositivos tales como los MOSFET y el IGBT, se está extendiendo el uso de convertidores conmutados junto con rectificadores no controlados para obtener regulación en la tensión de salida. Pero, de todas formas, los rectificadores controlados con tiristores continúan predominando en aquellas aplicaciones en las que se requieren potencias elevadas o en las que es necesario poder invertir el flujo de potencia, esto es, que el sistema rectificador pueda actuar también como inversor. Ejemplos de estas aplicaciones pueden ser las líneas de distribución de energía eléctrica en forma de alta tensión continua y en la alimentación y control de motores en las que se aprovecha la capacidad regenerativa de energía, tal como ocurre en el frenado en una máquina de tren [3].

Los rectificadores controlados se pueden clasificar de la siguiente manera:



A su vez, también se pueden subclásificar del modo similar a los casos de rectificación no controlada con diodos, es decir, rectificación de media onda y de onda completa.

La rectificación totalmente controlada de media onda y de onda completa, utiliza sólo tiristores en la conmutación. La rectificación semi controlada utiliza en la mitad (superior) tiristores, y en la otra mitad (inferior), diodos. La rectificación reversible, utiliza dos bloques de rectificadores totalmente controlados.

Principio de control de un rectificador controlado

Los rectificadores controlados utilizan tiristores. Mediante el control del ángulo de conducción se puede controlar el valor medio de la tensión continua aplicada a la carga.

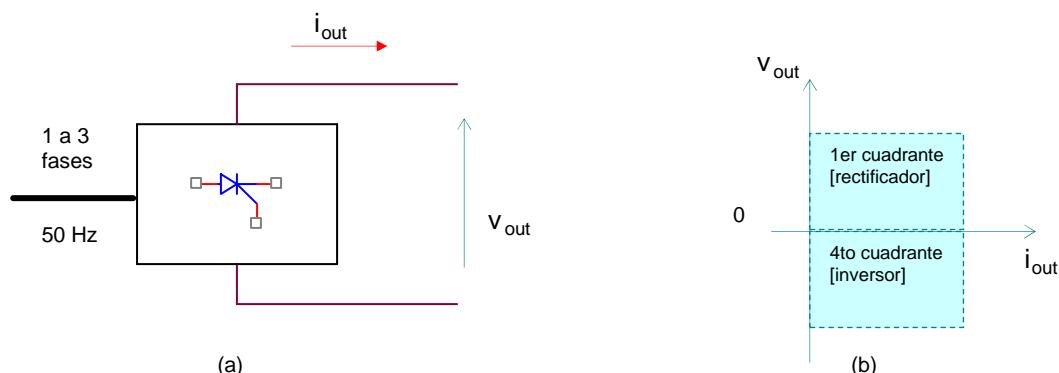
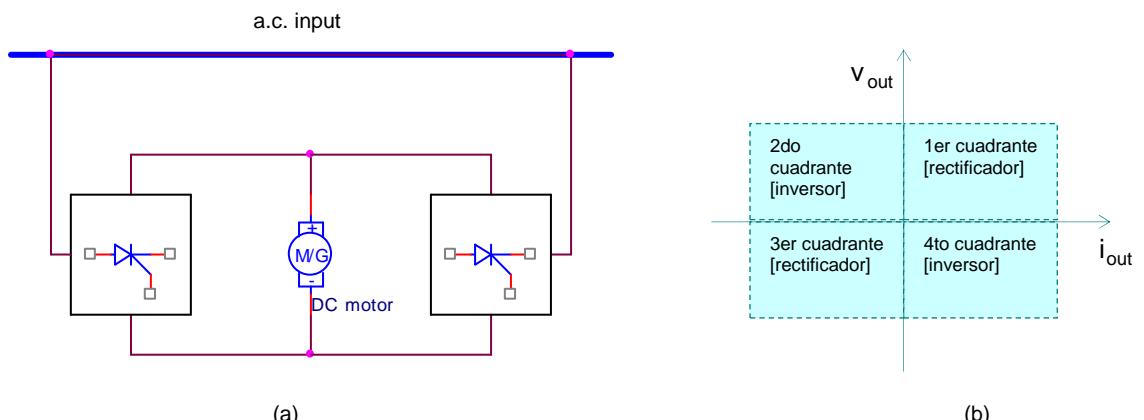


Fig. 3.28. Diagrama en bloques de un rectificador totalmente controlado de 2 cuadrantes.

En la [fig. 3.28](#) se muestra el diagrama en bloques de un rectificador totalmente controlado. El valor medio de la tensión aplicada a la carga puede variar de acuerdo al ángulo de conducción de los tiristores, pero la corriente puede tener un solo sentido. Por lo tanto, en el primer cuadrante el convertidor será un rectificador, y en el cuarto cuadrante el convertidor puede ser inversor, si la carga es regenerativa.

Si es necesario el funcionamiento en los cuatro cuadrantes, como es el caso de un motor como carga, será necesario la conexión de dos convertidores conectados en antiparalelo, y es el caso del convertidor dual.



[Fig. 3.29.](#) Rectificador totalmente controlado de 4 cuadrantes, o dual. (a) diagrama en bloques, (b) cuadrantes y modos de operación

Para que los tiristores puedan conducir, se tienen que cumplir las condiciones inherentes a estos dispositivos:

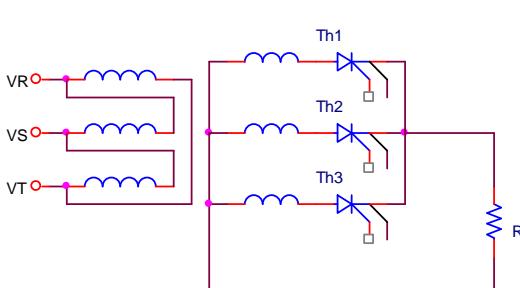
- El SCR deberá estar polarizado en forma directa $V_{SCR} > 0$,
- Se debe aplicar una corriente apropiada a la compuerta,
- Deberá circular una corriente de ánodo de enganche mayor que I_L y durante un lapso de tiempo mayor que el tiempo de enganche.

Una vez producido el enganche de los SCR, el disparo en compuerta ya no será necesario.

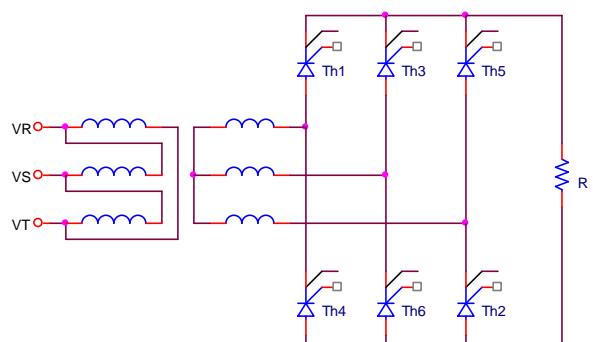
El apagado de los tiristores es en modo natural, cuando se produzca una circulación de corriente de ánodo menor que el de mantenimiento I_H y durante un periodo de tiempo mayor que el tiempo de recuperación.

Ejemplos:

Rectificador trifásico controlado



[Fig. 3.30.a.](#) Rectificador totalmente controlado de media onda. En caso de línea trifásica, los puntos de conmutación natural del diodo son $\omega t = \pi / 6$, $\omega t = 5\pi / 6$, y $\omega t = 3\pi / 2$ donde estarían en condiciones de disparar los tiristores Th1, Th2, y Th3 sucesivamente. El disparo de un tiristor en las condiciones de fase apropiadas, hace que se aplique una polarización inversa en el tiristor disparado anteriormente, provocando el bloqueo de éste por polarización inversa en sus bornes.



[Fig. 3.30.b.](#) Rectificador totalmente controlado de onda completa. Éstos convertidores se utilizan ampliamente en aplicaciones industriales hasta potencias de 220kW. Los tiristores del lado superior, al igual que los del lado inferior se disparan a intervalos de $\pi / 3$, aunque defasados $\pi / 6$ entre sí, lográndose un ripple de tensión menor que el P3 con una frecuencia $6f$. Con carga regenerativa, estos convertidores operan en el 1er y 4to cuadrante.

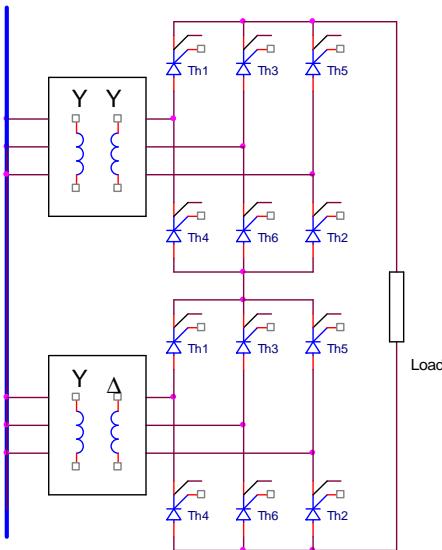


Fig. 3.30.c. Rectificador totalmente controlado de 12 pulsos. El propósito de este doble convertidor en el secundario con transformador Y- Δ (o Δ -Y), es introducir un desfase entre el generador y el puente. De este modo se obtiene un ripple en la tensión de salida de 12 pulsos en lugar de 6, y el filtro requerido para esta aplicación es menos costoso. Además, este convertidor tiene menor contenido de armónicos respecto al de 6 pulsos. Los armónicos que permanecen en el sistema de alterna son de orden $12k \pm 1$, produciéndose la anulación de los armónicos $6(2n-1) \pm 1$.

Rectificador trifásico semi controlado

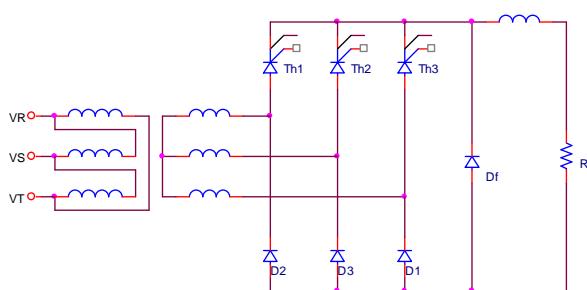


Fig. 3.30.d. Rectificador trifásico semi controlado. Las aplicaciones de éste convertidor son hasta el orden de 120kW. Estos operan en un sólo cuadrante. El ángulo de retraso α se puede variar desde cero hasta π , obteniéndose en la carga máxima tensión y cero, respectivamente. Conforme aumenta el ángulo de retraso en la conducción α , se reduce el factor de potencia, aunque es mejor que el del rectificador de media onda trifásico. En el caso de $q=3$, con un ángulo de retraso $> \pi / 6$ en adelante, la tensión en la carga tiene discontinuidad, por lo que comienza a actuar el diodo D_f evitando excesivo ripple de tensión en la carga, funcionando como una fuente comutada reductora de tensión.

Si la carga es altamente inductiva, la inductancia serie λ no será necesaria. Si la tensión en la carga no va a excursionar desde 0 hasta $V_{\text{máx}}$, si las condiciones de ripple en la carga no son muy exigentes, y si se requiere trabajar en un sólo cuadrante, éste circuito es más conveniente que el convertidor de onda completa totalmente controlado, por tener un circuito de control más simple. Aunque, éste convertidor no se puede utilizar si las excursiones de tensión son desde 0 hasta $V_{\text{máx}}$ con condiciones de ripple en la carga muy exigentes, o si se requiere trabajar en dos cuadrantes.

Rectificador trifásico dual

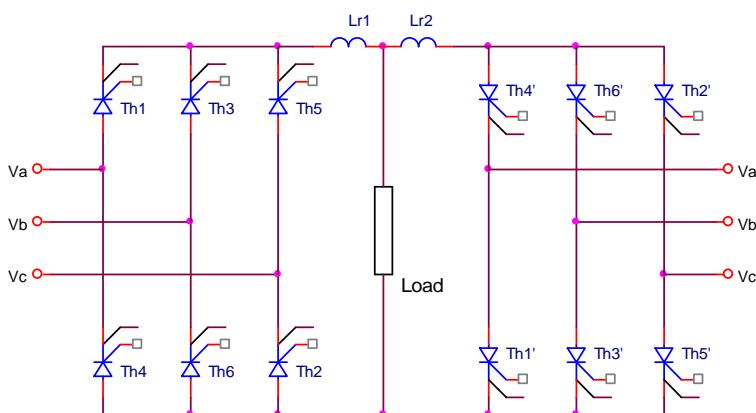


Fig. 3.30.e. Rectificador trifásico totalmente controlado DUAL.

Este circuito utiliza dos bloques totalmente controlados de onda completa en conexión opuesta, permitiendo de ésta manera, funcionar en los cuatro cuadrantes. Tiene aplicaciones hasta los 2000kW. Debido a asimetría en los convertidores, y a tolerancias en los ángulos de retraso, y al diseño de corriente circulante entre los dos convertidores, es que es necesario la conexión de la inductancia L_r , llamada "reactancia de corriente circulante" (circulating current reactor). Los dos convertidores están controlados de forma tal que si α_1 es el ángulo de retraso de un tiristor del convertidor 1, el ángulo de retraso del tiristor del convertidor 2 será $\alpha_2 = \pi - \alpha_1$

3.4.1. Rectificadores monofásicos

3.4.1.1. Rectificador monofásico de media onda

3.4.1.1.1. Carga resistiva

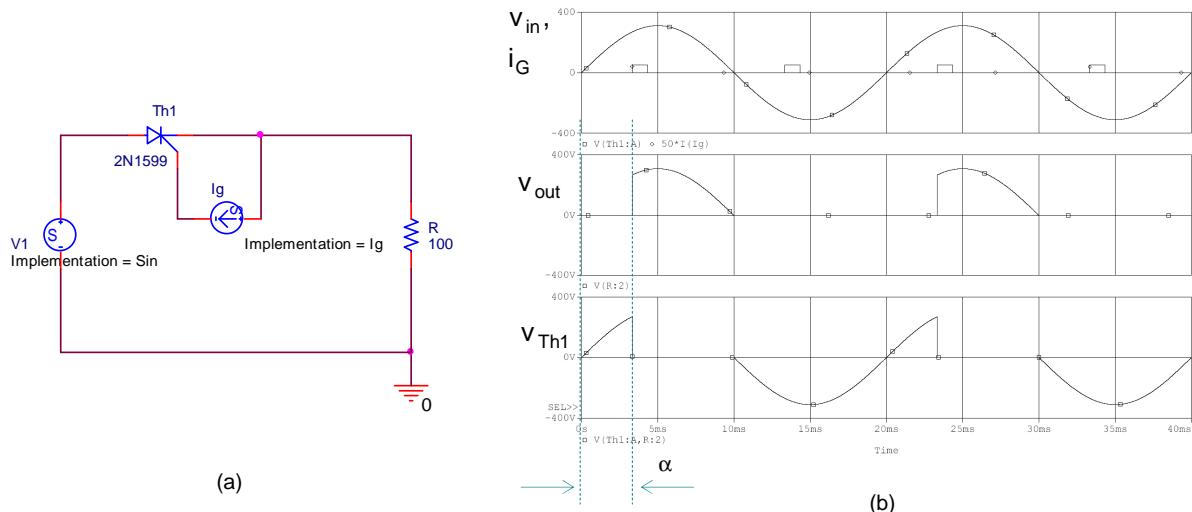


Fig. 3.31. Rectificador monofásico controlado. (a) circuito ejemplo, (b) formas de onda de corriente de compuerta y tensión de carga y del tiristor

La fig. 3.31 muestra las formas de onda de tensión de un rectificador controlado de media onda resistiva, cuando se aplica una señal de compuerta al SCR en $\alpha = 30^\circ$, siendo α el ángulo de retraso en el disparo. La tensión media en la carga es:

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{max} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_{max}}{2\pi} [1 + \cos \alpha] \quad (3.173)$$

La tensión eficaz aplicada a la carga es:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{max}^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \frac{V_{max}}{2} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad (3.174)$$

3.4.1.1.2. Carga R-L

En la fig. siguiente se muestra un rectificador de media onda controlado con carga R-L. El análisis es similar al empleado en rectificación no controlada.

La corriente es el resultado de la suma de la corriente natural y la corriente forzada.

$$i(\omega t) = i_f(\omega t) + i_n(\omega t) \quad (3.175)$$

$$i(\omega t) = \frac{V_{\max}}{Z} \sin(\omega t - \theta) + A e^{-\alpha/\omega t} \quad (3.176)$$

La constante A se determina a partir de la condición inicial $i_\alpha = 0$

$$i(\alpha) = 0 = \frac{V_{\max}}{Z} \sin(\omega t - \theta) + A e^{-\alpha/\omega t} \quad (3.177)$$

$$A = \left[-\frac{V_{\max}}{Z} \sin(\omega t - \theta) \right] e^{\alpha/\omega t} \quad (3.178)$$

lo que queda,

$$i(\omega t) = \begin{cases} \frac{V_{\max}}{Z} [\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta)] + A e^{(\alpha-\omega t)/\omega t} & \text{para } \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{para otro caso} \end{cases} \quad (3.179)$$

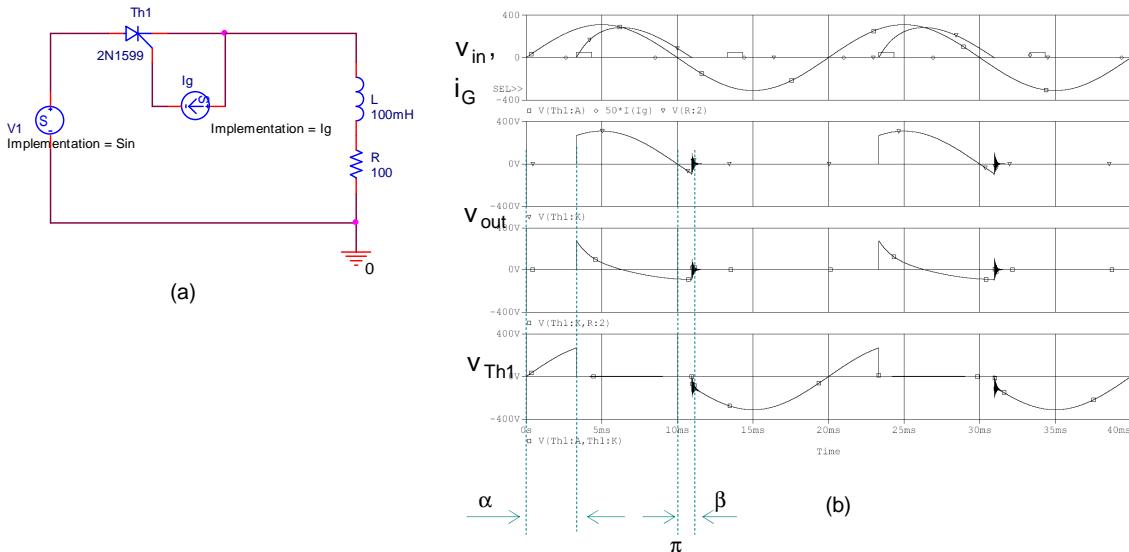


Fig. 3.32. Rectificador monofásico controlado con carga R-L. (a) circuito ejemplo, (b) formas de onda de corriente de compuerta y tensión de carga y del tiristor

El ángulo de extinción β se define como el ángulo para el que el valor de la corriente se hace cero. Al igual que en el caso no controlado, el método de cálculo es iterativo. El valor medio de la tensión aplicada en la carga es:

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_{\max} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_{\max}}{2\pi} [\cos \alpha - \cos \beta] \quad (3.180)$$

Este convertidor funciona en un solo cuadrante, y su uso en la industria es casi nulo debido a sus bajas prestaciones.

3.4.1.1.3. Rectificador monofásico de onda completa

3.4.1.1.3.1. Carga resistiva

Un circuito muy utilizado está representado en la fig. 3.33, con un modelo de circuito de PSpice®. Con este convertidor es posible controlar la tensión a través del ángulo de conducción. Esta es la clásica configuración en puente de Gräetz. Cuando la tensión de entrada es positiva, los SCR 1 y 2 se polarizan directamente, pero no conducirán hasta que el pulso de corriente de compuerta no sea aplicado. En el segundo semiciclo ocurrirá lo mismo para los SCR 3 y 4.

También es posible una variante de dos diodos con transformador con toma media como se mostró en la rectificación no controlada. La diferencia respecto al puente de Gräetz es que la tensión de bloqueo de los tiristores será el doble en el segundo caso. Sólo se analizará la configuración en puente.

El ángulo de disparo α es el ángulo de retraso en el cebado de los SCR. Si α es cero, las formas de onda son similares a la rectificación no controlada.

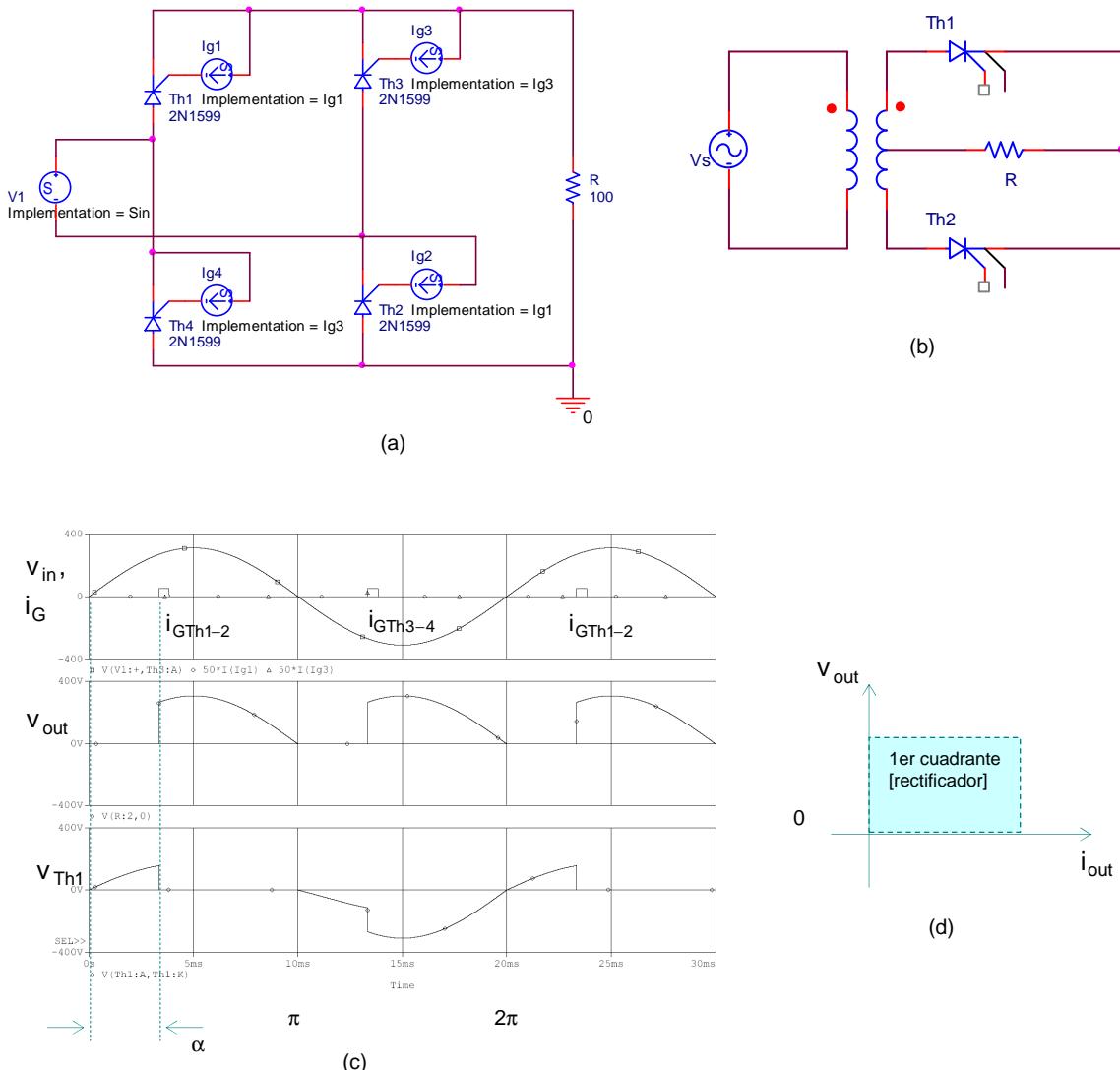


Fig. 3.33. Rectificador monofásico de onda completa controlado con carga R. (a) rectificador controlado de onda completa en puente de Graetz, (b) rectificador controlado de onda completa con transformador de toma media, (c) formas de onda de corriente de compuerta y tensión de carga y del tiristor, (d) cuadrantes de operación

Según se puede ver en la fig. 3.33.c, la forma de onda de tensión cuando la carga es resistiva. El valor medio y efectivo de la tensión en la carga es:

$$V_{AV} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{max} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_{max}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (3.181)$$

$$\text{Si } \alpha=0, \quad V_{AV}|_{\alpha=0} = \frac{2V_{max}}{\pi}$$

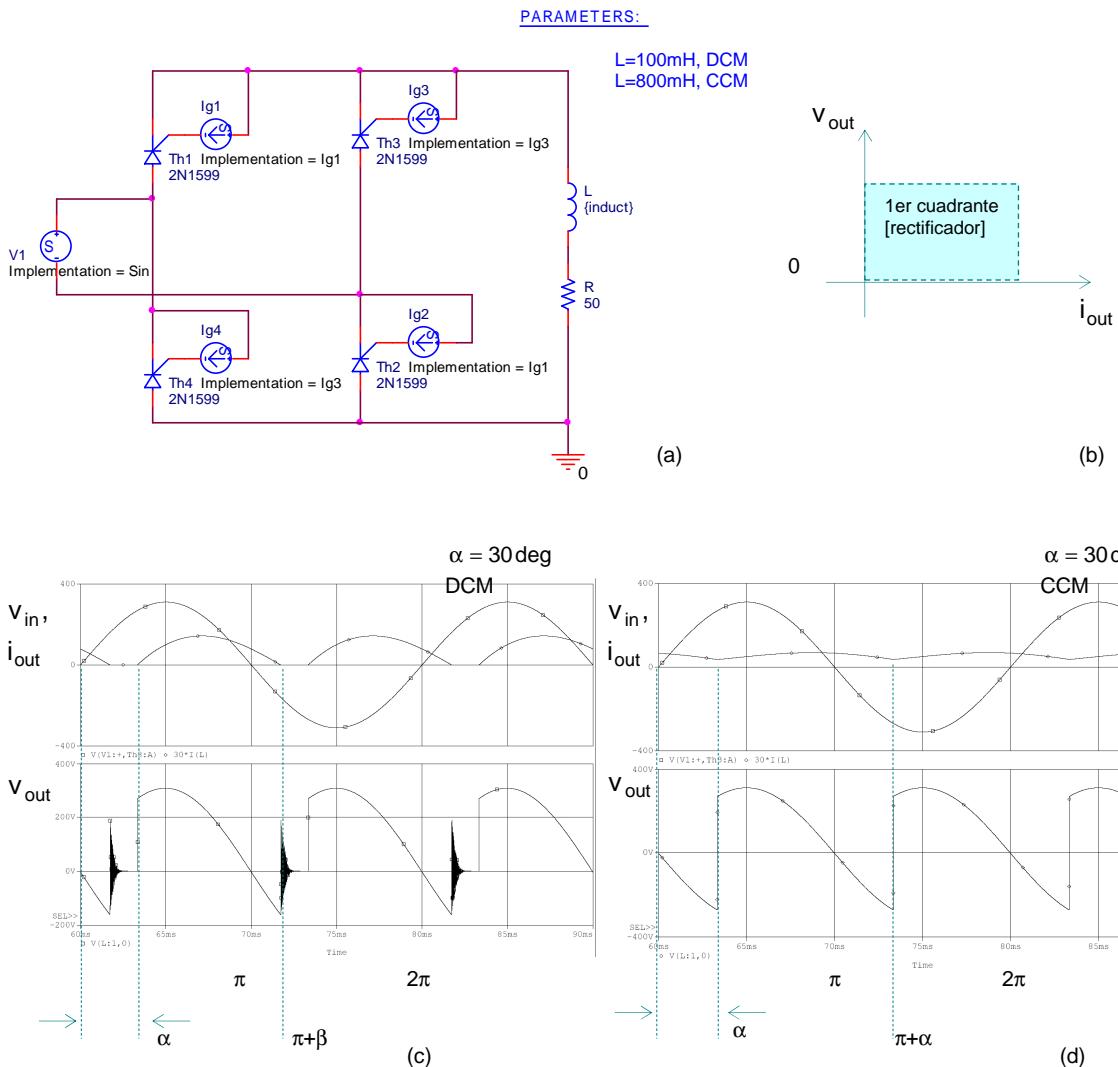
$$\text{El valor normalizado } V_{n_AV} = \frac{V_{AV}}{V_{AV}|_{\alpha=0}} = \frac{1}{2}(1 + \cos \alpha) \quad (3.182)$$

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_{\max} \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = V_{\max} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi}} \quad (3.183)$$

$$I_{AV} = \frac{V_{AV}}{R}; \quad I_{\text{rms}} = \frac{V_{\text{rms}}}{R} \quad (3.184)$$

La corriente eficaz en el generador es igual al de la carga.

3.4.1.1.3.2. Carga R-L



Si se observa las formas de onda de la [fig. 3.34](#), se puede observar que la corriente en la carga puede ser continua (CCM) o discontinua (DCM), por lo que será necesario un análisis diferente para cada caso.

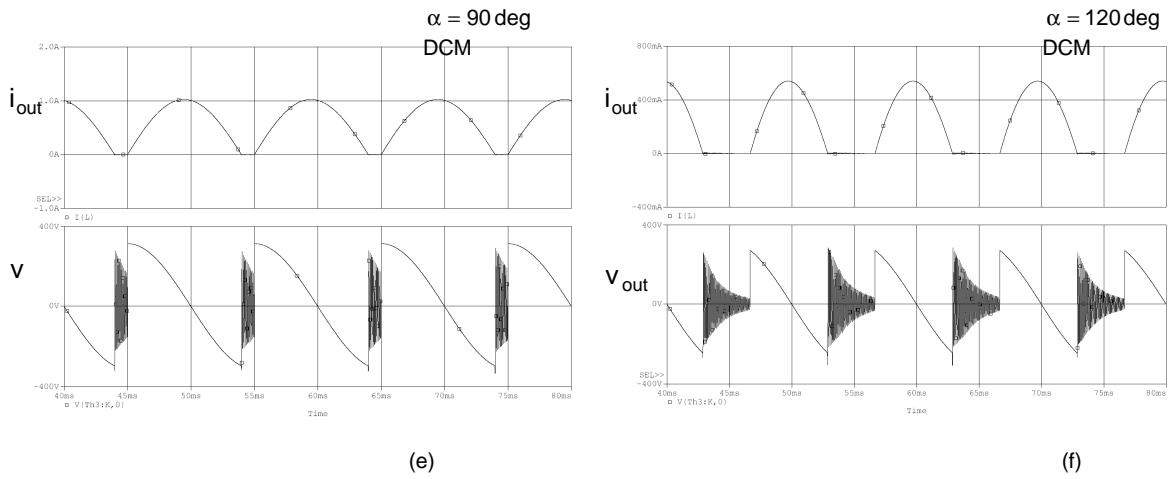


Fig. 3.34. Rectificador monofásico de onda completa controlado con carga RL. (a) rectificador controlado de onda completa en puente de Graetzel, y formas de onda de corriente de compuerta y tensión de carga y del tiristor, (b) cuadrantes de operación, (c) corriente discontinua DCM, (d) corriente continua CCM, (e) tensión y corriente de salida con $L=800\text{mH}$ y $\alpha=90^\circ$, DCM ;(f) idem, con $\alpha=120^\circ$, DCM (discontinuous conduction mode).

Carga R-L con corriente discontinua, DCM.

Comenzando con $\omega t = 0$, y con corriente de carga nula, los SCR Th1 y Th2 se polarizan directamente y se podrán activar cuando se aplique corriente apropiada en la compuerta., en $\omega t = \alpha$ (ver fig. 3.34.c)

Cuando Th1 y Th2 se activan, la corriente y el análisis es similar al caso de media onda (ec. 3.36), pero el periodo de la corriente de salida es π radianes en lugar de 2π radianes.

$$i_{out}(\omega t) = \begin{cases} \frac{V_{max}}{Z} [\sin(\omega t - \theta) + \sin(\theta) e^{-\omega t/\tau}] & \text{para } \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{para } \pi + \beta \leq \omega t \leq \pi + \alpha \end{cases} \quad (3.185)$$

$$\text{donde } Z = \sqrt{R^2 + (\omega t)^2}; \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right); \quad \tau = \frac{L}{R} \quad \text{y } \omega\tau = \tan\theta$$

La función de corriente se hace cero en $\omega t = \pi + \beta$, y será nula hasta $\omega t = \pi + \alpha$.

Carga R-L con corriente continua, CCM.

Si la corriente de carga no se anula en $\omega t = \pi + \alpha$ (ver fig. 3.34.d), cuando se aplican las señales de compuerta a los tiristores Th3 y Th4, estos se activarán, y este hecho producirá el apagado de los tiristores Th1 y Th2. Como la condición inicial para la corriente en el segundo semicírculo no es cero, la función de la corriente ya no será la misma que en el caso anterior. El límite entre la corriente continua y la discontinua se produce cuando $\beta = \pi + \alpha$ en la ec. 3.185.

Para la operación con corriente continua, $i(\pi + \alpha) \geq 0$ y

$$\sin(\pi + \alpha - \theta) - \sin(\pi + \alpha - \theta) e^{-(\pi + \alpha - \alpha)/\omega\tau} \geq 0 \quad (3.186)$$

como $\sin(\pi + \alpha - \theta) = \sin(\theta - \alpha)$, entonces

$$\sin(\theta - \alpha) [1 - e^{-(\pi/\omega\tau)}] \geq 0$$

$$\text{como } \alpha \leq \theta, \text{ y } \theta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right), \text{ entonces } \alpha \leq \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (3.187)$$

Si $\beta < \pi + \alpha$, entonces esta ecuación puede utilizarse para analizar si la corriente de carga es o no continua.

Para determinar la tensión y corriente de salida en caso de corriente continua es a través de la serie de Fourier. La expresión general de Fourier para la tensión es:

$$v_{\text{out}}(\omega t) = V_{AV} + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos n(\omega t + \theta_n) \quad (3.188)$$

El valor medio de continua es:

$$V_{AV} = \frac{1}{\pi} \int_{-\alpha}^{\alpha+\pi} V_{\max} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_{\max}}{\pi} \cos \alpha \quad (3.189)$$

Las amplitudes de los términos se calculan a partir del cálculo de los términos de Fourier.

En la [fig.3.35](#) se puede ver que los términos de Fourier son válidos para $n=2, 4, 6, \dots$ y los demás términos se anulan.

No se demostrará, pero se anunciará que los términos son:

$$V_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$a_n = \frac{2V_{\max}}{\pi} \left[\frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad (3.190)$$

$$b_n = \frac{2V_{\max}}{\pi} \left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right] \text{ con } n = 2, 4, 6, \dots \quad (3.191)$$

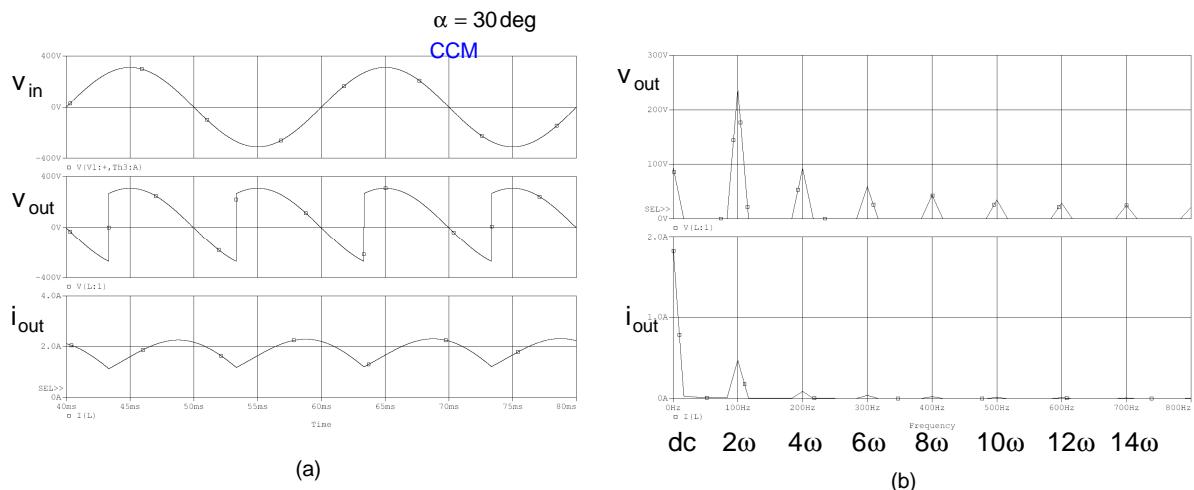


Fig. 3.35. Rectificador monofásico de onda completa controlado con carga RL con $\alpha=30$ deg, en CCM; (a) formas de onda de tensión y corriente; (b) análisis de Fourier de tensión y corriente de salida

También es común graficar la relación entre el contenido armónico normalizado de la tensión de salida y el ángulo de disparo. La corriente eficaz se obtiene combinando la corriente eficaz de cada componente,

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_{\text{out}}^2 + \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2}, \text{ donde } I_{\text{out}} = \frac{V_{\text{out}}}{R}, \text{ y } I_n = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{|R + jn\omega_0 L|} \quad (3.192)$$

La impedancia del inductor aumenta a medida que aumenta el orden del armónico. Para resolver el cálculo de la corriente no será necesario considerar muchos armónicos.

3.4.1.1.3.3. Carga R-L-E

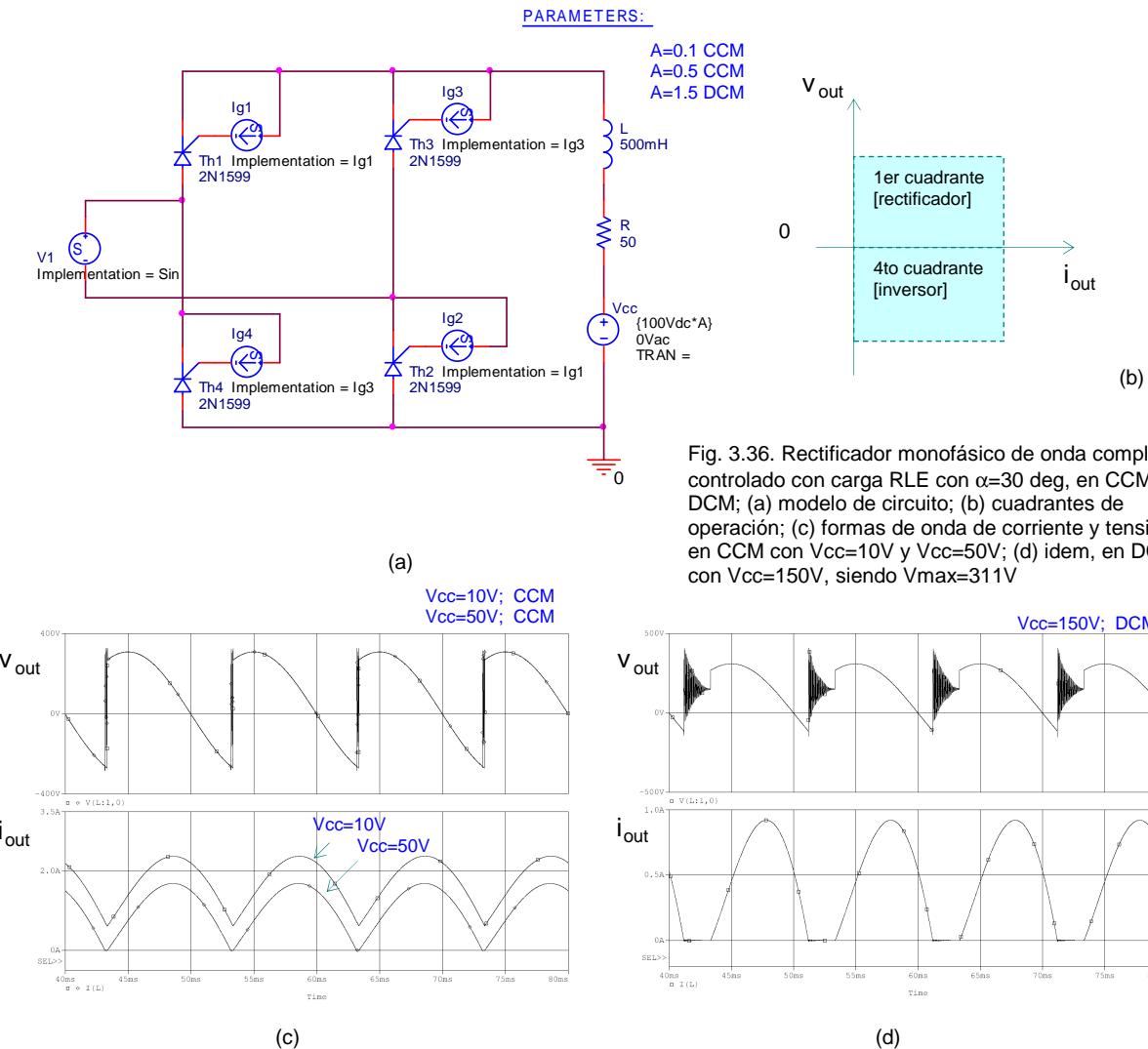


Fig. 3.36. Rectificador monofásico de onda completa controlado con carga RLE con $\alpha=30$ deg, en CCM y DCM; (a) modelo de circuito; (b) cuadrantes de operación; (c) formas de onda de corriente y tensión en CCM con $V_{cc}=10$ V y $V_{cc}=50$ V; (d) idem, en DCM con $V_{cc}=150$ V, siendo $V_{max}=311$ V

Este caso es similar al rectificador de media onda con carga R-L-E, donde los SCR se pueden disparar en cualquier momento en que estén polarizados y siempre que se cumpla la condición definida en la ec. 3.39, es decir, cuando el ángulo de disparo sea:

$$\alpha = \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{V_{cc}}{V_{max}} \right) \quad (3.193)$$

En el caso del ejemplo mostrado en la fig. 3.36, el ángulo mínimo con $V_{cc}=150$ V, es de $28,9^\circ$.

La tensión de salida es diferente si la corriente es continua o discontinua.

En el caso de corriente continua, la tensión de salida es:

$$V_{AV} = \frac{2V_{max}}{\pi} \cos \alpha \quad (3.194)$$

la corriente media de la carga es:

$$I_{AV} = \frac{V_{AV} - V_{cc}}{R} \quad (3.195)$$

La potencia absorbida por el generador de corriente continua es:

$$P_{cc} = I_{AV} V_{cc} \quad (3.196)$$

3.4.1.1.3.4. Carga R-L-E operando como inversor

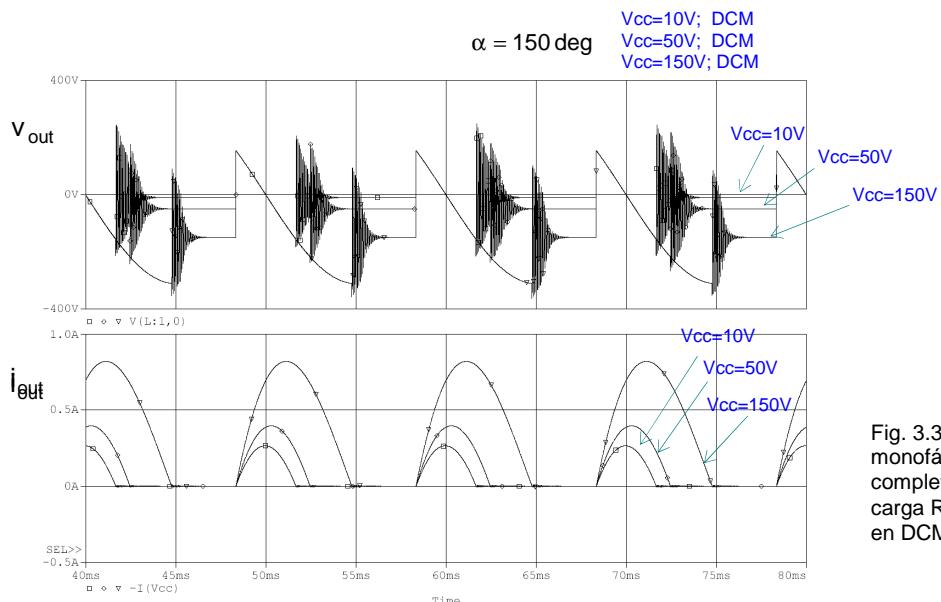


Fig. 3.37. Rectificador monofásico de onda completa controlado con carga R-L-E con $\alpha=150$ deg, en DCM

Es posible que la potencia fluya de la carga al generador de alterna, y el convertidor operará en modo inversor en lugar de rectificador. Para que el convertidor de la fig. 3.36 opere en modo inversor, el generador de continua deberá invertir su polaridad y suministrará la energía y esta será transferida al generador de alterna a través del puente. También, la tensión de salida del puente deberá ser negativa y el ángulo α deberá estar comprendido entre:

$$\begin{aligned} 0 \leq \alpha < 90^\circ &\Rightarrow V_{\text{out}} > 0 \text{ modo rectificador} \\ 90 \leq \alpha < 180^\circ &\Rightarrow V_{\text{out}} < 0 \text{ modo inversor} \end{aligned} \quad (3.197)$$

La corriente de carga sigue siendo positiva debido a la característica unidireccional del convertidor.

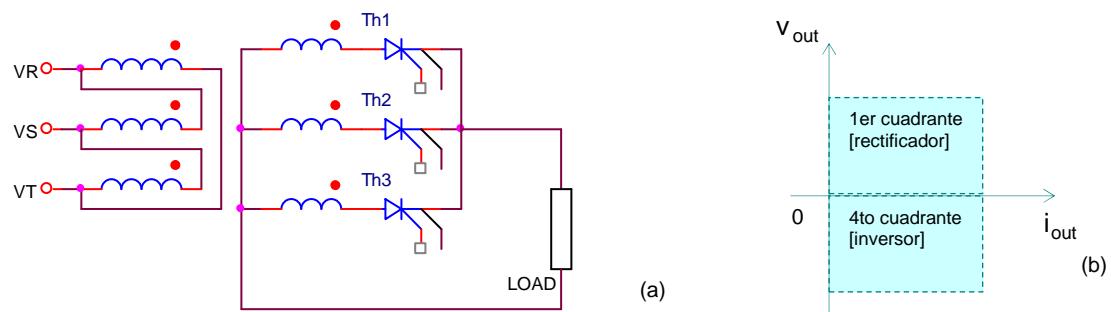
Si la carga es suficientemente inductiva como para eliminar las componentes de alterna, y si el puente no tiene pérdidas, la potencia se transfiere al generador de alterna a través del convertidor, que opera en modo inversor.

$$P_{\text{ca}} = -I_{\text{out}} V_{\text{out}} \quad (3.198)$$

3.4.2. Rectificadores trifásicos controlados

Como ya se mencionó antes, las ventajas del convertidor trifásico respecto del monofásico son importantes, es posible obtener una tensión mayor, la frecuencia de las componentes ondulatorias es mayor, comparada con el convertidor monofásico, por lo que los requisitos del filtro son menores. Por estas razones los convertidores trifásicos son ampliamente utilizados en propulsores de velocidad variable de alta potencia.

3.4.2.1. Rectificador monofásico de media onda



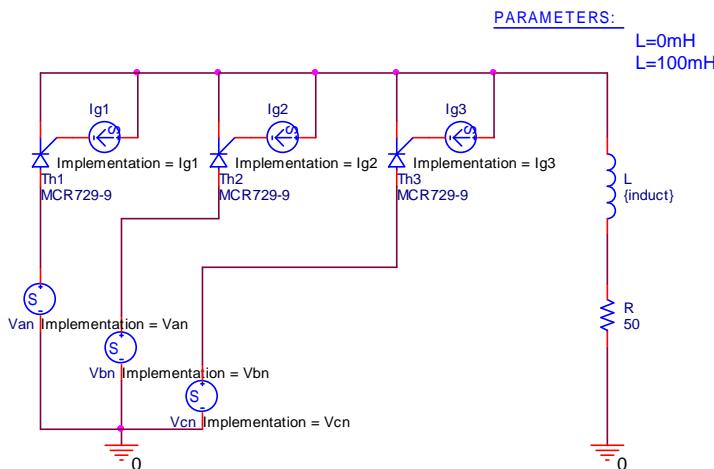
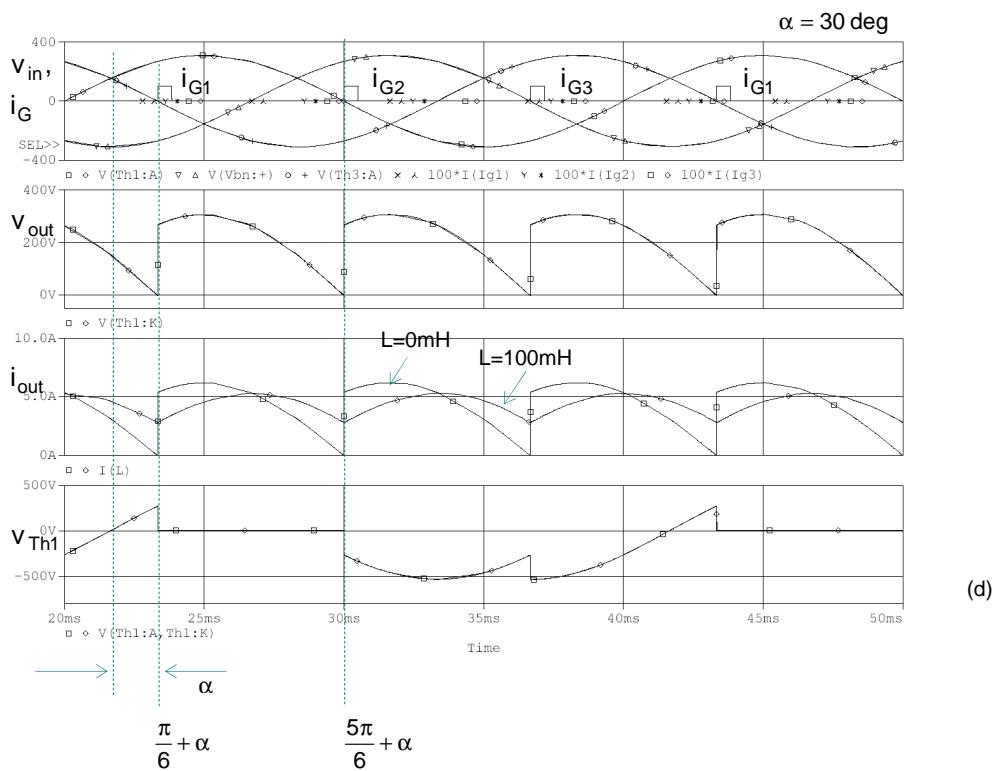


Fig. 3.38. Rectificador trifásico de media onda controlado con carga RL y $\alpha=30$ deg, en CCM. (a) circuito típico; (b) cuadrantes de operación. El modo inversor sólo es posible si la carga es regenerativa; (c) modelo PSpice. L es una variable paramétrica de 0mH y 100mH; (d) formas de onda de tensión y corriente



El apagado del tiristor que está conduciendo se logra cuando se dispara el tiristor siguiente.

En el caso de una carga resistiva y $\alpha > \pi/6$, la corriente de carga será discontinua y cada tiristor se autoapagará al invertirse la polaridad de sus bornes. La frecuencia de la componente ondulatoria de salida es 3fs. En aplicaciones prácticas este convertidor no se utiliza, porque las componentes de alimentación tienen componentes de d.c., y esto limita seriamente las prestaciones del transformador.

$$V_{AV} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_{max} \operatorname{sen} \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3} V_{max}}{2\pi} \cos \alpha \quad (3.199)$$

Si $\alpha = 0^\circ$, entonces $V_{AV} = \frac{3\sqrt{3} V_{max}}{2\pi}$, por lo que el valor normalizado es,

$$V_n = \frac{V_{AV}}{V_{AVmax}} = \cos \alpha \quad (3.200)$$

La tensión de salida eficaz es:

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{3}{3\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} V_{\text{max}}^2 \sin^2 \omega t d(\omega) \right]^{1/2} = \sqrt{3} V_{\text{max}} \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{1/2} \quad (3.201)$$

Las desventajas de este convertidor son similares a las expresadas en el convertidor con diodos.

La principal desventaja es la componente de d.c. de la corriente de entrada, provocando la degradación de las prestaciones del transformador de entrada.

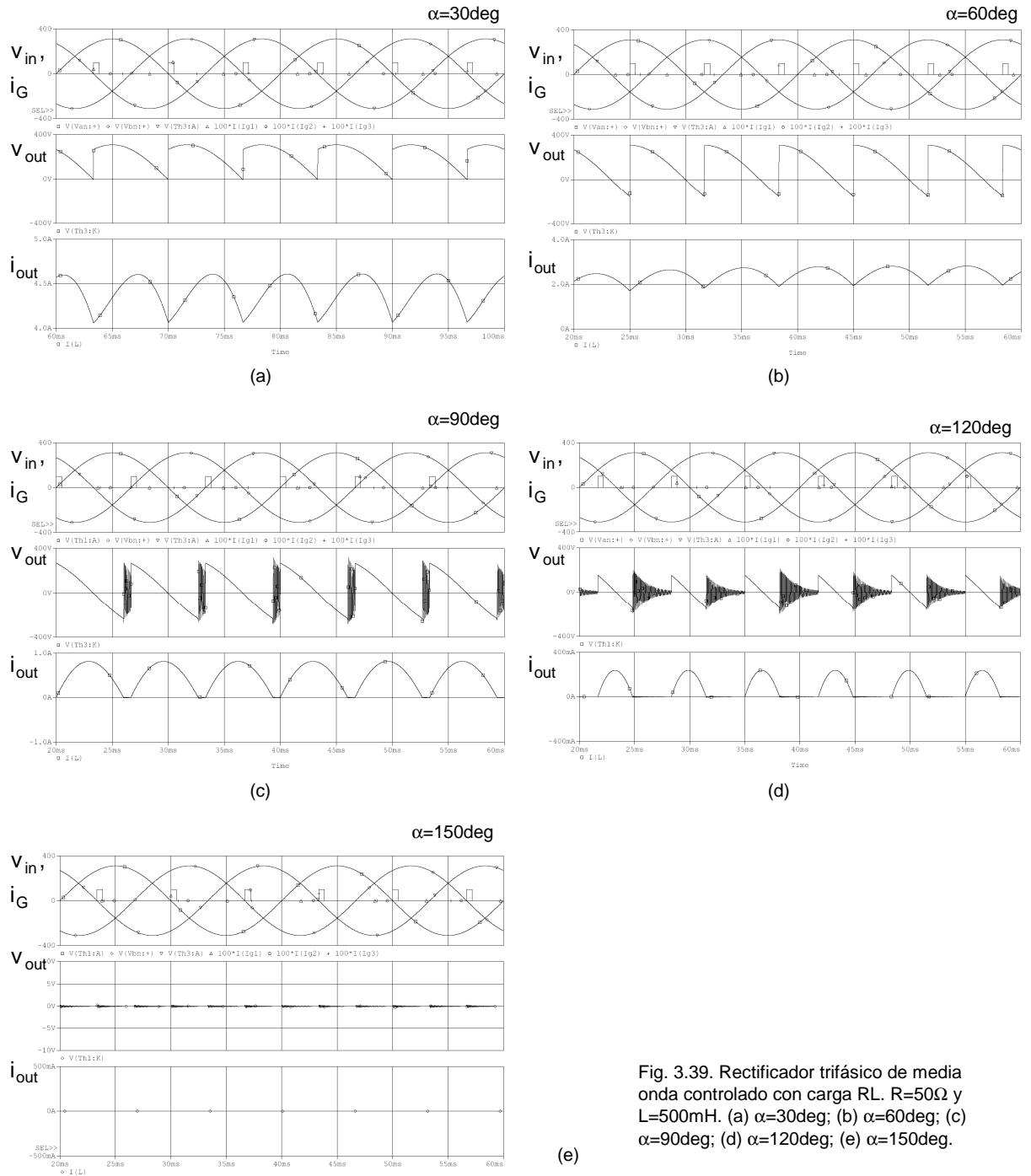


Fig. 3.39. Rectificador trifásico de media onda controlado con carga RL. $R=50\Omega$ y $L=500\text{mH}$. (a) $\alpha=30\text{deg}$; (b) $\alpha=60\text{deg}$; (c) $\alpha=90\text{deg}$; (d) $\alpha=120\text{deg}$; (e) $\alpha=150\text{deg}$.

3.4.2.2. Rectificador trifásico de onda completa

Este convertidor trifásico se utiliza ampliamente hasta los niveles de 220kW. En esta aplicación es posible el funcionamiento en dos cuadrantes. En el primer cuadrante entrega energía a la carga y en el segundo, es receptor, operando en modo inversor conmutado por la red, o inversor autónomo. La [fig. 3.39](#) muestra el circuito básico, y el modelo PSpice® y las formas de onda de salida para distintos ángulos de retraso.

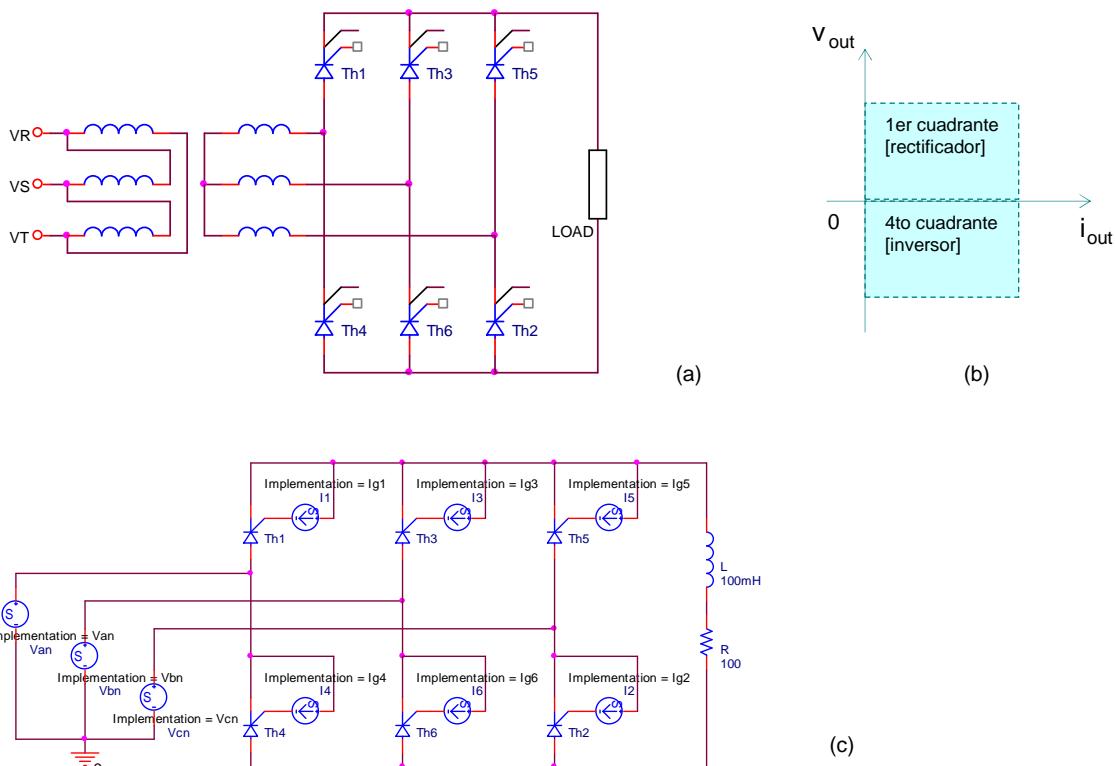
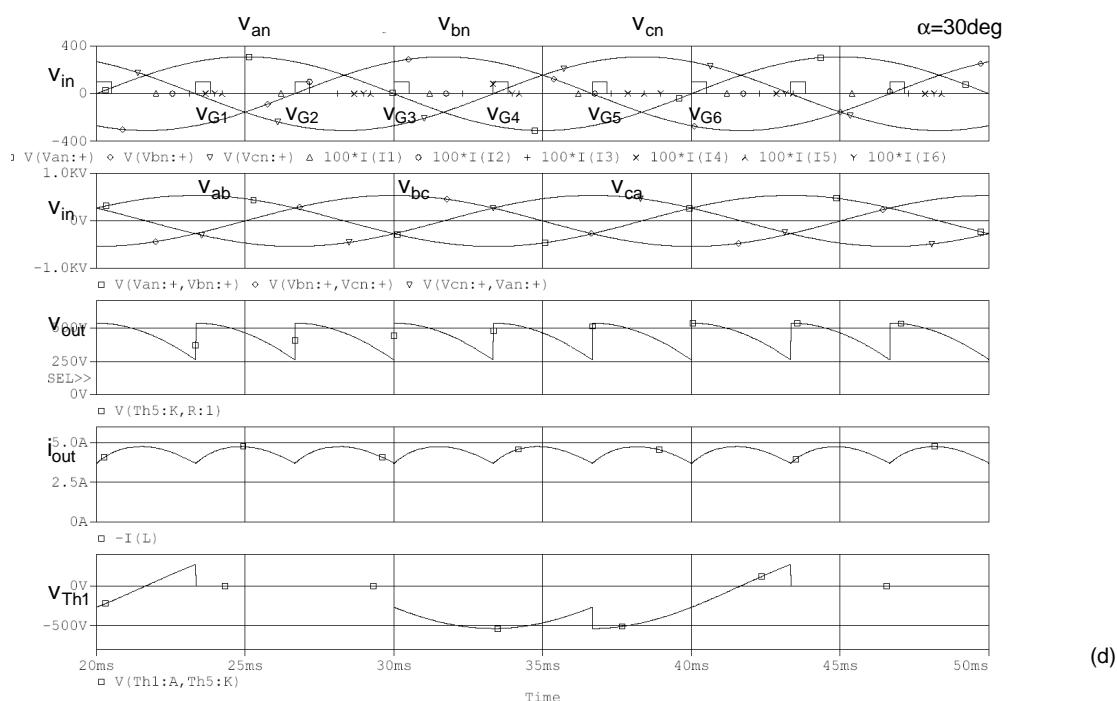


Fig. 3.40. Rectificador trifásico de onda completa controlado con carga RL y $\alpha=30\text{ deg}$, en CCM (a) circuito típico; (b) cuadrantes de operación. El modo inversor sólo es posible si la carga es regenerativa; (c) modelo PSpice®; (d) formas de onda de tensión y corriente



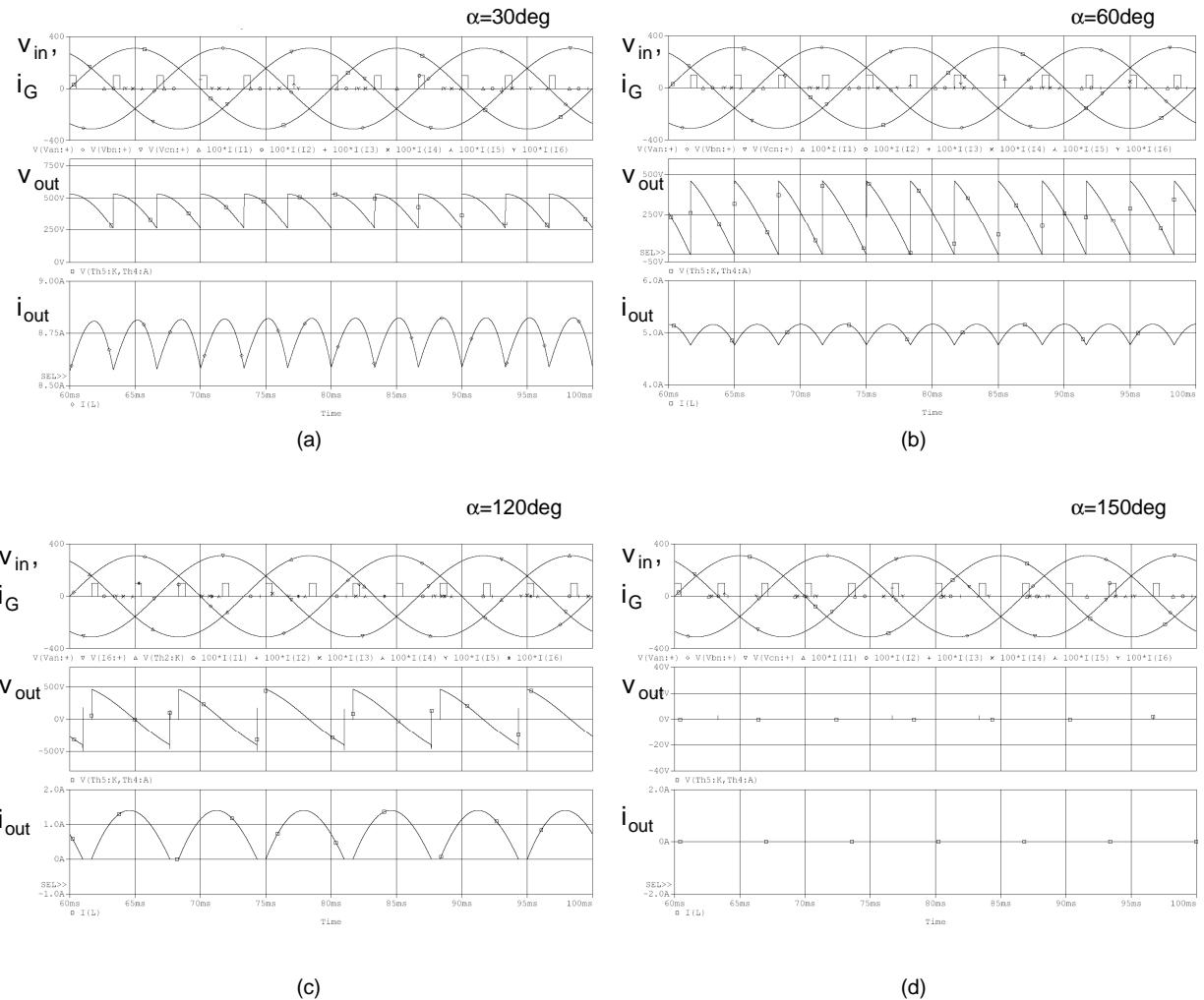


Fig. 3.41. Rectificador trifásico de media onda controlado con carga RL. $R=50\Omega$ y $L=500\text{mH}$. (a) $\alpha=30\text{deg}$; (b) $\alpha=60\text{deg}$; (c) $\alpha=120\text{deg}$; (d) $\alpha=150\text{deg}$.

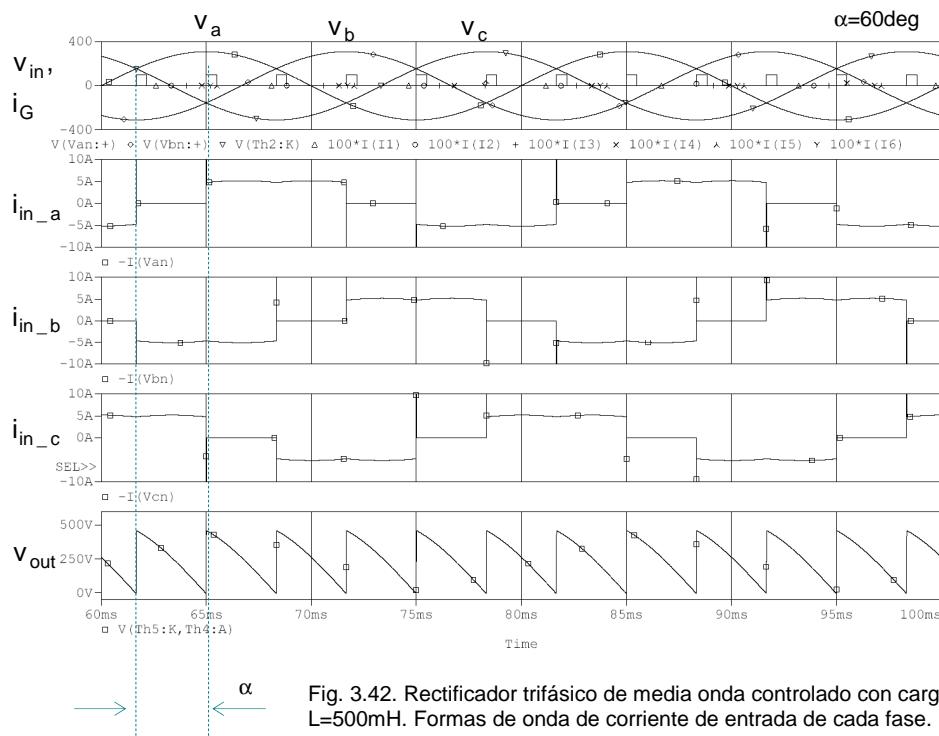


Fig. 3.42. Rectificador trifásico de media onda controlado con carga RL. $R=50\Omega$ y $L=500\text{mH}$. Formas de onda de corriente de entrada de cada fase.

El circuito de la [fig. 3.40](#) es el puente de Graëtz trifásico, donde los tiristores se disparan en intervalos de $\pi/3$. La frecuencia de la tensión de salida tiene una componente ondulatoria de $6f$. En la [fig. 3.40.d](#) se muestra la secuencia de encendido de compuerta de los tiristores superiores e inferiores, y la [fig. 3.43](#) muestra una manera simple de analizar el disparo de los tiristores.

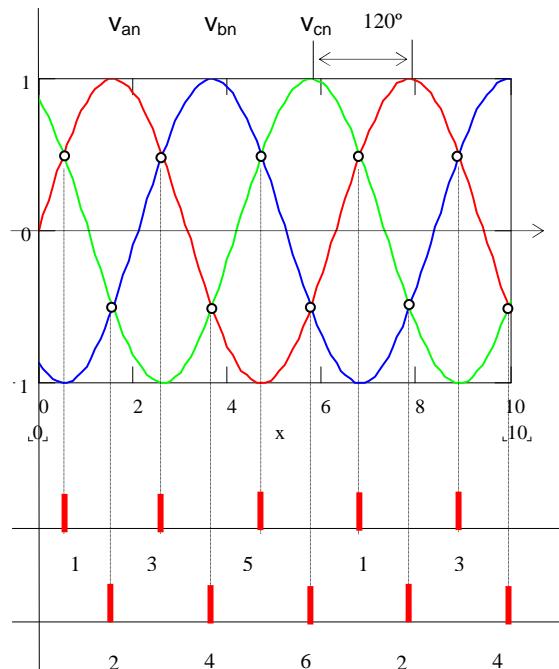


Fig. 3.43. Rectificador trifásico controlado de onda completa. Señales de sincronización de compuerta con ángulo de retraso $\alpha=0$

Sincronismos de los tiristores del lado "más positivo"

Sincronismos de los tiristores del lado "más negativo"

Para analizar el disparo de los tiristores es necesario tener el punto de conmutación como si estuvieran conectados diodos, y tomar este como valor inicial de sincronismo. La diferencia de tensión entre las fases es:

Para disparar los tiristores del lado "más positivo":

$$\begin{aligned} T_{h1} &\rightarrow v_{an} > v_{cn} \\ T_{h3} &\rightarrow v_{bn} > v_{an} \\ T_{h5} &\rightarrow v_{cn} > v_{bn} \end{aligned}$$

Para disparar los tiristores del lado "más negativo":

$$\begin{aligned} T_{h2} &\rightarrow -(v_{cn} > v_{bn}) \\ T_{h4} &\rightarrow -(v_{an} > v_{cn}) \\ T_{h6} &\rightarrow -(v_{bn} > v_{an}) \end{aligned}$$

Cada tiristor conduce 120° . Hay algunas consideraciones a tener en cuenta durante el arranque (start up): Si en el arranque se dispara el tiristor T_{h1} , y el circuito se cierra por el tiristor T_{h6} , que no se disparó porque en el arranque no había señal de disparo para éste tiristor, entonces, el tiristor T_{h1} no podrá dispararse correctamente y el circuito no se cierra.

Hay dos soluciones:

Cada vez que se dispara un tiristor, se deberá enviar un pulso de disparo al tiristor que debería estar conduciendo, para asegurar que se cierre el circuito. Esto requerirá de una lógica de control adicional.

En el arranque, se deberá disparar con un tren de pulsos durante un ángulo mayor que 60° . Luego de algunos segundos, se disminuye el ancho total del tren de pulsos en la compuerta al valor normal.

Una característica ventajosa adicional de este circuito es la forma de onda simétrica de la corriente de entrada de cada fase. Como se puede ver en la [fig. 3.42](#), la corriente no tiene componente de continua, y esto mejora notablemente la performance del transformador, de ser requerido.

Si las tensiones de fase son [2]:

$$v_{an} = V_{max} \operatorname{sen} \omega t \quad (3.202)$$

$$v_{bn} = V_{max} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.203)$$

$$v_{cn} = V_{max} \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.204)$$

Las tensiones de línea serán:

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3} V_{max} \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (3.205)$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3} V_{max} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.206)$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3} V_{max} \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.207)$$

El valor medio de la tensión de salida es:

$$V_{AV} = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} v_{ab} d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3} V_{max} \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3} V_{max}}{\pi} \cos \alpha \quad (3.208)$$

$$\text{si } \alpha = 0, V_{AV}|_{\alpha=0} = \frac{3\sqrt{3} V_{max}}{\pi}, \text{ entonces el valor medio normalizado es:} \quad (3.209)$$

$$V_{AV_n} = \frac{V_{AV}}{V_{AV}|_{\alpha=0}} = \cos \alpha \quad (3.210)$$

La tensión de salida rms será:

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} 3V_{max}^2 \operatorname{sen}^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{3} V_{max} \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right)^{1/2} \quad (3.211)$$

La corriente de carga no puede ser negativa dado que los tiristores son unidireccionales. Si la carga es resistiva pura, entonces la tensión instantánea no puede ser negativa, por lo que el convertidor completo se comportará como un sistema semicontrolado.

Para aplicaciones de alta potencia se aplican dos puentes totalmente controlados con secundario de transformador conectado en estrella y delta. Esto genera un defasaje de 30° y se logra un ripple de 12 pulsos.

La corriente de la fase a tiene el desarrollo de Fourier:

$$i_a(\omega t) = \sqrt{2} I_{s1} \operatorname{sen}(\omega t - \alpha) - \sqrt{2} I_{s5} \operatorname{sen}[5(\omega t - \alpha)] - \sqrt{2} I_{s7} \operatorname{sen}[7(\omega t - \alpha)] + \sqrt{2} I_{s11} \operatorname{sen}[11(\omega t - \alpha)] + \sqrt{2} I_{s13} \operatorname{sen}[13(\omega t - \alpha)] - \sqrt{2} I_{s17} \operatorname{sen}[17(\omega t - \alpha)] - \dots \quad (3.212)$$

Dado que sólo están presentes los armónicos que cumplen la relación:

$$h = 6.n + 1 \text{ siendo } n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.213)$$

El valor eficaz de los armónicos es:

$$I_{s1} = 0.78 I_{AV} \quad \text{y} \quad I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \quad (3.214)$$

En la [fig. 3.42](#) se puede observar la forma de onda de la corriente de entrada, donde el valor eficaz es:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} I_{AV}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{AV} = 0.816 I_{AV} \quad (3.215)$$

por lo que la distorsión armónica total THD es:

$$THDi = \frac{I_{s_dist}}{I_{s1}} = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = \sqrt{\frac{0.816^2 - 1}{0.78^2}} = 0.3108 = 31,08\% \quad (3.216)$$

y el factor de potencia PF:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{1.35 V_{LL} I_{AV} \cos \alpha}{\sqrt{3} V_{LL} I_{rms}} = \frac{1.35 I_{AV} \cos \alpha}{\sqrt{3} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{AV}} = 0.955 \cos \alpha \quad (3.217)$$

3.4.2.2.1. Carga R-L-E operando como un inversor

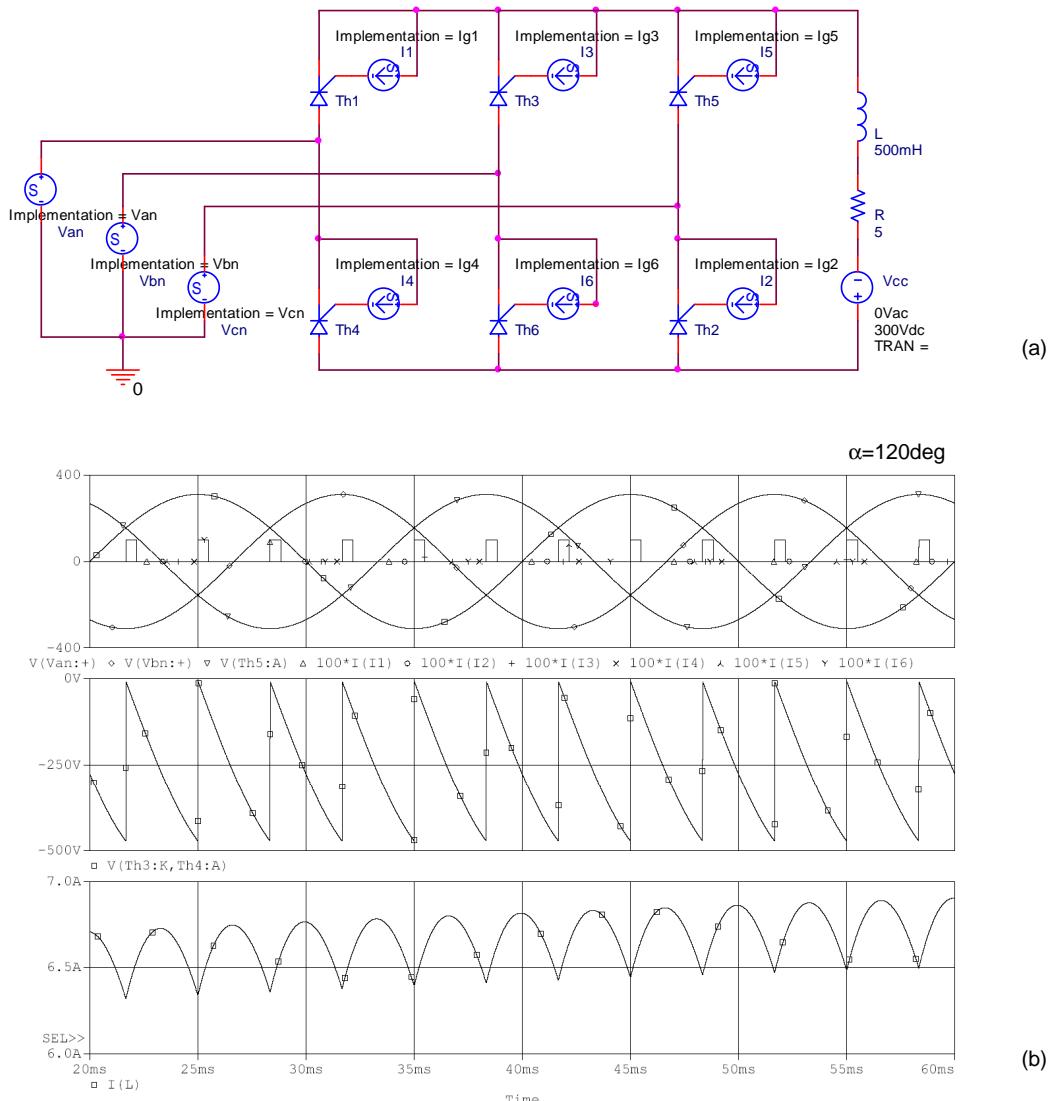


Fig. 3.44. Rectificador trifásico controlado de onda completa.
Funcionamiento como inversor

La [fig. 3.44](#) muestra el funcionamiento del convertidor en modo inversor conmutado por la red, donde se extrae la energía del generador y se envía a la red.

El funcionamiento en modo inversor es aplicable en ángulos $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ pero el funcionamiento como inversor conmutado por la red alterna sólo es posible cuando haya una fuerza contraelectromotriz en el circuito de d.c., de esta manera se asegura que haya una tensión positiva en los tiristores para que permanezca en conducción.

Por otro lado, no es posible el funcionamiento con ángulos superiores a $\alpha > 180^\circ$ ya que el siguiente tiristor que ha de pasar a conducir tendrá una tensión negativa y no podrá pasar al estado de conducción, y se mantendría en conducción el tiristor que se tendría que bloquear. Para evitar este efecto indeseado de paso de estado inversor al de rectificador (vuelco del inversor), es que hay que adoptar un margen en el ángulo máximo de encendido: Este ángulo es la suma de dos tiempos:

- tiempo dinámico de bloqueo del tiristor , t_q
- tiempo de conmutación que está relacionado con el ángulo de solape de la conmutación u , la que en ningún caso real es cero.

Por lo tanto, el ángulo máximo de encendido en funcionamiento como inversor es:

$$\alpha_{\max} = 180^\circ - u^\circ - t_q^\circ 360 / 0,020 \cong 150^\circ \quad (3.218)$$

3.4.2.2.2. Armónicos del lado de línea

Aunque la corriente en la carga sea de d.c., la corriente absorbida del lado de la línea presenta un importante contenido armónico. El problema con los armónicos de corriente es en algunos casos la aparición de resonancias que producen la amplificación de ciertos armónicos de corriente y tensión.

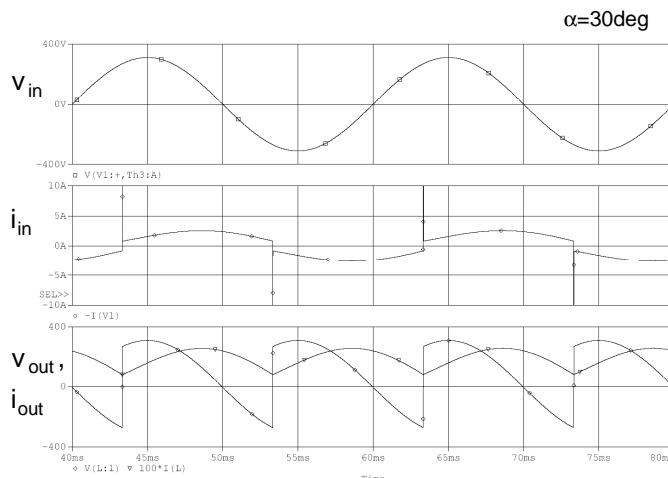


Fig. 3.45. Rectificador monofásico de onda completa controlado con carga RL con $\alpha=30^\circ$ deg, en CCM. Corriente de entrada. La corriente de entrada del rectificador trifásico se puede observar en la [fig. 3.42](#).

Si $\alpha=0$, los armónicos de corriente absorbidos de la red tienen frecuencias que responden a la fórmula:

$$v = k \cdot p \pm 1 \quad (3.219)$$

p = número de pulsos

$k = 1,2,3,4,5,\dots$

Lo cual da para los rectificadores de $p=2$ pulsos $v = 3,5,7,\dots$ y para $p=6$ pulsos $v = 5,7,11,13,\dots$

Las amplitudes de las armónicas de corriente están dadas por las fórmulas:

$$p = 2 \quad I_v = 2\sqrt{2} I_{out} / (\pi v) \quad (3.220)$$

$$p = 6 \quad I_v = \sqrt{6} I_{out} / (\pi v) \quad (3.221)$$

Algunas consideraciones deberán tenerse en cuenta para minimizar los armónicos:

- Si se utiliza transformador, conectar el rectificador a la red con secundario en estrella (Y) y el primario en delta (D). De este modo, el defase de 150° hace que las ondas cuadradas de intensidad de red pasan a ser escalonadas y su contenido armónico es menor.
- En grandes potencias se aconseja acudir a dos puentes alimentados por un transformador de dos secundarios

3.4.2.3. Rectificador trifásico de onda completa semicontrolado

Éste es un montaje que utiliza q tiristores y q diodos. Generalmente los diodos están en la rama “más negativa” y los tiristores en la rama “más positiva”.

Un tiristor conducirá si las condiciones de polarización entre el ánodo y cátodo son adecuadas, y si se le aplica una corriente adecuada de mando en su compuerta. El ángulo de conducción de ése tiristor cesará cuando el tiristor siguiente sea encendido. El punto de conmutación natural del diodo se encuentra remplazando el tiristor por un diodo y observando los puntos en los cuales los diodos conducen y se bloquean.

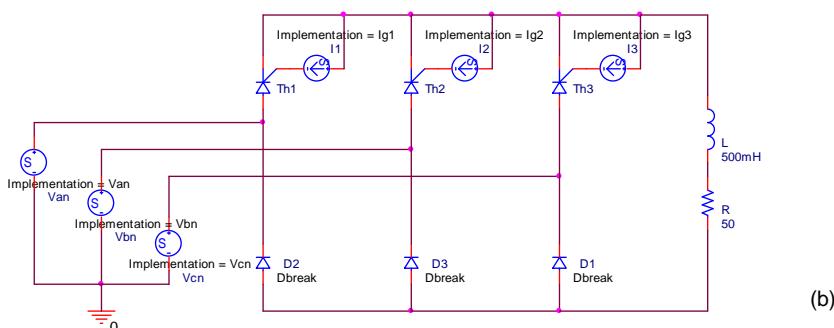
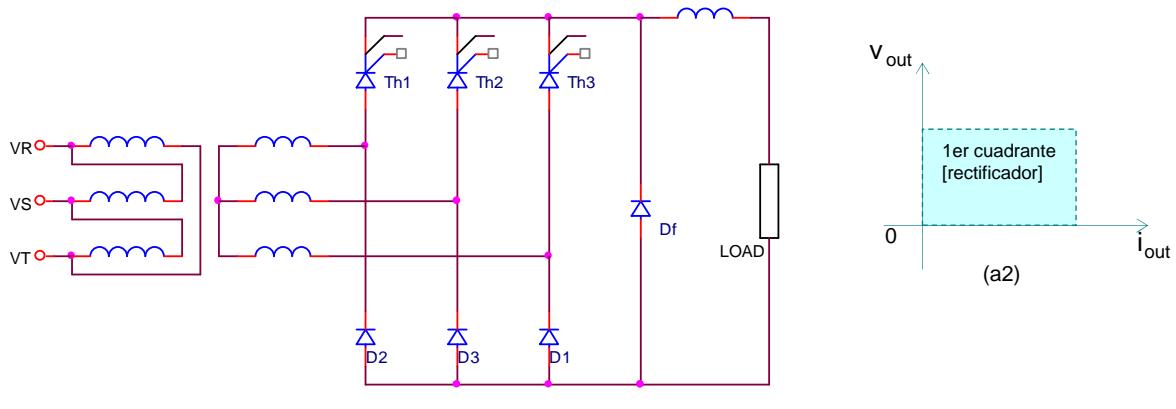
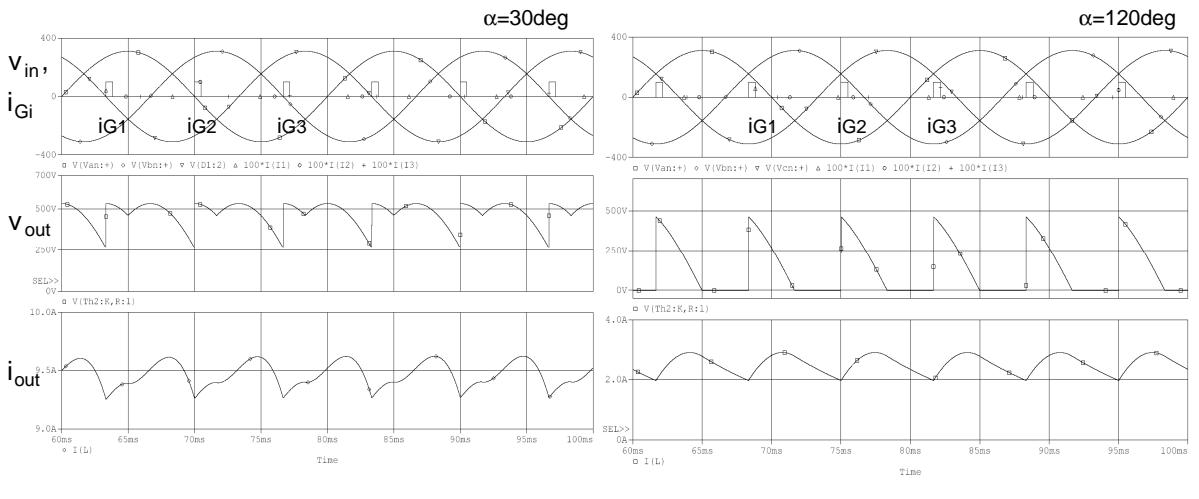
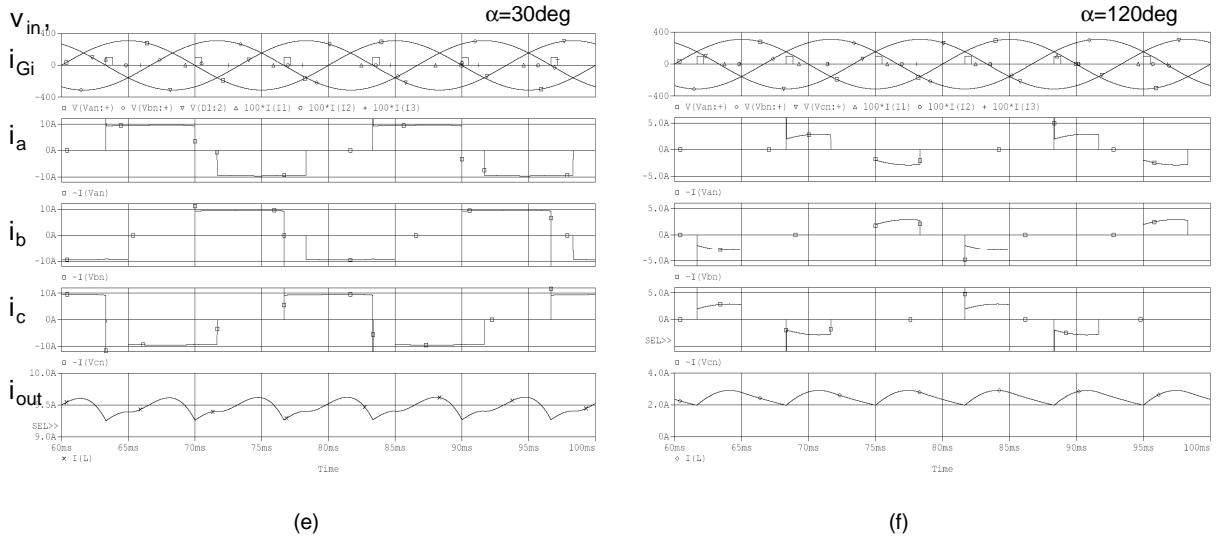


Fig. 3.45. Rectificador trifásico semicontrolado con carga RL.
(a1) circuito; (a2) cuadrantes de operación; (b) modelo PSpice; (c)
formas de onda con $\alpha=30\text{deg}$; (d)
formas de onda con $\alpha=120\text{deg}$;
(e) corrientes de entrada y salida
con $\alpha=30\text{deg}$; (f) corrientes de
entrada y salida con $\alpha=120\text{deg}$





Existen dos casos:

1. $\alpha < \pi - \left(\frac{2\pi}{q}\right)$, con $q=3$, $\alpha < \pi/3$ no hay discontinuidades en la tensión de salida

La tensión promedio de salida continua es

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} V_{ab} d(\omega t) + \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} V_{ac} d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{max} (1 + \cos \alpha) \quad (3.222)$$

donde V_{max} es la tensión pico de fase.

$$V_{normalizada} = \frac{V_{AV}}{V_{AV(\alpha=0)}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3.223)$$

La tensión de salida rms será:

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} v_{ab}^2 d(\omega t) + \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} v_{ac}^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{3} V_{max} \left[\frac{3}{4\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos^2 \alpha \right) \right]^{1/2} \quad (3.224)$$

2. $\alpha \geq \pi - \left(\frac{2\pi}{q}\right)$, con $q=3$, $\alpha \geq \pi/3$ hay discontinuidades en la tensión de salida

La tensión promedio de salida continua es

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} V_{ab} d(\omega t) + 0 = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} \sqrt{3} V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{max} (1 + \cos \alpha) \quad (3.225)$$

donde V_{max} es la tensión pico de fase.

$$V_{normalizada} = \frac{V_{AV}}{V_{AV(\alpha=0)}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3.226)$$

La tensión de salida rms será:

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} 3V_{max}^2 \sin^2\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{3} V_{max} \left[\frac{3}{4\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) \right]^{1/2} \quad (3.227)$$

3.4.2.4. Rectificador de doce pulsos

Un puente trifásico simple origina una tensión de salida de seis pulsos. En aplicaciones de alta potencia, como la transmisión de d.c. de alta tensión y la propulsión de motores de d.c., se requiere normalmente de una salida de 12 pulsos para reducir las componentes ondulatorias de salida. Para producir una salida de 12 pulsos a partir de la red trifásica, se puede combinar dos puentes trifásicos de onda completa, conectándolos en serie o en paralelo. La fig. siguiente muestra las dos configuraciones. Se puede conectar los convertidores con un transformador con secundarios en estrella y el otro en delta. Esta configuración permite el desplazamiento de fase de 30° entre ambos bobinados.

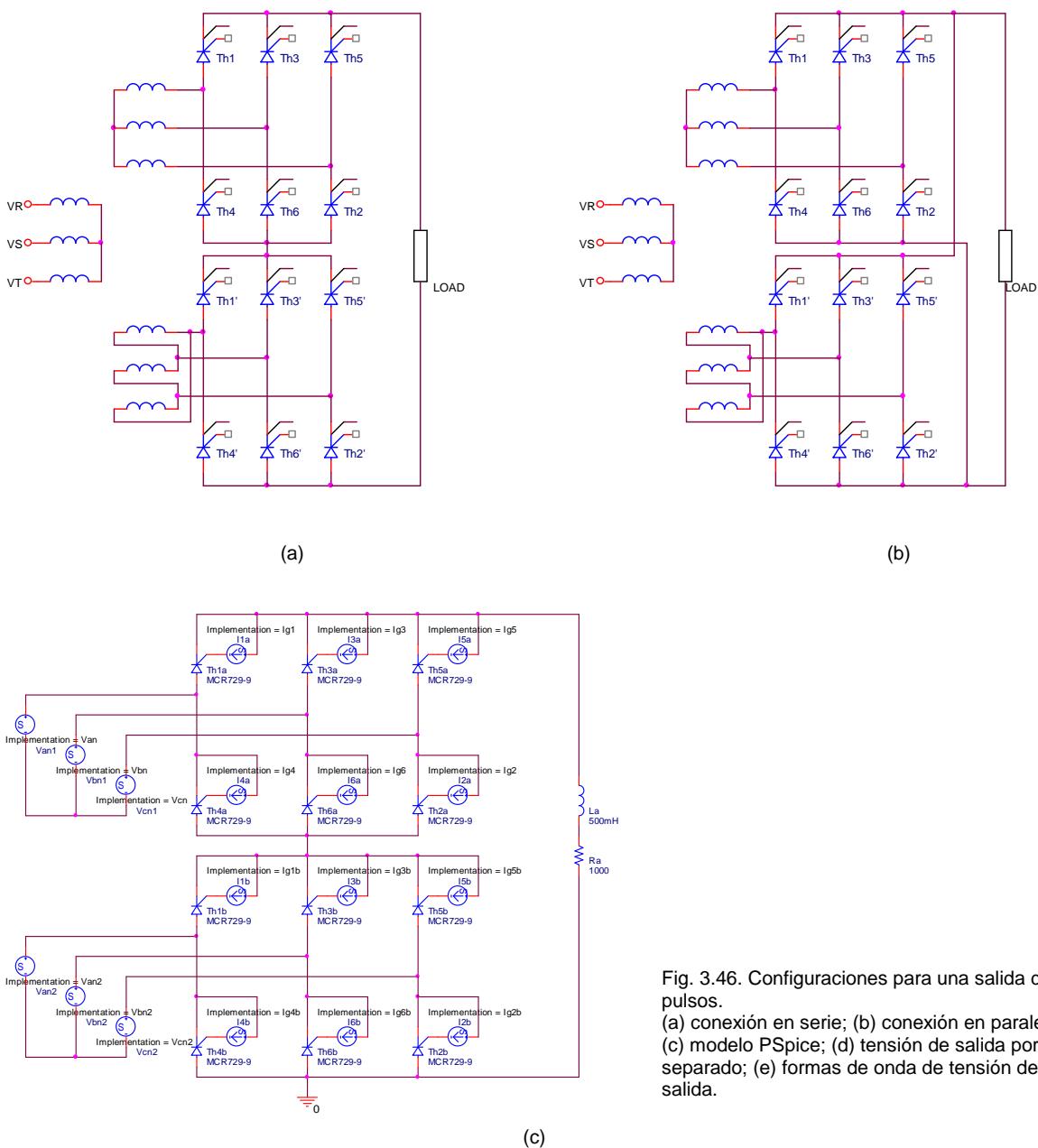
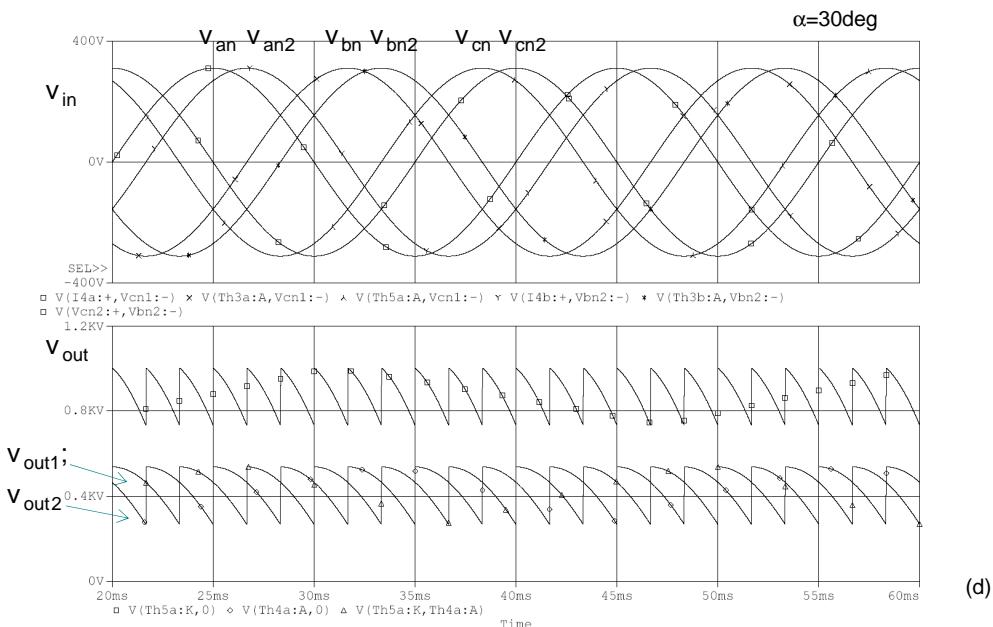


Fig. 3.46. Configuraciones para una salida de 12 pulsos.

(a) conexión en serie; (b) conexión en paralelo; (c) modelo PSpice; (d) tensión de salida por separado; (e) formas de onda de tensión de salida.



Como se puede observar en la [fig. 3.46.d](#), la tensión de entrada de los dos convertidores están desfasadas 30° . Como el convertidor está conectado en serie, la tensión de salida será la suma de las salidas de los dos puentes. Los ángulos de disparo de ambos convertidores generalmente es el mismo, y los pulsos de disparo de un convertidor respecto al otro estarán desfasados 30° , siendo el mismo α en cada convertidor (en el ejemplo de la [fig. 3.46.d](#), α tiene un valor de 30° , pero puede adoptar cualquier valor, dentro del rango definido).

La tensión de salida será entonces el doble que la de cada puente, y además presenta frecuencias armónicas que son múltiplos de 12 veces la frecuencia del generador ($12k$, $k=1, 2, 3, \dots$). El filtrado necesario para generar una tensión continua relativamente pura es de menor coste que el de 6 pulsos.

Otra ventaja adicional de este convertidor es el contenido armónico que se genera en el lado de entrada. Las siguientes series de Fourier representan el contenido armónico de corriente generado en la entrada para convertidores en conexión (YY) y ($Y\Delta$).

$$i_{Y-Y} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{out} \left(\cos \omega_o t - \frac{1}{5} \cos 5\omega_o t + \frac{1}{7} \cos 7\omega_o t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_o t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_o t - \dots \right) \quad (3.228)$$

$$i_{Y-\Delta} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{out} \left(\cos \omega_o t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_o t - \frac{1}{7} \cos 7\omega_o t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_o t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_o t + \dots \right) \quad (3.229)$$

Si bien las series de Fourier son similares, algunos términos (como el 5to, el 7mo, etc) se cancelan, y otros se suman, lo que da:

$$i_{ca} = i_{Y-Y} + i_{Y-\Delta} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_{out} \left(\cos \omega_o t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_o t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_o t \dots \right) \quad (3.230)$$

Los armónicos que permanecen en un sistema de 12 pulsos son de orden $12k \pm 1$, siendo $k = 1, 2, 3, \dots$ y produciéndose la anulación de los armónicos $6(2n-1) \pm 1$.

Se puede extender este concepto a convertidores de orden superior, utilizándose en forma práctica en convertidores industriales de baja tensión sólo hasta 48 pulsos. Los armónicos que genera un convertidor de p pulsos será de $pk \pm 1$ siendo $k = 1, 2, 3, \dots$

3.4.3. Rectificador trifásico dual

Esta topología utiliza dos bloques rectificadores totalmente controlados en conexión opuesta. La aplicación típica es en aplicaciones donde la carga requiere operación en los cuatro cuadrantes. Este montaje tiene aplicaciones típicas hasta los 2000kW. Debido a asimetría en los convertidores, y a tolerancias en los ángulos de retraso, y al diseño de corriente circulante entre los dos convertidores, es que es necesario la conexión de la inductancia L_r , llamada “reactancia de corriente circulante” (circulating current reactor).

Los dos convertidores están controlados de forma tal que si α_1 es el ángulo de retraso de un tiristor del convertidor 1, el ángulo de retraso del tiristor del convertidor 2 será $\alpha_2 = \pi - \alpha_1$. La fig. siguiente muestra el modelo de circuito empleado en aplicaciones trifásicas y las formas de onda de tensión y corriente. Para aplicación en los cuatro cuadrantes, es necesario que la carga sea regenerativa.

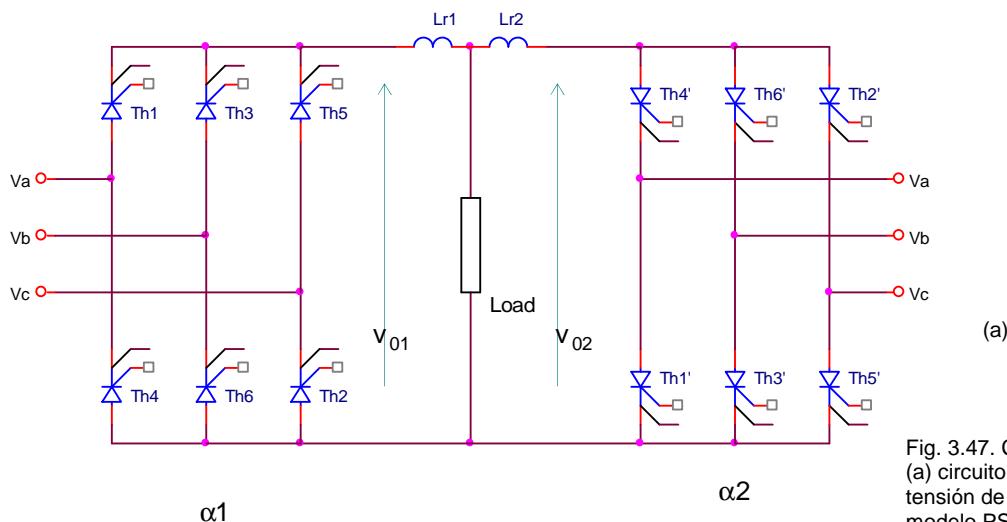
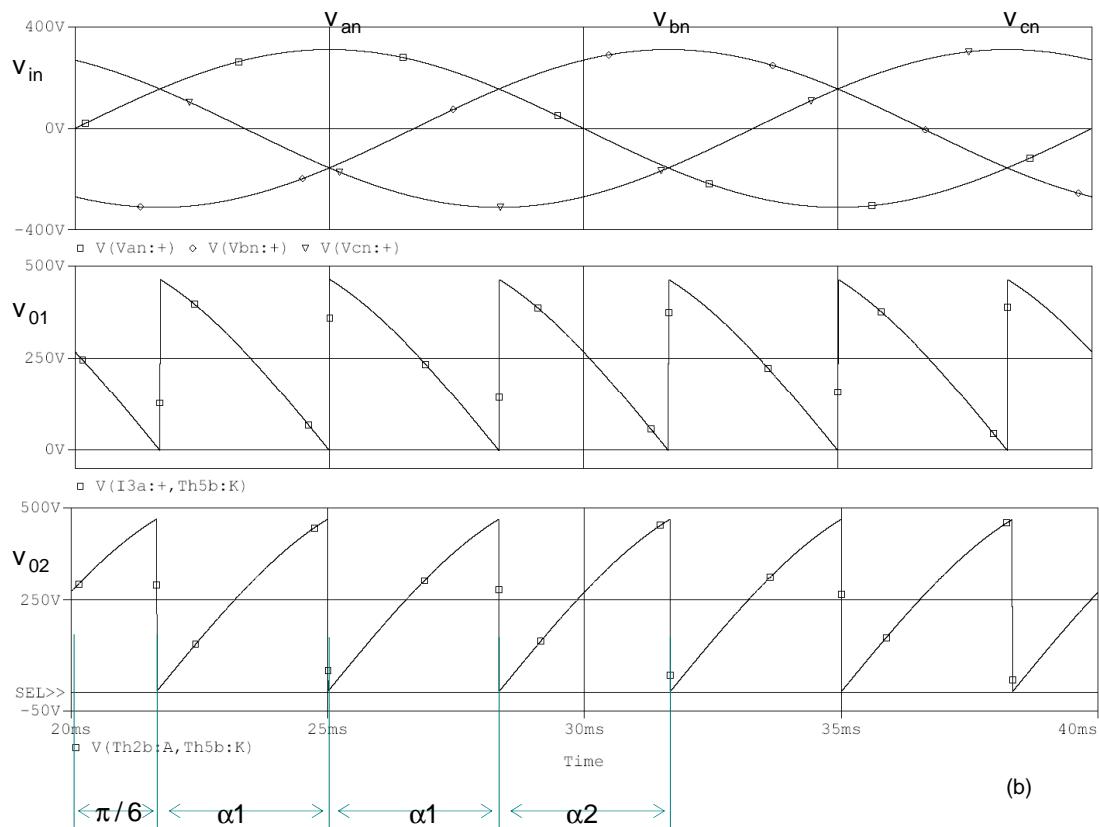
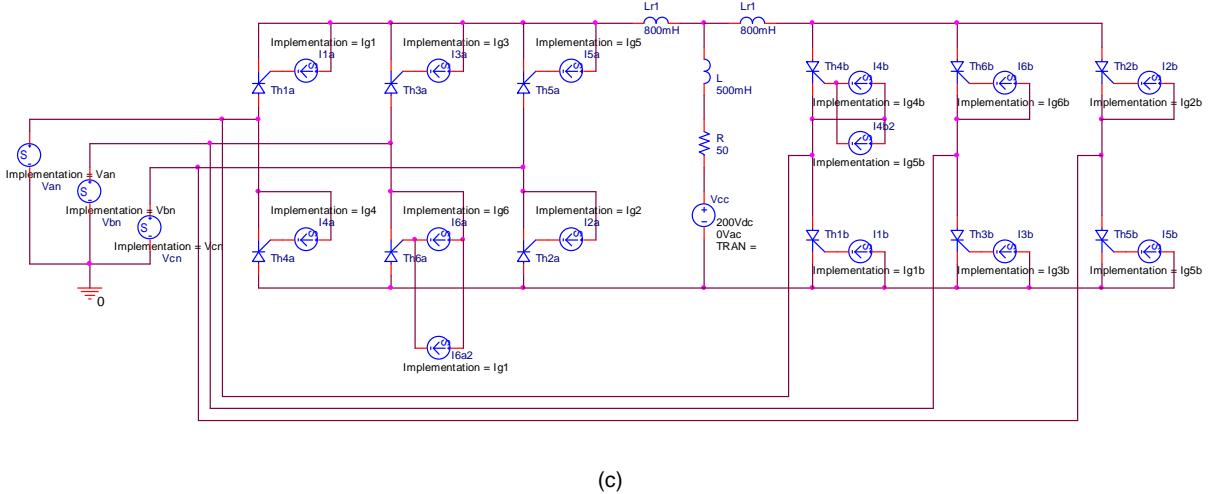


Fig. 3.47. Convertidor trifásico dual.
(a) circuito; (b) formas de onda de tensión de los dos convertidores; (c) modelo PSpice





En la [fig. 3.47.b](#) se muestra las formas de ondas operativas en el convertidor dual. La operación de cada convertidor es idéntica a la de dos convertidores trifásicos totalmente controlados.

Si las tensiones respecto al neutro se definen como:

$$v_{an} = V_{max} \sin \omega t \quad (3.231)$$

$$v_{bn} = V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.232)$$

$$v_{cn} = V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.233)$$

Las tensiones entre fases serán entonces,

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3} V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (3.234)$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3} V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.235)$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3} V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (3.236)$$

Si las tensiones de salida de los convertidores 1 y 2 son v_{o1} y v_{o2} respectivamente, la tensión instantánea a través del inductor L_r durante el intervalo $\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1\right) \leq \omega t \leq \left(\frac{\pi}{2} + \alpha_1\right)$ será:

$$v_r = v_{o1} - v_{o2} = v_{ab} - v_{bc} = \sqrt{3} V_{max} \left[\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (3.237)$$

$$v_r = \sqrt{3} V_{max} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (3.238)$$

La corriente circulante se puede determinar a partir de

$$i_{r(t)} = \frac{1}{\omega L_r} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha_1}^{\omega t} v_r d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha_1}^{\omega t} 3 V_{max} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \quad (3.239)$$

$$i_{r(t)} = \frac{3 V_{max}}{\omega L_r} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1\right) \right] \quad (3.240)$$

Para igual tensión de alimentación, la corriente circulante depende del ángulo de retraso α_1 y de la inductancia L_r . Esta corriente se hace máxima cuando $\omega t = \frac{2\pi}{3}$ y $\alpha_1 = 0$. Aún en ausencia de carga externa, los convertidores estarán activados continuamente debido a la corriente circulante como resultado de una tensión de componente ondulatoria a través del inductor L_r . Esto permite una regulación suave de la corriente de carga durante el paso de un cuadrante al otro, proporcionando respuestas dinámicas rápidas del convertidor. La corriente circulante no tiene que tener una magnitud desproporcionada. Los valores no tienen que superar el 10% de la corriente de régimen de la carga.

3.4.4. Transmisión de potencia continua de alta tensión

El convertidor controlado de 12 pulsos de la fig. 3.46 es el más apropiado para la transmisión de potencia continua. Para transmitir potencia eléctrica a grandes distancias se suele utilizar líneas de transmisión de d.c. de alta tensión.

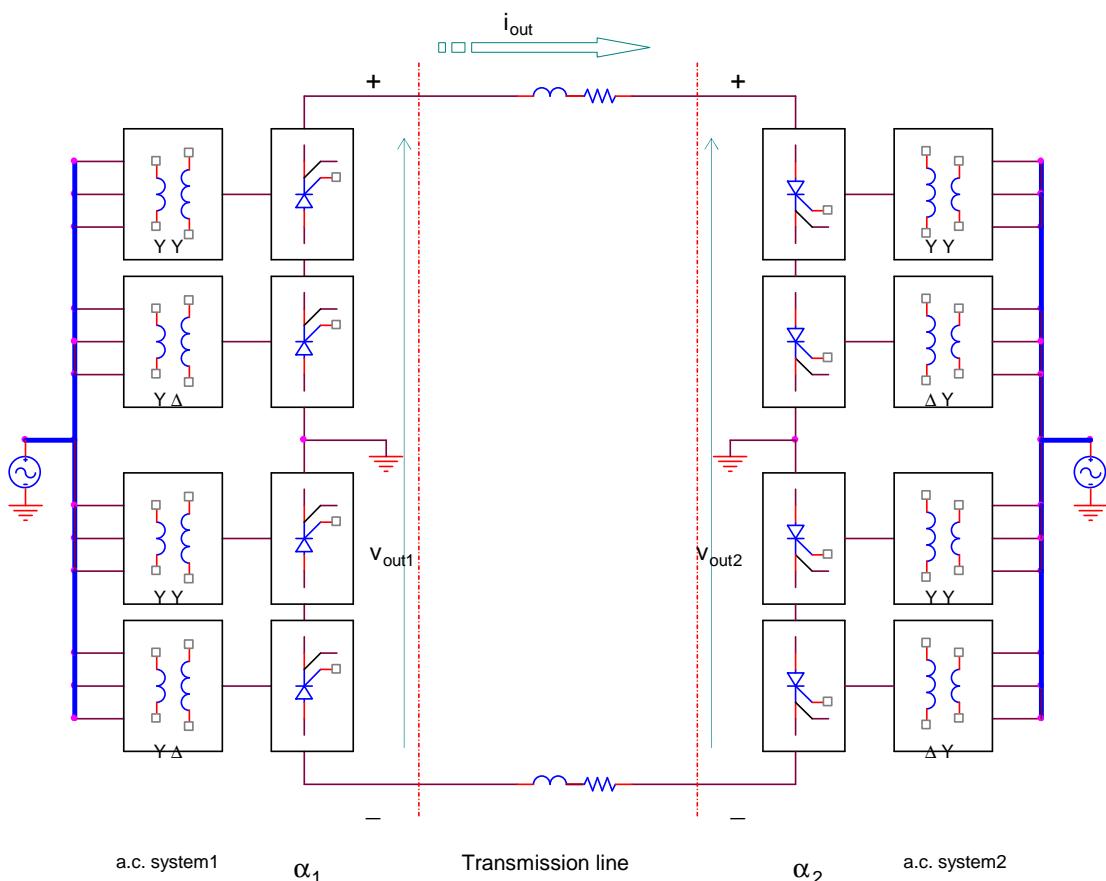


Fig. 3.48. Representación simplificada de un sistema de transmisión de energía de d.c. Nota: el sistema utilizado es en general de 12 pulsos.

Un ejemplo es el Cross Channel Link bajo el canal de la mancha entre Inglaterra y Francia. Las ventajas en la transmisión de potencia de d.c. de alta tensión son:

1. Las inductancias parásitas presentan una impedancia nula en d.c., mientras que en a.c. la rectancia inductiva en la línea de transmisión de alterna es relativamente grande.
2. El efecto de la capacidad parásita en la línea de transmisión de d.c. es nula, mientras que en a.c. tiene un efecto significativo, produciendo pérdidas adicionales.

3. Se necesitan dos conductores en lugar de 3, además de un conductor adicional que tienen ambas líneas de transmisión. Las torres son más simples como consecuencia de esto.
4. Se puede ajustar el flujo de transmisión de potencia en el sistema de d.c., mientras que en el de a.c. no es posible, dependiendo éste del sistema de generación y de carga.
5. Si hay varios sistemas de c.a. conectados mediante la línea de d.c., no será necesario que estos estén sincronizados, y ni siquiera en la misma frecuencia.

La desventaja de la transmisión de d.c. de alta tensión es que es necesario un convertidor en ambos extremos, y estos convertidores de alta potencia son muy costosos.

En la [fig. 3.48](#) se muestra un esquema simplificado de un sistema de transmisión de potencia de d.c., que es típicamente de 12 pulsos. La línea de transmisión está representada por una inductancia, que es la parásita más adicional con fines de filtro. La resistencia es la propia de los conductores. Cada uno de los dos sistemas tiene sus propios generadores, y la función de la línea de transmisión es permitir el intercambio de potencia entre ambos sistemas de a.c. El ángulo α será tal que la dirección de la corriente de i_{out} sea positiva.

Cuando convertidor opera en modo rectificador, el otro convertidor operará en modo inversor, y el flujo de energía necesario dependerá de α_1 y α_2 .

La potencia entregada/recibida por el convertidor 1 será:

$$P_1 = V_{out1} I_{out} \quad (3.241)$$

La potencia entregada/recibida por el convertidor 2 será:

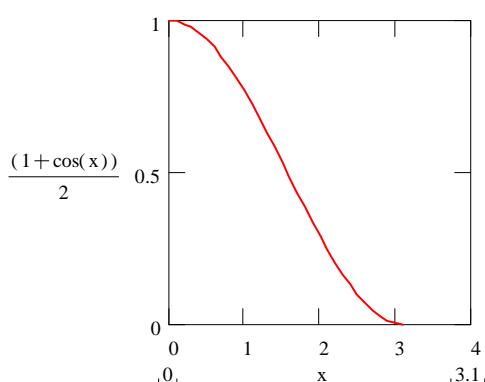
$$P_2 = V_{out2} I_{out} \quad (3.242)$$

3.4.5. Análisis de algunas funciones de α

Algunas funciones que multiplican al valor de la tensión son $(1 + \cos \alpha)$ y $(\cos \alpha)$. Se hará un análisis más detallado de estos casos, donde $0 \leq \alpha \leq \pi$.

3.4.5.1. Análisis de $(1+\cos\alpha)$

En algunos casos, como en la [ec. 3.173](#) o en los rectificadores semicontrolados se utiliza este tipo de función



Haciendo variar α de 0 hasta π , se podrá variar la tensión V_{max} desde el valor máximo hasta 0. En este caso, no es posible tener valores negativos, por lo que no será posible realizar convertidores reversibles o duales con módulos semi controlados, o convertidores con carga resistiva pura.

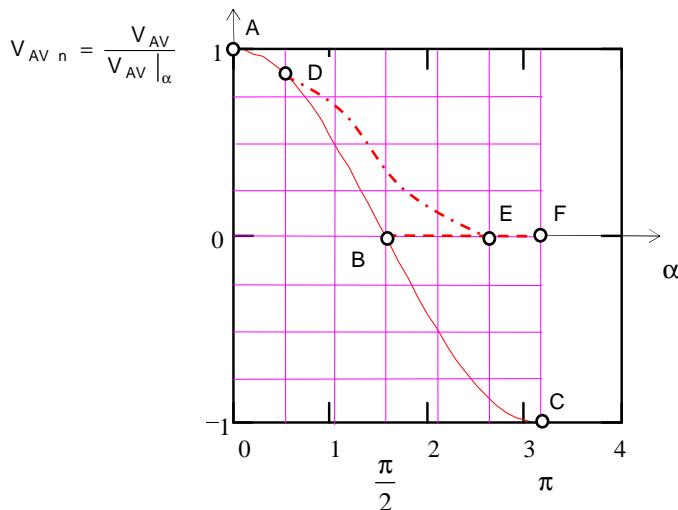
La tensión rectificada es de índice q, tanto si el número de fases es par o impar.

Fig. 3.49. Gráfico de la ecuación $(1+\cos x)/2$

3.4.5.2. Análisis de $(\cos\alpha)$

Este es el caso de convertidores con carga RLE, por ejemplo, en la [ec. 3.194](#).

Con cargas regenerativas el rectificador pasa a ser un convertidor regenerativo, donde en función de los ángulos α es posible que se comporte como rectificador, y en otros como inversor, absorbiendo la energía de la carga regenerativa y enviándola a la red.



Observaciones:

1. La tensión media V_{AV} es igual a la obtenida con rectificación no controlada (con sólo diodos) multiplicada por el coseno del ángulo de retardo.
2. Haciendo variar α de 0 hasta π , se podría variar V_{AV_n} desde $+V_{AV}$ hasta $-V_{AV}$. Esto sólo será posible en condiciones de carga reversible, es decir, que la carga se pueda comportar como generador. La aplicación típica es el convertidor dual.

Hay dos casos importantes a tener en cuenta:

1. $\alpha < \pi/2$: Funcionamiento como rectificador. La tensión V_{AV_n} está formada por q fragmentos de senoide por período T . A medida que α crece, la tensión rectificada media disminuye. Mientras α sea inferior a $\pi/2 - \pi/q$, es decir, que $\pi/2 + \pi/q + \alpha$ sea inferior a π , la tensión es siempre positiva. Para $\pi/2 - \pi/q < \alpha < \pi/2$ la tensión es, por intervalos, negativa. Pero, de todos modos, la tensión media es positiva. El montaje funciona como un rectificador con relación de transferencia alterna-continua variable.
2. $\alpha > \pi/2$: Funcionamiento como ondulador no autónomo. En los casos en que la carga se puede convertir en generador, y cuando $\alpha > \pi/2$, la tensión rectificada normalizada se invierte, ya que el generador es quien proveerá de energía. Este valor de tensión aumentará a medida que α se acerca a π . La energía pasará, entonces desde el generador hasta el lado de alterna (la fuente). El montaje funcionará, entonces, como un rectificador invertido o inversor.

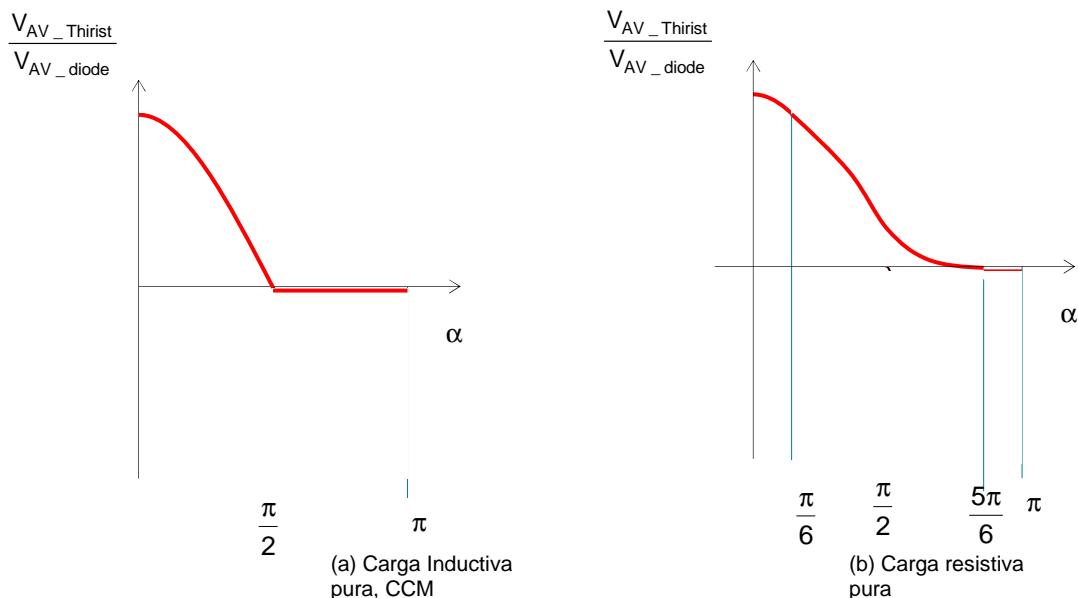
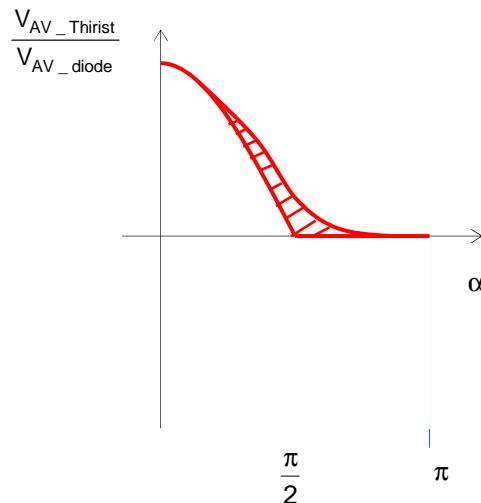
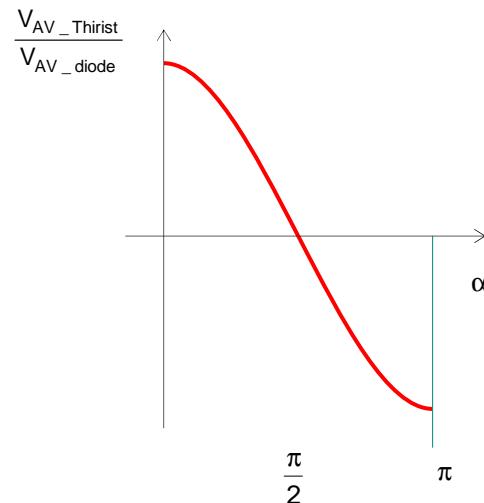


Fig. 3.51. Variación cosenoidal normalizada en función del ángulo de disparo, $q=3$ y distintas cargas



(c) Carga inductiva- resistiva, CCM



(d) Carga regenerativa

Observaciones:

- Cuando el convertidor funciona como inversor, la red alterna recibe potencia activa, pero sigue suministrando potencia reactiva. Sobre todo sigue imponiendo la forma de onda, la frecuencia y la fase de la red. Por esto se dice que el convertidor funciona como un o inversor comutado por la red.
- Se mantiene la comutación natural de los diodos, asegurada por la red: al cebar el tiristor siguiente se asegura la extinción del tiristor anterior que estaba conduciendo.
- Precauciones en el funcionamiento como inversor con carga es regenerativa, la pérdida del control en los tiristores es mucho más grave que en el funcionamiento como rectificador.

• Consecuencias de un fallo en el bloqueo

Si los tiristores no se bloquean cuando la tensión en sus ánodos se hace positiva, es decir, cuando hay tendencia a conducir como rectificador, el sistema se comportará con ángulo de retardo α nulo, lo que equivale a un cortocircuito. Ver convertidor 2 de la figura siguiente

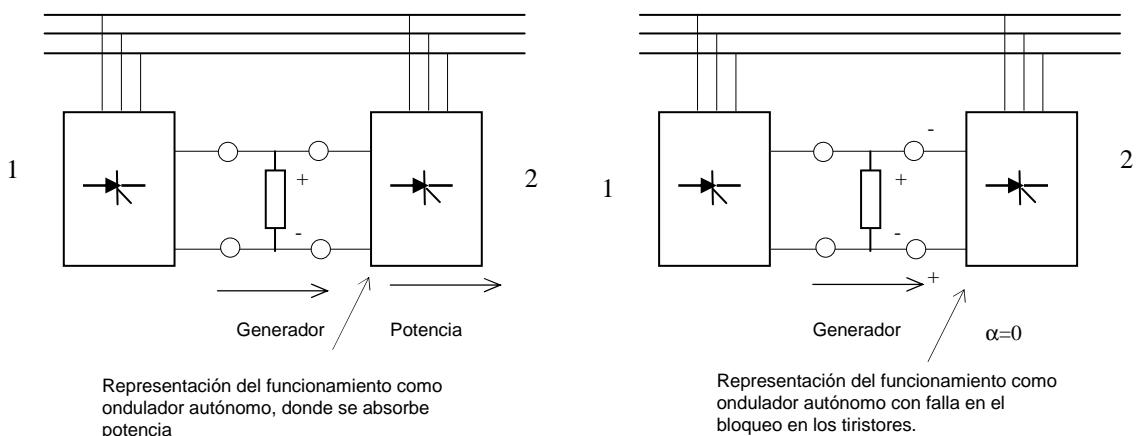


Fig. 3.52. Consecuencia de la falla en el bloqueo.

- Consecuencias de un fallo cebado

Si un tiristor no se ceba por impulso en la compuerta, se perderá el control en el ondulador.

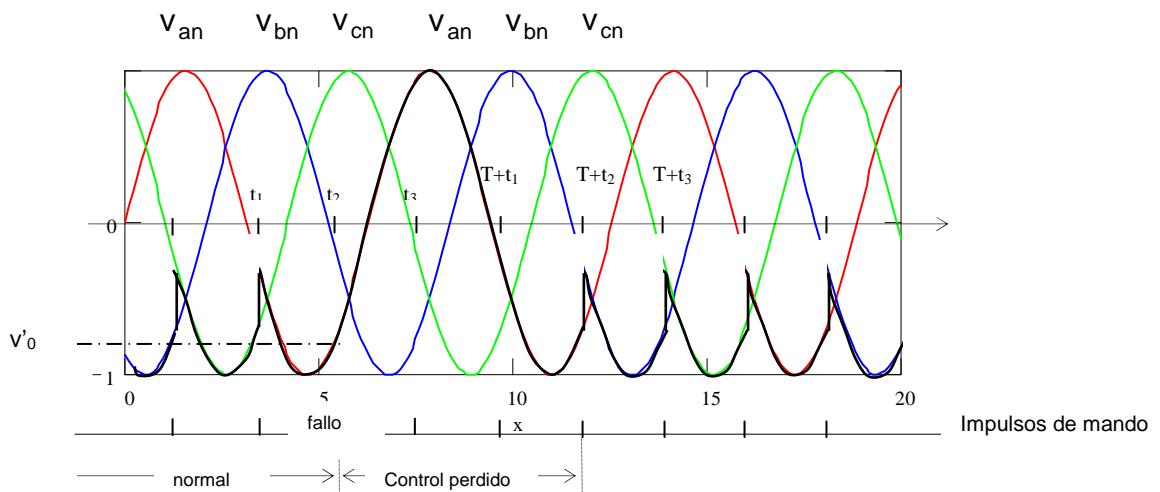


Fig. 3.53. Consecuencia de la falla en el cebado.

Por ejemplo, si tomamos el rectificador controlado trifásico de media onda, y suponemos que en el instante $t=t_2$ haya un fallo en el cebado del tiristor T_{h2} . En éas condiciones, el tiristor T_{h1} que estaba conduciendo no podrá bloquearse y seguirá conduciendo. En el instante $t=t_3$, cuando el tiristor T_{h2} recibe el impulso, la tensión en sus bornes es negativa, por lo que no podrá saturarse, y no podrá bloquear el tiristor T_{h1} . El impulso que recibe ahora el tiristor T_{h1} en el instante de tiempo $t=T+t_1$ es innecesario, ya que éste tiristor todavía conduce. Sólo en el instante $t=T+t_2$ se restablecerá el funcionamiento normal cuando el tiristor T_{h2} reciba el impulso de mando en su compuerta y pueda bloquear al tiristor T_{h1} .

Pero, entre $t=t_2$ y $t=T+t_2$, la diferencia de tensión en los bornes del tiristor T_{h1} tomará valores tan grandes que en la mayoría de los casos destruye a éste tiristor. Por lo que, es muy importante enviar impulsos de disparo seguros en las compuertas de los tiristores, ya que en el próximo ciclo podría ser destruido.

Una falla en el cebado del tiristor siguiente produce una falla en el bloqueo del tiristor anterior.

3.4.6. Mejoras al factor de potencia

El factor de potencia PF en los convertidores controlados es función del ángulo α , y es por lo general bajo, especialmente cuando se requiere baja tensión de salida. Si se selecciona el instante de bloqueo de los tiristores, efectuando conmutación forzada, es posible mejorar el factor de potencia y reducir el nivel de armónicas.

Estas técnicas de conmutación son cada vez más atractivas para la conversión de c.d., y con los adelantos de dispositivos alternativos de conmutación, GTO y transistores en conexión bidireccional. Por más detalles, ver [2], ítem 5-11, pág. 167-182.

3.5. Ejemplo de aplicación

Rectificador semicontrolado trifásico. Diseño del circuito de control, sincronismo de fase y etapa de potencia.

Supongamos que se conecta un puente rectificador semicontrolado en una línea de las siguientes características:

La carga será resistiva

$I_{0(\max)} = 100\text{A}$

Tensión en la carga deberá ser desde 100V hasta V_{MAX}

Tensión en la carga controlada por lazo cerrado

$V_{in} = 380\text{V}$ trifásico, 50Hz con neutro

Círcuito de arranque

Sin protección contra cortocircuitos, y sin protección por falta de alguna fase

Rectificación no reversible

$V_{REF} = \text{entre } 0\text{V y } 15\text{V}$

Diagrama en bloques:

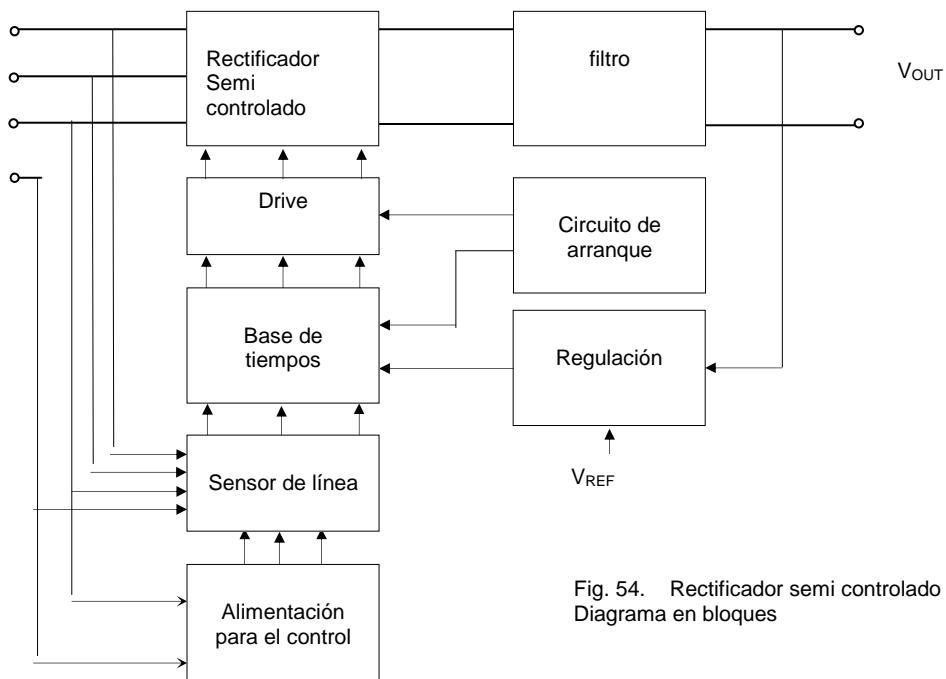


Fig. 54. Rectificador semi controlado trifásico.
Diagrama en bloques

Diseño del circuito de control y sincronismo de fase.

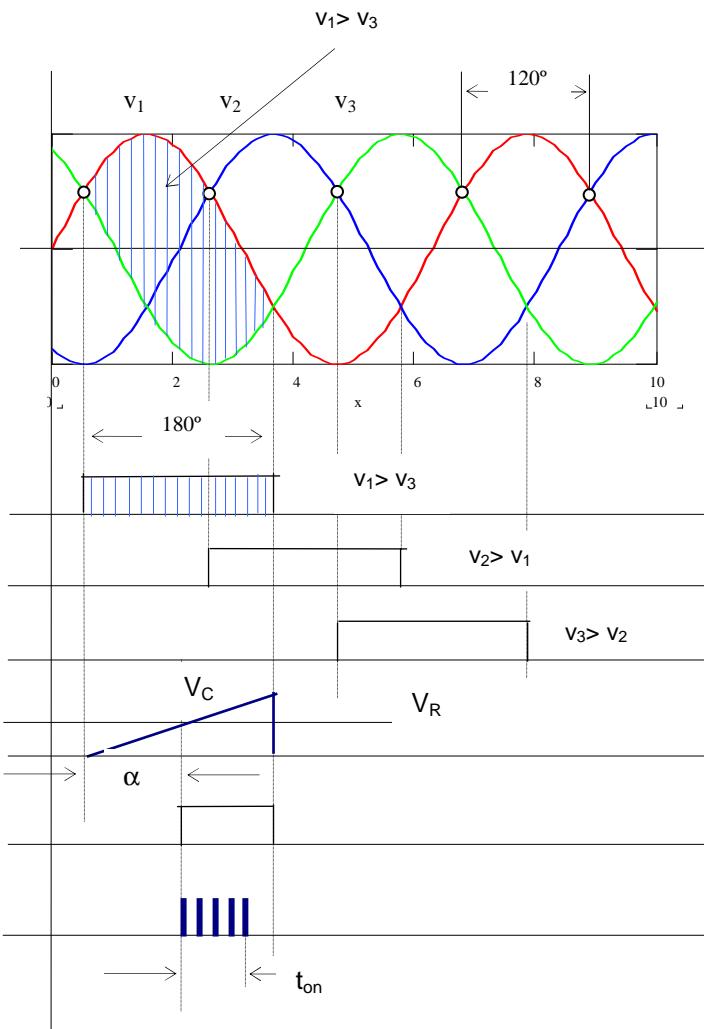


Fig. 3.55. Rectificador semi controlado Pulsos de sincronismo y señal de mando al tiristor T_{h1} . Los demás pulsos no se dibujaron.

Tensiones de comparación entre cada fase y el neutro respecto a la otra fase y su neutro. Ej. La región sombreada es la zona donde $V_1 > V_3$

Tensión de carga del capacitor V_C y tensión de referencia V_R

Tensión comparada entre la tensión de carga del capacitor y la tensión de referencia

Tensión compuerta de T_{h1} , comparada, reducida en un ancho t_{on} constante y convertida en un tren de pulsos. Los pulsos a las compuertas de los tiristores T_{h2} y T_{h3} tienen similar análisis.

Diagrama del circuito de sincronismo:

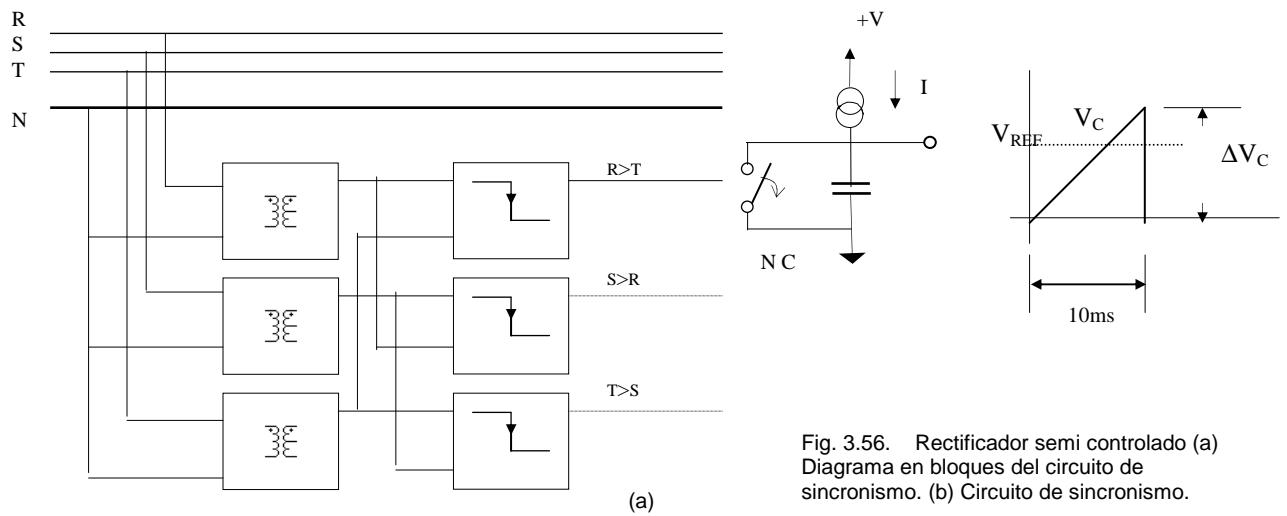
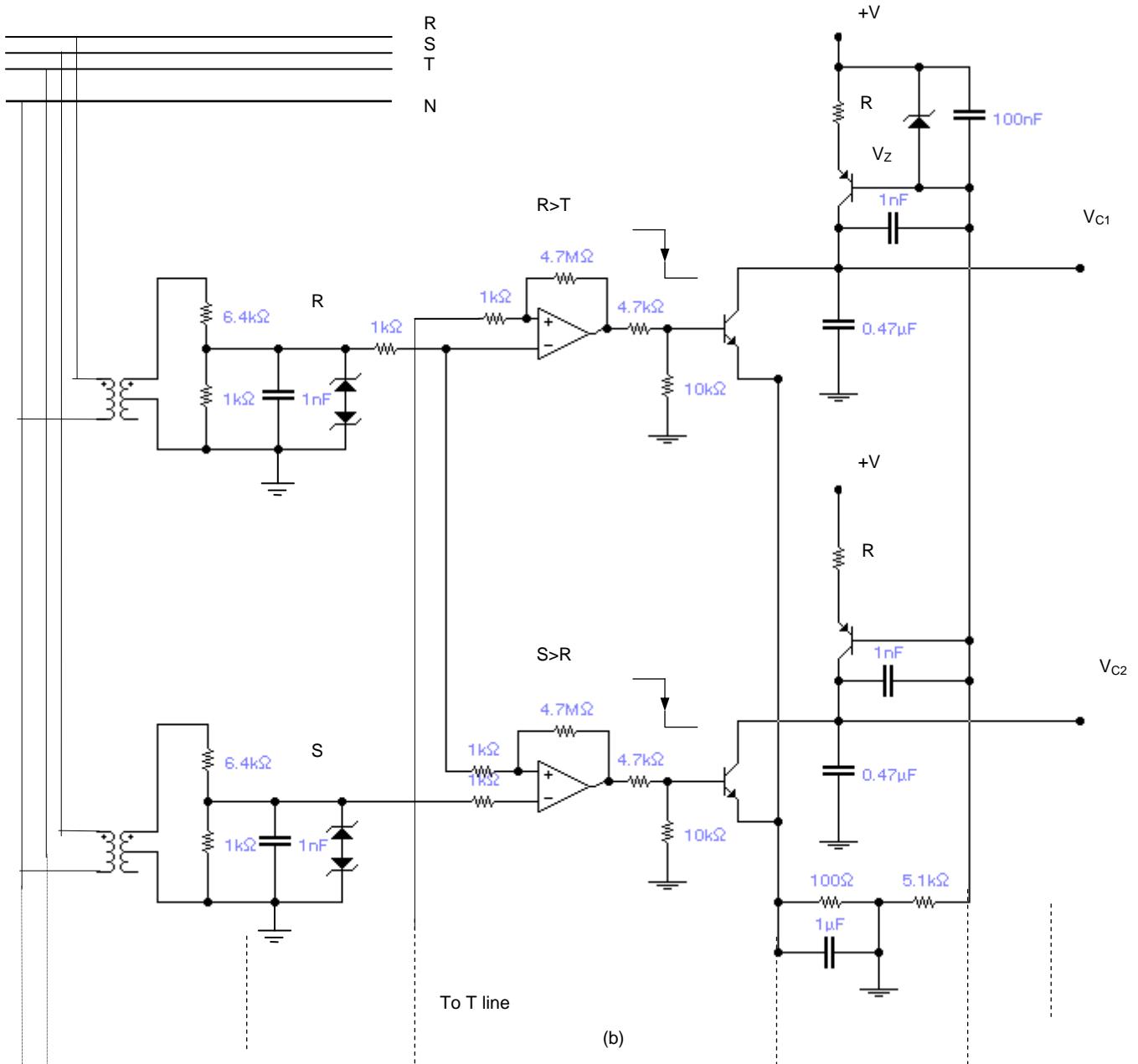


Fig. 3.56. Rectificador semi controlado (a)
Diagrama en bloques del circuito de
sincronismo. (b) Circuito de sincronismo.

Circuito de sincronismo



La tensión en el capacitor será:

$$\Delta V_C = \frac{I \Delta t}{C}$$

El valor de R depende del valor de la corriente constante I con que se desee cargar el capacitor:

$$R = \frac{+V - 0,7 - V_Z}{I}$$

Diagrama de circuito de control (continuación)

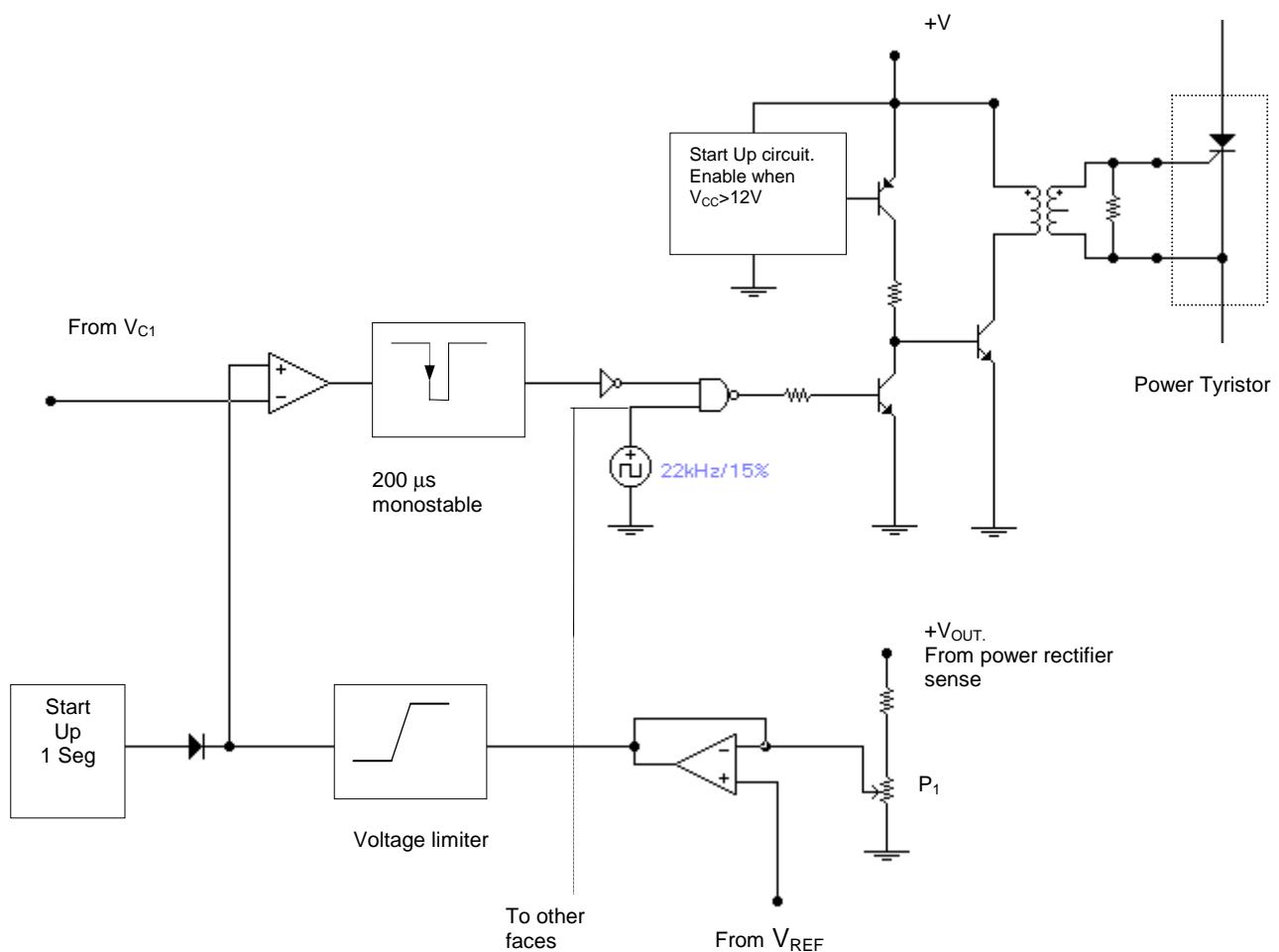
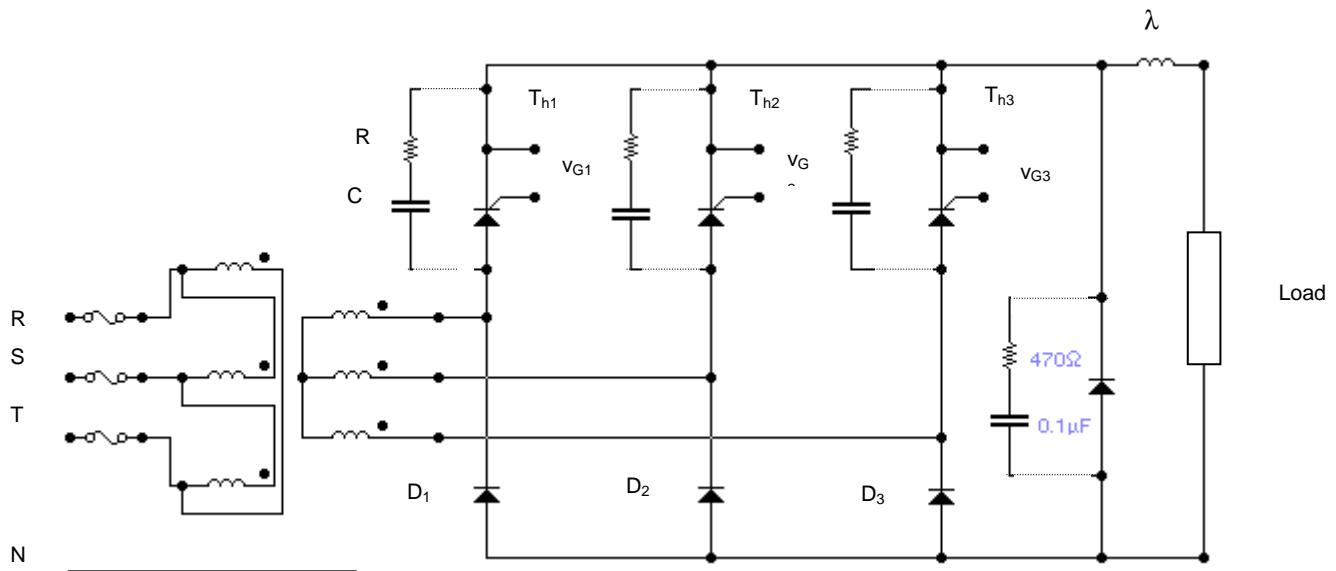


Fig. 3.57 Rectificador semi controlado
Circuito de control (continuación).

Círculo de Potencia:



Cálculo de los Tiristores de Potencia:

Fig. 3.58. Rectificador semi controlado
Círculo de potencia.

- Tensión inversa tiristores y diodos

$$q=3 \quad \text{Si } V_{\max} = 311V \quad V_{R\max} = 2V_{\max} \cos\left(\frac{\pi}{2q}\right) = 539V$$

- Corriente media y eficaz en tiristores y diodos

$$I_{TAV} = \frac{I_{\max}}{q} = \frac{100}{3} = 33,33A \quad I_{rms} = \frac{I_{\max}}{\sqrt{q}} = \frac{100}{\sqrt{3}} = 57,73A$$

- Ángulos de retardo α

$$V_{AV} = \frac{2q}{\pi} V_{\max} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right)$$

El valor de tensión para los cuales comienza la discontinuidad de tensión es:

$$\alpha \geq \pi - \left(\frac{2\pi}{q} \right) = 60^\circ \quad V_{AV} = \frac{2q}{\pi} V_{\max} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) = \frac{6}{\pi} 311 \sin \frac{\pi}{3} * 0,75 = 385,793V$$

Como el rango de tensión es de 100V hasta V_{MAX} , habrá discontinuidad de tensión a partir de los 385,7V. Por esto se conecta el diodo volante en antiparalelo con la carga, y la inductancia λ .

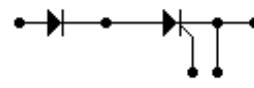
Para $V_{AV} = 100V$, el ángulo de retardo α es de

$$\alpha = \arccos \left(\frac{V_{AV}\pi}{qV_{\max} \sin \frac{\pi}{q}} - 1 \right) = \arccos \left(\frac{100V \pi}{3 * 311 \sin \frac{\pi}{3}} - 1 \right) = \arccos(-0,6111898) = 127,676^\circ$$

El rango de variación del ángulo de retardo será: $0 \leq \alpha \leq 127,7$

El SEMIPACK® de SEMIKRON, SKKH42/08 es un modelo con un diodo y un tiristor conectado para puentes semi controlados, por lo que se necesitará tres módulos similares. Las características son:

$I_{TRMS} = 75A$
 $I_{TAV} = 48A$
 $V_{RRM}/V_{DRM} = 800V$
 $V_{GT} = 3V$, $I_{GT} = 150mA$
 $V_{GD} = 0,25V$, $I_{GD} = 6mA$
 $i^2t = 5000 A^2s$ ($T_{VJ} = 25^\circ C$) o $3600 A^2s$ ($T_{VJ} = 125^\circ C$)



SKKH 42
SEMIPACK® 1
Thyristor/ Diode

La curva de compuerta del módulo SKKH42 es:

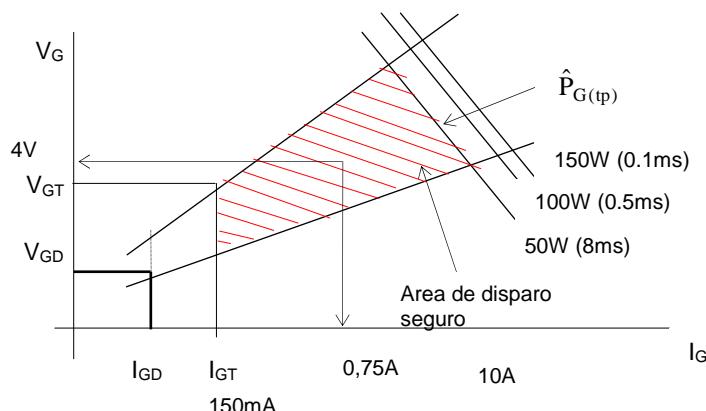
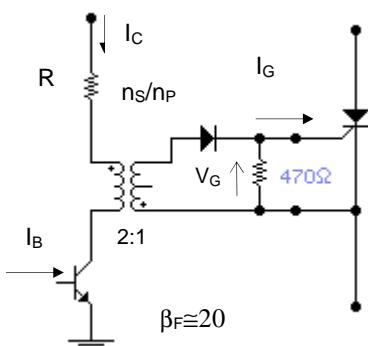


Fig. 3.59. Rectificador semi controlado. Curva de compuerta del Pack Tiristor.

Se usará una excitación en compuerta de $\left\{ \begin{array}{l} I_G = 0,75A \\ V_G = 4V \end{array} \right.$

$$V_{CC} = 15V$$



Transistor:
MJE182
 $V_{CEO} = 80V_{DC}$
 $I_C = 3A_{DC}$
 $\beta_f \approx 20$
 $V_{C(sat)} = 0,3V_{DC}$

$$n_S/n_P = 2$$

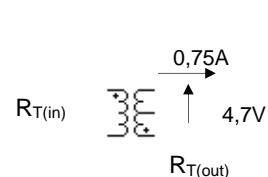


Fig. 3.60. Datos básicos del transformador y transistor en función de las características de la compuerta del tiristor de potencia

$n=2$
 $p=5\%$ (desviación)
 $t_p = 20\mu s$
 $I_{out} = 0,75mA$
 $n = \text{cant vueltas primario/secundario}$

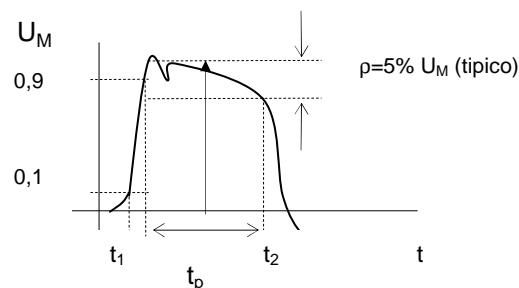


Fig. 3.61. Pulso en el primario del transformador

Fórmulas: (empíricas)

$$(1) \quad R = \frac{n^2 R_{T(in)} R_{T(out)}}{R_{T(in)} + n^2 R_{T(out)}} = \frac{2^2 * 25,06 * 6,27}{25,06 + 2^2 * 6,27} = 12,53 \Omega$$

K= constante
L_P= inductancia del primario
V_e= volumen efectivo del núcleo (mm³)

$$(2) \quad L_p \geq \frac{t_p R}{\rho} = \frac{20 \cdot 10^{-6} * 12,53}{0,05} = 5,012 \cdot 10^{-3} H$$

$$(3) \quad V_e \geq \frac{L_p}{\mu \mu_0 N^2}$$

$$(4) \quad K = n I_{out} R_{out} t_p = 2 * 750 * 10^{-3} * 6,27 * 20 * 10^{-6} = 188,1 \mu V / s$$

Cálculo de N':

$$\frac{L_p}{K} = \frac{5,012 * 10^{-3}}{188,1 * 10^{-6}} = 26,645 \quad \rightarrow \quad \text{del monograma del SIEMENS:} \quad N' = 14$$

Asumiendo un valor de la permeabilidad del pulso $\mu_1 \approx 4000$ (toroide SIFERRIT con mat N30, y t_p=20μs)

$$V_e \geq \frac{3,344 * 10^{-3}}{4000 * 4 * \pi * 10^{-9} * 14^2} = 0,5087 \text{ cm}^3 = 508,7 \text{ mm}^3$$

L_e= 38,7mm= 3,87cm
A_e= 20mm² = 0,20cm²
 $\mu_1 \approx 4000$

Se elige el toroide R16, con un V_e= 770mm³

$$(5) \quad N_1 \geq \sqrt{\frac{L_p L_e 10^9}{4 * \pi * A_e \mu_1}} = \sqrt{\frac{3,344 \cdot 10^{-3} * 3,87 * 10^9}{4\pi * 0,20 * 4000}} = 35,88$$

Datos del núcleo R16

L_p=3,344.10⁻³ H
L_e= longitud efectiva del núcleo
A_e= area efectiva
N₁= n_p= cant vueltas del primario
N₂= n_s= cant vueltas del secundario

$N_1 = 36$
 $N_2 = 18$

$$\Delta H = \frac{I_{out} n}{L_e} = \frac{0,75 * 2}{0,0387 m} = 38 A/m$$

$$H_{sat} = \frac{N_1 I \sqrt{2}}{L_e} = 411 A/m \quad \Delta H \ll H_{sat}$$

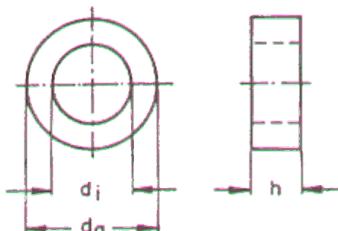
Se utilizará una densidad q=3A/mm², donde D = $\sqrt{\frac{S * 4}{\pi}}$

$$S_{N1} = \frac{I}{q} = \frac{375 \text{ mA}}{3 \text{ A/mm}^2} = 0,125 \text{ mm}^2 \quad \rightarrow \quad \phi_{N1} = 0,4 \text{ mm}$$

$$S_{N1} = \frac{I}{q} = \frac{750 \text{ mA}}{3 \text{ A/mm}^2} = 0,25 \text{ mm}^2 \quad \rightarrow \quad \phi_{N2} = 0,6 \text{ mm}$$

Ferrite toroids are mainly used for transformers, such as pulse, broadband, and power transformers, balanced mixers, and chokes.

The higher permeability of the magnetically closed circuit results in high inductance at low volume; the stray field is negligible.



Survey

Type	Dimensions ¹⁾		h mm	Approx. weight g	Technical data			
	d _a mm	d _i mm			I _e /A _e mm ⁻¹	I _e mm	A _e mm ²	V _e mm ²
R 2,5	2,5±0,12 4,0±0,15 6,3±0,2 10,0±0,25	1,5±0,1	1,0±0,1	0,02	12,20	6,1	0,5	3,0
R4		2,4±0,15	1,6±0,1	0,07	7,65	9,7	1,27	12,3
R6,3		3,8±0,15	2,5±0,12	0,3	4,95	15,3	3,1	47,5
R10		6,0±0,15	4,0±0,15	0,9	3,06	24,5	8,0	196
R12,5	12,5±0,3	7,5±0,2	5,0±0,15	2	2,45	30,4	12	380
R16 ²⁾	16,0±0,4	9,6±0,3	6,3±0,2	3	1,95	38,7	20	770
R20/7	20,0±0,4	10,0±0,25	7,0±0,3	8	1,30	45,3	35	1580
R23/9	22,7±0,5	14,7±0,4	9,2±0,2	10	1,60	56,4	36	2030
R25/10	25,3±0,7	14,8±0,5	10,0±0,2	16	1,17	60,0	51	3060
R25/15	25,3±0,7	14,8±0,5	15,0±0,4	24	0,83	63,0	76	4780
R25/20	25,3±0,7	14,8±0,5	20,0±0,5	32	0,62	63,0	102	6420
R34/10	34,0±0,7	20,5±0,5	10,0±0,3	26	1,24	82,0	66	5400
R34/12,5	34,0±0,7	20,5±0,5	12,5±0,3	33	0,99	82,0	83,0	6800
R42	41,8±1,?	26,2±0,6	12,5±0,3	45	1,08	102,5	95	9750
R58	58,3±1	40,8±0,8	17,6±0,4	110	1,00	153,0	153	23400

Toroids for chokes and broadband transformers

The materials and core shapes listed on page 490 to 492 are also suitable for use in chokes and broadband transformers.

Materials of lower permeability are applicable at frequencies above 1 MHz, e.g. R 6.3 ring cores are preferably available (refer to page 491).

Material	μ_i	A_L value nH	tolerance	Ordering code (PU: 1000)
K 1	80	20	± 25 %	B64290-K37-X1
M 33	750	190		B64290-K37-X33

Toroids for pulse transformers

The main field of application for toroids are pulse transformers.

Some definitions and design principles are described in the following:

Measuring flux density $\hat{B} < 1 \text{ mT}$

Fer- rite mate- rial	Initial perme- ability μ_i	Core type	A_L value nH	toler- ance	Ordering code without surface protection	with surface protection	PU
K 1 ¹⁾	80	R4/1,6	13	$\pm 25\%$	B64290-A36-X1		1000
		R6,3/2,5	20		B64290-A37-X1		1000
		R10/4	33		B64290-A38-X1		500
M 33	750	R4/1,6	123	$\pm 25\%$		B64290-K36-X33	1000
		R6,3/2,5	190			B64290-K37-X33	1000
		R10/4	308			B64290-K38-X33	500
N 47	1400	R6,3/2,5	> 270	-		B64290-K37-X47	1000
		R10/4	> 430			B64290-K38-X47	500
		R12,5/5	> 540			B64290-K44-X47	500
		R16/6,3	> 670			B64290-K45-X47	500
N 27	2000	R12,5/5	> 770	-		B64290-K44-X27	500
		R16/6,3	> 970			B64290-K45-X27	500
		R20/7	> 1450			B64290-K632-X27	200
		R23/9	> 1180			B64290-K626-X27	100
		R25/10	> 1520			B64290-K618-X27	100
		R25/15	> 2270			B64290-K615-X27	100
		R25/20	> 3040			B64290-K616-X27	100
		R34/10	> 1520			B64290-K58-X27	100
		R34/12,5	> 1900			B64290-K48-X27	100
		R2,5/1	440	$\pm 25\%$	B64290-J35-X830		1000
N 30	4300	R4/1,6	710		B64290-K36-X830		1000
		R6,3/2,5	1090		B64290-K37-X830		1000
		R10/4	1760		B64290-A38-X830		500
		R12,5/5	2210		B64290-A44-X830		500
		R16/6,3	2770		B64290-A45-X830		500
		R20/7	4100		B64290-A632-X830		200
		R23/9	3400		B64290-A626-X830		100
		R25/10	4600		B64290-A618-X830		100
		R25/15	7000		B64290-A615-X830		100
		R25/20	9400		B64290-A616-X830		100
R 30	4300	R34/10	4700	$\pm 25\%$	B64290-A58-X830		100
		R34/12,5	5300		B64290-A48-X830		100
		R42/12,5	5000		B64290-A22-X830		50
		R58/17,6	5400		B64290-A40-X830		20

Definitions

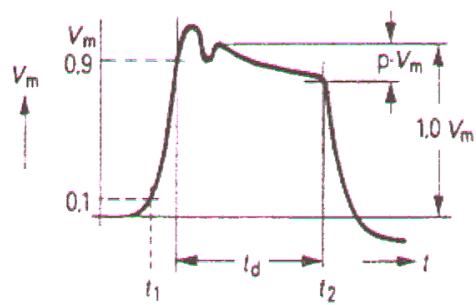


Figure 1 Voltage shape of a primary pulse

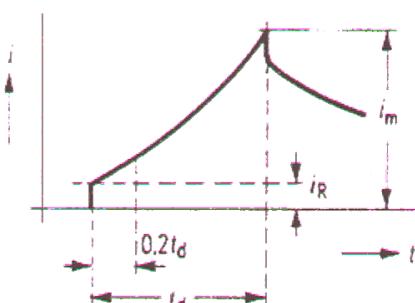


Figure 2 Current shape of a primary pulse

Material data

Pulse permeability versus flux density deviation

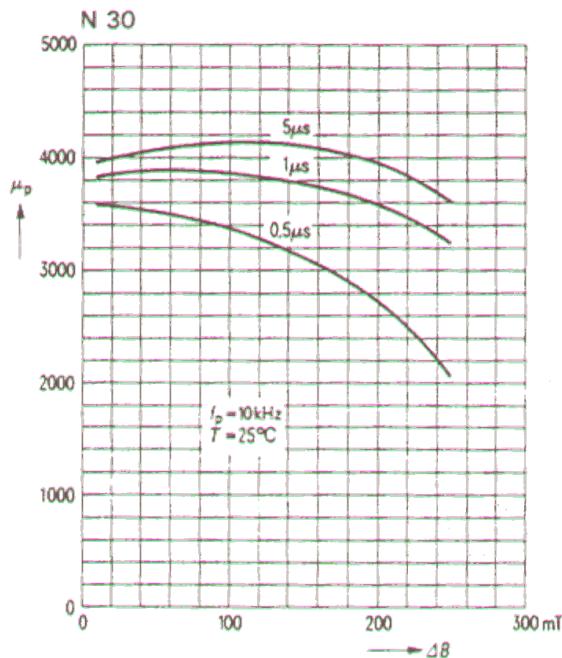


Figure 4

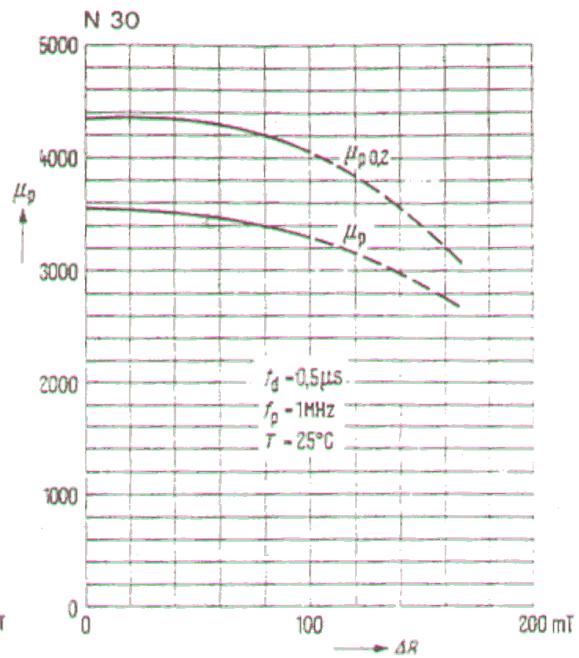
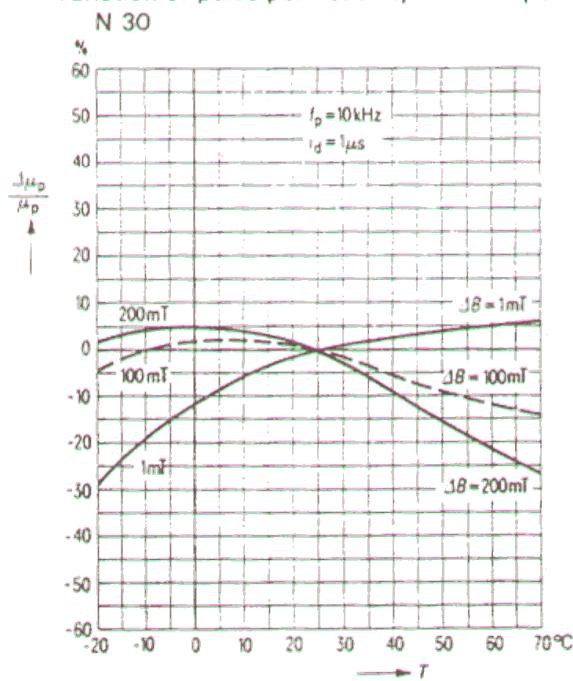


Figure 5 – – only intermittent operation possible (dependent on the heat conductivity)

Variation of pulse permeability with temperature at various flux density deviations

**Pulse permeability**

$$\mu_p = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H}$$

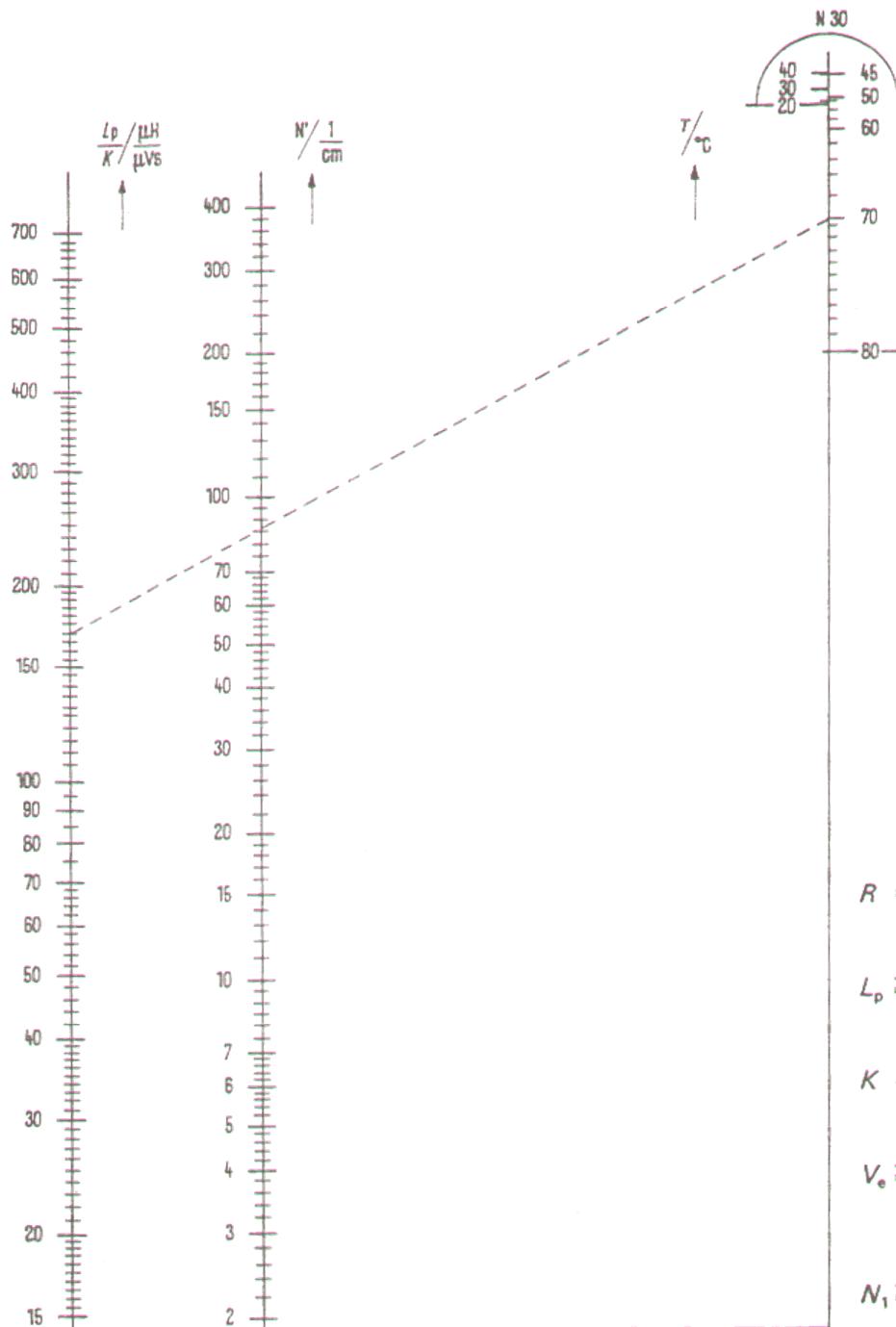
$$\Delta B = \frac{t_d \int_{t_1}^{t_2} V \cdot d_t}{N \cdot A_e} \approx \frac{V_m \cdot t_d}{N \cdot A_e}$$

$$\Delta H = \frac{\Delta i \cdot N}{I_e}$$

$$L_p = \mu_p \cdot \mu_0 \cdot \frac{N^2 \cdot A_e}{I_e} = \frac{V_m \cdot t_d}{\Delta i}$$

Figure 6

Nomogram for the calculation of pulse transformers



$$R = \frac{n^2 R_1 R_2}{R_1 + n^2 R_2} \quad (1)$$

$$L_p \geq \frac{t_d R}{p} \quad (2)$$

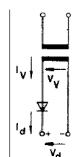
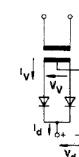
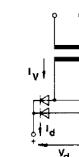
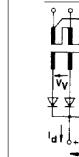
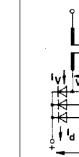
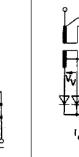
$$K = n I_2 R_2 t_d \quad (3)$$

$$V_e \geq \frac{L_p}{\mu \mu_0 N'^2} \quad (4)$$

$$N_1 \geq \sqrt{\frac{L_p \cdot I_e}{\mu \mu_0 A_e}} \quad (5)$$

Anexo I : Síntesis de Cálculo de los Circuitos Rectificadores

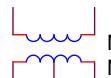
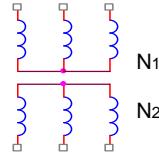
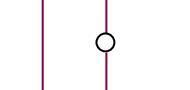
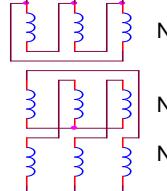
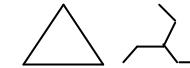
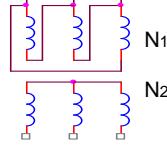
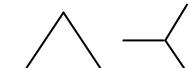
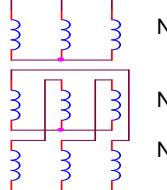
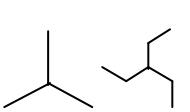
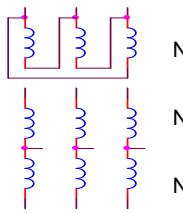
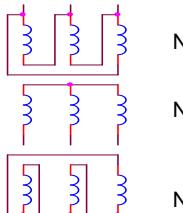
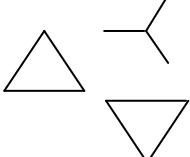
Todos los valores se aplican a carga resistiva. Se desprecian las pérdidas en el montaje de los rectificadores y en el transformador.

Circuit Connection IEC 971 (1989)							
Name of the connection	Single-arm connection	Centre-tap connection	Two pulse bridge connection	Three pulse star connection	Six pulse bridge connection	Six pulse star connection	Double three pulse star connection
Code designation of the connection according to IEC	E1 ...	M2 ...	B2 ...	M3 ...	B6 ...	M6 ...	(M3 ...) 2
Number of arms	1	2	4	3	6	6	6
Ripple frequency f_r in relation to the operating frequency f_o	$\frac{f_r}{f_o}$	1	2	2	3	6	6
No-load direct voltage $\frac{V_{di}}{V_{VO}}$	0.45	0.45	0.90	0.67	1.35	0.67	0.67 ¹⁾
Form factor of the direct voltage $f = \frac{V_{dRMS}}{V_d}$	1.57	1.11	1.11	1.017	1.001	1.001	1.001
Ripple content of the direct voltage $w = 100 \cdot \sqrt{f - 1}$	121 %	48 %	48 %	18.3 %	4.2 %	4.2 %	4.2 %
Average current per arm $\frac{I_{AAV}}{I_d}$	1	0.5	0.5	0.33	0.33	0.1666	0.1666
R.m.s. current per arm $\frac{I_{ARMS}}{I_d}$	1.57	0.79	0.79	0.59	0.59	0.41	0.29
R.m.s. current in the secondary windings of the transformer $\frac{I_{VRMS}}{I_d}$	1.57	0.79	1.11	0.59	0.82	0.41	0.29
Secondary power of the transformer $\frac{P_s}{V_{di} \cdot I_d}$	3.50	1.75	1.23	1.48	1.05	1.81	1.48
Primary power of the transformer $\frac{P_p}{V_{di} \cdot I_d}$	2.68	1.23	1.23	1.22	1.05	1.29	1.05
Power rating of the transformer $\frac{P_N}{V_{di} \cdot I_d}$	3.09	1.49	1.23	1.35	1.05	1.55	1.26

1) At rated load the direct voltage is reduced due to the voltage across the interphase transformer to $0.87 \cdot 0.67 \cdot VV = 0.585 \cdot VV$.

2) V_{di} = ideal DC voltage

Anexo II: Conexiones de los transformadores para rectificador [8]

conexión	designación	De-fase	orientación	fases	$Str = k \cdot U_{out} I_{AV}$	Rel. transf.
					semionda	
				2	1,35	1,11 N_1 / N_2 $N_1 / 2N_2$
	Yy0	0°		3	NO	1,05 N_1 / N_2
	Dz0	0°		3	1,46	1,13 $2N_1 / 3N_2$
	Dy5	150°		3	1,35	1,05 $N_1\sqrt{3}N_2$
	Yz5	150°		3	1,46	$2N_1/\sqrt{3}N_2$
	Dy5 / y11	150° 330°		6	1,55	$N_1/\sqrt{3}N_2$
	Dy5 / d6	150° 180°		6	1,05	$N_1/\sqrt{3}N_{21}$ N_1/N_{22}

3.6. Bibliografía

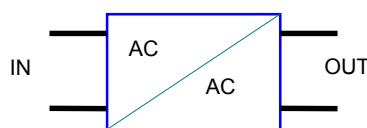
- [1] DANIEL W. HART
 [2] MUHAMAD H. RASHID
 [3] José Manuel Benavent García;
 Antonio Abellán García;
 Emilio Figueres Amorós
- [4] Emilio Figueres Amorós;
 José Manuel Benavent García;
 Gabriel Garcerá Sanfeliu
- [5] ROBERT W. ERICKSON, DRAGON MAKSIMOVÍC
- [6] JUAN D. AGUILAR PEÑA
 [7] GUY SEGUIER
- [8] JOSE MARIA MERINO AZCARRAGA
- [9] MOHAN, UNDERLAND, ROBBINS
- [10] PINTADO, R.
- [11] JOSE ANTENOR POMILLO
- [12] BIMAL K. BOSE
- [13] H. F. G. GWYTHER
- [14] WERNER LEONHARD
- [15] IEEE Transactions on Power Electronics
- [16] SEMIKRON:
 [17] MOTOROLA:
- [18] INTERNATIONAL RECTIFIER:
 [19] SIEMENS/EPCOS:
- INTRODUCTION TO POWER ELECTRONICS, PRENTICE HALL, 1997
 ELECTRONICA DE POTENCIA, PRENTICE HALL, 1995
- ELECTRONICA DE POTENCIA,
 UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA; EDITORIAL ALFAOMEGA, 2000.
- SIMULACION DE CIRCUITOS DE POTENCIA CON PSPICE,
 UNIVERSIDAD POLITECNICA
 DE VALENCIA; EDITORIAL ALFAOMEGA, 2001.
- FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS,
 KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2001
- CONVERTIDORES ESTATICOS, UNIVERSIDAD DE JAEN, ESPAÑA
 ELECTRONICA DE POTENCIA, LOS CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE ENERGIA,
 GUSTAVO GILI, 1979
- CONVERTIDORES DE FRECUENCIA PARA MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA,
 Mc GRAW HILL, 1998
- POWER ELECTRONICS, CONVERTERS AND APPLICATIONS
 JOHN WILEY & SONS INC. 2002
- ELECTRÓNICA Y AUTOMAT. INDUSTRIAL VOL. I, SERIE MUNDO ELECTRONICO,
 MARCOMBO, BOIXAEN EDITORES, 1979
- SLIDES ON POWER ELECTRONICS, CHAPTERS 1, 2 AND 3
 UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
 Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
 Departamento de Sistemas e Controle de Energia
- MODERN POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES, CHAPTER 1;
 PRENTICE HALL, 2001
- SOLVING PROBLEMS IN ELECTRICAL POWER AND POWER ELECTRONICS,
 JOHN WILEY & SONS INC.
- CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES, CHAPTERS 8, 9 AND 10
 SPRINGER-VERLAG BERLIN HEIDELBERG NEW YORK, 2001
- POWER SEMICONDUCTORS : INNOVATION+ SERVICE
 TB321/D, HB214/D, DL111/D, DL118/D, DL128/D, DL126/D, DL131/D,
 DL135/D, DL137/D, DL150/D, DL151/D
- THE HEXFET DESIGNER'S MANUAL
 SIFERRIT. EPCOS.COM



4. Reguladores de Corriente Alterna (C.A./C.A.)

Introducción.

Los reguladores de corriente alterna de potencia son dispositivos que convierten tensión alterna en alterna con tensión, y/o la frecuencia modificada, pudiéndose variar la tensión *rms* en la carga y/o bajar la frecuencia de la red en valores menores. Las aplicaciones más comunes son: hornos industriales, arranque suave de motores de inducción, control de velocidad de motores de inducción, control de iluminación, interruptores estáticos, etc.



Los reguladores de corriente alterna (*c.a.*) constan de las siguientes partes:

- Transformador de alimentación (opcional), encargado del suministro del cierto número de tensiones, y con el adecuado desfase que corresponda a su orden.
- El conjunto interruptor estático, generalmente basado en triacs para baja potencia, y tiristores para potencia elevada.
- Circuitos o dispositivos de protección y de control.
- Filtro de reducción de armónicas (en caso de frecuencia de salida fija)

Los grupos reguladores de *c.a.* de potencia se pueden clasificar en tres grandes grupos, en base a su modo de control:

- De regulación por ciclo completo
- De regulación por fase
- Cicloconvertidor, o de frecuencia y tensión variable

Cabe destacar que en el modo de control por fase la corriente de entrada puede ser discontinua o no senoidal, por lo que el factor de potencia del conjunto convertidor – carga deberá corregirse, de ser necesario.

A la vez, los dos primeros controles pueden ser unidireccionales, o mixtos; o bidireccionales, o control de onda completa. También se suele clasificar en función de la cantidad de fases de la red:



Los tiristores normalmente tienen el modo de bloqueo natural, ya que la línea en que se conectan es de alterna. Este es el caso más favorable, ya que el circuito de control es muy simple, los tiristores de línea de 50Hz hasta

400Hz son económicos comparados con los tiristores rápidos. Normalmente en casos de alta potencia deberá hacerse un arreglo de dos tiristores en antiparalelo cuando se necesite aplicación bidireccional.

4.1. Modos de control

4.1.1. Control por ciclos completos

La potencia a una carga de AC puede controlarse conmutando semiciclos completos o números enteros de ciclos completos (también es llamado por conmutación a tensión cero) de la potencia de AC que va a la carga. Los tiristores controlan el ciclo en modo llave conexión-desconexión. Esta aplicación es muy útil para cargas con gran inercia mecánica o alta constante de tiempo térmica, como por ejemplo, calefacción industrial.

Con éste tipo de control, la interferencia electromagnética (EMI) asociada a los circuitos de control de fase es reducida considerablemente, ya que la conmutación del tiristor se produce en los puntos de 0 o 180° (tensión cero), o cerca de ellos, de la tensión de la línea de AC, siendo muy bajos los valores de di/dt y dv/dt . En los controles de conmutación a tensión cero, sólo se entregan a la carga dos niveles de potencia de entrada. La carga recibe la potencia completa durante un período de tiempo y potencia cero durante otro período. Por lo tanto, la potencia promedio entregada a la carga depende de la relación entre el intervalo en que se entrega toda la potencia y el intervalo en que no se entrega potencia.

La base de tiempos utilizada deberá contener muchos ciclos enteros de la tensión de alimentación. La precisión del sistema dependerá de la base de tiempos utilizada. Por ejemplo, en una base de tiempos de 1 segundo entran 100 semiciclos. Un ajuste determinado de la tensión aplicada tendrá una resolución mínima de 1/100.

Un método de conseguir el control puede ser utilizando un generador de señal triangular de frecuencia fija (base de tiempos) sincronizada con la red y comparándola con una señal de CC de referencia. La potencia que se entregará variará proporcionalmente a esta señal. La Fig. 4.1 muestra el funcionamiento. Durante "n" ciclos la carga permanece conectada a la alimentación y "m" es la cantidad de ciclos que está conectada.

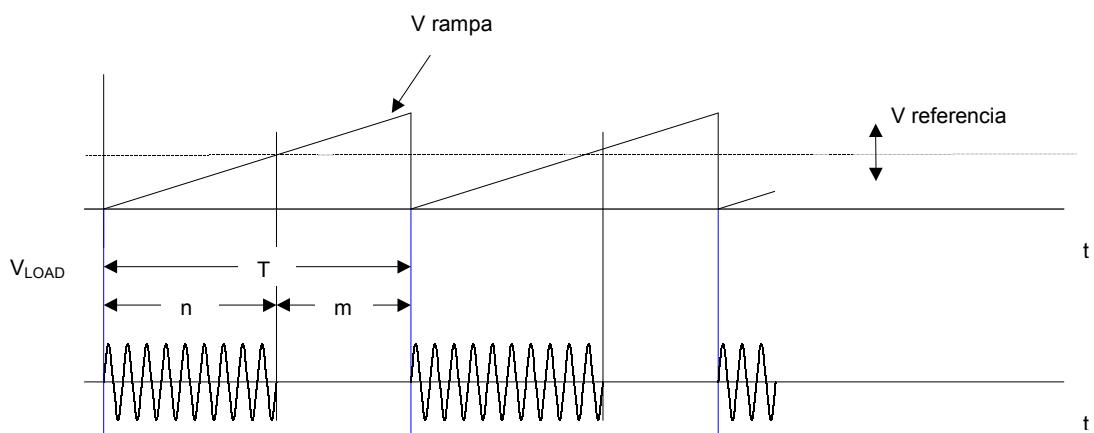


Fig. 4.1. Formas de onda del control proporcional por ciclos enteros

Con una tensión monofásica senoidal de entrada, $V_{in} = V_{max} \operatorname{sen} \omega t$, si la tensión en la carga se conecta durante n ciclos, y se desconecta durante m ciclos, la tensión rms en la carga se puede determinar a partir de:

$$V_{rms} = \left[\frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^{2\pi} V_{max}^2 \operatorname{sen}^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \quad \text{Ec. 4.01}$$

$$V_{rms} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{n}{m+n}} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{D} \quad \text{donde } D = \frac{n}{m+n}, \text{ llamado ciclo de trabajo Ec. 4.02}$$

El factor de potencia de la tensión de salida varía proporcionalmente al ciclo de trabajo

$$PF = \frac{P_{out}}{V.A} = \sqrt{\frac{n}{n+m}} = \sqrt{D}, \text{ y es pobre para un valor bajo de ciclo de trabajo.}$$
Ec. 4.03

$$\text{Para carga resistiva, la corriente pico del tiristor es } I_{Tmax} = \frac{V_{max}}{R\sqrt{2}} \sqrt{D}$$
Ec. 4.04

Para carga resistiva, la corriente promedio del tiristor es:

$$I_{AV} = \frac{n}{2\pi(m+n)} \int_0^{\pi} I_{Tmax} \sin \omega t d(\omega t) = I_{Tmax} \frac{n}{\pi(m+n)} = \frac{I_{Tmax}}{\pi} \sqrt{D}$$
Ec. 4.05

Para carga resistiva, la corriente rms del tiristor es:

$$I_{rms} = \left[\frac{n}{2\pi(m+n)} \int_0^{\pi} I_{Tmax}^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} = \frac{I_{Tmax}}{2} \sqrt{\frac{n}{(m+n)}} = \frac{I_{Tmax}}{2} \sqrt{D}$$
Ec. 4.06

Nota: Si T es el período de la tensión de entrada, entonces es el período de control abierto-cerrado. $(m+n)T$ debe ser menor que la constante mecánica, o que el tiempo térmico de la carga. Normalmente es menor que 1 segundo (no puede ser de un valor muy grande). La suma de m y n es por lo general cercana a 100.

4.1.2. Control por fase

4.1.2.1. Control por fase. Carga resistiva

En muchas aplicaciones de control de energía, los tiristores no conducen durante el ciclo completo de la señal de entrada, sino en un modo controlado por fase. El ángulo de retraso se denomina usualmente como α , el ángulo de conducción es el ángulo restante δ . El ángulo de conducción es igual a $\delta = 180 - \alpha$ para un circuito de media onda, y $\delta = 2 * (180 - \alpha)$ para un circuito de onda completa. Las formas de onda de tensión de un control completo por fase, con carga resistiva se muestran en la fig. siguiente:

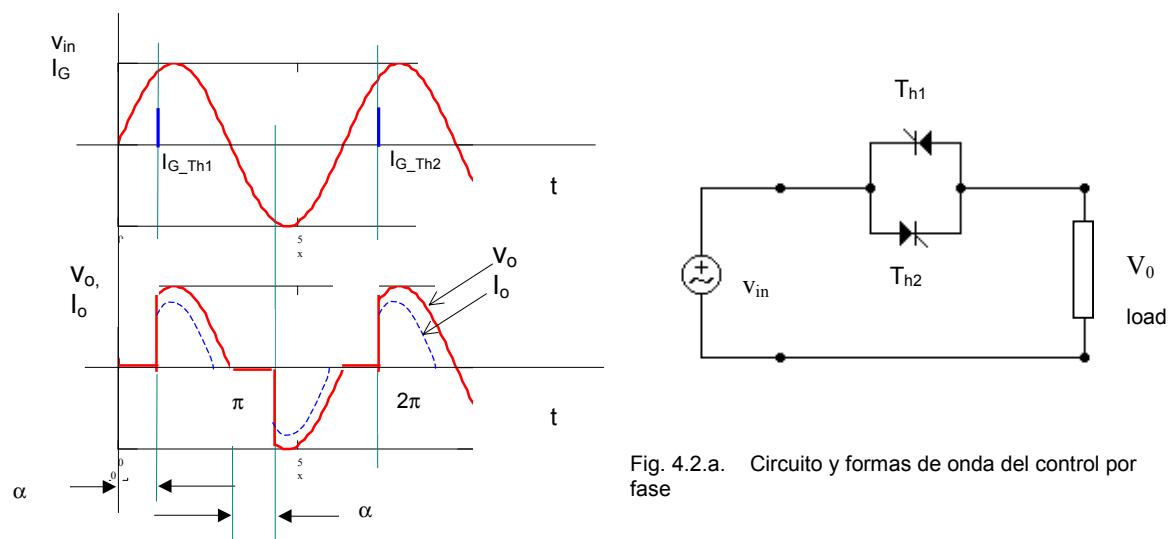


Fig. 4.2.a. Circuito y formas de onda del control por fase

El control con diodo y tiristor es un control de solo un semiciclo. Este control parcial se puede usar cuando la carga no es sensible a una forma de onda asimétrica, como el caso de las cargas resistivas.

Si la tensión de entrada es $V_{in} = V_{max} \sin \omega t$, los ángulos de retraso de los tiristores son iguales a α , la tensión de salida rms es:

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{1}{2\pi/2} \int_{\alpha}^{\pi} V_{\text{max}}^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} = \left[\frac{V_{\text{max}}}{\pi} \left[\frac{\omega t}{2\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{4\pi} \right]_{\alpha}^{\pi} \right]^{1/2} \quad \text{Ec. 4.07}$$

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)^{1/2} \quad \text{Ec. 4.08}$$

Variando α de 0 hasta π , se puede variar la tensión de salida desde un valor máximo hasta 0.

Nota: Cuando α está comprendido entre π y 2π , la corriente en la carga será continuamente nula.

V_{out} , Power Factor

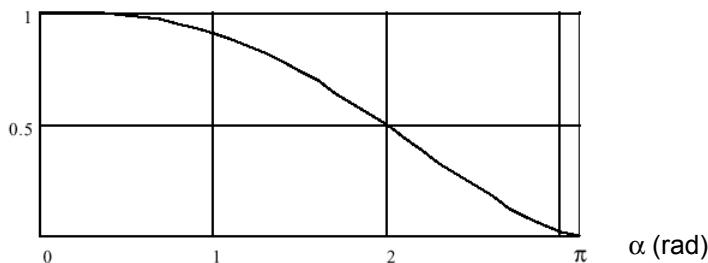


Fig. 4.2.b. Tensión de salida (carga resistiva) normalizada en relación al valor eficaz de la tensión de entrada.

La [fig 4.2.b](#) muestra la variación de la tensión eficaz de la salida en función del ángulo de disparo, suponiendo conducción simétrica en ambos tiristores.

Como la carga es resistiva, la potencia activa es la disipada por la R, dependiendo así, del valor eficaz de la tensión de salida. Como la corriente de la fuente es la misma que la de la carga, el factor de potencia es simplemente la relación entre la tensión eficaz de salida y la tensión eficaz de entrada.

$$\text{PF} = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{\text{in_rms}} I_{\text{in_rms}}} = \frac{V_{0_rms}^2 / R}{V_{\text{in_rms}} (V_{0_rms} / R)} = \frac{V_{0_rms}}{V_{\text{in_rms}}} \quad \text{Ec. 4.09}$$

$$\text{PF} = \frac{\frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)^{1/2}}{V_{\text{max}} / \sqrt{2}} = \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)^{1/2} \quad \text{Ec. 4.10}$$

Obsérvese que para $\alpha=0$, el PF es igual a 1

La corriente media en los tiristores es igual a:

$$I_{\text{AV_SCR}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{V_{\text{max}}}{R} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_{\text{max}}}{2\pi R} (1 + \cos \alpha), \quad \text{Ec. 4.11}$$

pero como cada SCR conduce un semicírculo, la corriente eficaz en cada SCR es:

$$I_{\text{rms_SCR}} = \frac{V_{0_rms} / R}{\sqrt{2}} = \frac{I_{0_rms}}{\sqrt{2}} \quad \text{Ec. 4.12}$$

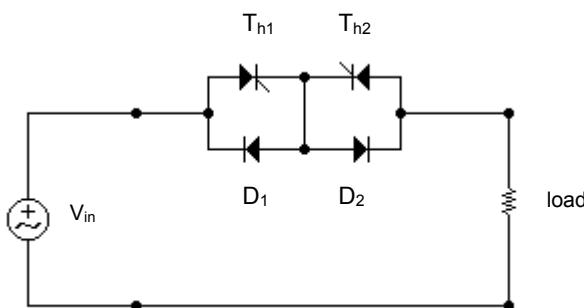


Fig. 4.3. Circuito alternativo de potencia para el control bidireccional

Para grandes potencias, cuando la tensión V_{in} es suficientemente grande como para que sea aceptable la caída de tensión directa de dos semiconductores en serie, se puede utilizar el esquema de la figura siguiente, con dos diodos y dos tiristores.

4.1.2.2. Control por fase. Carga resistiva- inductiva

La figura siguiente muestra un circuito regulador monofásico bidireccional con carga resistiva- inductiva. Dada la inductancia del circuito, la corriente en la carga está desfasada con la tensión. En esas condiciones, el tiristor que está conduciendo seguirá conduciendo hasta que la corriente en sus bornes no sea inferior a la de mantenimiento I_H .

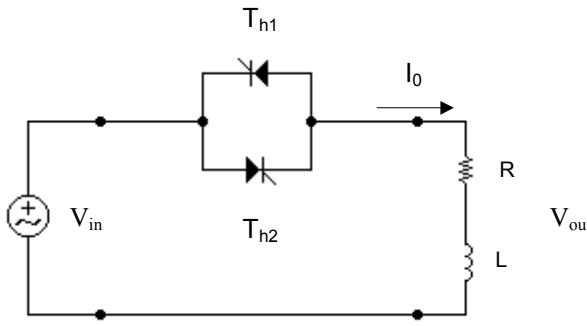


Fig. 4.4.a. Control por fase con carga inductiva-resistiva

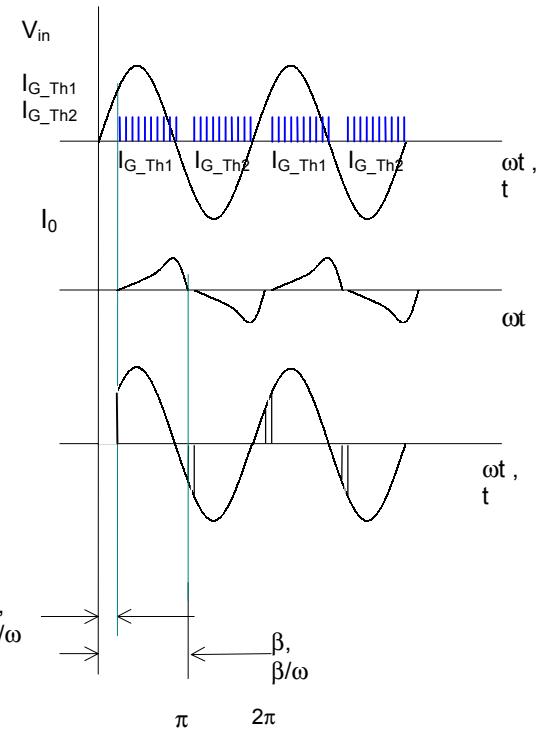


Fig. 4.4.b. Control por fase con carga inductiva-resistiva. Modulación mediante trenes de pulsos, donde $\alpha > \varphi$

Supongamos que el tiristor se dispara en un ángulo α . Dada la inductancia del circuito, cuando la tensión de entrada empieza a ser negativa, en $\omega t = \pi$, la corriente del tiristor no se reducirá a cero. El tiristor seguirá conduciendo hasta que se cumplan las condiciones de bloqueo, en $\omega t = \beta$. El ángulo de conducción del tiristor será $\delta = \beta - \alpha$ y depende del ángulo de retraso α y del factor de desplazamiento de potencia de la carga φ .

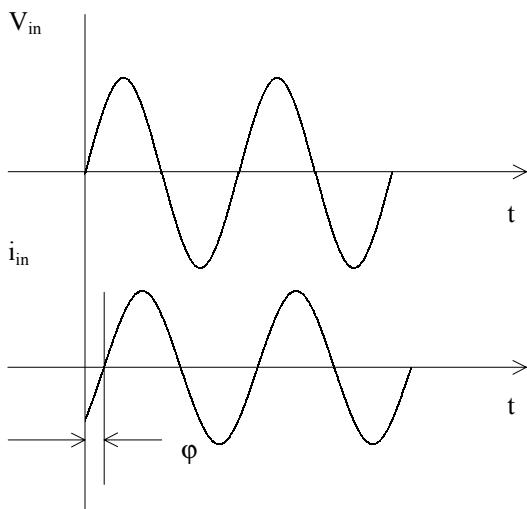


Fig. 4.4.c. Desfasaje entre la tensión y corriente de entrada con carga inductiva, y corriente sinusoidal.

- Funcionamiento con ángulo $\varphi < \alpha < \pi$

La expresión de la tensión es:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V_{max} \operatorname{sen} \omega t \quad \text{Ec. 4.13}$$

Siendo R y L las constantes de carga.

La expresión de la corriente es

$$i_{Th1} = \frac{V_{max}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \varphi) + A_{(Th1)} e^{-\frac{R}{L}t}$$

Donde la constante $A_{(Th1)}$ se determina con la condición inicial que impone la bobina, siendo en $\omega t = \alpha \Rightarrow i_{Th1} = 0$:

$$A_{(Th1)} = -\frac{V_{max}}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \varphi) e^{\frac{R}{L}\left(\frac{\alpha}{\omega}\right)} \quad (\text{no se demostrará}) \quad \text{Ec. 4.15}$$

Así, la corriente i_{Th1} se anula y el tiristor se bloquea en $\omega t = \beta$, y siendo $\varphi = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{L\omega}{R}\right)$; imponiendo también esta condición se obtiene que:

$$\operatorname{sen}(\omega t - \varphi) = \operatorname{sen}(\alpha - \varphi) e^{\frac{R}{L}\left(\frac{\alpha}{\omega}-t\right)} \quad \text{Ec. 4.16}$$

$$i_{Th1} = \frac{V_{max}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \varphi) - \frac{V_{max}}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{L}\left(t-\frac{\alpha}{\omega}\right)} \quad \text{Ec. 4.17}$$

El valor eficaz de la tensión aplicada en la carga es:

$$V_{0_rms} = \left(\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} 2 \cdot V_{in}^2 \operatorname{sen}^2(\omega t) d(\omega t) \right)^{1/2} = \left(\frac{4 V_{in}^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (1 - \cos(2\omega t)) d(\omega t) \right)^{1/2} = \\ V_{0_rms} = V_{in} \left(\frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha + \frac{\operatorname{sen}(2\alpha)}{2} - \frac{\operatorname{sen}(2\beta)}{2} \right) \right)^{1/2} \quad \text{Ec. 4.18}$$

El ángulo β o ángulo de extinción del tiristor, puede determinarse a partir de la ecuación anterior mediante iteración. Una vez que se conoce el valor de β , el ángulo de conducción del tiristor se calcula como $\delta = \beta - \alpha$

Nota:

Para $\alpha \geq \pi$, los tiristores no conducen, ya que la señal de cebado les llega cuando la tensión anódica es negativa.

Para $\alpha \geq \varphi$, el término exponencial de la [ec. 4.17](#) desaparece, por lo que la corriente será senoidal e idéntica a la que se obtendría uniendo directamente la corriente a la carga.

Haciendo variar α de φ a π , se hace variar la corriente eficaz de cero a su valor máximo V/Z .

- Funcionamiento con ángulo $\underline{\alpha \leq \varphi}$

Cuando el ángulo α es menor que φ , el funcionamiento depende de la naturaleza de las señales aplicadas.

- Caso de impulso único de cebado de corta duración:

Si el tiristor T_{H1} es el primero en recibir un impulso de cebado, éste comenzará a conducir.

La corriente será también:

$$i_{Th1} = \frac{V_{max}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \varphi) - \frac{V_{max}}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{L}\left(t-\frac{\alpha}{\omega}\right)}, \text{ pero la corriente se anulará para valores de } \omega t \geq \pi + \varphi,$$

y por lo tanto superior a $\pi + \alpha$

El impulso de cebado enviado ahora a la puerta del tiristor T_{H2} en el instante $\omega t \geq \pi + \alpha$ no tendrá efecto, ya que estará con tensión en sus bornes negativa. Cuando se haga positiva, ya no habrá corriente de

cebado por ser de corta duración. Ver [fig. 4.5.a.](#)

- Caso de cebado por trenes de impulsos:

Si el tiristor T_{H1} es el primero en recibir un impulso de cebado, éste comenzará a conducir de igual manera que en el caso anterior, pero, cuando se den las condiciones de conducción en el tiristor T_{H2} podrá conducir. Al cabo de algunos ciclos el término exponencial de la [ec. 4.17](#) comenzará a desaparecer, comenzando a ser senoidal. El paso de un ángulo α inferior a φ se realiza sin inconvenientes. El valor eficaz I de la corriente continuará valiendo V/Z ; el regulador funciona como interruptor cerrado permanentemente, como el caso de $\alpha=\varphi$.

Se encuentra, entonces, la misma condición que en el funcionamiento como interruptor. Especialmente si φ varía, como sucede cuando la carga es un motor. En ese caso, para no pasar bruscamente al funcionamiento como rectificador es preciso dar señales de puerta de longitud suficiente.

Ver [fig. 4.5.b.](#)

Para evitar el envío de impulsos prematuros, se puede controlar el cebado tomando como origen del retardo el ángulo desde el cual el tiristor tiene tendencia a conducir, es decir, aquél en que en sus bornes aparece una tensión positiva. Haciendo variar este ángulo de conducción desde un valor pequeño hasta (no puede ser mayor que π):

$$\varphi \leq \alpha \leq \pi$$

En ese caso, la tensión en los bornes de la carga variará desde un valor máximo hasta cero.

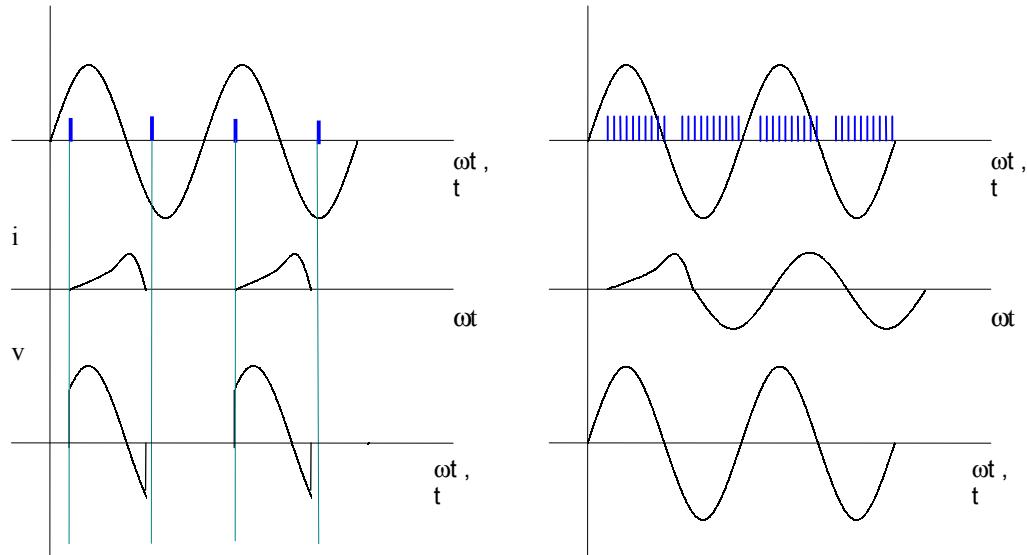


Fig. 4.5.a. Regulador monofásico bidireccional.
Modulación mediante un pulso único y $\alpha < \varphi$

Fig. 4.5.b. Regulador monofásico bidireccional.
Modulación mediante trenes de impulsos y $\alpha < \varphi$

4.2. Regulador trifásico con seis tiristores

4.2.1. Regulador trifásico con seis tiristores. Conexión en estrella. Carga resistiva.

El regulador trifásico normal está formado por tres grupos de dos tiristores.

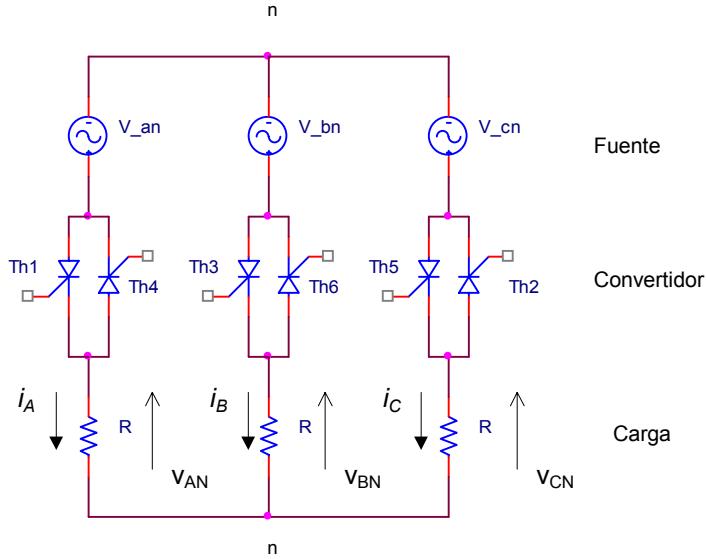


Fig. 4.6. Regulación trifásica totalmente controlada. Carga resistiva en estrella.

Se designará por v_{AN} , v_{BN} , y v_{CN} a las tensiones de alimentación senoidales, de pulsación ω , referenciadas al neutro de la fuente, o tensiones de fase:

$$v_{an} = V_{\max} \sin \omega t, \quad v_{bn} = V_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \quad v_{cn} = V_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Las tensiones instantáneas de línea de entrada son:

$$v_{ab} = \sqrt{3} V_{\max} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right), \quad v_{bc} = \sqrt{3} V_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right), \quad v_{ca} = \sqrt{3} V_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right)$$

Los tiristores se cebarán en el siguiente orden: T_{H1} , T_{H2} , T_{H3} , T_{H4} , T_{H5} y T_{H6} . El ángulo de retraso será α .

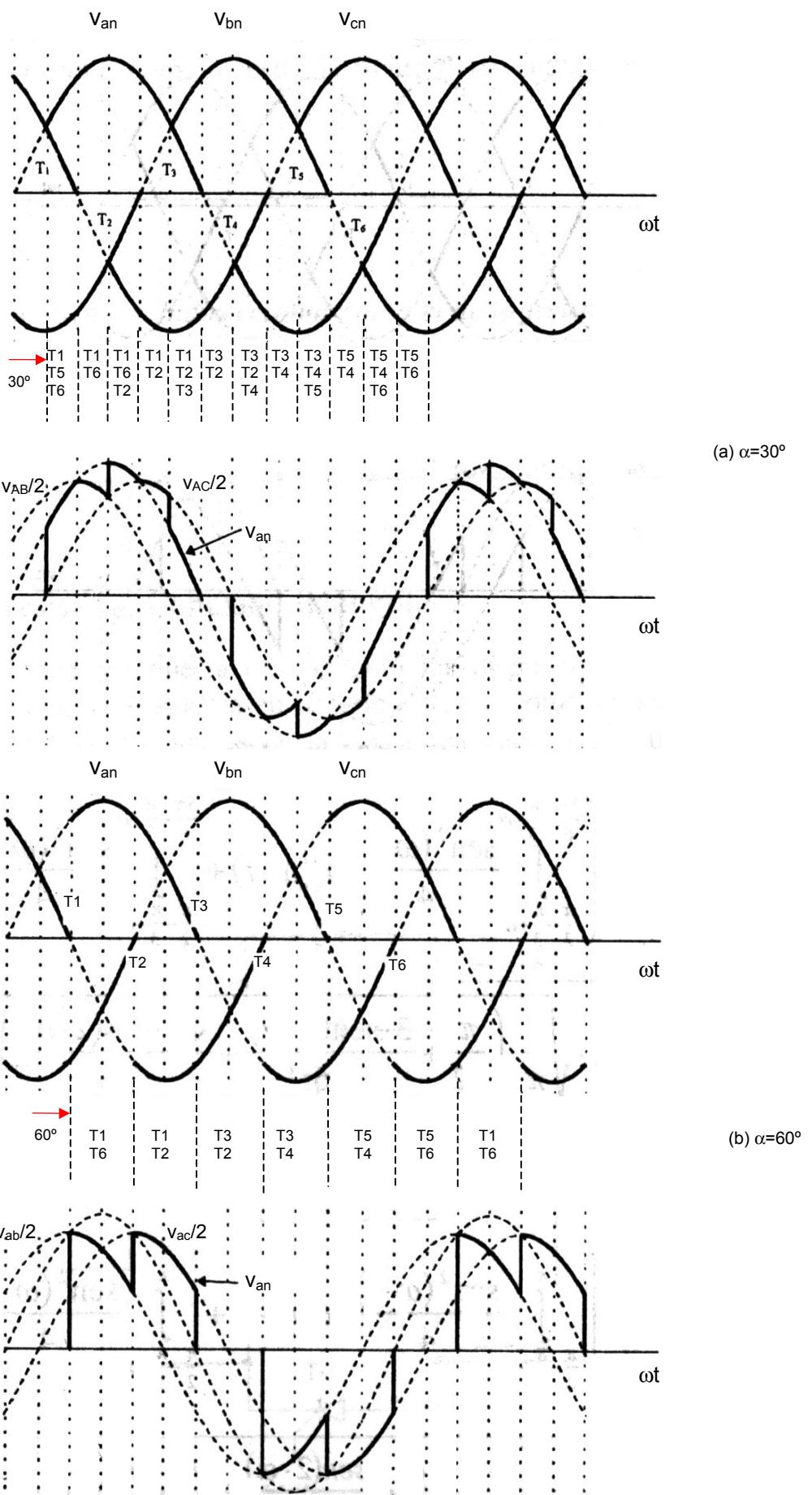
Se hará el análisis para una sola fase, ya que las salidas serán similares, aunque con desfases de $2\pi/3$. Además, el semicírculo negativo de cada corriente reproduce, con excepción del signo, lo mismo que el semicírculo positivo. En los casos de carga resistiva, cuando α crece de 0 a $5\pi/6$, Se presentan tres casos: Para $0 \leq \alpha < \pi/3$, para $\pi/3 \leq \alpha < \pi/2$, y para $\pi/2 \leq \alpha < 5\pi/6$

La tensión rms de salida para $0 \leq \alpha < 60^\circ$

$$V_0 = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{an}^2 d(\omega t) \right] = \sqrt{3} V_{\max} \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi/3} \frac{\sin^2 \omega t}{3} d(\omega t) + \int_{\pi/4}^{\pi/2+\alpha} \frac{\sin^2 \omega t}{4} d(\omega t) + \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3} \frac{\sin^2 \omega t}{3} d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \quad \text{Ec. 4.19}$$

$$\left\{ \left[\int_{\pi/2}^{\pi/2+\alpha} \frac{\sin^2 \omega t}{4} d(\omega t) + \int_{2\pi/3}^{\pi} \frac{\sin^2 \omega t}{3} d(\omega t) \right] \right\}^{1/2}$$

$$V_0 = \sqrt{3} V_{\max} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin(2\alpha)}{8} \right)} \quad \text{Ec. 4.20}$$



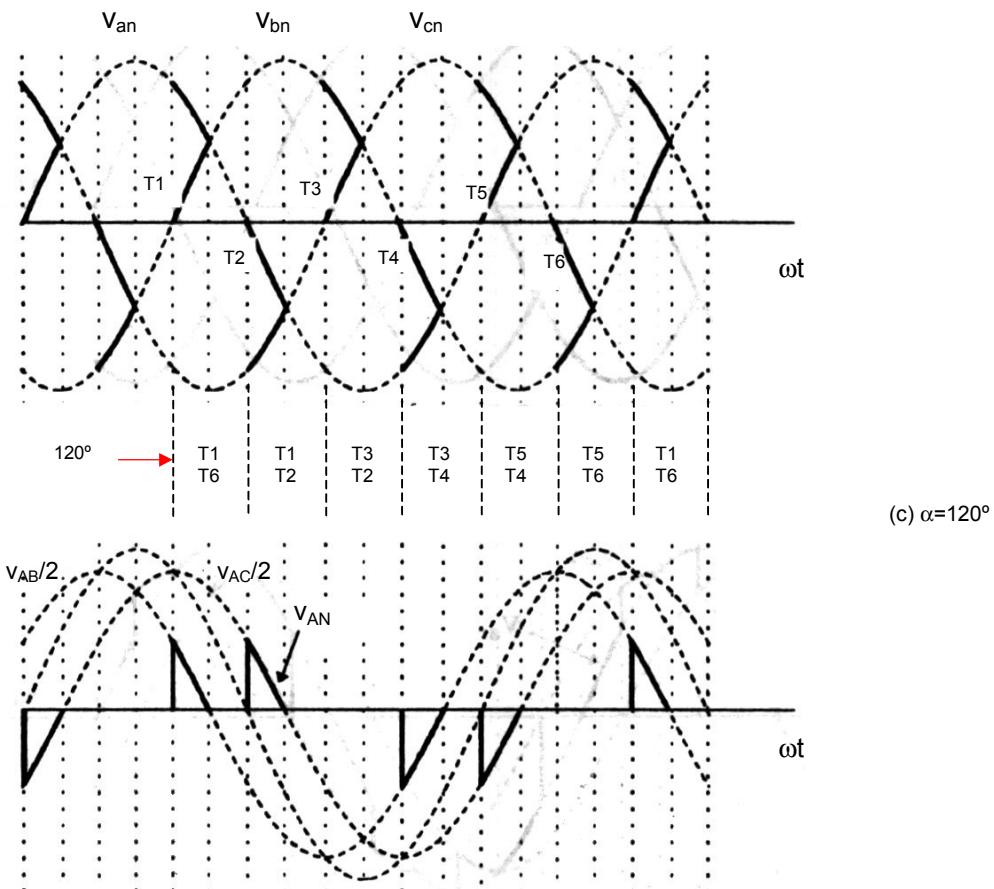


Fig. 4.7.a. Formas de onda para el regulador trifásico totalmente controlado. Carga resistiva en estrella. (a) $\alpha=30^\circ$; (b) $\alpha=60^\circ$; (c) $\alpha=120^\circ$

- Para $0 \leq \alpha < 60^\circ$. Conducción de tres o dos tiristores.

En éste modo de funcionamiento pueden entrar en conducción tres o dos tiristores al mismo tiempo. El primer modo es cuando α es inferior a $\pi/3$, donde el ángulo de fin de conducción de T_{h3} es superior a α .

En la [fig. 4.7.a](#) (parte a) se muestra la tensión de línea respecto a neutro V_{an} para $\alpha=30^\circ$. En $\omega t=0$, conducirán T_{h5} y T_{h6} y no pasará corriente por R_a , siendo $V_{an}=0$. En $\omega t=\pi/6$ T_{h1} recibirá la señal de compuerta y comenzará a conducir; T_{h5} y T_{h6} seguirán conduciendo y $V_{an}=V_{AN}$. La corriente en T_{h5} se anulará para $\alpha=\pi/3$, bloqueándose T_{h5} . Si T_{h1} y T_{h6} permanecen en conducción, $V_{an}=V_{AB}/2$. Para $\alpha=\pi/2$, conduce T_{h2} y los tres SCR T_{h1} , T_{h2} y T_{h3} también, y $V_{an}=V_{AN}$. Para $\alpha=2\pi/3$ se bloquea T_{h3} y T_{h1} , T_{h2} siguen conduciendo, por lo que $V_{an}=V_{AC}/2$.

- Para $60 \leq \alpha < 90^\circ$. Siempre conducen dos tiristores.

El segundo modo de funcionamiento, habrá siempre dos tiristores en conducción. Cuando α varía de $\pi/3$ a $\pi/2$, el intervalo de conducción de los tiristores se mantiene constante e igual a un tercio del período, pero decalándose progresivamente. En la [fig. 4.7.a](#) (parte b) se muestra la tensión de línea respecto a neutro V_{an} para $\alpha=60^\circ$. Para ángulos menores que 60° conducirán T_{h5} y T_{h6} y $V_{an}=0$. Cuando se activa T_{h1} en $\alpha=60^\circ$, T_{h6} sigue conduciendo, pero T_{h5} se bloqueará porque V_{CN} es negativa. La tensión $V_{an}=V_{AB}/2$. Cuando se activa T_{h2} en $\alpha=120^\circ$ se fuerza la desactivación de T_{h6} y $V_{an}=V_{AC}/2$. El siguiente SCR que entrará en conducción será T_{h3} , que fuerza el bloqueo de T_{h1} y $V_{an}=0$. Siempre se forzará la desactivación de un SCR cuando se activa otro SCR para este rango de α . Las tensiones en la carga serán la mitad de las tensiones de línea a línea, o cero.

- Para $90 \leq \alpha < 150^\circ$. Conducción de dos o ninguno tiristor.

El tercer modo de funcionamiento, puede haber dos tiristores o ninguno en conducción. En la [fig. 4.7.a](#) (parte c) se muestra la tensión de línea respecto a neutro v_{an} para $\alpha=120^\circ$. La existencia de intervalos de conducción después de intervalos en los que todas las corrientes se anulan hace preciso el cebado de dos tiristores a la vez. Para ello hace falta:

- Ya sea controlar los tiristores con señales de una duración superior a $\pi/3$;
- O bien enviar impulsos de confirmación. Cuando se envía la señal de cebado a un tiristor para que empiece a conducir, se deberá enviar un impulso a la puerta del tiristor que acaba de bloquearse. Así, el T_{h1} recibe su primer impulso para $\omega t=\alpha$ y el segundo impulso para $\omega t=\alpha+\pi/3$.

En el intervalo anterior a 120° , los SCR no están activados y $v_{an}=0$. Cuando $\alpha=120^\circ$, T_{h1} recibe la señal de compuerta y se sigue aplicando una señal de compuerta en T_{h6} (control de tiristores con señales de una duración superior a $\pi/3$) Como v_{ab} es positiva, tanto T_{h1} y T_{h6} conducirán, y $v_{an}=v_{ab}/2$. Cuando v_{an} se hace negativa, se bloquearán T_{h1} y T_{h6} . Al aplicar una señal de compuerta a T_{h2} , éste conducirá y T_{h1} entrará nuevamente en conducción.

Para $\alpha>150^\circ$ no existirá ningún intervalo en que los SCR estén polarizados directamente a aplicar la señal de compuerta, por lo que la tensión de salida $v_{an}=0$.

4.2.2. Regulador trifásico con seis tiristores. Carga resistiva - inductiva

En casos de una carga resistiva-inductiva, la carga de constantes R y L con un módulo de impedancia Z y un argumento ϕ en cada fase a la pulsación ω de las tensiones de alimentación.

A causa de las inductancias L , las corrientes en la carga no pueden presentar discontinuidad.

La reducción de corrientes por el regulador comienza cuando α se hace superior a ϕ .

La entrada en coducción de T_{h1} para $\alpha=\phi$ no puede provocar el bloqueo de T_{h3} por extinción brusca de la corriente i_C ya que ésta no puede sufrir discontinuidad alguna.

Si para $\alpha=\phi$, i_C existe gracias a la conducción de T_{h5} y T_{h6} , el cebado de T_{h1} hace conductores simultáneamente a T_{h1} , T_{h6} , y T_{h5} y empezará el intervalo de conducción con tres tiristores en conducción. El montaje trabajará en el primer modo de funcionamiento.

Si i_C es nula cuando se ceba T_{h1} , quiere decir que las tres corrientes i_c , i_a , e i_b eran nulas un instante antes de $\omega t=\alpha$. El montaje trabajará según el tercer modo de funcionamiento

Cuando la carga es inductiva, la conducción de dos tiristores en algún intervalo, desapareció. Se pasará directamente del modo primero (conducción de tres o dos tiristores), al tercer modo de funcionamiento (conducción de dos o ningún tiristor). El valor límite α_1 es función de ϕ .

- Primer modo: $\phi \leq \alpha < \alpha_1$. Conducción de tres o dos tiristores.

Cuando se ceba T_{h1} , los tiristores T_{h6} y T_{h5} conducen. La corriente i_C no se anula hasta $\omega t=\omega t_1$

- Para $\phi \leq \omega t < \alpha_1$, conducen T_{h1} , T_{h6} y T_{h5}
- Para $\alpha_1 \leq \omega t < \alpha + \pi/3$, conducen T_{h1} , T_{h6}

- Segundo modo: No aplicable

- Tercer modo: $\alpha_1 \leq \alpha < 5\pi/6$. Conducción de dos tiristores o ninguno.

Cuando α se hace superior a α_1 hay que cesar simultáneamente dos tiristores al final de cada intervalo en el que las tres corrientes sean nulas. Se designará por ωt_2 el final del intervalo de conducción de T_{h6} .

- Para $\alpha \leq \omega t < \omega t_2$, conducen T_{h1} , T_{h6}
- Para $\omega t_2 \leq \omega t < \alpha + \pi/3$, no conduce ningún tiristor.

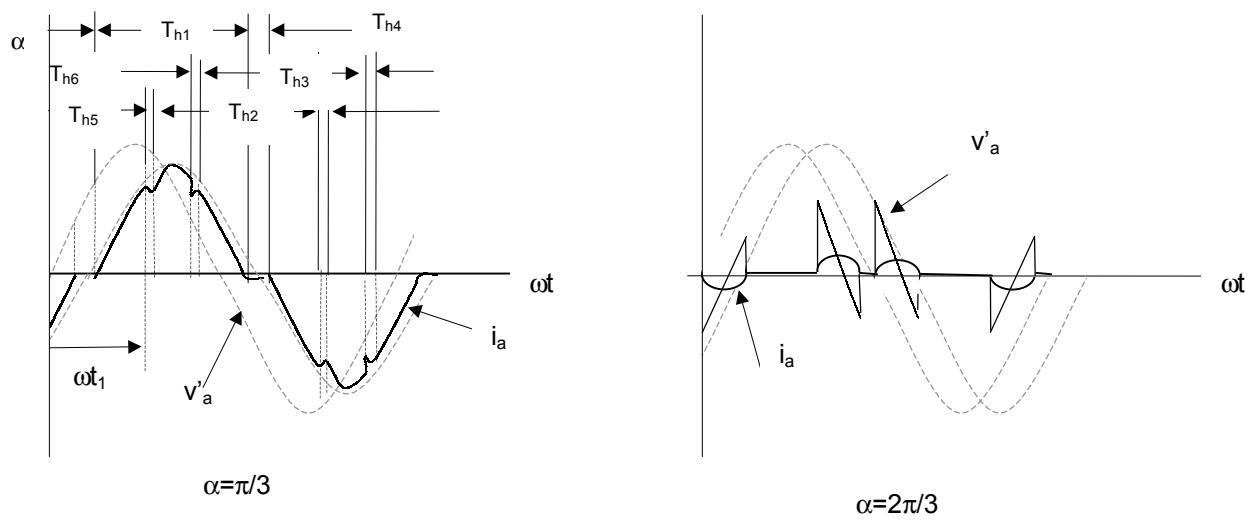


Fig. 4.10. Regulación trifásica totalmente controlada.
Carga resistiva - inductiva

4.2.3. Regulador trifásico con seis tiristores. Conexión en triángulo

Sin modificar el funcionamiento del regulador, se puede sustituir la carga en estrella por la carga en triángulo equivalente (fig. 4.11). En éste caso, corrientes poligonales i_{ab} , i_{bc} y i_{ca} tienen formas de onda muy diferentes a las de la corriente de línea i_a , i_b y i_c .

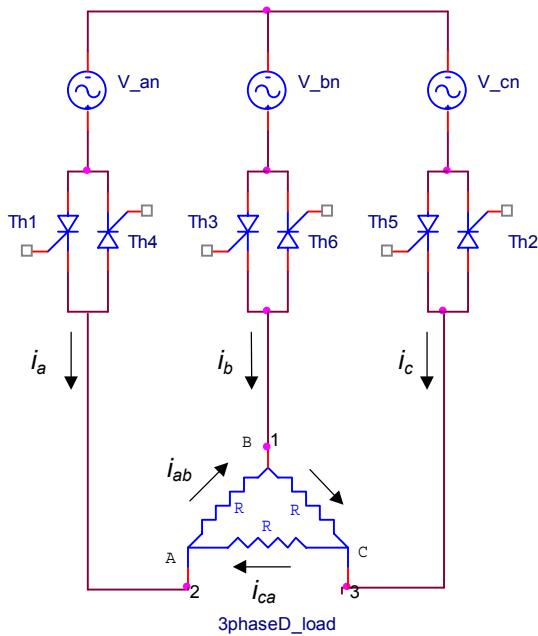


Fig. 4.11. Regulación trifásica totalmente controlada. Conexión en triángulo

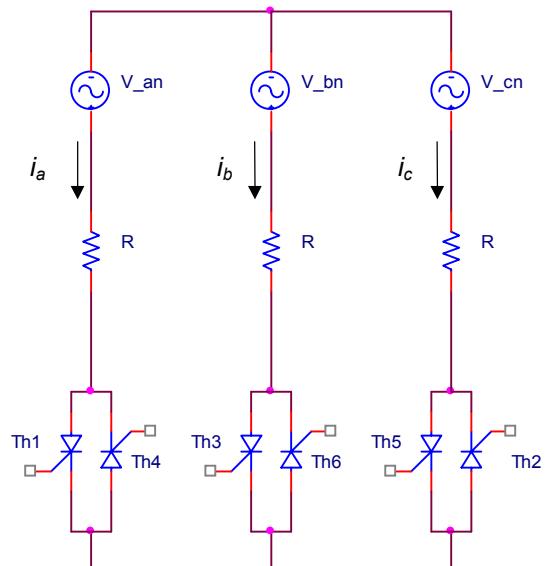
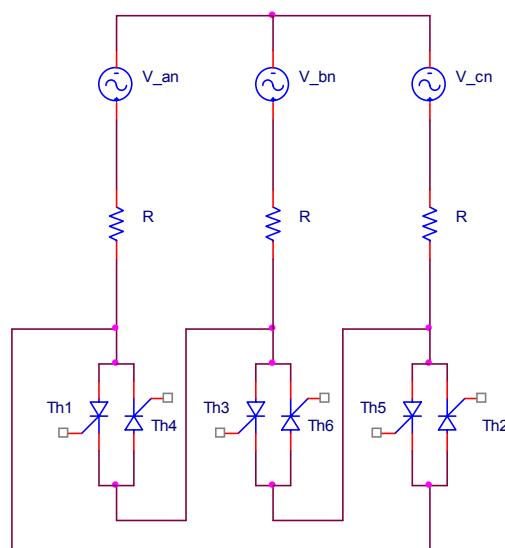


Fig. 4.12. Regulación trifásica totalmente controlada. Variante de conexión en estrella

De la misma manera, las tensiones v_{ab} , v_{bc} y v_{cd} en bornes de las bases en triángulo son muy diferentes a las de las tensiones que se encuentran en las fases en estrella (comparar con fig. 4.12). Esto es debido al hecho de que cuando se pasa de i_{ab} , i_{bc} , i_{cd} , por ejemplo, a i_a , i_b , i_c , los términos del desarrollo en serie de fourier que forman sistemas equilibrados directos (fundamental, armónicos 7, 13, 19, ...) están desfasados $\pi/6$ en un sentido, mientras que los que forman sistemas inversos (armónicos 5, 11, 17, ...) están desfasados $\pi/6$ en sentido inverso. (esto no se demostrará).



El funcionamiento del montaje de la fig. 4.12 no se modifica en nada con el de la fig. 4.6, y el hecho de que los tiristores estén conectados después de la carga facilita el circuito de control.

Si la carga está en estrella con los seis bornes accesibles, a menudo es preferible emplear la conexión en triángulo de tres grupos de tiristores. Ver fig. 4.13.

El funcionamiento es similar al de la fig. 4.6.

Fig. 4.13. Regulación trifásica totalmente controlada. Variante de conexión con tiristores en triángulo

Las corrientes en las fases y las tensiones en sus bornes tienen las mismas formas de onda y los mismos valores. Pero el valor de la corriente en los tiristores se reduce y las condiciones impuestas a las señales de control se simplifican.

El paso de la conexión en triángulo es interesante para los tiristores. Hay una disminución de la corriente y una disminución de las pérdidas en los tiristores, ya que cada uno de ellos no conduce un semicírculo de una corriente de línea, sino un semicírculo de una corriente poligonal. El valor medio de la corriente de los tiristores se divide por dos. Para los modos de funcionamiento 2 y 3, el valor eficaz queda dividido por $\sqrt{2}$. Para el primer modo cuanto más se acerca α a φ , más se acentúa la reducción de la corriente eficaz. Por ejemplo, para un ángulo $\alpha=\varphi$, en lugar de valer $\frac{V}{Z}\sqrt{2}$, vale $0.625 \frac{V}{Z}\sqrt{2}$. (no se demostrará).

Ec. 4.21

La segunda ventaja de la conexión en triángulo de los grupos de tiristores es la simplificación de las señales de control. Ya no será necesario emplear señales de gran duración o impulsos de confirmación para asegurar la puesta en marcha del montaje y su funcionamiento según el tercer modo. Pero, la tensión inversa que tienen que soportar los tiristores en el primer modo de funcionamiento es mayor. De $1.5V_{max}$ pasa a ser $\sqrt{3} V_{max}$.

4.3. Cicloconvertidores

4.3.1. Introducción

Un cicloconvertidor no sólo proporciona control de la tensión alterna de salida, sino también frecuencia variable, (siempre menor que la de la red). La mayor parte de los convertidores son de comutación natural, estando la frecuencia de salida máxima limitada a un valor que es sólo una fracción de la frecuencia de la fuente. La mayor aplicación de los cicloconvertidores es en los motores eléctricos de baja velocidad, en el rango de hasta 15000kW, con frecuencias desde cercanas a cero hasta 1/3 de la frecuencia de la red (20Hz para líneas de 60Hz, y 17Hz para líneas de 50Hz). Los avances recientes en los dispositivos de potencia y microprocesadores de comutación rápida permiten la síntesis y la puesta en práctica de estrategias avanzadas de conversión con comutación forzada, con el fin de optimizar la eficiencia y reducir el contenido armónico.

La [fig. 4.14](#) muestra un esquema básico de un cicloconvertidor trifásico. Cada fase de la carga está colocada a la salida de dos rectificadores montados en antiparalelo, por lo que será alimentada por una u otra de las tensiones rectificadas que suministran.

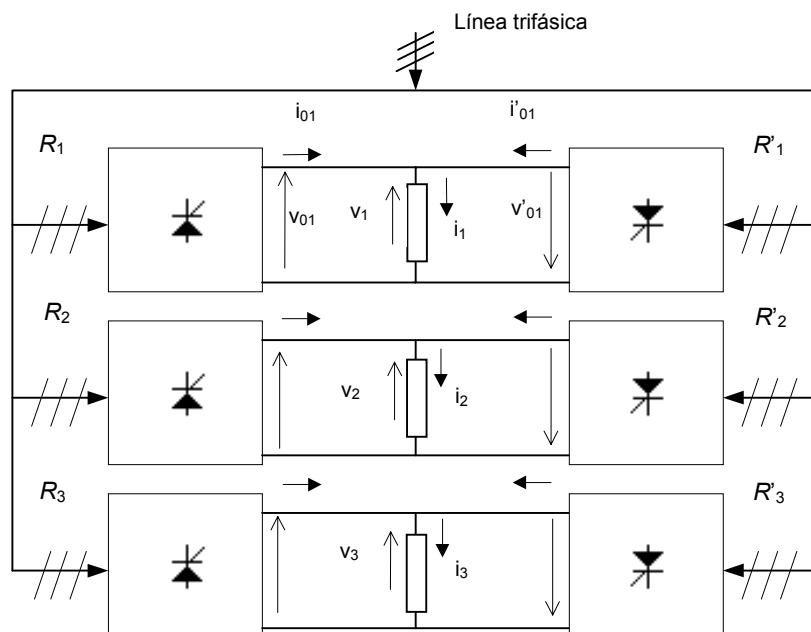


Fig. 4.13. Regulación trifásica totalmente controlada. Variante de conexión con tiristores en triángulo.

Un rectificador totalmente controlado da una tensión de salida que se puede variar desde $+V_{0(\text{máx})}$ hasta $-V_{0(\text{máx})}$ actuando sobre el retardo del cebado α de los tiristores que lo forman.

Mediante una programación conveniente de los ángulos α , se puede formar la tensión de salida con porciones de senoide tales que su valor medio varíe periódicamente según una ley senoidal.

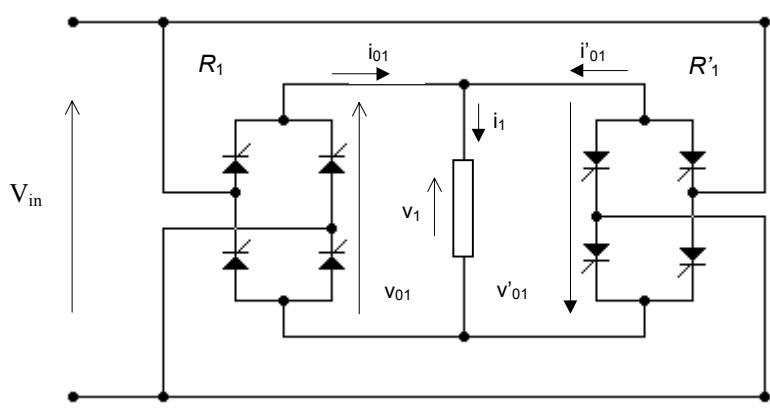
Así, la tensión en los bornes de la carga v_1 es suministrada por el bloque rectificador R_1 cuando la corriente en la carga i_1 es positiva. Si la corriente debe ser negativa, el bloque rectificador R'_1 será el que suministre la energía. Controlando debidamente los tiristores de los dos rectificadores se hará que v_1 evolucione senoidalmente, con pequeñas fluctuaciones debido a que se está fraccionando la tensión de la línea. Lo mismo ocurre con las otras fases, desfasadas $2\pi/3$ y $4\pi/3$ respecto a v_1 .

Las conmutaciones en un cicloconvertidor son realizadas por la red, en lo que respecta al apagado de los tiristores. Cada uno de los rectificadores funcionan como rectificadores propiamente dichos y como onduladores no autónomos. No hay ningún dispositivo especial destinado a forzar el apagado de los tiristores.

Los montajes son reversibles, pudiendo por lo tanto, absorver o devolver potencia a la red. En lo que respecta al uso de frecuencias más bajas de $1/3$ de la red no hay limitaciones. Para obtener una aproximación suficiente de la senoide en una aplicación trifásica, hacen falta 36 tiristores, 6 grupos de 6.

4.3.2. Cicloconvertidor monofásico

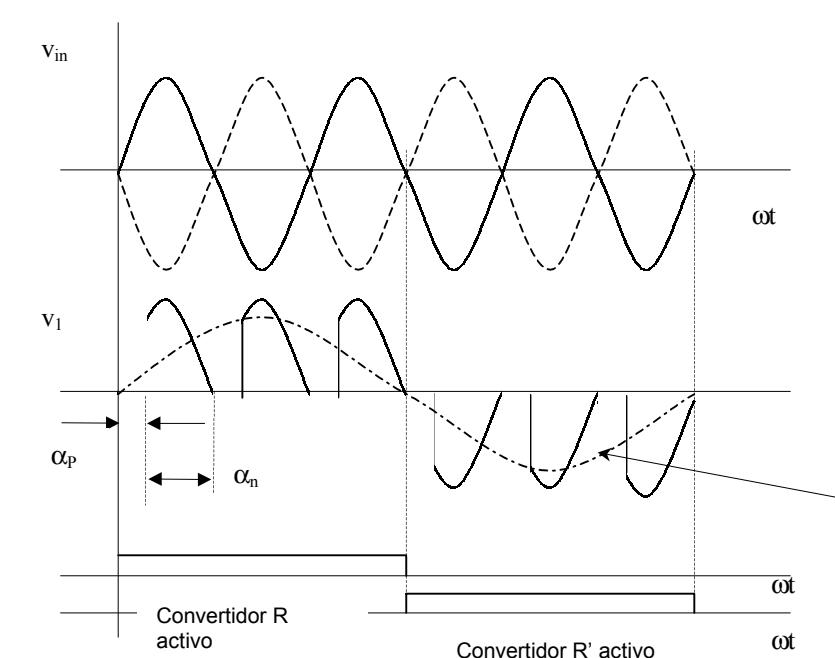
El principio de operación puede observarse en la [fig. 4.14](#).



Si α_p es el ángulo de retardo del convertidor positivo R , el ángulo del convertidor será $\alpha_n = \pi - \alpha_p$.

La tensión promedio de salida del convertidor R será igual y opuesto al del convertidor negativo R' .

Fig. 4.14.a. Cicloconvertidor monofásico



Frecuencia primer armónico=16.67 Hz
Fig. 4.14.b. Cicloconvertidor monofásico. Formas de onda.

Al igual que los convertidores duales o reversibles, los valores instantáneos de salida pueden no resultar iguales. Es posible que circule grandes corrientes armónicas entre ambos convertidores. Se puede eliminar la corriente circulante suprimiendo los pulsos de compuerta hacia el convertidor que no está suministrando corriente en la carga. Es, no obstante conveniente conectar una reactancia (reactor) para suavizar la corriente circulante.

Se puede reducir el contenido armónico si el ángulo de retraso no es el mismo para cada uno de los pulsos positivos y negativos.

4.3.3. Cicloconvertidor trifásico.

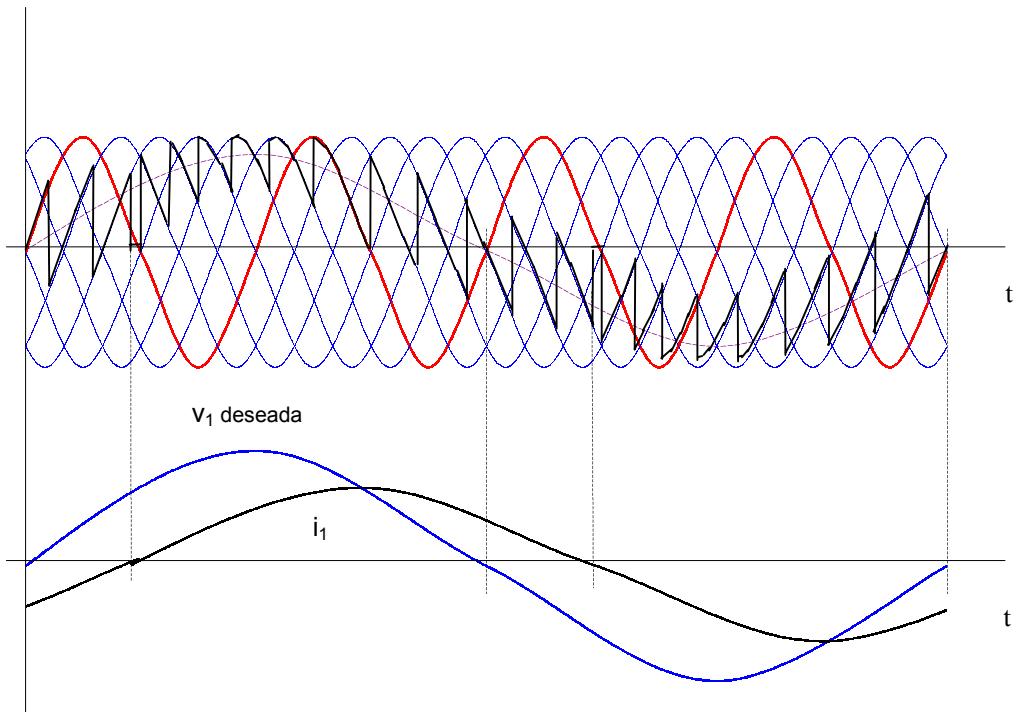


Fig. 4.15.a. Cicloconvertidor Trifásico con seis tiristores por fase. Formas de onda.

Para obtener suficiente aproximación ondas senoidales, se utilizan puentes totalmente controlados con seis tiristores, y modulación por fase variable, como se muestra en la [fig. 4.15.a](#) y [b](#)

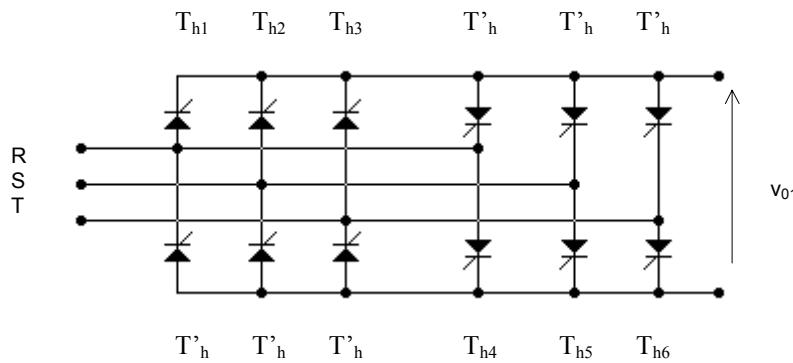


Fig. 4.15.b. Cicloconvertidor Trifásico con seis tiristores por fase. Circuito esquemático de uno de los seis módulos.

El ejemplo de la [fig. 4.15.a](#) constituye a la división de la frecuencia por cuatro (paso de 50Hz a 12,5Hz) y a una amplitud de la tensión de salida próxima al máximo.

El montaje es reversible pudiendo tanto absorver o devolver potencia a la red.

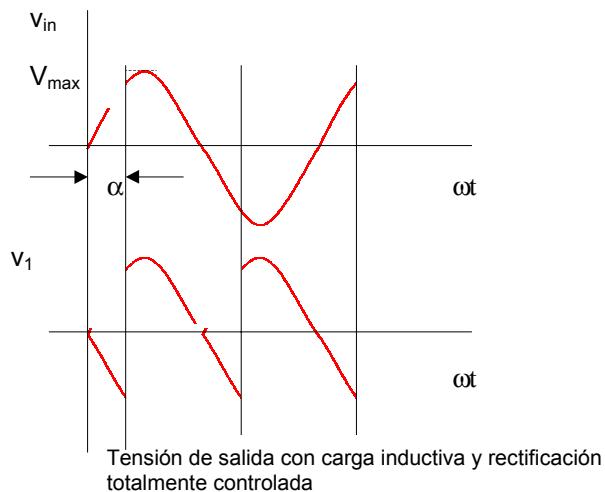
También, el cicloconvertidor requiere un dispositivo de control bastante complejo que garantice para cualquier velocidad en cebado de los 36 tiristores en la fase adecuada.

Estas ventajas y desventajas explican que el empleo de los cicloconvertidores esté limitado a la realización de variadores de velocidad para motores lentos de gran potencia.

4.3.4. Reducción de armónicos

La tensión de salida de los cicloconvertidores se compone fundamentalmente de segmentos de la tensión de entrada, y el valor promedio de cada segmento depende de su ángulo de retraso. Es obvio que para obtener en la salida una tensión senoidal con poco contenido armónico, se deberá modular por fase con distinto valor de retraso en cada tiristor, de tal manera de obtener en la salida una tensión lo más senoidal posible, como es el caso de la [fig. 4.15.a](#)

La tensión promedio de cada pulso con carga inductiva se puede determinar a partir de:



$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi/2} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} V_{max} \operatorname{sen} \omega t d(\omega t) \quad \text{Ec. 4.22}$$

$$V_{AV} = \frac{2V_{max}}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\alpha+\pi} = \frac{2V_{max}}{\pi} \cos \alpha \quad \text{Ec. 4.23}$$

Variando α desde 0 hasta π , se puede variar V_{AV} desde $2V_{max}/\pi$ hasta $-2V_{max}/\pi$.

Fig. 4.16.a. Reducción de armónicos en un cicloconvertidor

Entonces, los ángulos de retraso de los segmentos se pueden generar a partir de comparar la señal del coseno con la frecuencia de la fuente con una tensión ideal senoidal de referencia.

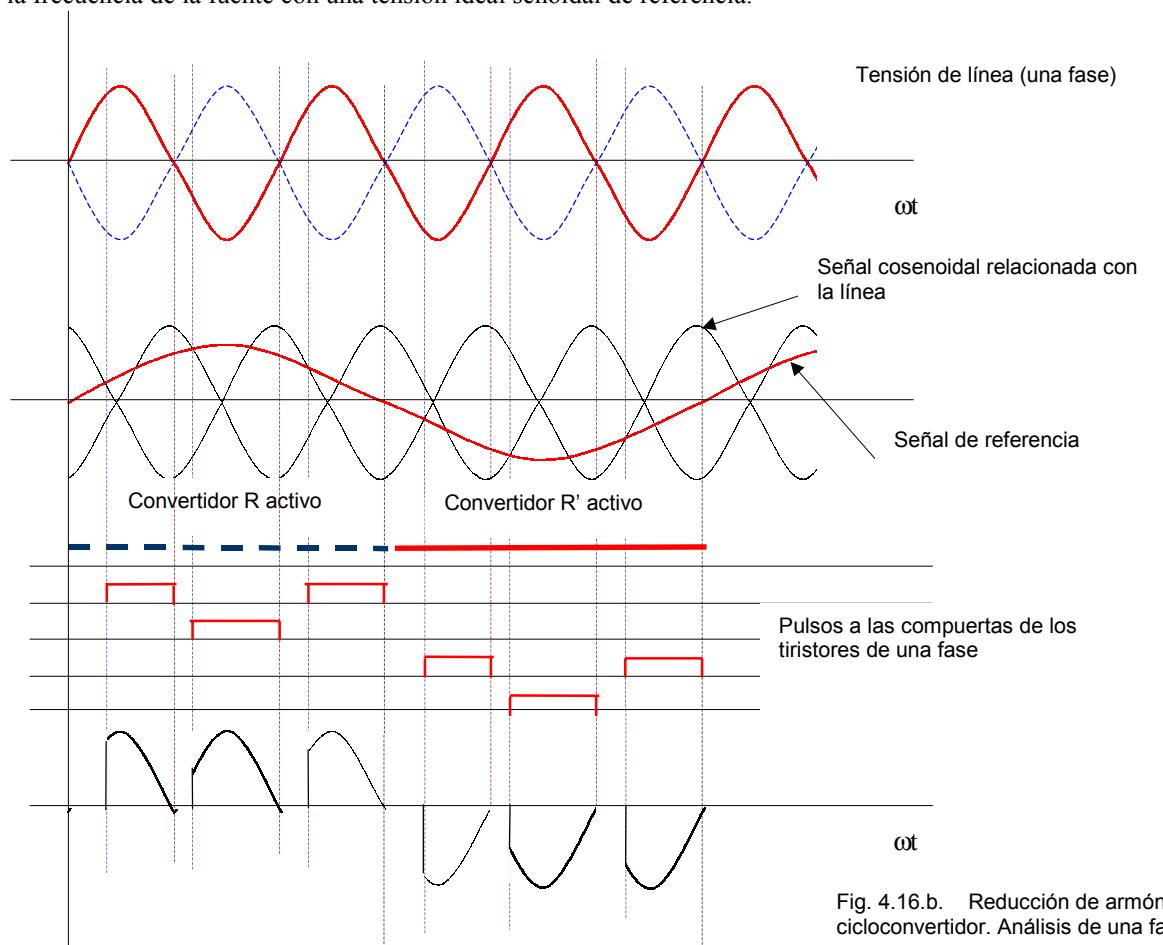


Fig. 4.16.b. Reducción de armónicos en un cicloconvertidor. Análisis de una fase.

4.4. IC para aplicaciones de alterna

Microcontroladores y triacs en líneas de 110/220V



Introducción

Hoy los microcontroladores para aplicaciones con triacs se usan para distintos propósitos, tales como la regulación de una máquina lavadora, el control de un limpiador de vacío, en aplicaciones de iluminación (light dimming) o en aplicaciones de control de temperatura de las máquinas de café. Estos son algunos ejemplos domésticos cuya aplicación será cada vez más difundida.

Los microcontroladores (MCU) están remplazando a los controladores analógicos y soluciones discretas en aplicaciones de bajo costo. Estos son más flexibles, a menudo son diseños con muy pocos componentes. Con un MCU (por ejemplo, el ST6210), el diseñista puede incluir sus propias ideas y verificar su funcionamiento usando una EPROM o una OTP (On time Programmable).

El triac es el switch de potencia más barato puede operar directamente en líneas de 110/240V.

El triac de nivel lógico o el “SNUBBERLESS” son un buen complemento para los MCU's. Estos pueden operar con muy bajo nivel de corriente, y puede ser disparado directamente a través del microcontrolador, sin perder sus altas características como commutador. El triac SNUBBERLESS tiene un buen dv/dt por lo que se usará en el control del motor.

Se describirá tres ejemplos de aplicación basadas en MCU:

Un drive para motor universal, una llave de AC, y un “dimmer” de iluminación.

Estos pueden operar con algunos componentes de interface y un software y hardware.

- **Drive para motor universal**

Los drives de motor universal con DIAC o controladores análogos son los más usados en la actualidad. Estos circuitos tienen la desventaja que requieren más componentes externos en el circuito de control y realizaciones complejas cuando se requiere control de velocidad con limitación de torque, o cuando los parámetros tienen que ser cambiados de manera fácil entre un diseño y otro.

En el siguiente ejemplo se mostrará un circuito de control de motor universal, suministrado directamente desde línea de 110V/240V usando un MCU ST6210 y un triac SNUBBERLESS.

El interface es un sensor al tacto, un interruptor de encendido tipo push, y un potenciómetro. La alimentación auxiliar está provista de la línea.

Control de la potencia

La potencia de salida, y por lo tanto la velocidad del motor, es controlada por control de fase del triac. Este retardo es referido al cruce por cero de la tensión de línea, la que es detectada por la conexión con el neutro. ([fig. 4.17](#)). El cambio de 60Hz a 50Hz puede ser realizado haciendo un simple cambio en la tabla de definición en el MCU EPROM/ROM del ángulo de conducción del triac.

Un motor universal es una carga inductiva que puede generar una restricción muy fuerte sobre el circuito de apagado. Debido al retraso de fase entre la corriente y la tensión, la tensión reaplicada con el triac apagado puede ser diferente de cero. Por eso la dv/dt de la tensión en el triac puede ser muy alta, sólo limitado por las capacidades parásitas ([fig.4.24](#)). El triac SNUBBERLESS está diseñado a la commutación de éste tipo de cargas debido a las características de commutación rápida. Por otro lado, la demanda abrupta de corriente de arranque en el motor está limitada por las características de arranque suave incluidas en el control.

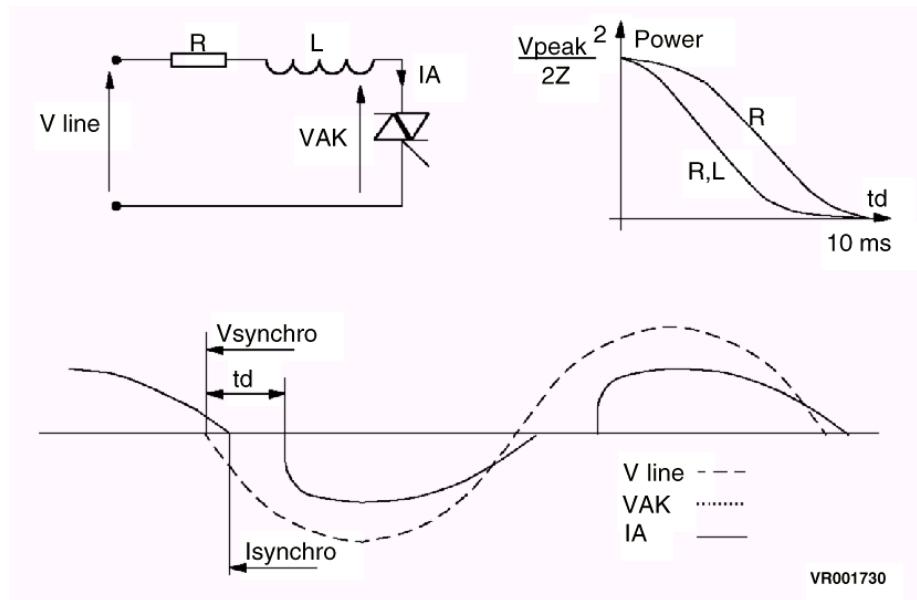


Fig. 4.17 Mains synchronisation

Drive del Triac

El triac es disparado directamente del MCU. El pulso de driver del triac es de $100\mu s$. El triac SNUBBERLESS es excitado en los cuadrantes II y III con una corriente de compuerta de 60 mA provista por tres I/O bits en paralelo del ST6210. Este pulso es suficientemente largo para asegurar que el triac se enganche al final del pulso. La longitud del pulso puede ser modificada si se usa otro triac u otro motor.

Interfaces

Hay tres interfaces diferentes para usar: un control al tacto, un botón push y un potenciómetro.

Se pueden seleccionar cuatro modos en la placa para definir cómo se transmitirá la potencia en función de la selección. Tres modos pueden operar con el sensor al tacto o el botón push.

El “dimming” se obtiene cuando el sensor o el botón es ejecutado por más de $330ms$. Si la duración está entre $50ms$ y $330ms$, el circuito se conmuta a *on* o a *off*. Un contacto menor que $50ms$ no causará acción. Los modos 1, 2, 3 difieren en el modo en que se cambia la velocidad del motor por el sensor o botón al tacto. (Estos valores están dados para la versión de $60Hz$. Para $50hz$ los valores son $50ms$ y $400ms$ respectivamente).

El modo 4 está relacionado directamente con la potencia transmitida del potenciómetro de posición (fig.4.18).

Todos los modos incluyen arranque suave (soft start).

La fig 4.19 muestra la relación entre los componentes principales.

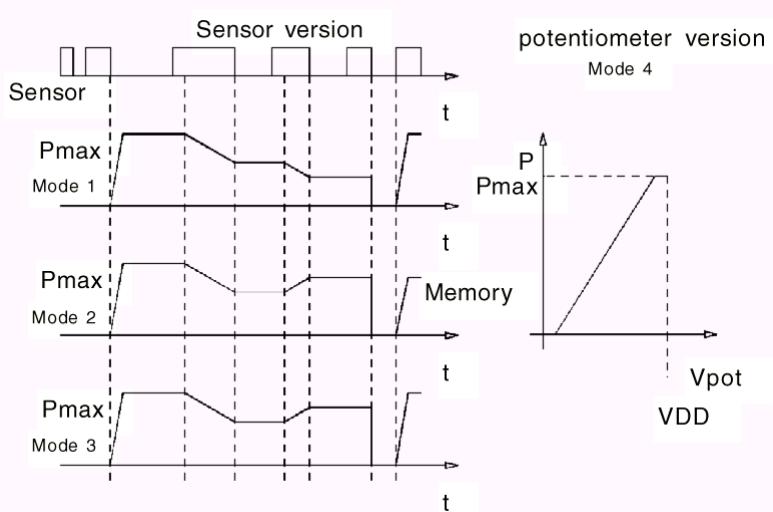


Fig. 4.18. User interfaces

El MCU seleccionado (ST6210) incluye un acumulador de 8 bits, 2k ROM, 64 bytes RAM, un convertidor A/D de 8 bits que puede ser conectado a 8 entradas diferentes, 4 líneas I/O con capacidad de corriente de 10mA y un timer. La protección de histéresis está incluida en serie con cada pin I/O.

El ST6210 tiene un encapsulado DIL o SMD. Los puertos, el timer y las configuraciones de interrupción pueden seleccionarse por software, las cuales provee más flexibilidad. El ST6210 ha sido diseñado para operar en condiciones de mucha perturbación. Cada I/O contiene diodos internos que enclavan la señal de entrada entre Vdd y Vss. Estos diodos están dimensionados para operaciones continuas de 1mA (típico). Con las versiones EPROM y OTP, el equipo de desarrollo y preproducción puede ser hecho directamente en el laboratorio.

El triac SNUBBERLESS (BTA 16-400CW para 110 V, BTA10-600CW para 220V) ha sido especialmente diseñado para conmutar cargas como las de un motor. Este triac puede ser cebado en los cuadrantes I, II o III con una corriente de compuerta y de enganche de 35mA y 80mA respectivamente.

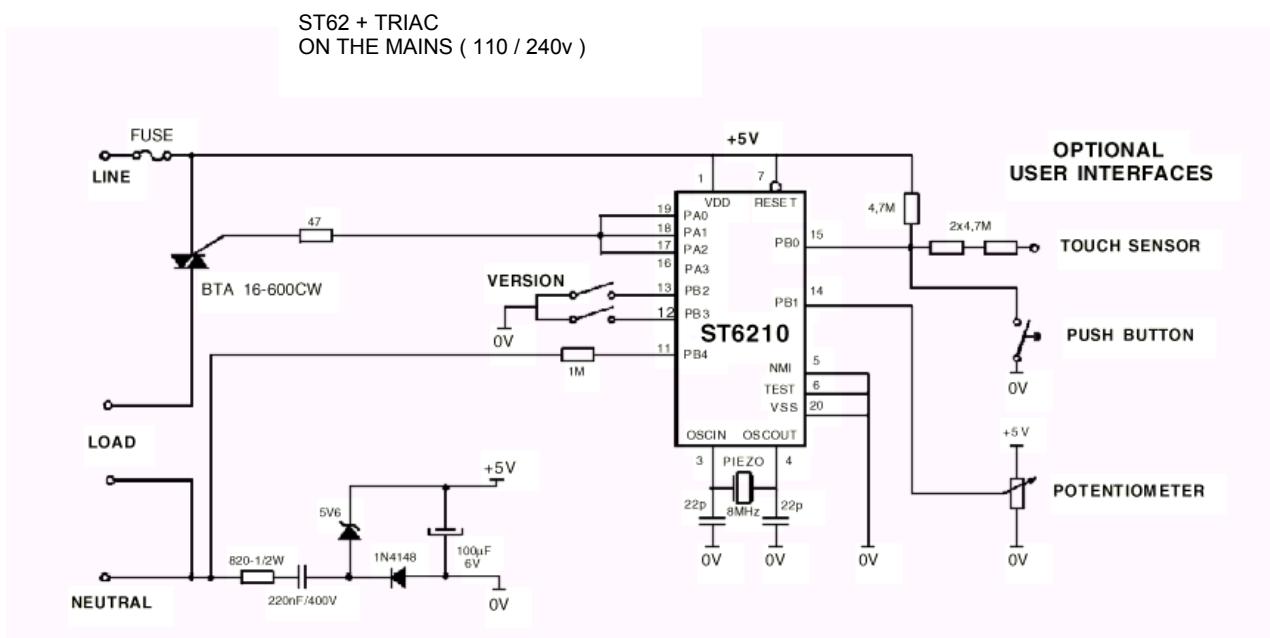


Fig. 4.19 Motor drive circuit diagram

En esta aplicación se ceba a través del ST6210 con tres líneas I/O en paralelo. El triac BTA16-600CW tiene una capacidad de conmutación de corriente ($[di/dt]_c > 8.5 \text{A/ms}$ y 5.5A/ms para el BTA10-600CW), y una alta dv/dt estática ($[dv/dt] > 250 \text{V/}\mu\text{s}$). Por eso el circuito puede operar sin la red snubber.

El consumo total de corriente de la placa es de 3mA con un oscilador de 8MHz. La alimentación de la placa de la alimentación principal se efectúa a través de un circuito simple RCD. Los +5V están referidos al ánodo 1 del triac para proveer la corriente negativa en la compuerta del triac, necesaria para operar en los cuadrantes II y III. La capacitancia de los +5V está montado lo más cerca posible del MCU con un trazado de interconexión muy corto para maximizar la inmunidad RFI.

El sensor al tacto está conectado entre la tensión dividida y el neutro. Este opera cuando la alimentación +5V de entrada al circuito está conectada al potencial de la línea. Esta conexión a la línea se puede hacer sin problemas.

Software

Todas las operaciones necesarias están contenidas en un programa de 700 byte. Hay disponible más de 1kbyte de ROM para otras aplicaciones adicionales. La arquitectura de software es modular de manera tal que provea máxima flexibilidad. La tabla relacionada con los tiempos de retardo para los requerimientos de potencia pueden ser contenidos en 64 niveles diferentes. Los tiempos de conducción del triac pueden variar de 1.7ms a 6.7ms para aplicaciones de 60Hz, y de 2ms a 8ms para aplicaciones de 50Hz. El modo de uso puede ser fácilmente ajustado a niveles de potencia máximos y mínimos debido a que los tiempos de retardo correspondientes cambian lentamente entre los extremos de la tabla. La tabla puede ser modificada en ROM/EPROM para condiciones diferentes, por ejemplo con otras cargas o con operaciones de cambio de 50Hz o 60Hz.

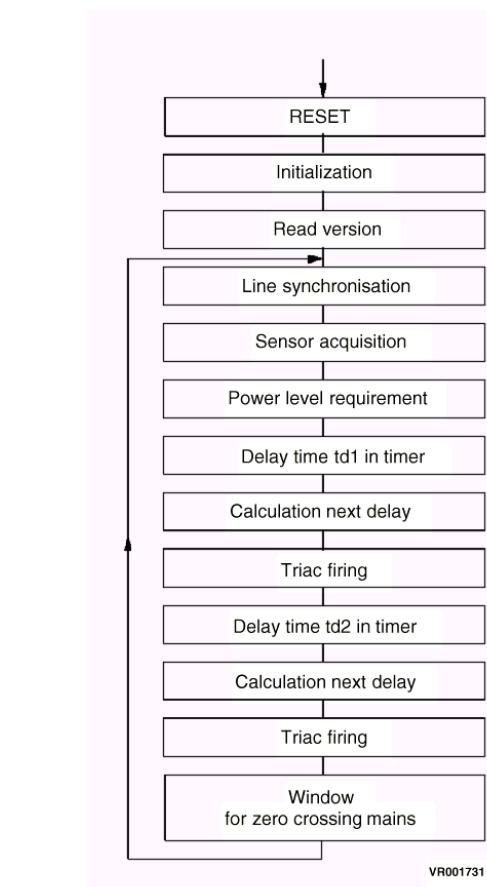


Fig. 4.20. Major steps of the software

• Switch de alterna

Los commutadores de corriente alterna operan como relés. Estos tienen un tiempo de encendido tan rápido como sea posible después de que la tensión cruza por cero para prevenir perturbaciones producidas por la derivada de la corriente.

Estos usualmente son cebados a través de interfaces aisladas tales como optoacopladores o transformadores

El circuito de drive del motor descrito anteriormente puede ser usado como base para estas aplicaciones. Cuando se detecta el cruce por cero, se ceba el triac. Un triac BTA 16-600BW SNUBBERLESS es apropiado para éstas aplicaciones. Sus características de ($|di/dt|c > 14A/ms$) permiten el control tanto con carga resistiva con inductiva. La [fig. 4.21](#) muestra que un ST6210 puede cebar al triac 35 μ s luego que la tensión cruza por cero. Con fases de retardo (0.75% / 60Hz y 0.63% / 50Hz), la tensión reapplyada a través de la carga es pequeña y la pendiente de la corriente es mínima. Este switch puede incluir realizaciones adicionales, tales como monitoreo de tensión y corriente o realimentación. Este switch puede usarse en aplicaciones, por ejemplo para un refrigerador con muchos compartimientos, donde el MCU controlará las diferentes temperaturas.

El MCU puede tener de interface sensores, resolver conflictos de prioridades y cear el triac con óptimos resultados.

Las versiones del software cubre 4 modos de interface de uso sin modificar el hardware.

Todas las entradas son filtradas digitalmente, por esto todas las entradas son validadas si el tiempo de la señal permanece por más de 15 μ s o más. Por esto, los filtros pasivos pueden ser ignorados.

Las perturbaciones principales de alimentación podrían producir perturbaciones en el drive del triac, por ésta razón la tensión de cruce por cero son validadas si ocurren entre una ventana de tiempo de 1.7ms cada 16.6ms para 60Hz, o 2ms cada 20ms para operaciones de 50Hz, seleccionadas por el timer interno del MCU.

Este bloque actúa como un filtro y elimina una vez más los componentes externos ([fig. 4.20](#)).

Este circuito pude usarse como un desarrollo básico para aplicaciones de las más exigentes, tales como la regulación de vacío en un limpiador de vacío, control de velocidad en un procesador de comidas, regulación de velocidad con limitación de torque en una perforadora, detección de desbalance en una máquina lavadora, o un abrepuertas por control remoto.

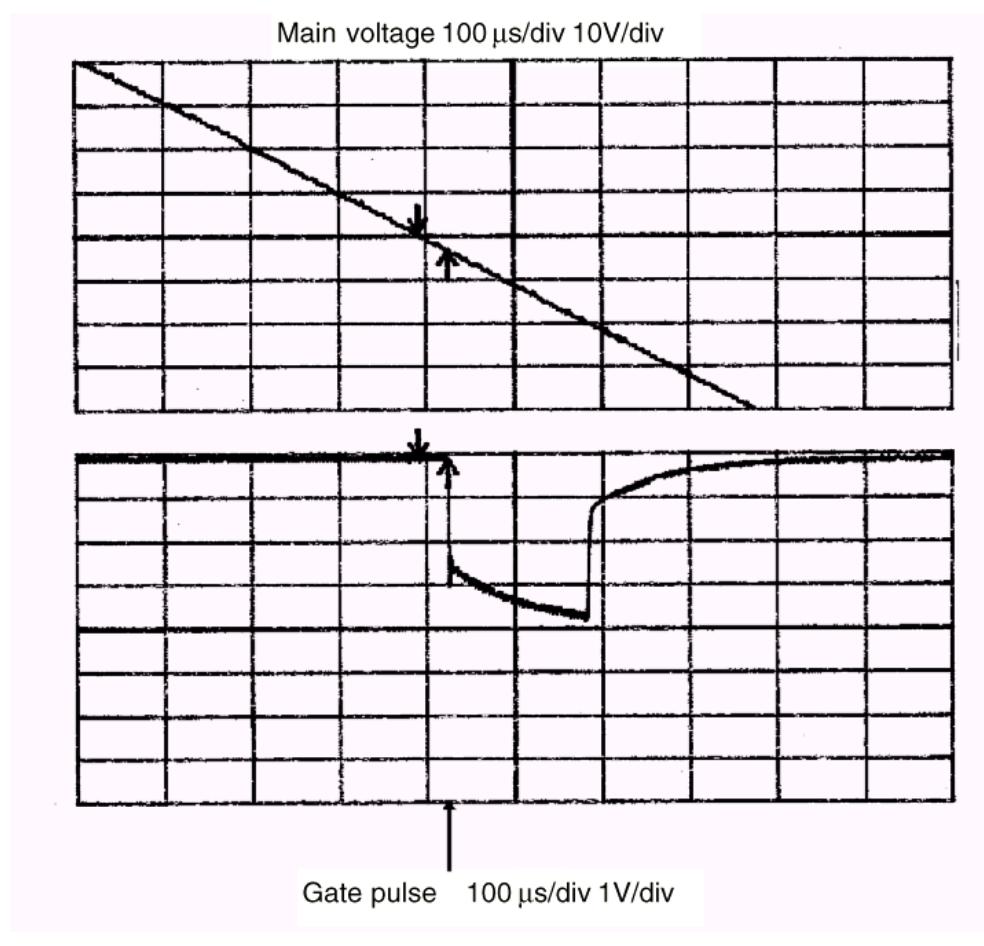


Fig. 4.21. Delay time in drive of an AC switch

• Dimmer para iluminación

La placa driver de motor también puede operar como dimmer de iluminación. Sin embargo, la placa puede modificarse levemente porque la conexión por el neutro ya no es necesaria.

Entonces, la placa se puede conectar en serie con la línea tal como un switch mecánico. La sincronización y alimentación auxiliar se obtienen de la tensión obtenida por el triac (fig. 4.22).

El dimmer de iluminación puede operar directamente en 110V o 220V usando un MCUST6210 y un triac de nivel lógico. Este circuito alimenta una lámpara halógena o una lámpara incandescente directamente de la alimentación principal a través de un transformador de baja tensión en el secundario. Esto incluye un arranque suave y protección de saturación, y protección contra carga abierta. Las interfaces son las mismas que las del drive de motor.

Control de potencia

La potencia se controla por retraso de fase en el drive del triac. En el diseño anterior, el td se refiere al cruce por cero. Para usar la conexión actual, el retardo del cebado está referido al cruce por cero de corriente (fig. 4.19).

Cuando la corriente del triac es cero, la tensión principal será reaplicada. La sincronización está realizada para medir ésta tensión. Esta tensión es monitoreada cada semiperíodo con la red de resistencias conectadas a las dos líneas I/O del ST6210. Esto permite la detección de espurios por cargas abiertas y el recebado del triac con operaciones de multipulso, si no se engancha después del primer pulso de compuerta.

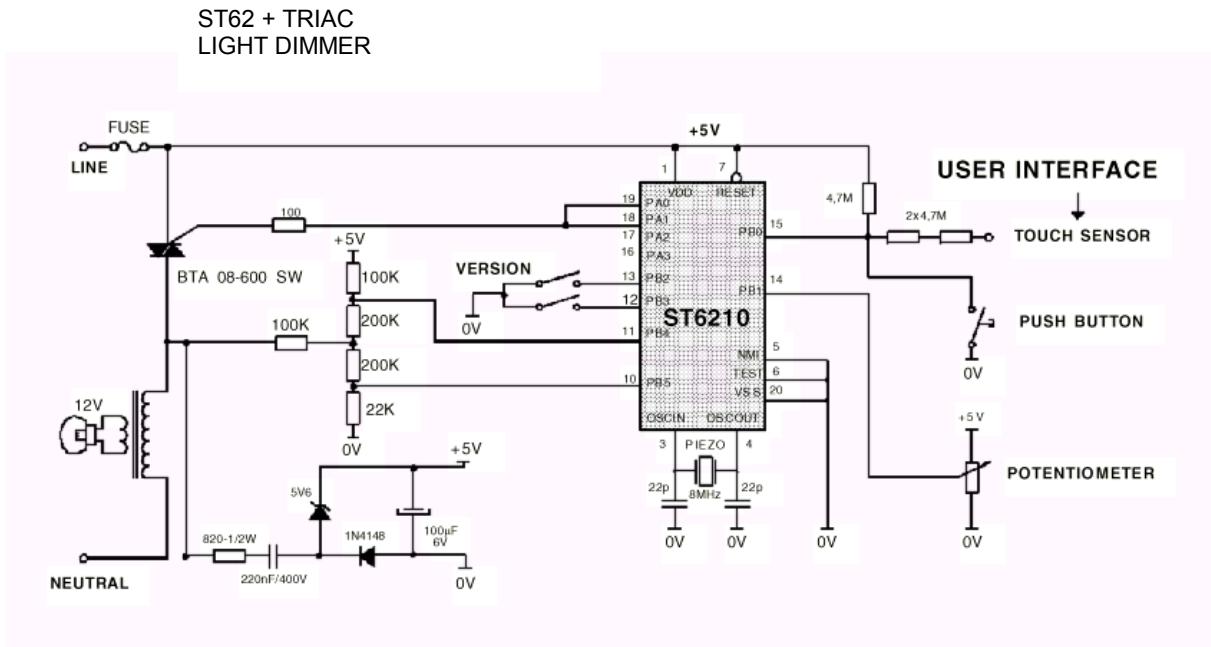


Fig.4.22. Light dimmer circuit diagram

Operación con un transformador

Los spots de halógeno de potencia usan lámparas de baja tensión (12V típico) normalmente alimentados a través de un transformador de baja tensión. Controlar éstas lámparas es simple con este circuito gracias a las posibilidades de programación del ST6210:

- * En el comienzo, el tiempo de retardo entre el primer pulso y el instante de sincronización es mayor que 5ms. Este límite induce el riesgo de saturación del transformador.
- * El circuito arranca en un semiperíodo positivo y se detiene en uno negativo. Esto hace arrancar con una inducción y detener luego de que se ha aplicado una inducción negativa. Esto ayuda a minimizar el tamaño del núcleo magnético, y las variaciones de corriente del triac.
- * El timer está sintonizado en forma precisa para obtener retardos de 8.3ms (para 60Hz) o 10ms (para 50Hz) entre dos pulsos de compuerta. Como resultado de esto, el triac es cebado en forma simétrica en ambas fases para minimizar el valor de componente en continua del transformador y reducir los ruidos del transformador. Por otro lado, la tensión del triac es monitorreada para detectar espurios en condiciones de carga abierta. La corriente que circula en la lámpara (halógena o incandescente) durante el arranque también se reduce para producir un arranque suave. Ver fig. 4.23

Drive del triac

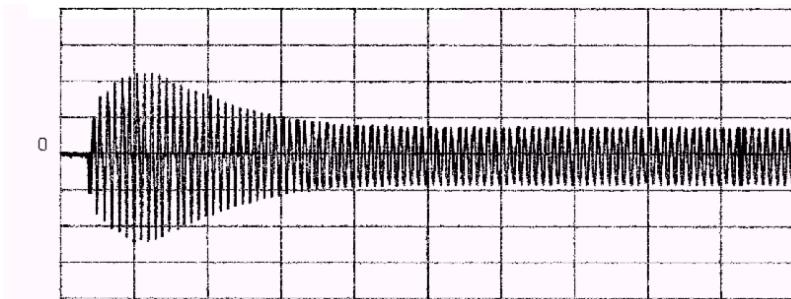
El triac es disparado directamente por el MCU. El pulso de cebado es de 50μs, en los cuadrantes II y III con una corriente de 20mA provista por dos líneas I/O del ST6210 en paralelo.

El triac de nivel lógico tiene una especificación de cebado de 10mA a 25°C. El triac será cebado con multipulsos. Como el triac puede cebarse en cargas inductivas sin el uso de pulsos de gran longitud, el consumo de energía puede ser minimizado.

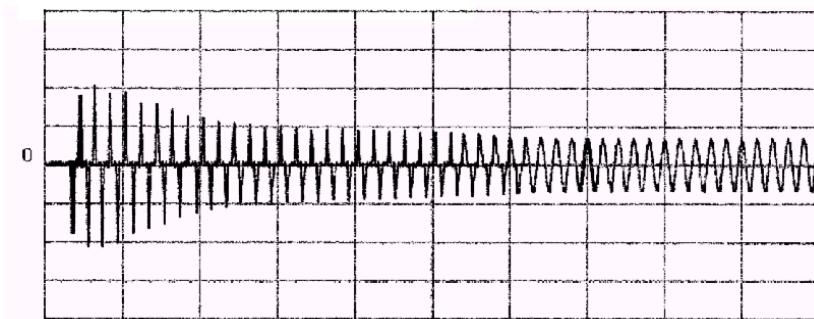
Antes de suministrar el primer pulso, se verifica la tensión en los bornes del triac. Si no se detecta tensión, si hay un espurio por carga abierta, o una desconexión en la alimentación, se asumirá que deberá haber una detección de los pulsos de cebado.

Luego del primer pulso, se verifica la tensión en los bornes del triac. Si el triac no está disparado, se enviará otro pulso. El mismo proceso se repetirá hasta 4 veces. Si el triac aún no está disparado, entonces el circuito se desconectará.

TRIAC ANODE CURRENT : 1A/div 200ms/div



240 V INCANDESCENT LAMP TRIAC ANODE CURRENT : 1 A/div 100 ms/div



Hardware

La placa es la misma que la del motor (fig.4.22). La mayor diferencia está en la posición donde se mide la tensión y la selección del triac. Cuando se maneja una carga resistiva, se deberá agregar un filtro RFI estandard.(por ej. VDE 875). En un dimmer, debido a la carga resistiva, las exigencias dinámicas son menores que en el control de un motor. Por esto, se puede usar un triac de nivel lógico como el BTA08-400SW o el BTA08-600SW. Este triac ha sido especialmente diseñado para funcionar con el MCU. Es un triac sensitivo ($I_{GT} < 10\text{mA}$), por lo que puede cebarse en los cuadrantes I, II y III. También tiene una capacidad $[\text{di}/\text{dt}]_c > 3.5\text{A}/\text{ms}$, y $[\text{dV}/\text{dt}]_c > 20\text{V}/\mu\text{s}$). Por esto, para esta aplicación se puede utilizar si red snubber. La placa se alimenta cuando el triac está apagado. Será necesario, entonces, un tiempo mínimo de apagado del triac de $1.7\text{ms}/60\text{Hz}$ y $2\text{ms}/50\text{ Hz}$ para asegurar la alimentación. El circuito RCD es el mismo que el usado en el control del motor.

Software

El software de dimmer de iluminación es prácticamente el mismo que el del drive de motor. La mayor diferencia es concerniente al rechazo a las perturbaciones, para prevenir el destello.

El temporizador está controlado por el timer interno del MCU. El período de operación puede ser modificado para seguir las variaciones de frecuencia de la línea, pero no por perturbaciones espurias. La señal de sincronización se recibe cada ciclo. Se mide y compara el periodo correspondiente con el del timer interno. Si la diferencia permanece por algunos ciclos, entonces el periodo del timer interno será modificado para sincronizarse con la línea. Este bloque actuará como un filtro pasa bajos, no siendo necesario un filtro externo. El interface del usuario puede ser modificado para fijar otras aplicaciones tales como detección de presencia IR, o alarma, control remoto, etc.

Resultados prácticos

La [fig. 4.23](#) presenta el arranque suave de una lámpara de halógeno operando desde el secundario de un transformador de baja tensión y con una lámpara de filamento de tungsteno de más alta tensión. Con el arranque suave, el pico de corriente es aprox. 3 veces el nominal, comparado con el pico de corriente típico que es de 10 a 15 veces. Por esto, la vida útil de la lámpara es maximizada. El fusible se usa como prevención y las dimensiones del triac también son minimizadas. La [fig. 4.24](#) presenta la corriente y tensión en un triac manejando un motor universal.

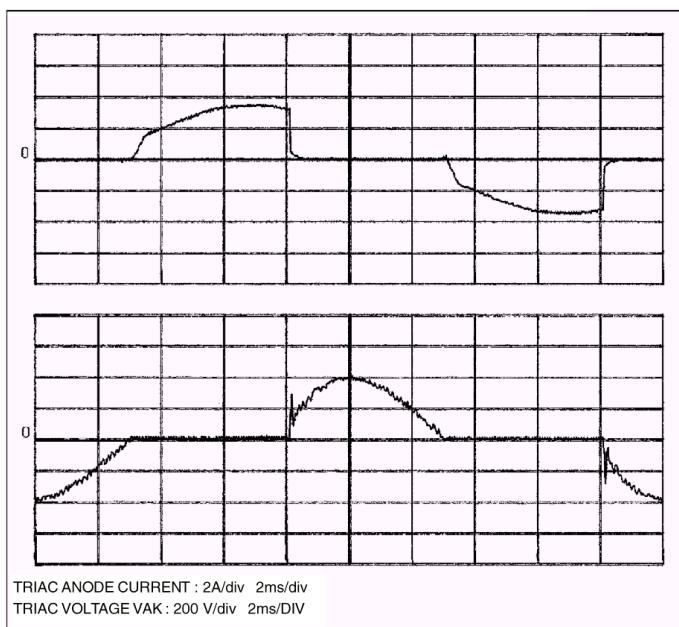


Fig. 4.24 Universal motor drive: Current and Voltage in the Triac

4.5. Comparación de los reguladores trifásicos

Para equipos de media y gran potencia, la importancia de los armónicos de corriente casi siempre limita la utilización de los reguladores. Necesariamente, en éste caso, la elección queda reducida a uno de los dos montajes con seis tiristores:

- El regulador trifásico propiamente dicho
- Tres reguladores monofásicos montados en estrella

La conexión en triángulo de tres reguladores monofásicos es peor que el regulador trifásico en lo referente a las corrientes de carga, pero es mejor en lo referente a las corrientes tomadas de la red, ya que en los reguladores trifásicos los armónicos 3, 9, .. desaparecen.

- Cuando lo que más interesa es la reducción de los armónicos de corriente absorbidos por la red, caso normal en montajes que alimentan cargas pasivas, se escoge la conexión en triángulo de tres reguladores monofásicos.
- Cuando lo que importa es la calidad de las señales aplicadas a la carga, se toma el regulador trifásico. Es el caso de las máquinas rotativas se soportan mal las tensiones de orden 3 o múltiplo de 3; estas tensiones constituyen sistemas homopolares, para los cuales la impedancia de un devanado trifásico es muy débil

A medida que la potencia decrece, se procura facilitar la implementación y reducir el coste de los tiristores y de su control. El regulador trifásico presenta tres posibilidades interesantes:

- Colocado entre la red y la carga, permite cambiar la conexión de las fases de la carga, pasando de triángulo a estrella, por ejemplo, sin necesidad de hacer ninguna modificación en el regulador.

- Colocado después de la carga, se puede reducir el calibre de los tiristores.

- Colocado después de la carga, puede dar un borne común a todos los tiristores, lo que facilita mucho su control, sobretodo si los tiristores son remplazados por triacs.

A medida que el problema de los armónicos de corriente en la línea decrece en importancia, el regulador trifásico y sus variantes son de mayor interés en la conexión en triángulo de tres reguladores monofásicos.

El regulador mixto (tiristores y diodos) sólo puede utilizarse en montajes de pequeña potencia debido a la importancia de los armónicos de nivel bajo. Incluso en este caso, no interesa para la alimentación de máquinas trifásicas ya que el armónico 2 crea un par antagonista relativamente importante.

- El compensador estático de cosφ constituye una aplicación original de los reguladores trifásicos. Para obtener una fuente de potencia reactiva variable de forma continua, se montan en paralelo condensadores capaces de crear el máximo de potencia reactiva y una inductancia trifásica controlada por el regulador. Éste permite variar la potencia reactiva absorbida por la inductancia y de esta forma variar la potencia reactiva creada por el conjunto condensador-inductancia.

Los condensadores en éste equipo, desempeñan un doble papel: crean la potencia reactiva; ofrecen un camino de baja impedancia a los armónicos de corriente procedentes de la inductancia y reducen así fuertemente los armónicos de corriente tomados de la red por el conjunto del equipo.

Algunos diseñistas prefieren crear una potencia reactiva regulable por escalones conectando más o menos condensadores. De cualquier forma, utilizan tiristores, pero en éste caso funcionan como interruptores estáticos: se cierran los contactos cuando la tensión en sus bornes es nula, lo que permite eliminar las fuertes puntas provocadas por la conexión de condensadores en un instante desfavorable.

- Cuando la red lo permite, la regulación (temperatura de un horno, velocidad de un motor, ...) puede hacerse alimentando intermitentemente la carga. Se utiliza un regulador funcionando como interruptor estático.

Cuando la magnitud regulada presenta un determinado desvío por debajo del valor de consigna, se alimentan todas las compuertas: los tiristores entran en conducción uno después de otro a medida que su tensión anódica se hace positiva. Para un determinado valor en exceso por encima de la consigna, dejan de alimentarse y se apagan uno a uno cuando se anula su corriente directa. Cuando menor es el margen de error tolerado, mayor es la frecuencia de los ciclos cerrado-abierto del interruptor estático.

Se utilizan los montajes más sencillos, los más habituales son el regulador mixto o el triángulo abierto. Este último es de constitución asimétrica; cuando la frecuencia de funcionamiento es elevada, una fase está claramente más cargada que las otras dos.

- A veces se utiliza un regulador para alimentar con tensión variable a un transformador cuyas tensiones secundarias se rectifican con diodos. El conjunto regulador-transformador-diodos se comportan como un rectificador que suministra una tensión retificada de valor variable, de forma continua, desde un máximo hasta cero.

Este grupo se utiliza

-Para obtener corrientes rectificadas elevadas a muy altas tensiones,

-o bien obtener tensiones rectificadas de muy alto valor.

En ambos casos disponer los tiristores en el lado continuo sería muy caro; es preferible colocarlos antes del transformador.

Pero es evidente que el funcionamiento del regulador depende mucho de la naturaleza de la carga que alimenta. Es diferente cuando alimenta impedancias constantes.

4.6. Bibliografía

- [1] DANIEL W. HART
[2] MUHAMAD H. RASHID
[3] José Manuel Benavent García;
Antonio Abellán García;
Emilio Figueiras Amorós
- [4] Emilio Figueiras Amorós;
José Manuel Benavent García;
Gabriel Gárcer Sanfeliu
- [5] JUAN D. AGUILAR PEÑA
[6] GUY SEGUIER
- [7] JOSE ANTENOR POMILLO
- [8] IEEE Transactions on Power Electronics
- [9] SEMIKRON:
[10] MOTOROLA:
[11] INTERNATIONAL RECTIFIER:
[12] RCA / SP-52:
[13] PHILIPPE RABIER/LAURENT PERIER:
- INTRODUCTION TO POWER ELECTRONICS, PRENTICE HALL, 1997
ELECTRÓNICA DE POTENCIA, PRENTICE HALL, 1995
- ELECTRÓNICA DE POTENCIA,
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA; EDITORIAL ALFAOMEGA, 2000.
- SIMULACION DE CIRCUITOS DE POTENCIA CON PSPICE,
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA
DE VALENCIA; EDITORIAL ALFAOMEGA, 2001.
- CONVERTIDORES ESTÁTICOS, UNIVERSIDAD DE JAEN, ESPAÑA
ELECTRÓNICA DE POTENCIA, LOS CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE ENERGÍA,
GUSTAVO GILI, 1979
- SLIDES ON POWER ELECTRONICS, CHAPTERS 1, 2 AND 3
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia
PRENTICE HALL, 2001
- POWER SEMICONDUCTORS : INNOVATION+ SERVICE
HB214 – DL137
THE HEXFET DESIGNER'S MANUAL
CIRCUITOS DE POTENCIA DE ESTADO SOLIDO
AN-392, POWER CONTROL WITH ST6210 MCU AND TRIAC

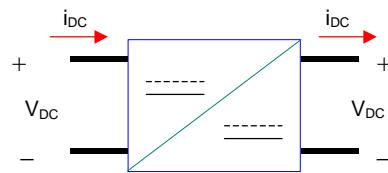


5. Fuentes conmutadas

5.1. Introducción

Las fuentes conmutadas (switching power supplies) son, básicamente convertidores de corriente continua a corriente continua. También son llamadas en Inglés SMPS (Switch Mode Power Supply). Son sistemas electrónicos que convierten un nivel de energía eléctrica, enviando a la carga otro nivel de energía eléctrica a través de la acción de la conmutación. Las fuentes conmutadas se conocen desde 1950, o antes. Sin embargo, la falta de disponibilidad de dispositivos de conmutación de bajo costo limitaba su aplicación a usos militares, y luego espaciales. Las fuentes conmutadas ganaron popularidad en la década de 1970, con la incorporación de los transistores bipolares.

Una fuente conmutada es un convertidor de energía de DC/DC, cuya conmutación es producida por semiconductores de potencia controlando la transferencia dinámica de potencia desde una fuente de entrada de DC hacia la carga, a través de conectar la fuente a la carga en transferencia directa o indirecta durante una duración de tiempo periódica y predeterminada.



Los convertidores DC-DC pueden clasificarse en dos grandes grupos, dependiendo éste si tiene o no aislación galvánica entre la entrada de alimentación y la circuitería de salida.

Los convertidores no aislados pueden ser clasificados según el siguiente criterio:

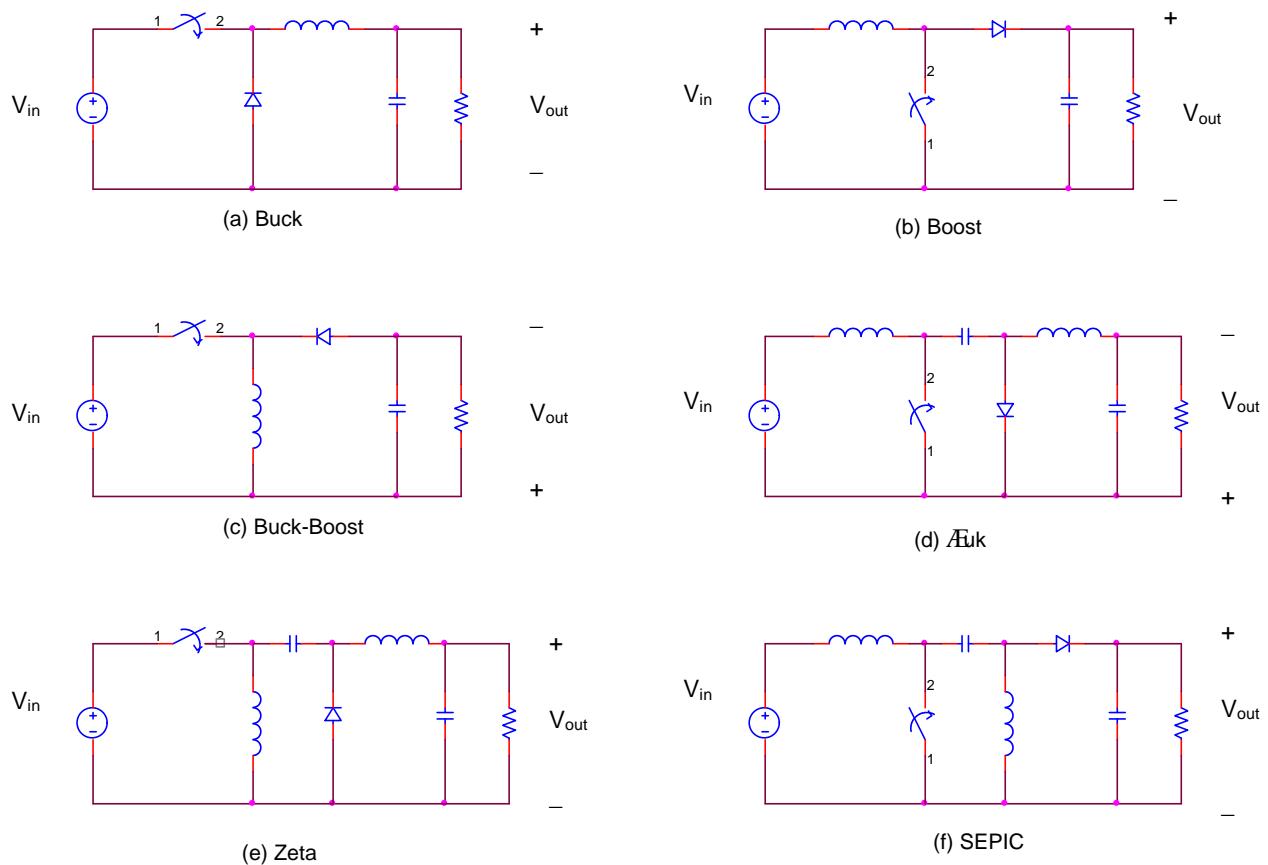
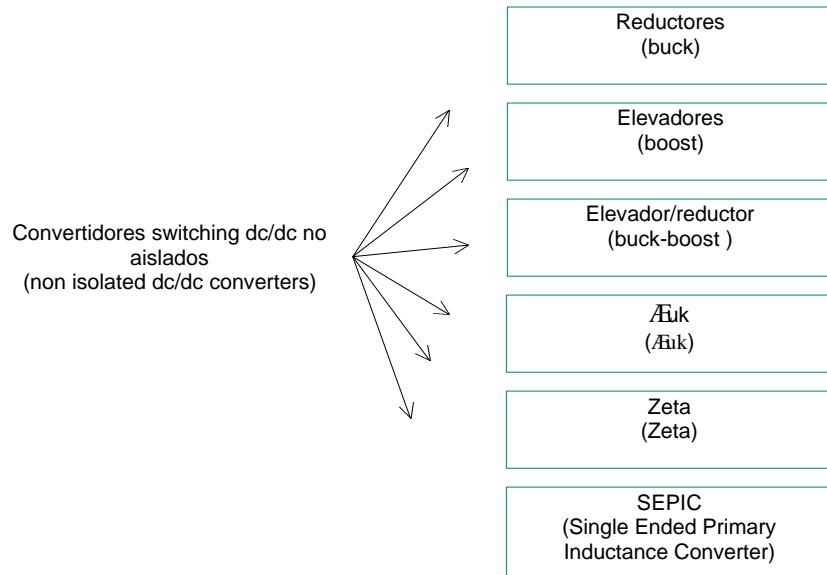
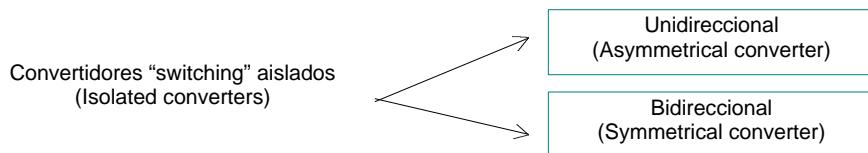


Fig. 5.1. Typical non isolated dc/dc converters



Los convertidores aislados (off-line) se clasifican, en primera instancia, según la excitación del núcleo magnético B-H.



Hay otros modelos más basados en estos convertidores básicos, como el buck-boost invertido, el puente, el convertidor Watkins-Johnson, el SEPIC invertido, el Buck², etc.

Un convertidor aislado tiene excitación del núcleo unidireccional, (o también llamado asimétrico) si éste permanece siempre en un solo cuadrante del ciclo magnético. También los convertidores aislados se subdividen del sig. modo:

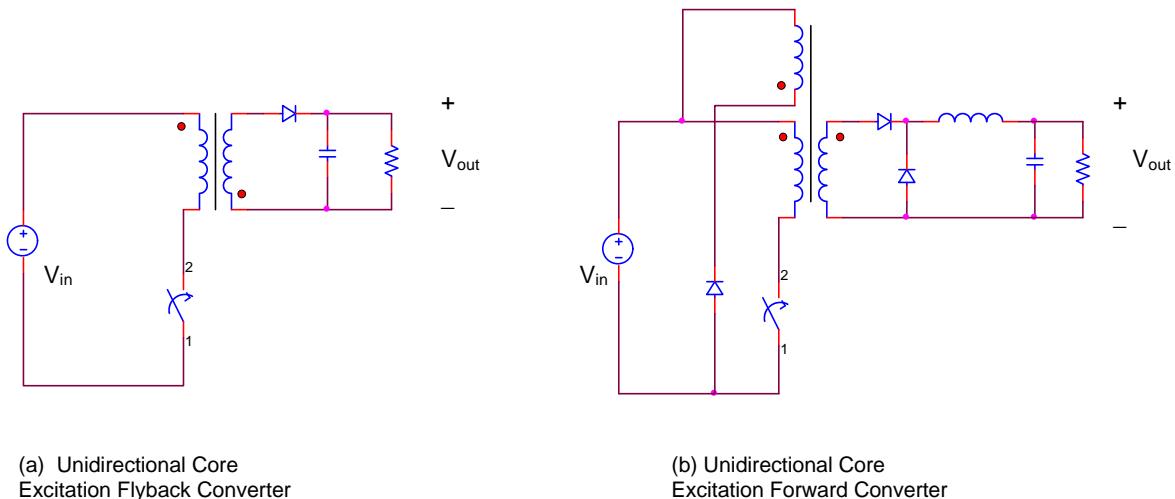


Fig. 5.2. Typical unidirectional isolated dc/dc converters

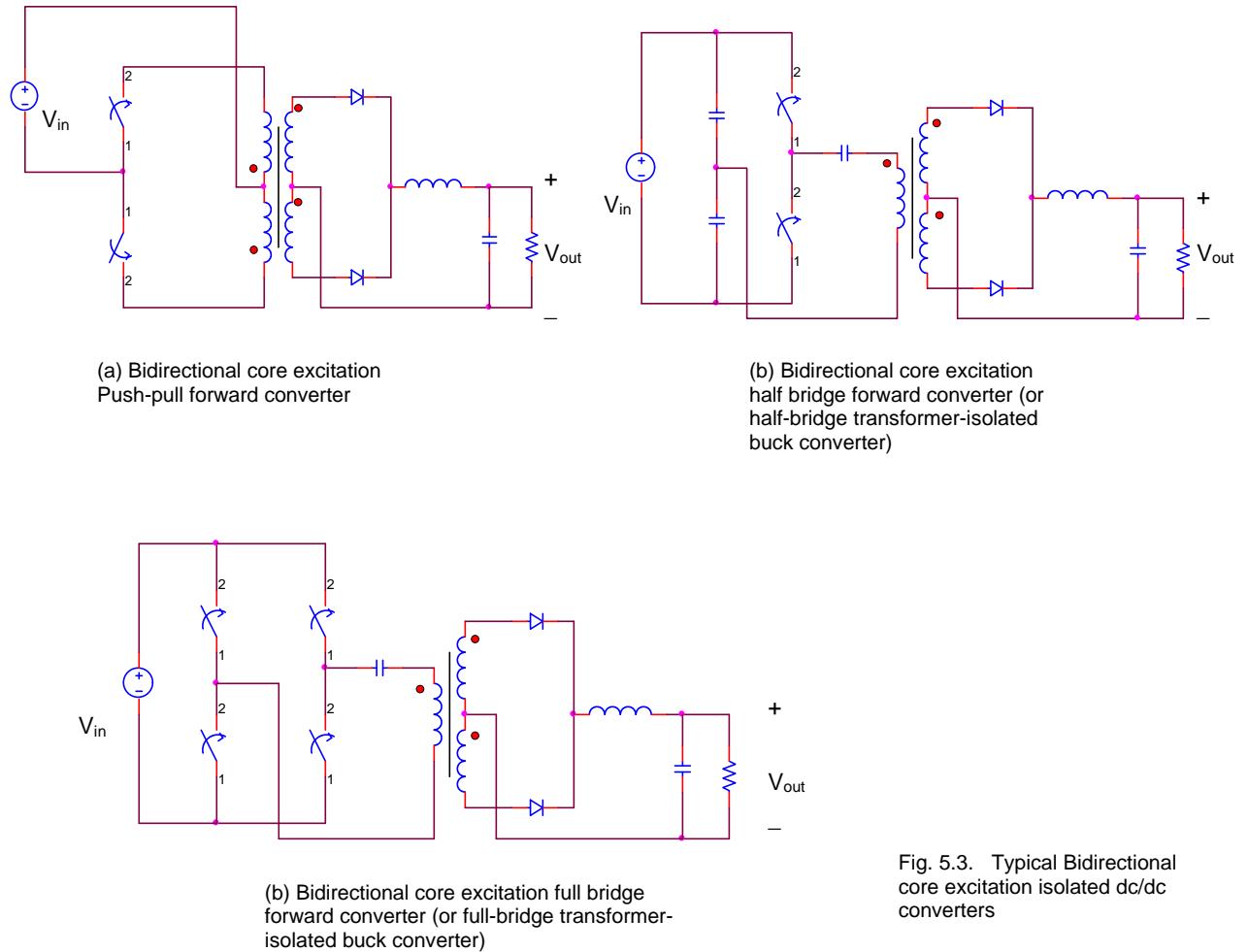
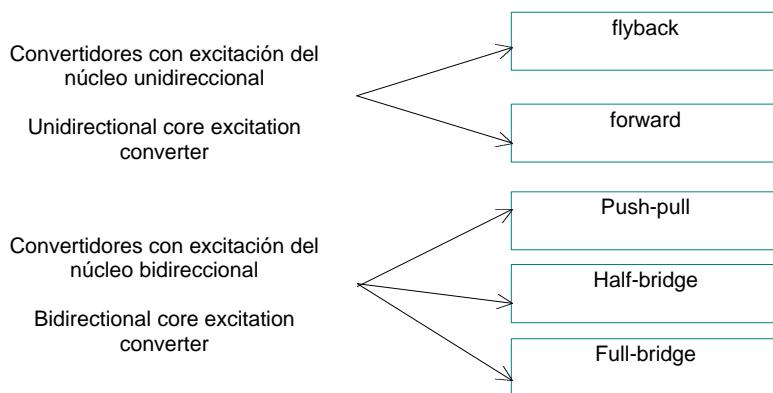


Fig. 5.3. Typical Bidirectional core excitation isolated dc/dc converters



Además existe la posibilidad de que la fuente sea de corriente en lugar de fuente de tensión, por ejemplo, los aislados por transformador con fuente de corriente, o derivados del boost.
El convertidor puente completo también se puede presentar en la versión no aislada, derivado del convertidor buck.

5.1.1. ¿Porqué usar una fuente conmutada?

La elección del uso de una fuente de alimentación conmutada, o una fuente lineal en un diseño particular está basada en las necesidades de la aplicación. Ambos tipos de fuentes de alimentación tienen sus ventajas y desventajas.

La fuente lineal ofrece al diseñador tres ventajas principales:

La primer ventaja es la simplicidad de diseño.

La segunda ventaja es su operación suave y su capacidad de manejar la carga. Su bajo ruido de salida, y una respuesta dinámica muy rápida.

La tercera ventaja es que para potencias menores que 10W, el costo de los componentes es mucho menor que el de las fuentes conmutadas.

Las desventajas del regulador lineal es su límite de aplicación. Sólo pueden ser reductoras de tensión, lo que significa que se necesitará una caída de tensión aceptable para poder controlar la polarización de la etapa de potencia lineal y la regulación en la línea. En aplicaciones de línea de 50Hz, deberán utilizarse transformadores de línea adicionales de gran volumen, condicionando su versatilidad y practicidad.

Segundo, cada regulador lineal puede tener sólo una salida. Por esto, para cada salida regulada adicional necesaria, deberá incrementarse el circuito de potencia.

Tercero, y quizás el más importante es su eficiencia. En aplicaciones normales, los reguladores lineales tienen una eficiencia del 30 al 60%. Esto significa que por cada Watt los costos se irán incrementando. Esta pérdida, llamada “headroom loss”, ocurre en el transistor de paso y, desafortunadamente es necesaria para polarizar la etapa de potencia y para cumplir con las especificaciones de regulación de línea, cuando la mayoría del tiempo el regulador no funcionará en esas condiciones.

Las fuentes conmutadas tienen las siguientes ventajas:

Primero, la eficiencia de las fuentes conmutadas está comprendida entre el 68 y el 90%. Esto hace reducir el costo de los dispositivos de potencia. Además, los dispositivos de potencia funcionan en el régimen de corte y saturación, haciendo el uso más eficiente de un dispositivo de potencia.

Debido que la tensión de entrada es conmutada en una forma de alterna y ubicada en un elemento magnético, se puede variar la relación de transformación pudiendo funcionar como reductor, elevador, o inversor de tensión con múltiples salidas.

Además, como ventaja adicional, no es necesario el uso del transformador de línea, ya que el elemento magnético de transferencia de energía lo puede reemplazar, funcionando no en 50/60 Hz, sino en alta frecuencia de conmutación, reduciendo el tamaño del transformador y en consecuencia, de la fuente; reduciendo el peso, y el coste.

Un transformador de energía de 50/60 Hz tiene un volumen efectivo significativamente mayor que uno aplicado en una fuente conmutada, cuya frecuencia es típicamente mayor que 15kHz.

La desventaja de las fuentes conmutadas es su diseño más elaborado. Un diseño de una fuente conmutada puede llevar varias semanas o meses de desarrollo y puesta a punto, dependiendo de los requerimientos.

Segundo, el ruido es mayor que el de las fuentes lineales. En la salida y entrada, radia interferencia electromagnética y de radiofrecuencia. Esto puede dificultar el control y no deberá ser ignorado durante la fase de diseño. Por éste motivo se deberán agregar circuitos de protección, de arranque suave, y filtros de línea adicionales como etapas previas.

Tercero, la fuente conmutada toma proporciones de energía de la entrada en pulsos de tiempos limitados para transferirlo a la salida en otras condiciones de corriente y tensión, por lo que, le llevará mayor tiempo de restablecimiento al circuito para soportar variaciones en la entrada. Esto se llama “respuesta transitoria en el tiempo”. Para compensar este funcionamiento lento, los capacitores de filtro de salida se deberán incrementar para almacenar la energía necesaria por la carga durante el tiempo en que la fuente conmutada se está ajustando. Generalmente, la industria está optando por el uso de fuentes conmutadas en la mayoría de las aplicaciones. En baja potencia, donde es necesario una mejor característica de rizado se está optando por insertar una fuente lineal en serie con la fuente conmutada.

5.1.2. El modo “forward”

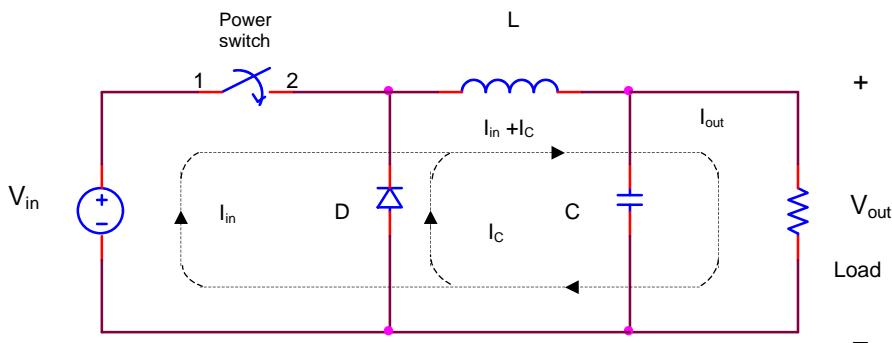


Fig. 5.5 El modo “forward” y su flujo de corriente

En rigor, las dos únicas topologías básicas son el convertidor forward y el flyback. Las demás topologías son derivaciones o combinaciones de estas dos.

El convertidor directo, o “forward” consta de cuatro elementos básicos:

Una llave de potencia que trabaja en el modo corte-saturación, comandado por un modulador de ancho de pulsos, PWM, un rectificador de potencia de alta velocidad de conmutación, un inductor en serie, y un capacitor de bajo ESR.

Entre el transistor de potencia y la carga puede haber un transformador de aislación, que podrá hacer funcionar como elevador/reductor, haciendo funcionar la fuente en modo forward aislado.

El diodo en paralelo, el inductor en serie y el capacitor en paralelo forman el circuito de reserva de energía, cuya función será de entregar la energía almacenada para evitar discontinuidad de corriente cuando el transistor de potencia esté bloqueado.

El modo de operación “forward” puede analizarse en dos períodos. Durante el encendido del transistor de potencia t_{on} , y durante el apagado t_{off} .

a) Durante el t_{on}

Durante el t_{on} , la corriente de la fuente se aplica directamente a la carga a través del inductor L, y retorna por el circuito de masa. Durante este periodo de tiempo, el diodo se polariza inversamente.

b) Durante el t_{off}

Durante el t_{off} , la rampa positiva de la corriente del inductor se convierte en rampa negativa evitando la discontinuidad de corriente que habría en el circuito de la carga por el apagado del transistor. La energía almacenada en el inductor es ahora entregada a la carga a través del diodo D que, ahora se polariza directamente.

c) Durante el nuevo t_{on}

Cuando el transistor se satura nuevamente, la tensión presentada en el circuito de filtro sirve para bloquear en forma inversa al diodo D. Pero, la corriente permanece fluyendo por el inductor.

La cantidad de energía entregada a la carga está controlada por el ciclo de trabajo (duty cycle) del transistor de potencia. Este puede variar como valores teóricos extremos entre el 0 y el 100%, pero, típicamente es aplicable un rango entre el 5 y el 95%.

5.1.3. El modo “flyback”

Los reguladores en modo indirecto, o “flyback” tienen los mismos elementos básicos que el regulador forward, con excepción que han sido conectados de manera diferente, según se puede ver en la [fig. 5.6](#)

El modo de operación del modo flyback puede ser analizado de dos maneras:

a) Durante el t_{on}

Durante el t_{on} , la corriente de la fuente se aplica en el inductor, produciendo el almacenamiento de la energía en el núcleo del material magnético.

b) Durante el t_{off}

Durante el t_{off} , y debido a que la corriente del inductor no puede cambiar instantáneamente, se invierte la tensión en los bornes del inductor (flies back), y se polariza directamente el diodo D cerrando el circuito entre la energía del inductor que actúa como la fuente, el capacitor que amortigua el ripple, y la carga. Esto continuará hasta que toda la energía almacenada en el inductor durante el t_{on} se entregue.

Debido a que la tensión en el inductor se invierte, la tensión que aparece en el capacitor de salida es mayor que la tensión de entrada, ya que se suma la tensión de entrada más la tensión del inductor. Esto hace que el ripple de tensión del convertidor flyback sea mayor que el modo forward.

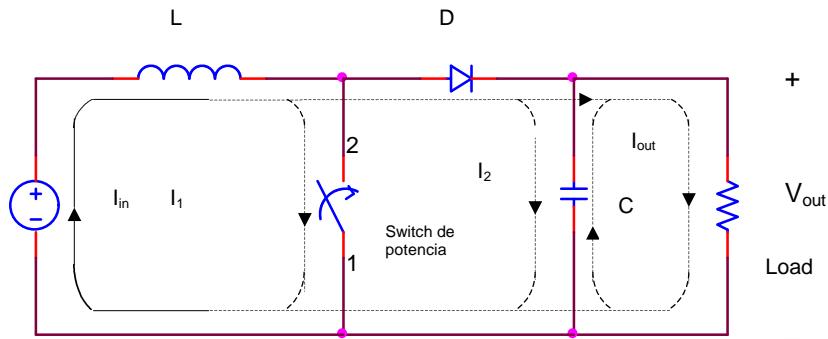


Fig.5. 6. El modo "flyback" y su flujo de corriente

El ciclo de trabajo en un convertidor flyback es del 0 al 50%. Esta restricción es debido al tiempo requerido para vaciar el flujo del inductor en el capacitor de salida. En los convertidores flyback aislados, el ciclo de trabajo puede en algunos casos ser mayor debido al efecto de la relación de vueltas entre las inductancias del primario y el secundario.

5.1.4. Factores que afectan en la elección de una topología adecuada

Algunas topologías funcionan mejor que otras en altas tensiones, otras en altos niveles de potencia, y otras tienen un funcionamiento aceptable en casos de bajo costo.

Para seleccionar correctamente el tipo de fuente de alimentación que más se adecua una aplicación en particular, hay que tener en cuenta cinco factores principales que diferencian una de otra.

1. Corriente pico en el primario. Esta es una indicación de cuánto será el estrés que tendrán los transistores de potencia, y así poder limitar una configuración en particular en la potencia de salida que podrán manejar y la tensión máxima que podrá operar.
2. Cantidad de tensión de entrada que se aplica al primario del transformador. Esto indica la cantidad de potencia efectiva que puede entregar desde la línea de entrada. Las fuentes commutadas son circuitos de potencia constante, por eso cuanto más tensión de entrada al transformador o inductor se le aplique, menos será el valor de la corriente pico necesaria para igual potencia.
3. Cantidad de la característica B-H que se puede usar durante cada ciclo. Esto indica qué configuración aprovecha mejor el transformador de potencia, lo que implicará físicamente el uso de transformadores más pequeños para iguala potencia de salida.
4. Aislación de DC desde la entrada hacia la carga. Esto provee aislación entre la salida y la entrada, y permite al diseñador agregar múltiples salidas con facilidad. El transformador de aislación puede también ser necesario para cumplir con los requerimientos de seguridad exigidos en algunas aplicaciones.
5. Costo y calidad. Los diseñadores deberán seleccionar una configuración que requiera la mínima cantidad de partes sin someter los componentes a sobrecargas.

Al comienzo del diseño de una fuente de alimentación, el diseñador deberá realizar un análisis previo estimativo. Se deberá asumir en forma razonable el valor de la eficiencia y las ecuaciones de funcionamiento que relacionan a la corriente y tensión pico.

Primero se puede seleccionar el mejor modelo, los semiconductores de potencia, y también se deberá estimar la cantidad de pérdida que tendrán estos componentes. Esto puede ser una guía para la selección del lay-out correcto y conocer el costo final. También se puede seleccionar los componentes de potencia antes de que el circuito esté finalmente consolidado.

La industria ha enmarcado las principales fuentes de alimentación y sus principales aplicaciones, según se muestra en la [fig. 5.7](#)

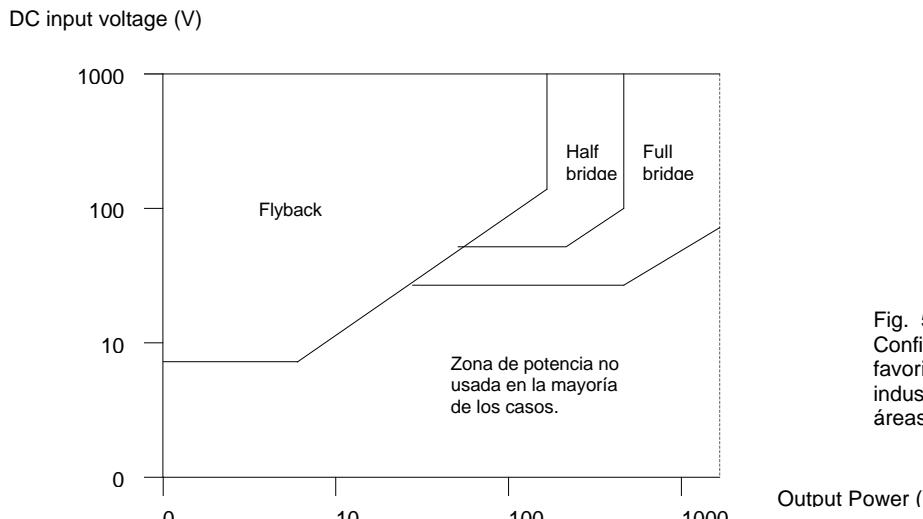


Fig. 5.7
Configuraciones favoritas en la industria y sus áreas de uso

Las bondades de las áreas de aplicación están determinadas principalmente por el rango de aplicación del transistor de potencia. Se estima como normal el uso de hasta 20A de corriente pico. Se puede utilizar valores de corriente mayores, pero deberá diseñarse cuidadosamente el lay-out de la etapa de potencia, y tenerse en cuenta todas las consideraciones que se cumplen en circuitos de corrientes fuentes, tales como longitudes grandes y recorridos inadecuados de los bornes o barras de potencia. Para éstos casos, es conveniente la aplicación de fuentes con transformador de aislación.

La configuración flyback se utiliza preferentemente para baja o media potencia de salida (<150W) debido a su simplicidad y bajo costo. Desafortunadamente, la topología flyback exhibe un valor de corriente pico mayor que la del modo forward, por eso para grandes potencias se utiliza la topología forward.

Para media potencia (100 a 500W) la topología medio puente (half-bridge) es la más utilizada. La corriente pico del circuito medio puente es de 1/3 a 1/2 menor que su contraparte fly-back.

Alrededor de 400 y 500W, la corriente pico se torna muy alta, debido a que éste circuito no aprovecha toda la tensión disponible en la línea, por lo que se reemplaza por la topología puente completo (full-bridge), ya que ésta sí distribuye en el primario del transformador toda la tensión disponible de la fuente. Es más cara en su construcción, pero para altas potencias, esto se torna insignificante.

La topología push-pull tiene un uso muy restringido, debido a que requiere simetría en la energía de los dos cuadrantes B-H para evitar la tendencia al desequilibrio y la saturación del transformador.

Las fuentes resonantes se están utilizando en frecuencias de conmutación mayores que 100kHz, donde la eficiencia es significativamente mayor que las fuentes no resonantes, y además se reduce la emisión de interferencias RFI/EMI, ya que elimina en forma rápida las transiciones de corriente y/o tensión. Las desventajas de los convertidores resonantes es que requieren mayor costo de diseño y mayor tiempo de implementación y puesta a punto.

5.2. Convertidores no aislados

5.2.1. El convertidor reductor. (“Buck”- step down converter)

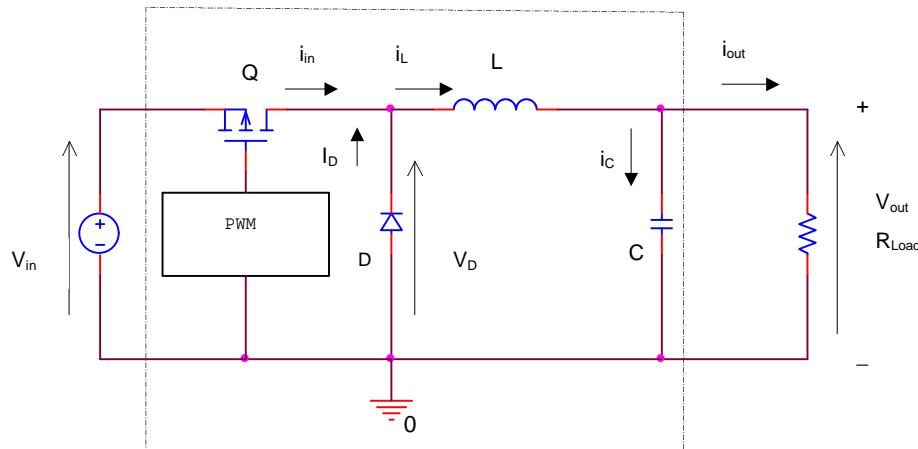


Fig. 5.8. Convertidor reductor
Buck converter

El transistor Q es la llave que comuta en el modo corte-saturación. El diodo D_f es el conmutador que evita la discontinuidad de corriente de la carga durante el apagado del transistor Q. L es la inductancia que se encarga de redistribuir la energía desde la fuente a la carga. C es el capacitor que disminuye el “ripple” en la tensión de salida. El transistor Q está comandado a través de la compuerta por el modulador de ancho de pulsos PWM. Consideremos el circuito de la [fig. 5.8.](#) que emplea un convertidor reductor “buck” como motor de conversión de potencia.

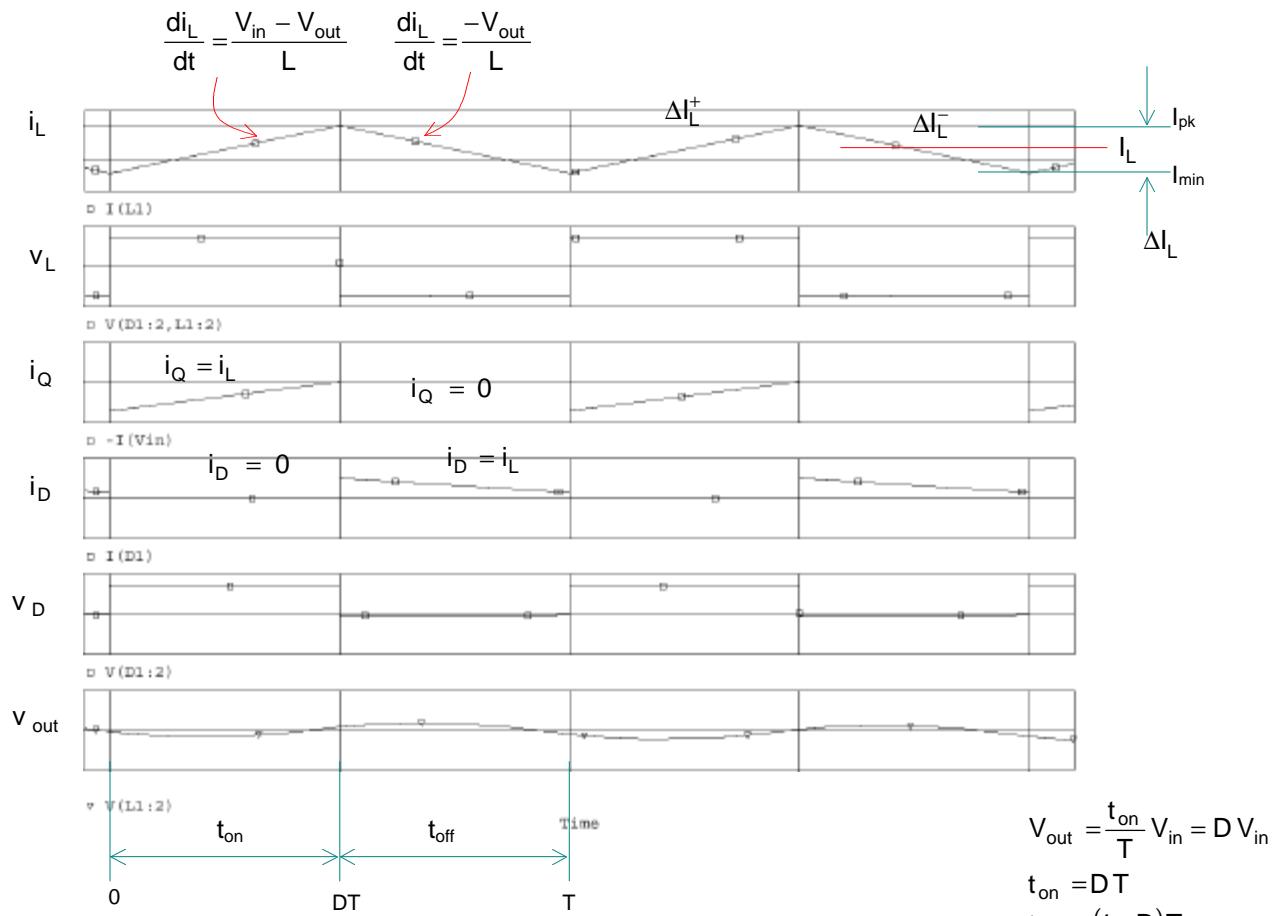
Para el análisis, se deberán tener las siguientes consideraciones:

1. La acción de conmutación del conmutador ha alcanzado un estado estable.
2. Las pérdidas en los conmutadores se consideran despreciables, por lo que los componentes son ideales.
3. La corriente en el inductor es siempre positiva y el valor del capacitor C de filtro de salida es tan grande que en el ciclo de conmutación, el cambio en la tensión de salida V_{out} es muy pequeño.
4. El periodo de conmutación es T; y se denomina ciclo de trabajo “D” al porcentaje de tiempo en el cual el conmutador electrónico es conectado al estado de saturación “on” en el periodo T:

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T}, \quad t_{on} = D \cdot T \quad t_{off} = (1 - D) \cdot T \quad (5.01)$$

Hay dos modos de operación posibles. Operación en modo de conducción del inductor continuo y discontinuo.

5.2.1.1. Modo continuo, CCM (continuous conduction mode)



Una vez asumido las consideraciones anteriores, se analizará los instantes durante el encendido t_{on} y el apagado t_{off} del transistor de potencia.

Modo 1. Durante el t_{on}

El transistor se enciende o satura totalmente (on) y se mantiene en ese estado, V_{in} se aplica a la carga a través de la inductancia L, cuya velocidad es:

$$v_{L(t)} = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.02)$$

Para valores de inductancia grandes, i_L se incrementa linealmente desde I_1 hasta I_2 durante el t_{on} . Por esto:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \quad \begin{aligned} i_{in} &= i_L && (i_{in} \text{ fluye a través de } L, \text{ cargando } C) \\ i_D &= 0 && (D \text{ está polarizado inversamente}) \\ v_D &= V_{in} && \\ I_L &= \text{corriente promedio en la inductancia} \end{aligned}$$

$$V_{in} - V_O = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = L \frac{\Delta I_L^+}{t_{on}} \quad (5.03)$$

La corriente i_D en éste es igual a cero, debido a que el diodo D_f está polarizado inversamente. El circuito equivalente en el modo 1 es:

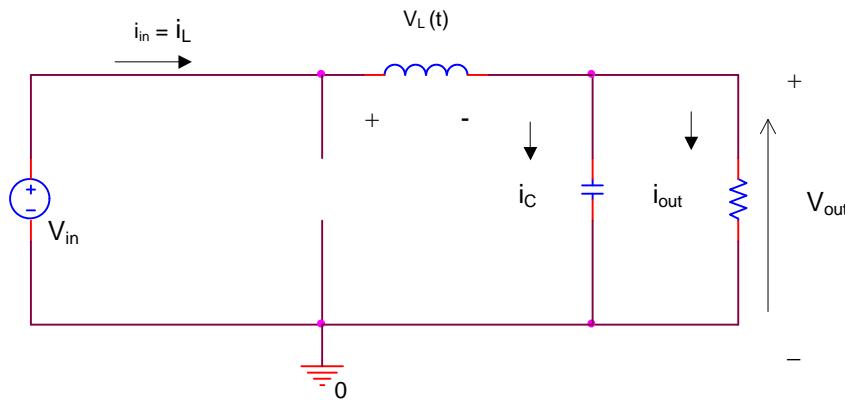


Fig.5.10. Circuito equivalente en modo 1, durante $0 < t \leq t_{on}$

El tiempo de duración del modo 1 es:

$$t_{on} = \frac{L \Delta I_L^+}{V_{in} - V_{out}} \quad (5.04)$$

El modo 1 está, entonces, caracterizado por el almacenamiento de energía eléctrica en forma magnética en el inductor.

Modo 2. Durante el t_{off}

El modo 2 comienza cuando el transistor se bloquea (off) en el instante $t=t_{on}$. El circuito equivalente se muestra en la fig. 5.11. Debido a que no es posible cambiar instantáneamente el flujo de corriente a través del inductor, la polaridad de la tensión a través del inductor se invierte inmediatamente y trata de mantener la misma corriente I_2 que fluyó antes de bloquearse el transistor. Este fenómeno es llamado retroceso inductivo. El diodo de corrida libre D_f conduce debido a que cuando invierte la polaridad la inductancia es polarizada en forma directa. Si no estuviera presente el diodo de corrida libre, podría aparecer un pico de tensión negativo en el emisor del transistor de conmutación.

La corriente del emisor tiene una pendiente negativa (decrece), debido a que la energía almacenada en el inductor es entregada a la carga.

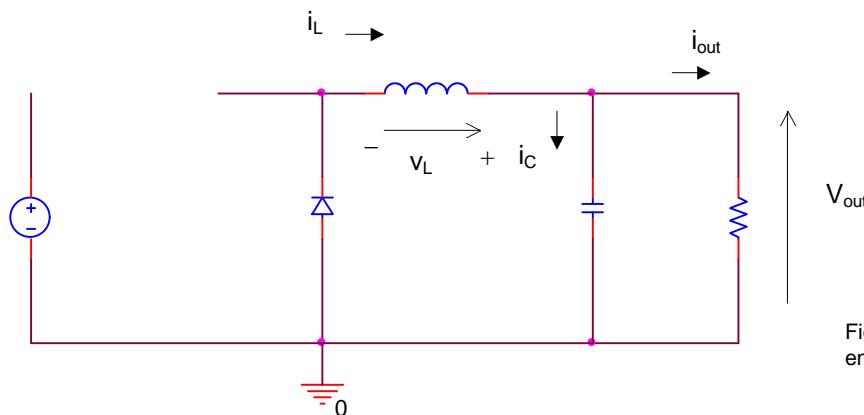


Fig. 5.11. Circuito equivalente en modo 2, durante $t_{on} < t \leq T$

La tensión, que antes era $v_{L(t)}$, ahora es $-V_{out}$, y la corriente del inductor decrece linealmente desde I_2 hasta I_1 en el tiempo t_{off} .

$$-V_{out} = L \frac{i_1 - i_2}{t_{off}} \quad \begin{aligned} i_D &= i_L \text{ (i}_L \text{ fluye a través de D, cargando C)} \\ v_D &= 0 \text{ (se asume = 0 la caída de tensión directa del diodo)} \end{aligned} \quad (5.05)$$

$$\text{O, de otra forma, } V_{out} = L \frac{\Delta I_L^-}{t_{off}} \quad (5.06)$$

El valor del ripple de corriente pico a pico en el inductor es,

$$\Delta I_L^- = \frac{V_{out} t_{off}}{L} \quad (5.07)$$

El tiempo de duración del modo 2 es:

$$t_{off} = L \frac{\Delta I_L^-}{V_{out}} \quad (5.08)$$

En régimen permanente, el ripple de corriente pico a pico $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- = \Delta I_L$ es el mismo, tanto durante $0 < t \leq t_{on}$ como durante $t_{on} < t \leq T$, y es:

$$\Delta I_L = \frac{(V_{in} - V_{out})t_{on}}{L} = \frac{V_{out} t_{off}}{L} \quad (5.09)$$

Por lo que, se puede resolver $V_{out} = f(V_{in})$, siendo la tensión promedio igual a:

$$V_{out} = V_{in} \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = V_{in} D \quad \text{Se desprecia } V_{SAT} \text{ del transistor y } V_F \text{ del diodo} \quad (5.10)$$

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = D \quad (\text{relación de conversión en régimen estacionario}) \quad (5.10.1)$$

Se denomina ciclo de trabajo, D, a la relación $D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T}$, además, $t_{on} = DT$ y $t_{off} = (1-D)T$ (5.11)

La tensión de salida promedio V_{out} es, en el convertidor reductor, el producto de la tensión de entrada V_{in} por el ciclo de trabajo D.

Tomando las ecuaciones anteriores de t_{on} y t_{off} , se puede obtener:

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{L \Delta I_L}{V_{in} - V_{out}} + \frac{L \Delta I_L}{V_{out}} = \frac{L V_{in}}{(V_{in} - V_{out}) V_{out}} \Delta I_L \quad (5.12)$$

De donde, se puede obtener el valor de la inductancia L:

$$L = \frac{(V_{in} - V_{out}) V_{out}}{\Delta I_L V_{in}} T = \frac{(V_{in} - V_{out}) V_{out}}{f_s \Delta I_L V_{in}} = \frac{V_{in}}{f_s \Delta I_L} D(1-D) \quad f_s = \text{frecuencia de conmutación}$$

$$L = \frac{(V_{in} - V_{out}) V_{out}}{f_s \Delta I_L V_{in}} = \frac{V_{in}}{f_s \Delta I_L} D(1-D) \quad (5.13)$$

Si V_{in} varía entre $V_{in}(\text{mínimo})$ y $V_{in}(\text{máximo})$, se deberá tomar el $V_{in}(\text{máx})$.

O, también, se puede calcular el ripple de corriente del inductor

$$\Delta I_L = \frac{(V_{in} - V_{out}) V_{out}}{L V_{in}} T = \frac{V_{in}}{f_s L} D(1-D) \quad (5.14)$$

Según la Ley de Kirchoff, la corriente del inductor es:

$$i_L = i_C + I_L \quad (5.15)$$

Asumiendo que la corriente promedio del inductor i_L es igual a la corriente promedio de la carga, entonces, el capacitor se carga cuando i_L es mayor que I_L , como se muestra en la [fig. 5.12.b](#), la descarga del capacitor ocurre cuando i_L es menor que I_L . Asumiendo que la corriente de la carga es constante, entonces el cambio de la corriente en el inductor es:

$$\Delta i_L \equiv \Delta i_C \quad (5.16)$$

La corriente promedio del capacitor I_C es cero para un periodo T debido a que el capacitor es cargado y descargado por la misma cantidad durante ese periodo.

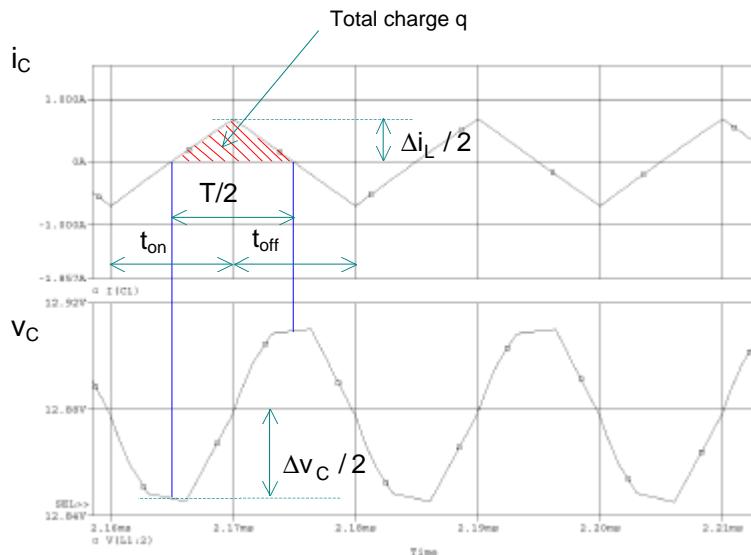


Fig. 5.12.a. Formas de onda de corriente y tensión en el capacitor

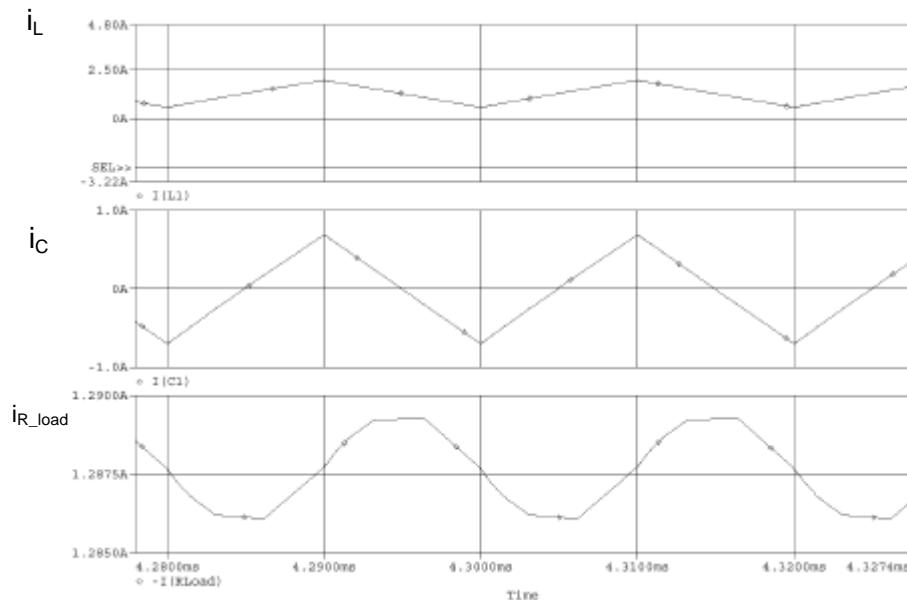


Fig. 5.12.b. Formas de onda de corriente del inductor, del capacitor y de la carga.

Considerando el circuito de la [fig. 5.8](#), la forma de onda de la corriente en el inductor tiene una componente de dc i_L y una magnitud lineal de ripple $\Delta i_L / 2$, como se muestra en la [fig. 5.12.a](#). La componente de dc i_L deberá fluir completamente hacia la carga, mientras que el ripple de corriente se dividirá entre la carga y el capacitor de filtro C. Debido a que el capacitor provee el filtro del ripple de conmutación, este deberá ser suficientemente grande de manera tal que su impedancia a la frecuencia de conmutación sea mucho menor que el valor de la resistencia de carga R. Esto hará que el ripple de corriente del inductor sea direccionado hacia el capacitor y no hacia la carga. Como se muestra en la [fig. 5.12.b](#), casi toda la magnitud de ripple de corriente del inductor se deriva hacia el capacitor, y una pequeña fracción se deriva hacia la carga. También se puede observar que la magnitud el ripple es aprox. lineal.

Considerando iguales los intervalos de carga y descarga del capacitor de la [fig. 5.12.a](#), entonces la carga o descarga promedio fluye por $t_{on}/2 + t_{off}/2 = T/2$, y es (considerando el área de un triángulo):

$$i_C = \frac{1}{T/2} \left(\frac{b+h}{2} \right) = \frac{1}{T/2} \frac{\frac{T}{2}}{2} = \frac{\Delta i_L}{4} \quad (5.17)$$

La tensión del capacitor $v_C(t)$ durante el intervalo de carga o descarga es:

$$v_C(t) = v_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^{T/2} i_C dt \quad (5.18)$$

El ripple de tensión pico a pico del capacitor ΔV_C está dado por:

$$\Delta V_C = v_C(t) - v_C(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_L}{4} dt = \frac{T \Delta I_L}{8C} \quad \boxed{\Delta V_C = \frac{\Delta I_L}{8f_s C}} \quad (5.19)$$

De otro modo: La cantidad de carga ΔQ^+ aplicada al capacitor está dada por el área encerrada por el triángulo mostrado en la parte sombreada de la [fig. 5.12.a](#), Donde:

El ripple de tensión pico a pico del capacitor, está dado aproximadamente:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow \Delta v_C = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta I_L}{8f_s C} \quad (5.20)$$

Sustituyendo el valor ΔI_L en la [ec. 5.20](#), y como $\Delta V_C = \Delta V_{out}$ (despreciando el ESR) queda:

$$\Delta V_{out} = \frac{T V_{out}}{8C} (1 - D) T = \frac{V_{out} (1 - D)}{8LC f_s^2} \quad (5.21)$$

ΔV_{out} es el ripple de tensión de salida mostrado en la [fig. 5.9](#). También es útil expresar el rizado como una fracción de la tensión de salida,

Las pérdidas del capacitor también se pueden despreciar si el ESR es de un valor bajo.

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{(1 - D)}{8LC f_s^2} \quad \begin{aligned} L &= \text{Henrys} \\ C &= \text{Faradios} \\ f_s &= \text{Hz} \end{aligned} \quad (5.21.1)$$

Finalmente, el $ESR_{(MAX)}$ será:

$$ESR_{(MAX)} = \frac{\Delta V_{ESR(MAX)}}{\Delta I_L} \quad (5.22)$$

Si ESR es despreciable, la tensión Δv_C es igual al ripple de tensión pico a pico Δv_0 , debido a que el capacitor está conectado directamente a la carga. Para disminuir el valor de ripple se deberá incrementar el producto LC, o incrementar la frecuencia de conmutación f_s .

Debido a que el inductor de salida L, y el capacitor de salida C forman un filtro pasa bajos, la elección del valor de L y C determina la frecuencia de corte del filtro pasa bajos, y determina la cantidad de ripple y sobrepicos de éste en la salida.

Como la corriente de entrada será discontinua, se requerirá reducir los efectos de interferencia EMI.

Como regla general, se considera $I_{L(MIN)} = \frac{\Delta I_L}{2}$. Esto dará una buena operación en modo continuo. Cuando esto no es posible, el regulador funcionará en modo discontinuo.

La relación entre las corrientes promedio de entrada y salida es la siguiente:

$$I_{in} = \langle i_{in} \rangle = I_L \frac{t_{ON}}{T} \quad (5.23)$$

Eficiencia:

La eficiencia está expresada por la sig. fórmula

$$\eta \% = \frac{P_{out}}{P_{in}} 100$$

Donde $P_{out} = I_{out} V_{out}$ (siendo $I_{out} = I_{carga}$); y la P_{in} es la potencia total absorbida por el convertidor. Entonces:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{SAT} + P_{Diodo} + P_L + P_Q + P_{SW}} \quad (5.24)$$

- Pérdidas estáticas:

P_{SAT}: Pérdidas debidas a la saturación del transistor Q. Estas se incrementan conforme disminuye la tensión de entrada V_{in}.

$$P_{SAT} = V_{SAT} I_{out} \frac{t_{on}}{T} = V_{SAT} I_{out} \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (5.25)$$

P_D: Pérdidas debidas al diodo de corrida libre.

$$P_D = V_F I_{out} \frac{V_{in} - V_{out}}{V_{in}} = V_F I_{out} \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (5.26)$$

P_L: Pérdidas debidas a la resistencia serie R_s de la inductancia.

$$P_L = R_s I_L^2 \quad (5.27)$$

P_Q: Pérdidas debidas a la corriente "stand -by" y a la corriente del driver.

$$P_Q = V_{in} I_Q \quad \text{Donde } I_Q \text{ es la corriente total consumida todo el circuito driver.} \quad (5.28)$$

- Pérdidas dinámicas (de conmutación).

Estas pérdidas corresponden a la transición corte-saturación de los dispositivos de conmutación.

$$P_{SW} = \frac{W_{ON} + W_{OFF}}{T} \approx V_{in} I_{out} \frac{t_r + t_f}{2T} \quad (5.29)$$

W_{ON} = Energía consumida durante la saturación

W_{OFF} = Energía consumida durante el corte

t_r = tiempo de subida del transistor de potencia (de la hoja de datos del dispositivo)

t_f = tiempo de caída del transistor de potencia (de la hoja de datos)

T = periodo de conmutación

Las pérdidas de conmutación del diodo se desprecian, siempre que se aplique el criterio sig.:

$$t_{rr(DIODO)} \ll t_r(TRANSISTOR)$$

t_{rr} = tiempo de recuperación en inversa del diodo.

5.2.1.1.1. Simulación del convertidor Buck en PSpice[®]

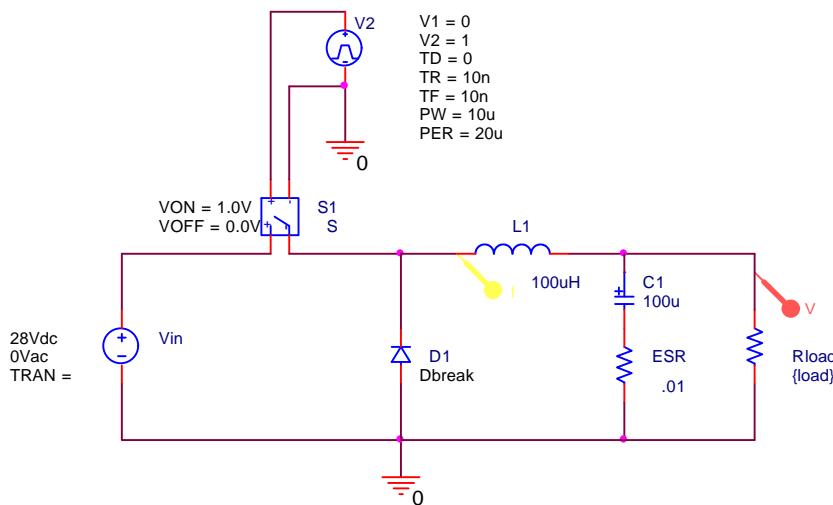


Fig. 5.13.a. Simulación del convertidor BUCK en PSpice con comutador y diodos simplificados. Circuito abierto. Carga resistiva.

Se ha utilizado modelos simplificados de los comutadores para lograr una simulación rápida. Esto es, utilizando el modelo simplificado del switch S de la librería analog ($r_{on}=10m\Omega$) y el Sbreak de la librería breakout. Como el circuito está en lazo abierto, se ha despreciado la ESR (resistencia serie equivalente) del capacitor C1. No se han agregado valores iniciales al inductor y capacitor. Se puede observar la magnitud significativa de corriente en el arranque para un valor de $R_{load}=10$ y las formas de onda obtenidas de tensión del inductor para dos cargas $R_{load}=1$ y $R_{load}=10$. Nótese el principio volt-seg del inductor en estado de régimen permanente. También se muestra la Transitorio de tensión y corriente para dos valores de corriente de carga, y luego se hizo una apertura para $R_{load}=10$ midiendo los valores de I_L , I_{in} , I_{D1} , I_{C1} y V_{out} en régimen permanente.

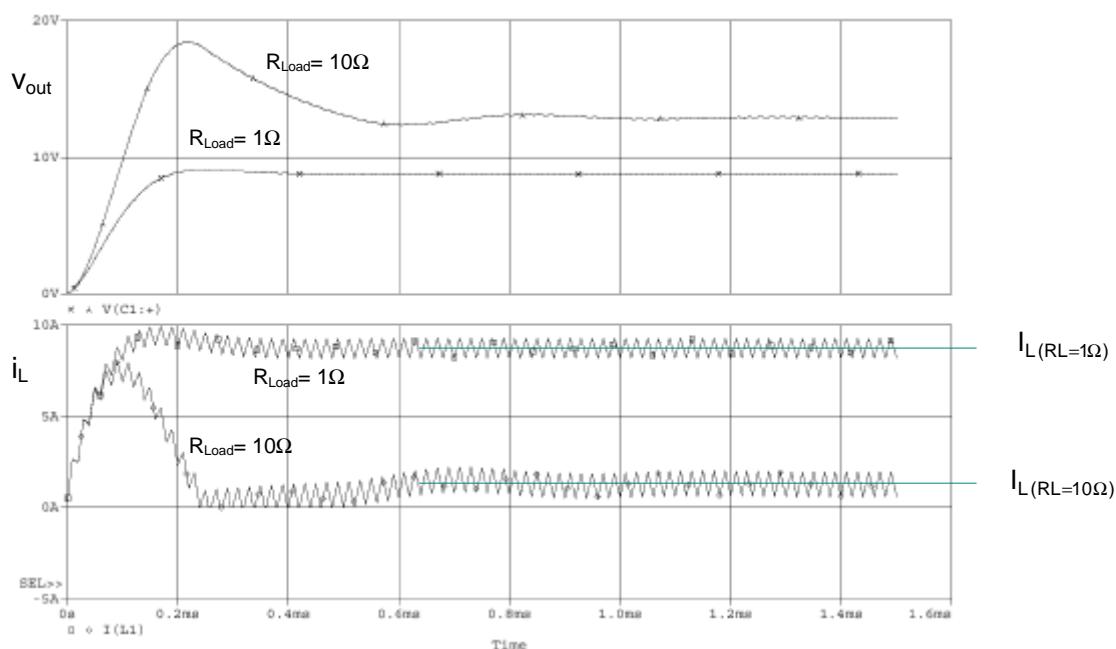


Fig. 5.13.b. Simulación en Pspice de la fuente BUCK correspondiente a la Fig. 5.13.a. Transitorio de tensión y corriente del inductor en condición de arranque para dos valores de R_{load} .

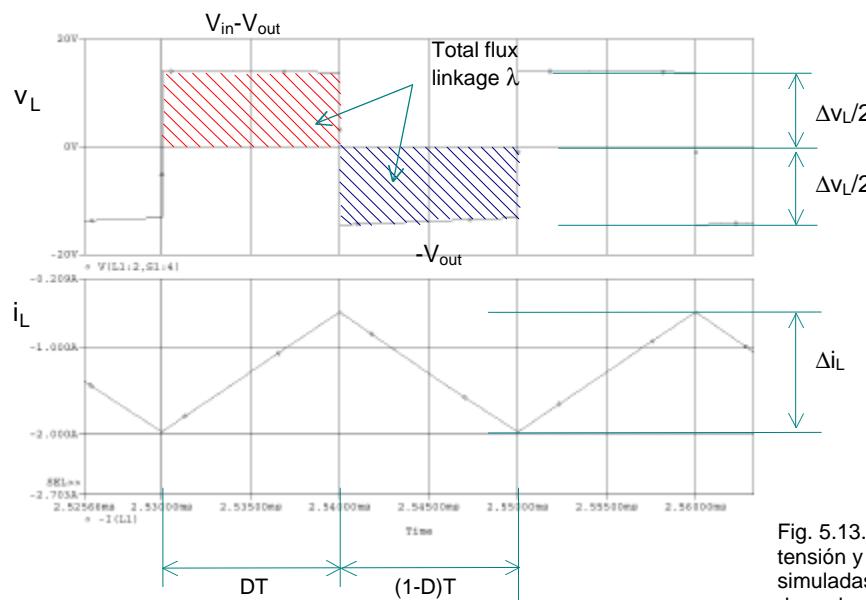
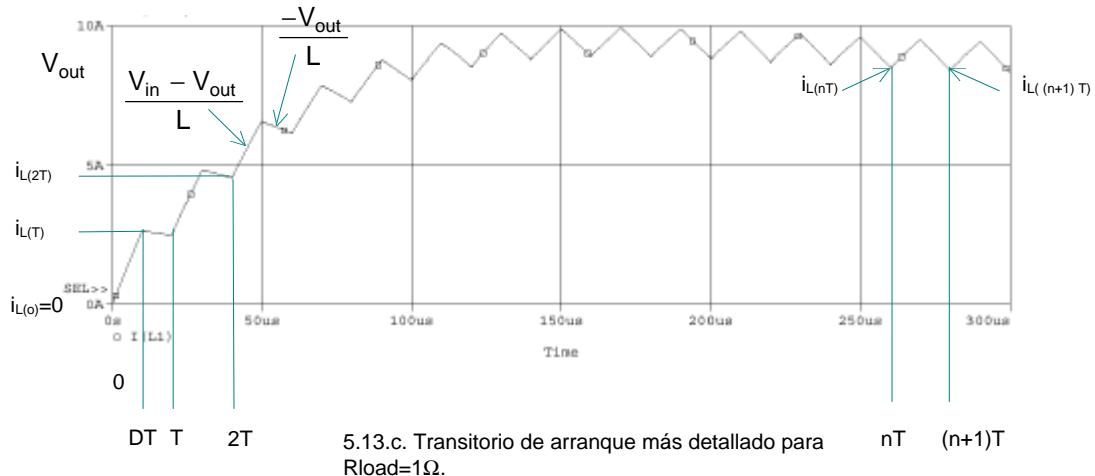


Fig. 5.13.d. Formas de onda de tensión y corriente en el inductor simuladas en PSpice cuando la forma de onda de tensión es continua, donde se muestra el enlace de flujo λ en el inductor.

La corriente media en el inductor i_L debe ser igual a la corriente media en la carga, porque la corriente media en el condensador debe ser nula operando en régimen permanente:

$$i_L = i_R = \frac{V_{out}}{R} \quad (5.30)$$

En la [fig. 5.13.d](#) se puede observar el principio del balance volt-seg del inductor, donde el valor medio es:

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L(t)} dt = 0 \quad (5.31)$$

Una forma equivalente puede ser, el dividir en dos partes la ec. anterior para un periodo T.

$$\begin{aligned} \lambda &= \int_0^T v_{L(t)} dt = (V_{in} - V_{out}) DT + (-V_{out})(1-D)T, \text{ donde la solución es} \\ V_{out} &= V_{in} D \end{aligned} \quad (5.32)$$

El principio del balance volt-seg del inductor nos permite derivar la expresión para la componente de dc de la salida del convertidor. Esta aproximación puede ayudar a resolver convertidores más complicados, a través de un

simple trazado de la forma de onda aplicada al inductor, e igualar el promedio del valor a cero. Este argumento también se puede aplicar a los capacitores, referenciado a su corriente, principio que ya fue utilizado para calcular el valor del capacitor, y donde la ecuación es:

$$\langle i_C \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_{C(t)} dt = 0 \quad (5.33)$$

Este resultado debería ser intuitivo. Si se aplica una corriente de dc en un capacitor, entonces el capacitor se cargará continuamente y este valor de tensión se incrementará sin límites. También, si una tensión es aplicada a un inductor, entonces el flujo se incrementará continuamente y la corriente del inductor se incrementará también sin límites. Este principio es llamado “balance amp-seg del capacitor” o “balance de carga”, y se usará para encontrar las corrientes de régimen permanente en el convertidor.

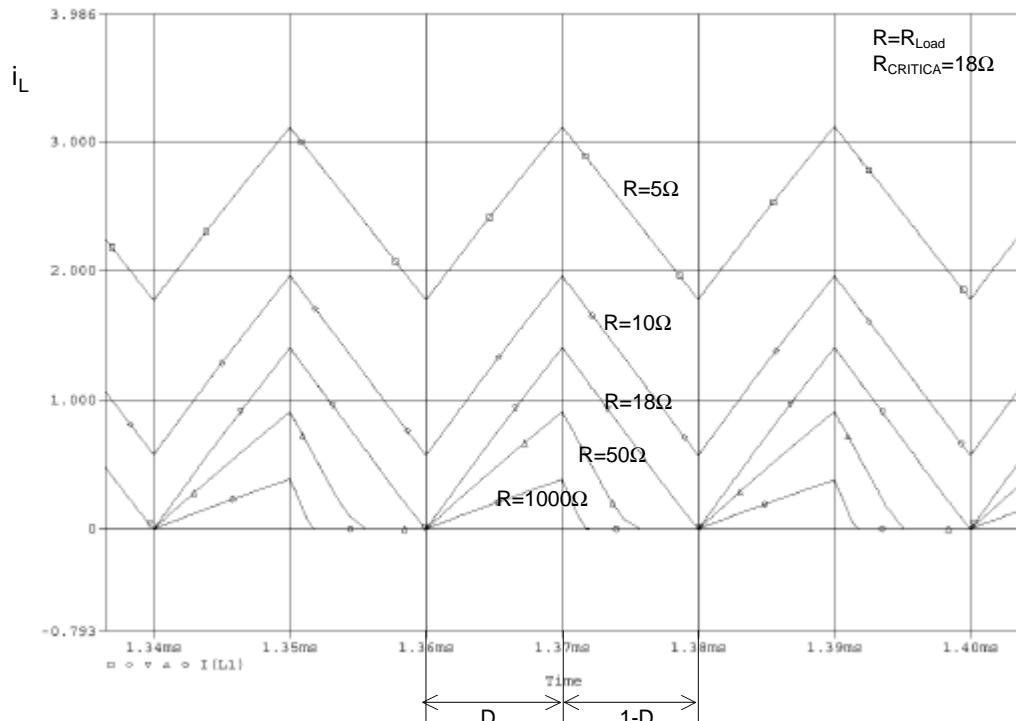


Fig. 5.13.f. Simulación en PSpice de la fuente BUCK de la Fig 5.13.a. Distintos valores de la corriente del inductor para valores de la carga Rload (o simplemente R) RLoad=5,10,18,50,1000 Ω, utilizando la función. Parametric Sweep.

5.2.1.1.2. Simulación del filtro de salida

La relación de transferencia entre la tensión de salida y la tensión de entrada del filtro (en el diodo D_1) es:

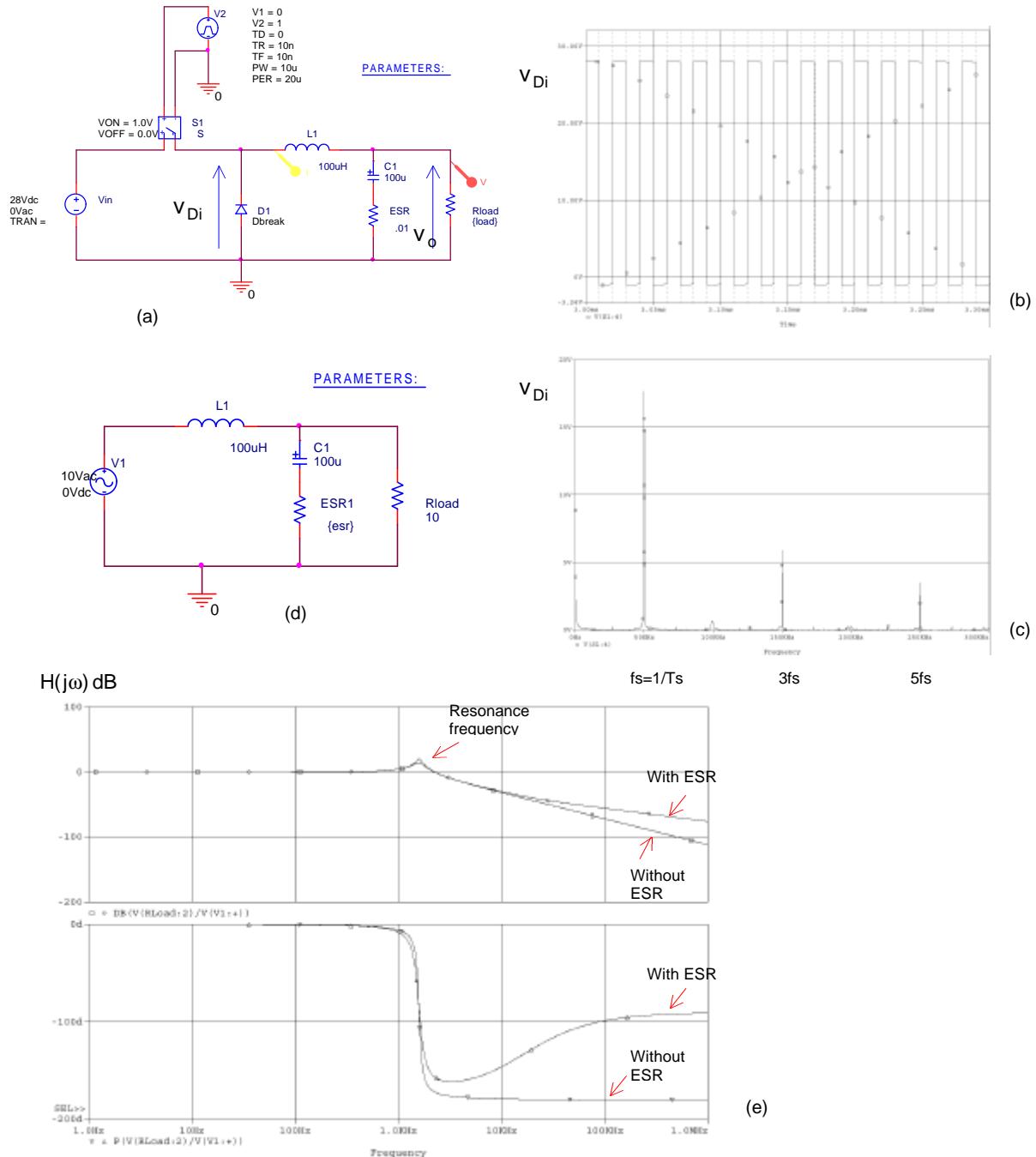


Fig. 5.14. Relación de transferencia y diagrama de Bode del convertidor BUCK con y sin ESR. (a) modelo de circuito; (b) tensión V_{Di} ; (b) Fourier de la tensión V_{Di} ; (e) modelo del convertidor BUCK para BODE; (f) Diagrama de BODE

El convertidor BUCK puede ser considerado como una fuente de tensión de onda rectangular, cuya frecuencia y ciclo de trabajo dependen del modo de control del interruptor. La salida está constituida por un filtro LC de segundo orden que atenúa las componentes de alta frecuencia.

Si se descompone la tensión de la [fig. 5.14.\(b\)](#) en serie de Fourier (c), se obtiene:

$$V_{Di} = \frac{4V_i}{2\pi n} \sin(n\pi D) \quad \text{siendo } n=1,2,3\dots \quad (5.34)$$

El diagrama de Bode del módulo y fase de la función de transferencia $H(j\omega)$ del filtro se muestra en la [fig. 5.14.e](#). La función de transferencia y la frecuencia de resonancia son (despreciando el ESR):

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 \log \left| \frac{V_o(j\omega)}{V_{Di}(j\omega)} \right|; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.35)$$

$$H(s) = \frac{R_{load} \| 1/sC}{sL + R_{load} \| 1/sC} = \frac{1/LC}{s^2 + s \frac{1}{R_{load}C} + \frac{1}{LC}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 + \omega_0^2} \quad (5.35.1)$$

$$\text{donde } \zeta = \frac{1}{2R_{load}\sqrt{C/L}}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.35.2)$$

El coeficiente de amortiguamiento de la magnitud de la respuesta depende de R_{load} . Esta es críticamente amortiguada si $R_{load} = \frac{1}{2}\sqrt{L/C}$, y subamortiguada si $R_{load} < \frac{1}{2}\sqrt{L/C}$.

Si se considera el ESR:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}(1+sR_{ESR}C)}{s^2 + s \frac{(L+R_{load}R_{ESR}C)}{R_{load}LC} + \frac{1}{LC}} \quad (5.35.3)$$

El cero que aparece en la función de transferencia al considerar R_{ESR} modifica la pendiente de $H(j\omega)_{dB}$ que pasa a ser de -20dB/dec . en lugar de -40dB/dec .

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C} \quad (5.35.4)$$

Si esta frecuencia es del mismo orden de magnitud que la de la conmutación del convertidor, el rizado de la tensión aumenta en modo significativo al disminuir la atenuación del filtro.

En el [ítem 5.5](#) se trata la modelización y control de fuentes conmutadas en detalle.

5.2.1.2. Convertidor Buck en modo de conducción discontinuo, o DCM (discontinuous conduction mode)

El modo de conducción discontinuo provoca gran cantidad de ripple de corriente en el inductor cuando el convertidor está operando con cargas menores y en condiciones de conmutadores de corriente unidireccional. Esto se debe a que normalmente se requiere que las fuentes conmutadas puedan operar en aplicaciones sin carga, obligando al inductor a pasar al modo discontinuo. Por otro lado, algunos convertidores son diseñados para operar en modo de conducción discontinuo para todas las cargas.

Las propiedades del convertidor cambian radicalmente en el modo de conducción discontinuo. La relación de conversión se hace dependiente de la carga, y se incrementa la impedancia de salida. Además, el comportamiento dinámico del convertidor también es significativamente alterado.

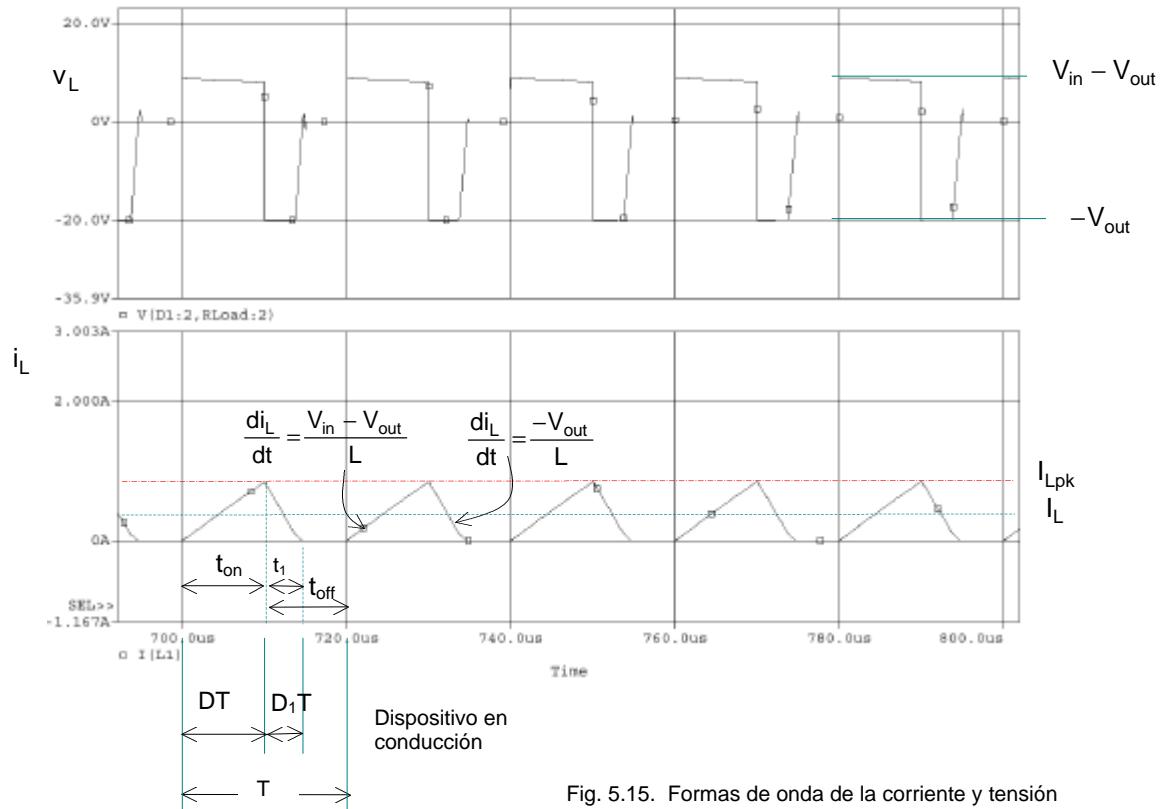
En el modo continuo, el ripple de corriente es:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} DT \quad (5.36)$$

Puede observarse que el valor Δi_L depende de la diferencia de las tensiones aplicadas en el inductor y del tiempo de conducción DT, pero no depende del valor de la resistencia de carga R. La magnitud del ripple de corriente varía con la magnitud de la tensión aplicada en lugar de la corriente.

Si el valor de la resistencia de carga aumenta, entonces la corriente de carga disminuirá y la componente de continua i_L también decrecerá, pero la magnitud del ripple de corriente no variará, como se muestra en la [fig. 5.13.f](#), con R_{Load} desde 5 a 10Ω . Si se continúa incrementando el valor de la resistencia de carga hasta que $i_L = \Delta i_L/2$ (con $R_{Load}=18\Omega$ en este ejemplo) se podrá observar que la corriente del inductor (rampa creciente) y la del diodo (rampa decreciente) tienen en su extremo inferior el valor de corriente igual a cero, y la corriente i_L tiene una magnitud todavía positiva y distinta de cero.

Pero, si se continúa incrementando el valor de R_{Load} , y como la corriente en el diodo no puede ser negativa, entonces el diodo se polariza inversamente antes de que se complete el periodo de conmutación.



Entonces,
 $i_L > \Delta i_L / 2$ para CCM
 $i_L < \Delta i_L / 2$ para DCM

Se supondrá un rendimiento del convertidor de 100% y carga resistiva R.

Donde i_L y Δi_L son los valores suponiendo que el convertidor opera en modo continuo. Si

$$\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{(V_{in} - V_{out})DT}{2L} = \frac{V_{in} D(1-D)T}{2L}, \text{ y si la corriente aplicada en la carga } R \text{ es,} \quad (5.37)$$

$$\frac{D V_{in}}{R} < \frac{V_{in} D(1-D)T}{2L} \quad \text{entonces,}$$

$$\boxed{\frac{2L}{RT} < (1-D)} \quad \text{o, de otra forma, } K < K_{crit}(D) \text{ para el convertidor DCM, donde} \quad (5.37.1)$$

$$K = \frac{2L}{RT} \quad \text{y} \quad K_{crit}(D) = (1-D) \quad (5.37.2)$$

El valor adimensional K es una medida de la tendencia del convertidor a operar en el modo de conducción discontinuo. Valores grandes de K corresponden al modo continuo, mientras que valores pequeños corresponden al modo de operación discontinuo. En la Fig. siguiente se muestra la función de K vs. D.

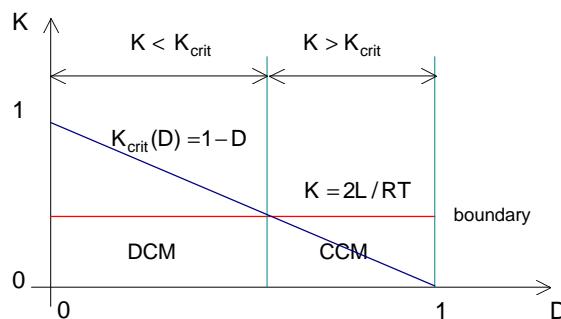


Fig. 5.15.a. K_{crit} en función de D . El convertidor opera en DCM cuando $K < K_{\text{crit}}$ y en CCM cuando $K > K_{\text{crit}}$. Se ha elegido un valor de K arbitrario y $K < 1$.

Se ha elegido un valor de K arbitrario, para ilustración. Se puede observar de la fig. 5.15.a. que para ese valor de K elegido el convertidor opera en modo discontinuo para valores bajos de ciclo de trabajo, y en modo continuo para valores mayores que el límite. Si la carga tiene un valor muy pequeño, el valor de $K > 1$ y el convertidor opera en modo continuo para cualquier valor de ciclo de trabajo.

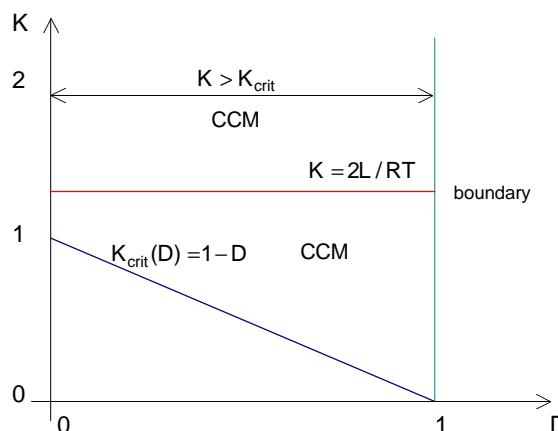


Fig. 5.15.b. K_{crit} en función de D para un valor de carga tal que hace $K > 1$.

También se expresa el límite del modo discontinuo en términos de la resistencia de carga R , en lugar del valor adimensional K . Entonces, la ecuación puede modificarse para expresar la dependencia con la R de carga,

$$\begin{aligned} R < R_{\text{crit}}(D) &\quad \text{para CCM} \\ R > R_{\text{crit}}(D) &\quad \text{para DCM , donde} \end{aligned} \quad (5.37.3)$$

$$R_{\text{crit}}(D) = \frac{2L}{(1-D)T} \quad (5.38)$$

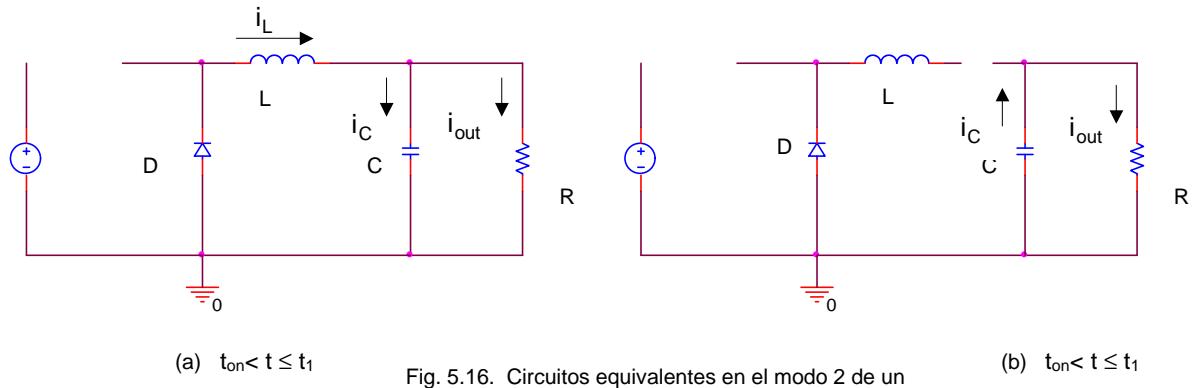
Entonces, el convertidor entra en modo discontinuo cuando el valor de la R de carga es mayor que el valor R_{crit} . Este valor crítico depende del valor de la inductancia, de la frecuencia y del ciclo de trabajo. Notar que como $(1-D)$ es menor que 1, entonces, el mínimo valor de R_{crit} es $2L/T$. Si $R < \frac{2L}{T}$ entonces el convertidor operará en el modo discontinuo para todo valor de ciclo de trabajo.

Estos resultados se pueden aplicar también para cargas que no son resistivas puras. Se puede definir, entonces el valor de resistencia de carga efectiva R como la relación de la tensión de dc a la corriente de dc: $R = V/I$. Por último, puede expresarse también en términos de L_{crit}

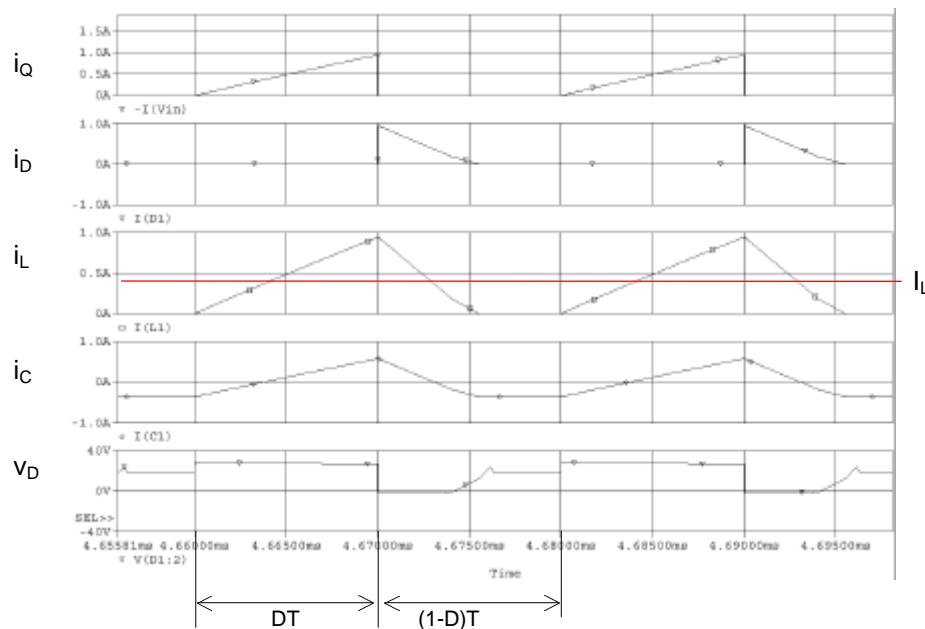
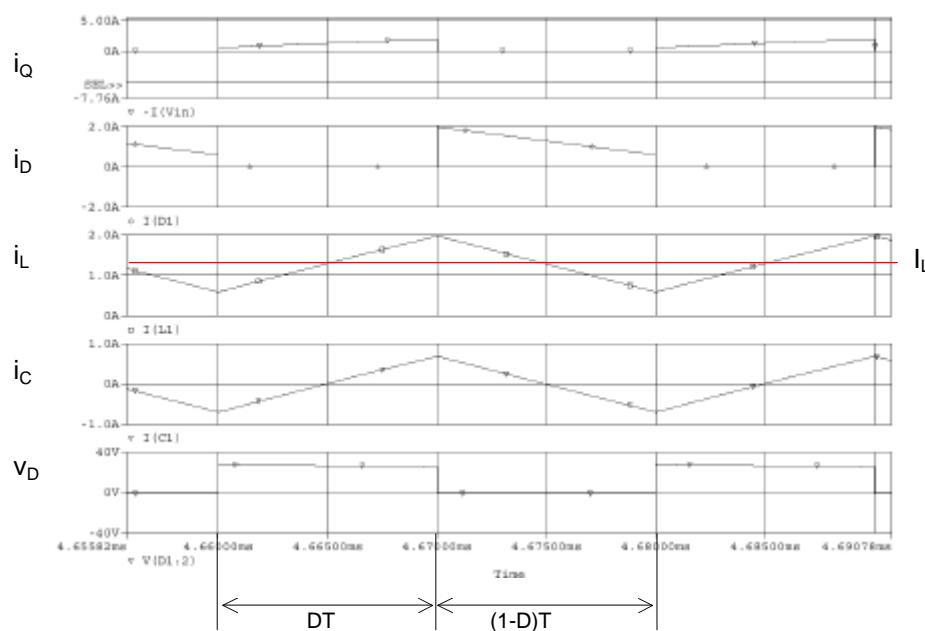
$$L_{\text{crit}}(D) = \frac{(1-D)R}{2f_s} \quad (5.39)$$

Debido a la discontinuidad de la corriente en la carga a partir de $t=t_1$, es que el modo 2 del circuito equivalente de la fig. 5.11 se dividirá en dos partes, una desde $t_{\text{on}} < t \leq t_1$, y la otra parte desde $t_1 < t \leq T$.

La fig.5.16 muestra el circuito equivalente del modo 2 de un convertidor buck discontinuo.



La fig. 5.16 muestra la comparación en las formas de onda de un convertidor buck continuo y un convertidor buck discontinuo.



5.2.1.2.1. Relación de conversión del convertidor buck en modo discontinuo

A partir del valor de la tensión en el inductor en un periodo, y a partir de la [fig. 5.15](#),

$$(V_{in} - V_{out})DT - V_{out}D_1T = 0 \quad (5.40)$$

$V_{out} = V_{in} \frac{D}{D + D_1}$

(5.40.1)

La corriente media en el inductor es,

$$\langle i_L \rangle = I_L = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} I_{Lpk} DT + \frac{1}{2} I_{Lpk} D_1 T \right) = \frac{1}{2} I_{Lpk} (D + D_1) \quad (5.41)$$

Si $I_L = I_R = \frac{V_{out}}{R}$, entonces

$$I_L = \frac{1}{2} I_{Lpk} (D + D_1) = \frac{V_{out}}{R} \quad (5.41.1)$$

En el caso DCM, la corriente inicial es igual a cero, por lo que el valor máximo de la corriente I_{Lpk} depende del valor de la pendiente y de DT . Cuando el interruptor está cerrado, la tensión máxima en el inductor es,

$$V_L = V_{in} - V_{out}$$

con lo que se obtiene,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} = \frac{I_{Lpk}}{DT} \Rightarrow I_{Lpk} = \frac{DT}{L} (V_{in} - V_{out}) \quad (5.41.2)$$

Como $(V_{in} - V_{out}) = \frac{V_{out}D_1}{D}$ (de la [ec. 5.40](#))

$$I_{Lpk} = \frac{V_{out}D_1T}{L} \quad (5.41.3)$$

Sustituyendo en la [ec. 5.41.1](#)

$$\frac{1}{2} I_{Lpk} (D + D_1) = \frac{1}{2} \frac{V_{out}D_1T}{L} (D + D_1) = \frac{V_{out}}{R} \quad (5.41.4)$$

$$\frac{1}{2} \frac{V_{out}D_1T}{L} D + \frac{1}{2} \frac{V_{out}D_1T}{L} D_1 = \frac{V_{out}}{R} \quad (5.41.5)$$

Por lo que queda,

$$D_1^2 + D_1 D - \frac{2L}{RT} = 0 \quad (5.41.6)$$

Despejando D_1 ,

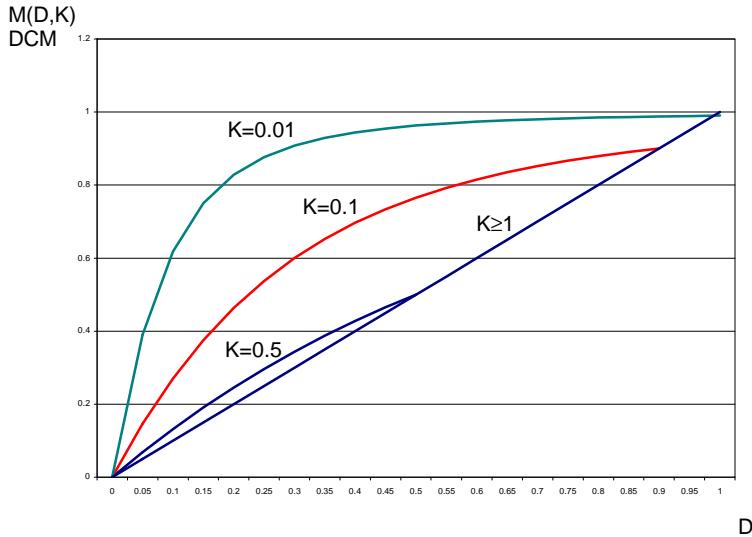
$$D_1 = \frac{-D \pm \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}}{2} \quad (5.41.7)$$

Por lo que, la relación de conversión en régimen estacionario es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{D + D_1} = \frac{2D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}} \quad M(D, K) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8L}{D^2 RT}}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} \quad (5.42.1)$$

válido para $K < K_{crit}$

donde $K = \frac{2L}{RT}$ y $D > 0$. (5.42.2)



Relación de conversión completa para funcionamiento continuo y discontinuo del convertidor BUCK:

$$M(D, K) = \begin{cases} D & \text{for } K \geq K_{\text{crit}} \\ \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} & \text{for } K < K_{\text{crit}} \end{cases} \quad (5.42.3)$$

Fig. 5.17. Voltage conversion ratio $M(D, K)$, buck converter.

5.2.1.3. Selección de los dispositivos de potencia

Transistor de potencia:

$$V_{CEV} \text{ o } V_{DSS} > V_{in_max} \quad (5.43.1)$$

$$I_{Cmax} \text{ o } I_{Dmax} > I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5.43.2)$$

Rectificador:

$$V_{RRM} > V_{in_max} \quad (5.43.3)$$

$$I_{F(AV)} \geq I_{out}(1-D) \quad (5.43.4)$$

5.2.1.4. Ejemplos

➤ Ejemplo 5.1

Diseñar un convertidor Buck con las siguientes características:

$$\begin{aligned} V_{in} &= 28V; \\ V_{out} &= 14V; \\ V_{ripple} &\leq 0,5\%; \\ R &= 10\Omega \end{aligned}$$

Utilizar un D para que convertidor pueda operar en modo CCM, especificar el valor del inductor y del capacitor, el valor máximo de la tensión pico de cada dispositivo y la corriente eficaz en la bobina y en el capacitor.

Solución: El ciclo de trabajo para operación en modo CCM es: $D = \frac{14}{28} = 0,5$

La frecuencia de conmutación será arbitrariamente $f_s = 50 \text{ kHz}$, que corresponde a una frecuencia superior a la de audio y suficientemente baja para disminuir las pérdidas de conmutación. El valor del inductor será como mínimo ($>L_{cr}$)

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f_s} = 50 \mu\text{H}$$

Se seleccionará el inductor un 25% mayor que el valor crítico,

$$L = 1.25 * 50 \mu\text{H} = 62,5 \mu\text{H}$$

La corriente media será:

$$I_L = \frac{V_{out}}{R} = 1,4 \text{ A} ; \quad \Delta I_L = \frac{(V_{in} - V_{out})}{L} DT = 2,24 \text{ A}$$

La corriente máxima y mínima en el inductor será,

$$I_{LPk} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 2,52 \text{ A} ; \quad I_{min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = 0,28 \text{ A}$$

El valor eficaz de una señal triangular con componente de dc es,

$$I_{L(RMS)} = \sqrt{I_L^2 + \left(\frac{\Delta I_L / 2}{\sqrt{3}} \right)^2} = 1,54 \text{ A}$$

El valor del capacitor es,

$$C = \frac{1-D}{8L \frac{\Delta V_0}{V_0} f^2} = 80 \mu F \text{ el capacitor deberá soportar una tensión mayor que } 14V$$

La corriente pico en el capacitor es $\Delta I_L / 2 = 1,12 \text{ A}$ y la corriente eficaz es, siendo una onda triangular,

$$\frac{\Delta I_L / 2}{\sqrt{3}} = 0,65 \text{ A}$$

Transistor de potencia: $V_{CEV} \text{ o } V_{DSS} > V_{in_max} = 28V$

$$I_{Cmax} \text{ o } I_{Dmax} > I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} = 2,52 \text{ A}$$

Rectificador: $V_{RMM} > V_{in_max} = 28V$

$$I_{F(AV)} \geq I_{out}(1-D) = 0,77 \text{ A}$$

Tensión en el inductor:

$$\begin{array}{ll} \text{Para } t=t_{on} & 28-14=14V \\ \text{Para } t=t_{off} & 14-0=14V \end{array}$$

➤ **Ejemplo 5.2.** Convertidor Buck con corriente discontinua

Si los parámetros del convertidor son:

$$\begin{array}{ll} V_{in}=28V & L=50\mu H \\ R=100\Omega & C=470\mu F \\ f_s=50\text{kHz} & D=0.4 \end{array}$$

Demostrar que la corriente es discontinua, y calcular el valor de la tensión de salida para un $D=0.4$

Solución:

$$K = \frac{2L}{RT} = \frac{2(50 \cdot 10^{-6})}{100 \cdot 10^3} = 0.05$$

$K_{crit} = 1 - D = 0.6 \Rightarrow K < K_{crit}$ el convertidor opera en modo discontinuo para ese valor de ciclo de trabajo.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} = 0.944 \Rightarrow V_{out} = 26.44V$$

5.2.2. El convertidor elevador. (“Boost” Step up converter)

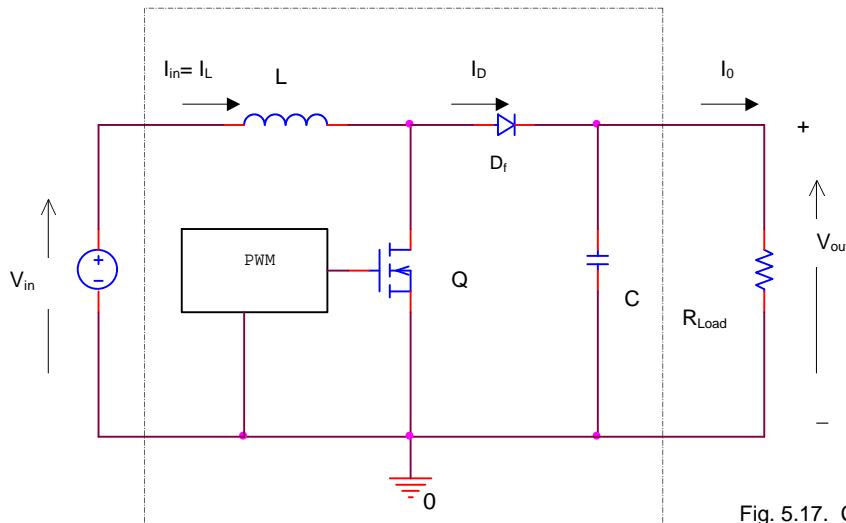


Fig. 5.17. Convertidor elevador
Boost converter

El transistor Q es la llave que comuta en el modo corte-saturación. El diodo D_f es el conmutador que transfiere la energía de la inductancia hacia la carga durante el apagado del transistor Q. L es la inductancia que se encarga de redistribuir la energía desde la fuente a la carga. C es el capacitor que disminuye el “ripple” en la tensión de salida. El transistor Q está comandado a través de la compuerta por el modulador de ancho de pulsos PWM. Consideremos el circuito de la [fig. 5.17](#), que emplea un convertidor elevador “boost” como motor de conversión de potencia.

Para el análisis, se deberán tener las consideraciones similares a la del convertidor buck.

En éste caso también hay dos modos de operación posibles. Operación en modo continuo y discontinuo.

5.2.2.1. Modo continuo, o CCM

Si se supone que la corriente del inductor no llega hasta cero cuando el transistor se bloquea, por lo tanto, I_L es mayor que $\Delta I_L / 2$ en todos los casos, entonces el convertidor operará en modo continuo. En este caso las formas de onda de corriente y tensión en el modo continuo son las correspondientes a la [fig. 5.18](#):

Modo 1. Durante el t_{on}

El modo 1 comienza cuando se satura el transistor Q hasta $t=t_{on}$. El diodo D se polariza inversamente. La corriente en el inductor L se incrementa en forma de rampa lineal correspondiendo a la fórmula:

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{I_{Lpk} - I_{Lmin}}{t_{on}} \quad \Delta I_L^+ = \frac{V_{in} t_{on}}{L} \quad (5.44)$$

Las tensiones en el capacitor y en el inductor están dadas por

$$v_L = V_{in} \quad i_C = -\frac{V_{out}}{R} \quad (5.45)$$

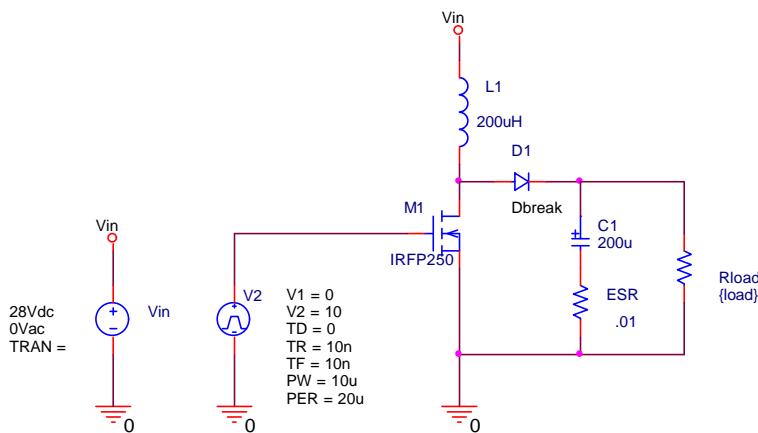


Fig. 5.18.a. Simulación en PSpice del convertidor BOOST con un MOSFET y con el diodo Dbreak. Circuito abierto. Carga resistiva. Rload=10Ω para funcionamiento en modo continuo.

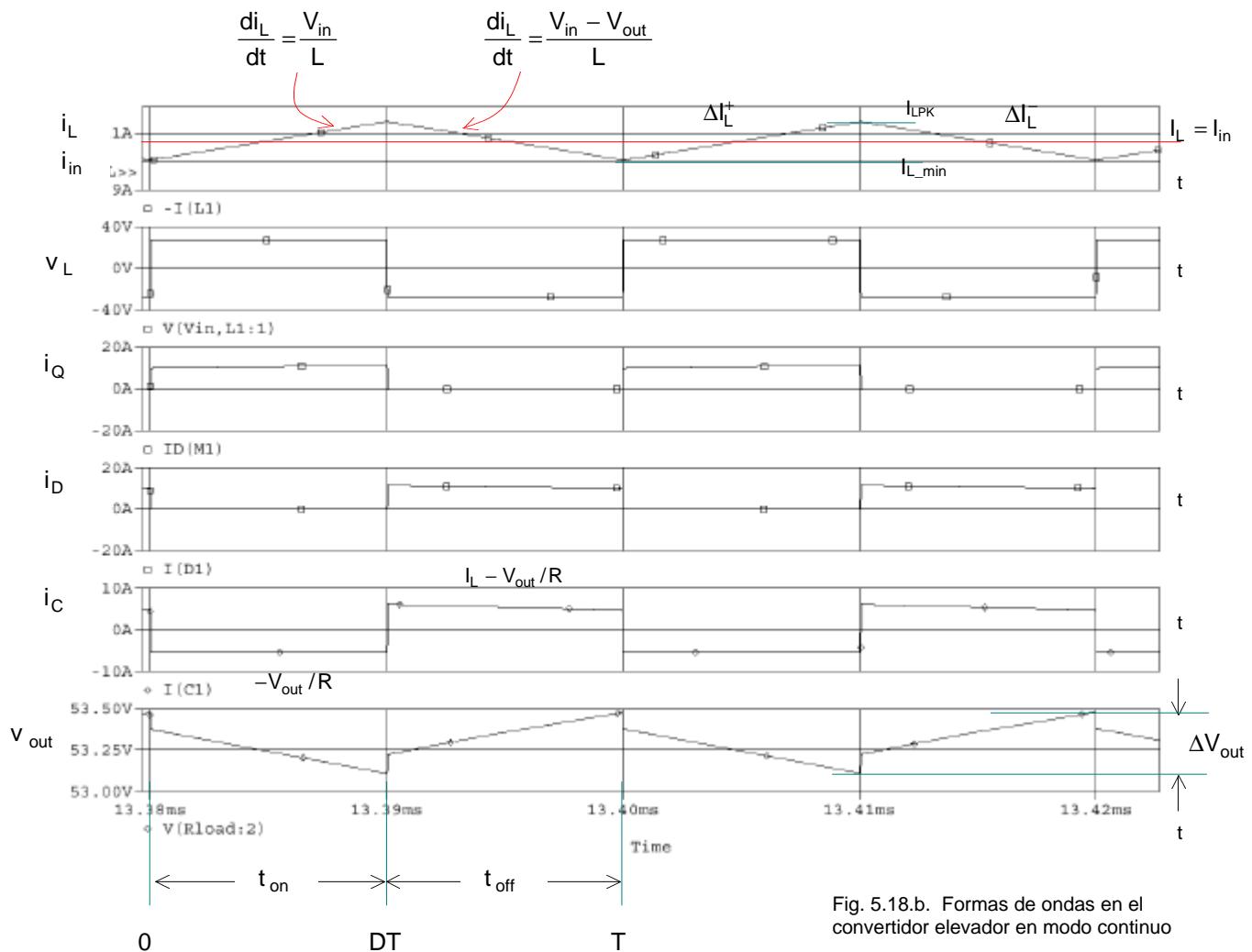


Fig. 5.18.b. Formas de ondas en el convertidor elevador en modo continuo

El circuito equivalente del modo 1 se muestra en la [fig. 5.19](#).

La duración del intervalo t_{on} y el intervalo ΔI_L^+ se pueden expresar como:

$$t_{on} = \frac{L \Delta I_L^+}{V_{in}} \quad \Delta I_L^+ = \frac{V_{in} t_{on}}{L} \quad (5.46)$$

Teniendo en cuenta la [ec. 5.44](#), la energía almacenada en el instante t_{on} es:

$$E = \frac{1}{2} L (\Delta I_L^+)^2 = \frac{1}{2L} V_{in}^2 t_{on}^2 \quad (5.47)$$

La corriente de salida es suministrada solamente por el capacitor. C se elige para suministrar la corriente de carga durante el t_{on} .

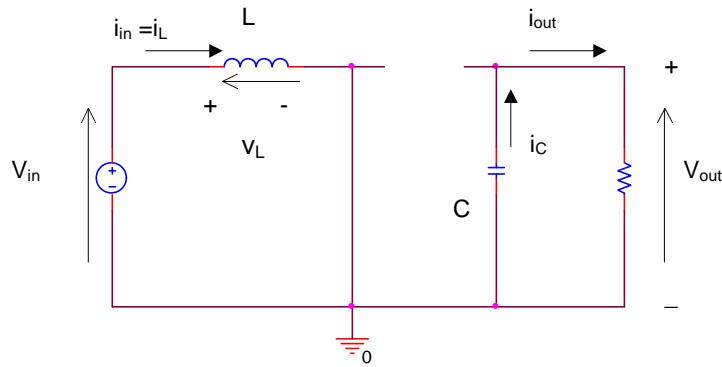


Fig. 5.19.a. Circuito equivalente en un convertidor boost en modo continuo, durante $0 < t \leq t_{on}$

Modo 2. Durante el t_{off}

Este modo comienza cuando el transistor Q se bloquea y el diodo D se polariza directamente. El circuito equivalente durante $t_{off} < t \leq T$ se muestra en la fig. 5.19.b.

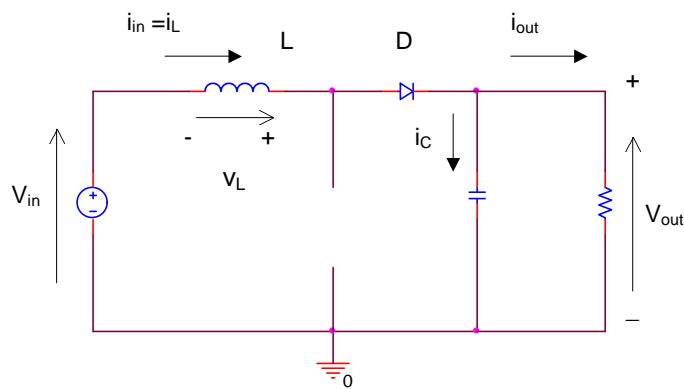


Fig. 5.19.b. Circuito equivalente en un convertidor boost en modo continuo, durante $t_{on} < t \leq T$

Debido a que la corriente del inductor no puede cambiar en forma instantánea, la tensión en los bornes del inductor se polariza inversamente para mantener la corriente constante. La corriente atraviesa por la inductancia L, el diodo D, y se distribuye entre el capacitor y la carga.

La ecuación de la tensión en los bornes del inductor es:

$$V_{in} - V_{out} = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{|I_{Lmin} - I_{Lpk}|}{t_{off}} \quad (5.48)$$

La duración del intervalo t_{off} y ΔI_L^- están dadas por las ec. siguientes:

$$t_{off} = L \frac{|I_{Lpk} - I_{Lmin}|}{V_{out} - V_{in}} = L \frac{\Delta I_L}{V_{out} - V_{in}} \quad \Delta I_L^- = \frac{(V_{out} - V_{in})t_{off}}{L} \quad (5.48.1)$$

En régimen permanente, $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- = \Delta I_L$, por lo que la tensión promedio será igual a:

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}D}{L} = \frac{(V_{out} - V_{in})(1-D)}{L} \rightarrow V_{out}(1-D) = V_{in} \quad \boxed{V_{out} = V_{in} \left(\frac{1}{1-D} \right)} \quad (5.49)$$

Como $t_{on} = DT$ y $t_{off} = (1-D)T$, la ecuación 5.49 se puede expresar en términos de t_{on} y t_{off} como sigue:

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}} \right) \quad (5.49.1)$$

La tensión media en el inductor deberá ser cero cuando el convertidor opere en régimen permanente. La expresión de la tensión media en el inductor en un periodo de conmutación es:

$$V_L = V_{in}D + (V_{in} - V_{out})(1-D) = 0$$

y nos dará el mismo resultado que el de la ec. 5.29. En esta ecuación se puede observar que cuando el ciclo de trabajo del interruptor se aproxime a la unidad, la salida se hará infinita. Pero, esto no será posible debido a que los componentes reales producirán pérdidas que impedirán que la salida se haga infinita.

Para un ripple de valor pequeño, se puede expresar:

$$v_L = V_{in} - v_{out} \approx V_{in} - V_{out} \quad (5.50.1)$$

$$i_C = i_L - \frac{V_{out}}{R} \approx i_L - \frac{V_{out}}{R} \quad (5.50.2)$$

La componente de dc de la corriente del inductor se deriva del principio del balance de carga. Durante el primer subintervalo, el capacitor suministra la corriente de carga, y el capacitor está parcialmente descargado. Durante el segundo subintervalo, el inductor suministra la corriente de carga y además, el capacitor se recarga. La carga neta del capacitor por periodo de conmutación se encuentra integrando la forma de onda del capacitor i_C , que se puede observar en la fig. 5.18.b.

$$\int_0^T i_{C(t)} dt = -\left(\frac{V_{out}}{R}\right)DT + \left(i_L - \frac{V_{out}}{R}\right)(1-D)T = 0 \quad \text{que resulta,}$$

$$-\left(\frac{V_{out}}{R}\right)[D + (1-D)] + i_L(1-D) = 0$$

$$\langle i_L \rangle = i_L = \frac{V_{out}}{R(1-D)} \quad \text{y también,} \quad i_L = \frac{V_{in}}{R(1-D)^2} \quad (5.51)$$

La figura siguiente muestra que la corriente se hace muy grande a medida que D se aproxima a 1.

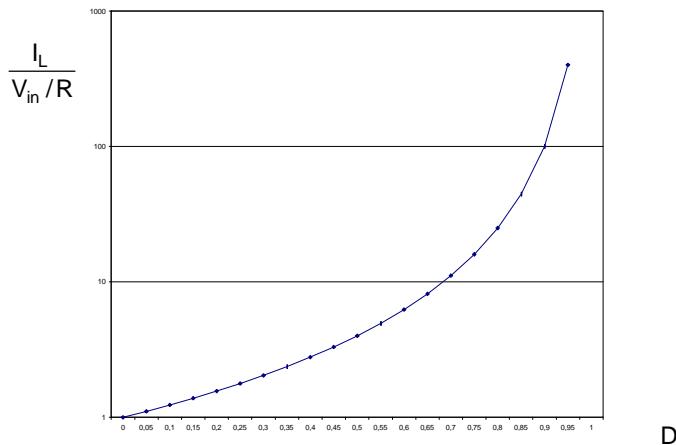


Fig. 5.20. Variación de la componente de dc de la corriente del inductor respecto al ciclo de trabajo, convertidor boost.

Eficiencia:

La eficiencia está expresada por la sig. fórmula

$$\eta \% = \frac{P_{out}}{P_{in}} 100$$

Donde $P_{out} = V_{out}I_{out}$ y la P_{in} es la potencia total absorbida por el convertidor. Está dado por P_{out} más las pérdidas. Entonces:

$\eta < 100\%$ debido a V_{sat} de Q, a V_F y a las pérdidas operativas.

Suponiendo $V_{sat} = V_F = 1V$ (las demás se desprecian)

$$\eta_{MAX} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{out} I_{out} + I_{in} 1(V)} = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{out} I_{out} + I_{out} \left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}}\right)}$$

$\boxed{\eta_{MAX} = \frac{V_{in}}{V_{in} + 1}}$

Si $V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}}\right)$ (5.52)

Tener en cuenta que las perdidas de conmutación Psw son casi siempre muy importantes, por lo que no se pueden despreciar. Entonces, el η_{MAX} cae bastante.

Cálculo de L

$$T = t_{on} + t_{off} = L \frac{\Delta I_L}{V_{in}} + L \frac{\Delta I_L}{V_{out} - V_{in}}$$

$$T = \Delta I_L L \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{1}{V_{out} - V_{in}} \right) = \Delta I_L L \frac{V_{out}}{V_{in} (V_{out} - V_{in})}$$

Entonces: $\boxed{L = \frac{V_{in} (V_{out} - V_{in})}{f_s \Delta I_L V_{in}}}$ $L = \text{Henry}$, $f = \text{Hz}$. (5.53)

Cálculo de C

C suministra energía a la carga cuando Q se satura.

Si $\Delta V_{out} = \Delta V_C$ (suponer ESR = 0). La forma de onda de corriente en el capacitor se puede observar en la [fig. 5.18.b](#). Durante el primer subintervalo la pendiente del capacitor es,

$$\frac{dv_{C(t)}}{dt} = \frac{i_{C(t)}}{C} = \frac{-V}{RC} \quad (5.54)$$

Durante el segundo subintervalo, la pendiente es,

$$\frac{dv_{C(t)}}{dt} = \frac{i_{C(t)}}{C} = \frac{I_L}{C} - \frac{V}{RC} \quad (5.55)$$

Durante el primer subintervalo, el cambio en la tensión del capacitor es igual a $-\Delta V_{out}$, igual a la pendiente multiplicada por la longitud del subintervalo,

$$-\Delta V_{out} = -\frac{V_{out}}{RC} DT \Rightarrow \Delta V_{out} = \frac{V_{out}}{RC} DT \quad (5.56.1)$$

También,

$$\boxed{C = \frac{V_{out}}{R} \frac{DT}{\Delta V_{out}}} \quad (5.56.2)$$

También, a partir de la ec. 5.53 el valor de ΔI_L se puede expresar de la siguiente manera:

$$T = t_{on} + t_{off} = L \frac{\Delta I_L}{V_{in}} + L \frac{\Delta I_L}{V_{out} - V_{in}}; \quad \Delta I_L = \frac{V_{in}}{f_s L} \left(\frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \right) = \frac{V_{in}}{f_s L} \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \right) \quad (5.57.1)$$

Pero, como $V_{in} = V_{out} (1 - D)$, entonces:

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{f_s L} \left(1 - \frac{V_{out} (1 - D)}{V_{out}} \right) = \frac{V_{in}}{f_s L} (1 - 1 + D) \quad \boxed{\Delta I_L = \frac{V_{in}}{f_s L} D} \quad (5.57.2)$$

Selección del transistor de potencia:

$$V_{CEV} \text{ o } V_{DSS} > V_{out} \quad (5.58)$$

$$I_{C(MAX)} \text{ o } I_{D(SS)} > I_{out} \left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}} \right) + \frac{\Delta I}{2} \quad (5.59)$$

Selección del rectificador de potencia:

$$V_{RMM} > V_{out}; \quad I_{F(AV)} > I_{out} \quad (5.60)$$

$t_{rr(MAX)}$ (depende de la frecuencia de conmutación)

5.2.2.2. Convertidor Boost en modo de conducción discontinuo (DCM)

Debido a la discontinuidad de la corriente en la carga a partir de $t=t_1$, es que el modo 2 del circuito equivalente de la [fig. 5.19](#) se dividirá en dos partes, una desde $t_{on} < t \leq t_1$, y la otra parte desde $t_1 < t \leq T$.

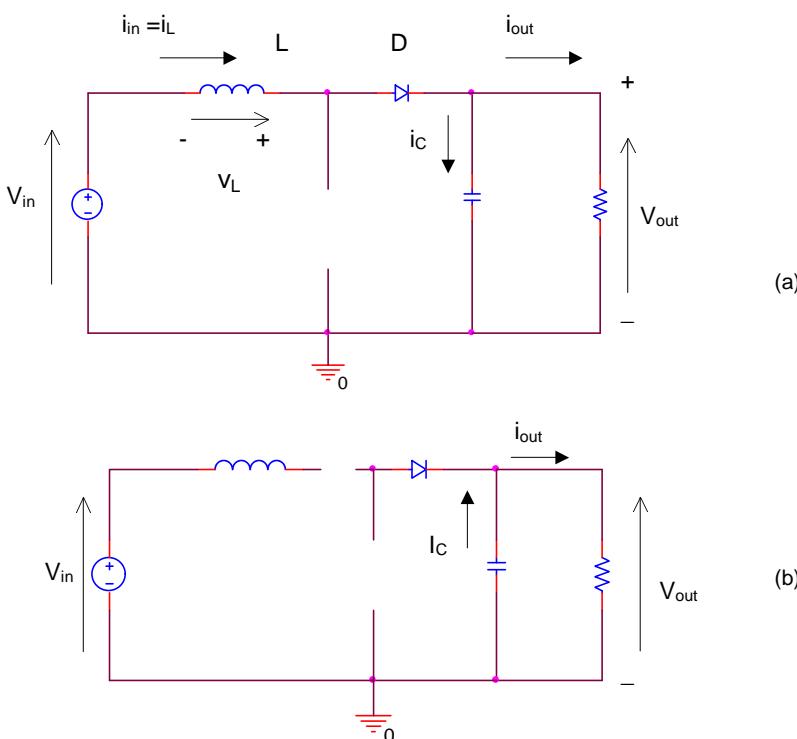


Fig. 5.21. Circuito equivalente en un convertidor boost en modo discontinuo, durante
(a) $t_{on} < t \leq t_1$
(b) $t_1 < t \leq T$

En la [fig. 5.22](#) se puede observar que durante el tiempo DT la corriente del diodo es igual a la del inductor $i_{L(t)}$, y el valor de la pendiente de subida es igual, ya sea continuo o discontinuo. El mínimo valor de la corriente del inductor (CCM) durante el subintervalo de conducción del diodo D_1 T es $I_L - \Delta I_L / 2$. Si esta corriente mínima es positiva, entonces el diodo se polariza positivamente durante todo el subintervalo $(1-D)T$ y el convertidor operará en modo continuo. Por lo que, las condiciones para estos dos modos de conducción son:

$$I_L > \Delta I_L / 2 \text{ para CCM}$$

$$I_L < \Delta I_L / 2 \text{ para DCM}$$

Se supondrá un rendimiento del convertidor del 100%.

Donde I_L y ΔI_L son los valores suponiendo que el convertidor opera en modo continuo. si

$$\frac{\Delta I_L}{2} = \frac{DTV_{in}}{2L}, \text{ y si la corriente aplicada en la carga } R \text{ es,}$$

$$\langle i_L \rangle = I_L = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} \quad \text{entonces,} \quad (5.61)$$

$$\frac{2L}{RT} < D(1-D)^2 \quad \text{o, de otra forma, } K < K_{\text{crit}}(D) \quad \text{para el convertidor DCM, donde} \quad (5.62)$$

$$K = \frac{2L}{RT} \quad \text{y} \quad K_{\text{crit}}(D) = D(1-D)^2 \quad (5.62.1)$$

Observar en la [fig. 5.23.a](#) que el valor de $K_{\text{crit}}(D)$ es diferente al del modo buck. Para $D=0$ y $D=1$ el valor de $K_{\text{crit}}(D)$ se hace igual a cero, y se hace máximo al valor $D=1/3$. Si $K > K_{\text{crit}}(D)$ entonces, el convertidor operará en modo continuo para todo valor de D . La [fig. 5.23.b](#) muestra qué pasa si $K < K_{\text{crit}}(D)$.

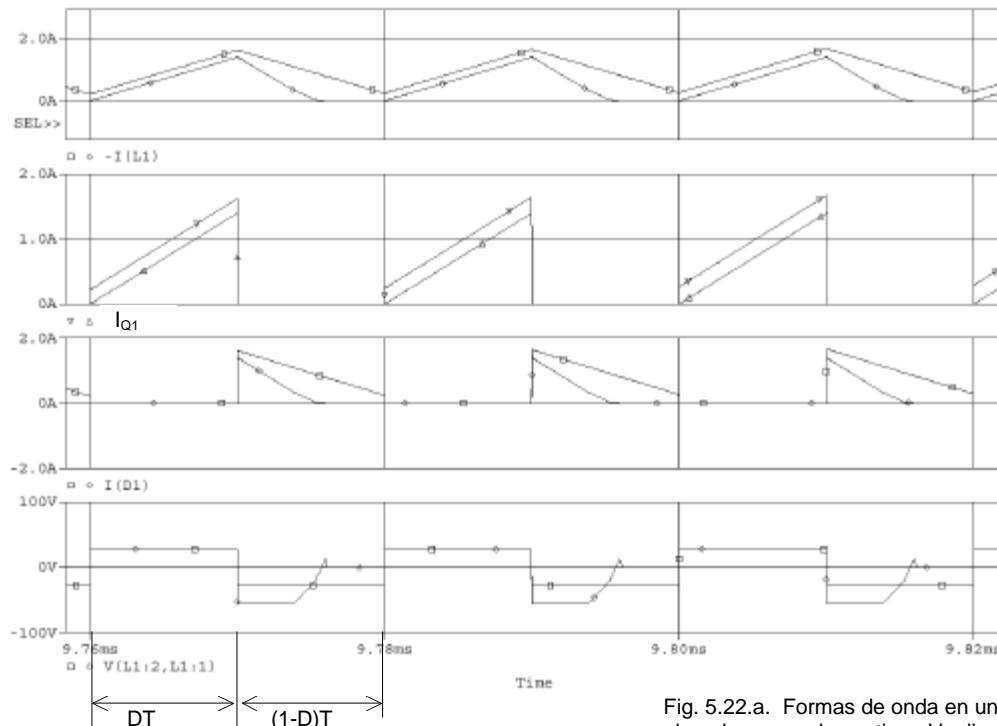


Fig. 5.22.a. Forms de onda en un convertidor elevador en modo continuo Vs discontinuo de la Fig. 5.18.a con $R_{\text{load}}=80\Omega$ y 1000Ω

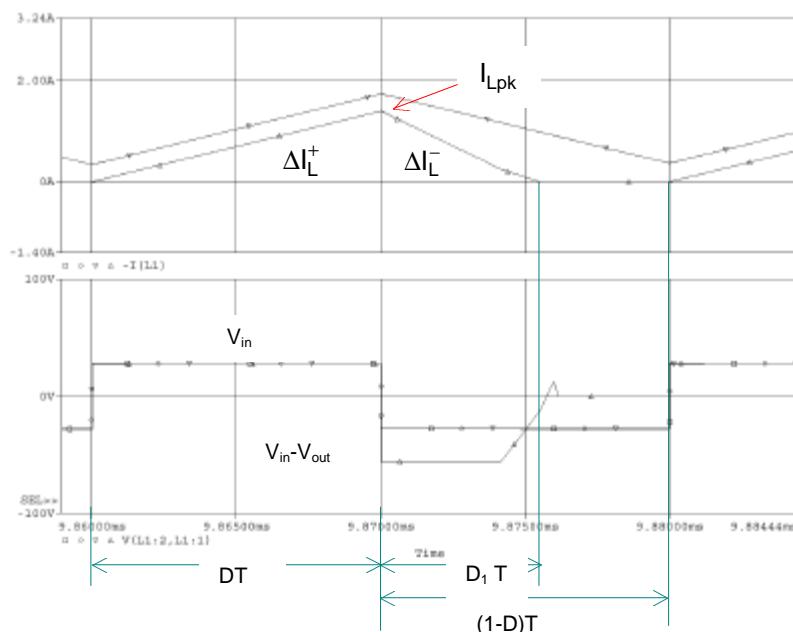
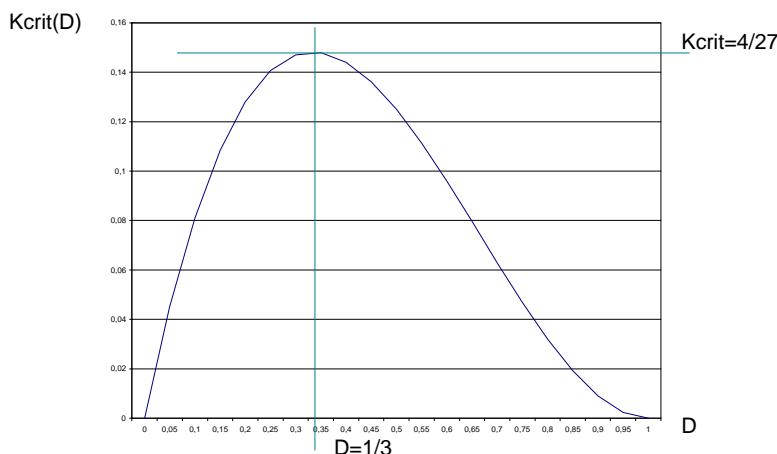


Fig. 5.22.b. Forms de onda en un convertidor elevador en modo continuo Vs discontinuo de la fig. 5.18.a con $R_{\text{load}}=80\Omega$ y 1000Ω . Detalle.

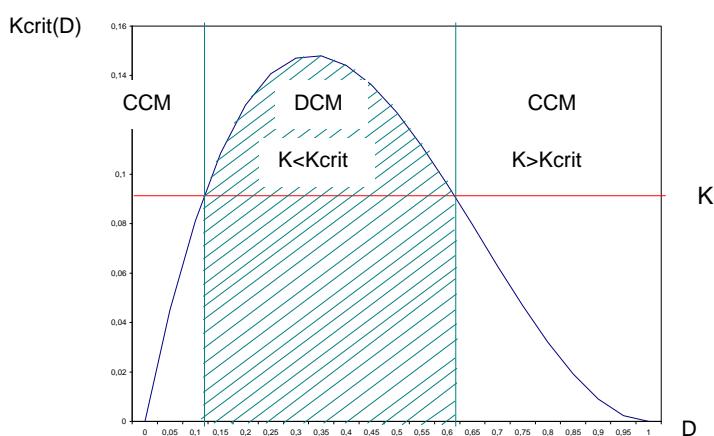


$$K = \frac{2L}{RT}$$

$$K_{\text{crit}}(D) = D(1-D)^2$$

Fig. 5.23.a. Valores de $K_{\text{crit}}(D)$ en función del ciclo de trabajo D .

Observar en la [fig. 5.23.a](#) que el valor de $K_{\text{crit}}(D)$ es diferente al del modo buck. Para $D=0$ y $D=1$ el valor de $K_{\text{crit}}(D)$ se hace igual a cero, y se hace máximo al valor $D=1/3$. Si $K > K_{\text{crit}}(D)$ entonces, el convertidor operará en modo continuo para todo valor de D . La [fig. 5.23.b](#) muestra qué pasa si $K < K_{\text{crit}}(D)$.

Fig. 5.23.b. Valores de $K_{\text{crit}}(D)$ en función del ciclo de trabajo D cuando $K < 4/27$

5.2.2.2.1. Relación de conversión del convertidor Boost en modo discontinuo

En la [fig. 5.21.b](#) se puede observar la tensión en el inductor en el modo discontinuo. Debido al balance volt-seg. del inductor, cuando el convertidor opere en régimen permanente la componente de dc será igual a cero. La tensión media en el inductor será (el valor de la tensión del inductor durante $D_1 T$ se tomará igual a $(V_{\text{in}} - V_{\text{out}})$):

$$V_{\text{in}} DT + D_1 T (V_{\text{in}} - V_{\text{out}}) = 0 \text{ donde queda,}$$

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{D + D_1}{D_1} \quad (5.63)$$

Si la corriente en el diodo es $i_{D(t)} = i_{C(t)} + \frac{V_{\text{out}(t)}}{R}$, debido al balance de carga en el capacitor, la corriente $i_{C(t)}$ será igual a cero, y la corriente del diodo será:

$$i_{D(t)} = \frac{V_{\text{out}(t)}}{R} \quad (5.64)$$

y también se puede observar que el valor de la corriente en el diodo es:

$$\langle i_{D(t)} \rangle = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} I_{\text{Lpk}} D_1 T \right) = \frac{1}{2} I_{\text{Lpk}} D_1 \quad (5.65)$$

I_{Lpk} es el valor de la corriente máxima en el inductor (DCM) en el instante DT .

$$I_{Lpk} = \Delta i_L = \frac{V_{in} DT}{L} \quad (5.66)$$

Igualando las ecuaciones de I_{Lpk} con la del diodo, queda

$$\begin{aligned} \langle i_{D(t)} \rangle &= \frac{1}{2} I_{Lpk} D_1 = \frac{1}{2} \frac{V_{in} DT}{L} D_1 = \frac{V_{out}}{R} \quad \text{despejando } D_1 \\ D_1 &= \frac{V_{out}}{V_{in}} \frac{2L}{RDT} \end{aligned} \quad (5.67)$$

Sustituyendo la ec. 5.67 en la 5.63, queda:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D + \frac{V_{out}}{V_{in}} \frac{2L}{RDT}}{\frac{V_{out}}{V_{in}} \frac{V_{out}}{V_{in}}} \Rightarrow \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)^2 \frac{2L}{RDT} - \frac{V_{out}}{V_{in}} \frac{2L}{RDT} - D = 0$$

Dividiendo por $2L/RDT$ y con $K=2L/RT$

$$\left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)^2 - \frac{V_{out}}{V_{in}} - \frac{D^2}{K} = 0$$

Resolviendo, la relación de conversión en régimen estacionario es:

$$M(D, K) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2}$$

donde $K=2L/RT$ y $K < K_{crit}(D)$

(5.68.1)

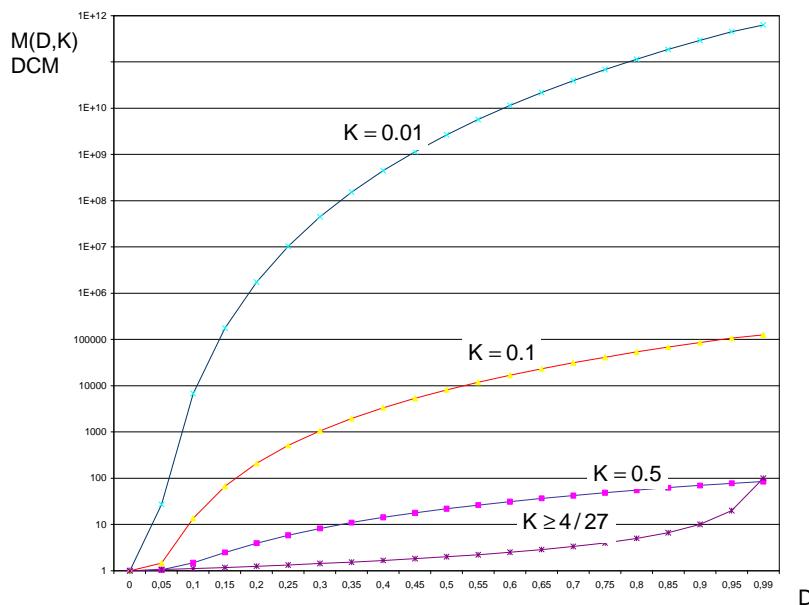


Fig. 5.24. Relación de conversión $M(D, K)$ en función del ciclo de trabajo D del convertidor boost, incluyendo ambos modos de conducción: continuo (cuando $K \geq 4/27$). Los valores de $K < K_{crit}(D)$ corresponden al modo de conducción discontinuo.

La relación de conversión de tensión en régimen estacionario del convertidor boost, incluido el modo de conducción continuo y discontinuo es:

$$M(D, K) = \begin{cases} \frac{1}{1-D} & \text{for } K > K_{crit} \\ \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2} & \text{for } K < K_{crit} \end{cases} \quad (5.68.2)$$

Estas características se muestran en la fig. 5.24. Del mismo modo que en el convertidor buck, el efecto del modo de conducción discontinuo es provocar un incremento del valor de la tensión de salida.

5.2.2.3 Ejemplos

➤ **Ejemplo 5.3.** Simulación del transitorio de arranque en PSpice®

Solución:

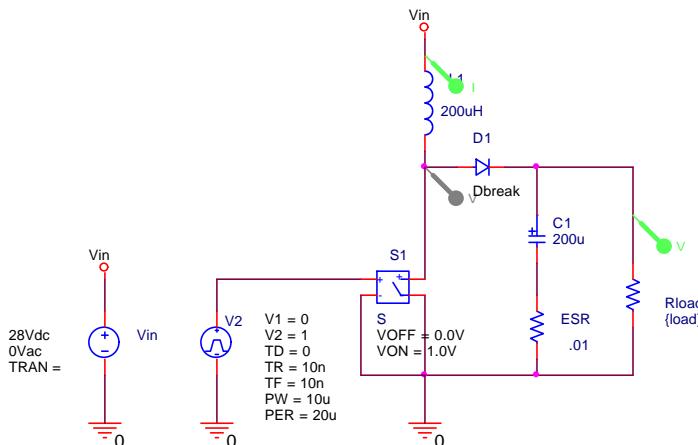


Fig. 5.25.a. Simulación en PSpice del transitorio de arranque con $D=0.5$.
Modo continuo y $R_{load}=10\Omega$.

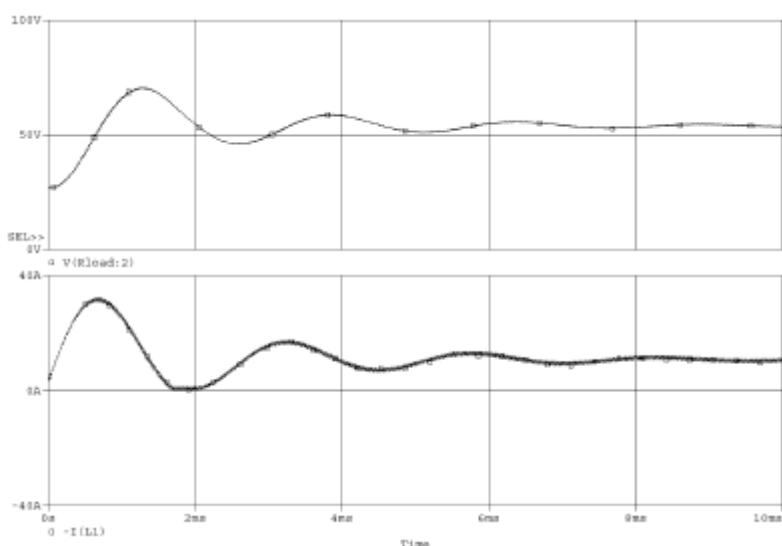


Fig. 5.25.b. Simulación en PSpice del transitorio de arranque con $D=0.5$.
Modo continuo y $R_{load}=10\Omega$. Tensión en la carga y transitorio de corriente en el inductor para los primeros 10ms.

Se utiliza dispositivos ideales para enfocar el análisis en el convertidor. Se analiza el transitorio de arranque con $R_{load}=10\Omega$.

La [fig. 5.25.a](#) muestra el circuito utilizado. No se ha optimizado los valores.

La [fig. 5.25.b](#) muestra el transitorio de arranque.

La [fig. 5.25.c](#) muestra el valor de la tensión de S1. Este será el valor instantáneo de la tensión en el drenador del transistor. Se puede observar los “trozos” de energía del convertidor. Razón por la cual se denomina también “chopper” en lugar de fuente comutada.

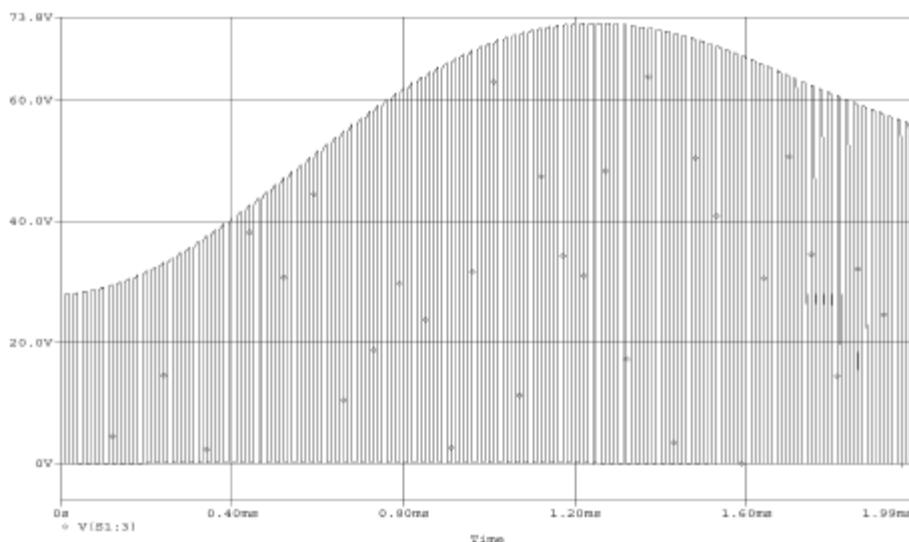


Fig. 5.25.c. Simulación en PSpice del transitorio de arranque con $D=0.5$. Modo continuo y $R_{load}=10\Omega$. Tensión instantánea en el commutador ideal. Se ha realizado un zoom de los primeros 2ms.

➤ **Ejemplo 5.4.** Análisis y simulación en PSpice® de un convertidor boost.

Analizar los valores de corriente del inductor para las tres cargas resistivas diferentes y compararlas con los resultados de la simulación.

Solución:

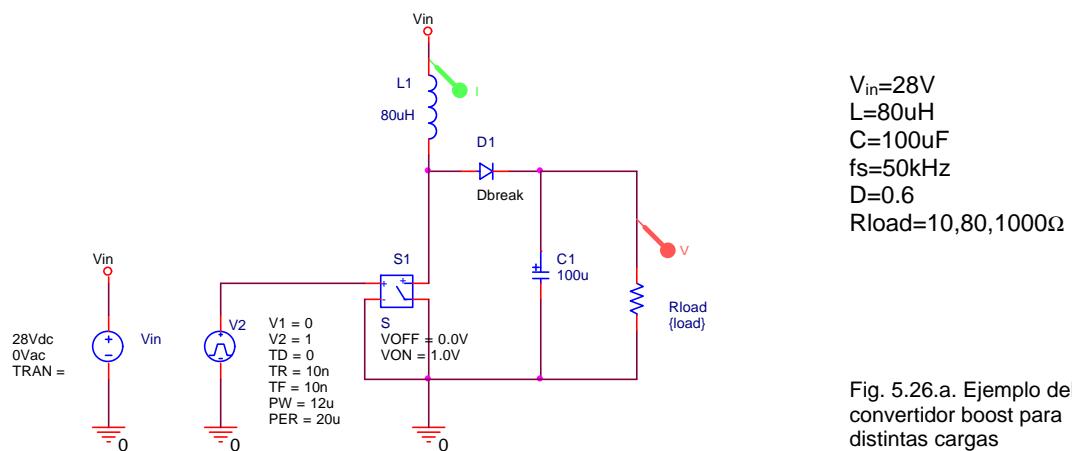


Fig. 5.26.a. Ejemplo del convertidor boost para distintas cargas

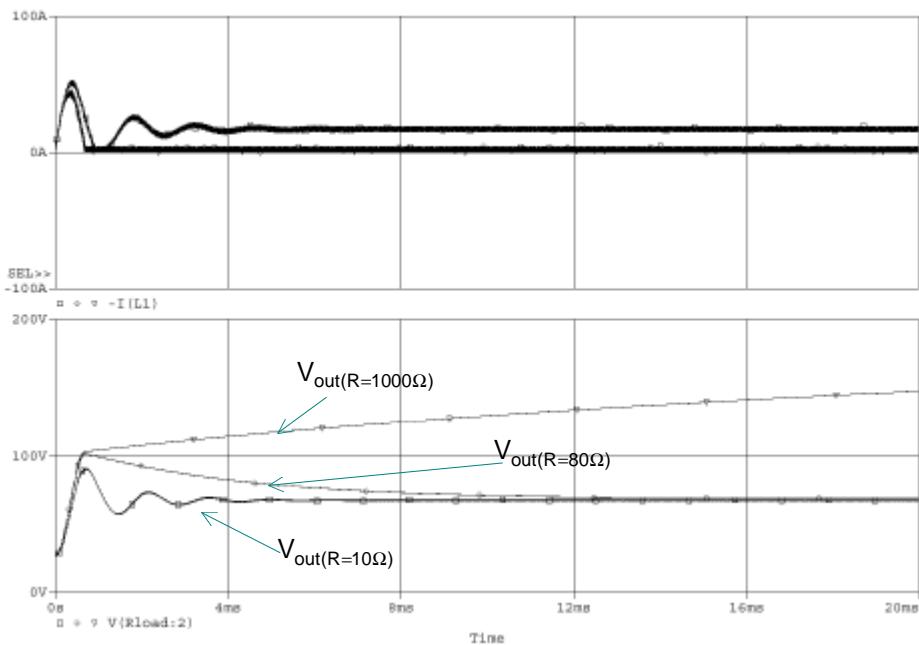


Fig. 5.26.b. Ejemplo del convertidor boost para distintas cargas. Resultado de la simulación.

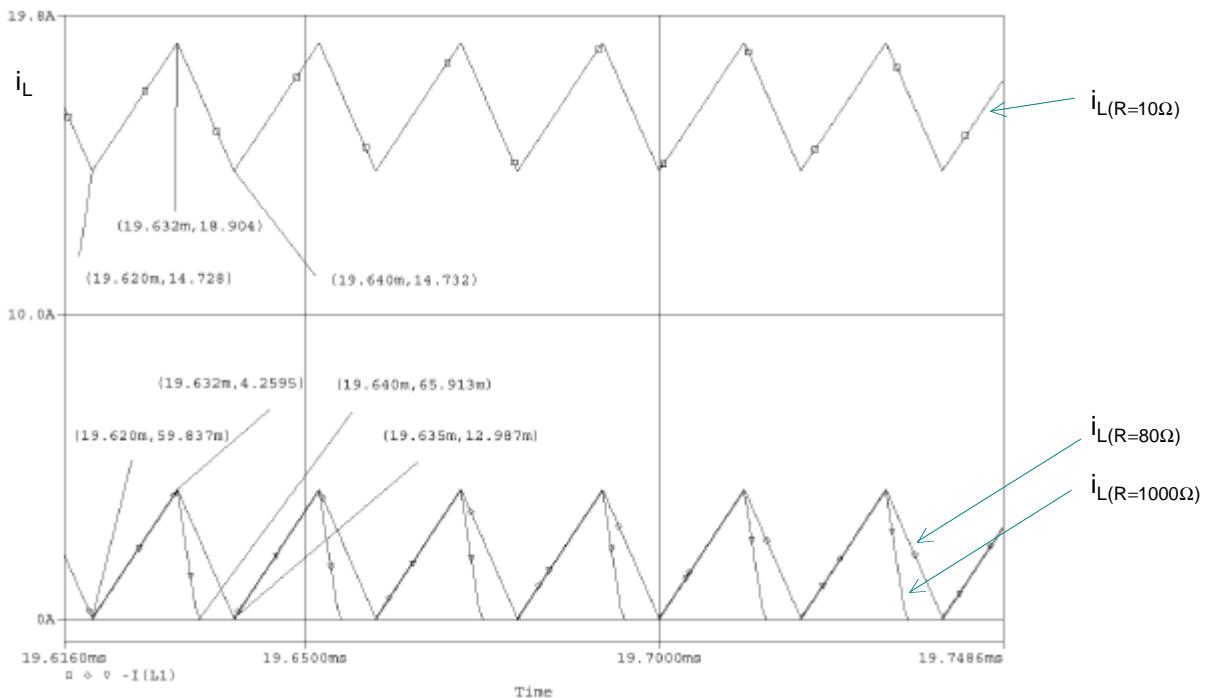


Fig. 5.26.c. Ejemplo del convertidor boost para distintas cargas. Resultado de la simulación. Detalle de la corriente en el inductor

Primero se hará el cálculo del valor de K critico, luego el valor de K con distintas cargas. Luego se calcula ΔI_L , que es igual a los tres casos y luego se hará la comprobación con la simulación.

Los dos primeros casos ($R=10\Omega$ y $R=80\Omega$) corresponden a conducción continua. Con $R=1000\Omega$ el modo de conducción se hace discontinuo.

$$K_{\text{crit}} = D(1-D)^2 = 0,096$$

$$K_1 = \frac{2L}{R_1 T} = \frac{2.80\mu\text{H}}{10\Omega} \cdot 50 \cdot 10^3 \text{Hz} = 0,8 \quad K_1 > K_{\text{crit}} \quad \text{CCM}$$

$$K_2 = \frac{2L}{R_2 T} = \frac{2.80\mu\text{H}}{80\Omega} \cdot 50 \cdot 10^3 \text{Hz} = 0,1 \quad K_1 > K_{\text{crit}} \quad \text{CCM}$$

$$K_3 = \frac{2L}{R_3 T} = \frac{2.80\mu\text{H}}{1000\Omega} \cdot 50 \cdot 10^3 \text{Hz} = 0,008 \quad K_1 < K_{\text{crit}} \quad \text{DCM}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{\text{in}}}{L} DT = \frac{28V \cdot 0,6}{80\mu\text{H} \cdot 50\text{kHz}} = 4,2 \text{ A}$$

Cálculo con $R=10\Omega$

$$V_{\text{out}} = \frac{V_{\text{in}}}{1-D} = 70 \text{ V}$$

$$I_{L(R1)} = \frac{V_{\text{in}}}{(1-D)^2 R_1} = 17,5 \text{ A} \quad I_{L(R1)} > \Delta I_L / 2$$

Cálculo con $R=80\Omega$

$$V_{\text{out}} = \frac{V_{\text{in}}}{1-D} = 70 \text{ V}$$

$$I_{L(R2)} = \frac{V_{\text{in}}}{(1-D)^2 R_2} = 2,1875 \text{ A} \quad I_{L(R2)} > \Delta I_L / 2$$

Cálculo con $R=1000\Omega$

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K_3}}}{2} = 202,35 \text{ V}$$

$$I_{L(R3)} = \frac{V_{\text{in}}}{(1-D)^2 R_3} = 0,175 \text{ A} \quad I_{L(R3)} < \Delta I_L / 2$$

◆

5.2.2.4 Efectos de los elementos parásitos

Los elementos parásitos del convertidor Boost se deben a las pérdidas asociadas con el inductor, el capacitor, y los dispositivos de potencia. La fig. siguiente muestra cualitativamente los efectos de estos parásitos sobre la relación de conversión. A menos que las características sean ideales, en la práctica $M(D) = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}$ decrece a medida que se acerca a la unidad, debido a que la utilización del dispositivo de potencia es muy pobre a medida que D tiende a la unidad. En funcionamiento en modo continuo, se analizará el efecto de la resistencia parásita del inductor.

En el caso ideal, la relación de conversión de tensión del convertidor elevador es:

$$M(D) = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{1}{1-D} \quad (5.69.1)$$

Si se desprecian las demás pérdidas, la potencia de entrada es igual a la de salida, más la disipada por la resistencia del inductor:

$$P_{\text{in}} = P_{\text{out}} + P_{rL} \quad (5.69.2)$$

$$V_{\text{in}} I_L = V_{\text{out}} I_D + I_L^2 r_L \quad (5.69.3)$$

siendo r_L la resistencia serie del inductor. La corriente media en el diodo es:

$$I_D = I_L (1 - D) \quad (5.69.4)$$

sustituyendo I_D en la ec. 5.69.3,

$$V_{\text{in}} I_L = V_{\text{out}} I_L (1 - D) + I_L^2 r_L \quad (5.69.5)$$

$$V_{\text{in}} = V_{\text{out}} (1 - D) + I_L r_L \quad (5.69.6)$$

$$I_L = \frac{I_D}{1 - D} = \frac{V_{\text{out}} / R}{1 - D}, \text{ sustituyendo } I_L \text{ en la ec. 5.69.6} \quad (5.69.7)$$

$$I_L = \frac{V_{\text{out}} r_L}{R (1 - D)} + V_{\text{out}} (1 - D), \text{ y despejando } V_{\text{out}},$$

$$M(D) = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{1}{1 - D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R (1 - D)^2}} \quad (5.70)$$

La ec. 5.70 es similar a la del convertidor ideal, pero con el agregado del factor de corrección debido a la resistencia del inductor. Esta resistencia también afecta al rendimiento del convertidor:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{pérd.}}} = \frac{V_{\text{out}}^2 / R}{V_{\text{out}}^2 / R + I_L^2 r_L} = \frac{V_{\text{out}}^2 / R}{V_{\text{out}}^2 / R + \left(\frac{V_{\text{out}} / R}{1 - D} \right)^2 r_L} = \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R (1 - D)^2}} \quad (5.71)$$

Cuando aumenta D, disminuye el rendimiento. En la fig. siguiente se muestra la influencia de r_L .

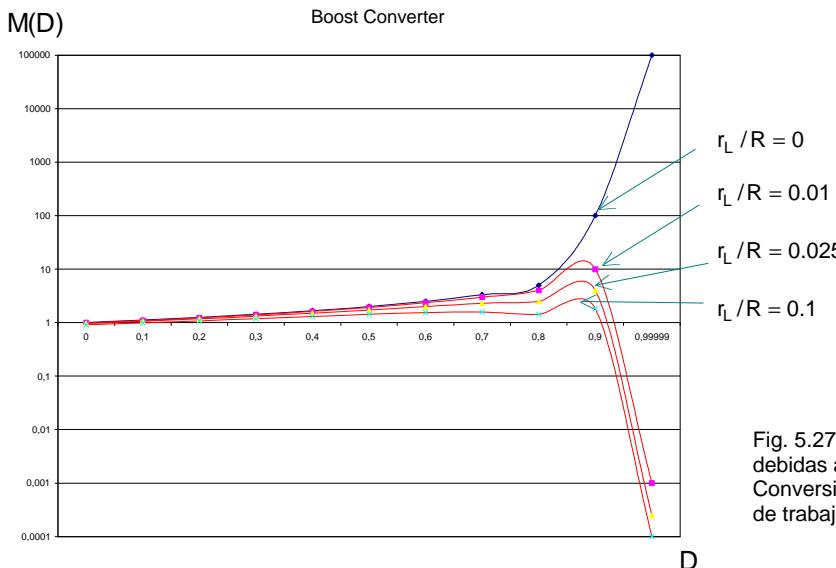


Fig. 5.27.a. Efecto de las pérdidas debidas a r_L en la Relación de Conversión $M(D)$, en función del ciclo de trabajo D

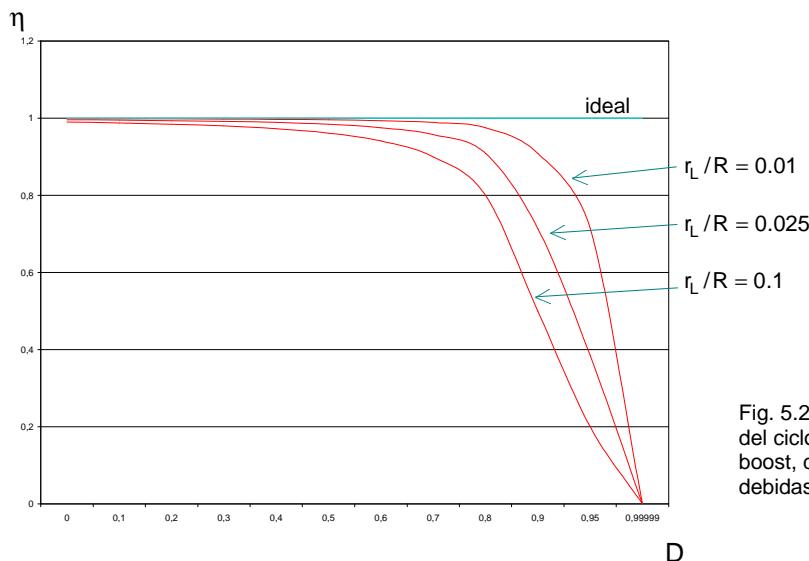


Fig. 5.27.b. Rendimiento en función del ciclo de trabajo D del convertidor boost, donde se incluyen las pérdidas debidas a r_L .

A medida que el ciclo de trabajo D se acerca a 1, el efecto de la resistencia del inductor es más significativo. La ec. 5.69.1, caso ideal, muestra que cuando D se acerca a 1, la relación de conversión se acerca al infinito. Esto no sería posible debido a que cuando D es igual a 1, el inductor nunca se conecta con la salida y no hay energía transferida a la carga, por lo que la salida va a tender a cero. La corriente del inductor tiende a un valor grande, limitado sólo por la resistencia del inductor, por lo que va a perder una gran cantidad de potencia igual a $P_{loss} = V_{in}^2 / r_L$ mientras no hay potencia entregada a la carga. Por eso es de esperar que la eficiencia del convertidor va a tender a cero cuando D se acerca a 1.

5.2.3. El convertidor elevador/reductor de tensión. (“Buck-boost” Step down/up converter)

El convertidor buck/boost es una combinación especial en cascada de un convertidor reductor y un convertidor elevador el cual provee una tensión que puede ser mayor, igual, o menor que la tensión de entrada, pero con signo invertido. La inductancia está ligada a la entrada durante el t_{on} , y a la salida durante el t_{off} . La fig. siguiente muestra el circuito esquemático.

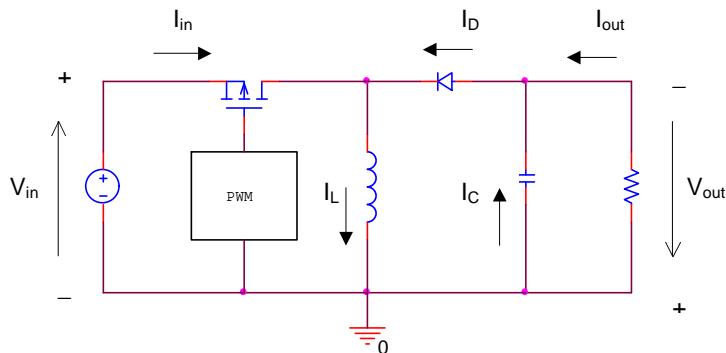


Fig. 5.28.a. Circuito equivalente de un convertidor buck/boost

Para el análisis, se considerarán los criterios similares a los utilizados en el convertidor Buck.

5.2.3.1. Modo de conducción continuo (CCM)

Modo 1. Durante el t_{on}

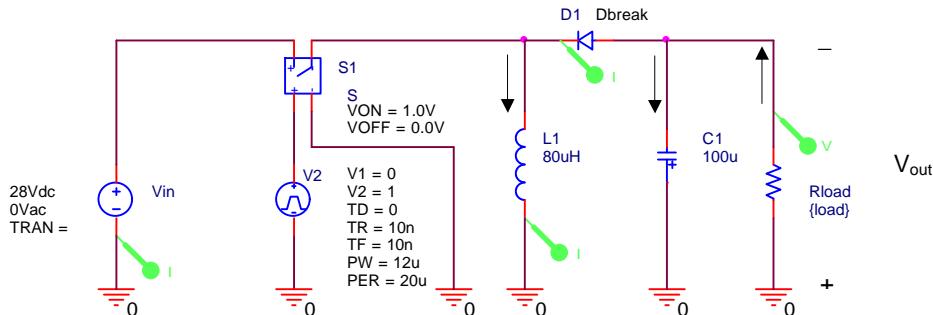


Fig. 5.28.b. Circuito equivalente en un convertidor buck/boost. Modelo Pspice. $R_{load}=10\Omega$. (Se ha despreciado ESR de $C1$).

El modo 1 comienza cuando se satura el transistor Q hasta $t=t_{on}$. El diodo D se polariza inversamente. La corriente en el inductor L se incrementa en forma de rampa lineal correspondiendo a la fórmula:

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{I_{Lpk} - I_{Lmin}}{t_{on}} \quad \Delta I_L^+ = \frac{V_{in} t_{on}}{L} \quad (5.69)$$

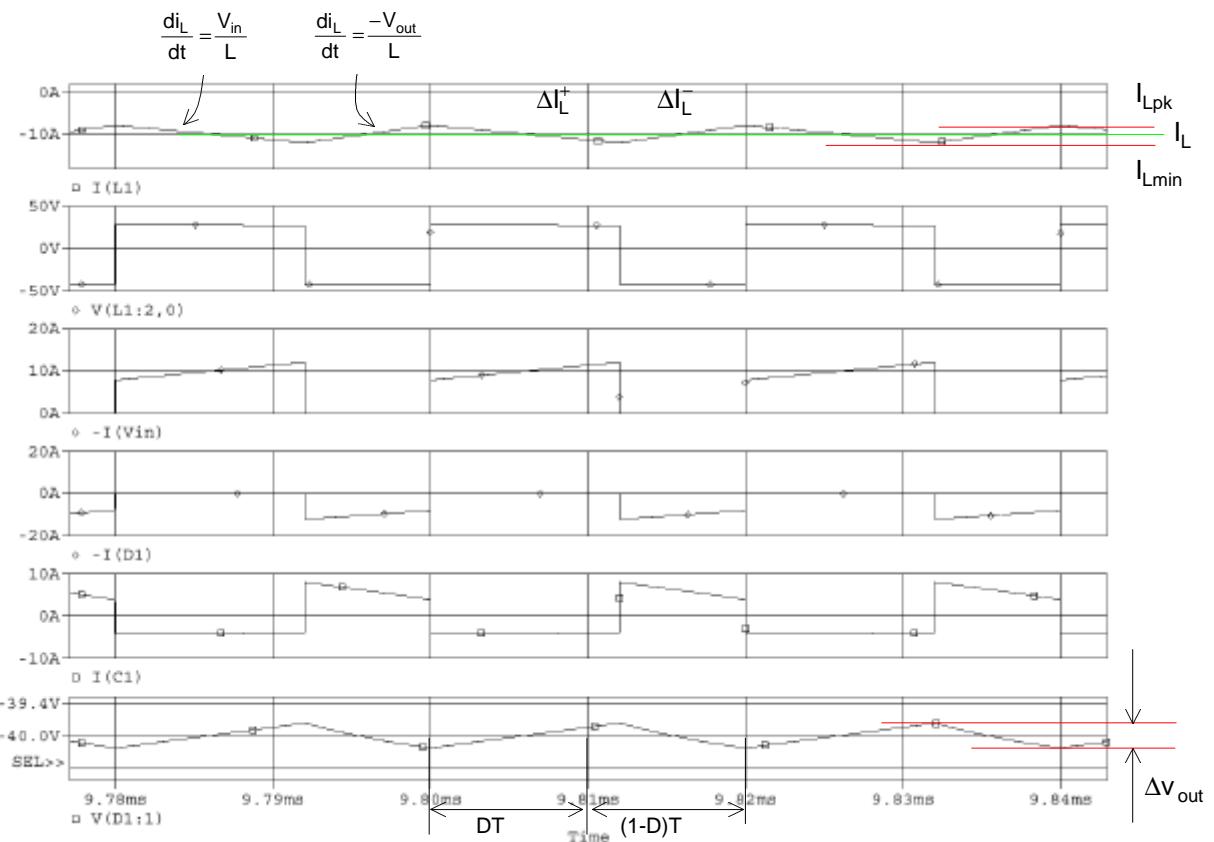


Fig. 5.28.c. Formas de ondas en un convertidor elevador/reductor en modo continuo

El circuito equivalente del modo 1 se muestra en la siguiente figura:

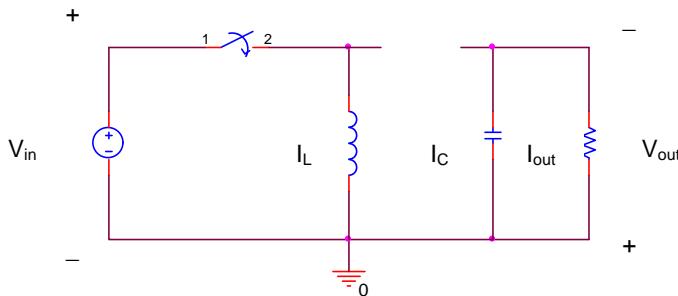


Fig. 5.29.a. Circuito equivalente en un convertidor buck/boost en modo continuo durante $0 < t \leq t_{on}$

La duración de tiempo en el modo 1 es:

$$t_{on} = L \frac{\Delta I_L^+}{V_{in}} \quad (5.70)$$

y la energía almacenada en el inductor es:

$$E_{L(t_{on})} = \frac{1}{2} L \Delta I_L^2 = \frac{1}{2} L \left(\frac{V_{in} t_{on}}{L} \right)^2 = \frac{1}{2L} V_{in}^2 t_{on}^2 \quad (5.71)$$

Modo 2. Durante el t_{off}

El modo 2 comienza cuando se bloquea el transistor Q desde $t=t_{on}$ hasta $t=T$. El diodo D se polariza directamente. La energía almacenada en el inductor L se entrega a la carga, y su polaridad se invierte. La corriente en la inductancia ahora tiene una pendiente descendiente.

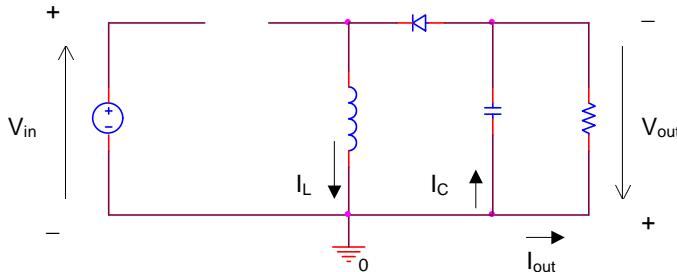


Fig. 5.29.b. Circuito equivalente en un convertidor buck/boost en modo continuo durante $t_{on} < t \leq T$

La corriente que fluye del inductor va hacia la carga, y además carga el capacitor. Asumiendo que la corriente decrece en forma lineal desde I_{Lpk} hasta I_{min} en el instante $t=t_{off}$, entonces

$$V_{out} = -L \frac{\Delta I_L^-}{t_{off}} \quad (5.72)$$

El intervalo de duración t_{off} es

$$t_{off} = -L \frac{\Delta I_L^-}{V_{out}} \quad (5.73)$$

En régimen permanente, los valores ΔI_L^+ son iguales a ΔI_L^- , e igual a ΔI_L , por lo que

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= \frac{V_{in}}{L} t_{on} = -\frac{V_{out}}{L} t_{off} \\ V_{out} &= -V_{in} \frac{t_{on}}{t_{off}} = -V_{in} \frac{D}{1-D} \end{aligned} \quad \text{relación de conversión de tensión en reg. estacionario} \quad (5.74)$$

La última ecuación surge de reemplazar $t_{on} = DT$ y $t_{off} = (1-D)T$

Cálculo de ΔI_L , L y C

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{L \Delta I_L}{V_{in}} - \frac{L \Delta I_L}{V_{out}} = \frac{L(V_{out} - V_{in}) \Delta I_L}{V_{in} V_{out}} \quad (5.75)$$

el valor de ΔI_L es

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} V_{out} T}{L(V_{out} - V_{in})} = \frac{V_{in} V_{out}}{f_s L (V_{out} - V_{in})}, \text{ simplificando tenemos:} \quad (5.76)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= \frac{V_{in} (-V_{in} D / 1 - D)}{f_s L [(-V_{in} D / 1 - D) - V_{in}]} = \frac{V_{in} D}{f_s L} \\ L &= \frac{V_{in} D}{f_s \Delta I_L} \end{aligned} \quad (5.77)$$

La corriente pico a pico es similar a la corriente del convertidor boost. Cuando el transistor de potencia está saturado, el capacitor es quien suministra la energía a la carga. La corriente de descarga promedio del capacitor es igual a:

$$\begin{aligned} \Delta V_C &= \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_C dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_{out} dt = \frac{I_{out} t_{on}}{C}, \text{ pero como } t_{on} = D/f_s \text{ se puede expresar:} \\ \Delta V_C &= \frac{I_{out} D}{f_s C} \rightarrow \boxed{C = \frac{I_{out} D}{f_s \Delta V_C}} \end{aligned} \quad (5.78)$$

5.2.3.2. Convertidor Buck/Boost en modo de conducción discontinuo (DCM)

Se definirá por modo discontinuo, como ya se mencionó antes, al caso en que la corriente del inductor cae a cero antes del próximo t_{on} . En la [fig. 5.30](#) se puede observar que durante el tiempo $(1-D)T$ la corriente del diodo es igual a la del inductor $i_{L(t)}$, y el valor de la pendiente de caída es la misma si el convertidor está en modo de conducción continua, pero diferente cuando entra en modo de conducción discontinua.

El mínimo valor de la corriente del inductor (CCM) durante el subintervalo de conducción del diodo D_1 T es $I_L - \Delta I_L / 2$. Si esta corriente mínima es positiva, entonces el diodo se polariza positivamente durante todo el subintervalo $(1-D)T$ y el convertidor operará en modo continuo. Por lo que, las condiciones para estos dos modos de conducción son:

$$\begin{aligned} I_L &> \Delta I_L / 2 \text{ para CCM} \\ I_L &< \Delta I_L / 2 \text{ para DCM} \end{aligned}$$

Se supondrá un rendimiento del convertidor del 100% y carga resistiva R.

Donde I_L y ΔI_L son los valores suponiendo que el convertidor opera en modo continuo. si

$$\frac{\Delta I_L}{2} = \frac{DTV_{in}}{2L}, \text{ y si la corriente aplicada en la carga R es,} \quad (5.79)$$

$$V_{in} I_{in} = \frac{V_{out}^2}{R} = \frac{V_{in}^2}{R} \left(-\frac{D}{1-D} \right)^2 \quad \text{entonces,} \quad (5.80)$$

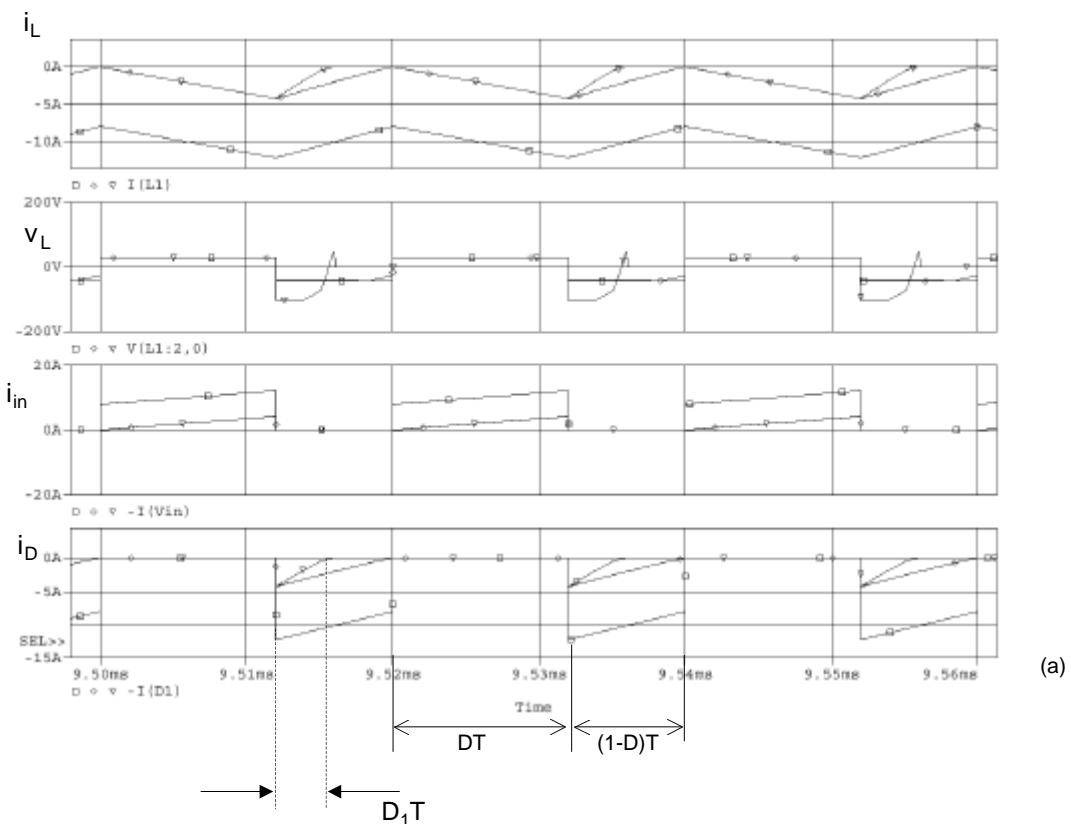
Debido a que la corriente promedio en la fuente I_{in} está relacionada a I_L , entonces

$$\langle i_{in} \rangle = I_{in} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} i_L dt = \frac{t_{on}}{T} I_L = D I_L \quad (5.81)$$

$$V_{in} D \frac{DTV_{in}}{2L} = \frac{V_{in}^2 D^2}{(1-D)^2 R} \frac{1}{2}$$

$$\frac{2L}{RT} < (1-D)^2 \quad \text{o, de otra forma, } K < K_{crit}(D) \text{ para el convertidor DCM, donde} \quad (5.82)$$

$$K = \frac{2L}{RT} \quad \text{y} \quad K_{crit}(D) = (1-D)^2 \quad (5.82.1)$$



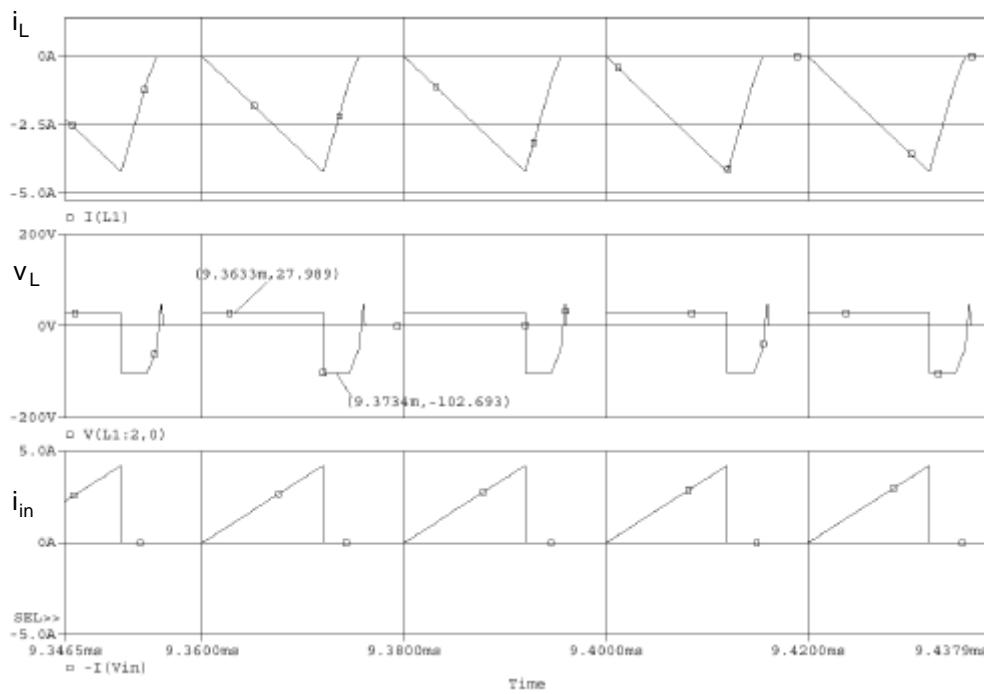


Fig. 5.30. (a) Convertidor buck/boost en modo continuo y discontinuo para igual D y distintos valores de Rload (10Ω , 50Ω y 1000Ω). (b) Convertidor buck/boost en modo discontinuo para $R_{load}=1000\Omega$. Valores de corriente y tensión del inductor y corriente de entrada.

Observar en la [fig. 5.31](#) que el valor de $K_{crit}(D)$. Para $D=0$ el valor de $K_{crit}(D)$ se hace igual a 1, y $K_{crit}(D)$ se hace cero para $D=1$. Es muy parecido al convertidor Buck.

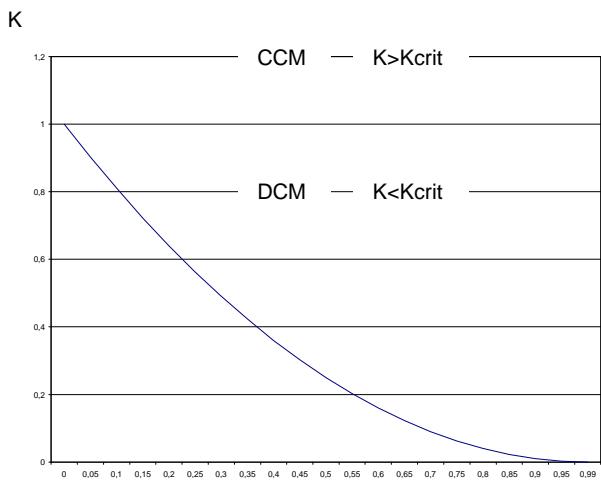


Fig. 5.31. $K_{crit}(D)$ en función del ciclo de trabajo D.

5.2.3.2.1. Relación de conversión del convertidor Buck/Boost en modo discontinuo

En la [fig. 5.30.b](#) se puede observar la tensión en el inductor en el modo discontinuo. Debido al balance volt-seg. del inductor, cuando el convertidor opere en régimen permanente la componente de dc será igual a cero. La tensión media en el inductor será (el valor de la tensión del inductor durante $D_1 T$ se tomará igual a $(V_{in} - V_{out})$):

$V_{in} DT + D_1 T V_{out} = 0$ donde la relación de conversión en régimen estacionario queda,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{D_1} \quad (5.83)$$

I_{Lpk} es el valor de la corriente máxima en el inductor (DCM) en el instante DT.

$$I_{Lpk} = \Delta i_L = \frac{V_{in} DT}{L} \quad (5.84)$$

La corriente en el diodo de salida es (ver fig. 5.30.a):

$$I_D = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} I_{Lpk} D_1 T \right) \quad (5.85)$$

siendo

$$\Delta i_L = I_{Lpk} \quad \text{y} \quad I_D = I_{out} = \frac{V_{out}}{R}$$

$$\Delta i_L = \frac{DTV_{in}}{L} = I_{Lpk}$$

$$I_D = \frac{1}{T} \frac{1}{2} \frac{DTV_{in}}{L} D_1 T = \frac{V_{out}}{R}$$

$$D_1 = \frac{V_{out}}{R} \frac{2L}{DTV_{in}} = \frac{K}{D} \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

De la ec. 8.83,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{D_1} = -\frac{D}{\frac{K}{D} \frac{V_{out}}{V_{in}}} \Rightarrow \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)^2 = -\frac{D^2}{K}$$

$$M(D, K) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{\sqrt{K}} \quad \text{donde } K=2L/RT \text{ y } K < K_{crit}(D) \quad (5.86.1)$$

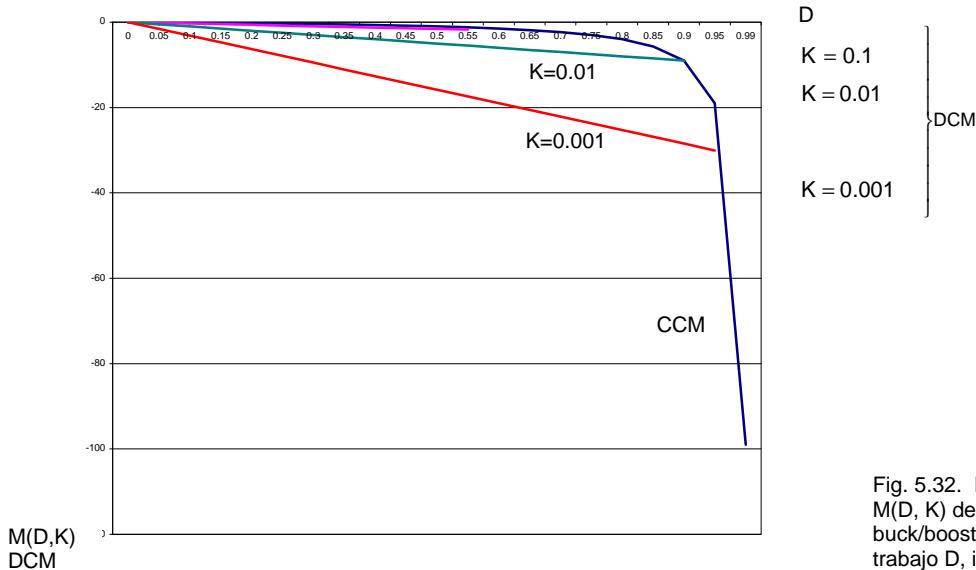


Fig. 5.32. Relación de conversión $M(D, K)$ del convertidor buck/boost en función del ciclo de trabajo D , incluyendo ambos modos de conducción: continuo y discontinuo.

La relación de conversión de tensión del convertidor buck/boost, incluido el modo de conducción continuo y discontinuo es:

$$M(D, K) = \begin{cases} -\frac{D}{1-D} & \text{for } K > K_{crit} \\ -\frac{D}{\sqrt{K}} & \text{for } K < K_{crit} \end{cases} \quad (5.86.2)$$

Estas características se muestran en la [fig. 5.32](#). Del mismo modo que los anteriores convertidores, el efecto del modo de conducción discontinuo es provocar un incremento del valor de la tensión de salida para valores de D menores a 0.8.

Selección del transistor de Potencia:

$$\bullet \quad V_{CEV} \text{ ó } V_{DSS} > V_{in(MAX)} + V_{out} \quad (5.87.1)$$

$$\bullet \quad I_{C(MAX)} \text{ ó } I_{D(SS)} > I_{out} \left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}} \right) + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5.87.2)$$

Selección del rectificador de Potencia:

$$\bullet \quad V_{RRM} > V_{in(MAX)} + V_{out} \quad (5.88.1)$$

$$\bullet \quad I_{F(AV)} > I_{out} \quad (5.88.2)$$

$$\bullet \quad t_{rr(MAX)} \quad (\text{Depende de la frecuencia de conmutación})$$

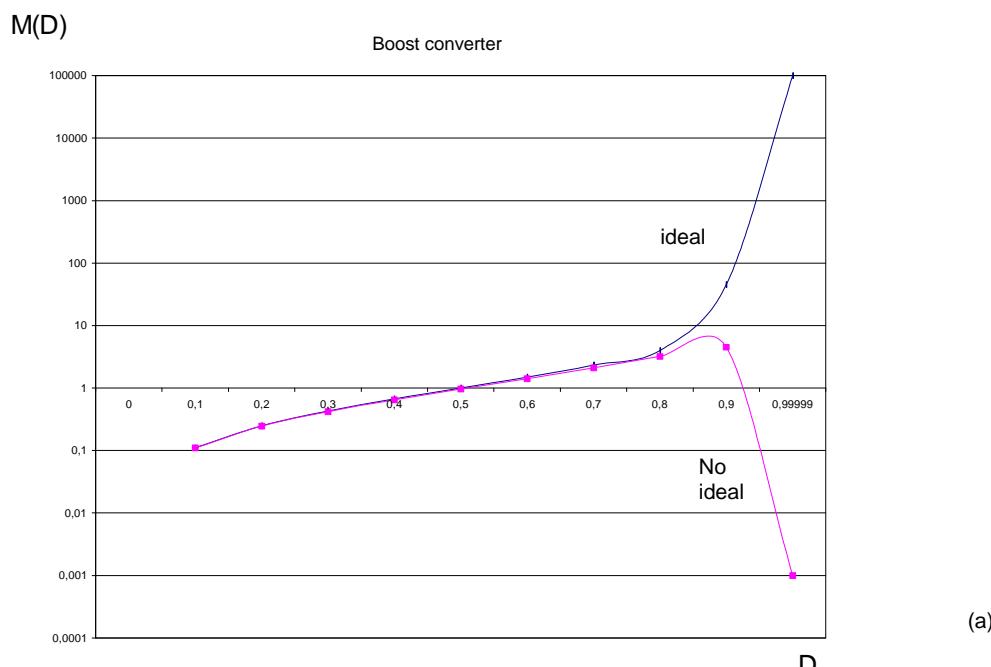
5.2.3.3 Efectos de los elementos parásitos

Los elementos parásitos del convertidor buck/boost se deben a las pérdidas asociadas con el inductor, el capacitor , y los dispositivos de potencia. La fig. siguiente muestra cualitativamente los efectos de estos parásitos sobre la relación de conversión en reg. estac., y son similares al análisis del convertidor boost.

$$|M(D)| = \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{D}{1-D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R(1-D)^2}} \quad (5.89)$$

La [ec.5.90](#) es similar a la del convertidor ideal, pero con el agregado del factor de corrección debido a la resistencia del inductor. Esta resistencia también afecta al rendimiento del convertidor:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R(1-D)^2}} \quad (5.90)$$



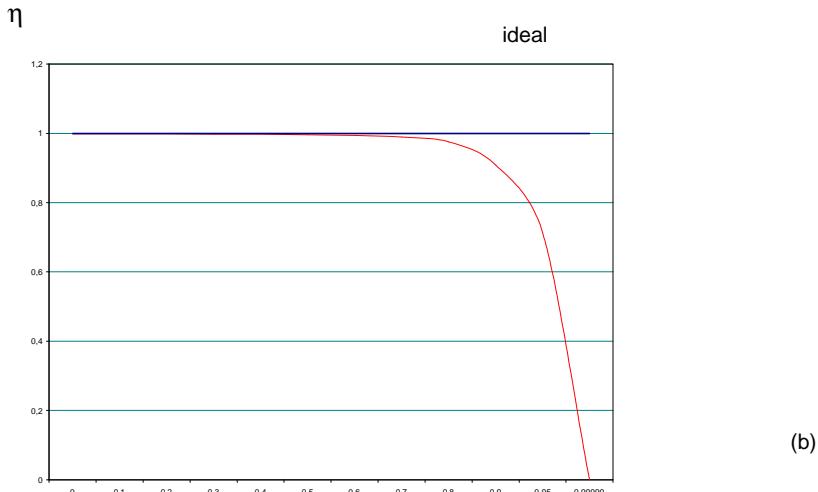


Fig. 5.33. (a) Relación de conversión $M(D)$ y (b) rendimiento del convertidor buck/boost en función del ciclo de trabajo D , donde se incluyen las pérdidas debidas a rL . $rL/R=0.01$

5.2.4. Resumen comparativo

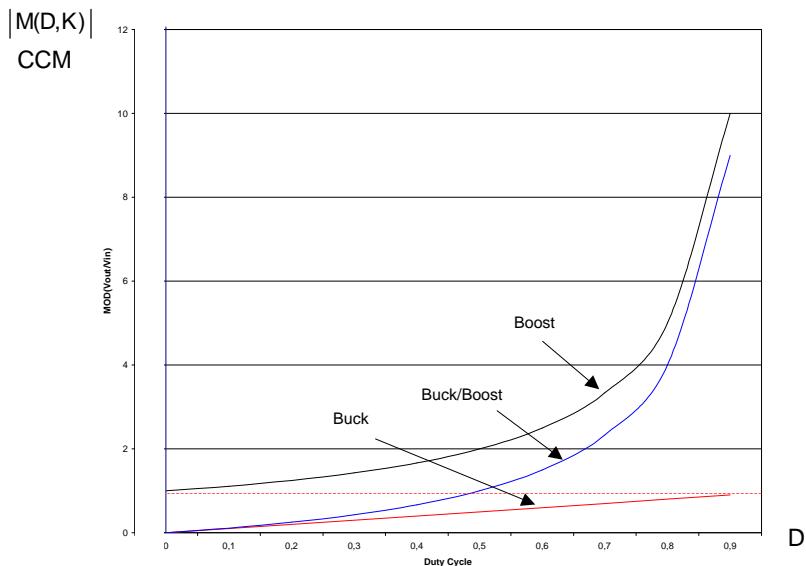


Fig. 5.34.a. Comparación de relaciones de conversión de tensión del modelo buck, boost, y buck/boost en función del ciclo de trabajo D . Modo de conducción continua (CCM)

Como se puede ver, sólo el modo buck tiene una relación lineal. Los cambios rápidos para el modelo boost y buck/boost cuando operan en $D>0.5$ presentan algunos problemas de estabilidad en el diseño de estos convertidores.

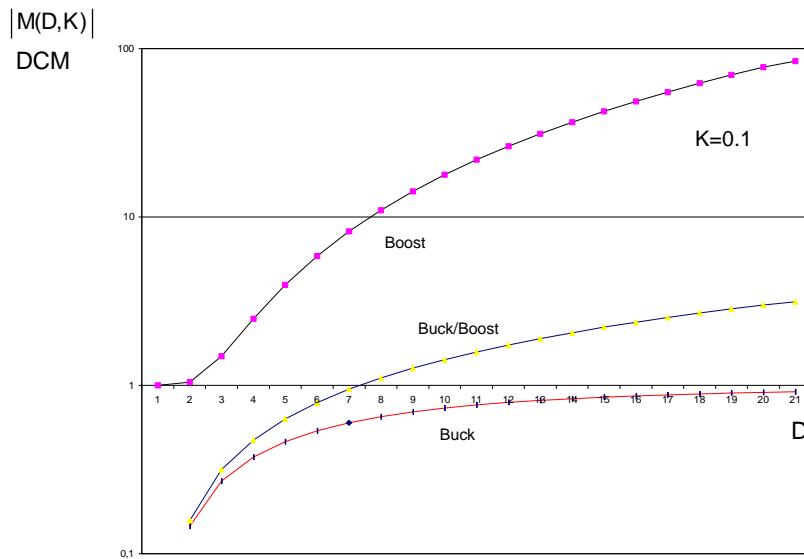


Fig. 5.34.b. Comparación de relaciones de conversión de tensión del modelo buck, boost, y buck/boost en función del ciclo de trabajo D. Modo de conducción discontinua y $K=0.1$ (DCM)

Tabla 5.1 Resumen comparativo de los convertidores buck, boost y buck/boost

	Buck	Boost	Buck/Boost
$M(D)$ Conversion relation (CCM)	D	$\frac{1}{1-D}$	$-\frac{D}{1-D}$
$M(D,K)$ Conversion relation (DCM)	$\frac{2}{1+\sqrt{1+4k/D^2}}$	$V_0 = \frac{1+\sqrt{1+4D^2/K}}{2}$	$-\frac{D}{\sqrt{K}}$
$K_{crit}(D)$	$1-D$	$D(1-D)^2$	$(1-D)^2$
$\frac{\Delta V_0}{V_0}$	$\frac{1-D}{8LCf_s^2}$	$\frac{D}{RCf_s}$	$\frac{D}{RCf_s}$

Con $K=2L/RT$

En la [fig. 5.33.b.](#) se puede observar la relación de conversión de los convertidores operando en DCM. Las características del convertidor buck/boost aparecen “linealizadas” con una pendiente de valor $1/\sqrt{K}$.

5.2.5. El convertidor Álik

Se puede decir que el convertidor Álik es una combinación en serie de un convertidor elevador seguido por un convertidor reductor con la particularidad de que el capacitor de salida del circuito elevador es la fuente de energía del circuito reductor, y ambos convertidores comparten los mismos elementos de commutación.

La [fig. 5.35.a](#). muestra el diagrama de circuito en configuración no aislada. Es posible hacer arreglos para que el convertidor tenga un transformador de aislación y se convierta en un convertidor aislado. El convertidor Álik puede ser elevador o reductor y de polaridad opuesta a la de entrada, de igual manera que el convertidor buck-boost. El capacitor C_1 es el medio para la transferencia de energía desde la fuente hacia la carga.

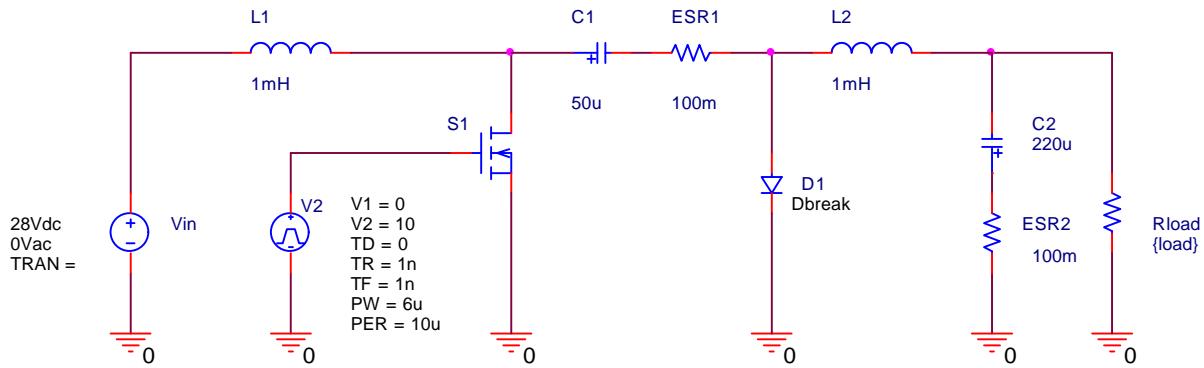


Fig. 5.35.a. Convertidor Álik . Circuito esquemático.

En éste caso también es posible el análisis durante los dos modos en el modo continuo. El análisis será en lazo abierto.

En el análisis del circuito se supone:

1. El valor de los dos inductores y de los capacitores es grande y las corrientes y tensiones respectivas son constantes.
2. El circuito opera en régimen permanente, por lo que las formas de onda de tensión y corriente son periódicas.
3. Los commutadores son ideales.
4. El commutador y los diodos son ideales.

Modo 1. Durante el t_{on}

El modo 1 comienza cuando se satura el transistor Q hasta $t=t_{on}$. La corriente fluye a través del inductor L_1 y se incrementa. Al mismo tiempo, se conecta a masa el pin positivo del capacitor de transferencia de energía C_1 . El diodo D se polariza inversamente y se bloquea. La energía almacenada en el capacitor se transfiere a la carga a través de L_2 , y C_2 . Suponiendo que la corriente del inductor de entrada L_1 se incrementa linealmente, se obtiene:

$$V_{in} = L_1 \frac{I_{L1_pk} - I_{L1_min}}{t_{on}} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{t_{on}}, \text{ y el intervalo de duración de } t_{on} \text{ es,} \quad (5.91)$$

$$t_{on} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{V_{in}} \quad (5.92)$$

Debido a la descarga de la energía por el capacitor de transferencia C_1 , se asumirá que la corriente que fluye a través del inductor L_2 se incrementa linealmente en el instante t_{on} , de manera tal que se cumpla la ley:

$$V_{C1} = V_{out} + V_{L2} = V_{out} + L_2 \frac{|I_{L2_pk} - I_{L2_min}|}{t_{on}} = V_{out} + L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{t_{on}} \quad (5.93)$$

El tiempo t_{on} se puede expresar también como:

$$t_{on} = \frac{L_2 \Delta I_{L2}}{V_{C1} - V_{out}} \quad (5.94)$$

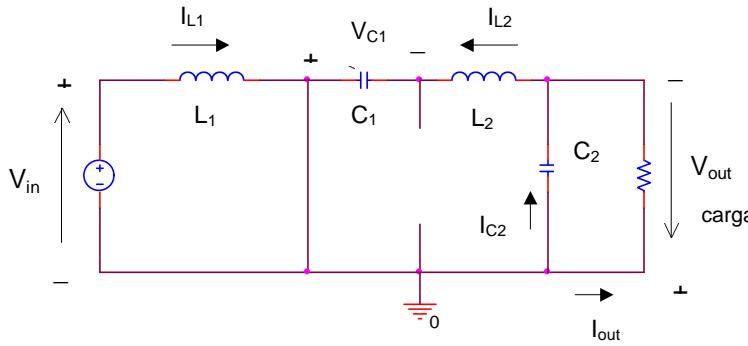


Fig. 5.35.b. Convertidor Alik. Circuito equivalente para el modo 1.
0 ≤ t < t_{on}

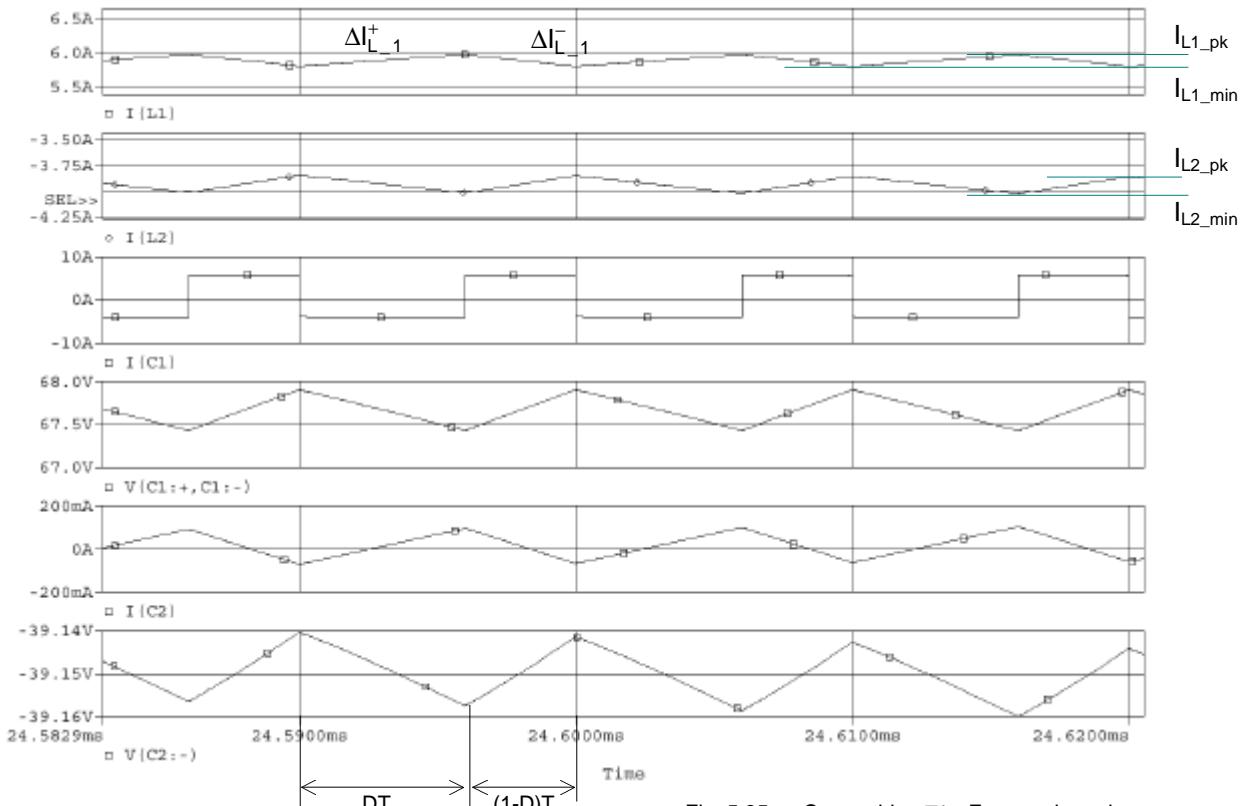


Fig. 5.35.c. Convertidor Alik. Formas de onda.

Nota: La forma de onda de la tensión de salida fluctúa con un ΔV_{PP} de 0.05V.

Modo 2. Durante el t_{off}

El modo 2 comienza cuando se bloquea el transistor Q desde $t=t_{on}$ hasta $t=T$. La tensión en los bornes de L_1 invierte su polaridad y mantiene la corriente circulante. El diodo D se polariza directamente. El circuito equivalente se muestra en la [fig. 5.35.d](#).

Durante este instante de tiempo, el capacitor de transferencia C_1 se carga desde la fuente y se almacena energía en L_1 . La corriente de la carga ahora se suministra por la energía almacenada en L_2 y luego cuando éste se descarga, por el capacitor C_2 .

La corriente que circula por el inductor L_1 decrece (se define en forma lineal) desde I_{L1_2} hasta I_{L1_1} , donde:

$$V_{in} + V_{L1} = V_{C1}; \quad V_{in} + L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{t_{off}} = V_{C1}; \quad \text{y } t_{off} \text{ es igual a:} \quad (5.95)$$

$$t_{off} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{V_{C1} - V_{in}} \quad \text{la tensión en el capacitor de transferencia es el valor promedio.} \quad (5.96)$$

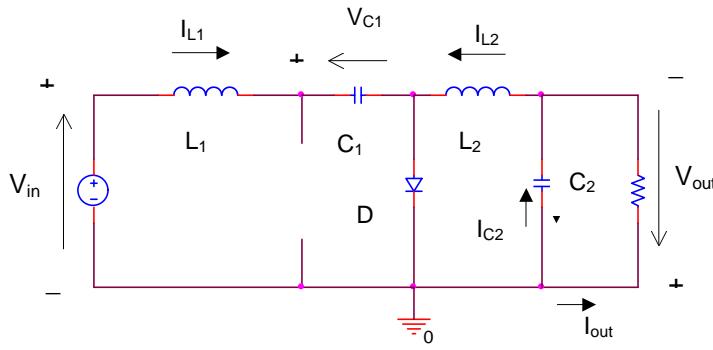


Fig. 5.35.d. Convertidor Alik.
Circuito equivalente para el modo 2. $t_{on} < t \leq T$

Al mismo tiempo, la corriente fluye por el inductor L_2 , y decrece linealmente desde I_{L2_2} hasta I_{L2_1} en el tiempo t_{off} . (el signo es negativo, pero la tensión de salida es también negativo). Entonces,

$$V_{out} = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{t_{off}}, \quad \text{la duración de tiempo se puede expresar como:} \quad (5.97)$$

$$t_{off} = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{V_{out}} \quad (5.98)$$

El ripple de corriente pico a pico en el inductor ΔI_{L1} se puede expresar a partir de las ec. 5.92 y 5.96:

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{C1} - V_{in})}{L_1} t_{off} = \frac{V_{in}}{L_1} t_{on} \quad \text{sustituyendo } t_{on}=DT \text{ y } t_{off}=(1-D)T \text{ queda:} \quad (5.99)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (5.100)$$

La energía que almacena el capacitor de transferencia es:

$$E_C = \frac{1}{2} C_1 V_{C1}^2 = \frac{1}{2} C_1 \left(\frac{V_{in}}{1-D} \right)^2 \quad (5.101)$$

A partir de las ec. 5.94 y 5.97, el ripple de corriente pico a pico en el inductor de salida L_2 es igual a:

$$\Delta I_{L2} = \frac{(V_{C1} + V_{out}) t_{on}}{L_2} = \frac{V_{out} t_{off}}{L_2} \quad (5.102)$$

Sustituyendo por los equivalentes de t_{on} y t_{off} , se obtiene:

$$-V_{C1} = -\frac{V_{out}}{D} \quad (5.103)$$

(el signo negativo indica una inversión de la polaridad entre la tensión de salida y la de entrada)

De las ec. 5.100 y 5.103 se deriva:

$$\frac{V_{in}}{1-D} = -\frac{V_{out}}{D} \quad (5.104)$$

La relación de conversión de tensión en régimen estacionario es, entonces:

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{1-D} \quad (5.105)$$

La corriente promedio de entrada I_{in} es:

$$I_{in} = -\frac{D}{1-D} I_{out} \quad (5.106)$$

El periodo de tiempo de comutación es:

$$T = \frac{1}{f_s} = t_{on} + t_{off} = \frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_{in}} + \frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_{C1} - V_{in}} = \frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_{in} (V_{C1} - V_{in})} = \frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_{in} D} \quad (5.107)$$

$$L_1 = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta I_{L1}} \quad (5.108)$$

También, la ecuación de salida da:

$$T = \frac{1}{f_s} = t_{on} + t_{off} = \frac{L_2 \Delta I_{L2}}{V_{C1} + V_{out}} + \frac{L_2 \Delta I_{L2}}{V_{out}} = \frac{L_2 V_{C2} \Delta I_{L2}}{V_{out} (V_{C2} + V_{out})} = \frac{L_2 \Delta I_{L2}}{V_{in} D} \quad (5.109)$$

$$L_2 = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta I_{L2}} \quad (5.110)$$

Cuando el transistor se satura, la energía del capacitor de transferencia se descarga en L_2 y C_2 , y el circuito de carga. La corriente de descarga se incrementa desde I_{L2_min} hasta I_{L2_pk} . El promedio de la corriente de descarga I_{C1} es igual a I_{out} . Durante el tiempo t_{off} , el capacitor de transferencia C_1 se carga a través de L_1 y la fuente de entrada. La corriente de carga decrece de I_{L1_pk} a I_{L1_min} , por esto la corriente promedio de carga es igual a la corriente de entrada. Los productos tiempo corriente de carga y descarga del capacitor de transferencia de energía en régimen permanente deberá ser igual. El ripple de tensión pico a pico del capacitor de transferencia es:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_{off}} I_{C1} dt = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_{off}} I_{in} dt = \frac{I_{in}}{C_1} t_{off} = \frac{I_{in}(1-D)}{f_s C_1} \quad (5.111)$$

$$C_1 = \frac{I_{in}(1-D)}{f_s \Delta V_{C1}} \quad (5.112)$$

Si $\Delta I_{L2} = \Delta I_{C2}$, la corriente de carga promedio del capacitor de salida fluye en un instante de tiempo $T/2$, y es

$$I_{C2} = \frac{\Delta I_{L2}}{4}, \text{ entonces,}$$

$$\Delta V_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} I_{C2} dt = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_{L2}}{4} dt = \frac{T \Delta I_{L2}}{8 C_2} t_{off} = \frac{\Delta I_{L2}}{8 f_s C_2} \quad C_2 = \frac{\Delta I_{L2}}{8 f_s \Delta V_{C2}} \quad (5.113)$$

La corriente de entrada y salida del convertidor ΔI_{L2} es continua, lo que reduce los problemas de EMI. El ripple de tensión y corriente de salida del convertidor ΔI_{L2} es mucho menor que el del buck-boost. La energía capacitiva almacenada en el convertidor ΔI_{L2} es más eficiente que la energía inductiva almacenada en un convertidor convencional buck-boost. Además, el uso de inductores acoplados entre L_1 y L_2 reduce aún más el ripple de salida del convertidor.

Para que la corriente en los inductores sea permanente, la corriente media deberá ser mayor que la mitad de la variación de la corriente. El valor mínimo de los inductores es:

$$I_{L2} \geq \frac{\Delta I_{L2}}{2}; \quad I_{L2} = \frac{V_{out}}{R}; \quad \Delta I_{L2} = \frac{V_{in} DT}{2}$$

$$\frac{V_{out}}{R} \geq \frac{V_{in} DT}{2 L_2}; \quad V_{out} = V_{in} \frac{D}{1-D}$$

$$\frac{2 L_{2_min}}{RT} \geq (1-D) \quad L_{2_min} = \frac{(1-D)R}{2 f_s} \quad (5.114)$$

$$L_{1_min} = \frac{(1-D)^2 R}{2 D f_s} \quad (5.115)$$

Debido a que los componentes de la salida L_2 , C_2 y R están configurados de la misma manera que el convertidor reductor y que la corriente en este inductor presenta similares características, el rizado de la tensión de salida es el mismo que para el convertidor reductor,

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{1-D}{8 L_2 C_2 f_s^2} \quad (5.116)$$

La principal ventaja del convertidor ~~Auk~~ sobre el buck -boost es la reducción del rizado de la corriente de entrada, ya que es filtrada por el inductor L_1 . Una desventaja significativa es la elevada potencia que tiene que soportar el capacitor de transferencia C_1 , lo que limita las aplicaciones para potencias elevadas. En la Fig. anterior se muestra la potencia que tiene que soportar este capacitor.

5.2.6. El convertidor Zeta y Sepic

Estos convertidores son variantes de los convertidores elevadores y reductores. Ambos convertidores tienen la relación de transferencia, y el análisis es similar al mostrado en el convertidor ~~Auk~~. No se hará el análisis detallado, pero se mostrará su relación de transferencia $M(D)$.

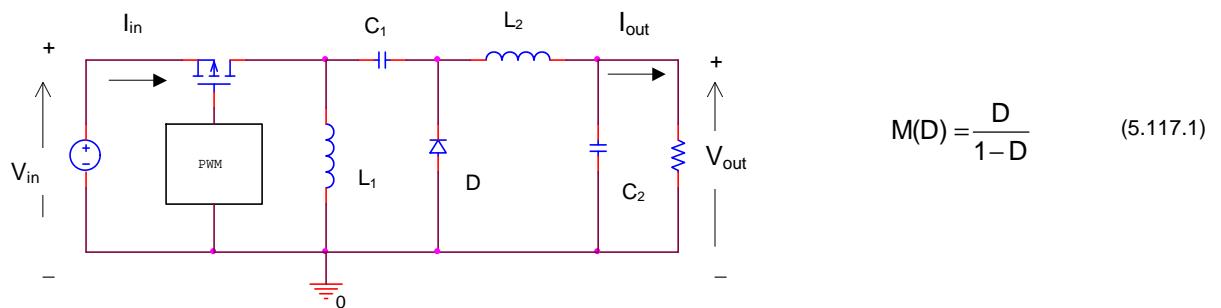
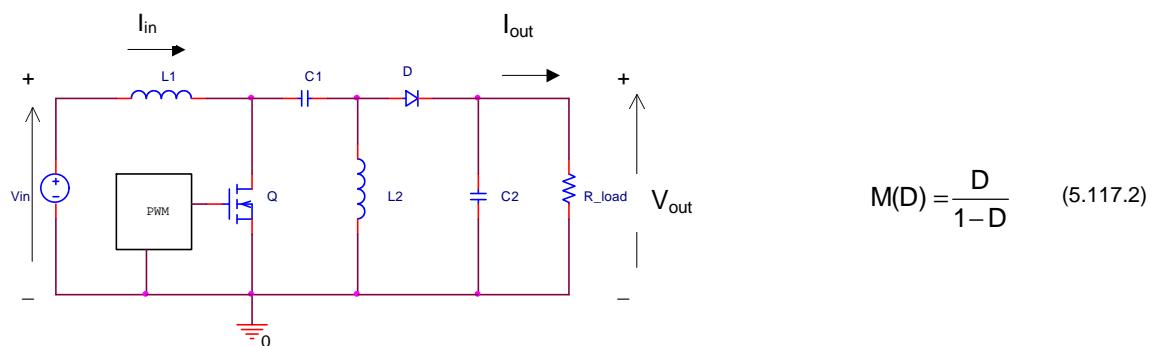


Fig. 5.37.a. Convertidor Zeta.

Fig. 5.37.b. Convertidor SEPIC
(Single Ended Primary Inductance Converter).

5.2.7. El convertidor Cuk y Sepic aislado

Los convertidores Cuk y Sepic aislados se pueden obtener a partir del circuito no aislado de la siguiente manera:

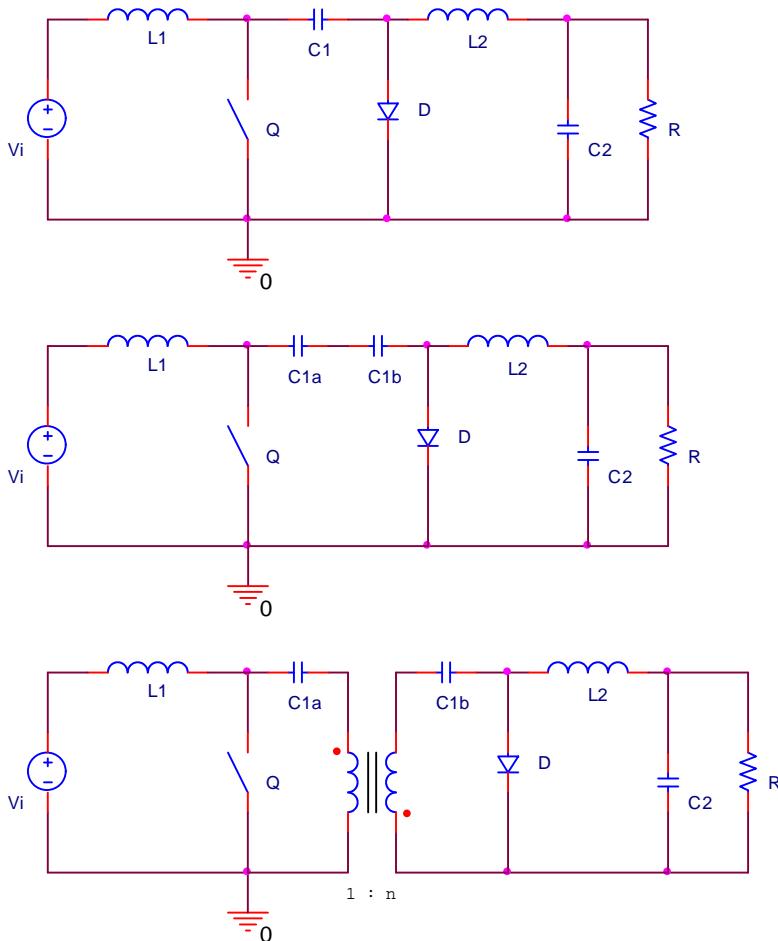


Fig. 5.38.a. Convertidor Cuk aislado

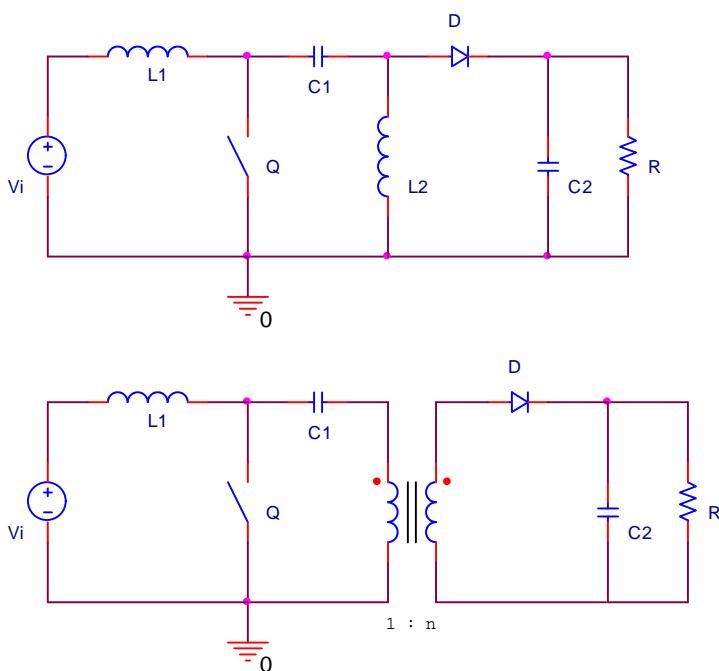


Fig. 5.38.b. Convertidor Sepic aislado

5.3. Fuentes conmutadas aisladas

5.3.1. El transformador de aislación

En un gran número de aplicaciones es necesario incorporar en los convertidores conmutados un transformador de aislación con el fin de obtener aislación entre la entrada y la salida. En aplicaciones off-line (donde la entrada del convertidor de entrada está conectada en la entrada de ac) se requiere aislación por normas de regulación de fuentes de alimentación. La aislación se puede obtener con transformadores de línea de 50 o 60 Hz. Pero, como el tamaño y volumen del transformador son inversamente proporcionales con la frecuencia, si se incorpora el transformador de aislación como parte del convertidor se pueden lograr mejoras significativas reduciendo el número de componentes y el volumen efectivo del núcleo del transformador de potencia, operando este a decenas o cientos de KHz. También cuando se requiere un rango de conversión muy grande en el convertidor, usando el transformador se puede obtener una buena optimización a través de la relación de vueltas primario-secundario. Si se utiliza una apropiada relación de vueltas en el transformador, la sobrecarga de corriente y tensión en los dispositivos de potencia puede ser minimizado, y las pérdidas pueden ser menores.

También se pueden obtener salidas múltiples a través del agregado de múltiples secundarios en el transformador. Las relaciones de vuelta del secundario se calculan para obtener las tensiones de salida deseadas. Generalmente se puede realimentar solo una de estas salidas (la más importante) para controlar el ciclo de trabajo D, por lo que deberá poder admitirse una tolerancia aceptable en las demás tensiones. La *regulación de cruce* es una medida de las variaciones en las tensiones auxiliares cuando la tensión principal está perfectamente regulada.

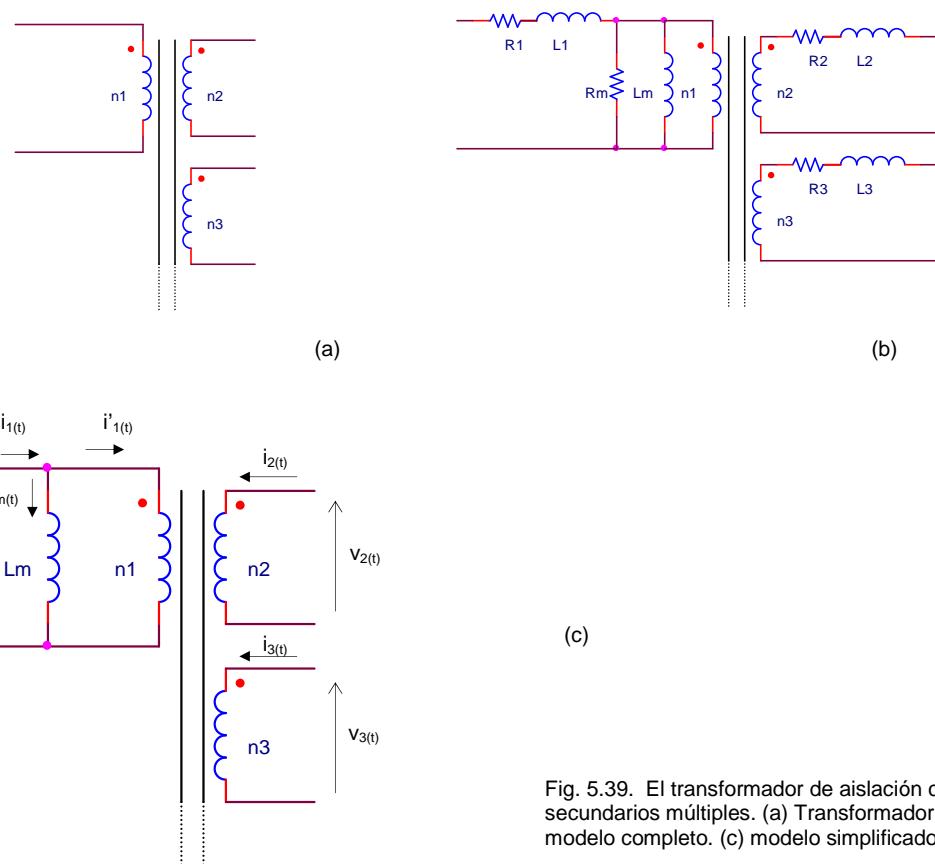


Fig. 5.39. El transformador de aislación con secundarios múltiples. (a) Transformador ideal. (b) modelo completo. (c) modelo simplificado.

La inductancia en paralelo con el primario del transformador es la inductancia de magnetización L_m .

Un transformador físico con devanados múltiples tendrá una relación de vueltas $n_1:n_2:n_3:\dots$ según se ilustra en la fig. 5.39. (a). En este modelo se asume un acoplamiento perfecto entre los devanados y se desprecian las pérdidas; cuya relación es:

$$\frac{V_{1(t)}}{n_1} = \frac{V_{2(t)}}{n_2} = \frac{V_{3(t)}}{n_3} = \dots \quad (5.118)$$

$$0 = n_1 i_{1(t)} + n_2 i_{2(t)} + n_3 i_{3(t)} + \dots \quad (5.119)$$

El modelo completo se puede observar en la [fig. 5.39 \(b\)](#), L_1 y L_2 y L_3 representan las inductancias de dispersión de los devanados. R_1 , R_2 y R_3 representan las resistencias de los devanados. L_m representa la inductancia magnetizante y R_m representa las pérdidas en el núcleo. En este modelo se incluye el transformador ideal para representar la transformación de las corrientes y tensiones entre el primario y el/los secundario/s.

El circuito que se muestra en la [fig. 5.39 \(c\)](#) es el más utilizado en la actualidad, donde se incluye la inductancia de magnetización L_m . Las inductancias de fuga generalmente se desprecian, pero en el análisis de los transitorios de comutación son muy importantes y no se pueden despreciar, sobretodo cuando se trata de aplicaciones conectadas a la red (off line).

Los transformadores deben tener la inductancia de magnetización. Por ejemplo, esta se puede apreciar si desconectamos todos los devanados a excepción del primario, reduciendo el transformador a un inductor simple de valor L_m .

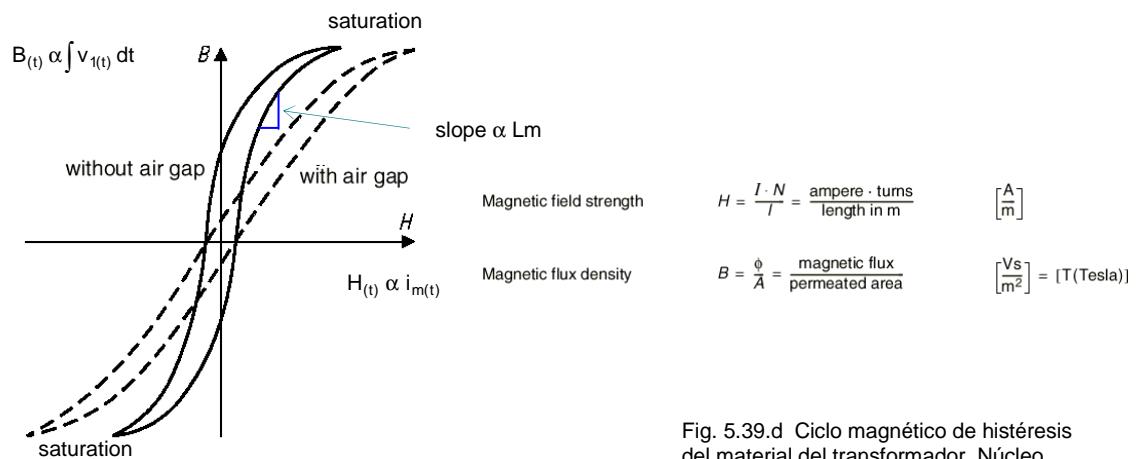


Fig. 5.39.d Ciclo magnético de histéresis del material del transformador. Núcleo magnético con entrehierro y sin entrehierro

La corriente magnetizante $i_{m(t)}$ es proporcional al campo magnético $H_{(t)}$ que hay dentro del núcleo del transformador.

Las características físicas B-H del material del núcleo del transformador se pueden observar en la [fig. 5.39.d](#), y son las que muestran el comportamiento de la corriente magnetizante $i_{m(t)}$. Si la corriente magnetizante es muy grande, entonces la magnitud del campo magnético $H_{(t)}$ provoca la saturación del núcleo, y la inductancia de magnetización se hace muy pequeña (tiende a cero), poniendo en cortocircuito al transformador.

La presencia de la inductancia de magnetización explica porqué el transformador no trabaja en corriente continua. En dc, la impedancia de la inductancia de magnetización es igual a cero y cortocircuita el devanado primario.

Un transformador bien diseñado deberá tener una impedancia X_m (en la inductancia de magnetización) de valor muy grande en magnitud en el rango de frecuencias en las que va a operar, donde $i_{m(t)} \ll i_{1(t)}$ de manera tal que $i'_1 \approx i_{1(t)}$ y el transformador se comportará casi como un transformador ideal. Es muy importante enfatizar que las corrientes $i_{m(t)}$ y $i_{1(t)}$ son magnitudes independientes.

La inductancia de magnetización deberá obedecer todas las reglas normales aplicables a los inductores. En el modelo de la [fig. 5.39. \(c\)](#) la tensión que se aplica al primario se aplica a L_m , siendo

$$v_{1(t)} = L_m \frac{di_m}{dt} \quad (5.120)$$

También,

$$i_{m(t)} - i_{m(0)} = \frac{1}{L_m} \int_0^t v_{1(t)} dt \quad (5.121)$$

Entonces, la corriente magnetizante está determinada por la integral de la tensión aplicada. Se aplica, entonces, el principio del balance volt-segundos: cuando el convertidor opera en régimen permanente, la componente de dc de la tensión aplicada en la inductancia de magnetización deberá ser igual a cero.

$$\int_0^T v_{1(t)} dt = 0 \quad (5.122)$$

Debido a que la corriente de magnetización es proporcional a la integral de la tensión aplicada al devanado, es importante que la componente de dc de esta tensión sea igual a cero. De no cumplirse este principio, durante cada periodo de commutación habrá un incremento neto de la corriente de magnetización, que lleva a excesos de corriente en el transformador y a la saturación.

Los transformadores prácticos deberán tener en cuenta los problemas de las inductancias de dispersión. Una pequeña parte del flujo en el transformador no se compartirá con los otros devanados. En los transformadores aislados la inductancia de dispersión provoca pérdidas de commutación, incrementos de la tensión pico del transistor, y degrada la regulación de cruce, pero generalmente no tiene influencia en la operación básica del convertidor.

5.3.1.1. Fuente commutada aislada. Diagrama en bloques

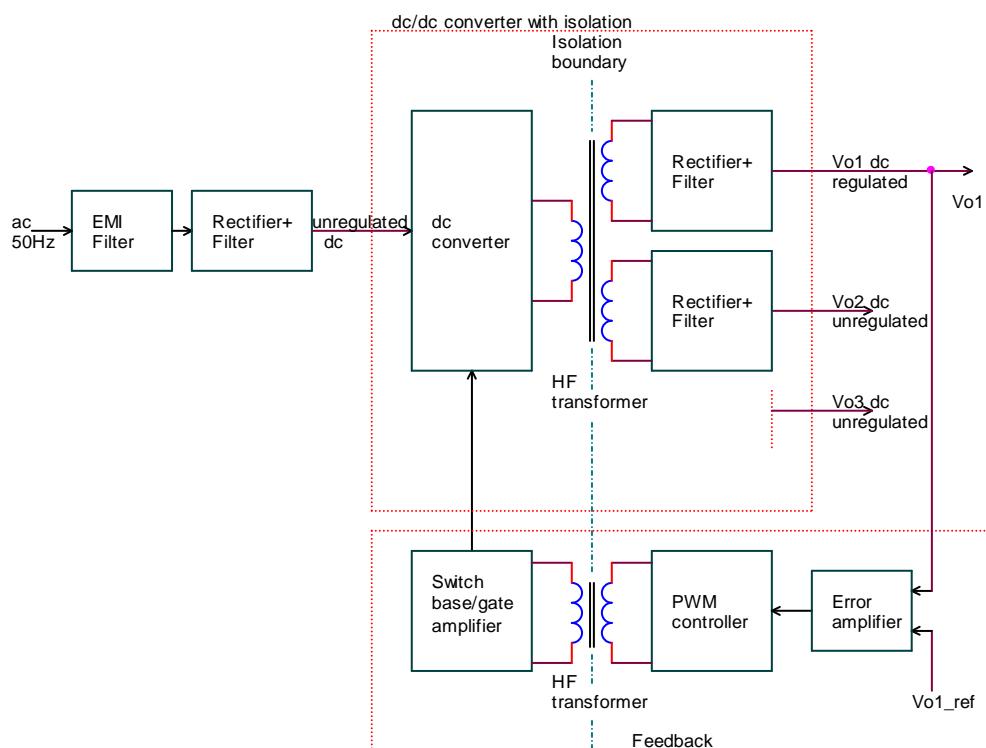


Fig. 5.40. Diagrama en bloques de una fuente commutada aislada.

En la [fig. 5.40](#) se muestra el diagrama en bloques de una fuente commutada aislada, donde la entrada tiene un filtro EMI, un rectificador no controlado con un circuito de arranque suave, un convertidor dc/dc aislado funcionando a alta velocidad de commutación. El transformador de aislación está commutando en alta velocidad de commutación, el cual produce alta velocidad de commutación. Los secundarios son rectificados y filtrados, produciendo las tensiones de salida V_{01} , V_{02} , etc. La tensión de salida es regulada, lo que implica un circuito de realimentación y un PWM (modulador de ancho de pulsos). La aislación eléctrica en la realimentación, que es un requerimiento importante, es provisto por un transformador de aislación de control, o un optoacoplador. En la mayoría de las aplicaciones se requiere salidas múltiples.

Existen varios tipos de convertidores de aislación, pero se dividen en dos clases básicas, que son básicamente modificaciones o versiones aisladas de los convertidores no aislados buck, boost y buck-boost.

- a) Excitación del núcleo unidireccional, donde sólo se utiliza un cuadrante del ciclo B-H:
 - Flyback (derivado del buck/boost)
 - Forward (derivado del buck)
- b) Excitación del núcleo bidireccional, donde se utilizan los dos cuadrantes (I y III) en forma alternativa. Todos estos convertidores son derivados del buck.
 - Push-pull

- Half-bridge
- Full Bridge

5.3.2. El convertidor flyback simple switch.

El convertidor flyback, o indirecto, es una versión aislada del convertidor buck-boost.

El transformador del convertidor flyback se comporta en realidad como una inductancia de dos devanados, por eso se diferencia de los demás transformadores. También se denomina “transformador flyback”.

La corriente no circula simultáneamente por los dos devanados debido a la polaridad relativa de los devanados y de la conexión del diodo. La fig. siguiente muestra el circuito típico.

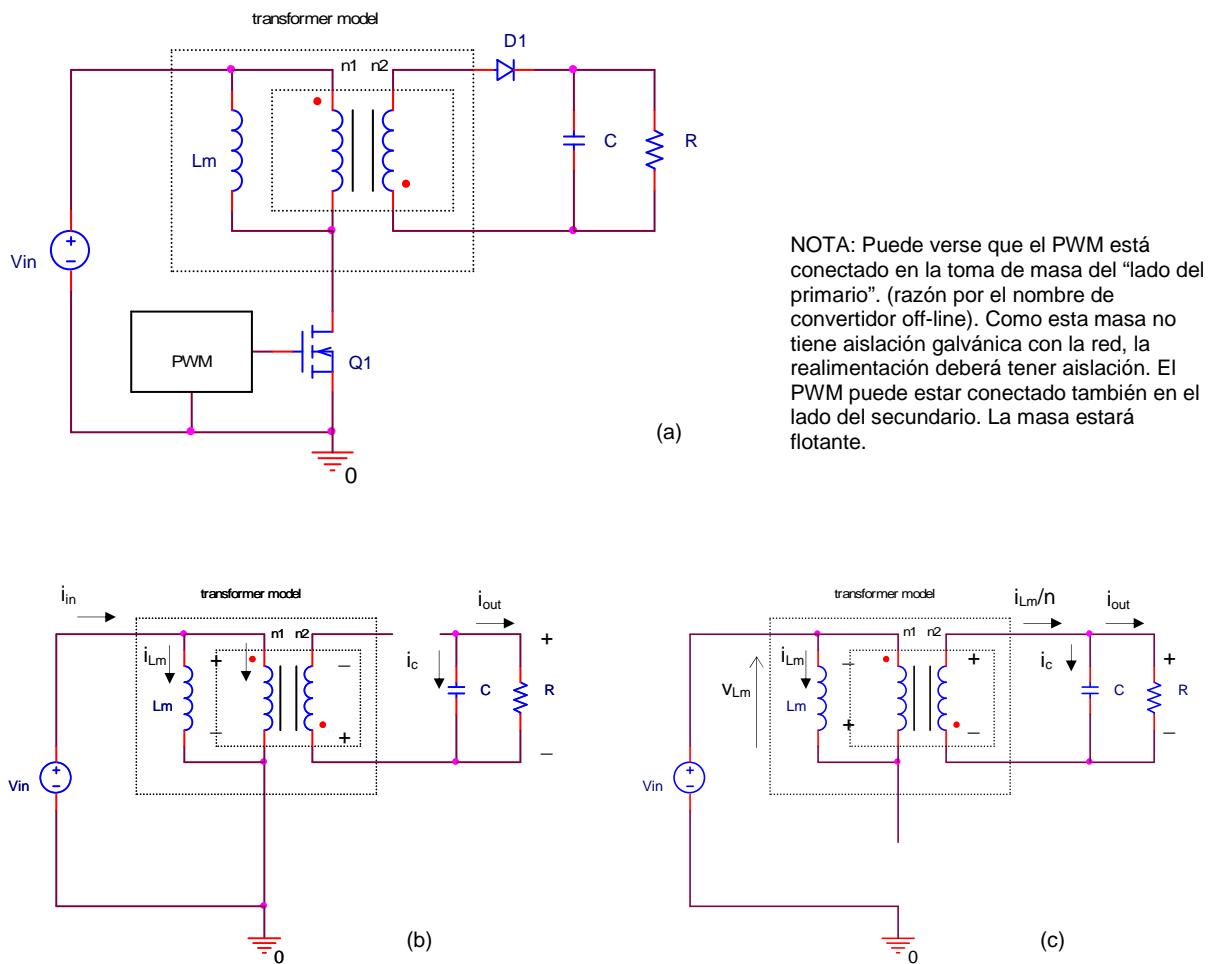


Fig. 5.41. Circuito del convertidor flyback. (a) con el modelo del transformador equivalente; (b) durante el modo 1 (ton); (c) durante el modo 2 (toff)

En el análisis del circuito se harán las siguientes suposiciones:

1. El circuito opera en régimen permanente, por lo que las tensiones y corrientes son periódicas
2. El ciclo de trabajo es D, y el interruptor de potencia estará cerrado durante un instante de tiempo DT y bloqueado durante un instante de tiempo $(1-D)T$
3. Los dispositivos de potencia son ideales

El capacitor de salida es suficientemente grande

El funcionamiento básico del convertidor flyback es similar al convertidor buck-boost, donde la energía se almacena en L_m durante el ton y se entrega a la carga cuando el interruptor está abierto.

5.3.2.1. Modo de conducción continua

Modo 1. Durante el t_{on}

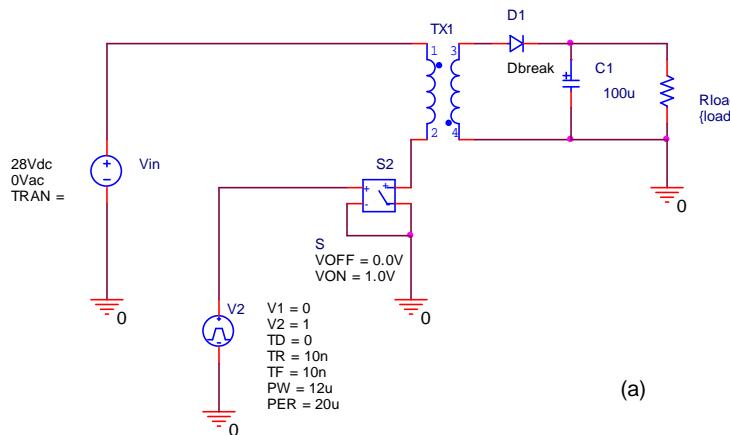
Durante el instante t_{on} en que el interruptor está cerrado, como se puede ver en la fig. 5.42, se almacena energía en la inductancia de magnetización L_m , por lo que

$$V_{Lm} = V_{in} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (5.123)$$

$$i_C = -\frac{V_{out}}{R} \quad (5.124)$$

$$i_{in} = i_{Lm} \quad (5.125)$$

La figura siguiente muestra el circuito de un convertidor flyback:



NOTA: Para los fines de la simulación se ha unido la masa de salida con la de entrada. En general la salida tendrá una masa flotante.

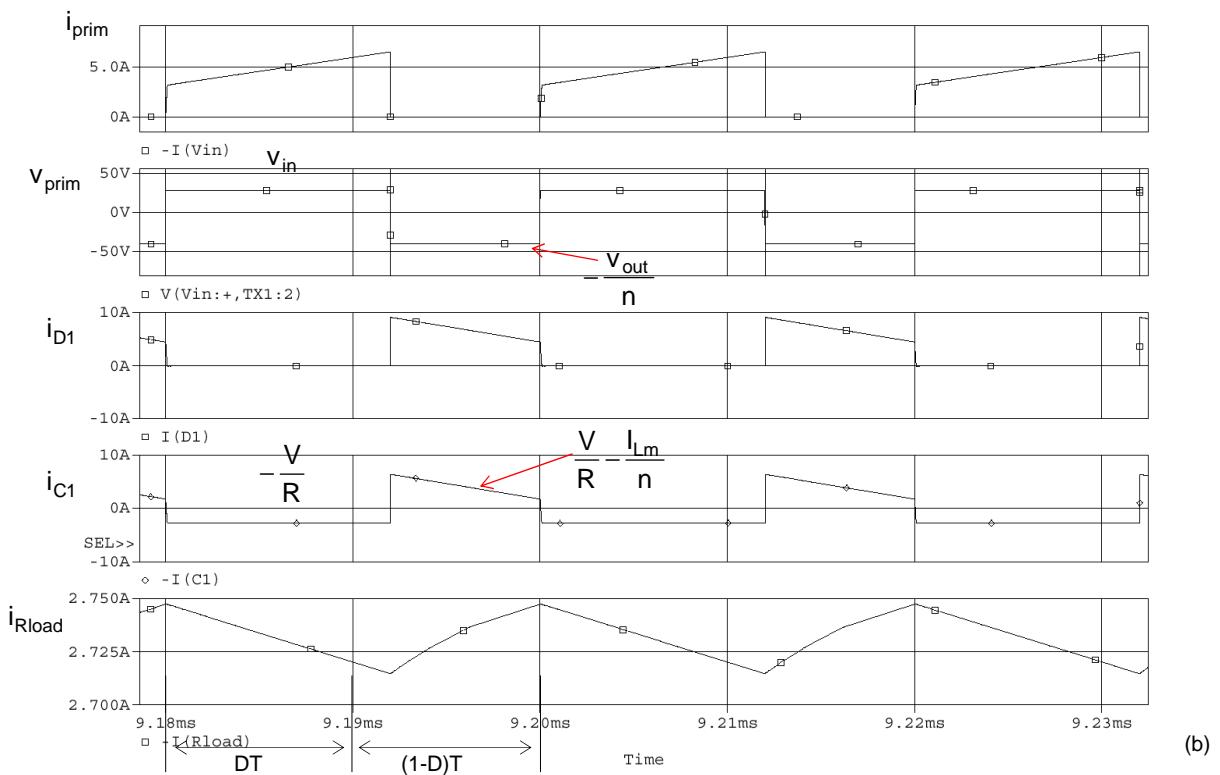


Fig. 5.42. Formas de onda del convertidor flyback. (a) circuito; (b) formas de onda durante el ton y durante el toff

Si se asume que el convertidor opera en modo continuo, las ecuaciones anteriores se convierten en,

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{DT} = \frac{V_{in}}{L_m} \quad (5.123.1)$$

$$i_C = -\frac{V_{out}}{R} \quad (5.124.1)$$

La variación de la corriente en la inductancia magnetizante es,

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{in} DT}{L_m} \quad (5.126)$$

Modo 2. Durante el t_{off}

Cuando el interruptor se abre y el diodo conduce y entrega corriente a la carga, la energía almacenada en la inductancia de magnetización se transfiere a la carga a través del transformador. El circuito equivalente se puede observar en la [fig. 5.41.c.](#)

La tensión en la inductancia de magnetización, la corriente i_C , y la corriente de entrada son:

$$v_{Lm} = -\frac{V_{out}}{n} \quad (5.127)$$

$$i_C = \frac{i_{Lm}}{n} - \frac{V_{out}}{R} \quad (5.128)$$

$$i_{in} = 0 \quad (5.129)$$

Considerando que opera en modo continuo,

$$v_{Lm} = -\frac{V_{out}}{n} \quad (5.127.1)$$

$$i_C = \frac{i_{Lm}}{n} - \frac{V_{out}}{R} \quad (5.128.1)$$

Aplicando la ley de balance volt-seg en la inductancia de magnetización,

$$v_{Lm} = DV_{in} + (1-D)\left(-\frac{V_{out}}{n}\right) = 0 \quad (5.129)$$

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = n \frac{D}{1-D} \quad (5.130)$$

Aplicando el principio de balance de carga en el capacitor,

$$i_C = D\left(-\frac{V_{out}}{R}\right) + (1-D)\left(\frac{i_{Lm}}{n} - \frac{V_{out}}{R}\right) = 0$$

$$I_{out} = \frac{n V_{out}}{(1-D)R} \quad (5.131)$$

Este es el valor de componente de dc de la corriente de magnetización referida al primario. La componente de dc de la corriente de fuente (la corriente promedio) es,

$$I_{in} = \langle i_{in} \rangle = DI_{Lm} + (1-D).0 = DI_{Lm} \quad (5.132)$$

Los valores máximos y mínimos de la corriente magnetizante del primario se obtienen aplicando las siguientes ecuaciones:

$$I_{Lm_max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = \frac{n V_{out}}{(1-D)R} + \frac{V_{in} DT}{2L_m} = \frac{n^2 DV_{in}}{(1-D)^2 R} + \frac{V_{in} DT}{2L_m} \quad (5.133)$$

$$I_{Lm_min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = \frac{n^2 DV_{in}}{(1-D)^2 R} - \frac{V_{in} DT}{2L_m} \quad (5.134)$$

El funcionamiento en régimen de conducción de corriente continua requiere que $I_{Lm_min} > 0$. Por lo que, en la [ec. 5.134](#) la $I_{Lm_min} = 0$ se puede observar la condición límite, entonces

$$\frac{n^2 DV_{in}}{(1-D)^2 R} = \frac{V_{in} DT}{2L_m} \Rightarrow L_{m_min} = \frac{(1-D)^2 R}{2n^2 f_s} \quad (5.135)$$

Debido a que la topología del convertidor flyback es idéntica al del convertidor buck-boost, el rizado de la tensión de salida es,

$$\frac{\Delta V_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} = \frac{D}{RC f_s} \quad (5.136)$$

La relación entre la corriente pico del secundario con la corriente pico del primario durante la transición de corte o saturación es:

$$I_{s_max} = \left(\frac{n_p}{n_s} \right) I_{Lm_max} \quad (5.137)$$

Esta relación es válida en el límite del corte y la saturación, definiendo los puntos de comienzo y finales, ya que en el instante posterior las corrientes del primario y el secundario son independientes.

5.3.2.2. Modo de conducción discontinuo, DCM

La operación en modo de conducción discontinuo DCM, ocurre cuando la corriente del secundario cae a cero antes de que comience la próxima saturación del transistor. Las figuras siguientes muestran las formas de onda de tensión y corriente en el primario para los modos de conducción continuo y discontinuo.

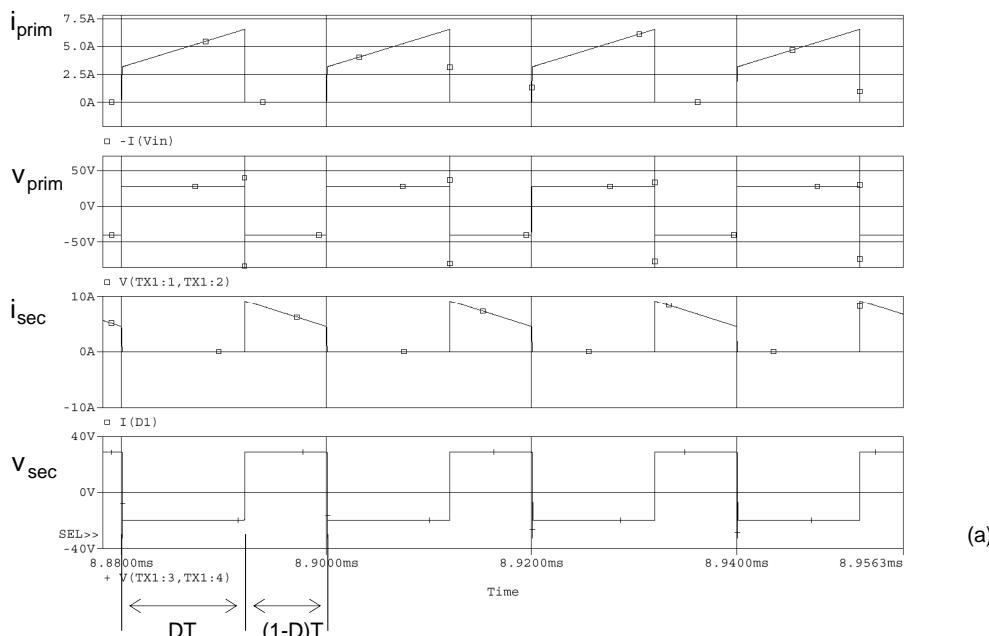
De la ec. 5.135 de L_{min} :

$$\frac{n^2 D V_{in}}{(1-D)^2 R} = \frac{V_{in} DT}{2L_m} \Rightarrow L_m < \frac{(1-D)^2 R}{2n^2 f_s}$$

$$\frac{2L_m}{RT} < \frac{(1-D)^2}{n^2} \quad \text{o, de otra forma, } K < K_{\text{crit}}(D) \quad \text{para el convertidor DCM, donde} \quad (5.138)$$

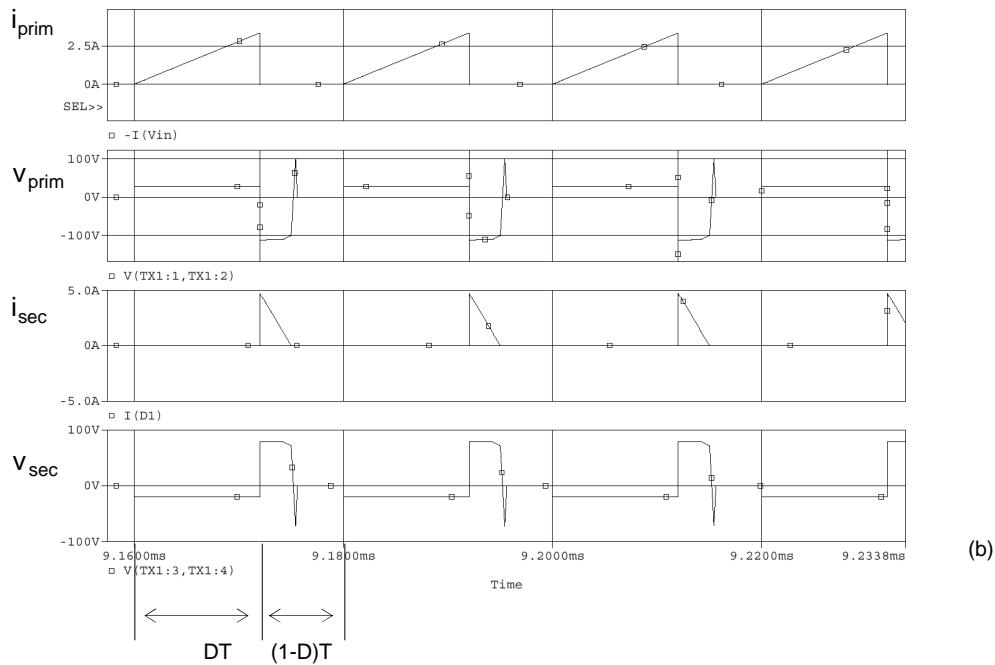
$$K = \frac{2L_m}{RT} \quad \text{y} \quad K_{\text{crit}}(D) = \frac{(1-D)^2}{n^2} \quad (5.138.1)$$

Esta ecuación es similar a la del convertidor buck-boost, con el agregado de n .



(a)

Fig. 5.43. Formas de onda del convertidor flyback correspondiente a la fig. 5.42.a. (a) Modo continuo CCM; (b) Modo discontinuo DCM



Notas adicionales:

El convertidor flyback es muy utilizado en aplicaciones de alta tensión y mediana potencia, en aplicaciones de 50 a 100W en TV y monitores de PC. No se requiere de inductores adicionales, sólo el transformador de potencia T. Pero, este modelo de convertidor tiene una pobre regulación de cruce y gran exigencia de tensión en los transistores de potencia.

El convertidor flyback funciona, del mismo modo que otros convertidores comutados, almacenando la energía en un inductor durante el tiempo en que el conmutador está en estado de conducción (t_{on}), y luego descarga la energía almacenada en la carga durante el periodo (t_{off}) de apagado del conmutador. La dificultad de esto (si la hay) es que el inductor tiene dos o más devanados, (un devanado de entrada y uno o más de salida) y que la corriente fluye alternadamente entre los devanados de entrada y de salida. Mientras por un devanado no circula corriente (excepto la de pérdida, que es pequeña), por el otro devanado estará circulando la corriente.

El modo más sencillo de analizar el magnetismo en un convertidor flyback es considerando como una porción de energía que es almacenada durante el instante en que el conmutador está en *on* y vaciada durante el instante en que el conmutador está en *off*. El comportamiento magnético de un convertidor flyback no es como el de un transformador, ya que un transformador funciona con una tensión de entrada, un dispositivo de transferencia de potencia en la tensión de salida, donde los devanados de entrada y de salida conducen simultáneamente. El comportamiento magnético de un convertidor flyback se representa por una energía de entrada, un dispositivo de transferencia de potencia en la salida, donde los devanados de entrada y de salida no conducen la corriente simultáneamente. Por supuesto, la tensión de salida sobre el devanado activo es reflejada a través de la relación de vueltas, hacia el devanado inactivo, pero el dato práctico usado normalmente que "la tensión que ve el transistor principal es el doble que el de entrada" es incorrecto, debido a que la tensión reflejada desde el devanado de salida puede ser una mayor o menor que la tensión de entrada (generalmente es menor) dependiendo esto de la tensión de salida y de la cantidad de tiempo en que la inductancia de salida se descarga en él. La operación en modo discontinuo significa que toda la energía (sin incluir las pérdidas) almacenada en la parte activa durante el instante de tiempo *on* es vaciada en la carga durante el periodo de tiempo en que el conmutador principal está bloqueado (*off*). No hay energía remanente para el próximo ciclo. Ver Fig. siguiente:

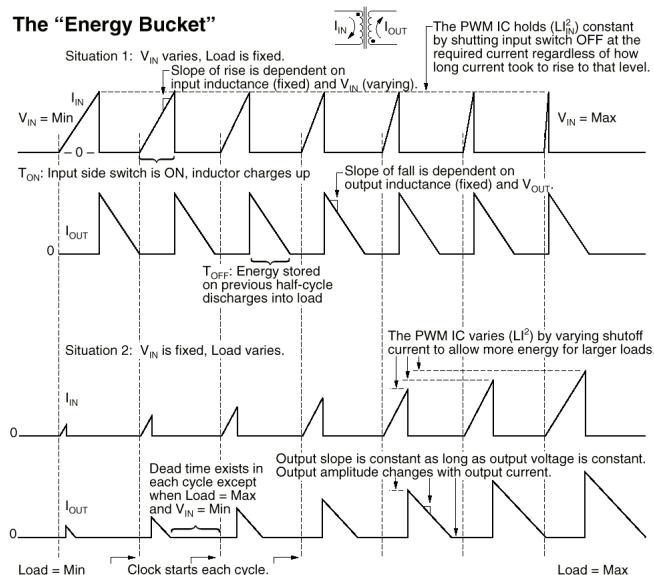


Fig. 5.44 The energy bucket – flyback converter

5.3.2.3. El convertidor flyback con dos transistores

En el flyback de simple switch, se produce un pico de sobretensión elevado durante el bloqueo del transistor. Este pico de sobretensión depende de las condiciones de conmutación, del circuito capacitivo y de las pérdidas de transformación secundario a primario. Por éste motivo, los circuitos de simple switch requieren un “snubber” (una red de amortiguación) para limitar los picos de tensión.

En cambio, en los circuitos con dos transistores, las pérdidas del transformador de potencia son mucho menos críticas.

En éste caso, D_1 y D_2 proveen una única vía de desmagnetización, y un enclavamiento sistemático de la tensión de bloqueo de los transistores en V_{in} .

Este sistema de recuperación de energía permite trabajar a mayor frecuencia de conmutación y mejor eficiencia que la del simple switch. Sin embargo, la estructura de doble switch requiere driver más complicado debido al transistor superior.

El circuito flyback de doble switch se conoce también como flyback semipuente asimétrico.

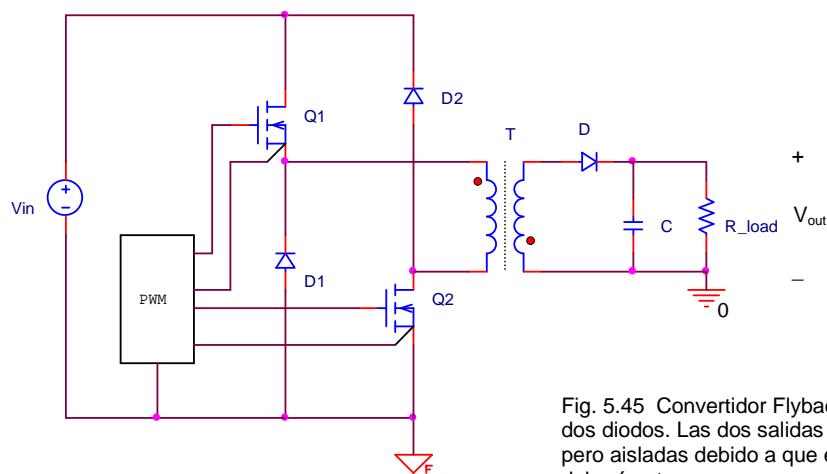


Fig. 5.45 Convertidor Flyback con dos transistores y dos salidas del PWM son idénticas, pero aisladas debido a que el transistor superior deberá saturarse con respecto a su surtidor flotante.

La tensión máxima en el transistor es:

$$V_{CEV} \text{ o } V_{DSS} \geq V_{inMAX}$$

5.3.2.4. Ejemplos

➤ Ejemplo 5.5. Convertidor flyback en CCM

Si el convertidor flyback de la fig. 5.42.a presenta los siguientes parámetros:

$V_{in} = 28V$	$f_s = 50kHz$
$n = 1/3$	$C = 220\mu F$
$L_m = 500\mu H$	$V_{out} = 5V$
$R_{load} = 10\Omega$	

Calcular: (a) D, (b) I_{Lm_max} , I_{Lm_min} , (c) ripple de la tensión de salida. Suponer que todos los componentes son ideales.

Solución:

(a) De la ec. $V_{out} = V_{in} \frac{D}{1-D} n$ se obtiene $D = \frac{V_{out}}{V_{out} + n V_{in}} = \frac{1}{1+n \frac{V_{in}}{V_{out}}}$

Por lo que, $D = \frac{1}{1+n \frac{V_{in}}{V_{out}}} = \frac{1}{1+\frac{1}{3} \frac{28}{5}} = 0,349$

(b) La corriente media en L_m se calcula utilizando la ec. 5.131

$$I_{Lm} = \frac{nV_{out}}{(1-D)R} = \frac{1/3 \cdot 5}{(1-0,349)10} = 0,256 A$$

$$\Delta I_{Lm} = \frac{V_{in} D}{f_s L_m} = \frac{28 \cdot 0,349}{50kHz \cdot 500uH} = 0,39 A \quad \Delta I_{Lm}/2 = 0,195 A$$

$$I_{Lm_max} = I_{Lm} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2} = 0,451 A$$

$$I_{Lm_min} = I_{Lm} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} = 0,061 A \quad \text{como } I_{Lm_min} > 0 \text{ el modo de conducción es continuo, CCM.}$$

(c) El ripple de la tensión de salida es:

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{D}{RC f_s} = \frac{0,349}{10.220 \mu F \cdot 50kHz} = 0,0032 = 0,32\%$$



➤ Ejemplo 5.6. Convertidor flyback en CCM

Diseñar un convertidor flyback cuyas características sean:

$V_{out}=24V$	$V_{in}= 12V$
$R_{load} = 5\Omega$	modo conducción continuo, CCM
$I_{L_min} = 0,15I_{Lm}$	ripple de tensión <0,5%
$f_s=50kHz$	

Calcular (a) n, (b) D y (c) C. Suponer que todos los componentes son ideales.

Solución:

(a) Si se supone que $D=0,4$ se hará el cálculo de n, pero con la condición de que de un número razonable. Si no, se recalculará D.

Se supone $D=0,4$; por lo que,

$$n = \frac{V_{out}}{V_{in}} \frac{1-D}{D} = 2,15 = 3$$

Cálculo de I_{Lm} :

$$I_{Lm} = \frac{nV_{out}}{(1-D)R} = \frac{3,24}{(1-0,4)5} = 24 A$$

$$I_{L_min} = 0,15 \cdot 24A = 3,6A$$

$$\frac{\Delta I_{Lm}}{2} = \frac{V_{in} DT}{2L_m} = 24A - 3,6A = 20,4A$$

$$I_{L_min} = I_{Lm} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2}$$

$$L_m = \frac{V_{in} DT}{2 \cdot 20,4A} = \frac{12V \cdot 0,4}{50kHz \cdot 2 \cdot 20,4A} = 2,35 \mu H$$

$$C \geq \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} \right) f_s} = 32 \mu F$$



Ejemplo 5.7. Convertidor flyback. Ejemplo de circuito.

This application works in asynchronous mode. The regulation characteristics are very attractive (out-put power variation range from 1W to 110W due to automatic burst mode . In this configuration higher is the regulation loop gain, lower is the output voltage ripple in burst mode (e.g. ouput voltage ripple 0.8% with a loop gain of 15).

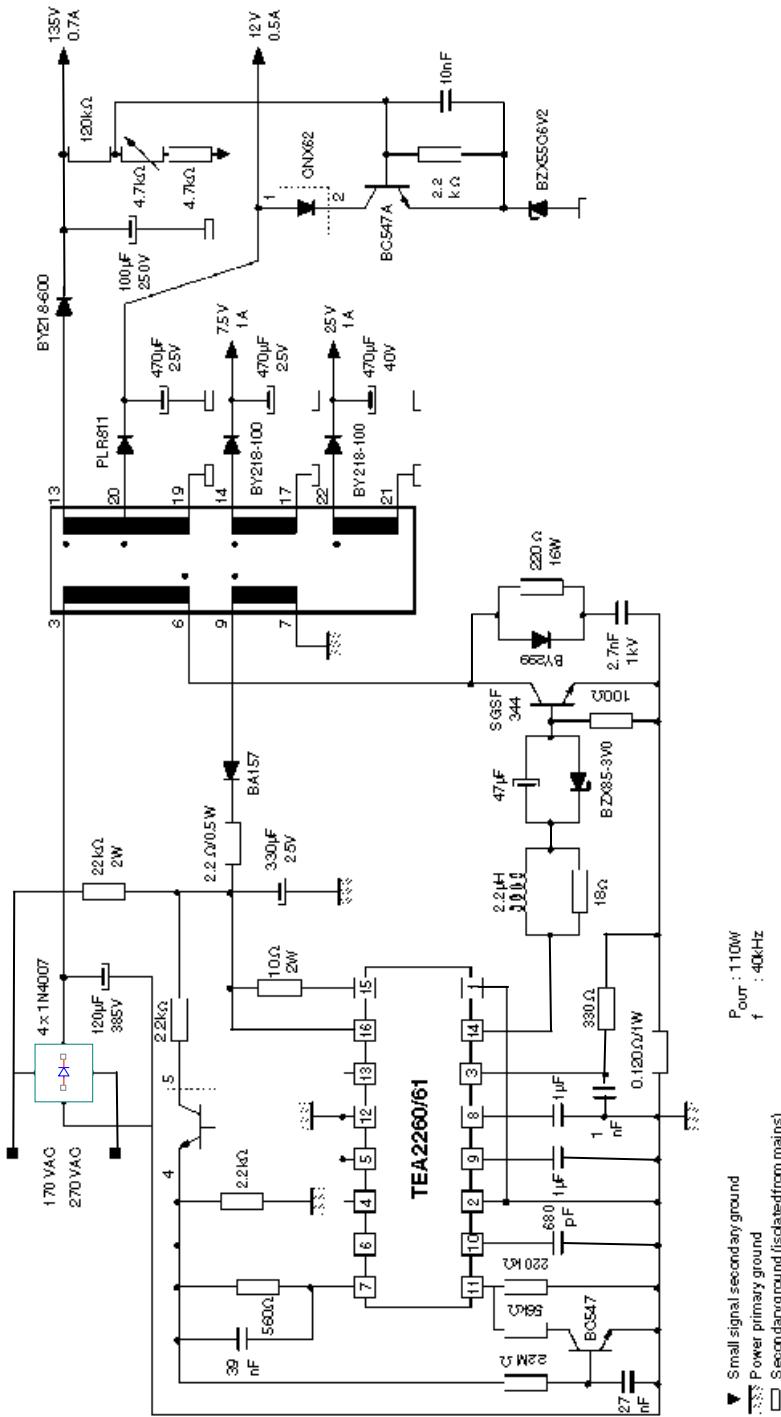


Fig. 5.46. Convertidor flyback para TV de 110W; 220Vac y conmutación en 40kHz.

Load regulation (VDC = 310V)

Output 135V (+/- 0.15%) " (I135 : 0.05A to 0.6A; I25 = 1A)

Output 25V (+/- 2.5%) "(I135 = 0.6A; I25 : 0.25 to 1A)

Line regulation (I135 : 0.6A; I25 : 1A)

Output 135V (+/- 0.30%) "(210V < VDC <, 370V)

Output 25V (+/- 0.30%)

Frequency Soft Start

The nominal switching frequency is 40kHz but during the start-up phase the switching frequency is shifted to 10kHz in order to avoid the magnetization of the transformer. Otherwise the second current limitation will be reached at high input voltage and hence the power supply will not start.

Influence of the audio output on the video out-put

Output 135V (+/- 0.1%) "(I₁₃₅ = 0.6A; I₂₅ : 0.1A)
Output 135V (+/- 0.05%)"(I₁₃₅ = 0.3A; I₂₅ : 0.1A)

Transformer Specification

- Reference : OREGA.SMT5. G4576-02

Application Characteristics

- Discontinuous mode Flyback SMPS
 - Switching frequency : 40kHz
 - Nominal mains voltage : 220 VAC
 - Mains voltage range : 170 VAC to 220 VAC
 - Output power in normal mode : 30W < P_o < 110W
 - Output power in burst mode :
- 1W < P_o < 30W. The transient phase between normal mode and burst mode is determinated automatically as a function of the output power. Hence the regulation of the output voltage is effective for an output power variation of 1W < P_o < 110W
- Efficiency as full load > 80%
 - Efficiency in burst mode (P_o = 8W) > 50%
 - Short circuit protection
 - Open load protection
 - Long duration overload protection
 - Complete shutdown after 3 restarts with fault detection for TEA2260
 - Complete shut down when VC2 reaches 2.6V for TEA2261

**5.3.3. El convertidor forward simple switch**

El convertidor forward (o directo) es una versión aislada del convertidor buck. El circuito de este convertidor se puede ver en la [fig.5.47](#). Este convertidor, al igual que el buck, tiene aplicaciones donde se requiere alta corriente en la carga. Para una elección típica de n₁=n₂, el ciclo de trabajo se limita a 0≤D<0.5.

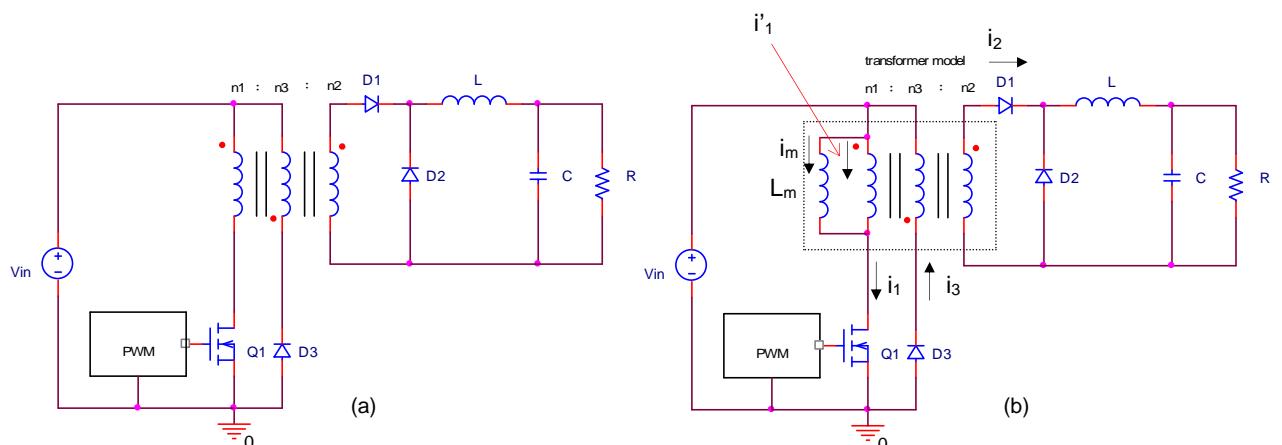


Fig. 5.47. Convertidor forward con un solo transistor. (a) circuito; (b) modelo de circuito con el transformador equivalente (incluye la inductancia magnetizante L_m).

El convertidor forward tiene un devanado adicional para llevar a cero la corriente magnetizante mientras el transistor esté bloqueado. La [fig. 5.48](#) muestra las formas de onda de la corriente magnetizante en un convertidor forward.

En el análisis del circuito se harán las siguientes suposiciones:

1. El circuito opera en régimen permanente, por lo que las tensiones y corrientes son periódicas
2. El ciclo de trabajo es D, y el comutador de potencia estará cerrado durante un instante de tiempo DT y bloqueado durante un instante de tiempo (1-D)T
3. Los dispositivos de potencia son ideales

4. El capacitor de salida es suficientemente grande

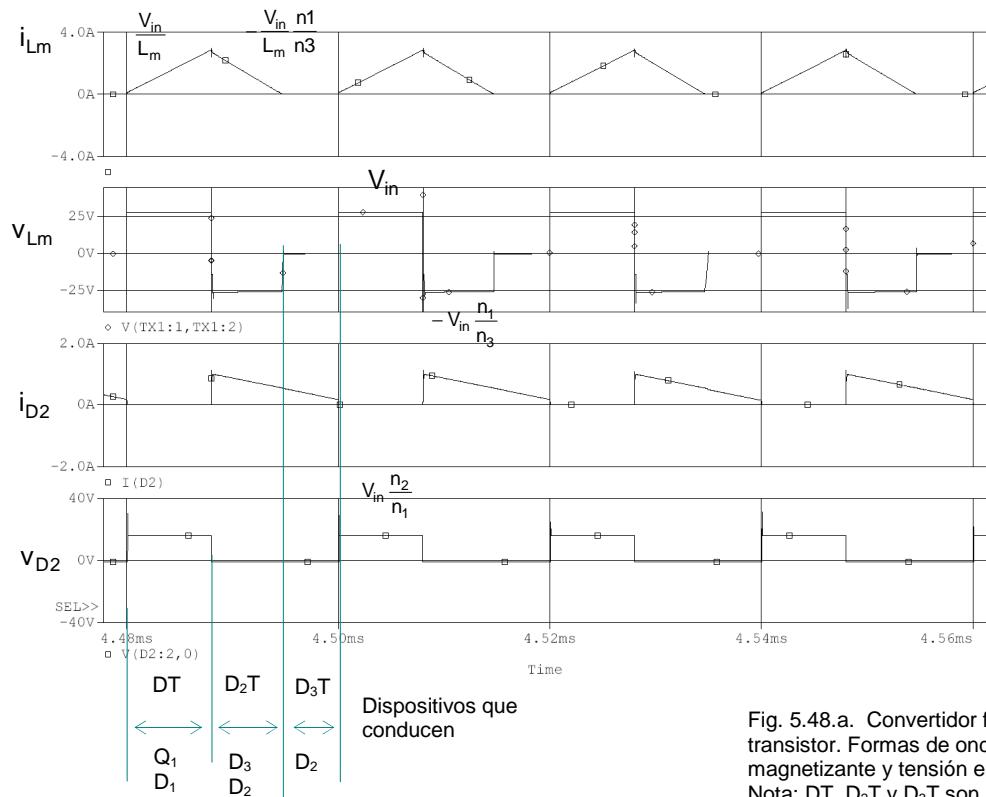


Fig. 5.48.a. Convertidor forward con un solo transistor. Formas de onda en la corriente magnetizante y tensión en el diodo D_2 .
Nota: DT , D_2T y D_3T son instantes de tiempo.

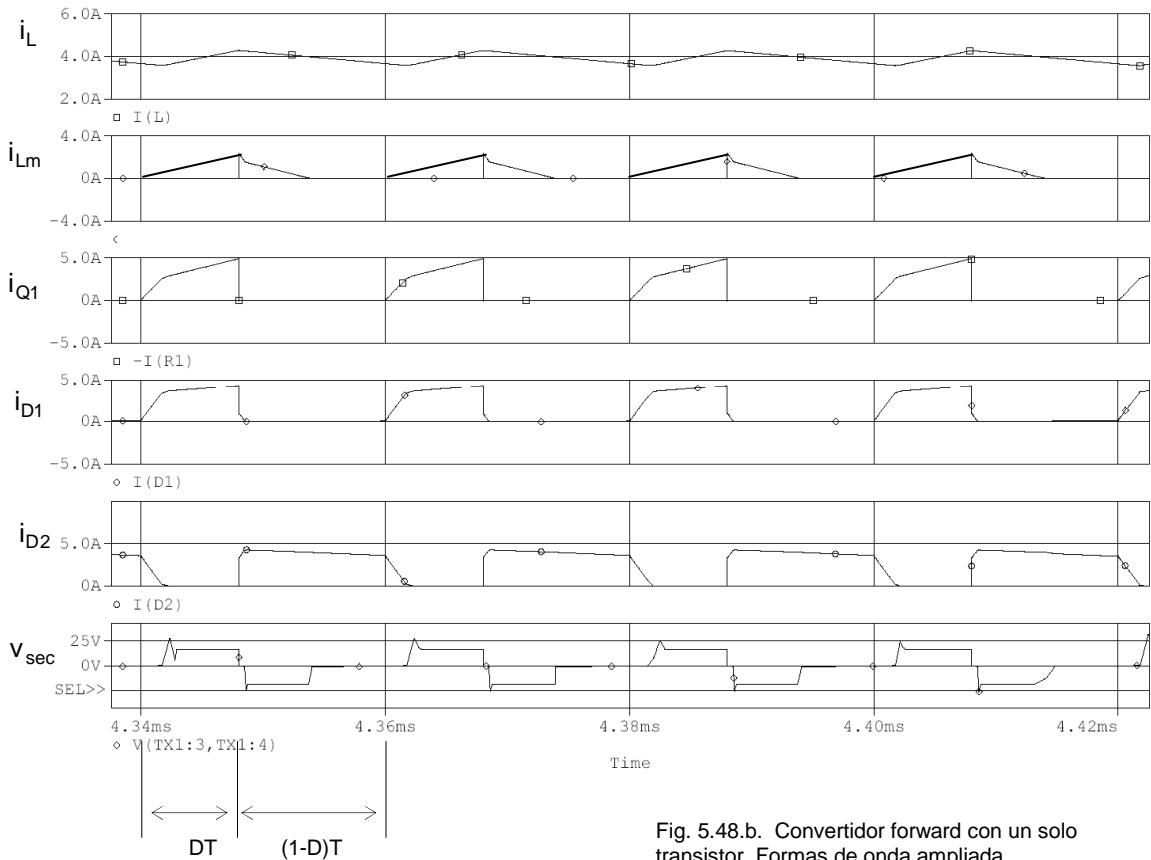


Fig. 5.48.b. Convertidor forward con un solo transistor. Formas de onda ampliada.

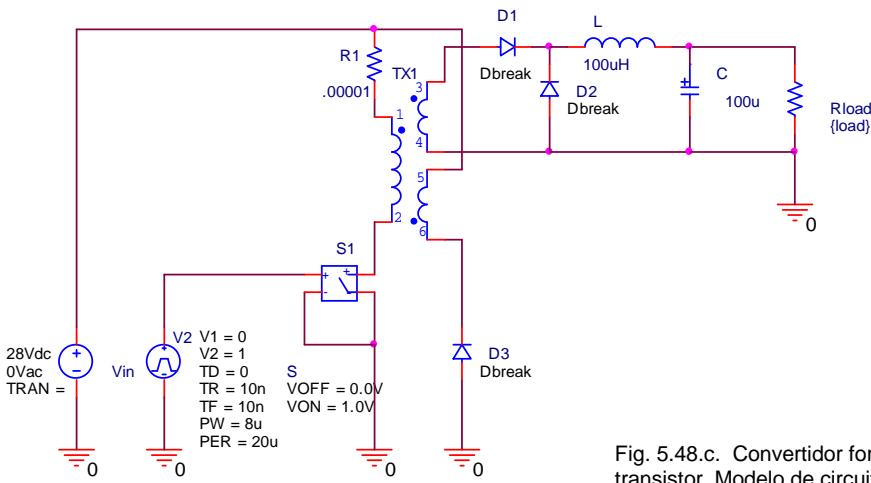
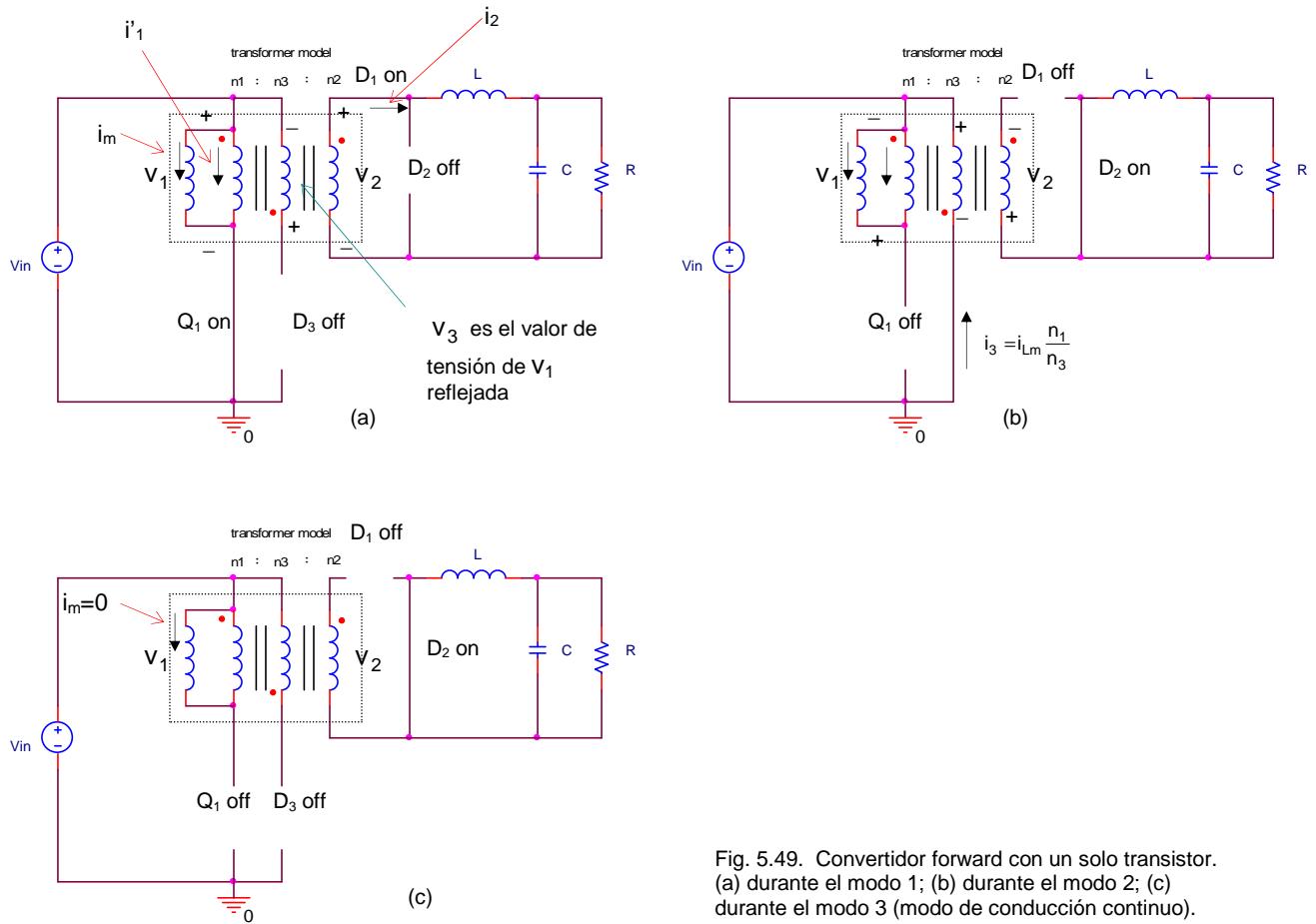


Fig. 5.48.c. Convertidor forward con un solo transistor. Modelo de circuito.

La inductancia de magnetización L_m en conjunto con el diodo D_3 deben operar en modo de conducción discontinua.

El inductor de salida L en conjunto con el diodo D_2 pueden operar en modo de conducción continuo o discontinuo. En el caso de la fig. 5.48.a el inductor L opera en modo continuo. Los tres subintervalos de conmutación se muestran en la fig. siguiente:

Fig. 5.49. Convertidor forward con un solo transistor.
(a) durante el modo 1; (b) durante el modo 2; (c) durante el modo 3 (modo de conducción continuo).

Modo 1. Durante el t_{on}

Conduce Q_1 , y el diodo D_1 se polariza directamente. Los diodos D_2 y D_3 se polarizan inversamente. La tensión de alimentación V_{in} se aplica al primario del transformador, y la corriente en la inductancia de magnetización se incrementa con una pendiente lineal de valor

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{in} DT}{L_m} \quad (5.139)$$

Las tensiones son:

$$v_1 = V_{in} \quad \text{tensión en la inductancia de magnetización} \quad (5.140)$$

$$v_2 = v_1 \frac{n_2}{n_1} = V_{in} \frac{n_2}{n_1} \quad \text{tensión en el secundario} \quad (5.141)$$

$$v_3 = v_1 \frac{n_3}{n_1} = V_{in} \frac{n_3}{n_1} \quad \text{tensión en la inductancia de desmagnetización} \quad (5.142)$$

$$v_L = v_2 - v_{out} = V_{in} \frac{n_2}{n_1} - V_{out} = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{tensión en el inductor de salida} \quad (5.143)$$

La corriente en el inductor de salida es:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_{in} \frac{n_2}{n_1} - V_{out}}{L} = \frac{\Delta i_L}{DT} \quad \text{donde} \\ \Delta i_L^+ &= \left(V_{in} \frac{n_2}{n_1} - V_{out} \right) \frac{DT}{L} \end{aligned} \quad (5.144)$$

La corriente en Q_1 es:

$$i_1 = i'_1 + i_{Lm} \quad (5.145)$$

Modo 2. Durante el t_{off}

El transistor se bloquea. En este instante la corriente magnetizante i_{Lm} es positiva y distinta de cero, pero decreciente y se cierra por el primario del transformador ideal, según se muestra en la [fig. 5.48.a](#).

El flujo de amper-vueltas $n_1 i_{Lm}$ no se transfiere al lado secundario debido a la polaridad del transformador, y el diodo D_1 se polariza inversamente y esto provoca que el diodo D_2 se polarice directamente. Por otro lado, el diodo D_3 se polariza directamente y la corriente magnetizante se transfiere al devanado de desmagnetización. La tensión y la corriente en este devanado son:

$$v_3 = -V_{in} \quad (5.146)$$

$$i_3 = -\frac{V_{in} n_1}{L_m n_3} = -i_{Lm} \frac{n_1}{n_3} \quad (5.147)$$

Una vez que comience a circular corriente por el devanado de desmagnetización, las demás tensiones son:

$$v_1 = v_3 \frac{n_1}{n_3} = -V_{in} \frac{n_1}{n_3} \quad (5.148)$$

$$v_{Lm} = v_1 = -V_{in} \frac{n_1}{n_3} = L_m \frac{d i_{Lm}}{dt} \quad (5.149)$$

$$v_2 = v_3 \frac{n_2}{n_3} = -V_{in} \frac{n_2}{n_3} \quad (5.150)$$

$$v_L = V_{out} = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.151)$$

La corriente que circula por el inductor de salida es:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_{out}}{L} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} \\ \Delta i_L^- &= \frac{V_{out} (1-D)T}{L} \end{aligned} \quad (5.152)$$

De igual modo que el caso BUCK, en régimen permanente las magnitudes de las corrientes son iguales, por lo que

$$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^-$$

$$(nV_{in} - V_{out}) \frac{DT}{L} = \frac{V_{out}(1-D)T}{L} \quad \therefore$$

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = nD \quad \text{siendo } n=n_2/n_1 \quad (5.153)$$

La máxima tensión aplicada al transistor de potencia es:

$$v_{Q1} = V_{in} \left(1 + \frac{n_1}{n_3} \right) \quad (5.154)$$

Modo 3. Durante el t_{off} . La corriente magnetizante se hace igual a cero.

Antes que comience el nuevo ciclo la corriente magnetizante se deberá hacer igual a cero por el balance del periodo de conmutación. El diodo D_3 se bloquea. El circuito equivalente es el que se muestra en la [fig. 5.49.c](#). El diodo D_2 permanece conduciendo para una corriente de L continua.

Las siguientes formas de onda corresponden al circuito de la [fig. 5.48.b](#) para distintas cargas.

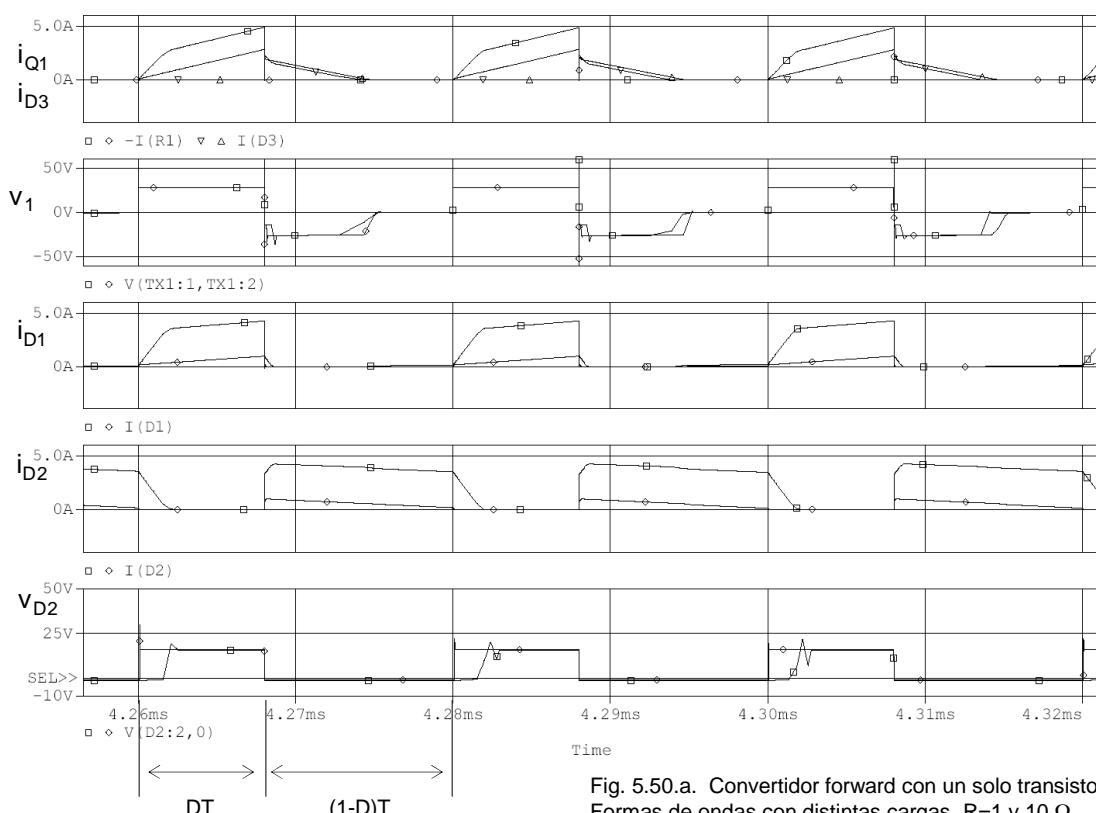


Fig. 5.50.a. Convertidor forward con un solo transistor.
Formas de ondas con distintas cargas. $R=1$ y 10Ω

Si aplicamos el principio de balance volt-segundos a la inductancia de magnetización del transformador, el promedio de la tensión del primario será igual a cero. Según la [fig. 5.48.a](#) la ecuación queda, entonces:

$$\langle v_1 \rangle = DTV_{in} + D_2 T \left(-V_{in} \frac{n_1}{n_3} \right) + D_3 T(0) = 0 \quad (5.155)$$

La solución para el ciclo D_2

$$D_2 = \frac{n_3}{n_1} D \quad \text{Pero, como } D_3 \text{ no puede ser negativo, y debido a que } D+D_2+D_3=1 \quad (5.156)$$

$$D_3 = 1 - D - D_2 \geq 0 \quad (5.157)$$

$$D_3 = 1 - D - \frac{n_3}{n_1} D = 1 - D \left(1 + \frac{n_3}{n_1} \right) \geq 0 \quad (5.158)$$

$$D \leq \frac{1}{1 + \frac{n_3}{n_1}} \quad \text{Como generalmente se elige } n_1 = n_3, \text{ entonces} \quad (5.159.1)$$

$$D \leq 0,5 \quad (5.159.2)$$

Si el régimen de conducción de la inductancia de magnetización no es discontinua durante el periodo t_{off} entonces la corriente de magnetización crecerá hasta la saturación, saturando el transformador.

Como la corriente deberá anularse antes del próximo periodo, se obtiene (ver fig. 5.48.a):

$$\frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = -\frac{V_{in}}{L_m} \frac{n_1}{n_3} \quad (5.160.1)$$

Para que la corriente magnetizante remanente se anule una vez abierto el transistor, la disminución de la corriente debe ser igual al incremento de la corriente según la ec. 5.144.

Si el tiempo para que se anule la corriente es $D_2 T$,

$$\frac{\Delta i_{Lm}}{D_2 T} = -\frac{V_{in} DT}{L_m} = -\frac{V_{in} n_1}{L_m n_3} \quad \text{resolviendo } D_2 T, \quad (5.160.2)$$

$$D_2 T = DT \frac{n_3}{n_1} \quad \text{es decir, igual a } t_{on}. \quad (5.160.3)$$

La fig 5.50.b muestra las formas de onda de corriente y tensión en el transformador.

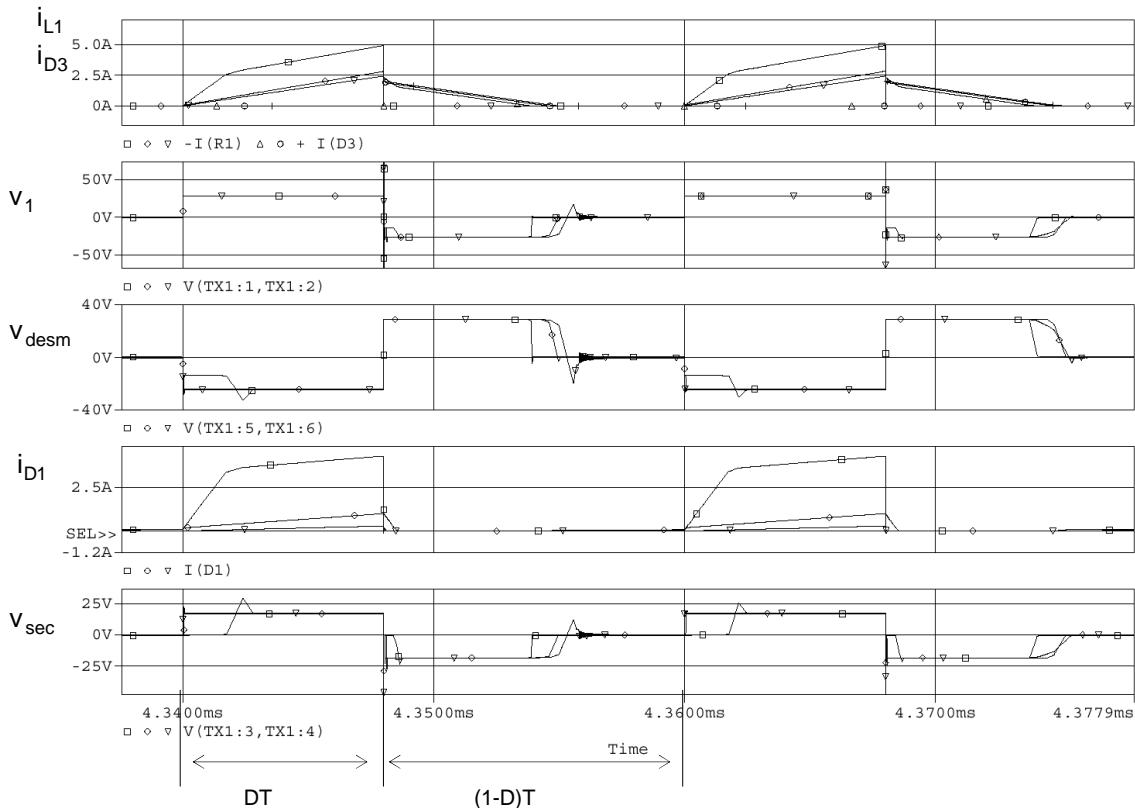


Fig. 5.50.b. Convertidor forward con un solo transistor. Formas de ondas con distintas cargas.
R=1,10 y 1000 Ω. Corrientes y tensiones en el transformador. En la inductancia de magnetización; en el devanado de desmagnetización (desm) y en el secundario (sec)

En la ec. 5.159 se puede ver que si incrementamos la relación n_3 / n_1 se podrá incrementar el ciclo de trabajo. Desafortunadamente, esto provoca una mayor tensión aplicada al transistor de potencia. La máxima tensión aplicada al transistor durante el modo 2 está mostrada en la ec. 5.154. Para una relación $n_1 = n_3$, entonces la máxima tensión es igual a $2V_{in}$. Pero en la práctica, este valor es mayor debido a la inductancia de pérdida del transformador (ver fig. 5.50c).

Como la configuración de salida del convertidor forward es la misma que el convertidor buck, el rizado de tensión es, entonces:

$$\frac{\Delta V_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} = \frac{1-D}{8LCf_s^2} \quad (5.161)$$

La corriente pico en el transistor se puede enunciar, a partir de la ec.5.145:

$$I_{Q1} = I_{L\max} \frac{n_2}{n_1} + \Delta i_{Lm} = \frac{V_{\text{out}}}{R} + \Delta i_L / 2 + \Delta i_{Lm} = \frac{V_{\text{out}}}{R} + \frac{V_{\text{out}}(1-D)}{2Lf_s} + \frac{V_{\text{in}}DT}{L_m} \quad (5.162)$$

$$V_{Q_max} = V_{\text{in}} \left(1 + \frac{n_1}{n_3} \right) \quad (5.163)$$

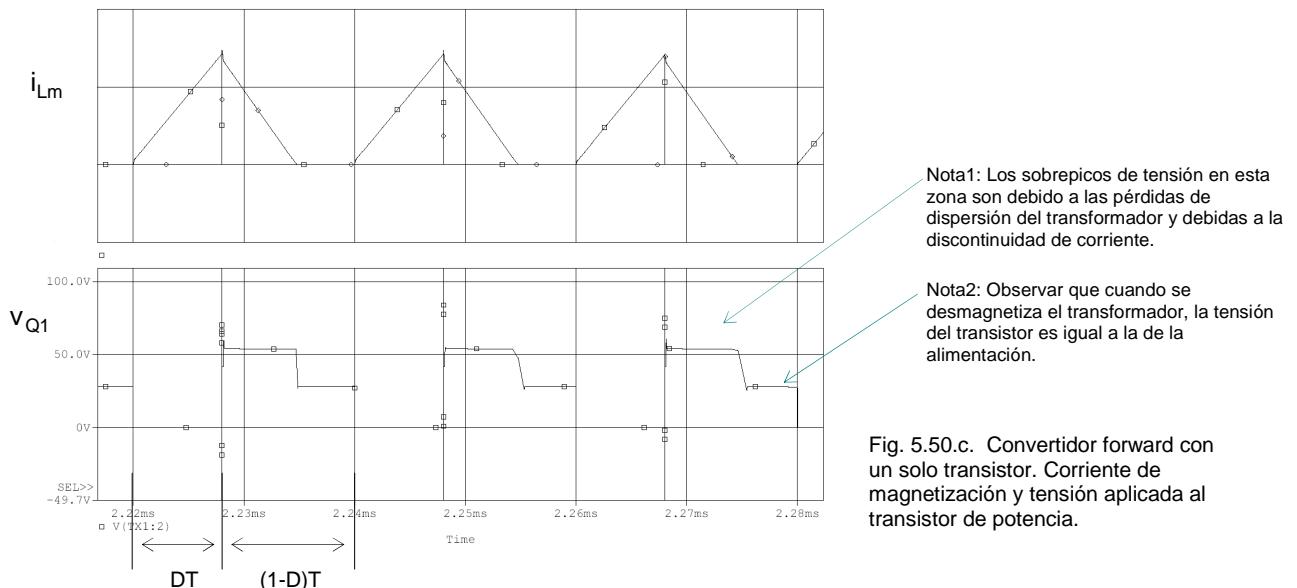


Fig. 5.50.c. Convertidor forward con un solo transistor. Corriente de magnetización y tensión aplicada al transistor de potencia.

5.3.3.1. El convertidor forward con dos transistores

En el modo estándar, o de un solo transistor generalmente los devanados primarios y de desmagnetización tienen la misma cantidad de vueltas y están estrechamente acoplados. La energía de desmagnetización es devuelta a la fuente. Este sistema de recuperación de energía permite trabajar a más alta frecuencia de comutación y mejor eficiencia que la del simple switch. Sin embargo, la estructura de doble switch requiere driver más complicado en el transistor superior.

En el circuito forward con dos transistores y dos diodos, la energía de desmagnetización es devuelta a la línea a través del mismo primario, por lo que la tensión en el primario queda “enclavada” al valor de la línea, y etapa de desmagnetización no necesita devanado auxiliar.

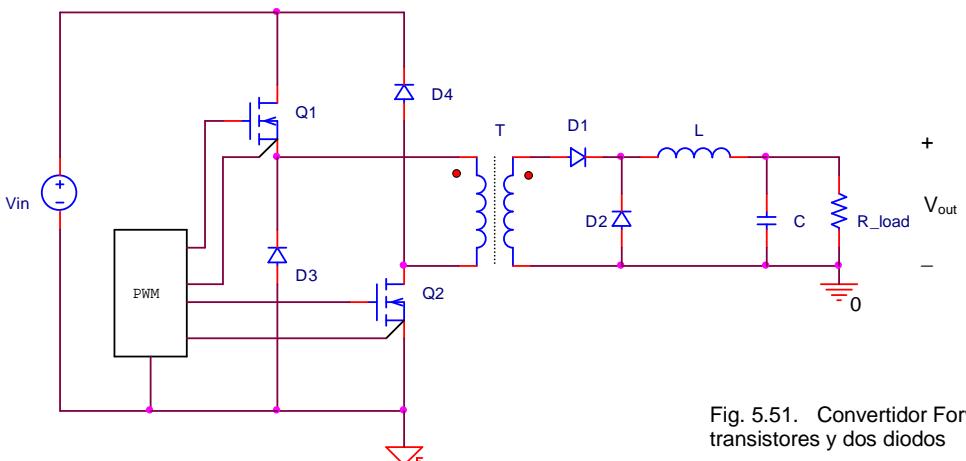


Fig. 5.51. Convertidor Forward con dos transistores y dos diodos

Selección del transistor de potencia

$$V_{CEV} \text{ o } V_{DSS} \geq V_{inMAX} \quad (5.164)$$

Rectificador de potencia:

$$V_{RRM} \geq V_{inMAX} \quad I_{FAV} \geq \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (5.164)$$

En el circuito “doble switch forward”, también llamado “medio puente asimétrico forward”, la energía de magnetización almacenada en el primario que queda remanente es retornada automáticamente a la línea a través de D₃ y D₄, durante el bloqueo de los transistores.

Tanto los transistores de conmutación como los diodos D₃ y D₄, tendrán en algún momento, aplicada V_{in} cuando estén bloqueados.

Por lo tanto, deben tener la capacidad de soportar mas que V_{in MAX}. Pero, se necesitará doble driver del transistor, y uno de ellos flotante. El ciclo de trabajo deberá ser menor que 0,5 para que se pueda producir la desmagnetización.

➤ Ejemplo 5.8. Convertidor forward en CCM

Si el convertidor forward de la [fig. 5.47](#) presenta los siguientes parámetros:

$$\begin{array}{ll} V_{in}=28V & V_{out}=5V \\ R_{load}=10\Omega & C=220\mu F \\ L=500\mu H & f_s=50kHz \\ L_m=2mH & \\ \frac{n_1}{n_2}=2 & \frac{n_1}{n_3}=1 \end{array}$$

Calcular: (a) D, (b) I_{L_max}, I_{L_min} (corrientes máximas y mínimas en el inductor de salida), (c) ripple de la tensión de salida (d) corriente máxima en el devanado primario del transformador. Suponer que todos los componentes son ideales.

Solución:

(a) El ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \frac{n_1}{n_2} = \frac{5}{28} \cdot 2 = 0,36$$

(b) La corriente media en la carga es:

$$I_L = \frac{V_{out}}{R} = \frac{12}{10} = 1,2 A$$

La variación de la corriente en el inductor de salida se obtiene a partir de la [ec.5.152](#)

$$\Delta i_L = \frac{V_{out}(1-D)T}{L} = \frac{12(1-0,36)}{500 \cdot 10^{-6} \cdot 50000} = 0,30 A$$

Las corrientes máximas y mínimas en el inductor de salida son:

$$I_{L_{max}} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = 1,2 + 0,15 = 1,35 A$$

$$I_{L_{min}} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 1,2 - 0,15 = 1,05 A$$

(c) El rizado de la tensión de salida es, de acuerdo a la [ec 5.161](#):

$$\frac{\Delta V_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} = \frac{1 - D}{8LC f_s^2} = \frac{1 - 0,36}{8 \cdot 500 \times 10^{-6} \cdot 220 \times 10^{-6} \cdot 50000^2} = 0,3 \cdot 10^{-3}$$

(d) La corriente máxima en el primario del transformador es la suma de la corriente reflejada del secundario y la corriente magnetizante.

$$I_{Lm_max} = \Delta I_{Lm} = \frac{V_{in} DT}{L_m} = \frac{28.0,36}{2 \cdot 10^{-3} \cdot 50000} = 0,10 \text{ A}$$

Por lo tanto, la corriente máxima en el primario del transformador es:

$$I_{\text{prim_max}} = I_{L_max} \frac{n_2}{n_1} + I_{Lm_max} = 1,35 \cdot 0,5 + 0,10 = 0,775 \text{ A}$$

◆

5.4. Excitación del núcleo bidireccional

Estos circuitos explotan mucho mejor el circuito magnético del transformador. Por eso se pueden obtener diseños de menor tamaño y peso.

Las estructuras más utilizadas son:

- ✓ **Push-pull**
- ✓ **Medio puente**
- ✓ **Puente completo**

5.4.1. El convertidor push-pull (push-pull isolated buck converter)

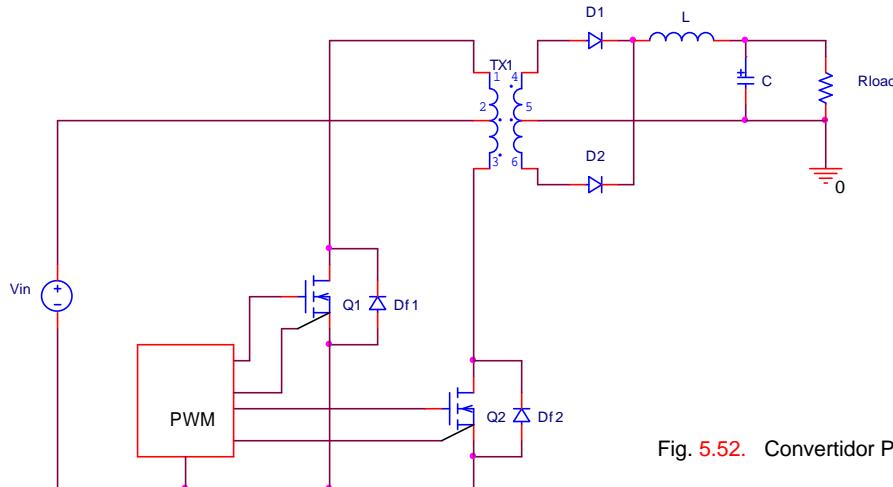


Fig. 5.52. Convertidor Push-Pull

El convertidor push-pull es una combinación de dos convertidores forward trabajando en contrafase. Cada transistor enviará el 50% de la corriente total. Debido a la toma central del devanado primario, la tensión máxima que se aplica a cada transistor está limitada al doble de la tensión de entrada. De acuerdo a la topología forward, la energía se transfiere directamente a la carga, y no se almacena en el transformador, por lo que se puede manejar la energía con mayor eficiencia y con mejor regulación que el modo forward básico. Q_1 y Q_2 conducirán alternadamente por cada medio con un ciclo de trabajo determinado. El máximo ciclo de trabajo admisible por cada transistor es menos que el 50%, debido a que si ambos transistores trabajan con un ciclo de trabajo $D \geq 50\%$ se producirá un cortocircuito que producirá daños irreversibles en los transistores de potencia. Entonces, para prevenir éste cortocircuito, se deberá utilizar un tiempo muerto t_d entre el bloqueo de un transistor y la saturación del otro transistor. Este valor deberá ser mayor que el tiempo de apagado de los transistores y se puede programar en algunos moduladores de ancho de pulso (PWM). En el siguiente análisis se supondrá que el convertidor opera en modo de conducción continuo.

Modo 1. Durante el t_{on} del interruptor Q_1 o Q_2

El modelo de circuito que se utilizará para el análisis es el de la Fig. siguiente:

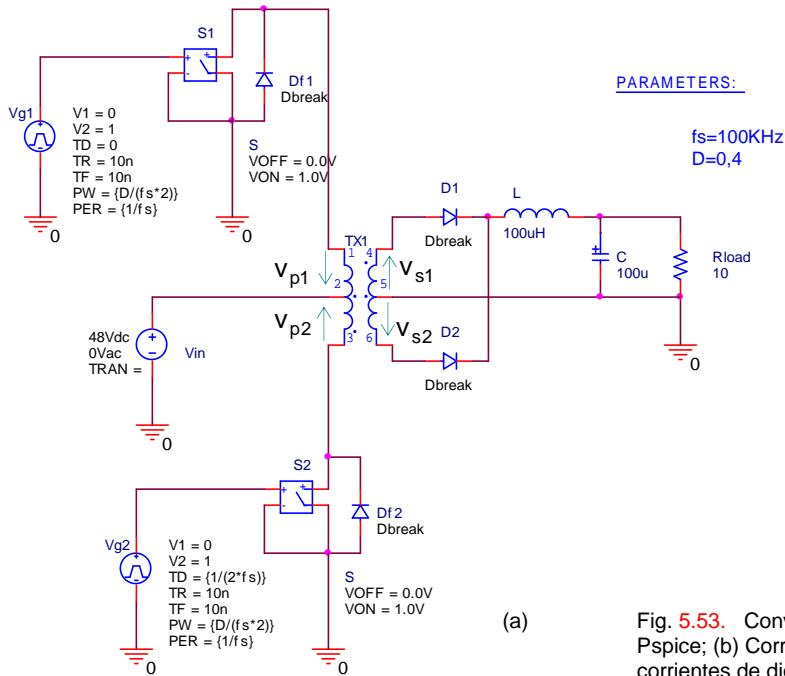
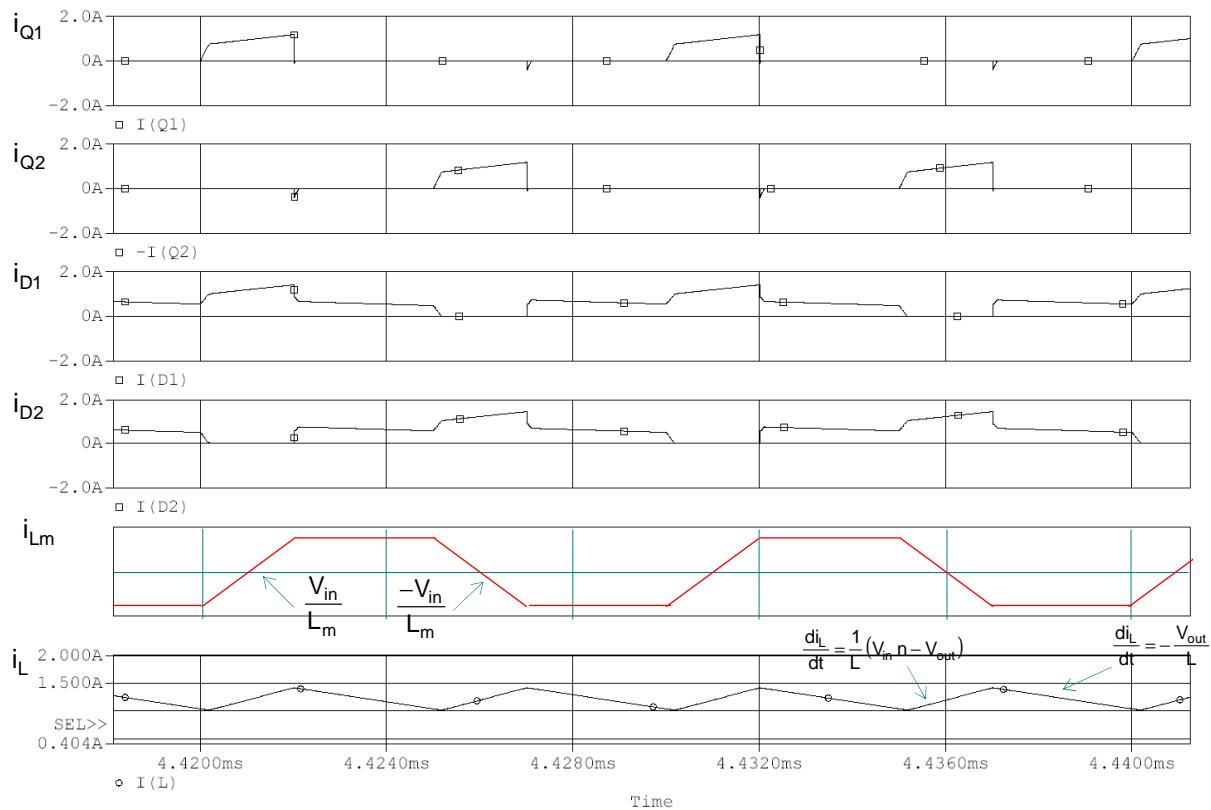
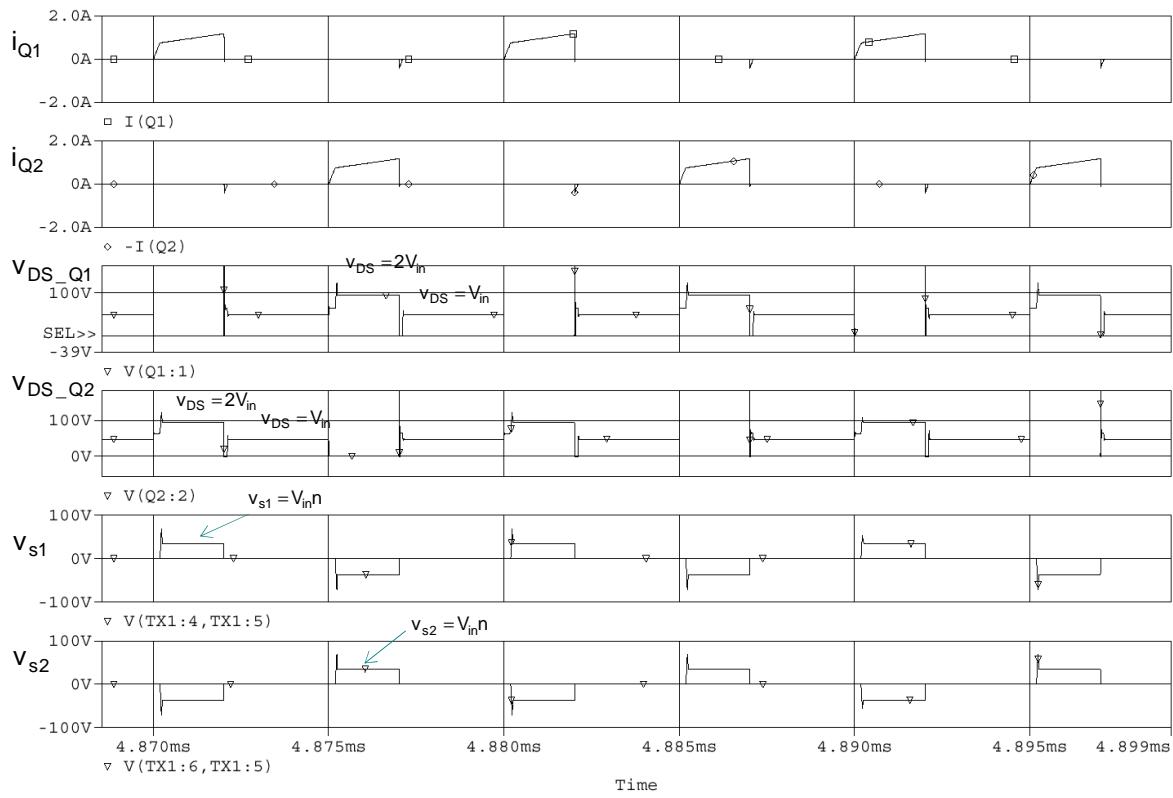


Fig. 5.53. Convertidor Push-Pull. (a) Modelo de circuito Pspice; (b) Corrientes de drenador de los transistores, corrientes de diodos y corriente magnetizante. (c) formas de onda de tensión.





(c)

Durante el t_{on} , la tensión en el primario es:

$$v_{p1} = V_{in} \quad (5.166)$$

La tensión que se aplica al transistor (V_{DS}) Q_2 es el doble de la tensión de alimentación debido a que ambos devanados primarios tienen la misma cantidad de vueltas. La tensión v_{s1} aplicada en el secundario polariza directamente el diodo D_1 , y tiene el valor:

$$v_{s1} = V_{in} n \text{ donde la cantidad de vueltas de los dos primarios es la misma y } n = n_s/n_p \quad (5.167)$$

$$v_{s2} = V_{in} n \quad (5.168)$$

La corriente en el inductor de salida L tiene el valor:

$$\Delta i_L = \frac{(V_{in} n) - V_{out}}{L} t_{on} \quad (5.169)$$

Como el diodo D_1 se polariza directamente, se aplica la energía de la fuente hacia la carga a través de L , por lo que, se almacena energía en L . La corriente que circula por el diodo D_1 es:

$$i_{D1} = I_{Q1} n \quad (5.170)$$

Cuando el transistor Q_1 se bloquea, aparece un sobrepico en el drenador de éste transistor debido a la inducción de tensión provocada por la caída de corriente en el devanado primario que está conectado el transistor, como se muestra en la [fig. 5.53.b](#). Luego, la tensión de alimentación cae al valor de la alimentación luego de que se ha disipado la energía atrapada. En este instante de tiempo, la tensión de drenador aplicada a los transistores es la misma ya que ambos transistores están bloqueados.

Como la corriente de drenador de Q_1 cae abruptamente a cero en el instante inmediato posterior a t_{on} , un flanco de corriente comienza a fluir antes de la saturación de Q_2 .

Este flanco de corriente es debido a que L se polariza inversamente cuando D_1 se polariza inversamente. La tensión negativa aplicada a los cátodos de ambos rectificadores provoca la polarización directa en ambos diodos. Luego, los rectificadores en el modo push-pull se comportarán como en el caso del convertidor forward. Este convertidor puede operar en un rango de ciclo de trabajo muy amplio, entre $0 \leq D < 1$.

Cuando se satura Q_1 durante el primer medio ciclo, la corriente del primario correspondiente tiene una rampa ascendente desde un valor inicial que puede ser distinto de cero durante el instante de tiempo t_{on} .

Modo 2. Durante el bloqueo de ambos transistores

Cuando están abiertos ambos transistores, la corriente en el devanado primario es nula y el inductor de salida evitará la discontinuidad de la corriente en la salida. Ambos diodos conducirán en este periodo, como se muestra en la [fig. 5.53.b](#). Si estaba conduciendo el transistor Q_1 y se bloquea, por ambos diodos circulará corriente.

La relación de conversión de tensión del convertidor push-pull puede ser derivado a través de la imposición de una relación volts-segundos constante sobre el inductor L. Durante el estado de conducción del transistor y diodo, la tensión promedio que se aplica al transistor que está bloqueado es $V_{in} n - V_{out}$. Durante la corrida libre de los diodos de salida, la tensión promedio del inductor es $-V_{out}$. Por esto,

$$(nV_{in} - V_{out})DT - V_{out}(1-D)T = 0 \quad (5.171)$$

La relación de conversión de salida en lazo abierto, y sin tener en cuenta las caídas de tensión en los dispositivos de potencia es:

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = nD \quad n = \frac{n_s}{n_p} \quad (5.172)$$

Nota: Tener en cuenta que el ciclo de trabajo del pushpull es el doble que en los casos anteriores, es decir, el valor puede estar comprendido entre $0 \leq D < 1$.

El rizado de la tensión de salida es obtenido de manera similar al convertidor reductor, y es:

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{1-D}{32LCf_s^2} \quad (5.173)$$

El circuito push-pull tiene algunas ventajas, que se pueden aprovechar si la línea de entrada es de baja tensión. Los drivers de transistores son comunes con respecto a la masa, por lo que no necesita driver de compuerta aislado. Pero en circuitos off-line, donde la tensión de entrada al convertidor es mayor que 311V para líneas de 220Vef, presenta algunas desventajas como:

- Límite de tensión de los transistores, ya que deberán manejar el doble de la tensión de entrada, mas el sobrepico inductivo cuando se bloquea el transistor. Esto significa que si $V_{in}=310V$, cada transistor deberá soportar una V_{DSS} por encima de los 800V. Esto penaliza la utilización de transistores de potencia a altas tensiones y altas corrientes de conmutación.
- La segunda, y más severa limitación, está asociada con los circuitos push-pull con transistores bipolares, y es la tendencia a la saturación del núcleo del transformador debido a un desbalance del flujo en el transformador provocado por los transistores (este problema se puede minimizar si se utilizan transistores MOSFET).

Hoy los transformadores con núcleo de material ferrite son ampliamente usados en fuentes conmutadas debido a las bajas pérdidas y a las altas frecuencias de trabajo. ($> 20\text{Khz}$). Desafortunadamente, los ferrites tienen alta susceptibilidad a la saturación debido a la baja densidad de flujo ($B_{SAT} \approx 500\text{mT}$) (recordar que $1\text{T} = 10^4 \text{ G}$), siendo T = Tesla; y G = Gauss.

Es por eso que una pequeña cantidad de corriente continua en el núcleo puede llevarlo a la saturación. Esto es exactamente lo que ocurre con los circuitos push-pull.

Cuando un transistor satura, el flujo cambia de dirección de la curva B-H respecto al simétrico (que ahora está bloqueado). El producto volt-segundos del primario del transformador no es simétrico en un cuadrante y en el otro, y el circuito magnético no pasa por el mismo punto de origen luego de cada ciclo, provocándose la saturación del núcleo magnético. Las dos áreas de la densidad de flujo deben ser iguales. Esto implica que las características de conmutación de los dos conmutadores deberán ser idénticas en todas condiciones de trabajo y temperatura.

Si las características no son idénticas (caso de los transistores bipolares debido a la asimetría del tiempo de apagado), el recorrido del flujo por la curva B-H hará que una de las dos regiones haga saturar al núcleo hacia un lado o hacia el otro. Esto significa que habrá un pico de alta corriente por el colector de uno de los transistores.

La excesiva corriente produce grandes pérdidas de potencia, que deberá disiparse, desbalanceando las características de los transistores y haciendo saturar aún más al núcleo hasta la destrucción del transistor.

Hay tres soluciones posibles a éste problema:

1. Utilizar entrehierro en el núcleo. Esto tiene la desventaja de aumentar las pérdidas inductivas, lo que deberá utilizarse una red “snubber”.
2. Utilizar un circuito corrector de asimetría, quien se encarga de mantener el balance actuando sobre el ciclo de trabajo.
3. Si la línea de entrada es de baja tensión, se pueden utilizar transistores MOSFET, donde la asimetría de los dispositivos es menos distorsionada que la de los transistores bipolares. (No tiene tiempo de almacenamiento por ser un dispositivo de portadores mayoritarios).

En aplicaciones de alta tensión de entrada, el circuito push-pull se puede reemplazar por el simétrico medio puente, o por el puente completo.

5.4.2. Medio puente aislado (half-bridge transformer-isolated buck converter)

La topología medio puente es muy utilizada en convertidores off-line debido a que la tensión de bloqueo de los transistores no es el doble de la alimentación, como en el caso de los convertidores forward de simple switch, y la topología push-pull. Otra ventaja de ésta topología es que permite balancear los volts-segundo de cada transistor de conmutación automáticamente para prevenir la saturación utilizando un método sencillo de balanceo del intervalo de cada transistor sin emplear núcleos con entrehierro, y sin correctores de simetría. Si se utilizan transistores MOSFET este capacitor no es necesario, siempre que los valores de C_1 y C_2 sean de igual valor. La [fig. sig.](#) muestra el diagrama de circuito del convertidor de medio puente simétrico. La relación del transformador es 1:n:n. La sección de salida es similar al circuito push-pull. Esta topología es muy utilizada si las tensiones de salida son de valor bajo.

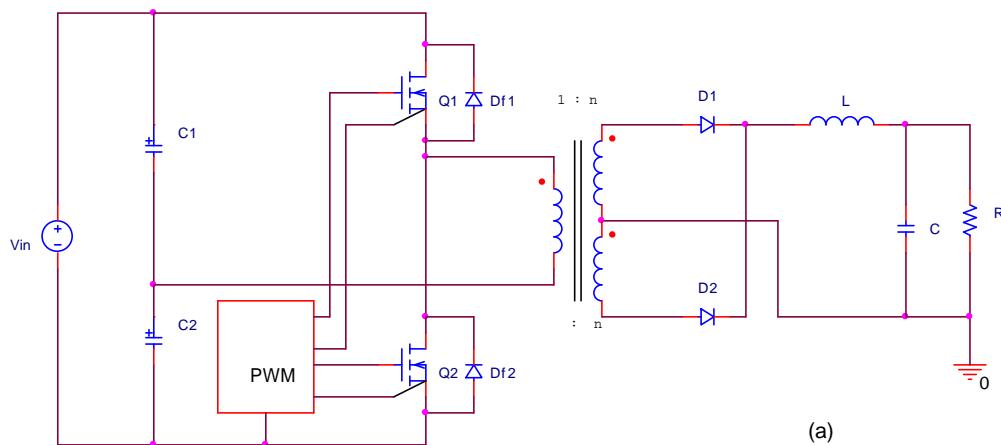
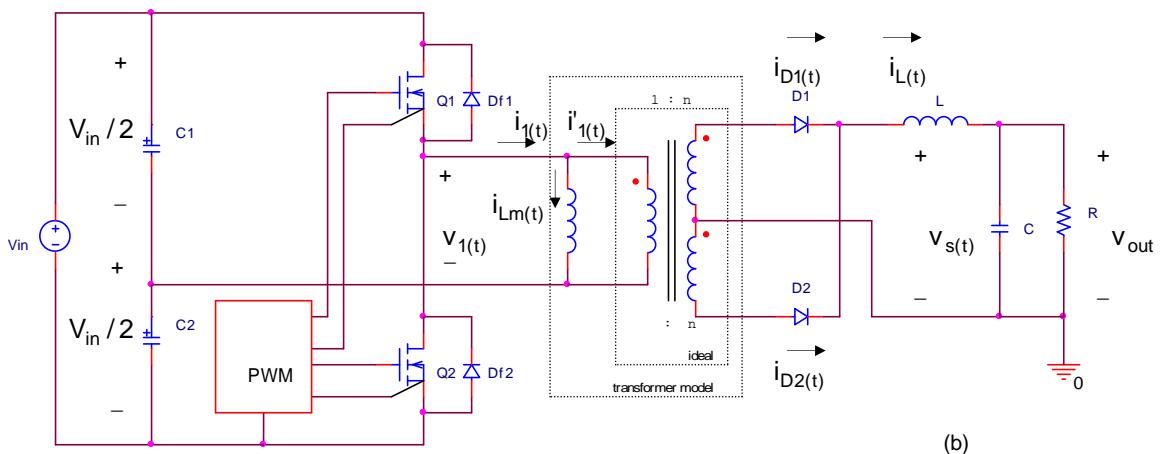


Fig. 5.54. Convertidor de medio puente; (a) diagrama esquemático; (b) reemplazo del transformador por el circuito equivalente.



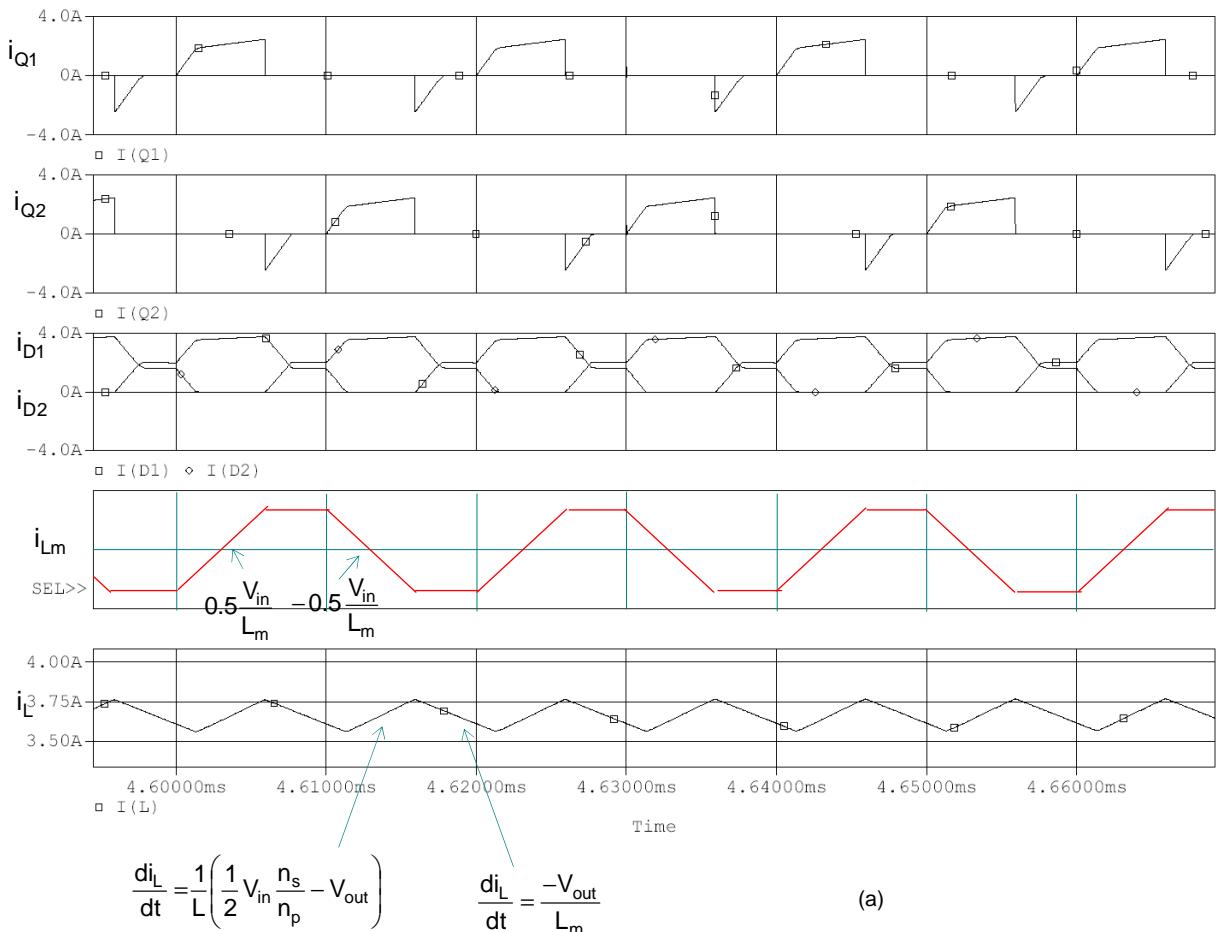
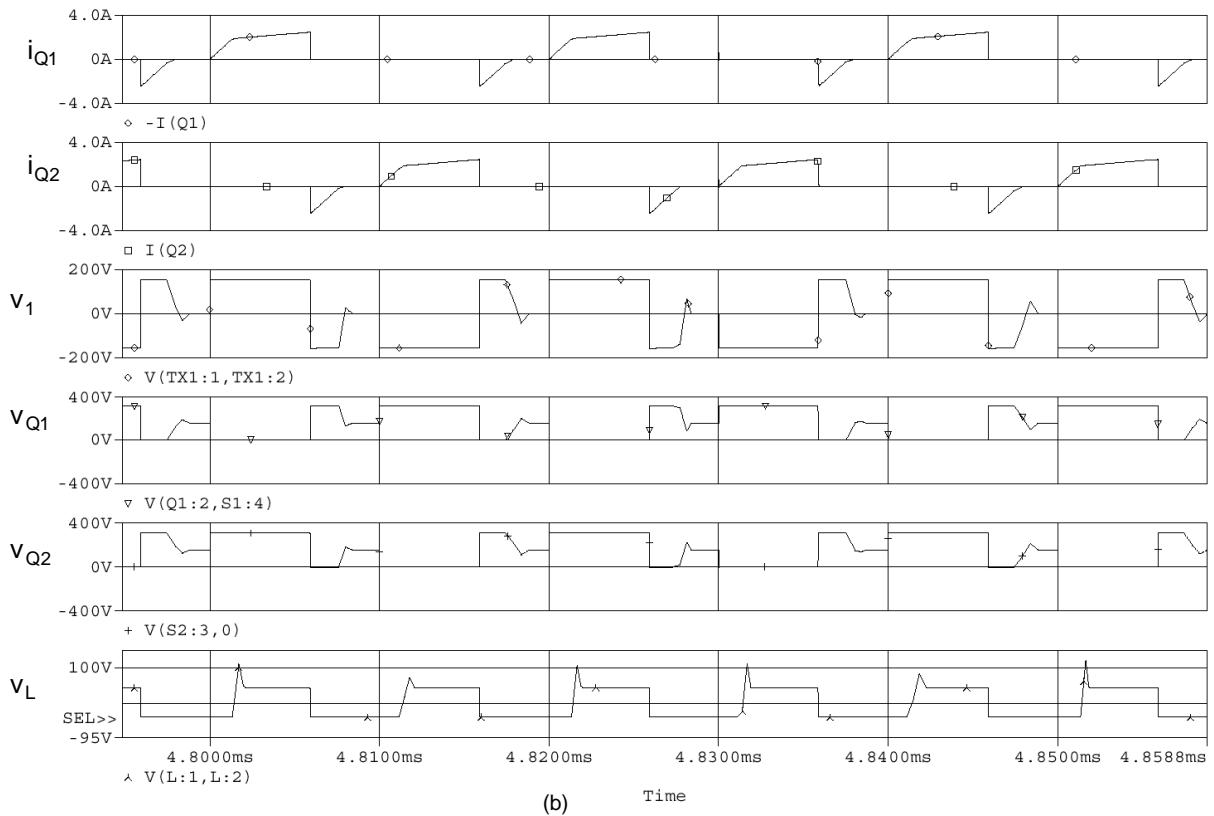
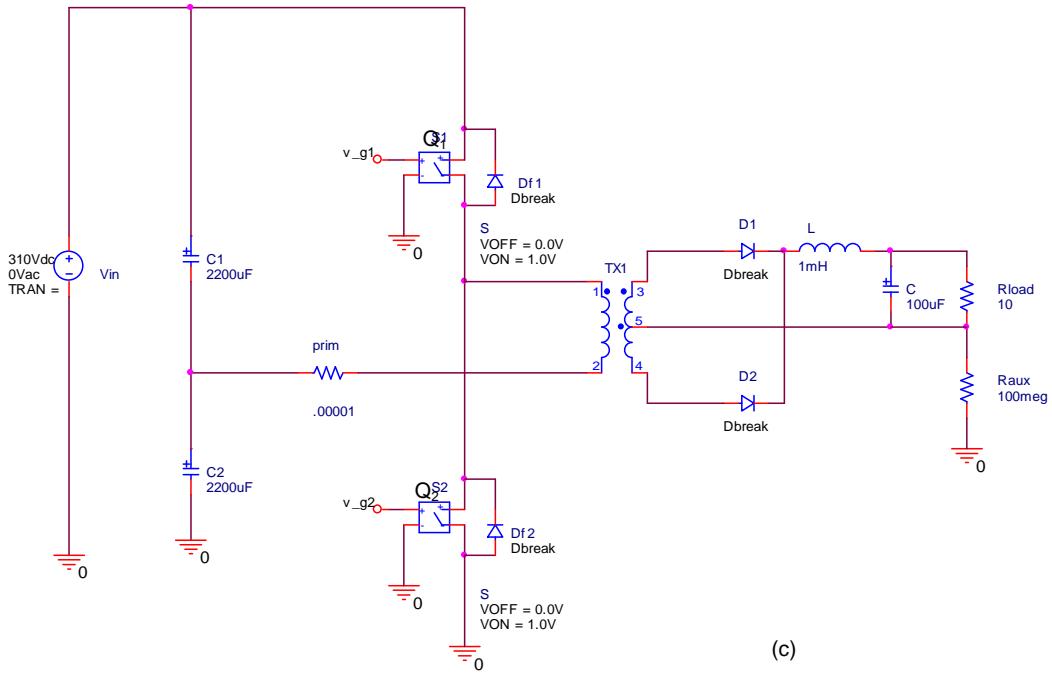


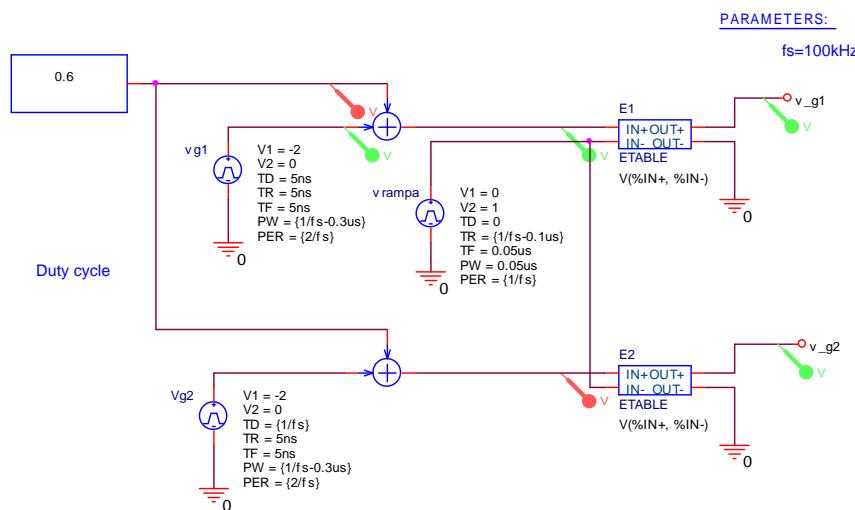
Fig. 5.55. Convertidor de medio puente; (a) formas de onda; (b) formas de onda de tensión V_{DS} de los transistores; (c) modelo de circuito utilizado; (d) modelo de circuito modulador de ancho de pulsos (PWM); (e) formas de onda del PWM.

Nota: Las corrientes en los transistores incluye la corriente de los diodos D3 y D4. La resistencia Raux de 100meg en el circuito es para referenciar la masa flotante de la salida.

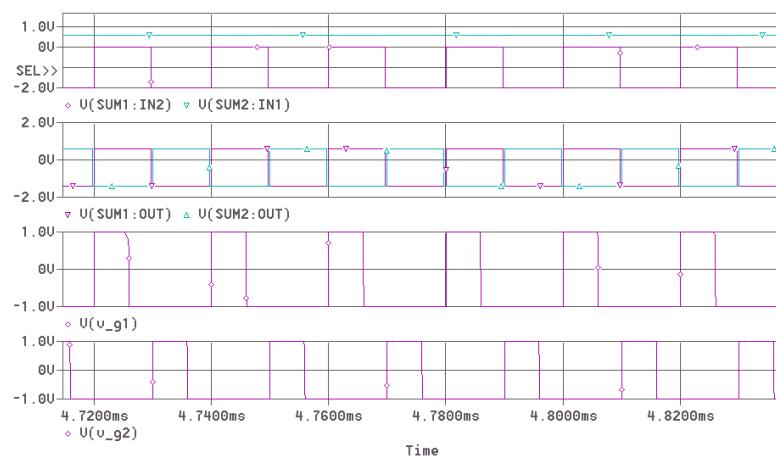




(c)



(d)



(e)

En este análisis se supone que se ha llegado al régimen permanente, que los dispositivos son ideales y que los capacitores C_1 y C_2 tienen un valor grande e igual valor, de manera tal que la tensión de cada uno de ellos sea $V_{in}/2$.

Modo 1. Durante el t_{on} del interruptor Q_1

En este circuito se utilizan dos transistores con sus diodos en antiparalelo y los dos capacitores C_1 y C_2 . Para un buen balance de volt-seg. de la corriente magnetizante del transformador, los capacitores C_1 y C_2 deberán tener igual valor, o en otras palabras, la tensión del punto medio de estos capacitores deberá ser igual a $V_{in}/2$. Como se puede observar en el circuito de la [fig. 5.54.b](#), durante el intervalo de tiempo t_{on} , conducen Q_1 y D_1 y la tensión del primario del transformador es $V_{in}/2$, y D_2 está polarizado inversamente. Esta tensión positiva provoca un incremento de la corriente magnetizante con una pendiente V_{in}/L_m . La tensión que aparece en cada mitad del secundario $v_{s(t)}$ es $nV_{in}/2$, con la polaridad que se muestra en el circuito.

Modo 2. Durante el t_{off} del interruptor Q_1

En este subintervalo, se bloquea el transistor Q_2 y se invierten las tensiones en el primario y secundario del transformador, y se invierte la tensión en el inductor L . Los diodos D_1 y Q_2 conducirán aprox. la mitad de la corriente magnetizante. En el caso ideal, los valores de estas corrientes son iguales. Como $i'_1 = 0$, entonces $ni_{D1} = ni_{D2}$. Pero, la suma de las corrientes de estos diodos es igual a:

$$i_{D1}(t) + i_{D2}(t) = i_L(t) \quad (5.174)$$

En la práctica hay una pequeña diferencia en estas corrientes debido a que la corriente magnetizante no es igual a cero, como se puede observar en las señales de la [fig. 5.55.a](#).

Las corrientes del modelo del transformador ideal cumplen la ley (ver [fig. 5.54.b](#)):

$$i'_1(t) - ni_{D1}(t) + ni_{D2}(t) = 0 \quad (5.175)$$

Las ecuaciones de nodo del primario del transformador son:

$$i_1(t) = i_{Lm}(t) + i'_1(t) \quad (5.176)$$

El reemplazo de $i'_1(t)$ hace que

$$i_{Lm}(t) = i_1(t) - ni_{D1}(t) + ni_{D2}(t) \quad (5.177)$$

La corriente magnetizante $i_{Lm}(t)$ fluye desde el primario a los secundarios, con las proporciones:

$$i_{D1}(t) = \frac{1}{2}i(t) - \frac{1}{2n}i_{Lm}(t); \quad i_{D2}(t) = \frac{1}{2}i(t) + \frac{1}{2n}i_{Lm}(t) \quad (5.178)$$

si se supone que $i_{Lm}(t) \ll n i$, entonces la corriente que circula por cada uno es la mitad.

Los modos 3 (conduce Q_2) y modos 4 (se bloquea Q_2) son de procedimiento similar.

Por aplicación de la ley de balance volt-seg. de la inductancia de magnetización, el balance volt-seg. En el inductor de salida L es:

$$[n(V_{in}/2) - V_{out}]DT - V_{out}(1-D)T = 0 \quad (5.179)$$

El factor de 2 para el t_{on} es por el hecho de que la inductancia de magnetización es cargada dos veces por cada ciclo de conmutación. La relación de conversión es;

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 0,5nD \quad (5.180)$$

Esta ecuación es válida para operación en modo continuo. De igual manera que el convertidor buck no aislado, este puede operar en modo discontinuo para bajos niveles de carga. Este convertidor puede operar en un rango de ciclo de trabajo de $0 \leq D < 1$. Notar que los rangos de ciclo de trabajo de este convertidor son el doble comparados

con los convertidores asimétricos. Por supuesto, los transistores no pueden conducir simultáneamente, razón por la cual el valor máximo de D se limita por los tiempos muertos necesarios.

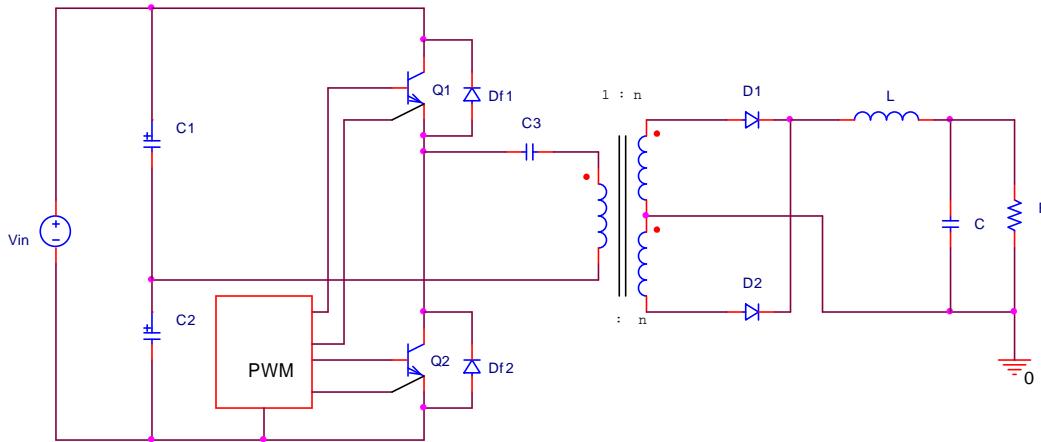


Fig. 5.56. Convertidor de medio puente. Se agrega el capacitor C_3 para compensar el desbalance de flujo en la inductancia de magnetización.

Esta ecuación es válida para operación en modo continuo. De igual manera que el convertidor buck no aislado, este puede operar en modo discontinuo para bajos niveles de carga. Este convertidor puede operar en un rango de ciclo de trabajo de $0 \leq D < 1$. Por supuesto, los transistores no pueden conducir simultáneamente, razón por la cual el valor máximo de D se limita por los tiempos muertos necesarios.

La utilización del transformador es buena, debido a que la corriente magnetizante puede ser positiva y negativa, por lo que se puede utilizar el ciclo entero B-H. Sin embargo en la práctica no se utiliza todo el rango del flujo debido a que las pérdidas del núcleo. Las corrientes del secundario durante el modo 2 provocan pérdidas importantes en el núcleo.

En el circuito medio puente se deberá agregar un capacitor adicional si se utilizan transistores BJT, o si la tensión en los capacitores C_1 y C_2 no es $V_{in}/2$, para evitar el desbalance de flujo, como se muestra en la fig. 5.56. Esta topología se utiliza hasta los 500W debido al valor grande que tendrían los capacitores C_1 y C_2 en altas potencias. La tensión máxima de los transistores es:

$$V_{CEV} \circ V_{DSS} \geq V_{inMAX} \quad (5.181)$$

Cálculo del capacitor C_3

Este capacitor de acoplamiento es normalmente del tipo sin polaridad capaz de manejar la corriente del primario. Deberá, además, tener un valor bajo de ESR para evitar el calentamiento.

Criterio de selección:

$$\text{Las frecuencia de resonancia es } f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_3}}$$

f_R =frec. de resonancia
 C_3 = cap. de acoplamiento
 L_R =Inductancia del filtro reflejada al primario

$$\text{Donde, } \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 L \quad f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 LC_3}} \rightarrow$$

$$C_3 = \frac{1}{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 4\pi^2 f_R^2 L} \quad (5.182)$$

L = inductancia de salida.

Para que la carga del capacitor sea lineal, la frecuencia de resonancia deberá tener un valor por debajo de la frecuencia de conmutación del comutador del convertidor. Para propósitos prácticos,

$$f_R = 0,25 f_s \quad (5.183)$$

➤ **Ejemplo 5.9.** Cálculo del capacitor C_3

Encontrar la capacidad de acoplamiento de un convertidor trabajando a 20 kHz, con una inductancia de salida de 20 μ H y una relación de vueltas de 10.

Solución:

$$C_3 = \frac{1}{10^2 4\pi^2 (0,25 * 20 * 10^3)^2 20 * 10^{-6}} = 0,506\mu F$$

Otro aspecto importante relacionado con el valor del capacitor de acoplamiento es la tensión de carga de éste. Debido a que el capacitor se carga y descarga todos los semiciclos de "f_s", la componente en continua se adicionará a $\frac{V_{in}}{2}$. Hay dos pasos para revisar la tensión del capacitor.

$$V_C = \frac{I}{C_3} \Delta t \quad \text{es la tensión de carga del capacitor.}$$

$$\Delta t = T D_{MAX} = t_{ON} \quad \text{y} \quad T = \frac{1}{f_s}$$

I=corr. en el primario
C= valor del capacitor
 Δt =intervalo de tiempo de carga del capacitor

Para un convertidor de 20Khz, el ciclo de trabajo $D_{MAX} = 0,4$ y El intervalo de carga es:

$$\Delta t_{on} = T D_{MAX} = 50 * 10^{-6} * 0,4 = 20 \mu s.$$

La tensión de carga deberá tener un valor máximo razonable, del 10 al 20% de $\frac{V_{in}}{2}$. Esto es, si $\frac{V_{in}}{2} = 150V_{NOMINAL}$ entonces:

$$15 \leq \Delta V_C \leq 30V$$

Esto será, para una buena regulación del convertidor.

Si la tensión de carga excede esos límites, habrá que recalcular C_3 .

$$C_3 = I_p \frac{dt}{dV_C}$$

I_p= corr. en el primario promedio
dt= intervalo de carga
 ΔV_C = valor arbitrario entre el 10% y el 20% Vin

El valor arbitrario se seleccionará para llevar C_3 a un valor normalizado.

Si bien el rango de tensión de C_3 es bajo, en diseños prácticos se usan capacitores de 200 a 400 V.

➤ **Ejemplo 5.10.** Cálculo del capacitor C_3

Se usa el cálculo de C_3 del ejemplo anterior con 200W, 20 Khz. Verificar si el valor calculado de 0,50 μ F es aceptable. Si no lo es, recalcular C_3 (rendimiento $\eta = 0,8$).

$$I_C = \frac{P_{out}}{\eta D_{max} (V_{in_min}/2)} \approx 3,125 \frac{P_{out}}{V_{in}} = 1,953A \quad \text{siendo } P_o=200W; \text{ y } V_{in} = 320V$$

Asumiendo que el convertidor tiene una tolerancia en la tensión de entrada del 20%, entonces la corriente máx. será aprox:

$$I_{CMAX} = 3,125 \frac{200W}{265V} = 2,44A$$

$$V_C = \frac{I_{CMAX} D_{MAX} T}{C_3} = \frac{2,44 * 0,8 * 50 * 10^{-6}}{0,5 * 10^{-6}} = 195,2V$$

El valor es muy alto, por lo que deberá ser recalculado.

$$C_3 = \frac{I_{CMAX} D_{MAX} T}{30} = 3,25\mu F$$

Se utilizará un valor de 3,3 μ F / 200V

5.4.3. Puente completo aislado (full-bridge transformer-isolated buck converter)

Este circuito es utilizado en rangos de potencia de 500W hasta los 2KW y es muy utilizado en aplicaciones donde la salida requiere baja tensión. En rangos de potencia menores no se utiliza debido al gran número de componentes.

En el caso de medio puente, la corriente de colector de los transistores durante la conducción, es el doble comparada con la del Push-Pull. Esto puede aceptarse en aplicaciones de baja y mediana potencia, pero se hace prohibitivo en aplicaciones de alta potencia, donde habrá alta corriente y alta tensión. La solución es encontrar circuitos con la propiedad de tensión del medio puente, y con la propiedad de corriente del Push-pull. Este es el caso de la topología del Puente Completo.

Los transistores diagonalmente opuestos (Q_1 y Q_4 ; Q_3 y Q_2) serán conmutados simultáneamente. Esta acción de los transistores provoca que la tensión impuesta en el transformador primario varíe entre $+V_{in}$ y $-V_{in}$.

Los transistores nunca “verán” una tensión de colector de bloqueo mayor que V_{in} .

También, la corriente a través de éstos es la mitad, respecto a la del circuito de medio puente.

El circuito se muestra en la figura siguiente:

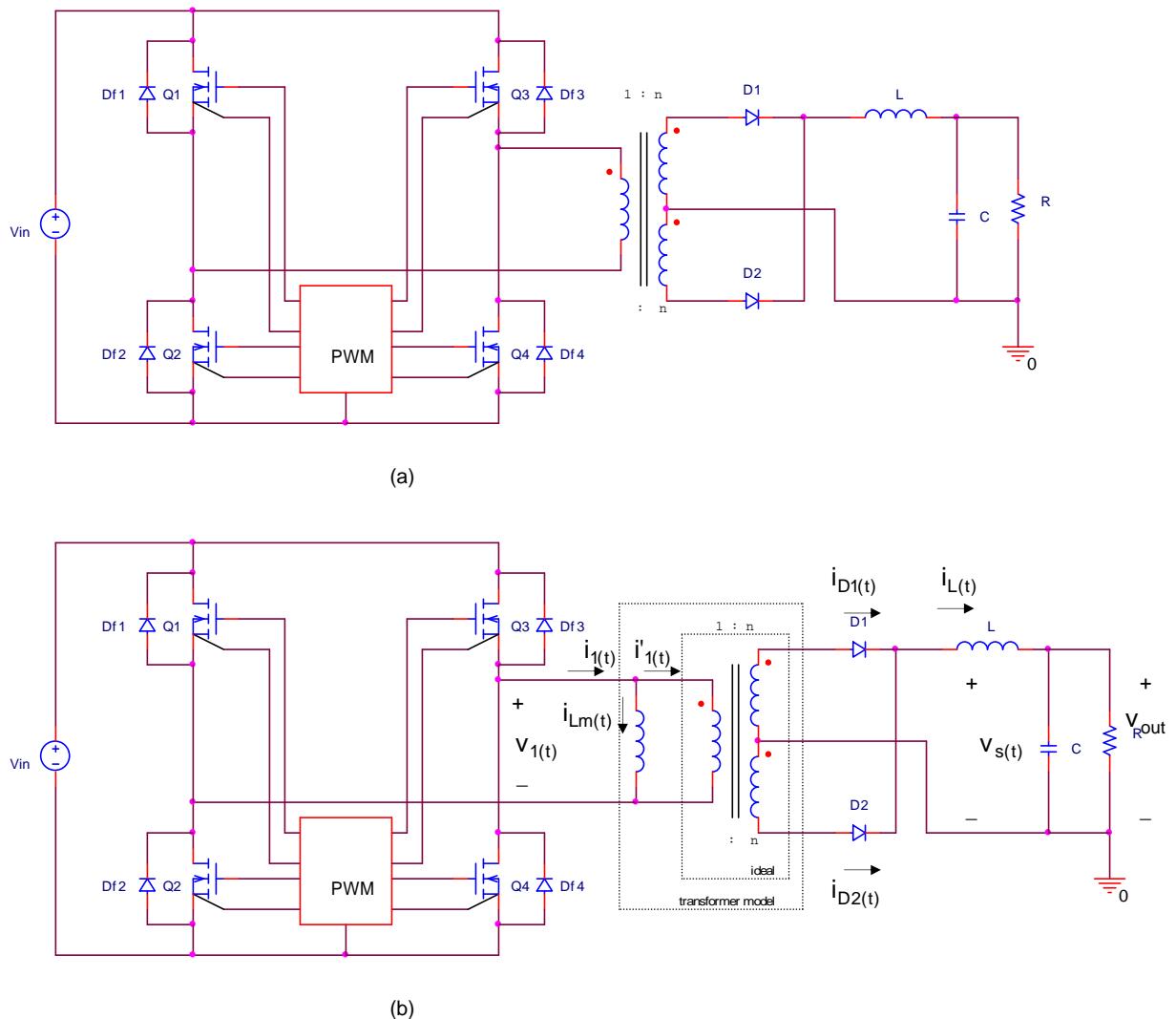


Fig. 5.57. Convertidor aislado de puente completo; (a) modelo de circuito; (b) reemplazando el modelo equivalente del transformador.

Las formas de onda típicas se muestran en la fig. 5.58.

En este análisis se supone que se ha llegado al régimen permanente, que los dispositivos son ideales.

Modo 1. Durante el t_{on} de los interruptores $Q_1 - Q_4$

Como se puede observar en el circuito de la fig. 5.58, durante el intervalo de tiempo t_{on} , conducen $Q_1 - Q_4$ y D_1 , la tensión del primario del transformador es V_{in} y D_2 está polarizado inversamente. Esta tensión positiva provoca un incremento de la corriente magnetizante con una pendiente V_{in}/L_m . La tensión que aparece en cada mitad del secundario $v_{s(t)}$ es nV_{in} , con la polaridad que se muestra en el circuito.

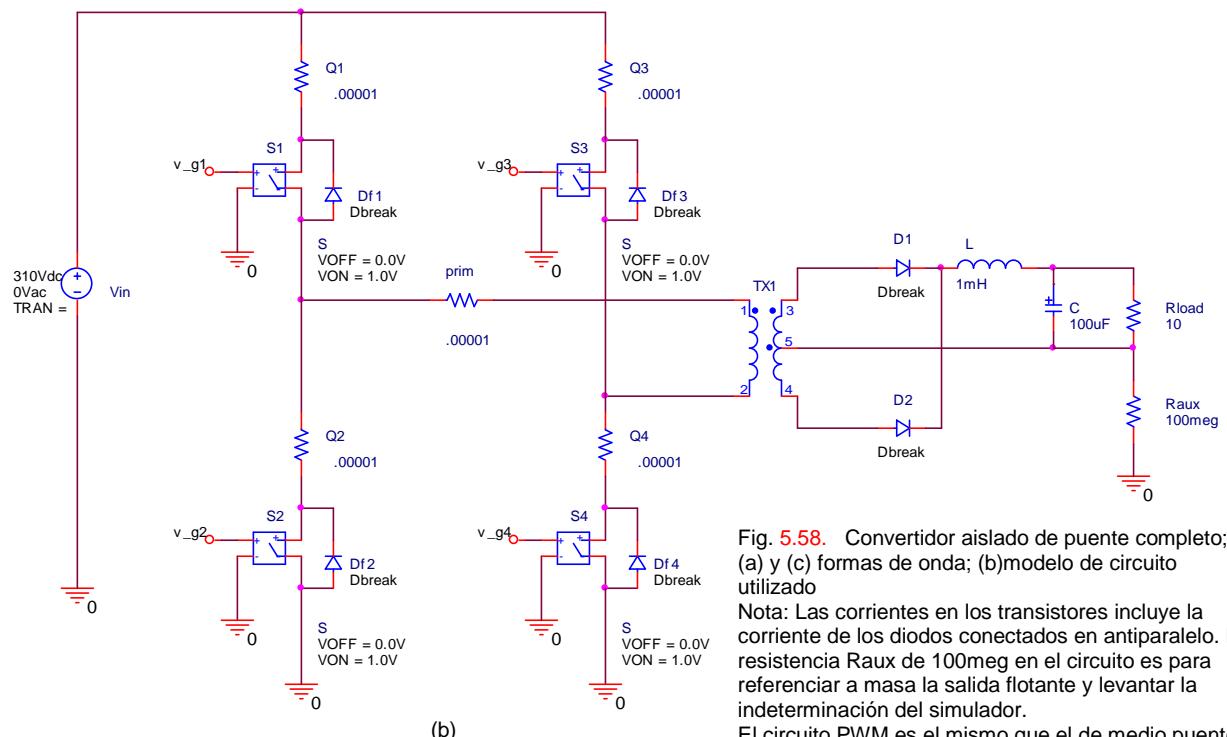
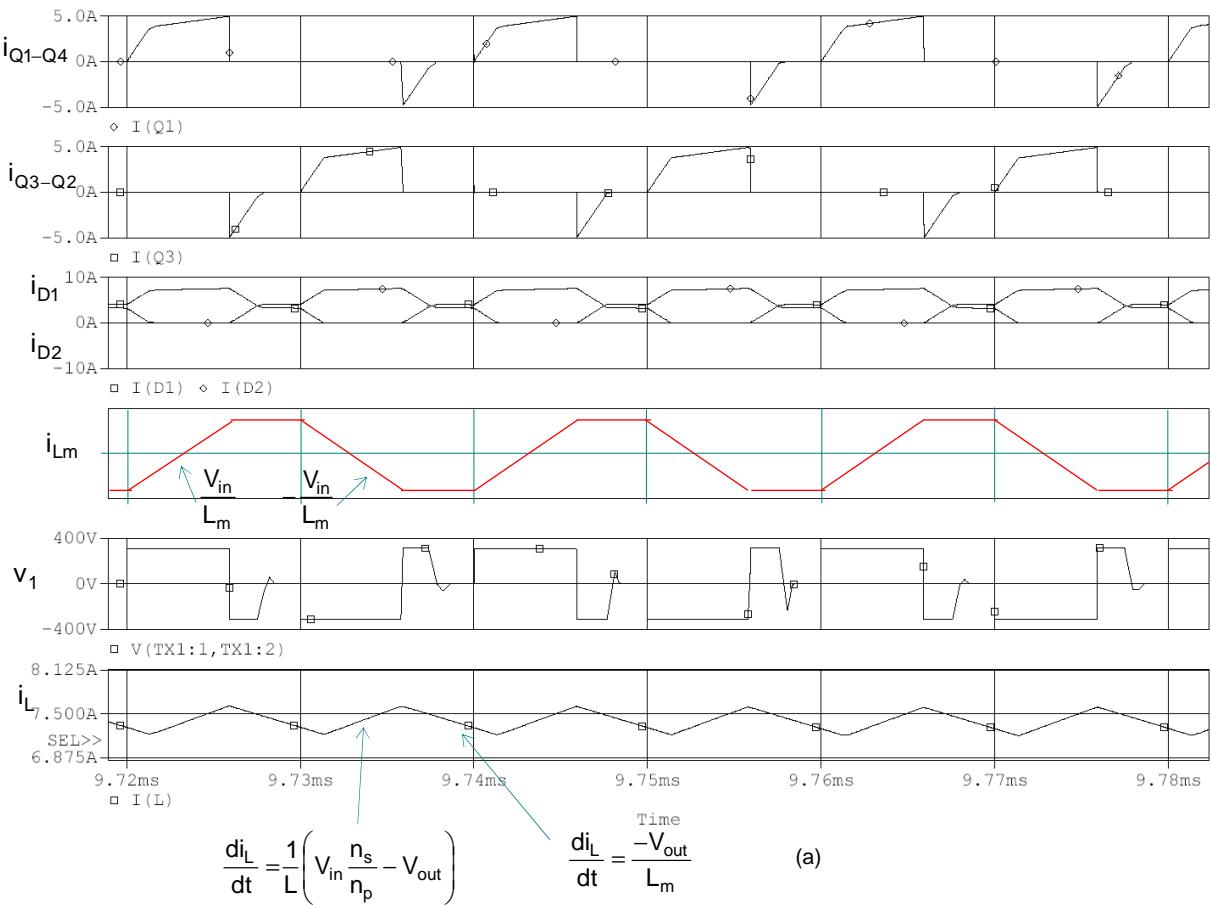
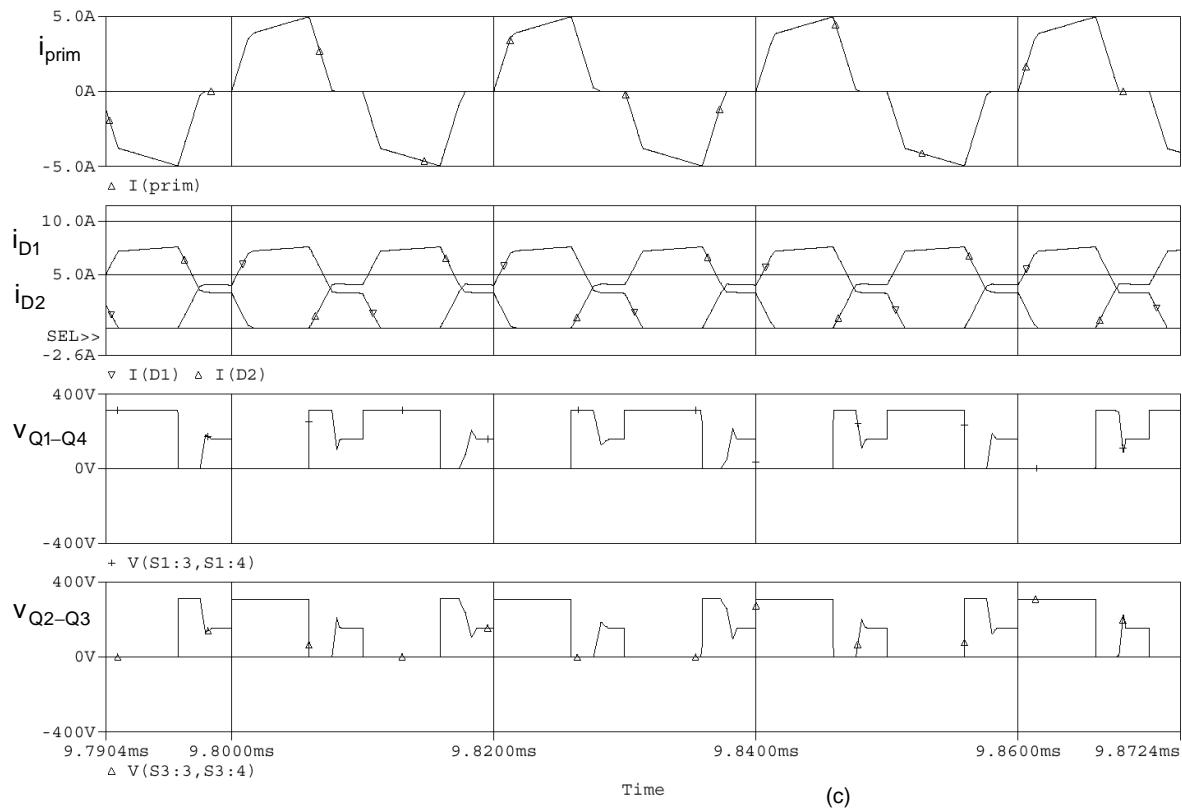


Fig. 5.58. Convertidor aislado de puente completo; (a) y (c) formas de onda; (b) modelo de circuito utilizado

Nota: Las corrientes en los transistores incluye la corriente de los diodos conectados en antiparalelo. La resistencia R_{aux} de 100meg en el circuito es para referenciar a masa la salida flotante y levantar la indeterminación del simulador.

El circuito PWM es el mismo que el de medio puente.



Se pueden utilizar varias posibilidades como conmutación durante el subintervalo $DT < t < T$, pero el modo más común es que los cuatro transistores se bloquean, y la tensión en el transformador es $v_1=0$.

Modo 2. Durante el t_{off} de los interruptores Q_1 - Q_4

En este subintervalo, se bloquean los transistores Q_2 - Q_4 y se invierten las tensiones en el primario y secundario del transformador, y se invierte la tensión en el inductor L . Los diodos D_1 y D_2 conducirán aprox. la mitad de la corriente magnetizante. La corriente magnetizante $i_{Lm}(t)$ fluye desde el primario a los secundarios, con las proporciones (el análisis es similar al medio puente)

$$i_{D1}(t) = \frac{1}{2}i(t) - \frac{1}{2n}i_{Lm}(t); \quad i_{D2}(t) = \frac{1}{2}i(t) + \frac{1}{2n}i_{Lm}(t) \quad (5.184)$$

si se supone que $i_{Lm}(t) \ll n i$, entonces la corriente que circula por cada uno es la mitad.

Los modos 3 (conducen Q_3 y Q_2) y modos 4 (se bloquean Q_3 y Q_2) son de similar procedimiento.

Por aplicación de la ley de balance volt-seg. de la inductancia de magnetización, el valor promedio de la tensión del transformador $v_1(t)$ deberá ser cero cuando el convertidor opere en régimen permanente, donde

$$[nV_{in} - V_{out}]DT - V_{out}(1-D)T = 0 \quad (5.185)$$

La relación de conversión es, entonces;

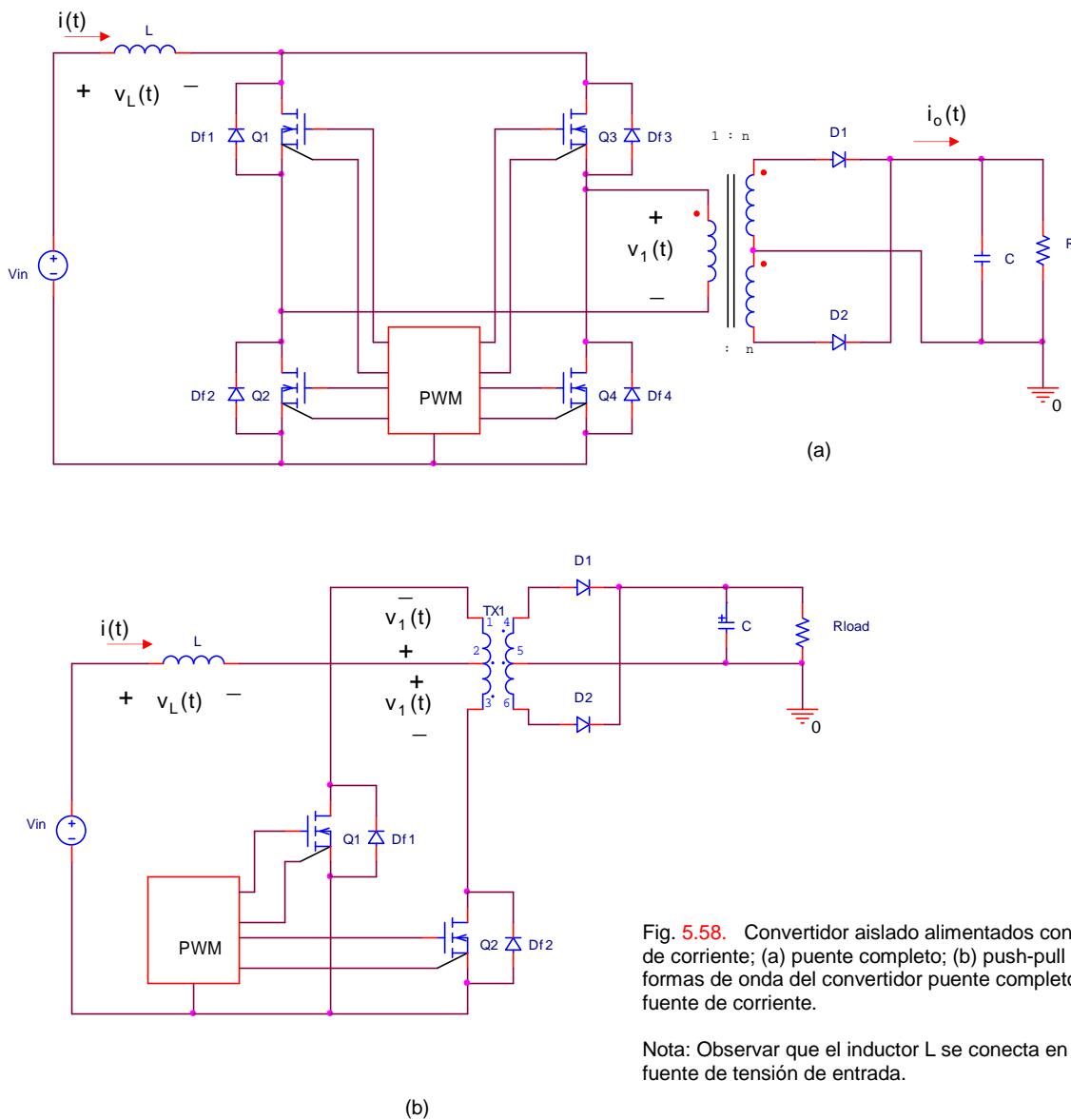
$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = nD \quad (5.186)$$

Esta ecuación es válida para operación en modo continuo. De igual manera que el convertidor buck no aislado, este puede operar en modo discontinuo para bajos niveles de carga. Este convertidor puede operar en un rango de ciclo de trabajo de $0 \leq D < 1$. Notar que el rango del ciclo de trabajo es el doble que en el caso de los convertidores asimétricos. Por supuesto, los transistores no pueden conducir simultáneamente, razón por la cual el valor máximo de D se limita por los tiempos muertos necesarios. También se puede observar que el ripple de

comutación del inductor de salida tiene una frecuencia del doble que la que se aplica al transformador; de igual manera que el circuito pushpull, y el halfbridge, o medio puente.

5.4.4. Convertidores aislados alimentados con fuente de corriente, o derivados del boost

Los convertidores anteriores fueron alimentados con fuente de tensión. Otro método alternativo es utilizar una fuente de corriente constante y utilizar los interruptores para dirigir esta corriente. A continuación de la fuente de tensión se coloca un inductor de potencia funcionando en continua, de manera tal que la corriente sea aprox. constante. Se utiliza un gran número de configuraciones, pero sólo se mostrarán dos de ellas. Estos convertidores se pueden aplicar en fuentes comutadas de alta tensión, o en aplicaciones de rectificación de bajo contenido armónico. En la [fig. 5.59](#) se muestran dos ejemplos; el puente completo y el push-pull.



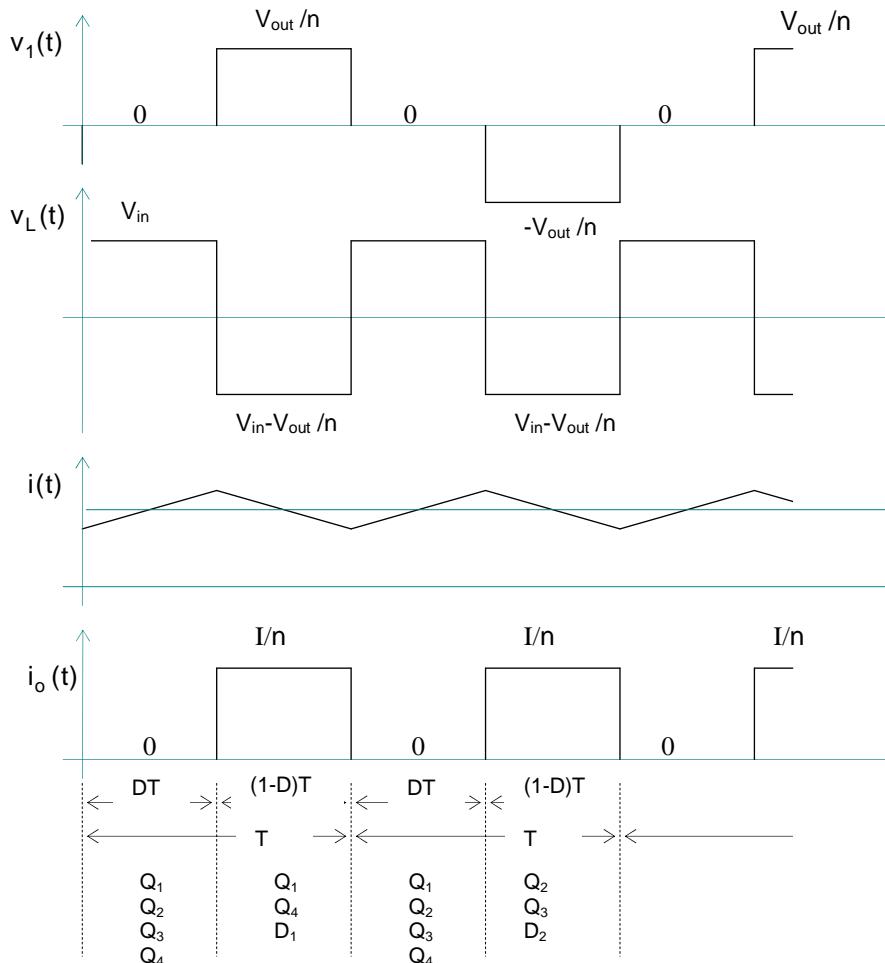
[Fig. 5.58.](#) Convertidor aislado alimentados con fuente de corriente; (a) puente completo; (b) push-pull (c) formas de onda del convertidor puente completo con fuente de corriente.

Nota: Observar que el inductor L se conecta en la fuente de tensión de entrada.

En la [fig. 5.58.c.](#) se muestra las formas de onda para la configuración puente completo. Esta topología es similar al convertidor boost cuando opera en una relación de transformador 1:1, y las formas de onda de la corriente del inductor y de los diodos son idénticas. Durante el modo 1 todos los transistores operan en conducción. Esto conecta el inductor L a la fuente V_{in} , y los diodos D_1 y D_2 estarán polarizados inversamente.

La corriente del inductor $i(t)$ se incrementa con una pendiente V_{in}/L , y la energía se transfiere desde la fuente al inductor L . Durante el modo 2, se bloquean los transistores Q_2 y Q_3 y el inductor L se conecta a la entrada del transformador de aislación a través de los transistores Q_1 y Q_4 , que permanecen conduciendo, y se polariza directamente el diodo D_1 , aplicándose la energía a la carga. El modo 3 es similar al primero, donde conducen

todos los transistores. El modo 4 es similar al modo 2, con excepción de que ahora permanecen conduciendo los transistores Q_2 y Q_3 y se polariza directamente el diodo D_2 . Si el tiempo de apagado de los transistores y la caída de tensión directa de los diodos son idénticas, entonces la tensión promedio del transformador será igual a cero, y los volt-seg. netos aplicados a la inductancia de magnetización del transformador en los dos períodos de conmutación será igual a cero.



Aplicando el principio de balance volt-seg. del inductor L; $v_L(t)$ será,

$$\langle v_L \rangle = D V_{in} + (1-D) \left(V_{in} - \frac{V_{out}}{n} \right) = 0 \quad (5.187)$$

Entonces, la solución para la relación de conversión es:

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n}{1-D} \quad (5.188)$$

Este resultado es similar al convertidor boost, con el agregado de la relación de transformación n. La tensión que se refleja a los transistores cuando están bloqueados es:

$$V_{DS_off} = \frac{V_{out}}{n} = \frac{n}{1-D} \quad (5.189)$$

En la práctica se deberá adicionar una tensión debido a las pérdidas del transformador.

La configuración push-pull es similar al modo puente completo. La tensión de bloqueo de los transistores es $2V/n$, y en el modo 1 conducen ambos transistores; en el modo 2 se bloquea uno de ellos; el modo 3 es el mismo que el 1; y en el modo 4 se bloquea el otro transistor.

5.5. Modelización y control de fuentes conmutadas

5.5.1. Introducción

Las tensiones de salida de las fuentes conmutadas son reguladas dentro de un margen de tolerancia especificada (por ejemplo, 1% del valor nominal) en respuesta a cambios en la carga de salida y en la tensión de entrada de línea. Este tipo de control se puede realizar a través de un circuito de realimentación, según se muestra en la [fig. 5.59.a](#), donde la salida v_o del convertidor es comparada con una tensión de referencia $v_{o,ref}$. El amplificador de error produce una tensión de control v_c , la cual es utilizada para ajustar el ciclo de trabajo d del interruptor (o los interruptores) del convertidor.

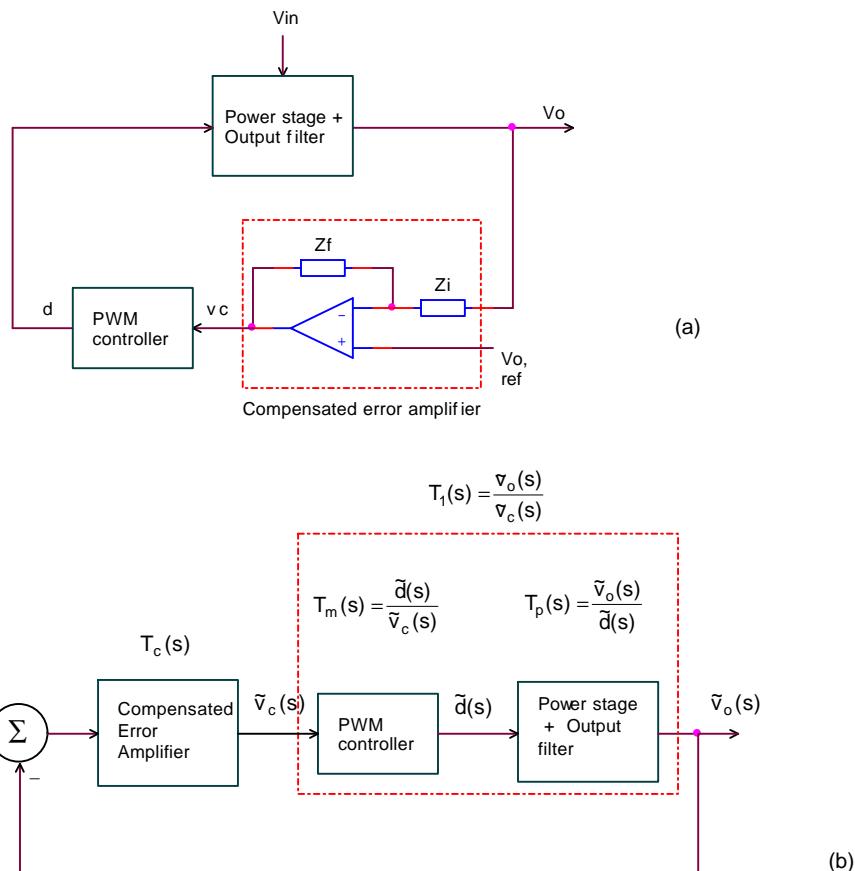


Fig. 5.59. Voltage regulation: (a) feedback control system; (b) linearized feedback control system

La regulación de la fuente conmutada se realiza a través del ciclo de trabajo $d(t)$ de manera tal que la tensión de salida $v_o(t)$ sea la deseada en función de $v_{o,ref}(t)$, por lo que se necesitará conocer el comportamiento dinámico del sistema. Podríamos en esta instancia preguntarnos, ¿cómo afectan a la tensión de salida las variaciones en la tensión de entrada, la corriente de carga, y el ciclo de trabajo? ¿Cómo es la función de transferencia de pequeña señal? Para poder responder a estas preguntas necesitaremos extender el modelo de régimen permanente expresado anteriormente como $M(D)$ para incluir el comportamiento dinámico de los inductores y capacitores principales. Si la etapa de potencia del convertidor de la [fig. 5.59.a](#) puede ser linealizada, entonces el criterio de estabilidad de Nyquist y el diagrama de Bode pueden ser utilizados para determinar la compensación apropiada en el lazo de realimentación para el régimen permanente y las respuestas transitorias deseadas.

En general el análisis dinámico del convertidor se realizaba a través del modelo en régimen permanente, pero debido a la complejidad operativa del convertidor en condiciones de commutación, la predicción de estas características dinámicas no es simple y precisa. El análisis de las características dinámicas del convertidor se puede utilizar para predecir:

- margen de estabilidad del convertidor

- b) rechazo al ripple de la tensión de entrada y respuesta transitoria debido a perturbaciones en la tensión de entrada
- c) impedancia de salida y respuesta transitoria debido a perturbaciones de la carga, y
- d) compatibilidad con el filtro EMI de entrada

Por estos motivos el análisis dinámico, o análisis de pequeña señal del convertidor es muy útil para poder predecir el comportamiento dinámico de la fuente conmutada.

El análisis dinámico puede ser numérico o analítico. El análisis numérico se utiliza para aplicaciones de simulación en computadora, y el método analítico más utilizado es la técnica de espacio-estado promediado. Las funciones de transferencia de los convertidores se pueden obtener en una manera sistemática a través de esta técnica, y estas se pueden utilizar para el análisis dinámico del convertidor.

Cuk y Middlebrook y su grupo de Electrónica de Potencia en el Instituto de Tecnología de California desarrollaron la técnica de espacio-estado promediado que utiliza un modelo linealizado de la etapa de potencia, incluido el filtro para pequeñas señales de ac, linealizadas alrededor del punto de operación de régimen permanente. Por esto, cada bloque de la [fig. 5.59.a](#) puede ser representado por una función de transferencia como se muestra en la [fig. 5.59.b](#), donde las pequeñas señales de ac son representadas por el símbolo “~”.

Un poco de historia

Numerosas técnicas de modelización de a.c. del convertidor han aparecido en la literatura, por ejemplo, la aproximación por inyección de corriente, el circuito de promediación, y el método de promediación de espacio-estado, entre otros. Todos estos métodos se pueden evaluar a través de la expresión del resultado final en un formato específico, y todos estos métodos son equivalentes. Pero, todos están de acuerdo que el método de promediado y la linealización en pequeña señal son las claves en la técnica del modelado de los convertidores PWM.

En 1970, R. D. Middlebrook y su grupo de Electrónica de Potencia en Caltech (California Institute of Technology), en Pasadena comenzaron a buscar un modelo de análisis sistemático para las fuentes conmutadas con el fin de lograr las ecuaciones de modelización. En 1972, Wester y Middlebrook desarrollaron modelos de baja frecuencia buck, buck-boost y boost utilizando la técnica del promediado. En 1976, Middlebrook y S. Æuk y publicaron una aproximación unificada del modelo de convertidores dc-dc en CCM usando la técnica de espacio-estado promediado, el cual combina las ventajas del método de espacio-estado y el método de promediación. En 1977 publicaron la técnica de espacio estado promediado en aplicaciones en DCM. En 1981, un programa conocido como SCAP (Switching Converter Analysis Program) fue desarrollado por el grupo de Electrónica de Potencia Caltech ejecutables desde pequeñas computadoras para llevar a cabo el análisis usando la técnica de promediación espacio-estado. Este programa fue capaz de realizar el análisis de dc y el análisis de pequeña señal en un punto de operación de dc. El SCAP fue luego desarrollado a SCAMP (Switching Converter Analysis and Measurement program), el cual incluyó características adicionales para ayudar al diseñador a medir las características en frecuencia de los convertidores.

El análisis de gran señal de los convertidores/reguladores dc-dc fue llevado a cabo por Edward y Caughey, Lee y Yu, Harada y Nabeshima, y Erickson, Æuk y Middlebrook, también basados en la técnica de promediación. En 1981 Chetty propuso el uso del CIECA (current injected equivalent circuit approach) para simplificar la modelización y el análisis de los convertidores dc-dc. Por otro lado, Capel, Ferrante y Prajoux, Brown y Middlebrook analizaron mediante la transformada z, de una manera más exacta pero más compleja, y también en forma independiente aplicaron el método de datos muestrados. Bello, Monteith Jr. y Salcedo, Hagerman y Kimhi y Ben-Yaakov utilizaron el análisis mediante SPICE.

Los convertidores controlados por corriente fueron investigados por Deisch, Redl, Novak y Sokal, Holland y Ridley.

Las técnicas de modelización y análisis de convertidores resonantes y casi resonantes fueron estudiados por Schwarz, King y Stuart, Vopérian y Æuk, Witolski, Erickson, y Hernandez, Liu, Oruganti y Lee, Lee y Siri, Redl, Molnár y Sokal, Lee y Cheng, Kim y Youn, Ninomiya, Kang, Upadhyay y Stephens, R. Tymersky y F. C Y. Lee.

A pesar de que la mayoría de los diseños ya ha sido estudiado, incluyendo el modo de funcionamiento discontinuo y la mayoría de las aplicaciones resonantes, la teoría y los modelos están todavía en constante desarrollo.

➤ Ejemplo 5.11. Revisión del análisis por variable de estado en un sistema lineal

Debido a que la técnica de espacio-estado promediado será realizada con conceptos de sistemas lineales, se incluye en este momento un ejemplo de una aplicación lineal simple.

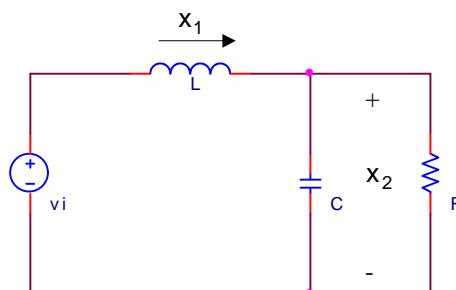


Fig. 5.60. Circuito pasabajos simple de segundo orden.

Considere el circuito lineal de la [fig. 5.60](#). El circuito de segundo orden tiene dos elementos de almacenamiento de energía: un capacitor y un inductor.

Además, el capacitor atenúa las frecuencias altas por encima de la frecuencia de corte. Las variables de estado que se eligen son, la corriente del inductor x_1 y la tensión en el capacitor x_2 , y la fuente de tensión variable es u_1 , por lo que las ecuaciones son:

$$\dot{v}_i = L \dot{x}_1 + x_2, \quad (5.190)$$

$$\dot{x}_1 = C \dot{x}_2 + \frac{x_2}{R} \quad (5.191)$$

$$\text{donde } \dot{x}_1 = \frac{dx_1}{dt}, \text{ y } \dot{x}_2 = \frac{dx_2}{dt} \quad (5.192)$$

También se pueden hacer arreglos en las [ec. 5.190](#) y [5.191](#), quedando:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{v_i}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (5.193)$$

Desde el análisis de un sistema lineal, las [ec. 5.190](#) y [5.191](#) pueden ser escritas en forma matricial (las matrices se denotan en negritas) como:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{v} \quad (5.194)$$

donde \mathbf{A} es la matriz coeficiente de estado, \mathbf{x} es el vector de estado, \mathbf{B} es la matriz coeficiente de la fuente, y \mathbf{v} es el vector fuente de entrada. En este ejemplo las matrices son:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (5.195)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (5.196)$$

$$\mathbf{v} = [v_i] \quad (5.197)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ L \end{bmatrix} \quad (5.198)$$

Si \mathbf{A} y \mathbf{B} son funciones de \mathbf{x} o \mathbf{v} , entonces el sistema será no lineal, pero en este caso el sistema es lineal. La solución de DC se obtiene haciendo la [ec. 5.194](#) igual a cero:

$$0 = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{v} \quad (5.199)$$

$$\mathbf{x} = -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{v} \quad (5.200)$$

donde \mathbf{A}^{-1} es la inversa de la matriz coeficiente de estado. La inversa de una matriz es la adjunta dividida por su determinante. Notar que el determinante deberá ser distinto de cero para sea válida la solución de DC. Haciendo la transformada de Laplace a la [ec. 5.194](#):

$$s \mathbf{X}(s) = \mathbf{A} \mathbf{X}(s) + \mathbf{B} \mathbf{V}(s), \text{ o} \quad (5.201)$$

$$\mathbf{X}(s) = (sI - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} \mathbf{V}(s) \quad (5.202)$$

Donde I es la matriz identidad que tiene la misma dimensión que \mathbf{A} :

$$\begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} s+1/RC & -1/L \\ 1/C & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_i(s)}{s^2 + s/RC + 1/LC} \quad (5.203)$$

La ec. 5.203 refleja dos funciones de transferencia. Una está relacionada con la corriente del inductor x_1 , v_i , $X_1(s)/V_i(s)$, y la otra está relacionada con la tensión del capacitor x_2 , v_i , $X_2(s)/V_i(s)$, y son:

$$\frac{X_1(s)}{V_i(s)} = \frac{(1/L)(s+1/RC)}{s^2 + s/RC + 1/LC} \quad (5.204)$$

$$\frac{X_2(s)}{V_i(s)} = \frac{1/LC}{s^2 + s/RC + 1/LC} \quad (5.205)$$

◆

5.5.2. Linealización del convertidor usando la técnica de espacio-estado promediado, CCM

El objetivo del método de espacio-estado promediado es obtener una función de transferencia de pequeña señal $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$, donde \tilde{v}_o y \tilde{d} son pequeñas perturbaciones en la tensión de salida v_o y el ciclo de trabajo del interruptor d , alrededor de los valores de régimen permanente V_o y D . Este método será válido para el modo de conducción continuo, CCM. El procedimiento se efectuará en los siguientes pasos:

El análisis de espacio-estado promediado es un formato canónico de escribir ecuaciones diferenciales y es una técnica de aproximación de un sistema que no es lineal (debido a la característica de conmutación del PWM) a un sistema lineal continuo, ya que conmuta secuencialmente alrededor de dos o más circuitos lineales de acuerdo con el ciclo de trabajo. Además, las entradas de las señales de control pueden incluir no sólo el ciclo de trabajo variable como control, sino también la entrada de tensión y/o corriente, independientes. En física las variables de estado de un sistema se asocian generalmente con el almacenamiento de energía, y para un convertidor típico las variables de estado físicas son la corriente del inductor y la tensión del capacitor. Otras variables de estados en física son la posición y velocidad del eje del motor. En un punto de tiempo dado, los valores de las variables de estado dependen más de la historia previa del sistema que de los valores presentes de entradas de un sistema. Para resolver las ecuaciones de estado de un sistema, se deberán especificar los valores iniciales de las variables de estado. Por esto, si conocemos el *estado* de un sistema, esto es, los valores de todas las variables de estado en un tiempo dado t_0 , y si adicionalmente conocemos las entradas del sistema, entonces se puede en principio resolver las ecuaciones de estado del sistema para encontrar las formas de onda del sistema en un tiempo futuro. El espacio-estado promediado requiere que la frecuencia de corte efectiva del filtro f_c , sea mucho menor que la frecuencia de conmutación f_s , es decir, $f_c / f_s \ll 1$. Esta restricción es similar al requerimiento de bajo ripple de salida.

Los pasos principales de la técnica de espacio-estado promediado unificado de R. David Middlebrook y Slobodan Æuk [14] [15] [16] son:

1. Descripción de la variable de estado para cada estado del circuito

Se describen las ecuaciones en los intervalos de conducción del PWM. En el convertidor que opera en CCM hay dos estados del circuito.

Estado 1: interruptor en on (en conducción); se obtiene $\dot{x}_{on} = f(x, v)$

Estado 2: interruptor en off (bloqueado); se obtiene $\dot{x}_{off} = f(x, v)$

En el modo de conducción discontinuo del inductor (DCM) existe otro estado adicional, debido a que la corriente del inductor se hace cero. Pero, este caso no será considerado, debido a que se asume que el convertidor opera en CCM.

Durante cada estado el circuito es lineal, y se puede describir por un vector de variable de estado x . El vector de estado x (o $x(t)$) deberá contener todas las variables de estado, es decir, la corriente del inductor y la tensión del capacitor de salida, etc. Se incluirán en el análisis los elementos parásitos del inductor y la resistencia equivalente serie ESR del capacitor. El vector de entrada v contiene todas las entradas independientes del sistema, tales como la tensión de entrada o fuente v_i . Como en general se considera una sola entrada, se reemplaza v por v_i . A_1 y A_2 son las matrices de estado y B_1 y B_2 son los vectores.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{v}_i \quad (5.206)$$

$$\mathbf{v}_{o1} = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x} \quad \text{durante } t = dT \quad (5.207)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{v}_i \quad (5.208)$$

$$\mathbf{v}_{o2} = \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x} \quad \text{durante } t = (1-d)T \quad (5.209)$$

Las ecuaciones estáticas $\mathbf{v}_{o1} = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x}$ y $\mathbf{v}_{o2} = \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x}$ son necesarias para tener en cuenta el caso en que la magnitud de salida no coincide con ninguna de las variables de estado, pero es una combinación lineal con las variables de estado. \mathbf{C}_1 y \mathbf{C}_2 son también vectores.

2. Describir la variable de estado usando el ciclo de trabajo d y periodo T

Se promedian las ecuaciones de las variables de estado con el criterio:

$$\dot{\mathbf{x}} = d \dot{\mathbf{x}}_{on} + (1-d) \dot{\mathbf{x}}_{off} \quad (5.210)$$

Para efectuar una promediación de las ecuaciones durante el periodo T , las ecuaciones correspondientes a las dos variables de estado son ponderadas en función del tiempo:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 \cdot d + \mathbf{A}_2 \cdot (1-d)] \cdot \mathbf{x} + [\mathbf{B}_1 \cdot d + \mathbf{B}_2 \cdot (1-d)] \cdot \mathbf{v}_i \quad (5.211)$$

$$\mathbf{v}_o = [\mathbf{C}_1 \cdot d + \mathbf{C}_2 \cdot (1-d)] \cdot \mathbf{x} \quad (5.212)$$

Se obtiene como resultado un par de ecuaciones no lineales promediadas.

3. Introducción de una pequeña perturbación y separación de las componentes de dc y ac

Se procede a la linealización introduciendo a las ecuaciones pequeñas perturbaciones, que se representan por “~” en las cantidades de régimen permanente. Las variables serán descompuestas en:

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \mathbf{x} \quad (5.213)$$

$$\mathbf{v}_o = \mathbf{V}_o + \mathbf{v}_o \quad (5.214)$$

$$d = D + \tilde{d} \quad (5.215)$$

En general, $\mathbf{v}_i = \mathbf{V}_i + \mathbf{v}_i$. Pero como el objetivo es analizar la función entre \mathbf{v}_o y d , por lo que se considerará que $\mathbf{v}_i = \mathbf{V}_i$.

Utilizando las ec. anteriores y reconociendo que en régimen permanente $\dot{\mathbf{X}} = 0$

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{V}_i + \mathbf{A} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{V}_i] \tilde{d} \quad (5.216)$$

+ términos que contienen el producto de \mathbf{x} y \tilde{d} (que se desprecian).

Se desprecian los términos de orden superiores a 1, por lo que queda una ecuación linealizada de ac.

Por esto, el producto de los términos de \mathbf{x} con \tilde{d} serán despreciados, debido a que los valores no son significativos. Si se define:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1-D) \quad (5.217)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1-D) \quad (5.218)$$

El comportamiento en régimen permanente puede ser obtenido de la ec. 5.216 haciendo nulos las derivadas temporales y las perturbaciones, resultando la expresión de dc:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{V}_i = 0 \quad (5.219)$$

La expresión para ac es:

$$\dot{\tilde{x}} = \mathbf{A} \tilde{x} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{V}_i] \tilde{d} \quad (5.220)$$

y por analogía:

$$\mathbf{V}_o + \tilde{\mathbf{v}}_o = \mathbf{C} \mathbf{X} + \mathbf{C} \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \mathbf{X}] \tilde{d} \quad (5.221)$$

$$\text{donde } \mathbf{C} = \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 (1 - D) \quad (5.222)$$

De las ecuaciones de salida, en régimen permanente el término de dc son:

$$\mathbf{V}_o = \mathbf{C} \mathbf{X} \quad (5.223)$$

$$\tilde{\mathbf{v}}_o = \mathbf{C} \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \mathbf{X}] \tilde{d} \quad (5.224)$$

La relación entrada-salida de tensión en régimen permanente es:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = -\mathbf{C} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \quad (5.225)$$

4. Transformación de la ec. de c.a. en el dominio de la frecuencia para obtener la función de transferencia

Utilizando la transformación de Laplace de la [ec. 5.220](#),

$$s \tilde{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}}(s) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{V}_i] \tilde{d}(s) \quad (5.226)$$

o también,

$$\tilde{\mathbf{x}}(s) = [s \mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{V}_i] \tilde{d}(s) \quad (5.227)$$

donde \mathbf{I} es una matriz unitaria.

La función de transferencia queda expresada, entonces:

$$T_p(s) = \frac{\tilde{V}_o}{\tilde{d}(s)} = \mathbf{C} [s \mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{V}_i] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \mathbf{X} \quad (5.228)$$

5.5.3. Función de transferencia $\tilde{V}_o(s)/\tilde{d}(s)$ del convertidor forward en CCM

Se analizará la función de transferencia $\tilde{V}_o(s)/\tilde{d}(s)$ de un convertidor forward aislado operando en CCM con una relación de transformación $n=n_2/n_1=1:1$. Los dos estados se dibujan en la fig. siguiente:

La resistencia serie del capacitor es r_c mientras que la resistencia serie del inductor es r_L , donde x_1 y x_2 son las variables i_L y v_o respectivamente.

Considerando la malla externa del circuito mostrado en la [fig. 5.65](#), se tiene

Durante $0 < t < dT$; $Q=\text{on}$

$$V_i = r_L x_1 + L \dot{x}_1 + R (x_1 - C \dot{x}_2) \quad (5.229)$$

La ec. de las corrientes en el nudo es:

$$x_1 = C \dot{x}_2 + \frac{x_2 + r_c C \dot{x}_2}{R} \quad (5.230)$$

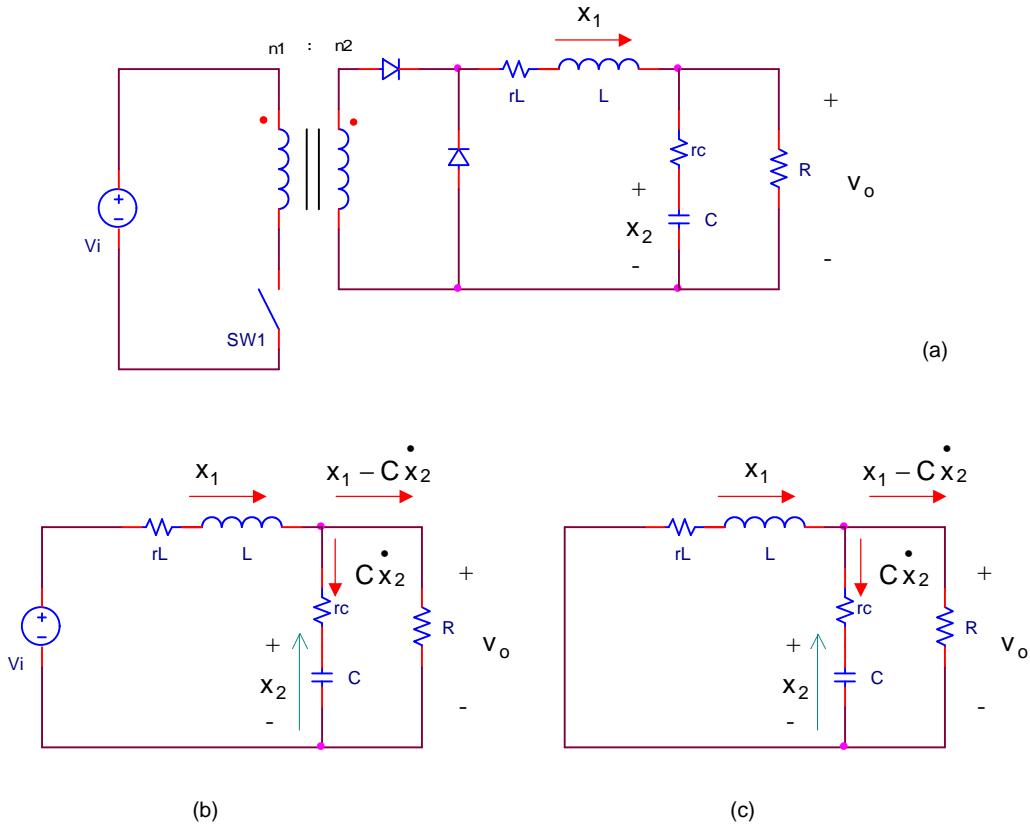


Fig. 5.61. Convertidor forward.

Resolviendo \dot{x}_2 en la ec. 5.230 queda:

$$\dot{x}_2 = \frac{R}{(R + r_c)C} x_1 - \frac{1}{(R + r_c)C} \dot{x}_2 \quad (5.230.1)$$

sustituyendo \dot{x}_2 de la ec. 5.230.1 en la ec. 5.229 y resolviendo \dot{x}_1 y escribiendo ambas ec. en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + r_c // R}{L} & -\frac{R}{L(R + r_c)} \\ \frac{R}{(R + r_c)C} & -\frac{1}{(R + r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (5.231)$$

y

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.232)$$

Durante $dT < t < T ; Q=off$

La ecuación de estado del circuito de la fig.5.61.c con el interruptor bloqueado se puede escribir por observación, debido a que la fig (c) es igual que la (b) haciendo $V_i=0$, entonces:

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1, \text{ y } \mathbf{B}_2 = 0 \quad (5.233)$$

La tensión de salida en los dos estados es:

$$V_o = R(x_1 - C\dot{x}_2) = \frac{R r_c}{R + r_c} x_1 + \frac{R}{R + r_c} x_2$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{R r_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \\ R // r_c & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \text{ donde se usó de } x_2^* \text{ de la ec. 5.230.} \quad (5.234)$$

De las ec. 5.208 y 5.209 del paso 1,

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} R // r_c & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad (5.235)$$

Las matrices promediadas y el vector puede ser obtenido:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \text{ (ecs. 5.217 y ec. 5.233)} \quad (5.236)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{D} \text{ (ecs. 5.218 y ec. 5.233)} \quad (5.237)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 \text{ (ecs. 5.222 y ec. 5.235)} \quad (5.238)$$

En aplicaciones prácticas $R \gg (r_c + r_L)$ ya que r_c y r_L son pequeños, por lo que las matrices y vectores se pueden simplificar de la siguiente manera:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_c + r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (5.239)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 \cong [r_c \ 1] \quad (5.240)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{D} \quad (5.241)$$

Donde $\mathbf{B}_2 = 0$.

La inversa de la matriz \mathbf{A} es:

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{LC}{1 + (r_c + r_L)/R} \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{r_c + r_L}{L} \end{bmatrix} \quad (5.242)$$

Si se utiliza estos últimos resultados, la función de transferencia de dc (con $n \neq 1$) es:

$$M(D) = n \frac{V_o}{V_i} = -n \mathbf{C} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} = -n [r_c \ 1] \frac{LC}{1 + (r_c + r_L)/R} \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{r_c + r_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D =$$

$$M(D) = n \frac{V_o}{V_i} = nD \frac{R + r_c}{R + (r_c + r_L)} \approx nD \quad (5.243)$$

La función de transferencia de a.c. es:

$$T_p(s) = \frac{\tilde{V}_o}{d(s)} = n \mathbf{C} \cdot [s \cdot I - \mathbf{A}]^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{V}_i] + n (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X}$$

$$T_p(s) = \frac{\tilde{V}_o}{d(s)} \cong n V_i \frac{1 + s r_c C}{LC \left[s^2 + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c + r_L}{L} + \frac{1}{LC} \right) \right]} \quad (5.244)$$

Los términos de la ec. 5.244 tiene la forma de segundo orden del tipo $s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2$, donde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \text{ y} \quad (5.245)$$

$$\xi = \frac{1/RC + (r_c + r_L)/L}{2\omega_0} \quad (5.246)$$

Entonces, la ec. 5.244 puede ser escrita en términos del coeficiente de amortiguamiento y de las frecuencias:

$$T_p(s) = \frac{\tilde{V}_o}{d(s)} \approx nV_i \frac{\omega_0^2}{\omega_z} \frac{s + \omega_z}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.247)$$

Donde se agrega un cero debido a la resistencia r_c del capacitor en la frecuencia:

$$\omega_z = \frac{1}{r_c C} \quad (5.248)$$

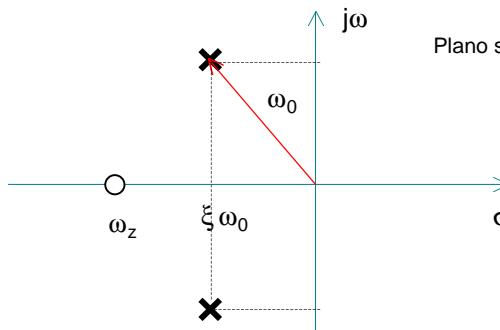


Fig. 5.62.a. Diagrama de polos y ceros del convertidor forward operando en CCM

Notar que el cero del semiplano izquierdo (amortiguamiento positivo) es función de la resistencia del capacitor y es independiente del valor de la resistencia del inductor, razón por la cual la resistencia serie del inductor r_L se desprecia en la mayoría de los diseños, pero la resistencia r_c no puede despreciarse en el análisis de control.

Las trazas de Bode son las mostradas en la siguiente fig.:

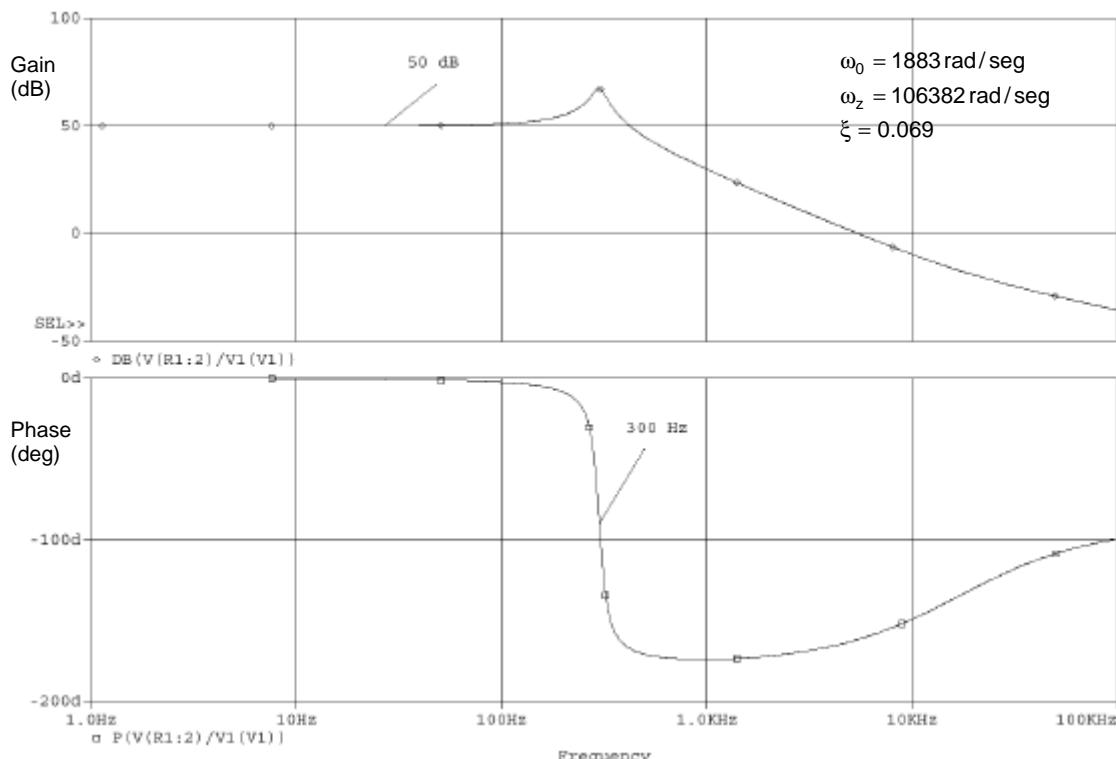


Fig. 5.62.b. Trazas de Bode de un convertidor forward operando en CCM para pequeñas perturbaciones

La [fig. 5.62](#) muestra un ejemplo de las trazas de Bode. Se puede observar que la función de transferencia de la [ec. 5.247](#) tiene una ganancia aproximadamente fija y un corrimiento de fase mínimo a bajas frecuencias. Por encima de la frecuencia de resonancia $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ del filtro de salida LC la ganancia cae con una pendiente de -40dB/dec y la fase tiende a -180° . A las frecuencias por encima de $\omega_z = 1/r_c C$, la ganancia cae con una pendiente de -20dB/dec y el ángulo de fase tiende a -90° .

Una consideración importante es que la relación de transferencia no lineal

5.5.4. Función de transferencia $\tilde{V}_o(s)/\tilde{d}(s)$ del convertidor flyback en CCM

La función de transferencia del convertidor flyback operando en CCM es una función no lineal $f(D)$ y del ciclo de trabajo D , y está dada por:

$$T_p(s) = \frac{\tilde{V}_o}{\tilde{d}(s)} \approx V_i f(D) \frac{(1+s/\omega_{z1})(1-s/\omega_{z2})}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.249)$$

$$T_p(s) = \frac{V_o}{d(s)} \approx n \frac{V_i}{1-D} \left[1 - \frac{sDL_E}{R} \right] \frac{1+s r_c C}{s^2 + s \left[\frac{(r_L/D^2) + (r_c/D)}{L_E} + \frac{1}{RC} \right] + \frac{1}{L_E C}} \quad (5.250)$$

siendo $L_E = \frac{L}{(1-D)^2}$ la inductancia equivalente. (5.250.1)

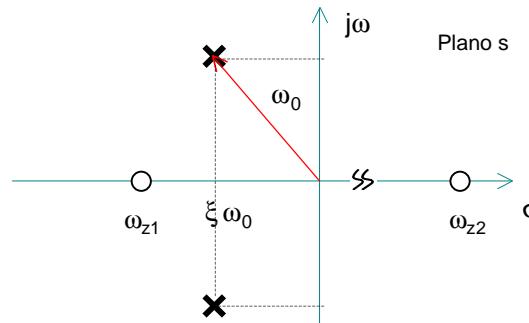


Fig. 5.63.a. Diagrama de polos y ceros del convertidor flyback operando en CCM

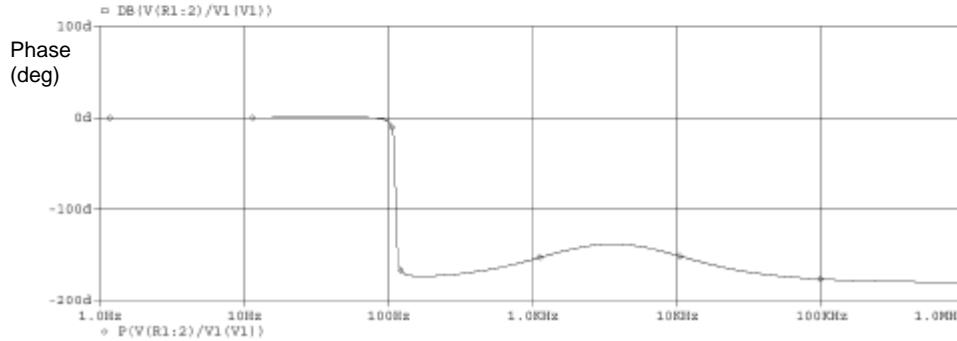
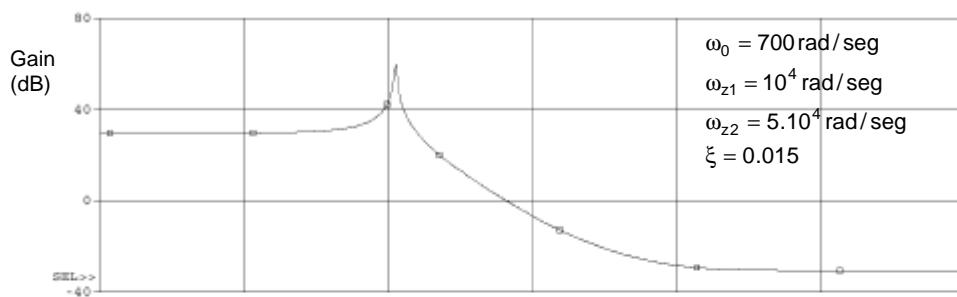


Fig. 5.63.b. Trazas de Bode de un convertidor flyback operando en CCM para pequeñas perturbaciones

$$\text{Donde } \omega_0 = \frac{1-D}{\sqrt{LC}} \quad (5.251)$$

El cero en el semiplano positivo es(RHP):

$$\omega_{z1} = \frac{1}{r_c C}; \quad \omega_{z2}(\text{RHP}) = \frac{R}{L_E D} \quad (5.252)$$

El coeficiente ξ se puede despejar de la ec. 5.249 y 5.250, y es función de la inductancia equivalente L_E y del ciclo de trabajo D, al igual que ω_{z2} . Además, ω_{z2} es función de la resistencia de carga R.

La presencia del cero en el semiplano derecho implica que cuando se incrementa instantáneamente d, tensión de salida decrece momentáneamente porque la corriente del inductor no puede incrementar instantáneamente, y por esto la tensión de salida decrece durante el intervalo $(1-d)T$, instante por el cual se transfiere la energía almacenada del inductor. Este decrecimiento inicial de la tensión de salida con un incremento del ciclo de trabajo es el efecto del cero en el semiplano derecho, el cual introduce un retraso de fase en la función de transferencia $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$.

El cero del semiplano derecho existe sólo en los convertidores flyback en CCM pero desaparece cuando opera en DCM, es decir en el boost y en el buck-boost operando en CCM, pero no existe en ningún caso en el convertidor en modo forward.

Como el control de un sistema que tiene un cero en el semiplano positivo resulta difícil de compensar, y obliga a la reducción del ancho de banda dinámico. Razón por la cual el convertidor flyback se utiliza generalmente en DCM y controlado por corriente.

5.5.5. Función de transferencia $\tilde{d}(s)/\tilde{v}_c(s)$ del modulador de ancho de pulso

El modulador de ancho de pulso por control directo del ciclo de trabajo utiliza una señal de control $v_c(t)$, siendo esta la señal salida del comparador de error que se compara con una señal periódica diente de sierra. A partir de la comparación de las señales se genera una tensión de salida modulada en ancho de pulso PWM con una frecuencia f_s , como se muestra en la fig. 5.64. Para los fines del análisis, tensión de control $v_c(t)$ será una señal compuesta con una parte de continua y una señal senoidal, como se muestra en la fig. 5.64.

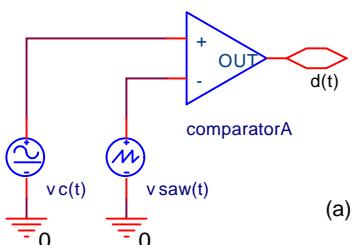
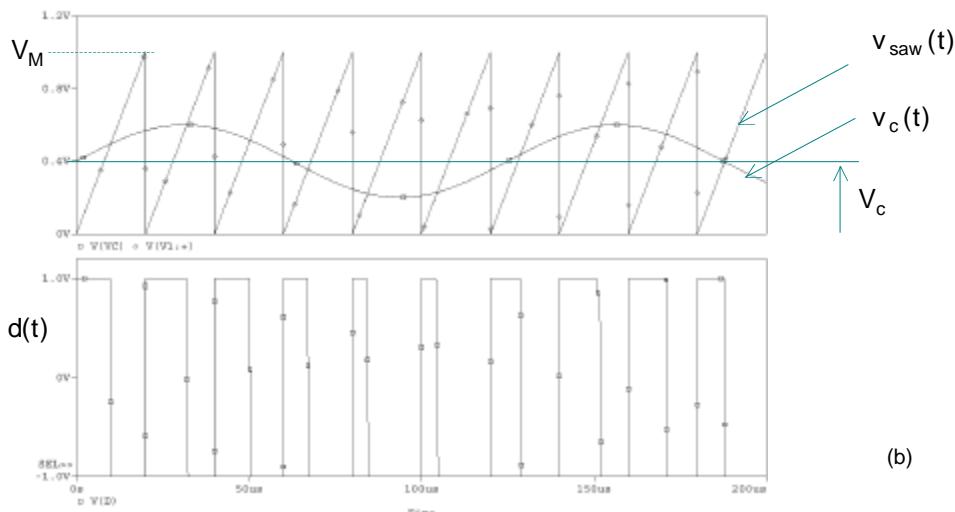
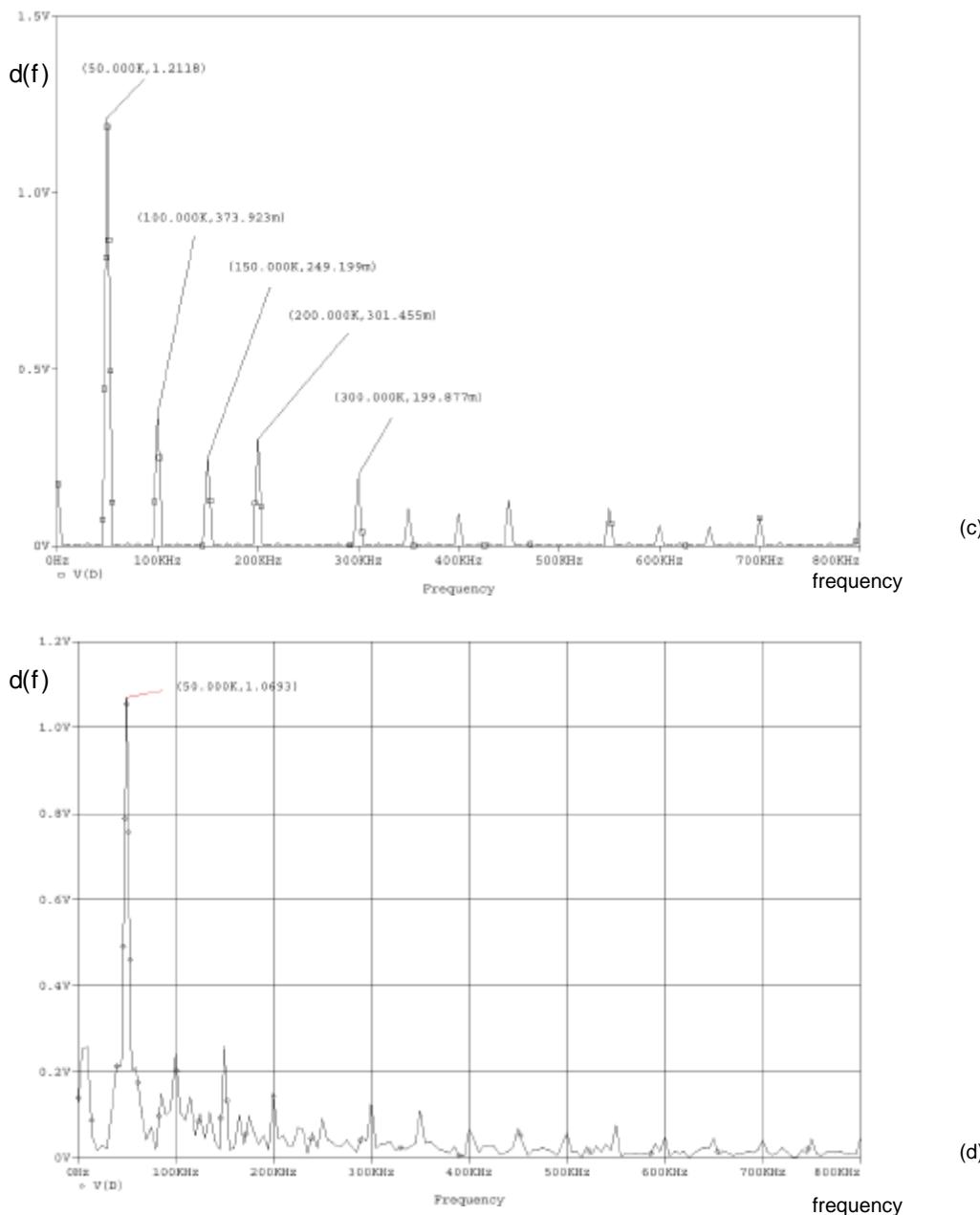


Fig. 5.64. PWM (a) Diagrama en bloques, (b) formas de onda, (c) espectro de Fourier sin perturbación, (d) espectro de Fourier con perturbación.





se puede escribir, la siguiente relación:

$$d(t) = \frac{v_c(t)}{V_M} \text{ para } 0 \leq v_c(t) \leq V_M \quad (5.252)$$

La tensión de control $v_c(t)$ consiste de una tensión continua V_c y una señal de perturbación de ac.

$$v_c(t) = V_c + \tilde{v}_c(t) \quad (5.253)$$

Debido a la perturbación de $d(t)$,

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (5.254)$$

Utilizando las ec. 5.252 a ec. 5.254 :

$$D + \tilde{d}(t) = \frac{V_c + \tilde{v}_c(t)}{V_M} \quad (5.255)$$

El diagrama en bloques siguiente representa el PWM:

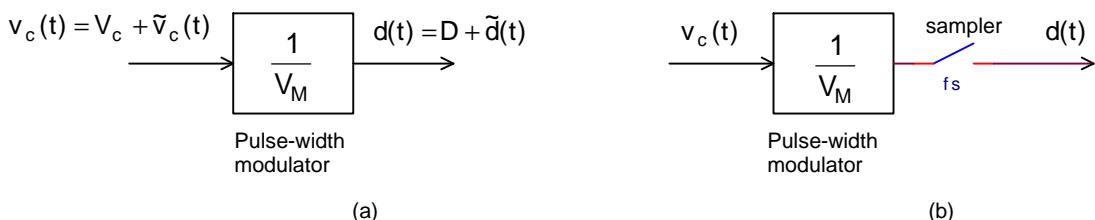


Fig. 5.65. Diagrama en bloques del PWM (a) de aplicaciones prácticas, (b) modelo más aproximado, que incluye el muestreo

El PWM tiene una ganancia de valor $1/V_M$, y la ec. 5.255 se puede expresar:

$$D = \frac{V_c}{V_M} \quad (5.256)$$

$$\tilde{d}(t) = \frac{\tilde{v}_c(t)}{V_M} \quad (5.257)$$

El valor del ciclo de trabajo será determinado en la práctica por Vc.

La señal de perturbación $\tilde{v}_c(t)$ de control será de la forma:

$$\tilde{v}_c(t) = A \sin(\omega t - \phi) \quad (5.258)$$

siendo en este caso la amplitud A y la fase ϕ arbitrarias. La tensión instantánea del ciclo de trabajo será del valor:

$$d(t) = \begin{cases} 1.0 & \text{si } v_c(t) \geq v_{\text{saw}}(t) \\ 0 & \text{si } v_c(t) < v_{\text{saw}}(t) \end{cases} \quad (5.259)$$

Hay una restricción práctica respecto a la velocidad de muestreo f_s . En la [fig. 5.65.b](#) se muestra el diagrama en bloques que contempla el muestreo f_s . El diseñador deberá asegurarse que la aproximación del ancho de banda del sistema de control sea suficientemente menor que $f_s/2$.

En la [fig. 5.64.c](#) y [fig. 5.64.d](#) se muestran el espectro de Fourier sin perturbación y con perturbación, respectivamente.

Los armónicos distintos de f_s pueden ser despreciados, debido a las características de filtrado del convertidor, quedando solamente la componente de dc y la primer armónica.

➤ **Ejemplo 5.12.** Calcular la función de transferencia $\tilde{d}(s)/\tilde{V}_c(s)$ del PWM SG3525A, con las siguientes especificaciones:

Symbol	Parameter	Test Conditions	SG2525A			SG3525A			Unit
			SG2527A	SG3527A	Min.	Typ.	Max.	Min.	
PWM COMPARATOR									
	Minimum Duty-cycle				0			0	%
*	Maximum Duty-cycle		45	49		45	49		%
*	Input Threshold	Zero Duty-cycle	0.7	0.9		0.7	0.9		V
		Maximum Duty-cycle		3.3	3.6		3.3	3.6	V
*	Input Bias Current			0.05	1		0.05	1	μA

- . 8 TO 35 V OPERATION
 - . 5.1 V REFERENCE TRIMMED TO $\pm 1\%$
 - . 100 Hz TO 500 KHz OSCILLATOR RANGE
 - . SEPARATE OSCILLATOR SYNC TERMINAL
 - . ADJUSTABLE DEADTIME CONTROL
 - . INTERNAL SOFT-START
 - . PULSE-BY-PULSE SHUTDOWN
 - . INPUT UNDERRVOLTAGE LOCKOUT WITH HYSTERESIS
 - . LATCHING PWM TO PREVENT MULTIPLE PULSES
 - . DUAL SOURCE/SINK OUTPUT DRIVERS

Solución:

En base a la tabla de la hoja de datos, se puede realizar la siguiente figura:

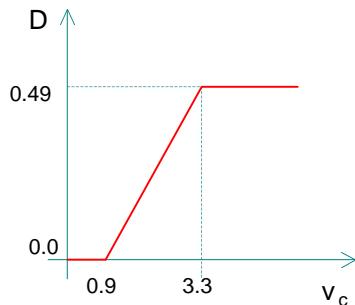


Fig. 5.66. Función de transferencia del PWM SG3525A

La función de transferencia es:

$$T_m(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{\Delta d}{\Delta v_c} = \frac{0.49 - 0}{3.3 - 0.9} = 0.204 \quad (5.260)$$

(Este modulador está diseñado para trabajar en topología bidireccional, por lo que en caso de utilizar un ciclo de trabajo mayor que 0.5 habrá que modificar el circuito para obtener un Dmax=0.98)

Con este modulador, la función de transferencia $T_m(s) = \tilde{d}(s)/\tilde{v}_c(s)$ puede ser obtenida ajustando la ganancia de la traza de Bode de las fig. 5.62.b y 5.63.b para tener una ganancia de -13,81dB del modulador. Si se asume un retardo cero del modulador, la traza de Bode de fase será similar a las mostradas en las fig. 5.62.b y 5.63.b.

◆

5.5.6. Control de tensión PWM “feed-forward”

En el método de control directo del ciclo de trabajo PWM, si la tensión de entrada cambia, se produce un cambio en la tensión de salida, y esta tensión cuando pasa por el comparador genera un error que genera la corrección en el lazo de control. Esto genera una baja performance dinámica frente a cambios en la tensión de entrada.

Si el ciclo de trabajo pudiera ser ajustado directamente para ajustarse frente a cambios en la tensión de entrada, entonces la tensión de salida permanece constante y el error es cero, habiéndose ajustado el ciclo de trabajo inmediatamente ha ocurrido el cambio en la tensión de entrada. Tener en cuenta que el ajuste del ciclo de trabajo frente a cambios en la entrada se está haciendo sin realimentar la tensión de salida, pero sí teniendo en cuenta los cambios en la tensión de entrada. Esto se puede llevar a cabo entregando al PWM el dato de la tensión de entrada. La estrategia del PWM es similar a la ya vista, con la excepción que ahora la pendiente del ciclo de trabajo, y por ende el valor máximo V_M de la señal diente de sierra no permanecen constantes, sino que varían con los cambios en la tensión de entrada pasando a ser $V_M(t)$. La fig. 5.67 muestra un ejemplo de este tipo de regulación [28] [29].

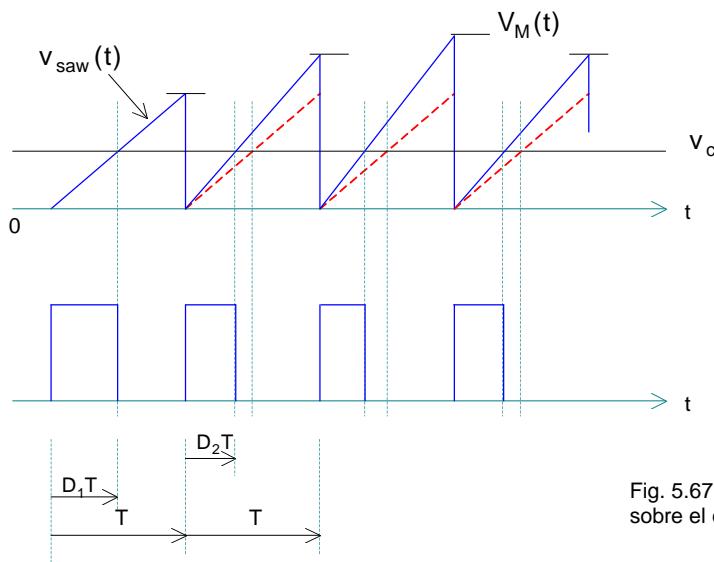


Fig. 5.67. Feed-forward de tensión; efecto sobre el ciclo de trabajo

En la fig. anterior se puede ver que incrementos en la tensión de entrada resultan en decrecimiento del ciclo de trabajo, por lo que la tensión de salida no se modificará debido a que se produce el ajuste del ciclo de trabajo inmediatamente está ocurriendo el cambio en el ciclo de trabajo.

Este método se puede utilizar eficientemente en convertidores unidireccionales. Hay una restricción respecto a las fuentes conmutadas bidireccionales. Si este tipo de control feed-forward de tensión se implementa en una fuente de alimentación bidireccional (push-pull, half-bridge, full-bridge), se deberá tener cuidado con no producir desbalance dinámico de los volt-seg. del ciclo magnético, que provocará la saturación del núcleo magnético.

La función de transferencia del modulador es:

$$V_M(t) = k V_i(t) \quad (5.261)$$

$$D + \tilde{d}(t) = \frac{V_c + \tilde{v}_c(t)}{kV_i(t)} \quad (5.262)$$

5.5.7. Control en modo corriente (current programmed control)

La modulación en modo corriente es una técnica donde la pendiente de la tensión diente de sierra no es fija, sino que está generada por una muestra de la corriente del primario del transformador, o de la corriente del transistor. El modulador en modo corriente es en general un doble lazo de realimentación, donde se toman muestras de la corriente del inductor o del transistor de potencia y la tensión de salida. La [fig. 5.68](#) muestra un circuito típico.

Hay tres tipos de control básicos para el modo de control por corriente [9]:

- a) control en una banda de tolerancia
- b) control con t_{off} constante
- c) control con frecuencia constante y turn-on sincronizado

En todos estos tipos de control se utiliza, o la corriente del inductor o la corriente del transistor como muestra de corriente.

En el *control en una banda de tolerancia*, la tensión de control v_c define el valor promedio de la corriente del inductor, como se muestra en la [fig. 5.69.a](#). El término ΔI_L es un parámetro de diseño. La frecuencia de conmutación depende de ΔI_L , de los parámetros del convertidor y de las condiciones de operación.

Este método de control es muy interesante en aplicaciones de modo de conducción de corriente continua CCM, pero en aplicaciones de corriente discontinua la corriente se hace cero, haciendo que ΔI_L demande un i_L de valor negativo, cosa que no es posible.

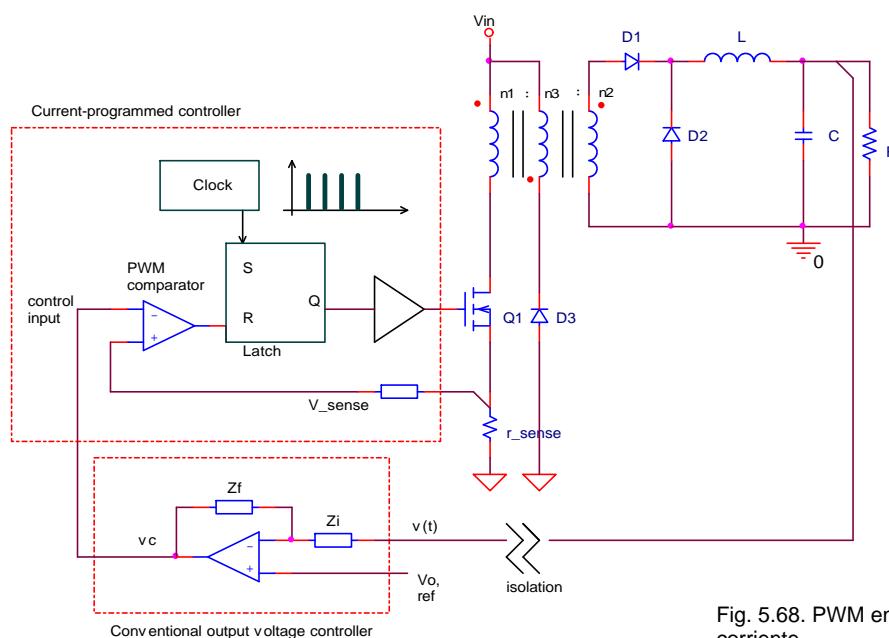


Fig. 5.68. PWM en modo corriente.

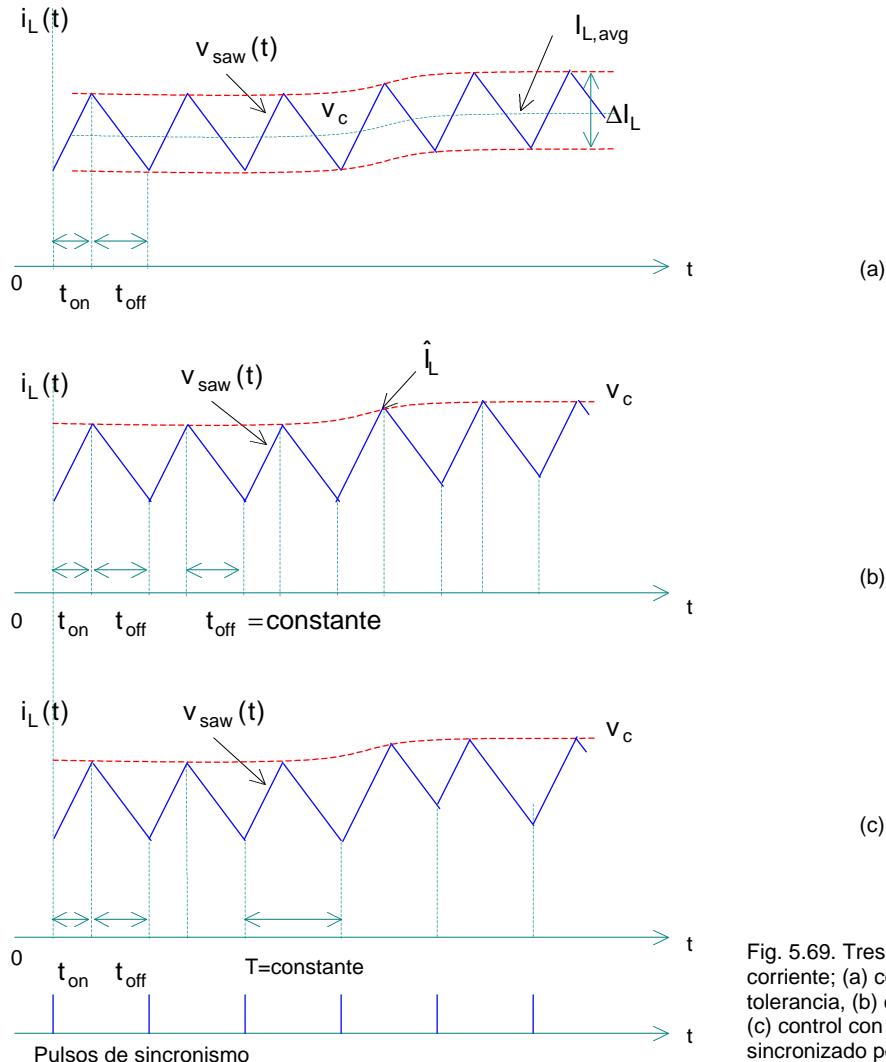


Fig. 5.69. Tres tipos de control en modo corriente; (a) control en banda de tolerancia, (b) control por t_{off} constante, (c) control con frecuencia constante sincronizado por reloj.

En el *control de toff constante*, la tensión de control v_c controla el valor de \hat{L} . Una vez que se alcanza el valor pico, este se bloquea con un valor de apagado constante, siendo este un parámetro de diseño. La frecuencia de conmutación no es fija, sino que depende de los parámetros del convertidor y del punto de operación.

En el *control de frecuencia constante*, el t_{on} es sincronizado por un reloj, siendo este el comienzo de cada ciclo de frecuencia constante. La tensión de control v_c también controla el valor de \hat{L} , como en el caso anterior, pero el transistor de potencia permanecerá bloqueado hasta tanto aparezca un nuevo pulso de sincronismo. Debido a que la frecuencia es constante, el diseño es más simple, y en casos de aplicación de frecuencia fija el más utilizado de todos los demás casos.

El modo de corriente programado requiere de un muestreo de la corriente del transistor o del inductor, pero esto no es una limitación debido a que generalmente las fuentes comutadas miden el valor de esta corriente para prevenir excesos en su valor en condiciones de falla o sobrecarga. Las fallas debidas a excesivo valor de corriente en el transistor se pueden prevenir simplemente limitando el valor de \hat{L} . Esto asegura que el transistor se apague cada vez que la corriente del transistor supere los valores máximos permitidos ciclo tras ciclo. Además se reducen o eliminan los problemas relacionados a la saturación del núcleo en configuraciones aisladas de medio puente y push-pull. En estos convertidores, pequeños desbalances de tensión inducen una tensión continua en la corriente magnetizante del transformador, que si es suficientemente grande puede saturarlo. La corriente al reflejarse en el valor medido, este altera el ciclo de trabajo de manera tal que tiende a mantenerse el balance volt-segundos. En general es posible utilizar un convertidor full bridge o half bridge buck aislado de corriente programada (current-programmed) sin el capacitor en serie con el devanado primario del transformador.

Una importante desventaja de este método de control es la susceptibilidad al ruido en las señales de $v_{\text{saw}}(t)$ o $v_c(t)$ que son funciones directas de la corriente del inductor o del transistor. Este ruido puede resetear prematuramente el latch, modificando la operación del controlador. En general se deberá filtrar el valor de la corriente medida para remover los picos de corriente provocados por la carga almacenada en el diodo.

5.5.7.1. Oscilación para D>0,5

El método de corriente programado de la [fig. 5.68](#) es inestable cuando el ciclo de trabajo es mayor que 0,5. Para prevenir este problema de inestabilidad el esquema de control es modificado agregándose una rampa artificial a $v_c(t)$.

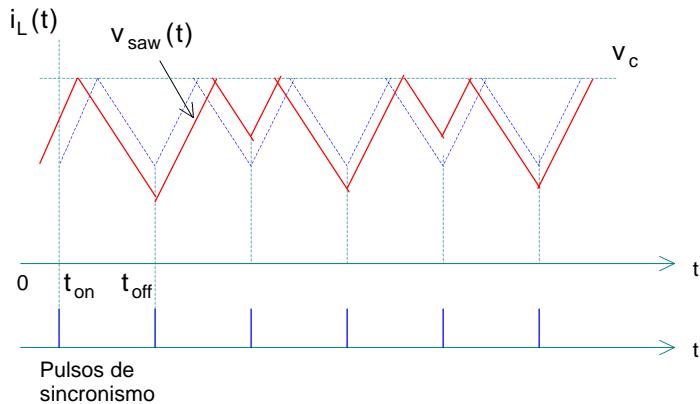


Fig. 5.70. Funcionamiento inestable para $D=0,6$.

Esta inestabilidad es independiente del tipo de convertidor. Este problema se puede resolver compensando el valor v_c con el agregado de una rampa artificial a la corriente de sensado. Esta rampa tiene el efecto cualitativo de reducir la ganancia del lazo de realimentación. La rampa artificial tiene la pendiente m_a , como se muestra en la [fig. 5.71](#).

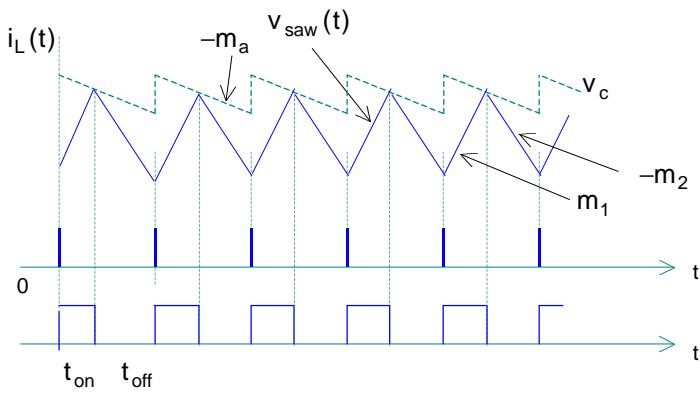


Fig. 5.71. Agregado de una rampa artificial; ahora el transistor se bloquea antes, y se logra la estabilidad.

El valor de la pendiente que logra mantener el sistema estable es,

$$m_a = \frac{1}{2}m_2 \quad (5.263)$$

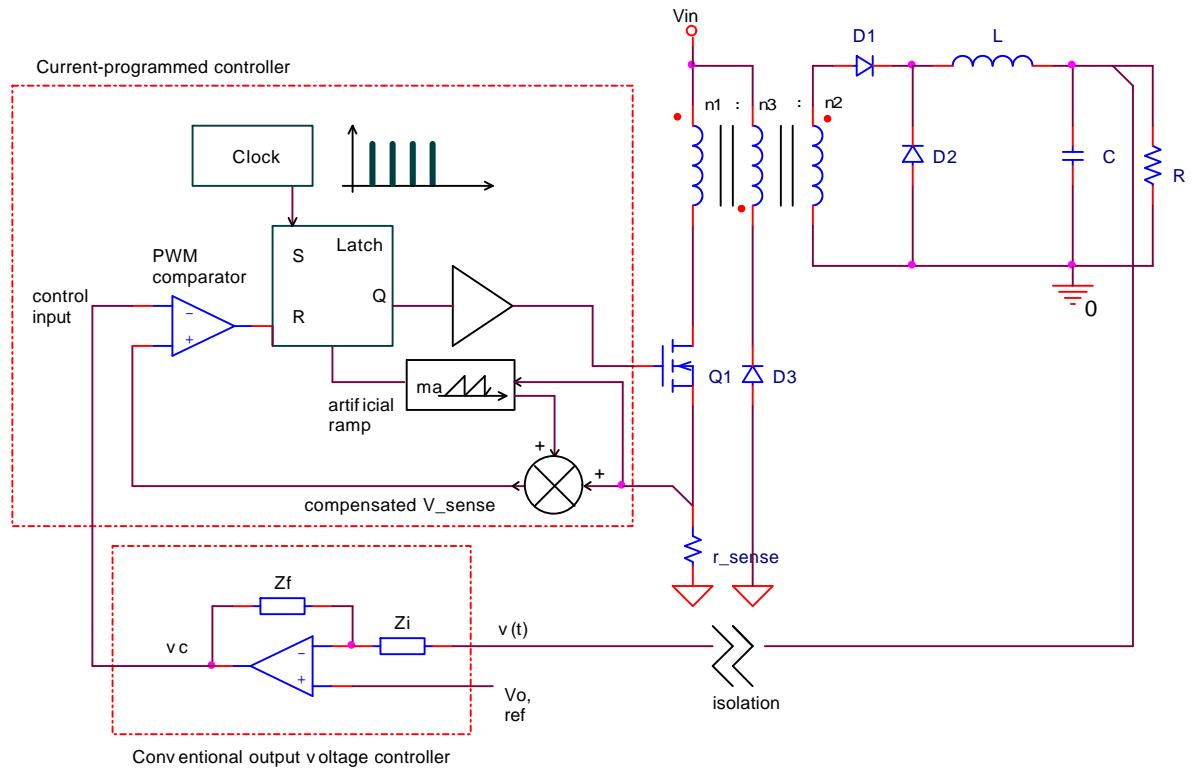


Fig. 5.72. PWM en modo corriente con pendiente artificial de compensación.

En la [fig. 5.72](#) se muestra la incorporación de la rampa artificial en el diagrama en bloques general.

5.5.8. Diseño del sistema de control directo del ciclo de trabajo utilizando PWM

El diagrama en bloques siguiente muestra una sistema de control del sistema de procesamiento de potencia.

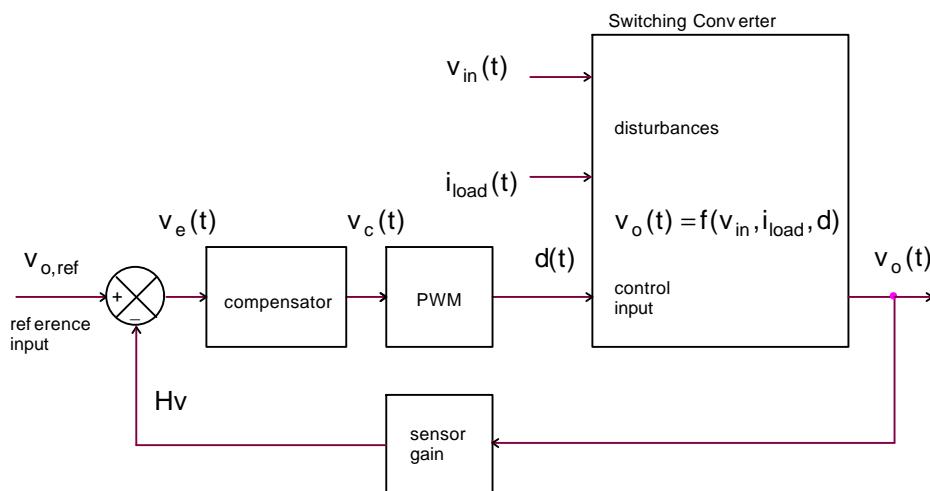


Fig. 5.73. Feedback loop for regulation of the output voltage. Functional block diagram

En todos los convertidores commutados, la tensión de salida es función de la tensión de entrada, del ciclo de trabajo y de la corriente de carga, así como también de los componentes del circuito. En un caso en particular, se desea obtener de la fuente commutada con una tensión constante a pesar de las variaciones de la tensión de

entrada, de las variaciones de la corriente de carga y de los componentes del circuito. La tensión de entrada de una fuente conmutada off-line puede contener variaciones periódicas en la segunda armónica de ac (100 Hz o 120 Hz) producidas por el rectificador. La magnitud de la tensión de alimentación puede también variar en la vecindad de la barra de alimentación cuando el interruptor se bloquea. También las fluctuaciones en la corriente de carga pueden afectar sobre el convertidor.

El objetivo de la realimentación negativa es construir un circuito que ajuste el ciclo de trabajo en modo automático con el fin de obtener una tensión de salida deseada, a pesar de las perturbaciones.

La estabilidad es otro objetivo del lazo de realimentación. Si se agrega una realimentación se puede provocar oscilaciones, oscilaciones subamortiguadas, sobretensiones y otros.

En la fuente conmutada de la [fig. 5.59.b](#), la función de transferencia de la trayectoria directa (overall open-loop), es [9] [25]:

$$T_{OL}(s) = T_c(s) T_1(s) \quad (5.264)$$

$$T_1(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = T_p(s) T_m(s) \quad (5.265)$$

Donde $T_m(s)$ puede ser la [ec. 5.260](#) y $T_c(s)$ es la función de transferencia del amplificador de error.

Para un $T_1(s)$, la función de transferencia del amplificador de error compensado $T_c(s)$ deberá ser apropiadamente elegido de manera tal que $T_{OL}(s)$ cumpla con los requerimientos esperados en la fuente conmutada. Algunas de las características deseadas en la función de transferencia de la trayectoria directa son:

- La ganancia a bajas frecuencias deberá ser alta para minimizar el error de régimen permanente en la salida del convertidor
- La frecuencia de cruce ω_c (frecuencia la cual la ganancia $T_{OL}(s)$ cae a 1.0, o 0 dB) deberá ser lo más alta posible debido a la respuesta dinámica, para permitir que responda rápidamente frente a cambios de la carga, pero menor que la frecuencia de conmutación ω_s para evitar los efectos de la conmutación en la señal de control, por lo que se elige $\omega_c \leq \frac{1}{5} \omega_s$
- El margen de fase (PM), definido como

$$\phi_m = \phi_{OL} + 180^\circ \quad (5.265)$$

donde ϕ_{OL} es el ángulo de fase de $T_{OL}(s)$ a la frecuencia de corte, y es negativa.

El margen de fase de la [ec. 5.265](#) deberá ser una cantidad positiva, y determina la respuesta transitoria de la tensión de salida frente a cambios instantáneos en la carga y en la entrada. El rango del margen de fase aceptable será de $30^\circ \leq \phi_m \leq 90^\circ$. El valor $\phi_m = 60^\circ$ es muy aceptable.

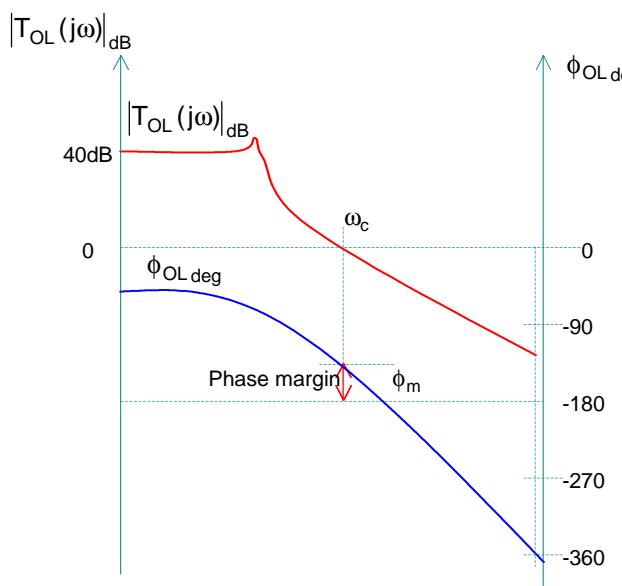


Fig. 5.74. Margen de fase y de ganancia

Para poder cumplir estos requerimientos en modo simultáneo, se utiliza un amplificador de error general, como se muestra en la fig. siguiente, donde se asume que el amplificador es ideal.

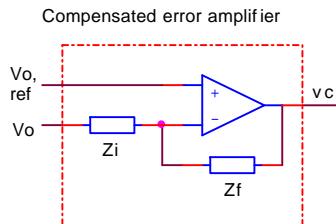


Fig. 5.75. Amplificador de error ideal compensado

En términos de Z_i y Z_f , la función de transferencia

$$\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)} = -\frac{Z_f(s)}{Z_i(s)} = -T_c(s) \quad (5.266)$$

5.5.8.1. Proyecto de compensación utilizando el factor K [30]

Los circuitos compensadores utilizan amplificadores operacionales para realizar las funciones de compensación. En la entrada positiva se aplica la tensión de referencia y en la entrada negativa se aplica la tensión de error $v_e(t)$.

5.5.8.1.1. Definición de los tipos de compensadores

En todos los casos, se asume que se utiliza un amplificador operacional real y que el sistema se configura como realimentación negativa. Es posible estabilizar la función utilizando el amplificador de error provisto en la mayoría de los chips PWM, pero es difícil optimizar las performances debido a que la función de transferencia está basada generalmente en los valores de los componentes internos los que están especificados de manera muy pobre, y a veces impredecible.

El método del factor K se puede emplear en cualquier función de transferencia. Se definen tres tipos de compensadores básicos.

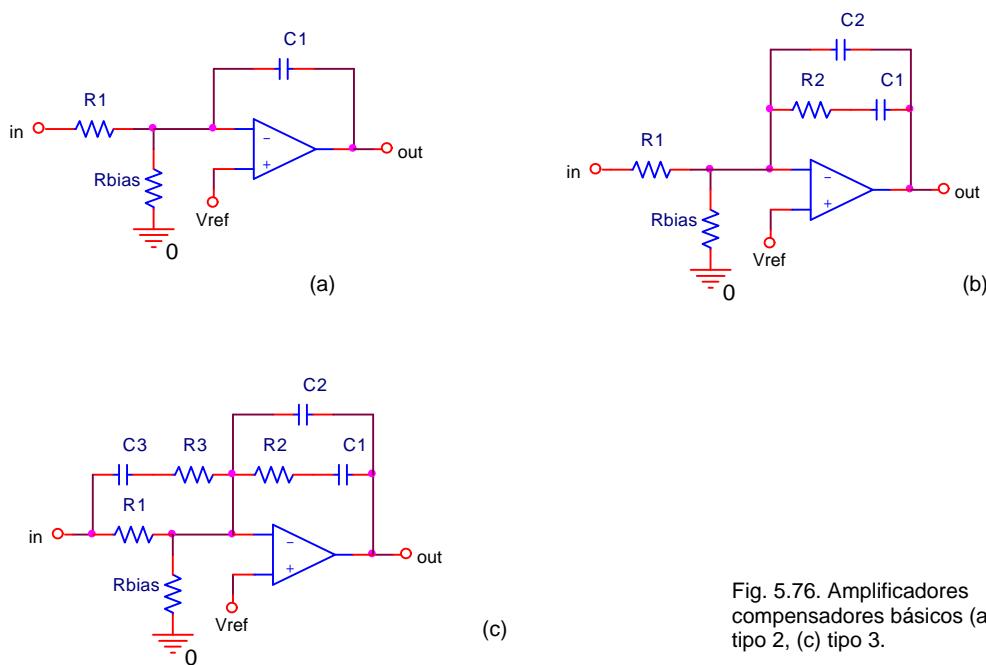


Fig. 5.76. Amplificadores compensadores básicos (a) tipo 1, (b) tipo 2, (c) tipo 3.

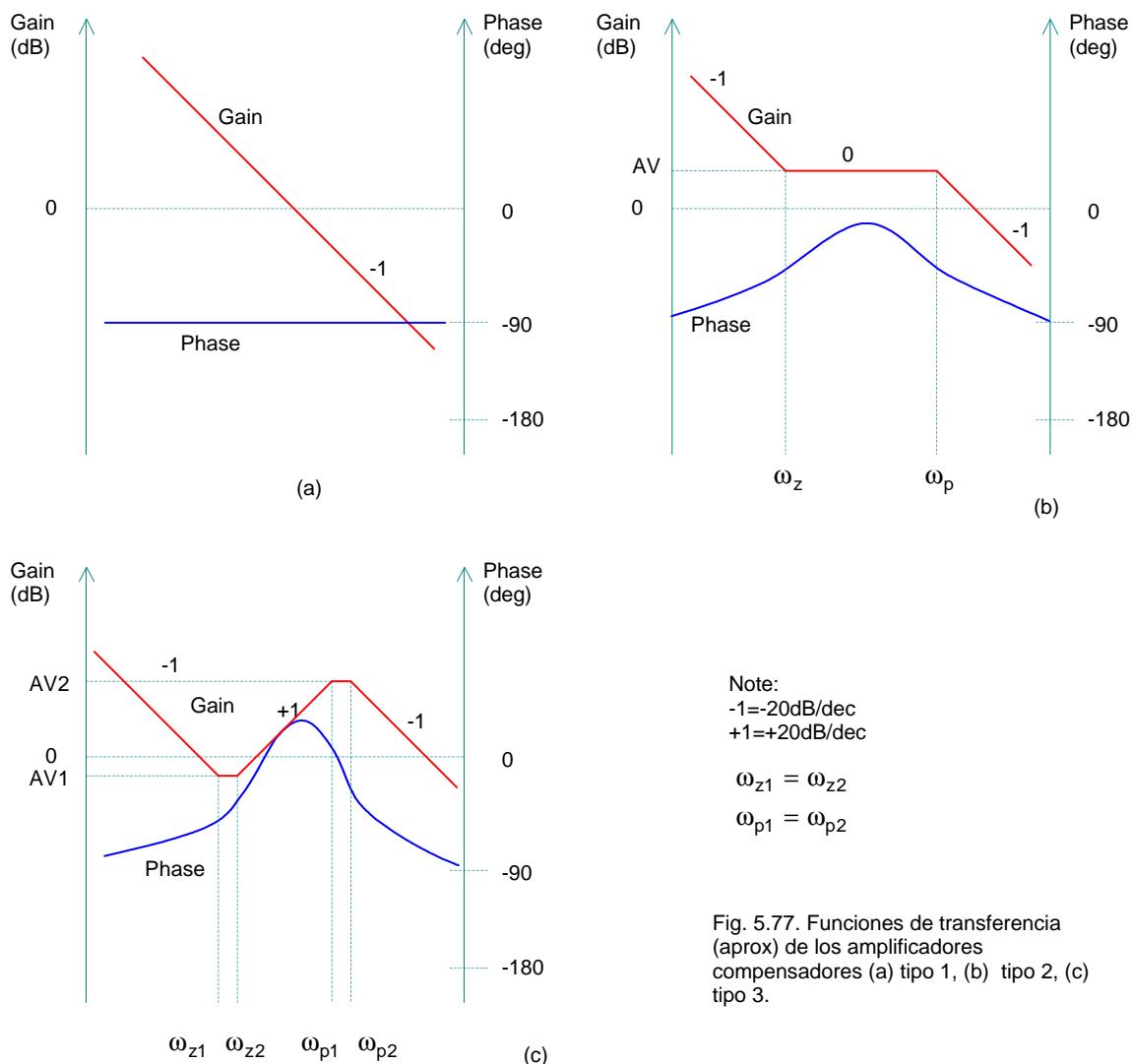


Fig. 5.77. Funciones de transferencia (aprox) de los amplificadores compensados (a) tipo 1, (b) tipo 2, (c) tipo 3.

Tipo 1:

El compensador tipo 1 presenta un polo en el origen, presentando un desfasaje constante de -90 deg, y una atenuación de 20dB/dec. La función de transferencia y la frecuencia de corte son:

$$T_c(s) = \frac{1}{R_1 C_1 s} \quad (5.267)$$

$$\omega_c = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (5.268)$$

Tipo 2:

El compensador tipo 2 presenta un polo y un cero, y un desfasaje con un crecimiento entre -90 deg, y 0 deg. El circuito presenta una ganancia AV que puede mejorar la respuesta,

$$T_c(s) = \frac{1 + s C_1 R_2}{s R_1 (C_1 + C_2 + s R_2 C_1 C_2)} \quad (5.269)$$

la ganancia es

$$AV = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.270)$$

Las frecuencias de los polos y ceros son:

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1}; \quad \omega_p = \frac{1}{R_2(C_1 // C_2)} \quad (5.271)$$

siendo generalmente $C_1 >> C_2$.

Tipo 3:

El compensador tipo 3 presenta tres polos (uno de ellos está en el origen) y dos ceros. Esto hace una región en la que la ganancia aumenta, la respuesta dinámica se puede mejorar y hay un avance de fase.

$$AV_1 = \frac{R_2}{R_1} \quad AV_2 = \frac{R_2}{(R_1 // R_3)} \quad (5.272)$$

siendo generalmente $R_1 >> R_3$.

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_2 C_1}; \quad \omega_{z2} = \frac{1}{C_3(R_1 + R_3)} \quad (5.273)$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_3 C_3}; \quad \omega_{p2} = \frac{1}{R_2(C_1 // C_2)} \quad (5.274)$$

Para un mejor desempeño de este compensador, la frecuencia de corte ω_c de $T_c(s)$ deberá estar entre ω_{z2} y ω_{p1} .

5.5.8.1.2. El factor K

El factor K es una herramienta matemática desarrollada por H. Dean Venable [30] para definir la forma y característica de la función de transferencia. El factor K para una medida de reducción de la ganancia en bajas frecuencias y aumento de la ganancia en altas frecuencias como resultado del agregado de un par de polos y ceros en el controlador, en relación con la frecuencia de cruce del sistema. Mejorar el margen de fase será a costa de la ganancia. Para un circuito tipo 1 K siempre vale 1. Para un circuito tipo 2 el cero se ubica en un factor K por debajo de f_c , y el polo se ubica por encima de la frecuencia de cruce en un factor K. El tipo 3 (con $\omega_{z1}=\omega_{z2}$ y $\omega_{p1}=\omega_{p2}$) ubica un cero doble en el valor \sqrt{K} por debajo de f_c y un polo doble en el valor \sqrt{K} por encima de f_c , siendo f_c la media geométrica entre las ubicaciones de los polos y ceros. En la frecuencia de corte ocurrirá entonces un pico de avance de fase, mejorando el margen de fase.

K factor

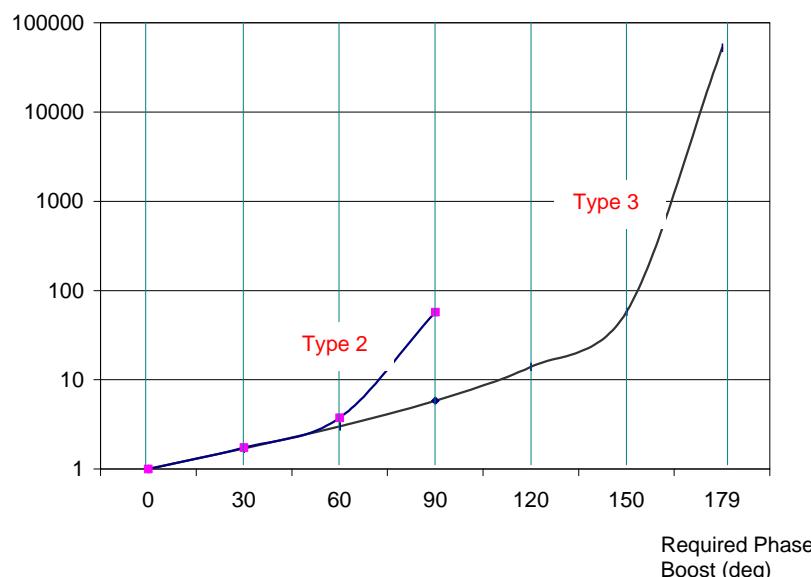


Fig. 5.78. Avance de fase (Boost) en función del factor K para los compensadores tipo 2 y 3

La [fig. 5.78](#) muestra la relación entre el factor K y el ángulo de avance de fase requerido. El amplificador tipo 2 es utilizado cuando el avance de fase requerido (Boost) es menor que 90 grados, y es el más práctico cuando el avance de fase requerido es menor que 70deg. Se utiliza en lazos donde la curva de ganancia del modulador tiene una pendiente de caída de -1, y un corrimiento de fase de -90 grados. Este es el caso de reguladores de corriente, o algunos reguladores con PWM en modo tensión. El amplificador tipo 3 es utilizado donde el avance de fase requerido es menor que 180 grados. Este ofrece el mayor avance para un factor K dado.

5.5.8.1.3. Síntesis del controlador

Los pasos son los siguientes:

Paso1: Diagrama de Bode del conversor $T_1(s)$

Paso2: Elegir la frecuencia de corte deseada del lazo cerrado. En general es 1/5 o 1/6 la frecuencia de la conmutación.

Paso3: Elegir el margen de fase deseado M. Los valores son entre 30 grados y 90 grados. 60 grados es un valor muy aceptable.

Paso4: Determinar la ganancia del compensador. Conocida la frecuencia de corte y la ganancia del sistema en lazo abierto, la ganancia del controlador deberá ser tal que dé el valor unitario a la frecuencia de corte en lazo cerrado.

Paso5: Cálculo del avance de fase (Boost) requerido.

$$\text{Boost} = M - P - 90 \quad (5.275)$$

donde M= margen de fase (grados) deseado

P= corrimiento de fase del modulador (grados)

(no confundir el avance de fase Boost con el circuito que lleva el mismo nombre)

Paso6: Elegir el tipo de compensador. Se puede utilizar la [fig. 5.78](#) como ayuda visual.

Paso7: Cálculo del factor K. Utilizar las fórmulas siguientes correspondientes a cada tipo de compensador para el factor K..

Los demás componentes también se calculan con las ecuaciones que a continuación se muestran.

Por ejemplo, un polo en el origen provoca una variación inicial de la ganancia en -20 dB/dec. La frecuencia a la cual cruza esta línea (o debería cruzar) a la ganancia unitaria se define como la frecuencia de ganancia unitaria UGF (se utilizará simplemente f). G es la ganancia necesaria para el compensador para que se obtenga la ganancia unitaria a la frecuencia unitaria.

El valor de R1 en todos los casos es arbitrario. No tiene que cargar el PWM. Los valores pueden ser entre 10KΩ y 100KΩ.

Las resistencias serán dadas en [Ω], frecuencia en Hertz, ganancia como una relación adimensional (no en dB), y K es una relación adimensional.

f=frecuencia de cruce elegida

G= ganancia al punto de cruce

Para los tipos 1, 2 y 3, las ecuaciones son:

$$\text{Tipo 1:} \quad K = 1 \quad (5.276)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f G R_1} \quad (5.277)$$

Tipo 2: $K = \text{TAN}\left(\frac{\text{BOOST}}{2} + 45\right)$ (5.278)

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f G K R_1}$$
 (5.279)

$$C_1 = C_2(K^2 - 1)$$
 (5.280)

$$R_2 = \frac{K}{2\pi f C_1}$$
 (5.281)

Tipo 3: $K = \left[\text{TAN}\left(\frac{\text{BOOST}}{4} + 45\right)\right]^2$ (5.282)

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f G R_1}$$
 (5.283)

$$C_1 = C_2(K - 1)$$
 (5.284)

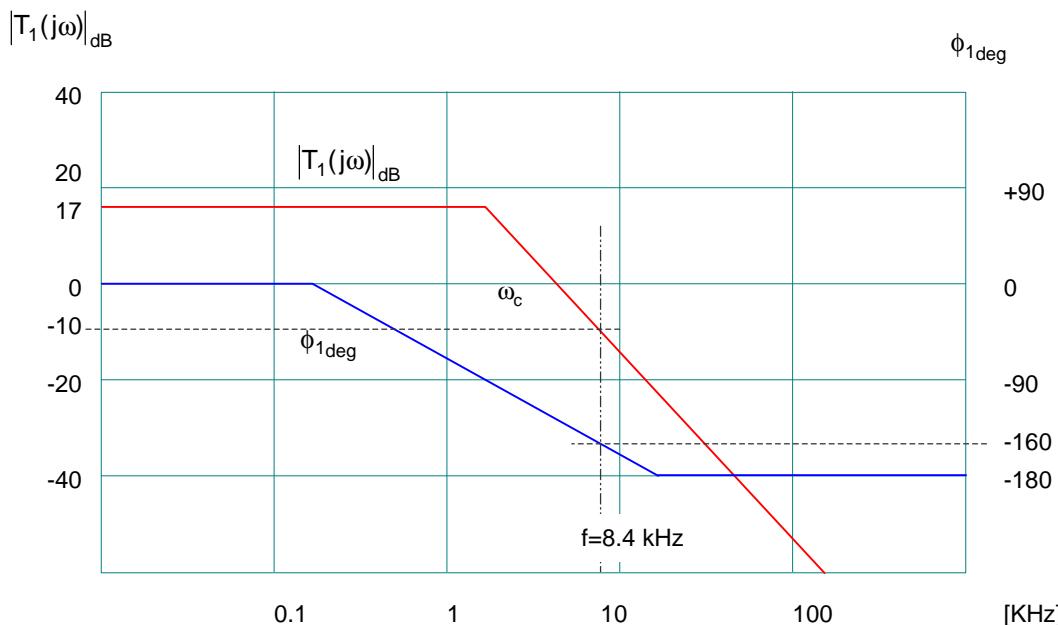
$$R_2 = \frac{\sqrt{K}}{2\pi f C_1}$$
 (5.285)

$$R_3 = \frac{R_1}{K - 1}$$
 (5.286)

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f \sqrt{K} R_3}$$
 (5.287)

Con estos componentes elegidos, la ganancia del lazo cerrado deberá ser unitaria a la frecuencia f , y el margen de fase será el deseado. Es importante verificar que la ganancia G requerida por el amplificador sea mayor que la propia en lazo abierto en el rango de frecuencia requerido, debido a que estos dispositivos no son ideales. Los valores de los ceros deberán ser coincidentes, ídem los polos: $\omega_{z1} = \omega_{z2}$; $\omega_{p1} = \omega_{p2}$

- **Ejemplo 5.13.** Determinar el compensador requerido en una fuente commutada de medio puente operando a 50 kHz, cuya función de transferencia $T_1(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)}$ es la mostrada en la fig. siguiente. El margen de fase deseado M deberá ser de 60 grados.

Fig. 5.79. Traza de Bode de $T_1(s)$

Solución:

La frecuencia de corte f se selecciona en 8.4 kHz. En esta frecuencia el sistema una ganancia de -10dB , por lo que el controlador deberá tener una ganancia de $+10\text{dB}$. El avance de fase necesario es:

$$\text{Boost} = M - P - 90^\circ = 60^\circ - (-160^\circ) - 90^\circ = 130^\circ$$

Debido a que el adelanto de fase es mayor que 90° , el compensador será del tipo 3. Utilizando las ec. 5.282-287:

$$K=20,3$$

Se elige un valor arbitrario de $R_1 = 10\text{k}\Omega$; para una ganancia de -10dB ; $G=3,23$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f G R_1} = 587\text{ pF}$$

$$C_1 = C_2(K - 1) = 11,3\text{ nF}$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{K}}{2\pi f C_1} = 7558,4\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_1}{K - 1} = 518\Omega$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f \sqrt{K} R_3} = 11\text{ pF}$$

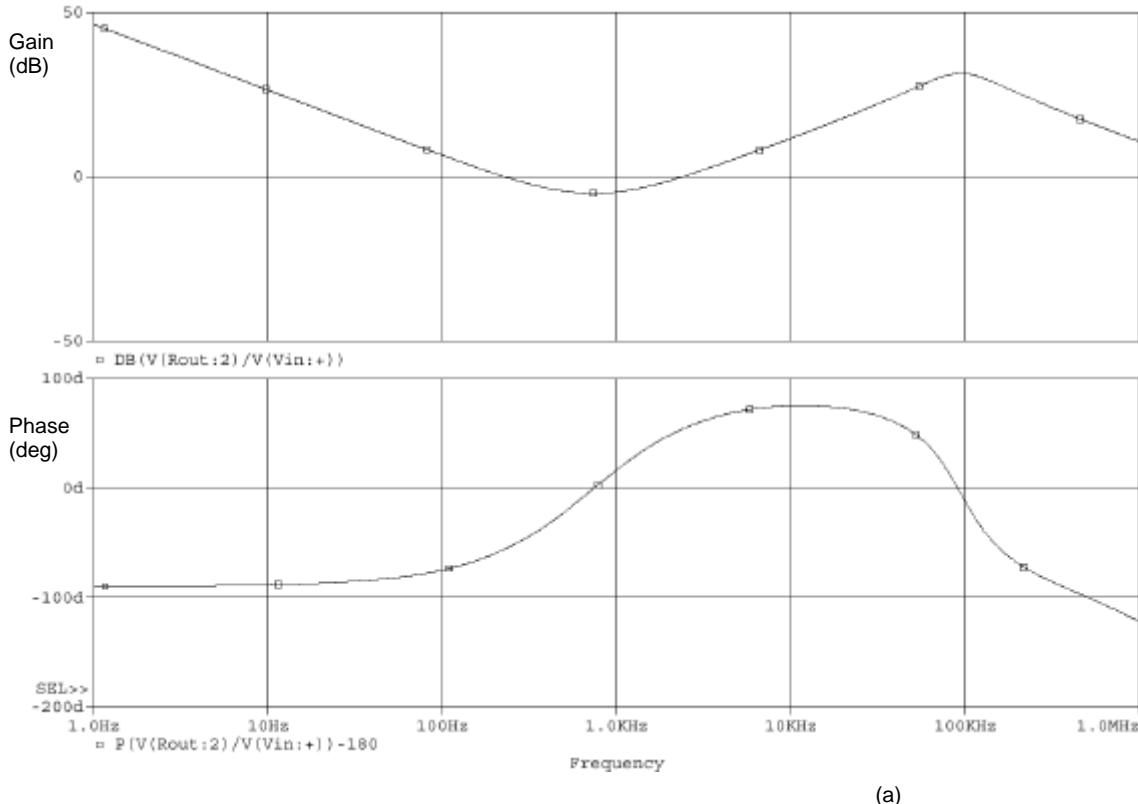
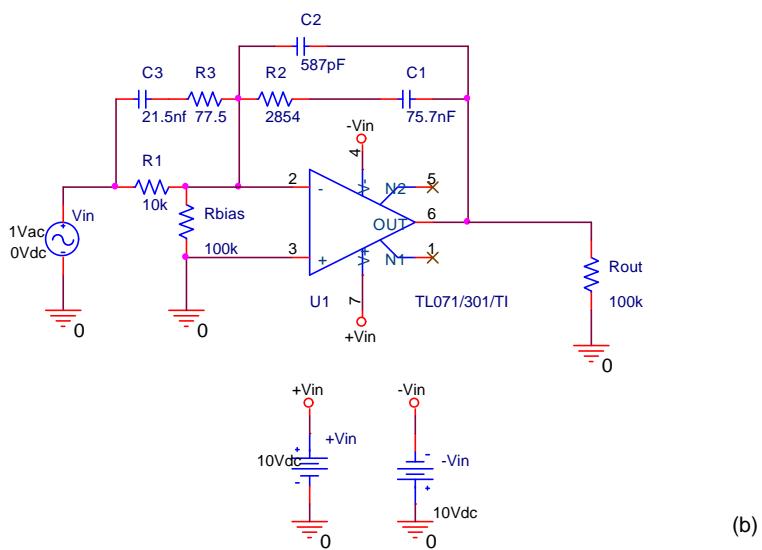


Fig. 5.80. (a)Traza de Bode de $T_c(s)$,
(b) modelo de circuito compensador Pspice
(nota: los valores de los componentes son sólo como
ejemplo. No corresponden exactamente a los del ejercicio)



Nota: El método del diseño del controlador adoptado en este capítulo es muy simple, razón por la cual se adoptó, pero cabe destacar que hay un método de diseño del controlador muy utilizado en la referencia [1], capítulo 9.

5.6. Convertidores resonantes

5.6.1. Técnicas llamadas Hard switching y Soft Switching

En los años 70's, los convertidores operaban en modo de operación comutado. Los transistores de potencia tenían que commutar la corriente de la carga en condiciones de commutación exigidas. "Hard switching" significa al funcionamiento en condiciones de commutación extremas. La trayectoria de commutación de un transistor de potencia exigido al límite se muestra en la [fig. 5.81.a](#). Durante el proceso de encendido y apagado, el dispositivo está sometido a valores grandes de corriente y tensión simultáneas, resultando en grandes pérdidas de commutación y stress. Las redes SNUBBER pasivas agregadas en los dispositivos de potencia como redes de ayuda en la commutación pueden reducir los valores de dv/dt y di/dt , y las perdidas en el transistor se minimizan a través de derivar parte de la energía de commutación en las redes snubber. Sin embargo, las pérdidas de commutación son proporcionales a la frecuencia de commutación, por esto se limita la frecuencia máxima de commutación en los convertidores. La frecuencia de commutación se limitaba en 20kHz a 50kHz en los 80's. El esfuerzo de los componentes capacitivos e inductivos generan también efectos transitorios que incrementan la interferencia electromagnética (EMI).

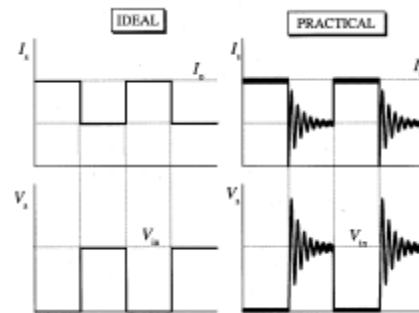
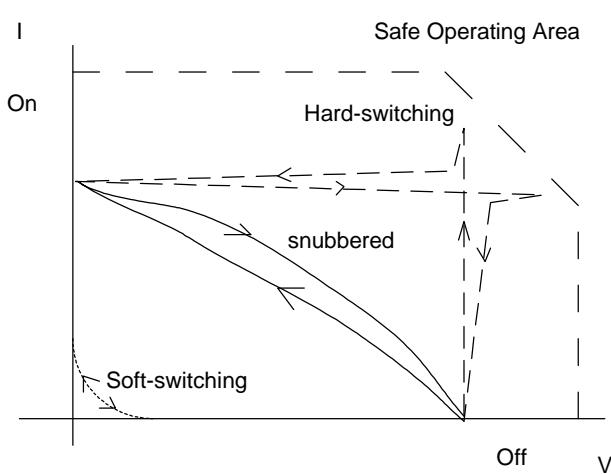


Fig.5.81.b. Typical switching waveforms of (a) hard-switched and (b) soft-switched devices

Fig.5.81.a Typical switching trajectories of power switches

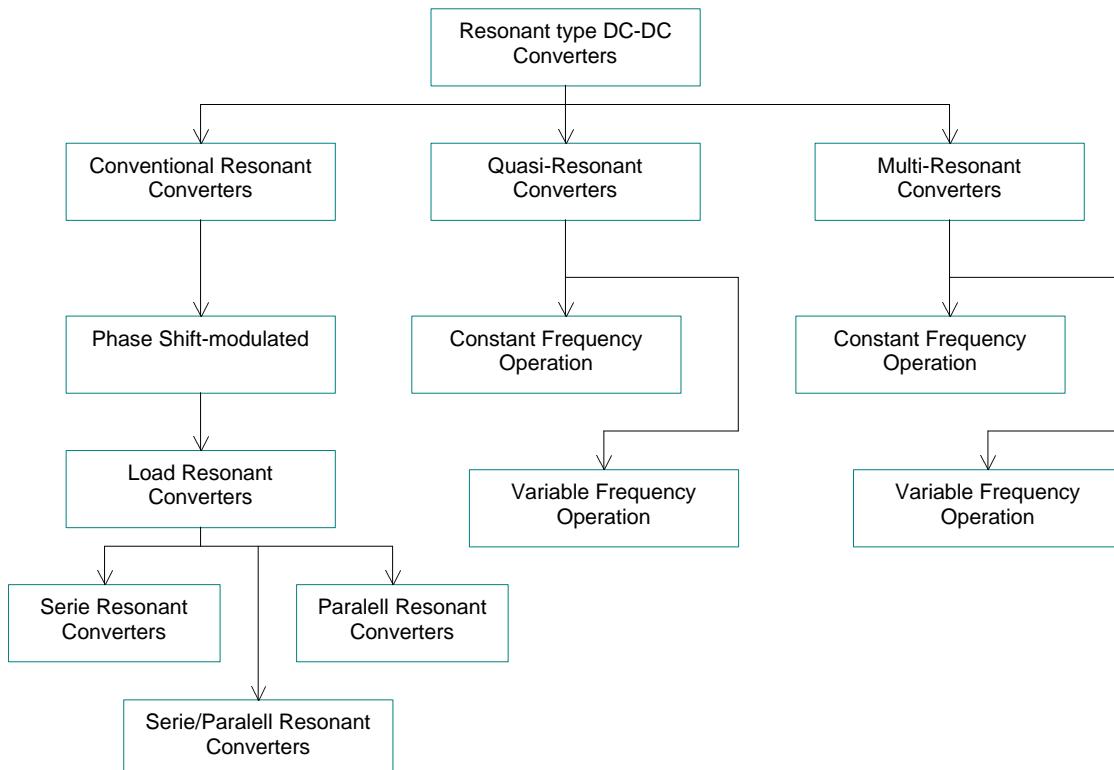
La [fig. 5.81.b](#) muestra las formas de onda de un commutador ideal y las formas de ondas típicas con "ringing". Los efectos de ringing son la mayor causa de EMI. En los 80's se hicieron grandes esfuerzos para llevar a cabo los diseños de los convertidores resonantes.

El concepto fue incorporar el tanque resonante en los convertidores para crear la tensión y/o corriente oscillatoria (generalmente senoidal) de manera que se pueda lograr las condiciones para el funcionamiento en commutación por tensión cero (ZVS) o corriente cero (ZCS) en el transistor de potencia. La reducción de las pérdidas de commutación y las mejoras continuas de los interruptores de commutación permitieron que la frecuencia de los convertidores resonantes llegue a valores de 100kHz a 500 kHz. Valores altos de frecuencia de commutación permiten que se pueda reducir el tamaño de los componentes magnéticos y la densidad de potencia. A partir de estos años, numerosos diseños fueron desarrollados. Pero, sin embargo, la mayoría de los convertidores resonantes sufren importantes problemas. Si se los compara con los convertidores convencionales, el valor de la corriente y la tensión resonante tiene valores picos altos, provocando pérdidas de commutación que requieren mayor característica V-I en los dispositivos de potencia. También, algunos convertidores resonantes requieren modulación en frecuencia (FM) para la regulación de la salida. La operación en frecuencia variable hace más complicado el diseño de los filtros.

Entre finales de los 80's y durante los 90's se han hecho grandes mejoras en la tecnología de los convertidores. Se han desarrollado nuevas generaciones de convertidores de commutación suave que combinan las ventajas de los convencionales PWM con los resonantes. Estos convertidores de commutación suave tienen la forma de onda convencional de los convertidores PWM excepto que la caída y subida de las formas de onda son suavizadas sin sobrepicos transitorios. Los nuevos convertidores utilizan actualmente la resonancia en una manera controlada. Se permite que la resonancia ocurra justo antes y después del encendido y el apagado de los transistores de

manera tal que se puedan crear las condiciones ZVS y ZCS. Debido a que las pérdidas y estress han sido reducidos, los convertidores de conmutación suave pueden operar en frecuencias de conmutación alta (típicamente 500kHz a MHz). Estos convertidores también tienen un efecto favorable frente a las emisiones de interferencia electromagnética, y se pueden aplicar en convertidores dc/dc, ac/dc y dc/ac.

5.6.2. Clasificación básica



5.6.3. Interruptores resonantes

El uso de los circuitos resonantes para producir la conmutación por corriente cero (ZCS) y/o por tensión cero (ZVS) ha emergido como una nueva tecnología de convertidores de potencia. En esta sección se hará la introducción al concepto de interruptor resonante que reemplaza al transistor de potencia convencional. Un subcircuito interruptor resonante está comprendido por un interruptor S y elementos resonantes L_r y C_r . El interruptor S puede ser implementado en su versión unidireccional o bidireccional, el cual determina el modo de operación del interruptor. Estos son: interruptor resonante de corriente cero (ZC); interruptor resonante de tensión cero (ZV), según se muestran en las fig. 5.82.a y 5.82.b, respectivamente.

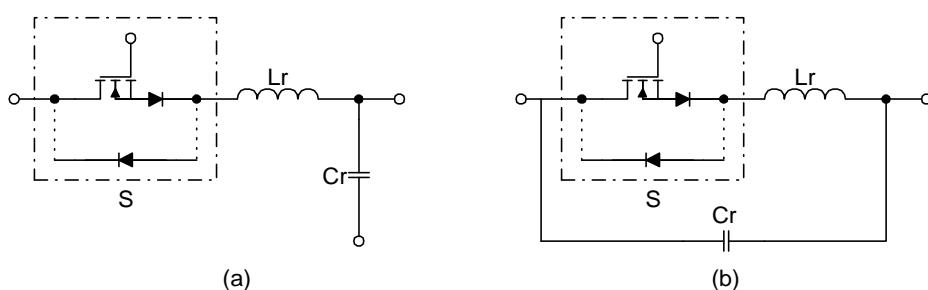


Fig.5.82.a Zero-current (ZC) resonant switch; (a) serie, (b) paralello

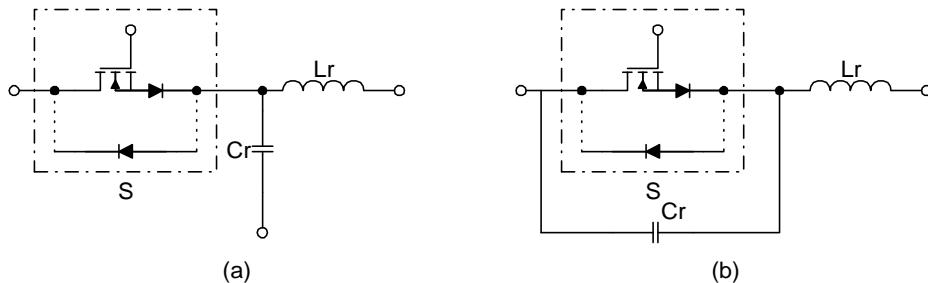


Fig.5.82.b Zero-voltage (ZV) resonant switch; (a) serie, (b) paralelo

5.6.3.1. Interruptor resonante ZC

En un interruptor resonante ZC, se conecta un inductor L_r en serie con el transistor de potencia S con el fin de commutar en el instante en que la corriente se hace cero (ZCS). Si el interruptor S es unidireccional, entonces la corriente permitida para resonar será sólo en medio ciclo. El interruptor resonante operará en este caso en media onda (*half-wave mode*). Si se conecta un diodo en antiparalelo con el interruptor unidireccional, la corriente podrá fluir en las dos direcciones. En este caso el interruptor resonante puede operar en modo de onda completa (*full-wave mode*). Durante el encendido, la corriente del interruptor subirá lentamente desde cero. Esta oscilará debido a la resonancia entre L_r y C_r . Finalmente, el interruptor puede ser bloqueado en el instante en que la corriente se hace cero. El objetivo de este tipo de interruptor resonante es darle forma a la onda de corriente durante el tiempo de conducción para crear una condición de corriente cero y poder bloquear el interruptor en ese instante.

5.6.3.2. Interruptor resonante ZV

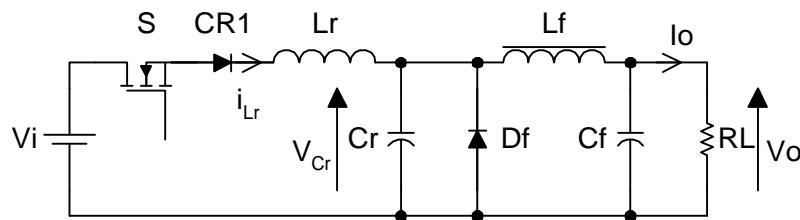
En un interruptor resonante ZV, se conecta un capacitor en paralelo con el interruptor S para producir la commutación cuando la tensión en bornes del interruptor se hace cero (zero voltage switching, ZVS). Si el interruptor S es unidireccional, la tensión del capacitor C_r puede oscilar libremente en ambos semicírculos positivo y negativo. Por esto el interruptor resonante puede operar en modo onda completa (*full-wave mode*). Si se conecta un diodo en antiparalelo con el interruptor unidireccional, la tensión resonante del capacitor se enclava a través del diodo durante el medio ciclo negativo, entonces el interruptor resonante operará en modo media onda (*half-wave mode*). El objetivo entonces del interruptor ZV es utilizar un circuito resonante para dar forma a la onda de tensión durante el toff de manera tal que se pueda crear la condición de tensión cero para que el interruptor se pueda saturar.

5.6.4. Convertidores quasi-resonantes

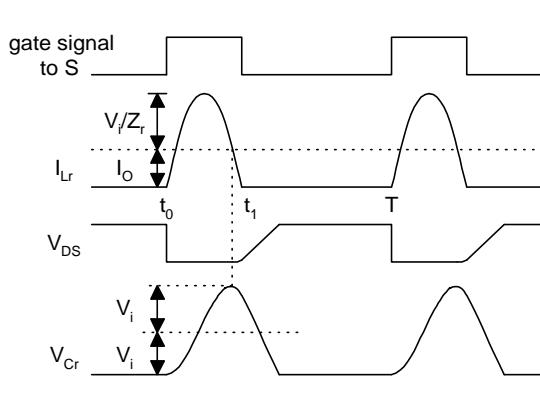
Los convertidores quasi-resonantes (QRCs) pueden ser considerados como un híbrido entre los convertidores resonantes y PWM no resonantes. El principio fundamental es reemplazar al transistor de potencia en los convertidores PWM por el interruptor resonante. Se pueden transformar de manera satisfactoria los convertidores convencionales por su contraparte resonante. Las formas de onda de corriente del interruptor y/o de tensión son forzadas a oscilar en una manera quasi-resonante, y se llaman ZCS-QRCs y ZVS-QRCs. Estas pueden operar en modo media onda y onda completa.

5.6.4.1. ZCS-QRCs

En la [fig. siguiente](#) se muestra un ZCS-QRC diseñado para la operación en media onda en un tipo dc/dc buck. En la [fig. 5.83\(a\)](#) se muestra el diagrama esquemático del circuito.



(a) Schematic diagram



(b) Circuits waveforms

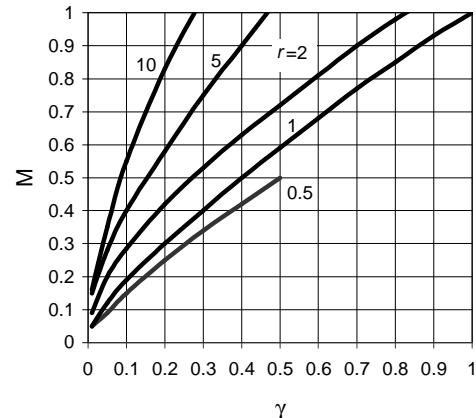
(c) Relationship between M and γ

Fig.5.83 Full-wave, quasi-resonant buck converter with ZCS.

Las formas de onda del circuito se muestran en la [fig. 5.83.\(b\)](#). El inductor del filtro de salida L_f es suficientemente grande de manera tal que la corriente que circula por él sea constante. Previo al encendido del interruptor, la corriente I_o circula por el diodo de salida D_f . La tensión del capacitor resonante V_C es igual a cero. En el instante t_0 , se satura el interruptor con ZCS. Una corriente quasi-sinusoidal I_s fluye a través de L_r y C_r , el filtro y la carga. En el instante de tiempo t_2 se bloquea el interruptor con ZCS nuevamente. Durante y luego del pulso de compuerta, la tensión del capacitor resonante V_{Cr} se incrementa y luego cae a una velocidad dependiente de la corriente de la carga. La regulación de la tensión de salida será realizada a través del control de la frecuencia de conmutación, debido a que el ton estará fijo. Las características de operación del convertidor depende principalmente del diseño del circuito resonante $L_r - C_r$. Se definen los siguientes parámetros: relación de conversión de tensión M , impedancia característica Z_r , frecuencia resonante f_r , resistencia de carga normalizada r , frecuencia de conmutación normalizada γ .

$$M = \frac{V_o}{V_i} \quad (5.288.a)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.288.b)$$

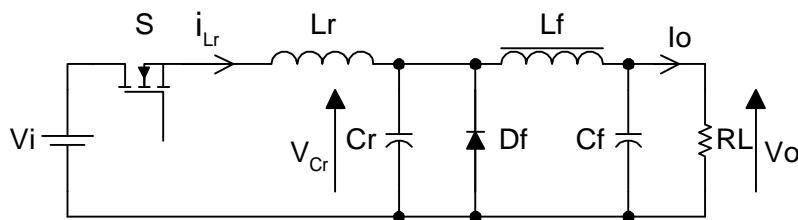
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (5.289.a)$$

$$r = \frac{R_L}{Z_r} \quad (5.289.b)$$

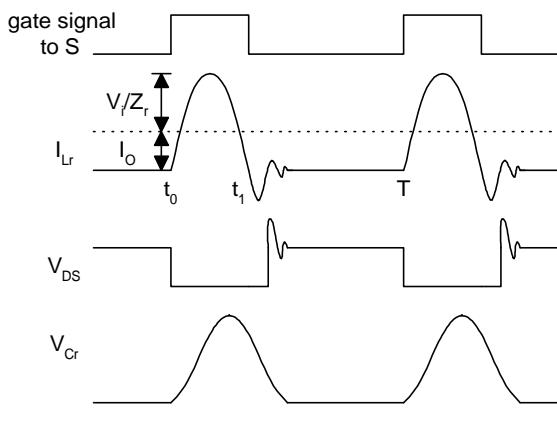
$$\gamma = \frac{f_s}{f_r} \quad (5.289.c)$$

En las formas de onda de la [fig. 5.83.\(b\)](#) puede verse que si $I_o > V_i / Z_r$, I_S no puede regresar a cero en forma natural y el interruptor será forzado al bloqueo en condiciones de altas pérdidas de conmutación. La relación entre M y γ a diferentes valores de r son mostrados en la [fig. 5.83.\(c\)](#). Se puede observar que M es sensible a la variación de la carga. En condiciones de poca carga la energía no utilizada almacenada en el capacitor C_r provocará un incremento en la tensión de salida. Por esto, la frecuencia de conmutación del convertidor se deberá controlar para poder controlar la tensión de salida, manteniendo t_{on} constante.

Si se conecta un diodo en antiparalelo con el interruptor, el convertidor operará en modo onda completa (*full-wave mode*). El circuito esquemático se muestra en la [fig. 5.84.\(a\)](#).



(a) Schematic diagram



(b) Circuits waveforms

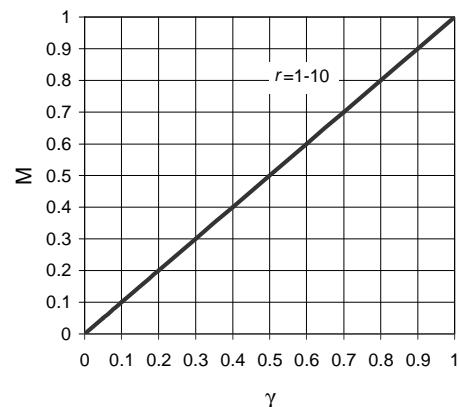
(c) Relationship between M and γ

Fig.5.84 Full-wave, quasi-resonant buck converter with ZCS.

Las formas de onda en régimen permanente se muestran en la [fig. 5.84.\(b\)](#). La operación es similar al modo de media onda (*half-wave mode*). Sin embargo, la corriente en el inductor puede invertirse a través del diodo en antiparalelo y la duración del estado resonante es extendido. Esto permite el retorno a la fuente V_i del exceso de energía en el circuito resonante a bajas cargas. Esto reduce significativamente la dependencia de V_o con la carga.

En la [fig. 5.84.\(b\)](#) se muestra la relación entre M y γ a diferentes valores de r , y se puede observar que M es insensible con las variaciones de la carga.

En la [fig.5.85](#) se muestra la familia de convertidores QRC en modo ZCS a partir de los convertidores convencionales.

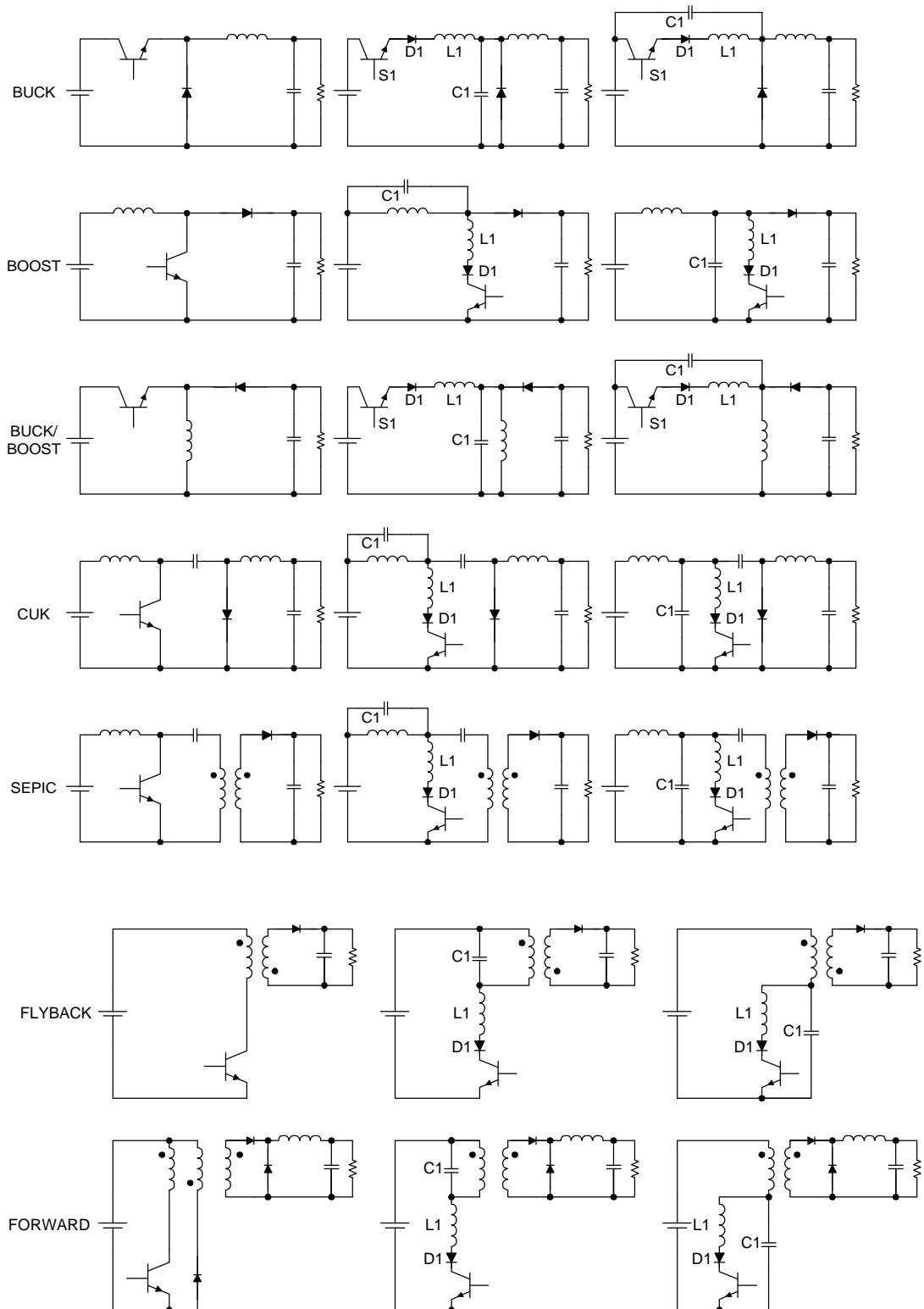
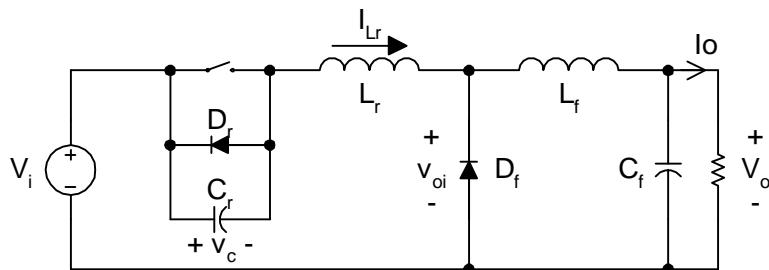


Fig.5.285 A family of quasi-resonant converter with ZCS.

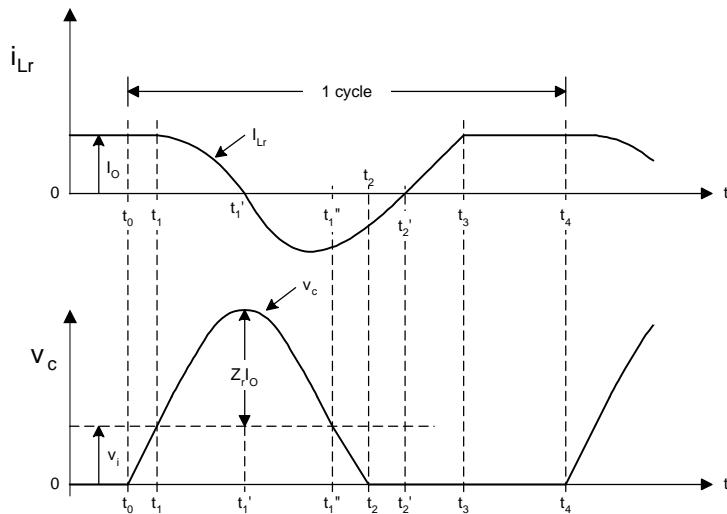
5.6.4.2. ZVS-QRCs

En estos convertidores, el capacitor provee la tensión para la condición de cero tensión en el interruptor en el instante de encendido y apagado.

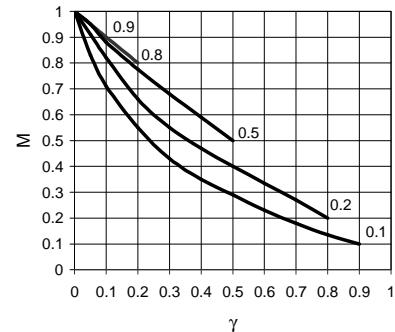
En la [fig. 5.286.\(a\)](#) se muestra un convertidor buck diseñado para operación en media onda utilizando un interruptor resonante ZV. En la [fig. 5.286.\(b\)](#) se muestran las formas de onda del circuito en régimen permanente.



(a) Schematic diagram



(b) Circuits waveforms

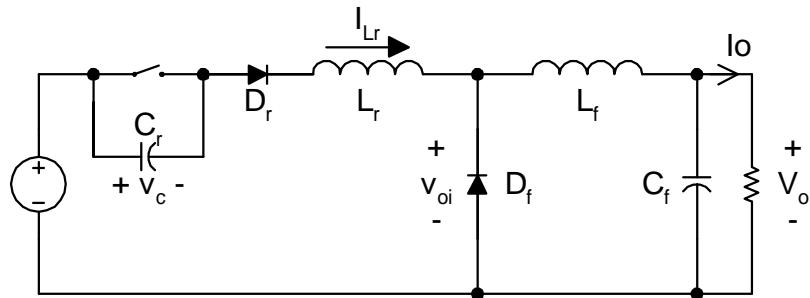
(c) Relationship between M and γ

[Fig.5.286](#) Half-wave, quasi-resonant buck converter with ZVS

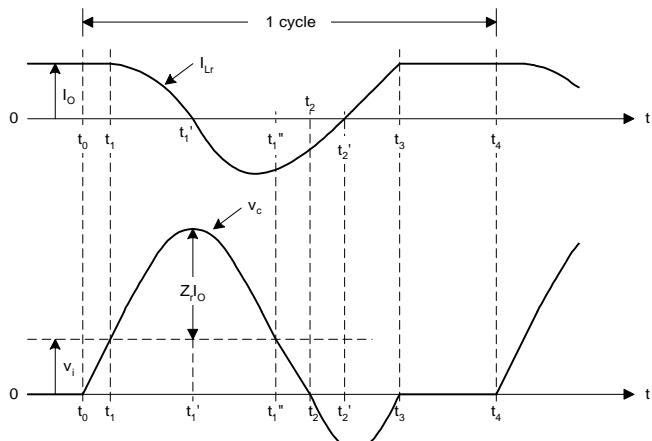
Las relaciones básicas de los ZVS-QRCs están dadas por las [ec. 5.288.a a 5289.c](#). Cuando el interruptor S se satura, por él circula la corriente de salida I_o . La tensión de alimentación V_i polariza inversamente el diodo D_f . Cuando el interruptor es de voltaje cero (ZV) se bloquea, la corriente de salida comienza a fluir a través del capacitor resonante C_r . Cuando la tensión del capacitor resonante V_{Cr} es igual a V_i , D_f se polariza directamente, y se comienza el estado resonante. Cuando V_{Cr} es igual cero, el diodo en antiparalelo se polariza directamente. El capacitor resonante es un corto circuito y se aplica la tensión de la fuente al inductor resonante L_r . La corriente del inductor resonante I_{Lr} se incrementa linealmente hasta que alcanza el valor I_o y D_f se bloquea. Para lograr el funcionamiento ZVS, el interruptor S deberá ser disparado en el instante de tiempo en que el diodo en antiparalelo conduce. En la [fig. 5.286.\(b\)](#) se puede ver que la amplitud de la tensión pico del capacitor resonante deberá ser mayor o igual que la tensión de entrada (por ejemplo, $I_o Z_r > V_{in}$).

En la [fig. 5.286.\(c\)](#) se puede ver que la relación de conversión de tensión es sensitivo con la carga. Para poder regular la tensión de salida para diferentes cargas r , la frecuencia de commutación deberá ser modificada, manteniendo t_{off} constante.

Los convertidores ZVS pueden operar en modo onda completa (*full-wave mode*). El circuito esquemático se muestra en la [fig. 5.287.\(a\)](#). Las formas de onda en régimen permanente se muestran en la [fig. 5.287.\(b\)](#). El modo de operación del modo onda completa es similar al de media onda, con excepción que V_{Cr} puede variar entre valores de tensión positivos y negativos. Las relaciones entre M y γ a diferentes valores de r se muestran en la [fig. 5.287.\(c\)](#).



(a) Schematic diagram



(b) Circuits waveforms

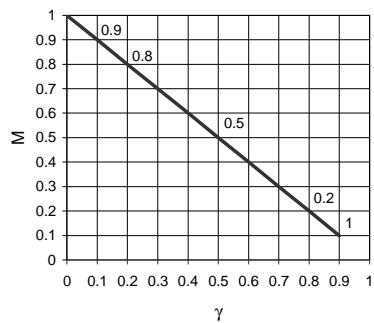
(c) Relationship between M and γ

Fig.5.287 Full-wave, quasi-resonant buck converter with ZVS.

Si se compara la [fig. 5.286\(c\)](#) con la [fig. 5.287\(c\)](#) se puede ver que M es invariable con la carga en el modo de onda completa (*full-wave mode*). Esta es una característica deseable, sin embargo como el diodo serie limita la dirección de la corriente del transistor, la energía será almacenada en el capacitor de salida del transistor y se disipará en el transistor durante el encendido. Por esto el ZVS en modo onda completa tiene el problema de pérdidas capacitivas en el encendido. En la práctica, los ZVS-QRCs son generalmente operados en el modo media onda en lugar de onda completa. Si se reemplaza el transistor en ZV resonante en los convertidores, se pueden derivar los convertidores ZVS-QRCs, como se muestran en la [fig. 5.288](#).

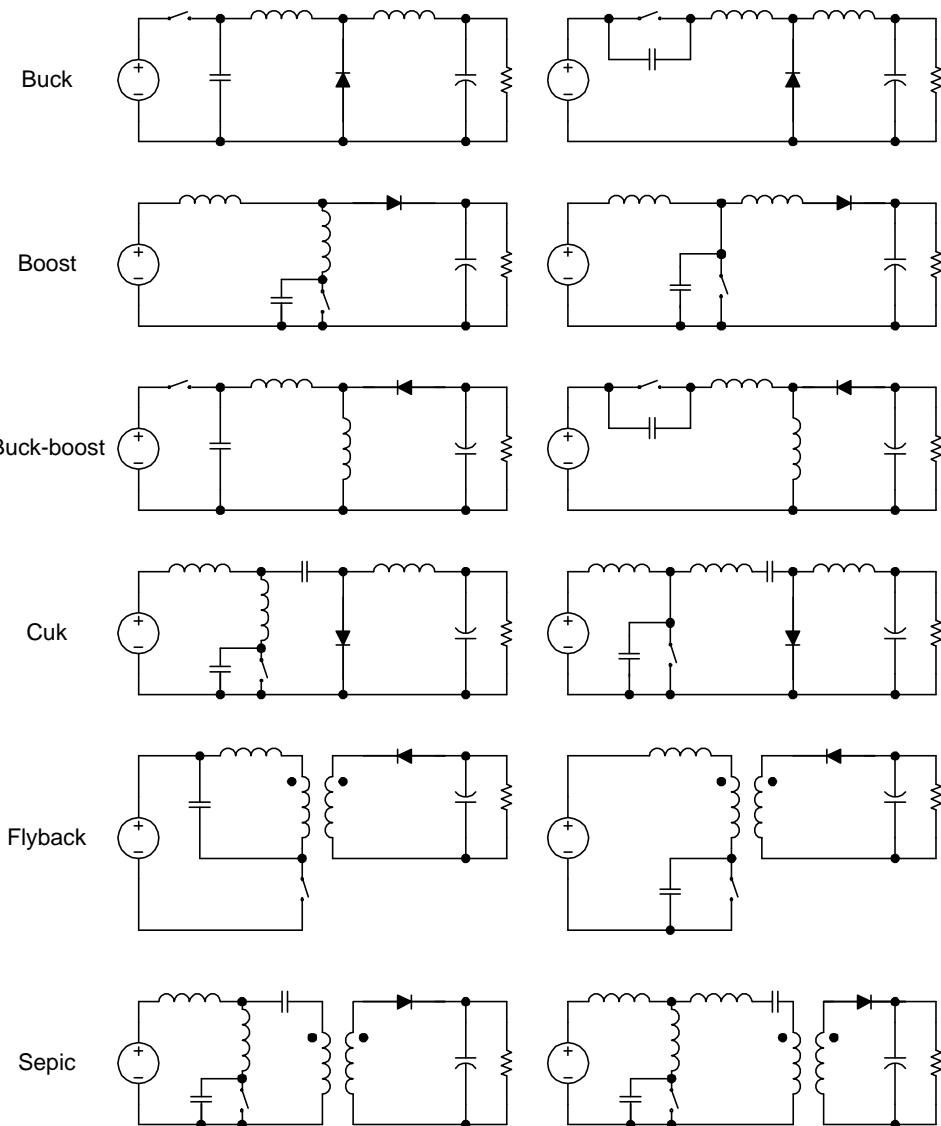


Fig.5.288. A family of quasi-resonant converter with ZVS.

5.6.4.3. Comparación entre ZCS y ZVS

El ZCS puede eliminar las pérdidas de apagado y reduce las pérdidas de conmutación en el encendido. Como se conecta un capacitor grande en los bornes del diodo de salida durante la resonancia, la operación del convertidor es poco sensible a las capacitancias de unión del diodo. Las mayores limitaciones asociadas a con el ZCS cuando se utilizan power MOSFET's son debidas a las pérdidas capacitivas de encendido. Por esto, las pérdidas de conmutación son proporcionales a la frecuencia de conmutación. Durante el encendido una gran derivada de tensión se puede acoplar en la compuerta a través del capacitor Miller y esto incrementa las pérdidas de conmutación y el ruido.

Otra limitación es que los transistores están sometidos a corrientes importantes, resultando en grandes pérdidas de conducción. Se puede decir que el ZCS es efectivo en lo que respecta a la reducción de las pérdidas de conmutación con gran pendiente de corriente durante el proceso de apagado. El ZVS elimina las pérdidas de capacitancias de encendido. Esto es importante en altas frecuencias de conmutación. Para una configuración de salida única, los transistores pueden ser sometidos a valores de sobretensión excesivos, que son proporcionales con la carga.

En ambos ZCS y ZVS la regulación de los convertidores resonantes puede ser realizada a través del control de frecuencia variable. En el convertidor ZCS el t_{on} permanece constante, mientras que el ZVS opera con t_{off}

constante. Si el rango de la carga es muy grande, el rango de variación de la frecuencia será grande, y se hace difícil lograr optimización del convertidor en rangos grandes.

5.6.5. Circuitos de control para convertidores resonantes

A partir del año 1985 se han ido desarrollando varios circuitos integrados para convertidores resonantes. Se analizarán algunos de ellos.

QRCs

Este convertidor requiere control de la frecuencia de conmutación. Los convertidores ZCS en particular el *ton* controlado, mientras que las aplicaciones ZVS requieren el *t_{off}* controlado.

Los bloques fundamentales del IC incluyen un amplificador de error, un VCO, un generador de pulsos monoestable con detección de cruce por cero y una etapa de salida amplificada. Los ICs típicos incluyen el UC1861-UC1864 para aplicaciones ZVS y el UC 1865-UC 1868 para aplicaciones ZCS. La fig. siguiente muestra un diagrama en bloques del UC 1864.

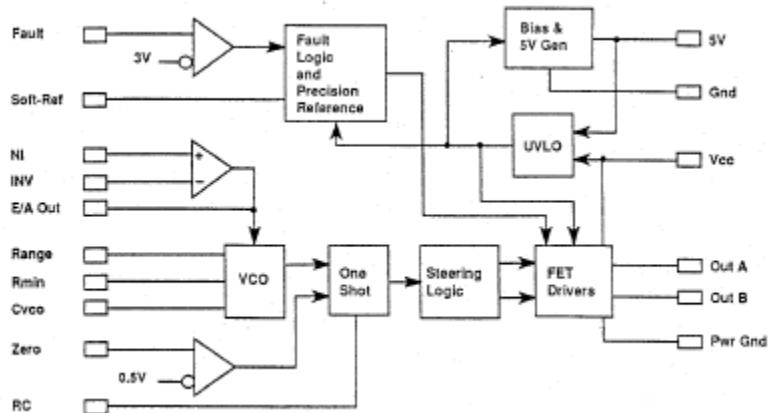


Fig.5.289.a Controller block diagram of UC1864
Unitrode Corp. and Texas Instruments

Las frecuencias máxima y mínima (f_{max} y f_{min}) se controlan por los resistores R_{ange} y R_{min} y el capacitor C_{vco} . Los valores f_{max} y f_{min} se pueden expresar:

$$f_{max} = \frac{3.6}{(R_{ange} // R_{min}) C_{VCO}} \text{ y } f_{min} = \frac{3.6}{R_{min} C_{VCO}} \quad (5.290)$$

El rango de frecuencia Δf es:

$$\Delta f = f_{max} - f_{min} = \frac{3.6}{R_{ange} C_{VCO}} \quad (5.291)$$

El rango de frecuencia del IC es desde 10kHz a 1MHz. La frecuencia de salida del oscilador es controlado por el amplificador de error. Un ejemplo de un convertidor forward ZVS-MR se muestra en la [fig. siguiente](#):

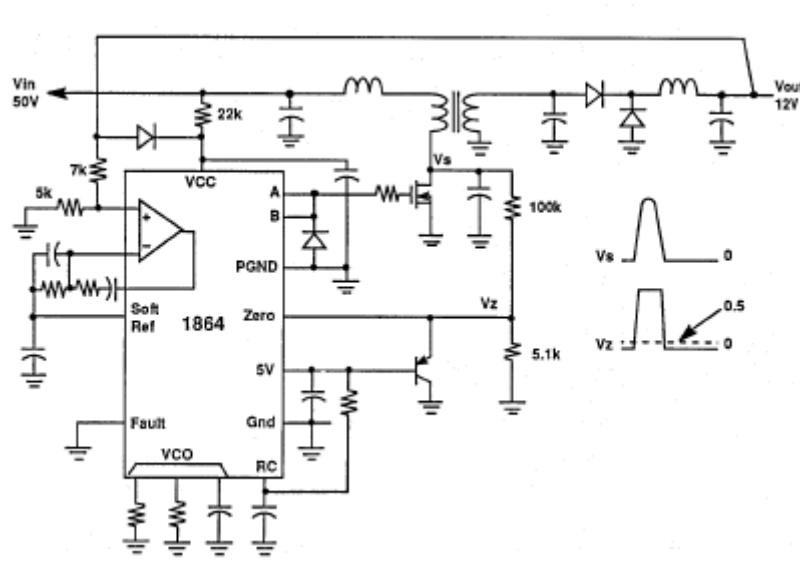


Fig.5.289.b ZV-MR Forward Converter. Unitrode Corp.
and Texas Instruments

Ejemplos de aplicación pueden ser también el MC34066P(ZCS o ZVS) y el MC34067P(ZVS), MOTOROLA.
El control de tiempo one-shot proporciona el tiempo constante t_{on} o el t_{off} a través de una red R-C.

5.7. El circuito de Entrada de línea

El circuito de entrada tiene un supresor de RFI (Interferencia de Radiofrecuencia), una protección de sobretensiones transitorias de línea (TVS), un circuito de arranque suave con un triac y R_1 , o con una resistencia variable con la temperatura ; un circuito de adaptación 110V o 220V a través de conmutar la llave U_1 ; y por último, un circuito válido para el semipuente o el puente completo, conectando el convertidor entre 0V, 130V y 320V picos.

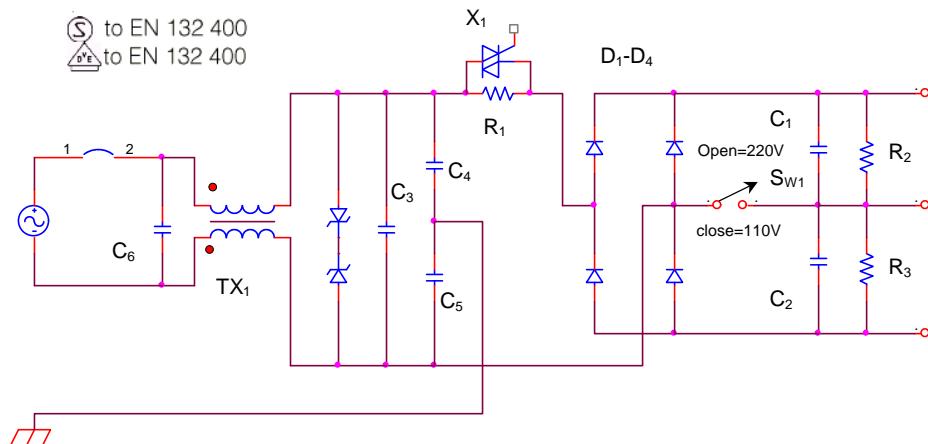


Fig. 5.90. El circuito de entrada de línea para aplicaciones de 110/220V, en convertidores of-line.

5.7.1. El filtro EMC

							Chokes for EMC filters
L_N mH	$I_{S, \text{max}}$ μH	I_H A	R_{typ} Ω	I_N A	L_N mH	R_{typ} mΩ	Typical data
Zweifach-Drosseln / Double chokes							
2,2	1,0	0,1	0,4	0,5	47	10000	
4,7	1,5	0,1	0,9	1	15	2700	
4,7	1,5	0,1	0,9	2	3,3	700	
10	2,5	0,1	1,3	4	0,68	200	
38	3,5	0,1	3,3	6	0,33	100	
				10	0,1	30	

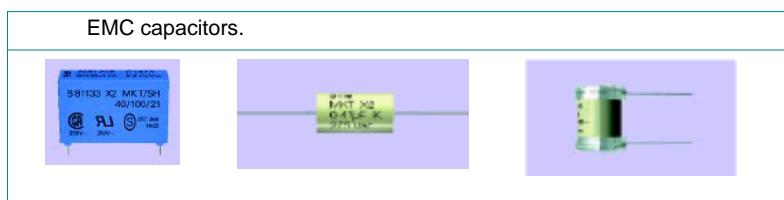


Fig. 5.91.a EMC components

Debido a que las fuentes conmutadas tienen un circuito de commutación, estas interrupciones en la corriente generan interferencia eléctrica en la red de modo común (CM) y modo diferencial (DM). Estas interferencias generadas por la fuente conmutada pueden causar fallas o mal funcionamiento en otros equipos conectados en la red. La interferencia puede ser por conducción o radiación. El filtro de línea de potencia deberá poder absorber estas interferencias generadas.

Una limitación básica en el diseño de los filtros de potencia es que la impedancia de entrada y de salida no son muy bien definidas, y otra limitación importante es que por él pasan la corriente de alimentación, por lo tanto, la energía de la fuente.

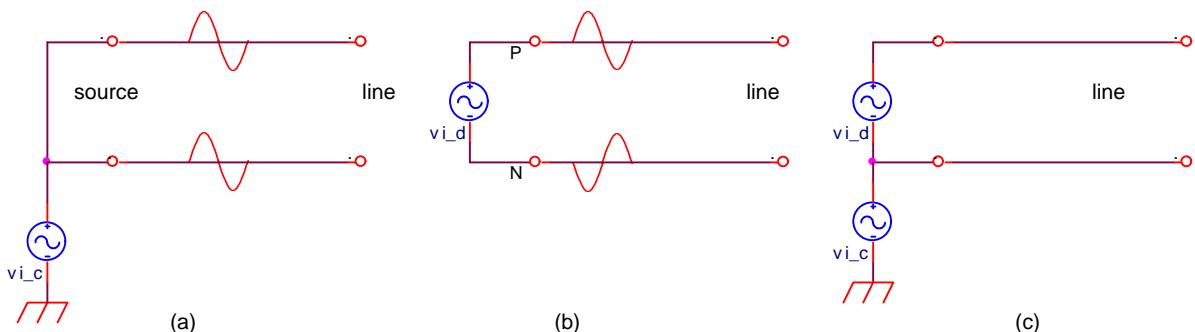


Fig. 5.92.a Diferentes tipos de ruido (a) modo común; (b) modo diferencial, (c) combinados

5.7.1.1. El filtro en modo común

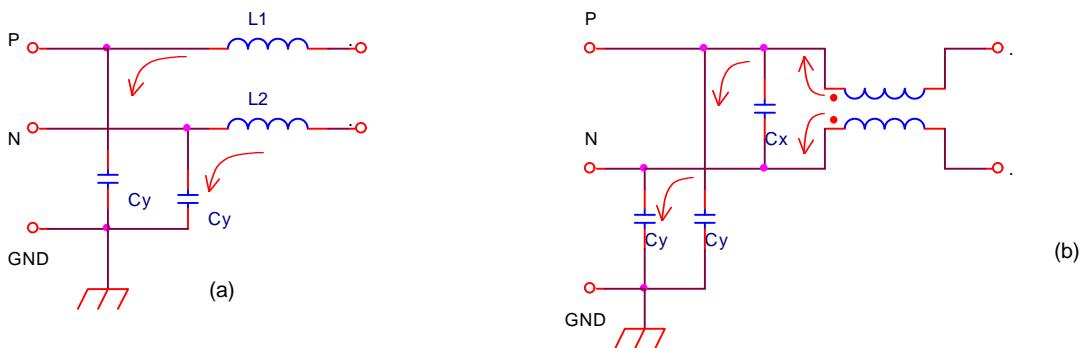


Fig. 5.92.b Filtros de modo común (a) fase a masa; (b) sección L con inductor balun

Normalmente un filtro de modo común está diseñado como una baja impedancia hacia la fuente y una alta impedancia hacia la carga a través de la utilización de un filtro $L-C$. Para incrementar la atenuación se deben utilizar varias etapas en cascada. Los capacitores C_y envían la corriente en modo común a gnd. Los valores de los capacitores de fase a neutro no pueden ser grandes debido a la pérdida que producen y el potencial que pueden producir que puede ser peligroso. Por seguridades eléctricas se impone limitaciones, por ejemplo, ser menor que $0,5\mu F$. El ruido en modo común en bajas frecuencias es atenuado por el inductor, mientras que el capacitor lo hace principalmente en las altas frecuencias.

5.7.1.2. El filtro en modo diferencial

El filtro en modo diferencial está diseñado con un capacitor a la red y una inductancia en el lado de la fuente de interferencia.

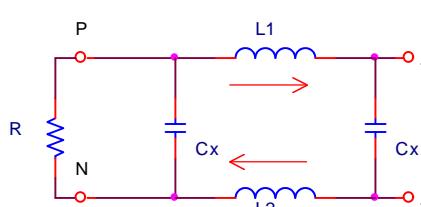


Fig. 5.92.c Filtro de modo diferencial (DM)

5.7.1.3. El filtro en modo combinado

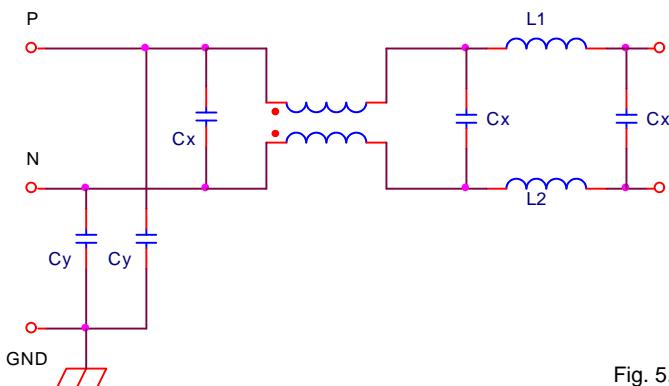


Fig. 5.92.d Filtro combinado en modo común y diferencial (CM y DM)

En la fig anterior se muestra un ejemplo de filtro combinado. L1 y L2 son efectivos contra el modo diferencial, y la retorna a través de Cx.

Los filtros tienen que ser efectivos en el orden de la frecuencia de la fuente conmutada y hasta los 30MHz.

- La [fig. 5.92.e](#) muestra un ejemplo de aplicación, aunque los valores se obtienen de resultados experimentales.

La red supresora de RFI tiene los capacitores de alta tensión ($> 500V$) y de alta frecuencia. $C_5 - C_6$, oscilan en los valores de 0,1 a 2 μF . Los capacitores $C_4 - C_5$ tienen un valor típico de 2200pF a 0,033 μF .

El transformador TX₁ tiene un valor de 1,8mH a 25 A de entrada, a 47mH 0,3 A de entrada.

Lay-out correcto del filtro EMI en la placa impresa, por ejemplo de una fuente para PC.

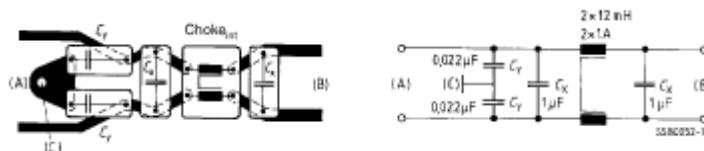


Fig. 5.92.e EMC filter Lay-out

When using off-the-shelf filters, observe the following rules:

- * Ensure a proper electrically conductive connection between the filter case and/or filter ground and the metallic case of the interference source or disturbed equipment, and
- * provide sufficient RF decoupling between the lines at the filter input (line causing the interference) and the filter output (filtered line), if necessary by using shielding partitions.

5.7.1.4. El filtro en modo combinado externo a la placa impresa

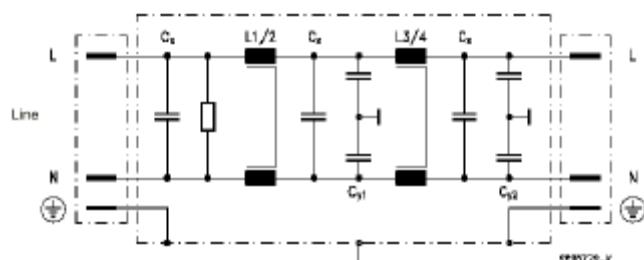
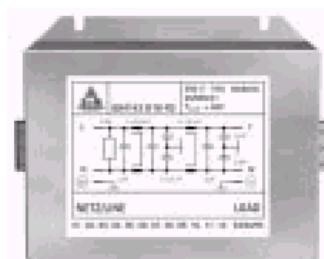


Fig. 5.92.f External EMC filter

Characteristics and ordering codes

I_R	Terminal cross section mm ²	I_{leak} mA	R_{typ} mΩ	Approx. weight kg	Ordering code
A					
8	4	< 3,5	42	1,35	B84142-B8-R
12	4	< 3,5	30	1,45	B84142-B12-R
16	4	< 3,5	21	1,45	B84142-B16-R
25	10	< 3,5	9	3,7	B84142-B25-R

Technical data	
Rated voltage V_R	250 Vac, 50/60 Hz
Rated current I_R	Referred to 40 °C ambient temperature
Test voltage V_T	2121 Vdc, 2 s (line/line) 2700 Vdc, 2 s (lines/case)
Overload capability	1,5 · I_R for 3 min per hour or 2,5 · I_R for 30 s per hour
Leakage current I_{leak}	at 250 Vac, 50 Hz
Climatic category	In accordance with IEC 68-1 25/085/21 (-25 °C/+ 85 °C/21 days damp heat test)

Las normas MIL-STD-461 y MIL-STD-464 entre otras, especifican los requerimientos y límites.

5.7.2. El rectificador de entrada y arranque suave

La resistencia R_1 conectada en serie con la línea tiene el fin de arranque suave. Cuando el circuito se enciende, la resistencia está conectada y el triac X_1 está bloqueado. Luego de un instante inicial y una vez que los capacitores se cargaron, el triac se satura y la resistencia serie de la línea es, ahora $R=0$.

Los diodos D_1 a D_4 funcionan como puente rectificador en el caso de la llave S_{W1} abierta (220V), o como un circuito duplicador de tensión junto con los capacitores C_1 y C_2 si la llave S_{W1} está cerrada (110V).

El cálculo de los capacitores C_1 y C_2 es el siguiente:

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V_{\text{RIPPLE}}} \quad (5.292)$$

donde I = corriente de carga

t = tiempo en el que el capacitor suministra corriente

ΔV_{RIPPLE} = máx tensión de ripple permitido

➤ Ejemplo 5.14. Cálculo de los capacitores C_1 y C_2

Calcular el valor de los capacitores C_1 y C_2 trabajando a 115V, 50Hz y con una potencia de conmutación de 50W.

$\eta=70\%$ en el peor de los casos. Entonces:

$$P_{\text{in}} = \frac{P_0}{\eta} = \frac{50\text{W}}{0,7} = 71,5\text{W} \quad V_0 = 2 * (115 * \sqrt{2}) = 320\text{V}_{\text{CA}}$$

$$I_{\text{CARGA}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_0} = \frac{71,5\text{W}}{320\text{V}} = 0,22\text{A}$$

Se asumirá un ripple máx de 30V_{PP} y que el capacitor deberá mantener la corriente durante el semiperíodo (8ms para línea de 60Hz).

$$C_{1-2} = \frac{0,22\text{A} * 8,33 * 10^{-3}\text{s}}{30\text{V}} = 61,11\mu\text{F}$$

Entonces, C_1 y C_2 podrán valer 100μF cada uno.

Debido a que tienen que funcionar también en la configuración de doblador (110V), $C=C_1+C_2$, entonces C_1 y $C_2 = 61,11 * 2 = 122,22 \mu\text{F}$ $C_1=C_2=150\mu\text{F}$

Los diodos TVS (marca reg. MOTOROLA) de entrada, sirven para suprimir los transitorios de tensión de línea que suelen ser del orden de los 5KV o más. Pero, son de corta duración, por lo que los diodos cumplen la función en forma efectiva. También se pueden utilizar los diodos TRISIL de SGS-THOMSON que son bidireccionales.

5.8. El circuito de salida

En general la sección de salida está compuesta por tensión única o múltiple, los cuales tienen una rectificación y un filtrado de las salidas del transformador, y en algunos casos un filtrado más profundo a través de un regulador lineal en serie actuando como un regulador y un filtro pasabajas adicionales. Estas salidas son normalmente tensiones bajas, de corriente continua y capaces de entregar una cierta cantidad de potencia como fuente de energía del driver y los circuitos de control. Las tensiones más comunes son, $\pm 5V$, $\pm 12V$, $\pm 15V$, $\pm 24V$, $\pm 28V$ y otros; y cuya capacidad de potencia puede variar desde algunas décadas de Watts hasta centenares de Watts. La forma de onda de tensión de entrada más común al circuito de salida es la señal cuadrada con ciclo de trabajo variable y alta frecuencia, lo que requiere componentes especiales tales como rectificadores ultrarrápidos, o Schottky; capacitores de bajo ESR como por ejemplo los capacitores SIEMENS HFC, e inductores con gran capacidad de almacenar energía, con el fin de producir salidas de bajo ruido.

5.8.1. Rectificación de salida y esquemas de filtrado

La rectificación de salida depende de la topología del convertidor. El convertidor convencional flyback usa un esquema de salida como se muestra en la fig. siguiente:

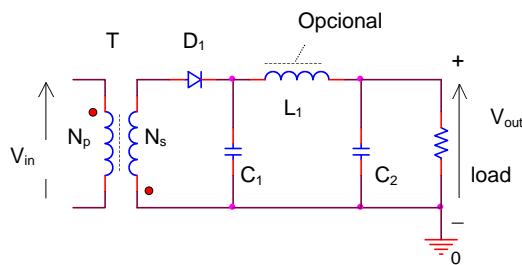


Fig. 5.93. Sección de salida con L_1 opcional en la topología flyback

Debido a que el transformador T también funciona como inductor que almacena y entrega energía, sólo el diodo D₁ y el capacitor C₁ son necesarios para la conversión de la tensión de salida. Sin embargo, algunos diseños prácticos utilizan un filtro L-C adicional.

La sección de salida del convertidor forward se muestra en la fig. siguiente:

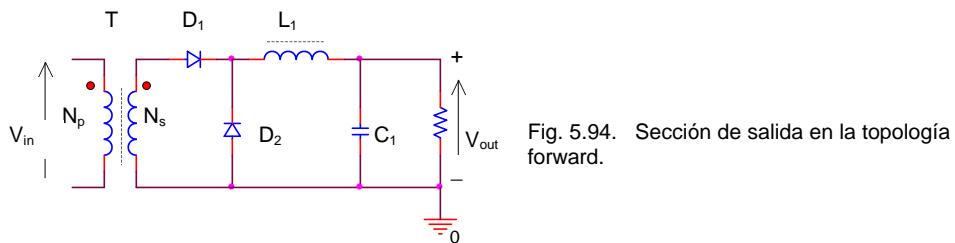


Fig. 5.94. Sección de salida en la topología forward.

En éste circuito hay un diodo extra D₂, llamado diodo volante (flywheel) y un inductor L₁ que precede al capacitor C₁.

El diodo D₂ evita la discontinuidad de corriente que se produce durante el t_{off} del PWM. Tanto D₁ como D₂ deberán ser capaces de suministrar la corriente de carga.

En aplicaciones push-pull, medio puente, y puente completo, se utiliza el modo doble forward según se ilustra en la fig. siguiente:

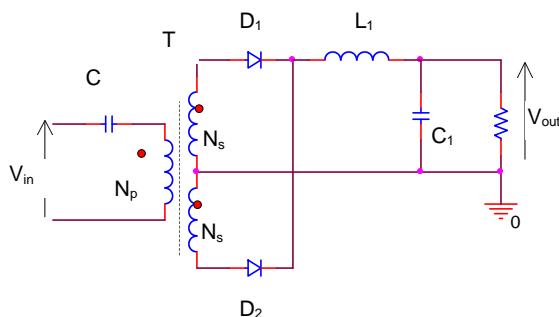


Fig. 5.95. Sección de salida en la topología bidireccional.

En éste caso, por el primer medio ciclo, y durante el t_{on} , el diodo D₁ provee la corriente de salida funcionando como rectificador, y D₂ estará polarizado inversamente. Durante el t_{off} , D₁ y D₂ están polarizados directamente. En el medio ciclo siguiente, las funciones de los diodos se invierte; es decir, durante el t_{on} , el diodo D₂ provee la corriente de salida funcionando como rectificador y el diodo D₁ estará polarizado inversamente. Durante el siguiente t_{off} D₂ y D₁ se polarizan directamente. Estos detalles ya han sido explicados en los ítems 5.4.1 a 5.4.3.

5.8.2. Chokes mutuamente acoplados

Básicamente, los filtros de choke para dos salidas se sintetizan en uno sólo. Cada devanado contribuirá en forma idéntica en la densidad de flujo.

Cada una de las salidas deberá sensarse por el amplificador de error. Si la carga no está sensada, y hay una sobrecorriente, todas las salidas se verán afectadas, ya que tienen un núcleo en común.

La mayor aplicación es cuando las salidas son idénticas (aunque pueden ser de distinta polaridad)

En éstos casos, el cálculo es:

1. Calcular la cantidad de inductancia mínima requerida por cada una de las salidas usando la fórmula de I_{min} del modo forward
2. Seleccionar el volumen efectivo del núcleo teniendo en cuenta que:

$$E_{\text{promedio}} = L(I_{\text{out1}} + I_{\text{out2}})^2 \quad (5.293)$$

3. Calcular la cantidad de vueltas requeridas
4. Las cantidades de vueltas deberán ser idénticas
5. Usar alambre bifilar
6. Verificar la polaridad antes de la instalación

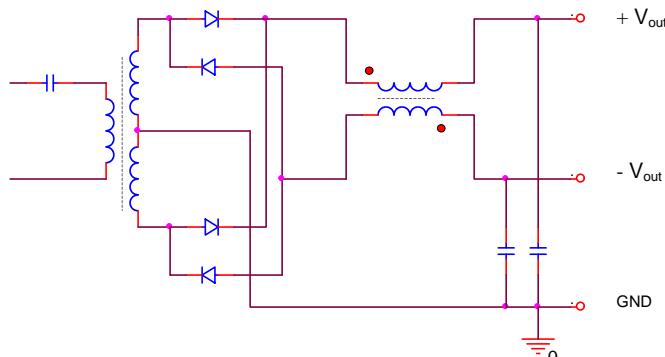


Fig. 5.96. Chokes mutuamente acoplados

5.8.3. Uso del optoacoplador en el lazo de realimentación

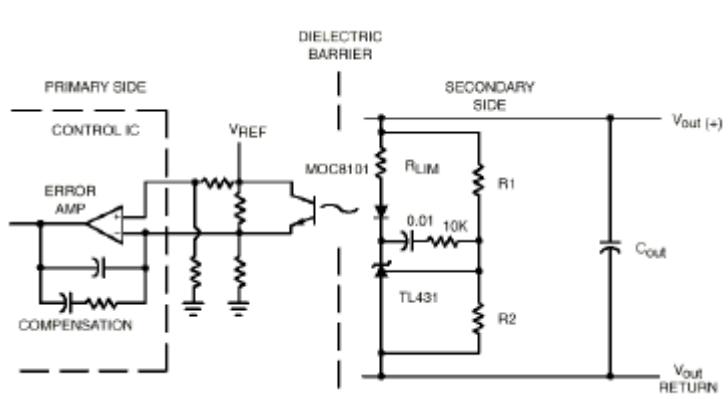


Fig. 5.97. Opto isolated voltage feedback for off-line switching power supplies

Los optoaisladores se utilizan cuando es necesario enviar la señal de la tensión de salida hacia el otro lado del transformador en los circuitos aislados. El uso común es el caso de fuentes conmutadas aisladas. Los optoaisladores se construyen con el fin de cumplir el requisito de optoaislación con un diodo LED en el emisor y un transistor en la salida expuesto a la luz emitida por el diodo. Este parámetro es el principal parámetro de transferencia de corriente primario, en inglés *current transfer ratio* (CTR), donde se especifica la cantidad de corriente que es necesaria para el funcionamiento del LED.

Debido a las limitaciones físicas de esta tecnología, la relación CTR es modificada con la temperatura y el envejecimiento. Para compensar esto, se deberá ubicar un amplificador de error en la salida. Entonces, se ubicará el optoaislador entre el lazo de realimentación y el compensador por si ocurre algún corrimiento en el optoaislador. La figura anterior muestra un circuito muy utilizado. Un detalle que siempre se deberá tener en cuenta en el método de realimentación por tensión es la ganancia que se usará y dónde ubicar la compensación del lazo de realimentación debido a que generalmente hay dos amplificadores de error en el lazo. Como el TL431 es difícil de compensar, se recomienda que el TL431 se limite a la mitad de la ganancia de frecuencia y entonces ubicar la compensación en el segundo amplificador de error del IC.

El optoacoplador funcionará en la parte lineal, y la excursión que deberá controlar será la excursión de salida. Por lo que, con V_{out} máxima, el optoacoplador no deberá salir de la parte lineal. No obstante se puede regular con una resistencia variable entre R_1 y R_2 , llamada P_1 . La $I_{máx}$ será la especificada en el optoacoplador. Por ejemplo, el 4N35 tiene un $i_F = 40\text{mA}$ (dato del diodo), y un $i_F = 1\text{mA}$ funcionando en la zona lineal. Por lo que, $I_{máx} = 1\text{mA}$. Si la excursión de la tensión de salida es $\Delta V_{out} = V_{out(MAX)} - V_{out(MIN)}$

el optoacoplador deberá poder entregar al circuito de realimentación la variación de la resistencia efectiva en el colector en función de la variación de corriente en el LED. El 4N35 tiene una excursión típica de 100% con una capacidad de transición de 5 a 20pF con una $\Delta V_{CB} = 10\text{V}$

También se incorpora un regulador de tensión programable para compensar las variaciones de temperatura en el LED.

El TL431 tiene una tensión mínima de trabajo de 2,5V; adicionando la tensión del LED la tensión mínima de operación del circuito será entonces:

$$V_{ref(MIN)} = 2,5\text{V} + 1,5\text{V} = 4\text{V} \quad (5.294)$$

$$R_{LIM} = \frac{4 - V_{out}}{I_{max}} \quad (5.295)$$

➤ Ejemplo 5.15. Circuito utilizado en fuente de alimentación de TV

Features:

Off power consumption: 300mW drawn from the 8V output in pulsed mode.

$P_{in} = 1.3\text{W}$ independent of the mains.

Efficiency: 83%

Maximum power limitation.

Over-temperature detection.

Demagnetization detection.

Protection against open loop.

Motorola Advantages:

- * Very low component count controller.
- * Fail safe open feedback loop.
- * Programmable pulsed-mode power transfer for efficient system stand-by mode.
- * Stand-by losses independent of the mains value.
- * Complete semiconductor solution.

Devices:

Part Number	Description
MC44608P75	GREENLINE Very High Voltage PWM Controller
MTP6N60E	TMOS Power Field Effect Transistor (N-Channel)
TL431	Programmable Precision Reference
MR856	Fast Recovery Rectifier (600 V)
MR852	Fast Recovery Rectifier (200 V)
1N5404	General Purpose Rectifier (400 V)
MOC8107	Optoisolator
Transformer	SMT19 40346-29 (9 slots coil former) Primary inductance: 181 mH N 112 V: 40 turns N 16 V: 6 turns
	Nprimary: 40 turns N 8 V: 3 turns

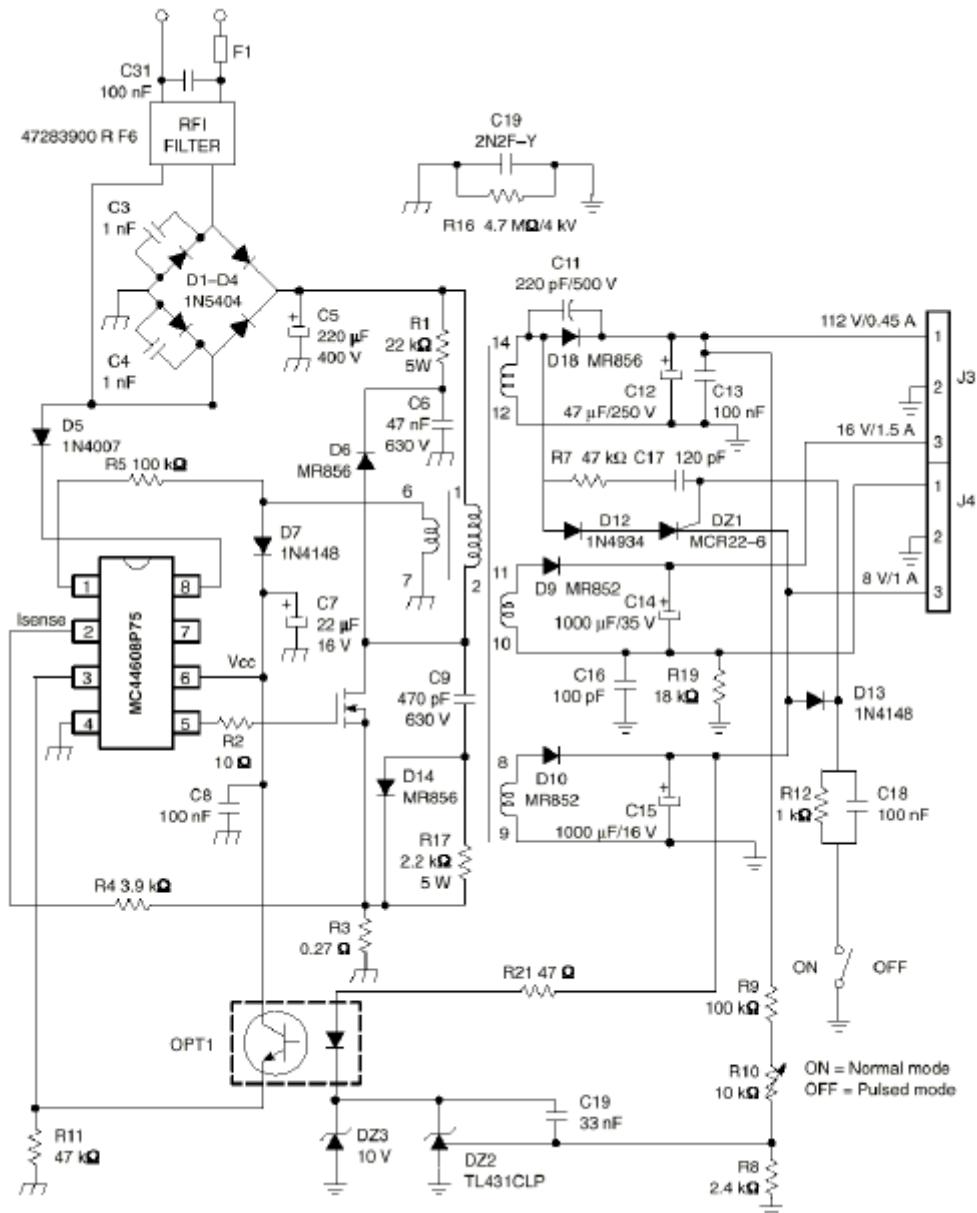


Fig. 5.98. Wide Mains 100 W TV SMPS with Secondary Reconfiguration for 1.3 W TV Stand-by

5.9. Circuitos integrados para fuentes conmutadas

Los fabricantes utilizan una codificación para los CI de aplicación en fuentes conmutadas. El prefijo particular generalmente corresponde a:

SG/TL	Signetics, SGS Thomson, Motorola, y Linear Technology
CS	Cherry semiconductor
XR	Exar
CA	GE-RCA
LTSG	Linear technology
LM	National semiconductor
UC	Unitrode, Motorola, Linear technology y Signetics
UD/L/TEA	SGS Thomson
IP	IPS
LAS	Lambda
MC	Motorola

El primer dígito de la numeración hace referencia a la temperatura de funcionamiento:

1	Gama de aplicación militar	(-55°C a 155°C)
2	Gama industrial	(-25°C a 85°C)
3	Gama de aplicación comercial	(0°C a 70°C)

El sufijo “A”, “B”, y “C” hace referencia a una versión mejorada del chip de que se trate.

5.9.1. PWM en modo tensión (fixed frequency, voltage mode controller)

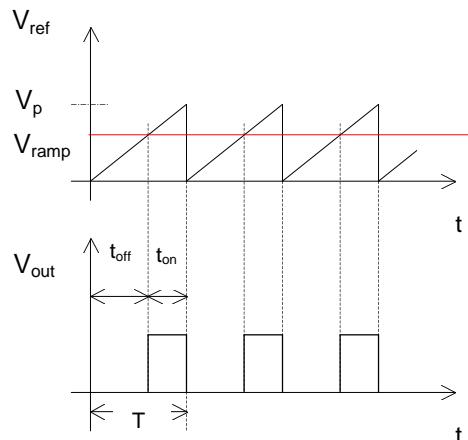
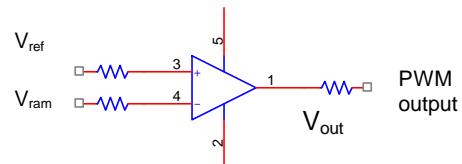


Fig. 5.99 modulación de ancho de pulso



El PWM en modo tensión es de frecuencia fija. La tensión de diente de sierra (por ejemplo, ya que puede ser triangular, etc.) V_{ramp} fija la frecuencia del PWM (modulador de ancho de pulso), y la tensión de referencia tiene una excursión posible desde cero hasta el valor máximo de la tensión diente de sierra, V_p . De la comparación de estas dos señales, resulta la señal modulada en ancho de pulso.

Generalmente se utiliza éste tipo de modulador en sistemas de realimentación de tensión con lazo único y frecuencia fija.

5.9.2. PWM en modo corriente (fixed frequency, current mode controller)

El PWM en modo corriente es de frecuencia fija. La modulación en modo corriente es una técnica donde la pendiente de la tensión diente de sierra no es fija, sino que está generada por una muestra de la corriente del primario del transformador.

El modulador en modo corriente es en realidad un doble lazo de realimentación, donde se toman muestras de la corriente del inductor y la tensión de salida.

La técnica PWM en modo tensión y en modo corriente fue tratada en los ítems 5.5.5 a 5.5.7. Los IC en modo resonante fueron tratados en el ítem 5.6.5

5.9.3. Alimentación del PWM en el arranque

El PWM puede estar conectado en el lado de la línea o en el lado de la carga, como se muestra en la fig. siguiente.

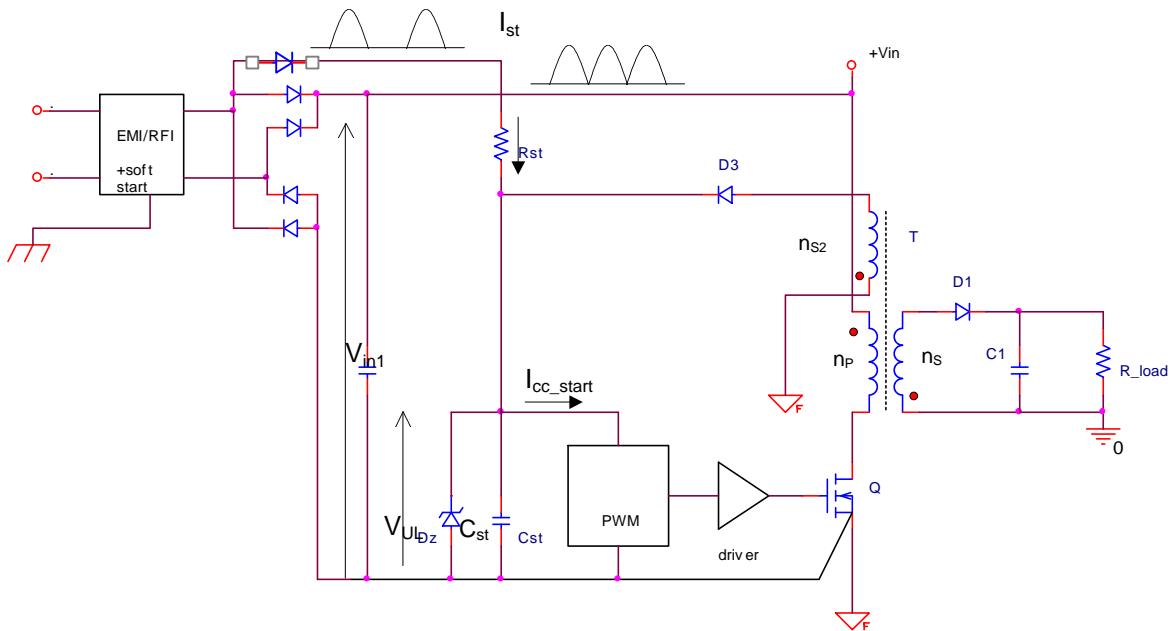


Fig. 5.100. Conexión del PWM en el lado de la línea.

Cuando se arranca la fuente de alimentación, se carga el capacitor C_{st} con una constante de tiempo t_{st} . Mientras la tensión del capacitor no supere el valor de tensión umbral de arranque del CI (V_{UL}), el capacitor no se descargará en el CI. La corriente de carga es I_{st} y tiene un valor desde 0,5mA hasta algunos mA. Cuando la tensión del capacitor supera el valor under-voltage lockout (V_{UL}), entonces el capacitor se descarga en el CI y se comienza el ciclo. Durante esta fase de operación, el capacitor deberá poder entregar la suficiente energía para luego recibir la alimentación a través de un devanado secundario n_{S2} , quien suministrará la energía en modo normal. Las ecuaciones de arranque son:

$$I_{st} = \frac{\sqrt{2} V_{in(AC)min}}{\pi R_{st}} \quad (5.296)$$

$$R_{st} = \frac{\sqrt{2} V_{in(AC)min}}{\pi \left(C \frac{V_{UL}}{t_{st}} + I_{st} \right)} \quad (5.297)$$

$$P_{R_{st}} = \frac{V_{in(AC)max}^2}{2R_{st}} \quad (5.298)$$

Ejemplos numéricos prácticos:

- * C_{st} varía entre los valores de $47\mu F$ y $220\mu F$
- * t_{st} puede ser de 1s
- * V_{UL} puede ser de 8 V
- * I_{st} puede ser de 0,8 mA
- * $P_{R_{st}}$ puede ser de 3 W

También puede estar el PWM en el lado de la carga, por lo que el circuito podría ser el de la [fig. 5.81](#). Notar que hay un transformador adicional de línea para la alimentación del CI. Esto evita los problemas en el circuito de arranque.

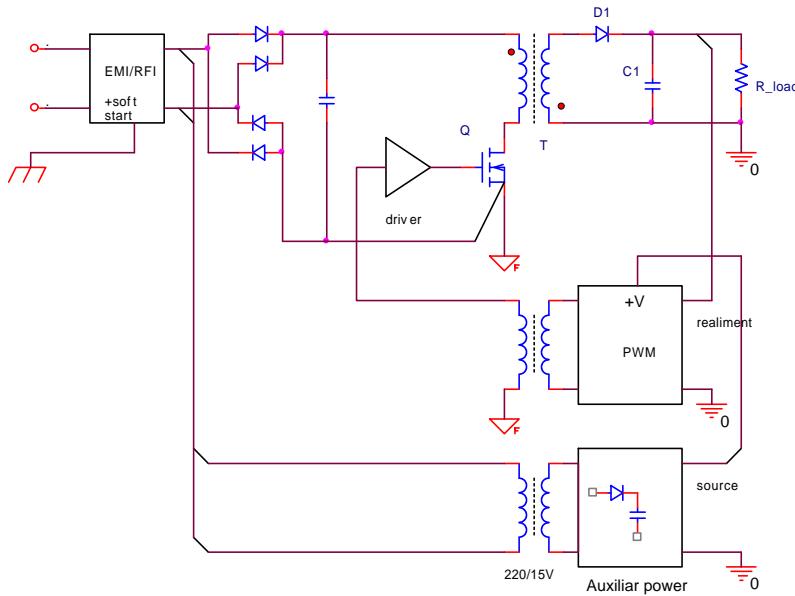


Fig. 5.101. Conexión del PWM en el lado de la carga
(la fuente de alimentación auxiliar puede ser otra fuente conmutada flyback).

5.10. Circuitos con tiristores

Los circuitos con tiristores requieren de un circuito auxiliar de bloqueo, debido a que la alimentación es de corriente continua. El bloqueo de un tiristor requiere que la corriente ánodo-cátodo sea menor que el valor de la corriente de mantenimiento. Además tiene un tiempo de recuperación hasta que logra bloquearse. Si se aplicara una tensión directa cuando no se completó el bloqueo, se provocaría el cebado nuevamente.

Desde la aparición de los tiristores rápidos se han publicado una gran variedad de circuitos. Los circuitos deberán cumplir ciertos requisitos:

- ✓ Reducción del tiempo de bloqueo;
- ✓ Alta frecuencia de conmutación;
- ✓ Operación confiable.

Sin embargo, con la utilización de dispositivos alternativos que hacen más sencillo el bloqueo (ejemplo, GTO), estos circuitos se han limitado a las aplicaciones de muy alta potencia, en especial el control de los motores de tracción.

5.10.1. Descarga de un capacitor a través de un tiristor sobre un circuito RL

Primero se analizará la descarga de un capacitor en un circuito subamortiguado, para luego analizar algunos circuitos con tiristores.

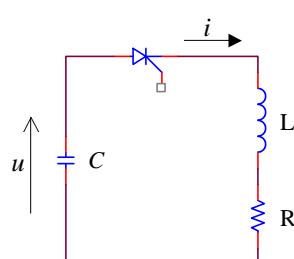


Fig. 5.102. Descarga de un capacitor en un circuito subamortiguado

El capacitor tiene una carga inicial cuyo valor es u_0 . En el instante $t=0$, se da un impulso a la compuerta del tiristor.

A partir de $t=0$,

$$u = Ri + L \frac{di}{dt}, \text{ y } i = -C \frac{du}{dt} \quad (5.299)$$

las tensión u está dada por la ec. diferencial:

$$LC \frac{du^2}{dt^2} + RC \frac{du}{dt} + u = 0 \quad (5.300)$$

Si se define:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha = \frac{R}{2L} \\ \beta_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{array} , \quad \text{y si se asume que:} \quad \alpha < \beta_0 \right. \quad (5.302)$$

$$u = e^{-\alpha t} (A'_1 \cos \beta t + A'_2 \sin \beta t) = u_0 e^{-\alpha t} \left(\cos \beta t + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right) \quad A'_1 = u_0 ; \quad A'_2 = u_0 \frac{\alpha}{\beta} ;$$

$$\beta = \sqrt{\beta_0^2 - \alpha^2}$$

La corriente i , dada por

$$i = -C \frac{du}{dt} = -Cu_0 \left(-\beta \sin \beta t + \alpha \cos \beta t - \alpha \cos \beta t - \frac{\alpha^2}{\beta} \sin \beta t \right) e^{-\alpha t} = C \frac{\beta_0^2}{\beta} u_0 e^{-\alpha t} \sin \beta t \quad (5.303)$$

la corriente parte de cero para $t=0$, y se anula nuevamente para $t_1 = \pi/\beta$

A partir del instante $t=t_1$ en que el tiristor se ha bloqueado, la tensión en los bornes de C será de un valor negativo constante de valor:

$$u_1 = -u_0 e^{-\frac{\alpha \pi}{\beta}} \quad (5.304)$$

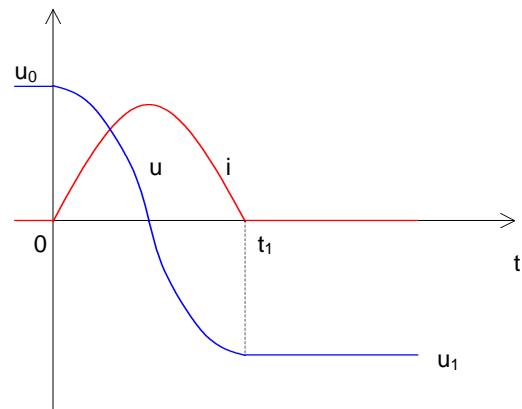


Fig. 5.103. Descarga de un capacitor en un circuito subamortiguado. Tensión y corriente en el capacitor

5.10.2. Empleo de una inductancia de inversión. Circuito con un solo tiristor auxiliar.

El tiristor se bloquea por fuente inversa de tensión aplicada por un capacitor. La inversión de la tensión en el capacitor se efectúa a través de la descarga de un capacitor en un circuito oscilante subamortiguado en el que se incluye un diodo para detener la oscilación.

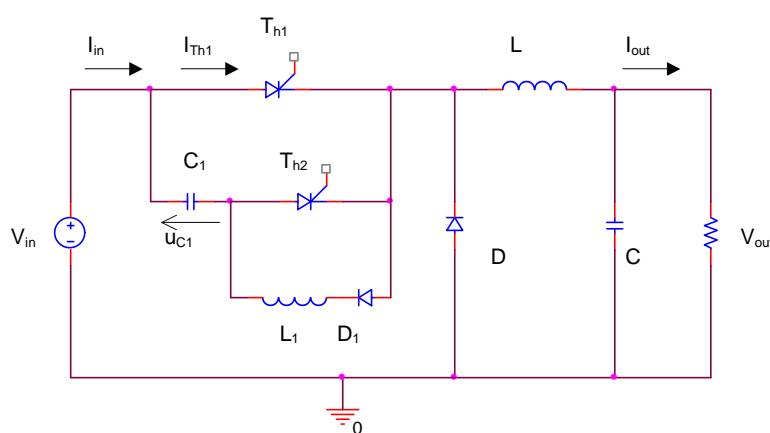


Fig. 5.104. Fuente comutada buck con un tiristor principal, y un tiristor auxiliar. Método de bloqueo, fuente inversa de tensión.

Modo 0: Transitorio inicial. Conducción de T_{h2} y carga de C_1 .

Para poder comenzar el ciclo, el capacitor C_1 deberá cargarse con el valor inicial. Se satura T_{h2} y la corriente de carga del capacitor circulará por la carga a través de L . El capacitor se carga con la tensión $u_{c1} \equiv V_{in}$. Luego de haberse producido la carga completa del capacitor C_1 , la corriente que circula por él cesa, y al tiristor auxiliar T_{h2} se bloquea.

Una vez que cesa la corriente de carga del capacitor y se bloquea el tiristor auxiliar, la corriente de la carga circulará debido a la energía disponible de L .

Modo 1: Conducción de T_{h1} e inversión de la tensión en C_1 .

Este será el modo inicial en régimen permanente, ya que se supone que con el apagado del tiristor principal se producirá la carga del capacitor C_1 .

Se satura el tiristor principal T_{h1} . Se aplica a la carga el t_{on} en modo de transferencia directa. Se almacena energía en L y en C . Se cierra el circuito del capacitor por $T_{h1}-C_1-L_1-D_1$.

La tensión del capacitor C_1 u_{C1} se descarga en un modo subamortiguado y se produce la inversión de la tensión en un valor $u_{C1} \approx -V_{in}$, como se muestra en la [fig. 5.103](#).

Modo 2: Bloqueo de T_{h1} y carga de C_1 .

Para producir el bloqueo del tiristor principal T_{h1} , se satura el tiristor auxiliar T_{h2} . Luego que el tiristor T_{h1} se bloquea, el capacitor C_1 se carga cerrando el circuito entre la fuente y la carga. Una vez producido la carga de C_1 , el tiristor auxiliar T_{h2} se bloquea.

Modo 3: Conducción de D

Luego que ha cesado la corriente de los tiristores, la corriente en la carga continuará circulando debido a D .

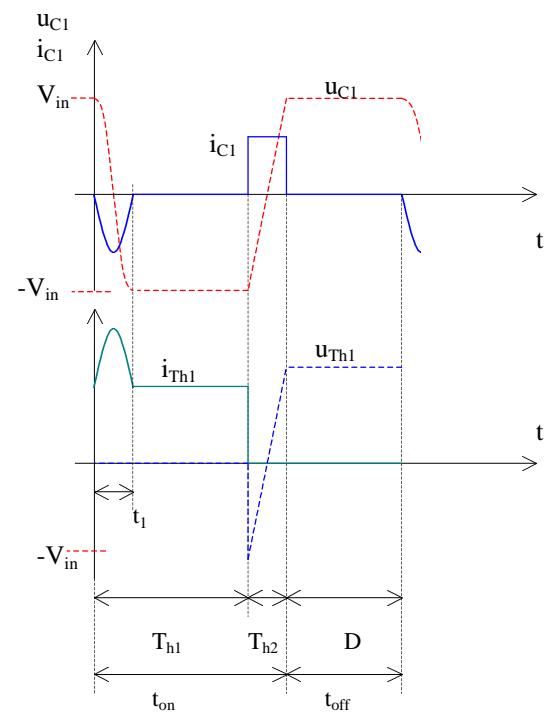


Fig. 5.105. Fuente comutada buck con un tiristor principal, y un tiristor auxiliar. Tensiones y corrientes en el capacitor y el tiristor principal.

5.10.3. Empleo de una inductancia de inversión. Circuito con dos tiristores auxiliares.

En el circuito anterior, después del cebado del tiristor principal, es necesario esperar un instante de tiempo $t=t_1$ igual al tiempo de carga del capacitor C_1 . Si la fuente comutada necesitara un ciclo de trabajo D muy pequeño, el límite inferior D_{min} dependería del tiempo necesario para esta carga de C_1 . Por lo que, si la tensión de salida requerida corresponde a un $t_{on} \leq t_1$, no habría suficiente tiempo para el almacenamiento de la energía necesaria para el bloqueo del tiristor principal. Para estos casos, el circuito con dos tiristores auxiliares soluciona este inconveniente, ya que la carga de C_1 se puede realizar en el instante de tiempo más conveniente, por ejemplo, durante el transcurso de t_{on} o de t_{off} .

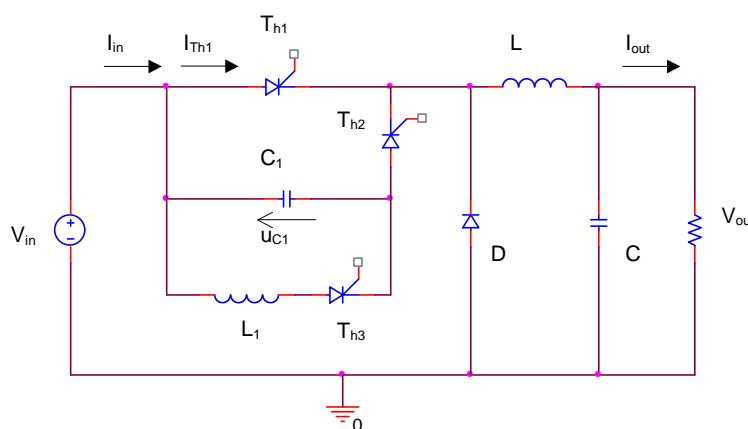


Fig. 5.106. Fuente comutada buck con un tiristor principal, y dos tiristores auxiliares. Método de bloqueo, fuente inversa de tensión.

Modo 0: Transitorio inicial. Conducción de T_{h2} y carga de C_1 .

Para poder comenzar el ciclo, el capacitor C_1 deberá cargarse con el valor inicial. Se satura T_{h2} y la corriente de carga del capacitor circulará por la carga a través de L . El capacitor se carga con la tensión $u_{c1} \approx V_{in}$. Luego de

haberse producido la carga completa del capacitor C_1 , la corriente que circula por él cesa, y al tiristor auxiliar T_{h2} se bloquea.

Una vez que cesa la corriente de carga del capacitor y se bloquea el tiristor auxiliar, la corriente de la carga circulará debido a la energía disponible de L .

Modo 1: Conducción de T_{h1}

Este será el modo inicial en régimen permanente.

Se satura el tiristor principal T_{h1} . Se aplica a la carga el t_{on} en modo de transferencia directa. Se almacena energía en L y en C .

Modo 2: Conducción de T_{h3} . Inversión de la tensión en u_{C1} .

El instante de tiempo para invertir la tensión en el capacitor C_1 se puede elegir. Se satura T_{h3} .

La tensión del capacitor C_1 u_{C1} se descarga en un modo subamortiguado y se produce la inversión de la tensión en un valor $u_{C1} \approx -V_{in}$, como se muestra en la [fig. 5.103](#).

Modo 3: Bloqueo de T_{h1} y carga de C_1 .

Para producir el bloqueo del tiristor principal T_{h1} , se satura el tiristor auxiliar T_{h2} . Luego que el tiristor T_{h1} se bloquea, el capacitor C_1 se carga cerrando el circuito entre la fuente y la carga. Una vez producido la carga de C_1 , el tiristor auxiliar T_{h2} se bloquea.

Modo 4: Conducción de D

Luego que ha cesado la corriente de los tiristores, la corriente en la carga continuará circulando debido a D.

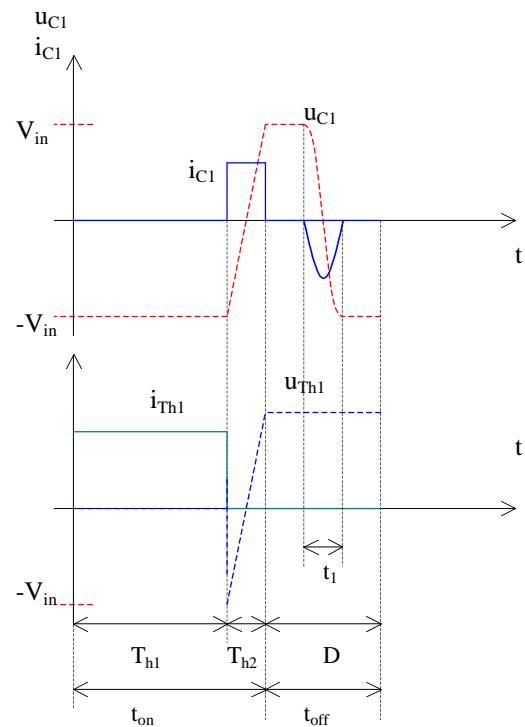


Fig. 5.107. Fuente conmutada buck con un tiristor principal, y dos tiristores auxiliares. Tensiones y corrientes en el capacitor y el tiristor principal.

La corriente de carga del capacitor C_1 no circulará por el tiristor principal, sino por la carga. Este circuito es muy utilizado en la tracción eléctrica, cuando la carga es un motor de corriente continua con excitación serie.

5.10.4. El circuito de Jones

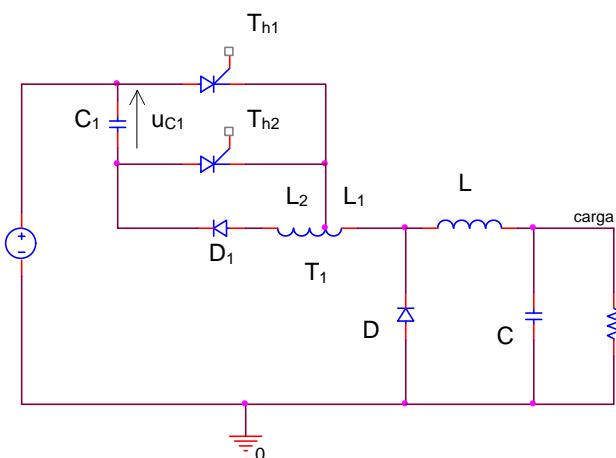


Fig. 5.108. Fuente conmutada buck con el circuito de Jones.

Este circuito es una modificación del circuito de la [fig. 5.104](#), con la ventaja de que el capacitor C_1 se carga con un valor de tensión mayor que la tensión de alimentación debido a la relación de vueltas de L_2 mayor que la de L_1 . El capacitor se carga cuando se satura T_{h1} . Si el capacitor no se hubiese cargado suficientemente en el

instante en que T_{h1} ha sido disparado nuevamente, este tendría importancia relativa, ya que la corriente de carga hace que la f.e.m. inducida en el autotransformador T_1 entregue al capacitor C_1 la energía suficiente para el bloqueo.

En la [fig. 5.109](#) se muestran los seis modos de funcionamiento.

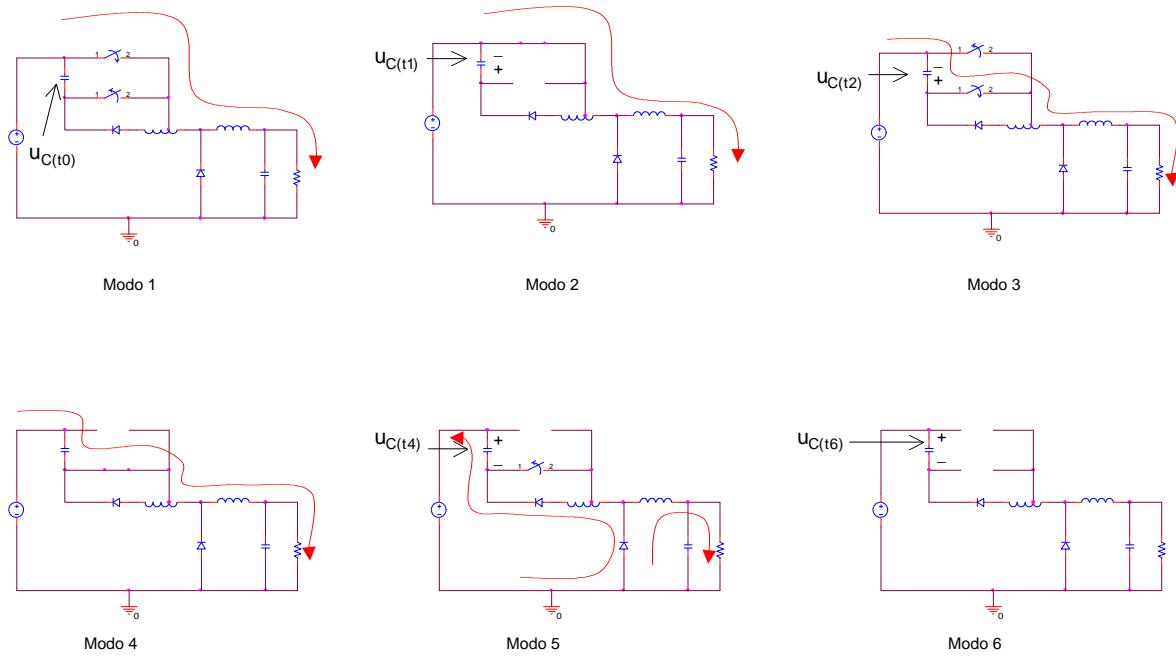


Fig. 5.109. Fuente conmutada buck con el circuito de Jones.
Seis modos de funcionamiento.

5.11. Transformadores de Potencia¹ [31]

5.11.1. Leyes básicas aplicadas a un inductor

Ley de Faraday en un inductor

Por una espira:

$$v(t)_{\text{vuelta}} = \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

Por n espiras:

$$v(t) = n \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (5.305)$$

o también:

$$v(t) = nA_C \frac{dB(t)}{dt} \quad (5.306)$$

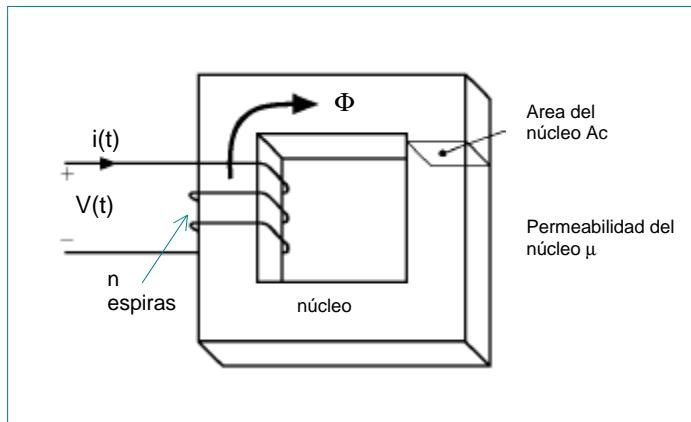


Fig. 5.110. Ley de Faraday en un inductor

Ley de Ampere en un inductor

Las n espiras abrazan las líneas de campo magnético promedio en la ventana del núcleo.

La longitud del recorrido magnético se llama "longitud de recorrido magnético principal".

Los devanados de un inductor contienen n espiras, y cada una de ellas lleva la corriente i(t). La corriente neta que atraviesa la ventana del núcleo es ni(t).

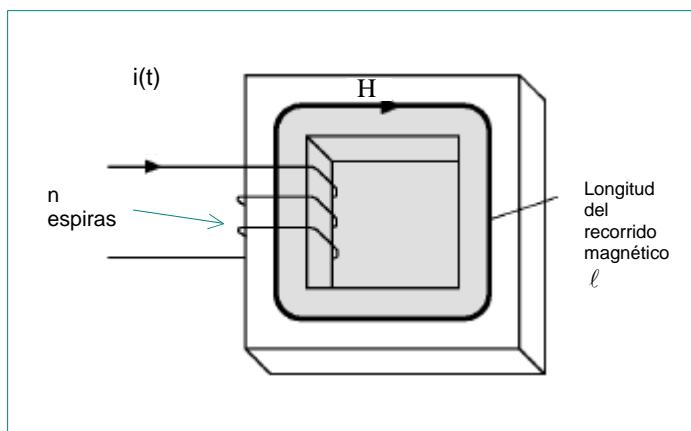
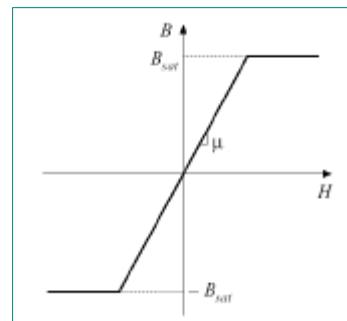


Fig. 5.111. Ley de Ampere en un inductor

$$H(t) \cdot \ell_m = ni(t) \quad (5.307)$$

Modelo del material del núcleo en un inductor y características eléctricas del inductor:

$$B = \begin{cases} B_{\text{sat}} & \text{for } H \geq B_{\text{sat}} / \mu \\ \mu H & \text{for } |H| < B_{\text{sat}} / \mu \\ -B_{\text{sat}} & \text{for } H \leq -B_{\text{sat}} / \mu \end{cases}$$



(5.308)

Si necesita conocer el valor de la corriente de saturación, se puede sustituir $i=i_{\text{sat}}$ y $H=B_{\text{sat}}/\mu$ en la Ley de Ampere:

Fig. 5.112. Característica B-H con saturación

¹ Por más información, visite [31] <http://ece.colorado.edu/~pwrelect/book/slides/slidedir.html>

$$I_{\text{sat}} = \frac{B_{\text{sat}} \ell_m}{\mu n} \quad (5.309)$$

Entonces,

$$v(t) = n A c \frac{dB(t)}{dt} \quad (5.310)$$

$$H(t) \ell_m = n i(t) \quad (5.311)$$

También,

$$v(t) = \mu n A c \frac{dH(t)}{dt} \rightarrow v(t) = \frac{\mu n^2 A c}{\ell_m} \frac{di(t)}{dt} \quad (5.312)$$

$$\text{adoptando la forma } v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad \text{siendo } L = \frac{\mu n^2 A c}{\ell_m} \quad (5.313)$$

Si en un inductor se cumple que $|i| > I_{\text{sat}}$ entonces, la densidad de flujo es constante e igual a B_{sat} .

La Ley de Faraday predice que;

$$v(t) = n A c \frac{dB_{\text{sat}}}{dt} = 0 \quad \text{y la saturación implica cortocircuito.} \quad (5.314)$$

5.11.2. Circuitos magnéticos

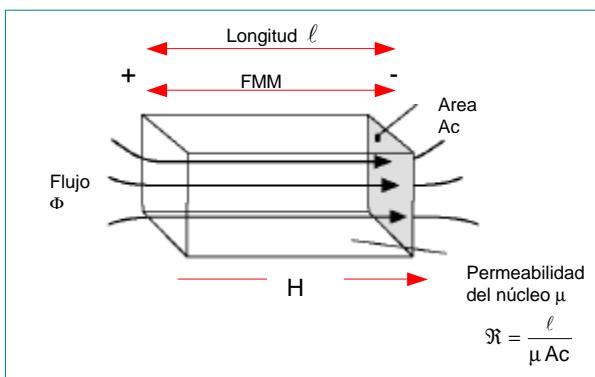


Fig. 5.113. Fuerza Marneto Motriz, MMF

Si se supone flujo y campo magnético uniformes en un elemento rectangular, la MMF entre los dos extremos del elemento es:

$$F = H \ell \quad (5.315)$$

pero, como $H=B/\mu$ y $B=\Phi/Ac$, entonces:

$$F = \frac{\ell}{\mu A c} \Phi \quad (5.316)$$

siendo

$$R = \frac{\ell}{\mu A c} \quad (5.317)$$

Entonces, el modelo magnético es:

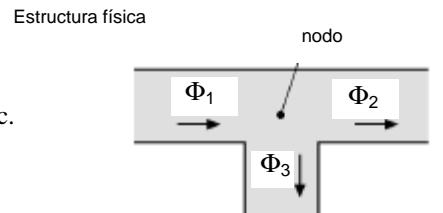


donde R es la reluctancia del elemento

Circuitos magnéticos: estructuras magnéticas compuestas de cableados múltiples y elementos heterogéneos

- * Representa cada elemento con reluctancia
- * Los devanados son fuentes de MMF
- * MMF → tensión, flujo → corriente
- * los circuitos magnéticos se resuelven usando las leyes de Kirchoff, etc.
- La divergencia de $\mathbf{B} = 0$

Las líneas de flujo son continuas y el flujo total entrante en un nodo deberá ser igual a cero.



$$\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3$$

La analogía con la ley de las tensiones está implícita en la ley de Ampere:

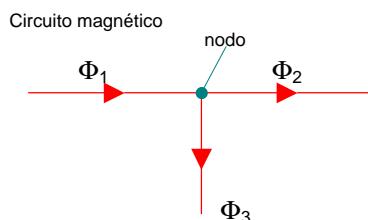


Fig. 5.114. Circuito magnético

$$\sum \text{MMF} = n \cdot i$$

(5.318)

Lado izquierdo: sumatoria de las MMF aplicada a las reluctancias alrededor del lazo cerrado.

Lado derecho: las corrientes en el devanado son las fuentes de la MMF (fuentes de tensión) de valor $n \cdot i(t)$.

La sumatoria de las fuerzas magnetomotoras MMF de un lazo cerrado es igual a cero.

Ejemplo: Inductor con entrehierro (air gap)

Ley de Ampere:

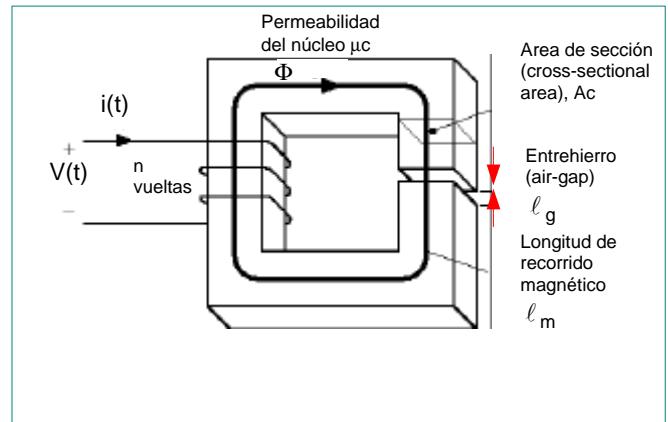
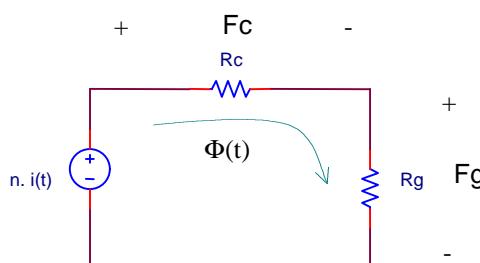


Fig. 5.115. Inductor con entrehierro

$$F_c + F_g = n \cdot i$$

(5.319)

De la ley de Faraday:

$$v(t) = n \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (5.320)$$

también;

$$n \cdot i(t) = \Phi(t) (R_c + R_g) \quad \text{siendo} \quad R_c = \frac{\ell_c}{\mu A_c} \quad \text{y} \quad R_g = \frac{\ell_g}{\mu A_c} \quad (5.321)$$

Entonces:

$$v(t) = \frac{n^2}{R_c + R_g} \frac{di(t)}{dt} \quad (5.322)$$

Entonces, la inductancia es:

$$L = \frac{n^2}{R_c + R_g} \quad (5.323)$$

Además, teniendo en cuenta las limitaciones debidas a la saturación del núcleo;

$$\Phi_{\text{sat}} = B_{\text{sat}} A_c \quad (5.324)$$

$$I_{\text{sat}} = \frac{B_{\text{sat}} A_c}{n} (R_c + R_g) \quad (5.325)$$

Efectos del entrehierro:

- * el valor de la inductancia disminuye
- * incrementa el valor máximo de corriente de saturación
- * la inductancia es menos dependiente de la permeabilidad del núcleo.

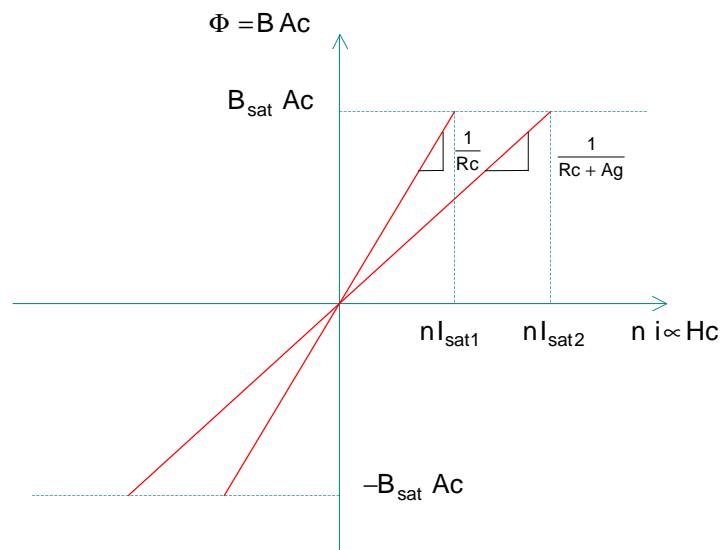
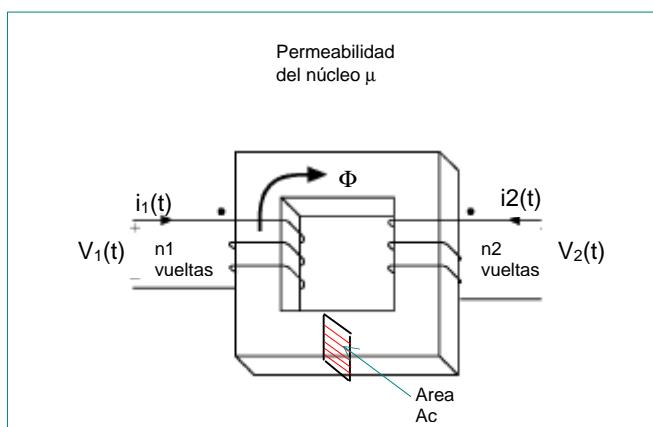


Fig. 5.116. Característica del material magnético del inductor con entrehierro

5.11.3. Modelización de transformadores e inductores

Transformador con dos bobinados sin entrehierro



(a)

Las ecuaciones son:

$$R = \frac{\ell_m}{\mu A_c}$$

$$F_C = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \quad (5.327)$$

$$\Phi R = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \quad (5.328)$$

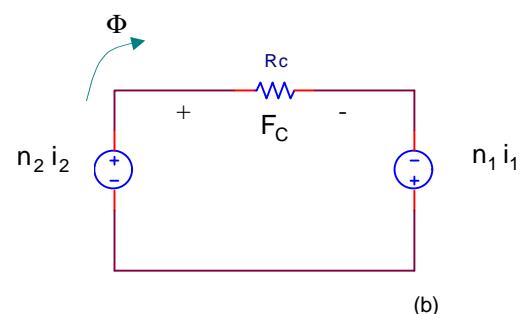


Fig. 5.117. (a) El transformador con dos bobinados sin entrehierro, (b) modelo de circuito

$$(5.326)$$

En el transformador ideal la reluctancia R del núcleo se aproxima a cero, por lo que la fuerza magnetomotriz

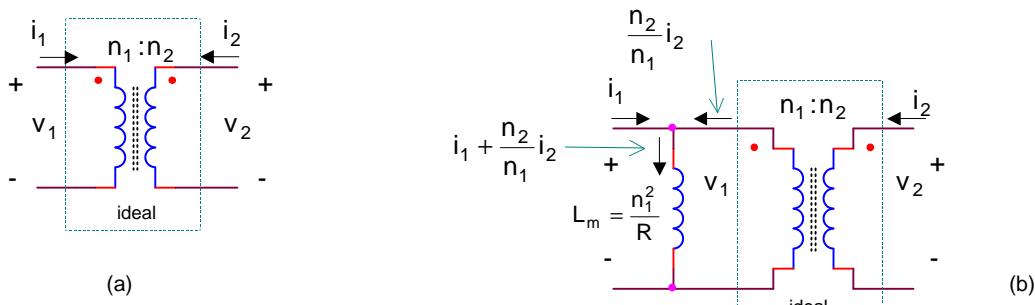


Fig. 5.118. El transformador con dos bobinados
 (a) ideal
 (b) con magnetización

$$\text{MMF} = \Phi R = 0, \text{ entonces} \quad (5.329)$$

$$0 = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \quad (5.330)$$

También por la ley de Faraday

$$v_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt}, \quad (5.331)$$

$$v_2 = n_2 \frac{d\Phi}{dt}, \quad (5.332)$$

$$\therefore \frac{d\Phi}{dt} = \frac{v_1}{n_1} = \frac{v_2}{n_2} \quad (5.333)$$

Las ecuaciones para el transformador ideal son:

$$\frac{v_1}{n_1} = \frac{v_2}{n_2} \quad \text{y} \quad n_1 \cdot i_1 = n_2 \cdot i_2 \quad (5.334)$$

Análisis con la inductancia de magnetización:

Para una reluctancia distinta de cero,

$$\Phi R = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \text{ con} \quad (5.335)$$

$$v_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{por lo que,} \quad (5.336)$$

$$v_1 = \frac{n_1^2}{R} \frac{d}{dt} \left[i_1 + \frac{n_2}{n_1} i_2 \right] \quad (5.337)$$

Ecuación que tiene la forma

$$v_1(t) = L_m \frac{di_m(t)}{dt} \quad \text{siendo,} \quad (5.338)$$

$$L_m = \frac{n_1^2}{R} \quad (5.339)$$

$$i_{Lm} = i_1 + \frac{n_2}{n_1} i_2 \quad (5.340)$$

- La inductancia de magnetización es un inductor real y físico, que tiene los límites de saturación y de histéresis.
- Si se desconecta el bobinado secundario, queda sólo la inductancia de magnetización

- La corriente magnetizante hace que la relación de las corrientes de los bobinados difiera de la relación de vueltas.
- Cuando un núcleo se satura, la corriente magnetizante es muy grande y la impedancia de la inductancia magnetizante es muy chica, provocando cortocircuito.
- Valores grandes de corriente i_1 e i_2 no necesariamente provocan la saturación del núcleo. Si $i_1 n_1 = i_2 n_2$, la corriente magnetizante es cero, y no hay corriente magnetizante neta.
- La saturación del núcleo es provocada por un exceso de volt-seg.
- La corriente magnetizante depende de la integral de la tensión aplicada en el devanado

$$i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int v_1(t) dt \quad (5.341)$$

- La densidad de flujo es proporcional a:

$$B(t) = \frac{1}{n_1 A_C} \int v_1(t) dt \quad (5.342)$$

- Si la densidad de flujo es muy grande, y el núcleo se satura, entonces los volt-segundos aplicados es muy grande, donde:

$$\lambda_1 = \int_{t_1}^{t_2} v_1(t) dt \quad (5.343)$$

- Si se incluyen las inductancias de pérdidas:

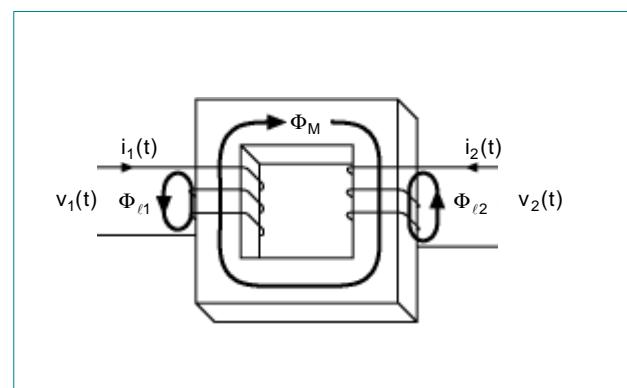
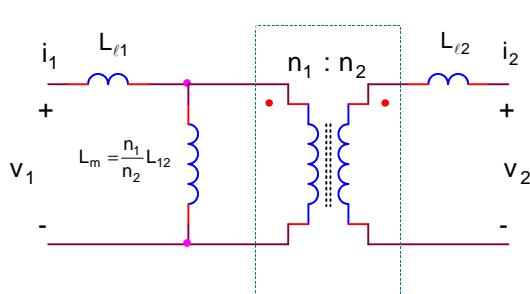


Fig. 5.119. El transformador con dos bobinados con pérdidas

$$\begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} \quad (5.344)$$

La inductancia mutua es:

$$L_{12} = \frac{n_1 n_2}{R} = \frac{n_2}{n_1} L_m \quad (5.345)$$

Por lo que las auto inductancias del primario y secundario son:

$$L_{11} = L_{\ell 1} + \frac{n_1}{n_2} L_{12} \quad (5.346)$$

$$L_{22} = L_{\ell 2} + \frac{n_2}{n_1} L_{12} \quad (5.347)$$

La relación de vueltas efectiva y el coeficiente de acoplamiento son:

$$n_e = \sqrt{\frac{L_{22}}{L_{11}}} \quad (5.348)$$

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} L_{22}}} \quad (5.349)$$

5.11.4. Pérdidas en los circuitos magnéticos

Pérdidas de baja frecuencia:

- Pérdidas de dc en el cobre
- Pérdidas en el núcleo: por histéresis

Pérdidas de alta frecuencia:

- Por el efecto pelicular
- La clásica pérdida de corriente de Eddy
- Pérdidas en el cobre: el efecto proximidad limita las altas frecuencias
- Diagramas MMF, pérdidas en una capa, y en los bobinados multicapa
- Armónicos debidos al PWM

Pérdidas en el núcleo

Pérdidas por histéresis:

La energía W por ciclo fluye en las n-vueltas de un inductor excitado por una señal periódica de frecuencia f:

$$W = \int_T v(t)i(t) dt \quad (5.349)$$

Las relaciones de tensión y corrientes con B y H son a través de las leyes de Faraday y Ampare:

$$v(t) = nA_C \frac{dB(t)}{dt}$$

$$H(t)\ell_m = n i(t)$$

sustituyendo en la integral:

$$W = \int_T \left(nA_C \frac{dB(t)}{dt} \right) \left(\frac{H(t)\ell_m}{n} \right) dt = A_C \ell_m \int_T H(t) dB$$

(Pérdidas por ciclo)=(volumen del núcleo)(area del lazo B-H)

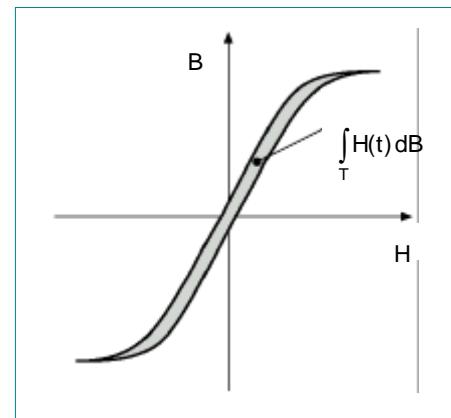


Fig. 5.120. Curva B-H con histéresis

$$P_H = (f) (A_C \ell_m) \int_T H dB \quad (5.350)$$

Las pérdidas de histéresis son directamente proporcionales a la frecuencia aplicada.

- Las pérdidas de Histéresis varían directamente con la frecuencia aplicada
- Hay dependencia de la máxima densidad de flujo de acuerdo con la ecuación empírica de Steinmetz:

$$P_H = K_H f B_{\max}^\alpha \quad (5.351)$$

donde los parámetros K_H y α se determinan experimentalmente.

Pérdidas en el núcleo por corrientes de Eddy

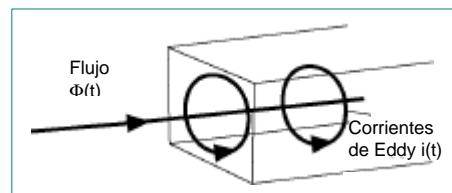
Los materiales del núcleo magnético son razonablemente buenos conductores de la corriente eléctrica. De acuerdo con la ley de Lenz, campos magnéticos inducen corriente en el núcleo (corriente de Eddy) que fluyen por él. Las corrientes de Eddy fluyen de manera tal que tienden a generar un flujo que se opone a los cambios en el flujo $\Phi(t)$ del núcleo. Las corrientes de Eddy tienden a oponerse al flujo que penetra el núcleo.

De acuerdo con la Ley de Faraday, el flujo de $\Phi(t)$ de ac induce una tensión $v(t)$ en el núcleo.

La magnitud de la tensión inducida es directamente proporcional a la frecuencia de excitación.

Si la impedancia Z del material es resistiva pura e independiente de la frecuencia, $Z=R$, entonces la magnitud de la corriente de Eddy es proporcional a la tensión: $i(t)=v(t)/R$. Pero, la magnitud de la corriente $i(t)$ es directamente proporcional a la frecuencia de excitación.

Las pérdidas por corriente de Eddy $i^2(t)R$ entonces varía con el cuadrado de la frecuencia.



Corrientes de Eddy:
 $i^2(t)R$

La ec. de Steinmetz de pérdidas de corriente de Eddy es:

$$P_E = K_E f^2 B_{\max}^2 \quad (5.352)$$

La impedancia de los materiales ferrite es capacitiva. Esto provoca que las pérdidas de corriente de Eddy incrementan con f^4

Los materiales típicos son:

Core type	Bsat	Relative core loss	Applications
Laminations iron, silicon steel	1,5 – 2,0 T	high	50-60 Hz transformers, inductors
Powdered cores powdered iron, molypermalloy	0,6 – 0,8 T	medium	1 kHz transformers, 100 kHz filter inductors
Ferrite Manganese-zinc, Nickel-zinc	0,25 – 0,5 T	low	20 kHz - 1 MHz transformers, ac inductors

5.11.5. Pérdidas en el cobre

La resistencia de dc del cobre es:

$$R = \rho \frac{l_b}{A_w} \quad \text{donde}$$

Donde
 A_w = área de cruce del bobinado
 l_b = longitud del bobinado
 ρ = resistividad
 ρ (cobre) = $1,724 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ a temp. ambiente
 ρ (cobre) = $2,3 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ a 100°C

(5.353)

esta resistencia del bobinado hace que las pérdidas sean:

$$P_{cu} = I_{rms}^2 R \quad (5.354)$$

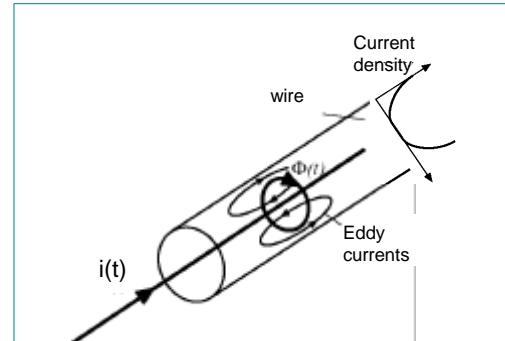
Corrientes de Eddy en conductores.

El efecto pelicular

En caso de cobre, la profundidad de penetración

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \text{ cm} \quad (5.355)$$

Fig. 5.121. Efecto pelicular



Una corriente de ca que circula por un conductor induce corrientes de Eddy en los conductores adyacentes por el proceso llamado efecto de proximidad. Este fenómeno provoca pérdidas de potencia en transformadores e inductores de ac de alta frecuencia.

Si se tiene una capa de un devanado multicapa, con $d \gg \delta$, y cada capa transporta una corriente neta $i(t)$ entonces, se define como pérdidas de potencia en la capa 1:

$$P_1 = I_{rms}^2 \left(R_{dc} \frac{d}{\delta} \right) \quad (5.356)$$

las pérdidas de potencia P_2 en la capa 2:

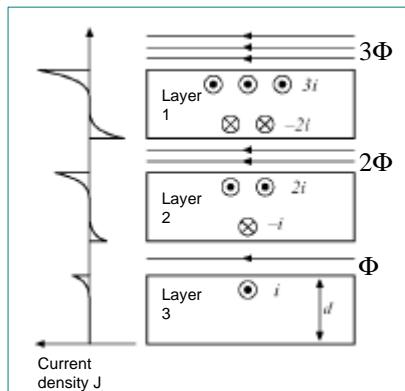


Fig. 5.122. Efecto proximidad

$$P_2 = I_{\text{rms}}^2 \left(R_{\text{dc}} \frac{d}{\delta} \right) + (2I_{\text{rms}})^2 \left(R_{\text{dc}} \frac{d}{\delta} \right) = 5P_1 \quad (5.357)$$

las pérdidas de potencia P_3 en la capa 3:

$$P_3 = (2I_{\text{rms}})^2 \left(R_{\text{dc}} \frac{d}{\delta} \right) + (3I_{\text{rms}})^2 \left(R_{\text{dc}} \frac{d}{\delta} \right) = 13P_1 \quad (5.358)$$

y, las pérdidas de potencia P_m en la capa m:

$$P_m = ((1-m)^2 + m^2) P_1 \quad (5.359)$$

Si se tiene en cuenta las pérdidas de todas las capas

$$P_w|_{d>>\delta} = \sum_{j=1}^M P_j = \frac{M}{3} (2M^2 + 1) P_1 \quad (5.360)$$

Para un espesor del cobre distinto de $d=\delta$, la resistencia de dc y las pérdidas de potencia se cambian por un factor d/δ , y las pérdidas de dc totales del cobre son:

$$P_{w,dc} = M P_1 \frac{d}{\delta} \quad (5.361)$$

El efecto proximidad, entonces, incrementa las pérdidas del cobre en un factor:

$$F_R|_{d>>\delta} = \frac{P_w|_{d>>\delta}}{P_{w,dc}} = \frac{1}{3} \frac{d}{\delta} (2M^2 + 1) \quad (5.362)$$

5.11.6. Diseño del inductores y transformadores que funcionan en modo unidireccional

Diseño del inductor de filtro L

En el diseño del inductor de filtro L el detalle más importante es la elección de la máxima densidad de flujo de operación B_{max} , cuyos pasos son los siguientes:

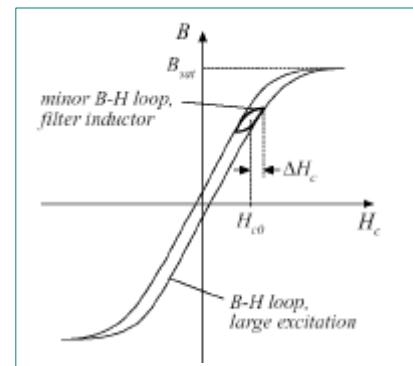
- Elegir el B_{max} para evitar la saturación del núcleo, o
- Reducir el valor B_{max} al mínimo posible con el fin de reducir las pérdidas del núcleo

Los procedimientos son diferentes a emplear en estos dos casos

Los diferentes tipos de dispositivos magnéticos que se emplean son:

- Inductor de filtro
- Transformador convencional
- Transformador flyback
- Amplificador magnético
- Inductor de ac
- Inductor acoplado
- Transformador SEPIC

Fig. 5.123. Ubicación B-H inductor CCM buck



• Reactor saturable

La figura siguiente muestra el lugar típico para un inductor que se utiliza en el convertidor CCM BUCK.

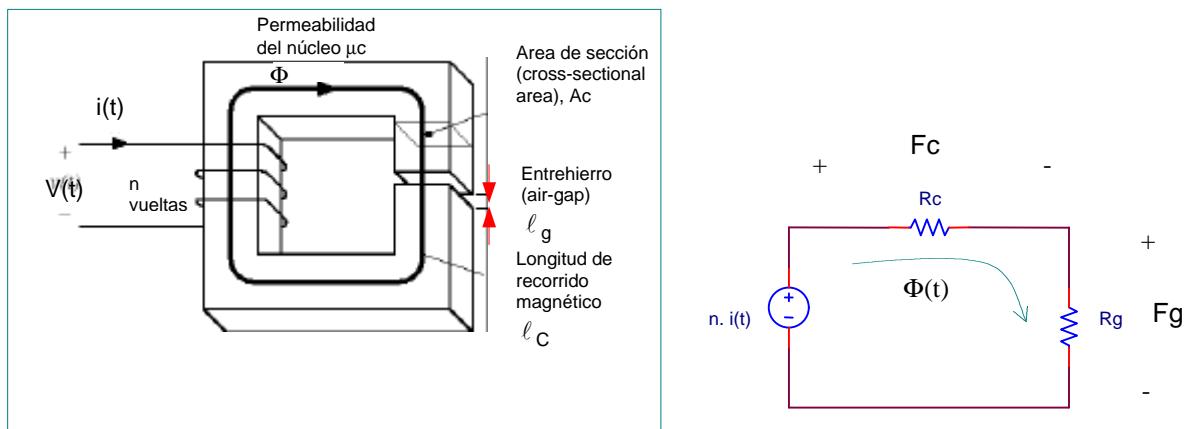


Fig. 5.124. Inductor con entrehierro

El inductor es:

$$F_c + F_g = n \cdot i \quad (5.363)$$

donde

$$R_C = \frac{l_C}{\mu_C A_C} \quad \text{y} \quad R_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_C} \quad (5.364)$$

La solución de circuito magnético

$$n \cdot i = \Phi (R_C + R_g) \quad (5.365)$$

$$\text{Si } R_g \gg R_C \quad \text{entonces,} \quad n \cdot i \approx \Phi R_g \quad (5.366)$$

- Pérdidas del cobre y pérdidas por el efecto de proximidad despreciables
- Pérdidas del cobre de dc importantes
- Se elige el valor de densidad de flujo para evitar la saturación
- Se emplea entrehierro (air gap)
- Se puede elegir materiales que tengan alta densidad de flujo (las pérdidas en el núcleo no serán importantes)

Inductor de ac

- Las pérdidas en el núcleo, en el cobre y de proximidad son todas significantes
- Se emplea un entrehierro (air gap)
- Se elige el valor de densidad de flujo para reducir las pérdidas en el núcleo
- Se deberán emplear materiales (ferrite) de alta frecuencia

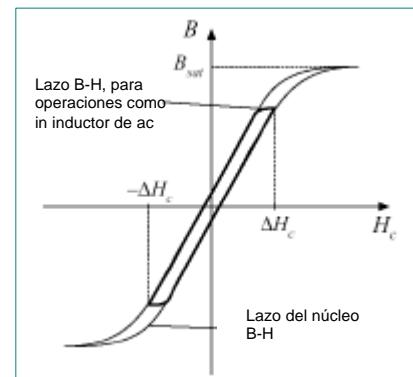
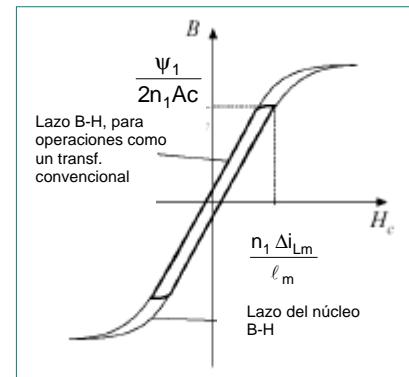


Fig. 5.125. Inductor de ac

Diseño del Transformador de aislación forward

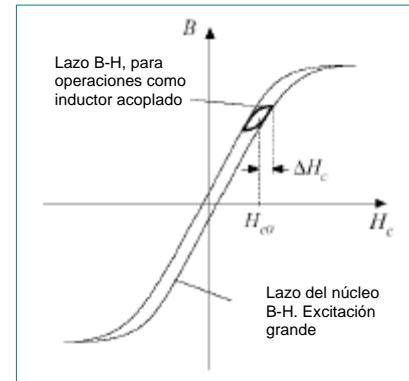
- Las pérdidas en el núcleo, en el cobre, y por proximidad son importantes
- No se emplea entrehierro (air gap)
- Se elige un valor de densidad de flujo que minimice las pérdidas
- Se deberán emplear materiales (ferrite) de alta frecuencia



$$H(t) = \frac{n_1 \Delta i_{Lm}}{\ell_m} \quad (5.367)$$

Diseño del Inductor acoplado

- Este inductor tiene múltiples devanados
- Se utiliza air gap
- Las pérdidas en el núcleo y de proximidad no son importantes
- Se elige un valor de densidad de flujo para evitar la saturación
- Se puede emplear materiales de más baja frecuencia



Transformador flyback en DCM

- Las pérdidas en el núcleo, en el cobre, y de proximidad son importantes.
- Se elige un valor de densidad de flujo reducir las pérdidas en el núcleo
- Se utiliza air gap
- Se deberán emplear materiales (ferrite) de alta frecuencia

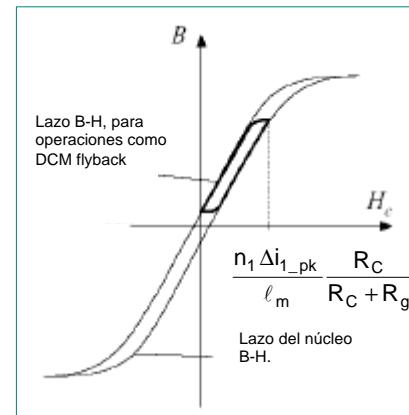


Fig. 5.126. Curvas B-H del inductor acoplado y del transformador flyback DCM

Restricciones en el diseño del inductor

Se diseña un inductor que tiene un valor de inductancia dado, el cual en el peor de los casos circulará una corriente Imax sin saturar, y que tiene una resistencia R, o equivalente, que exhibe en el peor de los casos pérdidas en el cobre de:

$$P_{cu} = I_{rms}^2 R \quad (5.368)$$

Restricciones respecto a la máxima densidad de flujo

Dada una corriente de devanado máxima Imax, se deberá operar en el núcleo con una densidad de flujo máxima de valor Bmax. El valor Bmax que se elige deberá ser menor que el máximo que va a tener el núcleo en el peor de los casos.

$$ni = BA_C R_g \quad (5.369)$$

haciendo $I=I_{max}$ y $B=B_{max}$:

$$nI_{max} = B_{max} A_C R_g = B_{max} \frac{\ell_g}{\mu_0} \quad (5.370)$$

donde n y ℓ_g son desconocidos

Si se parte de una valor de inductancia L específico, y

$$L = \frac{n^2}{R_g} = \frac{\mu_0 A_C n^2}{\ell_g} \quad (5.371)$$

entonces, la cantidad de vueltas n , el área del núcleo A_C y la longitud del entrehierro ℓ_g son desconocidos.

Restricciones respecto al devanado

Si se define como el área total del cobre en la ventana:

$$nA_w$$

y si el área disponible para los conductores es:

$$K_u W_A$$

*la restricción que se agrega es:

$$\text{Área del alambre} \\ A_w$$

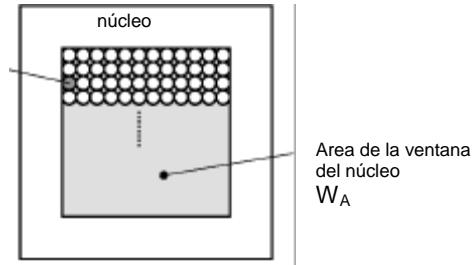


Fig. 5.127. Área de la ventana del núcleo

$$K_u W_A \geq nA_w \quad (5.372)$$

Donde se denomina K_u el “factor de llenado”.

K_u es una fracción del área de la ventana del núcleo que es llenada por el cobre.

Los motivos por el cual $K_u < 1$:

- El alambre es circular y no hay un empaquetado perfecto que reduce K_u por un factor de 0,7 a 0,55 dependiendo de la técnica de bobinado.
- La aislación reduce el K_u por un factor de 0,95 a 0,65, dependiendo del tamaño del alambre y el tipo de aislación
- El bobinado necesita un área de la ventana
- Se requiere aislación adicional entre bobinados.

Valores típicos de K_u :

- 0,5 para inductor simple de baja tensión
- 0,25 a 0,3 para transformador off-line
- 0,05 a 0,2 para transformador de alta tensión (algunos KV)
- 0,65 para inductor de baja tensión de láminas.

Resistencia del bobinado

La resistencia es:

$$R = \rho \frac{\ell_b}{A_w} \quad (5.373)$$

donde ρ es la resistividad del material conductor, ℓ_b es la longitud del alambre, y A_w es la sección. La resistividad del cobre a temp. Ambiente es: $1,724 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$.

La longitud del bobinado que tiene n -vueltas se expresa como:

$$\ell_b = n(MLT) \quad (5.374)$$

donde (MLT, mean-length-per-turn) es la longitud media por vueltas del devanado. Esta es una función de la geometría del núcleo. Esta ecuación genera una restricción adicional:

$$R = \rho \frac{n(MLT)}{A_W} \quad (5.375)$$

Las cuatro restricciones son, entonces:

$$nI_{max} = B_{max} \frac{\ell_g}{\mu_0} \quad L = \frac{\mu_0 A_C n^2}{\ell_g} \quad (5.376) \quad (5.377)$$

$$K_u W_A \geq n A_W \quad R = \rho \frac{n(MLT)}{A_W} \quad (5.378) \quad (5.379)$$

Estas ecuaciones involucran las cantidades:

A_C, W_A , y MLT que son funciones de la geometría del núcleo
 $I_{max}, B_{max}, \mu_0, L, K_u, R$, y ρ son cantidades que se pueden dar en las especificaciones, o se pueden conocer
 n, ℓ_g , y A_W son cantidades desconocidas.

Con el fin de eliminar de la ecuación las cantidades n, ℓ_g , y A_W , queda:

$$\frac{A_C^2 W_A}{(MLT)} \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R K_u} \quad (5.380)$$

Las cantidades del lado izquierdo son funciones de la geometría del núcleo.

Las especificaciones del lado derecho de la ecuación son conocidas.

La constante de geometría del núcleo K_g se define como:

$$K_g = \frac{A_C^2 W_A}{(MLT)} \quad (5.381)$$

K_g es una figura de mérito que describe el tamaño eléctrico efectivo del núcleo magnético, en aplicaciones donde se especifican las siguientes cantidades:

pérdidas del núcleo
máxima densidad de flujo.

Cómo afectan las especificaciones al tamaño del núcleo:

Se puede hacer menor el núcleo incrementando
 B_{max} o R

Cómo afectan a las capacidades eléctricas la geometría del núcleo:

Un valor de K_g grande se puede obtener por el incremento de
 A_C, W_A

Ejemplo:

Dados los siguientes datos:

1) Especificaciones:

Resistividad del alambre	ρ	(Ω -cm)
Corriente pico del primario	I_{max}	(A)
Inductancia	L	(H)
Resistencia del devanado	R	(Ω)
Factor de llenado del devan.	K_u	
Densidad máxima de flujo del núcleo	B_{max}	(T)

Las dimensiones del núcleo se expresan en cm:

Área de cruce del núcleo	A_C	(cm^2)
Área de la ventana del núcleo	W_A	(cm^2)
Longitud media por vuelta	MLT	(cm)

- 2) Dimensiones del núcleo:

$$K_g \geq \frac{\rho L^2 I_{\max}^2}{B_{\max}^2 R K_u} 10^8 \left(\text{cm}^5 \right)$$

Se elige un núcleo que sea suficientemente grande para satisfacer esta inecuación.

- 3) Determinación del entrehierro (air gap)

$$\ell_g = \frac{\mu_0 L I_{\max}^2}{B_{\max}^2 A_C} 10^4 \text{ (m)}$$

A_C en cm^2 .

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m};$$

- 4) Determinación de A_L

$$A_L = \frac{10 B_{\max}^2 A_C^2}{L I_{\max}^2} \text{ (mH/1000 vueltas)}$$

A_C en cm^2 ; L (H); B_{\max} =(Tesla)

$$L = A_L n^2 10^{-9} \text{ (H)}$$

- 5) Determinación de n_1

$$n_1 = \frac{L I_{\max}}{B_{\max} A_C} 10^4$$

- 6) Determinación de la dimensión del alambre

$$A_W \leq \frac{K_u W_A}{n} \text{ (cm}^2\text{)}$$

como verificación, la resistencia del devanado deberá ser:

$$R = \frac{\rho n (MLT)}{A_W} \text{ (\Omega)}$$

5.11.7. Diseño del transformador de modo de funcionamiento bidireccional

Diseño del transformador de devanados múltiples

En el diseño del transformador de aislación se incluyen:

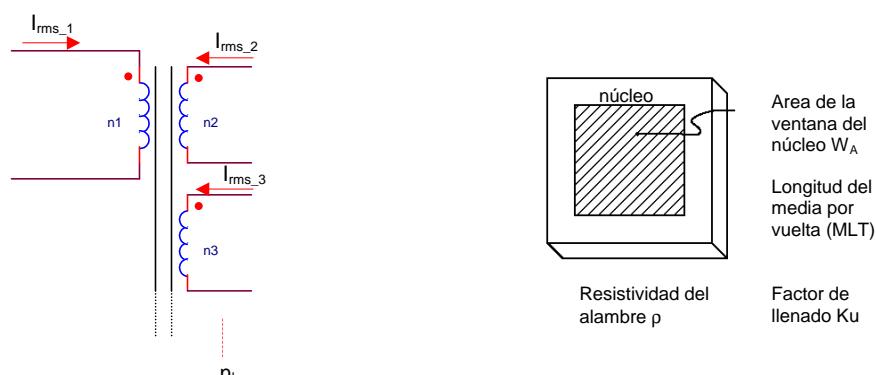


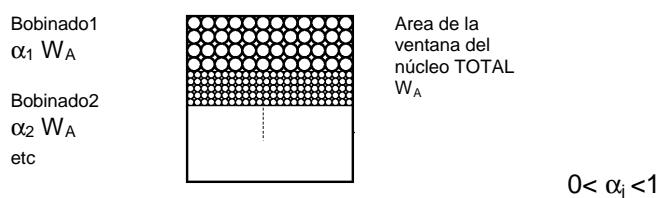
Fig. 5.128. Transformador

- Inclusión de pérdidas en el núcleo
- Selección del valor de la densidad de flujo de operación para optimizar las pérdidas
- Diseño de múltiples devanados: cómo ubicar el área de la ventana disponible
- Procedimiento de diseño del transformador
- Cómo afecta al tamaño del núcleo la frecuencia de conmutación

Dado un transformador con k devanados, y circulan por él una cantidad de corriente rms:

$$\frac{v_1(t)}{n_1} = \frac{v_2(t)}{n_2} = \dots = \frac{v_k(t)}{n_k} \quad (5.382)$$

La distribución de los bobinados en el área de la ventana del núcleo puede ser:



$$\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_k = 1$$

Fig. 5.129. Diseño del transformador

Pérdidas del cobre en el bobinado j

Las pérdidas de bajas frecuencias del cobre (sin tener en cuenta el efecto proximidad) son:

$$P_{cu,j} = I_j^2 R_j \quad (5.383)$$

La resistencia del bobinado j es:

$$R_j = \rho \frac{\ell_j}{A_{W,j}} \quad (5.384)$$

con $\ell_j = n_j (MLT)$ longitud media del devanado j

$$A_{W,j} = \frac{W_A K_u \alpha_j}{n_j} \text{ área del devanado } j \quad (5.385)$$

entonces, por sustitución, el devanado j :

$$R_j = \rho \frac{n_j^2 (MLT)}{W_A K_u \alpha_j} \quad y \quad (5.386)$$

$$P_{cu,j} = \frac{\rho (MLT)}{W_A K_u} \frac{n_j^2 I_j^2}{\alpha_j} \quad (5.387)$$

Pérdidas del cobre total

Las pérdidas de todos los devanados serán, entonces:

$$P_{cu,tot} = P_{cu,1} + P_{cu,2} + \dots + P_{cu,k} = \frac{\rho (MLT)}{W_A K_u} \sum_{j=1}^k \left(\frac{n_j^2 I_j^2}{\alpha_j} \right) \quad (5.388)$$

Se seleccionará valores de $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ tales que la pérdida total del cobre $P_{cu,tot}$ sea mínima.

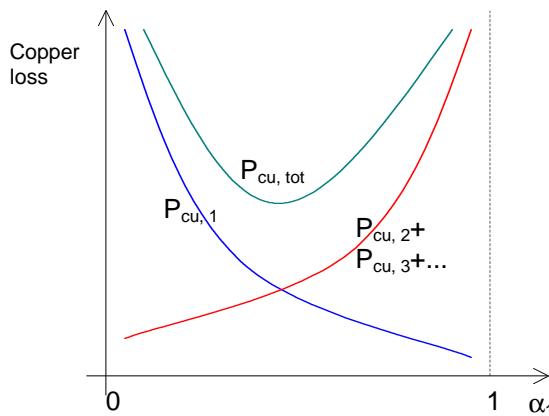


Fig. 5.130. Pérdidas del cobre

Para $\alpha_1=0$: el alambre del bobinado 1 tiene área 0, y $P_{cu,1}$ tiende al infinito.

Para $\alpha_1=1$: El alambre de los bobinados remanentes tienen área cero. Sus pérdidas del cobre tienden al infinito.

Hay un valor de α_1 que minimiza las pérdidas totales del cobre.

El método de Lagrange para determinar el valor de α que minimiza las pérdidas en el cobre:

$$\alpha_m = \frac{V_m I_m}{\sum_{n=1}^{\infty} V_j I_j} \quad \text{donde} \quad (5.389)$$

$V_j I_j$ = potencia aparente del bobinado j

El área de la ventana de cada bobinado deberá ubicarse de acuerdo con la potencias aparentes de cada devanado.

Ejemplo. Transformador full bridge

Un transformador puente completo, tiene las corrientes:
Donde $i_1(t)$ es la corriente del primario y $i_2(t)$ y $i_3(t)$ son las corrientes de los secundarios
Las formas de onda del primario y los secundarios son diferentes.

Se tratará como un transformador de tres bobinados.
Las corrientes eficaces son:

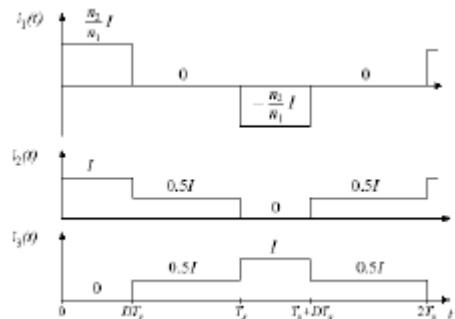


Fig. 5.131. Formas de onda de corriente del primario y secundarios del transformador full-bridge

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{2T} i_1^2(t) dt} = \frac{n_2}{n_1} I \sqrt{D} \quad (5.390)$$

$$I_2 = I_3 = \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{2T} i_2^2(t) dt} = \frac{1}{2} I \sqrt{1+D} \quad (5.391)$$

Si ubicamos estas fórmulas de la corriente eficaz, resulta:

$$\alpha_1 = \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{1+D}{D}}} \quad \text{fracción del área de la ventana ubicada en el primario} \quad (5.392)$$

$$\alpha_2 = \alpha_3 = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{D}{1+D}}} \quad \text{fracción del área de la ventana ubicada en cada secundario} \quad (5.393)$$

Suponga que se quiere optimizar el diseño del transformador en el peor de los casos, con un punto de operación de $D=0.75$, entonces se obtiene:

$$\alpha_1=0.396$$

$$\alpha_2=0.302$$

$$\alpha_3=0.302$$

Las pérdidas totales del cobre son:

$$P_{cu,tot} = \frac{\rho (MLT)}{W_A K_u} \left(\sum_{j=1}^3 n_j I_j \right)^2 = \frac{\rho (MLT) n_2^2 I^2}{W_A K_u} (1 + 2D + 2\sqrt{D + (1+D)}) \quad (5.394)$$

Diseño del transformador

Pérdidas en el material del núcleo. Primera restricción:

$$P_{fe} = K_{fe} B_{max}^\beta A_C \ell_m \quad (5.395)$$

los valores típicos de β para materiales de ferrite son: 2,6 o 2,7
Incrementar B_{max} implica directamente incrementar las pérdidas.

Densidad de flujo. Segunda restricción:

La densidad de flujo $B(t)$ esta relacionada con la tensión aplicada en el devanado, de acuerdo con la Ley de Faraday. Si los volt-segundos aplicados al devanado primario durante la porción positiva es:

$$\lambda_1 = \int_{t1}^{t2} v_1(t) dt \quad (5.396)$$

esto provocará un cambio de flujo, que de acuerdo con la Ley de Faraday, el valor pico de la componente de ac de densidad de flujo es:

$$B_{max} = \frac{\lambda_1}{2n_1 A_C} \quad (5.397)$$

Entonces, para obtener una dada densidad de flujo, la cantidad de vueltas del primario será:

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2B_{max} A_C} \quad (5.398)$$

Pérdidas en el cobre. Tercera restricción:

Es necesario ubicar el área de la ventana entre los bobinados de manera optima. Las pérdidas totales del cobre son:

$$P_{cu} = \frac{\rho (MLT) n_1^2 I_{tot}^2}{W_A K_u} \quad \text{con} \quad (5.399)$$

$$I_{tot} = \sum_{j=1}^k \frac{n_j}{n_1} I_j \quad (5.400)$$

$$P_{cu} = \frac{\rho (MLT) n_1^2 I_{tot}^2}{W_A K_u} \quad (5.401)$$

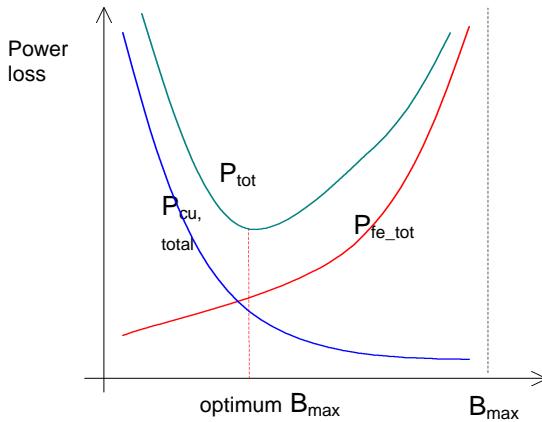
También se puede expresar:

$$P_{cu} = \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{K_u} \right) \left(\frac{(MLT)}{W_A A_C^2} \right) \left(\frac{1}{B_{max}^2} \right) \quad (5.402)$$

Pero, las pérdidas totales son:

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu} \quad (5.403)$$

Las pérdidas totales, de manera tal que se pueda optimizar el B_{max} :



Donde:

$$P_{fe} = K_{fe} B_{max}^\beta A_C \ell_m$$

$$P_{cu} = \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{K_u} \right) \left(\frac{(MLT)}{W_A A_C^2} \right) \left(\frac{1}{B_{max}^2} \right)$$

Fig. 5.132. Pérdidas totales en función de B

Determinación de la densidad de flujo máxima optima

Dado que

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu} \quad (5.404)$$

Entonces, el valor de B_{max} que minimiza la P_{tot} es:

$$\frac{dP_{tot}}{dB_{max}} = \frac{dP_{fe}}{dB_{max}} + \frac{dP_{cu}}{dB_{max}} = 0 \quad (5.405)$$

Nota: el valor óptimo no ocurre necesariamente cuando $P_{fe}=P_{cu}$, porque la ecuación queda:

$$\frac{dP_{fe}}{dB_{max}} = -\frac{dP_{cu}}{dB_{max}} \quad \text{por lo que} \quad (5.406)$$

$$\frac{dP_{fe}}{dB_{max}} = \beta K_{fe} B_{max}^{\beta-1} A_C \ell_m \quad \text{y} \quad (5.407)$$

$$\frac{dP_{cu}}{dB_{max}} = -2 \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4 K_u} \right) \left(\frac{(MLT)}{W_A A_C^2} \right) B_{max}^{-3} \quad (5.408)$$

quedando entonces, luego de la sustitución:

$$B_{max} = \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{2 K_u} \frac{(MLT)}{W_A A_C^3 \ell_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right]^{\frac{1}{\beta+2}} \quad \text{es el valor de } B_{max} \text{ óptimo para un núcleo} \quad (5.409)$$

Sustituyendo B_{max} en las expresiones de las pérdidas queda:

$$P_{tot} = [A_C \ell_m K_{fe}]^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4 K_u} \frac{(MLT)}{W_A A_C^2} \right]^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \right] \quad (5.410)$$

Reordenando los términos:

$$\frac{W_A (A_C)^{(2(1-\beta)/\beta)}}{(MLT) \ell_m^{(2/\beta)}} \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} = \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4 K_u (P_{tot})^{\left((\beta+2)/\beta\right)}} \quad (5.411)$$

donde el primer término depende de la geometría del núcleo K_{gfe}

lado derecho: depende de las especificaciones

$$\text{Si se define como } K_{gfe} = \frac{W_A (A_C)^{(2(1-\beta)/\beta)}}{(MLT) \ell_m^{(2/\beta)}} \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} \quad (5.412)$$

Entonces, se seleccionará el núcleo que satisfaga:

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4K_u (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}} \quad (5.413)$$

◆

➤ Ejemplo

Dado los siguientes datos:

1) Especificaciones:

Resistividad del alambre	ρ	($\Omega \cdot \text{cm}$)
Corriente pico del primario	I_{max}	(A)
Relación de vueltas	$n_2/n_1, n_3/n_1$, etc.	
Volt-seg. Primario aplicados	λ_1	(v-seg.)
Disipac. Pot. Total permitido	P_{tot}	(W)
Factor de llenado del bobinado	K_u	
Exponente de pérdidas del núcleo	β	
Coeficiente de pérdidas del núcleo	K_{fe}	($\text{W}/\text{cm}^3 T^\beta$)

Otras cantidades y dimensiones:

Área de cruce del núcleo	A_c	(cm^2)
Área de la ventana del núcleo	WA	(cm^2)
Longitud media por vuelta	MLT	(cm)
Long. de recorrido magnético	ℓ_e	(cm)
Áreas de los alambres	A_{w1}, \dots	(cm^2)
Densidad máxima de flujo del núcleo	B_{max}	(T)

1) Dimensiones del núcleo:

Se utiliza la fórmula:

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4K_u (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}}$$

Se deberá satisfacer esta inecuación.

2) Evaluación de la densidad de flujo de ac máx.:

$$B_{max} = \left[10^8 \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{2K_u} \frac{(MLT)}{W_A A_c^3 \ell_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)}$$

es el valor de B_{max} óptimo para un núcleo

Se deberá adicionar el B_{dc} , es decir, si el núcleo opera con un valor de densidad de flujo de dc distinto de cero, entonces $B_{max} + B_{dc}$ deberá ser menor que la densidad de flujo de saturación B_{sat} .

3) Determinación de la cantidad de vueltas:

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2B_{max} A_c} 10^4$$

La cantidad de vueltas del secundario será de acuerdo a la siguiente relación:

$$n_2 = n_1 \left(\frac{V_2}{V_1} \right)$$

$$n_3 = n_1 \left(\frac{V_3}{V_1} \right)$$

⋮

4) Determinación de la sección del alambre:

Si la fracción del área de la ventana asignada a cada devanado es la siguiente, las dimensiones serán:

$$\alpha_1 = \frac{n_1 l_1}{n_1 l_{\text{Tot}}}$$

$$\alpha_2 = \frac{n_2 l_2}{n_1 l_{\text{Tot}}}$$

.

$$\alpha_k = \frac{n_k l_k}{n_1 l_{\text{Tot}}}$$

$$A_{W1} \leq \frac{\alpha_1 K_u W_A}{n_1}$$

$$A_{W2} \leq \frac{\alpha_2 K_u W_A}{n_2}$$

.

$$A_{Wk} \leq \frac{\alpha_k K_u W_A}{n_k}$$

5) Verificación del modelo del transformador:

La inductancia de magnetización

$$L_M = \frac{\mu n_1^2 A_C}{l_m}$$

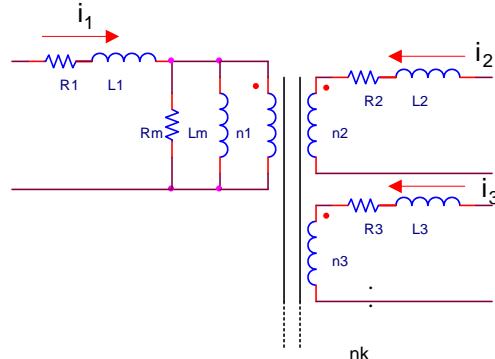
La corriente pico de magnetización:

$$i_{M,pk} = \frac{\lambda_1}{2L_M}$$

Las resistencias de los devanados:

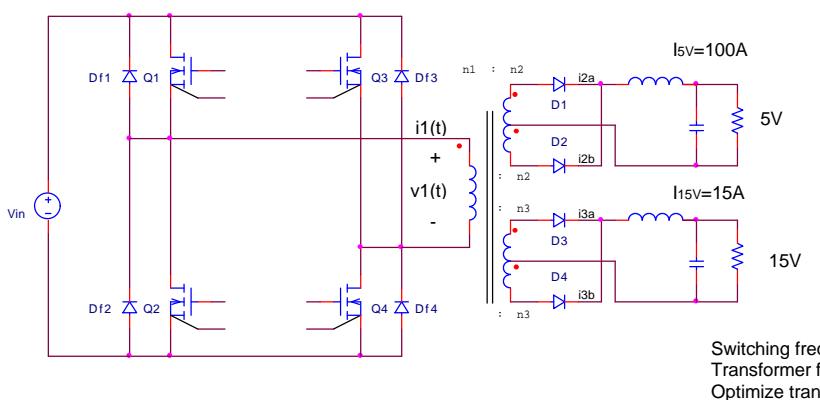
$$R_1 = \frac{\rho n_1 (MLT)}{A_{W1}}$$

$$R_2 = \frac{\rho n_2 (MLT)}{A_{W2}}$$



➤ Ejemplo. Convertidor full-bridge buck múltiple salida

Frecuencia de conmutación:	150KHz
Frecuencia del transformador:	75KHz
Optimizar el transformador a:	D=0.75
Vin=	160V
Vout=	5V / 15V
Iout=	100A / 15A



$$\text{Si } K_{fe} = 7.6 \text{ W/T}^\beta \text{ cm}^3$$

$$\beta = 2.6$$

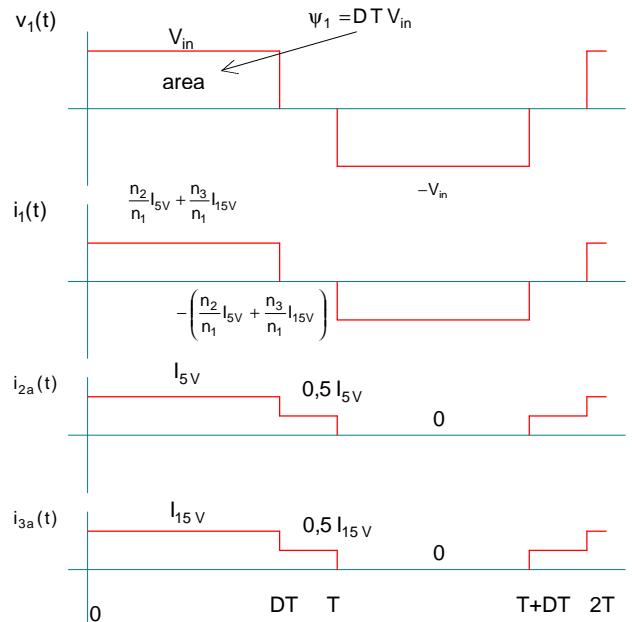
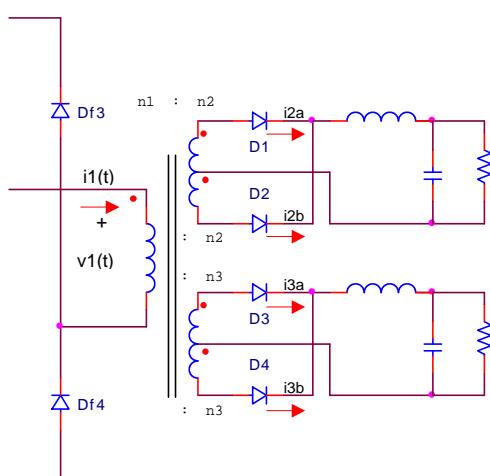
y el factor de llenado por ser off-line $K_u = 0.25$

Pérdida de potencia total permitida

Ptot=4W (aprox. 0.5% de la potencia total de salida)

Resistividad del cobre: $\rho = 1.724 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$

Las formas de onda del transformador son:



$$\lambda_1 = DT V_{in} = (0.75)(6.67 \mu\text{s})(160\text{V}) = 800 \text{V}\cdot\mu\text{s}$$

$$I_1 = \left(\frac{n_2}{n_1} I_{5V} + \frac{n_3}{n_1} I_{15V} \right) \sqrt{D} = 5.7 \text{A}$$

$$I_2 = \frac{1}{2} I_{5V} \sqrt{1+D} = 66.1 \text{A}$$

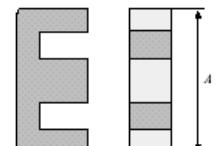
$$I_3 = \frac{1}{2} I_{15V} \sqrt{1+D} = 9.9 \text{A}$$

$$I_{Tot} = \sum_{\substack{\text{los 5} \\ \text{devanados}}} \frac{n_j}{n_1} I_j = I_1 + 2 \frac{n_2}{n_1} I_2 + 2 \frac{n_3}{n_1} I_3$$

$$I_{Tot} = (5.7 \text{A}) + \frac{5}{110} (66.1 \text{A}) + \frac{15}{110} (9.9 \text{A}) = 14.4 \text{A}$$

$$K_{gfe} \geq \frac{(1.724 \cdot 10^{-6})(800 \cdot 10^{-6})^2 (14.4)^2 (7.6)^{(2/2.6)}}{4(0.25)(4)^{((2.6+2)/2.6)}} 10^8 = 0.00937$$

Core type (A) (mm)	Geometrical constant K_{g1} cm ²	Geometrical constant K_{g2} cm ²	Cross-sectional area A_c cm ²	Bobbin winding area W_b cm ²	Mean length per turn MLT (cm)	Magnetic path length l_w (cm)	Core weight (g)
EE22	$8.26 \cdot 10^{-5}$	$1.8 \cdot 10^{-5}$	0.41	0.196	3.99	3.96	8.81
EE30	$85.7 \cdot 10^{-5}$	$6.7 \cdot 10^{-5}$	1.09	0.476	6.60	5.77	32.4
EE40	0.209	$11.8 \cdot 10^{-5}$	1.27	1.10	8.50	7.70	50.3
EE50	0.909	$28.4 \cdot 10^{-5}$	2.26	1.78	10.0	9.58	116



Evaluación de la densidad de flujo de ac máx.

$$B_{\max} = \left[10^8 \frac{\rho \lambda_1^2 I_{\text{Tot}}^2}{2K_u} \frac{(MLT)}{W_A A_c^3 \ell_m} \frac{1}{\beta K_{\text{fe}}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)}$$

$$B_{\max} = \left[10^8 \frac{(1.724 \cdot 10^{-6})(800 \cdot 10^{-6})^2 (14.4)^2}{2(0.25)} \frac{8.5}{(1.1)(1.27)^3 (7.7)} \frac{1}{(2.6)(7.6)} \right]^{\left(\frac{1}{2.6+2}\right)} = 0.23 \text{ T}$$

Es menor que 0.35T que es aprox. el valor de saturación.

La cantidad de vueltas n_1 :

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2B_{\max} A_C} 10^4 = \frac{800 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot (0.23) \cdot (1.27)} 10^4 = 13.7 \text{ vueltas}$$

La cantidad de vueltas del secundario será de acuerdo a la siguiente relación (se tomará como $V_{inmin}=110V$)

$$n_2 = n_1 \left(\frac{V_2}{V_1} \right) = 13.7 \frac{5}{110} = 0.62$$

$$n_3 = n_1 \left(\frac{V_3}{V_1} \right) = 13.7 \frac{15}{110} = 1.87$$

Redondeando queda la relación de vueltas: 22:1:3

El redondeo implica aumentar la cant. de vueltas del primario; por lo que se aumentan las pérdidas del núcleo y del cobre. El re-cálculo es, entonces:

$$B_{\max} = \frac{\lambda_1}{2n_1 A_C} 10^4 = \frac{800 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot (22) \cdot (1.27)} 10^4 = 0.143 \text{ T}$$

Las pérdidas resultan:

$$P_{\text{fe}} = (7.6)(0.143)^{2.6} (1.27)(7.7) = 0.47 \text{ W}$$

$$P_{\text{cu}} = \frac{(1.724 \cdot 10^{-6})(800 \cdot 10^{-6})^2 (14.4)^2}{4(0.25)} \frac{8.5}{(1.1)(1.27)^2} \frac{1}{(0.143)^2} 10^8 = 5.4 \text{ W}$$

$$P_{\text{tot}} = 0.47 + 5.4 = 5.87 \text{ W}$$

Valor que excede el objetivo de 4W.

Si se cambia el núcleo por uno mayor, por ejemplo, EE50 se puede obtener valores menores.

Ubicaciones de la ventana del núcleo:

$$\alpha_1 = \frac{l_1}{l_{\text{tot}}} = \frac{5.7}{14.4} = 0.396$$

Wire gages:

$$A_{W1} = \frac{\alpha_1 K_u W_A}{n_1} = \frac{(0.396)(0.25)(1.78)}{(22)} = 8.0 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

$$\alpha_2 = \frac{v_2}{v_1} \frac{l_2}{l_{\text{tot}}} = \frac{5}{110} \frac{66.1}{14.4} = 0.209$$

$$A_{W2} = \frac{\alpha_2 K_u W_A}{n_2} = \frac{(0.209)(0.25)(1.78)}{(1)} = 93.01 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

$$\alpha_3 = \frac{v_3}{v_1} \frac{l_3}{l_{\text{tot}}} = \frac{15}{110} \frac{9.9}{14.4} = 0.094$$

$$A_{W3} = \frac{\alpha_3 K_u W_A}{n_3} = \frac{(0.094)(0.25)(1.78)}{(3)} = 13.9 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

$$A_{W1} \Rightarrow \text{AWG#19}$$

$$A_{W2} \Rightarrow \text{AWG#8}$$

$$A_{W3} \Rightarrow \text{AWG#16}$$

Los secundarios serán alambres de menor calibre en forma de Litz.

5.11.8. Datos de diseño adicionales

La selección del tipo de material y tipo de cazoleta puede hacerse según los siguientes datos. Las cazoletas y los materiales más utilizadas en fuentes conmutadas son, respectivamente

Tipo	Usado en
RM	Transmisión de mediana y baja potencia (preferentemente sin agujero central)
ETD	Mediana potencia (posibilidades de bobinado automático)
Pot	Técnicas de filtros de baja perdidas de flujo
PM	Potencias en rangos de 250W a 2KW
EC y ER	Potencia mediana. Permite gran área de bobinado. Puede ser montado horizontal o verticalmente
E	Idem anterior
U/UI	Gran potencia. Hasta 20 KW y aplicaciones de altas tensiones
Toroides	Drivers y filtros de salida. Bajas pérdidas. Baja potencia.

Beworzte Anwendung/Werkstoffe Preferred application/Materials			Leistungsübertrager Power transformers									
	Symbol	Einheit Unit	N 59	N 49	N 53	N 62	N 27	N 67	N 87	N 72 ¹⁾	N 41	
Basismaterial Base material			MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	
Anfangspermeabilität Initial permeability	μ_0		850 $\pm 25\%$	1300 $\pm 25\%$	1700 $\pm 20\%$	1900 $\pm 25\%$	2000 $\pm 25\%$	2100 $\pm 25\%$	2200 $\pm 25\%$	2500 $\pm 25\%$	2800 $\pm 20\%$	
Induktion bei/at 25° C Flux density bei/at 100° C ($H = 1200 \text{ A/m}, f = 2 \text{ kHz}$)	B	mT	460 370	460 420	490 410	500 400	480 380	480 380	480 380	480 370	490 390	
Günstigstes Frequenzgebiet Optimum frequency range	f_{\min} f_{\max}	kHz kHz	500 1500	300 1000	— 200	— 300	— 150	— 300	— 500	— 300	— 150	
Koerzitivfeldstärke Coercive field strength bei/at 25° C bei/at 100° C	H _c	A/m										
			60 50	55 45	26 16	18 11	27 20	20 14	16 9	15 11	20 22	
Hysteresismaterialkonstante Hysteresis material constant	η_B	10^{-6} mT	—	—	—	—	< 1,5	< 1,4	< 1,4	—	< 1,4	
Curietemperatur Curie point	T _c	°C	> 240	> 240	> 240	> 240	> 220	> 220	> 210	> 210	> 220	
Mittelwert von α_f bei 20 ... 55° C Mean value of α_f at 20 ... 55° C		$10^6 / \text{K}$	—	—	—	—	3	4	4	—	4	
Dichte (Richtwerte) Density (typical values)		kg/m ³	4750	4750	4800	4800	4750	4800	4800	4800	4800	
Bez. Kernverlustleistung Rel. core loss 25 kHz, 200 mT, 100° C	P ₀				20	16	32	17		16	35	
					100	80	155	80		80	180	
100 kHz, 200 mT, 100° C					125	105	190	105		110	280	
300 kHz, 100 mT, 100° C				625	525	920	525	385		540	1400	
500 kHz, 50 mT, 100° C			120	135			115	85				
1MHz, 50 mT, 100° C			600	670			560	410				
39			24									
180			120									
110			115									
510			560									
Spezifischer Gleichstromwiderstand Resistivity	p	$\Omega \cdot \text{m}$	26	11	6	4	3	6	8	12	2	
Kernformen Core shapes			EFD	RM, Ring, EFD, ER	U	ETD, E,U	P,PP, ETD,EC ED,ER E,U,CC, Ring	RMLP, EP,ETD, ER,ED, EFD,E, U,Ring	E(< E55), EFD, RM, ETD	E, EFD	RM, P	

Fig. 5.133. materiales magnéticos para transformadores de potencia

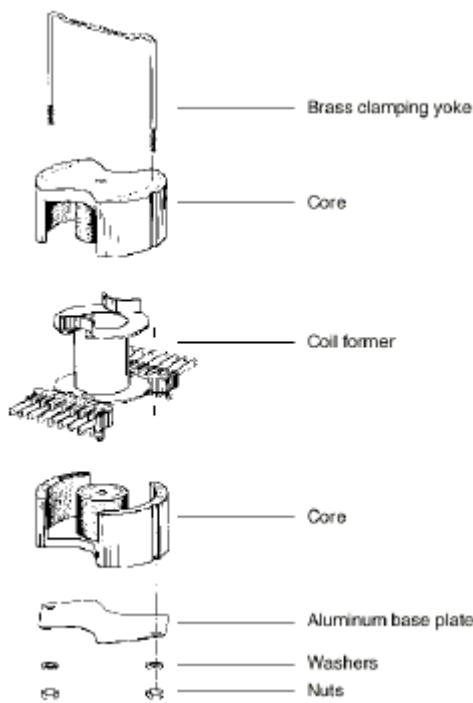
Cazoleta PM

Fig. 5.134. cazoleta PM

PM cores are particularly suitable for use in transformers handling high powers in the frequency range up to 300 kHz. For numerous design tasks in telecommunications and industrial electronics (e.g. power pulse transformers in radar transmitters, antenna matching networks, machine control systems, thyristor firing transformers, energy storage chokes in switch-mode power supply equipment and others), the pot core shape offers various advantages: wide flux area for high power at a minimum number of turns, thus causing only low magnetic leakage and stray capacitance, as well as good shielding owing to the closed form, precisely ground air gaps, straightforward assembly and economic mounting.

A family of large pot cores, briefly designated PM cores (for Pot core Module), is presented in the following. Due to the weight of these pot cores, particularly in the case of the large cores 87/70 and 114/93, mounting on PC boards may not always be possible. In these cases, the coil former should be mounted with its terminals upwards.

1 A_{L1} value

For each core type, the minimum A_{L1} value is specified. The A_{L1} value is defined at a flux density of = 320 mT and a temperature of 100 °C (exception: material N49: = 200 mT). The measuring frequency is less than 20 kHz. The flux density is determined on the basis of a sinusoidal voltage and is referred to the minimum cross-sectional area A_{min} .

2 Core losses

For each core type, the maximum dissipation loss is specified in W/set with the relevant measurement parameters. The flux density has been calculated on the basis of a sinusoidal voltage and is referred to the minimum cross-sectional area A_{min} .

Ejemplo:

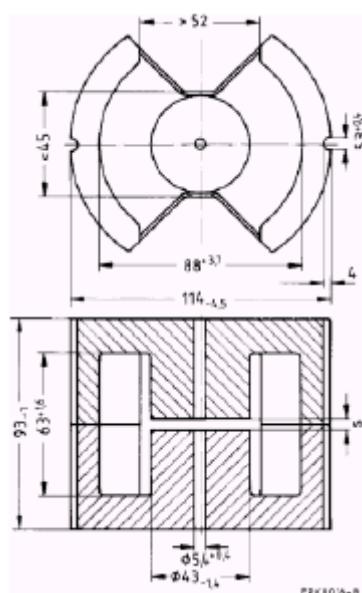
Cazoleta PM 114/93

Fig. 5.135. Cazoleta PM114/93

- In accordance with IEC 1247

- For power transformers

> 1 kW (20 kHz) and energy storage chokes

Inductance factor:

$$A_L = \frac{L}{N^2}$$

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma I/A = 0,116 \text{ mm}^{-1}$

core factor

$I_e = 200 \text{ mm}$

Effective length

$A_e = 1720 \text{ mm}^2$

Effective area

$A_{min} = 1380 \text{ mm}^2$

Minimum area

$V_e = 344000 \text{ mm}^3$

Effective volume

Approx. weight 1940 g/set**Gapped**

Material	A_L value nH	s approx. mm	μ_e	Ordering code	PU Sets
N27	$630 \pm 3\%$	3,80	58	B65733-A630-A27	2
	$2500 \pm 5\%$	0,70	231	B65733-A2500-J27	
	$6300 \pm 15\%$	0,22	581	B65733-A6300-L27	

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	A_{L1min} nH	P_V W/set	Ordering code	PU Sets
N27	$16000 + 30/-20\%$	1480	9750	14,0 (100 mT, 25 kHz, 100 °C)	B65733-A-R27	2

μ_e Effective permeability

P_V Relative power loss

A_L Inductance factor

Coil former without solder pins

Standard: DIN 41 990
 Material: Polyphenylene sulphide (UL 94 V-0, insulation class to IEC 85:
 $F \triangleq$ max. operating temperature 155 °C), color code brown
 Winding: [see page 153](#)

Sections	A_N mm ²	l_0 mm	A_R value $\mu\Omega$	Ordering code	PU Pcs
1	1070	210	6,75	B66734-B1000-T1	2

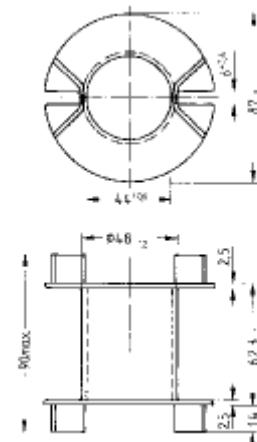
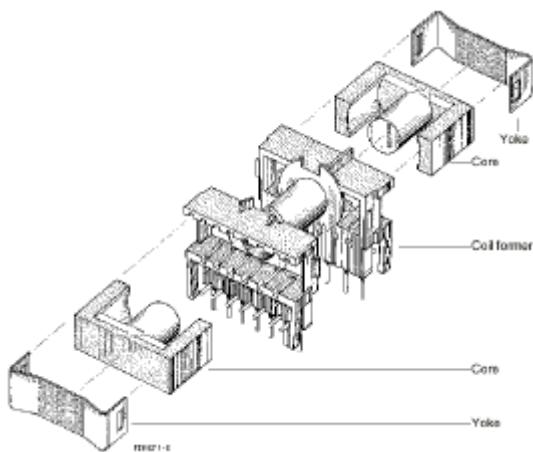


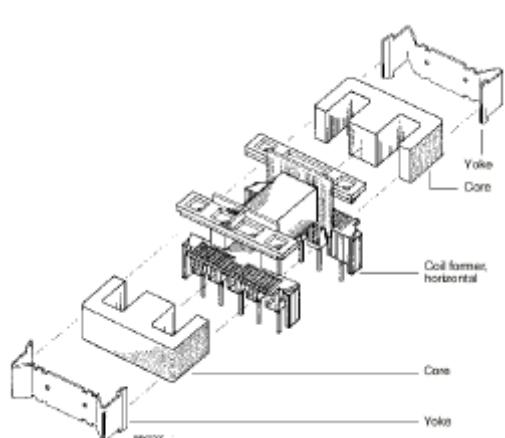
Fig. 5.136. Cazoleta PM114/93

Ejemplo de algunas cazoletas:

Cazoleta ETD



Cazoleta E



Cazoleta U & UI

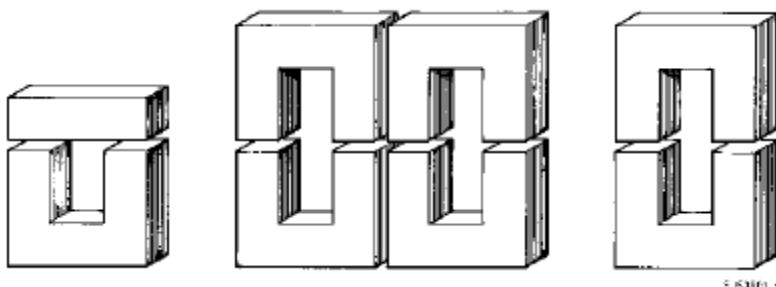


Fig. 5.137. Distintas cazoletas para aplicaciones de potencia

	ΔT_{max} K	f_{typ} kHz	f_{cutoff} kHz
N59	30	750	1500
N49	20	500	1000
N62	40	25	150
N27	30	25	100
N67	40	100	300
N87	50	100	500
N72	40	25	150
N41	30	25	100

Las siguientes condiciones generalmente se aplican:

- El área de aplicación del convertidor flyback se restringe en $f < 150$ kHz.
- Las especificaciones de potencia para los materiales N49/N59 deberán ser entendidos como aplicables en convertidores DC/DC en quasi resonancia en operación forward con salida única.
- La máxima densidad de flujo se puede definir como sigue:
Para convertidores flyback: $\Delta B \leq 150$ mT ($\Delta B \leq 50$ mT para materiales N49, N59); por supuesto que esto depende de la temperatura
Para convertidores push-pull: $\Delta B \leq 300$ mT.

Algunas consideraciones prácticas de diseño respecto a la aislación:

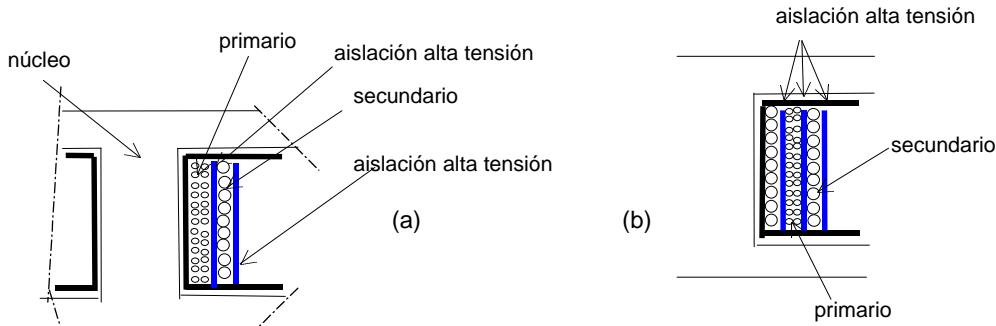


Fig. 5.138 Bobinado del transformador de potencia

La figura 5.138.a muestra un caso de bobinados uno a continuación de otro. Para reducir las pérdidas, se parte el secundario en dos partes, y se bobina el primario entre los dos secundarios, como se indica en la fig. 5.138.b

5.12. Ensayos en las fuentes conmutadas

5.12.1. Regulación en la línea

El test de regulación en la línea analiza la magnitud del cambio en la tensión de salida en respuesta a un cambio en la tensión de entrada.

Generalmente la tensión es medida en tres niveles: mínimo, nominal y máximo. La regulación en la línea, dada en porcentaje es:

donde $V_{out(hight)}$ y $V_{out(low)}$ representan la tensiones de salida medidas con el valor máximo y mínimo de tensiones de entrada.

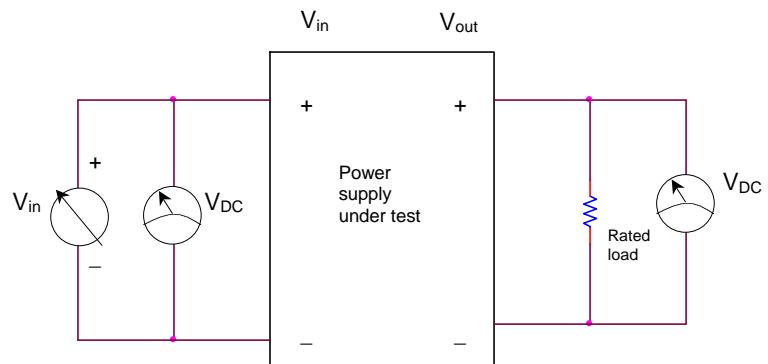


Fig. 5.139. Set up for testing line regulation

$$\text{Line regulation: } \frac{V_{out(hight)} - V_{out(low)}}{V_{out(ideal)}} \times 100 \quad (5.414)$$

5.12.2. Regulación en la carga

El test de regulación en la carga analiza la magnitud del cambio en la tensión de salida en respuesta a un cambio en la corriente promedio de la carga para cada salida.

Generalmente se mide al 50% y luego al 100% de la corriente nominal de carga.

La regulación en la carga, dada en porcentaje es:

$$\text{Ec. 5.326}$$

donde $V_{\text{out}(\text{high})}$ y $V_{\text{out}(\text{low})}$ representan la tensiones de salida medidas al 50% (low) y 100% (high) de la corriente de carga nominal.

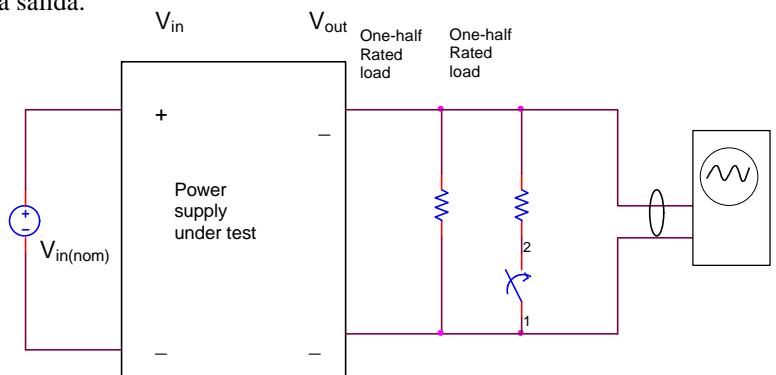


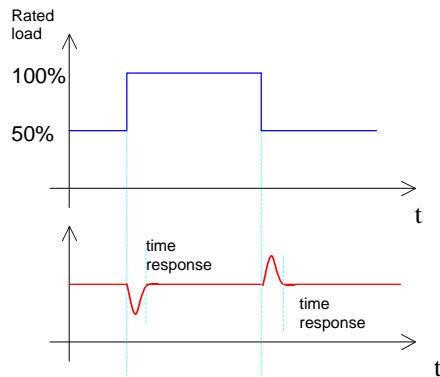
Fig. 5.140. Set up for testing load regulation and testing dynamic response time

$$\text{Load regulation: } \frac{V_{\text{out}(\text{high})} - V_{\text{out}(\text{low})}}{V_{\text{out}(\text{ideal})}} \times 100 \quad (5.415)$$

5.12.3. Tiempo de respuesta dinámica en la carga

Esta medición analiza la reacción del lazo de realimentación frente a la regulación en la carga. Generalmente la fuente conmutada tiene un tiempo de respuesta dinámico frente a los cambios, una vez que está en régimen permanente.

Fig. 5.141. Dynamic load response



Este parámetro no es usualmente publicado en las fuentes conmutadas, pero es de especial interés cuando se está realizando el prototipo.

Usualmente la fuente conmutada se toma cuatro o más ciclos para reemplazar la energía en los elementos de almacenamiento. Durante ese tiempo, la energía se incrementa o disminuye en un transitorio hasta llegar al valor estable. El tiempo de respuesta y la forma de comportamiento de la señal de salida proporciona al diseñador un índice del comportamiento del circuito de compensación, del amplificador de error, y de la ganancia de DC.

5.12.4. Máxima tensión de ruptura dieléctrica

Este es un ensayo pasa/no pasa que verifica la máxima tensión que soporta sin que se produzca la ruptura de la aislación dieléctrica entre la entrada, el chasis y la(s) salida(s). El propósito de éste ensayo es asegurar que no hay posibilidad de que una tensión potencialmente letal de la línea de entrada pueda destruir la aislación y conectarse con la salida. Las principales áreas en donde se analiza es en el PCB, y entre los devanados primario y secundario(s).

Se efectúan tres ensayos:

Aislación entrada/salida, aislación entrada/chasis, y aislación chasis/salida.

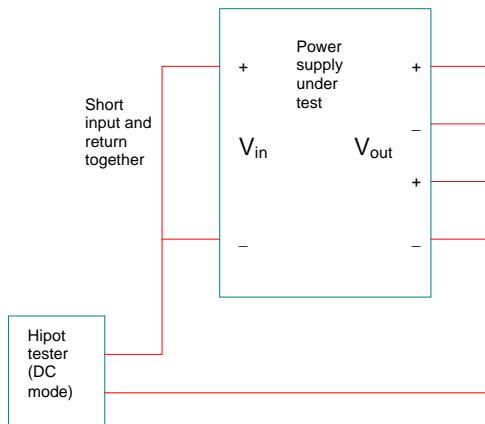


Fig. 5.142.a. Setup for testing dielectric input to output.

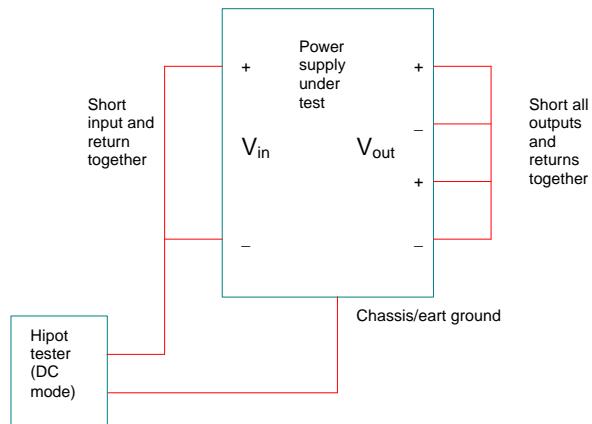


Fig. 5.142.b. Setup for testing dielectric input to chassis.

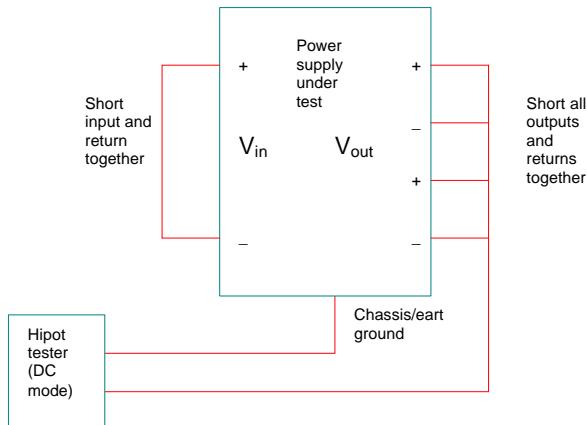


Fig. 5.142.c. Setup for testing dielectric output to chassis.

Hay que tener precaución cuando se efectúa este ensayo:

Primero, las tensiones usadas en este ensayo son mayores que la aislación de los componentes, por esto las entradas y las salidas deberán ser cotocircuitadas respectivamente;
Segundo, se deberá usar un tester de detección de tensión pico de DC cuando se efectúa este ensayo. Esto es debido a que en el test de AC el transformador actúa como un pequeño capacitor de acoplamiento entre la entrada y la salida y provocaría un flujo de corriente de AC que no es indicativo de la integridad dieléctrica.

Tercero, todos los componentes que están ubicados entre la entrada y la(s) salida(s) y el chasis deberán soportar tensiones mayores que las tensiones pico que se va a ensayar. Estos capacitores incluyen el filtro RFI/EMI. No obstante, la pendiente de subida de la tensión de ensayo no deberá ser menor que 2 s debido a que un cambio muy rápido puede provocar sobretensiones.

5.13. Bibliografía

Switch Mode Power Supplies:

- [1] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publisher, 2001
- [2] Simon S. Ang, *Power Switching Converters*, Marcel Dekker, 1995
- [3] Daniel W. Hart, *Electrónica de Potencia*, Prentice Hall, 2001
- [4] Emilio Amorós, José García, Gabriel Sanfeliu, *Simulación de Circuitos Electrónicos de Potencia con PSpice*, Universidad Politécnica de Valencia, Alfaomega, 2001
- [5] George Chryssis, *High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design*, McGraw Hill, New York, 1984
- [6] Marty Brown, *Practical Switching Power Supply Design*, Motorola and Academic Press, Inc. 1990.
- [7] J. A. Pomilio, *Fontes Chaveadas*, Universidad de Campinas, <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor>
- [8] Yim-Shu Lee, *Computer-Aided Analysis and Design of Switch Mode Power Supplies*; Marcel Dekker, 1993
- [9] Mohan, Undeland, Robbins, *Power Electronics: Converters and Applications and Design*, John Wiley & Sons, 2003
- [10] Fred C. Lee, *Converters and Distributed Power Systems*; Virginia Power Electronics Center; 1995
- [11] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*; Massachusetts Institute of Technology, Addison Wesley Publishing Company, 1992
- [12] Sem-900, *Power Supply Seminar*; Unitrode Corporation & Magnetics, 1993 (Lloyd H. Dixon, selected papers)
- [13] Sem-1000, *Power Supply Seminar (Addendum)*; Unitrode Corporation & Magnetics, 1995 (Lloyd H. Dixon, selected papers)

Magnetics:

- [14] Sem-900, *Power Supply Seminar*, Unitrode Corporation & Magnetics, 1993 (Lloyd H. Dixon, selected papers)
- [15] Sem-1000, *Power Supply Seminar (Addendum)*, Unitrode Corporation & Magnetics, 1995 (Lloyd H. Dixon, selected papers)
- [16] Yim-Shu Lee, K. C. Wong, C. K. Ng, "Behavior Modeling of Magnetizing Currents in Switch Mode DC-DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 1, February 2000

State-Space Averaging:

- [17] R. D. Middlebrook, "Small-Signal of Pulse-Width Modulated Switched-Mode Power Converters", Proceedings on the IEEE, Vol. 76, No. 4, April 1988
- [18] R. David Middlebrook y Slobodan Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stage", 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp 18-34
- [19] R. David Middlebrook y Slobodan Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching DC-to-DC Converter in Discontinuous Conduction Mode", 1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp 36-57
- [20] Krein, Bentsman, Bass, Lesieutre, "On the Use of Averaging for the Analysis of Power Electronic Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No.2, April 1990
- [21] Dragan Maksimovic, Slobodan Cuk, "A Unified Analysis of PWM Converters in Discontinuous Modes", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No.3, July 1991
- [22] Vatché Vorpérian, Richard Tymerski; Fred C. Y. Lee, "Equivalent Circuit Models for Resonant and PWM Switches", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, No.2, April 1989
- [23] Arthur F. Witulski, Robert W. Erickson, "Extension of Space-State Averaging to Resonant Switches and Beyond", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No.1, January 1990
- [24] J. Mahdavi, A. Emadi, H.A. Toliyat, "Application of State Space Averaging Method to Sliding Mode Control of PWM DC/DC Converters", IEEE Industry Applications Society; Annual Meeting; New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997
- [25] Benjamin C. Kuo, *Sistemas de Control Automático*, 7ma edición, Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1996
- [26] Kassakian John G., Schlectch Martin F., Verghese George C., *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley, 1991

EMI:

- [27] V. Prasad Kodali; *Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, Technologies and Computers Models*; IEEE Press, 2001

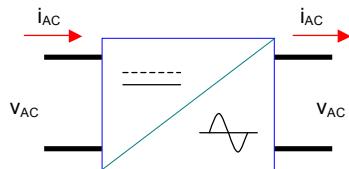
OTHERS:

- [28] B. Arbetter and D. Maksimovic; "Feedforward Pulse Width Modulators for Switching Power Converters"; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 12, March 1997
- [29] D. Maksimovic and B. Arbetter; "Feedforward Pulse-Width Modulators for boost DC-DC Power Converters"; IEEE Electronics Letters, 30th March 1995 Vol. 31 No. 7
- [30] H. Dean Venable; "The factor K: A new mathematical tool for stability analysis and synthesis". Proceeding of Powercon 10, San Diego, CA. March 22-24, 1983.
- [31] Robert W. Erickson, Slides of *Fundamentals of Power Electronics*; 1997; <http://ece.colorado.edu/~pwrelect/book/slides/slidedir.html>
- [32] J. M. Benavent García, A. Abellán García, E. F. Amorós, *Electrónica de Potencia: Teoría y Aplicaciones*, Universidad Politécnica de Valencia, Alfaomega, 2000



6. Inversores

Un inversor es un convertidor que transfiere potencia desde una fuente de continua a una carga de alterna. La función de un inversor es, entonces, cambiar la tensión de entrada de cd en una tensión simétrica de salida en ca, con una magnitud, frecuencia y fase deseada.



No se incluirán en ésta clasificación los cicloconvertidores. Los inversores, entonces se clasificarán de la sig. forma:

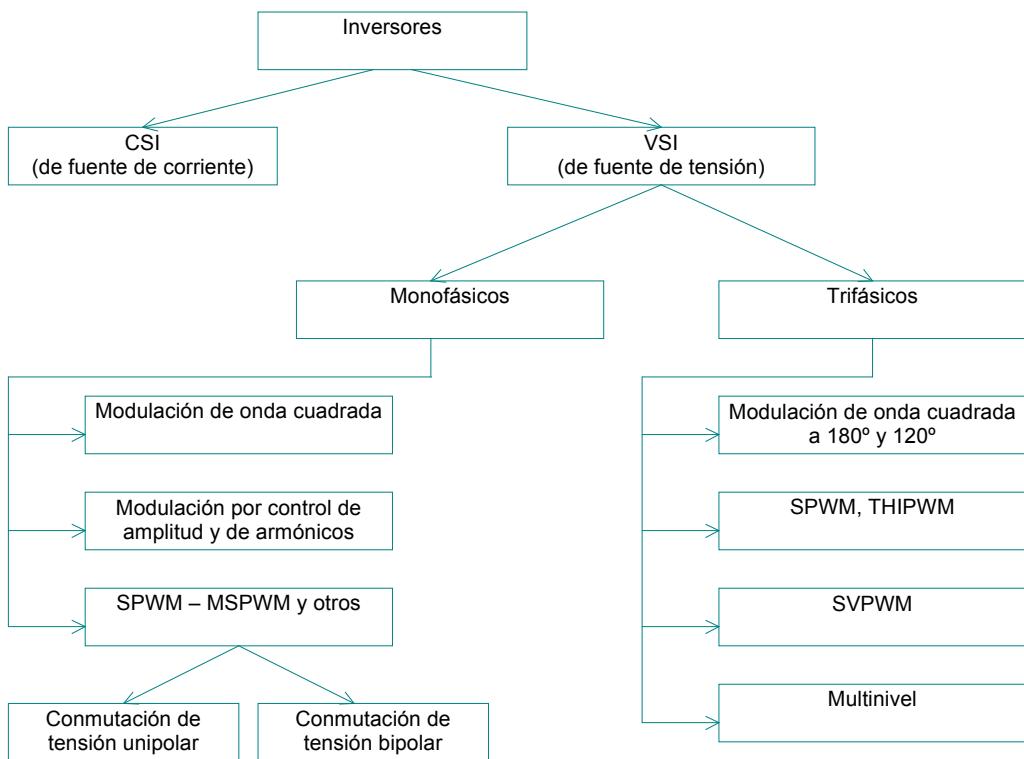


Fig. 6.1. Inversores. Diagrama en bloques general.

No se analizarán los convertidores resonantes. Tanto la tensión de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables, con o sin control de fase. Si la tensión de entrada se puede variar, esto modificará la tensión de salida, y la ganancia del inversor podría ser fija. Si la tensión de entrada es fija, para poder variar la tensión de salida se deberá variar la ganancia del inversor.

En los inversores senoidales reales, la salida no es senoidal pura, ya que contienen ciertos armónicos. Para aplicaciones de baja y mediana potencia, se pueden aceptar tensiones cuadradas o casi cuadradas en lugar de la senoidal. Pero, para aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda de baja distorsión.

Dada la disponibilidad actual de dispositivos de conmutación de alta velocidad y potencia, con la técnica de modulación adecuada, y aprovechando que algunas cargas pueden anular algunos armónicos (los motores trifásicos asíncronos conectados en estrella con neutro aislado, anulan los armónicos múltiples de 3, independientemente de la forma de modulación del inversor) es posible reducir significativamente el contenido armónico de la tensión de salida.

El uso de inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como la alimentación de motores de c.a. de velocidad variable, la calefacción por inducción, los UPS o fuentes de energía ininterrumpibles, etc.

La entrada de alimentación de los inversores pueden ser una fuente rectificada de línea no controlada, o una fuente de c.c. de línea controlada con tiristores, una batería, una celda solar, etc.

Las salidas monofásicas típicas son de 220V a 50Hz, 120V a 60Hz, 115V a 400Hz. Para sistemas trifásicos de alta potencia, las salidas típicas son de 220/380V a 50 Hz, 120/208V a 60Hz, 115/200V a 400Hz.

6.1. Parámetros de rendimiento [1], [2], [3], [4]

La salida de los inversores reales contiene armónicas. La calidad de un inversor por lo general se evalúa en términos de los siguientes parámetros de rendimiento:

Factor armónico de la enésima componente, HF_n

El factor correspondiente a la enésima componente armónica, es una medida de la contribución armónica individual y se define como

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (6.01)$$

Donde V_1 es el valor RMS de la componente fundamental y V_n es el valor RMS de la enésima componente armónica.

Distorsión armónica total, THD

La distorsión armónica total es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental, y si se supone que no hay componente de continua, la THD se define como

$$THDv = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_{n_rms}^2}{V_{1_rms}^2}} = \sqrt{\frac{V_{rms}^2 - V_{1_rms}^2}{V_{1_rms}^2}} \quad (6.02)$$

La THD de corriente se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$THDi = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} i_{n_rms}^2}{i_{1_rms}^2}} = \sqrt{\frac{i_{rms}^2 - i_{1_rms}^2}{i_{1_rms}^2}} \quad (6.02.1)$$

Distorsión Armónica Total Ponderada, WTHD

La THD no considera la gravedad de armónicos de orden inferior y trata todos los armónicos por igual. Por esta razón, se propone otro índice de medición además de THD, y es la distorsión armónica total ponderada (Weighted Total Harmonic Distortion, WTHD). Este índice proporciona una mejor medida de la contaminación armónica utilizando el orden de cada componente armónico como su factor de peso.

En la WTHD, los armónicos de la tensión de salida del inversor se ponderan inversamente con la frecuencia armónica para aproximar la distorsión de corriente en una carga inductiva. Sin embargo, en la gran mayoría de las aplicaciones prácticas la carga es un motor de inducción cuya impedancia no varía simplemente linealmente con la frecuencia.

$$WTHD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2} \quad (6.03)$$

El factor WTHD es superior al THD como una figura de mérito para una forma de onda de convertidor no sinusoidal ya que el WTHD predice la distorsión en las pérdidas adicionales actuales y posteriores que son típicamente los problemas principales en la aplicación de tales convertidores.

Factor de distorsión, DF

El factor de distorsión indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda particular después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden (es decir, divididos por n^2).

Por lo tanto, el valor DF es una medida de la eficacia en la reducción de las componentes armónicas no deseadas, sin necesidad de especificar valores de un filtro de carga de segundo orden, y se define como:

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad (6.04)$$

Armónica de menor orden, LOH

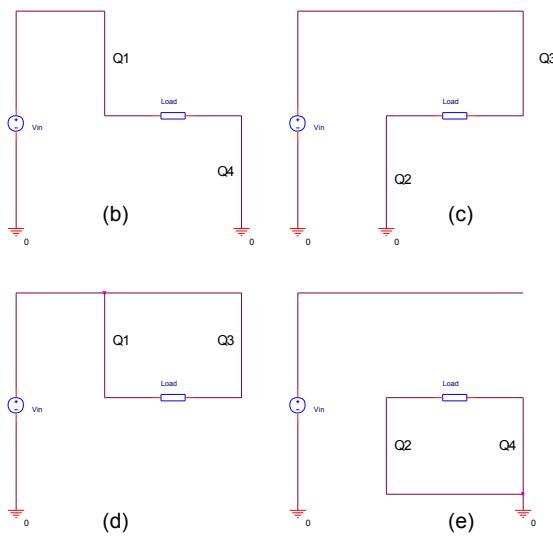
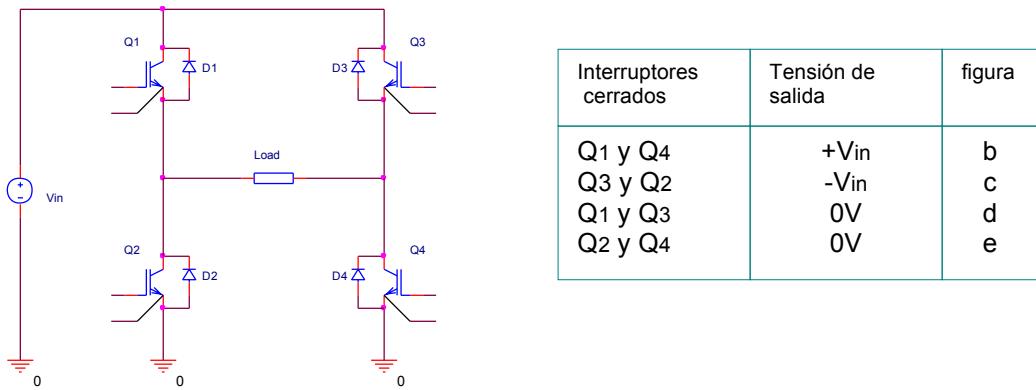
La armónica de menor orden es aquella componente cuya frecuencia es más cercana a la fundamental, y cuya amplitud es mayor o igual que el 3% de la componente fundamental.

6.2. Inversores monofásicos

6.2.1 Inversor de onda cuadrada. Principio de operación

6.2.1.1 Inversor monofásico en puente completo

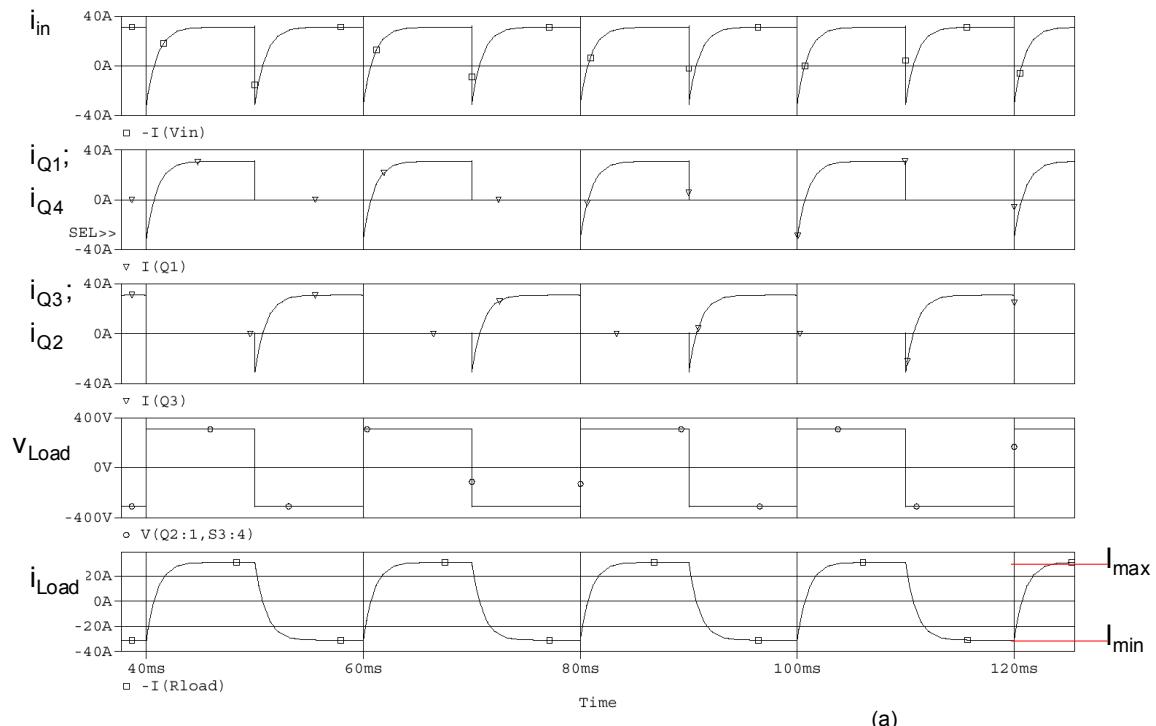
El convertidor en puente completo se muestra en la [fig. 6.1](#). Según como se produzca la commutación en los interruptores la tensión de salida puede ser $+V_{in}$, $-V_{in}$ o $0V$. En la siguiente figura se muestran estas posibilidades.

**Fig. 6.2.a.** Puente de onda completa.

Entrega de energía a la carga:
 (b) Q1 y Q4 están cerrados;
 (c) Q3 y Q2 están cerrados;

Tensión cero en la carga
 (d) Q1 y Q3 están cerrados;
 (e) Q2 y Q4 están cerrados

Nota: es importante enfatizar que tensión cero no es lo mismo que corrida libre, en este caso tensión cero significa circuito cerrado en la carga.



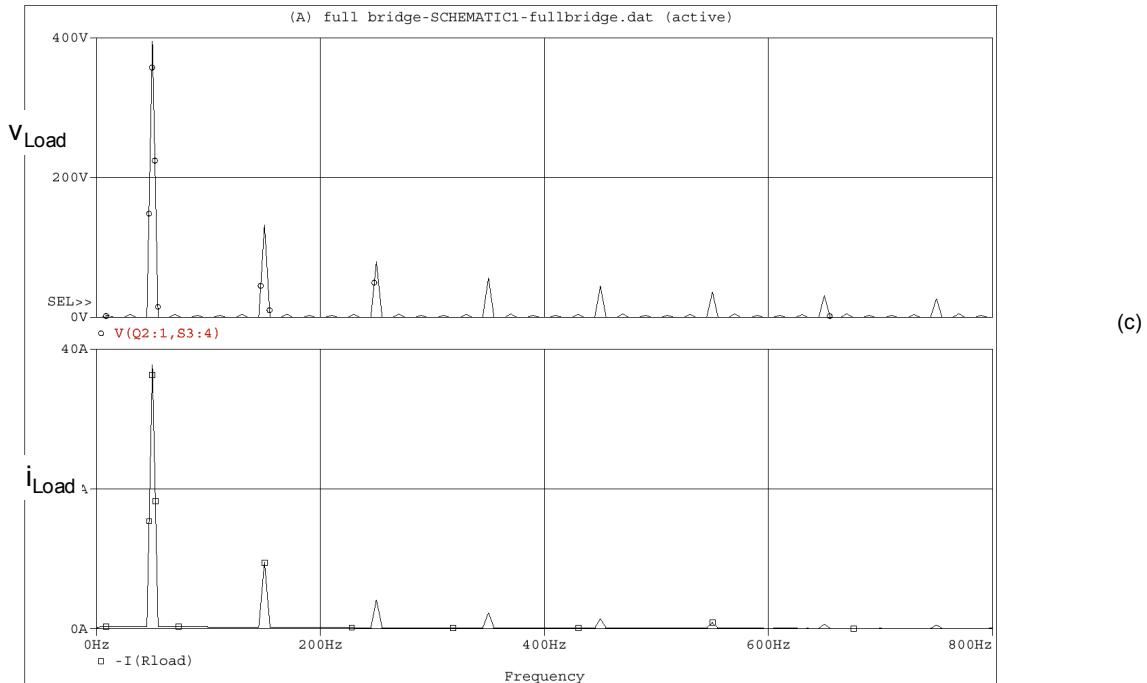
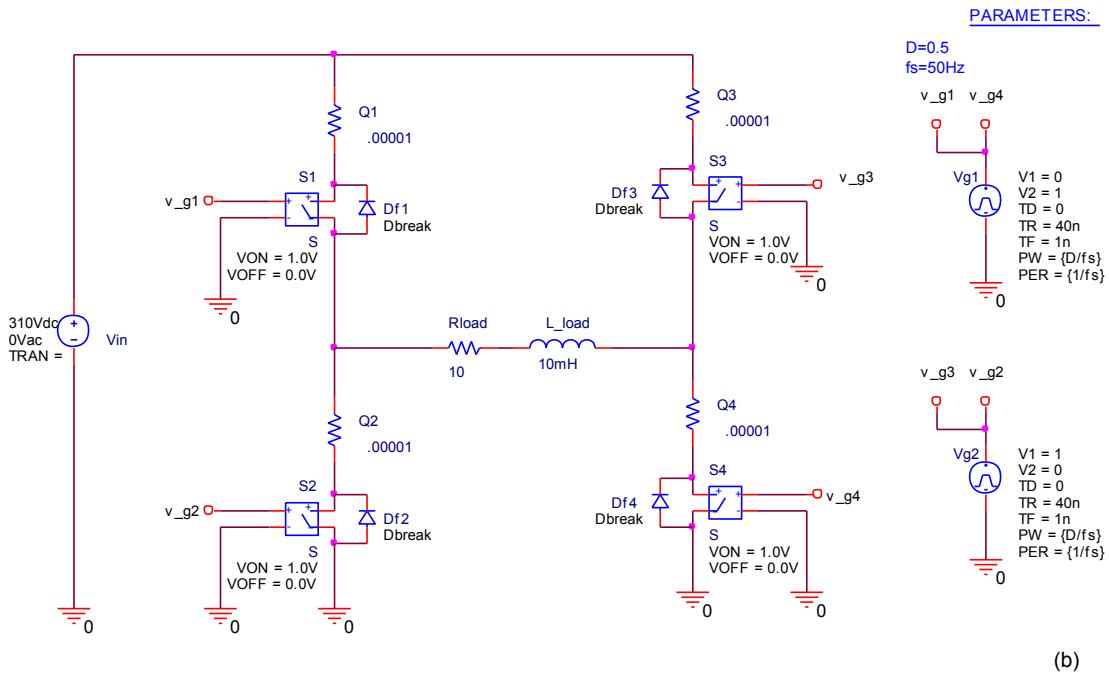


Fig. 6.2.b. Puente convertidor de onda completa.

- (a) Formas de onda de régimen permanente
- (b) Circuito para simulación
- (c) Formas de onda de Fourier
- (d) Resultados del análisis de Fourier sobre la corriente en Rload y corriente en la fuente de entrada

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R_Rload)

DC COMPONENT = 2.042179E-02

HARM NO	FREQ (HZ)	FOURIER COMPON	NORM COMPON	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	3.775E+01	1.000E+00	1.624E+02	0.000E+00
2	1.000E+02	3.337E-02	8.841E-04	1.094E+02	-2.155E+02
3	1.500E+02	9.581E+00	2.538E-01	1.359E+02	-3.514E+02
4	2.000E+02	3.490E-02	9.246E-04	1.329E+02	-5.168E+02
5	2.500E+02	4.186E+00	1.109E-01	1.215E+02	-6.906E+02
6	3.000E+02	2.123E-02	5.624E-04	1.051E+02	-8.695E+02
7	3.500E+02	2.326E+00	6.162E-02	1.139E+02	-1.023E+03
8	4.000E+02	6.347E-02	1.682E-03	1.217E+02	-1.178E+03
9	4.500E+02	1.433E+00	3.796E-02	1.071E+02	-1.355E+03
10	5.000E+02	5.633E-02	1.492E-03	7.642E+01	-1.548E+03
11	5.500E+02	9.339E-01	2.474E-02	1.052E+02	-1.682E+03
12	6.000E+02	6.234E-02	1.652E-03	5.354E+01	-1.896E+03
13	6.500E+02	6.744E-01	1.787E-02	1.073E+02	-2.004E+03
14	7.000E+02	2.952E-02	7.819E-04	-3.447E+01	-2.308E+03
15	7.500E+02	5.689E-01	1.507E-02	1.073E+02	-2.329E+03
16	8.000E+02	4.521E-02	1.198E-03	1.561E+02	-2.443E+03
17	8.500E+02	4.611E-01	1.221E-02	1.011E+02	-2.660E+03
18	9.000E+02	6.731E-02	1.783E-03	8.539E+01	-2.838E+03
19	9.500E+02	3.624E-01	9.601E-03	9.933E+01	-2.987E+03
20	1.000E+03	2.701E-02	7.156E-04	1.186E+01	-3.237E+03

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_Vin)

DC COMPONENT = -2.510814E+01

HARM NO	FREQ (HZ)	FOURIER COMPON	NORM COMPON	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	6.043E-01	1.000E+00	-9.030E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	1.012E+01	1.675E+01	5.624E+01	2.368E+02
3	1.500E+02	5.996E-01	9.923E-01	-9.226E+01	1.786E+02
4	2.000E+02	7.464E+00	1.235E+01	3.459E+01	3.958E+02
5	2.500E+02	5.785E-01	9.573E-01	-9.484E+01	3.567E+02
6	3.000E+02	5.571E+00	9.219E+00	2.199E+01	5.638E+02
7	3.500E+02	5.982E-01	9.900E-01	-9.874E+01	5.334E+02
8	4.000E+02	4.423E+00	7.319E+00	1.438E+01	7.368E+02
9	4.500E+02	5.508E-01	9.115E-01	-9.901E+01	7.137E+02
10	5.000E+02	3.643E+00	6.028E+00	7.700E+00	9.107E+02
11	5.500E+02	5.665E-01	9.375E-01	-9.898E+01	8.943E+02
12	6.000E+02	3.044E+00	5.037E+00	2.584E+00	1.086E+03
13	6.500E+02	6.018E-01	9.959E-01	-9.717E+01	1.077E+03
14	7.000E+02	2.582E+00	4.273E+00	-7.513E-01	1.263E+03
15	7.500E+02	6.502E-01	1.076E+00	-1.046E+02	1.250E+03
16	8.000E+02	2.292E+00	3.793E+00	-2.751E+00	1.442E+03
17	8.500E+02	5.934E-01	9.820E-01	-1.093E+02	1.426E+03
18	9.000E+02	2.078E+00	3.440E+00	-5.967E+00	1.619E+03
19	9.500E+02	9.500E+02	5.931E-01	9.815E-01	-1.049E+02
20	1.000E+03	1.000E+03	1.880E+00	3.112E+00	-8.887E+00

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.887486E+01 PERCENT

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.638395E+03 PERCENT

(d)

Es importante que los interruptores Q_1 y Q_2 ; y Q_3 y Q_4 nunca conduzcan simultáneamente porque esto implicará cortocircuito en la fuente. Como los interruptores reales tienen un tiempo de apagado mayor que el de encendido, habrá cortocircuito si no se realiza un tiempo muerto. Esta falla en la tensión continua se llama de solapamiento (shoot-through fault).

En el caso del inversor de onda cuadrada, los pulsos a los interruptores no generarán cero tensión; es decir, el caso (d) y (e) no se producirá. Si habrá un tiempo muerto en aplicaciones reales, que implicarán corrida libre cuando los transistores Q_1 y Q_4 se apaguen y todavía no conduzcan Q_3 y Q_2 .

En la figura siguiente se muestra un ejemplo de aplicación con carga inductiva.

Entonces, los modos quedan:

Modo 1: se encienden Q_1 y Q_4 ; tensión de salida en la carga: $+V_{in}$

Modo 2: se apagan Q_1 y Q_4 ; corrida libre

Modo 3: se encienden Q_3 y Q_2 ; tensión de salida en la carga: $-V_{in}$

Modo 4: se apagan Q_3 y Q_2 ; corrida libre

Aunque esta forma de onda de salida es cuadrada, puede ser adecuada en algunas aplicaciones. La forma de onda de corriente de la carga dependerá de la forma de la carga.

Con carga resistiva R , y sin tiempo muerto, la tensión rms es:

$$V_0 = \left(\frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V_{in})^2 dt \right)^{1/2} \quad (6.05)$$

La tensión instantánea de salida se puede, entonces expresar en serie de Fourier como:

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \operatorname{senn} \omega t \quad (6.06)$$

$v_0 = 0$ para $n = 2, 4, \dots$

Donde $\omega=2\pi f$ es la frecuencia de la tensión de salida en radianes/s. Para $n=1$, la ecuación anterior proporciona el valor RMS de la componente fundamental como

$$V_1 = \frac{4V_{in}}{\sqrt{2}\pi} = 0,90 V_{in} \quad (6.07)$$

Si la carga es RL , y si se le aplica una onda de tensión cuadrada, durante el instante de tiempo $0 \leq t \leq T/2$ la corriente de carga, es la suma de la corriente natural más la forzada:

$$i_0(t) = i_f(t) + i_n(t) = \frac{V_{in}}{R} + A e^{-t/\tau} \quad \text{para } 0 \leq t \leq T/2 \quad (6.08)$$

donde A es una constante que será calculada a partir del valor inicial; y la constante de tiempo es $\tau=L/R$

Cuando el instante de tiempo es $T/2 \leq t < T$: En $t = T/2$ los transistores Q_1 y Q_4 se bloquean y (luego de un tiempo muerto de corrida libre) se saturan los transistores Q_3 y Q_2 . La tensión en la carga es ahora $-V_{in}$, y la corriente en la carga vale:

$$i_0(t) = i_f(t) + i_n(t) = \frac{-V_{in}}{R} + B e^{-(t-T/2)/\tau} \quad \text{para } T/2 \leq t \leq T \quad (6.09)$$

donde B es una constante que también se calcula a partir del valor inicial.

En régimen permanente, la i_0 es periódica y simétrica con respecto a cero y las condiciones iniciales adoptan un valor de corriente I_{min} e I_{max} para las ec. 6.08 y 6.09 respectivamente, quedando:

$$I_{min} = \frac{V_{in}}{R} + A e^0 \quad \text{para } t=0 \quad (6.10)$$

$$I_{max} = \frac{-V_{in}}{R} + B e^0 \quad \text{para } t=T/2 \quad (6.11)$$

y la ecuación de corriente queda:

$$i_0(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{R} + \left(I_{min} - \frac{V_{in}}{R} \right) e^{-t/\tau} & \text{for } 0 \leq t \leq T/2 \\ \frac{-V_{in}}{R} + \left(I_{max} + \frac{V_{in}}{R} \right) e^{-(t-T/2)/\tau} & \text{for } T/2 \leq t \leq T \end{cases} \quad (6.12)$$

En la ec. 6.12.1 se reemplaza $t=T/2$, y queda:

$$i_{(T/2)} = I_{max} = \frac{V_{in}}{R} + \left(I_{min} - \frac{V_{in}}{R} \right) e^{-T/2\tau} \quad (6.13)$$

y por simetría, los valores absolutos de I_{max} y de I_{min} son iguales, por lo que queda:

$$I_{max} = I_{min} = \frac{V_{in}}{R} \left[\frac{1 - e^{-T/2\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}} \right] \quad (6.14)$$

La potencia absorbida puede calcularse a partir de:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{(t)}^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \left[\frac{V_{in}}{R} + \left(I_{min} - \frac{V_{in}}{R} \right) e^{-t/\tau} \right]^2 dt} \quad (6.15)$$

$$\text{y} \quad P_{0_rms} = I_{rms}^2 R \quad (6.16)$$

Pero, si los dispositivos de commutación son ideales, la potencia absorbida por la carga es la misma que la entregada por la fuente.

Para carga inductiva, la corriente de carga no puede cambiar inmediatamente con la tensión de salida. Durante el tiempo muerto, la discontinuidad de corriente se evita a través de los diodos D1, D2 y D3, D4. Cuando éstos conducen, la energía es realimentada a la fuente.

La distorsión armónica total de tensión se puede calcular de la siguiente manera:

$$P_{rms} = V_{in} I_{in} \quad (6.17)$$

$$V_{1_rms} = \frac{V_1}{\sqrt{2}} = \frac{4V_{in}}{\sqrt{2}\pi} \quad (6.18)$$

$$THDv = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1_rms}^2}}{V_{1_rms}} = \frac{\sqrt{V_{in}^2 - \left(\frac{4V_{in}}{\sqrt{2}\pi}\right)^2}}{\frac{4V_{in}}{\sqrt{2}\pi}} = 0,483 = 48,3\% \quad (6.19)$$

6.2.2 Modulación del pulso de mando

En la mayoría de los casos es necesario controlar la tensión en la carga, para poder regular variaciones en la tensión de línea y regular la tensión en la carga. Entonces, es necesario modular el ancho del pulso de los transistores de potencia. Esto es, con tensión de entrada no controlada, el inversor deberá tener ganancia variable y controlada. Los métodos más usados, tanto en caso de frecuencia fija como variable son:

1. Control con control de amplitud y de armónicos o por control por decalado (ancho del pulso con un solo pulso)
2. Modulación senoidal del ancho del pulso, SPWM, introducido por Schonung en 1964
3. Modulación senoidal con inyección del tercer armónico (THIPWM), propuesto por G. Buja y G. Indri en 1975
4. SVM (o SVPWM), desarrollado por Jardan en 1969 y publicado por Busse y Holtz en 1982
5. Técnicas avanzadas de modulación para inversores multinivel

Se analizarán sólo las técnicas más importantes, esto es, modulación de amplitud y de armónicos, senoidal SPWM, THIPWM y SVM.

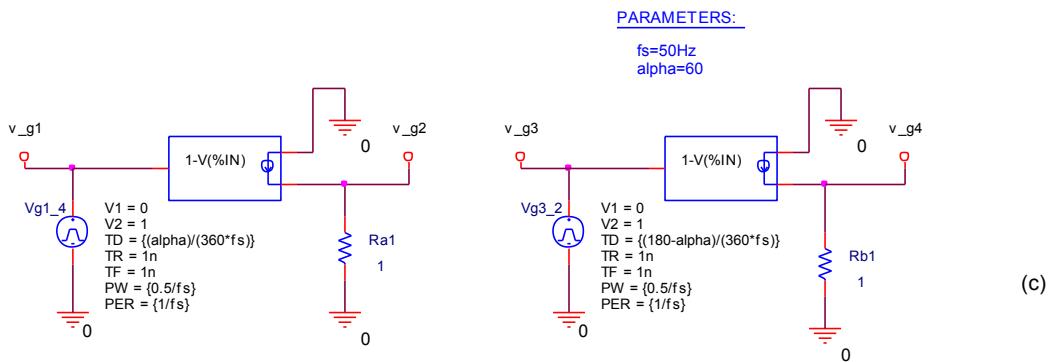
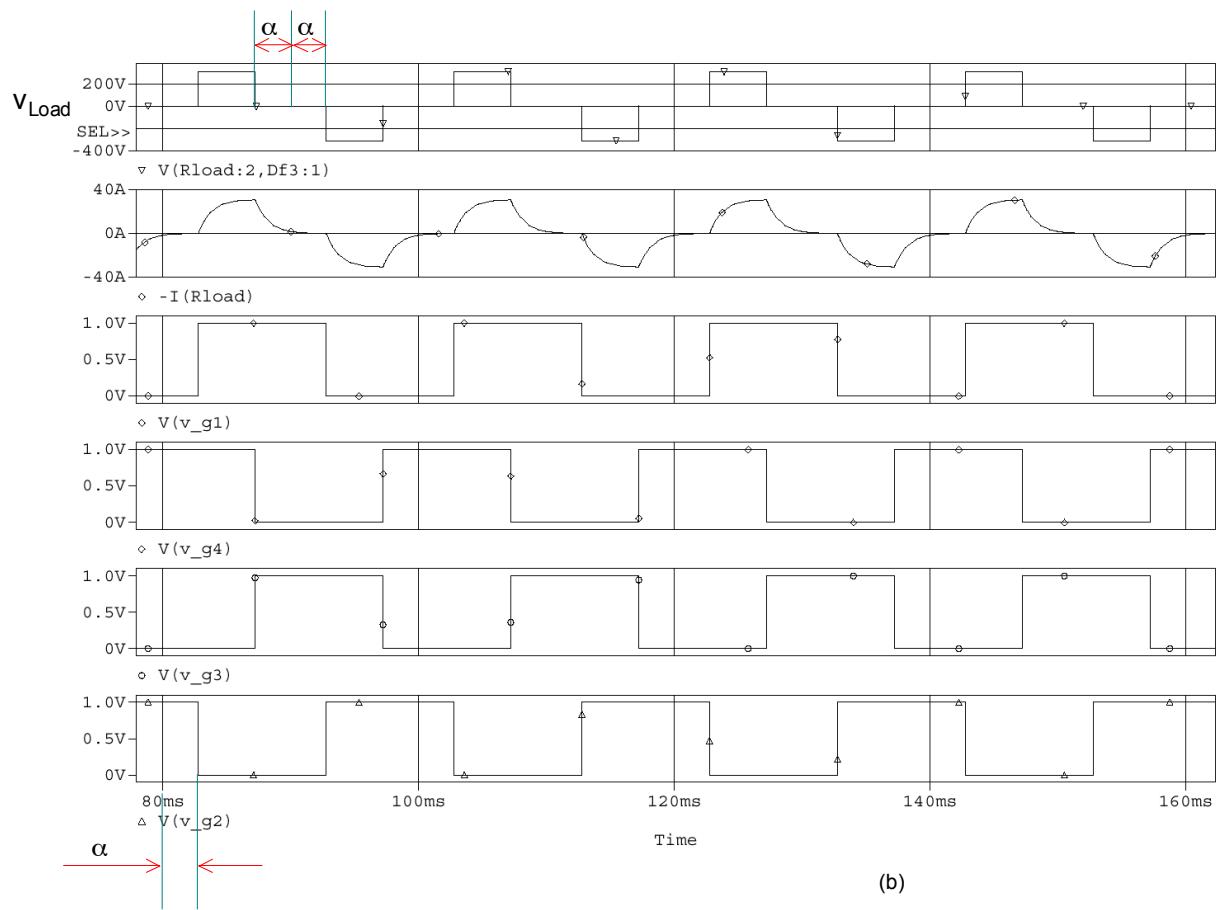
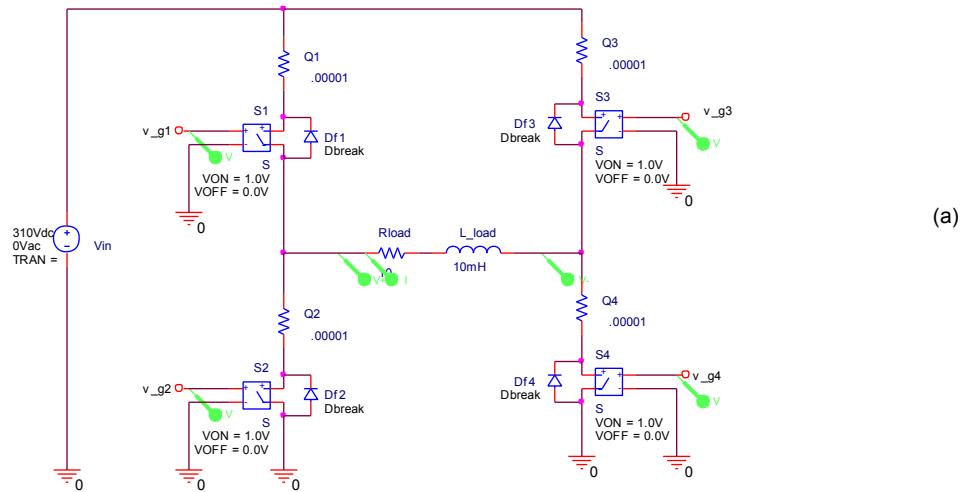
6.2.3 Inversor con control de amplitud y de armónicos

6.2.3.1 Inversor monofásico en puente completo

Este tipo de técnica de modulación (también llamada de cancelación de tensión, o decalado) del inversor solo se puede utilizar en inversores monofásicos, y consiste en desfasar un ángulo α a los disparos de los transistores de una diagonal (esto es, Q_1 respecto de Q_4 y Q_3 respecto de Q_2). Se puede, entonces producir un decalado de la forma de onda de tensión cuadrada y modificando el valor eficaz de la tensión de salida. El valor rms de la forma de onda de tensión es:

$$V_{o_rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} V_{in}^2 d(\omega t)} = V_{in} \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}} \quad (6.20)$$

El ángulo de desfasaje de las señales de la misma rama es de 180°.



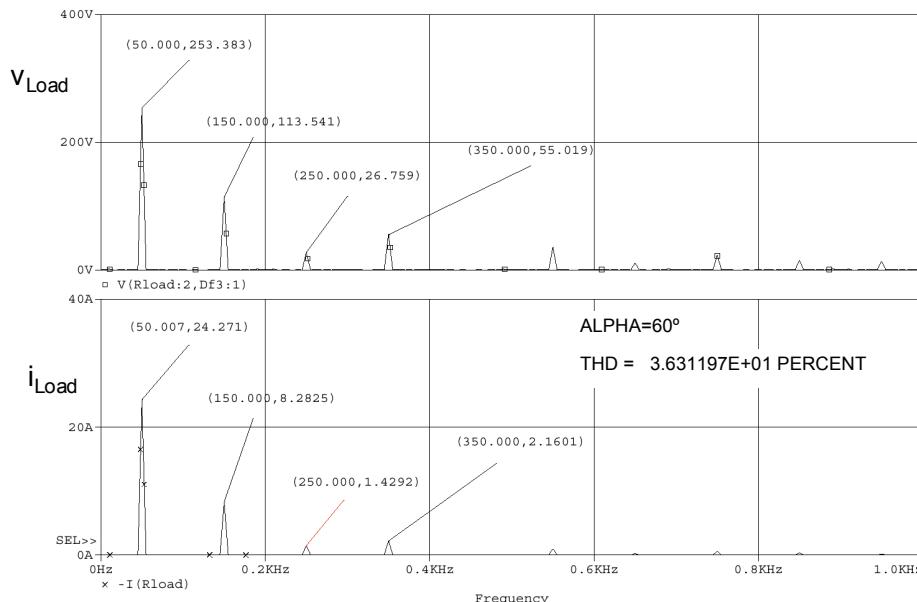


Fig. 6.3. (d1)

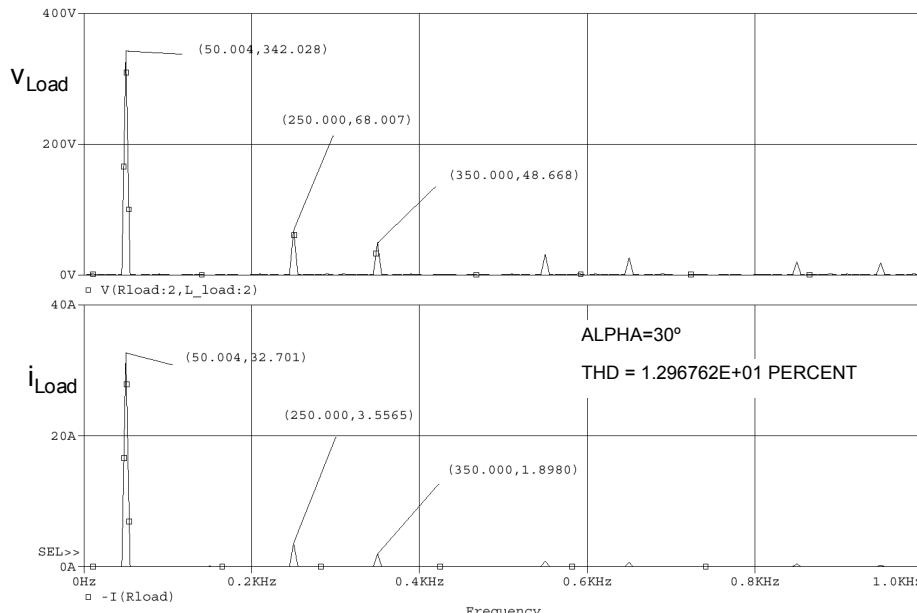


Fig. 6.3. (d2)

Fig. 6.3. Modulación por cancelación de tensión

- (a) Circuito empleado
- (b) Formas de onda
- (c) Circuito de control
- (d) Formas de onda de Fourier

La serie de Fourier de la tensión aplicada en la carga se expresa como

$$V_{\text{out}} = \sum_{n,\text{odd}} V_n \sin(n\omega_0 t) \quad (6.21)$$

Como hay simetría de media onda, entonces,

$$V_n = \frac{2}{\pi} \int_{-\alpha}^{\pi-\alpha} V_{\text{in}} \sin(n\omega_0 t) d(\omega_0 t) = \frac{4V_{\text{in}}}{n\pi} \cos(n\alpha) \quad (6.22)$$

donde α es el ángulo donde la carga está en cortocircuito, es decir, con tensión cero. La amplitud de la tensión de salida para cada armónico es función de α , donde el primer armónico es

$$V_1 = \frac{4V_{in}}{\pi} \cos \alpha \quad (6.23)$$

Se puede controlar el contenido armónico de la tensión de salida ajustando α . Por ejemplo, se puede mostrar en la fig. siguiente la forma de onda de Fourier para los ángulos de $\alpha=60^\circ$ y 30° :

También se puede eliminar otros armónicos seleccionando un valor de α que haga que el término del coseno de la ec. 6.22 sea cero. El armónico de n se elimina si

$$\alpha = \frac{90}{n} \quad (6.24)$$

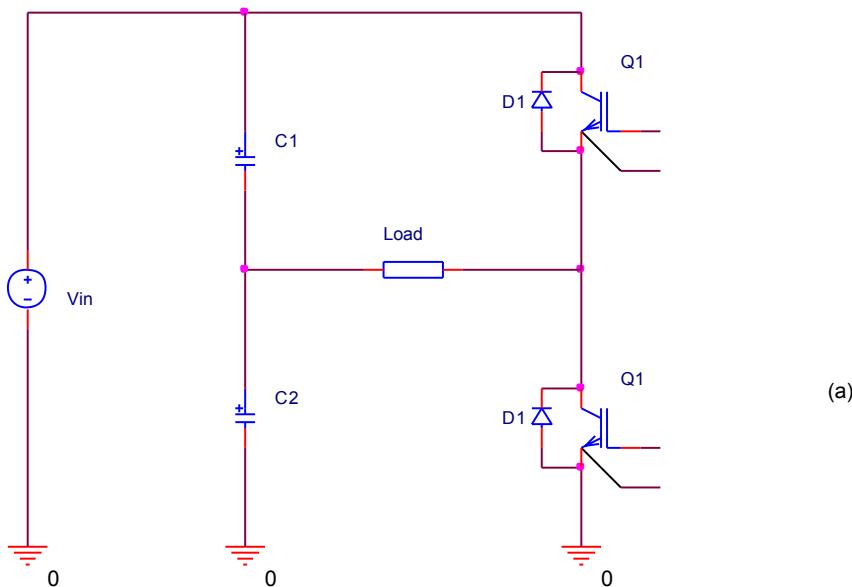
Si se quisiera tener un control de armónicos y de la tensión de salida simultáneos, se debería agregar un convertidor dc/dc en la entrada y con $\alpha=30^\circ$, por ejemplo.

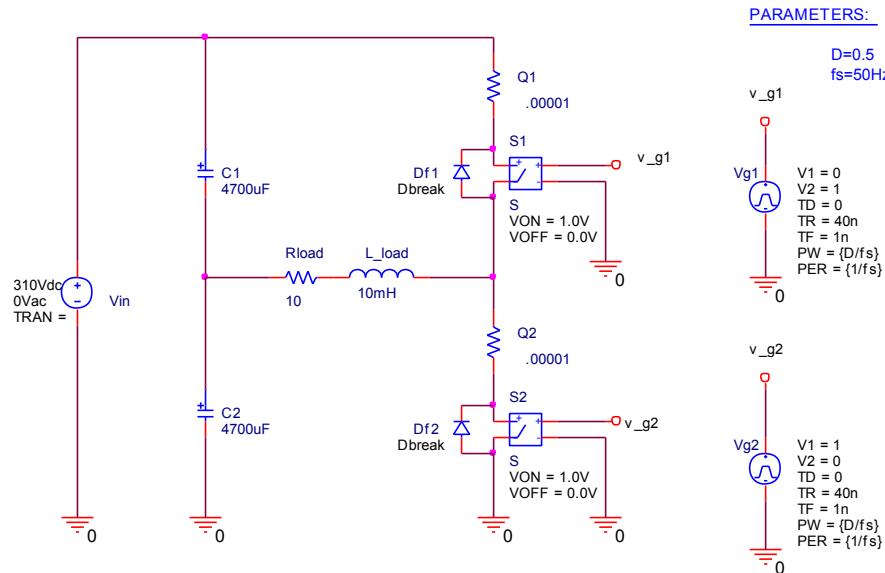
Como los coeficientes de Fourier se calculan a partir de la integral de producto del producto de la forma de onda y una sinusoida, entonces, habrá cancelación del armónico que de su integral igual a cero en el tiempo de producto de este armónico con el primer armónico. Otros esquemas pueden eliminar más armónicos simultáneamente, pero el ancho de pulso de salida no podrá ser uniforme.

6.2.4 El inversor en medio puente

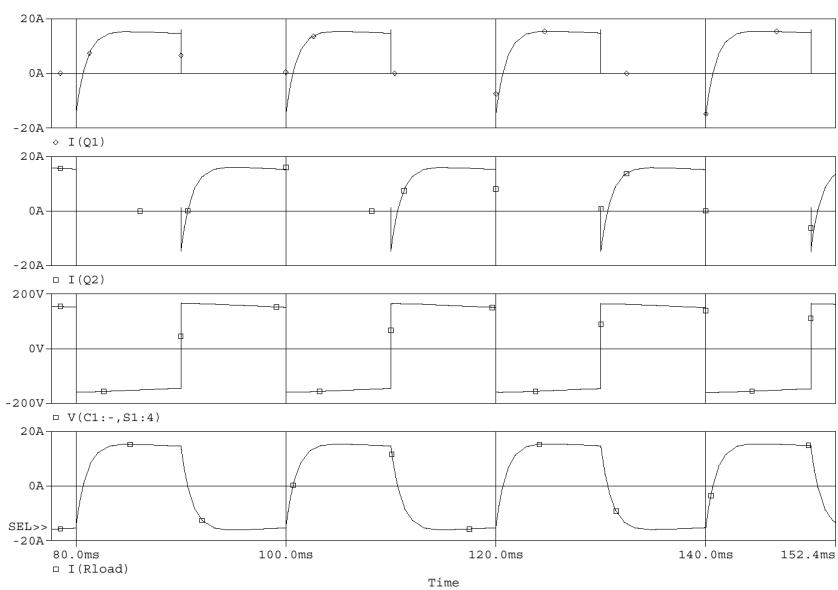
El inversor en medio puente se muestra en la fig. 6.4, y tiene similares características de diseño que el convertidor en medio puente para fuentes comutadas. La tensión de salida excursionará entre $V_{in}/2$ y $-V_{in}/2$.

La tensión en el transistor que está abierto será V_{in} , y la corriente será el doble que la que se requiere en el puente completo. También se requerirá un tiempo muerto para evitar que ambos transistores queden conduciendo y prevenir el cortocircuito de la fuente. Los diodos de corrida libre evitan la discontinuidad de corriente.

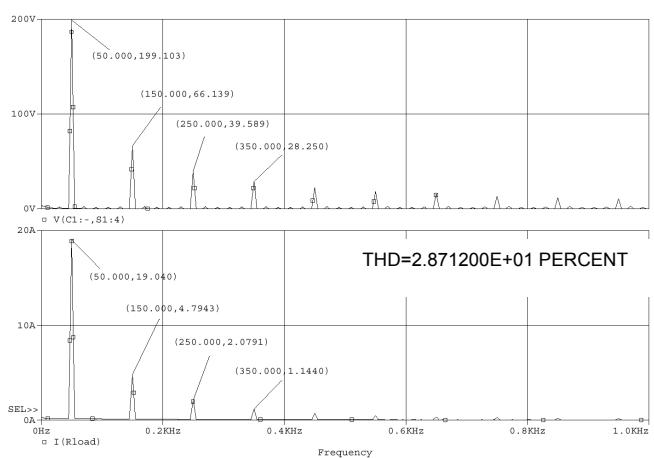




(b)



(c)



(d)

Fig. 6.4. Inversor monofásico en medio puente

- Modelo de circuito
- Modelo de circuito en PSpice
- Formas de onda
- Señales de Fourier

6.2.5. El inversor con modulación por ancho de pulsos SPWM

La modulación del ancho del pulso (SPWM, sine pulse width modulation) es una técnica de modulación que hace que la THD se pueda disminuir en forma considerable. Se requieren múltiples pulsos y se compara una tensión senoidal con una tensión triangular. La tensión senoidal es la señal modulante, y la señal triangular proporciona la frecuencia.

- Se darán las siguientes definiciones:
- como índice de modulación m_f :

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referencia}} = \frac{f_{trian}}{f_{\sin}} \quad (6.25)$$

Si m_f tiene un valor entero, no aparecen armónicos por debajo de la primer armónica (denominados subarmónicos). En este caso se dice que la modulación es SPWM síncrona, porque la señal triangular y la señal de control coinciden con los cruces por cero. Si m_f no tiene un valor entero, entonces aparecerán subarmónicos (frecuencias por debajo de la primer armónica) que pueden ser perjudiciales para la carga, por lo que no se aconseja que la técnica de modulación SPWM sea asíncrona. Al aumentar m_f se producen más armónicos superiores.

- como índice de modulación de amplitud:

$$m_a = \frac{V_{\max, referencia}}{V_{\max, portadora}} = \frac{V_{m, \sin}}{V_{m, trian}} \quad (6.26)$$

Si $0 \leq m_a \leq 1$, la amplitud de la frecuencia de la primer armónica es linealmente proporcional a m_a , es decir:

$$\hat{V}_1 = m_a V_{in} \quad \text{para } 0 \leq m_a \leq 1 \quad (6.27)$$

Si $m_a > 1$, entonces esta relación no es proporcional, y se dice que funciona en sobremodulación porque por algunos instantes la señal de referencia será mayor que la señal triangular. Entonces, el modulador se aproximarán a una señal cuadrada. Si se sigue incrementando m_a , entonces el modulador se satura completamente y la señal será cuadrada, con el valor de:

$$\hat{V}_1 = \frac{4}{\pi} V_{in} \quad (6.28)$$

6.2.5.1. SPWM bipolar

Existen en la actualidad diversos métodos para controlar los inversores por SPWM o simplemente llamado PWM. La mayoría de los controladores de la actualidad son digitales y utilizan algoritmos o tablas para variar el ancho del pulso en función de la amplitud y la frecuencia deseadas.

La [fig. 6.5](#) muestra como se puede generar esta técnica:

Como se puede observar en la tensión de salida, esta técnica genera señales de características bipolares; esto es:

$$V_{out} = +V_{in} \quad \text{para } V_{\sin} > V_{trian} \rightarrow \text{conducen } Q_1 \text{ y } Q_4$$

$$V_{out} = -V_{in} \quad \text{para } V_{\sin} < V_{trian} \rightarrow \text{conducen } Q_3 \text{ y } Q_2$$

Es muy importante hacer notar que la señal triangular está en fase con la referencia, y se elige un m_f que sea un entero impar. Cuando la tensión triangular de la portadora tiene una pendiente negativa que pasa por cero, la tensión de sinusoidal de referencia debe tener una pendiente positiva que pase por cero. La forma de onda triangular comienza en el primer semicírculo con pendiente negativa. El ángulo de la tensión de referencia se

ajusta para hacer que el cruce por cero se corresponda con el de la onda triangular, usando un ángulo de $-90/\text{mf}$. En esos términos, la salida muestra una simetría impar; y la serie de Fourier se puede expresar como:

$$v_{out}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(n\omega_0 t) \quad (6.29)$$

$$V_{nk} = \frac{1}{\pi/2} \int_0^T v(t) \sin(n\omega_0 t) d(\omega_0 t)$$

$$V_{nk} = \frac{2}{\pi} \left[\int_{\alpha k}^{\alpha k + \delta k} V_{in} \sin(n\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \int_{\alpha k + \delta k}^{\alpha k + 1} -V_{in} \sin(n\omega_0 t) d(\omega_0 t) \right]$$

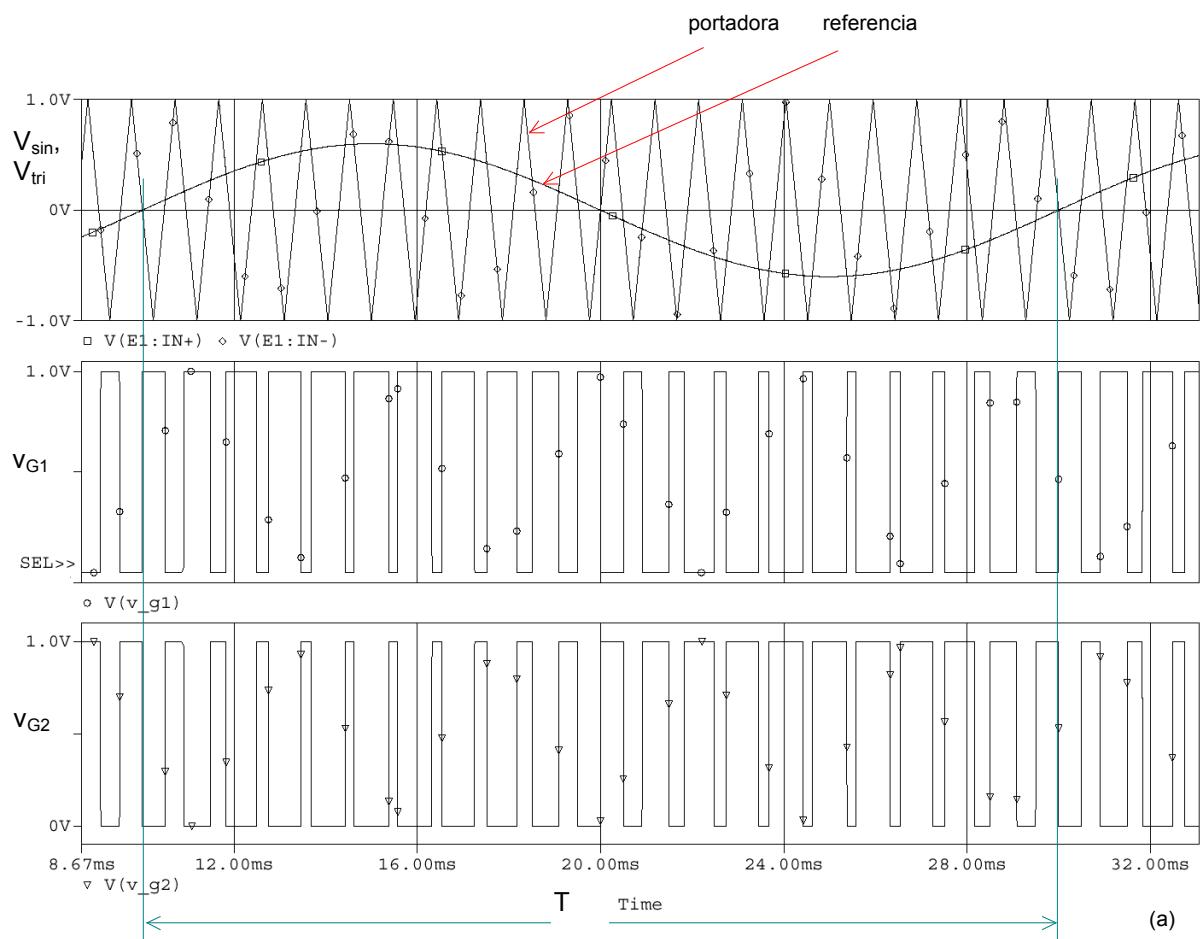
Integrando,

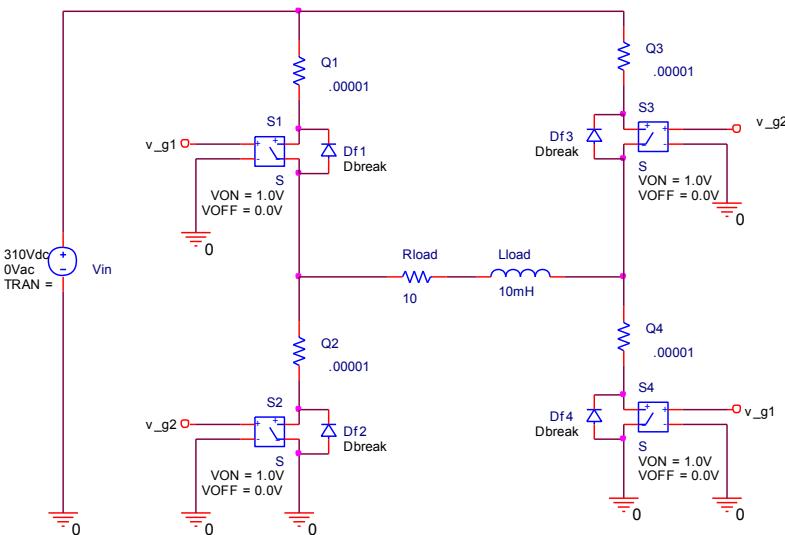
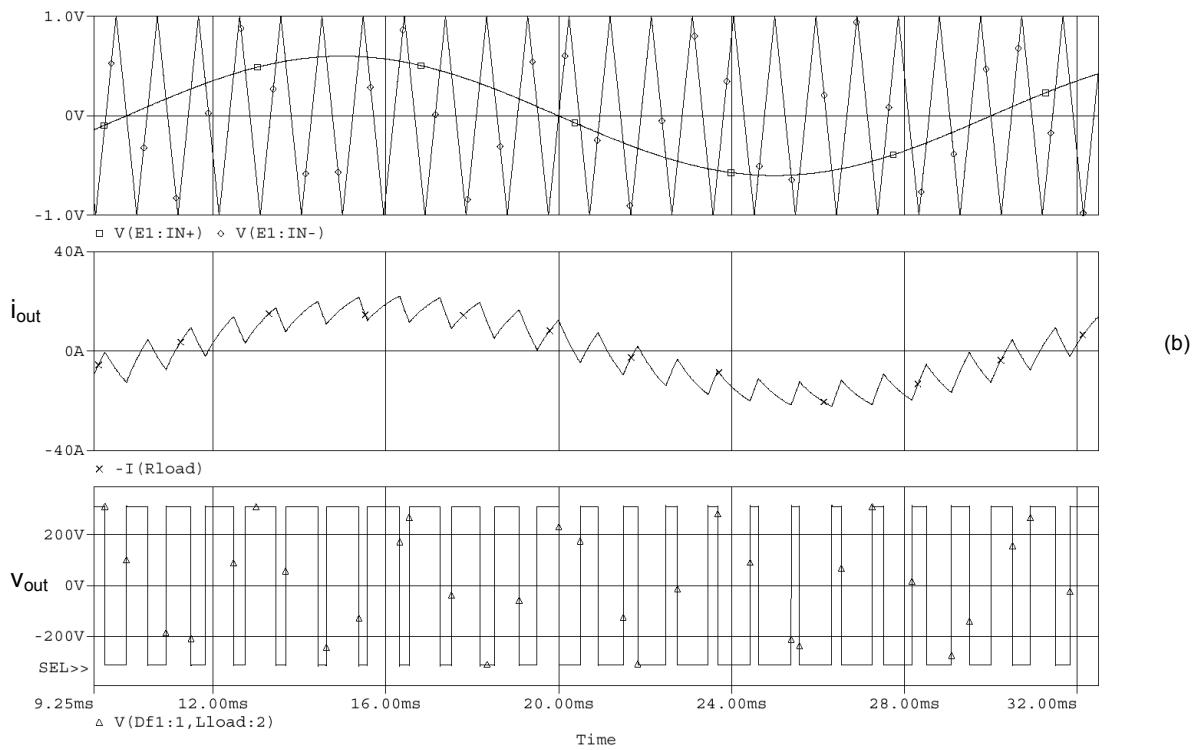
$$V_{nk} = \frac{2V_{in}}{n\pi} [\cos n\alpha_k + \cos n\alpha_{k+1} - 2\cos(n\alpha_k + \delta_k)] \quad (6.30)$$

Entonces, cada coeficiente de Fourier V_n será la suma de los V_{nk} para los p pulsos comprendidos en un periodo:

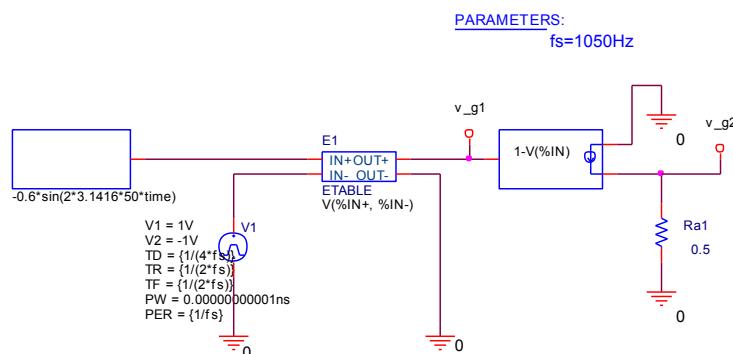
$$V_n = \sum_{k=1}^p V_{nk} \quad (6.31)$$

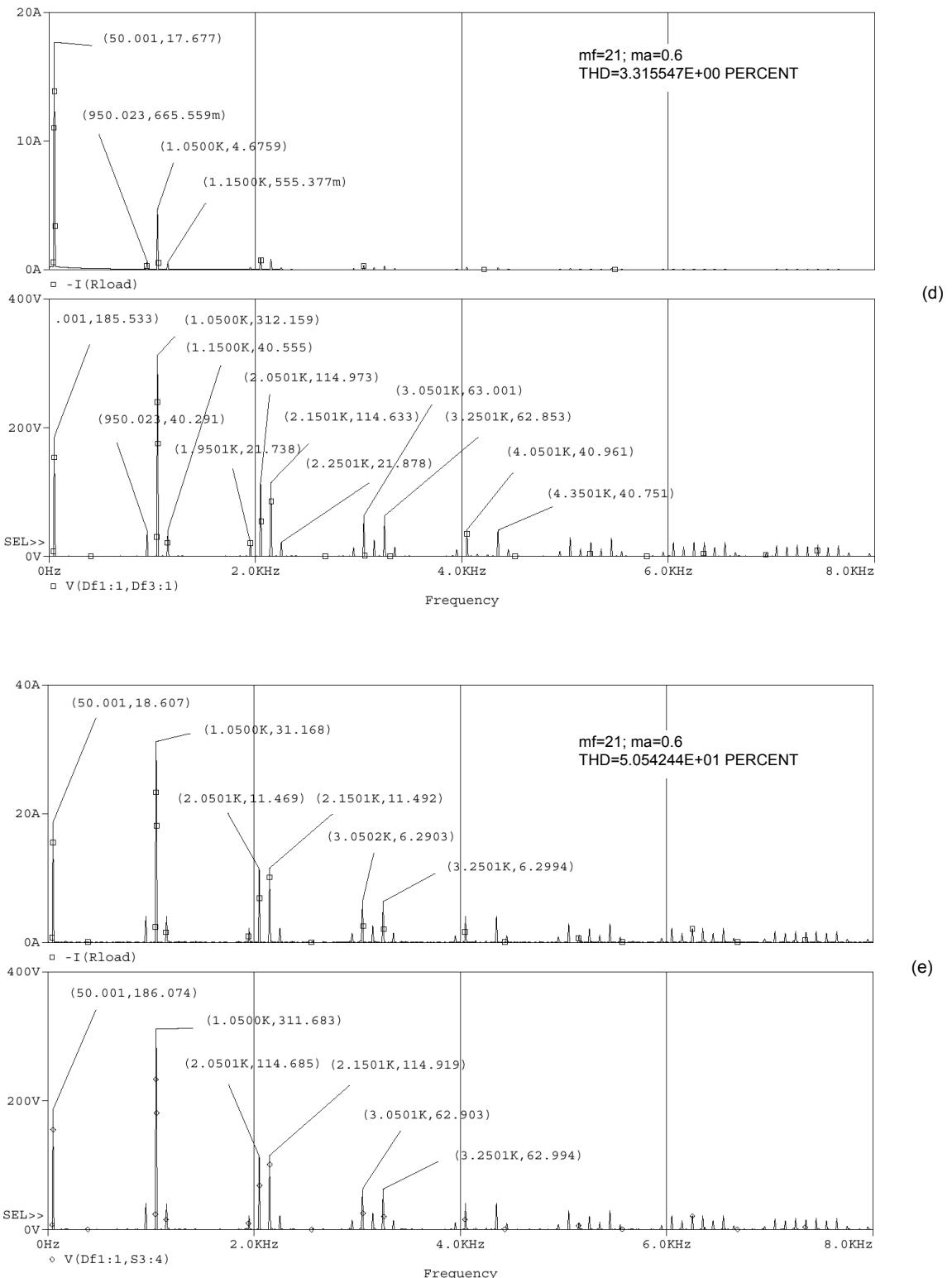
Para el k -ésimo pulso de salida del SPWM el coeficiente de Fourier es (ver [fig. 6.6](#)):





(c)



**Fig. 6.5.** Inversor con técnica de modulación SPWM bipolar

- (a) formas de onda de entrada
- (b) formas de onda de salida
- (c) modelo para simulación
- (d) señales de Fourier
- (e) señales de Fourier con carga resistiva pura y sin filtro en la salida

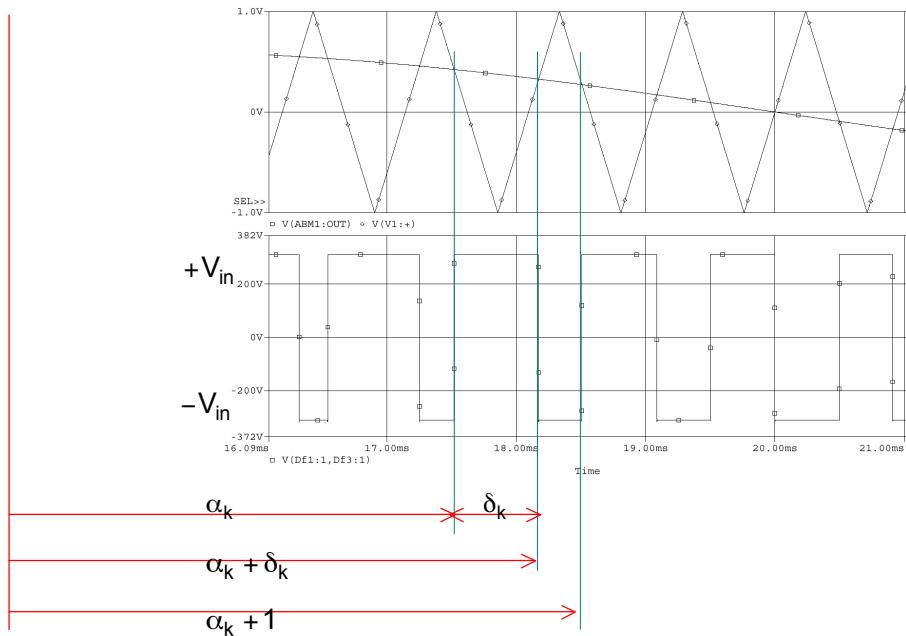
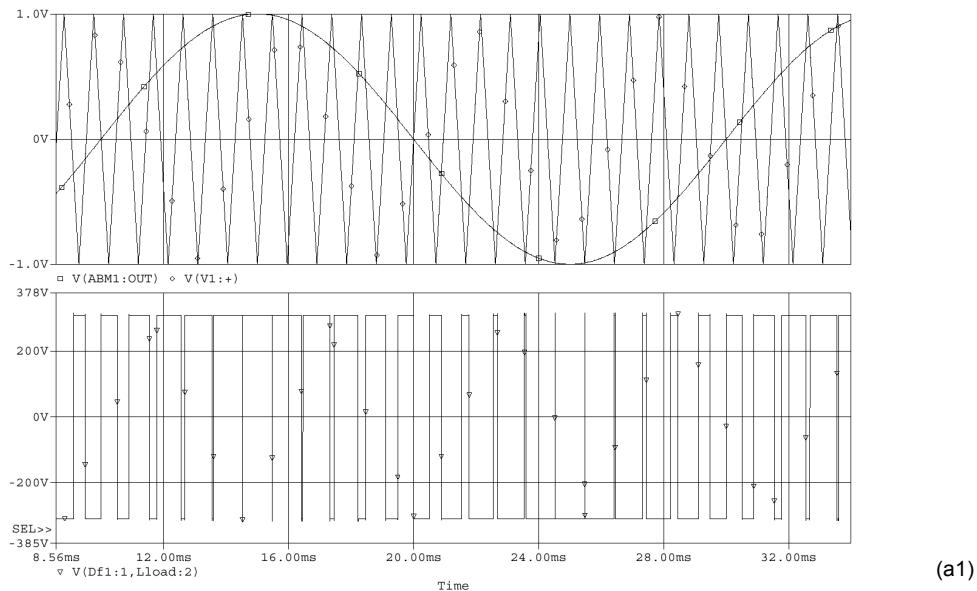


Fig. 6.6. Análisis en un pulso de la técnica de modulación SPWM bipolar para calcular la serie de Fourier

La figura siguiente muestra el espectro de armónicas para (a) $m_a=1$ y (b) $m_a=1.2$



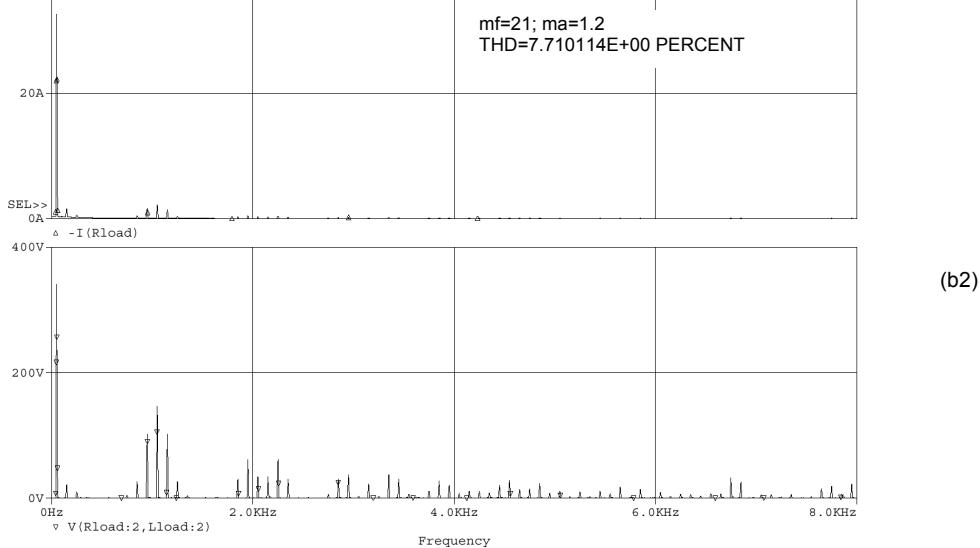
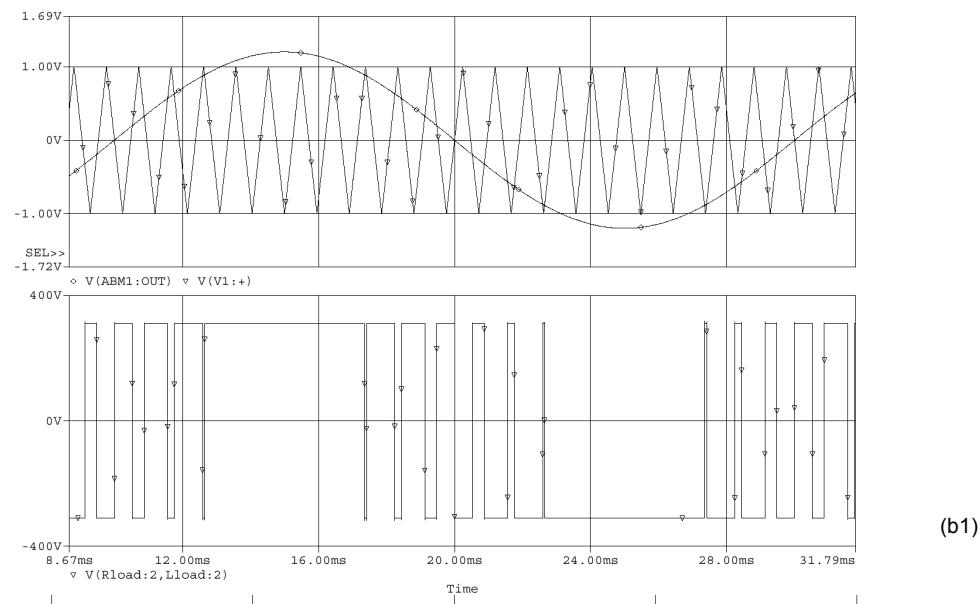
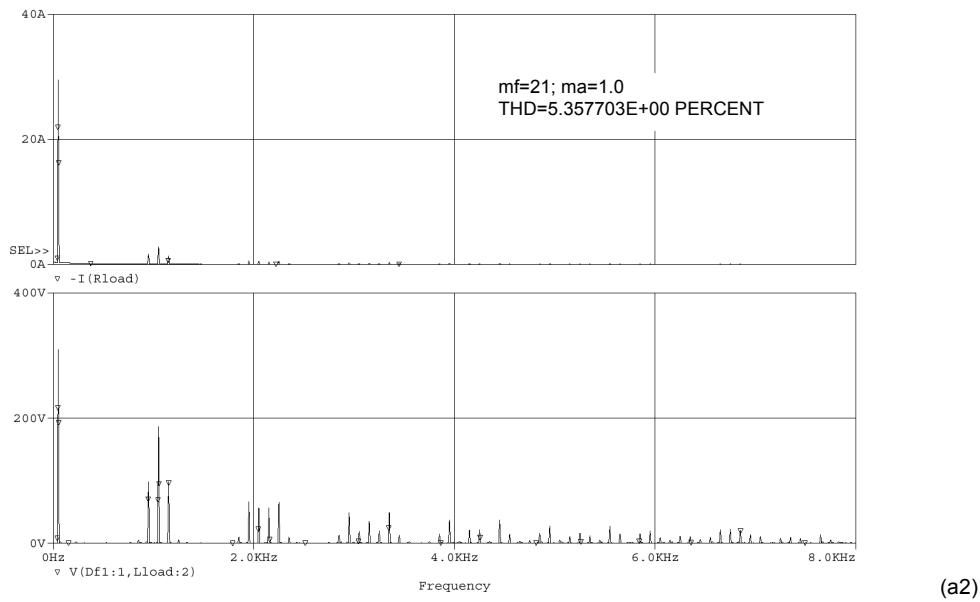


Fig. 6.7. SPWM bipolar con índice de modulación (a) $ma=1$; (b) $ma=1.2$

Las amplitudes de los armónicos son una función de m_a porque el ancho de cada pulso depende de las amplitudes relativas entre la portadora y la modulante. Como se puede observar en las señales de Fourier, las siguientes armónicas luego de la primera se encuentran en y alrededor de la frecuencia de la portadora. Los coeficientes de Fourier no son función de m_f si m_f es elevado (≥ 9).

Como se mostró en la ec. 6.27, para $m_a=1$, la ecuación da la amplitud pico máxima de la primer armónica de

salida como $V_{m1(\max)} = V_{in}$. Pero, también $V_{m1(\max)}$ puede ser tan alto como $\frac{2V_{in}}{\pi} = 1.278V_{in}$ para circuito en

punte completo y salida de onda cuadrada (para medio puente el valor es la mitad).

A fin de aumentar la tensión fundamental de salida, m_a deberá incrementarse más allá de 1.0, por lo que se estará sobremodulando.

El valor de m_a en el cual $V_{m1(\max)}$ se iguala a $1.278 V_{in}$ depende del número de pulsos por cada medio ciclo p , y es aproximadamente 3 para $p=7$, tal como se muestra en la Fig. 6.8:

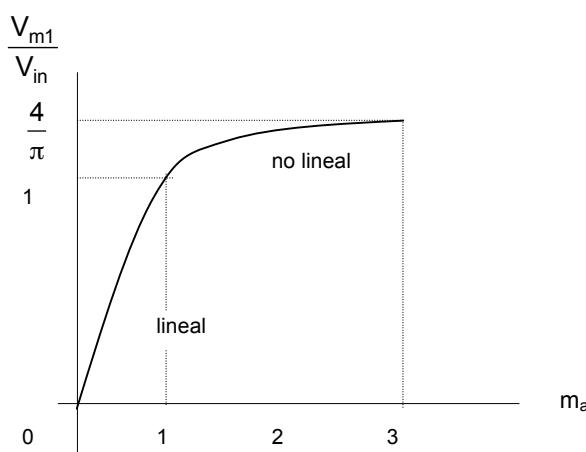
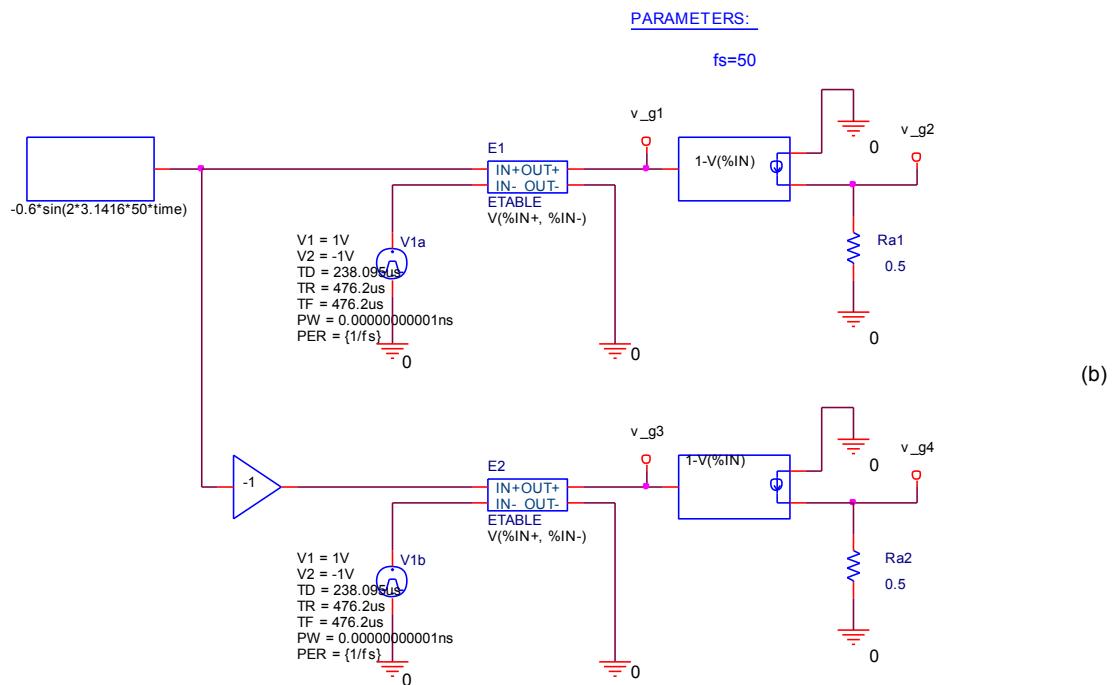
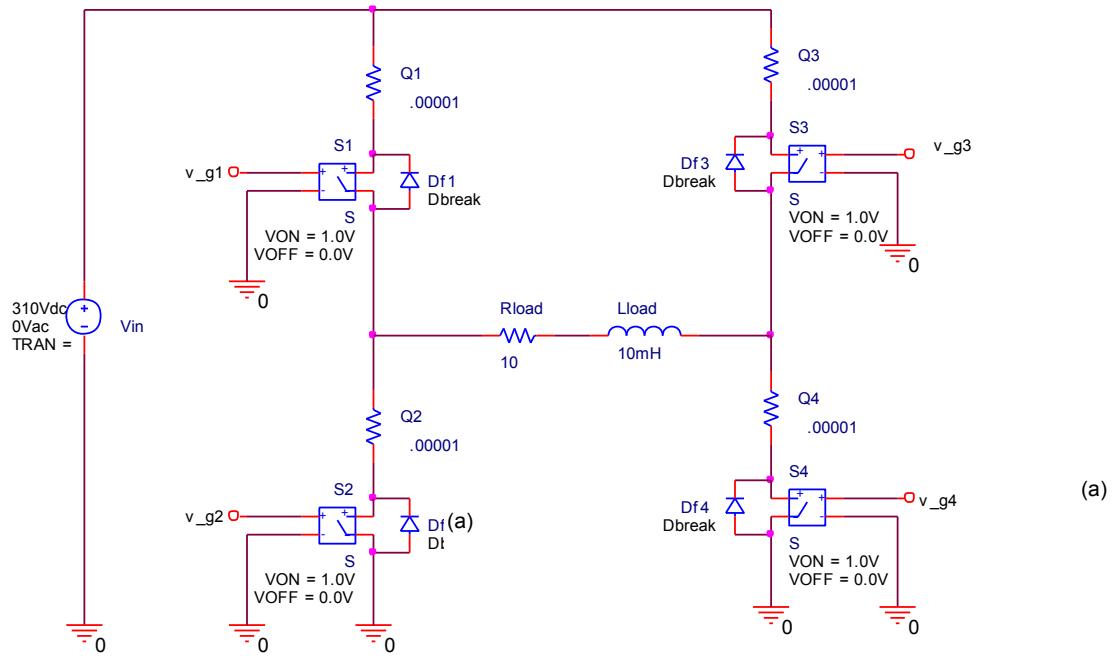


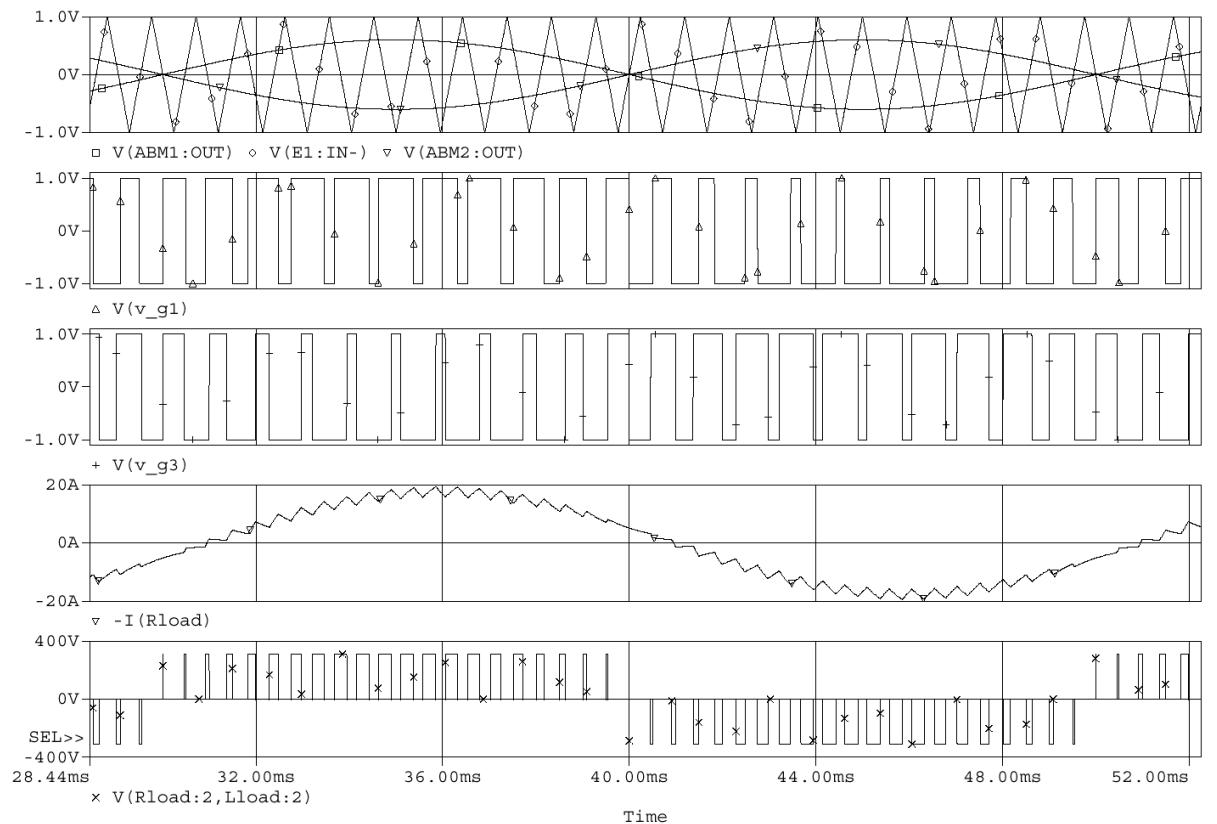
Fig. 6.8. Tensión pico normalizado de salida de la primer armónica en función del índice de modulación m_a

La sobremodulación básicamente lleva a una operación de onda cuadrada y añade más armónicas en comparación con la modulación en rango lineal ($m_a \leq 1$). En aplicaciones que requieren baja distorsión (como es el caso de las fuentes ininterrumpibles de poder, UPS) la sobremodulación se deberá evitar.

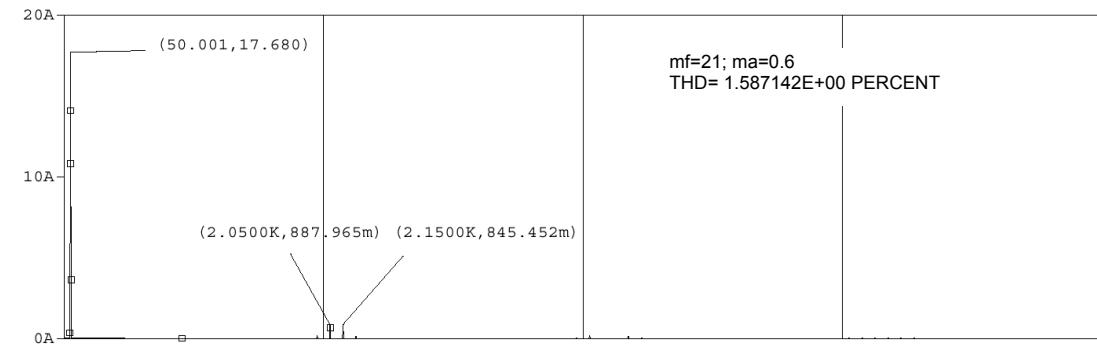
6.2.5.2. SPWM unipolar

En este caso los interruptores de ambas ramas no son conmutados simultáneamente utilizando una única técnica de control, sino que las dos ramas del inversor se controlan en forma independiente. Los interruptores de la primer rama se controlan comparando v_{trian} con v_{\sin} , y los de la segunda rama se controlan comparando v_{trian} con $-v_{\sin}$. El circuito utilizado para simulación con PSpice se muestra en la Fig. 6.9:





(c)



(d)

Fig. 6.9. SPWM unipolar con índice de modulación $ma=0.6$; $mf=21$

- (a) circuito de potencia Pspice
- (b) circuito de control
- (c) señales de control y de salida
- (d) formas de onda de corriente y tensión de Fourier

Si se compara el valor de distorsión armónica total THD de la técnica SPWM bipolar con la unipolar mostrada en la sección anterior se puede observar que en iguales condiciones:

mf=21; ma=0.6 (iguales condiciones de carga)

THD SPWM BIPOLAR	THD SPWM UNIPOLAR
3.315547E+00 PERCENT	1.587142E+00 PERCENT

➤ Ejemplo 6.1. Inversor SPWM bipolar

Se utiliza un inversor SPWM para generar una tensión alterna bipolar de 50Hz con una carga serie RL, calcular

- la amplitud de la tensión de la primer armónica y corriente en la carga;
- THD de la corriente de carga a partir de la simulación en PSpice.

Las especificaciones son:

- SPWM bipolar
- Vin=250V
- ma=0.8
- mf=21
- R=10Ω; L=10mH

Solución:

(a)

$$V_1 = m_a V_{in} = 200V$$

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{\sqrt{R^2 + (n\omega_0 L)^2}} \rightarrow \text{la primer armónica;}$$

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_1} = \frac{V_n}{\sqrt{10^2 + (\omega_0 L)^2}} = \frac{200V}{\sqrt{100 + 3,1416}} = 19,7A$$

De los resultados de Fourier se puede observar que la tensión y la corriente dan valores similares.

La THD de la corriente es: 4.352324E+00 PERCENT

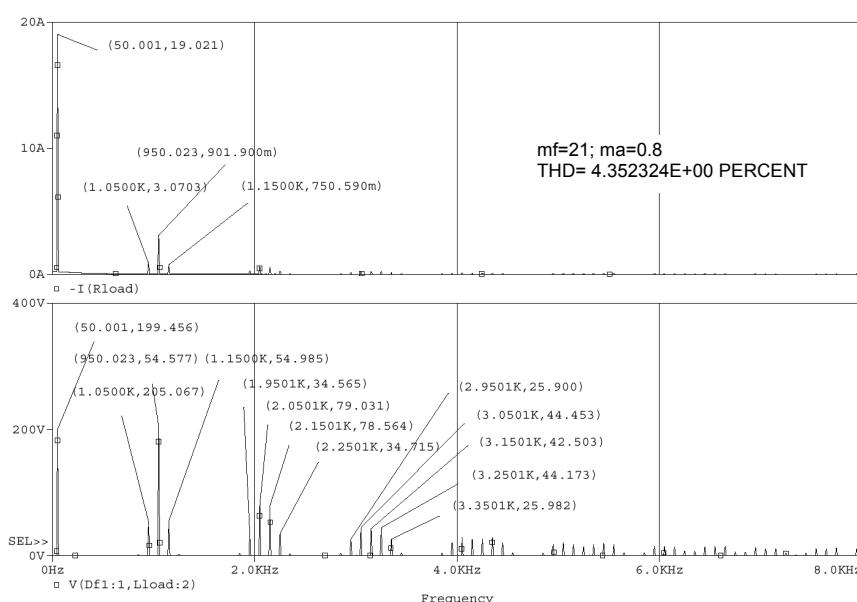


Fig. 6.10. Ejemplo SPWM bipolar. Formas de onda de corriente y tensión de Fourier

6.3. Inversores trifásicos

Una gran parte de los convertidores tales como el control de motores de ac, o UPS requieren de inversores trifásicos. Los inversores con tres convertidores monofásicos se utilizan normalmente en aplicaciones de alta potencia. Las señales de compuerta o base de los transistores deben adelantarse o retrasarse 120° uno respecto del otro con el fin de obtener voltajes trifásicos equilibrados. Los bobinados primarios del transformador deben aislarse unos de otros, en tanto que los bobinados secundarios pueden quedar conectados en estrella o delta.

Este modelo necesita 3 transformadores monofásicos, 12 dispositivos controlables y 12 diodos, por lo que, no es utilizado en aplicaciones de baja y mediana potencia.

Por lo general, el secundario se conecta en estrella, a fin de eliminar las armónicas múltiplos de tres ($n=3, 6, 9, \dots$) que aparecen en las tensiones de salida (la disposición del circuito se muestra en la [fig. 6.11](#) y la carga está conectada en estrella).

Pese a que esta función se puede hacer con tres inversores monofásicos conectado en cada una de las fases, y sincronizados, el esquema más utilizado es el de seis transistores, como se muestra en la [fig. 6.12](#).

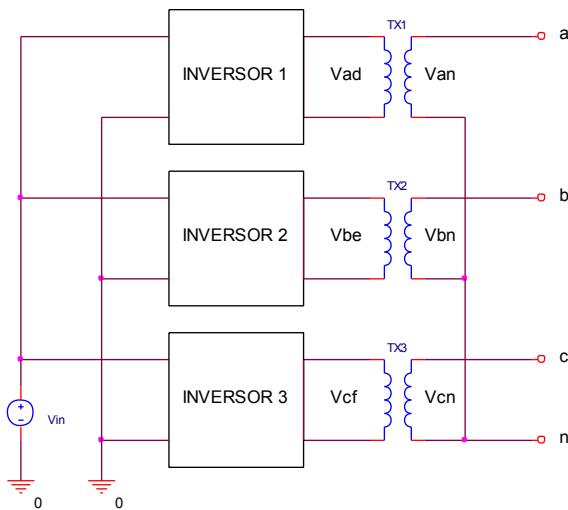


Fig. 6.11. Inversor trifásico a partir de tres inversores monofásicos.

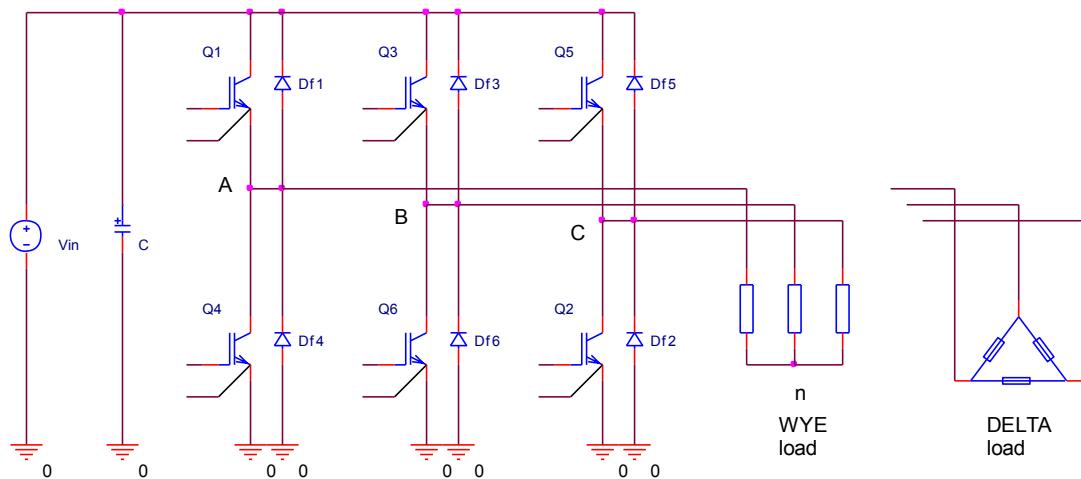


Fig. 6.12. Inversor trifásico con seis transistores con salida de tres hilos.

6.3.1. Conexión de un inversor trifásico en motores trifásicos

Tradicionalmente, una máquina trifásica está diseñada para conectarse en una disposición en estrella (Y) o delta (Δ) en función del nivel de tensión disponible en la red eléctrica. En un sistema de accionamiento de motor, las conexiones de la máquina trifásica pueden definirse todavía como una función del nivel de tensión disponible en el capacitor del bus de cc. Si la tensión del bus de cc para una aplicación dada no es restrictiva, la elección entre ambas posibilidades de conexiones de la máquina [Y o Δ], generalmente se favorece la conexión Y . El siguiente análisis se obtiene suponiendo que los mismos commutadores de potencia y capacidores de bus de cc se emplean para ambos sistemas de accionamiento de motor (Y y Δ), lo que es razonable debido a la gama de IGBTs disponibles en el mercado. Por ejemplo, hay IGBTs que operan a 600V, o IGBT disponibles con 1200V. Como consecuencia, el mismo IGBT se puede emplear para un sistema trifásico con 220Vrms (tensión de fase) tanto para Y como para Δ , ya que una disposición en Y requeriría commutadores de potencia con 539V (pico), mientras que una disposición Δ requiere 311V (pico).

Es útil mostrar las ventajas y desventajas de las conexiones Y y Δ de la máquina trifásica en un sistema de accionamiento a motor, resaltando la influencia de estas conexiones sobre las variables del convertidor. Algunos parámetros del inversor son considerados en el análisis, esto es, (i) requerimiento de voltaje de bus de cc, (ii) corriente RMS del condensador de bus de cc, (iii) WTHD de voltaje del motor, (iv) pérdidas del convertidor, y (v) capacidad de tolerancia a fallas.

La tensión del bus de cc de un inversor de fuente de tensión (VSI) puede definirse como una función de la tensión nominal demandada por el motor, como se indica en ec (6.32.a) y (6.32.b) para la conexión en estrella y en delta, respectivamente. Ver Fig. 6.12. (V_{dc} =tensión de bus, V_{ph} =tensión de fase del motor).

$$V_{dc} = \sqrt{3}V_{ph} \quad (6.32.a)$$

$$V_{dc} = V_{ph} \quad (6.32.b)$$

En este caso, la tensión requerida para una conexión en estrella es $\sqrt{3}$ veces mayor que para una conexión en delta.

6.3.2. Inversores trifásicos con transistores. Conducción a 180°

En éste caso cada transistor conducirá 180°. Tres transistores se mantienen activos durante cada instante de tiempo. Cuando el transistor Q_1 está activado, el terminal A se conecta con el terminal positivo de la tensión de entrada. Cuando se activa Q_4 , el terminal A se lleva al terminal negativo de la fuente de dc. En cada ciclo existen seis modos de operación, cuya duración es de 60°.

Las señales de excitación están desplazadas 60° unas de otras, para obtener voltajes trifásicos balanceados. La carga puede estar conectada en estrella o en triángulo (delta).

En el caso de una carga conectada en triángulo, las corrientes de fase se obtienen directamente de las tensiones línea a línea. Una vez que se conocen las corrientes de fase, pueden determinarse las corrientes de línea.

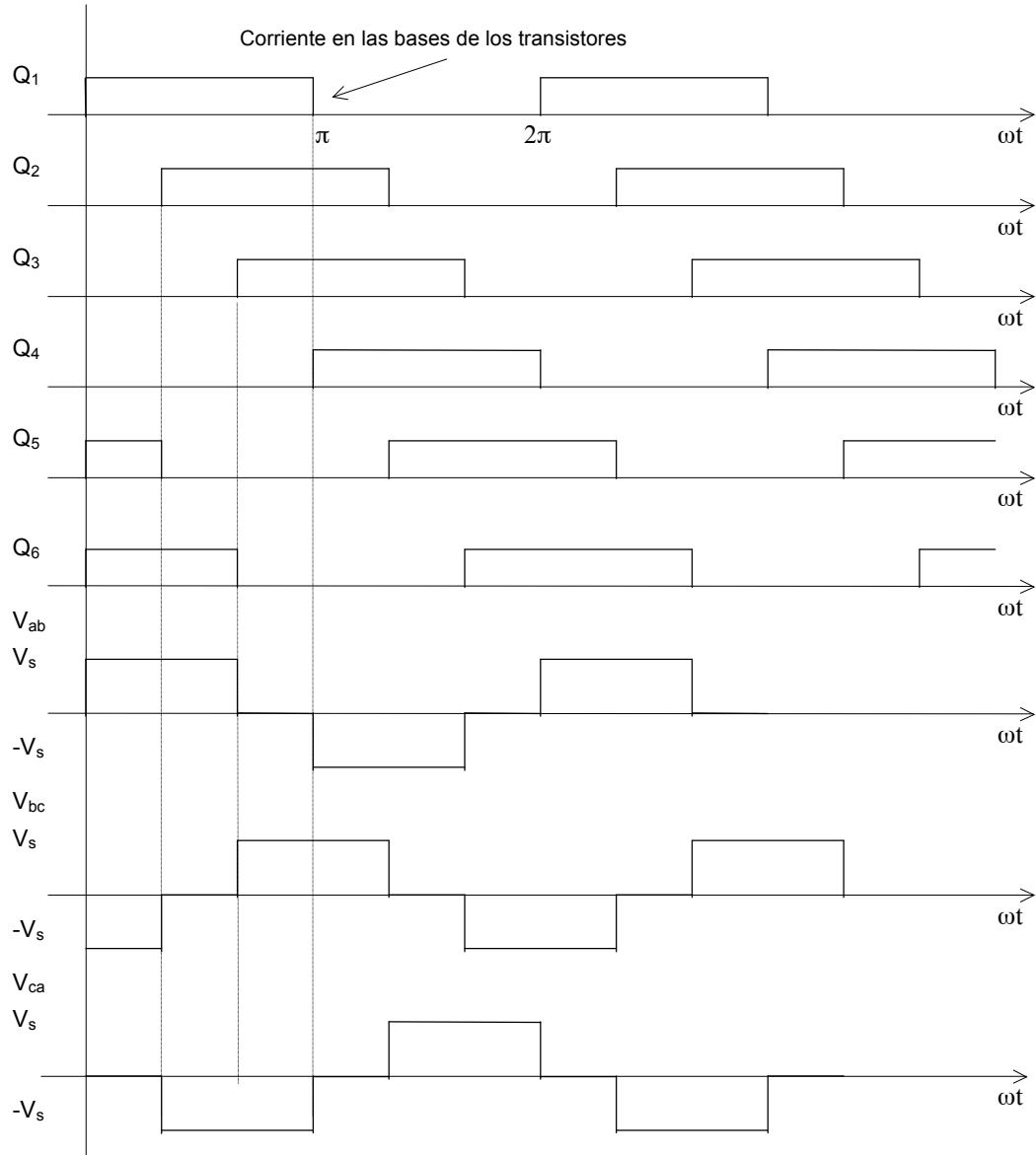


Fig. 6.13. Inversor trifásico en puente. Formas de onda para conducción a 180°

En caso de carga conectada en estrella, deben determinarse las tensiones de línea a neutro con el fin de encontrar las corrientes de línea o de fase. Existen tres modos de operación en un medio ciclo. Los circuitos equivalentes y las tensiones de fase para la conducción a 180° aparecen en la Fig. 6.13 para el caso de una carga conectada en estrella.

Durante el modo 1 para $0 \leq \omega t < \pi/3$,

$$R_{eq} = R + \frac{3R}{2} = \frac{3R}{2} \quad i_1 = \frac{V_{in}}{R_{eq}} = \frac{2V_{in}}{3R} \quad v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_{in}}{3} \quad (6.33)$$

$$v_{bn} = -i_1 R = \frac{-2V_{in}}{3} \quad (6.34)$$

Durante el modo 2 para $\pi/3 \leq \omega t < 2\pi/3$,

$$R_{eq} = R + \frac{3R}{2} = \frac{3R}{2} \quad i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_{in}}{3R} \quad v_{an} = i_2 R = \frac{2V_{in}}{3} \quad (6.35)$$

$$v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_{in}}{3} \quad (6.36)$$

Durante el modo 3 para $2\pi/3 \leq \omega t < \pi$,

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \quad i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_{in}}{3R} \quad v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_{in}}{3} \quad (6.37)$$

$$v_{cn} = -i_3 R = \frac{-2V_{in}}{3} \quad (6.38)$$

- Carga conectada en estrella (siendo $V_s = V_{in}$)

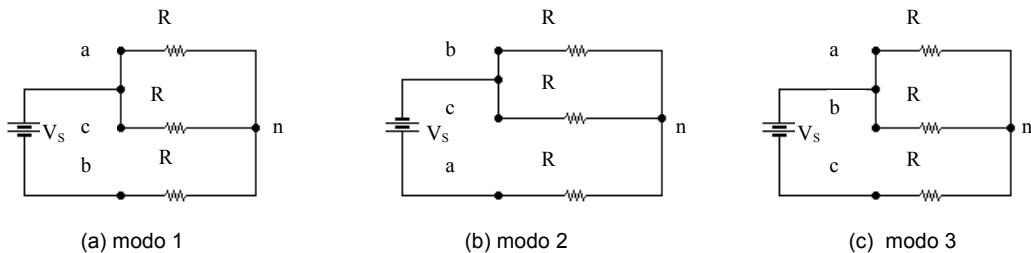


Fig. 6.14. Inversor trifásico en puente con carga en estrella. Formas de onda para conducción a 180°

En la [Fig. 6.15](#). se muestran los voltajes línea a neutro. La tensión instantánea línea a línea v_{ab} de la [Fig. 6.16](#), se puede expresar la serie de Fourier, reconociendo que v_{ab} está desplazada en $\pi/6$ y las armónicas pares son iguales a cero,

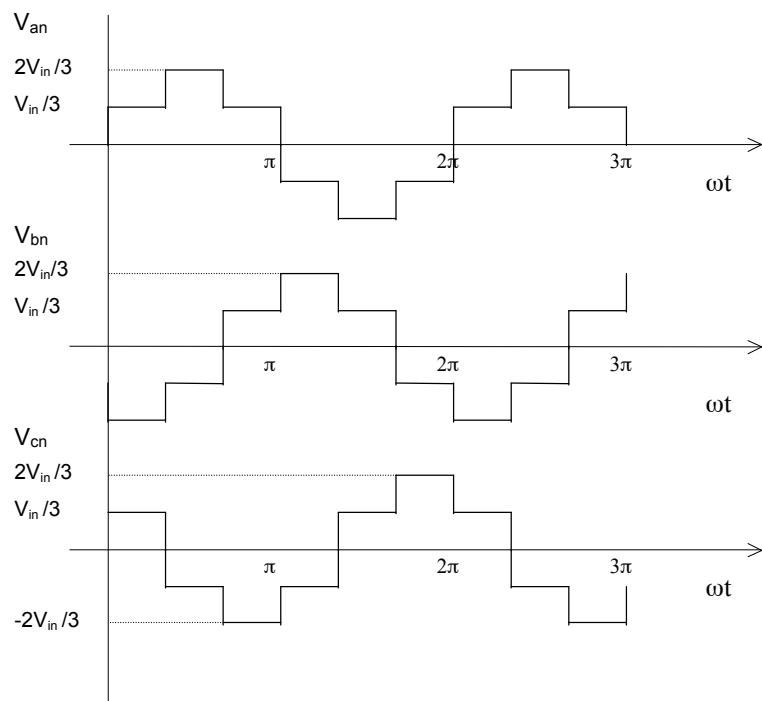


Fig. 6.15. Inversor trifásico en puente. Tensiones de fase para la conducción a 180° . Conexión en estrella.

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (6.39)$$

v_{bc} y v_{ca} pueden obtenerse a partir de la ec. 6.39 mediante el desplazamiento de fase de v_{ab} en 120° y 240° , respectivamente,

$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (6.40)$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (6.41)$$

Podemos observar de las ecuaciones (6.39), (6.40), y (6.41) que en los voltajes línea a línea, las armónicas múltiplos de tres ($n=3, 9, 15, \dots$) son cero.

La tensión rms de línea a línea se puede determinar a partir de

$$V_L = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} V_{in}^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{in} = 0,8165 V_{in} \quad (6.42)$$

De la ecuación (6.39), la enésima componente rms de la tensión de línea es

$$V_{Ln} = \frac{4V_{in}}{\sqrt{2n\pi}} \cos \frac{n\pi}{6} \quad (6.43)$$

que, para $n=1$, da la tensión de línea fundamental.

$$V_{L1} = \frac{4V_{in}}{\sqrt{2\pi}} \cos 30^\circ = 0,7797 V_{in} \quad (6.44)$$

El valor rms de las tensiones de línea a neutro se puede determinar a partir de la tensión de línea,

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{3} = 0,4714 V_{in} \quad (6.45)$$

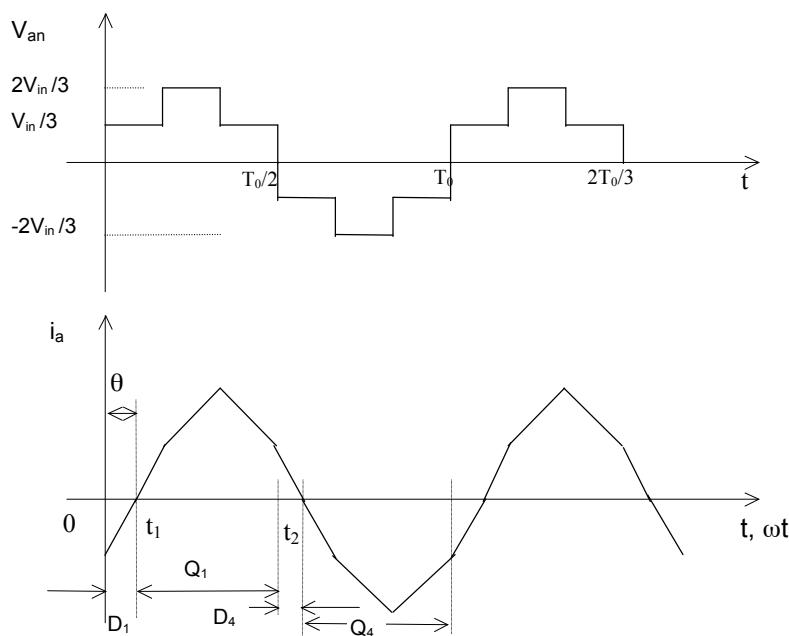


Fig. 6.16. Inversor trifásico con carga RL

Con cargas resistivas, los diodos en antiparalelo de los transistores no funcionan. Si la carga es inductiva, la corriente de cada brazo del inversor se remplazará en relación con su voltaje, tal como se muestra en la [fig. 6.16](#). Cuando el transistor Q₄ de la [Fig. 6.12](#) está desactivado, la única trayectoria para la corriente de línea negativa i_a es a través de D₁. De ahí que el terminal de carga a esté conectado a la fuente de cd a través de D₁ hasta que se invierta la polaridad de la corriente de carga en el tiempo t= t₁. Durante el período 0 ≤ t ≤ t₁, el transistor Q₁ no conduce. En forma similar, la conducción del transistor Q₄ sólo arranca en t= t₂. Los transistores deben ser disparados continuamente, dado que el tiempo de conducción de los transistores y de los diodos depende del factor de potencia de la carga.

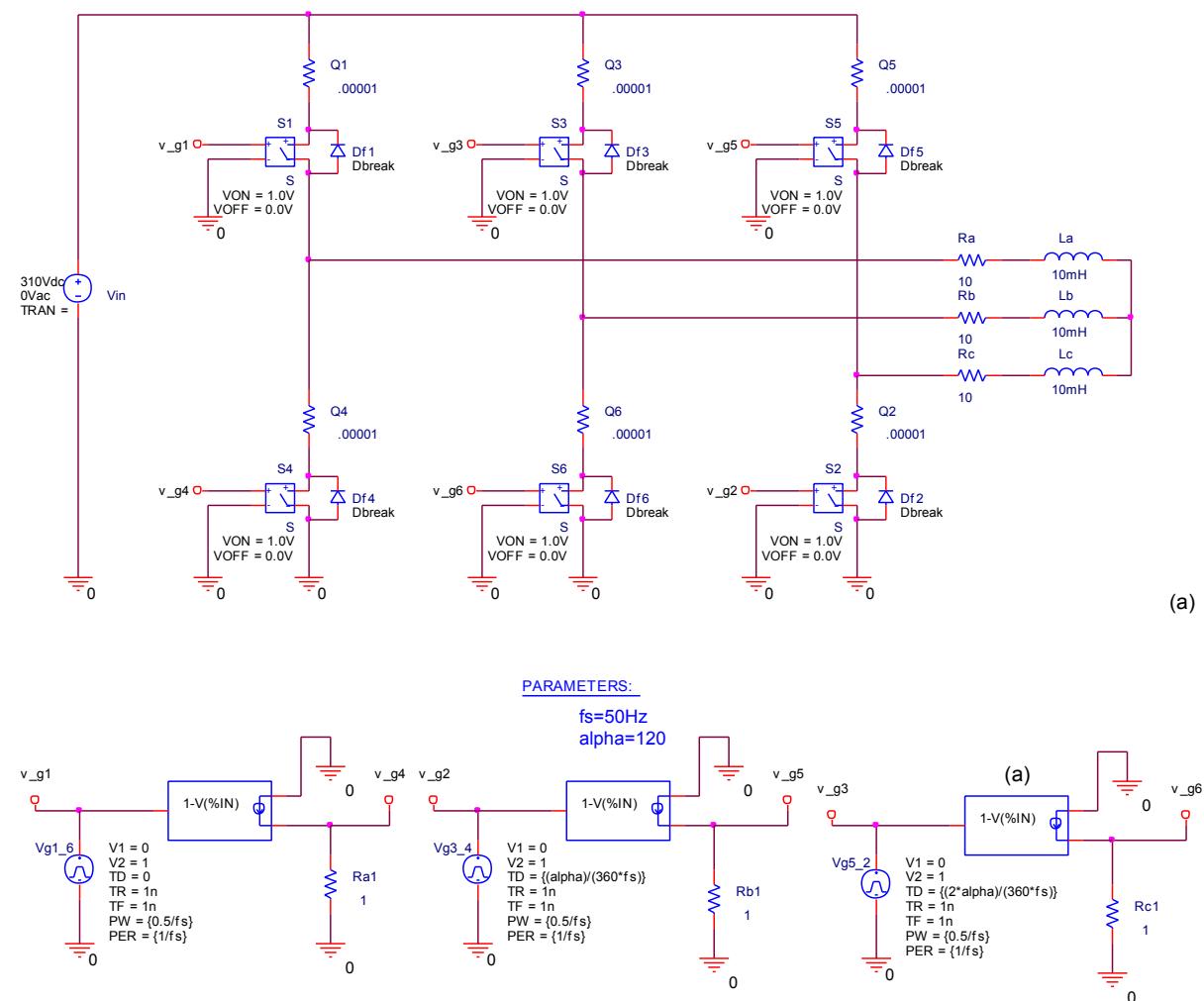
➤ Ejemplo 6.2. Inversor por conducción de 180°

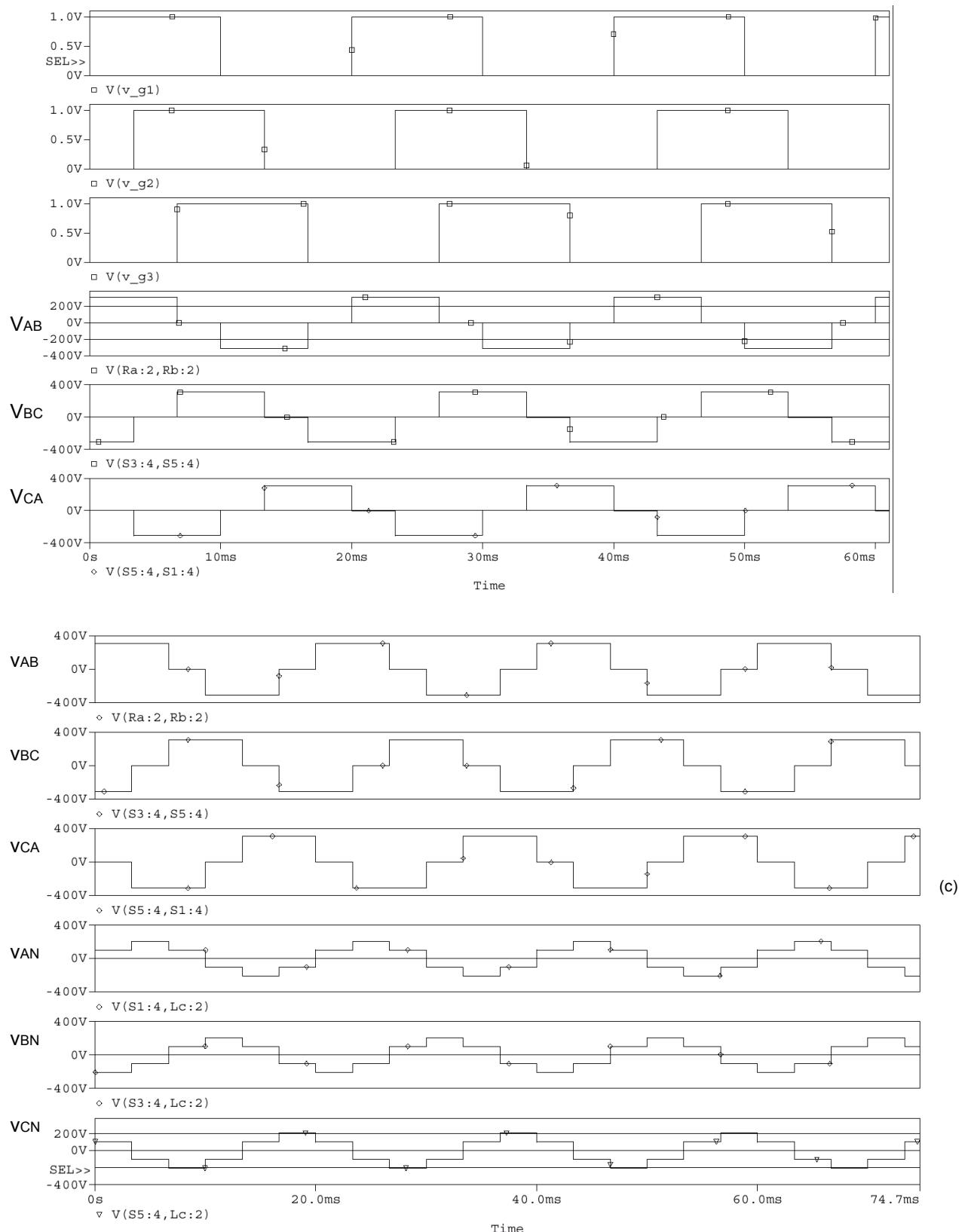
Se utiliza un inversor trifásico para generar una tensión alterna bipolar de 50Hz con una carga serie RL, efectuar la simulación en PSpice y determinar las señales de salida (a) tensiones de línea (b) tensión fase con neutro (c) señales de Fourier y THD.

- Carga inductiva R=10; L=10mH por fase
- Vin=310Vdc
- Frec. salida=50Hz
- Conducción a 180°

Solución:

El circuito empleado es:





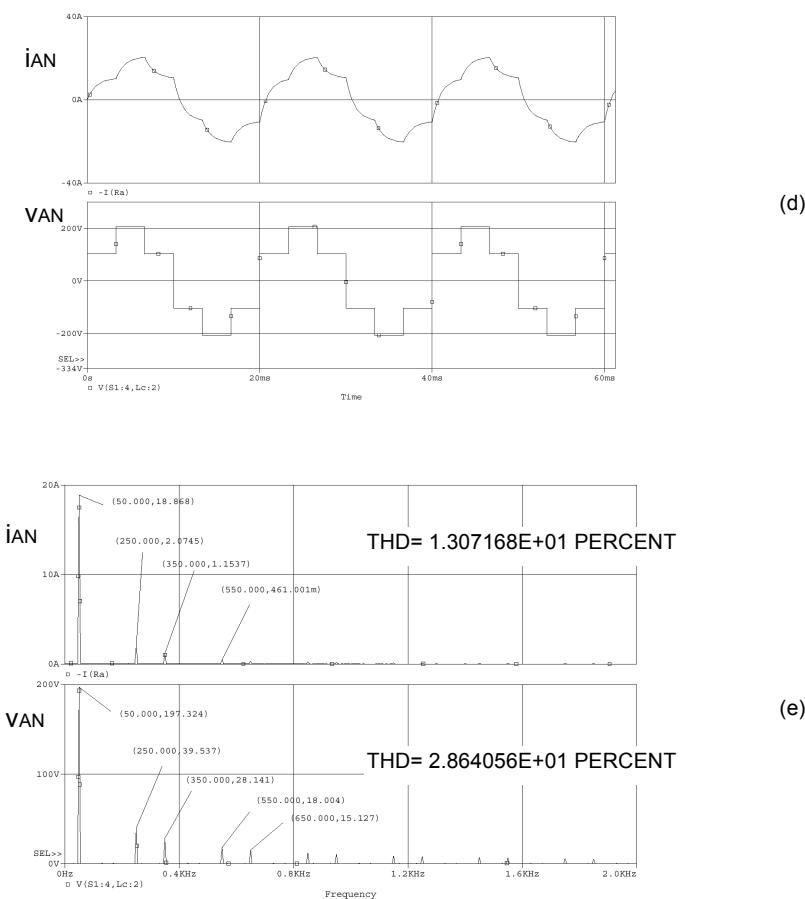


Fig. 6.16. Inversor trifásico en puente. Modo de conducción a 180°.

- (a) circuito para simular en Pspice
- (b) formas de onda de los transistores y tensiones de línea
- (c) comparación entre las tensiones de línea y tensiones de fase.
- (d) Corriente y tensión de la fase a-neutro
- (e) Formas de onda de Fourier de la corriente en Ra (fase a)

Se puede observar que la THD es de un valor importante, y las armónicas comienzan con el orden 5, 7, 11, 13,...etc.

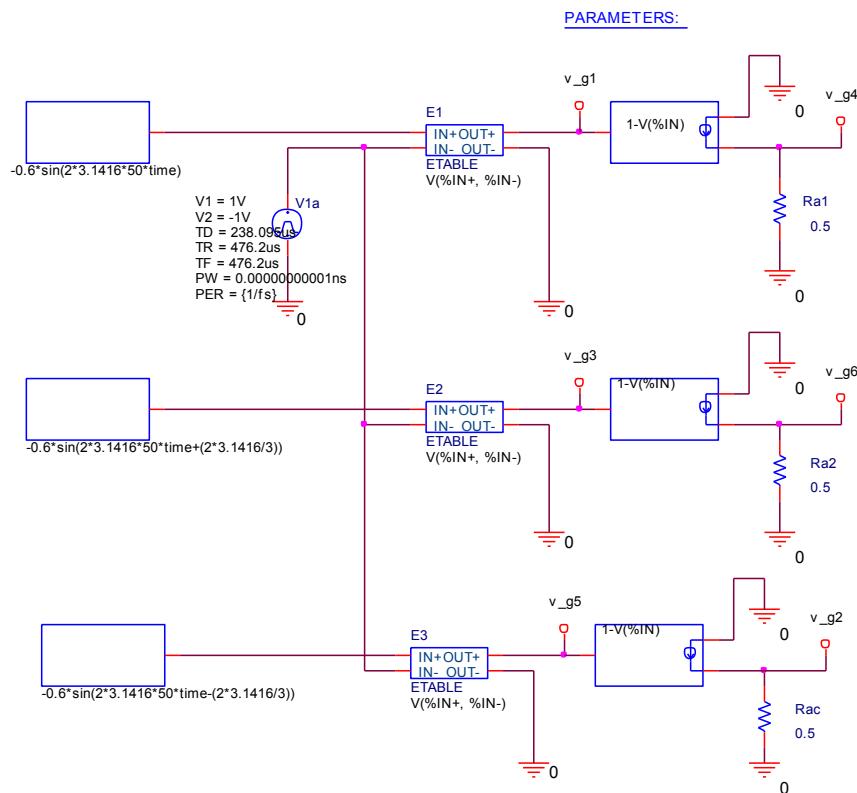
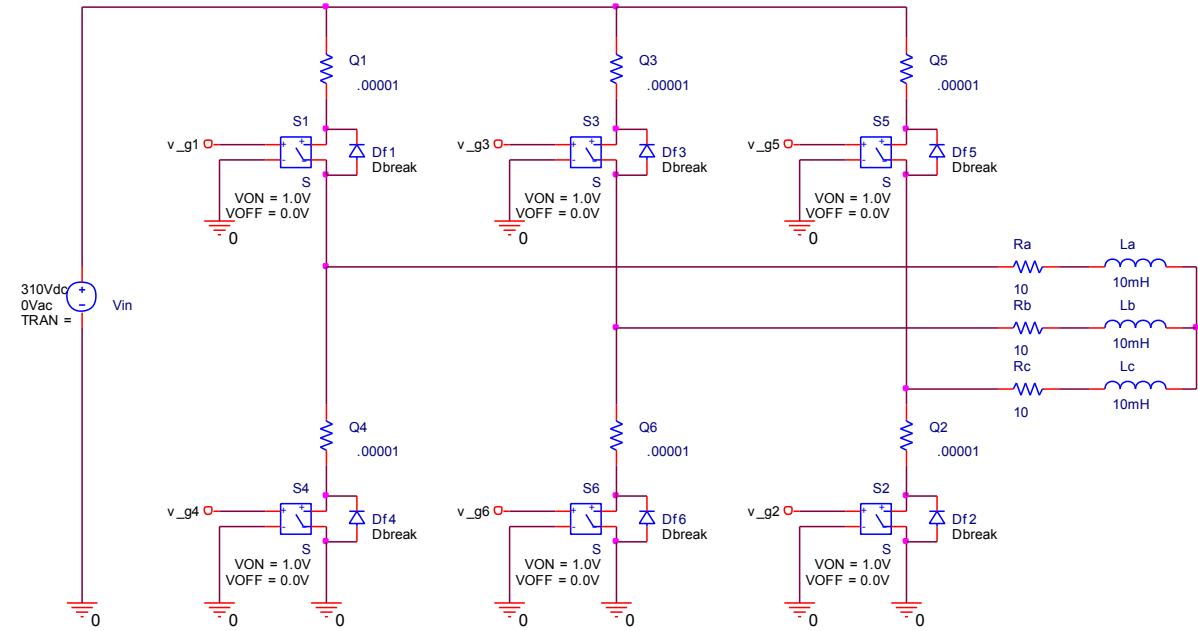
La primer armónica que hay que filtrar es la de orden 5, y en adelante.

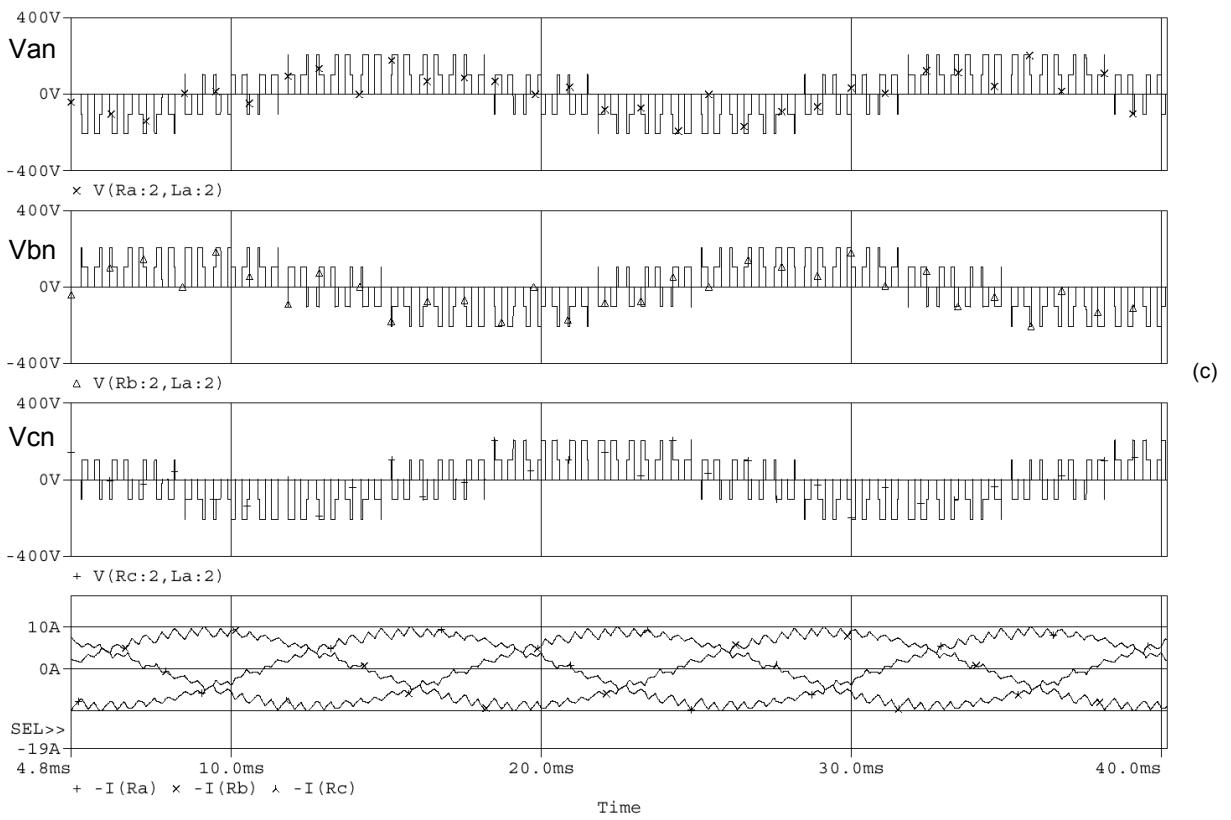
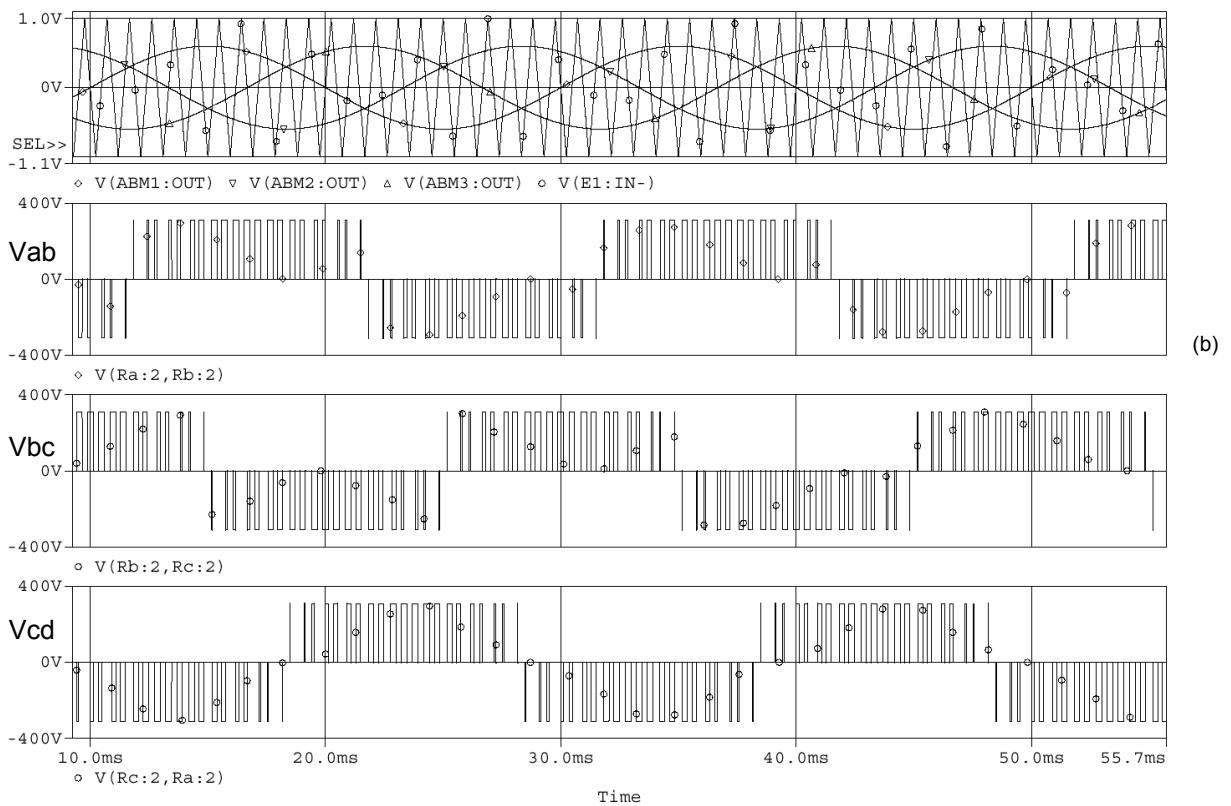
Se puede demostrar que el THD de tensión línea-línea, o línea-neutro es de alrededor del 30%, y la THD de la corriente depende de la carga, pero mejora con cargas inductivas.

- La frecuencia de salida se puede controlar variando la frecuencia de conmutación. El valor de la tensión de salida depende del valor de la tensión de alimentación de entrada.
- Si se necesita controlar la tensión de salida del inversor se deberá ajustar la tensión de entrada, ya que no es posible modular con esta técnica de generación de señal trifásica.

6.3.3. Inversores trifásicos SPWM

La modulación PWM se puede aplicar tanto a inversores monofásicos como a inversores trifásicos.





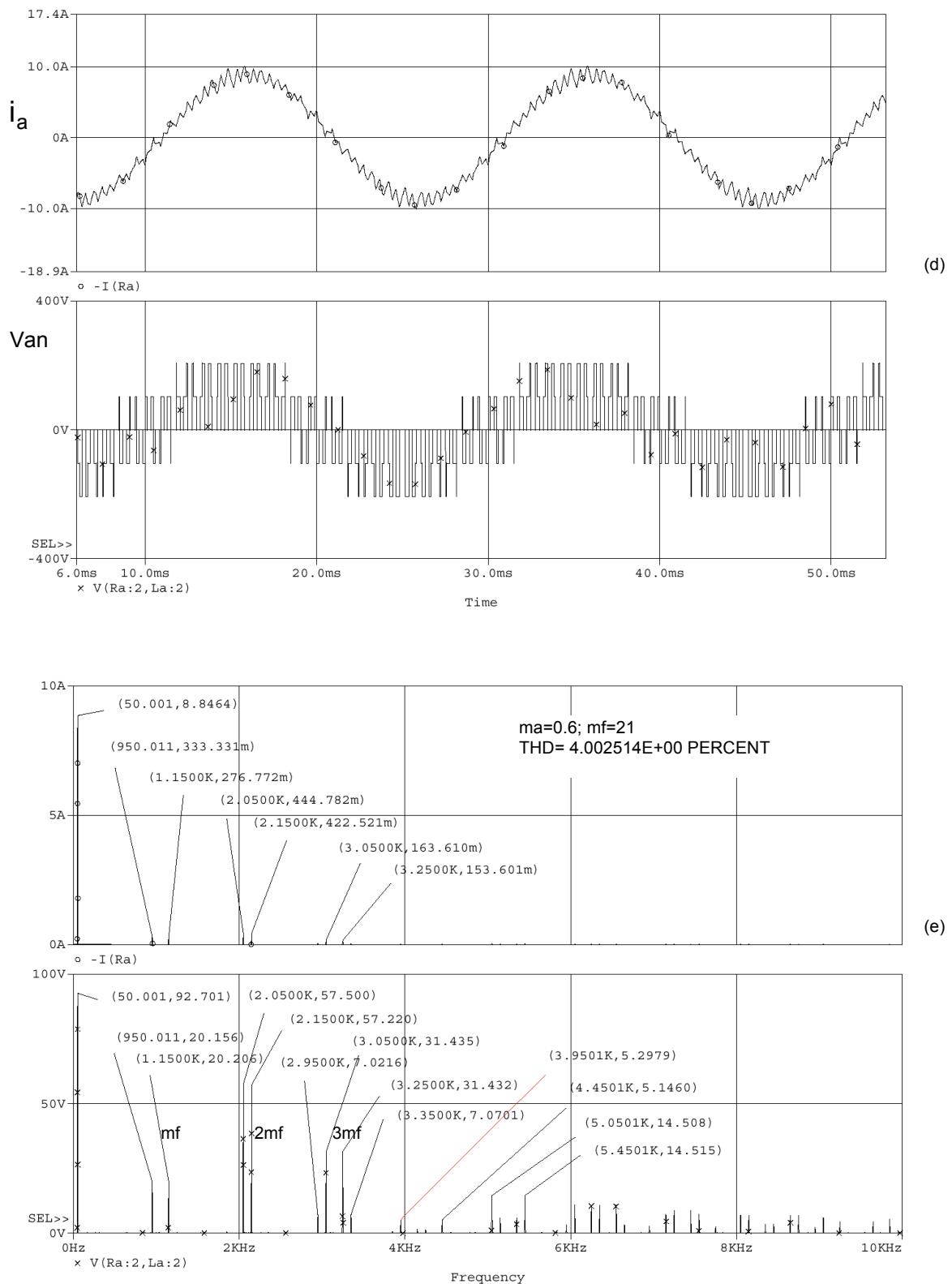


Fig. 6.17. Inversor trifásico PWM.

- (a) circuito empleado para simular en Pspice
- (b) formas de onda de los transistores y tensiones de línea
- (c) tensiones y corriente de fase a neutro
- (d) corriente y tensión de fase a neutro
- (e) Formas de onda de Fourier de la corriente en Ra (fase a) y tensión

El inversor SPWM trifásico tiene las mismas ventajas que el monofásico: pocos requisitos de filtrado para la reducción de armónicos y el control de la amplitud en la primer armónica, a través del índice de modulación de amplitud.

Los pares de transistores Q1-Q4, Q3-Q6, y Q5-Q2 son modulados en forma independiente, y cada pareja de transistores requiere una onda sinusoidal de referencia separada. Las tres ondas sinusoidales de referencia tienen que estar en fase con la señal de portadora, y los cruces por cero de cada una de estas señales de referencia tienen que coincidir con el cruce por cero de la portadora. Además, las tres señales de referencia tienen que tener un desfasaje de 120° para producir una salida trifásica equilibrada. El control de los interruptores es:

Q1 conduce cuando $V_A > V_{tri}$

Q4 conduce cuando $V_A < V_{tri}$

Q3 conduce cuando $V_B > V_{tri}$

Q6 conduce cuando $V_B < V_{tri}$

Q5 conduce cuando $V_C > V_{tri}$

Q2 conduce cuando $V_C < V_{tri}$

Los primeros armónicos serán aprox. el doble de la frecuencia portadora y se minimizarán, si se elige un mf entero y par. Si se elige modulación bipolar mf será entero impar y múltiplo de tres.

Índice de modulación de frecuencia:

En el caso trifásico, el índice de modulación de frecuencia es

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{ref}} \quad (6.46)$$

En general, mf debe ser grande y entero, para los armónicos se encuentren lejos de la frecuencia fundamental, y mejorar la calidad de la tensión de salida. El límite de la frecuencia máxima está determinado por las pérdidas de conmutación de los transistores de potencia. El mf se elige en compromiso entre la calidad del voltaje generado y las pérdidas de los dispositivos de potencia.

Índice de modulación de amplitud:

En el caso trifásico, el índice de modulación de amplitud es

$$m_a = \frac{|v_{ref}|}{|v_{tri}|} \quad (6.47)$$

En condiciones ideales, la relación entre la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida y la tensión del BUS de DC y la amplitud de la señal modulante es:

$$\langle v_{an} \rangle_1 = m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{si } m_a < 1 \quad (6.48)$$

Notar que la máxima tensión de la fundamental de salida sin sobremodulación ($m_a < 1$) es $V_{dc} / 2$.

6.3.4. Inversores PWM con inyección del tercer armónico (THIPWM)

La mayor limitación del inversor SPWM es el valor reducido de amplitud de la tensión de salida fundamental que puede obtenerse, comparada con la tensión del bus. Esta limitación tiene importantes implicaciones para los drivers de motores donde es requerido alcanzar el valor de la tensión nominal.

Comenzando con G. Buja y G. Indri en 1975, se consideró que el índice de modulación de un inversor SPWM trifásico podría ser aumentado si se incluye un término del tercer armónico en modo común en la señal de referencia de cada fase. Esta componente de tercer armónico no afecta la tensión fundamental de salida $l-l$, debido a que las tensiones de modo común se cancelan entre cada fase, pero reduce la tensión pico de envolvente de cada fase. El índice de modulación puede extenderse por encima de 1 sin sobremodulación.

La Fig. 6.18 muestra la generación de V_1+V_3 , donde se muestra que la señal resultante tiene menor amplitud que el primer armónico de referencia senoidal V_1 .

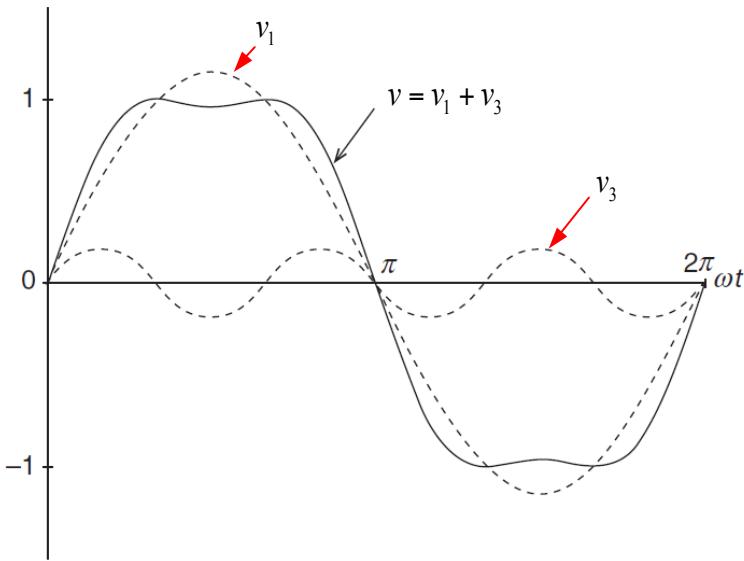


Fig. 6.18. Modificación de la señal de referencia para el inversor THIPWM [13]

En el caso óptimo [1], la señal de referencia tiene dos máximos en $\theta_1 = \pi/3$ y en $\theta_2 = 2\pi/3$. También

$$v_1 = V_1 \sin \theta \quad (6.49)$$

$$v_3 = V_3 \sin(3\theta) \quad (6.50)$$

$$v = \sin \theta + \gamma \sin(3\theta) \quad (6.51)$$

$$\gamma = \frac{V_3}{V_1} = \frac{m_{a3}}{m_{a1}} \quad (6.52)$$

Donde γ es la relación entre el índice de modulación del tercer armónico y el primero m_{a3} / m_{a1} .

Para $\theta_1 = \pi/3$, el valor máximo del primer armónico de la tensión de salida (línea a neutro) es $V_{dc} / 2$.

Sustituyendo este valor en la ec. 6.49,

$$V_{dc} / 2 = V_{1\max} \sin(\pi/3) = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{1\max} \quad (6.53)$$

Según [1], haciendo la ec. 6.51 $\frac{dv}{dt} = 0$, se determina el valor máximo, siendo la amplitud del tercer

armónico $V_{3\max} = 1/6$ que produce $v_{\max} = \sqrt{3}/2$

$$m_{a3} = \frac{m_{a1}}{6} \quad (6.54)$$

Por lo que la amplitud máxima vale

$$v_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a V_{dc} \quad (6.55)$$

Debido a que $\gamma = m_{a3} / m_{a1}$, un cambio en m_a implica también cambio en la amplitud del tercer armónico.

En este caso, el índice de modulación de amplitud se define todavía como en la ec. 6.47. Sin embargo, puesto que la referencia está compuesta por la adición de dos señales (componente fundamental y tercer armónico injectado), m_a sólo se refiere al componente fundamental.

Si la amplitud del tercer armónico es 1/6 respecto a la fundamental, se logra un máximo rango lineal. Si se utiliza una amplitud del tercer armónico de 1/4 respecto a la fundamental, se logra un mínimo contenido armónico.

Con la tercera inyección del tercer armónico, sin considerar la región de sobremodulación, la amplitud de voltaje de salida fundamental máximo alcanzable es $2/\sqrt{3} = 1.15$ veces mayor que la PWM clásica. Por consiguiente, el índice de modulación de amplitud puede extenderse a

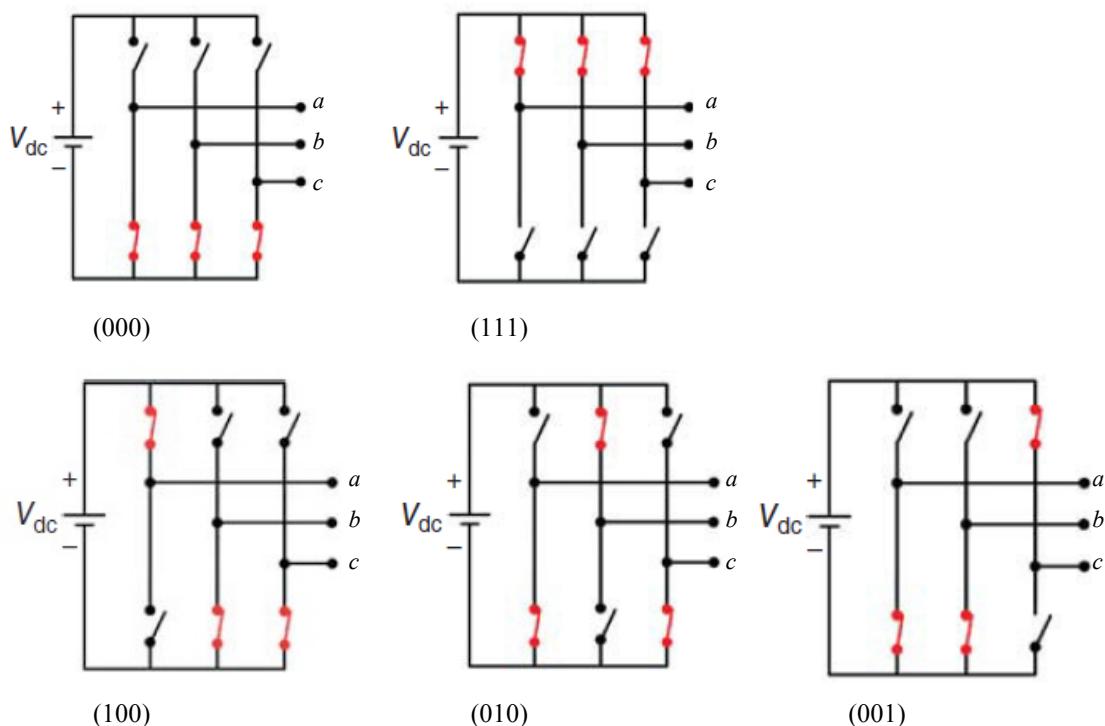
$$0 \leq m_a \leq 1.15 \text{ (región de modulación lineal)} \quad (6.56)$$

El incremento de 15% en el índice de modulación se produce por el agregado de 1/6 de amplitud del armónico a la señal modulante.

6.3.5. Inversores trifásicos SVM

A mediados de 1980 se propuso una nueva forma de PWM llamada *Space Vector Modulation* (SVM, o SVPWM), que ofrece ventajas sobre el PWM, ya que tiene máximo aprovechamiento del bus de dc, mejora el contenido armónico, menor THD, y facilidad de implementación con DSP.

La modulación SVM genera una tensión de salida, basada en el principio de representación del vector espacial. Como alternativa al método SPWM visto en las secciones anteriores, con el método SVM los impulsos para los interruptores controlados del convertidor se generan por una filosofía ligeramente diferente.



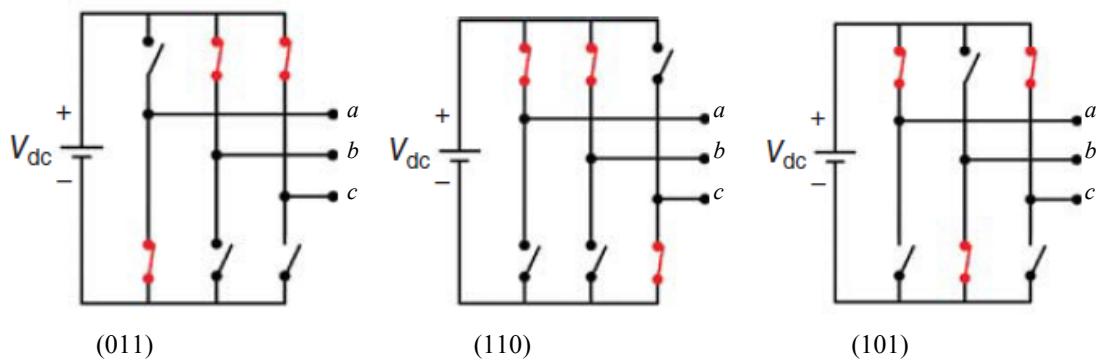


Fig. 6.20. Ocho combinaciones posibles para el SVM [2]

El convertidor de dos niveles provee ocho combinaciones posibles en el lado de AC. La región del plano muestra un hexágono dividido en seis sectores diferentes, como se muestra en la Fig. 6.21.

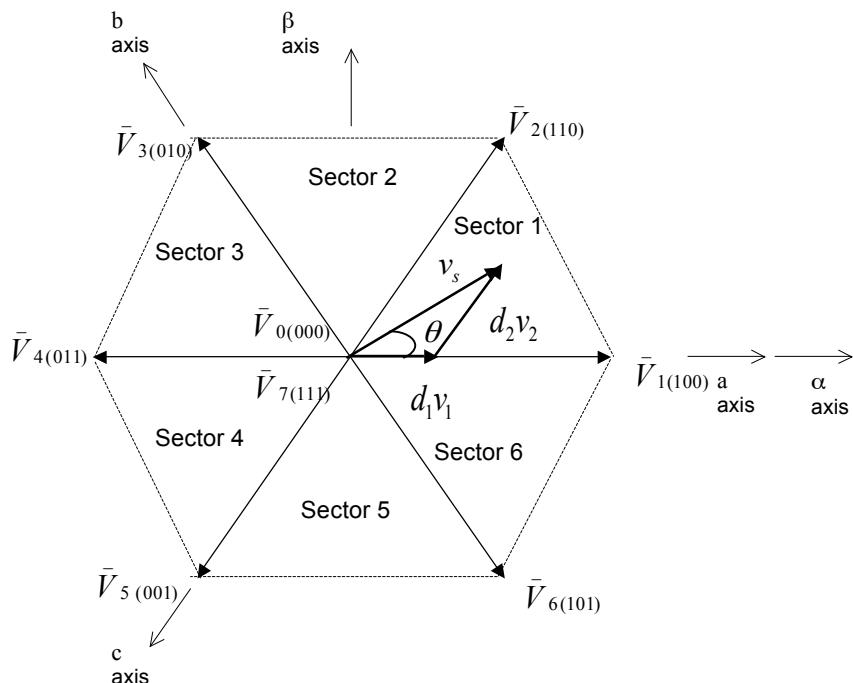


Fig. 6.21. Representación del vector espacial en el SVM.

Por otro lado, la tensión de salida trifásica puede ser representada en el plano, como un vector espacial rotante circular.

El objetivo del control SVM con los seis interruptores es sintetizar la referencia deseada \bar{v}_s en una manera óptima con las siguientes consignas:

- ✓ Frecuencia de conmutación constante f_s
- ✓ Mínima desviación constante a partir de este valor de referencia
- ✓ Máxima utilización de la tensión de alimentación
- ✓ Mínimo ripple de corriente en el motor, y
- ✓ Mínimas pérdidas de conmutación en el inversor.

Estos objetivos se pueden lograr si el vector de tensión promedio es sintetizado a través de dos vectores de tensión (no ceros) que forman parte del sector donde se encuentra la \bar{v}_s y los dos vectores cero tensión.

La tensión del vector espacial requerida se puede obtener conmutando los vectores de voltaje más próximos del convertidor en el tiempo correcto durante un periodo de conmutación constante. Dependiendo de donde se localiza el vector espacial de referencia de tensión, dos de los vectores de tensión usados son diferentes; Sin embargo, el tercer vector de voltaje inyectado es siempre el vector cero (hay dos posibilidades-V0 y V7). Por ejemplo, cuando el vector de tensión de referencia está situado en el primer sector, los vectores de tensión activos utilizados son V1 y V2 (Fig. 6.21). Cada vector de tensión se inyecta t1 y t2 intervalos de tiempo en un período de conmutación constante h . Combinado con la inyección de los vectores cero, es posible modificar el vector espacial generado.

La síntesis del vector de tensión de salida requerido se lleva a cabo como sigue:

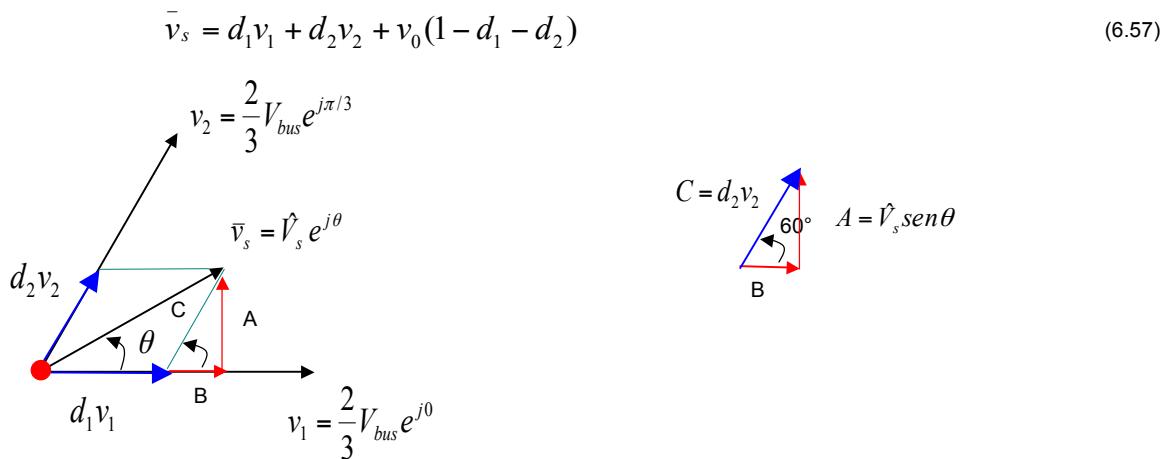


Fig. 6.22. Patrón de conmutación y vectores espaciales. Vector de salida \bar{v}_s como combinación de los vectores adyacentes. 1er sector.

Para poder generar el vector, el modulador deberá calcular los tiempos siguientes:

$$d_1 v_1 = \hat{V}_s \cos \theta - B$$

$$A = \hat{V}_s \sin \theta; \quad \operatorname{tg} 60^\circ = \sqrt{3} = \frac{A}{B}; \quad \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\hat{V}_s \sin \theta}{d_2 v_2}$$

$$d_1 v_1 = \hat{V}_s \cos \theta - \frac{1}{\sqrt{3}} \hat{V}_s \sin \theta = \frac{2}{\sqrt{3}} \hat{V}_s (\sin 60^\circ \cos \theta - \cos 60^\circ \sin \theta) =$$

$$d_1 v_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \hat{V}_s \sin(60^\circ - \theta)$$

$$d_2 v_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \hat{V}_s \sin \theta$$

Despejando d1 y d2 y debido a que $\hat{V}_1, \hat{V}_2 = \frac{2}{3} V_{bus}$

$$d_1 = \sqrt{3} \frac{\hat{V}_s}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \theta) \quad (6.58)$$

$$d_2 = \sqrt{3} \frac{\hat{V}_s}{V_{dc}} \sin \theta \quad (6.59)$$

Para valores de θ entre 0 y 60° , d_1 y d_2 , estan en el rango de $[0,1]$. Para lograr un valor cualquiera, se debe modular d_1 y d_2 a v_1 y v_2 , respectivamente, para lograr el valor de \bar{v}_s .

Debido a que no es posible cambiar la magnitud de v_1 y v_2 , la combinación se realiza usando la división de tiempo de acuerdo a la Fig. 6.23. Si \bar{v}_s no toca la línea de trazos de la Fig 6.21, entonces $d_1 + d_2 < 1$. El resto se llena con ceros V_0 o V_7 .

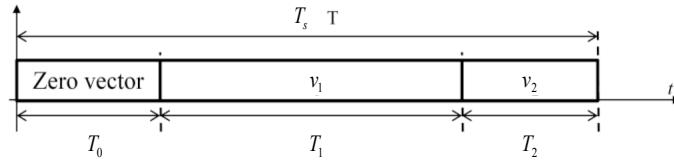


Fig. 6.23. Combinación de vectores usando la división de tiempo

Otra manera de determinar el ciclo de trabajo (6.58) y (6.59) podría ser:

$$d_1 = m_n \left(\cos \theta_n - \frac{1}{\sqrt{3}} \operatorname{sen} \theta_n \right) \quad (6.60)$$

$$d_2 = m_n \frac{2}{\sqrt{3}} \operatorname{sen} \theta_n \quad (6.61)$$

Donde

$$m_n = \frac{\hat{V}_s}{\frac{2}{3} V_{bus}} \quad (6.62)$$

θ_n es el ángulo equivalente, respecto al vector espacial referencia del primer sector. La relación está dada en la

Tabla 6.1 siguiente:

Tabla 6.1: Angulo θ_n equivalente en el primer sector ($\theta_n \rightarrow (0, \pi/3)$)

sector					
1	2	3	4	5	6
$\theta \rightarrow (0, \pi/3)$	$\theta \rightarrow (\pi/3, 2\pi/3)$	$\theta \rightarrow (2\pi/3, \pi)$	$\theta \rightarrow (\pi, 4\pi/3)$	$\theta \rightarrow (4\pi/3, 5\pi/3)$	$\theta \rightarrow (5\pi/3, 2\pi)$
$\theta_n = \theta$	$\theta_n = -\theta + 2\pi/3$	$\theta_n = \theta - 2\pi/3$	$\theta_n = -\theta + 4\pi/3$	$\theta_n = \theta - 4\pi/3$	$\theta_n = -\theta - 6\pi/3$

Aplicando simetría, el ciclo de trabajo se puede calcular los ciclos de trabajo se calculan simplemente por medio de un vector espacial equivalente en el primer sector del hexágono, como se ilustra en los ejemplos gráficos de la Fig. 6.24.

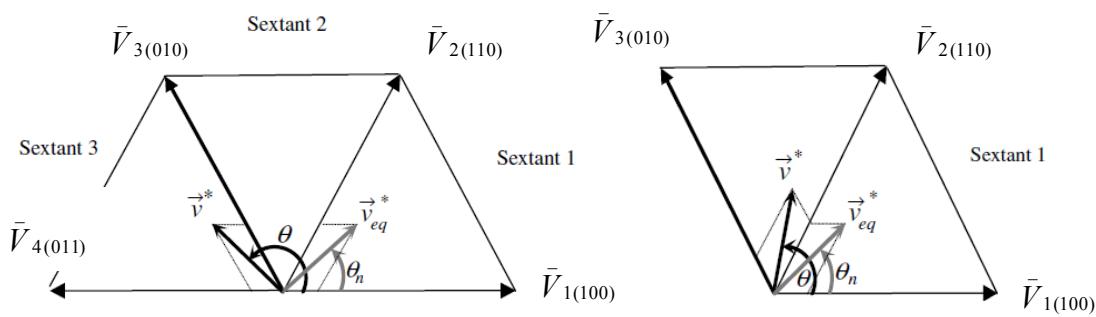


Fig. 6.24. Vector espacial equivalente en sector 1: (a) vector espacial equivalente en sector 3
(b) vector espacial equivalente en sector 2.

Por consiguiente, cuando se calculan los tiempos de inyección, el siguiente paso es crear los pulsos correspondientes para los transistores de potencia del convertidor (Sa, Sb, Sc).

Esto se puede conseguir con una comparación de los tiempos de inyección calculados, con una señal portadora (triangular). Un ejemplo analógico de la generación de voltaje y pulso en un período de conmutación se muestra en la Fig. 6.25.

Observe que el tiempo dedicado a la inyección vectorial cero se divide en dos partes iguales: $(T_s - t_1 - t_2)/2$.

Una parte se dedica al vector cero V_0 y se inyecta simétricamente al principio y al final del período de conmutación. La otra parte está dedicada al vector cero V_7 y se inyecta justo en medio de la conmutación período.

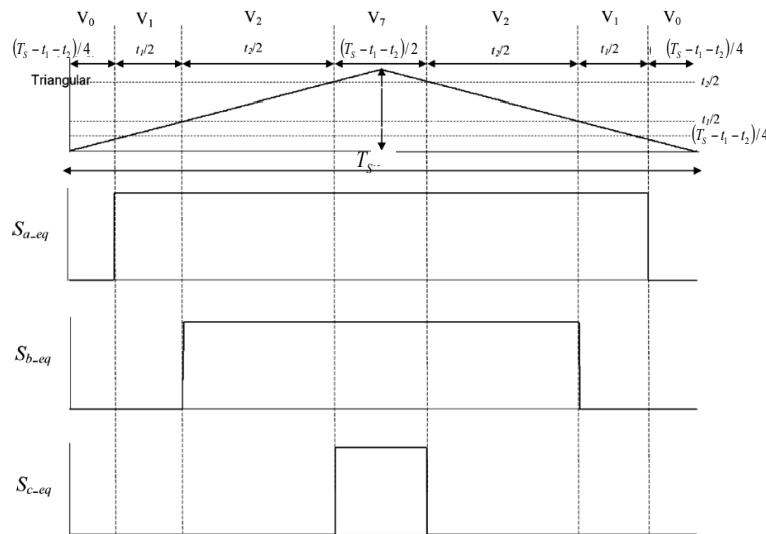


Fig. 6.25. Ejemplo de patrón de pulsos del SVM en el sector 1

Una vez obtenidos d_1 y d_2 , el tiempo puede ser calculado como sigue, teniendo en cuenta el período de conmutación T_s :

$$t_1 = d_1 T_s \quad (6.63)$$

$$t_2 = d_2 T_s \quad (6.64)$$

$$t_0, t_7 = d_{0,7} T_s \quad (6.65)$$

El resultado mostrado en la Fig. 6.24 corresponde al tren de pulsos que será enviado a los transistores de potencia de cada fase, en el sector equivalente al primer sector $S_{a_eq}, S_{b_eq}, S_{c_eq}$.

De este modo, de acuerdo con la rotación del vector espacial de voltaje de referencia, se alteran los tiempos de inyección t_1 y t_2 , modificando también los tiempos de inyección de los vectores y los correspondientes vectores de tensión.

Cabe destacar que hay varias maneras alternativas de inyectar el vector cero en cada período de conmutación, y de generar los patrones de conmutación. Dependiendo de cómo se colocan y distribuyen en la inyección de la secuencia del vector de tensión, pueden obtenerse diferentes rendimientos: propiedades de la tensión de salida, comportamiento de conmutación de los conmutadores, etc.

En consecuencia, una vez que se crean los impulsos en un vector espacial ficticio equivalente situado en el primer sector, se deben crear los vectores reales. Dependiendo del sector real donde se localiza el vector espacial, sólo es necesario realizar un cambio de fases como se define en la Tabla 6.2.

Por otro lado, desde el punto de vista del voltaje de salida fundamental máximo alcanzable, el SVM es equivalente al PWM con la modulación de la inyección de tercer armónico. La tensión de salida máxima alcanzable (fase a punto neutro n), sin considerar la sobremodulación, es

$$V_{1\max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} = \frac{V_{dc}}{1.73} \quad (6.66)$$

Que corresponde al valor de amplitud del hexágono de la Fig. 6.26.a.

Tabla 6.2: Generación del vector real, cambiando la fase, en base al sector

Sector					
1	2	3	4	5	6
$S_a \rightarrow S_{a_eq}$	$S_a \rightarrow S_{b_eq}$	$S_a \rightarrow S_{c_eq}$	$S_a \rightarrow S_{c_eq}$	$S_a \rightarrow S_{b_eq}$	$S_a \rightarrow S_{a_eq}$
$S_b \rightarrow S_{b_eq}$	$S_b \rightarrow S_{a_eq}$	$S_b \rightarrow S_{a_eq}$	$S_b \rightarrow S_{b_eq}$	$S_b \rightarrow S_{c_eq}$	$S_b \rightarrow S_{c_eq}$
$S_c \rightarrow S_{c_eq}$	$S_c \rightarrow S_{c_eq}$	$S_c \rightarrow S_{b_eq}$	$S_c \rightarrow S_{a_eq}$	$S_c \rightarrow S_{a_eq}$	$S_c \rightarrow S_{b_eq}$
\bar{V}_1, \bar{V}_2	\bar{V}_2, \bar{V}_3	\bar{V}_3, \bar{V}_4	\bar{V}_4, \bar{V}_5	\bar{V}_5, \bar{V}_6	\bar{V}_6, \bar{V}_1

Por lo tanto, el índice de modulación de amplitud, en este caso, normaliza la tensión de salida con respecto al componente fundamental máximo alcanzable, sin considerar la sobremodulación es:

$$m_a = \frac{|v^*|}{V_{dc} / \sqrt{3}} \quad (6.67)$$

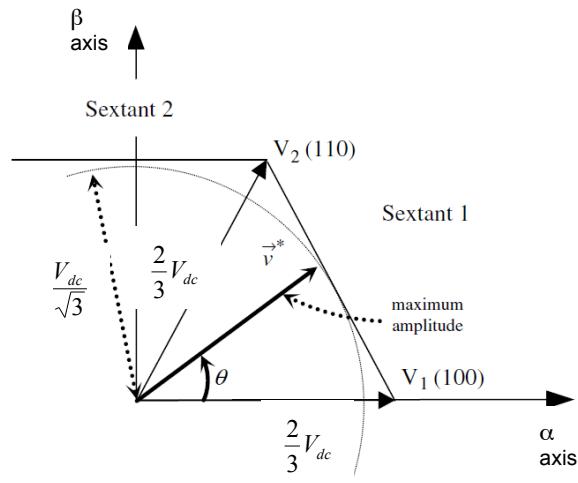


Fig. 6.26.a. Amplitud de componente fundamental máxima para el SVM [3]

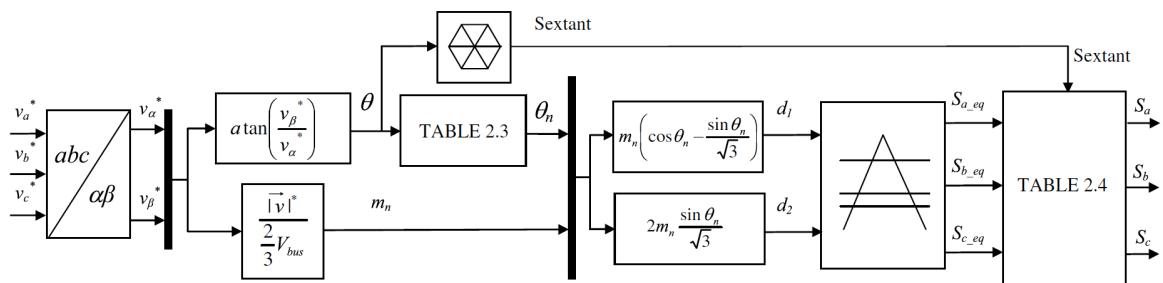


Fig. 6.26.b. Amplitud de componente fundamental máxima para el SVM [3]. (Table 2.3=6.1; Table 2.4=6.2).

La Fig. 6.26.b muestra un diagrama en bloques simplificado del inversor trifásico SVM.

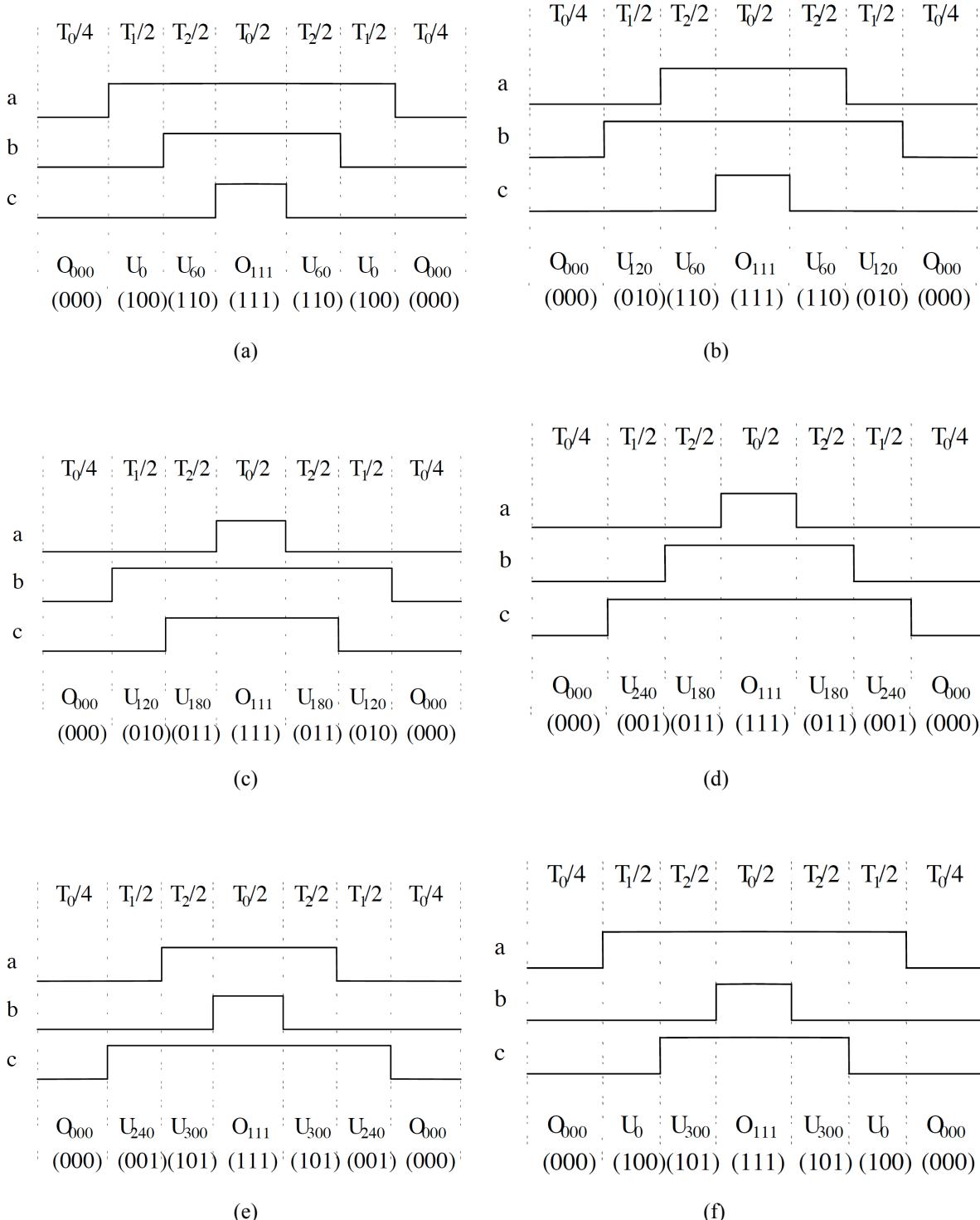


Fig. 6.27. Ejemplo de patrón de commutación de salida del SVM en los sectores 1 a 6, respectivamente [7].

La Fig. 6.27 muestra un ejemplo del patrón de commutación de salida para los diferentes sectores. Este puede ser representado por $(0_{000}, U_x, U_{x\pm 60}, O_{111}, U_{x\pm 60}, U_x, 0_{000})$ donde x puede ser 0, 120, 240, con las siguientes características:

- ✓ Cada canal PWM comuta dos veces por periodo, excepto cuando el ciclo de trabajo es 0% o 100%.

- ✓ Hay un orden de conmutación fijo entre los tres canales PWM para cada sector.
- ✓ Cada período PWM comienza y termina con O₀₀₀.
- ✓ La cantidad de O₀₀₀ insertada es la misma que la de O₁₁₁ en cada período PWM.
- ✓ El ángulo θ del vector de referencia \bar{v}_s es determinado por el “on” relativo entre dos vectores adyacentes
- ✓ El módulo \hat{V}_s del vector de referencia \bar{v}_s es determinado por el “on” relativo entre dos vectores adyacentes y el vector cero V0 o V7.

6.3.5.1. SVM usando la transformación de Clarke

El vector \bar{v}_s puede ser representado por el sistema de ejes trifásico v_a, v_b, v_c o a través de un sistema de representación ortogonal α, β . En ese caso, se requiere la transformación de eje de coordenadas, llamada transformación de Clarke, desarrollada por Edith Clarke en 1938, donde donde α coincide con el eje a .

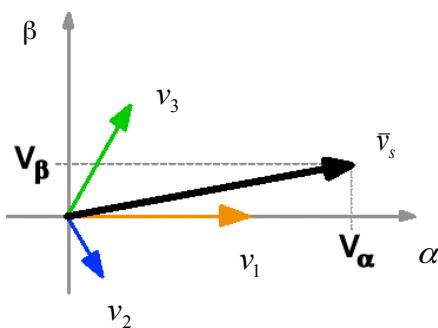


Fig. 6.27. Transformación de Clarke

Las ecuaciones son:

$$v_\alpha(t) = v_a(t)e^{j0} - \frac{1}{2}v_b(t)e^{j2\pi/3} - \frac{1}{2}v_c(t)e^{j4\pi/3} \quad (6.68)$$

$$v_\beta(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} [v_b(t)e^{j2\pi/3} - v_c(t)e^{j4\pi/3}] \quad (6.69)$$

O en forma matricial,

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.70)$$

La ec. 6.70 agrega el término 2/3 para el caso de conexión en estrella.

6.3.5.2. Cálculo de los ciclos de trabajo a partir de la transformación de Clarke

Para el cálculo de los ciclos de trabajo de los diferentes vectores de conmutación, se asume lo siguiente:

- El vector referencia \bar{v}_s o V_{ref} se asume constante durante un ciclo de conmutación T_s y

b) El ciclo de trabajo de los estados de conmutación límitrofes con el sector en el que se encontró

V_{ref} son V_x y V_{x+1} , y se mantendrán constantes durante todo el periodo de conmutación.

Entonces, se puede definir:

$$V_x T_x + V_{x+1} T_{x+1} + V_0 T_0 = V_{ref} T_s \quad (6.71)$$

✓ Siendo T_x, T_{x+1} los tiempos “on” para V_x, V_{x+1}

✓ Los estados cero son $V_0 = V_7 = 0$ y finalmente $T_x + T_{x+1} \leq T_s$, o $T_x + T_{x+1} + T_0 = 1$

La selección de los sectores, puede ser de acuerdo al siguiente diagrama de flujos:

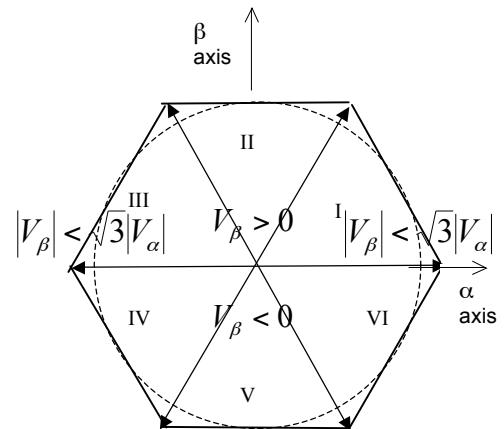
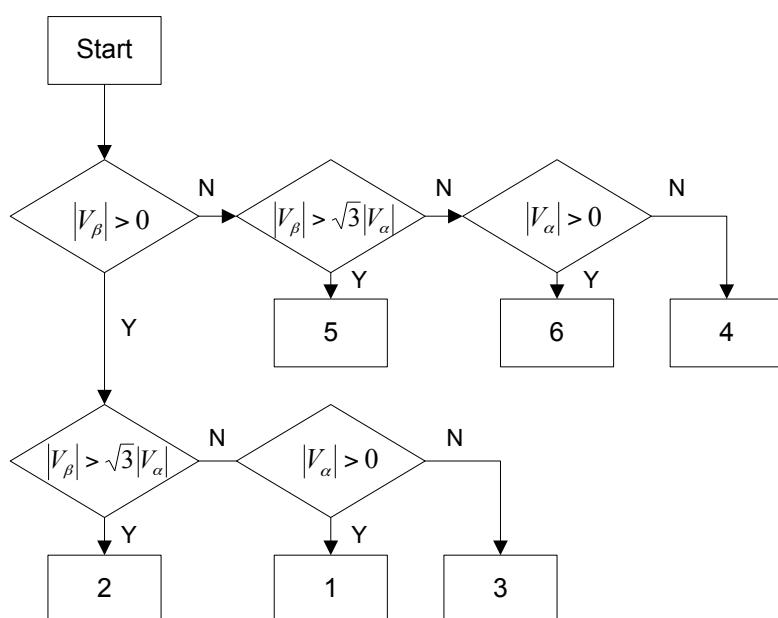


Fig. 6.28. Diagrama de flujos para la selección del sector

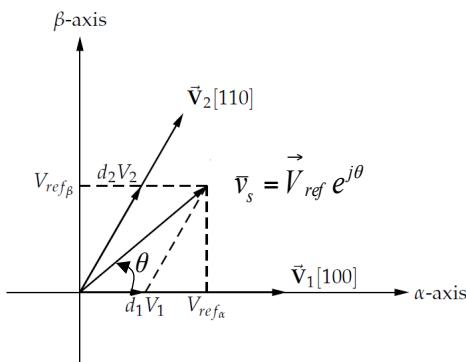


Fig. 6.29. Transformación de Klarke para el SVM, sector 1

El vector referencia de voltaje puede ser expresado también en términos del ciclo de trabajo y los vectores de conmutación

$$V_x d_x + V_{x+1} d_{x+1} + V_0 d_0 = V_{ref} d_s \quad (6.72)$$

con

$$d_x = \frac{T_x}{T_s}, \quad d_{x+1} = \frac{T_{x+1}}{T_s}, \quad d_0 = \frac{T_0}{T_s} \quad (6.73)$$

Resolver los valores de d_x , d_{x+1} requiere el uso de trigonometría y depende del sector elegido.

Las ec. 6.60 y 6.61 pueden ser calculadas a partir del sistema de coordenadas ortogonal α, β . La Fig. 6.29 muestra la representación de \bar{V}_s , caso del sector 1.

Si los valores $d_1 + d_2 > 1$, entonces los valores de d_1, d_2 deben ser escalados. Los nuevos valores serán:

$$d'_1 = \frac{d_1}{d_1 + d_2} \quad (6.78)$$

$$d'_2 = \frac{d_2}{d_1 + d_2} \quad (6.79)$$

Si ahora $d_1 + d_2 < 1$, entonces se utiliza la siguiente ecuación:

$$d_1 + d_2 + d_0 = 1 \quad (6.80)$$

Los ciclos de trabajo para cada brazo, son

$$D_A = d_1 + d_2 + \frac{d_0}{2} \quad (6.81)$$

$$D_B = d_2 + \frac{d_0}{2} \quad (6.82)$$

$$D_C = \frac{d_0}{2} \quad (6.83)$$

Tabla 6.3: Generación de los ciclos de trabajo y secuencia, en base al sector

Sector					
1	2	3	4	5	6
$d_1 = \frac{V_{ref\alpha} - \frac{V_{ref\beta}}{\tan 60^\circ}}{\frac{2}{3}V_{dc}}$	$d_2 = \frac{\frac{1}{2}\frac{V_{ref\beta}}{\sin 60^\circ} + V_{ref\alpha}}{\frac{2}{3}V_{dc}}$	$d_3 = \frac{V_{ref\beta}}{\sin 60^\circ \frac{2}{3}V_{dc}}$	$d_4 = \frac{-V_{ref\alpha} + \frac{V_{ref\beta}}{\tan 60^\circ}}{\frac{2}{3}V_{dc}}$	$d_5 = \frac{-\frac{1}{2}\frac{V_{ref\beta}}{\sin 60^\circ} - V_{ref\alpha}}{\frac{2}{3}V_{dc}}$	$d_3 = -\frac{V_{ref\beta}}{\sin 60^\circ \frac{2}{3}V_{dc}}$
$d_2 = \frac{1}{2} \frac{V_{ref\beta}}{\sin 60^\circ}$	$d_3 = \frac{\frac{1}{2}\frac{V_{ref\beta}}{\sin 60^\circ} - V_{ref\alpha}}{\frac{2}{3}V_{dc}}$	$d_4 = \frac{-V_{ref\alpha} - \frac{V_{ref\beta}}{\tan 60^\circ}}{\frac{2}{3}V_{dc}}$	$d_5 = -\frac{1}{2} \frac{V_{ref\beta}}{\sin 60^\circ}$	$d_3 = -\frac{1}{2} \frac{V_{ref\beta}}{\sin 60^\circ} - V_{ref\alpha}$	$d_4 = \frac{-V_{ref\alpha} + \frac{V_{ref\beta}}{\tan 60^\circ}}{\frac{2}{3}V_{dc}}$
$D_A = d_1 + d_2 + \frac{d_0}{2}$	$D_B = d_3 + d_2 + \frac{d_0}{2}$	$D_B = d_3 + d_4 + \frac{d_0}{2}$	$D_C = d_5 + d_4 + \frac{d_0}{2}$	$D_C = d_5 + d_6 + \frac{d_0}{2}$	$D_A = d_1 + d_6 + \frac{d_0}{2}$
$D_B = d_2 + \frac{d_0}{2}$	$D_A = d_2 + \frac{d_0}{2}$	$D_C = d_4 + \frac{d_0}{2}$	$D_B = d_4 + \frac{d_0}{2}$	$D_A = d_6 + \frac{d_0}{2}$	$D_C = d_6 + \frac{d_0}{2}$
$D_C = \frac{d_0}{2}$	$D_C = \frac{d_0}{2}$	$D_A = \frac{d_0}{2}$	$D_A = \frac{d_0}{2}$	$D_B = \frac{d_0}{2}$	$D_B = \frac{d_0}{2}$
0467640	0327230	0347430	0547450	0567650	0167610
\bar{V}_1, \bar{V}_2	\bar{V}_2, \bar{V}_3	\bar{V}_3, \bar{V}_4	\bar{V}_4, \bar{V}_5	\bar{V}_5, \bar{V}_6	\bar{V}_6, \bar{V}_1

Dependiendo del requerimiento de la aplicación, el tiempo de muestreo T_s puede ser adaptado. Cada secuencia

PWM se actualizará después del tiempo de muestreo T_s . Esto significa que los siguientes valores para T_x, T_{x+1}

y T_0 se calculan durante una secuencia PWM. Con el fin de reducir la carga de cálculo del CPU, partes del cálculo de (α, β) se pueden poner en tablas. Un ejemplo podría ser:

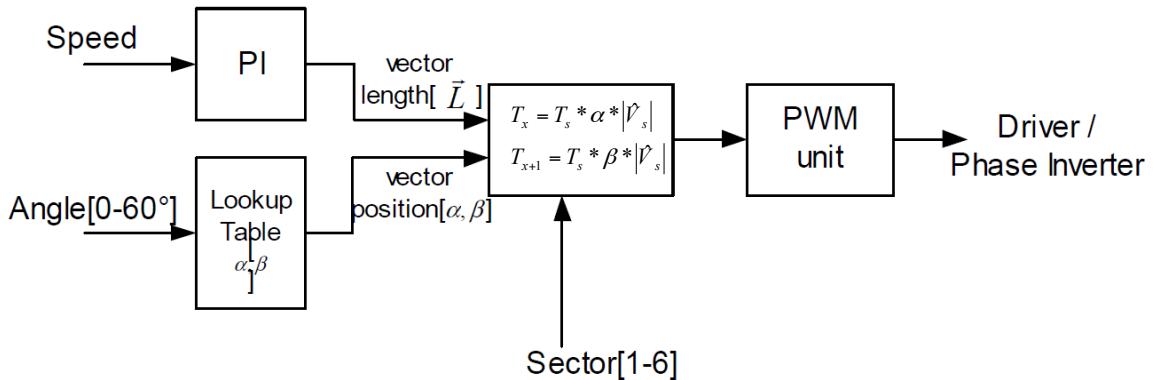


Fig. 6.30. Ejemplo de SVM, sector 1, con tabla para calcular las proyecciones

➤ **Ejemplo 6.4.** Ejemplos de valores temporales para $f_s = 20KHz$

Un ejemplo de implementación con DSP, puede encontrarse en [9], capítulo 11, en [7] y [10].

Tabla 6.4: Generación temporal para PWM 100%

Angulo (°)	$T_s(\mu s)$	$T_x (\mu s)$	$T_{x+1}(\mu s)$	$T_0(\mu s)$	PWM (%)	α	β
0	50	43.30	0	6.69	100	0.866	0
10	50	38.30	8.68	3.02	100	0.766	0.174
20	50	32.14	17.10	0.76	100	0.643	0.342
30	50	25.00	25.00	0	100	0.5	0.5
40	50	17.10	32.14	0.76	100	0.342	0.643
50	50	8.68	38.30	3.02	100	0.174	0.766
60	50	0	43.30	6.69	100	0	0.866

Tabla 6.5: Generación temporal para PWM 50%

Angulo (°)	$T_s(\mu s)$	$T_x (\mu s)$	$T_{x+1}(\mu s)$	$T_0(\mu s)$	PWM (%)	α	β
0	50	21.65	0	28.35	50	0.866	0
10	50	19.15	4.34	26.5	50	0.766	0.174
20	50	16.07	8.55	25.38	50	0.643	0.342
30	50	12.5	12.5	25.0	50	0.5	0.5
40	50	8.55	16.07	25.38	50	0.342	0.643
50	50	4.34	19.15	26.5	50	0.174	0.766
60	50	0	21.65	28.35	50	0	0.866

6.3.5.3. Ejemplo de implementación

Un ejemplo de implementación se expone en [10], donde en la Fig. 6.31 se muestra una representación de la referencia V^* de acuerdo a un sector cualquiera.

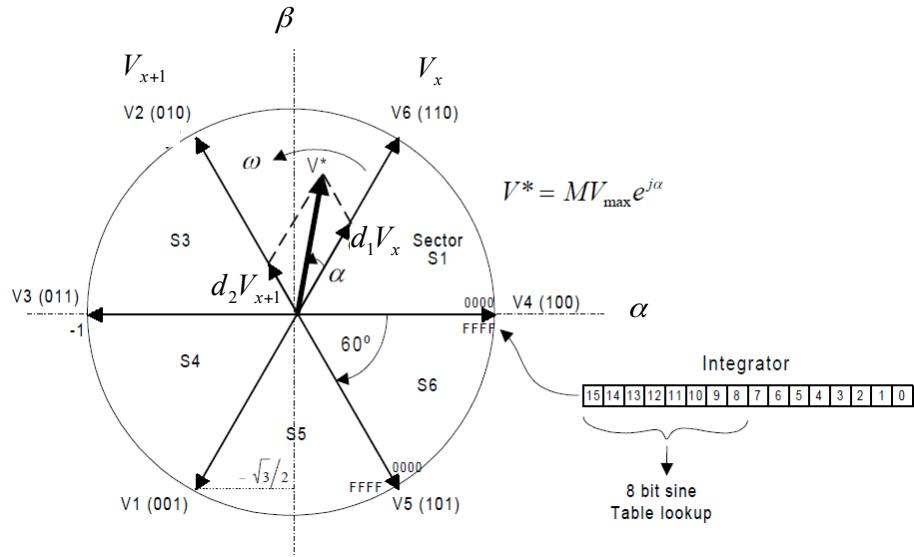


Fig. 6.31. Generación y representación del vector de referencia \hat{V}_s o V^*

En esta implementación, la velocidad angular ω se controla por un algoritmo de generación de frecuencia de longitud finita, llamada integrador (en este ejemplo, con 8 bits).

Como se muestra en la Fig. 6.31, se necesita un seno de α para descomponer el vector de voltaje de referencia en los vectores espaciales básicos del sector en el que está el vector de tensión. Dado que esta descomposición es idéntica entre los seis sectores, sólo se necesita una tabla de consulta de 60 grados. Para completar una revolución (360°) la tabla sinusoidal debe ser ciclada 6 veces.

Para un paso dado, la frecuencia angular (en ciclos/seg) de V^* viene dada por [10]:

$$\omega = \frac{STEP * f_s}{6 * 2^m} \quad (6.84)$$

Donde f_s = frecuencia de muestreo (ejemplo, frecuencia del PWM)

$STEP$ =ángulo de incremento de paso

m =#bits en el registro de integración

Un ejemplo de implementación con $f_s = 24KHz$, $m = 16$ bits y $STEP$ en un rango de 0-2048 se muestra en la Tabla siguiente [10]:

Tabla 6.6: Frequency mapping [10]

STEP	Freq(Hz)	STEP	Freq(Hz)	STEP	Freq(Hz)
1	0.061	600	36.62	1700	103.76
20	1.22	700	42.72	1800	109.86
40	2.44	800	48.83	1900	115.97
60	3.66	900	54.93	2000	122.07
80	4.88	1000	61.04	2100	128.17
100	6.10	1100	67.14	2200	134.28

De la tabla está claro que un valor de STEP de 1 da una frecuencia de 0.061Hz, esto define la resolución de ajuste de frecuencia, es decir, la frecuencia real de tensión de línea puede ser mejor que 0.1 Hz.

Para una f_s dada, la resolución de ajuste de frecuencia viene determinada por m el número de bits en el registro de integración. La Tabla 6.7 muestra la resolución teórica que resulta de varios tamaños de m.

Tabla 6.7: Resolution of frequency mapping [10]

m (# bits)	Freq res(Hz)	m (# bits)	Freq res(Hz)
8	15.6250	17	0.0305
12	0.9766	18	0.0153
14	0.2441	19	0.0076
16	0.0610	20	0.0038

Otro parámetro importante es el tamaño de la tabla de consulta (lookup table). Esto afecta directamente a la distorsión armónica producida en la onda sinusoidal sintetizada resultante. Si se utiliza una tabla sinusoidal de 256 entradas que tiene un intervalo de 60°. Esto da una resolución de búsqueda de ángulos de $60^\circ / 256 = 0.23^\circ$. Las técnicas de interpolación pueden mejorar la precisión de los valores de seno extraídos significativamente.

En este ejemplo, el vector V^* puede ser escrito como:

$$V^* = DV_{\max} e^{j\alpha} = d_1 V_x + d_2 V_{x+1} + d_0 V_0 \quad (6.85)$$

Donde D es el índice de modulación. Descomponiendo el vector de referencia en sus componentes, queda:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} D \cos \alpha = d_1 V_x + \frac{1}{2} d_2 \quad (6.86)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} D \sin \alpha = \frac{\sqrt{3}}{2} d_2 \quad (6.87)$$

Resolviendo d_1, d_2 queda:

$$d_1 = D \sin(60 - \alpha) \quad (6.88)$$

$$d_2 = D \sin(\alpha) \quad (6.89)$$

$$T_1 = T_s D \sin(60 - \alpha) \quad (6.90)$$

$$T_2 = T_s D \sin(\alpha) \quad (6.91)$$

Siendo α el ángulo entre el vector referencia de V^* y V_x (0 a 60°), y D es la magnitud o ciclo de trabajo (0 a 1).

Estas mismas ecuaciones se aplican a cualquier sector, ya que el marco de referencia de V_x y de V_{x+1} que no tiene aquí orientación específica en el espacio físico, puede alinearse con cualquier vector de base. Esta es la razón por la cual sólo se necesita una tabla de consulta de seno de 60 grados en esta implementación.

6.3.5.4. Límite de la amplitud \hat{V}_s del vector espacial de tensión del estator

El límite de la tensión de \bar{V}_s se especifica como el círculo que se ubica dentro del hexágono. Con esto se limita la distorsión de la corriente. La Fig. 6.32 muestra el valor máximo que se puede obtener de la modulación SVM sin sobremodulación.

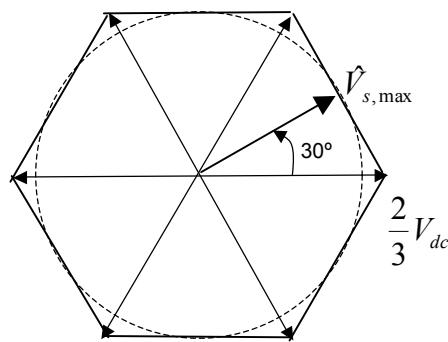


Fig. 6.32. Límite de la amplitud de \hat{V}_s

Se puede entonces decir que el vector \bar{v}_s rota a la velocidad síncrona con una amplitud constante, donde la máxima amplitud es:

$$\bar{v}_{s,\max} = \hat{V}_{s,\max} e^{j\omega_s t} \quad (6.92)$$

Los valores máximos de la tensión de fase, y la tensión línea a línea son:

$$\hat{V}_{phase,\max} = \frac{2}{3} V_{dc} \cos \frac{60^\circ}{2} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (6.93)$$

$$\hat{V}_{LL,\max} (rms) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \hat{V}_{phase,\max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} = 0,707 V_{dc} \quad (6.94)$$

El caso de la modulación SPWM tiene un valor máximo de:

$$\hat{V}_{LL,\max} (rms) = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{dc} = 0,612 V_{dc} \quad (6.95)$$

La técnica de modulación SVM genera la mínima distorsión armónica de las corrientes del devanado en un motor de AC de tres fases. También provee el uso más eficiente de la tensión de alimentación en comparación con los métodos de modulación sinusoidal.

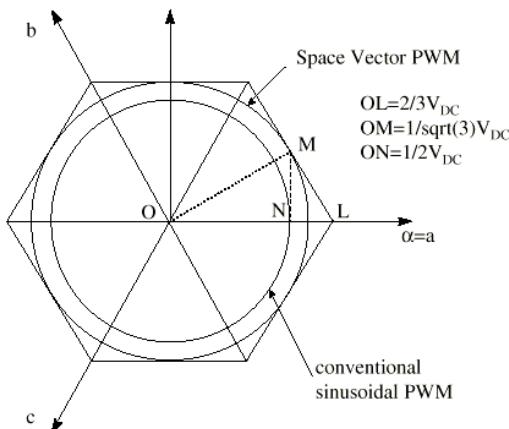


Fig. 6.33. Comparación de SVM con SPWM

La Fig. 6.33 muestra que la técnica SPWM tiene el lugar vectorial de la señal en el radio de $1/2$ Vdc debido a que se compara una señal senoidal con una portadora triangular.

Se puede observar que la técnica SV-PWM utiliza el límite de tensión disponible en un factor de $2/\sqrt{3}$, resultando en un factor del 15 más alta que la SPWM.

6.4. Inversor trifásico de cuatro etapas

En aplicaciones trifásicas, existen dos escenarios diferentes: tensiones trifásicas balanceadas, y tensiones trifásicas desequilibradas. Para aplicaciones con cargas desequilibradas, es necesario agregar una etapa más, para poder modular y generar el balance. Un ejemplo de circuito se muestra en la Fig. 6.34.

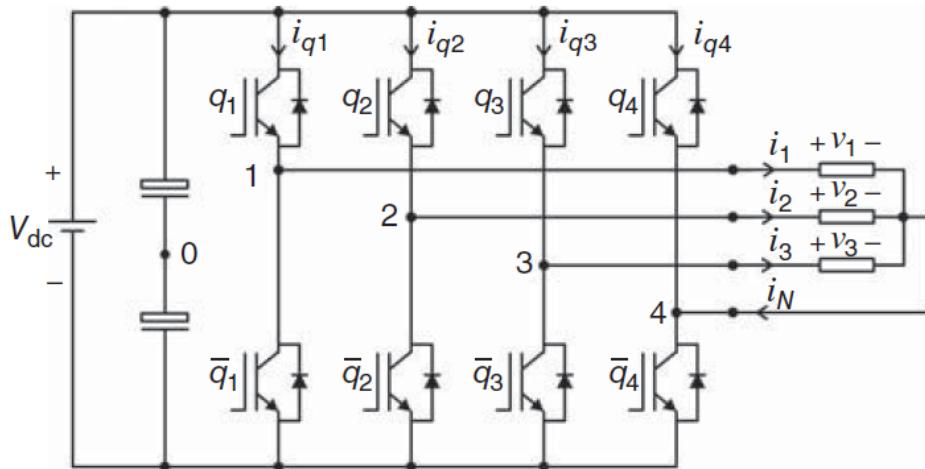


Fig. 6.34. Inversor trifásico de cuatro etapas [2]

6.5. Inversores multinivel

Los inversores de dos niveles tienen limitaciones en su voltaje máximo de aplicación por la tensión máxima de bloqueo de los dispositivos disponibles. Por lo cual, el uso para media potencia y alta tensión, la conexión de un solo semiconductor directamente no es posible. Por esta razón, los inversores multinivel se introducen como una alternativa viable para aplicaciones de voltaje de potencia media y alta potencia. Los inversores multinivel permiten manejar cargas de mayor tensión y mayor potencia con los dispositivos disponibles, permitiendo distribuir la tensión entre varios dispositivos conectados en serie.

Si consideramos que dos dispositivos con idénticas características estáticas se conectan en serie, el voltaje puede distribuirse entre los dos componentes por igual. Este concepto se podría generalizar con un mayor número de dispositivos en serie. Pero el desbalance dinámico requiere de redes de ayuda para poder realizar la ecualización. El concepto de convertidores multinivel fue introducido en 1975 por R. H. Baker and L. H. Bannister. El término multinivel comenzó con tres niveles, y luego se extendió a más niveles.

El concepto básico del inversor multinivel para lograr manejar mayor tensión y es usando una serie de conmutadores semiconductores de potencia con varias fuentes de tensión continua en pasos de menor tensión para realizar la conversión de potencia sintetizando una forma de onda de tensión de escalera.

Hay varias ventajas a este enfoque cuando se compara con la conversión de energía tradicional (dos niveles). Los pasos de voltaje más pequeños conducen a la producción de formas de onda de mayor calidad de energía y también reducen las tensiones dv/dt en la carga y pueden reducir la compatibilidad electromagnética (EMC).

Otra característica importante de los convertidores multinivel es que los semiconductores están cableados en una conexión de tipo serie, que permite el funcionamiento a tensiones más altas. Sin embargo, la conexión en serie se hace típicamente con diodos de sujeción, lo que elimina los problemas de sobretensión. Además, puesto que los

comutadores no están realmente conectados en serie, su conmutación puede escalonarse, lo que reduce la frecuencia de conmutación y, por tanto, las pérdidas de conmutación.

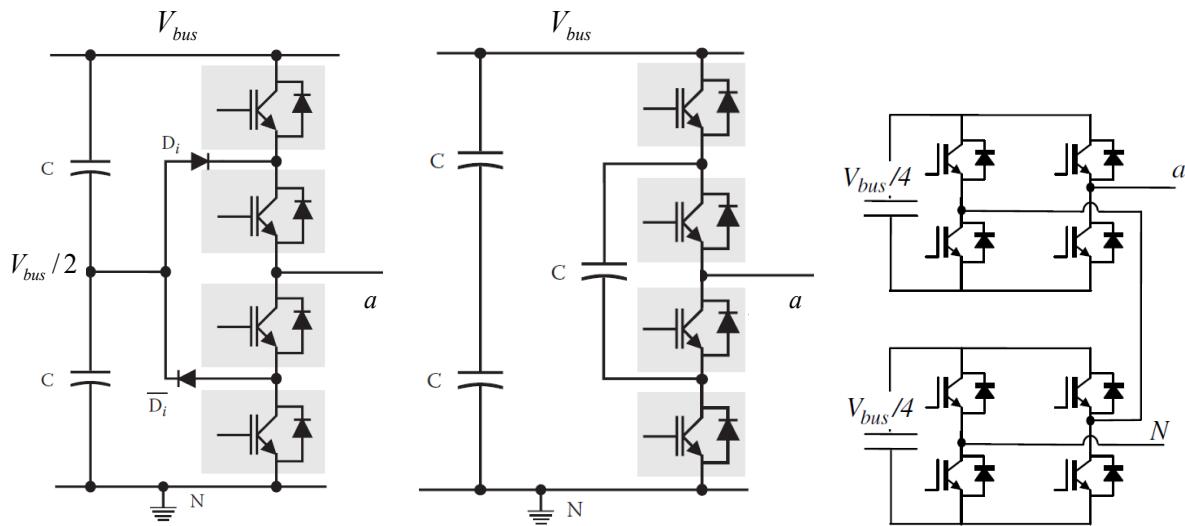


Fig. 6.39. Distintas topologías de Inversores multinivel (se dibuja solo una rama) de modulación por histéresis. (a) 3L-NPC (Three-Level Neutral Point Clamped), (b) 3L-FC (Three-Level Flying Capacitor) y (c) 5L-CHB (Five-Level Cascaded H-Bridge) [3].

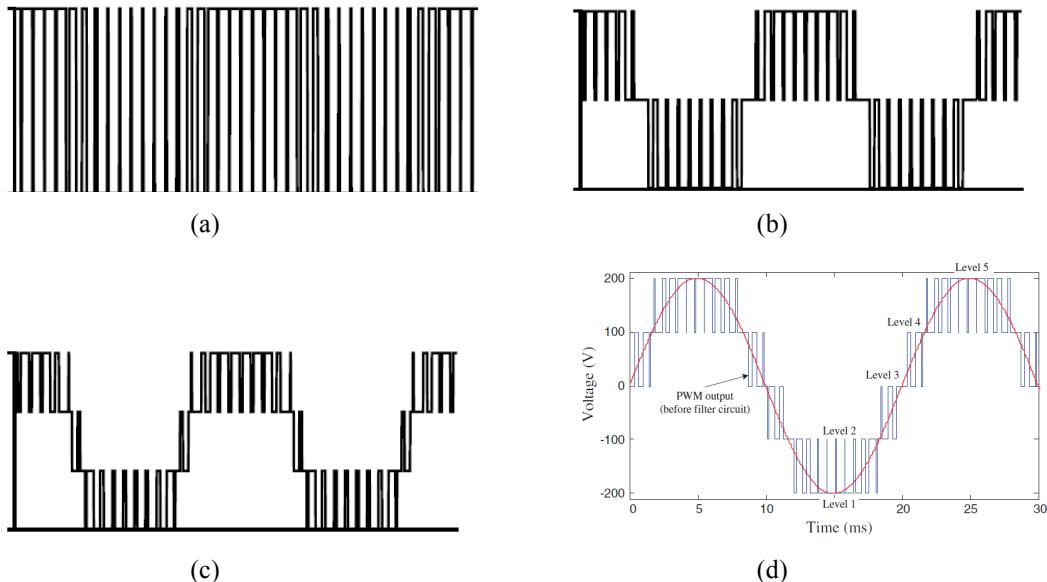


Fig. 6.40. Voltajes línea a tierra para inversores PWM de (a) dos niveles, (b) tres niveles, (c) cuatro niveles, (d) cinco niveles.

Una desventaja de la conversión de potencia multinivel es el mayor número de interruptores de semiconductores requeridos. Se pueden usar comutadores de baja tensión nominal en el convertidor multinivel y, por lo tanto, el coste del semiconductor activo no se incrementa apreciablemente en comparación con el caso de dos niveles. Sin embargo, cada semiconductor activo añadido requiere un circuito driver de puerta (generalmente aislado) y añade complejidad adicional al diseño del convertidor. Otra desventaja de los convertidores multinivel es que los pasos de voltaje pequeño son típicamente producidos por fuentes de tensión aisladas o un banco de capacitores

en serie. Por otro lado, con las topologías multinivel se pueden lograr mejoras en performances del convertidor, respecto al contenido armónico, y en valoraciones de calidad (THD, WTHD).

Se han desarrollado diferentes topologías como productos industriales, con las técnicas de modulación utilizadas en los convertidores de dos niveles (SPWM, THIPWM, SVM).

Los inversores multinivel son muy variados y los modelos están en constante evolución. Ya se encuentran disponibles en el mercado las topologías 3L-NPC VSC (Three-Level Neutral Point Clamped VSC), con diodos de enclavamiento, topologías de capacitor volante (FC, flying capacitor), cascada de puentes H, SMC (stacked multicell) y convertidores modulares MMC (modular multilevel converter). La Fig. 6.39 muestra una rama de los inversores multinivel más usados.

El número de niveles se puede incrementar tanto como sea necesario, limitado por la complejidad del control y el precio de los semiconductores. La Fig. 6.40 muestra voltajes línea a tierra para inversores PWM de dos, a cinco niveles.

6.5.1. Inversor multinivel con diodo de enclavamiento (Neutral Point Clamped Converter, NPC)

6.5.1.1. 3L Neutral Point Clamped Converter (NPC)

La Fig. 6.41 muestra la configuración de circuito para el inversor NPC de tres niveles, la commutación y circulación de corriente para cada tensión de salida V_1 , V_2 y V_3 .

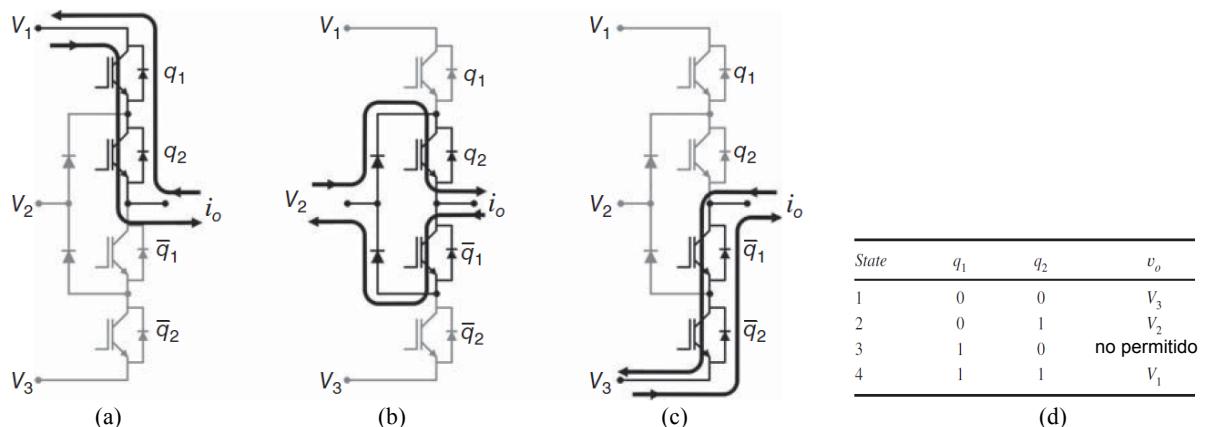


Fig. 6.41. 3L-NPC. Una fase. Generación de niveles independiente de la corriente de la carga (a) V_1 , (b) V_2 , (c) V_3 , (d) estados [2]

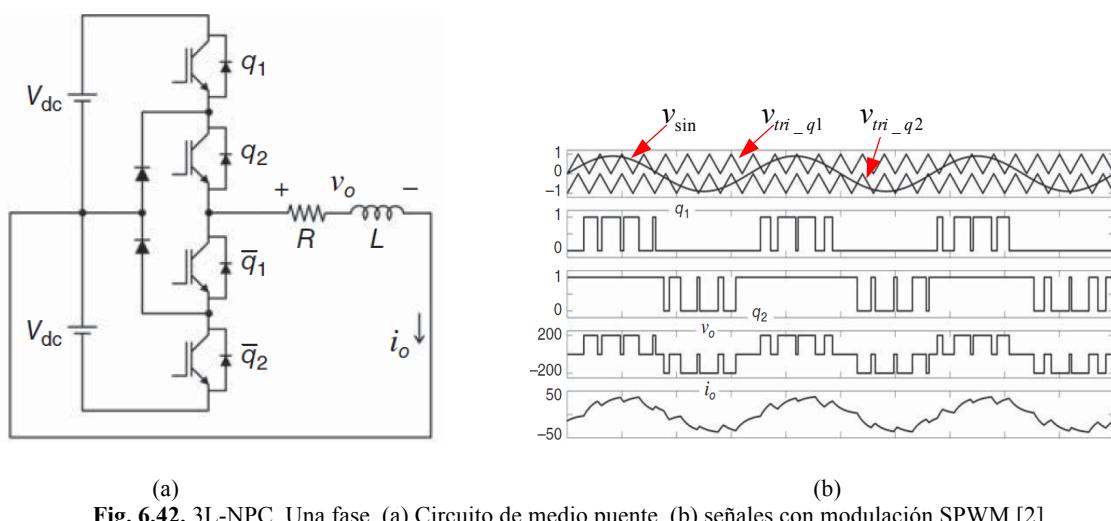


Fig. 6.42. 3L-NPC. Una fase. (a) Circuito de medio puente, (b) señales con modulación SPWM [2]

Como puede observarse en la Fig. 6.41, la topología NPC tiene la capacidad de generar la tensión deseada con la corriente positiva o negativa. Esto es, cada valor de voltaje V1, V2 y V3 pueden ser obtenidos a la salida del convertidor, para ambos casos $i_0 > 0$ o $i_0 < 0$.

En aplicaciones prácticas de fuente única, las tensiones Vdc son reemplazadas por el punto medio de dos capacitores. En ese caso, hay que tener en cuenta el control del voltaje en el punto medio. La ec. 6.96 muestra tensión de salida. Los valores de q_1 y q_2 son de acuerdo a la Tabla de la Fig. 6.41.d.

$$v_0 = (q_1 + q_2 - 1)V_{dc} \quad (6.96)$$

La Fig. 6.42.b muestra una solución analógica de las señales de comparación para la generación del SPWM, donde se compara la señal sinusoidal v_{sin} con dos frecuencias triangulares v_{tri_q1} y v_{tri_q2} . Tal PWM se puede expandir por convertidores de mayor nivel, usando N-1 (N es el número de niveles) señales triangulares portadora, comparándolas con la única señal sinusoidal.

La señal sinusoidal tiene la forma

$$v_{sin} = V_l \sin(\omega_l t) \quad (6.97)$$

Donde V_l es la amplitud y ω_l es la frecuencia angular de la carga deseada.

La Fig. 6.43 muestra el circuito de un 3L-NPC en topología fullbridge, con dos fases.

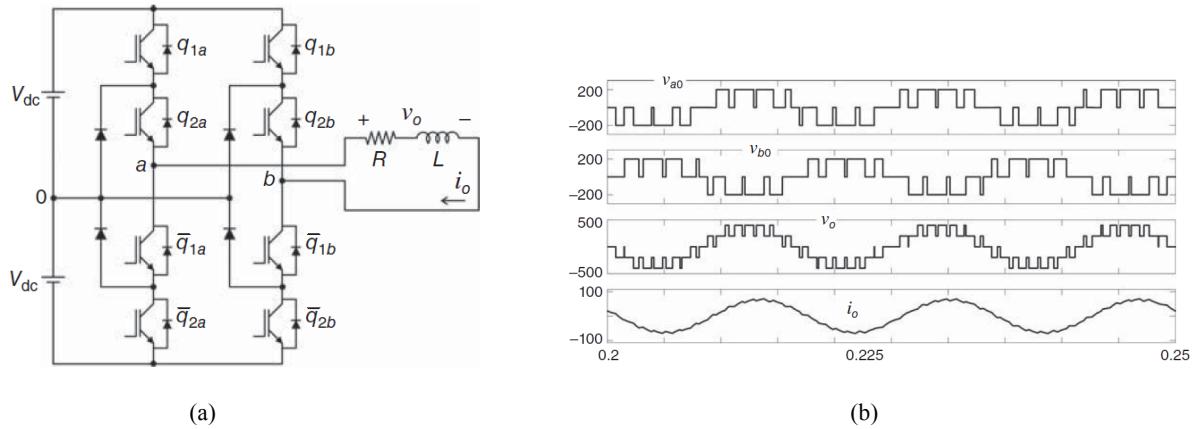


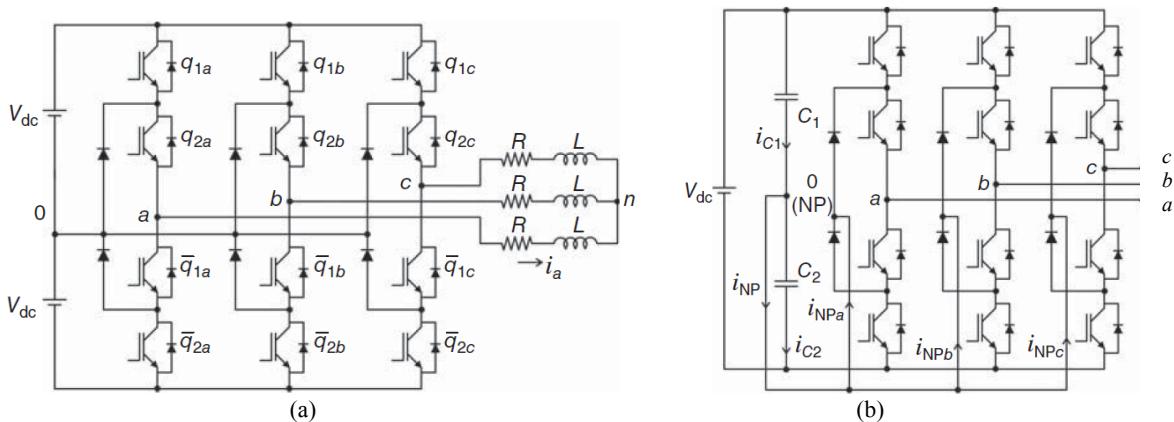
Fig. 6.43. 3L-NPC de dos fases. (a) Circuito de medio puente, (b) señales con modulación SPWM [2]

La ec. 6.98 muestra tensión de salida.

$$v_0 = (q_{1a} + q_{2a} - q_{1b} - q_{2b})V_{dc} \quad (6.98)$$

Esta topología se puede extender a configuraciones de n ramas.

La Fig. 6.44 muestra el circuito de un 3L-NPC trifásico.



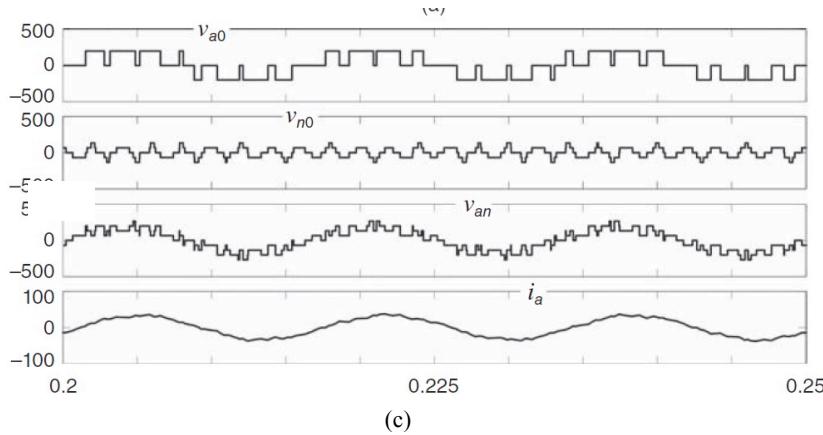


Fig. 6.44. 3L-NPC. (a) Circuito de medio puente, (b) Circuito con dos capacitores generando el punto neutro NP, (c) señales en fase a con modulación SPWM [2]

En el caso de la Fig. 6.44.a, las tensiones respecto al 0 (polo) pueden escribirse como:

$$v_{a0} = (q_{1a} + q_{2a} - 1)V_{dc} \quad (6.99)$$

$$v_{b0} = (q_{1b} + q_{2b} - 1)V_{dc} \quad (6.100)$$

$$v_{c0} = (q_{1c} + q_{2c} - 1)V_{dc} \quad (6.101)$$

Las tensiones de fase son:

$$v_a = v_{a0} - v_{n0} \quad (6.102)$$

$$v_b = v_{b0} - v_{n0} \quad (6.103)$$

$$v_c = v_{c0} - v_{n0} \quad (6.104)$$

Considerando condición balanceada, ($v_a + v_b + v_c = 0$), la tensión neutra n de la carga y el punto medio de tensión 0 se define como v_{n0} , tensión y corriente de carga. Analíticamente

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (6.105)$$

Sustituyendo ec. 6.99 a 6.101 en 6.105:

$$v_{n0} = \frac{V_{dc}}{3}(q_{1a} + q_{2a} + q_{1b} + q_{2b} + q_{1c} + q_{2c}) - V_{dc} \quad (6.106)$$

La tensión de cada fase es:

$$v_a = \left(\frac{2}{3}q_{1a} + \frac{2}{3}q_{2a} - \frac{1}{3}q_{1b} - \frac{1}{3}q_{2b} - \frac{1}{3}q_{1c} - \frac{1}{3}q_{2c} \right) V_{dc} \quad (6.107)$$

$$v_b = \left(-\frac{1}{3}q_{1a} - \frac{1}{3}q_{2a} + \frac{2}{3}q_{1b} + \frac{2}{3}q_{2b} - \frac{1}{3}q_{1c} - \frac{1}{3}q_{2c} \right) V_{dc} \quad (6.108)$$

$$v_c = \left(-\frac{1}{3}q_{1a} - \frac{1}{3}q_{2a} - \frac{1}{3}q_{1b} - \frac{1}{3}q_{2b} + \frac{2}{3}q_{1c} + \frac{2}{3}q_{2c} \right) V_{dc} \quad (6.109)$$

Si la carga es balanceada, las tensiones dependen solo del estado de los commutadores y de V_{dc} .

El circuito de control para el SPWM de tres fases requiere de tres señales sinusoidales de referencia, desfasados 120°. Esto es:

$$v_{\sin 1} = V_l \sin(\omega_l t) \quad (6.110)$$

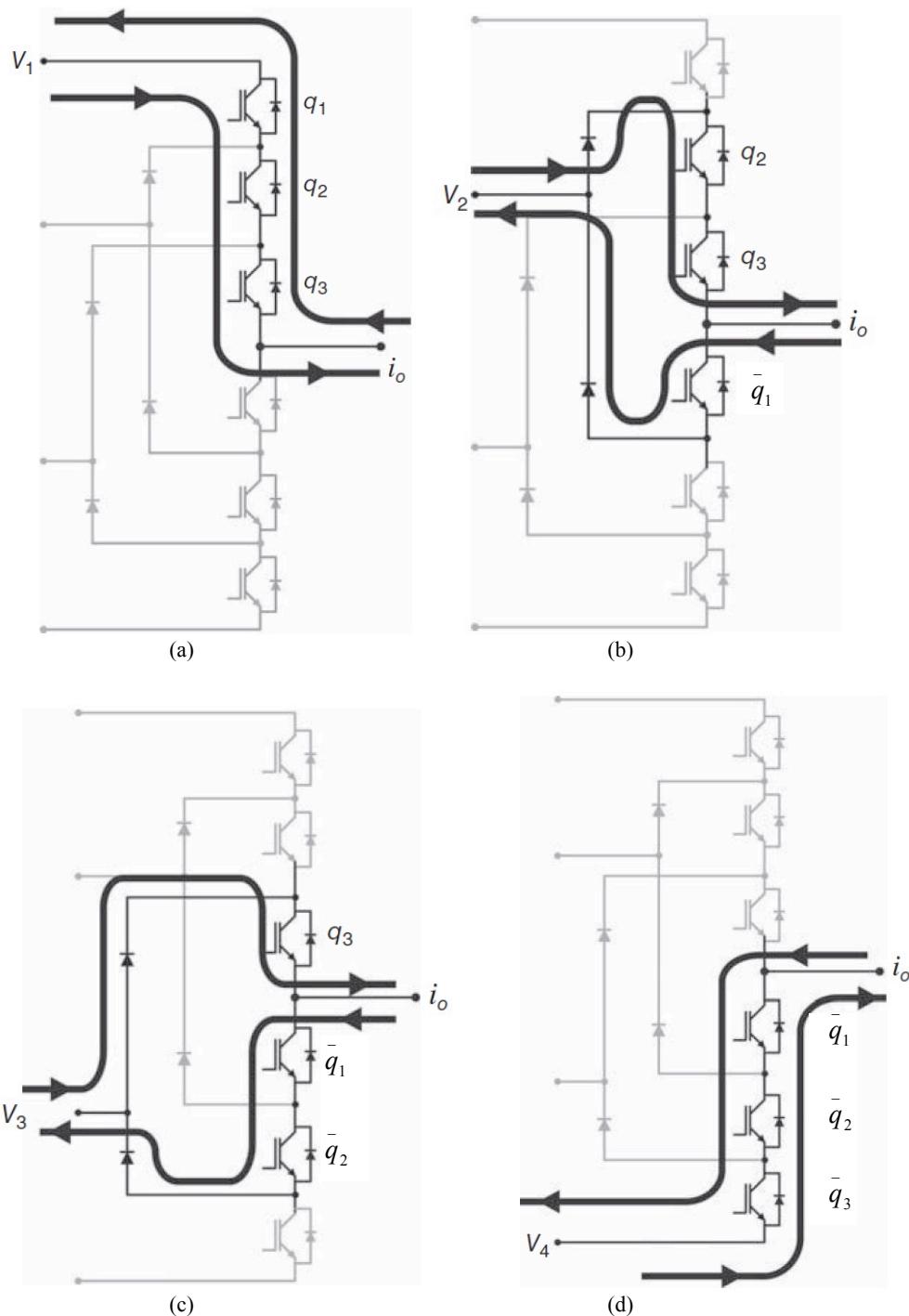
$$v_{\sin 2} = V_l \sin(\omega_l t + 120^\circ) \quad (6.111)$$

$$v_{\sin 3} = V_l \sin(\omega_l t + 240^\circ) \quad (6.112)$$

En el caso de la Fig. 6.44.b, se muestra una implementación del punto medio NP con capacitores. Nótese que el punto NP es un punto flotante. Si la control PWM de los transistores es de lazo abierto, no hay garantía que los valores de v_{C1} y v_{C2} convergen en el valor $V_{dc}/2$.

6.5.1.2. 4L Neutral Point Clamped Converter (NPC)

La Fig. 6.43 muestra las conexiones de los transistores para la generación de los cuatro niveles, de forma independiente con la corriente. La Tabla siguiente muestra los estados posibles de los transistores para la generación de las tensiones V_1 a V_4 .



State	q_1	q_2	q_3	v_o
1	0	0	0	V_4
2	0	0	1	V_3
3	0	1	0	no permitido
4	0	1	1	V_2
5	1	0	0	no permitido
6	1	0	1	no permitido
7	1	1	0	no permitido
8	1	1	1	V_1

(e)

Fig. 6.43. Una rama 4L-NPC. Generación de los niveles independientemente de la corriente (a) V_1 , (b) V_2 , (c) V_3 , (d) V_4 , (e) Tabla de estados [2]

La tensión de salida es de acuerdo con la ec 6.113:

$$v_0 = q_1 q_2 q_3 V_1 + \bar{q}_1 q_2 q_3 V_2 + \bar{q}_1 \bar{q}_2 q_3 V_3 + \bar{q}_1 \bar{q}_2 \bar{q}_3 V_4 \quad (6. 113)$$

Donde $\bar{q}_1 = 1 - q_1$, $\bar{q}_2 = 1 - q_2$, $\bar{q}_3 = 1 - q_3$.

Normalmente la forma de onda de salida es simétrica, es decir,

Si $V_1 = V_{dc}$, $V_2 = V_{dc}/3$, $V_3 = -V_{dc}/3$, $V_4 = -V_{dc}$, entonces

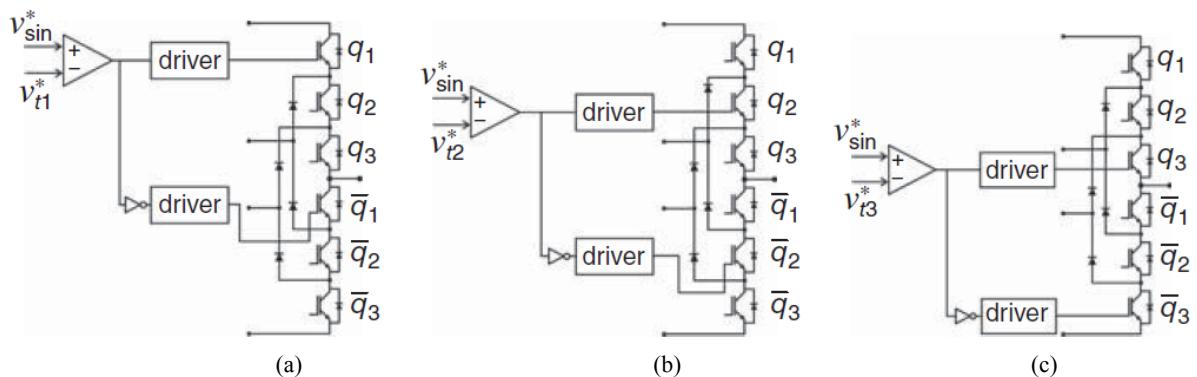
$$v_0 = \left(q_1 q_2 q_3 + \frac{1}{3} \bar{q}_1 q_2 q_3 - \frac{1}{3} \bar{q}_1 \bar{q}_2 q_3 - \bar{q}_1 \bar{q}_2 \bar{q}_3 \right) V_{dc} \quad (6. 114)$$

La Tabla de la Fig. 6.43 muestra los estados posibles y las salidas válidas. (Donde en v_0 no hay salida, significa que no es permitida esa combinación). Cabe aclarar que *no todos los estados están permitidos* en los inversores multinivel.

6.5.1.2.1. Implementación PWM para 4L Neutral Point Clamped Converter (NPC)

La Fig. 6.44 muestra una solución analógica para la generación PWM de una rama. Los estados de los seis

comutadores están determinados la comparación de tres señales triangulares v_{t1}^* , v_{t2}^* , v_{t3}^* , y la señal sinusoidal v_{sin}^* de la rama correspondiente.



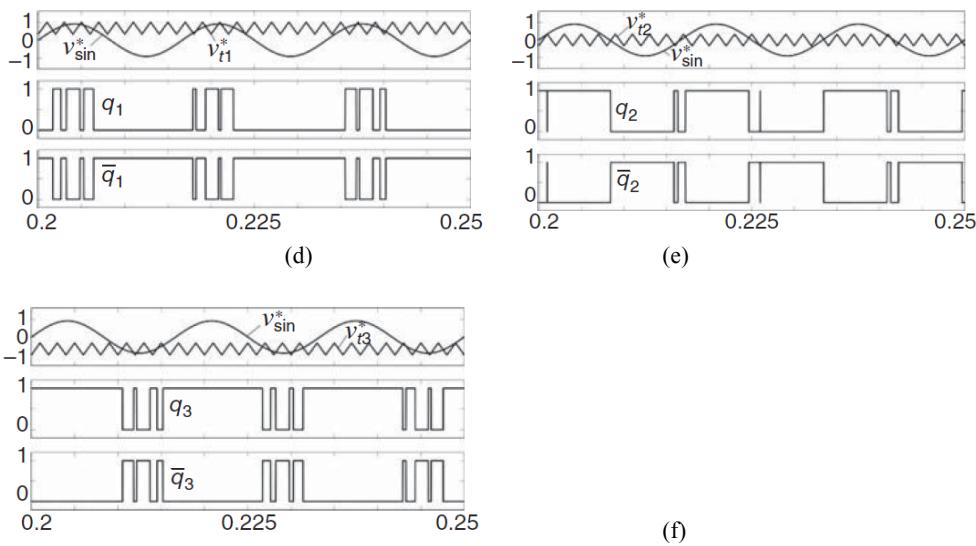


Fig. 6.44. Una rama 4L-NPC. Generación del circuito de control PWM analógico (a) señales para q_1 , (b) señales para q_2 , (c) señales para q_3 , (d) referencia y señales de q_1 , (e) referencia y señales de q_2 , (f) referencia y señales de q_3 [2]

En la Fig.6.44 se puede ver que las señales triangulares para la comparación son desplazadas intencionalmente para garantizar cuatro niveles a la salida del convertidor.

Durante el intervalo de tiempo en que q_1 y \bar{q}_1 están en operación, q_2 y q_3 están siempre en ON, y consecuentemente, \bar{q}_2 y \bar{q}_3 en OFF. Con esto se cumple la Tabla de la Fig 6.43, filas 8 y 4, que corresponde a (111) y (011), donde el voltaje de salida cambia de V1 a V2. Por otro lado, durante el intervalo de tiempo en la cual q_2 y \bar{q}_2 están en operación, q_1 está siempre OFF y q_3 está siempre ON, según Tabla de la Fig 6.43, filas 2 y 4. En la condición (001) y (011), donde el voltaje de salida cambia de V3 a V2. Finalmente, en el intervalo en que q_3 y \bar{q}_3 están en operación, q_1 y q_2 están siempre OFF, según Tabla de la Fig 6.43, filas 1 y 2. En la condición (000) y (001), donde el voltaje de salida cambia de V4 a V3.

El número de señales triangulares aumenta proporcionalmente al número de niveles. Para un convertidor de n niveles, se necesitan $n-1$ señales triangulares. Como consecuencia del gran número de señales triangulares, los convertidores se diseñan con alto nivel de modulación para la cantidad de niveles deseados a la salida. La Fig. 6.46 muestra la influencia del índice m_a en la forma de onda de salida del convertidor. Cuando m_a decrece,

En la Fig. 6.46 se muestra que con un índice $m_a = 0.2$, los niveles se reducen a 2.

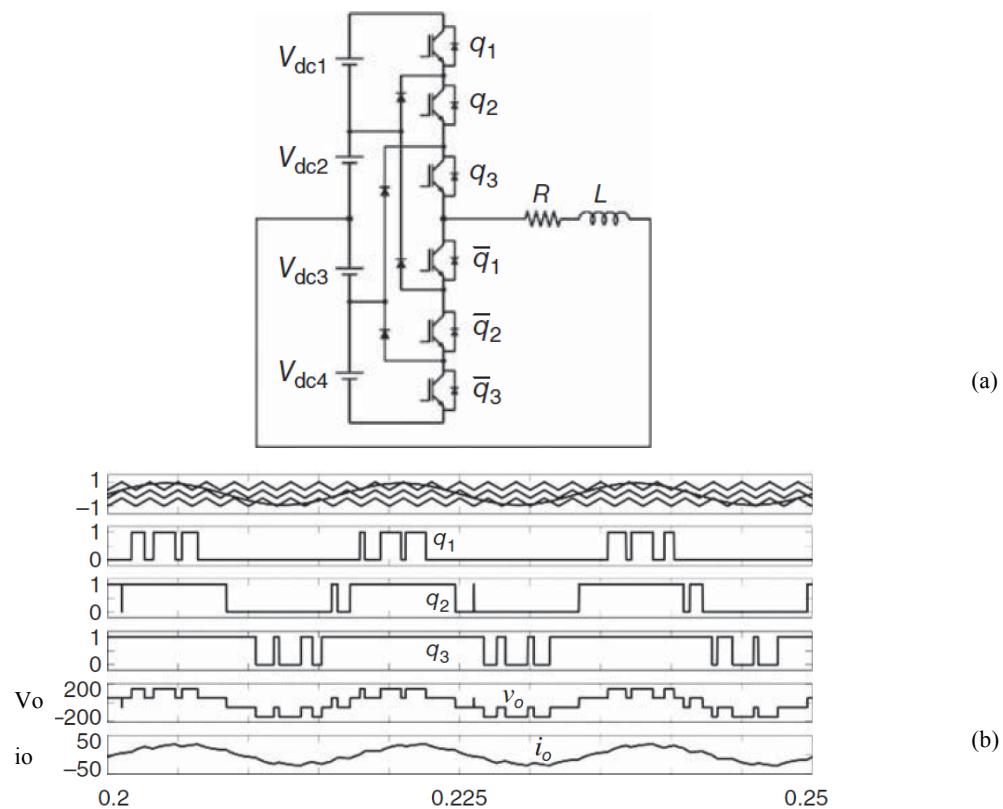
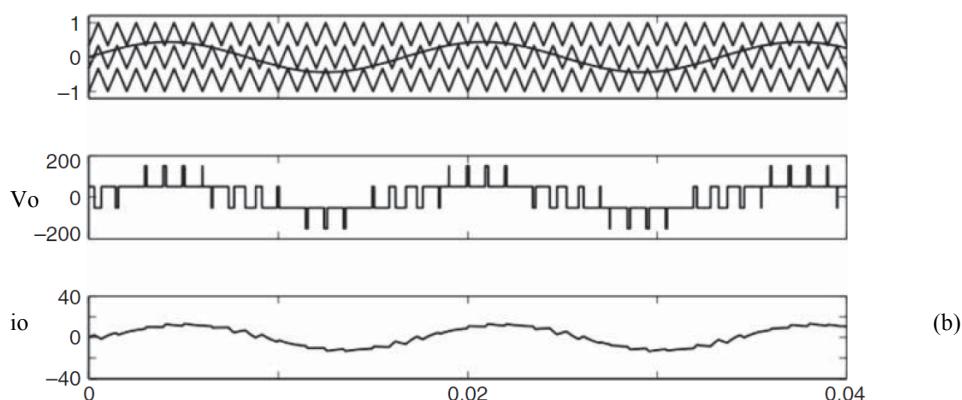
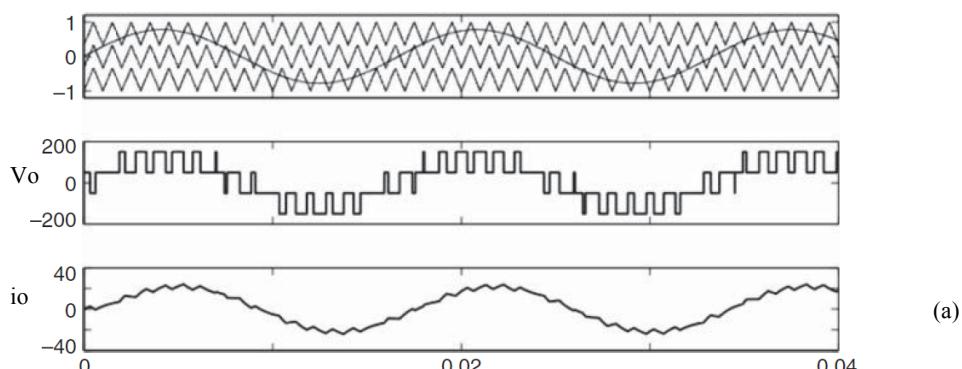


Fig. 6.45. Una rama 4L-NPC. Generación del circuito de control PWM analógico (a) circuito; (b) señales para q_1 , q_2 y q_3 [2]



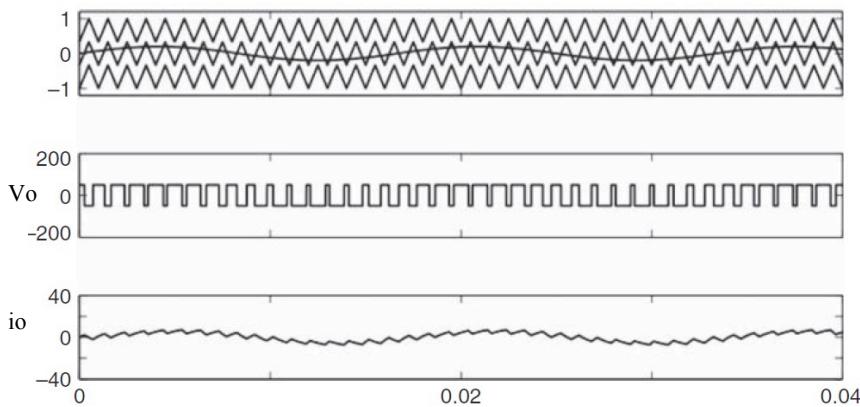


Fig. 6.46. Una rama 4L-NPC. Influencia de m_a en convertidor multinivel (a) $m_a = 0.8$; (b) $m_a = 0.45$ (c) $m_a = 0.2$ [2]

Ventajas:

- Las redundancias de fase están disponibles para equilibrar los niveles de voltaje de los condensadores.
- El flujo de potencia real y reactivo puede ser controlado.
- El gran número de condensadores permite que el inversor pase por interrupciones de corta duración y caídas de tensión profundas.

Desventajas:

- El control es complicado para seguir los niveles de voltaje para todos los condensadores. Además, la precarga de todos los condensadores al mismo nivel de voltaje y puesta en marcha es compleja.
- La utilización de la commutación y la eficiencia son deficientes para la transmisión de potencia real.
- El gran número de condensadores son tanto más caros como voluminosos que los diodos de sujeción en convertidores multinivel con diodos. El embalaje también es más difícil en los inversores con un alto número de niveles.

6.5.2. Configuración con capacitor volante (Flying Capacitor, FC)

6.5.2.1. 3L Flying Capacitor (3L-FC)

Meynard y Foch introdujeron el inversor multinivel con capacitor volante en 1992.

La estructura de este inversor es similar a la del diodo de enclavamiento, excepto que en lugar de utilizar diodos, utiliza capacitores. Esta topología tiene capacitores como fuentes de alimentación de dc, sumadas a la fuente de alimentación, puede generar otros niveles.

La Fig. 6.47 muestra una rama de la configuración con capacitor volante de tres niveles.

La tensión de salida es:

$$v_0 = q_1 q_2 V_1 + q_1 \bar{q}_2 (V_1 - V_C) + \bar{q}_1 q_2 (-V_2 + V_C) - \bar{q}_1 \bar{q}_2 V_2 \quad (6.115)$$

Donde $\bar{q}_1 = 1 - q_1$ y $\bar{q}_2 = 1 - q_2$

La Fig. 6.49 muestra un inversor de tres niveles puente completo trifásico.

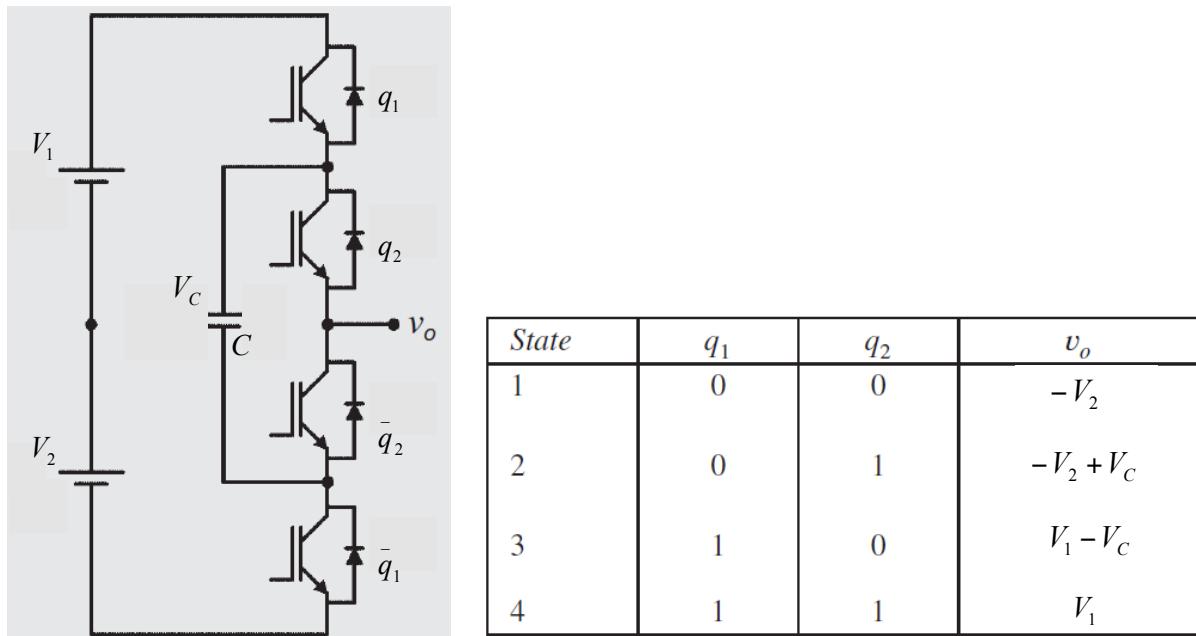


Fig. 6.47. Una rama 3L-FC y Tabla de variables [2]

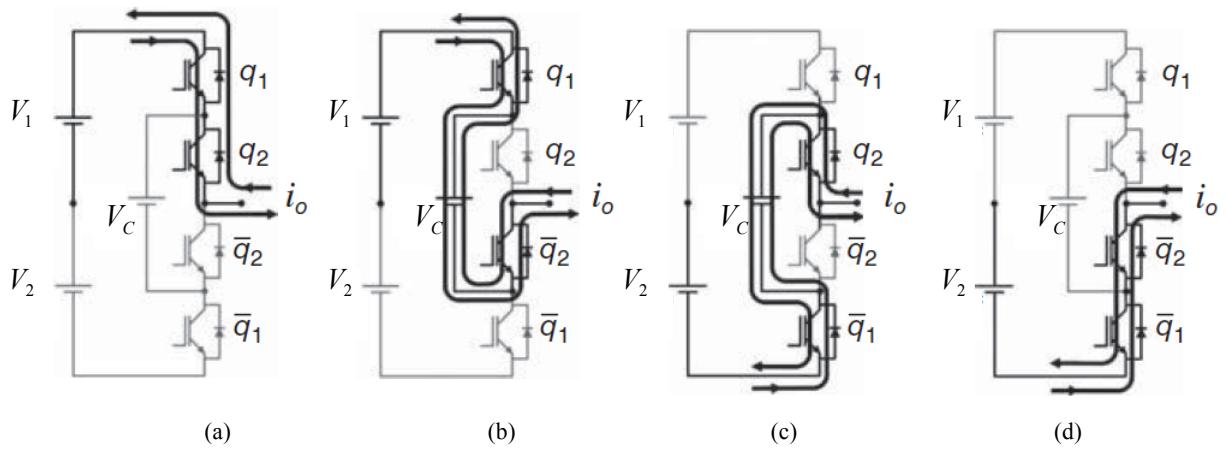
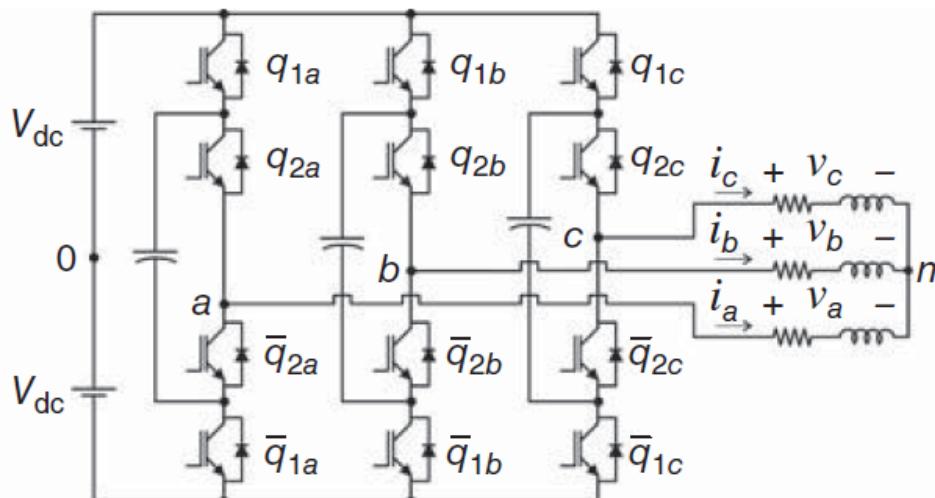
Fig. 6.48. Una rama 3L-FC. Generación de los niveles (a) nivel 1, (b) (c) nivel 2, (d) nivel 3, válidos para $\pm i_0$ [2]

Fig. 6.48. Inversor multinivel 3L-FC de tres fases

Las tensiones de las fases respecto al neutro son las siguientes:

$$v_{a0} = (q_{1a} + q_{2a} - 1)V_{dc} \quad (6.116)$$

$$v_{b0} = (q_{1b} + q_{2b} - 1)V_{dc} \quad (6.117)$$

$$v_{c0} = (q_{1c} + q_{2c} - 1)V_{dc} \quad (6.118)$$

Considerando carga trifásica balanceada, el voltaje es v_{n0} :

$$v_{n0} = \frac{V_{dc}}{3}(q_{1a} + q_{2a} + q_{1b} + q_{2b} + q_{1c} + q_{2c}) - V_{dc} \quad (6.119)$$

Ventajas:

- Todas las fases comparten un bus de dc común, el cual minimiza los requerimientos del capacitor en el convertidor
- Los capacitores pueden ser precargados como un grupo
- Tiene redundancia. Dos o más valores de combinaciones en las llaves pueden generar el nivel deseado.

Desventajas:

- El flujo real de potencia es dificultoso para inversor monofásico, debido a que el valor medio de dc tienen a sobrecargarse o descargarse.
- El número de diodos de enclavamiento requeridos es cuadrático al número de niveles requerido.

6.5.3. Configuración en cascada (H bridge Cascade)

La Fig. 6.49 muestra una rama de la configuración en cascada o puente H de m niveles. Cada fuente de dc separada (separate dc source, SDCS) está conectada a una llave H o puente completo monofásico.

Cada puente puede generar tres niveles de salida: $+V_{dc}$, $0V_{dc}$ y $-V_{dc}$, conectando a la salida a través de la combinación de los cuatro commutadores de cada puente. Este análisis es idéntico al análisis mostrado en la configuración puente completo monofásico mostrado en la sección 6.2.1.1. Las salidas generadas por cada bloque puente completo se conectan en serie de manera tal se puede sintetizar la forma de onda de salida, resultante de la suma de cada salida individual.

Si el número de niveles es m , entonces el número requerido de inversores en cascada es

$$m = 2s + 1 \quad (6.120)$$

Donde s es la cantidad de fuentes separadas. Un ejemplo es la Fig. 6.49.b, donde se muestran 11 niveles generados por cinco fuentes en cascada de puentes H, con cinco fuentes separadas SDCS, y tipo escalera.

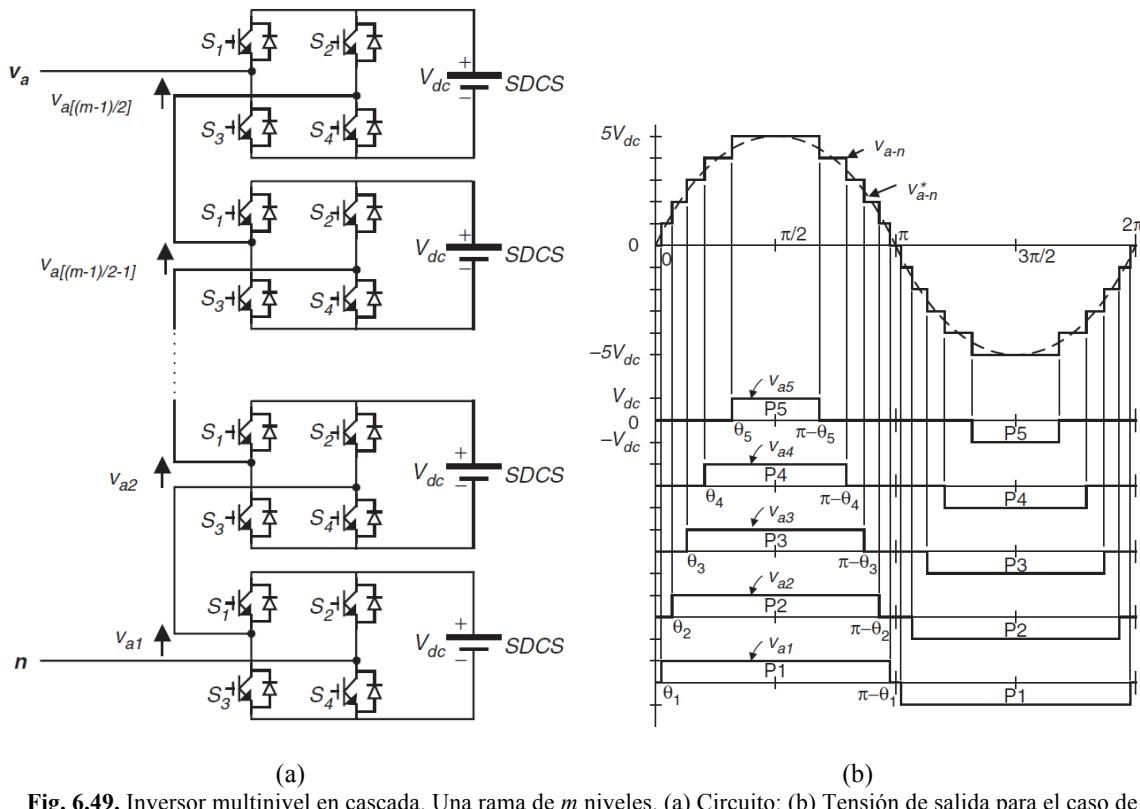


Fig. 6.49. Inversor multinivel en cascada. Una rama de m niveles. (a) Circuito; (b) Tensión de salida para el caso de 11 niveles y 5 bloques de cascada de puentes H [15]

La modulación de cada llave H puede ser del tipo SPWM o alguna de sus variantes, o único pulso como el mostrado en la Fig. 6.49.b.

Ventajas:

- El número de posibles niveles es más del doble que la cantidad de fuentes $m = 2s + 1$
- Los puentes H en serie hacen una configuración modular, simple de implementar y extender

Desventajas:

- Cada puente H requiere fuentes separadas (aisladas)

6.5.4. Técnicas PWM para inversores multinivel

Las estrategias de modulación de ancho de pulso usadas en un inversor convencional pueden modificarse para su uso en convertidores multinivel. La aparición de las metodologías de modulación PWM del convertidor multinivel puede clasificarse de acuerdo con la frecuencia de conmutación como se ilustra en la Fig. 6.50. Los tres métodos PWM multinivel más discutidos en la literatura han sido PWM basada en múltiples niveles, eliminación selectiva de armónicos y PWM de espacio multinivel, todos son extensiones de las estrategias tradicionales de PWM de dos niveles a varios niveles. Otros métodos multinivel PWM han sido utilizados, pero en menor grado.

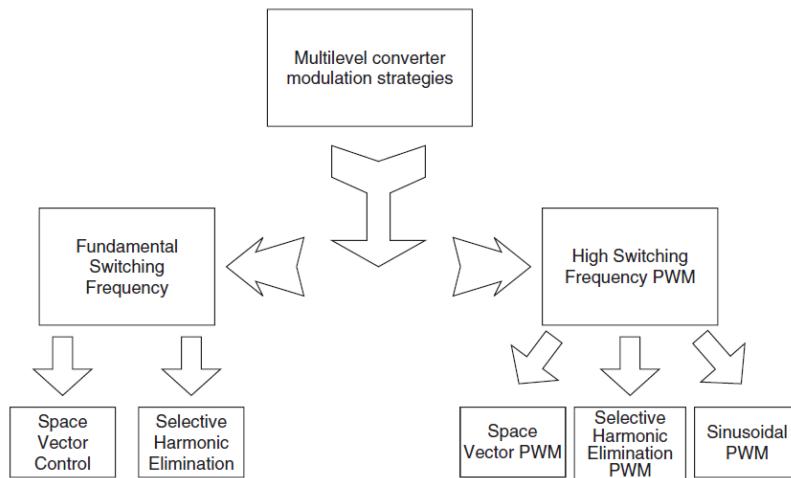
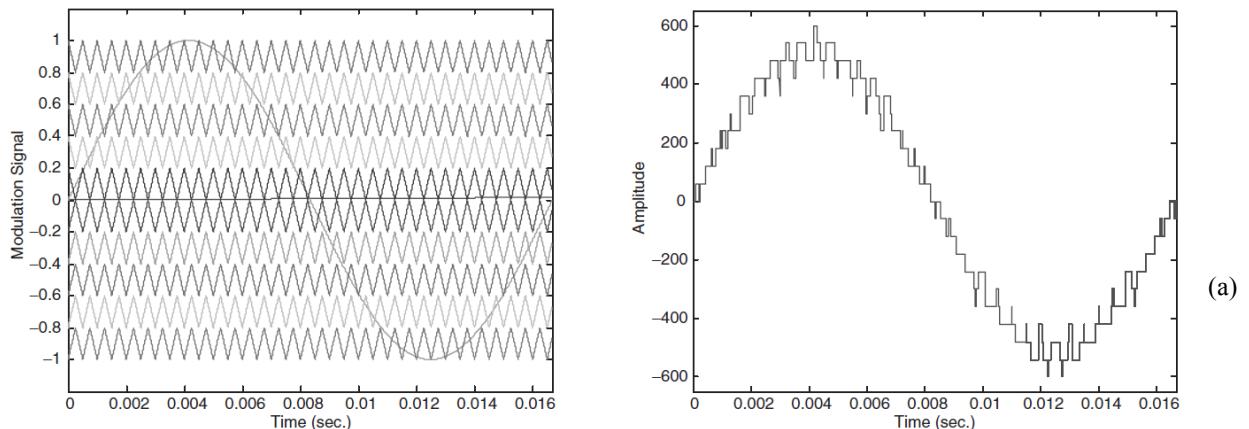


Fig. 6.50. Clasificación de las estrategias de modulación PWM para inversores multinivel [15]

La técnica PWM más popular y más fácil de implementar utiliza varias señales portadoras triangulares y una señal de referencia, o modulación, por fase. La Fig. 6.51 ilustra tres técnicas principales basadas en portadoras utilizadas en un inversor convencional que se puede aplicar en un inversor de varios niveles: PWM sinusoidal (SPWM), PWM con inyección la tercera armónica (THPWM) y vector espacial SVPWM (SVM). SPWM es un método muy popular en aplicaciones industriales.

Con el fin de conseguir una mejor utilización del bus de cc en los índices de alta modulación, la señal de referencia sinusoidal puede ser inyectada por un tercer armónico con una magnitud igual al 25% de la fundamental, su voltaje de salida de la línea de línea se muestra en la Fig. 6.51.b.

Como puede verse en la Fig. 6.51 b y c, las señales de referencia tienen cierto margen al índice de modulación de amplitud unitaria (también mostrado en la Fig. 6.46). Obviamente, la utilización de DC de THPWM y SVM son mejores que SPWM en la región de modulación lineal. La utilización de dc significa la relación de la tensión fundamental de salida a la tensión del bus de cc. Otros PWM multinivel basados en portadoras interesantes son PWM subarmónicos (SH-PWM) y PWM de frecuencia de conmutación óptima (SFO-PWM).



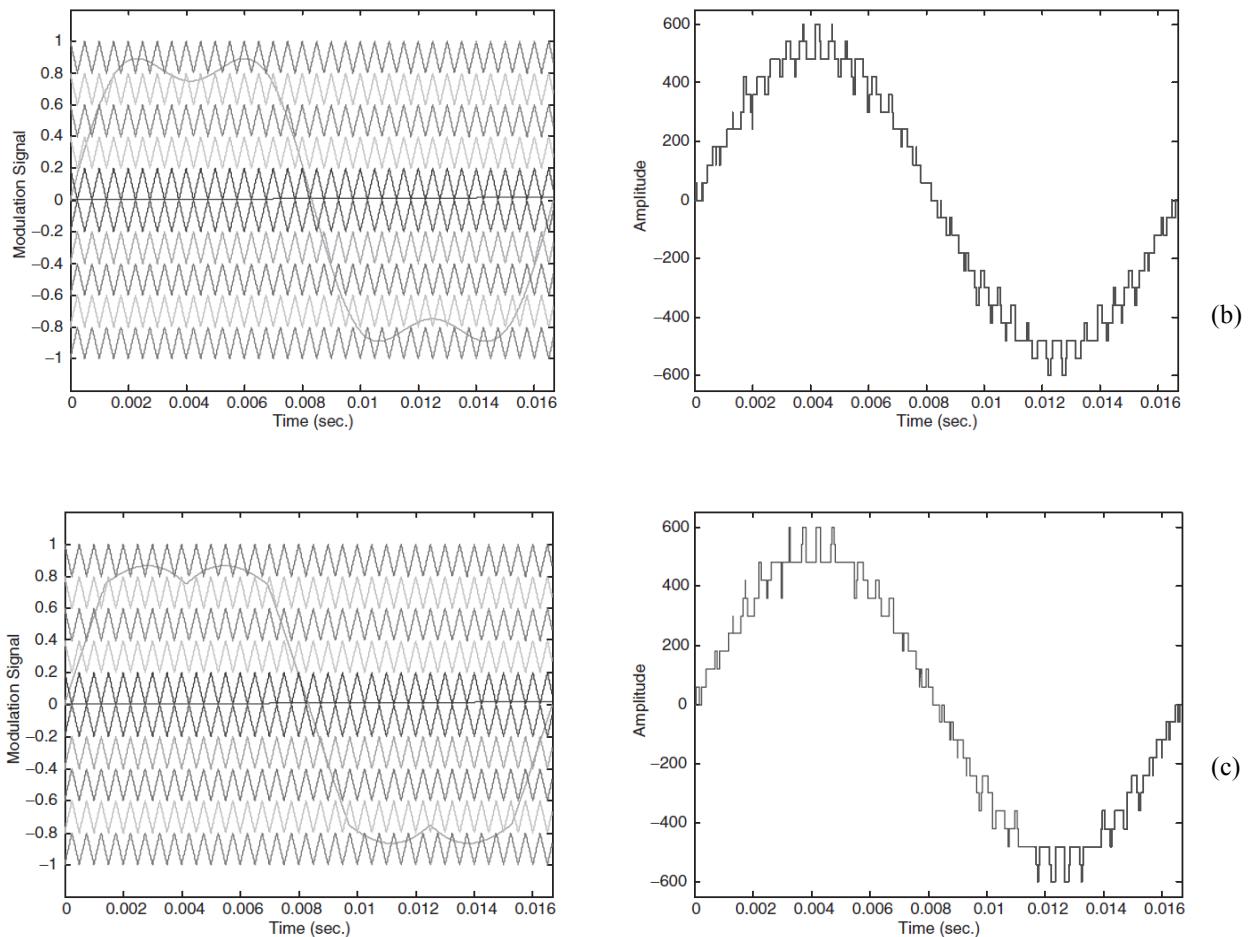


Fig. 6.51. Técnicas de modulación PWM para inversores multinivel, (a) SPWM, (b) THIPWM, (c) SVM [15]

En inversores multinivel, los índices de modulación de amplitud m_a y frecuencia m_f son:

$$m_a = \frac{V_m}{(m-1)V_C} \quad (6.121)$$

$$m_f = \frac{f_C}{f_m} \quad (6.122)$$

Donde V_m y f_m son la amplitud y frecuencia de la señal modulante, V_C y f_C son la amplitud y frecuencia de la señal portadora.

6.6. Inversor de fuente de corriente (CSI)

En un inversor de fuente de corriente la entrada se comporta como una fuente de corriente constante ($L \rightarrow \infty$). La corriente que circula por la carga tendrá un valor constante positivo, negativo o cero, en función del control realizado en los interruptores de potencia, y será independiente del valor de la carga. En este caso se varía la tensión de entrada con el fin de mantener la corriente de carga constante.

La señal moduladora del inversor es similar al caso de VSI (voltage source inverter). Las técnicas PWM, SPWM, MSPWM, etc. pueden emplearse con el fin de disminuir el DF y mejorar la calidad de la salida, y también puede servir para variar la corriente de salida a través del índice de modulación. Si se utilizará una fuente de entrada variable/regulable, como el de la [fig. 6.52](#), se podrá utilizar un índice de modulación fijo y el más conveniente según la aplicación.

El valor de la corriente se puede detectar en la fuente, o en la carga, o en ambos. Esto afectará al circuito de modulación, ya que si solo se detecta la corriente de la fuente, dado que el CSI es un circuito que controla la corriente, siempre deberá conducir la corriente por un dispositivo de la fase superior y por otro de la fase superior y no podrá haber discontinuidad de corriente en la fuente.

El inversor CSI es un dual del VSI, ya que lo que se verá en la tensión de salida de un VSI será similar a lo que se verá con la corriente en un CSI.

Los diodos conectados en serie cumplen la función de bloquear la tensión inversa en los transistores.

La [fig. 6.53](#) muestra las corrientes de un inversor de fuente de corriente con modulación a 120° .

En todo momento deben estar en conducción un transistor de la parte superior y un transistor de la parte inferior, para no interrumpir la corriente que circula por la entrada.

Las ventajas de un inversor de fuente de corriente son:

- Es más robusto frente a cortocircuitos
- La corriente pico que circulará por los dispositivos estará limitada/controlada
- Tienen la capacidad de manejar cargas reactivas o regenerativas sin la necesidad de diodos de corrida libre, aunque tiene igualmente los diodos conectados en serie, y éstos son más críticos que en un VSI, ya que por éstos circulará la corriente de la carga, y deberán tener una caída de tensión directa baja debido a la potencia disipada.
- Los circuitos con tiristores son más sencillos, ya que será necesario sólo un capacitor de bloqueo en fuente inversa de tensión.
- La respuesta dinámica de un CSI es más lenta que un VSI, debido a que la transferencia de corriente de un par de dispositivos a otro requiere que sea a través de reactancias para disminuir las crestas de tensión en la salida.
- La utilización de este tipo de convertidor ha quedado relegada en la actualidad al control de motores de gran potencia destinados a la tracción eléctrica.

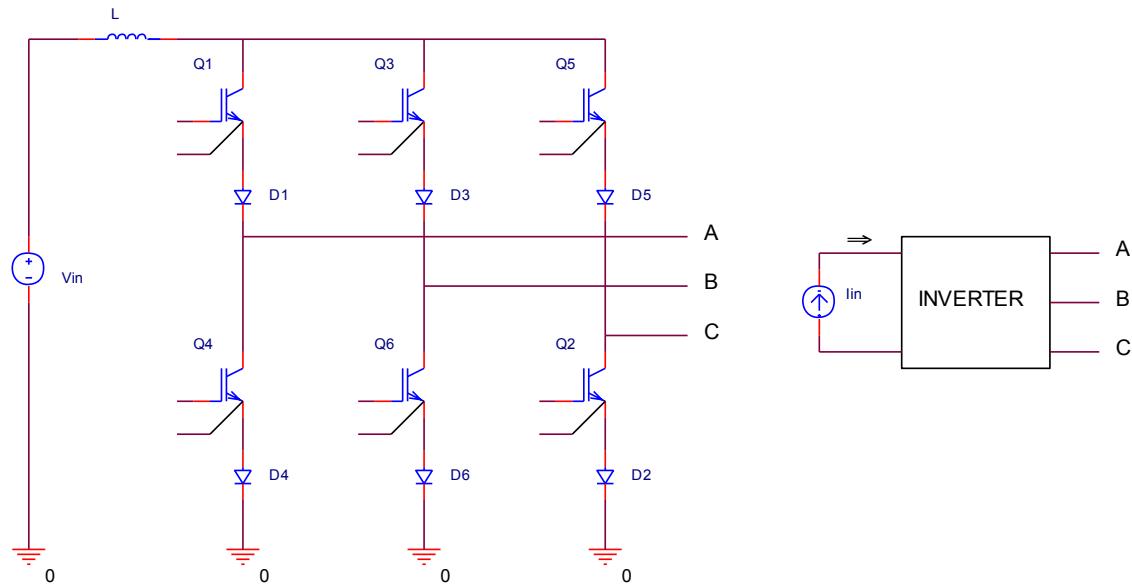
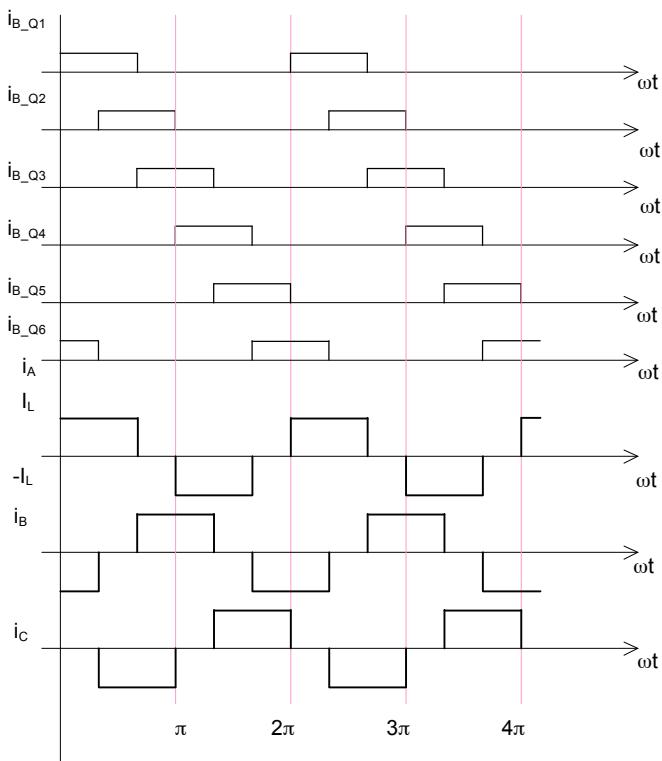


Fig. 6.52. Inversor de fuente de corriente

Fig. 6.53. Inversor de fuente de corriente. Modulación a 120°

6.6.1. Modulación por límites de corriente (Hysteresis Current Control)

En este caso se establecen los límites máximos y mínimos de la corriente, haciendo una conmutación en función de los límites establecidos. El valor instantáneo de la corriente se mantiene siempre dentro de los límites y el conversor se convierte como una fuente de corriente.

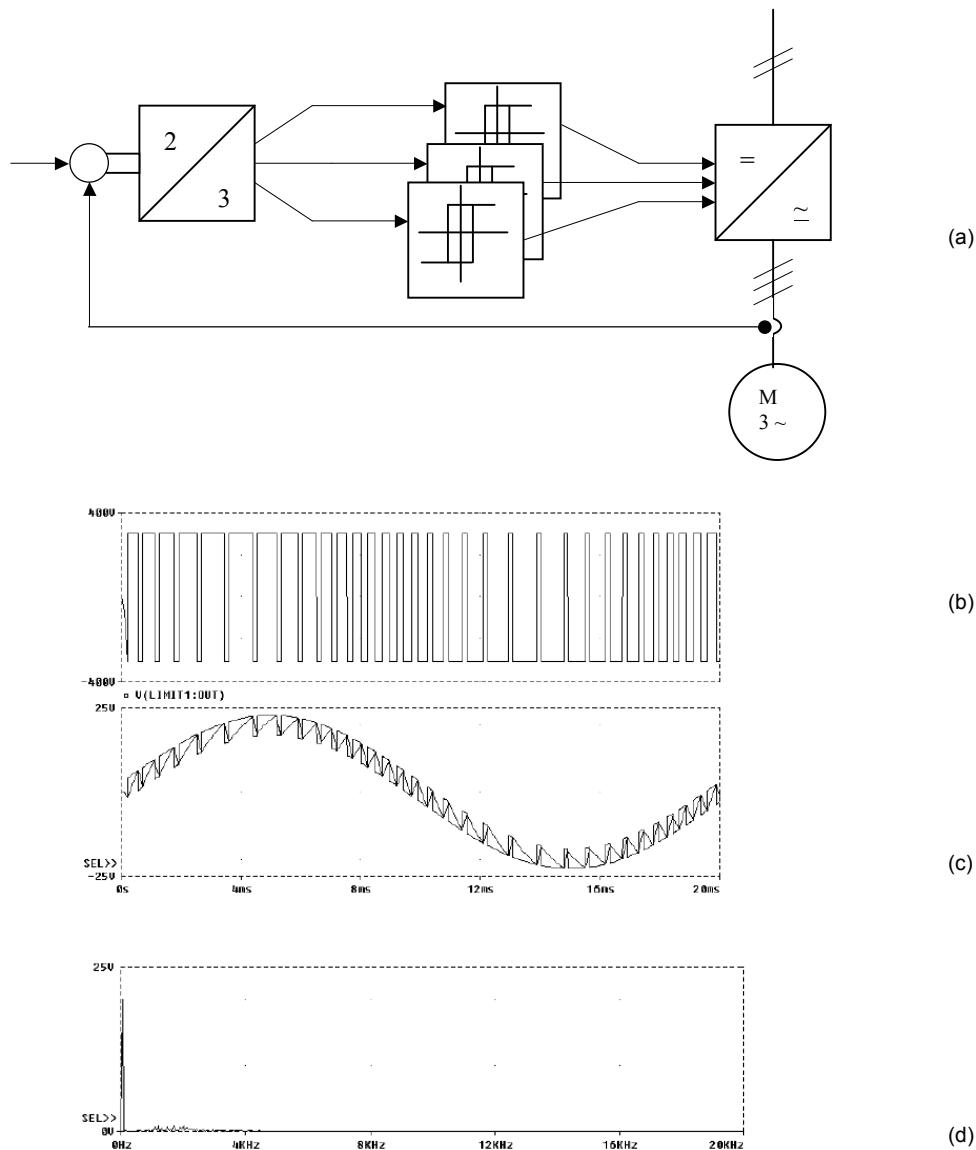


Fig. 6.54. Técnica de modulación por histéresis. (a) Diagrama de circuito, (b) Formas de onda de tensión en una fase, (c) forma de onda de corriente, y (d) espectro de Fourier de la señal de corriente

Tanto la frecuencia como el ancho del pulso son variables, dependiendo su variación de los parámetros y límites impuestos. La [fig. 6.54](#) muestra esta técnica de modulación.

Para que esta técnica se pueda implementar es necesaria una malla cerrada, debido a que es necesario medir la tensión de salida instantánea. Por esto, la relación entre la señal de control y la tensión media de salida es directa. La obtención de la señal se puede llevar a cabo con el uso de un comparador con histéresis, actuando a partir de la realimentación del valor instantáneo de la corriente.

La referencia de la corriente está dada por el error de tensión en la salida (a través de un controlador integral).

Debido a que la señal modulante no tiene frecuencia fija, el espectro de frecuencia es grande.

6.7. Bibliografía

- [1] D. Grahame Holes, T. A. Lipo; *Pulse Width Modulation for Power Converters*, IEEE-Wiley, 2003
- [2] E. Cipriano Dos Santos Jr, E. R. Cabral Da Silva, *Advanced Power Electronics Converters*, IEEE-Wiley, 2015
- [3] G. Abad, J. Lopez, M. A. Rodriguez, L. Marroyo, G. Iwanski, *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*, (Chapter 2); IEEE- Wiley, 2011
- [4] Kwang Hee Nam; *AC Motor Control and Electric Vehicle Applications*, (Chapter 10); CRC Press, 2010
- [5] S. A. Gonzalez, S. A. Verne, M. I Valla; *Multilevel Converters for Industrial Applications*, CRC Press, 2014
- [6] Mohan, Undeland, Robbins, *Power Electronics: Converters and Applications and Design*, John Wiley & Sons, 2003
- [7] Zhenyu Yu, *Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns*, SPRA524, Texas Instruments, 1999
- [8] P.J. Randewijk, *An Overview of Space Vector PWM*, White Paper
- [9] Hamid A. Toliyat and Steven Campbell, *DSP-Based electromechanical motion control*, CRC Press LLC, 2004
- [10] Zhenyu Yu and David Figoli, *AC Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle/Space Vector PWM- 'C240*, SPRA284a, Texas Instruments, 1998
- [11] Bin Wu, *High Power Converters and AC Drives*, IEEE/Wiley, 2006
- [12] B. L. Dokić, B. Blanuša, *Power Electronics Converters and Regulators*, 3rd ed, Springer, 2015
- [13] Trzynadlowski, Andrzej, *Introduction to modern power electronics*, 3rd ed, Wiley, 2016
- [14] R. Islam, Y. Guo, J. Zhu, *Power Converters for Medium Voltage Networks*, Springer, 2014
- [15] S. Khomfoi, L. M. Tolbert, Multilevel Power Converters, *Chapter 17, Power Electronics Handbook, 2nd Edition*, M. H. Rashid, Academic Press, 2007

Ramón C. Oros
Córdoba, 23-07-2016

Rev: C



7. Regulación de motores de corriente continua

7.1. Introducción

La máquina de corriente continua se fabrica desde los comienzos del siglo XX, y aún se fabrican en gran número a causa de que sus características se adaptan bien a muchas transmisiones de velocidad variable.

El inductor del motor de corriente continua es fijo; alimentado con la corriente continua de excitación da los polos N y S fijos y equidistantes. El rotor o inducido lleva un devanado cuyos puntos equidistantes están unidos a delgas sucesivas del colector. Los bornes del inducido los constituyen dos escobillas fijas que se apoyan sobre el colector, y la tensión continua de alimentación se aplica entre dichas escobillas.

El conjunto escobillas-colector constituye un conmutador mecánico que permite, cualesquiera sean la velocidad y posición del rotor, que la corriente continua pase en un sentido en los conductores del inducido colocados bajo los polos N del inductor, y en sentido inverso en los que están colocados bajo los polos S . Todas las fuerzas electromagnéticas aplicadas a estos conductores se suman.

Se utilizará la palabra en inglés “motor drive” a los variadores o accionadores de motores en general, incluidos los de motor de corriente continua, siendo estos utilizados en grandes rangos de potencias desde algunos Watts a cientos de KW, y aplicaciones de servos de gran precisión a aplicaciones de variadores de velocidad para ajustar la velocidad. En la mayoría de los casos se controla la velocidad, el torque y la posición. En estos casos se requiere de convertidores de potencia como interface entre el motor y la alimentación de energía.

Un diagrama en bloques típico del controlador de motores de corriente continua es el de la Fig. 7.1.

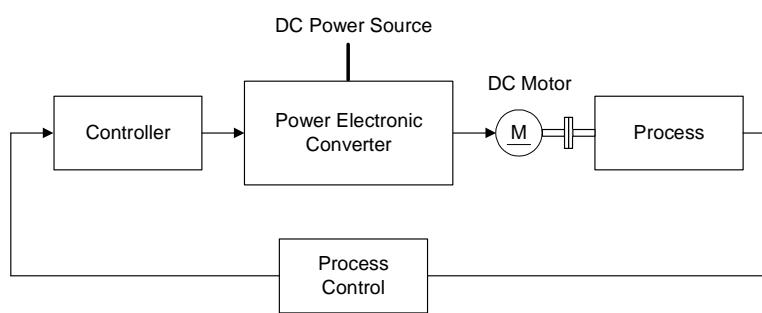


Fig. 7.1. Control de motor de corriente continua. Diagrama en bloques general.

El proceso determina los requerimientos del variador del motor, por ejemplo, control de un servo motor aplicable a robótica o control numérico, o simplemente un variador de motor para un sistema de aire acondicionado, donde el control de la dinámica del motor no es riguroso.

En este capítulo se analizará la dinámica de motor de corriente continua, el funcionamiento en estado estacionario, los accionadores o motor drives, y el control.

7.2. Ecuación general de par, potencia y energía

El movimiento rotacional de un móvil mecánico se muestra en la Fig. 7.2, y está descrito por la ley de Newton de masa concentrada (ec.7.1), y es una ecuación diferencial de primer orden.

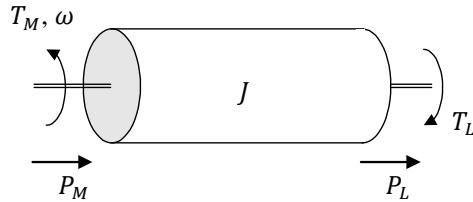


Fig. 7.2. Flujo de potencia en un sistema rotacional.

$$T_M = T_L + J \frac{d\omega}{dt} \quad (7.1)$$

Siendo T_M el par motor, T_L el par de carga, P_M la potencia del motor, P_L la potencia de la carga, ω la velocidad

angular del motor, J el momento de inercia, y el término $J \frac{d\omega}{dt}$ es el par de aceleración.

Multiplicando ambos miembros de la ec. 7.1 obtenemos la potencia motriz $P_M = \omega T_M$

$$\omega T_M = \omega T_L + J \omega \frac{d\omega}{dt} \quad \rightarrow \quad P_M = P_L + J \omega \frac{d\omega}{dt} \quad (7.2)$$

La potencia de carga es $P_L = \omega T_L$ y el cambio de energía cinética almacenada en la masa rotante es $J \omega \frac{d\omega}{dt}$.

La energía entregada por el motor E_M surge de integrar el primer término de la ec. 7.2 con la condición inicial $\omega(t=0) = 0$, como se muestra en la ec. 7.3

$$E_M = \int_0^t \omega T_M dt = E_L(t) + \frac{1}{2} J \omega^2 \quad (7.3)$$

En la ec. 7.3 E_L es la energía de la carga, y el término $\frac{1}{2} J \omega^2$ representa la energía cinética almacenada (análogo a $\frac{1}{2} L i^2$, o $\frac{1}{2} C v^2$).

Debido a que la cantidad de energía de un cuerpo físico no puede cambiar instantáneamente (se requeriría potencia infinita) la velocidad de un cuerpo que posee masa es siempre una función continua en el tiempo.

En estado estacionario, cuando $\frac{d\omega}{dt} = 0 \Rightarrow T_M = T_L$, y la $P_M = P_L$.

7.3. Motor de corriente continua de excitación independiente

Primeramente es importante aclarar que en un motor de DC, la fuerza magnetomotriz mmf del campo y de la armadura están *desacopladas*, como se ilustra en la Fig. 7.3 [5].

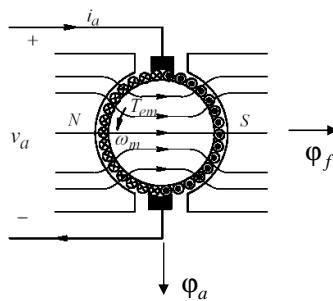
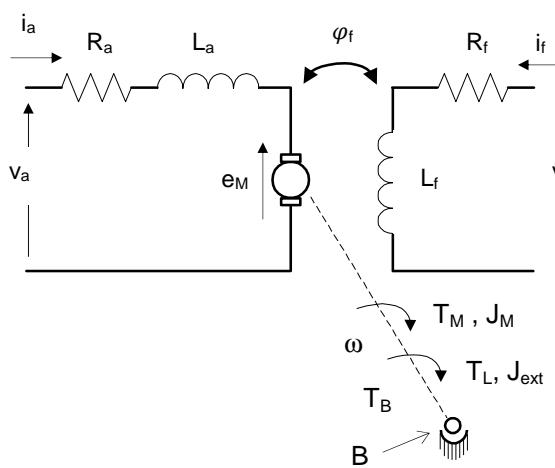


Fig. 7.3. Características de un motor de DC controlado por armadura [5].

En la Fig. 7.4 se muestra el circuito equivalente del motor de corriente continua de excitación independiente en lazo abierto, considerando componentes concentrados.



- v_a = tensión aplicada al inducido, (V)
- i_a = corriente en el inducido, (A)
- i_f = corriente del devanado del campo, (A)
- e_M = tensión contraelectromotriz inducida EMF, (V)
- ω = velocidad angular del motor, (rad/s)
- ϕ_f = flujo de campo (Nm/A), (Wb)
- R_a = resistencia total del inducido, (Ω)
- L_a = Autoinductancia total del inducido, (H)
- L_f = Autoinductancia total del campo rotante, (H)
- L_{af} = Inductancia mutua entre el campo y el devanado de la armadura rotante, (H)
- T_M = torque desarrollado por el motor, (Nm)
- T_L = torque de la carga reflejada al eje del motor, (Nm)
- T_B = torque de aceleración, (Nm)
- J_M = momento de inercia del motor, $\text{Kg} \cdot \text{m}^2$
- J_{ext} = momento de inercia externo reflejado al eje del motor, ($\text{Kg} \cdot \text{m}^2$)
- B = coeficiente de rozamiento viscoso, (Nm/rad/s)
- c_M = constante del motor, (Nm/A), (Vs/rad),

Fig. 7.4. Circuito equivalente de un motor de DC de excitación independiente.

El momento de inercia externo J_{ext} combina todos los momentos de inercia de las partes móviles de los elementos de transmisión mecánica reflejados al eje del motor.

El momento de inercia total reflejado al eje del motor es:

$$J_T = J_M + J_{ext} \quad (7.4)$$

El torque depende de la corriente en la armadura y el flujo del campo ($T_M \propto I_a \phi_f$) y el flujo del campo depende de la corriente de campo ($\phi_f \propto I_f$). Este modo desacoplado provee velocidad y una buena respuesta para el torque y la velocidad.

7.3.1. Ecuaciones básicas para el motor de excitación independiente

- Ecuación de tensión: en armadura

$$v_a - e_M = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (7.5)$$

- Torque del motor

$$T_M = c_1 \phi_f i_a = k_T i_a = c_M i_a \quad (7.6)$$

- Tensión contraelectromotriz inducida

$$e_M = L_{af} i_f \omega = c_2 \phi_f \omega = k_E \omega = c_M \omega \quad (7.7)$$

- Ecuación de tensión: en campo

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (7.8)$$

- Torque de aceleración

$$T_B = \frac{d(\omega J_T)}{dt} \cong J_T \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (7.9)$$

- Ecuación de torque

$$T_M = T_L + T_B = T_L + J_T \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (7.10)$$

- Ecuación de potencia

$$P_M = i_a e_M = T_M \omega \quad (7.11)$$

Donde i_f es la corriente del inducido rotante, es θ el ángulo de rotación y $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ es la velocidad angular.

Nota:

La constante del motor c_M , tiene la siguiente unidad: $\left\{ \begin{array}{l} k_E = \text{const. tensión: V.s/rad, o V/min}^{-1} \text{ y V/1000min}^{-1} \\ k_M = \text{const. torque: Nm/A, o V.s/rad} \end{array} \right.$
En Vs/rad y Nm/A, el valor es idéntico:

$$\frac{c_M}{Vs/rad, o Nm/A} = \frac{k_E}{Vs/rad} = \frac{k_T}{Nm/A}$$

Si $P_M = T_M \omega = I_a e_M = k_T I_a \omega = I_a k_E \omega \rightarrow k_E = k_T = c_M = L_{af} i_f$

7.3.2. Comportamiento dinámico del motor de DC controlado por armadura

La ecuación diferencial del motor con excitación independiente controlado por armadura se puede obtener a partir de las ecuaciones 7.5 - 7.10, y considerando $B \cong 0$:

$$\begin{aligned} v_a - e_M &= R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \\ i_a &= \frac{T_M}{c_M} = \frac{I}{c_M} \left(T_L + J_T \frac{d\omega}{dt} \right) \\ V_a - c_M \omega &= \frac{R_a}{c_M} T_L + \frac{R_a}{c_M} J_T \frac{d\omega}{dt} + \frac{L_a}{c_M} \frac{dT_L}{dt} + \frac{L_a J_T}{c_M} \frac{d^2\omega}{dt^2} \end{aligned} \quad (7.12)$$

Cabe destacar que el momento de inercia se puede tomar como J_T , pero si no se considera la inercia de la carga, será J_M .

Dividiendo ambos por R_a e introduciendo la constante de tiempo eléctrica del motor τ_e

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \quad (7.13)$$

$$\frac{v_a - c_M \omega}{R_a} = \frac{T_L}{c_M} + \frac{J_T}{c_M} \frac{d\omega}{dt} + \frac{\tau_e}{c_M} \frac{dT_L}{dt} + \frac{\tau_e}{c_M} J_T \frac{d^2\omega}{dt^2} \quad (7.14)$$

Los valores de la ecuación se pueden normalizar como sigue:

- La velocidad angular del motor a la velocidad máxima del motor en vacío es ω_0
- La tensión de la armadura a la tensión máxima de la armadura en vacío es

$$V_0 = E_{max} = c_M \omega_0 \quad (7.15)$$

- El torque de carga al torque máximo del motor con la tensión máxima de armadura y el eje bloqueado. Este torque se denomina torque de cortocircuito del motor (stalled torque), siendo I_0 la corriente máxima cuando el motor está bloqueado:

$$T_0 = I_0 c_M = \frac{V_0 c_M}{R_a} = \frac{\omega_0 c_M^2}{R_a} \quad (7.16)$$

Estos valores normalizados pueden obtener en la ec. 7.16 a través de multiplicar por R_a / V_0 .

$$\frac{V_a}{V_0} - \frac{c_M \omega}{\omega_0} = \frac{R_a}{V_0} \frac{T_L}{c_M} + \frac{R_a}{V_0} \frac{J_T}{c_M} \frac{d\omega}{dt} + \frac{R_a}{V_0} \frac{\tau_e}{c_M} \frac{dT_L}{dt} + \frac{R_a}{V_0} \frac{\tau_e}{c_M} J_T \frac{d^2\omega}{dt^2} \quad (7.17)$$

$$\frac{V_a}{V_0} - \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{R_a T_L}{c_M^2 \omega_0} + \frac{R_a}{c_M^2 \omega_0} J_T \frac{d\omega}{dt} + \frac{R_a \tau_e}{c_M^2 \omega_0} \frac{dT_L}{dt} + \frac{R_a \tau_e}{c_M^2 \omega_0} J_T \frac{d^2\omega}{dt^2} \quad (7.18)$$

Si se define como constante de tiempo mecánica del motor, y constante de tiempo mecánica del sistema con carga a:

$$\tau_m = \frac{J_m \omega_0}{T_0} = \frac{J_m R_a}{c_M^2}; \quad \text{con carga} \rightarrow \quad \tau_m = \frac{J_T \omega_0}{T_0} = \frac{J_T R_a}{c_M^2} \quad (7.19)$$

Si bien se utilizará el mismo término de τ_m , los valores son diferentes si se tiene en cuenta o no la dinámica de la carga.

$$\frac{V_a}{V_0} - \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{T_L}{T_0} + \frac{J_T}{T_0} \frac{d\omega}{dt} + \frac{\tau_e}{T_0} \frac{dT_L}{dt} + \frac{\tau_e \tau_m}{\omega_0} \frac{d^2\omega}{dt^2} \quad (7.20)$$

$$\tau_e \tau_m \frac{d^2(\omega/\omega_0)}{dt^2} + \tau_m \frac{d(\omega/\omega_0)}{dt} + \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{V_a}{V_0} - \frac{T_L}{T_0} - \tau_e \frac{d(T_L/T_0)}{dt} \quad (7.21)$$

El motor de DC en lazo abierto controlado por armadura, es un sistema de segundo orden, como se describe en la ec. 7.21. El diagrama en bloques del motor no controlado usando las ecuaciones 7.5 – 7.10:

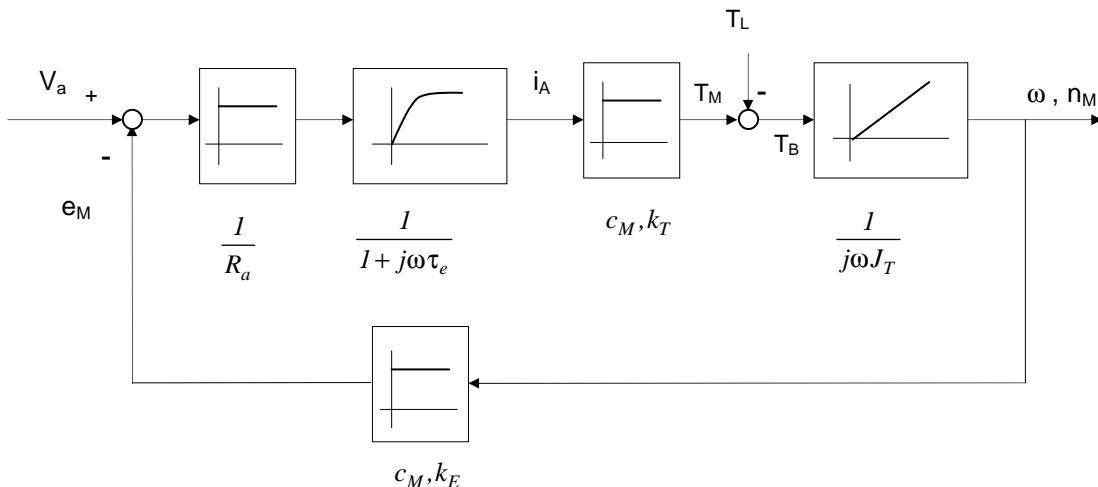


Fig. 7.5. Diagrama en bloques de un motor de DC en lazo abierto.

La Fig. 7.5 muestra el comportamiento dinámico del motor de corriente continua.

7.3.3. Función de transferencia del motor de DC controlado por armadura

Las ecuaciones 7.5 a 7.10 pueden reescribirse como siguen (se incluye B en la ecuación de par) para el caso de flujo de campo nominal:

$$V_a(s) = E_M(s) + R_a + s L_a I_a(s)$$

$$E_M(s) = k_E \omega(s)$$

$$T_M(s) = k_T I_a(s)$$

$$T_M(s) = T_L(s) + (B + s J_T) \omega(s)$$

$$\omega(s) = s \theta(s)$$

Estas ecuaciones pueden ser expresadas por bloques de función de transferencia, como se muestra en la Fig. 7.6, donde las entradas son la tensión de la armadura V_a y la carga T_L . Si se considera solo una entrada a la vez, haciendo la otra entrada igual a cero, y aplicando el teorema de superposición (considerando que es un sistema lineal) queda [2, 3, 5]:

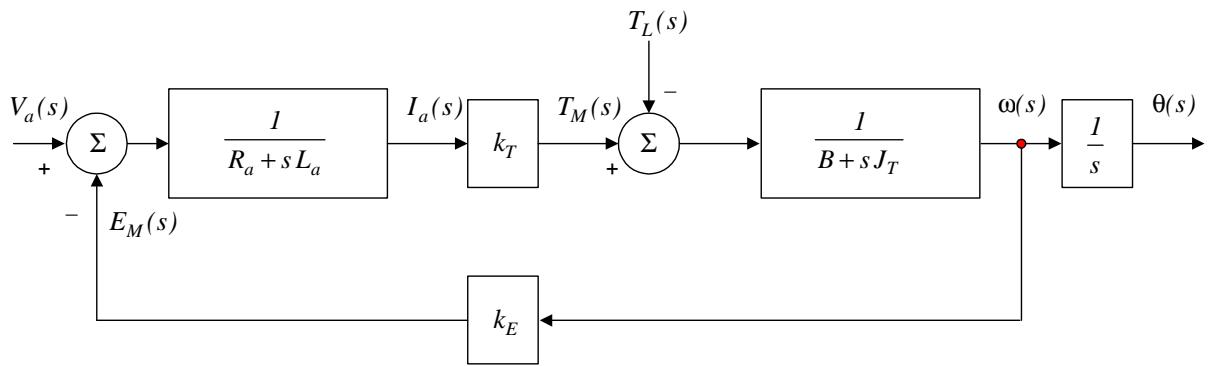


Fig. 7.6. Diagrama en bloques de un motor de DC y la carga, lazo abierto.

$$\omega(s) = \frac{k_T}{(R_a + s L_a)(s J_T + B) + k_T k_E} V_a(s) - \frac{R_a + s L_a}{(R_a + s L_a)(s J_T + B) + k_T k_E} T_L(s) \quad (7.22)$$

Resultando en dos funciones de transferencia $G_1(s) = \left. \frac{\omega(s)}{V_a(s)} \right|_{T_L(s)=0}$ y $G_2(s) = \left. \frac{\omega(s)}{T_L(s)} \right|_{V_a(s)=0}$.

Simplificando, se puede considerar $B \cong 0$, quedando, y considerando el motor sin carga, donde $J \Rightarrow J_M$:

$$G_1(s) = \frac{k_T}{s J_M (R_a + s L_a) + k_T k_E} = \frac{1/k_E}{\frac{L_a J_M}{k_T k_E} s^2 + \frac{R_a J_M}{k_T k_E} s + 1} = \frac{1/k_E}{\frac{R_a J_M}{k_T k_E} \frac{L_a}{R_a} s^2 + \frac{R_a J_M}{k_T k_E} s + 1} \quad (7.23)$$

$$G_1(s) = \frac{1/k_E}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + 1} \quad (7.24)$$

Donde:

$$\tau_m = \frac{R_a J_M}{k_T k_E} = \text{constante de tiempo mecánica (ec. 7.19)}$$

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} = \text{constante de tiempo eléctrica (ec. 7.13)}$$

Si la ec. 7.24 se compara con un sistema de segundo orden general:

$$G_1(s) = \frac{1}{k_E} \frac{1}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + 1} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$G_I(s) = \frac{I}{k_E} \frac{1/\tau_m \tau_e}{s^2 + \frac{I}{\tau_e} s + 1/\tau_m \tau_e} \quad \text{donde} \quad (7.25)$$

$$\omega_n = \frac{I}{\sqrt{\tau_m \tau_e}} \quad (7.26)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\tau_m / \tau_e} \quad (7.27)$$

En la ec. 7.25 se puede ver que el sistema es de segundo orden, y además, tipo o.

En el caso del motor con carga, las constantes de tiempo mecánica y eléctrica, toman la forma:

$$\tau_m = \frac{R_a J_T}{k_T k_E}$$

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$$

Donde la J_T es el momento de inercia total, y R_a es la resistencia total del motor y el circuito externo.

Si consideramos que $\tau_e \ll \tau_m$ entonces podemos hacer $s \tau_m \cong s (\tau_m + \tau_e)$ quedando la expresión 7.24 en:

$$G_I(s) = \frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{I}{k_E} \frac{1}{(s\tau_m + I)(s\tau_e + I)} \quad (7.28)$$

Es muy importante comprender el significado de las constantes de tiempo del motor. La constante de tiempo eléctrica τ_e determina la rapidez en llegar a su valor estacionario la corriente de la armadura en respuesta a un cambio de la tensión de la armadura, donde la velocidad del motor se considera aprox. constante.

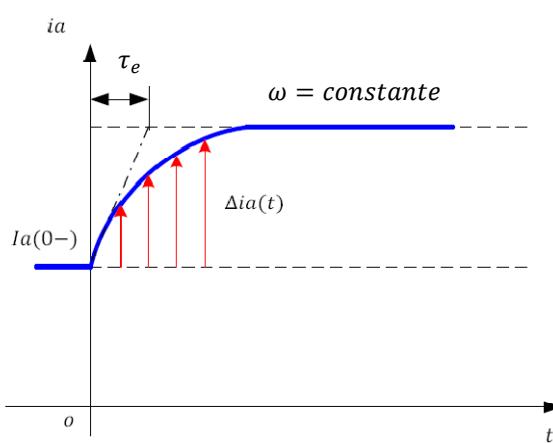


Fig. 7.7. Constante de tiempo eléctrica τ_e ; la velocidad se asume constante.

La constante de tiempo mecánica τ_m determina cuán rápido llega a su valor estacionario la velocidad de la armadura en respuesta a un cambio de la tensión de la armadura, considerando que la constante de tiempo eléctrica τ_e es considerada despreciable, y, por ende la corriente de la armadura puede cambiar

instantáneamente. Despreciando τ_e en la ec. 7.28, el cambio de la velocidad en estado estacionario, con $V_a(s) = \Delta v_a / s$ (función escalón) está dado por:

$$\omega(s) = V_a(s) \frac{I}{k_E} \frac{1}{(s\tau_m + I)} = \frac{I}{k_E} \frac{\Delta v_a}{s(s\tau_m + I)} = \frac{\Delta v_a}{k_E} \frac{I/\tau_m}{s(s + I/\tau_m)} \quad (7.29)$$

$$\Delta\omega(t) = \frac{\Delta v_a}{k_E} \left(1 - e^{-t/\tau_m} \right) \quad (7.30)$$

Donde τ_m la constante de tiempo mecánica τ_m , en respuesta al cambio de la tensión V_a , como muestra la Fig. 7.8.

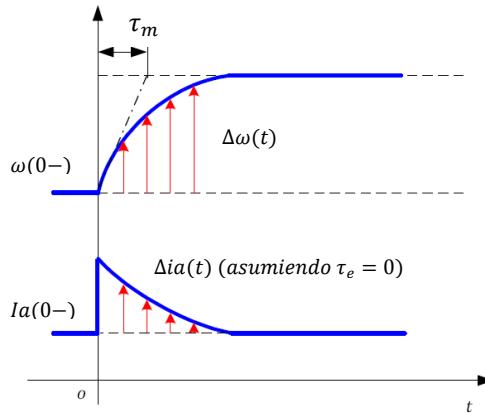


Fig. 7.8. Constante de tiempo mecánica τ_m ; donde el torque de carga se asume constante.

7.4. El motor de DC controlado por campo

Una segunda opción de controlar el motor es cambiar el flujo de campo φ_f ; campo. Debido a la saturación, el flujo de campo no puede ser mayor que su valor nominal φ_0 , por lo que la tensión nominal no podrá ser superada. Se denomina $b = \frac{\varphi_f}{\varphi_0}$ a la relación entre el flujo de campo y su valor nominal. El rango de b es $-1 \leq b \leq 1$. En operaciones de cuatro cuadrantes, el valor de b se mantiene positivo en el rango $b_{min} \leq b \leq 1$.

El propósito del control por campo es aumentar la velocidad por encima de valor nominal para los casos de cargas de bajo torque.

Partiendo de las ec. 7.5-7.7 de estado estacionario, donde las $\frac{d}{dt}$ se hacen iguales a cero, queda:

$$\omega = \frac{I}{k_E} \left(V_a - \frac{R_a}{k_T} T_M \right)$$

Con la ecuación anterior se entiende que se puede aumentar la velocidad ω del motor disminuyendo el flujo de campo φ_f con la desventaja de disminuir el par motriz. Este método de control se utiliza para cargas débiles.

Como el par motriz $T_M = k_T i_a = c\varphi_f i_a$, al disminuir el Modificando las constantes k_e y k_T por sus equivalentes $k_E = c\varphi_f$ y $k_T = c\varphi_f$, la ec.7.21 queda (ver anexo 7.1):

$$\frac{\tau_e \tau_m}{b} \frac{d^2(\omega/\omega_0)}{dt^2} + \frac{\tau_m}{b} \frac{d(\omega/\omega_0)}{dt} + b \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{V_a}{V_0} - \frac{I}{b} \frac{T_L}{T_0} - \frac{\tau_e}{b} \frac{d(T_L/T_0)}{dt} \quad (7.31)$$

Realizando el diagrama en bloques:

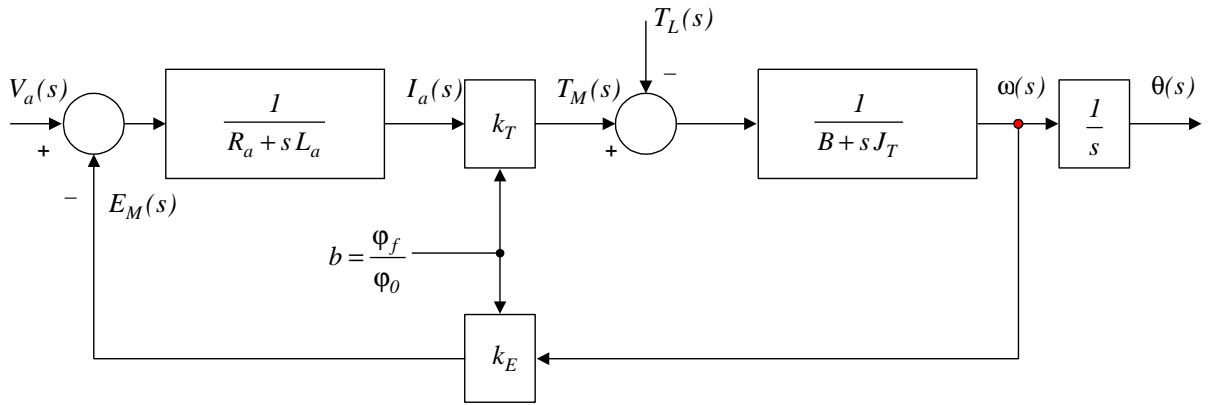


Fig. 7.9. Diagrama en bloques lineal del motor de DC generalizado.

La ecuación 7.22 se convierte en:

$$\omega(s) = \frac{b}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + b^2} V_a(s) - \frac{\tau_e s + I}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + b^2} T_L(s) \quad (7.32)$$

La ecuación de transferencia para la corriente es:

$$I_a(s) = \frac{\tau_m s}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + b^2} V_a(s) + \frac{b}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + b^2} T_L(s) \quad (7.33)$$

Todas las ecuaciones anteriores tienen el mismo denominador

$$F(s) = \tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + b^2 = \tau_m \tau_e (s - s_1)(s - s_2) \quad (7.34)$$

Donde los ceros de la función $F(s)$ serán los autovalores del sistema:

$$s_{1,2} = \frac{I}{2\tau_e} \left[-I \pm \sqrt{I - (2b)^2 \tau_e / \tau_m} \right] \quad (7.35)$$

La frecuencia natural es:

$$\omega_n = \sqrt{s_1 s_2} = \frac{b}{\sqrt{\tau_e \tau_m}} \quad (7.36)$$

Y la relación de amortiguamiento es:

$$\xi = \frac{I}{2b} \sqrt{\tau_m / \tau_e} \quad (7.37)$$

En caso de debilitamiento de campo ($b < 1$) provoca que el motor responda más lentamente al control frente a perturbaciones de entrada, lo que significa que aumenta la relación de amortiguamiento y disminuye la frecuencia natural. La Fig. 7.10 muestra el lugar de las raíces de los autovalores en el plano complejo para diferentes valores del parámetro b . Se asume que el motor exhibe una respuesta oscilatoria amortiguada a velocidades menores que la velocidad base ω_0 (o nominal). Esto podría ser en la práctica el caso de motores de baja inercia, como el caso de servomotores, pero en la mayoría de los casos los autovalores son reales debido a que a la inercia del motor se le suma la inercia de la carga.

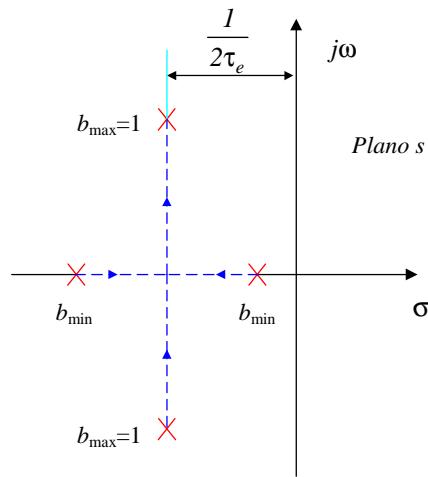


Fig. 7.10. Lugar de las raíces del motor de DC para diferentes valores de $b \leq 1$.

7.4.1. El motor de DC en estado estacionario

Cuando el motor de DC opera en estado estacionario, las derivadas temporales de la ec. 7.18 o 7.31 se hacen iguales a cero, donde se obtiene:

$$\frac{\tau_e \tau_m}{b} \frac{d^2(\omega/\omega_0)}{dt^2} + \frac{\tau_m}{b} \frac{d(\omega/\omega_0)}{dt} + b \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{V_a}{V_0} - \frac{I}{b} \frac{T_L}{T_0} - \frac{\tau_e}{b} \frac{d(T_L/T_0)}{dt}$$

$$b \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{V_a}{V_0} - \frac{I}{b} \frac{T_L}{T_0} \quad \text{o también} \quad \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{I}{b} \frac{V_a}{V_0} - \frac{I}{b^2} \frac{T_L}{T_0} \quad (7.38)$$

7.4.1.1. Control por armadura en estado estacionario

Con $b=1$, el resultado de la ec. 7.38 consiste en una familia de curvas características con V_a/V_0 usado como parámetro, según se muestra en la Fig. 7.11.

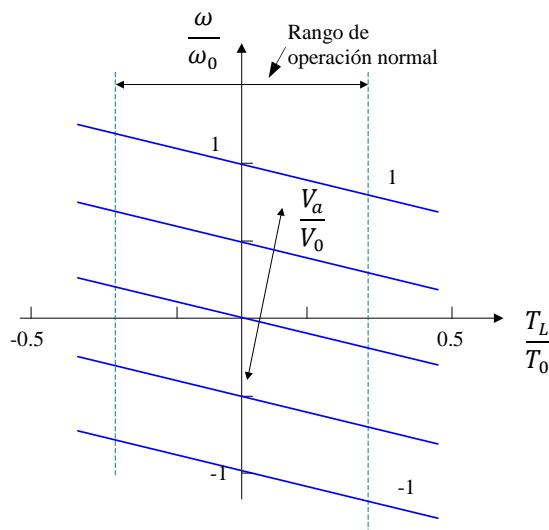


Fig. 7.11. Curvas de estado estacionario de un motor de DC controlado por armadura.

Las curvas de la Fig. 7.11 son válidas en los cuatro cuadrantes. Debido a que la tensión está normalizada respecto a la tensión nominal, entonces el rango válido es solo $-1 \leq V_a/V_0 \leq 1$. Si se excede el valor de tensión nominal, se pueden producir chispas excesivas en las escobillas, y podría haber fallas de conmutación por formación de cortocircuitos en las escobillas.

El torque es proporcional a la corriente de la armadura, independientemente de la velocidad y la tensión de la

$$\frac{I_a}{I_0} = \frac{T_L}{T_0}; \quad \frac{J_T \omega_0}{T_0} = \frac{J_T R_a}{c_M^2}$$

También, en estado estacionario, de las ec. 7.5 – 7.7, donde las derivadas se hacen iguales a cero:

$$E_M = V_a - R_a I_a \quad (7.39)$$

$$\omega_M = \frac{I}{k_E} (V_a - R_a I_a)$$

$$\omega_M = \frac{I}{k_E} \left(V_a - \frac{R_a}{k_T} T_M \right) \quad (7.40)$$

En la ec. 7.41 se puede observar que se puede controlar la velocidad del motor con la tensión de la armadura V_a como variable de control.

En caso de control de velocidad inferior a la nominal, y con el fin de maximizar el torque motriz T_M , el flujo de campo φ_f se deberá mantener en su máximo valor $k_E = K_e \varphi_f$ y $k_T = K_t \varphi_f$.

También, de acuerdo con las ecuaciones anteriores,

$$T_M = c_T I_a = c_M \left(\frac{V_a - e_M}{R_a} \right) = -\frac{e_M c_M}{R_a} + \frac{c_M V_a}{R_a} = -\frac{c_M^2 \omega_M}{R_a} + \frac{c_M V_a}{R_a}$$

$$\frac{\partial T_M}{\partial \omega_M} = -\frac{k_E k_T}{R_a} = -\frac{c_M^2}{R_a} \quad (7.41)$$

$$\omega_M \Big|_{T_M=0} = \frac{V_a}{R_a}$$

$$T_M \Big|_{\omega=0} = \frac{c_M V_a}{R_a}$$

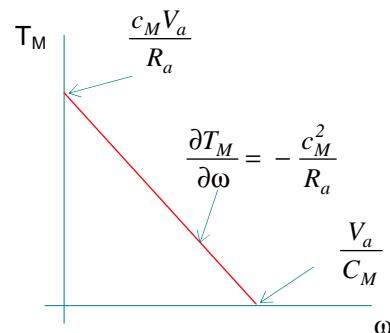


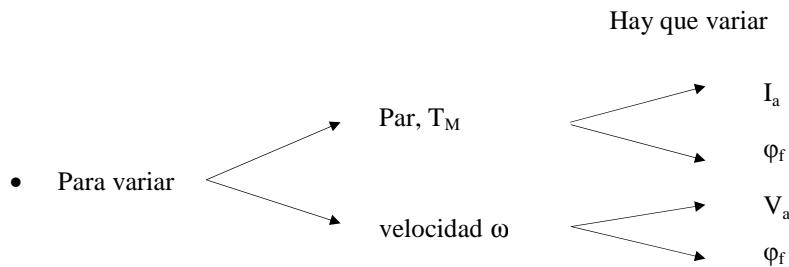
Fig. 7.11.b. Curvas de estado estacionario de un motor de DC controlado por armadura.

El ajuste dimensional de la ecuación para velocidad constante se obtiene de la siguiente manera:

$$\frac{\Delta T_M}{N m} = -\frac{K_E}{V / 1000 \text{ min}^{-1}} \frac{K_T}{Nm / A \cdot 10^{-3}}$$

$$\frac{\Delta n_M}{min^{-1}} = \frac{R_A}{\Omega}$$

La pendiente de la curva característica par-velocidad deberá ser lo mayor posible, de manera tal que cuando se controle cargas variables, el control de velocidad no tenga que hacer grandes cambios para mantener la velocidad constante.



7.4.1.2. Control por campo en estado estacionario

Si partimos de la ec. 7.38, y asignamos $V_a/V_0 = \pm 1$, se tendrá una nueva familia de curvas de estado estacionario con el valor de b como variable de control, como muestra la Fig. 7.12.

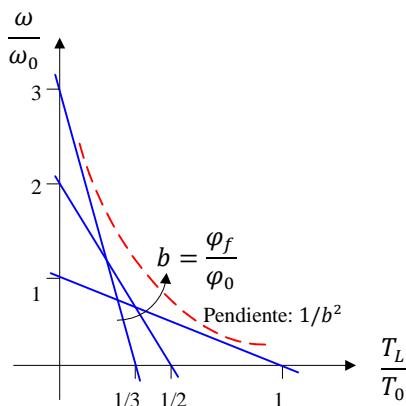


Fig. 7.12. Curvas de estado estacionario de un motor de DC controlado por campo con $V_a/V_0 = 1$.

De la ecuación 7.38 se puede observar que las intersecciones de los ejes dan:

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{I}{b} \frac{V_a}{V_0} - \frac{I}{b^2} \frac{T_L}{T_0}$$

$$\text{Sin carga: } T_L = 0 \rightarrow \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{I}{b}$$

$$\text{Detenido: } \omega = 0 \rightarrow \frac{T_L}{T_0} = b$$

Con flujo reducido la velocidad de vacío aumenta, mientras que el torque se reduce. La pendiente de la curva en control por campo tiene una relación $1/b^2$. El control por campo sólo se utiliza en casos de requerir en el motor mayor velocidad que la nominal, y sólo se utiliza con la tensión nominal. Valores menores que la tensión nominal no son recomendables.

En la Fig. 7.12 puede verse también que una reducción del campo necesariamente va a aumentar la velocidad del motor, ya que dependerá del torque de la carga. La máxima velocidad a un torque dado se puede obtener de la ec. 7.38 derivándola con respecto a b y con la condición de que $V_a = V_0$:

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{1}{b} - \frac{1}{b^2} \frac{T_L}{T_0} \quad (7.42)$$

$$\left. \frac{d(\omega/\omega_0)}{db} \right|_{T_L=const} = -\frac{1}{b^2} + \frac{2}{b^3} \frac{T_L}{T_0} = 0 \quad (7.43)$$

De la ec. 7.43 se puede obtener el valor práctico límite del flujo de campo, que da un mínimo de b :

$$b_{min} = 2 \frac{T_L}{T_0} \quad (7.44)$$

A partir de este valor comienza la reducción de la velocidad. Insertando la ec. 7.44 en la ec. 7.38, con $V_a/V_0 = 1$ da:

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{1}{4} \frac{T_L}{T_0} \quad (7.45)$$

Esta curva se puede poner en la Fig. 7.12, dando una envolvente. La máxima potencia se puede obtener con un valor de b que sea tangente a la hipérbola, y esta será la aplicación práctica, evitándose estar del lado derecho del punto de la tangente con la hipérbola.

7.5. Control por armadura y campo combinados

Los controles por armadura y campo tienen aplicaciones las cuales una excluye a la otra. Debajo de la velocidad base ω_0 el flujo de campo φ_f se mantiene en su valor máximo, mientras que la velocidad se varía variando la tensión de la armadura V_a . Cuando se alcanzó la velocidad nominal $\mp V_0$, sólo es posible aumentar la velocidad del motor reduciendo el flujo de campo.

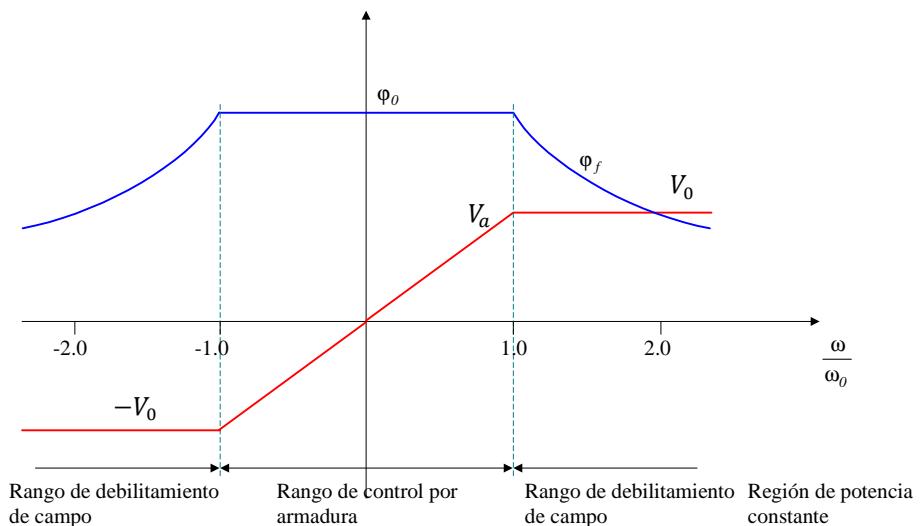


Fig. 7.13. Rangos de control de un motor de DC controlado por armadura y campo en estado estacionario.

La Fig. 7.13 muestra las regiones de operación para el control por armadura y debilitamiento de campo en los dos primeros cuadrantes. En la mayoría de las aplicaciones, no se invierte el flujo de campo para obtener el tercer y cuarto cuadrante como usualmente se hacía en el pasado, ya que esto implicaría desconexión de la alimentación del campo y la re-conexión con su consecuente tiempo muerto, tiempo que es inaceptable en los sistemas de control actuales. Para aplicaciones en los cuatro cuadrantes se utilizan convertidores con la capacidad de operar en los cuatro cuadrantes directamente.

7.6. El modelo de Matlab/Simulink¹

El modelo de Matlab/Simulink® del toolbox SimpowerSys implementa un bloque de excitación independiente, como se muestra en la Fig. 7.14.

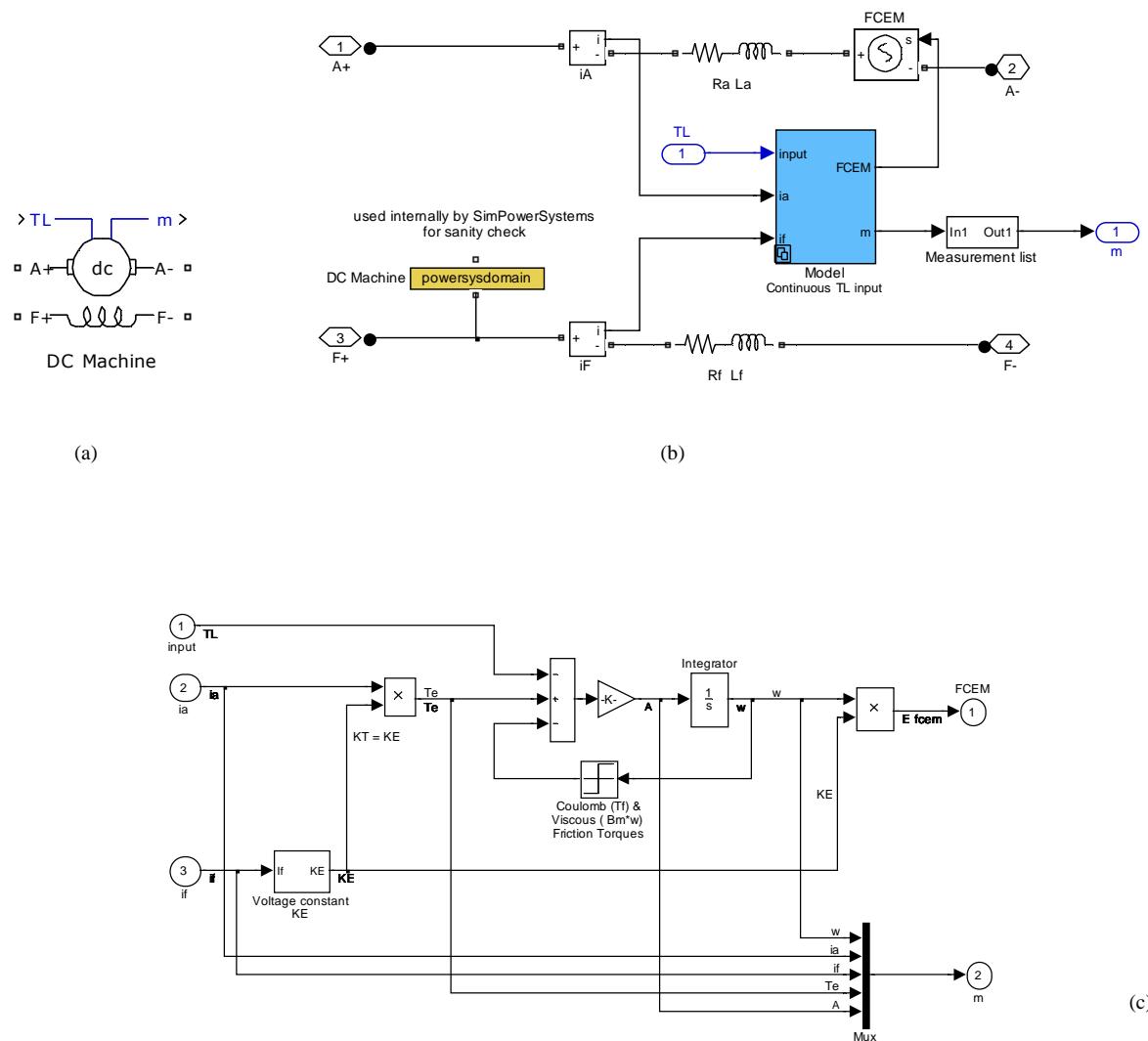


Fig. 7.14. Modelo Matlab/Simulink® del motor de DC (a) modelo general; (b, c) apertura del modelo.

¹ Matlab/Simulink es marca registrada de Mathworks. Website <http://www.mathworks.com/>

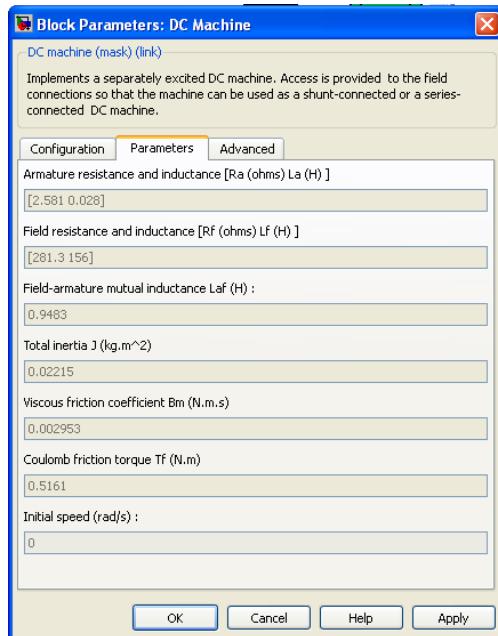


Fig. 7.15. Parámetros de ejemplo.

La constante de torque es igual a la constante de velocidad. La parte mecánica está representada por la ecuación 7.46, donde J es la inercia total, B_M es el coeficiente de fricción viscoso, y T_F es el torque de fricción de Coulomb, y en caso de excitación independiente, la constante del motor $k_E = k_T$ es proporcional a la corriente de campo y a la inductancia mutua armadura-campo, según se muestra en la ec. 7.47.

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B_M \omega - T_F \quad (7.46)$$

$$k_E = L_{af} i_f \quad (7.47)$$

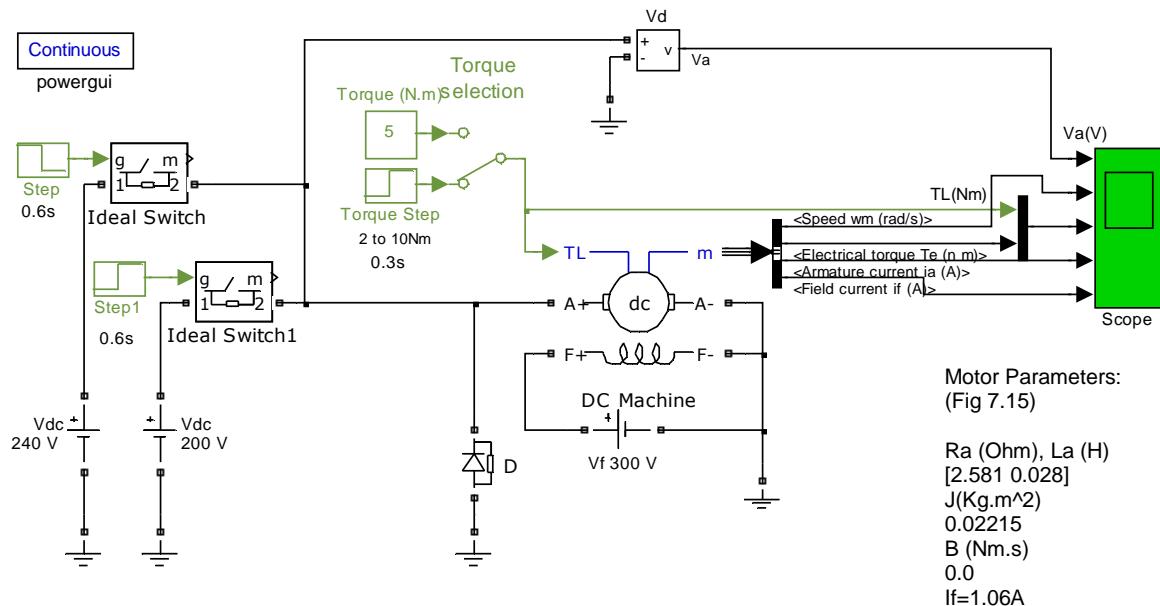


Fig. 7.16. Ejemplo de simulación en Matlab/Simulink®.

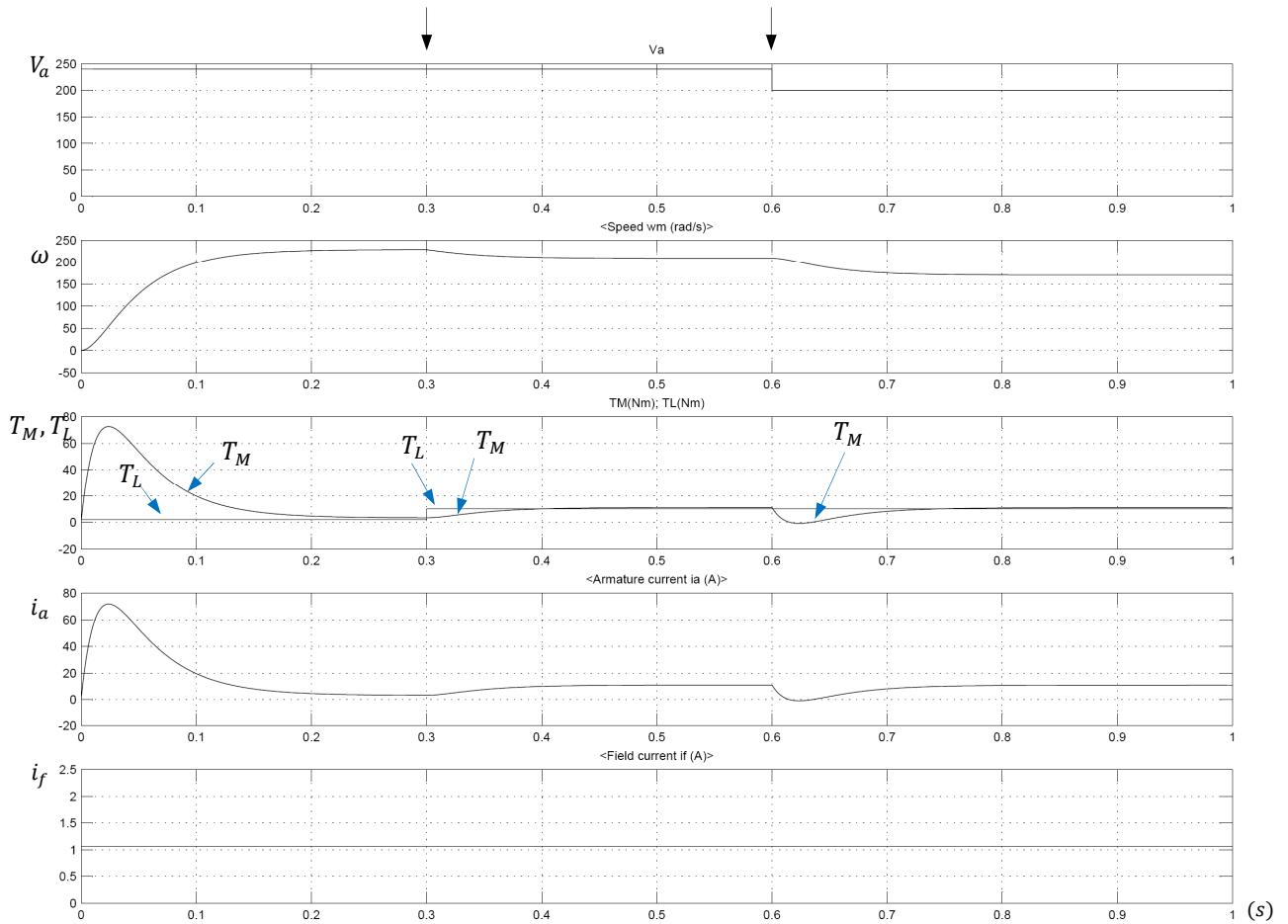


Fig. 7.17. Ejemplo de simulación en Matlab/Simulink®. Gráficas de V_a , ω , T_M , T_L , i_a e i_f en función del tiempo.

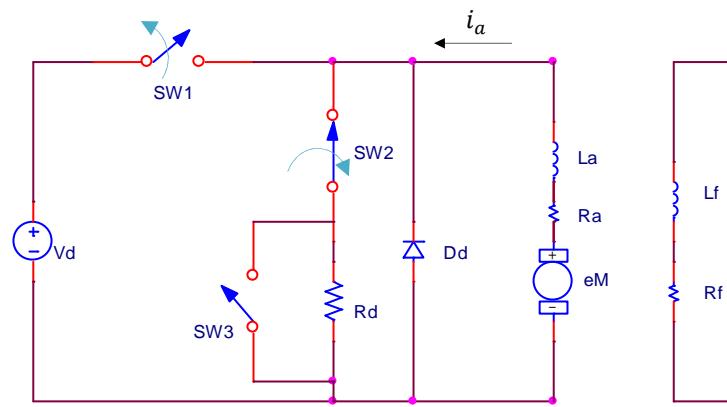
El modelo de Matlab/Simulink® es muy utilizado debido a su simplicidad de utilización. Un ejemplo lo puede mostrar la Fig. 7.16, donde se muestra una aplicación en lazo abierto de un control de motor controlado por armadura. La fuente de tensión conmuta entre $V_a = 240\text{Vdc}$ a $V_a = 200\text{Vdc}$ en los 0.6s. El par de carga cambia de 2Nm a 10Nm en 0.3s.

Las gráficas de V_a , ω , T_M , T_L , i_a e i_f en función del tiempo se muestran en la Fig. 7.17.

7.7. Frenado dinámico y regenerativo

De acuerdo a la ecuación (7.6) de par, el frenado en un motor de DC implica inversión de la corriente. Como el motor en estas condiciones se convierte en un generador (tensión de armadura positiva, y corriente negativa en el caso del primer cuadrante), la energía de frenado se puede evacuar en forma de calor o almacenar en un banco de capacitores, o devolver a la red en un caso de rectificación totalmente controlada.

Frenado dinámico (o disipativo): la energía se evapora en forma de calor, generalmente en una resistencia. Si el motor es pequeño, el frenado dinámico puede usarse también para reducir la velocidad. Durante el proceso de frenado, la tensión del inducido disminuye con la disminución de la velocidad. Para que la corriente de frenado se pueda mantener constante durante la mayor parte del frenado, la resistencia deberá ser variable, por ejemplo, a través de una conmutación con un transistor. En los sistemas de tránsito masivo la energía de frenado evacuada en el banco de resistencias puede utilizarse para la calefacción.

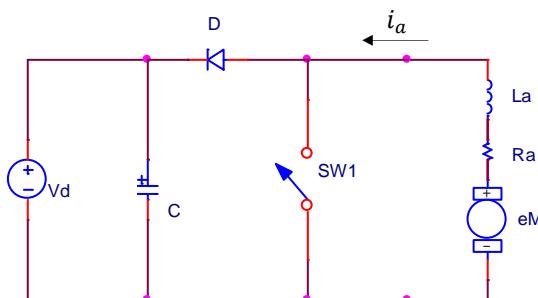
**Fig. 7.18.** Frenado dinámico de motor con excitación independiente.

Según se muestra en la Fig. 7.18, para frenar en el modo frenado dinámico se conecta SW2 y a la vez se desconecta SW1 y la corriente de la armadura se invierte. Para controlar el frenado se puede variar la resistencia efectiva de frenado R_d comutando SW3.

Frenado regenerativo (o conservativo): la energía tomada del motor para el freno se conserva en un banco de capacitores, o se devuelve a la red. El objetivo de conservar la energía de frenado en un banco de capacitores es reutilizarla en el instante que se requiera.

En la Fig. 7.19 se muestra un ejemplo de frenado regenerativo donde el convertidor opera en modo elevador (boost) de la siguiente manera:

- Se cierra SW1 almacenándose la energía del motor en La (R_a no se considerará).
- Se abre SW1, y la tensión del motor e_M se suma a V_{La} . En ese caso operará como convertidor elevador (boost). De acuerdo al ciclo de trabajo, la tensión e_M más V_{La} tiende a ser mayor que la del BUS de alimentación. Como el capacitor de potencia C impide el crecimiento abrupto de la tensión, circula la corriente i_a hacia el capacitor C . La tensión igualmente tenderá a elevarse, de acuerdo a la capacidad del capacitor C (si es suficientemente grande, el crecimiento de la tensión del BUS será lento).
- El control del freno se realiza con el ciclo de trabajo de SW1.

**Fig. 7.19.** Frenado regenerativo de motor con excitación independiente.

El circuito de la Fig. 7.19 es solo esquemático, ya que para funcionar en un caso práctico se necesita de transistores adicionales (como se mostrará en el caso de dos cuadrantes de operación, ítem 7.8.2).

El frenado regenerativo requiere de un dispositivo de gran capacidad de absorción de energía en poco tiempo, por esa razón se utilizan capacitores de gran valor (banco de capacitores). Actualmente se están utilizando capacitores de potencia, también y se están incorporando ultracapacitores para aplicaciones de gran rendimiento.

Para el cálculo del capacitor se considera que toda la energía regenerativa se almacenara en el capacitor, en ese caso el valor de C será:

$$W_{LA} = W_C = \frac{1}{2} L_a I_a^2 = \frac{1}{2} C V_a^2 \quad C = \left(\frac{I_a}{V_a} \right)^2 L_a \quad (7.48)$$

Distintos fabricantes están dando soluciones para el BUS de potencia, por ejemplo²:



Fig. 7.20. Capacitores de potencia para conectar en el BUS de potencia

También hay disponible pack de ultracapacitores³ como por ejemplo capacitores y módulos de 16.2Vdc, 15Vdc, 48Vdc, etc. Algunos ejemplos de especificaciones se muestran en la tabla 1.



Fig. 7.21. Pack de ultracapacitores para aplicaciones de frenado regenerativo de Maxwell Technologies

Otro caso de frenado regenerativo se da con un rectificador en modo dual conectado en la red de corriente alterna, operando en modo con o sin corriente circulante, como se muestra en la Fig. 7.22.

En el cuadrante 1 y 2, el convertidor 1 operará en modo rectificador y el convertidor 2 en modo inversor.

Para trabajar en el primer cuadrante, el convertidor 1 entrega la corriente del motor, mientras que por el convertidor 2 solo la corriente circulante para mantener activados los tiristores.

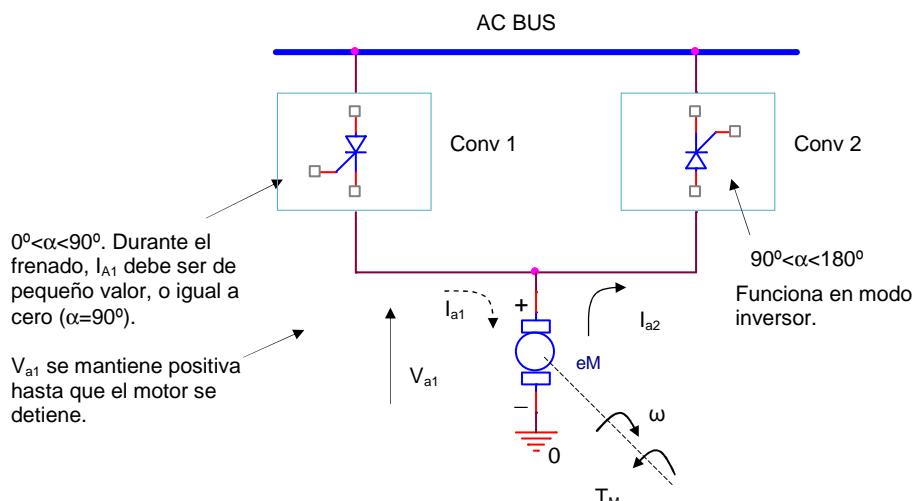
En el segundo cuadrante, por el convertidor 1 sólo circulará la corriente circulante, mientras que por el convertidor 2 la corriente de motor.

² <http://www.epcos.com>

³ <http://www.maxwell.com/ultracapacitors>

Tabla 1. Especificaciones de los ultracapacitores de 16.2V de Maxwell Technologies.**PRODUCT SPECIFICATIONS**

CAPACITANCE	BMOD0110	BMOD0250	BMOD0500 B01	BMOD0500 B02
Nominal capacitance	110 F	250 F	500 F	500 F
Tolerance capacitance		+20%		
VOLTAGE				
Rated voltage		16.2 V DC		
Surge voltage		16.8 V DC		
Maximum operating voltage		750 V DC		
Isolation voltage ¹		2,500 V AC		
RESISTANCE				
ESR, DC ²	5.4 mΩ	4.1 mΩ	2.4 mΩ	2.4 mΩ
Resistance tolerance		Max.		
Thermal resistance (R _{th})	1.1°C/W	0.91°C/W	0.5°C/W	0.5°C/W
TEMPERATURE				
Operating temperature range		-40°C to +65°C		
Storage temperature range		-40°C to +70°C		
Temperature characteristics				
Capacitance change		± 5% at 25°C (at -40°C)		
Internal resistance change		± 150% at 25°C (at -40°C)		

**Fig. 7.22.** Frenado regenerativo de motor con excitación independiente.**7.8. Modos de operación de un motor de DC**

La electrónica de potencia aplicada al motor de DC deberá cumplir las siguientes especificaciones:

- El convertidor deberá ser capaz de operar en los cuadrantes requeridos por las especificaciones (dos o cuatro). En cada caso, el convertidor deberá ser capaz de poder manejar la corriente y tensión en los cuadrantes en que va a operar el motor.
- El convertidor deberá operar en el modo corriente-controlada, para mantener el motor en un valor de corriente máximo aceptable durante las aceleraciones rápidas. La dinámica de la corriente deberá poder limitarse en un valor especificado. El controlador deberá establecer una relación de compromiso entre velocidad de respuesta y máxima corriente del motor. La dinámica de la corriente es algunas veces mayor que el valor estacionario.
- Para el caso de control de posición, la tensión promedio de salida del convertidor deberá variar linealmente con su entrada, independientemente de la carga en el motor.

- d) El ripple de corriente del convertidor deberá estar limitado, porque esto influirá directamente en el ripple de par y puede influir también en la velocidad. En casos de arranque este valor suele ser mayor, con el fin de contrarrestar el rozamiento.
- e) El convertidor deberá tener respuesta rápida (en las condiciones de limitación de la máxima corriente) sin tiempos muertos, permitiendo al convertidor ser representado directamente por una constante de ganancia en el modelo de función de transferencia.
- f) La frecuencia de commutación deberá ser muchas veces mayor que su equivalente a la inversa de la constante de tiempo eléctrica de la armadura. Esto también tiene efecto disminuyendo el ripple de par.
- g) El convertidor puede ser bipolar o unipolar, dependiendo de las características del convertidor y si el frenado será dinámico o regenerativo.

Independiente de la característica unipolar o bipolar del convertidor, los modos de operación pueden ser:

- a) Un solo cuadrante
- b) Dos cuadrantes
- c) Cuatro cuadrantes

Se definirá el cuadrante de operación para un accionamiento de CC, el plano cuyo eje x es el torque o el valor medio de la corriente de la armadura del motor, y el eje y es la velocidad del motor, o e_M si opera a por control de armadura, con campo constante.

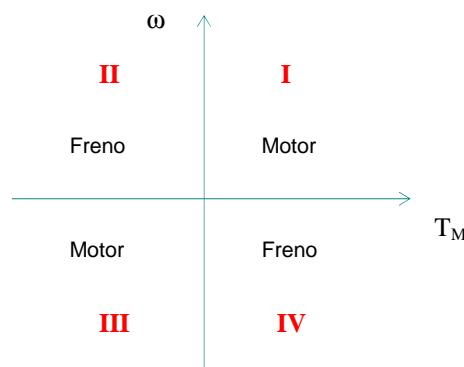


Fig. 7.23. Cuadrantes de operación.

Tabla2: Cuadrantes de operación

cuadrante	Torque T_M , o I_A	Velocidad, o e_M	Sentido de rotación	aceleración
I	>0	>0	positivo	positiva
II	<0	>0	positivo	negativa
III	<0	<0	negativo	positiva
IV	>0	<0	negativo	negativa

7.8.1. Operación en un cuadrante

La Fig. 7.24 muestra un circuito para operar en un solo cuadrante (también llamado clase A), y cuenta con un transistor y un diodo. El diodo evita que la corriente se corte cuando se bloquea el transistor.

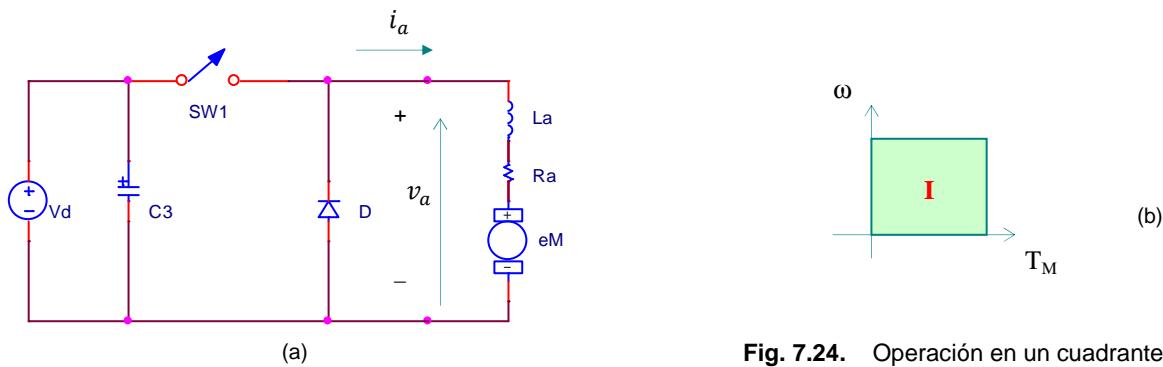


Fig. 7.24. Operación en un cuadrante:
(a) circuito; (b) cuadrante de operación.

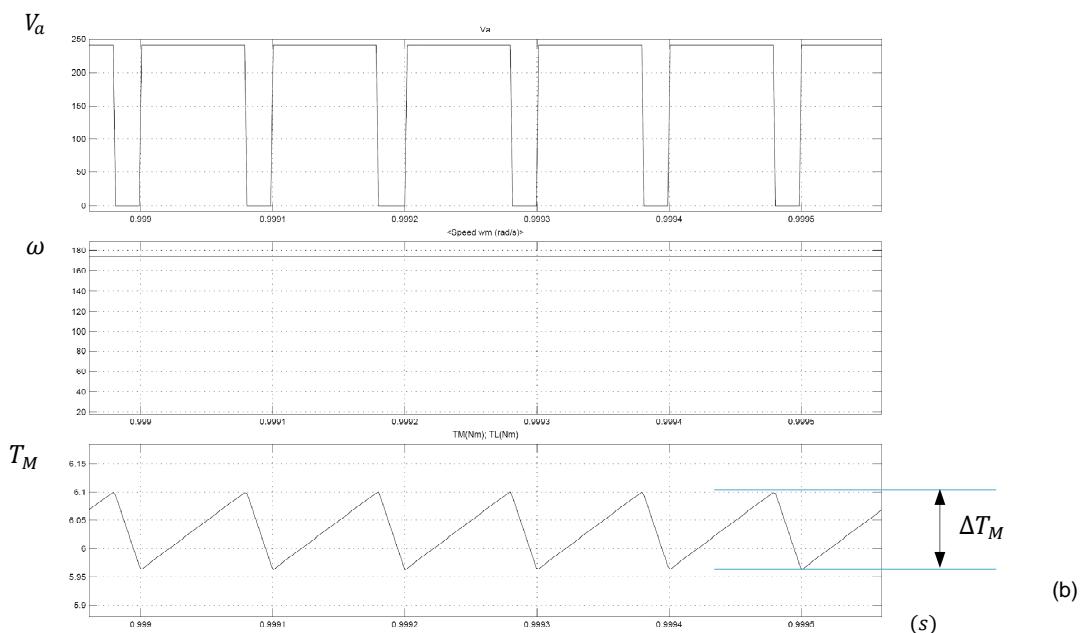
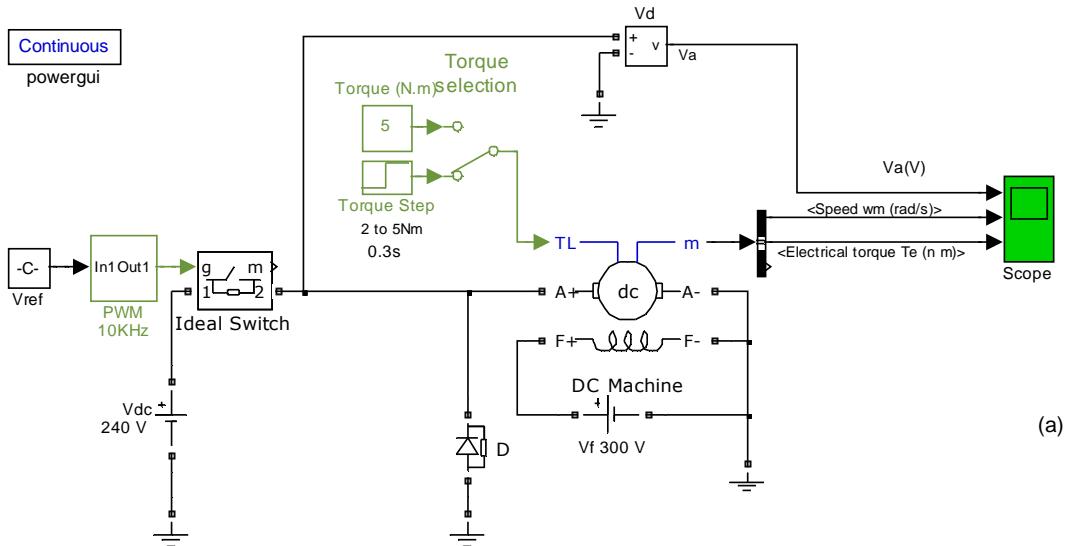


Fig. 7.25. Convertidor en un cuadrante: (a) circuito de simulación; (b) formas de onda en estado estacionario.

En los convertidores con transistores, y en condiciones de estado estacionario, la velocidad instantánea ω puede considerarse constante si hay suficiente inercia, y por lo tanto $e_M(t) = E_M$. La corriente de la armadura puede ser expresada en términos de su valor estacionario y el ripple como sigue:

$$i_a(t) = I_a + \Delta i_a \quad (7.49)$$

Si se considera que la resistencia de la armadura (mas la resistencia serie del convertidor) despreciable, el ripple de corriente de la armadura en estado estacionario puede calcularse como el caso de la fuente conmutada reductora o Buck (ver anexo 7.2):

$$(\Delta I_a)_{max} \cong \frac{V_a}{L_a} \Delta t = k \frac{V_a}{L_a f_s} \quad (7.50)$$

En el caso del convertidor en un cuadrante unipolar, el valor de $k = 1/4$, donde f_s es la frecuencia de conmutación del convertidor. Notar que en este caso la tensión de alimentación solo puede ser unipolar.

En el caso de convertidores bipolares, el valor de $k = 1/2$.

La Fig. 7.26 (a) muestra un circuito de simulación para el convertidor en un solo cuadrante; la Fig. 7.26 (b) muestra el ripple de corriente en estado estacionario. El ripple de la corriente ΔI_a no es función de la carga, es función del tipo de convertidor, de la tensión de armadura, de la inductancia de la armadura y de la frecuencia de conmutación del convertidor. El ripple de corriente debe ser chico, porque implica ripple de par.

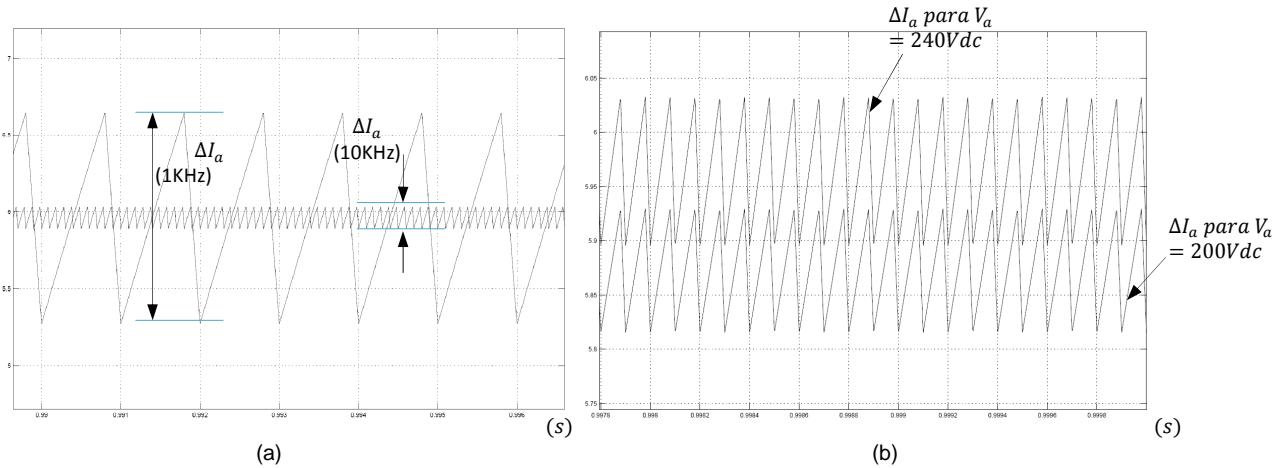


Fig. 7.26. Ripple de corriente en el convertidor en un cuadrante en estado estacionario:

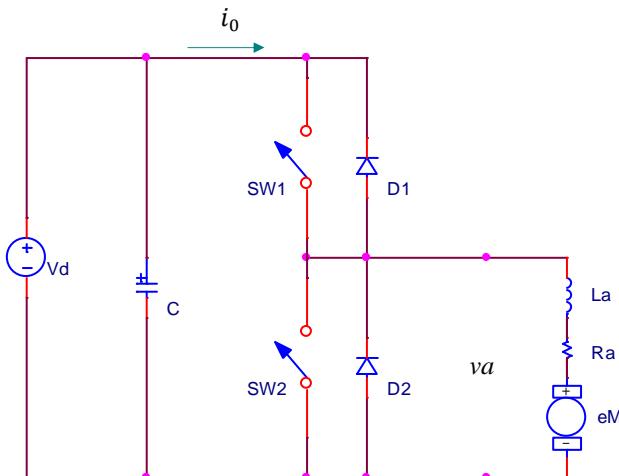
(a) comparación para $f_s = 1\text{KHz}$ y $f_s = 10\text{KHz}$; (b) $V_a = 240\text{Vdc}$ y $V_a = 200\text{Vdc}$.

7.8.2. Operación en dos cuadrantes

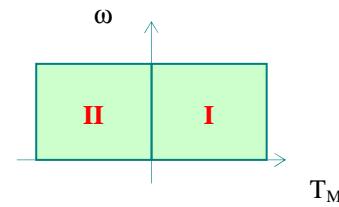
El circuito de operación en dos cuadrantes (o también llamado clase C) se muestra en la Fig. 7.27. Donde v_a =tensión en los bornes del motor; i_0 =corriente de entrada.

En este caso, al igual que en operación en un solo cuadrante, la tensión de alimentación es unipolar. En este modo de operación se puede realizar el frenado regenerativo y/o dinámico. Como se ve en la Fig. 7.27 (a), el circuito tiene dos transistores y dos diodos. La corriente i_a puede ser positiva o negativa, pero la tensión del motor no puede invertirse.

Para el funcionamiento en el primer cuadrante se conmuta el interruptor Sw1 y el diodo D2 actuará en corrida libre. El interruptor Sw2 permanecerá desactivado.

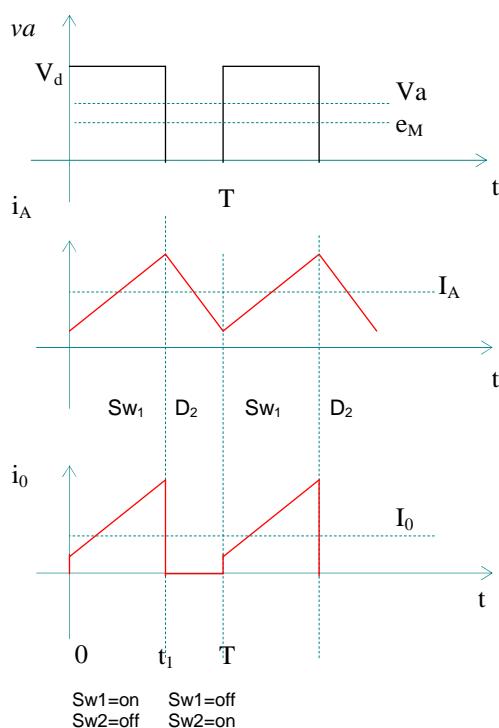


(a)



(b)

Primer cuadrante, CCM



(c)

Segundo cuadrante, CCM

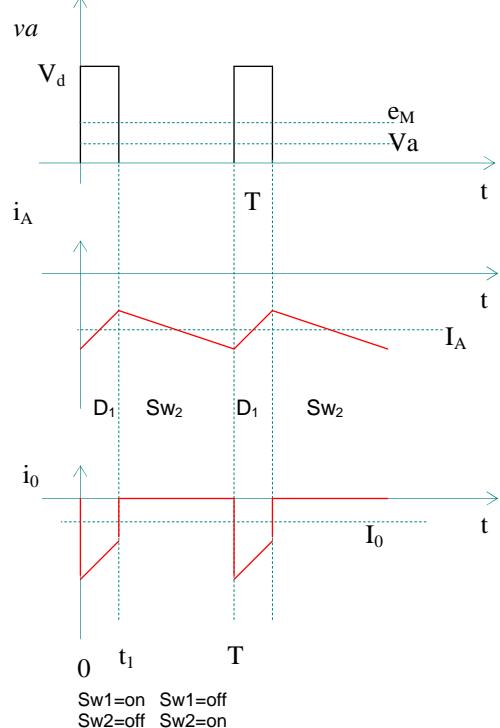


Fig. 7.27. Operación dos cuadrantes:
 (a) circuito; (b) cuadrantes de operación; (c) formas de onda.

Para el funcionamiento en el segundo cuadrante se conmuta el interruptor Sw2 y el diodo D1 forma parte del chopper elevador (boost). El interruptor Sw1 permanecerá desactivado. La circulación de la corriente hacia la carga será posible sólo si la tensión v_a es mayor que V_a . Las características de este convertidor corresponde a la unión de los convertidores en primer cuadrante, y en modo frenado.

Otro modo puede ser, aplicar un ciclo de trabajo inverso a ambos transistores. Es decir, cuando el transistor sw1 está activado, el transistor sw2 estará desactivado y viceversa. De este modo se puede trabajar en ambos cuadrantes con un circuito de control más simple.

En este circuito se deberá tener precaución de no conectar simultáneamente los dos interruptores, porque se provocará un cortocircuito en la línea, por lo que se recomienda un tiempo muerto entre ambos interruptores.

Otra variante puede ser el funcionamiento en los dos cuadrantes con frenado regenerativo y dinámico.

Si el circuito está funcionando en el segundo cuadrante en frenado regenerativo, cuando la tensión del capacitor supera cierto valor, se conmuta el interruptor Swd y el valor de la resistencia efectiva Rd dependerá del ciclo de trabajo de Swd. La inclusión de la resistencia Rd evita que cuando el capacitor C esté saturado, la tensión en la barra de alimentación aumente hasta niveles no admitidos. Por supuesto, este método combinado sólo se activará como último recurso ya que es disipativo. El diodo Dd conectado en paralelo con la resistencia Rd es necesario porque ésta al ser de alta potencia, es inductiva.

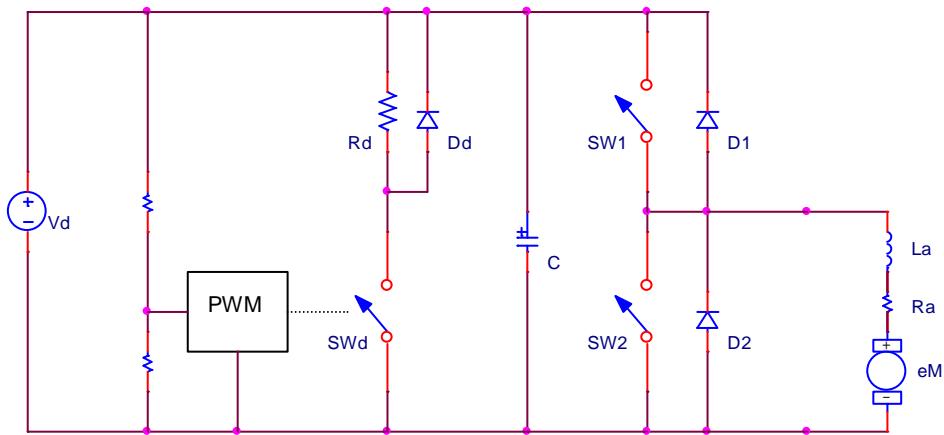
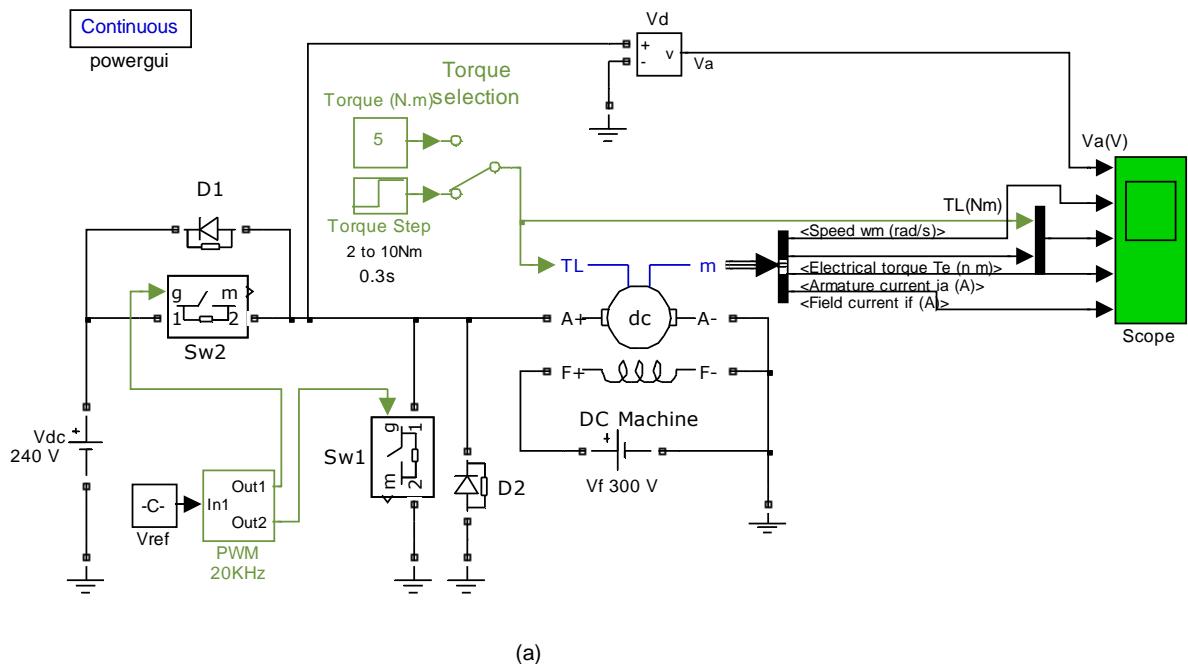


Fig. 7.28. Operación en dos cuadrantes con frenados regenerativo y dinámico.



(a)

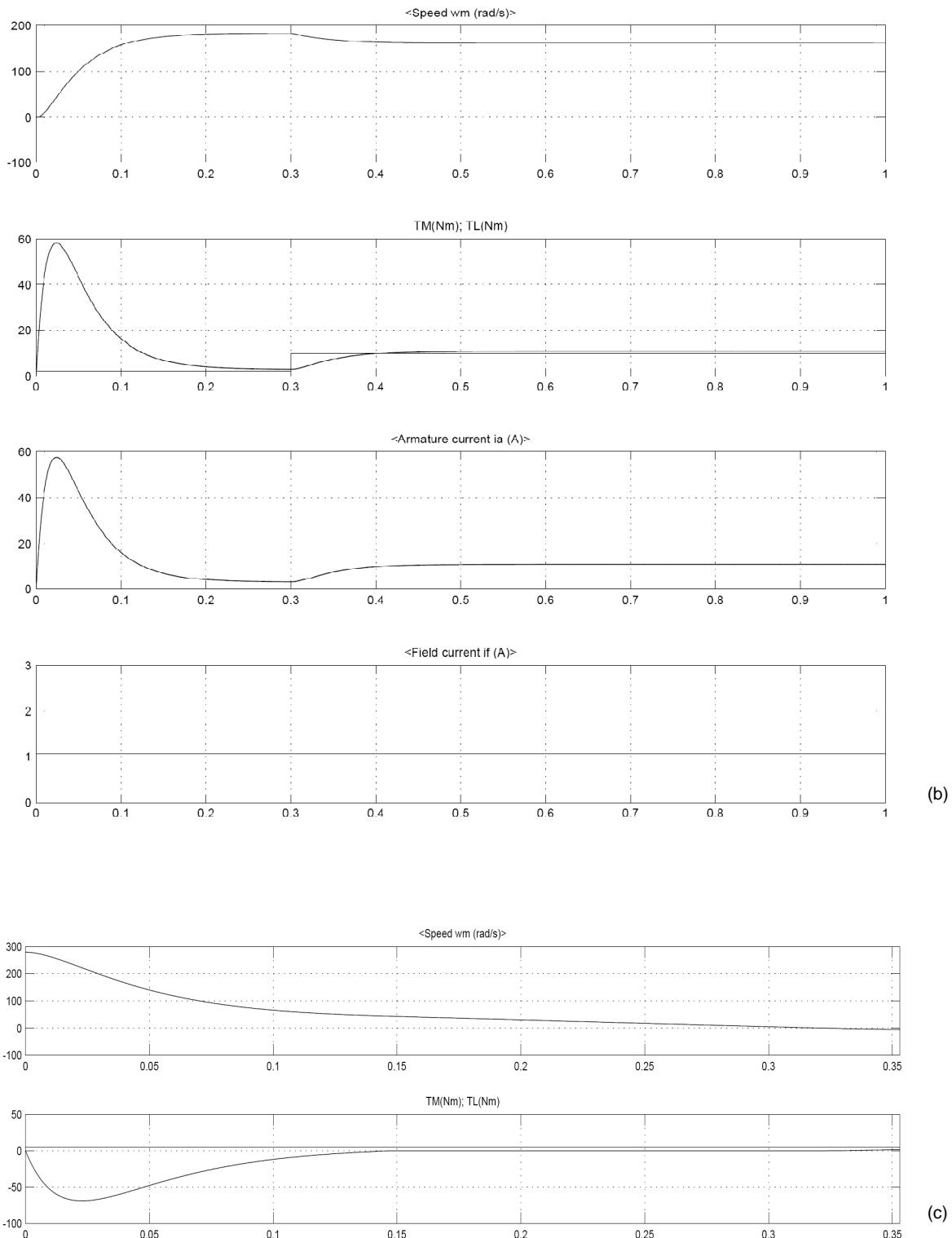


Fig. 7.29. Operación en dos cuadrantes. (a) Ejemplo en Simulink®; (b) Primer cuadrante. Ciclo de trabajo del PWM=0.8; (c) Segundo cuadrante con ciclo de trabajo del PWM=0.2, veloc. Inicial $\omega_m=280$ rad/s y $T_L=5$ Nm.

En la Fig. 7.29 se muestra un ejemplo de simulación en Matlab/Simulink® para el control en los dos cuadrantes en lazo abierto. Para el análisis en el primer cuadrante se utiliza un D=0.8 y una carga variable TL de 2 a 10Nm

en $t=0.3\text{s}$ y una velocidad inicial $\omega_m=0 \text{ rad/s}$. Para el análisis del segundo cuadrante, se utiliza una velocidad inicial $\omega_m=280 \text{ rad/s}$, y una carga constante T_L de 5Nm . En ambos casos, la corriente de campo es constante.

En la Fig. 7.29.b se muestran las formas de onda para el primer cuadrante.

En la Fig. 7.29.c se muestran las formas de onda para el segundo cuadrante. Como el ciclo de trabajo es $D=0.2$, se produce un frenado con par negativo hasta que la velocidad del motor llega a cero. Como el circuito es en lazo abierto y D permanece constante, el motor vuelve al primer cuadrante.

7.8.3. Operación en cuatro cuadrantes

Una fuente comutada de puente completo (full bridge) puede producir una salida de corriente continua controlable en los cuatro cuadrantes. Para poder controlar en los cuatro cuadrantes es necesario poder aplicar al motor tensión y/o corriente en ambas polaridades. El puente completo también es llamado llave H.

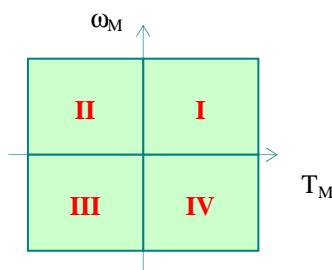
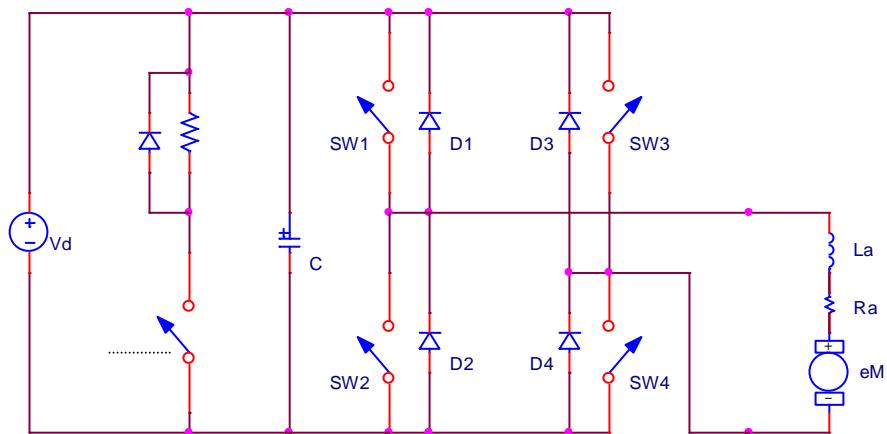


Fig. 7.30. Operación en los cuatro cuadrantes cuadrantes. (a) Circuito; (b) Cuadrantes.

La llave H tiene ocho modos de operación posibles cuando está conectada a un motor de D.C. Pero, sólo dos de ellos alimentan al motor en las dos direcciones. Los demás modos son de corrida libre o de tensión aplicada al motor de valor cero. Esto implica dos posibilidades muy utilizadas, el comando simultáneo de los transistores diagonalmente opuestos, y el comando por separado de cada uno de los transistores. Los métodos pueden ser:

Comando simultáneo:**7.8.3.1. Método 1**

Manteniendo una diagonal permanentemente abierta y proporcionando un ciclo de trabajo al otro par de transistores. De esta manera cada par de interruptores se encargará del sentido de giro. La tensión entregada al motor es unipolar. Un ejemplo del circuito (sin tiempo muerto) puede ser:

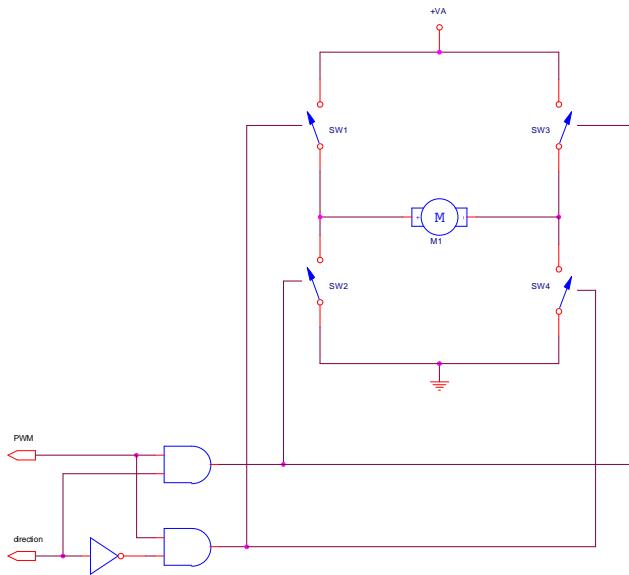


Fig. 7.31. Convertidor en los cuatro cuadrantes. Método 1.

7.8.3.2. Método 2

Aplicando el ciclo de trabajo alternativamente a las diagonales (por ejemplo, se comutan Sw1-Sw4 durante el ton y Sw2-Sw3 durante el toff. De esta manera, un ciclo de trabajo del 50% implica que el motor está detenido. Con un $D > 0.5$ el motor gira en un sentido, y $D < 0.5$ en el sentido opuesto. La tensión entregada al motor es bipolar.

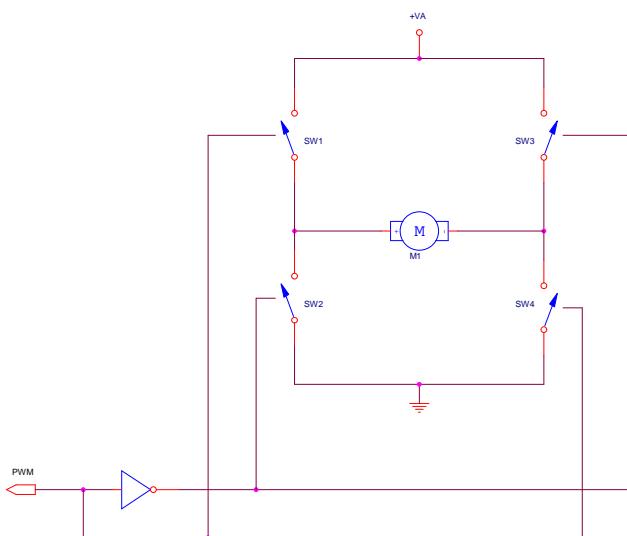


Fig. 7.32. Convertidor en los cuatro cuadrantes. Método 2.

Comando separado:

7.8.3.3. Método 3

Se mantiene una diagonal permanentemente abierta, como en el caso anterior, pero proporcionando un ciclo de trabajo (conmutando) sólo a uno de los interruptores (el otro permanecerá cerrado). La diagonal activa define el sentido de giro del motor. Este caso es similar a la operación en dos cuadrantes, por lo que se aplican las mismas ecuaciones. Un circuito sin tiempo muerto puede ser:

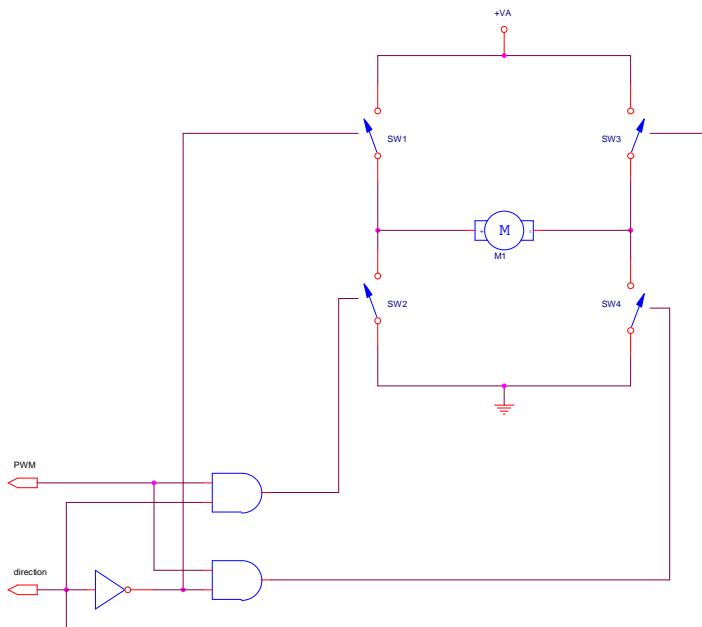


Fig. 7.33. Convertidor en los cuatro cuadrantes. Método 3.

7.8.3.4. Método 4 Tensión unipolar

Los transistores de la misma rama se conmutan en forma complementaria, por ejemplo, cuando Sw1 está saturado, Sw2 está abierto. Las señales se muestran en las figuras siguientes. En este caso es posible el funcionamiento en los cuatro cuadrantes con frenado regenerativo.

La [fig. 7.34](#). muestra el diagrama de circuito básico usado. El capacitor C cumple la función de almacenar la energía durante la aceleración del motor, y acumula la energía mecánica que el motor le entrega durante el frenado.

Este capacitor “buffer” estará, entonces, almacenando energía para luego suministrarlala cuando se requiera. El tamaño del capacitor C deberá ser tal que el cambio de la tensión de alimentación de la barra principal tenga cambios muy pequeños. El motor puede ser controlado selectivamente para rotación en sentido directo de las agujas del reloj (clockwise), o para rotación en sentido inverso (counterclockwise), y puede ser acelerado o frenado, a través del control de los transistores Q₁-Q₃-Q₂-Q₄ y los diodos.

La magnitud de la tensión de la armadura V_A, y en consecuencia, de la velocidad del motor n_M, está determinada por la modulación del ancho del pulso y por la secuencia de funcionamiento de los transistores.

Es necesario almacenar la energía de dos maneras, para operar una llave H en los cuatro cuadrantes.

- Un capacitor C grande, el cual mantiene la tensión de la barra V_A dentro de un margen constante, y debe ser capaz de receptar la energía del motor durante el frenado regenerativo y luego entregarla.

- Una inductancia de carga, el cual suaviza la corriente del motor y actúa como un buffer de energía; esto es especialmente importante durante el frenado. Con alta frecuencia de trabajo del modulador, la inductividad de la armadura L_A del motor es generalmente suficiente.

7.8.3.5. PWM unipolar. I cuadrante. Motor en giro directo

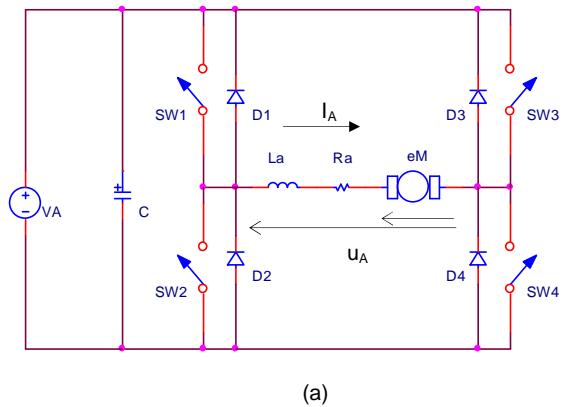
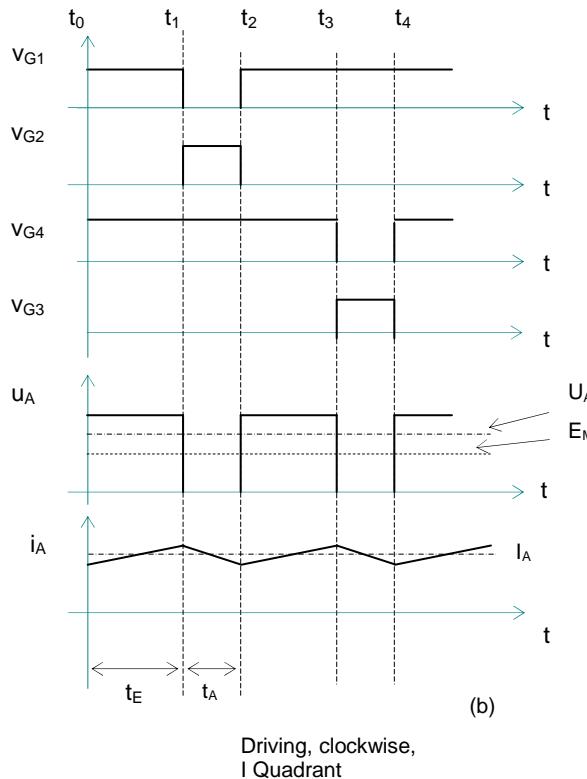
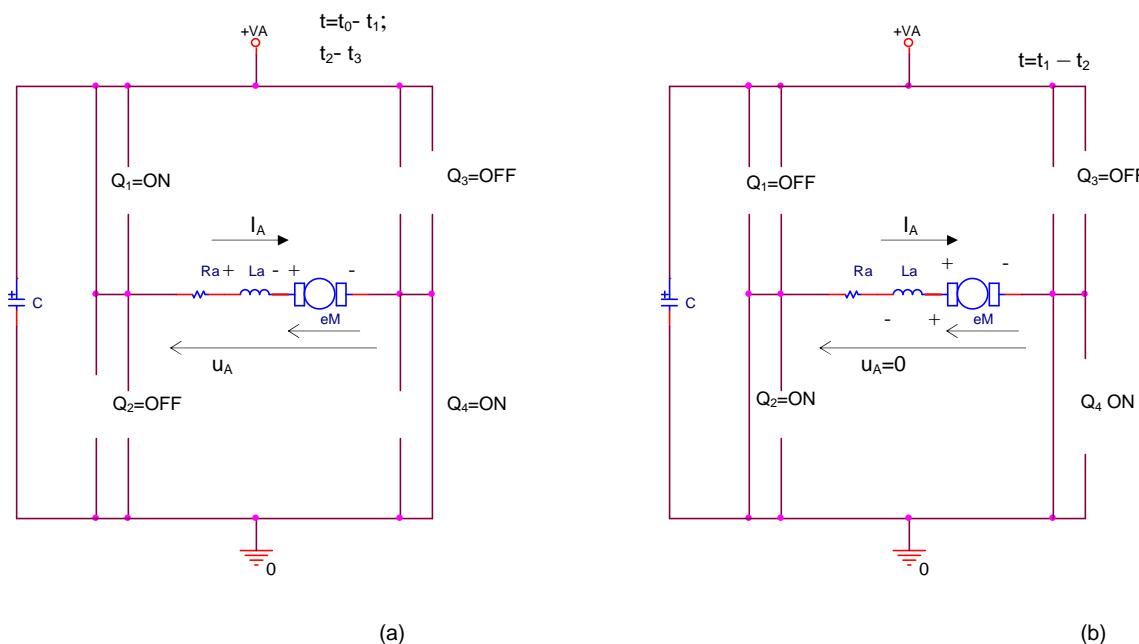


Fig. 7.34. Motor de DC. Control en los cuatro cuadrantes.
 (a) Llave H
 (b) Análisis de señales en el primer cuadrante
 Nota: La corriente i_A es vista desde e_M



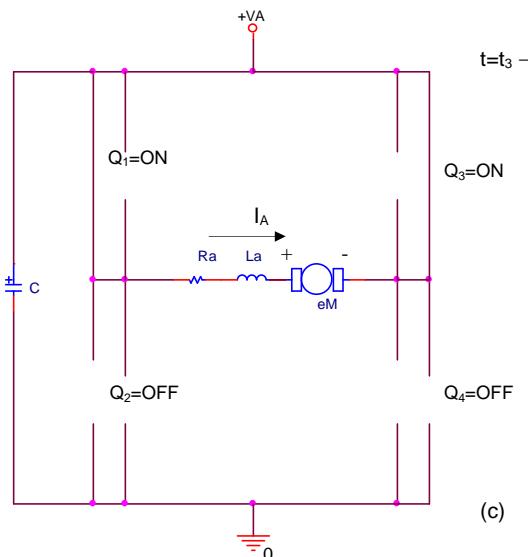


Fig. 7.35. Motor de DC. Control en los cuatro cuadrantes con la técnica unipolar. Análisis en cuadrante I
 (a) Circuito equivalente para $t=t_0-t_1$ y $t=t_2-t_3$
 (b) Circuito equivalente para $t=t_1-t_2$
 (c) Circuito equivalente para $t=t_3-t_4$

En el instante de tiempo t_0 , se saturan los transistores Q_1 y Q_4 . La tensión de la armadura del motor $U_A=V_A$ es positiva, y la corriente i_A fluye a través del motor por medio de Q_1 , L_A , R_A y Q_4 .

En el instante de tiempo $t=t_1$, se bloquea el transistor Q_1 y se satura el transistor Q_2 . La corriente del motor comuta del transistor Q_1 al Q_2 , y no fluye por la barra de alimentación, pero circula por el motor por la rama inferior a través de Q_2 , L_A , R_A y Q_4 en modo de cortocircuito. La tensión U_A se hace cero y la corriente tiene pendiente negativa.

En el instante $t=t_2 - t_3$, la situación es similar a la del instante t_0 .

En el instante $t=t_3$, se bloquea el transistor Q_4 y se satura el transistor Q_3 . La corriente del motor ahora comuta del transistor Q_4 al Q_3 , y se cierra el circuito por la rama superior a través del motor por Q_1 , L_A , R_A y Q_3 . La tensión U_A se hace cero, y la corriente del motor vuelve a tener pendiente negativa.

7.8.3.5.1. II cuadrante- Frenado regenerativo en giro directo

La corriente i_A y la tensión U_A son de signo opuesto. El ciclo de trabajo deberá ser tal que la corriente circule desde el motor y hacia la fuente.

Si se desprecian las pérdidas debidas a R_A , las señales correspondientes al segundo cuadrante son similares a la del primer cuadrante, con excepción de la polaridad de la corriente i_A , que es negativa.

Como se puede observar en la fig. 7.36, la transición de motor a freno regenerativo es el resultado de un decrecimiento de t_E y un crecimiento de t_A , respecto del primer cuadrante. Se considera que la tensión de la del motor e_M : $e_M + L_A \frac{di_A}{dt} > V_A$ tiende a ser mayor que la de la armadura V_A .

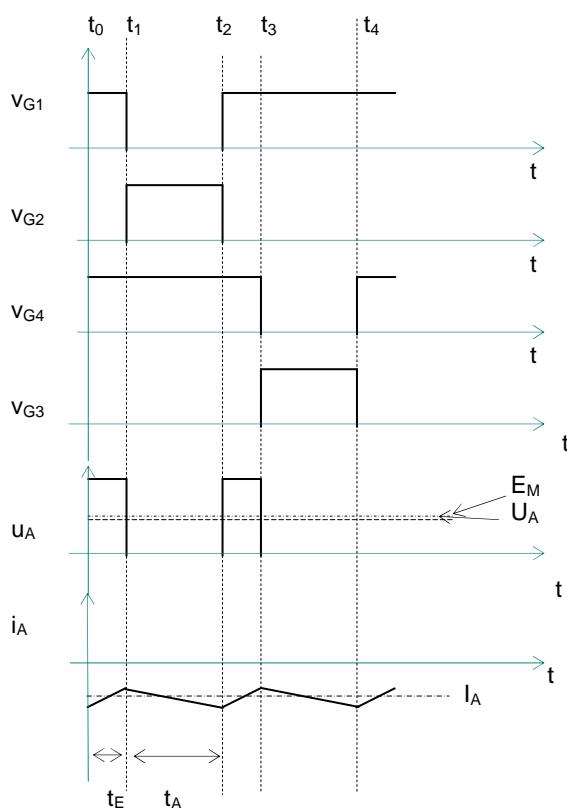
En el instante de tiempo t_0 , se saturan los transistores Q_1 y Q_4 . La tensión de la armadura del motor v_A es positiva, y la corriente i_A fluye a través del motor por medio de Q_1 , L_A , R_A y Q_4 .

En el instante t_1 se bloquea el transistor Q_1 y se satura el transistor Q_2 . La tensión E_M se aplica ahora en R_A , L_A , Q_2 y Q_4 . La energía del motor es almacenada en la inductancia L_A .

En el instante t_2 , se bloquea Q_2 y se satura Q_1 . La corriente i_A conmuta sobre el diodo D_1 del transistor Q_1 , y fluye la corriente hacia la alimentación, carga el capacitor C , y retorna a través del transistor Q_4 al motor. La tensión inducida en la inductancia y la tensión E_M del motor están en serie. Esta tensión tiende a ser mayor que la

de la línea de alimentación, ya que este circuito conforma una fuente conmutada elevadora de tensión. La energía es devuelta a la alimentación como energía almacenada en el capacitor.

La tensión de alimentación V_A se incrementa.



Si ahora, en el instante t_3 , se bloquea el transistor Q_4 y se satura el transistor Q_3 , la corriente en la armadura fluirá por el lado superior a través de R_A , L_A , Q_1 y Q_4 , y la energía otra vez será almacenada en L_A . Esta energía será la alimentación hacia la línea en el instante t_4 a través de Q_3 y Q_1 . Este proceso se repite periódicamente.

El período de tiempo t_A es el intervalo de tiempo para almacenar energía en la inductancia. El período t_E es el intervalo de tiempo de retorno de energía del motor a la línea. Los valores de corriente y tensión del motor son opuestos. El motor es frenado con un torque de motor constante, debido a que la potencia almacenada es regresada a la fuente.

Fig. 7.36. Motor de DC. Análisis en el segundo cuadrante. Método PWM unipolar

Braking, clockwise, II Quadrant

7.8.3.5.2. III cuadrante- Motor en giro inverso

La situación en el tercer cuadrante es similar a la del motor en el primer cuadrante, pero operando con sentido de giro y par inverso.

Aquí, los transistores Q_2 y Q_3 conmutan para dar los pulsos de tensión negativos y producen la circulación de corriente en sentido inverso. En las fases de cortocircuito, la corriente de la carga circula también alternativamente por las ramas superior e inferior del puente. Durante el tiempo t_c , la corriente conduce por los transistores Q_2 y Q_3 . Durante el tiempo t_A ocurre la fase de cortocircuito y almacenamiento de energía en L_A .

7.8.3.5.3. IV cuadrante- Frenado regenerativo en giro inverso

La secuencia de eventos que ocurren en el freno cuarto cuadrante son similares a los que ocurren en el segundo cuadrante.

La energía se almacena en la inductancia L_A durante el tiempo t_A , debido a la saturación de Q_4 . Luego en el instante de tiempo t_2 , se bloquea Q_4 , conmutando la corriente por Q_2 y Q_3 , retornando la energía del motor

durante el frenado a la línea. La corriente y la tensión del motor tienen signo opuesto, debido a que el motor se estará comportando como generador.

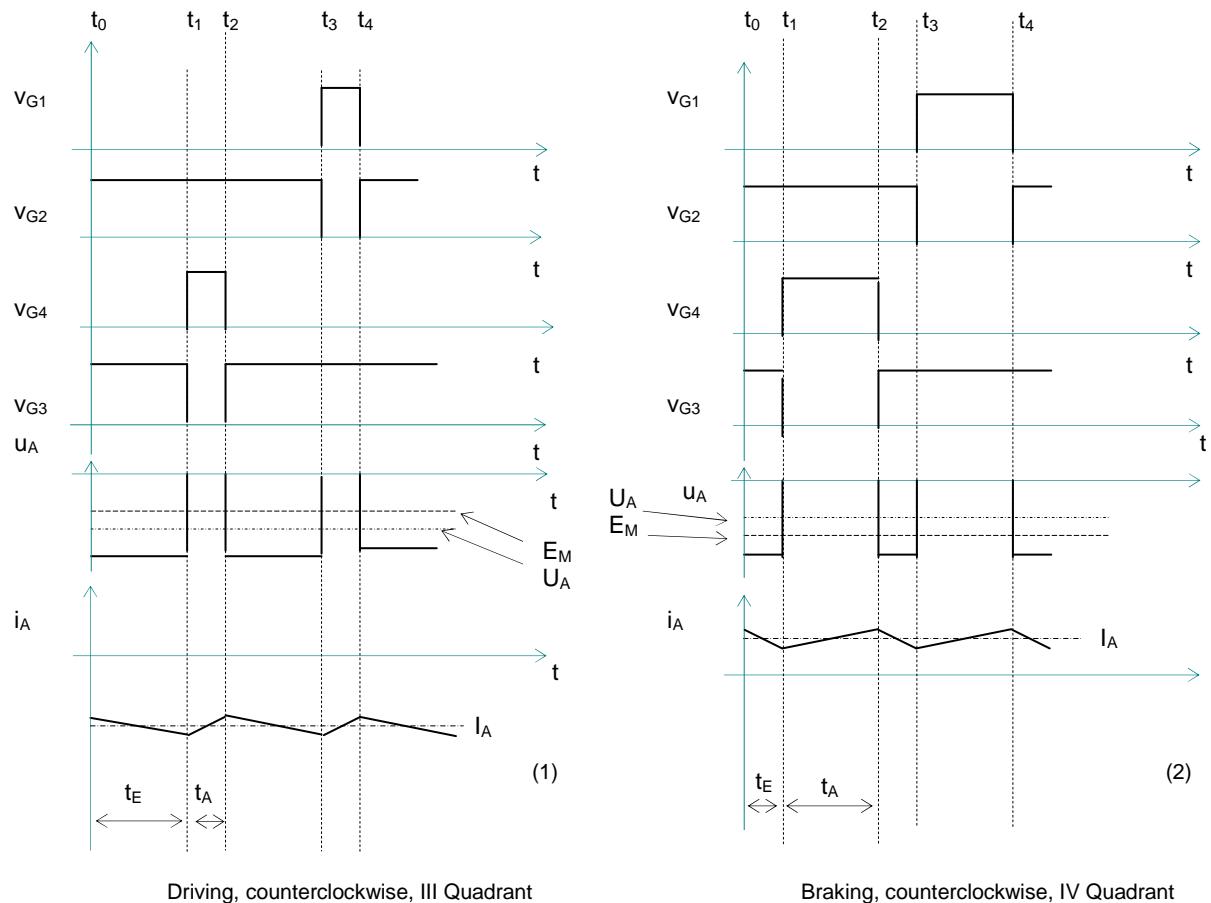


Fig. 7.37. Motor de DC. Análisis en el tercero (1), y cuarto (2) cuadrante. Método PWM unipolar

7.8.4. Funcionamiento en los cuatro cuadrantes. Ejemplo en Matlab/Simulink.

En la Fig. 7.38 se muestra un ejemplo de control en los cuatro cuadrantes en lazo abierto con Matlab/Simulink. El ciclo de trabajo utilizado $D=0.8$; frecuencia del PWM=20KHz; par de carga variando de 2Nm a 10Nm en $t=0.3s$.

El principio de funcionamiento es similar al de dos cuadrantes.

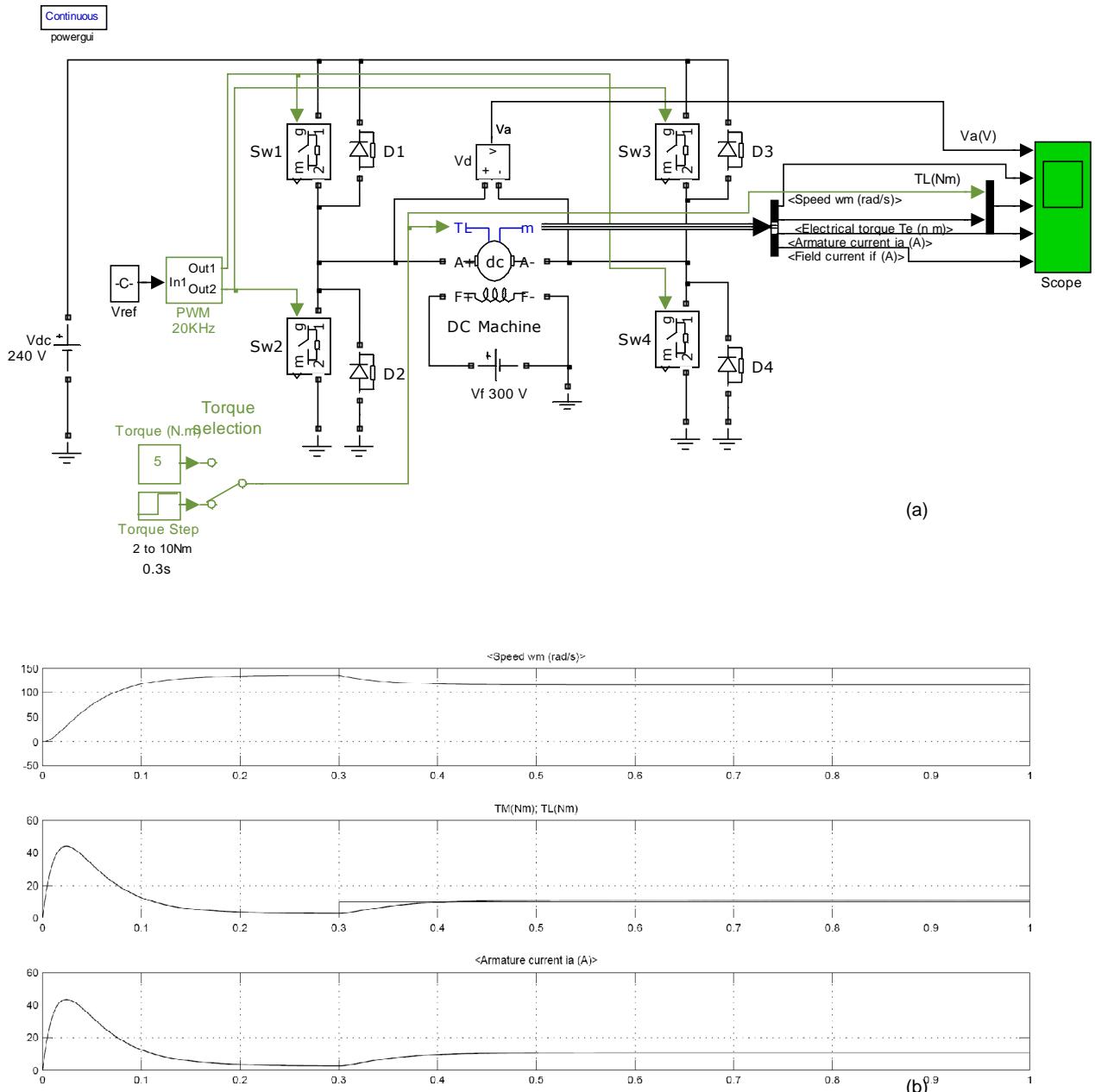


Fig. 7.38. Operación en cuatro cuadrantes. (a) Ejemplo en Simulink®; (b) Primer cuadrante. Ciclo de trabajo del PWM=0.8. Velocidad, Par y Corriente de armadura, respectivamente.

7.8.5. Ripple de torque de un motor de DC

En la Fig. 7.26 y la ec. 7.50 ya se mostró que el ripple de par (o corriente) es función del tipo de convertidor, tensión de la armadura, inductancia de la armadura y frecuencia de comutación del convertidor; como se muestra en la ec. siguiente:

$$(\Delta I_{pp})_{max} \equiv k \frac{V_a}{L_a f_s}$$

$$(\Delta I_{pp})_{max} \approx \frac{V_a}{2L_a f_s} \text{ (Puente completo, tensión bipolar)} \quad (7.51)$$

$$(\Delta I_{pp})_{max} \approx \frac{V_d}{4L_a f_s} \text{ (Operación en un cuadrante o dos cuadrantes; tensión unipolar)} \quad (7.52)$$

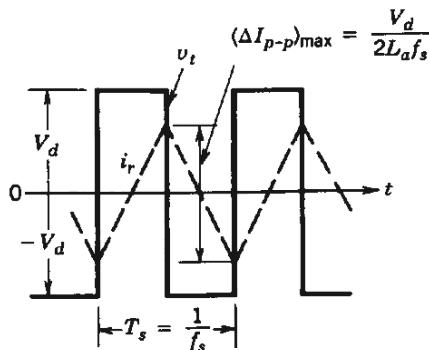


Fig. 7.39. Ripple de par [3].

El ripple de par se cuantifica como factor de forma y pulsación de torque, como sigue:

7.8.5.1. Factor de Forma

El factor de forma para la corriente de armadura de un motor de corriente continua se define como:

$$FF = \frac{I_a(rms)}{I_a(average)} \quad (7.53)$$

El valor ideal es uno, y corresponde a la corriente del motor continua sin pulsaciones, sin ripple.

7.8.5.2. Pulsaciones de Torque

El torque electromagnético instantáneo del motor es proporcional a la corriente de la armadura, por lo que un ripple de corriente deriva en un ripple de par, y también en velocidad, si la inercia no es tan grande. Esta es la principal razón por la que hay que minimizar el ripple de la corriente de armadura.

Observando la ec. 7.50, se puede inferir que para disminuir el ripple de par es necesario aumentar la frecuencia del convertidor.

7.9. Control de motor de DC. Lazo cerrado [5] [2]

7.9.1. Diagrama en bloques del control en cascada

La siguiente configuración de control en cascada es muy utilizada en la industria por su flexibilidad. Esta consiste en distintos lazos de control.

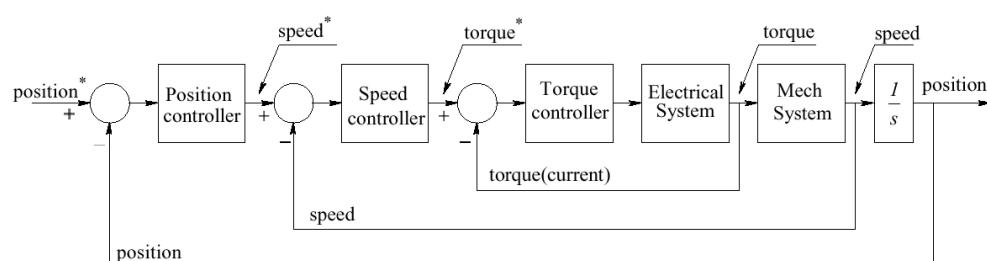


Fig. 7.40. Control en cascada de un motor de DC.

El más interno es un lazo de corriente (torque), seguido por un lazo de velocidad. Si se necesita controlar la posición con precisión, el lazo más externo es el de posición, siendo el intermedio el de velocidad. El control en cascada requiere que el ancho de banda (velocidad de respuesta) se incremente hacia el lazo interno, con el lazo de torque como el más rápido, y el de posición como el más lento.

- ✓ El objetivo de la realimentación es hacer el sistema insensible frente a variaciones en los parámetros del motor y frente a perturbaciones.
- ✓ El objetivo del control es obtener error en estado estacionario cero, y buena respuesta dinámica (la cual implica respuesta rápida frente a transitorios y con sobrepicos pequeños)

Los pasos para diseñar el sistema de control son:

- ✓ Asumir que el sistema es lineal en el punto de operación de régimen estacionario, por lo que se podrá utilizar la teoría de control lineal.
- ✓ Basados en la teoría de control lineal, una vez que se diseñó el controlador, se deberá simular el sistema completo en computadora bajo condiciones de gran señal, para evaluar si el controlador es adecuado.

Para simplificar el análisis de la Fig. 7.40, se sumará que el sistema es lineal, y que el punto de operación de régimen permanente es cero para todas las variables del sistema. Este análisis lineal se puede extender para sistemas no lineales y a las condiciones de operación de régimen estacionario serán distintas de cero.

El sistema de control se diseñará con el ancho de banda mayor, es decir, asociado al lazo de torque, el cual es de orden uno o dos décadas más pequeño que la frecuencia de conmutación f_s . Esto hace que se puedan despreciar los componentes que operan a la frecuencia de conmutación. Se utilizará el modelo de conmutación promediado, donde se desprecian los componentes de conmutación.

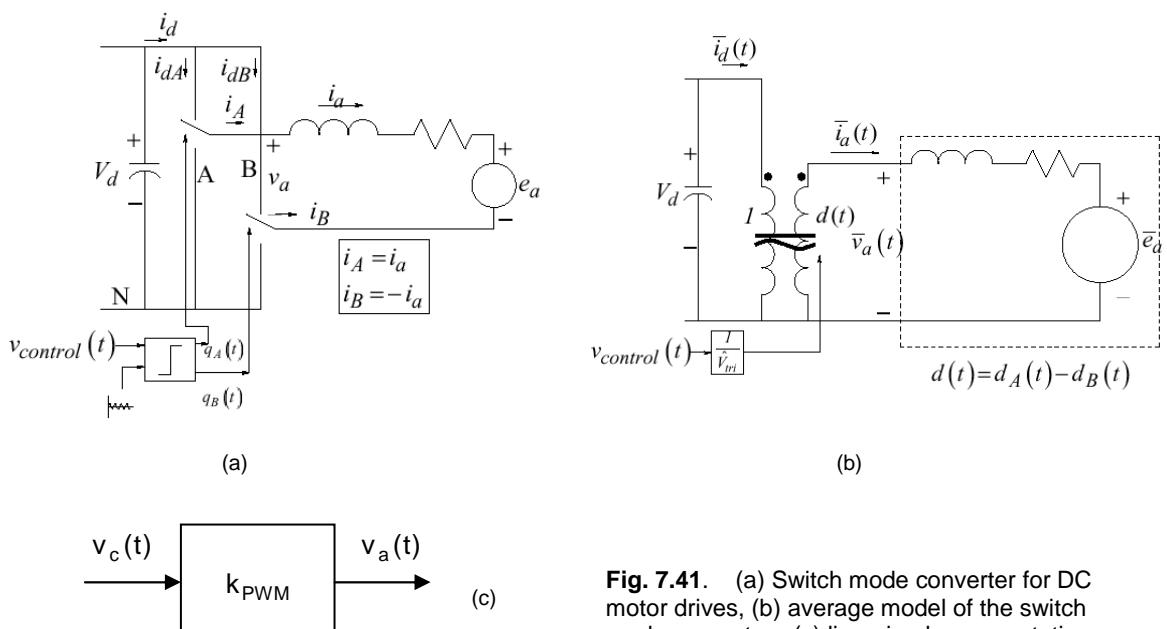


Fig. 7.41. (a) Switch mode converter for DC motor drives, (b) average model of the switch mode converter , (c) linearized representation

La representación promediada de la unidad de procesamiento de potencia (Power-Processing Unit, PPU) se representa en la [fig. 7.41](#).

Se asume que la tensión de alimentación es V_d y constante, y la tensión triangular del PWM pico es \hat{V}_{tri} , la tensión de salida promedio es $v_a(t)$, que es linealmente proporciona a la tensión de control $v_c(t)$. Las ec. son:

$$v_a(t) = k_{PWM} v_c(t), \text{ o } k_{PWM} = \frac{v_c(t)}{v_a(t)} \quad (7.54)$$

Donde k_{PWM} es la ganancia constante del PWM. Por esto, en el dominio de Laplace, el controlador PWM y el convertidor dc/dc (fuente comutada) puede ser representado simplemente por la ganancia constante k_{PWM} .

$$V_a(s) = k_{PWM} V_c(s) \quad (7.55)$$

donde $V_a(s)$ es la transformada de Laplace de $v_a(t)$, y $V_c(s)$ es la transformada de Laplace de $v_c(t)$. Esta representación será válida en el rango lineal, donde $-\hat{V}_{tri} \leq v_c \leq \hat{V}_{tri}$.

7.9.2. Modelo simplificado del motor de DC

El motor de dc y la carga mecánica serán modelados en forma simplificada, como sigue (la nomenclatura está cambiada para seguir la referencia [5]):

- ✓ Se supone que $\omega_M(t)$ y la fuerza contraelectromotriz $e_a(t)$ (se utilizará $e_a(t)$ en lugar de $e_M(t)$) no contienen componentes de la frecuencia de commutación,
- ✓ El esquema del motor, y las constantes de tiempo eléctrica y mecánica son las que siguen:

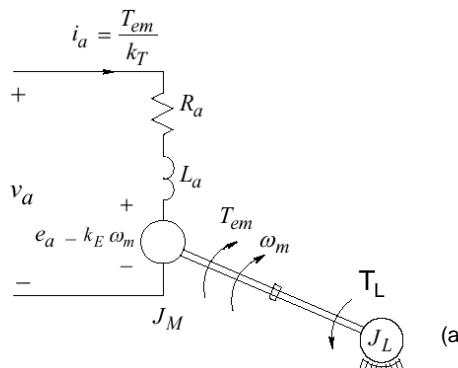


Fig. 7.42. Simplified DC motor and mechanical load, (a) equivalent circuit

$$v_a(t) = e_a(t) + R_a i_a(t) + L_a \frac{d i_a(t)}{dt}, \quad e_a(t) = k_E \omega_M(t) \quad (7.56)$$

y

$$\frac{d \omega_M(t)}{dt} = \frac{T_{em}(t) - T_L}{J_{eq}}, \quad T_{em}(t) = k_T i_a(t) \quad (7.57)$$

donde el momento de inercia equivalente $J_T = J_{eq} (= J_M + J_L)$ es la suma del momento de inercia del motor y el de carga, y se desprecia la característica amortiguada (que se podría haber combinado con el par de carga). En el modelo simplificado, se diseña el controlador para seguir los cambios en los valores de referencia en el torque,

velocidad, y posición (el ripple de torque se asumirá ausente siempre y cuando se tenga en cuenta la delta de corriente del inductor y la frecuencia de conmutación sea relacionado con) [3]:

Las ecuaciones del motor se pueden expresar, entonces como:

$$V_a(s) = E_a(s) + (R_a + sL_a)I_a(s), \text{ o} \quad (7.58)$$

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - E_a(s)}{(R_a + sL_a)}, \quad E_a(s) = k_E \omega_M(s) \quad (7.59)$$

Si se utiliza la definición de la constante eléctrica de la armadura como la ya definida:

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a}, \text{ se puede escribir la corriente} \quad (7.60)$$

$$I_a(s) = \frac{1/R_a}{\left(1 + \frac{s}{1/\tau_e}\right)} [V_a(s) - E_a(s)] \quad E_a(s) = k_E \omega_M(s) \quad (7.61)$$

Si se asume que el torque de carga está ausente en el procedimiento de diseño:

$$\omega_M(t) = \frac{T_{em}(s) - 0}{s J_{eq}}, \quad T_{em}(s) = k_T I_a(s) \quad (7.62)$$

las últimas ecuaciones dan lugar al diagrama en bloques de la Fig. 7.43. :

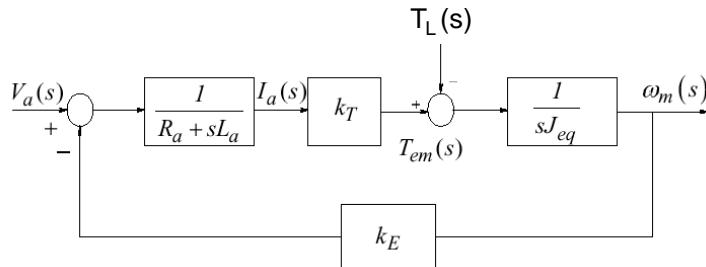


Fig. 7.43. Simplified DC motor and mechanical load, block diagram

7.9.3. El compensador PI

En los sistemas de control de motor de DC se utiliza generalmente el compensador proporcional-integrador PI, como se muestra en la fig. siguiente:

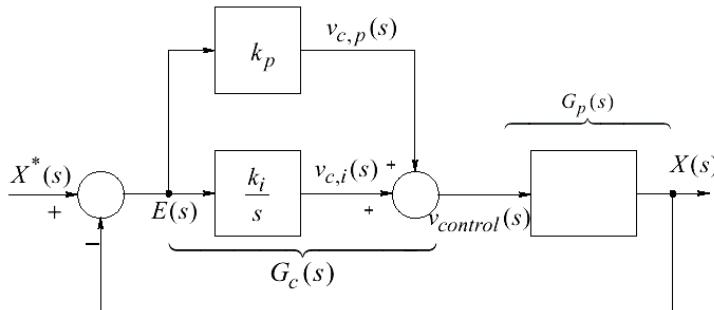


Fig. 7.44. Simplified DC motor and mechanical load, (a) block diagram

La entrada del compensador PI es el error $E(s) = X^*(s) - X(s)$ y es la diferencia entre la tensión de referencia $X^*(s)$ y la medición de salida. En la [fig. 7.44](#) el compensador proporcional produce una salida proporcional al error de entrada:

$$V_{c,p}(s) = k_p E(s) \quad (7.63)$$

Donde k_p es la ganancia proporcional del compensador (controlador).

En los lazos de velocidad y torque, si se utiliza el compensador proporcional solo, resulta en un error de régimen estacionario en respuesta a los cambios de la referencia de entrada. Por esto, se utilizan en combinación con el lazo integrador. En el controlador PI mostrado en la [fig. 7.44](#), la salida es proporcional a la integral del error $E(s)$, expresado en el dominio de Laplace como:

$$V_{c,i}(s) = \frac{k_i}{s} E(s) \quad (7.64)$$

Donde k_i es la ganancia del controlador integrador. Este tipo de compensación PI responde lentamente frente a cambios, debido a la acción, proporcional a la constante de tiempo de la integral del error. En régimen permanente, el error se hace cero para un cambio de escalón en la entrada gracias al efecto del integrador, que continúa actuando mientras que el error no se haga cero.

En sistemas de control de motor, los controladores P en el lazo cerrado de posición son adecuados, y el compensador PI se utiliza para los lazos de velocidad y par. Por esta razón no se tendrá en cuenta el controlador diferencial (D). Como se muestra en la [Fig. 7.44](#), $V_c(s) = V_{c,p}(s) + V_{c,i}(s)$, por lo que, utilizando las ec. anteriores se puede expresar la función de transferencia del compensador PI como:

$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) = \frac{k_i}{s} \left[I + \frac{s}{k_i/k_p} \right] \quad (7.65)$$

7.9.4. Ejemplo del diseño de un controlador

Se considerará un motor de DC de imanes permanentes alimentado por un convertidor dc/dc conmutado.

Los parámetros del sistema (incluido el motor) son:

Tabla 7.3. DC motor drive system [5]

System parameter	Value
R_a	2,0Ω
L_a	5,2mH
J_{eq}	152×10^{-6} kg.m ²
B	0
k_E	0,1V/(rad/seg)
k_T	0,1Nm / A
V_d	60 V
\hat{V}_{tri}	5 V
f_s	33kHz

Se diseñará el controlador de realimentación de posición, velocidad, y torque (asumiendo que la ganancia es unitaria) basado en el modelo de pequeña señal. Se ignorarán los efectos de no linealidad de la carga y serán ignorados los limitadores (incluido el tiempo muerto).

7.9.4.1. Diseño del lazo de control de corriente (torque)

El diseño se comienza por el lazo más interno de la fig. siguiente. Se utiliza el diagrama en bloques de la Fig. 7.45.b para representar la combinación del motor-carga. El PPU y el PI son los de las fig. anteriores.

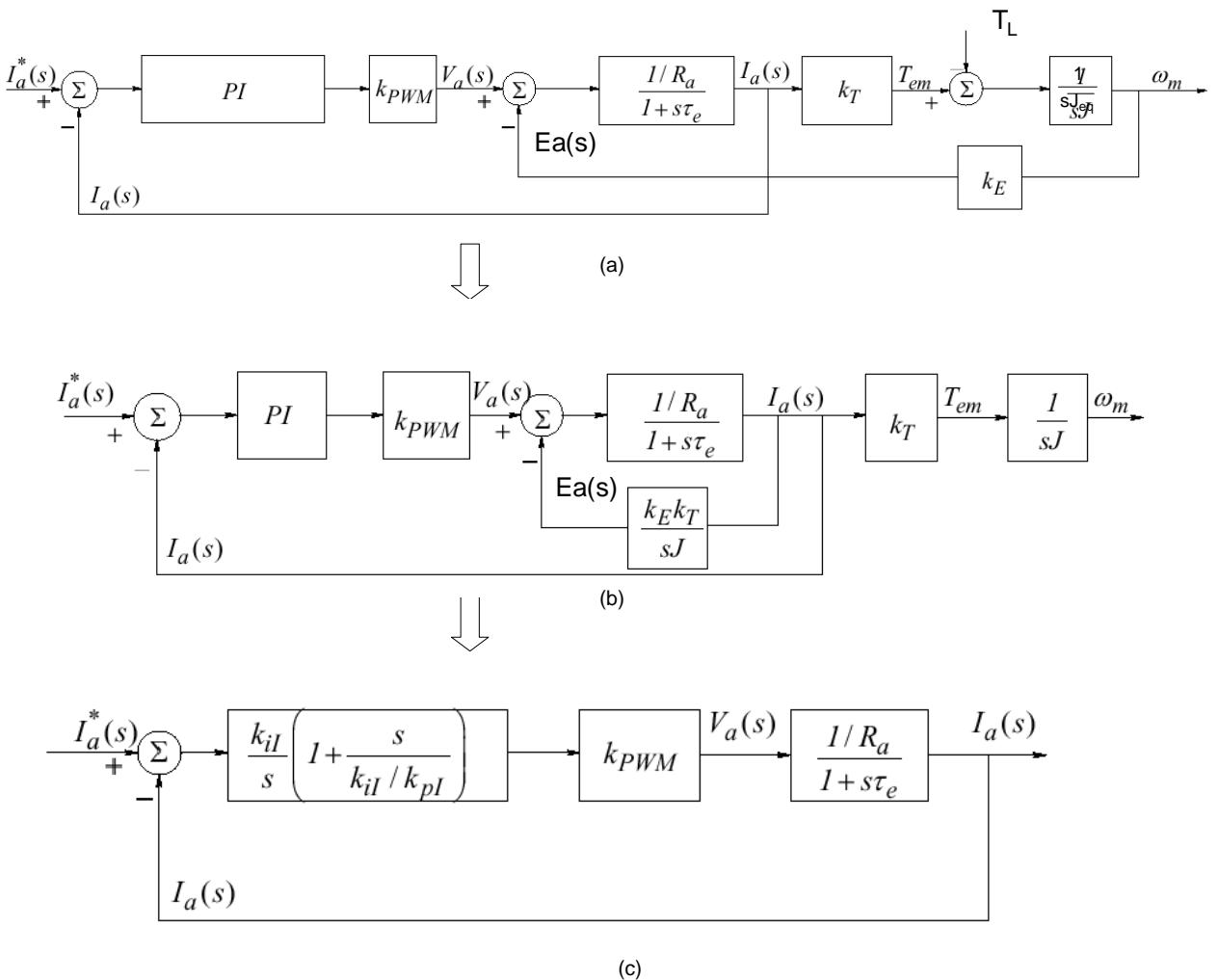


Fig. 7.45. Design of the torque control loop.
(J es $= J_{eq}$)

En un motor de imanes permanentes, el cual el flujo del campo ϕ_f es constante, la corriente y el torque son proporcionales uno con el otro, relacionados por la constante de motor k_T .

Por este motivo se considerará como variable de control a la corriente. Notar que hay un lazo de realimentación de corriente desde un lazo de velocidad. Esta realimentación impone la tensión contraelectromotriz emf. Despreciando T_L , y considerando la corriente como salida, la $E_a(s)$ se puede calcular en términos de $I_a(s)$, por la siguiente fórmula:

$$E_a(s) = \frac{k_T k_E}{s J_{eq}} I_a(s) \quad (7.66)$$

Por esto se puede redibujar la Fig 7.45 (a) en (b). Notar que el término de esta realimentación depende en forma inversa del momento de inercia J_{eq} . Asumiendo que la inercia es suficientemente grande para justificar despreciar el efecto de la realimentación, el diagrama en bloques se puede simplificar como se muestra en la fig (c).

El controlador de corriente de la Fig 7.45 (c) tiene un amplificador de error PI con una ganancia proporcional k_{pI} y una ganancia de integración k_{iI} . Esta función de transferencia está dada en la ec. 7.67. El subíndice "I" se refiere al lazo de corriente (en el editor de ecuaciones es una I, aunque parece una l).

La función de transferencia de la trayectoria directa (overall open-loop) es:

$$G_{I,OL} = \underbrace{\frac{K_{iI}}{s} \left(1 + \frac{s}{k_{iI}/k_{pI}} \right)}_{control_PI} \underbrace{k_{PWM}}_{PPU} \underbrace{\frac{1/R_a}{1 + \frac{s}{1/\tau_e}}}_{motor} \quad (7.67)$$

Para seleccionar las constantes de ganancia del compensador PI en el lazo de corriente, se hará un análisis simple.

- ✓ Margen de fase de 90°, el cual resulta si se realiza lo siguiente:
 - ✓ Seleccionar el cero (k_{iI}/k_{pI}) del compensador PI para cancelar el polo del motor a la frecuencia $1/\tau_e$, debido a la constante eléctrica del motor. Bajo estas condiciones,

$$\frac{k_{iI}}{k_{pI}} = \frac{1}{\tau_e}, \text{ o } k_{pI} = \tau_e k_{iI} \quad (7.68)$$

La cancelación del polo en la función de transferencia del motor hace que la función de transferencia de la trayectoria directa sea:

$$G_{I,OL} = \frac{k_{I,OL}}{s} \quad (7.69)$$

$$k_{I,OL} = \frac{k_{iI} k_{PWM}}{R_a} \quad (7.70)$$

En la función de transferencia de la trayectoria directa, la frecuencia de cruce $\omega_{cl} = k_{I,OL}$. Se selecciona la frecuencia de cruce ($f_{cl} = \frac{\omega_{cl}}{2\pi}$) del lazo de corriente que sea aprox. uno o dos décadas el orden de magnitud menor que la frecuencia de conmutación del PPU de manera tal que no influya el ruido de la frecuencia de conmutación,

$$k_{iI} = \frac{\omega_{cl} R_a}{k_{PWM}} \quad (7.71)$$

Con esto se completa el lazo de realimentación de corriente, donde las constantes de ganancia k_{pI} y k_{iI} pueden ser calculadas de las dos ec. anteriores.

➤ Ejemplo

Diseñar un lazo cerrado de corriente para el ejemplo de la tabla anterior, asumiendo que la frecuencia de cruce es de 1kHz.

Solución:

De la ec. 7.28.6, para $\omega_{cl} = 2\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$,

$$k_{il} = \frac{\omega_{cl} R_a}{k_{PWM}} = 1050,0$$

de la ec. 7.28.2,

$$k_{pl} = \tau_e k_{il} = \frac{L_a}{R_a} k_{il} = 2,73$$

La función de transferencia de la trayectoria directa está dibujada en la fig. siguiente, donde se muestra la frecuencia de cruce en 1kHz.

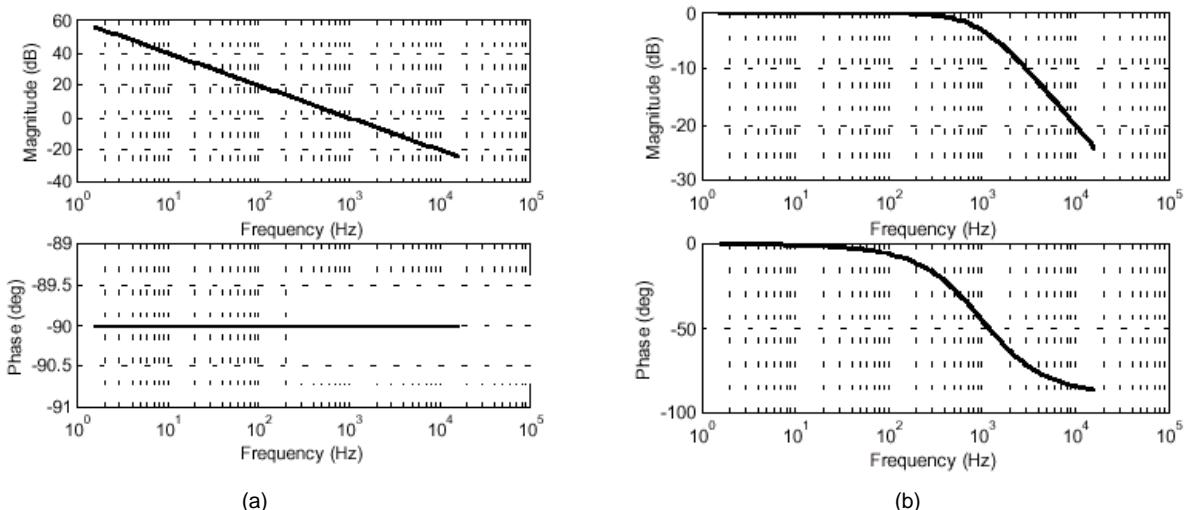


Fig. 7.46. Frequency response of the current loop
(a) open loop, (b) closed loop

7.9.4.2. Diseño del lazo de control de velocidad

Para el control de velocidad el ancho de banda será del orden de una década menor, comparado con el lazo de corriente (torque). Por lo tanto, el lazo cerrado de corriente se asume ideal para los propósitos de diseño será representado por la unida, como se muestra en la fig. siguiente.

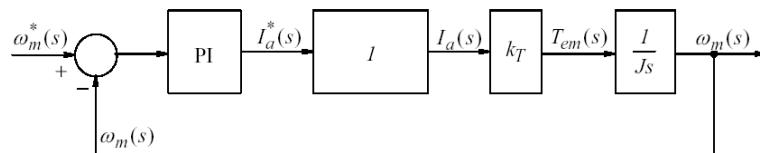


Fig. 7.47. Block Diagram of the speed loop
($J=J_{eq}$)

El compensador de velocidad es del tipo PI. La función de transferencia de la trayectoria directa de velocidad resultante $G_{\Omega,OL}(s)$ en el diagrama en bloques de la Fig. 7.47., donde el símbolo Ω significa que el lazo es de velocidad, es:

$$G_{\Omega,OL}(s) = \frac{k_{i\Omega}}{s} \left[1 + \frac{s}{(k_{i\Omega}/k_{p\Omega})} \right] I \frac{k_T}{s J_{eq}}, \text{ o también} \quad (7.72)$$

$$G_{\Omega,OL}(s) = \frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \left[\frac{1 + s/(k_{i\Omega}/k_{p\Omega})}{s^2} \right] \quad (7.73)$$

Esto muestra que la función de transferencia de la trayectoria directa de velocidad consiste en un doble polo en el origen. A bajas frecuencias, en el diagrama de Bode, este doble polo provoca que la magnitud decaiga con una velocidad de 40dB/dec, mientras que el ángulo de fase es de -180° . Se puede seleccionar la frecuencia de cruce $\omega_{c\Omega}$ que sea de orden uno en magnitud menor que el lazo de corriente.

Similarmente, se puede elegir un valor razonable de margen de fase $\phi_{pm,\Omega}$. Por esto, la ec. anterior se divide en dos:

$$\left| \frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \frac{1 + s/(k_{i\Omega}/k_{p\Omega})}{s^2} \right|_{s=j\omega_{c\Omega}} = 1 \quad (7.74)$$

y

$$\angle \left| \frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \frac{1 + s/(k_{i\Omega}/k_{p\Omega})}{s^2} \right|_{s=j\omega_{c\Omega}} = -180^\circ / +\phi_{pm,\Omega} \quad (7.75)$$

Las constantes de ganancia del compensador PI, $k_{i\Omega}$ y $k_{p\Omega}$ se pueden calcular resolviendo las dos ecuaciones anteriores, como se muestra en el ejemplo siguiente:

➤ Ejemplo

Diseñar un lazo cerrado de velocidad, asumiendo que la frecuencia de cruce es en orden una década menor que el lazo de corriente del ejemplo anterior, esto es: $f_{c\Omega} = 100\text{Hz}$, y $\omega_{c\Omega} = 628\text{rad/s}$. El margen de fase se selecciona en 60° .

Solución:

De las dos últimas ecuaciones, se sustituye las constantes, con $k_T = 0,1\text{Nm/A}$, $J_{eq} = 152 \times 10^{-6}\text{ kg.m}^2$, y $\phi_{PM,\Omega} = 60^\circ$ a la frecuencia de cruce, donde $s = j\omega_{c\Omega} = j628$, se puede calcular, dando como resultado $k_{i\Omega} = 0,827$ y $k_{p\Omega} = 299,7$. Las funciones de transferencia de la trayectoria directa, y de lazo cerrado están mostradas en la fig. siguiente.

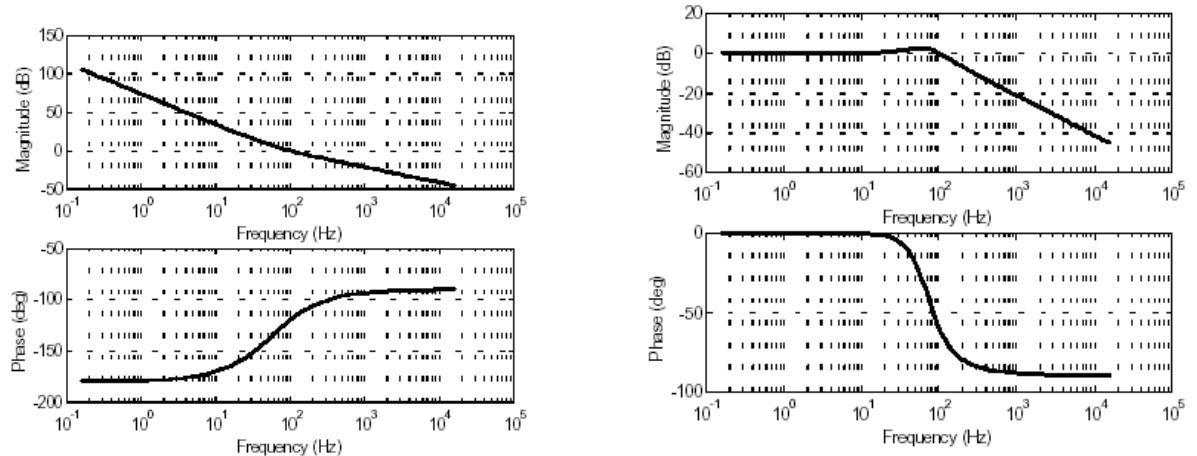


Fig. 7.48. Speed loop response (a) open loop,
(b) closed loop

7.9.4.3. Diseño del lazo de control de posición

Se selecciona que el ancho de banda del lazo cerrado de posición sea en orden una década menor que el lazo de velocidad. Por esto, el lazo de velocidad se puede idealizar como representado por la unidad, como se muestra en la Fig. 7.49:

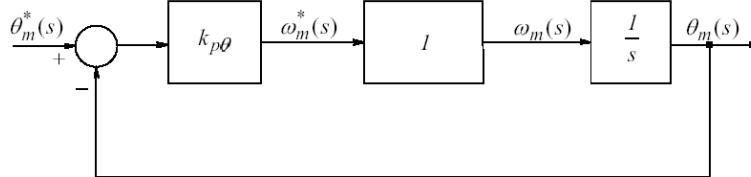


Fig. 7.49. Block diagram of position loop

Para el controlador de posición es adecuado tener sólo la ganancia proporcional $k_{p\theta}$, debido a la presencia del integrador $1/s$ en la función de transferencia (función de transf. del sensor de posición). Este integrador reduce el error a cero en régimen estacionario para un cambio en escalón en la posición de referencia. Con esta elección del controlador, y con una respuesta de lazo cerrado del lazo de velocidad asumido como ideal, la función de transferencia de la trayectoria directa $G_{\theta,OL}(s)$ es:

$$G_{\theta,OL}(s) = \frac{I}{s} \quad (7.76)$$

Por lo tanto, la selección de la frecuencia de cruce $\omega_{c\theta}$ de la trayectoria directa permite calcular $k_{p\theta}$ como,

$$k_{p\theta} = \omega_{c\theta} \quad (7.77)$$

➤ Ejemplo

Con el ejemplo de la tabla anterior, diseñar el compensador del lazo cerrado de posición, asumiendo que la frecuencia de cruce es en orden de magnitud una década menor que el de velocidad del ejemplo anterior, es decir: $f_{c\theta} = 10 \text{ Hz}$, y $\omega_{c\theta} = 62,8 \text{ rad/s}$.

Solución:

$$k_{p\theta} = \omega_{c\theta} = 62,8 \text{ rad/s}$$

Las funciones de transferencia están mostradas en la fig. siguiente.

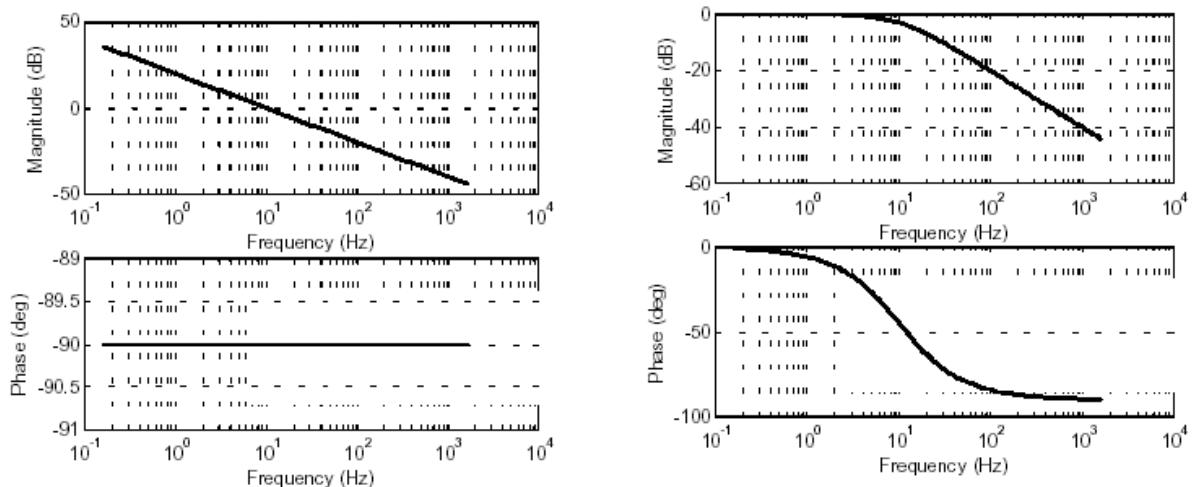


Fig. 7.50. Position loop response (a) open loop, (b) closed loop

7.9.5. El lazo de control Feed-Forward

Debido a la simplicidad de la implementación anterior, el control en cascada, consistente en varios lazos internos responden más lentamente frente a cambios que un sistema de control en el cual todas las variables del sistema se procesan y actúan de una manera simultánea. En los sistemas industriales, los valores de referencia de los lazos internos son por lo general también variables. Por esto, estos valores de referencia pueden ser actuados de manera directa y simultánea, o feed-forward, como se muestra en la fig. siguiente. El modo de control feed-forward puede minimizar la desventaja de la lenta respuesta dinámica del método de control en cascada.

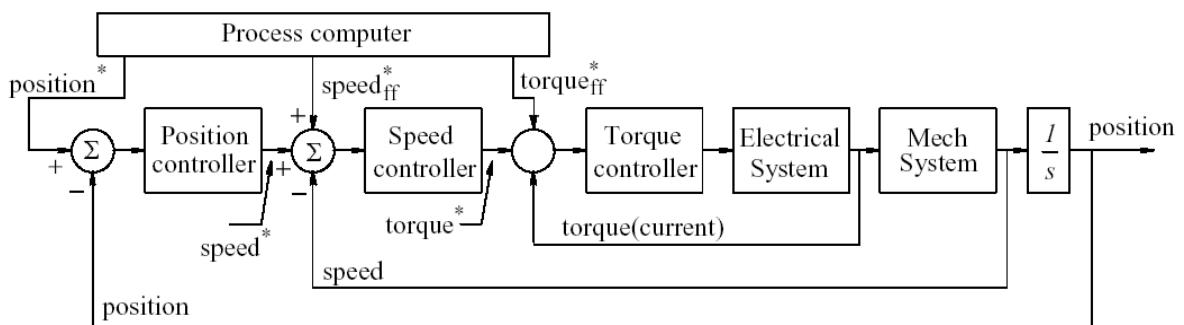


Fig. 7.51. Control system with feed-forward

7.9.6. Límites en el controlador

Uno de los beneficios del control por cascada es que los valores intermedios (tales como la corriente) y las señales de control del PWM pueden ser limitados a rangos aceptables a través de poner límites en los valores de referencia.

Esto provee operación del motor en rangos de seguridad, tanto para el PPU como para los sistemas mecánicos.

Como ejemplo, en la cascada original, se puede limitar el valor de referencia de torque, el cual es la salida del controlador PI de velocidad, como se muestra en la [fig.](#) anterior.

La [fig.](#) siguiente muestra el límite que existe inherentemente en el control de tensión (aplicado al chip PWM), el cual es la salida del controlador de torque PI.

Similarmente, el límite que inherentemente existe en el PPU, cuya magnitud no puede exceder en la tensión de DC, es V_d . Para cambios grandes en la tensión de referencia o grandes perturbaciones, el sistema podría extender tales límites. Esto hace el sistema no lineal, e introduce grandes retardos en el lazo cuando se alcanzan tales límites.

Por ejemplo, un controlador lineal puede demandar una gran corriente en el motor con el fin de reaccionar frente a grandes cambios en el par de carga, pero como la corriente está limitada provocará que el lazo de corriente se incremente de una manera lenta que la que hubiera sido posible.

Por esta razón, luego que el controlador está diseñado en las condiciones asumidas lineales, deberá ser simulado en presencia de tales límites.

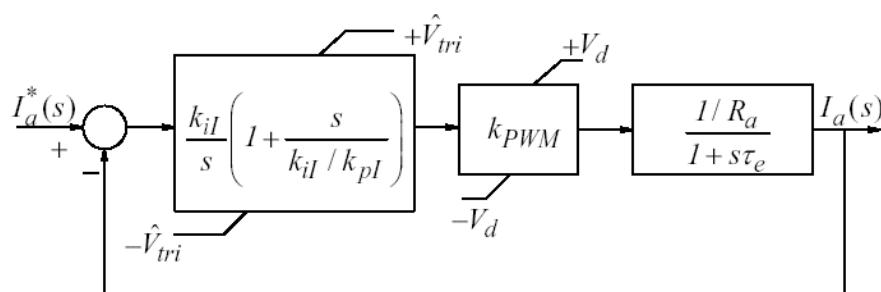


Fig. 7.52. Limits on the PI controller

7.9.7. Integración anti-windup

Con el fin de mantener la estabilidad del sistema, y en presencia de los límites mencionados anteriormente, se deberá prestar especial atención en los controladores con integradores, tales como el PI. En el integrador anti-windup de la [fig.](#) siguiente, si el controlador alcanza estos límites, entonces la acción del integrador se apaga poniendo la entrada del integrador a masa (tensión cero, para que se detenga el proceso de integración), si la saturación incrementa en la misma dirección.

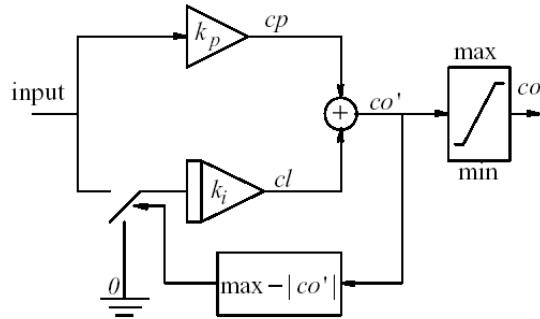


Fig. 7.53. PI with anti-windup

7.10. Motor de excitación independiente controlado por campo

Se analizará el motor de DC con excitación independiente controlado por campo en lazo abierto.

* $i_A = I_A = \text{constante}$

* Ecuación del campo: $v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$, la transformada con condiciones iniciales igual a cero es:

$$v_{f(S)} = (R_f + L_f s) I_{f(S)} \quad \frac{I_{f(S)}}{V_{f(S)}} = \frac{1}{(R_f + L_f s)} = \frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + s \tau_{elf}} \quad (7.78)$$

* Ecuación de torque de motor: $\phi_{(t)} = K_f i_{f(t)}$, la transformada es

$$T_M = K_I K_f i_{f(t)} I_A \quad K_3 = K_I K_f I_A \left[\frac{\text{Nm}}{\text{A}} \right]$$

$$T_M = K_3 i_{f(t)}$$

La transformada con cond. inic. iguales a cero es:

$$\frac{T_{M(S)}}{I_{f(S)}} = K_3$$

τ_{elf} = constante eléctrica de campo

* Ecuación de torque total: $T_M = B\omega_M + J \frac{d\omega_M}{dt} + T_L$

Entonces, la transformada es

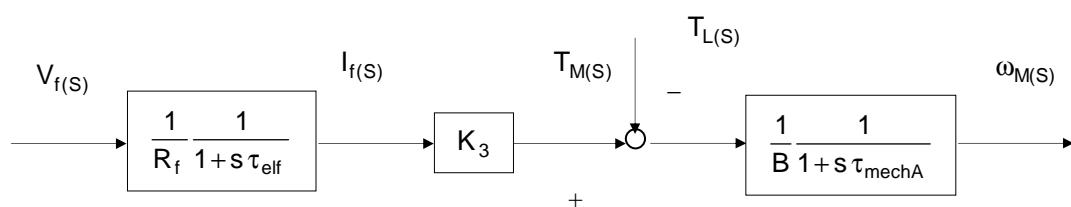
$$\phi_{(t)} = K_f i_{f(t)} \text{ siendo } K_f = \text{constante}$$

$$J = J_T$$

$$T_{M(S)} = (B + J s) \omega_{M(S)} \quad \text{donde: } T_L = 0$$

$$\frac{\omega_{M(S)}}{T_{M(S)}} = \frac{1}{B + J s} = \frac{1}{B(1 + s \tau_{mechA})}$$

Diagrama en bloques:



La ecuación con $T_L = 0$, es:

$$\frac{\omega_{M(S)}}{V_{f(S)}} = \frac{K_3}{B R_f} \frac{1}{1 + s \tau_{elf}} \frac{1}{1 + s \tau_{mechA}} = \frac{\omega_{M(S)}}{V_{f(S)}} = \frac{K_3}{B R_f} \frac{1}{s^2 \tau_{mechA} \tau_{elf} + s (\tau_{mechA} + \tau_{elf}) + 1} \quad (7.79)$$

Aplicando el teorema del valor final:

$$\Delta \omega_M = \frac{K_3}{B R_f} \Delta V_f \quad (7.80)$$

➤ Ejemplo

Se aplica una tensión escalón de $E_f = 200V$ en un motor de excitación independiente controlado por campo, si a velocidad nominal el motor gira a 1500 rpm, evaluar la relación de transferencia.

$$L_f = 1H$$

$$R_f = 100\Omega$$

$$J_T = 3 \cdot 10^{-3} \text{ Kg m}^2$$

$$B = 8 \cdot 10^{-3} \text{ Nms/rad}$$

$$\text{Si } \Delta \omega_M = \frac{K_3}{B R_f} \Delta V_f, \text{ entonces } K_3 = \frac{B R_f \Delta \omega_M}{\Delta V_f} = 15,71 [\text{N/A}]$$

$$\frac{\omega_{M(S)}}{V_{f(S)}} = \frac{K_3}{B R_f} \frac{1}{s^2 \tau_{mechA} \tau_{elf} + s (\tau_{mechA} + \tau_{elf}) + 1} = \frac{15,71}{1 \cdot 10^{-3} \cdot 100} \frac{1}{s^2 3,75 \cdot 10^{-3} + s 0,385 + 1}$$

$$\frac{\omega_{M(S)}}{V_{f(S)}} = 41,9 \cdot 10^3 \frac{1}{s^2 + s 102,7 + 266,7}$$

7.11. Motor serie

Se analizará el motor de DC con excitación en serie entre la armadura y el campo.

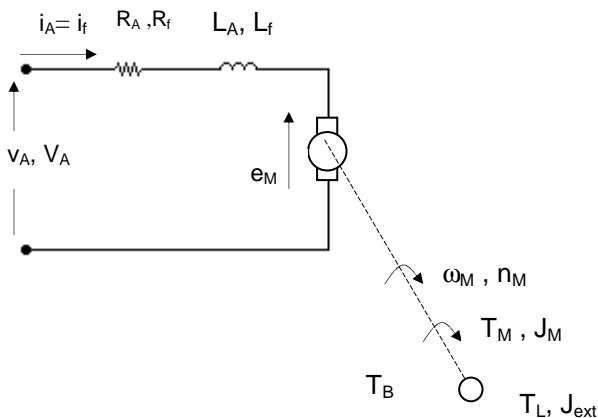


Fig. 7.56. Circuito representativo de un motor de DC con excitación en serie

7.11.1. Ecuaciones básicas para el motor serie

- Torque del motor $T_M = K_I i_A^2$ (7.81)

- Tensión contraelectromotriz inducida $e_M = K_7 I_A \omega_M$ (7.82)

- Ecuación de tensión $v_A - e_M - e_b = (R_A + R_f) i_A + (L_A + L_f) \frac{di_A}{dt}$ (7.83)

- Torque de aceleración $T_B = J_{Trem} \frac{d\omega_M}{dt}$

- Ecuación de torque $T_M = T_L + T_B = T_L + J_{Trem} \frac{d\omega_M}{dt}$
o también, se define

$$T_M = J \frac{d\omega_M}{dt} + B \omega_M + T_L$$

- Ecuación de potencia $P = i_A e_M = T_M \omega_M$

En régimen permanente, los valores medios son:

$$e_M = K_7 I_A \omega_M$$

$$T_M = B \omega_M + T_L$$

$$v_A = (R_A + R_f) i_A + K_7 I_A \omega_M$$

Entonces, la velocidad es:

$$\omega_M = \frac{V_A - (R_A + R_f) I_A}{K_7 I_A} \quad (7.84)$$

La velocidad puede variarse:

* variando la tensión de armadura, V_A

* variando la corriente de la armadura, I_A

La ecuación de par motor, y la ecuación anterior, indican que un motor serie puede proporcionar un par motor muy alto, especialmente en el arranque; y es por ésta razón, que el motor serie es muy utilizado en aplicaciones de tracción.

Las características de los motores de corriente continua son profundamente afectadas por el tipo de excitación provista. En el caso del motor serie, las bobinas de campo quedan en serie con el arrollamiento del inducido, así sólo habrá un flujo en el entrehierro cuando la corriente del inducido sea distinta del cero (maquina cargada) por otro lado, como el flujo es, en este caso, proporcional a la corriente.

Por esta razón, un motor serie tiende a tener una velocidad bastante elevada cuando el motor no tiene carga.

Si no fuera por las perdidas, el motor serie en vacío tendría velocidad infinita. La velocidad queda limitada por determinada por las fuerzas de fricción. Al ajustar la tensión V_A , se puede operar el motor con un par aproximadamente constante (si I_A es constante) hasta la velocidad nominal, valor que corresponde a la V_A .

Esto hace prohibitivas las transmisiones de potencia del motor por medio de poleas y correas, pues en caso de rotura de las correas resultaría un motor sin carga, lo que implicaría consecuencias catastróficas. Por otra parte, los altos pares producidos por el motor serie a baja velocidad lo hacen ideal para algunas aplicaciones como tracción eléctrica, por ejemplo.

Los riesgos de elevadas velocidades con bajas corrientes de carga pueden ser eliminados si el motor serie es provisto de un arrollamiento de campo independientes que asegure un cierto flujo mínimo incluso con el motor en vacío. En este caso se dice que el motor tiene excitación compuesta. Este motor tendrá características intermedias entre el motor serie y el motor de excitación independiente.

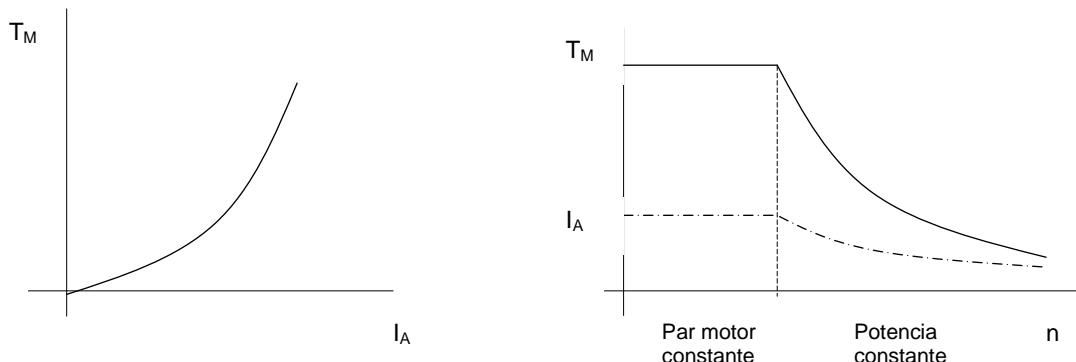


Fig. 7.57. Motor serie. Características par-velocidad

La ecuación de par motor, contiene un producto de no linealidades del tipo variable, y como resultado, la aplicación de las técnicas de función de transferencia no resultan válidas. Sin embargo, se puede linealizar considerando que la perturbación es pequeña en el punto de operación.

7.12. Arranque de los motores de corriente continua

Excepto los motores más pequeños, todos los motores deben ser regulados durante el arranque con el fin de evitar la sobrecorriente, que podría producir el deterioro del motor por calentamiento excesivo.

Las técnicas para limitar la corriente hasta valores aceptables tienen que tener en cuenta los factores prácticos y económicos. Un circuito de arranque con resistencias tiene el inconveniente que cuando son desconectadas mecánicamente del circuito, ya sea por contacto deslizante o por contactores, se produce arco y chispeo, produciendo el desgaste de los contactos, requiriendo por consiguiente, un mantenimiento riguroso. Pero, éstos métodos son baratos.

El uso de la electrónica de potencia puede eliminar todas las partes móviles en un arrancador por resistencia, o se pueden emplear tiristores en lugar del arrancador convencional. Se mostrará un caso que en realidad está penado en electrónica de potencia, ya que el rendimiento es muy bajo, pero a manera ilustrativa puede demostrar las aplicaciones de un par de tiristores.

7.13. CI para control de motores



National Semiconductor

7.13.1. CI LM628

Los CI LM628/LM629 están dedicados a los procesos de control de servomotores de DC y brushless DC, y otros servomecanismos que proveen señal de realimentación de posición incremental en cuadratura. Se pueden realizar las tareas computacionales en tiempo real requeridas por el control motriz digital. El LM628 tiene una salida de 8-bit el cual puede alimentar un DAC de 8-bit o 12-bit. Los componentes requeridos para construir un servosistema se reduce a un DC motor/actuator, un encoder incremental, un DAC, un amplificador de potencia y el LM628. El LM629 es similar, sólo que provee una salida de 8-bit para excitar directamente una llave H. La frecuencia máxima de trabajo es de 6 y 8 MHz.

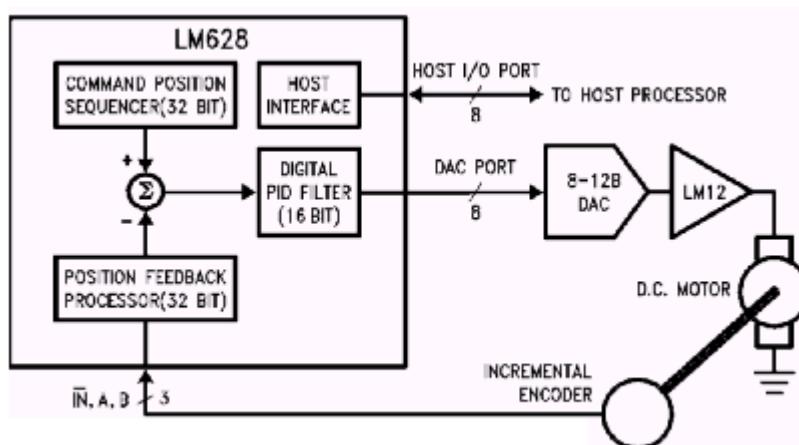


Fig. 7.58. Typical system block diagram. Note that the I/O port is communicating with a host processor.

7.13.2. CI MC33035



- * 32-bit position, velocity, and acceleration registers
- * Programmable digital PID filter with 16-bit coefficients
- * Programmable derivative sampling interval
- * 8- or 12-bit DAC output data (LM628)
- * 8-bit sign-magnitude PWM output data (LM629)
- * Internal trapezoidal velocity profile generator
- * Velocity, target position, and filter parameters may be changed during motion
- * Position and velocity modes of operation
- * Real-time programmable host interrupts
- * 8-bit parallel asynchronous host interface
- * Quadrature incremental encoder interface with index pulse input
- * Available in a 28-pin dual in-line package or a 24-pin surface mount package (LM629 only)

El MC33035 fue diseñado para controlar motores de DC brushless, pero puede también ser usado para controlar un típico motor de DC. La [Fig. 7.59](#) muestra la aplicación del MC33035 manejando una llave H con una mínima cantidad de componentes. El CI utiliza una frecuencia de modulación del ancho del pulso (PWM) de aproximadamente 25kHz.

La velocidad del motor es controlada a través del ajuste de la tensión presentada a la entrada no inversora del amplificador de error, la cual establece el nivel de referencia del PWM. Se controla el límite de corriente en el

motor pulso a pulso, con una tensión de muestra de aprox. 100mV a través del resistor R_s conectado entre la llave H y masa.

El circuito sensor de sobre corriente hace posible invertir la dirección del motor, usando la llave stop antes de invertir. El interruptor de sentido de giro se puede utilizar sin necesidad de esperar a que el motor se halla detenido completamente.

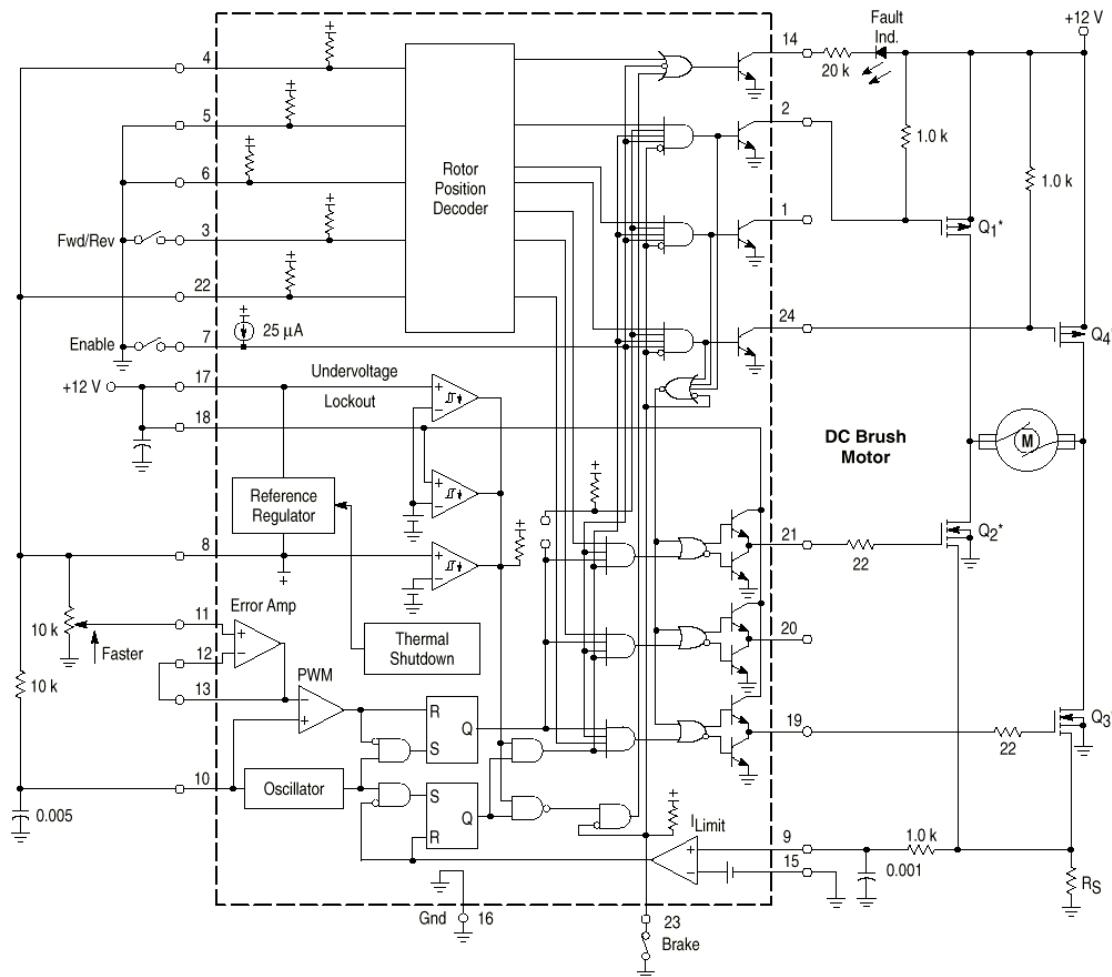
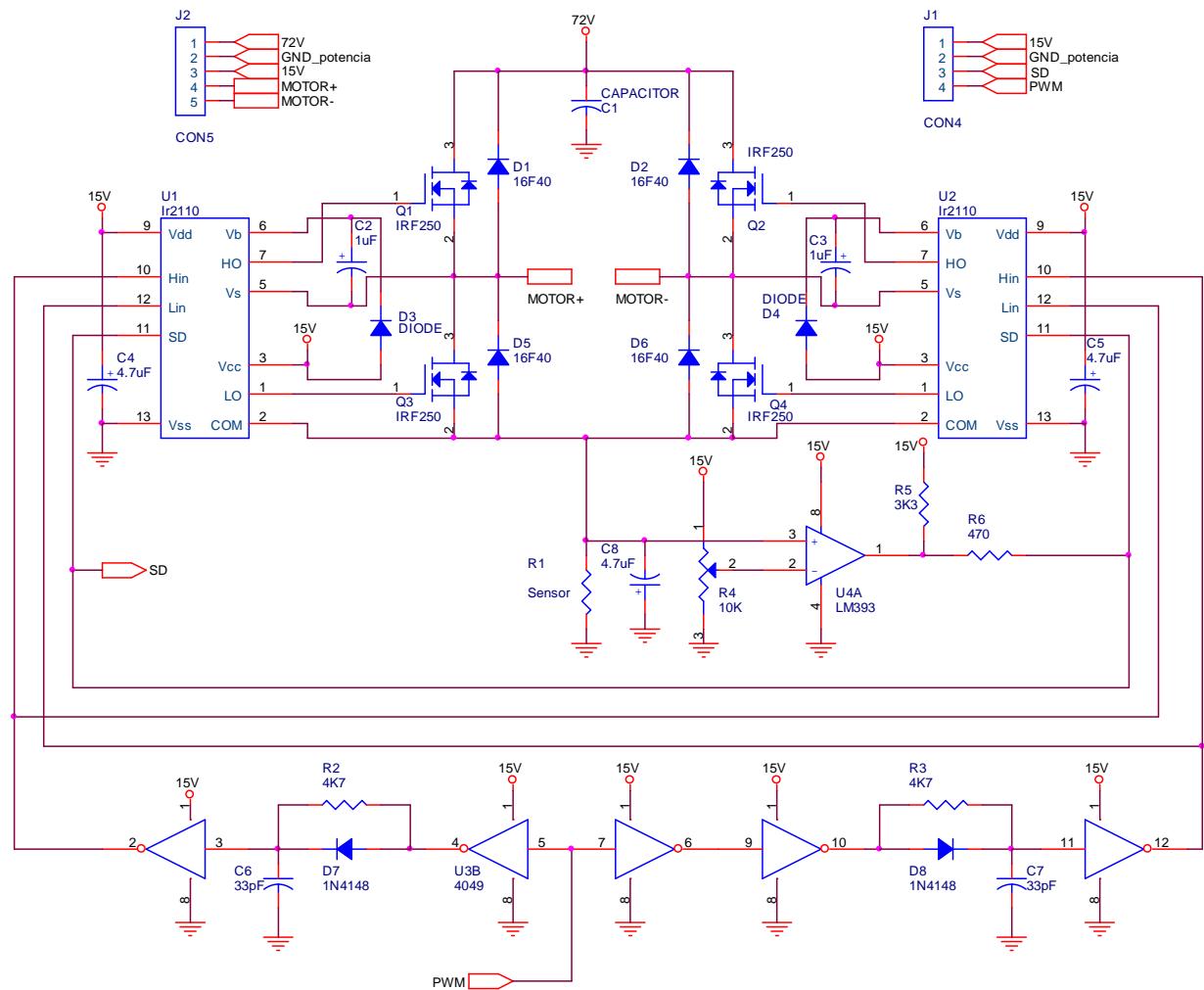


Fig. 7.59. Typical system block diagram using the MC33035

Los CI de aplicación para llave H se están difundiendo cada vez más, debido a su gran aplicación y simplicidad en el uso. Los CI se aplican en casos de baja potencia. Para aplicaciones de alta potencia se puede utilizar los “Packs” de transistores bipolares, o MOSFET’s. En éstos casos se deberá utilizar circuitos discretos en conjunción con algún CI PWM.

- ✓ Actualmente también se están utilizando controladores digitales, en reemplazo de los analógicos. Estos son los microcontroladores y los DSP para aplicaciones de mayor performance.

Ejemplo de una llave H de 72V-30A utilizada para el control de un motor con el IRF250 y la aplicación del driver para MOSFET & IGBT IR2110:



Grupo GIII, UTN FRC
Araguás, Baldasi, Molina, Steiner

Fig. 7.60. PWM para llave H en modo bipolar con driver IR2110

NOTA: para calcular el valor del capacitor de BOOSTRAP (C2 y C3) se deberá ver la nota de aplicación AN978 de International Rectifier “HV Floating MOS-Gate Driver ICs” y DT98-2 “Bootstrap Component Selection for Control IC’s”.

La Fig. 7.61 muestra un ejemplo de la etapa de potencia de un control de motor de DC efectuado por Texas Instruments®[11]. El MDL-BDC es un módulo de control que provee control de velocidad para un motor de DC de 12V de corriente continua de hasta 40A. El PWM funciona a 15KHz, Por referencias funcionales, ver [11]. Aquí solo se muestra el circuito de la etapa de potencia.

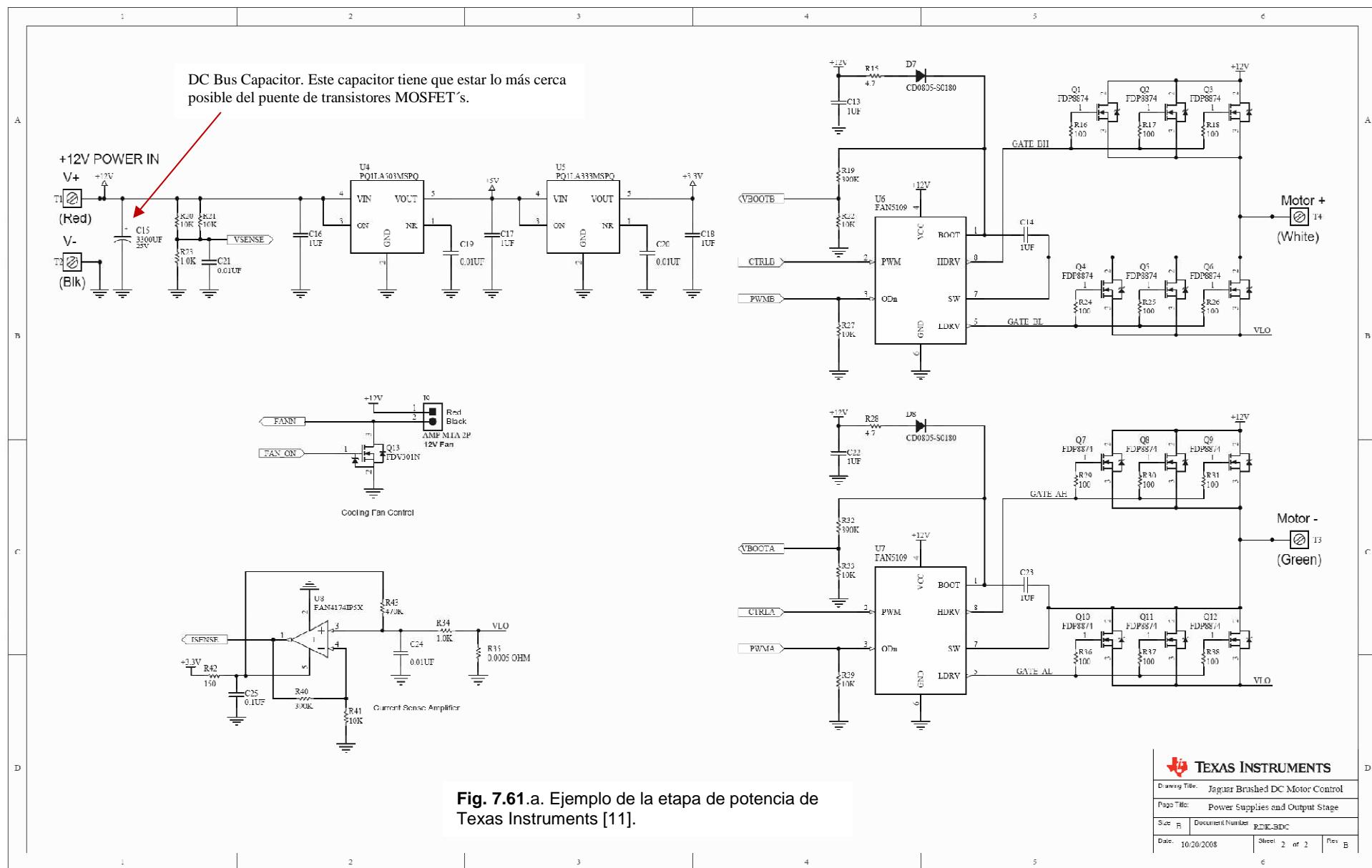


Fig. 7.61.a. Ejemplo de la etapa de potencia de Texas Instruments [11].

El Lay-out es muy importante en la etapa de potencia. En la Fig. siguiente se muestra cómo se montan los transistores MOSFET's alrededor del capacitor de potencia (DC Bus Capacitor):

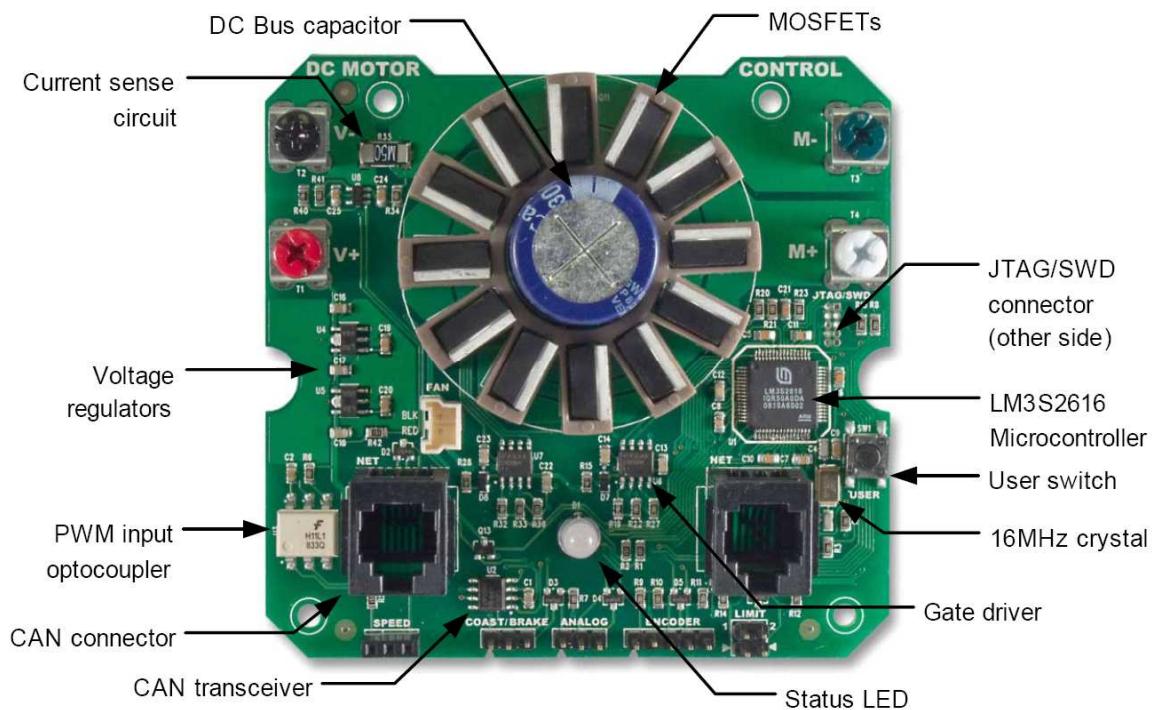


Fig. 7.61.b. Lay-out del driver de motor de DC de Texas Instruments [11].

La distribución de los componentes en la placa impresa es tan importante como el circuito en sí, debido a que en funcionamiento en frenado regenerativo, el capacitor del BUS de continua tiene que estar lo más cerca posible del BUS y del circuito puente de los transistores MOSFET'S.

Los CI's drivers de los transistores son FAN5109 de Fairchild Semiconductor® son diseñados para una tensión del BUS de 12V, con capacitor de BOOTSTRAP. Por el cálculo de este capacitor (C14 y C23) ver la hoja de datos. El circuito Bootstrap usa la carga del capacitor (Cboot) y un diodo externo. La capacidad requerida es función de la carga total requerida $Q_G @ 12VGS$ por el transistor de lado superior del puente y el ΔV_{boot} , que es la caída de tensión permitida de los MOSFET's del lado superior.

Para otras aplicaciones de alimentación y circuitos, hay otros circuitos disponibles, tales como: FAN7380, FAN7382, FAN7083_GF085, FAN7371, FAN7390, de Fairchild Semiconductor®.

Los transistores de potencia MOSFET son los FDP8874 de Fairchild Semiconductor®, que son:

N-Channel PowerTrench® MOSFET, 30V, 114A, 5.3mOhm.

7.14. Circuitos con tiristores

Si el circuito de armadura del motor de DC se conecta a la salida de un rectificador controlado, se puede variar la tensión de la armadura variando el ángulo de conducción α del convertidor. También se conecta el circuito de campo a un convertidor, con el fin de controlar el flujo del motor variando la corriente de campo.

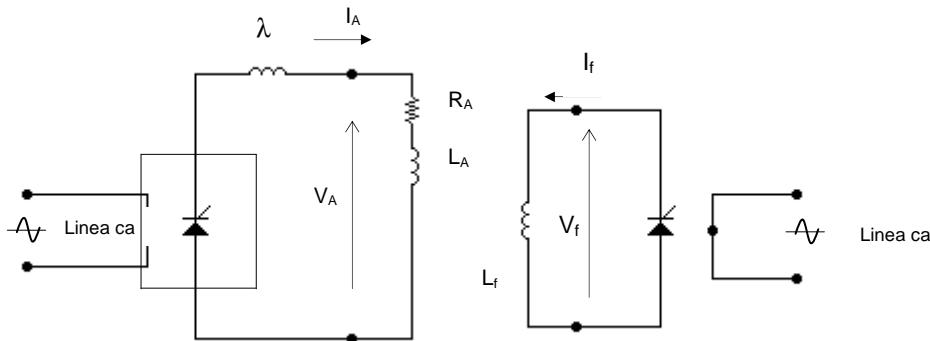


Fig. 7.62. Disposición básica del circuito de un drive de motor de DC no reversible

Cuando un motor de DC sólo debe girar en un sentido y la carga no requiere frenados rápidos, en donde el motor funcionará solamente en el primer cuadrante. Hay tres tipos de montajes.

- Montajes alimentados con tensión monofásica
- Montajes de media o baja potencia alimentados con tensión trifásica
- Montajes de gran potencia alimentados con tensión trifásica

7.14.1. Montajes no reversibles

7.14.1.1. Montajes alimentados con tensión monofásica

Excepto la tracción eléctrica, habitualmente sólo se alimentan con tensión monofásica los reguladores de velocidad de hasta los 15kW.

Frecuentemente el montaje utilizado es el puente de onda completa.

Hay dos posibilidades:

- * Puente totalmente controlado
- * Puente semicontrolado

En el primer caso se puede variar la V_A desde $V_{(MAX)}$ hasta 0. En el puente semicontrolado, para variar la tensión desde 0 hasta $V_{(MAX)}$, se deberá variar el ángulo de retardo desde 0 hasta π . Pero, debido a que se utiliza un ángulo de seguridad, se varía hasta los 150° .

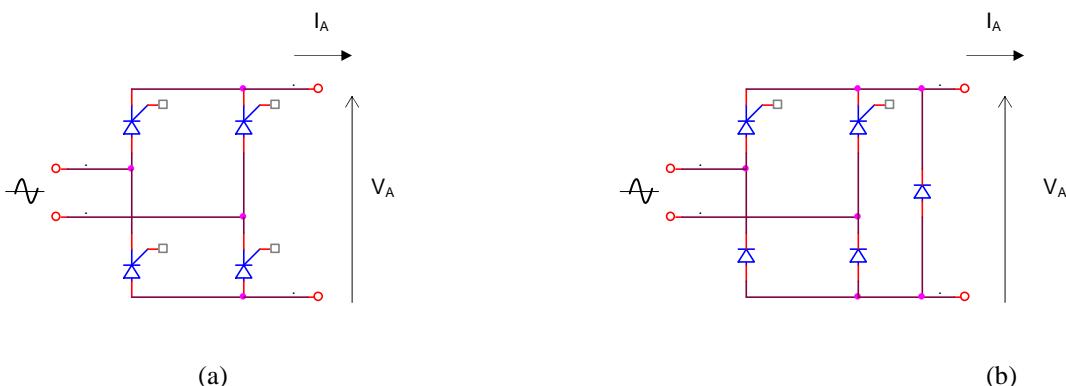
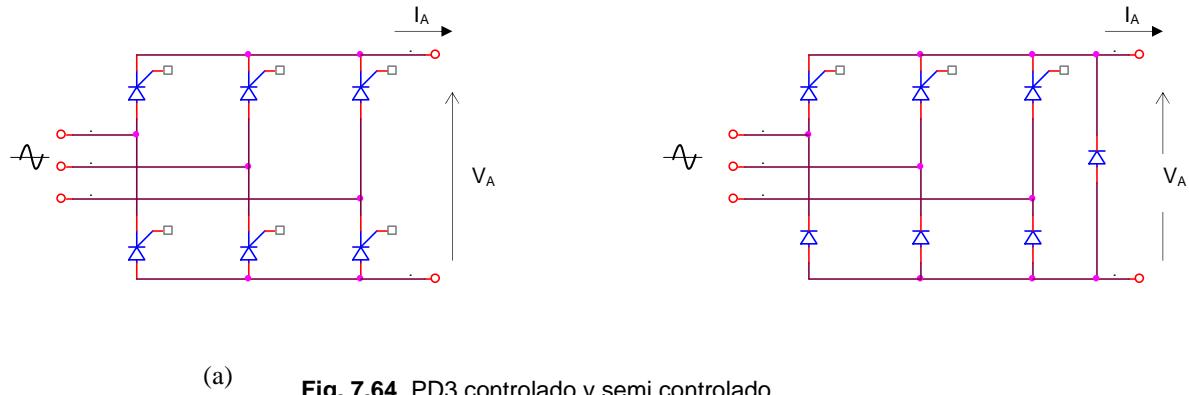


Fig. 7.63. PD2 controlado y semicontrolado para control de motor de DC por inducido

7.14.1.2. Montajes de media o baja potencia alimentados con tensión trifásica

Normalmente se utilizan en las posibilidades siguientes:

- * Puente totalmente controlado
- * Puente semi controlado



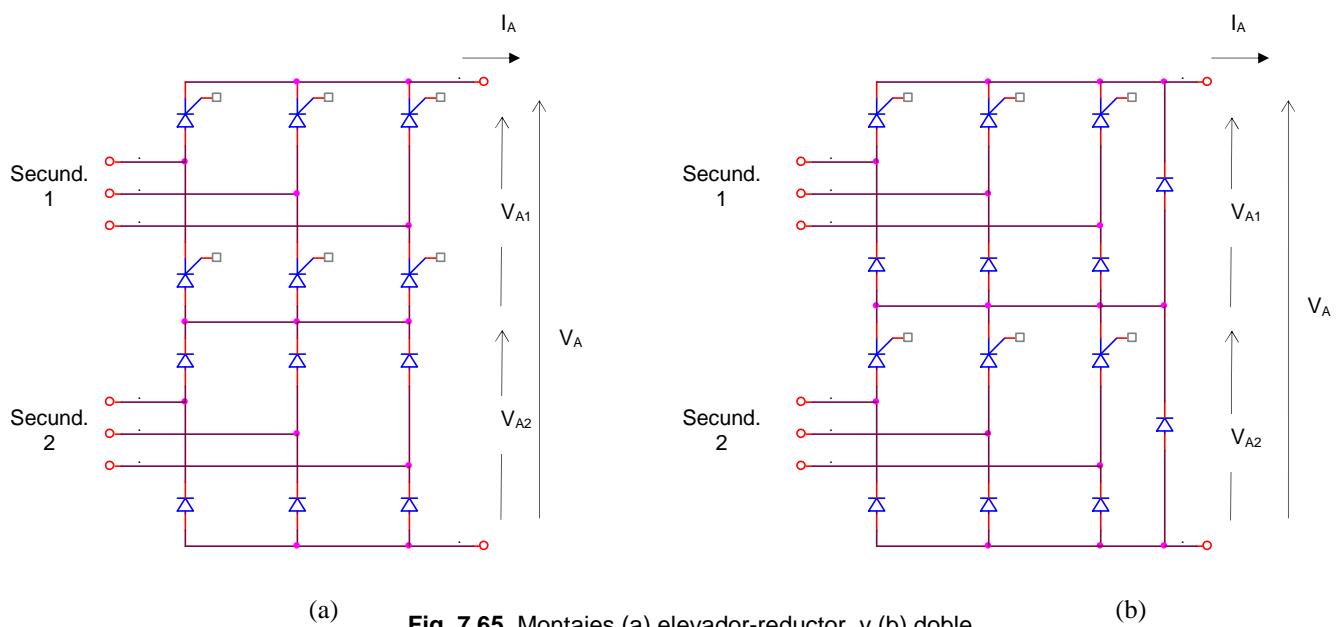
Normalmente se utiliza PD3 totalmente controlado, ya que el totalmente controlado tiene una tensión de orden 6, en lugar del circuito semi controlado con orden 3. Además, toma de la red trifásica corrientes que contienen los armónicos 2 y 4.

7.14.1.3. Montajes de gran potencia alimentados con tensión trifásica

Los equipos de gran potencia se alimentan normalmente por la red trifásica bajo una tensión tal que hace preciso la utilización de un transformador reductor. Además, hay que reducir el rizado de la tensión aplicada al motor, y procurar no tomar demasiada potencia reactiva de la red, o que la corriente no tenga un nivel de armónicos demasiado elevado.

Hay dos posibilidades, entre otras:

- * El montaje “elevador-reductor”
- * El montaje “doble puente mixto”



Ambos montajes emplean un transformador con dos secundarios que proporcionan sistemas de tensiones trifásicas iguales, pero desfasadas $\pi/6$. En el primero, se añade a la tensión rectificada constante $V_{A(max)}/2$ proporcionada por el puente de diodos, la tensión variable entre $V_{A(max)}/2$ y $-V_{A(max)}/2$ está entregada por el puente completo de tiristores. En el segundo montaje, se suman dos tensiones rectificadas cuyo valor medio puede variar entre $V_{A(max)}/2$ y cero.

7.14.2. Montajes reversibles

Se entiende por montaje reversible aquél sistema que permite la variación rápida del sentido de giro. Si la carga que debe arrastrarse no requiere inversión del sentido de giro, pero precisa un frenado rápido, puede efectuarse un frenado eléctrico regenerativo con envío de energía a la red. Si es necesario un sólo sentido de giro, habrá un sólo signo para V_A . Pero, el hecho de funcionar en dos cuadrantes, será necesaria la inversión de I_A . Como la corriente continua de un bloque rectificador no puede invertir el sentido de la corriente, será necesario implementar dos bloques rectificadores controlados reversibles.

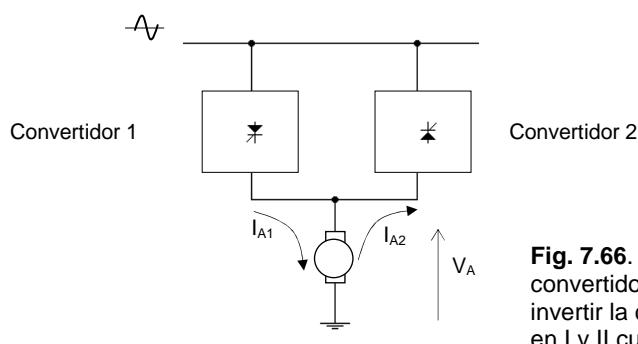


Fig. 7.66. Bloque de dos convertidores reversibles, para poder invertir la corriente (funcionamiento en I y II cuadrante).

En la práctica, debido al tiempo de retardo de apagado del tiristor, y de encendido del próximo tiristor, el valor máximo de conducción se limita a 150° . Esto significa que la máxima tensión accesible en el modo inversor (ondulador no autónomo) será de un 1,4% más pequeña que la tensión máxima de DC. Para prevenir que la tensión inducida en el motor se haga mayor que la tensión en modo inversor, para control en los cuatro cuadrantes, el ángulo de conducción de DC se limitará en 30° . Si esto no se toma en cuenta, el convertidor no será capaz de controlar una corriente de armadura grande.

Si el convertidor (convertidor 1) trabaja en el modo rectificador, y si la tensión del convertidor es mayor que la inducida en el motor, E_M , la energía eléctrica será derivada de la línea al motor, y será convertida en energía cinética. Sin embargo, si el convertidor (convertidor 2) trabaja en el modo inversor, entonces fluirá una corriente hacia la línea a través del inversor. La máquina de DC actuará como generador y la energía cinética del motor se derivará a la línea en forma de energía eléctrica.

Para el funcionamiento en los cuatro cuadrantes, los convertidores 1 y 2 toman el papel de rectificador- inversor respectivamente, y viceversa en el sentido de giro inverso.

En el montaje reversible, son posibles tres montajes:

- * Montaje con inversión de la corriente en el inductor, I_f (tiempo muerto de inversión del par: 0,5 - 1 s)
- * Montaje con inversión de la corriente en el inducido, I_A (tiempo muerto de inversión del par: 0,1-0,3 s)
- * Montaje reversible (tiempo muerto de inversión del par: 5 - 20 ms)

7.14.2.1. Montaje con inversión de la corriente en el inductor, I_f

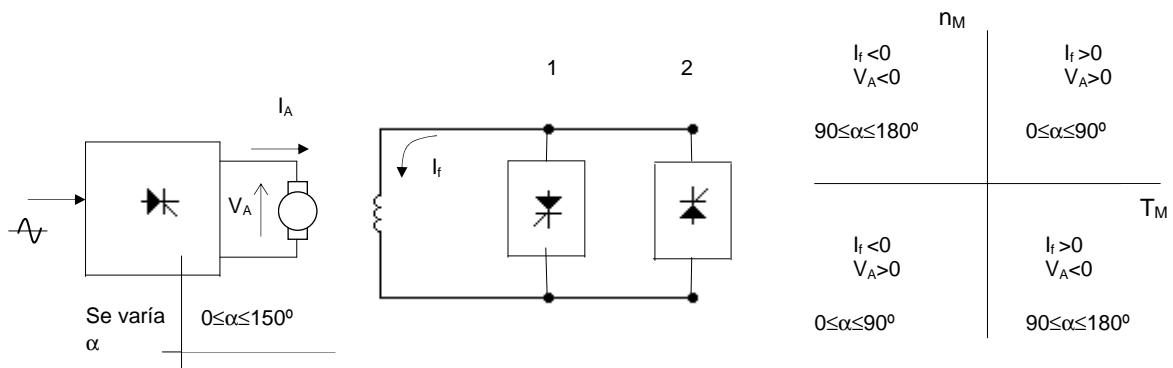


Fig. 7.67. Montaje con inversión de la corriente en el inductor.

V_A es controlado por la variación de α en el inducido. La variación del sentido de giro se controla por el inducido.

En éste caso, el inducido se alimenta con un solo puente rectificador reversible. La inversión del par se efectúa invirtiendo la corriente I_f , y por ende, el flujo ϕ . La inversión de I_f sólo se podrá efectuar cuando I_A en el inducido sea nula.

Este modo de inversión sencillo y económico sólo es utilizado cuando se pueden aceptar tiempos muertos de inversión del par bastante elevados, desde 0,5 s. hasta algunos segundos. Esto es debido a la constante de tiempo del inductor, ya que la inversión de I_f no puede ser rápida.

7.14.2.2. Montaje con inversión de la corriente en el inducido, I_A

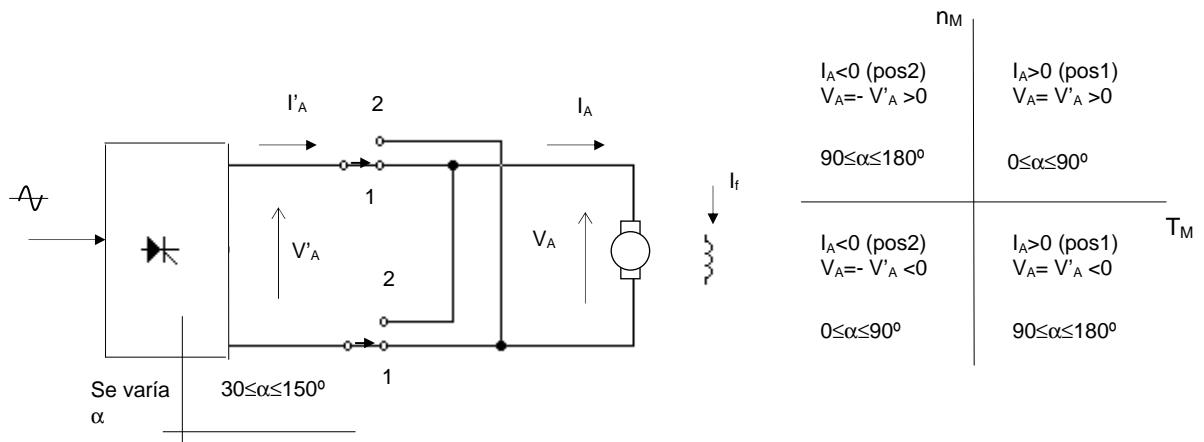


Fig. 7.68. Montaje con inversión de la corriente en el inducido a través de un contactor bipolar

El inducido se alimenta con un rectificador totalmente controlado. La inversión del par se obtiene invirtiendo I_A con la ayuda de un contactor bipolar.

La posición 1 del contactor corresponde a una corriente $I_A = I'_A$, por lo tanto, positiva. Esta funcionará en los cuadrantes I y IV. La posición 2 del contactor corresponde a una corriente $I_A = -I'_A$ y provee la inversión de la corriente para el funcionamiento en los cuadrantes II y III.

La inversión de la corriente sólo debe hacerse cuando la corriente sea nula. El tiempo muerto de inversión del par corresponde al tiempo de detección de la corriente nula, más el tiempo de respuesta del sistema mecánico; y varía entre 100 y 300 ms.

Con éste procedimiento se consigue la inversión del par en menor tiempo respecto del método de variación de la corriente del inductor, aunque la utilización de contactores disminuye la fiabilidad del sistema, más aún si el número de inversiones es elevado.

Los montajes reversibles permiten efectuar inversiones muy rápidas (5 a 20 ms), con un equipo totalmente estático. Deberán utilizarse dos convertidores estáticos. Según el modo de controlar los tiristores de los convertidores, pueden distinguirse dos tipos de reguladores:

- * Sin corriente circulante
- * Con corriente circulante

7.14.2.3. Montaje reversible antiparalelo sin corriente circulante

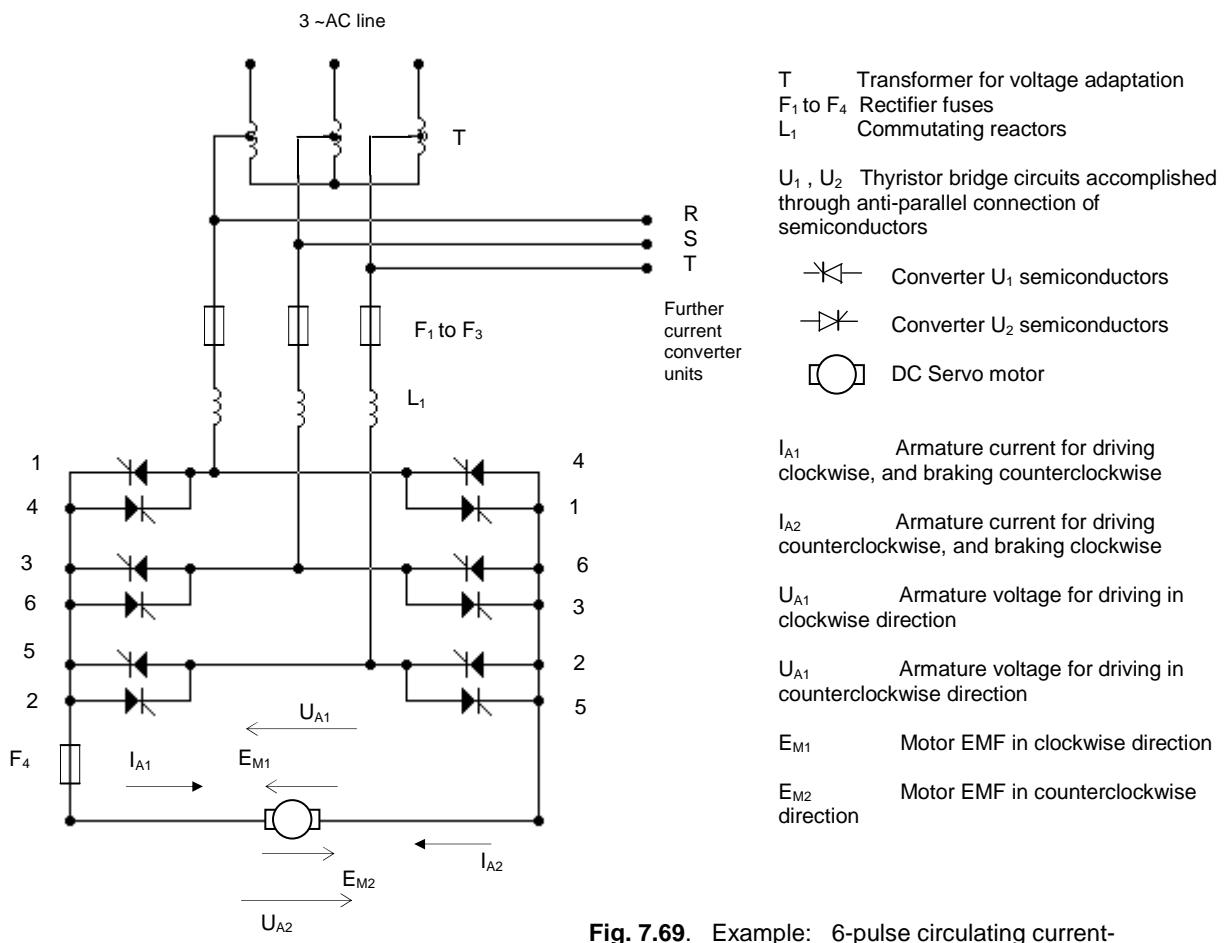


Fig. 7.69. Example: 6-pulse circulating current-free anti-parallel connection

En éste método, solamente uno de los dos convertidores conduce para cada fase. La corriente, y los pulsos de control del otro convertidor están bloqueados. Es decir, hay tiempo muerto entre la aplicación de un convertidor y el otro. Un sistema electrónico activa el convertidor apropiado, según la dirección del torque requerido. Con los componentes electrónicos disponibles hoy, se pueden tener los tiempos muertos de 6 ms, por eso la reacción de los tiempos que causan en los sistemas de lazo cerrado no tienen un efecto significativo.

Los reactores de corriente circulante no son necesarios (ver circuito con corriente circulante), por lo que, es más simple de implementar. Con los módulos o packs de tiristores aislados disponibles hoy en día, es posible armar

una configuración sin corriente circulante muy compacta y simple. La Fig. 7.69 muestra un ejemplo con doce tiristores conectados en dos bloques de PD3 totalmente controlados.

El convertidor U_1 entrega la corriente I_{A1} al motor, por ejemplo con velocidad en sentido directo (clockwise), mientras que el convertidor U_2 deberá estar bloqueado. Si ahora se quiere frenar en esa dirección, el convertidor U_1 será dirigido desde el modo rectificador al límite del modo inversor, y por esto la corriente se hará cero. El comando de los tiristores del bloque U_1 será tal que el convertidor se bloquee, y luego de un período de seguridad, se activará el comando del convertidor U_2 en el límite inversor. Ahora, la fuerza contraelectromotriz del motor E_M es el generador que suministra la corriente de frenado I_{A2} , hacia la línea. En el modo inversor, U_{A2} tiene signo negativo, y por eso se opone a E_M del motor. La energía mecánica del motor será retornada a la línea, ya que el motor ahora está actuando como generador, a través del convertidor de corriente U_2 . La situación se repite cuando está funcionando en sentido inverso, siendo posible el control del motor en los cuatro cuadrantes. La Fig. 7.70 muestra el análisis en los cuatro cuadrantes.

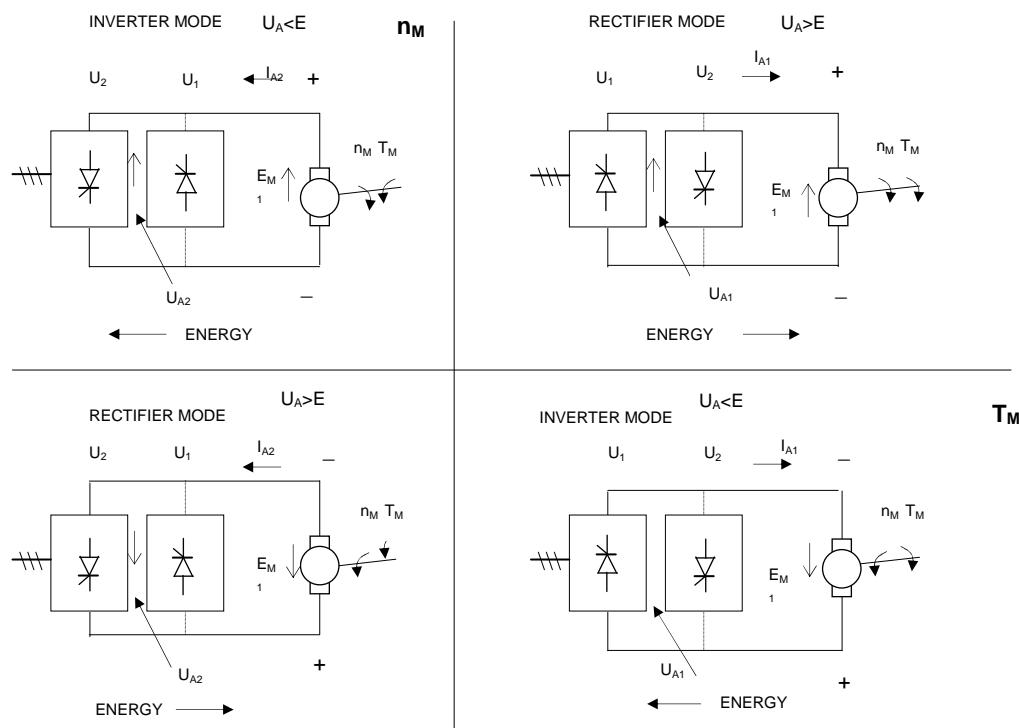


Fig. 7.70. Example: 4-quadrant of the 6-pulse circulating current-free anti-parallel connection

El auto-transformador T de la Fig. 7.70, se usa para la adaptación de la tensión para servomotores de imanes permanentes. En algunos casos, si el motor tiene una tensión que es correspondiente a la tensión de la línea, entonces será posible conectar el motor sin el auto-transformador.

La desventaja del circuito con corriente circulante es, que el convertidor deberá entregar una corriente I_A discontinua entre el valor correspondiente y cero, por eso se incluye en el rango de ángulo de control, el rango de corriente pulsante.

Los rangos de corriente discontinua se determinan en función de la resistencia e inductividad del circuito de la armadura del motor, y también por el número de pulsos y ángulo de control del convertidor. Un bajo número de pulsos y la inductividad del circuito de la armadura tienen gran influencia en el tipo de corriente en la armadura. La Fig. 7.71 muestra las formas de onda de salida de los tiristores en régimen discontinuo y continuo.

En el rango discontinuo, aparece una estructura de control diferente. La constante de tiempo eléctrica de la armadura τ_{elA} no es un índice efectivo, por consiguiente hay un rango del control que no trabajará optimizado.

El tiempo de respuesta de la corriente puede mantenerse constante, si la estructura del control es también adaptada. Este tipo de operación en la mayoría de los casos no es significante, por lo que los controladores de corriente subordinada no son usados con frecuencia, debido a que la constante de fricción básica de la máquina provee la corriente de carga. El control se optimizará para esa carga básica. Si es necesario, el comportamiento del regulador de velocidad, el cual se torna más crítico a medida que se incrementa la carga, puede ser amortiguada a través de la modificación de la ganancia dependiente de la corriente. Muchos controladores que utilizan motores de DC están utilizando circuitos reversibles sin corriente circulante. Esto se justifica debido a los costos más bajos del equipo, por los bajos requerimientos en el convertidor de corriente, el transformador y los reactores.

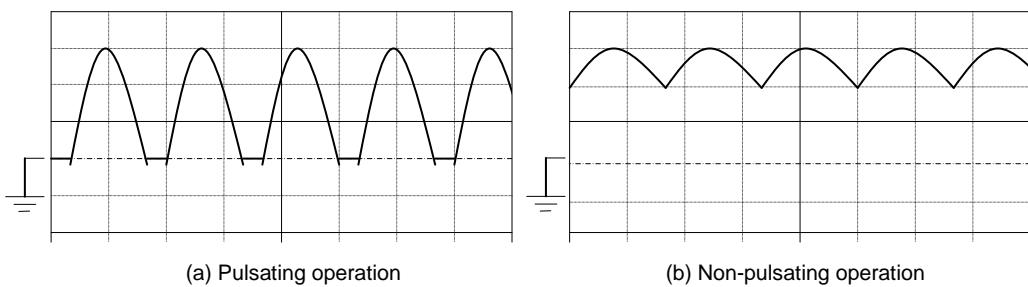


Fig. 7.71. Current forms of a thyristor converter

7.14.2.4. Montaje reversible con corriente circulante

Este tipo de conexión utiliza dos convertidores reversibles invertidos funcionando ambos en forma continua, por lo que, fluirá por ellos una corriente balanceada, también llamada corriente circulante.

Ambos convertidores conectados serán controlados continuamente. El circuito de control, a través del ángulo de conducción, deberá asegurar que cuando un convertidor funcione en el modo rectificador, el otro convertidor funcione en el modo inversor no autónomo. Por ejemplo, el convertidor U_1 funcionará con un ángulo correspondiente al modo rectificación, y el convertidor U_2 funcionará con un ángulo correspondiente al modo inversor. Debido al ángulo de control de contra-reacción de los dos convertidores, el motor verá en ambos convertidores la misma magnitud y sentido de la tensión, pero la corriente en un caso será (por ejemplo, en el primer cuadrante), en el convertidor $U_1 I_{A1}+I_{Kr}$ y en el convertidor U_2 , la corriente tendrá un valor de I_{Kr} en el sentido contrario.

Debido a que, cuando se controla el ángulo de conducción, se produce un desbalance entre ambos convertidores, es que fluirá una corriente entre ellos. Esta corriente circulante estará limitada por la conexión de reactores. La magnitud de la corriente circulante puede ser controlada por un comando de corriente circulante. Los

convertidores tendrán una carga adicional, debido a que la corriente circulante se suma a la corriente del motor, desde el punto de vista de los convertidores.

El modo con corriente circulante ofrece importantes ventajas. Una de ellas es que la corriente en el convertidor puede ser conservada fuera del rango discontinuo. Para éste propósito, la corriente circulante se selecciona con un valor de 10-15% de la corriente nominal, por lo que el deterioro del control dinámico debido a la circulación de una corriente discontinua ya no se tendrá en cuenta. Otra ventaja es que, debido a que los convertidores son controlados continuamente, un comando de cambio de velocidad producirá un cambio inmediato en el motor. La transición de motor a freno es en el mayor de los casos, libre de retardos.

El modo con corriente circulante tiene grandes requisitos en el circuito de control, transformadores, y reactores de corriente circulante. Estos tienen un mejor comportamiento desde el punto de vista del control, y son usados en controles de alta calidad. Hay dos modos de conexión: en cruz y en antiparalelo.

7.14.2.4.1. Montaje reversible en cruz de 6-pulsos con corriente circulante

En la Fig. 7.72 se muestra el tipo de conexión reversible en cruz de 6-pulsos con corriente circulante, mostrando sólo la etapa de potencia. Será necesario un transformador con dos devanados secundarios. Este provee aislación galvánica, y prevé el balance de corriente de entre los dos convertidores de corriente.

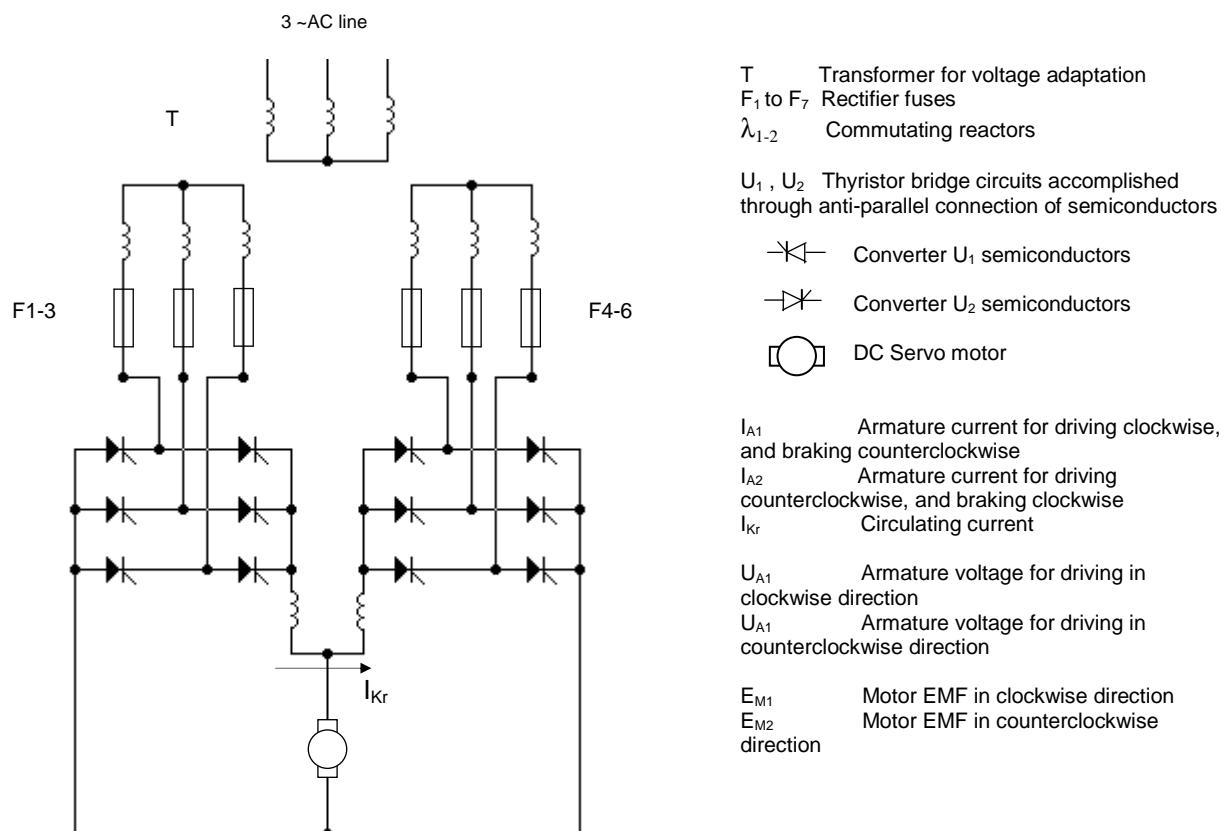


Fig. 7.72. 6-pulse circulating current-conducting cross connection

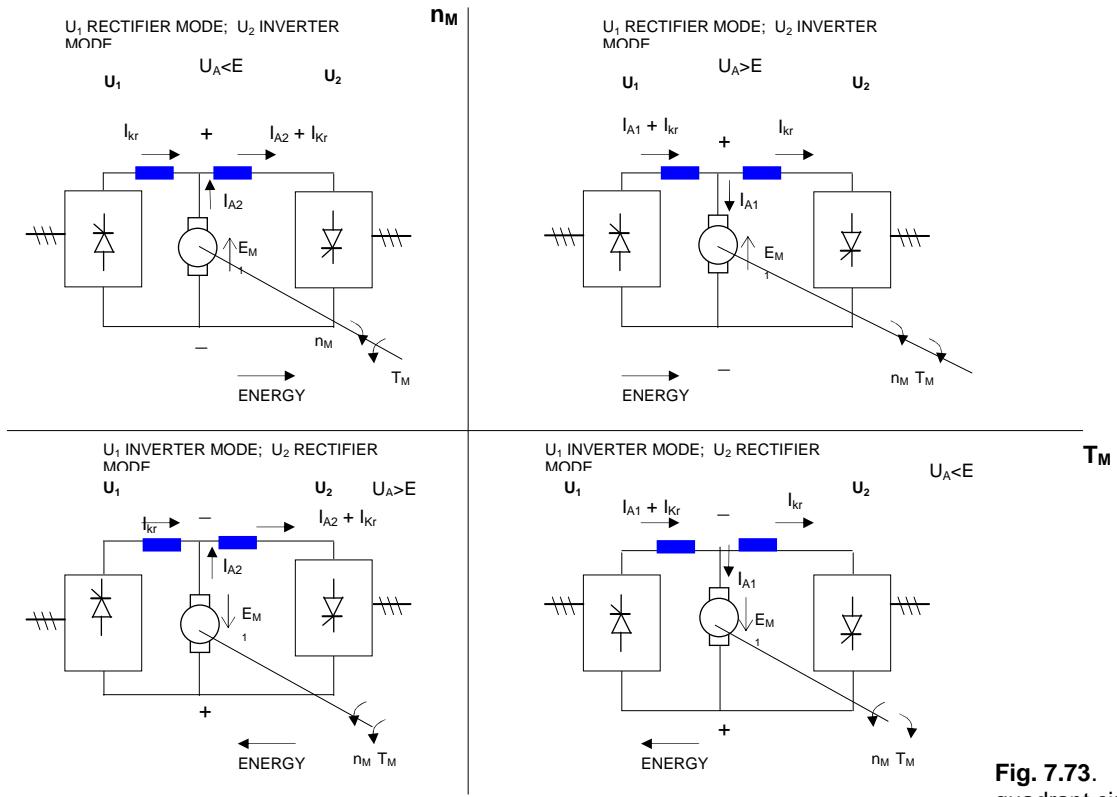


Fig. 7.73. Operation of four quadrant circulating current-conducting

La Fig. 7.73 muestra el comportamiento del circuito con corriente circulante en los cuatro cuadrantes.

*Primer cuadrante:

Driving, clockwise

El convertidor U_1 es controlado en el modo de operación rectificador, y el convertidor U_2 en el modo inversor.

La corriente que fluye por el motor es la correspondiente al convertidor U_1 , y la corriente que circula por U_1 es igual a la corriente del motor, más la corriente circulante. La corriente que circula por el convertidor U_2 es igual a la corriente circulante I_{Kr} , y ésta no fluye por el motor, sino que circula desde el convertidor U_1 , pasa por el convertidor U_2 y se entrega a la línea.

*Segundo cuadrante:

Braking, clockwise

El convertidor U_1 es controlado en el modo de operación rectificador, y el convertidor U_2 en el modo inversor, al igual que en el primer cuadrante.

Para reducir el control en el modo rectificador del convertidor U_1 , la corriente I_{A1} se hace igual a cero, dejando pasar sólo la magnitud de la corriente circulante I_{Kr} . La fuerza contraelectromotriz del motor E_M (EMF) ahora se hace mayor que la tensión U_{A1} , y no podrá fluir corriente en dirección a éste convertidor. Simultáneamente, la tensión U_{A2} del convertidor U_2 se reduce, y entonces la E_M del motor entregará corriente en dirección de I_{A2} , hacia el inversor que actúa como un camino de baja impedancia. Esta inversión de la corriente del motor resultará en una inversión del par motriz T_M produciéndose un par de frenado. La corriente I_{A2} se mantiene entre los límites permitidos, a través del control del ángulo de conducción del convertidor U_2 .

Debido a la energía cinética de la masa que se está moviendo, el motor puede retornar energía cinética a la línea en forma de energía eléctrica. No existen limitaciones en los convertidores, como ocurre en el control en los cuatro cuadrantes con llave H transistorizada (frenos muy bruscos desbordan la capacidad del capacitor).

El factor de forma y el tiempo muerto son favorables, y la corriente circulante hace posible funcionar el motor con alta calidad dinámica.

Este tipo de circuito es muy utilizado en aplicaciones de máquinas herramientas con torques > 30Nm

La corriente alterna superpuesta a la que circula por el motor y la corriente circulante, tienen una frecuencia de oscilación seis veces mayor que la de la línea, por esto generalmente ésta frecuencia es mucho mayor que la frecuencia de resonancia mecánica. Esto asegura un funcionamiento suave del motor.

El funcionamiento en los cuadrantes III y IV es idéntico al funcionamiento en los cuadrantes I y II.

7.15. Bibliografía

- [1] Gottfries Stute, Karl-Heinzböel, Jürgen Hesselbach, Ulfhodel, Peter Stof, *Electrical Drives for Machines Tools*, GROSS, Hans; Siemens/ Wiley.
- [2] Werner Leonhard, *Control of Electrical Drives*; 3rd edition; Springer-Verlang Berlin Heidelberg New York, 2001
- [3] Mohan, Undeland, Robbins, *Power Electronics: Converters and Applications and Design*, John Wiley & Sons, 2003
- [4] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff; *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*; Wiley-IEEE Press, 2002.
- [5] Ned Mohan, *Electric Drives: An Integrative Approach*, University of Minnesota, MNPERE; 2003.
- [6] Benjamin C. Kuo, *Sistemas de Control Automático*, 7ma edición, Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1996
- [7] Bautista, Blanco, *Problemas de Electrónica de Potencia*; Pearson Educación; 2007
- [8] Juan Aguilar Peña, *Convertidores estáticos*, Universidad de Jaén, España,
<http://voltio.ujaen.es/jaguilar/publicaciones/libros.htm>
- [9] José Antenor Pomiallo, *Eletrônica de Potência*, University of Campinas, <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/elpot.html>
- [10] Guy Séguier, *Electrónica de Potencia; convertidores estáticos de energía*, Ediciones G.GILL, S.A. de C.V.
- [11] Texas Instruments, *Stellaris® Brushed DC Motor Control, Reference Design Kit*, User's Manual; (RDK-BDC-05, 2010)
- [12] A. Veltman, D.J. Pulle and Rik W. De Doncker, *Fundamentals of Electrical Drives*; Springer; 2007

ANEXO 7.1

Desarrollo de la ecuación 7.31.

$$v_a - c_1 \Phi_f e_M = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt}$$

$$i_a = \frac{T_M}{c_2 \Phi_f} = \frac{I}{c_2 \Phi_f} \left(T_L + J_T \frac{d\omega}{dt} \right)$$

$$V_a - c_1 \Phi_f \omega = \frac{R_a}{c_2 \Phi_f} T_L + \frac{R_a}{c_2 \Phi_f} J_T \frac{d\omega}{dt} + \frac{L_a}{c_2 \Phi_f} \frac{dT_L}{dt} + \frac{L_a J_T}{c_2 \Phi_f} \frac{d^2 \omega}{dt^2}$$

$$\frac{v_a - c_1 \Phi_f \omega}{R_a} = \frac{T_L}{c_2 \Phi_f} + \frac{J_T}{c_2 \Phi_f} \frac{d\omega}{dt} + \frac{\tau_e}{c_2 \Phi_f} \frac{dT_L}{dt} + \frac{\tau_e}{c_2 \Phi_f} J_T \frac{d^2 \omega}{dt^2}$$

$$V_0 = E_{max} = c_1 \Phi_f \omega_0$$

$$T_0 = I_0 c_2 \Phi_0 = \frac{V_0 c_2 \Phi_0}{R_a} = \frac{\omega_0 (c_2 \Phi_0)^2}{R_a}$$

$$\frac{V_a}{V_0} - \frac{c_1 \Phi_f \omega}{V_0} = \frac{R_a}{V_0} \frac{T_L}{c_2 \Phi_f} + \frac{R_a}{V_0} \frac{J_T}{c_2 \Phi_f} \frac{d\omega}{dt} + \frac{R_a}{V_0} \frac{\tau_e}{c_2 \Phi_f} \frac{dT_L}{dt} + \frac{R_a}{V_0} \frac{\tau_e}{c_2 \Phi_f} J_T \frac{d^2 \omega}{dt^2} .$$

Considerando $c_1 = c_2 = c$

$$\frac{V_a}{V_0} - \left(\frac{\Phi_f}{\Phi_0} \right) \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{R_a T_L}{c^2 \Phi_f \Phi_0 \omega_0} + \frac{R_a}{c^2 \Phi_f \Phi_0 \omega_0} J_T \frac{d\omega}{dt} + \frac{R_a \tau_e}{c^2 \Phi_f \Phi_0 \omega_0} \frac{dT_L}{dt} + \frac{R_a \tau_e}{c^2 \Phi_f \Phi_0 \omega_0} J_T \frac{d^2 \omega}{dt^2}$$

$$\tau_m = \frac{J_m \omega_0}{T_0} = \frac{J_m R_a}{(c \Phi_0)^2} ; \quad \text{con carga} \rightarrow \quad \tau_m = \frac{J_T \omega_0}{T_0} = \frac{J_T R_a}{(c \Phi_0)^2}$$

$$\frac{V_a}{V_0} - \frac{\omega}{\omega_0} \left(\frac{\Phi_f}{\Phi_0} \right) = \frac{T_L}{T_0} \left(\frac{\Phi_0}{\Phi_f} \right) + \frac{J_T}{T_0} \left(\frac{\Phi_0}{\Phi_f} \right) \frac{d\omega}{dt} + \frac{\tau_e}{T_0} \left(\frac{\Phi_0}{\Phi_f} \right) \frac{dT_L}{dt} + \frac{\tau_e \tau_m}{\omega_0} \left(\frac{\Phi_0}{\Phi_f} \right) \frac{d^2 \omega}{dt^2}$$

$$\frac{\tau_e \tau_m}{b} \frac{d^2 (\omega / \omega_0)}{dt^2} + \frac{\tau_m}{b} \frac{d(\omega / \omega_0)}{dt} + b \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{V_a}{V_0} - \frac{I}{b} \frac{T_L}{T_0} - \frac{\tau_e}{b} \frac{d(T_L / T_0)}{dt} \quad (7.31)$$

ANEXO 7.2

Convertidor en un cuadrante. Análisis en régimen estacionario. Desarrollo de la ec. 7.50.

- Régimen de conducción continua del inductor, CCM
- Régimen de conducción discontinua del inductor, DCM

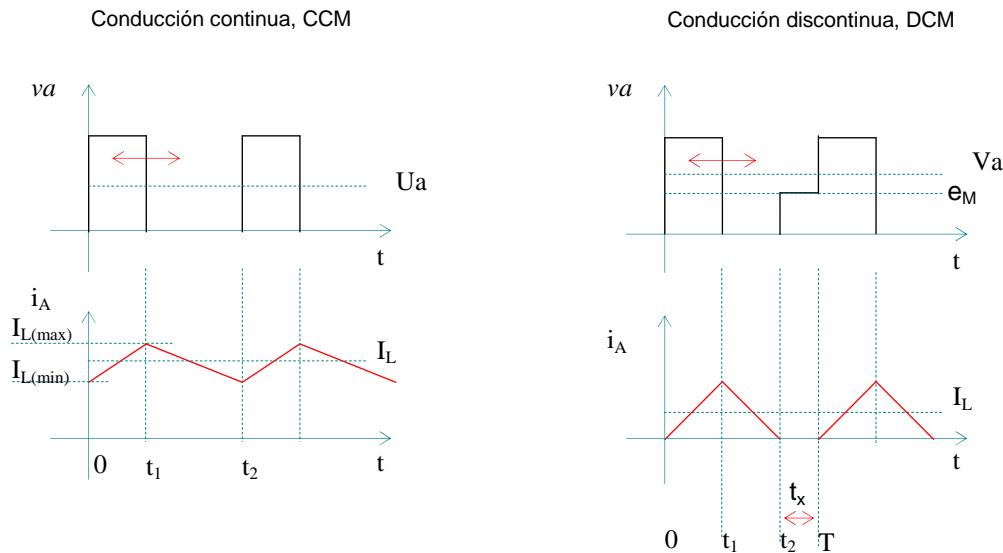


Fig. A7.1. Convertidor en un cuadrante.
Régimen de conducción CCM y DCM

Durante el intervalo entre 0 y t1:

$$V_a = e_M + L_a \frac{di_L}{dt} + R_a i_L \quad (A7.1)$$

$$\frac{di_L}{dt} + \frac{R_a}{L_a} i_L = \frac{V_a - e_M}{L_a} \quad (A7.2)$$

La solución para la ec. diferencial es:

$$i_L = \frac{V_a - e_M}{R_a} + \left[I_{L\min} - \frac{V_a - e_M}{R_a} \right] e^{-t/\tau_e} \quad \text{donde } \tau_e = L_a / R_a, \text{ y} \\ I_{L\min} \text{ es el valor inicial en } t=0 \quad (A7.3)$$

Si el convertidor opera en modo de conducción continuo, $I_{L\min} \neq 0$, y si opera en modo de conducción discontinuo, $I_{L\min} = 0$.

Durante el intervalo entre t1-t2

$$e_M + L_a \frac{di_L}{dt} + R_a i_L = 0 \quad \text{válido para } t=t_1-t_2 \quad (A7.4)$$

La solución para esta ec. es:

$$i_L = -\frac{e_M}{R_a} + \left[I_{L\max} + \frac{e_M}{R_a} \right] e^{-(t-t_1)/\tau_e} \quad (A7.5)$$

Cálculo de $I_{L\min}$ e $I_{L\max}$:

En la ec. A.7.5 de $I_{L\min}$ se introduce la ec. A.7.3

$$i_{L\min} = -\frac{e_M}{R_a} + \left[I_{L\max} + \frac{e_M}{R_a} \right] e^{-(t-t_1)/\tau_e}, \text{ y si de la ec. A7.3 (haciendo } t=t_1)$$

$$i_{L\max} = \frac{V_a - e_M}{R_a} + \left[I_{L\min} - \frac{V_a - e_M}{R_a} \right] e^{-t_1/\tau_e}$$

$$i_{L\min} = -\frac{e_M}{R_a} + \left[I_{L\max} + \frac{e_M}{R_a} \right] e^{-(t-t_1)/\tau_e} = -\frac{e_M}{R_a} + \left[\frac{V_a - e_M}{R_a} + \left(I_{L\min} - \frac{V_a - e_M}{R_a} \right) e^{-t_1/\tau_e} + \frac{e_M}{R_a} \right] e^{-(t-t_1)/\tau_e}$$

por lo que se puede despejar:

$$I_{L\min} = \frac{V_a}{R_a} \frac{\left(e^{DT/\tau_e} - 1 \right)}{\left(e^{T/\tau_e} - 1 \right)} - \frac{e_M}{R_a} \quad \text{para CCM} \quad (\text{A7.6})$$

$I_{L\min}$ no puede dar un valor negativo, de ser así, significa que vale cero y está operando en DCM. Del mismo modo se calcula el valor máx, siendo:

$$I_{L\max} = \frac{V_a}{R_a} \frac{\left(1 - e^{-DT/\tau_e} \right)}{\left(1 - e^{-T/\tau_e} \right)} - \frac{e_M}{R_a} \quad \text{para CCM} \quad (\text{A7.7})$$

$$I_{L\max} = \frac{V_a - e_M}{R_a} - \left[\frac{V_a - e_M}{R_a} \right] e^{-DT/\tau_e} \quad \text{para DCM} \quad (\text{A7.8})$$

Si el interruptor permanece cerrado, el valor de la corriente será:

$$I_{L\max} = \frac{V_a - e_M}{R_a} \quad (\text{A7.9})$$

Cálculo de la ondulación de la corriente:

$\Delta I = I_{L\max} - I_{L\min}$, por lo que la ec. queda:

$$\Delta I_L = \frac{V_a}{R_a} \frac{1 - e^{-DT/\tau_e} + e^{-T/\tau_e} - e^{-(I-DT)/\tau_e}}{1 - e^{-T/\tau_e}} \quad (\text{A7.10})$$

El cálculo de máximo en función del ciclo de trabajo es:

$$\frac{d(\Delta I_L)}{dD} = 0, \text{ por lo que se tiene} \quad (\text{A7.11})$$

$$\left(e^{-DT/\tau_e} \right) - e^{-(I-D)T/\tau_e} = 0 \Rightarrow -D = -(I - D) = 0 \Rightarrow D = 0.5 \quad (\text{A7.12})$$

Por lo tanto, la ondulación de la corriente se hace máxima para un ciclo de trabajo $D=0.5$, siendo su valor:

$$\Delta I_{L\max} = \frac{V_a}{R_a} \tanh \frac{R_a}{4fL_a} \text{ siendo } T=1/f \quad (\text{A7.13})$$

En el caso de que $4fL_a >> R_a$ se puede hacer la aproximación: $\tanh \frac{R_a}{4fL_a} \approx \frac{R_a}{4fL_a}$, por lo que:

$$\boxed{\Delta I_{L\max} = \frac{V_a}{4fL_a}} \quad (\text{A7.14})$$

La corriente media es:

$$I_{AV} = \frac{V_a D - e_M}{R_a} \quad (A7.15)$$

Si se hace $t_2=T$ se puede determinar el límite entre el modo discontinuo y continuo. De la ec. de I_{Lmin} :

$$I_{Lmin} = \frac{V_a}{R_a} \frac{\left(e^{DT/\tau_e} - 1\right)}{\left(e^{T/\tau_e} - 1\right)} - \frac{e_M}{R_a} = 0 \quad (A7.16)$$

$$\frac{e_M}{V_a} = \frac{\left(e^{DT/\tau_e} - 1\right)}{\left(e^{T/\tau_e} - 1\right)} \quad (A7.17)$$

$$DT = \tau_e \cdot \ln \left[1 + \frac{e_M}{V_a} \left(e^{T/\tau_e} - 1 \right) \right]$$

El valor de D será entonces, el mínimo exigido en el circuito para funcionamiento continuo.

$$D = f \cdot \tau_e \cdot \ln \left[1 + \frac{e_M}{V_a} \left(e^{T/\tau_e} - 1 \right) \right] \quad (A7.18)$$

Si se consideran los siguientes parámetros:

$$m = \frac{e_M}{V_a}; \quad \rho = \frac{DT}{\tau_{elA}}; \quad \theta = \frac{T}{\tau_{elA}} \quad (A7.19)$$

se obtiene la siguiente ec. simplificada a partir de la ec. (A7.18)

$$\frac{e_M}{V_a} = m = \frac{\left(e^\rho - 1\right)}{\left(e^\theta - 1\right)} \quad (A7.20)$$

Utilizando los parámetros se puede obtener una familia de curvas como se indica en la fig. siguiente, de m en función de ρ , mientras las familias de curvas se obtienen para distintos valores de θ . El eje de las abscisas

corresponde al caso en que la carga es resistiva pura, ya que $\tau_e = \frac{L_a}{R_a} = 0 \Rightarrow \theta = \frac{T}{\tau_e} = \infty$ y en

este caso el chopper operará siempre en régimen de corriente discontinua, DCM.

El otro extremo corresponde a $\tau_e = \frac{L_a}{R_a} = \infty \Rightarrow \theta = \frac{T}{\tau_e} = 0$ y el chopper operará siempre en régimen de

corriente continua, CCM.

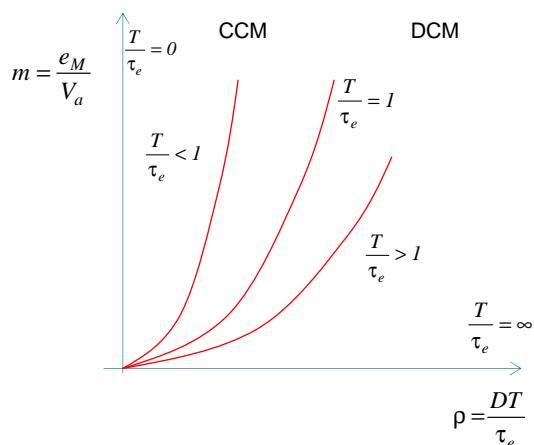


Fig. A7.2. Convertidor en clase A.
Régimen de conducción CCM y DCM.
Familia de curvas con diferentes cargas.

En los dos modos de conducción la función de transferencia en régimen estacionario es:

$$\text{CCM: } u_a = \frac{1}{T} \int_0^T v dt = V_a \frac{t_1}{T} = V_a \cdot D \quad (\text{A7.21})$$

$$\text{DCM: } u_a = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_2} v dt + \int_{t_2}^T e_M dt \right] = V_a \cdot D + e_M \frac{t_x}{T} \quad (\text{A7.22})$$

En el límite entre CCM y DCM; la corriente es:

$$i_L = \frac{V_a - e_M}{R_a} + \left[0 - \frac{V_a - e_M}{R_a} \right] e^{-t/\tau_e} \Rightarrow I_{L\max} = \frac{V_a - e_M}{R_a} (1 - e^{-DT/\tau_e}), \text{ aplicando esta ec.}$$

en la de valor min. se obtiene:

$$I_{L\min} = -\frac{e_M}{R_a} + \left[\frac{V_a - e_M}{R_a} (1 - e^{-DT/\tau_e}) + \frac{e_M}{R_a} \right] e^{-(t-DT)/\tau_e} \quad (\text{A7.23})$$

Al ser discontinuo, llegará el instante de tiempo t_2 en el que la corriente se anula, y la ec. se convierte en:

$$\frac{e_M}{R_a} = \left[\frac{V_a - e_M}{R_a} (1 - e^{-DT/\tau_e}) + \frac{e_M}{R_a} \right] e^{-(t_2-DT)/\tau_e}$$

$$\ln \left[\frac{e_M}{R_a} \right] = -(t_2 - DT) \frac{R_a}{L_a} + \ln \left[\frac{e_M}{R_a} + \frac{V_a - e_M}{R_a} (1 - e^{-DT/\tau_e}) \right]$$

$$(t_2 - DT) \frac{R_a}{L_a} = \ln \left[\frac{e_M}{R_a} + \frac{V_a - e_M}{R_a} (1 - e^{-DT/\tau_e}) \right] - \ln \left[\frac{e_M}{R_a} \right] \text{ la diferencia de log. es el log. del cociente:}$$

$$t_2 = DT + \tau_e \ln \left[1 + \frac{V_a - e_M}{e_M} (1 - e^{-DT/\tau_e}) \right], \text{ y} \quad (\text{A7.24})$$

$$t_x = T - t_2 \quad (\text{A7.25})$$

Selección de los dispositivos de potencia:

$$I_{\max} = \frac{V_a - e_M}{R_a} (1 - e^{-DT/\tau_e}) \quad (\text{A7.26})$$

$$I_{AV} = \frac{V_a - e_M}{R_a} \quad (\text{A7.27})$$

Selección del diodo:

Se supondrá que la corriente del inductor es continua (CCM).

$$I_D = \frac{1}{T} \int_{DT}^T I_L dt = I_L (1 - D)$$

También se puede establecer que la corriente media es:

$$I_{AV} = \frac{V_a D - e_M}{R_a}, \text{ por lo que:} \quad I_D = (I - D) \frac{V_a D - e_M}{R_a} \quad (\text{A7.28})$$

Por lo que el máximo valor se obtiene derivando la ec. anterior e igualando a cero:

$$I_{F_max} = \frac{V_a}{4 R_a} \left(1 - \frac{e_M}{V_a} \right)^2 \quad (\text{A7.29})$$



8 Regulación de motores de corriente alterna

8.1 Introducción

Los motores de DC tienen límites de aplicación. El colector impide que la máquina de corriente continua pueda ser utilizada en ciertos campos de aplicación:

- * velocidades muy elevadas (más de 3000 r.p.m.)
- * tensiones de alimentación elevadas (más de 1500V)
- * potencias muy elevadas (más de 10MW)

La potencia del colector requiere un mantenimiento continuado e impide emplearlo en atmósferas explosivas. Para estos casos se recurre a los motores de corriente alterna sin colector, síncronos o asíncronos.

Los motores de corriente alterna son más ligeros que los motores de corriente continua (20 a 40%), son más económicos y necesitan menos mantenimiento. Pero a igualdad de prestaciones, los equipos de velocidad variable que utilizan estos motores necesitan una electrónica de potencia un poco más cara y el coste total del equipo es más elevado, ya que en gran parte de los casos requieren un control de la frecuencia, de la tensión y de la corriente en aplicaciones de velocidad variable con par motor controlado. Estos tipos de controladores requieren técnicas de realimentación de control más avanzadas, como son la referencia a un modelo, el control adaptable, el motor deslizante y el control orientado al campo. La modelización del motor de c.a es mucho más compleja, y el par no se establece de forma directa como en el motor de c.c. Esto ha dado durante muchos años, la primacía a los accionamientos arrastrados por motor de c.c. Sin embargo, las ventajas de los motores de corriente alterna son mayores que sus desventajas, forzando a la industria a desarrollar convertidores de frecuencia modernos que resuelven las limitaciones dinámicas del motor para la regulación y mantienen su gran atractivo de coste de inversión reducido y sus bajos valores de mantenimiento. Además, en el campo de grandes potencias, incluso a baja velocidad (trenes de laminación), el motor de inducción da la solución a accionamientos que parecían reservados a los grandes motores de c.c.

Los motores de c.a. básicamente pueden ser {

- síncronos
- de inducción, o asíncronos

* El motor síncrono encuentra aplicación allí donde se necesita una propulsión a velocidad constante y precisa, especialmente cuando haya de funcionar varias máquinas en sincronismo. Un ejemplo típico es el de las factorías textiles.

En general, un motor síncrono implica una máquina de dos devanados principales. Un devanado es alimentado con corriente alterna polifásica para la conversión de energía, y el otro se alimenta con corriente continua para proveer el campo magnético principal. También están incluidas en la categoría de máquinas síncronas los motores de rotor cilíndrico, las de excitación con imán permanente. Otra máquina síncrona es el motor de reluctancia con una disposición de polos salientes y sin devanado de campo, o de reluctancia conmutada, y otra es el motor síncrono de inducción. Éste último es un motor de inducción con un devanado de rotor cuyos terminales están conectados a anillos rozantes de modo que pueda ser inyectada una corriente continua en el rotor para que la provisión del par electromagnético a la velocidad síncrona. El motor de histéresis es una máquina síncrona con campo magnético permanente cuando gira a velocidad síncrona. A otras velocidades, su funcionamiento está basado en la energía de histéresis para la provisión de un par motor y, por consiguiente, sólo se emplea en aplicaciones de pequeña potencia. Por último, otro ejemplo de motor síncrono es la máquina de continua invertida. Es decir, si el inducido de un motor de continua estuviese en el estator, y el inductor o campo en el rotor, la máquina sería igual a un motor síncrono con sólo una excepción: el colector o cambiador de frecuencia o inversor, tiene su frecuencia de salida determinada por la velocidad del rotor y su posición. En consecuencia, no ocurre el paro de la máquina como en una síncrona convencional, pero tampoco se puede obtener una velocidad precisa sin el control por realimentación.

Los motores síncronos son utilizados como servodrives en aplicaciones tales como equipamiento periférico de computación, robótica y drives de velocidad ajustable (ASD) en una variedad de aplicaciones tales como bombas, grandes ventiladores, compresores, etc. En aplicaciones de baja potencia (pocos kW) se utilizan los motores síncronos de imanes permanentes. Tales motores de imanes permanentes son a menudo llamados "brushless dc motors" o motores electrónicamente conmutados. Los motores síncronos con rotor bobinado se utilizan en aplicaciones de gran potencia.

* El motor de inducción, o asíncrono es una máquina relativamente barata y robusta a causa de que pueden ser construidas sin anillos rozantes ni colectores.

El principio de funcionamiento de éstos motores está basado en los experimentos de Ferraris en el año 1885, el cual colocó un imán de herrería con un eje vertical, que le permitía girar libremente en las proximidades de un disco metálico que también podía girar alrededor del mismo eje. Al hacer girar el imán se observó que, aunque no había contacto, el disco metálico también giraba en el mismo sentido que aquél.

Este fenómeno se debe a que el girar el imán, se crea un campo magnético giratorio y aparece sobre el disco una corriente eléctrica inducida, la cual según la Ley de Lenz, tenderá a crear a su vez otro campo magnético que se opone al inicial.

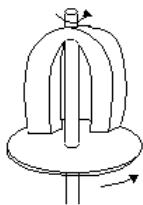


Fig. 8.1. Experimento de Ferraris que sirvió de base para el diseño de los motores de inducción.

El efecto resultante es el giro del disco, ya que de esta forma, los extremos del imán estarán siempre frente a las mismas zonas de aquél, y la situación volverá a ser similar a la inicial, ya que al girar ambos con la misma velocidad el efecto es el mismo que si estuvieran detenidos. Sin embargo, en el instante en que el disco alcanza una velocidad exactamente igual que la del imán, desaparecen las corrientes inducidas sobre el mismo, con lo que se retrasará. Esto obligará a que aparezca de nuevo la corriente inducida. Por lo tanto, el disco siempre girará con una velocidad menor que la del imán.

El rotor puede ser

- rotor bobinado con anillos rozante y escobillas
- rotor bobinado en cortocircuito (jaula de ardilla)

El motor asíncrono de rotor bobinado es el primer motor que se desarrolló, dentro de la categoría de los asíncronos, aunque hoy está reservada su aplicación sólo a casos de arranques muy difíciles y a motores de potencia media y grande en los cuales se necesita hacer una regulación de velocidad parcial. El rotor de éste motor lleva un bobinado aislado, trifásico, con el mismo número de polos que el del estator. Cada fase de éste bobinado termina en un anillo rozante, sobre el que frotan una o varias escobillas de carbón que permiten la conexión de cada terminal a la bornera exterior.

El motor asíncrono de rotor en cortocircuito, está diseñado con un rotor bobinado sin aislar, que está constituido por una jaula conductora (aluminio, cobre, o aleaciones de cobre). Esta jaula no está aislada respecto al núcleo magnético del rotor en que va montada, y es mucho más robusta mecánicamente. Aún así, se inducen las corrientes necesarias para la formación del campo magnético asociado con el rotor para la obtención del par. Este motor es muy barato y además, por debajo de cierta potencia se fabrica en serie, con lo que el coste es más reducido. Los costos de mantenimiento son bajos. Pero, sus características no pueden modificarse excepto con los convertidores de frecuencia. Sin embargo, los fabricantes ofrecen variantes en las características disponiendo en el rotor diversos tipos de jaula.

Los motores asíncronos o de inducción de jaula de ardilla son los más utilizados en la industria. La velocidad se puede variar por control de deslizamiento en bajos rangos de variación y por control de velocidad síncrona. Los motores de inducción se pueden clasificar en dos categorías importantes, basadas en sus aplicaciones:

- 1) ASD (Adjustable-Speed Drives). Una aplicación importante en estos accionadores es ajustar la velocidad de ventiladores, compresores, bombas, tracción eléctrica, incluidos vehículos híbridos, y otros procesos de control industrial.
- 2) Servo Drives. Corresponde a controles sofisticados que pueden usar como servo drives en máquinas herramientas, robótica y también puede emular las características de un motor de d.c. y un motor brushless de d.c.

Accionamientos de c.a.

Los accionamientos se pueden describir de la siguiente manera:

- Motor eléctrico
- Convertidor electrónico de potencia
- Control del convertidor
- Sistema de protección y de monitorización

Ocasionalmente el módulo de control recibe órdenes de un control de procesos de jerarquía superior. Pero, para tener un accionamiento no tienen que estar presentes todos los componentes, por lo que en muchas ocasiones un motor con su contactor pueden constituir el accionamiento más simple y suficiente en muchas aplicaciones.

Los principales desarrollos históricos que impulsaron la evolución del accionamiento de ca se puede describir de la siguiente manera:

- 1885.** Desarrollo del primer motor de campo giratorio de c.a., desarrollado por Ferraris (Ver Fig. 8.1)
- 1891.** Charles Brown transmite potencia trifásica a 15 kW entre Lauffen y Frankfurt
- 1896.** Henry Ward-Leonard inventó el grupo Ward-Leonard
- 1960.** Aparece el rectificador de Silicio controlado por General Electric
- 1971.** Felix Blaschke publicó un nuevo algoritmo para el control de los motores de inducción llamado control orientado al campo (field orientation control, FOC) con control de corriente o tensión
- 1988.** Manfred Depenbrock publicó el nuevo método de control llamado Direct Self Control, DSC
- 1995.** Se desarrollan los primeros accionamientos con motor asincrónicos de jaula y control directo de par DTC midiendo las tensiones y la corriente del estator.

La regulación de la velocidad de los motores de DC con resistencias intercaladas en serie era considerado un despilfarro energético. Henry Ward Leonard en 1896 desarrolló un sistema conocido con el nombre de Grupo Ward Leonard, que estaba formado por un rectificador rotatorio (motor AC conectado a la red, arrastrando una dinamo de DC) el cual proporcionaba tensiones variables a un motor de DC que arrastraba la máquina accionada. Esta solución prescindía ed la regulación por resistencias, pero añadía dos máquinas rotativas para la función de obtener DC a partir de la red industrial de AC.

Poco a poco iban apareciendo soluciones para obtener regulación de velocidad en escalones, lo cual se puede resumir:

Bobinado Dahlander para los motores asincrónicos de cortocircuito. Se logran dos velocidades fijas en relación 1 a 2 con un solo bobinado no muy especial.

Dos motores asincrónicos de distinta polaridad montados en tandem. Se logran 3 o 4 velocidades diferentes.

Motores de bobinados independientes, con tantas velocidades como bobinados tienen.

Dentro de la regulación continua aparecieron grupos tales como los Kramer, o los Scherbius, los cuales recurrían a 2 o 3 máquinas adicionales al propio motor de arrastre para lograrlo. Además, una de esas máquinas era la comutatriz o convertidor rotatorio AC/DC que era muy cara, y de caro mantenimiento.

La fig. 8.2. muestra el campo de aplicación de los accionamientos de AC más utilizado en la industria.

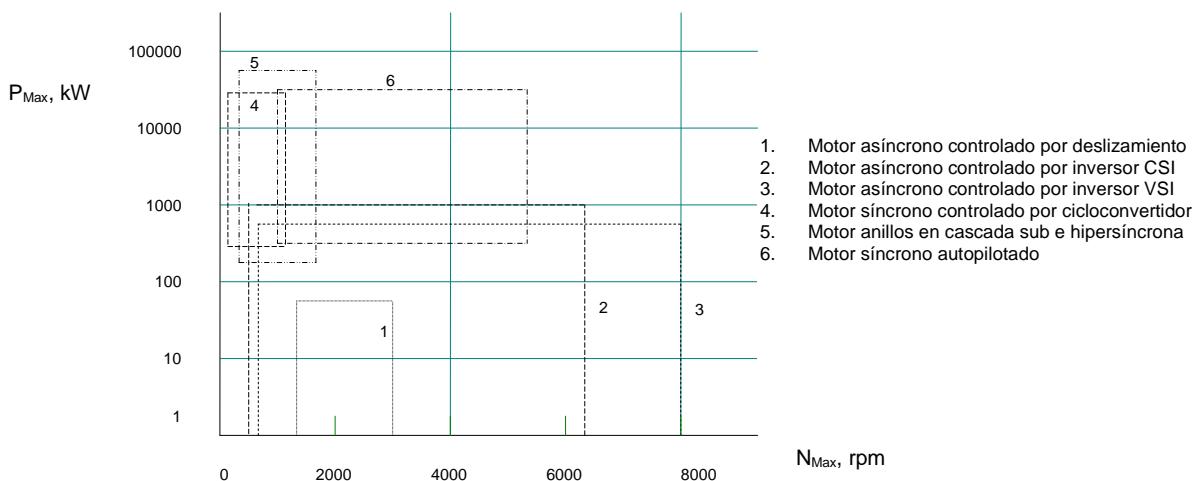


Fig. 8.2. Campos de aplicación de accionamientos de c.a.

Para un estudio de un accionamiento eléctrico, hay que partir del análisis mecánico, considerando la dinámica de la máquina accionada por el motor. Las magnitudes se deberán evaluar en forma temporal, tales como:

- a) Velocidad
- b) Aceleración
- c) Espacio recorrido
- d) Par motor
- e) Potencia en el eje
- f) Par resistente
- g) Inercia variable

La obtención de éstas magnitudes hace posible la elección del motor, analizar su funcionamiento y la variación de las intensidades, potencias absorbidas de la línea, y el calentamiento de sus bobinados. Conocida las características del motor, se puede seleccionar el accionamiento más adecuado.

El movimiento de ciertos accionamientos es lineal (grúas, vehículos, etc.) y el de otros es circular (ventiladores, bombas, etc.). Pero en las aplicaciones industriales, el motor lineal se utiliza muy poco, por lo que, generalmente se estudia la dinámica del accionamiento referida al eje del motor, por lo cual se adopta las ecuaciones del movimiento rotatorio.

Una vez vista la cinemática del movimiento, es necesario aplicar la 2da ley de Newton en su forma para el movimiento circular:

$$T_M = T_L + T_B = T_L + \frac{d(J\omega_M)}{dt}$$

T_M = par motor (Nm)
 T_L = par de carga (Nm)
 J = Inercia del accionamiento completo
(motor + carga) kg*
 ω_M = velocidad angular (rad/s) o (s^{-1})

En casos de accionamientos de inercia constante, los más frecuentes, la fórmula se simplifica:

$$T_M = T_L + J \frac{d\omega_M}{dt} \quad T_B = \frac{d(J\omega_M)}{dt} = \text{torque de aceleración}$$

El estudio de los datos de la máquina accionada nos proporcionará la función que da el par de carga, en el estudio dinámico generalizado, es

$$T_L = f_{(\omega_M, \phi, t)} \quad \text{en la que } \phi \text{ es el ángulo girado a partir de una referencia para el instante cero.}$$

Conociendo el movimiento, se puede obtener las aceleraciones y, a través de la inercia total reflejada al eje del motor, se puede sacar la evolución temporal del par motor

$$T_M = f_{(\omega_M, \phi, t)}$$

La potencia del motor se expresa en cada instante por la expresión:

$$P_M = f_{(\omega_M, \phi, t)} \cdot \omega_M(t)$$

En la mayoría de los casos, el par motor y el par de carga son sólo función de: $T_L = f_{(\omega_M)}$; $T_M = f_{(\omega_M)}$

En ciertas máquinas accionadas del tipo alternativo como los compresores de pistón, son función además de:

$$T_L = f_{(\omega_M, \phi)}; \quad T_M = f_{(\omega_M, \phi)}.$$

La siguiente tabla muestra ejemplos típicos de par e inercia:

Tabla 8.1. característica de par T_L e inercia de máquinas accionadas

Tipo de máquina	Características del TL	Inercia reflejada al eje del motor
Máquina de elevación	Constante con la velocidad. Incremento de par en el arranque	Baja
Bombas y ventiladores	Proporcional al cuadr. de la velocidad. Pequeño de par en el arranque	Baja (bombas), media a muy alta (ventiladores)
Bobinadoras o arrolladoras	Invers. proporcional al cuadr. de la velocidad. La curva es una parábola equilátera. $T_L \omega_M = \text{constante}$	Variable a lo largo del proceso. Termina en alta.
Vehículos	En general responde a la fórmula $T_L = A + B \cdot \omega_M + C \cdot \omega_M^2$	media

8.2 Máquinas de AC trifásicas simétricas

8.2.1 Modelo matemático de una máquina general de AC [1]

La primera aproximación al análisis dinámico de las máquinas síncronas fue desarrollado en 1929 por R. H. Park. En 1942, el método fue extendido por G. Kron, aplicable a cualquier máquina de a.c. La aproximación elimina la redundancia de los bobinados polifásicos, sustituyéndolos por un sistema de ejes directos y en cuadratura. Este sistema de referencia podía ser fijado al estator o al rotor. Generalizando, el sistema de referencia podía ser considerado giratorio a una velocidad angular arbitraria ω_k . Tales sistemas de coordenadas podían ser referenciados al sistema de coordenadas K.

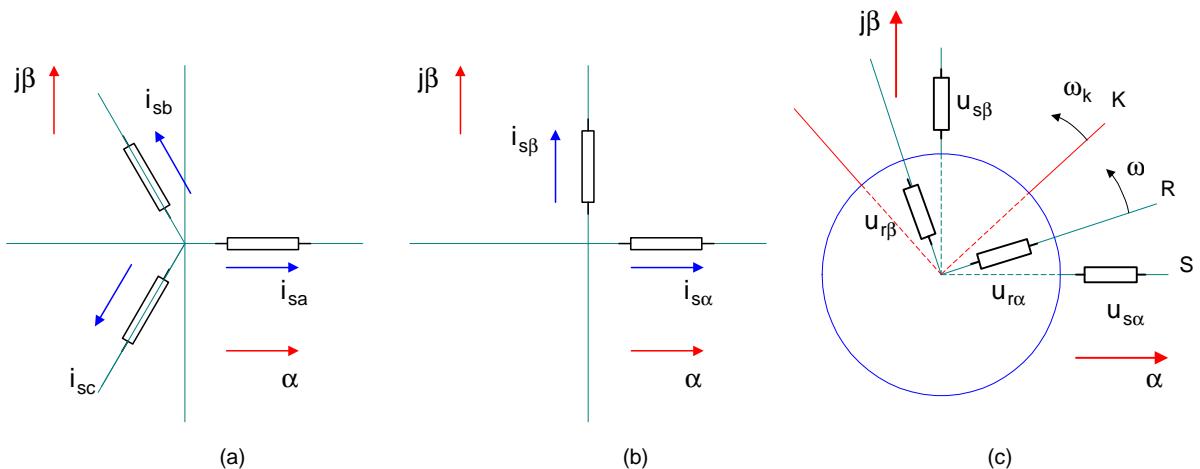


Fig. 8.3 Transformación de Park (a) bobinado polifásico, (b) equivalente en dos ejes, (c) extensión de Kron para cualquier máquina de ac.

En 1959, Kovács y Rács introdujeron la teoría del vector espacial de la densidad de flujo del entrehierro, como una distribución espacial de carácter sinusoidal. Asumiendo que las corrientes del rotor son iguales a cero, la densidad de flujo es proporcional a las corrientes de excitación en los devanados del estator. Consecuentemente, estas corrientes pueden ser representadas por un vector espacial. El vector espacial λ_s representa el máximo valor de densidad de flujo.

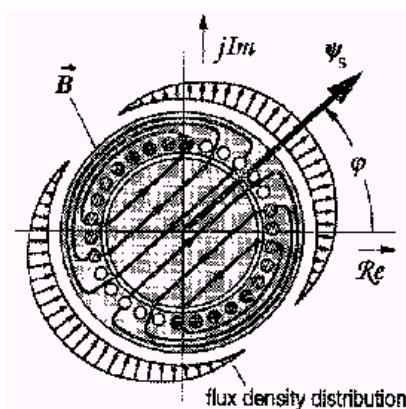


Fig. 8.4. Definition of Space Vector (the rotor currents are assumed zero) [9].

Para el análisis del modelo matemático, se asume que el estator S de la máquina cilíndrica y que contiene el rotor R concéntrico, que hay un entrehierro radial y constante entre estos de longitud h, y que tiene una distribución trifásica simétrica. Ambos neutros de los devanados conectados en estrella están aislados, los terminales de los

devanados del rotor están cortocircuitados internamente. N_s y N_r son los números de vueltas del bobinado de cada fase. La permeabilidad de los laminados del estator y rotor es infinita, la saturación, las pérdidas en el hierro, y otros efectos secundarios son ignorados. También se supone que el motor es de dos polos. Con máquinas multipolos, la velocidad de la máquina se reducirá correspondientemente.

La fig. siguiente muestra las variables, donde los valores angulares están referenciados al devanado 1.

$\epsilon(t)$ es el ángulo de rotación del rotor, medido en referencia al estator, por lo que $\omega_m(t) = \frac{d\epsilon}{dt}$ es la velocidad instantánea del rotor. El campo magnético en el entrehierro de la máquina tiene dirección radial. Por razones de simetría, y en base a la Ley de Kirchoff, las corrientes en el estator son:

$$\underline{i}_{s1}(t) + \underline{i}_{s2}(t) + \underline{i}_{s3}(t) = 0 \quad (8.1)$$

La ec. 8.1 es válida en cualquier instante, incluido si está conectado en delta.

La onda de amper-vueltas (mmf) en el devanado del estator consiste en tres sinusoides de distribución espacial, las cuales están moduladas por las corrientes [1]:

$$F_s(\alpha, t) = N_s [i_{s1}(t) \vartheta(\alpha) + i_{s2}(t) \vartheta(\alpha - \gamma) + i_{s3}(t) \vartheta(\alpha - 2\gamma)], \quad \gamma = \frac{2\pi}{3} \quad (8.2)$$

donde se define $-1 < \vartheta(\alpha) < 1$ una función espacial adimensional. La fig. 8.5.c muestra la distribución de los amp-vueltas de una fase del estator. Cuando los bobinados están alimentados por corriente alterna, cada término de la ec. 8.2 oscila como una onda estacionaria, fijada en el espacio, las superposiciones resultan en una onda transversal $F_s(\alpha, t)$, como se ve en la fig. 8.5.d.

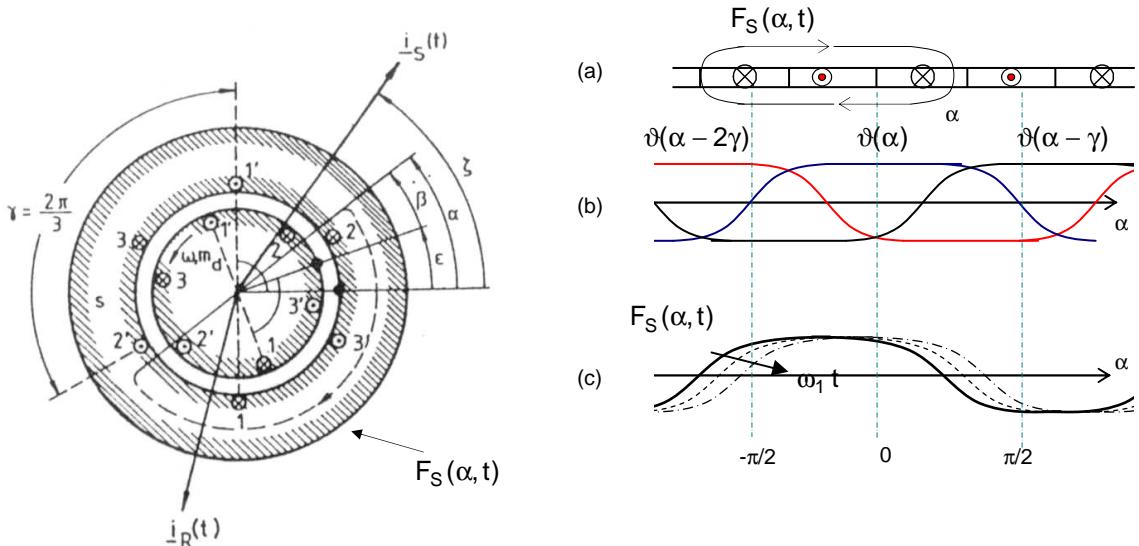


Fig. 8.5. Symmetrical two-pole three phase ac-machine [14]. (a) cross section with two-layer airgap windings, (b) mmf distribution of stator windings, (c) Travelling ampere-turns wave caused by three-phase currents

Si se desprecian las armónicas en $\vartheta(\alpha)$, queda:

$$\vartheta(\alpha) \cong \cos \alpha = \frac{1}{2} (e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) \quad (8.3)$$

entonces, la ec. 8.2 la fuerza magnetomotriz (mmf) es aprox.:

$$F_s(\alpha, t) = \frac{1}{2} N_s [\bar{i}_s(t) e^{-j\alpha} + \bar{i}_s^*(t) e^{j\alpha}] \quad (8.4)$$

donde,

$$\bar{i}_s(t) = i_{s1}(t) + i_{s2}(t) e^{j\gamma} + i_{s3}(t) e^{j2\gamma} \quad (8.5)$$

es un vector corriente dependiente del tiempo en el plano complejo perpendicular al eje del motor, y

$$\vec{i}_s^*(t) = i_{s1}(t) + i_{s2}(t)e^{-j\gamma} + i_{s3}(t)e^{-j2\gamma} \quad (8.6)$$

es el vector complejo conjugado. La mmf, $F_s(\alpha, t)$, es una magnitud física real, que se puede medir.

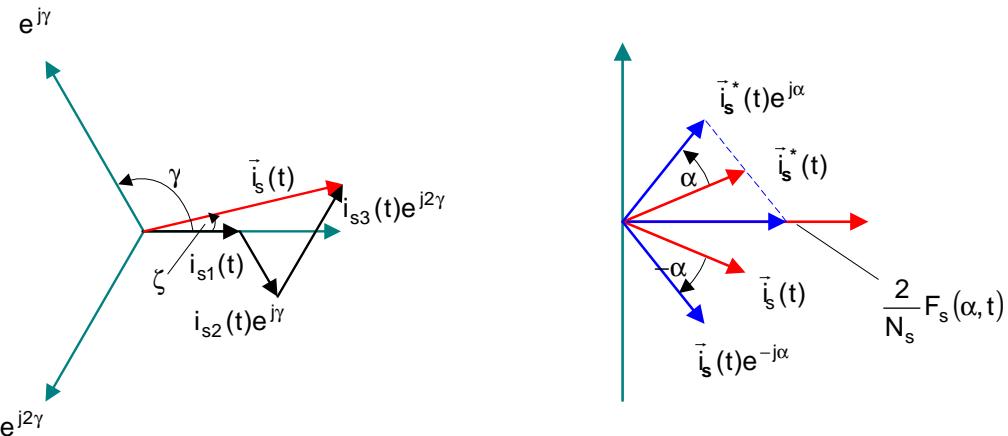


Fig. 8.6. Complex current vector

En la [fig. 8.6](#) se muestra el vector corriente $\vec{i}_s(t)$, en un lugar espacial cualquiera. La magnitud y el ángulo de fase pueden variar en el tiempo, de acuerdo con:

$$\vec{i}_s(t) = i_s(t) e^{j\zeta(t)} \quad (8.7)$$

El vector corriente determina la magnitud instantánea y la posición angular del pico de la onda de amper-vueltas (mmf,) distribuidos sinusoidalmente producidos por los tres bobinados trifásicos distribuidos espacialmente. Combinando las [ec. 8.4](#) con la [ec. 8.7](#), la mmf se puede expresar:

$$F_s(\alpha, t) = N_s i_s(t) \cos(\zeta(t) - \alpha) \quad (8.8)$$

Si las corrientes del estator son sinusoidales y forman un sistema de tres fases simétrico, la onda de amper-vueltas, mmf, gira con magnitud constante y velocidad $\omega_1 = d\zeta / dt$ en el entrehierro del motor.

Estos vectores complejos definidos en las [ec. 8.5](#) a [ec. 8.8](#) se llaman vectores espaciales o fasores espaciales, debido a que describen la distribución espacial del campo magnético en el plano perpendicular a los ejes del motor.

El mismo razonamiento se aplica a la mmf del rotor (se asume $\vartheta(\beta) \approx \cos \beta$):

$$F_R(\beta, t) = N_R [i_{R1}(t) \cos \beta + i_{R2}(t) \cos(\beta - \gamma) + i_{R3}(t) \cos(\beta - 2\gamma)], \quad \gamma = \frac{2\pi}{3} \quad (8.9)$$

Donde las corrientes del rotor se definen como:

$$\vec{i}_R(t) = i_{R1}(t) + i_{R2}(t)e^{j\gamma} + i_{R3}(t)e^{j2\gamma} = i_R(t)e^{j\xi(t)} \quad (8.10)$$

$$\vec{i}_R^*(t) = i_{R1}(t) + i_{R2}(t)e^{-j\gamma} + i_{R3}(t)e^{-j2\gamma} = i_R(t)e^{-j\xi(t)} \quad (8.11)$$

La mmf excitada por las corrientes del rotor, y moviéndose con el rotor, asume la forma:

$$F_R(\beta, t) = \frac{1}{2} N_R [\vec{i}_R(t) e^{-j\beta} + \vec{i}_R^*(t) e^{j\beta}] \quad (8.12)$$

El efecto sobre el estator se obtiene por la sustitución:

$$\beta = \alpha - \varepsilon \quad (8.13)$$

$$F_R(\alpha, \varepsilon, t) = \frac{1}{2} N_R [\bar{i}_R(t) e^{-j(\alpha-\varepsilon)} + \bar{i}_R^*(t) e^{j(\alpha-\varepsilon)}] \quad (8.14)$$

La onda resultante es la superposición de la mmf del estator y del rotor:

$$F(\alpha, \varepsilon, t) = F_S(\alpha, t) + F_R(\alpha, \varepsilon, t) \quad (8.15)$$

Debido a que se asume que la permeabilidad del acero es infinita, las mmf combinadas provocan una densidad de flujo en el entrehierro en el lado del estator:

$$B_S(\alpha, \varepsilon, t) = \frac{\mu_0}{2h} [(1 + \sigma_s) F_S(\alpha, t) + F_R(\alpha, \varepsilon, t)] \quad (8.16)$$

donde σ_s representa las pérdidas magnéticas en el estator, y μ_0 es la constante de permeabilidad.

La distribución de los devanados en el estator es incremental senoidal, como la mostrada a continuación:

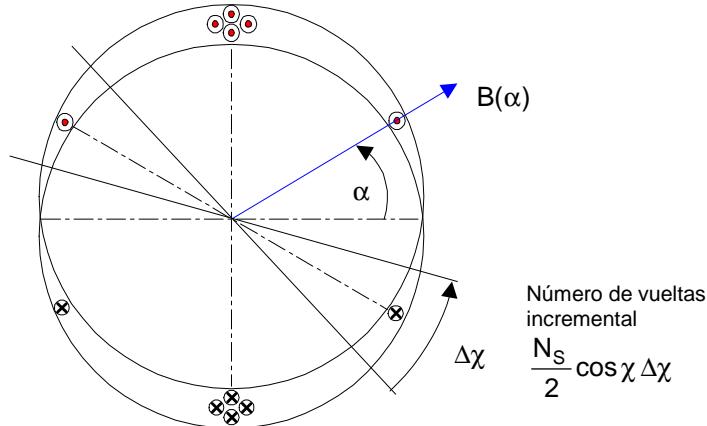


Fig. 8.7. Stator distributed winding

Con esta distribución sinusoidal incremental casi continua, la función es aprox. $\frac{N_s}{2} \cos \chi \Delta \chi$, donde el enlace de flujo en el devanado del estator es [1]. La evaluación de la integral en el devanado 1da como resultado (no se demostrará):

$$\lambda_{S1}(t) = \frac{1}{3} L_S [\bar{i}_S(t) + \bar{i}_S^*(t)] + \frac{1}{3} M [\bar{i}_R(t) e^{j\varepsilon} + \bar{i}_R^*(t) e^{-j\varepsilon}] \quad (8.17)$$

El valor de esta integral es real. El flujo de los otros devanados también da una ec. similar debido a la simetría:

$$\lambda_{S2}(t) = \frac{1}{3} L_S [\bar{i}_S(t) e^{-j\gamma} + \bar{i}_S^*(t) e^{j\gamma}] + \frac{1}{3} M [\bar{i}_R(t) e^{j(\varepsilon-\gamma)} + \bar{i}_R^*(t) e^{-j(\varepsilon-\gamma)}] \quad (8.18)$$

$$\lambda_{S3}(t) = \frac{1}{3} L_S [\bar{i}_S(t) e^{-2j\gamma} + \bar{i}_S^*(t) e^{2j\gamma}] + \frac{1}{3} M [\bar{i}_R(t) e^{j(\varepsilon-2\gamma)} + \bar{i}_R^*(t) e^{-j(\varepsilon-2\gamma)}] \quad (8.19)$$

$$\vec{\lambda}_S = \lambda_{S1}(t) + \lambda_{S2}(t) e^{j\gamma} + \lambda_{S3}(t) e^{j2\gamma} \quad (8.20)$$

Efectuando la combinación de las ec. 8.17-8.19 da como resultado:

$$\vec{\lambda}_S(t) = L_S \bar{i}_S(t) + M \bar{i}_R(t) e^{j\varepsilon(t)} \quad (8.21)$$

donde M es la inductancia mutua y L_S es la autoinductancia.

Este vector de enlace de flujo describe la magnitud y la posición angular del pico de densidad de flujo sinusoidal en el entrehierro. El término exponencial $e^{je(t)}$ que multiplica a la corriente del rotor $\vec{i}_R(t)$ indica que el vector corriente del rotor deberá ser rotado por el ángulo de rotación mecánica antes que se pueda superponer el efecto sobre el vector de la corriente del estator $\vec{i}_S(t)$.

Lo mismo se puede realizar con el enlace de flujo del devanado del rotor en movimiento. La conversión del vector corriente del estator en las coordenadas del rotor, son similares a la ec. 8.14.

$$F_S(\beta, \varepsilon, t) = \frac{1}{2} N_S [\vec{i}_S(t) e^{-j(\beta+\varepsilon)} + \vec{i}_S^*(t) e^{j(\beta+\varepsilon)}] \quad (8.22)$$

la cual produce una densidad de flujo sobre la superficie del rotor, como la ec. 8.16.

$$B_R(\beta, \varepsilon, t) = \frac{1}{2h} \mu_0 [(1 + \sigma_R) F_R(\beta, t) + F_S(\beta, \varepsilon, t)] \quad (8.23)$$

donde σ_R representa las pérdidas magnéticas en el rotor.

La integración del flujo a lo largo de la circunferencia del rotor, da como resultado el flujo en las coordenadas del rotor, donde el vector de corriente del estator se hace relativa a la posición del rotor.

$$\lambda_{R1}(t) = \frac{1}{3} L_R [\vec{i}_R(t) + \vec{i}_R^*(t)] + \frac{1}{3} M [\vec{i}_S(t) e^{j\varepsilon} + \vec{i}_S^*(t) e^{-j\varepsilon}] \quad (8.24)$$

El valor de esta integral es real. El flujo de los otros devanados también da una ec. similar debido a la simetría:

$$\lambda_{R2}(t) = \frac{1}{3} L_R [\vec{i}_R(t) e^{-j\gamma} + \vec{i}_R^*(t) e^{j\gamma}] + \frac{1}{3} M [\vec{i}_S(t) e^{j(\varepsilon-\gamma)} + \vec{i}_S^*(t) e^{-j(\varepsilon-\gamma)}] \quad (8.25)$$

$$\lambda_{R3}(t) = \frac{1}{3} L_R [\vec{i}_R(t) e^{-2j\gamma} + \vec{i}_R^*(t) e^{2j\gamma}] + \frac{1}{3} M [\vec{i}_S(t) e^{j(\varepsilon-2\gamma)} + \vec{i}_S^*(t) e^{-j(\varepsilon-2\gamma)}] \quad (8.26)$$

Estas expresiones se simplifican formando un vector complejo para el flujo del rotor:

$$\vec{\lambda}_R = \lambda_{R1}(t) + \lambda_{R2}(t) e^{j\gamma} + \lambda_{R3}(t) e^{j2\gamma} \quad (8.27)$$

Simplificando se puede obtener la fórmula del vector complejo del flujo del rotor:

$$\boxed{\vec{\lambda}_R(t) = L_R \vec{i}_R(t) + M \vec{i}_S(t) e^{-je}} \quad (8.28)$$

Estos vectores se pueden descomponer en el sistema de ejes trifásico, donde las ec. de tensión del rotor y estator quedan mostrados en la fig. siguiente:

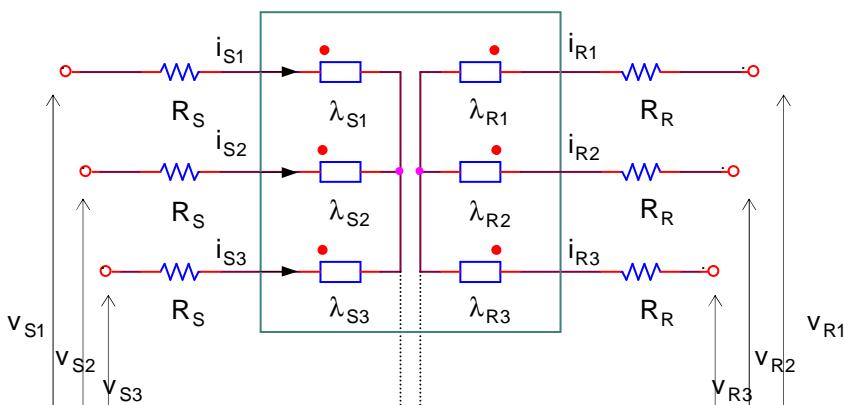


Fig. 8.8. Magnetic linkages and voltages

Las tensiones de línea a neutro en el circuito del estator son:

$$\begin{aligned} v_{s1} &= R_S i_{s1} + \frac{d\lambda_{s1}}{dt} \\ v_{s2} &= R_S i_{s2} + \frac{d\lambda_{s2}}{dt} \\ v_{s3} &= R_S i_{s3} + \frac{d\lambda_{s3}}{dt} \end{aligned} \quad (8.29)$$

donde R_S es la resistencia por fase del estator y v_{s1} , v_{s2} , v_{s3} son las tensiones de forma arbitraria. Estas ecuaciones se pueden combinar efectuando la notación del vector complejo:

$$\vec{v}_S(t) = v_{s1}(t) + v_{s2}(t)e^{j\gamma} + v_{s3}(t)e^{j2\gamma} \quad (8.30)$$

Aplicando las [ec. 8.5](#), [ec. 8.10](#) y [ec. 8.21](#):

$$\vec{v}_S(t) = R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\lambda}_S}{dt} = R_S \vec{i}_S + L_S \frac{d\vec{i}_S}{dt} + M \frac{d(\vec{i}_R e^{j\epsilon})}{dt} \quad (8.31)$$

donde \vec{i}_S , \vec{i}_R y ϵ son $f(t)$.

Empleando las reglas de diferenciación, estas ecuaciones asumen la forma:

$$\vec{v}_S(t) = R_S \vec{i}_S + L_S \frac{d\vec{i}_S}{dt} + M \frac{d\vec{i}_R}{dt} e^{j\epsilon} + j\omega_m M \vec{i}_R e^{j\epsilon} \quad (8.32)$$

donde $\omega_m = \frac{d\epsilon}{dt}$ es la velocidad angular del rotor. Los dos términos que contienen la corriente del rotor deben ser interpretados como tensiones debidas a la inducción mutua y rotación, respectivamente.

Debido a el carácter balanceado, y a la aislación eléctrica de los neutros, se definirá que:

$$v_{s1}(t) + v_{s2}(t) + v_{s3}(t) \equiv 0 \quad (8.33)$$

El mismo argumento es válido para el rotor,

$$i_{R1}(t) + i_{R2}(t) + i_{R3}(t) \equiv 0 \quad (8.34)$$

$$\begin{aligned} v_{R1} &= R_R i_{R1} + \frac{d\lambda_{R1}}{dt} \\ v_{R2} &= R_R i_{R2} + \frac{d\lambda_{R2}}{dt} \\ v_{R3} &= R_R i_{R3} + \frac{d\lambda_{R3}}{dt} \end{aligned} \quad (8.35)$$

Con las [ec. 8.10](#) y [8.18](#), se puede obtener la sig. expresión:

$$\vec{v}_R(t) = R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\lambda}_R}{dt} = R_R \vec{i}_R + L_R \frac{d\vec{i}_R}{dt} + M \frac{d(\vec{i}_S e^{-j\epsilon})}{dt} \quad (8.36)$$

donde todas las variables se definen en las coordenadas del rotor. El vector tensión del rotor también es:

$$\vec{v}_R(t) = v_{R1}(t) + v_{R2}(t)e^{j\gamma} + v_{R3}(t)e^{j2\gamma} \quad (8.37)$$

En el caso de rotor de jaula, el valor de las tensiones es cero.

Las ec. 8.31 y 8.36 describen la interacción electromagnética de un motor de AC simétrico en régimen permanente y transitorio. Ahora se agregarán las ec. de torque.

La componente de densidad de flujo sobre la superficie del rotor causada por las corrientes del estator se deducen de la ec. 8.23:

$$B_{RS}(\beta, \epsilon, t) = \frac{N_S}{4h} \mu_0 \left[\vec{i}_S(t) e^{-j(\beta+\epsilon)} + \vec{i}_S^*(t) e^{j(\beta+\epsilon)} \right] \quad (8.38)$$

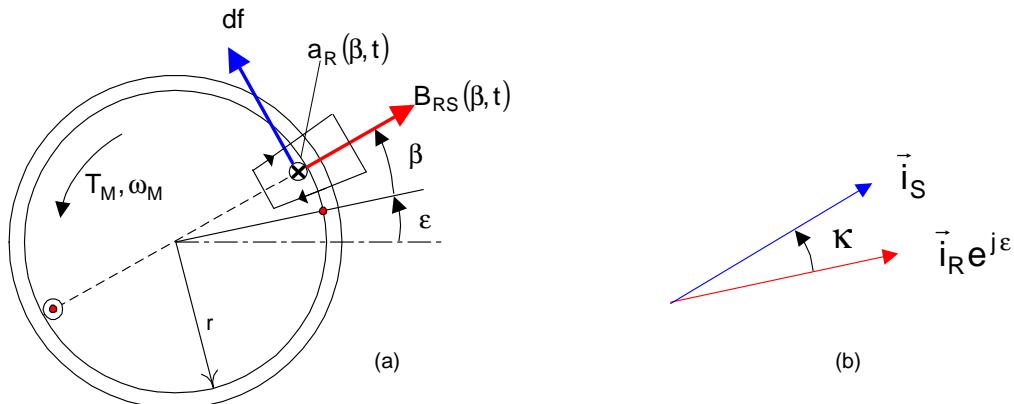


Fig. 8.9. Rotor current distribution and torque

El campo magnético producido por las corrientes propias del rotor no generan una fuerza tangencial con las corrientes del rotor, por esto es B_{RS} .

Se asume que la distribución de corriente $a_R(\beta, t)$ a lo largo de la circunferencia del rotor es sinusoidal. De acuerdo con la fig. 8.9, se define como la distribución espacial de los amper-vueltas del rotor:

$$a_R(\beta, t) = \frac{1}{2} \frac{\partial F_R(\beta, t)}{\partial(r, \beta)} = -j \frac{N_R}{4r} \left[\vec{i}_R e^{-j\beta} - \vec{i}_R^* e^{j\beta} \right] \quad (8.39)$$

La fuerza tangencial df que actúa sobre una franja axial de magnitud $r d\beta$ en la superficie del rotor es el producto de la densidad de flujo radial y la distribución de la corriente axial del rotor:

$$df = -B_{RS}(\beta, \epsilon, t) a_R(\beta, t) \ell r d\beta \quad (8.40)$$

donde ℓ es la longitud efectiva axial y r es el radio del rotor. La integración a lo largo de la circunferencia da como resultado el par eléctrico en la dirección de rotación,

$$T_M(t) = r \int_F df = -r^2 \ell \int_0^{2\pi} B_{RS}(\beta, \epsilon, t) a_R(\beta, t) d\beta \quad (8.41)$$

Insertando las ec. 8.38 y 8.39 (no se demostrará) se obtiene:

$$T_M(t) = -\frac{M}{6\pi j} \int_0^{2\pi} \left[\vec{i}_S(t) e^{-j(\beta+\epsilon)} + \vec{i}_S^*(t) e^{j(\beta+\epsilon)} \right] \left[\vec{i}_R e^{-j\beta} - \vec{i}_R^* e^{j\beta} \right] d\beta \quad (8.42)$$

Cuando se integra sobre toda la superficie del rotor, los términos exponenciales que contienen β se cancelan. Queda entonces,

$$T_M(t) = -\frac{M}{3\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\vec{i}_S(t) \vec{i}_R^* e^{-je} - \vec{i}_S^*(t) \vec{i}_R e^{je}}{2j} d\beta = \frac{2}{3} M \Im \left[\vec{i}_S(t) (\vec{i}_R e^{je})^* \right] \quad (8.43)$$

La parte imaginaria del término entre corchetes corresponde al producto vectorial entre el vector corriente del estator y la del vector rotor.

Entonces, el modelo matemático del motor de AC simétrico, con un momento de inercia J y el torque de carga acoplado al eje del rotor queda:

Se asume igual cantidad de vueltas en primario y secundario: $N'_R = N_S$

$$L_0 = M$$

$$L_S = (1 + \sigma_S)L_0$$

$$L_R = (1 + \sigma_R)L_0$$

σ_S, σ_R = coeficiente de fugas, o dispersión del estator y rotor, respectivamente.

L_S =inductividad total del estator,

L_R =inductividad total del rotor

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{v}_S(t) = R_S \bar{i}_S + L_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} + L_0 \frac{d(\bar{i}_R e^{j\epsilon})}{dt} \\ \bar{v}_R(t) = R_R \bar{i}_R + L_R \frac{d\bar{i}_R}{dt} + L_0 \frac{d(\bar{i}_S e^{-j\epsilon})}{dt} \end{array} \right. \quad (8.44)$$

$$\left. \begin{array}{l} J \frac{d\omega_M}{dt} = T_M(t) - T_L(t) = \frac{2}{3} L_0 \Im \left[\bar{i}_S(t) (\bar{i}_R e^{j\epsilon})^* \right] - T_L(\epsilon, \omega_M, t) \end{array} \right. \quad (8.46)$$

$$\omega_M = \frac{d\epsilon}{dt} \quad (8.47)$$

Debido a que las dos primeras ecuaciones pueden separarse en las partes reales e imaginarias, dan como resultado en total un set de 6 ecuaciones diferenciales escalares no lineales. Estas son válidas para cualquier forma de onda de tensión, corriente, y con velocidad y torque de carga variable.

Las cuatro ec. diferenciales complejas, o las seis ec. reales equivalentes describen el modelo matemático de una máquina de AC, y es adecuada para el diseño del sistema de control. Este modelo se puede adaptar a las máquinas síncronas, asíncronas, o máquinas de doble alimentación, con la aplicación de determinadas restricciones en el circuito del rotor. Este modelo también es válido para cualquier forma de tensión y corriente, siempre que se satisfaga la ec. 8.1.

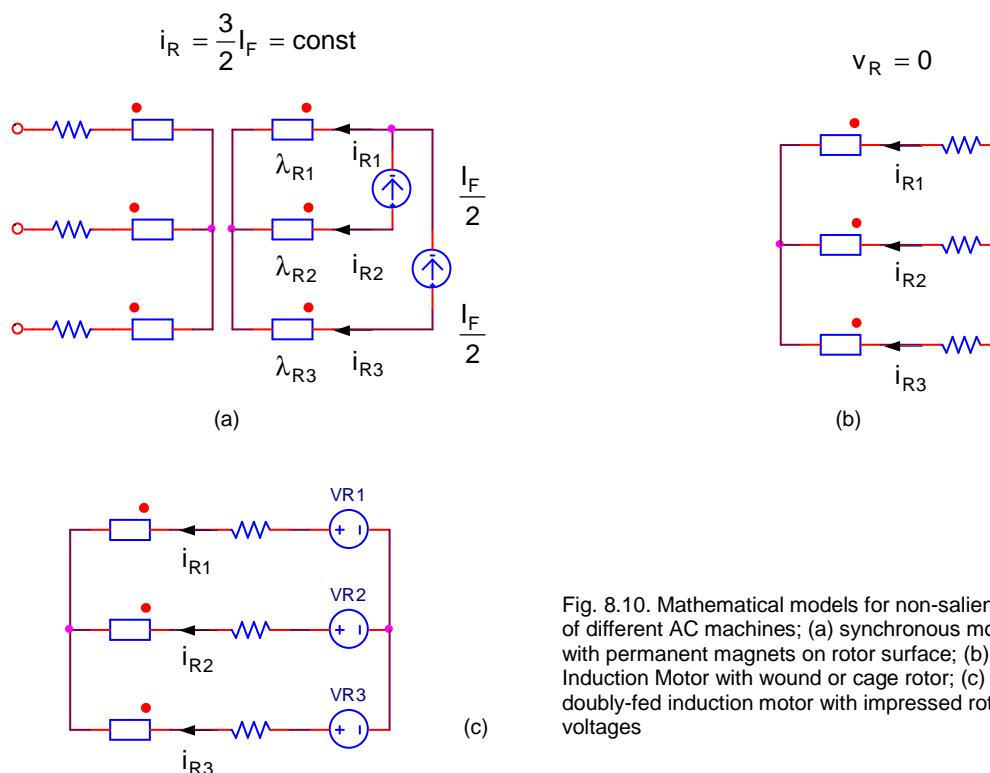


Fig. 8.10. Mathematical models for non-salient rotor of different AC machines; (a) synchronous motor with permanent magnets on rotor surface; (b) Induction Motor with wound or cage rotor; (c) doubly-fed induction motor with impressed rotor voltages

8.2.2 Motor de Inducción en régimen estacionario con tensión sinusoidal simétrica

El motor asincrónico trifásico tiene bobinados trifásicos en el estator y en el rotor. Los bobinados del estator son alimentados con tensión trifásica balanceada de tensión U_1 y frecuencia f , que producen tensiones inducidas en los bobinados del rotor debido a la acción magnética mutua, y por estar éste en cortocircuito. La acción del flujo sobre éstas corrientes que él mismo ha inducido, crea un par. El par hace girar el rotor en el mismo sentido que el flujo giratorio. La velocidad del motor ω_M no puede nunca alcanzar la velocidad síncrona, ya que, si las bobinas del rotor giraran a la misma velocidad que el flujo giratorio, serían atravesadas por un flujo constante, y no habría fem inducida ni corriente inducida ni par. Es posible arreglar la distribución de los bobinados del estator de forma tal que exista un efecto de varios polos, que produzca varios ciclos de fmm (fuerza magnetomotriz) alrededor del entrehierro. Este campo establecerá una densidad de flujo senoidal espacialmente distribuida en el entrehierro.

En régimen estacionario a frecuencia constante, se cumple en todo instante que el desplazamiento angular se obtiene a partir de una expresión que depende de los valores eficaces por fase de las intensidades del estator y rotor I_1, I_2 , de los parámetros constructivos del motor, y de la función senoidal de argumento, donde la única forma de que el par en régimen estacionario sea constante es que la función senoidal no sea dependiente del tiempo, esto es:

$$\omega_1 - \omega_2 - \omega_M = 0 , \quad \text{o lo que es lo mismo:} \quad (8.48)$$

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega_M = s \omega_1 \quad \text{definido también como la frecuencia de deslizamiento.} \quad (8.49)$$

ω_1 = pulsación de la frecuencia resultante eléctrica del campo giratorio en el estator, rad/seg

ω_2 = pulsación de la frecuencia resultante eléctrica del campo giratorio en el rotor, rad/seg

ω_M = velocidad mecánica del rotor, rad/seg

La frecuencia y la intensidad del rotor es fija en régimen estacionario.

Se denomina $V_1, I_1, V_2=0, I_2$ a los valores eficaces de las tensiones y corrientes del estator y rotor respectivamente.

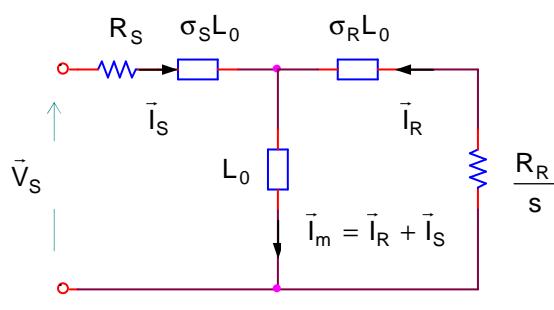
Si se normaliza la segunda ecuación con la frecuencia de deslizamiento, se define el deslizamiento s (slip) como:

$$s = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\omega_1 - \omega_M}{\omega_1} \quad (8.50)$$

$$s = \frac{\frac{60f_1}{p} - n_M}{60f_1/p} \quad \begin{aligned} f_1 &= \text{frecuencia de alimentación, Hz} \\ p &= \text{de pares de polos} \\ n_M &= \text{velocidad del motor en r.p.m.} \end{aligned} \quad (8.50.1)$$

Se define a partir del modelo equivalente siguiente:

$$\left(\frac{R_R}{s} + j\omega_1 L_2 \right) \bar{I}_R + j\omega_1 M (\bar{I}_S + \bar{I}_R) = 0 \quad (8.51)$$



Se asume $N'_R = N_S$

$L_0 = M$

$L_S = (1 + \sigma_S)L_0$

$L_R = (1 + \sigma_R)L_0$

σ_S, σ_R = coeficiente de fugas, o dispersión del estator y rotor, respectivamente.

L_S =inductividad total del estator,

L_R =inductividad total del rotor

Fig. 8.11. Single phase equivalent circuits of induction motor in steady state, with leakage inductances on estator and rotor side

Si se inspecciona la [fig. 8.11](#), se puede obtener la impedancia del estator por fase:

$$Z_S = R_S + j\omega_1 L_S \frac{1 + j\frac{s\omega_1\sigma L_R}{R_R}}{1 + j\frac{s\omega_1 L_R}{R_R}}, \quad \text{donde} \quad (8.52)$$

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_S)(1 + \sigma_R)} \quad (8.53)$$

σ es el coeficiente de fugas de inductancia total del motor, y tiene una vital influencia en las características del motor. Los valores típicos son de (0.05 para una máquina de bajas pérdidas):

$$0.05 \leq \sigma \leq 0.20 \quad (8.54)$$

De la [ec. 8.52](#) se define otro parámetro importante,

$$s_{max} = \frac{R_R}{\omega_1 \sigma L_R} = \frac{1}{\omega_1 \sigma \tau_R}, \quad \text{con} \quad \tau_R = \frac{R_R}{L_R} \quad (8.55)$$

donde s_{max} (pull-up slip) es el valor de deslizamiento que produce el par máximo con resistencia de estator igual a cero.

8.2.2.1 Torque y eficiencia en régimen estacionario

La expresión del torque se obtiene insertando los vectores de la corrientes simétrica sinusoidal ([ec. 8.53 y 8.57](#)) en la expresión general de la [ec. 8.46](#):

$$T_M = 3L_0 \Im(\bar{I}_S \bar{I}_R^*) \quad (8.56)$$

dando un valor constante. De la [fig. 8.11](#) se puede derivar la relación entre la corriente del estator y la del rotor;

$$\bar{I}_R = \frac{-j\omega_1 L_0}{R_R / s + j\omega_1 L_R} \bar{I}_S \quad (8.57)$$

el cual se puede llegar a:

$$T_M = 3L_0 \bar{I}_S^2 \Im\left(\frac{-j\omega_1 L_0}{R_R / s + j\omega_1 L_R}\right) \quad (8.58)$$

Esta ec. se puede arreglar en (no se demostrará):

$$T_M = \frac{3}{2} \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{V_S^2}{\omega_1^2 L_S} \frac{2}{s/s_{max} + s_{max}/s} = T_p \frac{2}{s/s_{max} + s_{max}/s} \quad (8.59)$$

donde T_p representa la valor máximo de par, conocido como “par motor de jalar o par motor de ruptura”, disponible con el valor de deslizamiento $s = \pm s_{max}$.

El valor de par normalizado en función del deslizamiento se muestra en la fig. siguiente.

Cuando el motor de inducción es parte de un sistema de velocidad variable, la tensión del estator y la velocidad ω_1 pueden diferir de su valor nominal, V_{s0} , ω_0 mostrado en el rótulo de identificación, por lo que se hace una extensión:

$$T_M = T_{p0} \left(\frac{V_s / \omega_1}{V_{s0} / \omega_0} \right)^2 \frac{2}{s / s_{max} + s_{max} / s} \quad (8.60)$$

donde

$$T_{p0} = \frac{3}{2} \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{V_{s0}^2}{\omega_0^2 L_s} \quad (8.61)$$

es el valor máximo de par ($R_s=0$) a la tensión y frecuencia nominal. Esto indica que el par aumenta con el cuadrado del flujo.

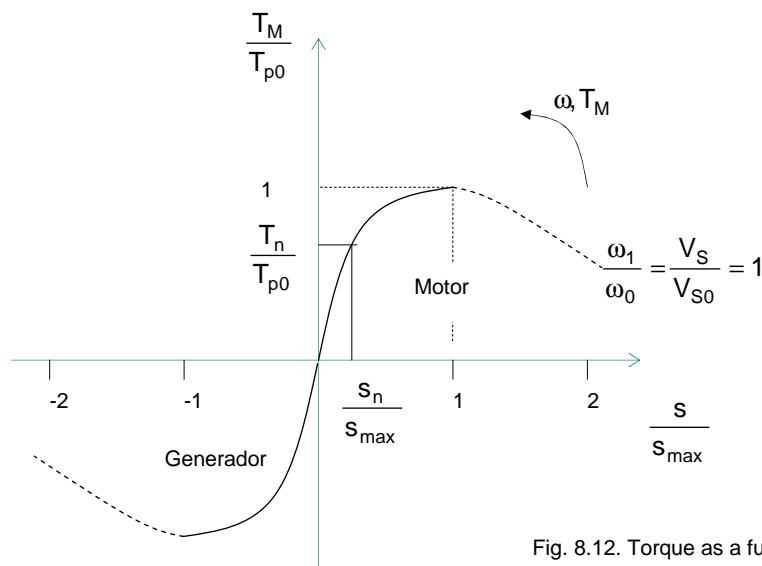


Fig. 8.12. Torque as a function of slip ($R_s=0$)

Gracias a los circuitos equivalentes se pueden estudiar muy bien los motores asíncronos en régimen estacionario, el cual se da en muchos casos de funcionamiento real del motor.

El circuito equivalente resuelto para una serie de valores del deslizamiento da las curvas de par generado por el motor y de corriente absorbida.

También se puede graficar modificando los ejes, en función del par normalizado y el deslizamiento:

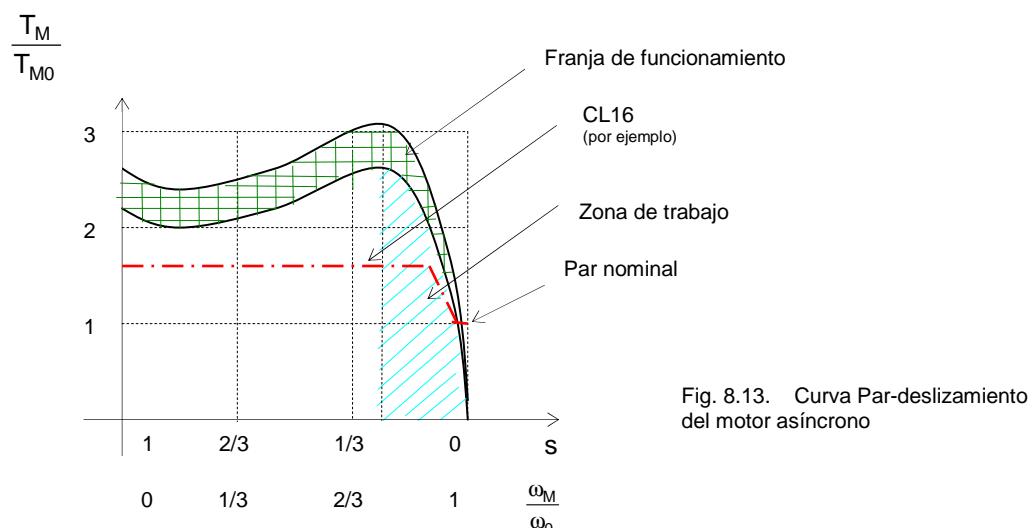


Fig. 8.13. Curva Par-deslizamiento del motor asíncrono

Donde el subíndice cero indica que es el valor nominal indicado en la placa de identificación.

La forma práctica es arrancar los motores de jaula de ardilla directamente en línea. La clase de torque, CL, indica que con una tensión de alimentación nominal (con una caída del valor hasta -5%) es posible arrancar el motor hasta:

- CL16: con un par de carga hasta el 160% respecto al valor de par nominal del motor;
- CL10: con un par de carga hasta el 100% respecto al valor de par nominal del motor;
- CL5: con un par de carga hasta el 50% respecto al valor de par nominal del motor; etc.

La forma ampliada de la curva par motor en función del deslizamiento y la velocidad del motor es:

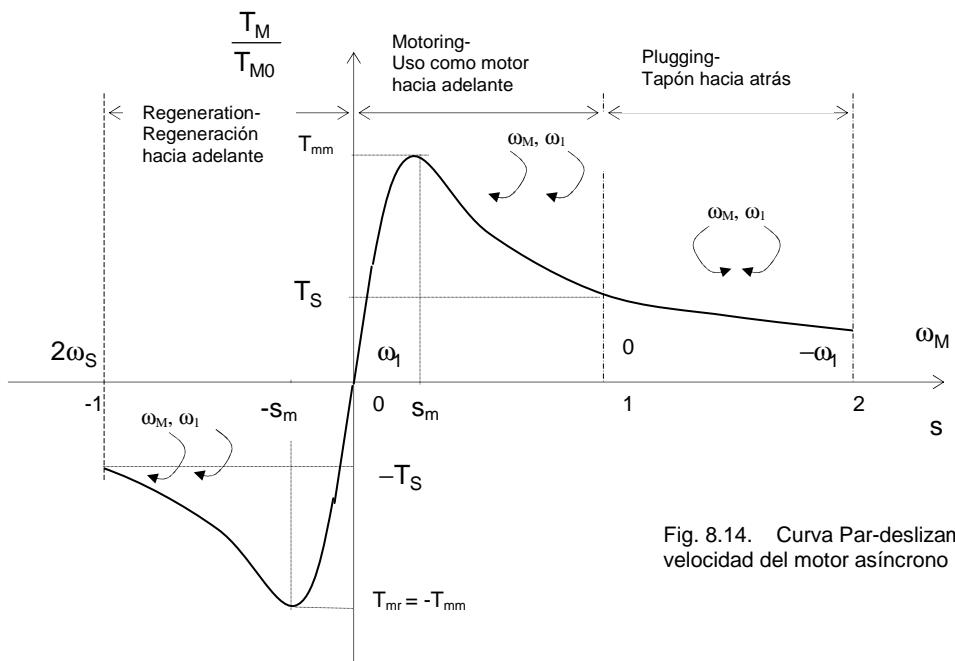


Fig. 8.14. Curva Par-deslizamiento – velocidad del motor asíncrono

En la [fig. 8.14](#) se muestra la característica par-velocidad. La operación como motor en reversa y en frenado regenerativo se puede obtener mediante la inversión de la secuencia de fases de las terminales del motor. Las características de velocidad-par motor inversas se muestran mediante las líneas punteadas.

Existen tres regiones de operación:

Funcionamiento como motor, donde $0 \leq s \leq 1$

Funcionamiento en regeneración, donde $s < 0$

Operación en sentido contrario, donde $1 \leq s \leq 2$

En el uso como motor, el motor gira en la misma dirección que el campo. Conforme el deslizamiento aumenta, se incrementa el par motor, en tanto que el flujo en el entrehierro se mantiene constante. Una vez que el par motor alcanza su valor máximo, $T_{M\max}$, el par motor se reduce con el aumento del deslizamiento debido a una reducción del flujo en el entrehierro.

En regeneración, la velocidad ω_M es mayor que la velocidad síncrona ω_1 , y con la misma dirección, pero con

deslizamiento s negativo. Por lo tanto $\frac{r_2}{s}$ es negativo. Esto significa que la potencia es devuelta a la fuente, y el circuito del rotor funciona como generador. El motor devuelve la potencia al sistema de alimentación. La curva característica par-velocidad es similar a la del uso como motor, pero con un valor negativo del par motor.

En la operación en sentido inverso, la velocidad tiene el sentido opuesto a la dirección del campo, y el deslizamiento es mayor que la unidad. Esto ocurre si se invierte la secuencia de la fuente de alimentación cuando el motor estaba funcionando en sentido directo, de tal modo que también se invierte la dirección del campo. El par motor desarrollado T_M , que tiene la misma dirección que el campo, se opone al movimiento y actúa como par motor de frenado. Dado que $s > 1$, las corrientes en el motor son de gran magnitud, pero el par desarrollado es pequeño. La energía debida al freno de operación invertida deberá disiparse dentro del motor, lo que provoca internamente un calentamiento excesivo. Este tipo de frenado no es recomendable.

8.2.2.2 Circuito equivalente que incluye efectos adicionales

La utilización de programas y hojas de cálculo complejo, han sido los impulsos a incorporar mejoras en el circuito equivalente para incluir efectos adicionales que generalmente no se tenían en cuenta. El primero que se considera, además de las pérdidas magnéticas del estator evaluadas con una resistencia equivalente R_m , es paralelo con la reactancia X_m . Se pueden incluir también las pérdidas mecánicas con otra resistencia R_{me} , también en paralelo con la reactancia X_m .

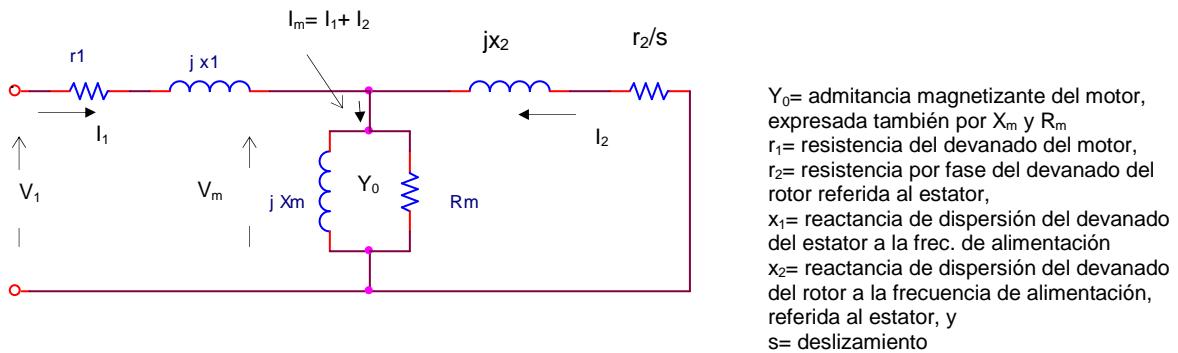


Fig. 8.15. circuito equivalente completo

Si el motor funciona con velocidad que varía poco, ésta resistencia puede ser fija. Si por el contrario, el motor funcionará en un rango amplio de velocidad, este valor será variable. El circuito equivalente quedará:

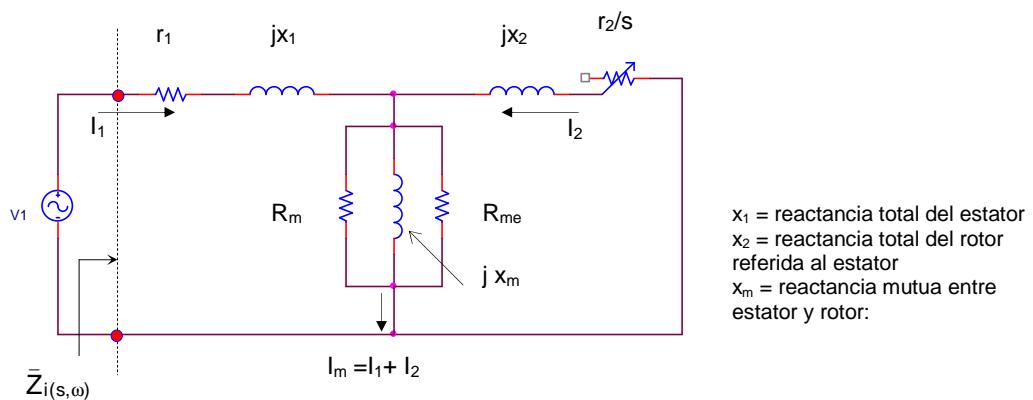


Fig. 8.16. Circuito equivalente del motor de inducción que incluye pérdidas magnéticas y mecánicas, donde:

Los circuitos equivalentes vistos hasta ahora son válidos para motores de anillos, o motores con ranuras poco profundas en lo que no se da el efecto del desplazamiento de corriente en los conductores rotóricos. Pero, cuando existen motores con ranuras profundas, la resistencia r_2 y la reactancia X_2 del circuito rotórico no son constantes, sino que varían en función del deslizamiento s . Por esto, se reemplazará r_2 por $r_{2(s)}$ y X_2 por $X_{2(s)}$ en la Fig. 8.16. Hay otra familia de diseños importantes, entre los motores de cortocircuito, que es la de los motores de doble jaula. En ellos se disponen dos jaulas independientes:

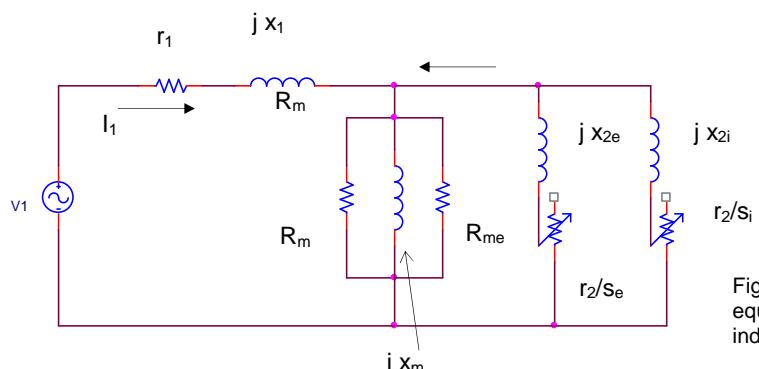


Fig. 8.17. Circuito equivalente del motor de inducción de doble jaula

En la jaula externa, la más cercana al entrehierro, los conductores son de alta resistencia eléctrica y baja inductancia. Tienen buenas prestaciones para valores de s cercanos a 1 (fase de arranque). Se le llama jaula de arranque.

En la jaula interna, la más lejana al entrehierro, los conductores son de baja resistencia y alta inductancia. Tiene buenas prestaciones para deslizamientos muy pequeños, es decir, en las proximidades del punto nominal. Se le denomina jaula de trabajo.

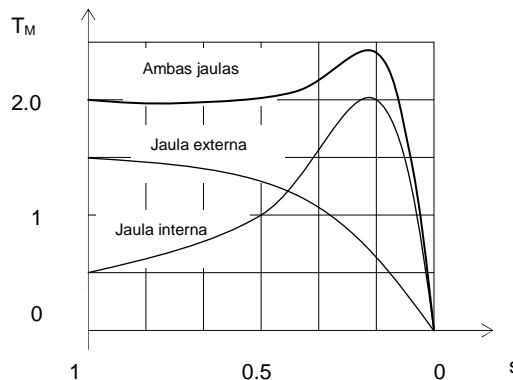


Fig. 8.18. Curva par-deslizamiento de un motor de doble jaula (valores normalizados)

La fig. 8.18 muestra la curva par-deslizamiento de un motor de doble jaula

8.2.2.3 Parámetros de rendimiento

Cuando el deslizamiento s es nulo, el motor absorbe la corriente magnetizante I_m . El valor de ésta es relativamente importante, de 20 a 50% de la corriente nominal. La corriente I tomada de la red aumenta a medida que va creciendo el deslizamiento.

La potencia activa consumida por el motor es

$$P_{in} = \sqrt{3} V I \cos \varphi, \quad \text{también} \quad (8.62)$$

Una parte se consume en pérdidas por efecto Joule en las bobinas del estator, en pérdidas por histéresis y en corrientes de Foucault, P_{js} en el hierro del estator, P_{Fe_s} . Lo que resta, que es la mayor parte, atraviesa por el entrehierro

$$P_\delta = P_{in} - P_{js} - P_{Fe_s} \quad (8.63)$$

La potencia entregada por el estator al rotor a través del entrehierro también se puede definir como:

$$P_\delta = T_M \omega_1 \quad (8.64)$$

$$(también P_\delta = 3I_2^2 \frac{r_2}{s}) \quad (8.65)$$

$$\text{Las pérdidas en el cobre del rotor } P_{1U} \text{ y el estator } P_{2U} \text{ son: } P_{2U} = 3I_2^2 r_2; \quad P_{1U} = 3I_1^2 r_1 \quad (8.66)$$

$$\text{Las pérdidas en el núcleo son: } P_C = 3 \frac{V_m^2}{R_m} \approx 3 \frac{V_1^2}{R_m} \quad (8.67)$$

La potencia mecánica desarrollada es el producto del par por la velocidad del rotor

$$P_M = T_M \omega_M \quad (8.68)$$

que incluye la potencia útil y las pérdidas por fricción y ventilación

Para los motores de jaula de ardilla, lo que queda de ésta potencia se gasta en pérdidas en el hierro rotórico (éstas pérdidas son despreciables en deslizamientos normales, y las pérdidas por efecto Joule en los conductores del motor)

$$P_{\text{Pérd}} = T_M (\omega_1 - \omega_M) = T_M s \omega_1 \quad (8.69)$$

ya que la frecuencia de la corriente rotórica es baja, normalmente puede despreciarse las pérdidas en el hierro frente a las pérdidas en el cobre. De aquí se deduce claramente que la obtención simultánea de un deslizamiento y un par elevados exigen elevadas pérdidas en el rotor.

Para los motores con rotor bobinado, si se monta entre los anillos un reóstato de arranque, las pérdidas por efecto Joule se reparten entre los conductores estatóricos y el reóstato.

Se define eficiencia a la relación de potencia de salida en función de la potencia entregada

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_M - P_{\text{sincarga}}}{P_\delta + P_{J_S} + P_{Fe_S}} \quad \text{se puede tomar una aproximación} \quad (8.70)$$

$$\eta \approx \frac{P_M}{P_\delta} = \frac{T_M \omega_M}{T_M \omega_1} = \frac{T_M \omega_1 (1-s)}{T_M \omega_1} \quad (8.71)$$

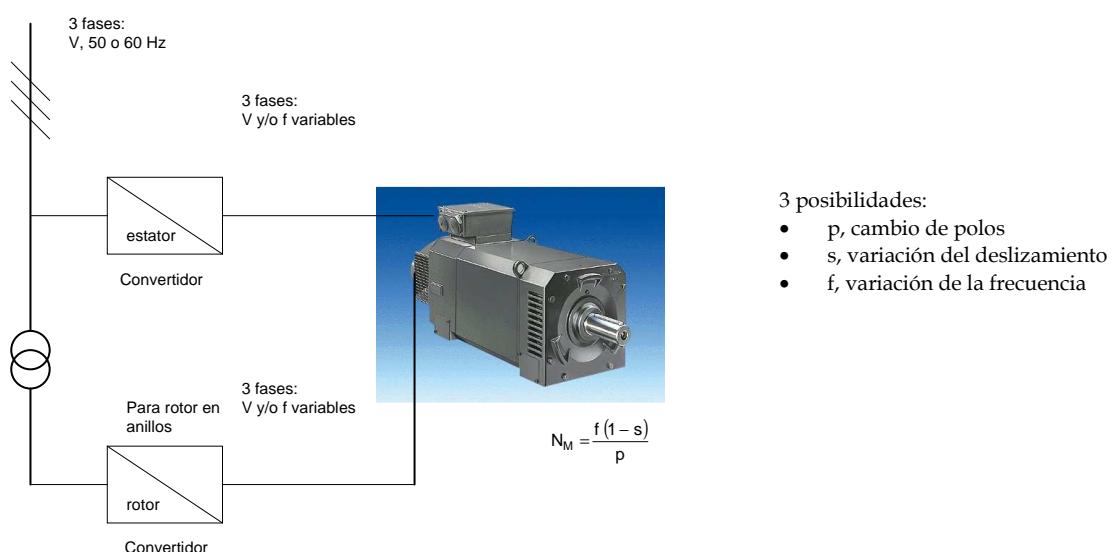
por lo que

$$\boxed{\eta = 1 - s} \quad (8.72)$$

Valor válido en la región de motor ($0 < s < 1$)

8.2.2.4 Variación de velocidad

De la ec. 8.59 se desprende que existen tres formas básicas de variar la velocidad en los motores de inducción:



Variación del número de par de polos, p . Los motores son de varios bobinados. Se produce una regulación escalonada de la velocidad, con un pequeño número de escalones.

Variación del deslizamiento. Es un método poco eficiente. Entre ellos se encuentran:

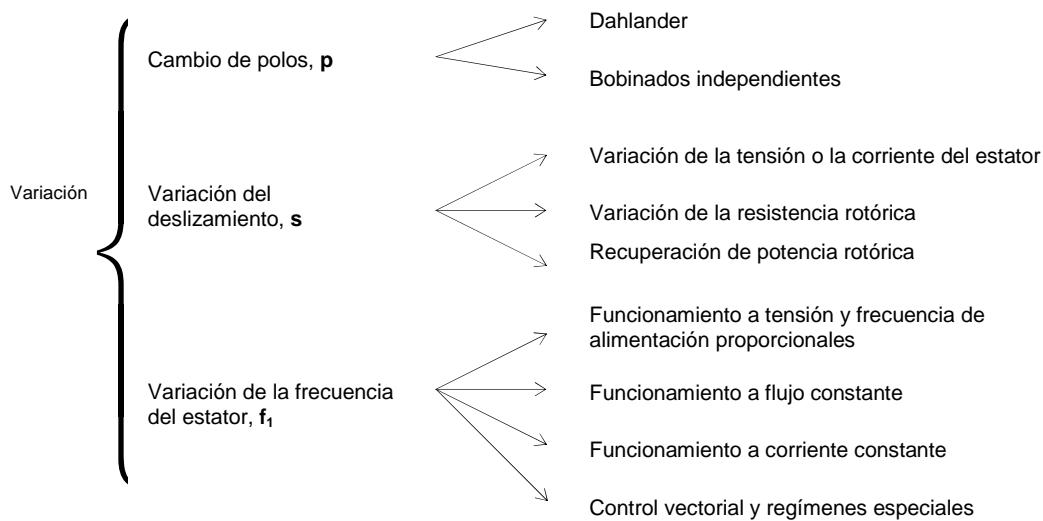
Cascadas rotóricas para motores de anillos, en los que hay una eficiencia mayor debido a la recuperación de energía mediante un inversor en el rotor.

Variación de la tensión de alimentación en el estator. Al ser alimentado a tensiones decrecientes, el rotor se desliza más, y el par decrece mucho más rápidamente que el decrecimiento de la tensión.

Variación de la frecuencia de alimentación se basa en la variación de la velocidad síncrona.

La posibilidad de regular la frecuencia con convertidores electrónicos hace interesante el estudio del servicio estacionario del motor asincrónico cuando está alimentado por ondas senoidales, donde la variación de los

parámetros de control son en forma lenta de manera tal que se pueda seguir considerando el funcionamiento en servicio estacionario.



8.2.2.4.1 Variación del deslizamiento

8.2.2.4.1.1 Control por variación de la tensión del estator

El procedimiento más simple de variar la velocidad en un motor asíncrono consiste en alimentar con frecuencia constante y variar la tensión de alimentación del estator. Para un mismo par de carga, cuando se reduce la tensión de alimentación, el deslizamiento es mayor y, por lo tanto, la velocidad se reduce.

La ecuación siguiente indica que el par motor es proporcional al cuadrado de la tensión del estator.

$$T_M \propto V_1^2 \quad (8.73)$$

Esto indica que una variación en la tensión del estator producirá una variación de la velocidad, pero a costa de una reducción no proporcional del par motor.

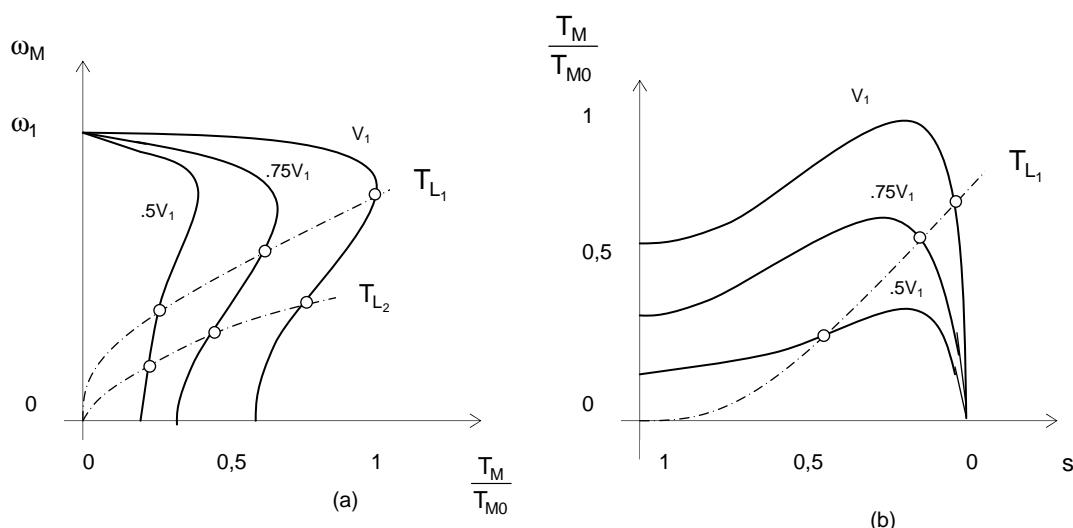


Fig. 8.19. Variación de la tensión del estator V_1

(a) Curva Par normalizado-velocidad

(b) Curva Par normalizado-deslizamiento

Nota: observar que en algunos casos, el motor se va a detener

Este método que se utiliza con motores de jaula de ardilla, presenta tres inconvenientes que se desprenden de las propiedades del motor asincrónico.

No es una verdadera regulación de velocidad, ya que en vacío la velocidad es independiente de la tensión, porque está impuesta por la frecuencia.

Para un deslizamiento dado, el par $T_M \propto V_1^2$. Esto es, al reducir la tensión de alimentación del estator, se reduce el par motor, y por lo tanto, las posibilidades del motor.

Las pérdidas por efecto Joule en el rotor son proporcionales al deslizamiento, $P_{Pérd} = T_M s \omega_1$.

Debido a que $\eta = 1 - s$, se deduce que trabajar con un deslizamiento elevado corresponde a trabajar con un rendimiento bajo.

Para un motor de deslizamiento bajo, el rango de velocidades es muy angosto. Este tipo de control no es adecuado para un par en la carga T_L constante. Por lo general se usa en aplicaciones que requieren un par de arranque bajo y un rango angosto de velocidades.

Realización práctica

Para potencias elevadas, antes se utilizaban inductancias saturables intercaladas entre la red de alimentación y los terminales del motor. El devanado de excitación de la bobina saturable regula la impedancia de ésta y, por lo tanto la tensión aplicada al estator. Este procedimiento da como resultado equipos de volumen y peso relativamente elevados en relación con el motor a controlar.

Variación mediante controladores ca/ca

Estos son de realización sencilla, pero el contenido armónico es alto y el factor de potencia de entrada de los controladores es bajo. Se utilizan prácticamente en aplicaciones de baja potencia, como ventiladores, extractores bombas centrífugas, grúas y elevadores. En las primeras, el par de carga en el arranque es bajo. También se utilizan en el arranque de motores de inducción de alta potencia, con el fin de limitar la potencia de arranque. Para mover ventiladores con margen de velocidad que incluya pocas revoluciones por minuto, será necesario emplear motores con resistencia rotórica elevada, de forma tal que no exija una corriente rotórica grande con deslizamiento elevado. Para grúas, elevadores y otras cargas con curva de par constante, se adaptan mejor los motores asincrónicos de rotor bobinado. Tanto con motores de rotor de jaula como bobinado, el funcionamiento a bajas velocidades presenta problemas de refrigeración porque, además de tener pérdidas más elevadas, la variación es menor. Es necesario un dispositivo de ventilación forzada si los períodos de funcionamiento a velocidad reducida van a ser prolongados.

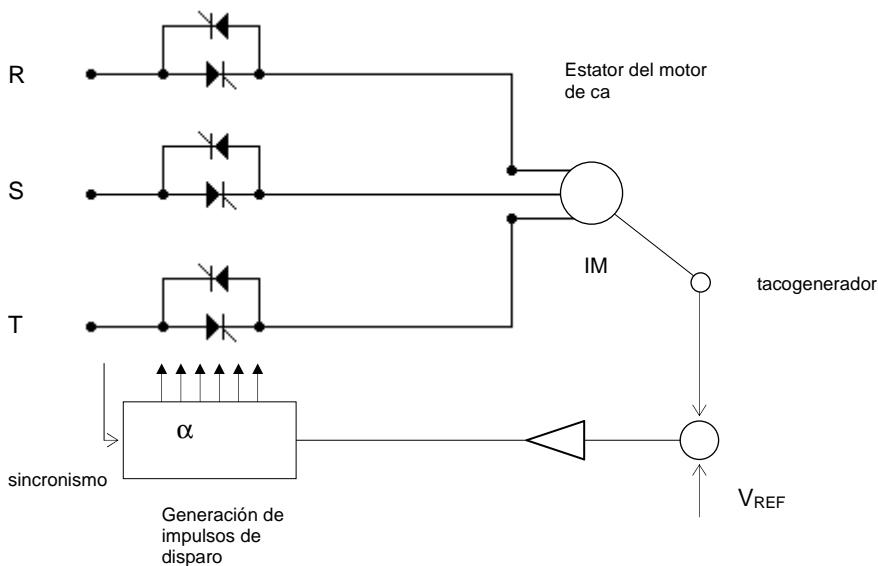


Fig. 8.20. Variación de la tensión del estator V_s con tiristores

En la mayoría de los casos hace falta sobredimensionar el motor, ya que es hacia los dos tercios de la velocidad síncrona cuando las pérdidas son máximas, y a plena tensión el motor debe poder suministrar una potencia dos o tres veces mayor que la que se le está pidiendo realmente.

Ejemplo:

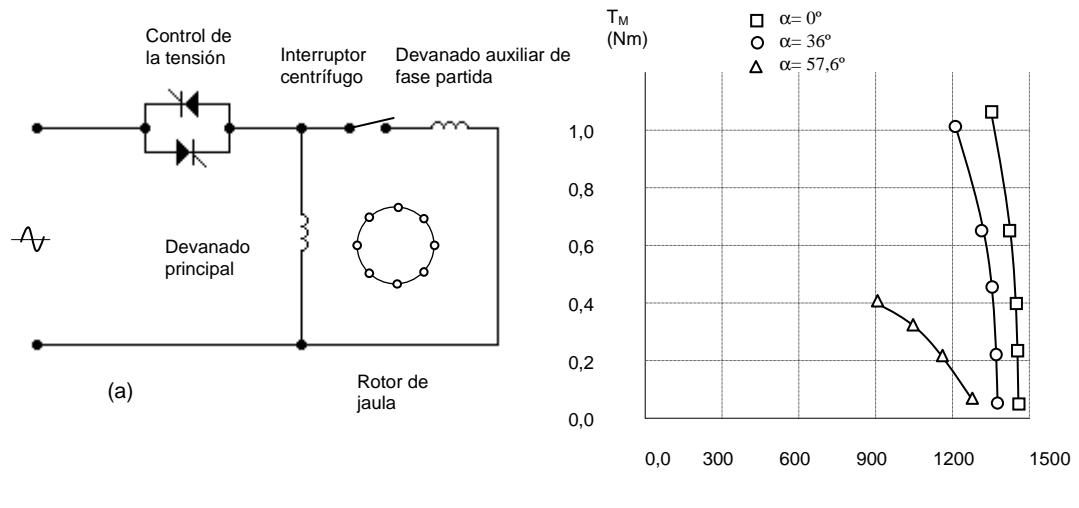


Fig. 8.21. Un regulador sencillo de tensión. Motor: 220V; 2,25A; 1/4CV, 4 polos, 50Hz. Corriente de arranque 8A. El interruptor centrífugo abre a 900 r.p.m.

- (a) circuito esquemático
(b) variación de velocidad en función del par y del ángulo de retraso

El control de fase está limitado a 90° en cada semiciclo, pero esto es adecuado para una máquina pequeña que tiene un devanado auxiliar para el arranque y un solo devanado principal para el funcionamiento. Las características de par motor-velocidad en este ejemplo particular están representadas en la fig. 8.21. El ejemplo muestra que el ángulo de fase para la conducción no necesita ser mayor que 90° . El margen de velocidad es sólo de 900 a 1450 r.p.m. a causa del devanado de fase partida, y esto corresponde a un ángulo de 60° .

8.2.2.4.2 Control por variación de la resistencia del rotor

En ciertos casos de aplicaciones industriales se puede adoptar como convertidor electromecánico el motor asíncrono de rotor bobinado o de anillos.

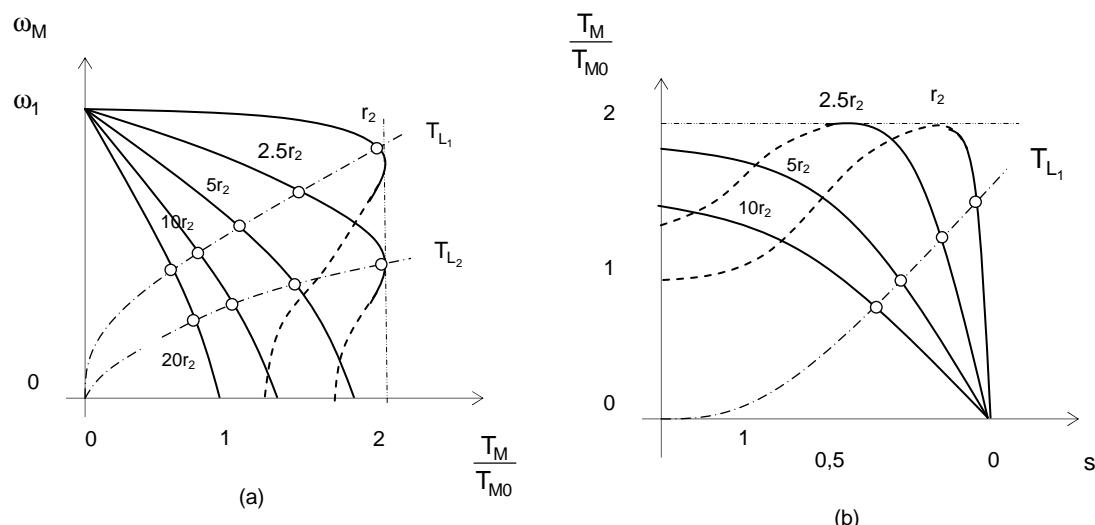


Fig. 8.22. Variación de la resistencia rotórica, r_2
(a) Curva Par normalizado-velocidad
(b) Curva Par normalizado-deslizamiento

Estos pueden ser en las siguientes situaciones:

Sólo es necesario una banda de regulación parcial de velocidad.

Accionamientos de alta potencia.

Servicios de elevada seguridad, en los que la falla de un convertidor electrónico permita un funcionamiento convencional con el motor y control clásico.

Si la tensión del estator es mayor que 6 kV, que es la máxima utilizada actualmente en los convertidores de frecuencia

La forma más clásica de aumentar el deslizamiento en carga del motor con rotor bobinado y con anillos deslizantes es utilizar un reóstato secundario.

Se utilizan en motores de hasta 100 c.v. (98,63 HP o 73,6 kW).

La potencia mecánica desarrollada es el producto del par por la velocidad del rotor

La potencia entregada por el estator al rotor a través del entrehierro se definió:

$$P_\delta = T_M \omega_1, \text{ también}$$

$$P_\delta = 3I_2^2 \frac{r_2}{s},$$

$P_{\text{Pérd}}$ = es la potencia de pérdidas en calor en el hierro y cobre del rotor

$$P_{\text{Pérd}} = T_M (\omega_1 - \omega_M) = T_M s \omega_1$$

$$P_M = T_M \omega_M$$

(8.74)

De éstas ecuaciones se deduce que una forma de regular el deslizamiento es variando la resistencia rotórica. Este procedimiento ha sido empleado desde los comienzos de la utilización de los motores asincrónicos, y se ha materializado mediante reóstatos conectados en estrella o triángulo a las escobillas de los colectores. Se trata en la mayoría de los casos de dispositivos de arranque con corriente rotórica reducida que anulan la resistencia exterior una vez embalado el motor. En otros casos, éste método se emplea para reducir la velocidad del motor ligeramente por debajo del valor nominal, no más allá de un 75% u 80%.

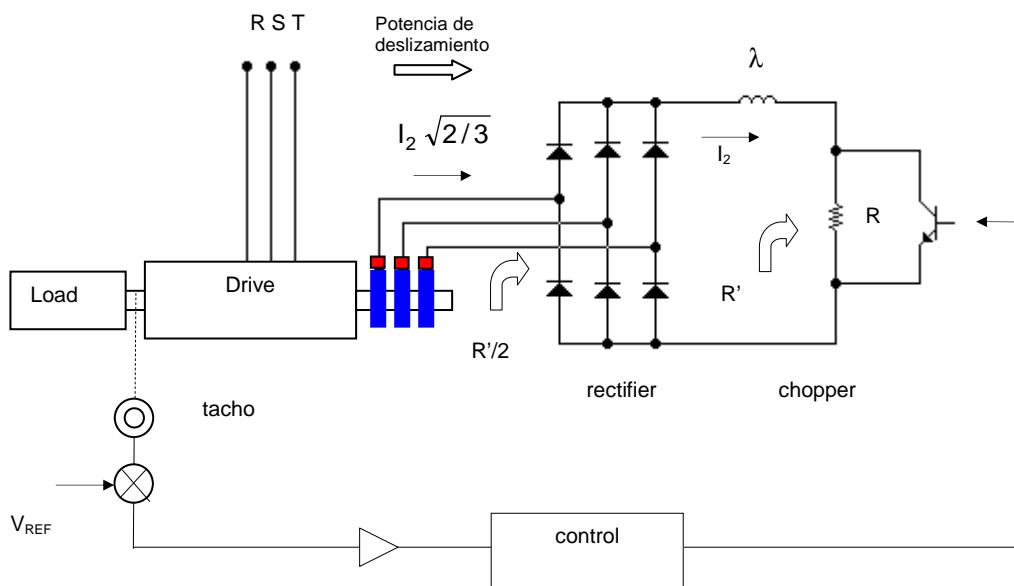
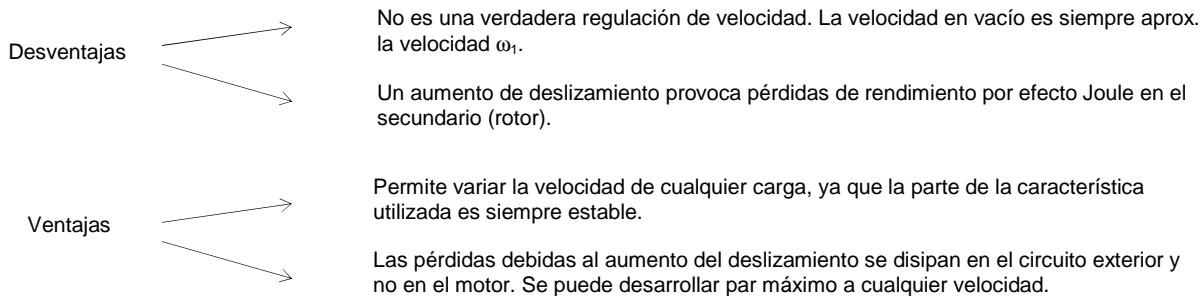


Fig. 8.23. Variación estática de la resistencia rotórica

En la [fig. 8.23](#) se muestra un método estático de variación de la resistencia rotórica. El transistor hace variar el valor efectivo de R comprendido entre $0 < R < R'$. La resistencia adicional que ve cada fase es igual a $R'/2$.

La porción de la potencia que no es convertida en potencia mecánica, se conoce como potencia de deslizamiento. La potencia de deslizamiento se disipa en la resistencia R .

Ventajas y desventajas del método de variación de la corriente rotórica en motores con anillos deslizantes.



8.2.2.4.2.1 Recuperación de potencia en el secundario, o cascada rotórica

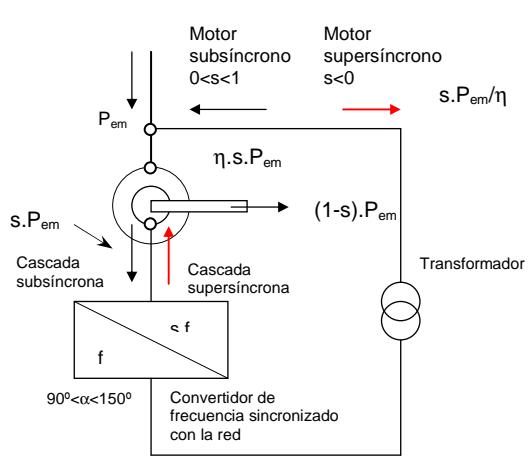
En ésta disposición, también llamada “cascada rotórica”, se recupera la potencia disipada en el rotor, que es de frecuencia $s.f_1$ menor que la de la red, en potencia de frecuencia f , reinyectable en la red a través de un transformador de ajuste de tensiones.

Ahora el motor de anillos tiene en su circuito rotórico una fuente activa de tensión o corriente y no un circuito pasivo de resistencias y disipativo, con su consecuente derroche de energía.

Con el método de recuperación de energía en el rotor se puede regular por encima de la velocidad de sincronismo, donde a ésta disposición se le denomina hipersíncronas, aunque no son muy empleadas. Además, el convertidor y el transformador del circuito rotórico se dimensionan para la potencia de deslizamiento, donde se cumple en forma aproximada que:

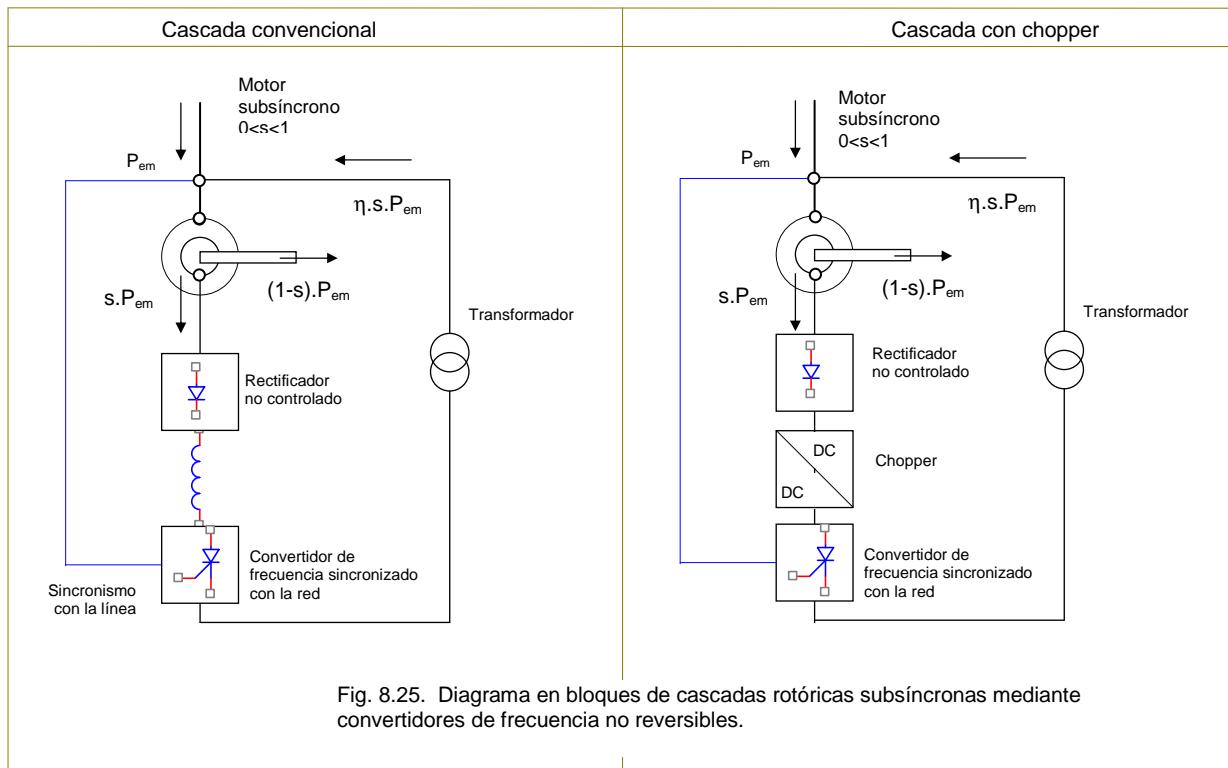
$$\text{Banda de regulación en torno a la velocidad síncrona} \Rightarrow \text{Deslizamiento} \Rightarrow \text{Potencia de deslizamiento} \Rightarrow \text{Tamaño del convertidor de frecuencia y del transformador}$$

Debido a esto, y cuando nos podemos limitar a una banda de regulación limitada, la solución de la cascada rotórica es competitiva frente a la del control por el estator a pesar de tener que emplear un motor de rotor bobinado que es más caro que el de cortocircuito.



- Se utiliza hasta los 20 MegaWatos con un $\eta \geq 95\%$, y con resoluciones de $\pm 40\%$ velocidad nominal, la potencia máxima puede ser 60MW (aplicaciones no normalizadas)
- Se puede regular en un margen de $0.8 < \omega_1 < 1$
- La tensión en los anillos aumenta con el deslizamiento
- Las bandas de velocidad pueden ser 100 a 80%; 100 a 70%, o 100 a 50% y no es normal tener que recurrir a bandas más amplias
- El motor con rotor bobinado no se comercializa con dos polos, por lo que la máxima velocidad es de 1500 o 1800 r.p.m. (50 o 60 Hz)
- Se aplica en cargas donde la máquina accionada sea fuertemente dependiente de la velocidad, como bombas, ventiladores, soplantes, compresores, etc. (en estos casos la regulación es con par variable, ya que éste decrece con el cuadrado de la velocidad)
- El uso también es apropiado en los casos de modificar el sistema convencional de motores con rotor bobinado.

Fig. 8.24. Funcionamiento del motor de rotor bobinado o de anillos en cascadas subsíncrona y hipersíncrona. Flujos energéticos para ambos casos.



Se analizará el caso de cascada rotórica subsíncrona, ya que el caso de cascada supersíncrona es poco usada.

Cascada rotórica subsíncrona convencional

La velocidad del motor con anillos deslizantes asíncrono, alimentado directamente por la red a tensión y frecuencia constante, actuando sobre la potencia extraída al rotor. Si se desprecian todas las pérdidas ($\eta=100\%$):

$$s = \frac{\text{Pot salida del rotor} = P_{em} s}{\text{Pot suministrada al motor} = P_{em}} \quad (8.75)$$

Las tensiones entre los anillos tienen un valor y, sobre todo, una frecuencia variable, pues son proporcionales al deslizamiento. Para utilizar la potencia extraída del rotor es preciso convertir de alterna a continua. Luego, para entregar la energía del rotor a la línea, es necesario un inversor, para entregar a la línea energía en fase con la red, con un rango de retraso de $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi - \beta$.

La variación del ángulo de retraso permite un flujo de potencia y el control de la velocidad. Este tipo de convertidores se conoce como convertidores *Kramer estáticos*. Ver fig. 8.26.

También, si se reemplaza el puente de rectificadores por tres convertidores trifásicos duales o cicloconvertidores, es posible variar el deslizamiento, y por lo tanto la velocidad del motor. Esta disposición se conoce como convertidor *Scherbius estático*.

Los convertidores *Kramer* y *Scherbius estáticos* se utilizan en aplicaciones de gran potencia en bombas y sopladores, en las que sólo se requiere un rango de control de velocidad limitado. Dado que el motor está conectado directamente a la fuente, el factor de potencia de estos convertidores es por lo general alto.

Se trabajará con un ángulo de $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi - \beta$, siendo β = ángulo de seguridad $\cong 30^\circ$

$$s \equiv \frac{|\cos \alpha|}{k} \quad (8.76)$$

Además, hay que considerar las relaciones de transformación entre el estator y el rotor, y la del transformador de ajuste de tensiones.

Se considera que el control de velocidad por variación de la resistencia rotórica puede interpretarse como un caso particular del control por fuerza contraelectromotriz, en donde ésta sería la caída de tensión en los reóstatos.

La potencia extraída al rotor es igual a:

$$V_2 I_2 = s T_M \omega_1, \text{ por lo que:} \quad (8.77)$$

$$T_M = \frac{V_2 I_2}{s \omega_1} \quad (8.78)$$

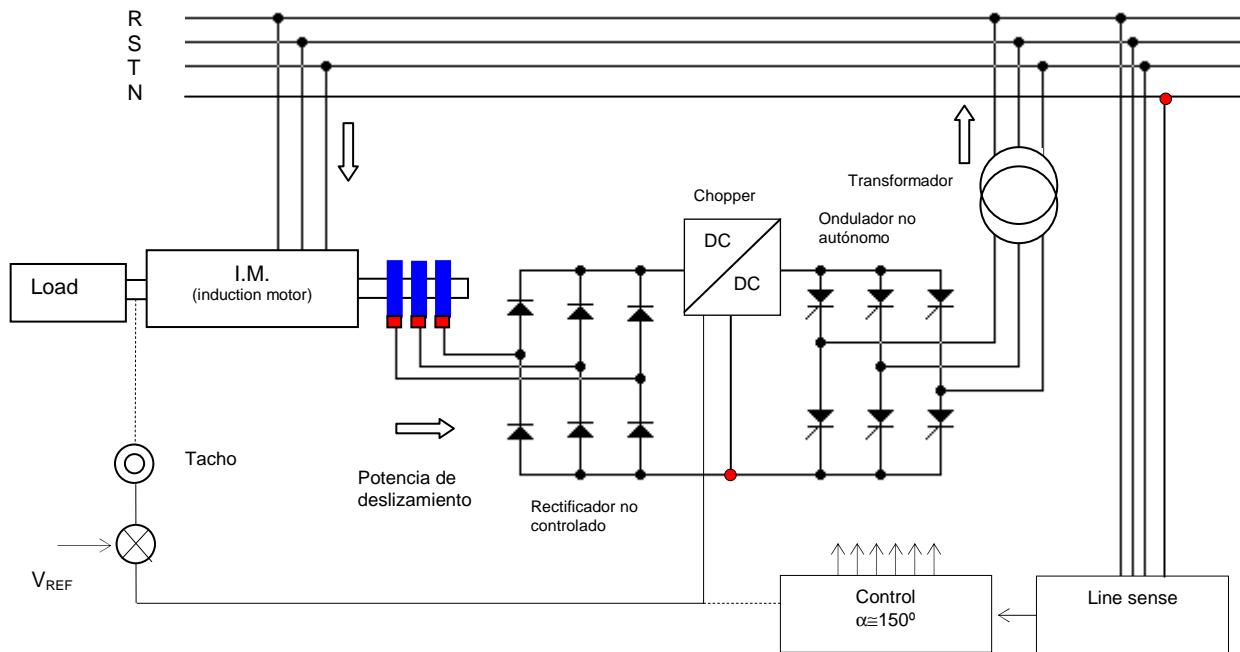


Fig. 8.26. Recuperación estática de la potencia rotórica. Método Kramer modificado con chopper para reducir el consumo de potencia reactiva

El consumo típico de potencias activa y reactiva en una cascada rotórica convencional es:

α	Desliz. s	Pot. activa, P	Pot. react., Q
90°	0	0	100 % Q _{máx}
135°	0.707 s _{máx}	70.7% P _{máx}	70.7% Q _{máx}
180°	s _{máx}	100% P _{máx}	0

Tabla 8.2.

En la aplicación en cascada rotórica convencional, el consumo de potencia reactiva es grande, por lo que este tipo de conexión se resuelve insertando un chopper en serie con el circuito de cc, como se muestra en la [fig. 8.26](#). El ondulador no autónomo conectado en el lado de la red tendrá un ángulo de retardo en la conducción $\alpha \approx 150^\circ$, y el control será ajustado por el chopper.

8.2.2.4.2.2 Variación de la corriente del estator

El par motor de los motores de inducción puede controlarse variando la corriente del rotor. Como la corriente del estator es fácil de variar, se modificará ésta en lugar de la corriente del rotor. Para una corriente de entrada fija, la corriente del rotor depende de los valores relativos de las impedancias magnetizantes y del circuito del rotor. En una situación real, la corriente del estator, a través de la reactancia del estator x_1 y r_1 , será aproximadamente

El par máximo es función del cuadrado de la corriente y es aproximadamente independiente de la frecuencia. Dado que X_m es grande en comparación con x_1 y x_2 , el par motor de arranque es bajo. A medida que aumenta la velocidad, o se reduce el deslizamiento, la tensión en el estator se eleva y el par motor aumenta. La corriente de arranque es baja debido a los bajos valores del flujo ya que I_m es bajo y x_m es grande, y la corriente del rotor, comparados con sus valores nominales. En razón del incremento del flujo, el par motor aumenta con la velocidad.

Un incremento adicional en la velocidad implica en un incremento de la corriente, y puede saturar el circuito magnético. Se puede controlar el par motor mediante una variación de la corriente y el deslizamiento en el estator.

8.2.2.4.3 Variación de la velocidad síncrona

Es un método de regulación muy utilizado para motores de c.a., tanto síncronos como asincrónicos. En los primeros, la ω_1 está estrictamente ligada a la frecuencia de la alimentación, y en los segundos en menor grado debido al deslizamiento. El procedimiento permite la regulación de la velocidad con muy buen rendimiento en una gama completa de velocidad que abarca desde velocidad nula (o casi) hasta valores superiores a la nominal, e incluso invertir su velocidad. Todo esto manteniendo un par elevado.

Además de éstas ventajas, el hecho de poder emplear un motor de jaula sencillo en muchas aplicaciones, añade características de robustez, funcionamiento compacto, y buena respuesta dinámica debido al momento de inercia del motor.

Vamos a expresar las ecuaciones más importantes a tener en cuenta en el control por variación de la frecuencia de alimentación, evaluadas a partir del circuito equivalente del motor asincrónico:

$$\bar{v}_1 = (r_1 + jX_1)\bar{I}_1 + \left(\frac{r_2}{s} + jX_2\right)\bar{I}_2 \quad (8.79)$$

$$jX_m \left(\bar{I}_1 - \bar{I}_2 \right) = \left(\frac{r_2}{s} + jX_2 \right) \bar{I}_2 \quad (8.80)$$

$$s = \frac{f_2}{f_1} \quad \begin{aligned} p_1 &= \text{pares de polos del bobinado del motor} \\ m_1 &= \text{número de fases del motor} \\ &\text{(generalmente tres)} \end{aligned} \quad (8.81)$$

$$P_M = m_1 I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s} = T_M \omega_M \quad (8.82)$$

$$\omega_M = \omega_1 (1-s) = 2\pi f_1 \frac{(1-s)}{p} \quad (8.83)$$

$$T_M = \frac{P_M}{\omega_M} = \frac{P_M}{\omega_1 (1-s)} = \frac{pm_1 I_2^2 r_2}{2\pi f_1 s} \quad (8.84)$$

donde m_1 es el número de fases del motor, normalmente tres.

8.2.2.4.3.1 Funcionamiento con tensión/frecuencia del estator proporcionales

En el modo de funcionamiento, la tensión de alimentación varía en modo proporcional a las variaciones de la frecuencia f_1 .

En los motores asincrónicos con valores de reactancia de dispersión estatórica pequeños, resulta bastante aproximada la ec. anterior. Entonces, en régimen permanente, cuando E_1/f_1 es constante, el motor funciona en forma aproximada con flujo constante, y con V_1/f_1 constante, el flujo no será proporcional.

Este método de control resulta práctico en aplicaciones con pocas prestaciones dinámicas, es decir, con requisitos de regulación de baja velocidad.

En la [fig. 8.27](#). se muestra las características del par en función de la frecuencia rotórica f_2 , para un motor asincrónico.

Si se mantiene constante la relación entre la tensión de alimentación y la frecuencia, el flujo en la ecuación se debería mantener aproximadamente constante. Sin embargo, a una frecuencia baja, el flujo en el entrehierro se reduce debido a la reducción de la impedancia del estator, y la tensión debe incrementarse para mantener el nivel del par motor. Este tipo de control también se conoce como control *volts/hertz*.

Si la velocidad síncrona, correspondiente a la frecuencia especificada se conoce como velocidad base ω_0 , la velocidad síncrona a cualquier otra frecuencia se convierte en:

$$\omega_1 = \beta \omega_0 \quad (8.85)$$

$$\text{y, de la ec. de s: } s = \frac{\omega_1 - \omega_M}{\omega_1} = \frac{\beta \omega_0 - \omega_M}{\beta \omega_0} = 1 - \frac{\omega_M}{\beta \omega_0} \quad (8.86)$$

Con frecuencias muy bajas es significativo el efecto de la resistencia rotórica frente al de la inductancia en cuanto a la limitación de la corriente del rotor. El resultado es un empobrecimiento del par. Para compensar éste efecto se alimenta con una tensión mayor (un 15%) que la correspondiente a la frecuencia mínima (nula), y desde ese valor se aumenta linealmente hasta la tensión nominal con frecuencia nominal.

El procedimiento se adapta muy bien para cargas con par constante.

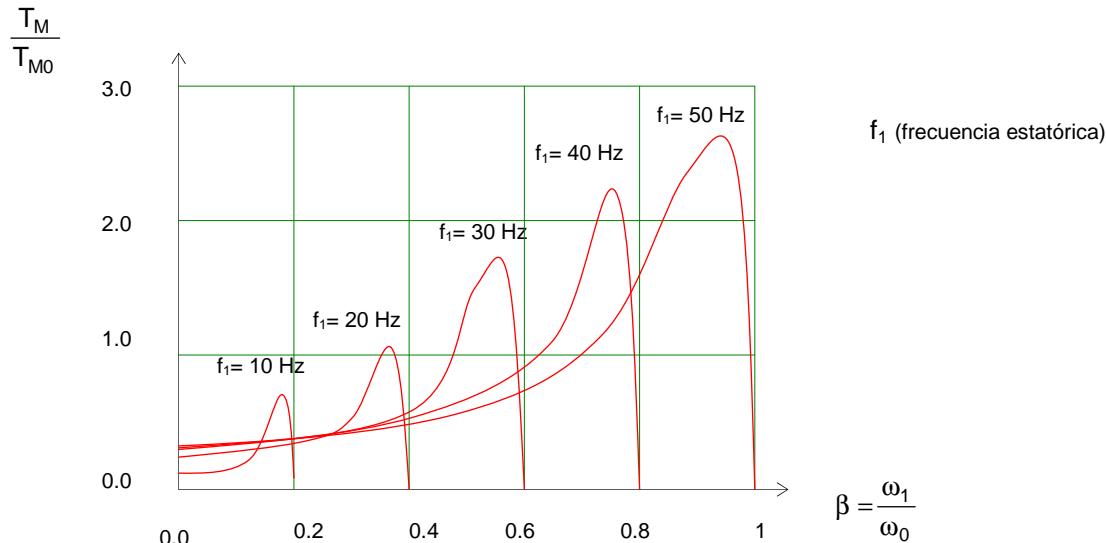


Fig. 8.27. Características par-velocidad en régimen permanente de un motor asincrónico para distintas frecuencias f_1 , cuando V_1/f_1 es constante.

En este caso, el deslizamiento, tomado como la diferencia entre la velocidad síncrona correspondiente a la frecuencia del estator y a la velocidad del eje, se mantiene constante prácticamente en todo el margen de velocidades. Por lo tanto, la velocidad del motor varía casi proporcionalmente a la frecuencia de alimentación, sobre todo si no se emplean velocidades muy bajas.

8.2.2.4.3.2 Variación de la frecuencia del estator con $\beta > 1$

Si se desea controlar el motor a velocidades superiores a la nominal, se puede aumentar la frecuencia de la tensión de alimentación. Como la tensión de alimentación no puede ser mayor que la tensión nominal, entonces, un incremento de la frecuencia reducirá el flujo y el par.

Las características del control por variación de la frecuencia por encima de su valor nominal se muestran en la [fig. 8.28](#).

De la expresión del par motor clásica, queda:

$$T_M = \frac{3r_2}{s\omega_1} \left[\frac{V_1^2}{(r_1 + r_2/s)^2 + (x_1 + x_2)^2} \right] = \frac{3r_2}{s\beta\omega_0} \left[\frac{V_1^2}{(r_1 + r_2/s)^2 + (\beta x_1 + \beta x_2)^2} \right] \quad (8.87)$$

Tener en cuenta que a otra ω_1 , igual a $\beta\omega_0$, las reactancias x_1 y x_2 se modifican.
El par máximo a la velocidad base es:

$$T_{mb} = \frac{3V_1^2}{2\omega_0(x_1 + x_2)} \quad (8.88)$$

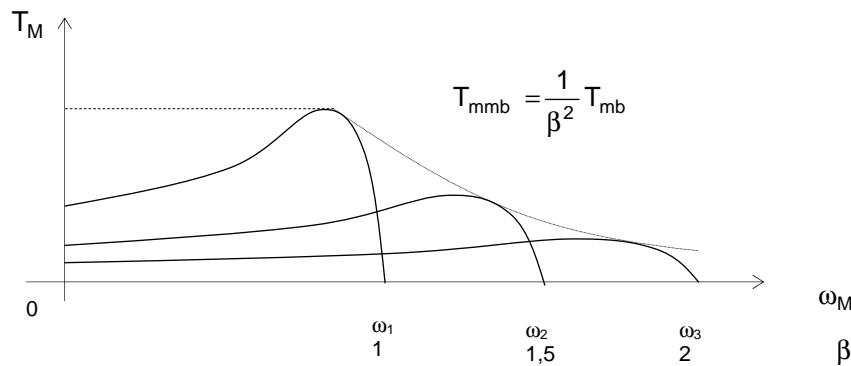


Fig. 8.28. Características par motor/velocidad por control por frecuencia, para $\beta > 1$

El par motor máximo a cualquier otra frecuencia ω_1 es (no se demostrará) :

$$T_{mmb} = \frac{3}{2 \omega_0 (x_1 + x_2)} \left(\frac{V_1}{\beta} \right)^2 \quad (8.89)$$

Normalizando las Ec. del par queda:

$$\frac{T_{mmb}}{T_{mb}} = \frac{1}{\beta^2} \quad \text{o} \quad T_{mmb} \beta^2 = T_{mb} = T_M = \text{cte} \quad (8.90)$$

El par motor máximo es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia, y $T_{mmb} \beta^2$ se mantiene constante en forma similar a los motores de corriente continua. En éste tipo de control, se dice que el motor opera en el *modo de debilitamiento de campo*. Para $\beta > 1$ el motor opera a tensión constante, y el flujo se reduce por lo que el par también.

Para $1 < \beta < 1.5$, la relación entre T_{mmb} y β se puede considerar casi lineal. Para $\beta < 1$ el motor opera a V_1/f_1 constante.

8.2.2.4.3.3 Funcionamiento a flujo constante

La impedancia del estator formada por la reactancia de fuga y por la resistencia del estator tiene influencia en la caída de tensión que en ella ocurre, y así el valor de E_1 que determina el flujo se diferencia mucho de V_1 , sobre todo a altos valores de I_1 . Esto hace que el flujo logrado en el modo V_1/f_1 no sea rigurosamente constante. Insertando al sistema de control un calculador, que determine en todo momento E_1 en función de la tensión de alimentación V_1 y de la corriente absorbida, de acuerdo con la fórmula simplificada:

$$\bar{E}_1 = \bar{V}_1 - (r_1 + jx_1) \bar{I}_1 \quad (8.91)$$

Si se supone que el flujo principal del motor es de variación senoidal con una pulsación $\omega_1 = 2\pi f_1$, el valor eficaz de la la f.e.m. inducida en una fase que tiene $2*z_1$ espiras y está bobinada con un factor de bobinado k_{b1} , estará dado por la fórmula:

$$E_1 = 4,44 * 2 * z_1 * k_{b1} * f_1 * \psi_{max}; \text{ donde el flujo } \psi \text{ es:} \quad (8.92)$$

$$\psi_{max} = \left(\frac{E_1}{f_1} \right) \frac{1}{4,44 * 2 * z_1 * k_{b1}} \quad (8.93)$$

Se puede observar en la ec. anterior que el flujo máximo para un motor dado, es proporcional al cociente:

$$\boxed{\psi_{max} \cong k \left(\frac{E_1}{f_1} \right)} \quad (8.94)$$

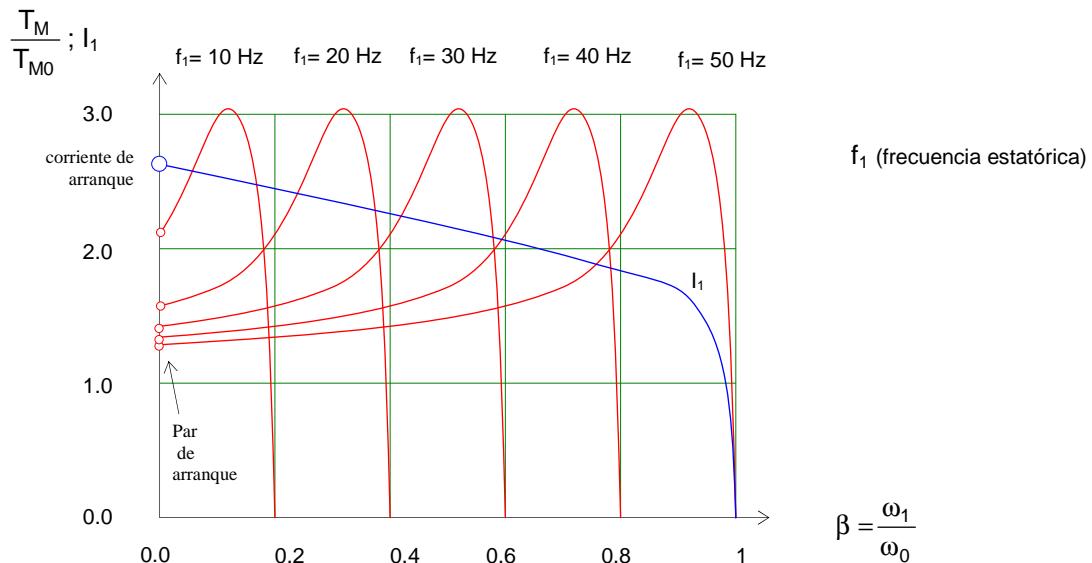


Fig. 8.29. Características del par motor normalizado en función de β para distintas frecuencias f_1 con el control a flujo constante.

En la [fig. 8.29](#), se muestran las características de par normalizado para el modo de regulación a flujo constante.

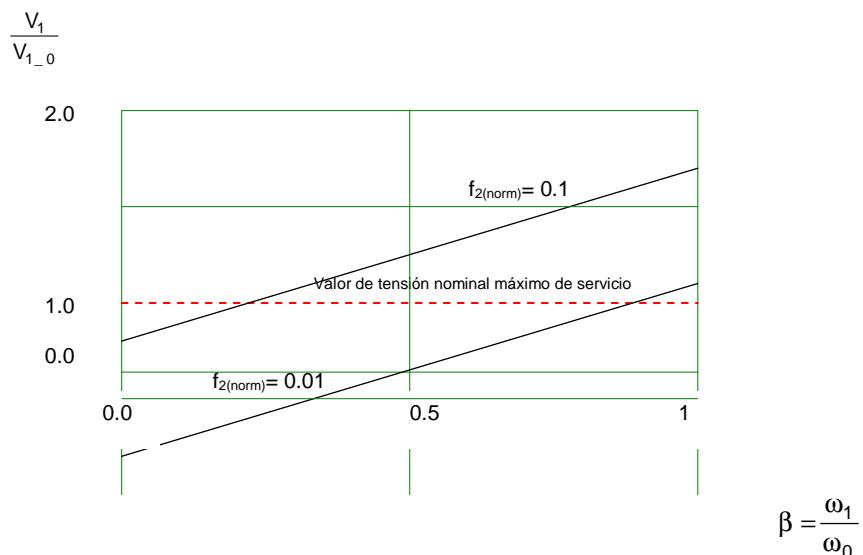


Fig. 8.30. Características de funcionamiento a flujo constante en función de las variaciones de la alimentación nominal, y en función de la frecuencia del rotor f_2 normalizado

En la [fig. 8.30](#) se muestra la variación de la tensión a aplicar en el estator para obtener flujo constante. También se muestra la evolución de la tensión de alimentación normalizada para una frecuencia creciente. Se presentan dos curvas para valores de frecuencia del rotor f_2 (que es proporcional al deslizamiento) de 0.01 y 0.1. El caso más usual es para $f_2=0.01$ (deslizamiento $s=0.01$). En la figura se muestra también que hay proporcionalidad entre V_1 y f_1 , y que ésta va decreciendo para frecuencias bajas. También se observa que la variación es muy sensible al valor de f_2 .

8.2.2.4.3.4 Funcionamiento con corriente de estator constante

Se analizará el método de alimentación con una fuente de corriente constante en el estator, con el valor de corriente lo más cercano al valor de la corriente nominal.

La [fig. 8.31](#), muestran las características de par normalizado y tensión normalizada con la tensión nominal con el motor funcionando al 100% del valor de la corriente nominal.

En la [fig. 8.31](#), se puede observar que la curva de par normalizado obtenido es independiente de la frecuencia de alimentación. Esta curva tiene un valor máximo muy acusado, y es función de la frecuencia rotórica f_2 , o del deslizamiento s . Por lo tanto, para obtener el máximo aprovechamiento del motor habrá que operar en una banda en torno a éste máximo. Sin embargo, la tensión en los bornes del motor V_1 crece mucho para valores de f_2 bajos, o para frecuencias de alimentación que se acercan a la nominal.

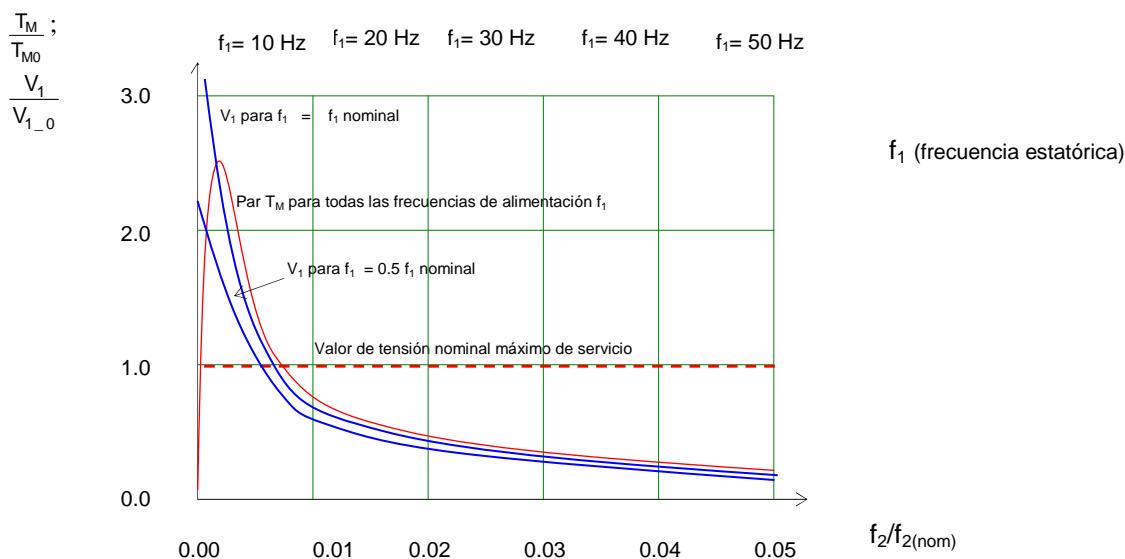


Fig. 8.31. Características del par y tensión del estator normalizado al valor nominal en función de la frecuencia rotórica, con alimentación a corriente constante en el estator igual a la nominal.

Entonces, habrá que limitar las bandas de funcionamiento para no sobrepasar el valor nominal de la tensión de alimentación.

8.2.2.4.3.5 Variación por método tensión-frecuencia extendido

En la mayoría de las aplicaciones actuales, se utiliza el control por flujo constante con velocidades del motor desde cero (aprox) hasta la velocidad nominal. Se puede demostrar en forma teórica que es posible aumentar la velocidad del motor hasta cuatro veces la velocidad nominal del motor bajo ciertas condiciones. En éstas condiciones de incremento de la velocidad nominal, el par motor disminuirá conforme a la variación de la [fig. 8.32](#). En este caso entonces el motor operará en el modo de debilitamiento del campo, debido a que no se puede mantener la relación de flujo constante.

Para $\beta < 1$ el motor opera a flujo constante. Para $\beta > 1$ el motor opera con el control por frecuencia con tensión constante, o también llamado por debilitamiento de campo. Pero, se puede también notar en la [fig. 8.32](#) que hay tres regiones de funcionamiento.

* La primer región es la zona de torque constante hasta la velocidad nominal, donde se opera en el modo de flujo constante.

- * La segunda región es la zona de potencia constante, donde la producción del par nominal es proporcional a la inversa de la velocidad, haciendo constante $P_M = T_M \cdot \omega_M$
- * La tercera región es la zona de Potencia*Velocidad constante, donde el par nominal es función inversa del cuadrado de la velocidad.

Notar en la figura que la curva de par nominal se intercepta con la curva de par máximo. Este punto de cruce es el punto límite entre la región de potencia constante y la región de Potencia*Velocidad constante.

Por ejemplo, un motor de 1500 rpm tiene un punto de cruce igual a 1,8 veces la velocidad nominal: 2700 rpm. En el funcionamiento como motor, una disminución en el comando de velocidad implica una reducción de la frecuencia de alimentación. Esto convierte la operación en frenado regenerativo. El motor desacelera, bajo la influencia del par motor de frenado y el par de la carga.

Este método de funcionamiento requerirá un lazo cerrado, con acción para mantener flujo constante.

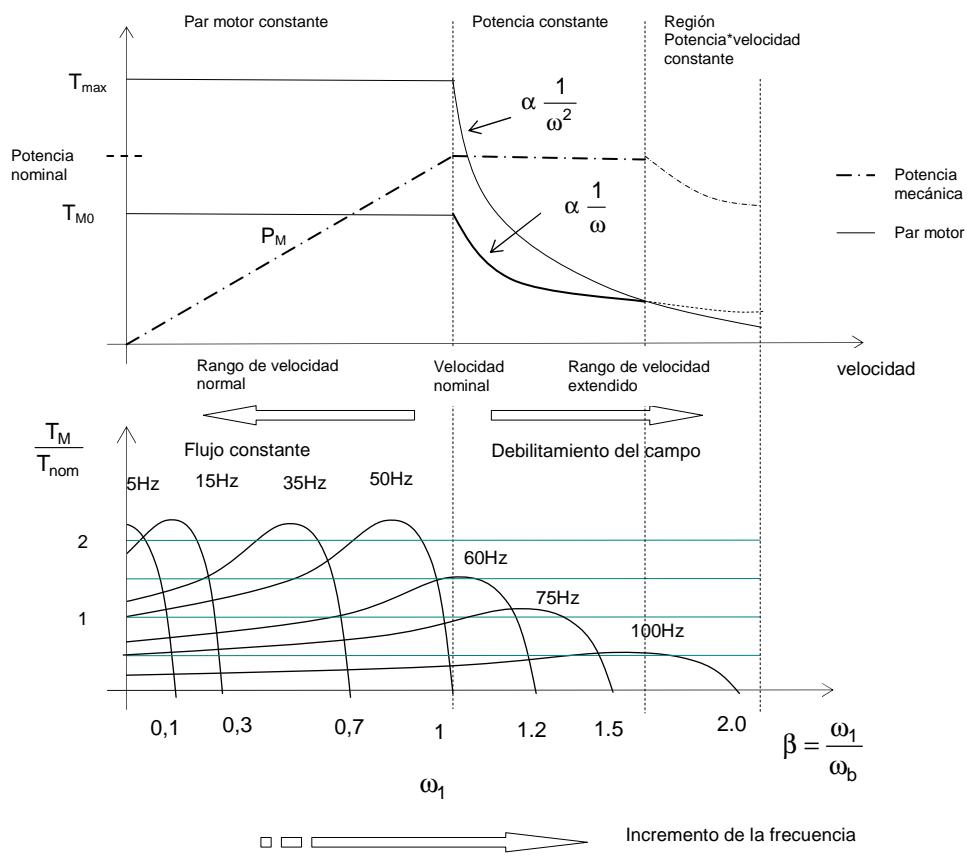


Fig. 8.32. Características par motor/velocidad por control por frecuencia extendido

8.3. Control de motores de inducción

El lazo cerrado es necesario para poder cumplir con los requerimientos transitorios y de régimen permanente, y puede ser realizado utilizando inversores de fuente de tensión o de corriente:

- **Control escalar**

- Se regula la tensión y la frecuencia del estator o control volt/hertz.
- Regulación del flujo por la corriente inyectada en el estator en función de la frecuencia de deslizamiento rotórica ω_2 .

- **Control vectorial**

- Control orientado al campo (Field Oriented Control), que puede ser indirecto, o feedforward vector control, y directo (feedback vector control, o stator flux oriented direct vector control).
- Control de torque directo (Direct Self Control, DSC, Direct Torque Control, DTC o DTFC Direct Torque and Flux Control)

Si se comparan las ecuaciones de los motores de dc con los de ca, se puede observar a primera vista que los motores de ac son mucho más complejos. Esto está basado en el hecho de que el flujo principal y la distribución de la corriente en la armadura de un motor de dc están fijados en el espacio y pueden ser directamente e independientemente controlados, mientras que en una máquina de ac esas cantidades interactúan fuertemente entre sí y son funciones del movimiento del campo del estator, rotor y otro parámetros más. Estos son determinados por los valores instantáneos de las corrientes del estator, pero lo más complejo es que las corrientes del rotor en motores de jaula no pueden medirse. El motor de ac es considerado una planta de control de variables múltiples no lineales.

Las diferencias en las dinámicas del control [1] de un motor de ac. y de dc se pueden explicar por modelos mecánicos:

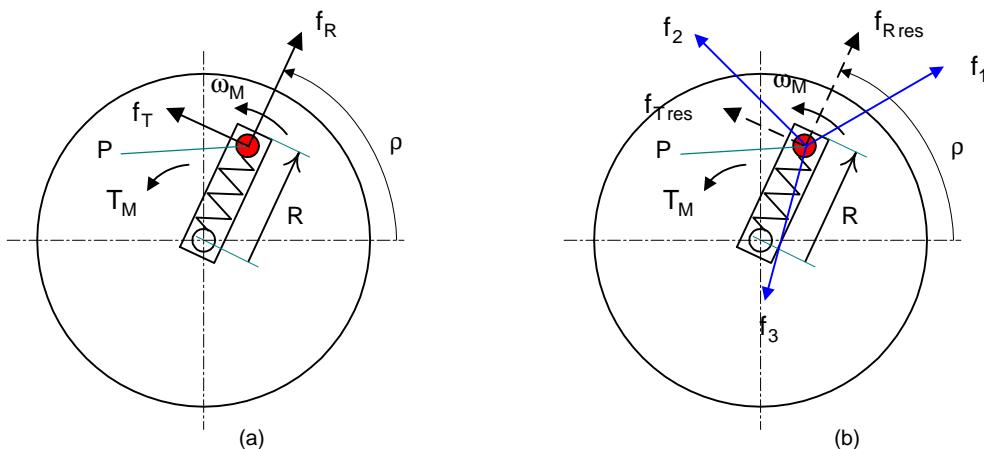


Fig. 8.33. Mechanical model of (a) DC and (b) AC motor

Entre el arreglo mecánico y el modelo eléctrico de una máquina de DC, las analogías son:

$$\begin{array}{ll} f_T & \propto \text{corriente de la armadura,} \\ R & \propto \text{flujo principal,} \\ f_R & \propto \text{tensión de campo,} \end{array}$$

$$\begin{array}{ll} R f_T & \propto \text{torque eléctrico,} \\ R \omega_M & \propto \text{tensión inducida (e.m.f.),} \\ R \omega_M f_T & \propto \text{potencia eléctrica.} \end{array}$$

La [fig. 33.\(a\)](#). muestra el motor de DC con una carga mecánica, un disco es manejado por una fuerza tangencial f_T actuando sobre el pin P el cual puede ser movido en una pista radial por una fuerza radial f_R en contra del resorte. Se asumirá que el movimiento radial es bajo.

El control del torque, la velocidad y la posición angular del disco se puede realizar de manera completa si f_T y f_R pueden ser elegidos en forma independiente. Esta analogía se puede aplicar a la operación debajo de la

velocidad base tanto como en el rango de debilitamiento de campo, con la limitación debida a la saturación (longitud de la pista radial) o la máxima tensión inducida (velocidad angular del pin).

Un arreglo similar se puede utilizar a un motor de AC, según se muestra en la [fig. 33.\(a\)](#), pero ahora el pin está ahora manejado por tres varillas que aplican las fuerzas f_1 , f_2 y f_3 en tres direcciones espaciadas por 120° . Para producir un movimiento circular uniforme mientras que el mismo tiempo mantener el pin en un radio dado, se requiere coordinación del set de fuerzas alternadas para producir las fuerzas radial y tangencial resultantes. Con la analogía de que la orientación del pin (R , ρ) corresponde a la onda del flujo fundamental y las fuerzas corresponden a las corrientes del estator, entonces es fácil ver porqué el motor de AC es más difícil de controlar.

Los motores de inducción se pueden clasificar en dos categorías importantes, basadas en sus aplicaciones:

- 1) ASD (Adjustable-Speed Drives). Una aplicación importante en estos accionadores es ajustar la velocidad de ventiladores, compresores, bombas, tracción eléctrica, incluidos vehículos híbridos, y otros procesos de control industrial.
- 2) Servo Drives. Corresponde a controles sofisticados que pueden usar como servo drives en máquinas herramientas, robótica y también puede emular las características de un motor de d.c. y un motor brushless de d.c.

8.3.1. Control escalar [4]

Este tipo de control está basado en el modelo de la máquina en régimen permanente. Este método de control controla las variables en su magnitud, despreciando los efectos de “acoplamiento” que existe en las variables de control. Por ejemplo, puede ser controlada la tensión con el fin de controlar el flujo, y la frecuencia, o el deslizamiento con el fin de controlar el par, o torque del motor. Pero, el flujo y el torque son funciones de la frecuencia y de la tensión respectivamente. Por lo tanto, el control escalar desprecia el efecto del acoplamiento entre las variables de control.

Este método de control ha sido utilizado ampliamente en la industria, pero está dejando de ser utilizado debido al método de control vectorial.

Para algunas cargas mecánicas, tales como bombas, ventiladores, no hay necesidad de grandes performances dinámicas, en la medida que se pueda variar la velocidad con buena eficiencia dentro de un rango deseado, esto es permite el uso del modelo de la máquina en régimen permanente para el diseño del control del motor.

Se asumirá que el motor está alimentado por un VSI, que produce una tensión simétrica y corrientes a la frecuencia fundamental relacionada a la velocidad deseada. En el caso del motor de DC se trató de mantener el flujo constante debajo de la velocidad base, y el torque era controlado por la armadura; por lo que se aplicará un criterio similar en el control de motor de AC.

Si se analiza la curva de la [fig. 8.27](#), y se tiene en cuenta que está el motor funcionando en régimen estacionario, entonces la región por encima del deslizamiento s_m , es comparable con la curva característica del motor de DC de la [fig. 7.6](#), entonces se puede considerar a la frecuencia del rotor ω_2 como representativo del torque, sirviendo de sustituto de la corriente de la armadura.

Para aprovechar al máximo el motor, se trata de controlarlo de modo que el flujo se aproxime lo más posible al nominal para lo cual ha sido diseñado y construido. En principio esto se consigue para las situaciones de régimen permanente. Un motor regulado con tensión y frecuencia proporcionales puede lograr que el flujo sea constante de forma aproximada, pero a medida que la frecuencia de alimentación va bajando, el flujo del motor también va descendiendo, por lo que no se puede aprovechar las máximas performances del motor. Este tipo de control se emplea para accionamientos de bombas y ventiladores a velocidad variable.

Pero, para lograr el funcionamiento con flujo constante es necesario que a bajas frecuencias la tensión sea más elevada que la ley de proporcionalidad V_1/f_1 .

En los casos de regulación con frecuencias superiores a la nominal, se operará en modo de debilitamiento de campo como muestra en la [fig. 8.19](#), para no sobreponer las posibilidades dieléctricas del bobinado del estator. El valor superior de la frecuencia quedará limitado por las características de par requeridos por el accionamiento.

8.3.1.1. Control Volts/Hz en lazo abierto

La [fig. 8.34](#) muestra el método de control de Volts/Hz en lazo abierto. Este método es el más popular debido a su simplicidad. En este método, si se desprecia la resistencia del estator, se puede mantener el flujo aprox. constante en el motor.

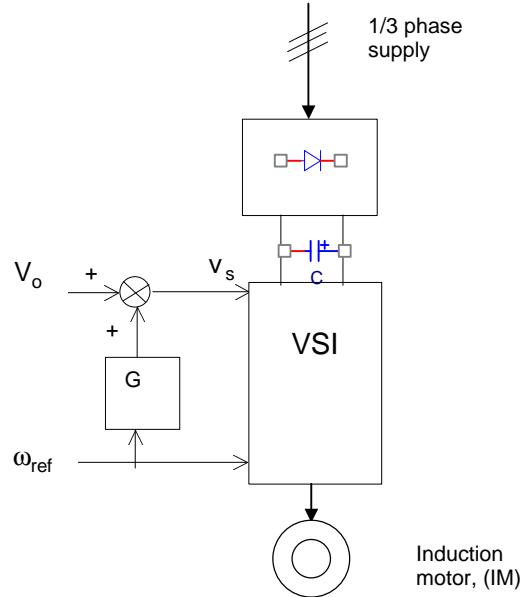


Fig. 8.34. Control escalar de motor de inducción por deslizamiento a través de la tensión del estator y frecuencia de alimentación

La entrada puede ser monofásica o trifásica. Luego pasa por un puente rectificador no controlado. El filtro de salida puede ser capacitivo, o LC. El inversor es VSI, controlado por la entrada de referencia de tensión de alimentación y por la referencia de frecuencia. El inversor puede ser SVPWM.

La ganancia G comanda la relación entre la tensión aplicable a una frecuencia determinada, con el fin de mantener el flujo constante. Si se consideran despreciables la resistencia del estator y la pérdida de inductancia, el flujo corresponderá entonces al flujo de entrehierro, o al flujo del rotor.

Como a baja frecuencia la resistencia del estator tiende a absorber la mayor parte de la alimentación, entonces el flujo se debilitaría. Por esta razón se aplica una tensión V_o llamada "boost voltaje".

8.3.1.2. Control Volts/Hz en lazo cerrado con regulación de deslizamiento

En la [fig. 8.35](#), se muestra un control Volt/Hertz en donde se agrega un lazo de corriente para controlar el exceso de corriente debido a excesos en el par de carga, lazo cerrado y regulación del deslizamiento.

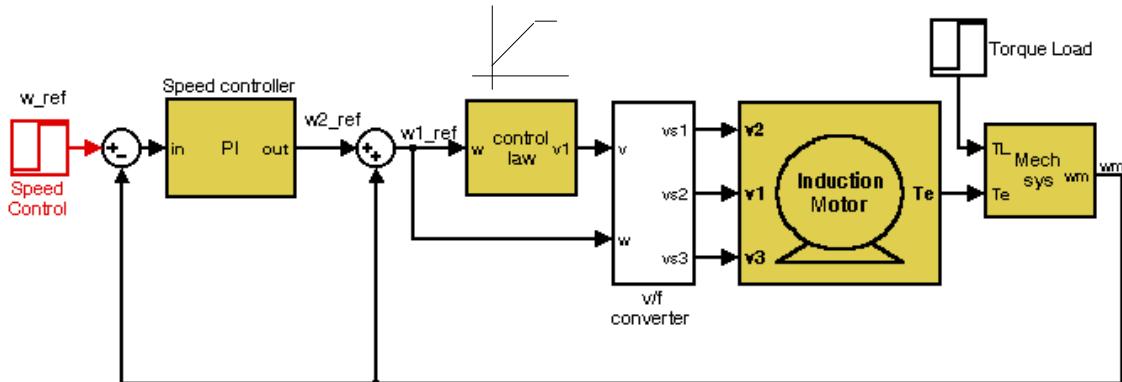


Fig. 8.35. Control escalar de motor de inducción en lazo cerrado por método Volt/Hertz y control por deslizamiento

El error de velocidad es comando del deslizamiento w_2_ref a través del controlador y limitador. Este valor de deslizamiento se agrega al valor de la velocidad realimentada para obtener el comando de control al inversor. El controlador PI tiene en su salida un limitador.

La ley de control que genera $v1$ tiene que tener en cuenta la tensión V_o agregada para compensar bajas velocidades. Nótese además, que la realimentación de corriente nos está utilizando en ninguna parte del loop. Cuando se aplica un escalón de comando de velocidad, la máquina acelera libremente con limitación en el deslizamiento que corresponde a la corriente del estator o a la limitación del torque, y luego se estaciona en el valor del deslizamiento determinado por el par de carga.

Si el comando de velocidad se reduce en un escalón, el inversor entra en modo de frenado regenerativo o dinámico y desacelera con un deslizamiento negativo.

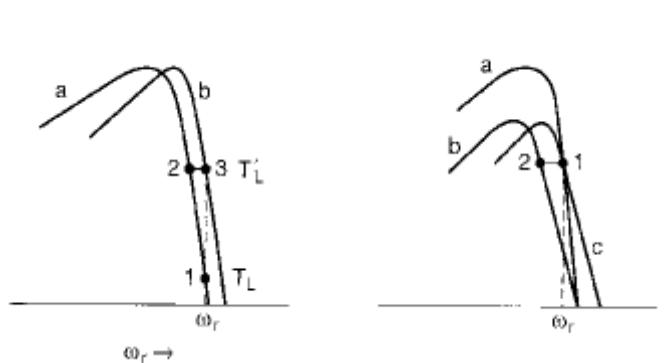


Fig. 8.36. Control escalar volt/Hz (a) efecto de la variación del torque de carga, (b) efecto de la variación de la tensión de alimentación [4]

La Fig. 8.36 muestra el efecto de la variación del par de carga y de la tensión de alimentación.

Si el punto de par de carga inicial T_L es 1 (fig a) y se incrementa en un valor T'_L , la velocidad tenderá a bajar al valor correspondiente en 2. Sin embargo, el lazo de control de velocidad incrementará la frecuencia hasta el valor original, reestablecido en 3. Debido a que no hay lazo cerrado de control de flujo, la tensión de alimentación provocará un corrimiento de flujo.

Si tomamos la fig. b, y partimos del valor 1 en la curva a, si la tensión de alimentación decrece, el flujo se reducirá produciendo un corrimiento al punto de operación 2. Esta caída de velocidad produce una variación de la frecuencia para restaurar el punto de operación original 1 en la curva c.

8.3.2. Principios del control vectorial

El método de control escalar proporciona un buen rendimiento en régimen permanente, pero su respuesta dinámica no es satisfactoria.

Un poco de historia

Primera Generación:

La primera aproximación al análisis dinámico de las máquinas síncronas fue desarrollado en 1929 por R. H. Park. En 1942, El método fue extendido por G. Kron, aplicable a cualquier máquina de a.c. La aproximación elimina la redundancia de los bobinados polifásicos, sustituyéndolos por un sistema de en los ejes directos y en cuadratura (ejes dq). Este sistema de referencia podía ser fijado al estator o al rotor. Generalizando, el sistema de referencia podía ser considerado giratorio a una velocidad angular arbitraria ω_k . Tales sistemas de coordenadas podían ser referenciados al sistema de coordenadas K.

En 1959, Kovács y Rács introdujeron la teoría del vector espacial de la densidad de flujo del entrehierro. Pero no fue hasta 1971, cuando el Ingeniero Alemán Felix Blaschke que trabajaba en la empresa Siemens extendió y generalizó los trabajos realizados por K. Hasse en 1969.

En 1971/2, Felix Blaschke publicó un algoritmo nuevo para el control de los motores de inducción conocido como control orientado al campo (field orientated control, FOC), el cual aplica el familiar método de "dos vectores" al motor de inducción a través de separar la corriente del estator en dos componentes. Una componente es la que produce el flujo, y la otra componente ortogonal es la que produce el par.

La clave para éste método de control está en conocer el ángulo del vector de flujo del rotor con respecto al estator. Blaschke midió el flujo del rotor a través de un sensor magnético de efecto Hall, pero se pueden utilizar

otros métodos. Una vez que se conoce el ángulo del flujo, el algoritmo calcula la transformación de las corrientes del estator de las tres fases en las componentes ortogonales de flujo y torque. *Por lo tanto, la orientación de campo provee el mismo control desacoplado de flujo y torque el cual es inherentemente posible en un motor de DC.*

Los avances a partir de los 80's con los micoprocesadores y luego el DSP y los métodos aplicando redes neuronales hicieron posible la implementación del control con inversor VSI o CSI y el algoritmo de orientación de campo.

El método de medición puede ser directo o indirecto. El método de medición directo puede ser usar sensores de flujo con arrollamientos, o por dispositivos de efecto Hall, pero es impráctico para el uso general. Normalmente, el ángulo del flujo no es medido en forma directa, sino estimada a partir del circuito de modelo equivalente y por mediciones de la velocidad del rotor, la corriente del estator y/o la tensión. Una técnica común para estimar el flujo del rotor está basada en la relación del deslizamiento, el cual requiere la medición de la velocidad del rotor y la corriente del estator (sin medir la tensión). Si se puede obtener con precisión la corriente y velocidad a través de los sensores, éste método puede ser considerado razonablemente bueno sobre el rango de velocidad completo. La mayoría de los controladores en operación en la actualidad utilizan el método de orientación de campo indirecto.

Una desventaja significativa de la relación deslizamiento, es que requiere la posición del rotor, obtenida a través de un sensor montado en el eje del rotor, típicamente un encoder óptico. Por esto, se han propuesto otros algoritmos de control orientado al campo el cual estima al ángulo del flujo sin la utilización del transductor del eje como realimentación. La mayoría de éstos métodos se basan en la integración entre la tensión inversa fcem (fuerza contraelectromotriz), el cual por la Ley de Faraday produce el flujo del estator. A altas velocidades, la tensión fcem es aproximadamente igual a la tensión de la alimentación ya que la caída de tensión del estator es despreciable, y la integración de la tensión del estator estima con exactitud el ángulo del campo. A bajas velocidades, sin embargo, los esquemas basados en la tensión fcem falla por dos razones. Primero, la Ley de Faraday implica que para una distribución dada de flujo vinculado, la amplitud de la tensión inducida en una bobina es proporcional a la frecuencia fundamental. Por esto, a bajas velocidades, la tensión fcem es pequeña, y la tensión medida está degradada por un incremento relativo de ruido.

El segundo problema es que, mientras la magnitud de la tensión decrece con la frecuencia, la corriente de carga para un torque de carga dado no cambia significativamente con la frecuencia. Por esto a bajas velocidades, la caída resistiva del devanado del estator es relativamente mucho más grande que la tensión de alimentación y no es comparable con la fcem. En éste caso, la estimación de la fcem requiere de un conocimiento exacto de la resistencia del estator, pero este varía con la temperatura. Por éste motivo el esquema de control orientado al campo basado en que la fcem trabaja bien, excepto cuando la frecuencia del drive se reduce a rangos de baja velocidad, donde la dependencia de la medición de la tensión del estator hace que no sea práctico su implementación debido a los parámetros del ruido y desintonía. Los esquemas basados en la medición de la fcem, entonces, no pueden proveer un control en todo el rango de velocidad, pero a muy bajas velocidades la relación de deslizamiento con la posición del rotor puede proveer información correcta para el control orientado al campo. Además, siempre y cuando el control de orientación al campo basado en que la fcem no use la velocidad del rotor directamente, la realimentación de velocidad es a menudo importante para la regulación de la velocidad en régimen permanente, y estos esquemas sin sensor de velocidad generalmente no proveen la estimación de la velocidad del rotor exacta debido a las desviaciones en la estimación.

Segunda Generación:

La segunda generación de control de vectorial fué desarrollada en 1988 por I. Takahashi como direct torque control (DTC), y M. Depenbrock como Direct Self Control (DSC). Esto son los controles llamados "sensorless".

A partir de estos dos saltos tecnológicos importantes, se han desarrollado numerosos métodos alternativos que pueden ser métodos diferentes, o métodos complementarios a los anteriores.

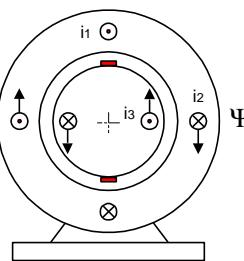
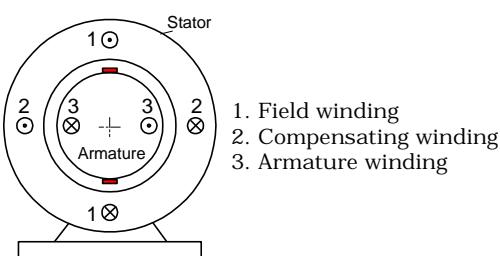
Las técnicas avanzadas son varias. Entre estas se encuentran las técnicas de control óptimo y adaptivo (sliding mode controller), controles inteligentes basados en la tecnología AI (Artificial Intelligent), estas pueden ser definidas como la emulación del sistema de computación del proceso de pensamiento humano, y están clasificadas como sistemas expertos (expert system), Lógica Fuzzy (Fuzzy Logic), ANN (Artificial Neural Network), y GA (Genetic Algoritm).

8.3.2.1. Control vectorial orientado al campo FOC de Blaschke [13]

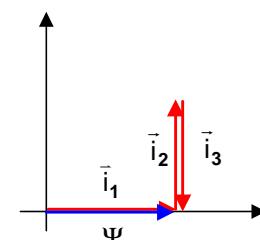
El principio del control orientado al campo de corriente puede ser explicado en referencia con las características de un motor de d.c. La [fig. 8.38](#) muestra un motor de d.c. tipo polos no salientes.

Se ha hecho un arreglo en el estator de dos bobinados 1 y 2 perpendiculares uno del otro. Debido a la acción de los conmutadores, el bobinado 3 del rotor produce el efecto de bobinado estacionario.

- 1) Si pasa una corriente \vec{i}_1 por el devanado del campo, este produce un campo magnético Ψ en el estator (fig. 8.39).
- 2) Para que se pueda generar el torque, deberá pasar por una corriente \vec{i}_3 por el devanado de la armadura. Las corrientes de armadura y campo producen una fuerza en las direcciones mostradas.
- 3) Las fuerzas se aplican con un máximo torque, debido a que los ejes de los devanados de la armadura son perpendiculares a los del campo, y por esto la posición del devanado de la armadura es la más favorable para la generación del torque.
- 4) El devanado de la armadura crea un campo de reacción que se opone al campo que lo crea. Este efecto es indeseable, debido a que hace que el campo se salga de la posición óptima. Por esta razón el campo de la armadura está compensado por un devanado de compensación 2, colocado en el estator en el mismo plano que el devanado de la armadura y llevando la misma corriente, pero opuesta ($\vec{i}_2 = -\vec{i}_3$). Estos devanados del estator producen en el estator un torque de reacción que actúa en contra de la armadura. Las corrientes y el campo se representan en la fig. 8.39.b.
- 5) En una máquina de d.c., por lo tanto, la corriente \vec{i}_1 forma el campo y las corrientes \vec{i}_2 e \vec{i}_3 juntas forman el torque.



(a) Field and currents



(b) Vector diagram

Fig. 8.38 Representation of a d.c. motor

Fig. 8.39 State of field and currents in a d.c. motor

- 6) En un motor de inducción, el lugar de la armadura alimentada por un conmutador es tomada por un devanado en cortocircuito, por ejemplo, el motor de jaula (fig. 8.40). Para la generación de torque, la corriente requerida en este devanado en cortocircuito sólo se puede generar por inducción, es decir con campo variable. Una vez más, la corriente en el devanado 1 genera el campo. Si ahora se inyecta una corriente \vec{i}_2 en el devanado 2, actuando previamente por un devanado de compensación, este induce en el rotor una corriente opuesta \vec{i}_3 .

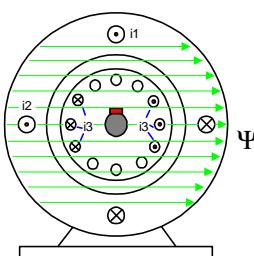
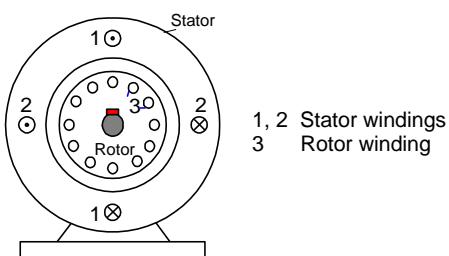


Fig. 8.40 Representation of an induction motor

Fig. 8.41.a Representation of an induction motor
States of field and currents in an induction motor

Las condiciones obtenidas en este primer instante son idénticas a las de la máquina de d.c. (fig. 8.41.a).

- 7) Sin embargo, debido a que la corriente inducida del rotor requiere un cambio de campo, el diagrama vectorial cambia luego de un cierto tiempo, como se muestra en la [fig. 8.41.b](#).

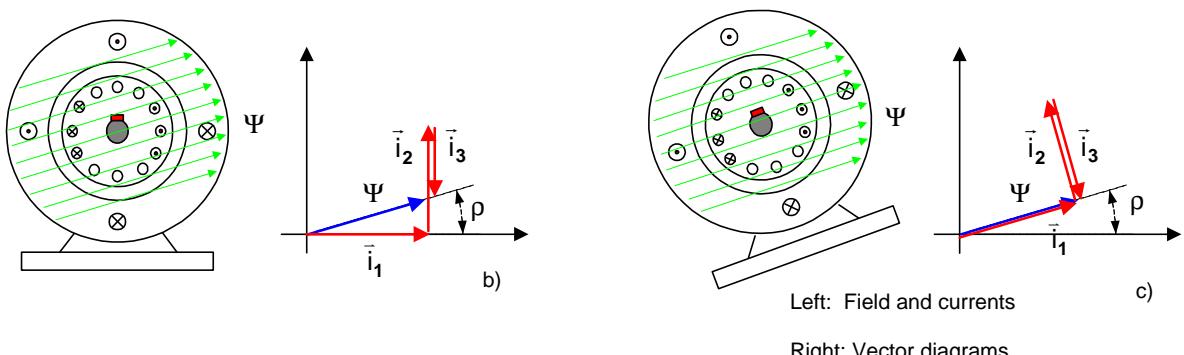


Fig 8.41 States of field and currents in an induction motor

Con el fin de simplicidad, se asumirá que el rotor está bloqueado, como está indicado en la posición no cambiada del eje del rotor. El campo ha rotado levemente y el alineamiento original de los vectores \vec{i}_1 e \vec{i}_2 con respecto al campo se pierden.

- 8) Si -ficticiamente- se gira el estator hasta que \vec{i}_1 y el campo estén otra vez alineados ([fig. 8.41.c](#)), entonces la orientación se restituye nuevamente. Si el campo no se puede mover desde la dirección de \vec{i}_1 , pero se gira el estator continuamente con la rotación del campo, se puede obtener una orientación rígida de las corrientes alrededor del campo. Por lo tanto, las condiciones en cualquier instante quedan similares a las del motor de d.c. La rotación del estator es, por supuesto, meramente una representación.

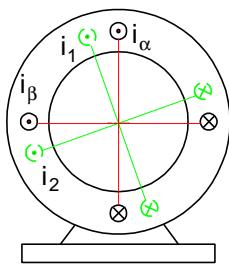


Fig. 8.42 Conversion of the required currents into attainable currents

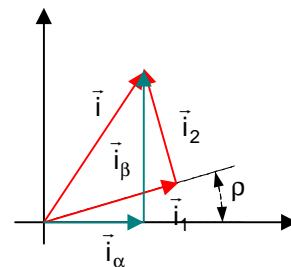


Fig. 8.43 Vector diagram for Fig. 8.41

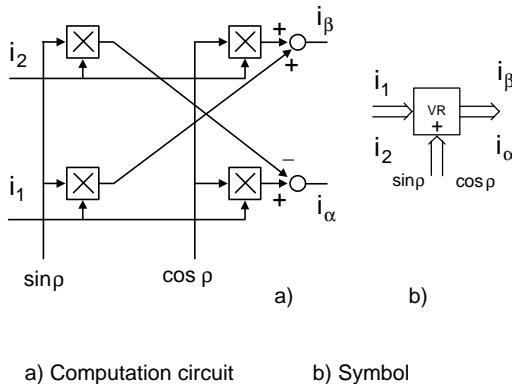
- 9) En realidad, el estator y los devanados α y β permanecen estacionarios ([fig. 8.42](#)). En la distribución mostrada, sólo es importante el vector corriente \vec{i} , formada por \vec{i}_1 e \vec{i}_2 ([fig. 8.43](#)). En lugar de producir este vector rotante desde los devanados 1 y 2 con corrientes constantes \vec{i}_1 e \vec{i}_2 , es ahora necesario producirlo desde los devanados estacionarios α y β con corrientes variables \vec{i}_α e \vec{i}_β . La [fig. 8.44](#) muestran los valores que deberán asumir \vec{i}_α e \vec{i}_β en cualquier instante. \vec{i}_α e \vec{i}_β dependen no sólo de los valores de \vec{i}_1 e \vec{i}_2 , los cuales por ejemplo, pueden ser constantes, sino también de del ángulo del flujo ρ con respecto al eje α del estator. Las siguientes ecuaciones muestran la relación:

$$\vec{i}_\alpha = \vec{i}_1 \cos \rho - \vec{i}_2 \sin \rho \quad (8.97)$$

$$\vec{i}_\beta = \vec{i}_1 \sin \rho + \vec{i}_2 \cos \rho \quad (8.98)$$

- 10) Blaschke propuso realizar un sistema de computación mostrado en la [fig. 8.44](#), el cual le llamó vector rotante VR, debido a que este provoca la rotación del vector corriente por el ángulo del campo. La [fig. 8.45](#)

muestra la aplicación de este vector rotante por el control orientado al campo del entrehierro. En el vector rotante los valores de posicionamiento $i_{\alpha}^{(*)}$ y $i_{\beta}^{(*)}$ requeridos son formados a partir de los valores de referencia i_1^* y i_2^* y el ángulo ρ , que es función del campo. Estos valores alimentan el convertidor de corriente variable que genera los valores de corriente i_{α} e i_{β} requeridos por los devanados del estator. Aquí, el vector rotador mostrado en la [fig. 8.45](#) contiene la función transformación de la matriz rotacional.



a) Computation circuit

b) Symbol

Fig. 8.44 Vector rotator for transformation from the field co-ordinate system to the stator co-ordinate system

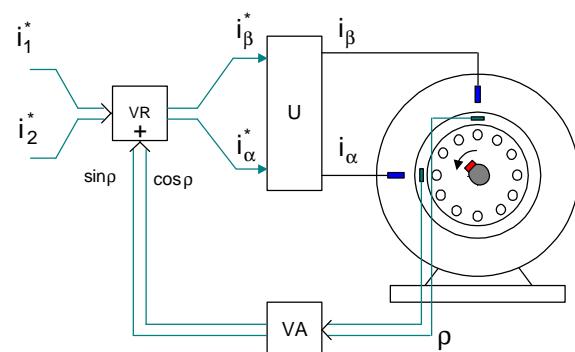


Fig. 8.45 Application of a vector rotator for field orientation in an induction motor

- 11) La información del ángulo del campo ρ requerido para generar el vector rotador se obtiene a través de la medición directa del vector campo en el motor¹. Las dos componentes del vector campo fueron medida en los años 70's por generadores Hall arreglados a diferentes ángulos en el entrehierro y convertidos a las funciones angulares requeridas $\sin \rho$ y $\cos \rho$.
- 12) Este arreglo efectúa la orientación con el campo del entrehierro provee un acceso separado al campo a través de i_1 y a la corriente que produce torque a través de i_2 . Por esto es posible operar un motor de inducción de la misma manera que se hace con el motor de DC con control de corriente.
- 13) Para simplificar la explicación realizada, se asumió que el rotor está bloqueado. Sin embargo, se puede llegar al mismo resultado con el rotor rotando.

Representación vectorial de la orientación al campo.

Para expresar las relaciones establecidas anteriormente, se emplearán vectores.

La relación entre i_1 e i_2 y i_{α} e i_{β} mostradas en la [ec. 8.97](#), puede relacionarse con la transformación de coordenadas del vector corriente \vec{i} desde el sistema de referencia orientado al campo al sistema de coordenadas orientadas al del estator. Si se define el vector corriente en el sistema de ejes orientados al campo como:

$$\vec{i}_{\beta} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (8.99)$$

y el vector corriente en el sistema de coordenadas del estator como

$$\vec{i}_s = \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} \quad (8.100)$$

esta transformación de coordenadas puede expresarse como sigue con la ayuda de la matriz de rotación

$$\mathbf{D}(+\rho) = \begin{pmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{pmatrix} \quad (8.101)$$

¹ Esta medición directa fue la primera propuesta. Debido a que es poco práctica su implementación en la industria, años después se realizó la estimación matemática de este ángulo, pasando a llamarse control orientado al campo indirecto.

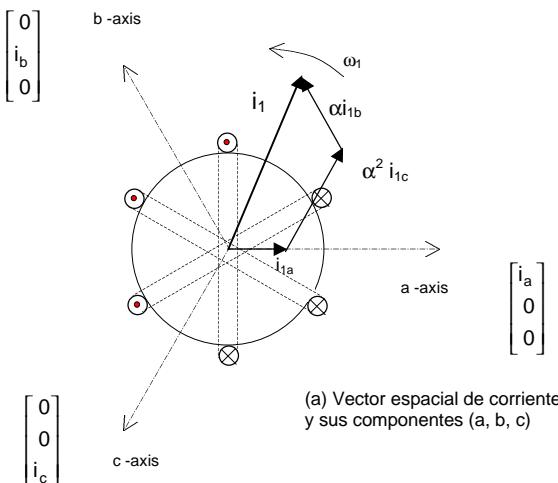
$$\bar{i}_S = \mathbf{D}(+\rho) \bar{i}_p$$

(8.102)

El vector rotador VR mostrado en la [fig. 8.44](#) contiene la función de transformación de la matriz rotacional.

Los vectores de la corriente del estator se pueden representar de la siguiente manera:

- a. El sistema de tensiones, corriente y flujos de los motores de AC pueden ser analizados en términos de vectores espaciales definidos como sigue:



Vectores espaciales de corriente del estator.
Aproximación lineal.

i_{1a} , i_{1b} , i_{1c} = vector corriente del estator, fases a, b y c (o R, S y T)
 i_1 = vector corriente total del estator $i_1=i_S$

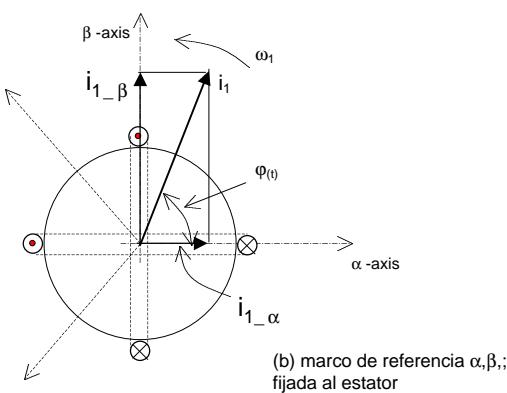
ejes a, b, c = ejes de las 3 fases del estator (para motor trifásico)

El vector complejo de corriente del estator i_1 se define por:

$$\bar{i}_1 = \bar{i}_a + \alpha \bar{i}_b + \alpha^2 \bar{i}_c \quad (8.103)$$

donde $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ y $\alpha^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi}$, representa los operadores espaciales

- b. Proyección (a, b, c) a la proyección en los ejes (α , β) (Transformación Clarke).



$$\begin{cases} \bar{i}_{1_\alpha} = \bar{i}_a \\ \bar{i}_{1_\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \bar{i}_a + \frac{2}{\sqrt{3}} \bar{i}_b \end{cases} \quad (8.104)$$

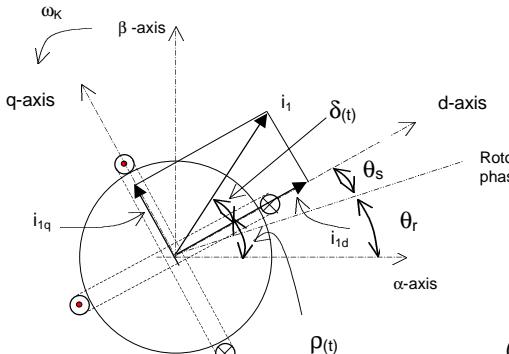
(α, β) = marco de referencia fija del estator con el modelo equivalente bifásico
Se supone que el motor está conectado en estrella, y que es sólo necesario dos fases de la corriente, ya que $\bar{i}_a + \bar{i}_b + \bar{i}_c = 0$ debido a que el sistema está equilibrado.
Nota: este sistema de ejes todavía no es invariante del tiempo y de la velocidad.

El sistema de referencia puede ser representado por otro marco de referencia con sólo dos componentes ortogonales llamados ejes α y β . Se asume que el eje a y el eje α están orientados en la misma dirección.

- c. Proyección del sistema de ejes (α , β) al sistema (d, q) (transformación Park). Esta es la transformación más importante, debido a que modifica el sistema de ejes ortogonal de dos fases (α , β) en un sistema giratorio.

Esas componentes dependen de las componentes (α , β) del vector corriente y de la posición del flujo orientado. Si se conoce ésta posición relativa entonces, por la proyección en el eje (d, q) se obtiene un nuevo sistema de ejes de coordenadas con las siguientes características:

- Sistema de dos ejes ortogonales invariantes en el tiempo
- Proyectando un eje sobre el fasor de flujo del rotor, estator o del entrehierro se pueden tener características especiales; por ejemplo, si el eje d se proyecta sobre el eje del flujo del rotor, se puede tener un control muy fácil y preciso del torque.



$$\begin{cases} i_{1d} = i_{1\alpha} \cos \rho + i_{1\beta} \sin \rho \\ i_{1q} = -i_{1\alpha} \sin \rho + i_{1\beta} \cos \rho \end{cases} \quad (8.103)$$

donde el eje d se puede orientar al eje del flujo del rotor, del estator, o del flujo del entrehierro, por lo que ρ será el valor del ángulo.

(c) Marco de referencia giratoria generalizada d-q

Si se utilizan las tres fases de la corriente, la proyección en el eje (d, q) se puede obtener también en forma directa con la transformación de Park:

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos(\rho - 2\pi/3) & \cos(\rho + 2\pi/3) \\ -\sin \rho & -\sin(\rho - 2\pi/3) & -\sin(\rho + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (8.104)$$

La transformación inversa de Park es:

$$\begin{cases} v_{1-\alpha} = v_{1d} \cos \rho - v_{1q} \sin \rho \\ v_{1-\beta} = v_{1d} \sin \rho + v_{1q} \cos \rho \end{cases} \quad (8.105)$$

El esquema básico para el control FOC es, entonces:

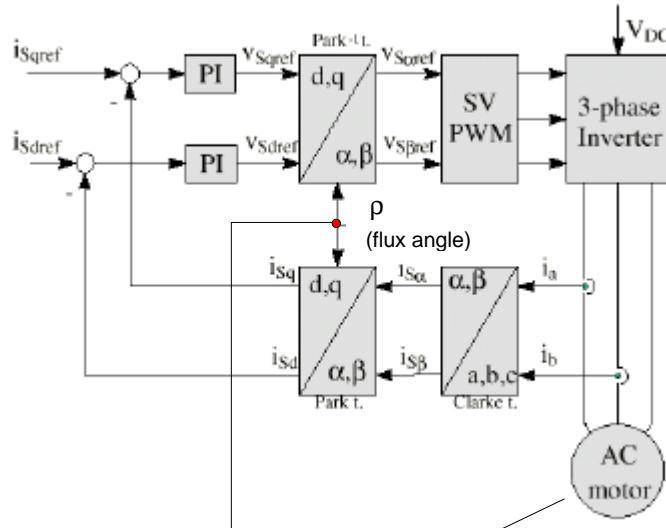


Fig. 8.46. esquema básico de control vectorial FOC (Field Oriented Control) aplicado a motores trifásicos.

Se miden dos corrientes del motor. Estas mediciones alimentan el módulo de transformación Clarke. Las salidas de ésta proyección se designan por $i_{s\alpha}$ y $i_{s\beta}$ (α o β : s=estator). Estas dos componentes de la corriente son la entrada del módulo de transformación Park que transforma el sistema de referencia de las corrientes en un sistema de referencia giratorio d, q.

Las componentes de corriente i_{sd} y i_{sq} son comparadas con la de referencia i_{sdref} (la referencia del flujo) y i_{sqref} (la referencia del torque). Se adicionan en éste modo de control las siguientes ventajas:

Puede ser utilizado tanto para motores asíncrono como para motores síncronos simplemente cambiando la referencia de flujo y obteniendo la posición del flujo del rotor. Como el motor síncrono de imanes permanentes el flujo del rotor es fijado (a través de imanes) no es necesario crear uno. Por lo que, cuando se controla un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) la i_{sdref} se hará igual a cero. Los motores de inducción necesitan la obtención del dato del flujo del rotor. El comando del torque i_{sqref} deberá ser la salida del regulador de velocidad cuando se use un control FOC. Las salidas de los reguladores de corriente son v_{sdref} y v_{sqref} ; necesarios para la aplicación de la transformada inversa de Park. Las salidas de ésta proyección son v_{saref} y v_{sbref} las cuales son las componentes del vector de tensión del estator en el sistema de referencia ortogonal (α, β). Estas serán las entradas al SVPWM (Space Vector PWM). Notar que las transformaciones de Park directa e inversa necesitan de la posición del flujo del rotor. La obtención de ésta posición depende del tipo de máquina de AC (asíncrona o síncrona).

La detección de la posición del flujo del rotor es la clave del control FOC. En efecto, si hay un error en ésta variable, el flujo del rotor no estará alineado con el eje d y los valores de i_{sd} y de i_{sq} darán un flujo y componentes de torque incorrectos en el motor. La medición de la posición del flujo del rotor es diferente si se considera un motor síncrono o un motor asíncrono:

En la máquina síncrona la velocidad del rotor es igual a la velocidad del flujo del rotor. Entonces, la posición del flujo del rotor se mide directamente a través de la posición del sensor o por integración de la velocidad del rotor. En la máquina asíncrona la velocidad del rotor no es igual a la velocidad del flujo del rotor (debido al deslizamiento), entonces se necesita un método particular para calcular éste ángulo.

Este sistema de control resuelve los problemas de los esquemas clásicos en los siguientes modos:

1. facilidad de obtener una referencia constante (componente de torque y flujo de la corriente de estator)
2. facilidad de aplicar control de torque debido a la referencia (d, q) en la expresión de torque:

$$T_M \propto \psi_{2d} i_{1q} \quad (8.106)$$

El eje d está alineado con respecto a $\bar{\psi}_2$, por lo que $\bar{\psi}_2 = \psi_{2d}$.

Para mantener la amplitud del flujo del rotor al valor fijado se tiene una relación lineal entre el torque y la componente de torque i_{1q} (o i_{sq}). Se puede, entonces, controlar el torque a través de controlar la componente del vector del torque de corriente del estator.

8.3.2.2. Teoría del motor asíncrono trifásico

Se analizará el tratamiento teórico de la máquina eléctrica con fasores espaciales, cuya ventaja es que permite resolver casos con:

- ✓ Bobinados cualesquiera no simétricos
- ✓ Máquinas con entrehierro no uniforme, como es el caso de las máquinas síncronas de polos salientes
- ✓ Máquinas con cualquier número de fases.

El análisis con fasores espaciales permite que las ondas de tensión y corriente tengan cualquier forma, y además tiene en cuenta el desplazamiento de la corriente que aparece en el rotor en la mayor parte de los motores asíncronos de rotor en cortocircuito. Un motor asíncrono de rotor de cortocircuito tiene las siguientes particularidades:

El bobinado del rotor no es accesible

La corriente del rotor se establece por inducción electromagnética

Existe un deslizamiento

Hay un campo magnético giratorio al alimentar las fases del estator con un sistema de tensiones polifásicas

El campo magnético giratorio, común o de entrehierro es el resultado de los efectos de las corrientes del estator y del rotor.

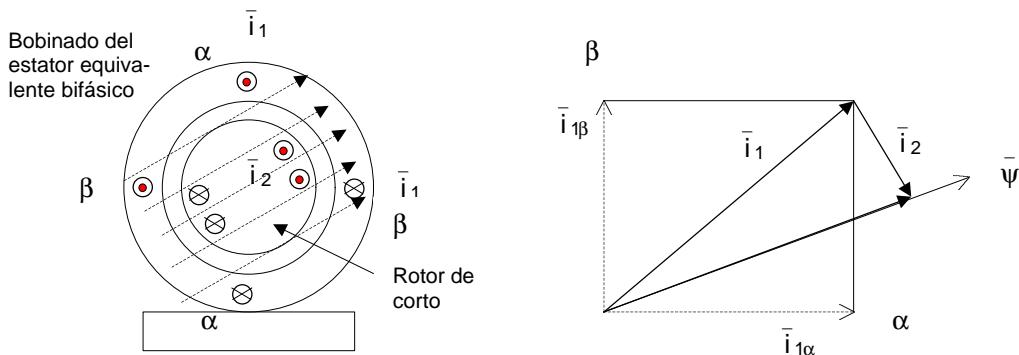


Fig. 8.47 Vectores de corriente del estator. Aproximación lineal.

→ Estacionarios. Módulo variable.
→ Giratorios. Módulo constante.

En la fig. anterior se puede observar que el fasor del campo magnético del entrehierro es coaxial con la resultante de los fasores \bar{i}_1 e \bar{i}_2 . La corriente del rotor \bar{i}_2 es perpendicular al campo magnético común y genera el par electromagnético. En régimen permanente, los fasores giran a velocidad constante, pero su situación relativa permanece invariable, semejándose al motor de cc.

- ✓ La componente paralela de \bar{i}_1 sobre el fasor de campo magnético determina el valor del flujo magnético
- ✓ La componente ortogonal de \bar{i}_1 compensa el efecto desmagnetizante de la corriente del rotor \bar{i}_2 que está relacionada directamente con el par electromagnético generado.

Se definirá, sin demostración, las ecuaciones generales que describen el funcionamiento del motor asíncrono como:

$$\bar{v}'_1 = r_1 \bar{i}'_1 + \left(L_{\sigma 1} + \frac{3}{2} L_{m1} \right) \frac{d \bar{i}'_1}{dt} + \frac{3}{2} \sqrt{L_{m1} L_{m2}} \frac{d \left(\bar{i}'_2 e^{j\varphi(t)} \right)}{dt} \quad (8.107)$$

$$\bar{v}'_2 = r_2 \bar{i}'_2 + \left(L_{\sigma 2} + \frac{3}{2} L_{m2} \right) \frac{d \bar{i}'_2}{dt} + \frac{3}{2} \sqrt{L_{m1} L_{m2}} \frac{d \left(\bar{i}'_1 e^{j\varphi(t)} \right)}{dt} \quad (8.108)$$

$$T_M = p \sqrt{L_{m1} L_{m2}} \left[\bar{i}'_1 \times \bar{i}'_2 e^{j\varphi(t)} \right] \quad (8.109)$$

donde \bar{v}' ; \bar{i}' = El superíndice ($\bar{}$) indica que se trata de factores espaciales.

El superíndice ($'$) indica que se trata de factores espaciales factorizados.

$L_{\sigma 1}$ = reactancia de dispersión por fase del estator

$L_{\sigma 2}$ = reactancia de dispersión por fase del rotor

L_{m1} = reactancia magnetizante del estator

L_{m2} = reactancia magnetizante del rotor

$\varphi(t)$ = ángulo de situación entre el origen del estator y el origen del rotor

\bar{v}'_1 ; \bar{i}'_1 = fasores espaciales factorizados de tensión y corriente del estator referidos al estator

\bar{v}'_2 ; \bar{i}'_2 = fasores espaciales factorizados de tensión y corriente del rotor referidos al rotor

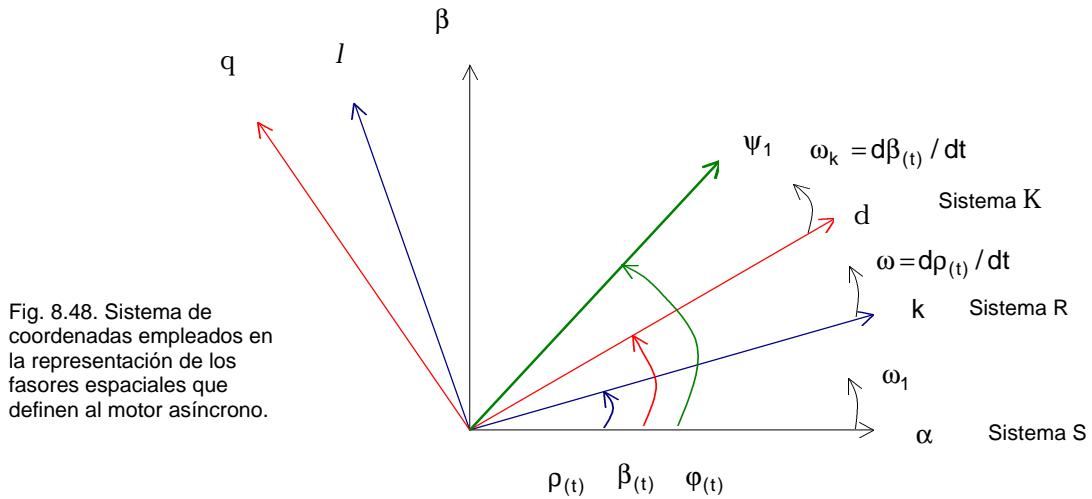
r_1 = resistencia del estator por fase

r_2 = resistencia del rotor por fase

$\omega_M = \omega / p$ = velocidad mecánica del motor

Los fasores rotóricos están referidos al rotor, y los fasores estatáticos al estator, por lo que no se denotan los superíndices indicando el sistema de referencia.

Las resistencias y reactancias dependen exclusivamente de las dimensiones constructivas del motor (núcleo magnético, entrehierro, bobinados, etc.).



A estas ecuaciones eléctricas se le añade siempre la ecuación mecánica general del accionamiento, con $J=constante$:

$$T_M = T_L + J \frac{d\omega_M}{dt} \quad (8.110)$$

La mayor simplificación se da cuando se expresan en un sistema de coordenadas único. Además, la elección adecuada de un sistema de referencia u otro puede producir simplificaciones.

Los sistemas de referencia típicos son:

Sistema de coordenadas fijo solidario al estator (sistema S). Sus dos ejes real e imaginario, se designan por α y β , respectivamente.

Sistema de coordenadas móvil solidario al rotor (sistema R). Sus dos ejes real e imaginario, se designan por d y q , respectivamente.

Sistema de coordenadas móvil generalizado (sistema K). Sus dos ejes real e imaginario, se designan por $\rho(t)$ y $\beta(t)$, respectivamente.

En la [fig. 8.48](#) se muestra los tres sistemas utilizados en la representación de los fasores espaciales que definen al motor asincrónico, y la designación de los ángulos que dan sus posiciones respectivas. También se muestra un fasor espacial cualquiera, que en éste caso es el flujo común entrelazado con las fases del estator ψ_1 .

Generalmente se adoptan los superíndices que denotan en qué sistema está definido cada fasor, cuya convención puede ser:

s : referido al estator S.

r : referido al rotor R.

k : referido al sistema giratorio general K.

Cualquier magnitud física del motor, tanto interna como externa, se puede transformar de un sistema a otro de acuerdo con las relaciones:

$$\text{Sistema } S \Rightarrow R: \psi_1^r = \psi_1^s e^{-j\beta}$$

$$\text{Sistema } S \Rightarrow K: \psi_1^k = \psi_1^s e^{-j\beta}$$

$$\text{Sistema } R \Rightarrow K: \psi_1^k = \psi_1^r e^{-j(\beta-\rho)}$$

(8.111)

$$\text{Sistema } R \Rightarrow S: \psi_1^s = \psi_1^r e^{j\beta}$$

$$\text{Sistema } K \Rightarrow S: \psi_1^s = \psi_1^k e^{j\beta}$$

$$\text{Sistema } K \Rightarrow R: \psi_1^r = \psi_1^k e^{j(\beta-\rho)}$$

A continuación se enunciará las ecuaciones que dan los fasores factorizados, en bobinados trifásicos equilibrados:

$$\bar{v}'_1 = v_{R1(t)} + v_{S1(t)} e^{j2\pi/3} + v_{T1(t)} e^{j4\pi/3} \quad (8.112)$$

$$\bar{v}'_2 = v_{R2(t)} + v_{S2(t)} e^{j2\pi/3} + v_{T2(t)} e^{j4\pi/3} \quad (8.113)$$

$$\bar{i}'_1 = i_{R1(t)} + i_{S1(t)} e^{j2\pi/3} + i_{T1(t)} e^{j4\pi/3} \quad (8.114)$$

$$\bar{i}'_2 = i_{R2(t)} + i_{S2(t)} e^{j2\pi/3} + i_{T2(t)} e^{j4\pi/3} \quad (8.115)$$

Mediante estas magnitudes se expresan los flujos existentes en el motor eléctrico.

Para simplificar la notación, generalmente se indica el sistema de referencia en forma anticipada, y en las ecuaciones no se denota el sistema de referencia, y además se omite los superíndices ('') que designan los factores espaciales factorizados, por lo que las ecuaciones también se pueden expresar:

$$\bar{v}_1 = r_1 \bar{i}_1 + L_1 \frac{d \bar{i}_1}{dt} + L_m \frac{d \left(\bar{i}_2 e^{jp(t)} \right)}{dt}$$

$$\bar{v}_2 = r_1 \bar{i}_2 + L_2 \frac{d \bar{i}_2}{dt} + L_m \frac{d \left(\bar{i}_1 e^{jp(t)} \right)}{dt}$$

$$T_M = \frac{2}{3} p L_m \left[\bar{i}_1 \times \bar{i}_2 e^{jp(t)} \right]$$

$$T_M = T_L + J \frac{d \omega_M}{dt}$$

$$\omega_{(t)} = \frac{dp(t)}{dt}; \quad \omega_M = \frac{\omega}{p}$$

Siendo:
inductividad total del estator:

$$L_1 = \left(L_{\sigma 1} + \frac{3}{2} L_{m1} \right) = (1 + \sigma_1) L_m \quad (8.116)$$

inductividad total del rotor:

$$L_2 = \left(L_{\sigma 2} + \frac{3}{2} L_{m2} \right) = (1 + \sigma_2) L_m \quad (8.117)$$

inductividad mutua entre estator y rotor:

$$L_m = \frac{3}{2} \sqrt{L_{m1} L_{m2}} \quad (8.118)$$

σ_1 = coeficiente de dispersión o de fugas
del estator

σ_2 = coeficiente de dispersión o de fugas
del rotor

σ = coeficiente TOTAL de dispersión o de
fugas, dado por:

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)} \quad (8.121)$$

El flujo es una magnitud escalar, que para su expresión implica una superficie. Por lo que, es correcto expresar el flujo en términos de flujo total por polo, y es correcto también expresar una “distribución de inducción” a lo largo del entrehierro; sin embargo, es incorrecto expresar que el flujo magnético se distribuye en forma senoidal a lo largo del entrehierro.

En la Fig. siguiente se definen gráficamente los flujos mutuo o principal, y los flujos de dispersión. Se representa sólo un conductor de cada bobinado del estator y del rotor; y se expresan los flujos común y de dispersión con una sola línea de fuerza cada uno.

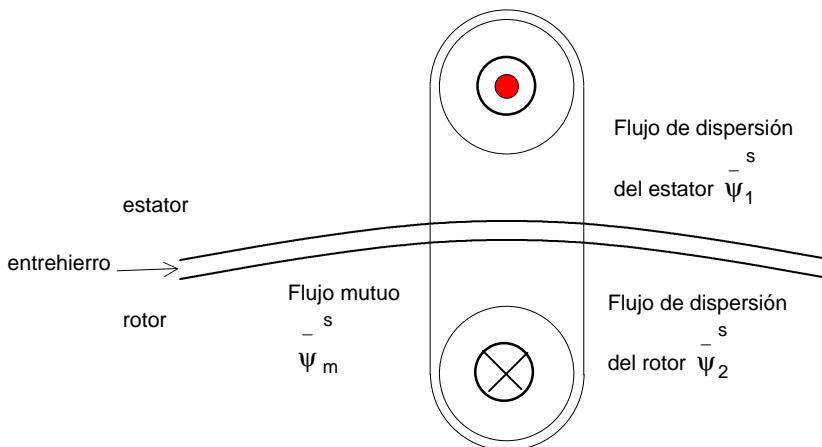


Fig. 8.49. Descripción gráfica esquematizada de los flujos que intervienen en un motor asincrónico.

Las ecuaciones entre los flujos y corrientes son:

$$\bar{\psi}_1 = L_1 \bar{i}_1 + L_m \bar{i}_2 e^{jp(t)} \quad (8.122)$$

$$\bar{\psi}_2 = L_m \bar{i}_1 e^{jp(t)} + L_2 \bar{i}_2 \quad (8.123)$$

Pero, a ambas ecuaciones se las puede expresar en un solo sistema de coordenadas, por ejemplo, con respecto al estator; efectuando la transformación con el giro $e^{jp(t)}$ en uno y otro sentido, quedando:

$$\bar{\psi}_1 = L_1 \bar{i}_1 + L_m \bar{i}_2 \quad (8.124)$$

$$\bar{\psi}_2^s = L_m \bar{i}_1^s + L_2 \bar{i}_2^s \quad (8.125)$$

Lo mismo, expresando las ecuaciones con respecto al sistema de coordenadas solidarios al rotor, se logra:

$$\bar{\psi}_1^r = L_1 \bar{i}_1^r + L_m \bar{i}_2^r \quad (8.126)$$

$$\bar{\psi}_2^r = L_m \bar{i}_1^r + L_2 \bar{i}_2^r$$

El flujo común se define mediante la expresión:

$$\bar{\psi}_m^r = L_m \left(\bar{i}_1^r + \bar{i}_2^r \right) = L_m \bar{i}_m^r \quad (8.127)$$

Siendo \bar{i}_m^r la corriente magnetizante del motor denominada comúnmente, corriente de vacío.

Las ecuaciones de balance de tensiones de estator y de rotor escritas respectivamente para las coordenadas S y R son:

$$\bar{v}_1^s = r_1 \bar{i}_1^s + L_1 \frac{d \bar{i}_1^s}{dt} + L_m \frac{d \bar{i}_2^s}{dt} \quad (8.128)$$

$$\bar{v}_2^r = r_2 \bar{i}_2^r + L_2 \frac{d \bar{i}_2^r}{dt} + L_m \frac{d \bar{i}_1^r}{dt} \quad (8.129)$$

A la ecuación de \bar{v}_2^r se la puede transformar en el sistema de coordenadas S, obteniéndose tras algunas simplificaciones:

$$\bar{v}_2^s = r_2 \bar{i}_2^s + L_2 \left(\frac{d \bar{i}_2^s}{dt} - j\omega \bar{i}_2^s \right) + L_m \left(\frac{d \bar{i}_1^s}{dt} - j\omega \bar{i}_1^s \right) \quad (8.130)$$

El par electromagnético generado se puede expresar de diversas formas mediante los fasores espaciales:

$$T_M = \frac{2}{3} p \left| \bar{\psi}_1^s \cdot \bar{i}_1^s \right| = \frac{2}{3} p \Im \left\{ \bar{\psi}_1^s \cdot \bar{i}_1^s \right\} = \frac{2}{3} p \Im \left\{ \bar{\psi}_1^r \cdot \bar{i}_1^r \right\} = \frac{2}{3} p \Im \left\{ \bar{\psi}_1^r \cdot \bar{i}_1^r \right\} = \frac{2}{3} p \left(\frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \right) \Im \left\{ \bar{\psi}_1^r \cdot \bar{\psi}_2^r \right\} \quad (8.131)$$

Si se define las ecuaciones de las tensiones y corrientes en función del flujo, en el sistema general K:

$$\bar{v}_1^k = \frac{r_1}{\sigma L_1} \bar{\psi}_1^k - \frac{L_m r_1}{\sigma L_1 L_2} \bar{\psi}_2^k + \frac{d \bar{\psi}_1^k}{dt} + j\omega \bar{\psi}_1^k \quad (8.132)$$

$$\bar{v}_2^k = \frac{r_2}{\sigma L_2} \bar{\psi}_2^k - \frac{L_m r_2}{\sigma L_1 L_2} \bar{\psi}_1^k + \frac{d \bar{\psi}_2^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\psi}_2^k \quad (8.133)$$

$$\bar{i}_1^k = \frac{1}{\sigma L_1} \bar{\psi}_1^k - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \bar{\psi}_2^k \quad (8.134)$$

$$\bar{i}_2^k = \frac{1}{\sigma L_2} \bar{\psi}_2^k - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \bar{\psi}_1^k \quad (8.135)$$

$$T_M = \frac{2}{3} p \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \Im \left\{ \bar{\psi}_1^k \cdot \bar{\psi}_2^k \right\} \quad (8.136)$$

A estas ecuaciones se les añade la ecuación mecánica general de accionamiento

$$T_M = T_L + J \frac{d\omega_M}{dt} \quad (8.137)$$

La velocidad mecánica del motor $\omega_M = \frac{\omega}{p}$ está ligada a la velocidad eléctrica del rotor, teniendo en cuenta el número de pares de polos.

Reordenando los miembros, y descomponiendo en los ejes del sistema de coordenadas generalizado K queda:

$$\frac{d\psi_{1d}}{dt} = -\frac{r_1}{\sigma L_1} \left[\psi_{1d} - \frac{L_m}{L_2} \psi_{2d} \right] + \omega_k \psi_{1q} + v_{1d} \quad (8.138)$$

$$\frac{d\psi_{1q}}{dt} = -\frac{r_1}{\sigma L_1} \left[\psi_{1q} - \frac{L_m}{L_2} \psi_{2q} \right] - \omega_k \psi_{1d} + v_{1q} \quad (8.139)$$

$$\frac{d\psi_{2d}}{dt} = -\frac{r_1}{\sigma L_1} \left[\psi_{2d} - \frac{L_m}{L_2} \psi_{1d} \right] + \omega_k \psi_{2q} + v_{2d} \quad (8.140)$$

$$\frac{d\psi_{2q}}{dt} = -\frac{r_1}{\sigma L_1} \left[\psi_{2q} - \frac{L_m}{L_2} \psi_{1q} \right] - \omega_k \psi_{2d} + v_{2q} \quad (8.141)$$

en las que $\omega = \omega_k - p \omega_M$

Las ecuaciones de flujos y corrientes son:

$$i_{1d} = \frac{1}{\sigma L_1} \psi_{1d} - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \psi_{2d} \quad (8.142)$$

$$i_{1q} = \frac{1}{\sigma L_1} \psi_{1q} - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \psi_{2q} \quad (8.143)$$

$$i_{2d} = \frac{1}{\sigma L_2} \psi_{2d} - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \psi_{1d} \quad (8.144)$$

$$i_{2q} = \frac{1}{\sigma L_2} \psi_{2q} - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \psi_{1q} \quad (8.145)$$

La ecuación de par desarrollada para estas componentes es la siguiente:

$$T_M = \frac{2}{3} p \cdot \left(\frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \right) \Im m \left\{ \bar{\psi}_1^k \cdot \bar{\psi}_2^{k*} \right\}, \text{ y como} \quad (8.146)$$

$$\bar{\psi}_1^k = L_1 \bar{i}_1^k + L_m \bar{i}_2^k \quad (8.147)$$

$$\bar{\psi}_2^k = L_m \bar{i}_1^k + L_2 \bar{i}_2^k, \text{ y} \quad (8.148)$$

$$\bar{\psi}_m^k = L_m \left(\bar{i}_1^k + \bar{i}_2^k \right) = L_m \bar{i}_m^k, \quad (8.149)$$

sin considerar el fasor \bar{i}_2^k , se llega a la siguiente expresión del par motor:

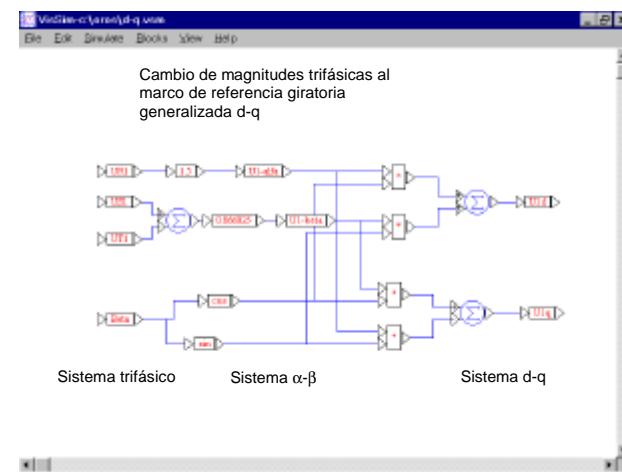
$$T_M = \frac{2}{3} p L_m \cdot \Im m \left\{ \bar{i}_m^k \cdot \bar{i}_1^k \right\} \quad (8.150)$$

La integral de la ecuación diferencial del movimiento permitirá conocer la velocidad mecánica en cada momento.

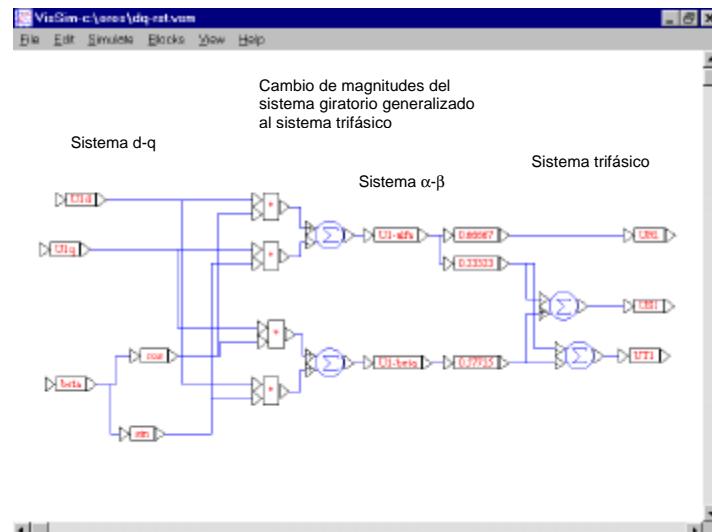
Para poder realizar la transformación de coordenadas al sistema K, se puede observar en las figuras siguientes que es necesario conocer en todo momento la velocidad angular ω_k .

El programa utilizado es el VISSIM®, que es suficientemente intuitivo. Las funciones están encerradas en rectángulos y los integradores se representan con la simbología del cálculo operacional 1/s.

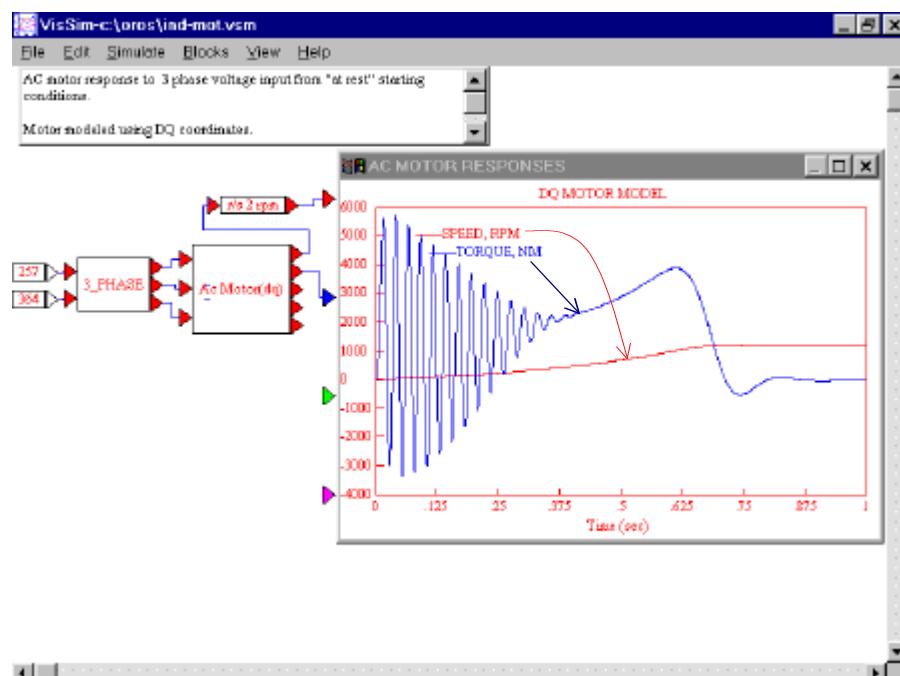
El paso de coordenadas, por ejemplo del sistema trifásico al sistema d-q se puede obtener a partir de los datos de las tensiones de alimentación, más el valor del ángulo ρ , o alrevés:



(a)



(b)



(c)

Fig. 8.50. Diagrama en bloques de la modelización del motor asincrónico.
 (a) cambio de magnitudes trifásicas al marco de referencia giratoria generalizada d,q
 (b) cambio del marco de referencia giratoria generalizada d,q al sistema de magnitudes trifásicas
 (c) arranque de un motor asincrónico. Curvas par y velocidad en función del tiempo. El modelo d-q fue tomado de la nota publicada por Motor Research Division del departamento de Ingeniería de la Universidad de Wisconsin. USA.

8.3.2.3. Control mediante descomposición vectorial del fasor espacial de corriente del estator sobre un sistema de ejes orientados con el fasor flujo magnético común o de entrehierro

Se deberá representar las ecuaciones del motor en el sistema de referencia de giratoria síncrona denominado d-q. También se hará coincidir el eje real del sistema con el fasor que representa el flujo común entrelazado con las fases de del estator y del rotor.

El par electromagnético generado está dado por la ecuación:

$$T_M = \frac{2}{3} p L_m \Im m \left\{ \bar{i}_m^k \cdot \bar{i}_1^k \right\} \quad (8.151)$$

El fasor \bar{i}_2^k se desprecia debido a que se trata de un motor de rotor de cortocircuito, sobretodo debido a que no se puede medir en forma directa y no es accesible. Tendremos, entonces un error adicional en la fórmula debido a ésta apreciación.

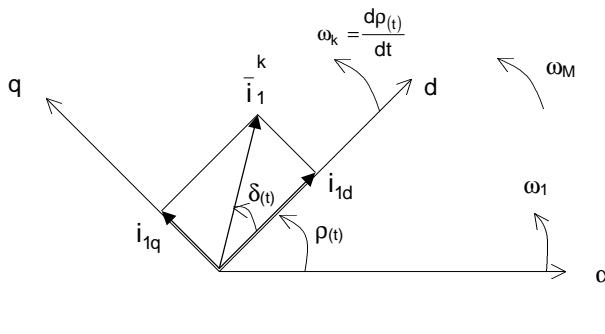


Fig. 8.51 Sistema de coordenadas empleados en la representación de los fasores espaciales que definen al motor asincrónico. Control vectorial por orientación del fasor de corriente del estator con respecto al fasor del flujo del entrehierro o de la corriente en vacío. Donde:

$$\bar{i}_1^k = \bar{i}_{1d}^k + j \bar{i}_{1q}^k$$

$$\bar{i}_{1d}^k \equiv \bar{i}_m^k = \bar{i}_{md}^k + j \bar{i}_{mq}^k = \bar{i}_{md}^k; \bar{\psi}_m^k$$

El eje d se orienta sobre el fasor de corriente magnetizante \bar{i}_m^k , o el flujo común $\bar{\psi}_m^k$

En la fig. anterior el eje real d coincide con el fasor de la corriente magnetizante $i_{1d}^k \equiv \bar{i}_m^k$, o el flujo común $\bar{\psi}_m^k$. A partir de estas definiciones, se puede redefinir la expresión del par como sigue:

$$T_M = \frac{2}{3} p L_m \cdot i_{md} \cdot i_{1q} \quad (8.152)$$

El fasor de la corriente magnetizante \bar{i}_m^k está relacionado al de flujo común o de entrehierro mediante la ecuación:

$$\bar{i}_m^k = \frac{\bar{\psi}_m^k}{L_m}; \quad \text{y el par estará dado por:} \quad (8.153)$$

$$\boxed{T_M = \frac{2}{3} p \cdot \bar{\psi}_m^k \cdot i_{1q}} \quad (8.154)$$

Esta ecuación es muy similar a la del motor de DC con excitación independiente.

Entonces, para un funcionamiento con flujo $\bar{\psi}_m^k$ constante, las modificaciones del par se efectuarán a través de la componente de la corriente i_{1q} del estator. Por lo que, la precisión y la velocidad de respuesta serán óptimas.

Conociendo el ángulo δ , que es ángulo entre los fasores \bar{i}_1^k y $\bar{\psi}_m^k$, se podrán obtener las dos componentes del fasor de corriente sobre el sistema de referencia K.

$$i_{1d}^k = i_1 \cos \delta \quad (8.155)$$

$$i_{1q}^k = i_1 \sin \delta \quad (8.156)$$

Si $\delta=0$, no hay par. Este ángulo δ entre fasores tiene analogía con el ángulo interno de las máquinas síncronas.

Para el funcionamiento de este sistema de control, es necesario conocer en todo momento el ángulo $\rho_{(t)}$ que proporciona la posición del sistema de referencia K. Esto se logra con métodos directos basados en el empleo de transductores como encoder, tacómetro; o por métodos indirectos basados en el cálculo a partir de una medición más sencilla (tensiones y corrientes).

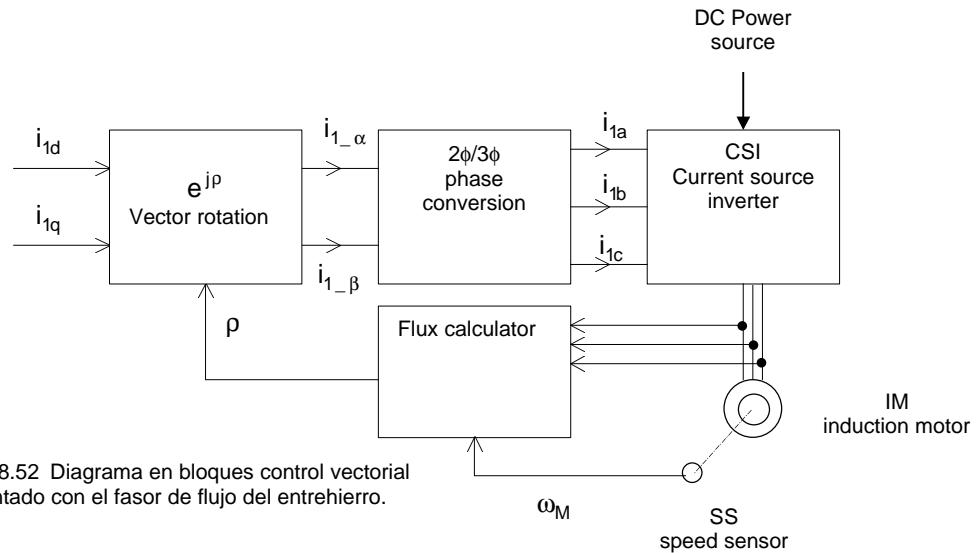


Fig. 8.52 Diagrama en bloques control vectorial orientado con el fasor de flujo del entrehierro.

8.3.2.4. Control mediante descomposición vectorial del fasor espacial de corriente del estator sobre un sistema de ejes orientados con el fasor flujo magnético del rotor

Tomando la (8.133) y (8.135)

$$\bar{v}_2^k = \frac{r_2}{\sigma L_2} \bar{\psi}_2^k - \frac{L_m r_2}{\sigma L_1 L_2} \bar{\psi}_1^k + \frac{d\bar{\psi}_2^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\psi}_2^k; \quad (8.157)$$

$$\bar{i}_2^k = \frac{1}{\sigma L_2} \bar{\psi}_2^k - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \bar{\psi}_1^k \quad (8.158)$$

resulta:

$$\bar{v}_2^k = r_2 \bar{i}_2^k + \frac{d\bar{\psi}_2^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\psi}_2^k = r_2 \bar{i}_2^k + \frac{d\bar{\psi}_2^k}{dt} + j\omega_2 \bar{\psi}_2^k \quad (8.159)$$

donde $\omega_2 = \omega_k - \omega$, velocidad existente entre el sistema de referencia K (en este caso la del fasor de campo rotórico ω_k) y la del rotor ω (velocidad medida en ángulo eléctrico), donde $\omega_M = \omega/p$

Las ec. de flujo en el sistema de coordenadas K son:

$$\bar{\psi}_1^k = L_1 \bar{i}_1^k + L_m \bar{i}_2^k \quad (8.160)$$

$$\bar{\psi}_2^k = L_m \bar{i}_1^k + L_2 \bar{i}_2^k, \text{ donde } \bar{i}_2^k = \frac{1}{L_2} \bar{\psi}_2^k - \frac{L_m}{L_2} \bar{i}_1^k \quad (8.161)$$

Como se trata del rotor en cortocircuito, $\bar{v}_2^k = 0$:

$$\bar{v}_2^k = 0 = r_2 \bar{i}_2^k + \frac{d\bar{\psi}_2^k}{dt} + j\omega_2 \bar{\psi}_2^k = \frac{r_2}{L_2} \bar{\psi}_2^k - \frac{r_2 L_m}{L_2} \bar{i}_1^k + \frac{d\bar{\psi}_2^k}{dt} + j\omega_2 \bar{\psi}_2^k \quad (8.161)$$

multiplicando toda la expresión por L_2/r_2 y definiendo $\tau_{el_2} = \frac{L_2}{r_2}$,

$$\bar{\psi}_2^k - L_m \bar{i}_1^k + \tau_{el_2} \frac{d\bar{\psi}_2^k}{dt} + j\omega_2 \tau_{el_2} \bar{\psi}_2^k = 0, \text{ reordenando} \quad (8.162)$$

$$\tau_{el_2} \frac{d\bar{\psi}_2^k}{dt} + \bar{\psi}_2^k = L_m \bar{i}_{1q} - j\omega_2 \tau_{el_2} \bar{\psi}_{2d}^k, \text{ si se descompone en parte real e imaginaria:} \quad (8.163)$$

$$\tau_{el_2} \frac{d\bar{\psi}_{2d}^k}{dt} + \bar{\psi}_{2d}^k = L_m \bar{i}_{1d} + \omega_2 \tau_{el_2} \bar{\psi}_{2q}^k \quad (8.164)$$

$$\tau_{el_2} \frac{d\bar{\psi}_{2q}^k}{dt} + \bar{\psi}_{2q}^k = L_m \bar{i}_{1q} - \omega_2 \tau_{el_2} \bar{\psi}_{2d}^k \quad (8.165)$$

Si $\bar{\psi}_1^k = L_1 \bar{i}_1 + L_m \bar{i}_{2q}^k$, o también se define teniendo en cuenta que $\bar{i}_2^k = 0$:

$$\bar{\psi}_1^k = \frac{L_m}{L_2} \bar{\psi}_2^k + \sigma L_1 \bar{i}_1 \quad (8.166)$$

Sustituyendo en la ec. de par resulta:

$$T_M = \frac{2}{3} p \Im \left\{ \bar{\psi}_1^k \cdot \bar{i}_1^k \right\} = \frac{2}{3} p \frac{L_m}{L_2} (\bar{\psi}_{2d}^k i_{1q} - \bar{\psi}_{2q}^k i_{1d}) \quad (8.167)$$

Ahora se escribirán las ecuaciones teniendo en cuenta que se ha elegido como sistema K aquél cuyo eje real se orienta con el flujo del rotor, por lo que:

$$\bar{\psi}_{2q}^k = \frac{d\bar{\psi}_{2q}}{dt} = 0; \quad \bar{\psi}_2^k = \bar{\psi}_{2d}^k \quad (8.168)$$

$$\tau_{el_2} \frac{d\bar{\psi}_{2d}^k}{dt} + \bar{\psi}_{2d}^k = L_m \bar{i}_{1d} \quad (8.169)$$

$$0 = L_m \bar{i}_{1q} - \omega_2 \tau_{el_2} \bar{\psi}_{2d}^k; \quad (8.170)$$

$$\boxed{\omega_2 = \frac{L_m \bar{i}_{1q}}{\tau_{el_2} \bar{\psi}_{2d}^k}} \quad (8.171)$$

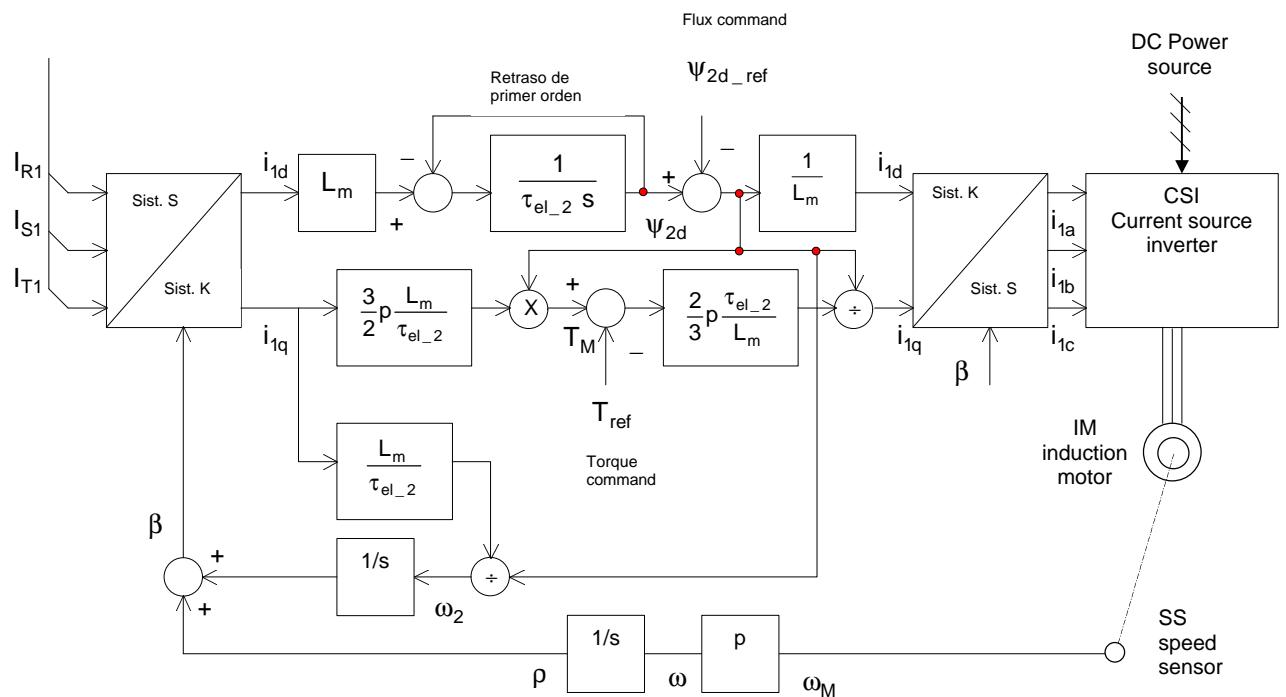
$$\boxed{T_M = \frac{2}{3} p \frac{L_m}{L_2} \bar{\psi}_{2d}^k i_{1q}} \quad (8.172)$$

En la ec. 8.172 se puede observar que el par es el producto de dos magnitudes que están desacopladas:

- $\bar{\psi}_{2d}$ que se obtiene de la corriente i_{1d} , y lo hace con un retraso por la constante de tiempo $\tau_{el_2} = \frac{L_2}{r_2}$
- i_{1q} que modifica el par sin retraso. Además, es proporcional ω_2 , para aquellas situaciones de flujo $\bar{\psi}_{2d}$ constante.

Es normal fijar el valor $\bar{\psi}_{2d}$ con su valor nominal aprovechando al máximo la estructura magnética del motor, así se obtiene el par con plena excitación.

Las ecuaciones se representan en diagrama en bloques siguiente.



El cuadro marcado entre líneas representa un retraso en primer orden. Está formada por un integrador con una conexión en retroalimentación. Se representa abreviadamente con el bloque de abajo, como respuesta a un escalón de entrada.



Fig. 8.53.a Diagrama en bloques control mediante descomposición vectorial sobre un sistema giratorio orientado sobre el fasor de flujo magnético del rotor

Las salidas ω_2 y ω podrían haberse sumado directamente, para obtener ω_k , pero se optó por éste método ya que puede ser necesario conocer el dato ρ .

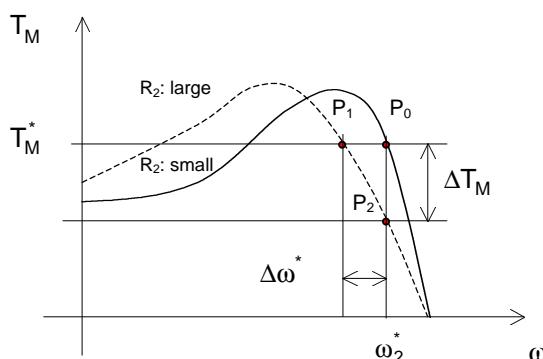


Fig. 8.53.b. Características del torque en función de la frecuencia de deslizamiento angular

El valor de la resistencia del secundario, o la constante de tiempo correspondiente, medida previamente en operación práctica de laboratorio, es preajustada en el lazo de alimentación. Este método requiere conocer la frecuencia de deslizamiento del motor ω_2 para calcular el vector de flujo.

Pero, si la temperatura del motor sube durante la operación normal del motor, resultará en un incremento de la resistencia del secundario y consecuentemente, habrá una reducción del coeficiente del torque.

En el control convencional sobre el sistema de ejes orientados con el fasor flujo magnético de rotor las constantes del motor son determinadas a través de la medición previa en laboratorio. Con las mediciones actuales, especialmente de la resistencia del rotor, los cambios debido a la temperatura del rotor provocarán cambios en la resistencia del rotor, ocasionando serios problemas en el sistema de control.

Suponga que el motor está operando en el punto P_0 , dado por la ec. anterior. Si la resistencia del rotor se incrementa de r_2^* a r'_2 debido a un incremento de la temperatura, la curva se corre desde la línea sólida de la Fig. 8.53.b a la línea de trazos. En ese caso, el punto de operación se desplaza de P_0 a P_1 . Esto resultará en realidad en un salto hacia P_2 debido a que se había fijado el valor del deslizamiento angular en ω_2^* . El torque se

reducirá entonces, en un valor ΔT_M comparado con el torque de referencia T_M^* . El sistema de control deberá ser construido de manera tal que el eje de cuadratura del flujo ψ_{2q} se haga siempre igual a cero.

8.3.2.5. Control mediante descomposición vectorial del fasor espacial de corriente del estator sobre un sistema de ejes orientados con el fasor flujo magnético del estator

Las ecuaciones que rigen emplean un balance de las tensiones del estator, porque la alimentación es con fuente de tensión estatórica. Con el fasor orientado al flujo magnético del estator, se tiene que cumplir que:

$$\psi_{1q} = \frac{d\psi_{1q}}{dt} = 0 \quad \psi_{1d} = \psi_N = \text{constante} \quad (8.173)$$

Ahora no existe un desacoplamiento entre las dos componentes que general el par, como en el caso del motor alimentado con CSI y con un sistema orientado al flujo del rotor.

El par se deberá controlar de la siguiente manera:

Con la variable de control v_{1q} se fija la componente estacionaria del flujo ψ_{1d} (Ψ_{1d_qd})

Con la variable de control v_{1d} se fija la contribución transitoria al flujo ψ_{1d} (Ψ_{1d_tr}) en el momento de los cambios.

Con la variable de control ω_2 , ligada a la frecuencia del circuito rotórico, se controla la componente imaginaria de la corriente rotórica i_{2q} que controla directamente el par.

La ecuación de par para este caso es:

$$T_M = -\frac{2}{3}p \frac{L_m}{L_2} \psi_{2d} \cdot i_{2q} \quad (8.174.1)$$

teniendo que

$$i_{2q} = \frac{1}{\sigma L_2} \psi_{2q} \quad (8.174.2)$$

En régimen estacionario se sigue la estrategia de que el motor funcione con flujo nominal de estator, y por lo tanto la parte superior del diagrama en bloques (controlado por los cambios v_{1d} y v_{1q}) queda inactiva y fija en los valores nominales de flujo estatórico.

Una variación en la frecuencia del rotor tiende a repercutir inmediatamente en el valor i_{2q} sin atraso alguno, y por lo tanto, en el par. Sin embargo hay también repercusiones en los flujos ψ_{2d} y ψ_{2q} , con un tiempo de

retraso de $\tau_{el_2k} = \frac{L_2}{r_2}$, los cuales influyen en el flujo del estator ψ_{1d} a través de sus componentes ψ_{1_dq} y ψ_{1_dtr} .

Por lo tanto, no hay desacople perfecto como en el caso orientado al flujo del rotor.

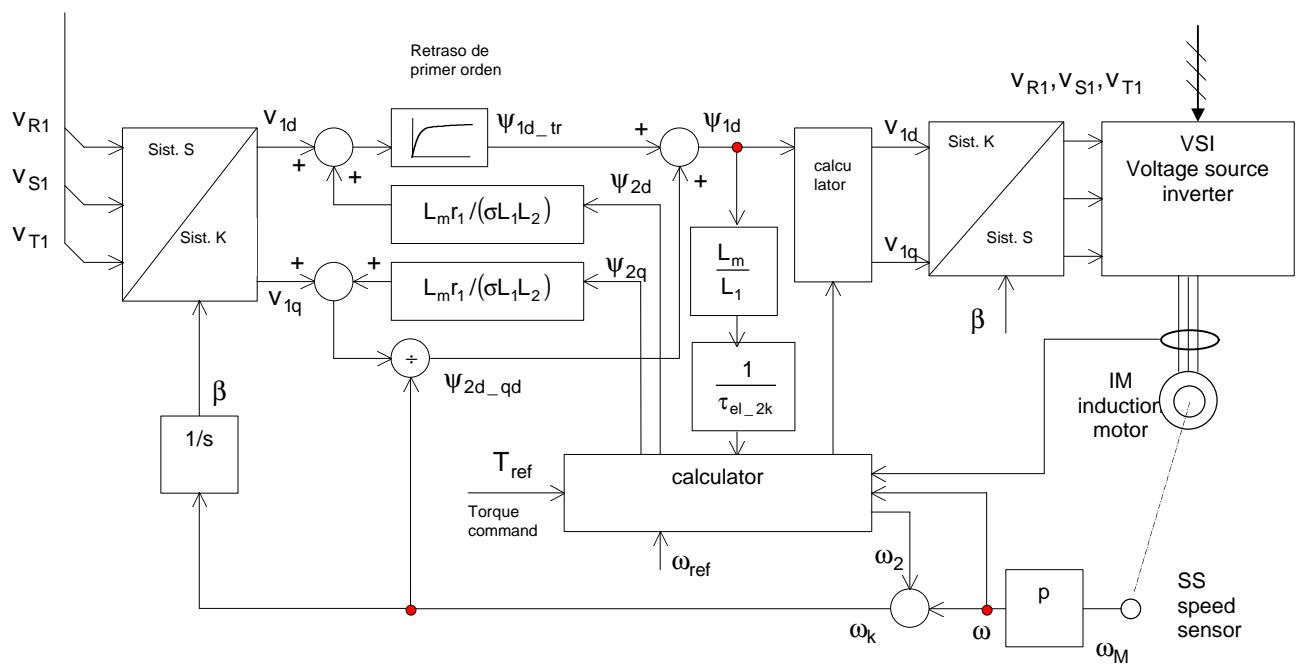


Fig. 8.54 Diagrama en bloques control mediante descomposición vectorial sobre un sistema giratorio orientado sobre el fasor de flujo magnético del rotor

8.3.2.6. Métodos de control basados en el desacoplamiento entre el flujo y la corriente

En los casos anteriores se pudo observar que el desacople entre las dos magnitudes (flujo y corriente) que dan el par electromagnético sólo se ha logrado en el caso del motor alimentado con CSI y eligiendo la orientación con el fasor del flujo rotórico. La meta para un sistema de control moderno y eficiente, es poder contar con las magnitudes físicas del motor que se puedan controlar separadamente (en forma desacoplada) de igual manera que el caso del motor de DC. Por lo tanto, con los métodos de desacoplamiento se podrá regular el motor de AC como un motor de DC.

El método es desarrollar las redes de desacoplamiento a partir de las ecuaciones que modelizan el motor asincrónico.

La posibilidad de llevar esto a cabo es muy grande, incluso para el caso de las ecuaciones que se presentan generalmente son simplificadas y sólo válidas para el caso del motor sin desplazamiento de corriente en el rotor. Por lo tanto, vamos a explicar primero el método.

Recordar que las ecuaciones son entre fasores, y por lo tanto, se describen en forma compleja.

De la ecuación del motor, se toma la siguiente (8.132) (8.133):

$$\bar{v}_1^k = \frac{r_1}{\sigma L_1} \bar{\psi}_1^k - \frac{L_m r_1}{\sigma L_1 L_2} \bar{\psi}_2^k + \frac{d \bar{\psi}_1^k}{dt} + j\omega \bar{\psi}_1^k$$

$$\bar{v}_2^k = \frac{r_2}{\sigma L_2} \bar{\psi}_2^k - \frac{L_m r_2}{\sigma L_1 L_2} \bar{\psi}_1^k + \frac{d \bar{\psi}_2^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\psi}_2^k$$

Las mismas se representan en la fig. siguiente:

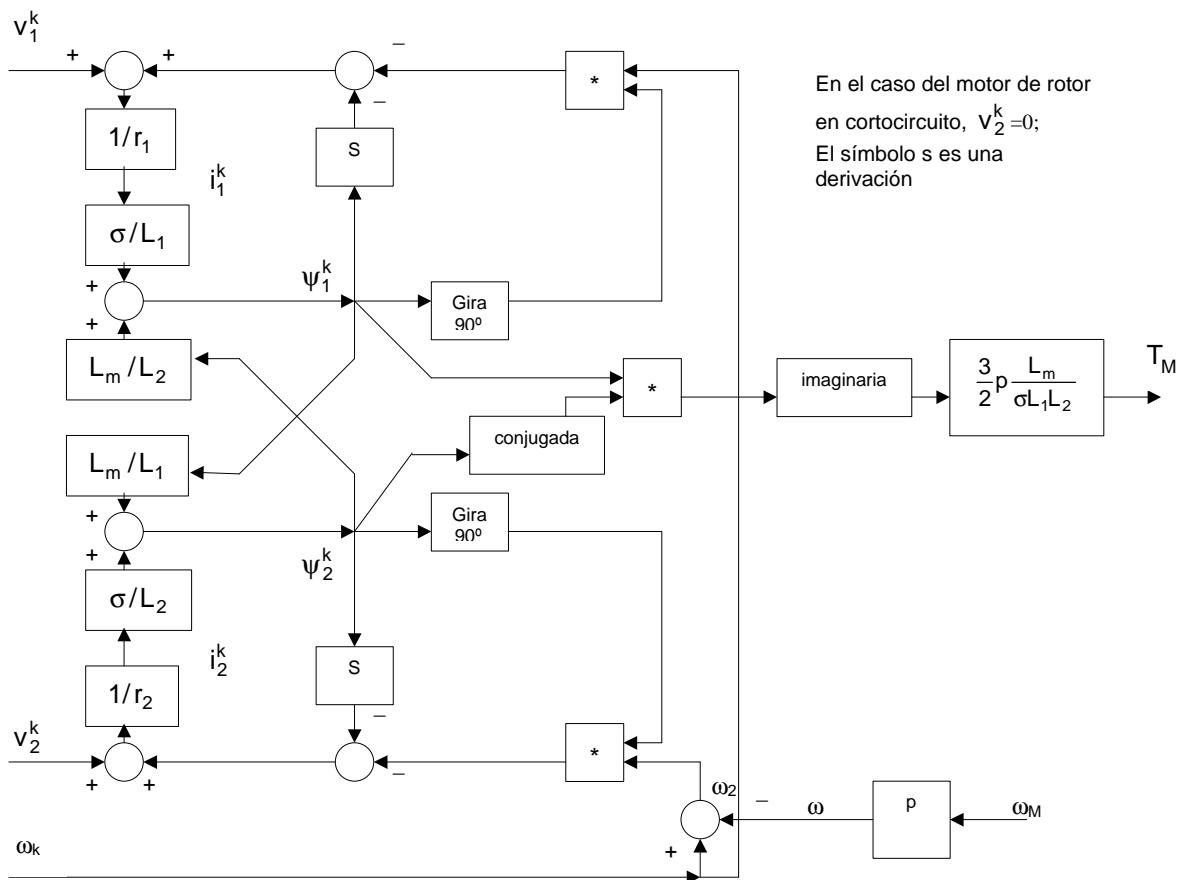


Fig. 8.55.a Diagrama vectorial que representa al motor asíncrono

Se puede verificar fácilmente que en esta figura están basadas las ecuaciones del motor.

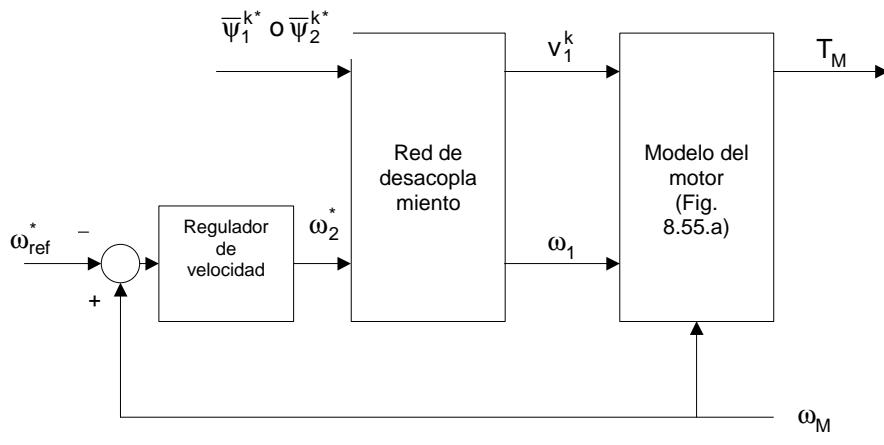


Fig. 8.55.b Estructura del principio de un accionamiento regulado mediante el desacoplamiento entre las magnitudes

En la [fig. 8.55.b](#) se da la estructura idealizada de un accionamiento completo en el que interviene la red de desacoplamiento y el modelo del motor. Como estamos en un caso ideal, el inversor da las tensiones de entrada al motor sin error y sin retraso, respecto a los valores de referencia, por lo tanto, el inversor no aparece en la representación del diagrama en bloques.

La variable que más se controla es la velocidad del accionamiento. Las magnitudes de referencia se representan con las designaciones habituales, pero llevan además un asterisco (*). La referencia que sale del regulador de velocidad es ω_2^* . Como ω_2 es función de i_{1q} , la cual para los casos de flujo constante ψ_{2d} es asimismo directamente proporcional al par motor que genera el motor, que es una magnitud de regulación.

La red de desacoplamiento deberá servir para obtener la estructura deseada en el diagrama en bloques del accionamiento y eliminar el acoplamiento entre las magnitudes de control.

El desacoplamiento total se puede realizar cuando la red de desacoplamiento tiene una función de transferencia inversa a la del motor asíncrono. La [fig. 8.55.b](#) tiene como referencia los fasores de flujo del estator o de rotor, indicado como $\bar{\psi}_1^k$ o $\bar{\psi}_2^k$. La red elabora a partir de las magnitudes de consigna para el accionamiento $\bar{\psi}_1^{k*}$ o $\bar{\psi}_2^{k*}$ y ω_2^* , y produce los valores de las magnitudes de salida que ha de dar el inversor que alimenta al motor. Como se ve, los valores de v_1^k y ω_1 son magnitudes propias de salida del inversor.

Las posibilidades de las redes de desacoplamiento son en función de:

- ✓ ¿Cuáles son las magnitudes de consigna sobre el accionamiento completo (ω_2 , ψ_1^k o ψ_2^k son en este caso)?
- ✓ ¿Cómo está alimentado el motor, por CSI o VSI?

En los accionamientos modernos los siguientes aspectos se han perfeccionado:

- ✓ Sensibilidad de control a la variación de los parámetros
 - ✓ Introducción automática de parámetros o variación de los mismos una vez que el accionamiento, por tener un nuevo régimen operacional, así lo requiere [7].
-

8.3.2.7. Direct Torque Control (DTC) para motores de inducción. Introducción [17] [18]

En este método de control, a diferencia de los otros métodos de control vectorial, no es necesaria la transformación al sistema de ejes dq. El torque electromagnético y el flujo del estator son estimados y controlados directamente con la aplicación del vector tensión del estator apropiado. En este método se puede estimar la velocidad del rotor, eliminando la necesidad del sensor encoder de velocidad.

8.3.2.7.1. Diagrama en bloques general

La [fig. siguiente](#) muestra el diagrama en bloques del sistema general, que incluye el lazo de realimentación de torque y velocidad. La velocidad estimada $\omega_{m,est}$ se resta con la velocidad de referencia ω_m^* , y el error entre las dos actúa sobre un controlador PI para generar el torque de referencia T_m^* .

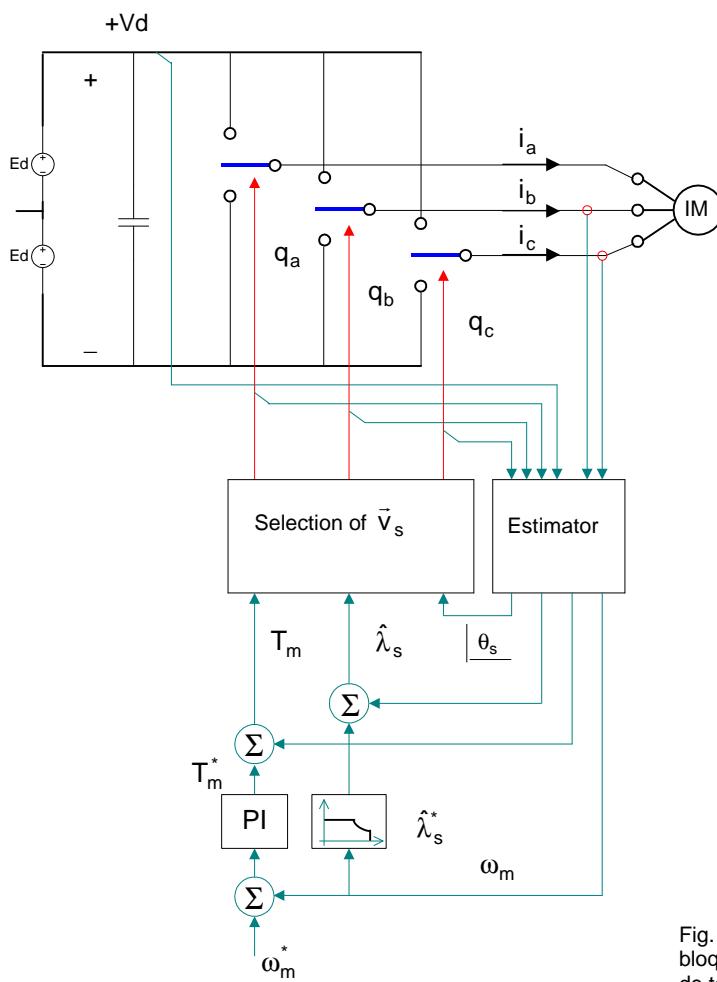


Fig. 8.56.a Diagrama en bloques de un control directo de torque (DTC)

La velocidad estimada genera la señal de referencia para el enlace de flujo del estator estimado $\hat{\lambda}_s^*$ (también permitiendo el debilitamiento de flujo para operaciones en el rango de velocidad extendido), el cual es comparado con el enlace de flujo estimado $\hat{\lambda}_s$. Los errores en el torque electromagnético y el flujo del estator, combinados con la posición angular θ_s del vector espacial del enlace de flujo determinan el vector espacial de tensión del estator \vec{v}_s que es aplicado al motor cada intervalo de muestreo ΔT , por ejemplo, cada $25\mu s$.

La estimación del torque electromagnético y el vector de enlace de flujo requiere de la medición de la corriente del estator y las tensiones de fase del estator. Este último es estimado a partir de la medición de la tensión del bus de alimentación y del estado del inversor.

8.3.2.7.2. Principio de operación de DTC “encoder-less”

A continuación se enumerarán los pasos que se realizan en el diagrama en bloques de la [fig. 8.56.a](#), donde todos los vectores espaciales son expresados en forma implícita en radianes con respecto al eje a del estator. Las fórmulas no se demostrarán.

1. A partir de las tensiones y corrientes medidas del estator, se calcula el vector espacial del enlace de flujo

$$\vec{\lambda}_s(t) = \vec{\lambda}_s(t - \Delta T) + \int_{t-\Delta T}^t (\vec{v}_s - r_s \vec{i}_s) d\tau = \hat{\lambda}_s e^{j\theta_s} \quad (8.175.1)$$

2. Con $\vec{\lambda}_s$ y \vec{i}_s , se calcula el vector espacial de flujo del rotor $\vec{\lambda}_r$ y por ende la velocidad del vector de enlace de flujo del rotor, donde ΔT_ω es el tiempo de muestreo para el cálculo de la velocidad:

$$\vec{\lambda}_r(t) = \frac{L_r}{L_m} (\vec{\lambda}_s - \sigma L_s \vec{i}_s) = \hat{\lambda}_r e^{j\theta_r}, \text{ y} \quad (8.175.2)$$

$$\omega_r = \frac{d}{dt}(\theta_r) = \frac{\theta_r(t) - \theta_r(t - \Delta T_\omega)}{\Delta T_\omega} \quad (8.175.3)$$

3. Con $\vec{\lambda}_s$ y \vec{i}_s , se calcula el torque electromagnético T_M

$$T_M = \frac{p}{2} \operatorname{Im}(\vec{\lambda}_s^{\text{conj}} \vec{i}_s) \quad (8.175.4)$$

4. Con $\vec{\lambda}_r$ y T_M estimado, se calcula la velocidad de deslizamiento ω_2 y la velocidad del rotor ω_M

$$\omega_2 = \frac{2}{p} \left(\frac{3}{2} r_r \frac{T_M}{\hat{\lambda}_r^2} \right), \text{ y} \quad \omega_M = \omega_r - \omega_2 \quad (8.175.5)$$

El vector de la tensión del estator se calcula para ser aplicado en el próximo intervalo de muestreo ΔT_ω basado en los errores en el torque y el flujo del estator, con el fin de mantener el flujo dentro de la banda de histéresis.

8.3.2.7.3. Cálculo del vector espacial de tensión del estator

Una técnica común en DTC es controlar el torque y la amplitud del flujo del estator con una banda de histéresis y sus valores alrededor de una banda.

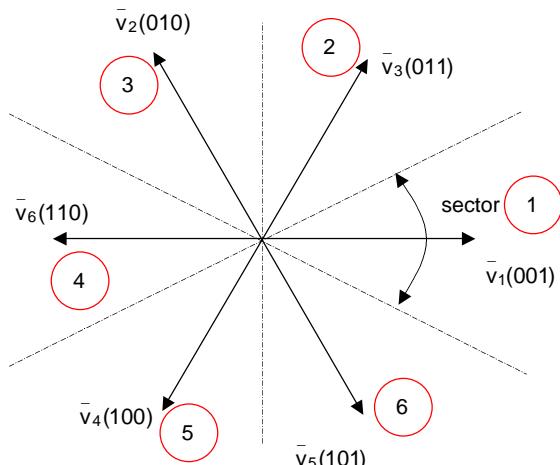


Fig. 8.56.b Stator flux vector. Inverter: basic vectors and sectors.

Por lo tanto, al intervalo de muestreo ΔT la decisión de cambiar el vector de la tensión espacial será efectuada sólo si el torque y/o la amplitud del flujo del estator están fuera del rango. La selección del nuevo vector de tensión depende del signo del error de torque y de flujo, y del sector en el cual se ubica el vector de enlace de flujo del estator.

- ✓ El control desacoplado del módulo del flujo del estator y del torque se puede llevar a cabo por la acción de las componentes radial y tangencial, respectivamente, del vector espacial de enlace de flujo del estator en su lugar geométrico.

El plano del vector espacial de la tensión del estator se divide en seis sectores (en la fig. 8.56.b 1se muestra remarcada sólo el sector 1).

- ✓ Se deberá notar que estos sectores son diferentes que los que fueron definidos para el vector espacial del estator en la técnica de modulación del inversor SV-PWM.

Los vectores centrales para cada sector, el cual se ubica en el medio de cada sector, son los vectores básicos del inversor, como se muestra en la [fig. 8.56.b](#).

La elección de la tensión espacial para el sector 1 se explica en la [fig. 8.56.c](#), y con la ayuda de la [ec. 8.175.1](#). Si se asume que el vector espacial de enlace de flujo del estator λ_s está ubicado en el sector de la [fig. 8.56.c](#), el efecto de la aplicación de las tensiones del estator se pueden mostrar en la tabla siguiente

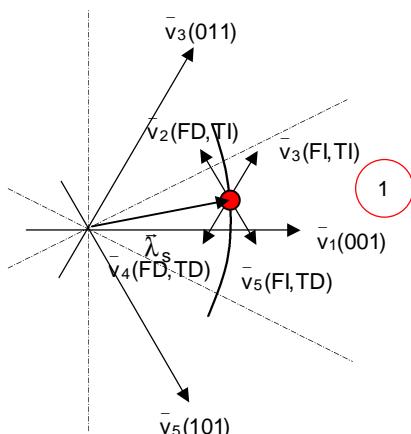


Fig. 8.56.c Different possible switching voltage vectors.
FD=flux decrease. Fl= flux increase. TD=torque decrease. TI= torque increase.

Tabla 8.4. Effect of Voltage Vector on the Stator Flux-Linkage Vector in Sector 1

\bar{v}_s	λ_s	T_M
\bar{v}_2	decrease, FD	Increase, TI
\bar{v}_3	Increase, Fl	Increase, TI
\bar{v}_4	decrease, FD	decrease, TD
\bar{v}_5	increase, FD	decrease, TD

Hay algunas observaciones adicionales:

- ✓ El uso de las tensiones \bar{v}_1 y \bar{v}_6 está evitado en este sector porque sus efectos dependen de dónde se encuentre el vector de enlace de flujo.
- ✓ Se puede generar una tabla similar para los otros sectores.
- ✓ El uso de los vectores cero $\bar{v}_0(000)$ y $\bar{v}_7(111)$ da como resultado un vector de enlace de flujo del estator sin cambios en la amplitud, y en la posición angular θ_s , pero provoca cambios en el torque. La tensión efectúa cambios en el par en la dirección opuesta a ω_M . Por esto, con el rotor girando en sentido positivo (antihorario, por ejemplo) es preferible aplicar un vector de tensión cero para decrecer el torque con el fin de mantener dentro de una banda de histéresis.
- ✓ Debido a que la constante de tiempo del rotor es mucho mayor que la constante de tiempo del estator, los cambios en el flujo del rotor son lentos comparados con los del estator; de hecho, el flujo del rotor puede ser asumido constante (válido siempre y cuando el tiempo de respuesta del sistema de control es más rápido que la constante de tiempo del rotor).

Por más detalles sobre este método de control, ver [17], [18], [20]

Página en blanco intencional

8.4. El motor síncrono

8.4.1. Introducción

El motor síncrono se aplica principalmente en accionamientos especiales tales como los de alta potencia, en requerimientos especiales de velocidad, y en casos donde sea fundamental la eficiencia energética. El motor síncrono es también una máquina de campo magnético giratorio que se establece en un circuito magnético formado por dos anillos concéntricos de chapa laminada y de alta permeabilidad. Estos anillos tienen respectivamente las funciones de núcleo magnético del estator externo, y el interno es el núcleo magnético del rotor. El entrehierro tiene un valor más alto que en el caso de los motores asíncronos. La estructura y construcción del rotor es diferente, ya que se fabrica con polos fijos, cuyo número par $2 \cdot p$, es de igual polaridad con que se construye el devanado del estator. Además, para crear el campo magnético de este circuito multipolar se instala un bobinado de corriente continua, que da lugar a un flujo magnético fijo con relación al rotor. Es el llamado bobinado polar, de excitación o de campo. Además hay dos variantes constructivas principales:

- Rotor de polos cilíndricos lisos o cilíndricos
- Rotor de polos salientes

El bobinado del rotor se realiza con todos los polos unidos en serie entre sí, alternando el sentido de circulación de la corriente por cada uno de ellos con el fin de obtener una sucesión alterna de polos N y S. Se supone que el rotor excitado está girando sincrónicamente, con la misma velocidad que el campo magnético del estator. Se establece, entonces, un campo magnético común dado por la interacción de las fuerzas magnetomotrices fmm del estator y rotor, las cuales están en sincronismo. Este campo atraviesa sucesivamente estator, entrehierro, rotor y retorna al estator. Al existir este sincronismo, se producirán fuerzas de atracción entre el estator y el rotor, con lo cual aparece el par electromagnético del motor.

La posición relativa entre los polos virtuales del campo giratorio del estator y los polos del rotor está relacionada por un ángulo θ . El par electromagnético permanecerá constante si permanece invariable la posición relativa entre los polos del rotor y el campo magnético del estator. Este ángulo es llamado el ángulo interno del motor síncrono. Si el par de carga se incrementa, de igual manera θ se incrementa, pero el ángulo interno del motor síncrono no puede crecer indefinidamente. Hay un valor máximo a partir del cual el par electromagnético producido por el motor disminuye. Si entonces se continúa elevando el par de carga, el motor entrará en una situación irreversible de pérdida de sincronismo que hará detener el motor. En esa situación el sistema de protección deberá actuar para desconectar la energía eléctrica, o tomar acciones que eviten la pérdida de sincronismo.

Existen dos fuerzas magnetomotrices (fmm) en juego:

Una fmm debida a la corriente de campo y la otra fmm debida a la corriente de la armadura. La fmm resultante es la que produce el par motor. La armadura es idéntica a la del estator de los motores de inducción, pero en el rotor no hay inducción. Un motor síncrono es una máquina cuyo deslizamiento es cero a la velocidad síncrona, que depende de la frecuencia y del número de par de polos. Un motor síncrono se puede operar como motor o generador. El factor de potencia puede controlarse variando la corriente de campo.

Los motores síncronos se pueden clasificar de la siguiente manera:

1. Motor de rotor cilíndrico
2. Motor de polos salientes
3. Motor de reluctancia
4. Motor de imán permanente
5. Motor de reluctancia comutada
6. Motor síncrono autopilotado

8.4.2. El motor síncrono de rotor cilíndrico, o de polos lisos

El bobinado del campo es enrollado en el rotor, que es cilíndrico, tiene un entrehierro uniforme y las reactancias son independientes de las posiciones del rotor.



Fig.8.57. Estructura de un motor síncrono de polos cilíndricos

8.4.2.1. Reacción del inducido y reactancia síncrona

En la Fig. siguiente se representa en un plano un paso polar de un motor síncrono cuando funciona con un $\cos\phi=1$ y en la situación en que su ángulo interno $\theta=0^\circ$. Se ven las bobinas polares reducidas a una sola espira produciendo un campo principal y por el otro lado el campo magnético del estator producido por la corriente del inducido, o del estator. El flujo magnético provocado por esta corriente tiene su eje a 90° eléctricos respecto al eje de los polos del rotor. En un borde de los polos del rotor se produce debilitamiento, y en el otro borde se produce un reforzamiento, y de forma promediada, el flujo total permanece constante. Los flujos son representados en el diagrama vectorial por el efecto que causan en el inducido del motor, llamada fuerza electromotriz inducida. Así, cuando no hay corriente, se designará la f.e.m. de vacío por \bar{E}_0 . En el caso del motor con corriente, la f.e.m. de carga quedará designada por \bar{E}_i .

El desplazamiento de los flujos se mide por el ángulo δ que existe entre \bar{E}_0 y \bar{E}_i .

La magnetización transversal a 90° del eje del flujo principal se denomina "reacción del inducido", ya que

aparece como reacción a la corriente en el inducido del motor. La f.e.m. \bar{E}_a es un vector temporal que representa a la f.e.m. de desmagnetización llamada comúnmente f.e.m. de reacción del inducido. El ángulo de desfase de la corriente condiciona el efecto magnetizante ya que los vectores se suman. El fasor \bar{E}_a está en cuadratura y atrasado con el vector \bar{I}_s .

El flujo representado por las f.e.m. que generan se puede separar en dos componentes:

* La fuerza electromotriz \bar{E}_0 producida por el campo principal de los polos recorridos por la corriente de excitación, también llamada f.e.m. de vacío.

* La fuerza electromotriz \bar{E}_a producida por la reacción del inducido, por el efecto de la corriente que circula por el inducido cuando el motor está con carga.

La suma vectorial es:

$$\bar{E}_i = \bar{E}_0 + \bar{E}_a \quad (8.176)$$

Siendo \bar{E}_i la f.e.m. inducida en los bornes considerando la reacción del inducido, se definirá la reactancia pura de reacción del inducido X_m a:

$$X_m = \frac{\bar{E}_a}{I_s} \quad (8.177)$$

Al igual que los motores asincrónos, cuyo inducido es similar al de los síncronos, el flujo de dispersión del estator se representa también por una reactancia X_a que se pone en serie con la reactancia pura de reacción del inducido. Además hay que considerar la resistencia por fase del bobinado de estator con su valor r_s . La reactancia síncrona X_s es la suma entre la reactancia pura de reacción del inducido X_m y la reactancia de dispersión X_a :

$$X_s = X_m + X_a \quad (8.178)$$

esta reactancia se descompone vectorialmente con la resistencia del inducido r_s obteniéndose la impedancia síncrona Z_s .

$$\bar{Z}_s = r_s + jX_s; \quad |Z|_s = \sqrt{r_s^2 + X_s^2} \quad (8.179)$$

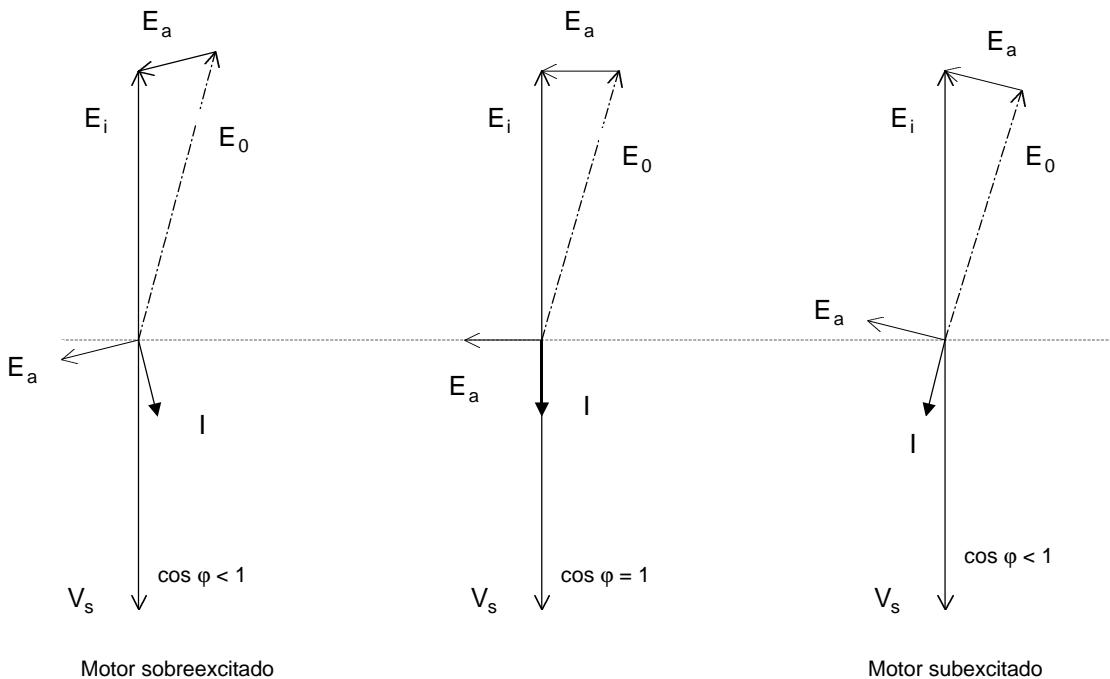


Fig.8.58. Diagramas vectoriales entre las f.e.m. de un motor síncrono.

El modelo equivalente del motor síncrono de polos lisos es:

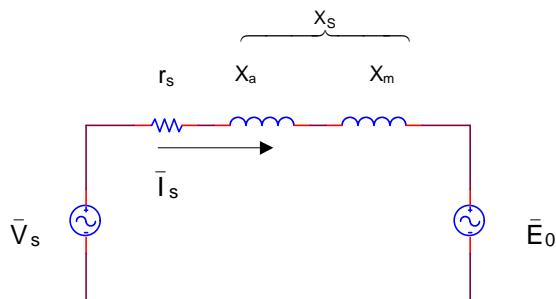


Fig.8.59 Circuito equivalente de un motor síncrono por fase de polos lisos. La convención de signos es de generador.

En la fig. ant. se puede ver el circuito equivalente completo con los tres casos de funcionamiento posibles, con corriente en atraso, en fase y en adelanto con la tensión de bornes V_s .

El fasor \bar{E}_0 que expresa la f.e.m. para la cual hay que ajustar la excitación del motor de modo que entre en carga para cualquier condición de funcionamiento es:

$$\bar{E}_0 = \bar{V}_s + jX_s \bar{I}_s + r_s \bar{I}_s \quad (8.180)$$

En el diagrama pueden leerse tres ángulos:

- ϕ , desfase de \bar{I}_s con relación a \bar{V}_s
- δ , desfase de \bar{V}_s con relación a \bar{E}_0 . Llamado ángulo interno del motor.

α , se define como el desfase de \bar{I}_s con relación a \bar{E}_0 que permite posicionar los polos del rotor con relación al estator

La fem \bar{E}_0 es proporcional a la velocidad y al flujo inductor, por lo tanto, a la corriente de excitación, despreciando la saturación.

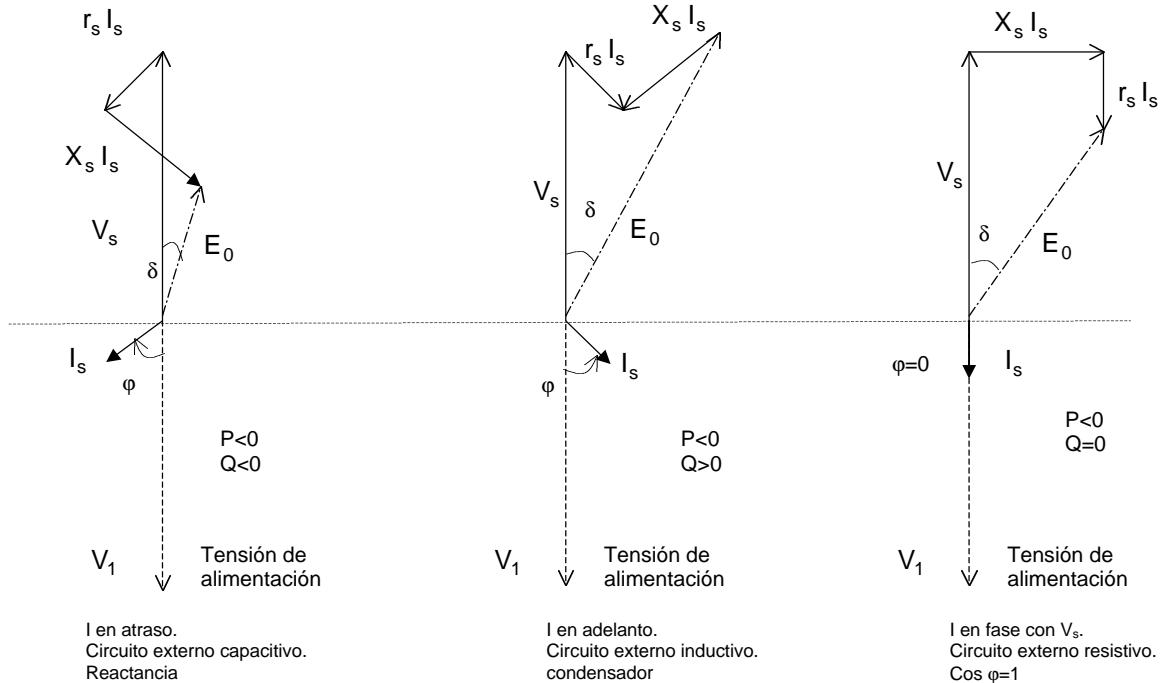


Fig. 8.60 Diagramas vectoriales entre las f.e.m. de un motor síncrono con tres modos de funcionamiento.
Corriente en atraso, adelanto y en fase con la tensión.

8.4.2.2. Ecuaciones de corriente, potencia y par

Teniendo en cuenta el circuito equivalente simplificado por fase de la [fig. 8.59](#),

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{E}_0 - \bar{V}_s}{r_s + jX_s} = \frac{\bar{E}_0 - \bar{V}_s}{\bar{Z}_s} \quad (8.181)$$

Si ϕ es el ángulo del factor de potencia para señal de entrada senoidal, entonces

$$\bar{V}_m = V_s \frac{|0}{-} - \bar{I}_s (r_s + jX_s) = V_s \frac{|0}{-} - I_s (\cos \phi - j \sin \phi) (R_s + jX_s) \quad (8.182)$$

$$= V_s \frac{|0}{-} - I_s X_s \sin \phi - I_s r_s \cos \phi - j I_s (X_s \cos \phi - r_s \sin \phi) = E_0 \frac{|\delta}{-} \quad (8.183)$$

$$\text{donde } \delta = \tan^{-1} \frac{-(I_s X_s \cos \varphi - I_s r_s \sin \varphi)}{V_s - I_s X_s \sin \varphi - I_s r_s \cos \varphi} \quad (8.184)$$

$$\text{y } E_0 = \left[(V_s - I_s X_s \sin \varphi - I_s r_s \cos \varphi)^2 + I_s^2 (X_s \cos \varphi - r_s \sin \varphi)^2 \right]^{1/2} \quad (8.185)$$

Del diagrama vectorial se tiene:

$$\bar{E}_0 = E_0 (\cos \delta + j \sin \delta) \text{ Si se toma } \bar{V}_s \text{ en un eje:}$$

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{V}_s - \bar{E}_0}{r_s + j X_s} = \frac{[V_s - E_0 (\cos \delta - j \sin \delta)]}{r_s^2 + X_s^2} (r_s + j X_s) \quad (8.186)$$

$$\bar{I}_s = \frac{r_s (V_s - E_0 \cos \delta) - E_0 X_s \sin \delta}{r_s^2 + X_s^2} + j \frac{E_0 (r_s \sin \delta + X_s \cos \delta) + V_s X_s}{r_s^2 + X_s^2} \quad (8.187)$$

La parte real de la Ec. anterior se puede expresar:

$$I_s \cos \varphi = \frac{r_s (V_s - E_0 \cos \delta) - E_0 X_s \sin \delta}{r_s^2 + X_s^2} \quad (8.188)$$

La potencia de entrada puede expresarse como:

$$P_{in} = m V_s I_s \cos \varphi \quad \text{siendo } m \text{ el número de fases} \quad (8.189)$$

$$P_{in} = m V_s \frac{r_s (V_s - E_0 \cos \delta) - E_0 X_s \sin \delta}{r_s^2 + X_s^2} \quad (8.190)$$

La potencia mecánica desarrollada es el producto del par por la velocidad del rotor

$$P_M = T_M \omega_M \quad (8.191)$$

Las pérdidas en el cobre del estator (o armadura) son:

$$P_{su} = m I_s^2 r_s \quad (8.192)$$

La potencia en el entrehierro, que es igual a la potencia desarrollada, es

$$P_M = P_{in} - P_{su} \quad (8.193)$$

$$P_M = P_{in} - P_{su} = m V_s \frac{r_s (V_s - E_0 \cos \delta) - E_0 X_s \sin \delta}{r_s^2 + X_s^2} - 3m I_s^2 r_s \quad \text{Si } r_s \text{ es despreciable, la ec. de } T_M$$

es:

$$P_M = -m \frac{V_s E_0 \sin \delta}{X_s} \quad \text{y el par resulta:} \quad (8.194)$$

$$T_M = \frac{P_M}{\omega_M} = -m \frac{V_s E_0 \sin \delta}{\omega_0 X_1} \quad \text{siendo } \omega_0 \text{ la velocidad síncrona} \quad (8.195)$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi n_0}{60} \quad (8.196)$$

La ec. 8.184 se puede simplificar

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{-I_s X_s \cos \varphi}{V_s - I_s X_s \sin \varphi} \right) \quad (8.197)$$

En el funcionamiento como motor, δ es negativo y el par motor de la ec. 8.197 se hace positivo. En el caso del frenado regenerativo, δ es positivo y el par motor es negativo, debido a la convención generador.

El ángulo δ es conocido como ángulo del par motor.

En el caso de una tensión y frecuencia fijas, el par motor es función del ángulo δ , y a las tensiones de excitación V_s y E_0 , de acuerdo con la ec. 8.197.

Si $\delta = 90^\circ$ el par motor será máximo. Si se sobrepasa éste valor máximo, al motor se saldría de sincronismo. Este par máximo es el par motor crítico, y la ec es ahora

$$T_{mm} = \frac{P_{mm}}{\omega_M} = -m \frac{V_s E_0}{\omega_0 X_s} \quad (8.198)$$

8.4.2.3. Excitación del motor síncrono

Dadas la tensión de una fase, \bar{E}_0 , la corriente \bar{I}_s , la frecuencia f , y la potencia P_M actuando sobre la corriente de excitación I_f se puede variar la corriente del inducido.

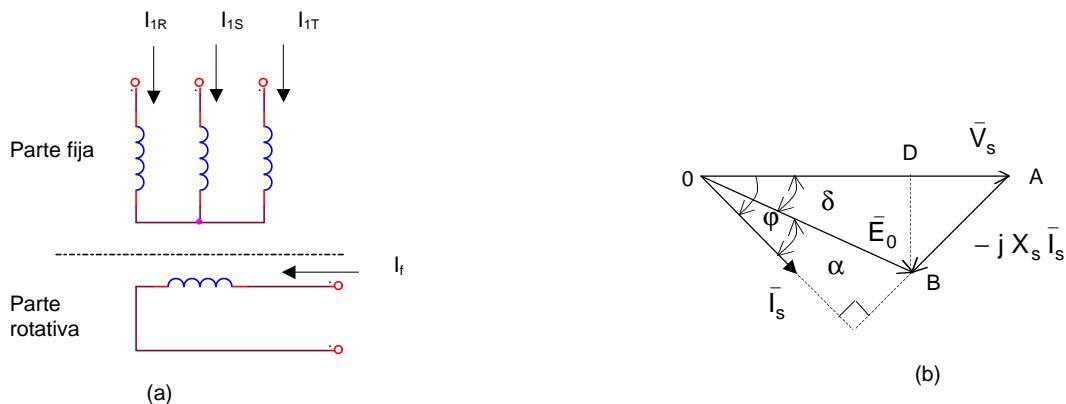


Fig. 8.61. Circuito equivalente para un motor síncrono.
(a) diagrama de circuito
(b) diagrama de fasores ($r_s=0$)

Como la altura BD del triángulo 0AB es igual a $X_s I_s \cos \phi$, P_M ($r_s=0$) puede escribirse

$$P_M = 3 V_s \frac{BD}{X_s} \quad (8.199)$$

Si se varía \bar{E}_0 , el punto B se desplaza sobre la paralela al vector \bar{V}_s

En la siguiente se muestran tres casos extremos (con $r_s=0$)

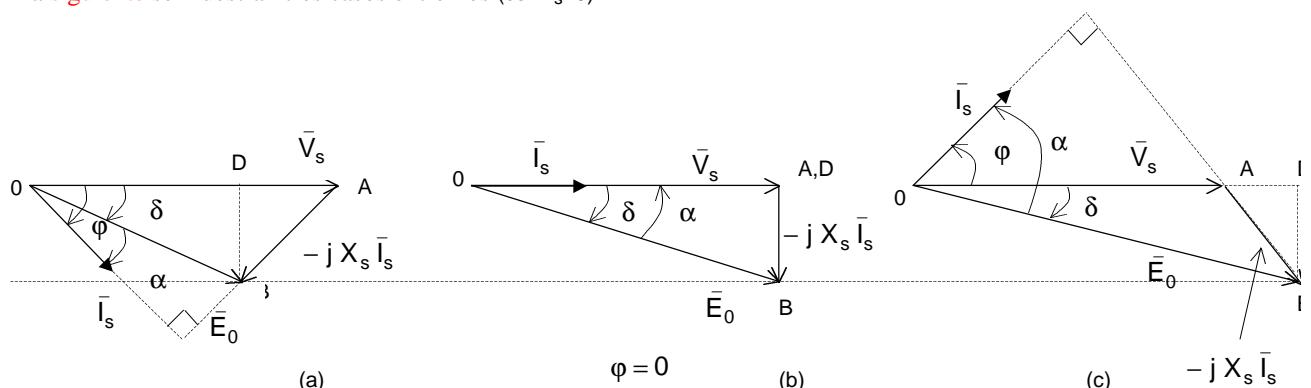


Fig. 8.62. Diagrama de fasores
(a) I_s atrasada con respecto a V_s
(b) I_s en fase con respecto a V_s
(c) I_s adelantada con respecto a V_s

- (a) el motor subexcitado absorbe energía reactiva (I_s atrasada con respecto a V_s)
 (b) el motor trabaja con $\cos \phi = 1$

(c) el motor sobreexcitado crea energía reactiva (I_s adelantada con respecto a V_s)

La corrección del factor de potencia es una de las aplicaciones de la regulación de la excitación. Esto es posible debido a la aptitud de la máquina síncrona de absorber o suministrar potencia reactiva, ya que depende del nivel de excitación.

Otra aplicación se basa resulta muy conveniente aplicar baja excitación cuando hay poca carga y alta excitación cuando la carga es alta. Esto es más conveniente con respecto a aplicar una excitación alta para todas las cargas. Las curvas de excitación, o curvas V se muestran a continuación:

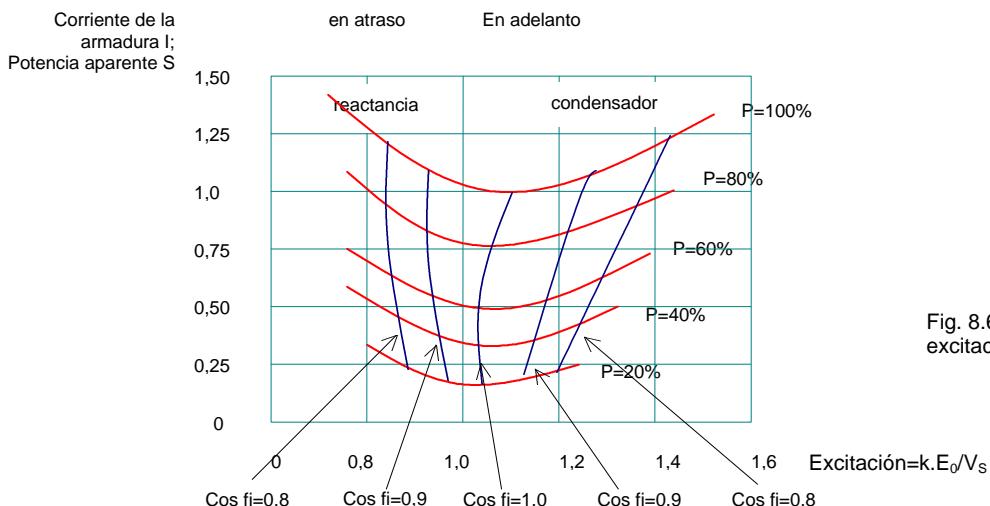


Fig. 8.63. Curvas de excitación o curvas V

El motor síncrono necesita que se magnetizan sus polos rotóricos, de forma fija, con polaridades N-S alternadas. Además, la f.m.m. que los mismos proporcionan mediante la corriente de excitación ha de ser capaz de inducir diferentes f.e.m. E_0 . Por lo tanto, es preciso tener una fuente de corriente continua controlable que alimente al circuito de excitación, o inductor que es el formado por todas las bobinas de los polos conectados en serie. Existen diversas formas de obtener esta corriente, y están dadas por los sistemas de excitación, y son básicamente tres tipos:

- * excitatriz de corriente continua que toma la potencia a través del eje;
- * excitatriz de corriente alterna, sin escobillas (brushless), que también toma potencia a través del eje;
- * excitación estática que absorbe la potencia de los terminales del motor.

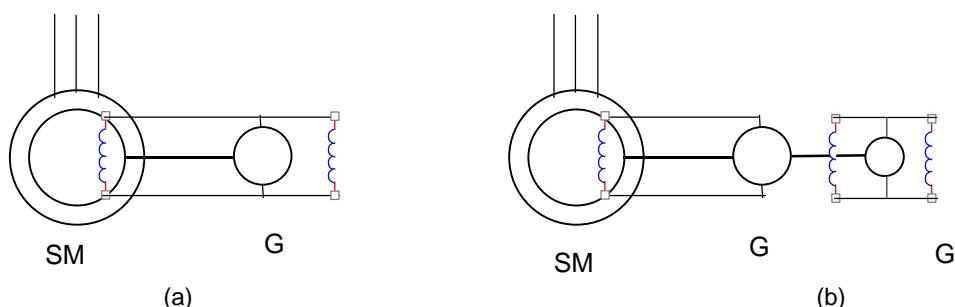


Fig. 8.64. Excitación con excitatriz de corriente continua usado en los primeros tiempos

En la Fig. 8.64 se puede ver la excitatriz clásica de corriente continua. Hay dos variantes. Una de ellas es la adecuada para motores pequeños (Fig. a), tiene un solo generador “shunt” de c.c.. El otro (Fig. b), se aplica para potencias mayores, y utiliza un generador auxiliar de c.c. llamado excitatriz piloto que excita a la principal, que es la que alimenta el inductor del motor síncrono. Este es un sistema de mal rendimiento, con problemas de mantenimiento propios de las máquinas de c.c., y de velocidad de respuesta baja. El regulador de tensión que es el que varía la excitación en función de las distintas situaciones de carga, está constituido por sistemas anticuados de cambio de resistencias en serie con el bobinado shunt. Este modo de excitación sigue aún presente en motores antiguos, por lo que se recomienda la sustitución por alguno de los otros dos métodos.

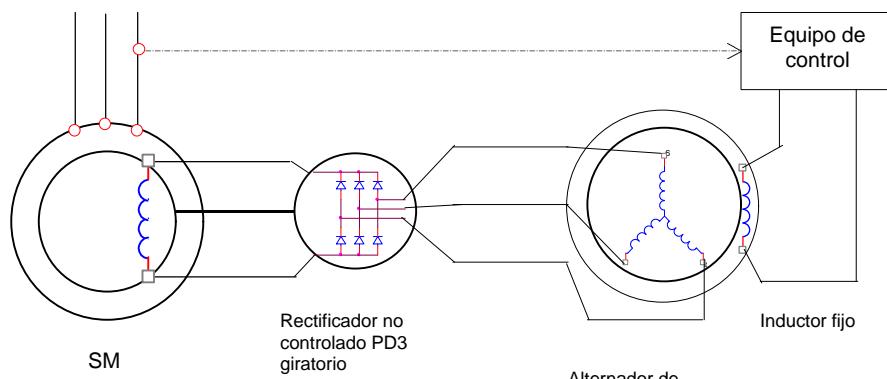


Fig. 8.65. Excitación rotatoria sin escobillas (tipo "brushless")

En la Fig. 8.65 se muestra el modo de excitación sin escobillas tipo "brushless". Debido al puente PD3 no controlado montado en la parte rotatoria, se logra injectar la corriente continua rectificada procedente de un generador excitador de c.a., cuyo inducido está en el rotor y su inductor en el estator. Esta es una disposición opuesta a la que se emplea para los generadores síncronos de c.a. convencionales. La regulación se efectúa variando la excitación de c.c. en el inductor estacionario mencionado. Este sistema elimina los problemas de mantenimiento propios de las máquinas de c.c., tiene un rendimiento mejorado y la velocidad de respuesta también mejorada. Este tipo de aplicación se extiende hasta potencias medias.

Por último, la Fig. 8.66. muestra el sistema de conexión denominado estático, y es el que se aplica a los motores de gran potencia. En éste caso, la toma de energía de la excitación proviene de la red de alimentación al motor, normalmente a través de un transformador denominado de excitación.

Tiene la ventaja de que no hay componentes rotatorios, aunque la c.c. rectificada ha de inyectarse al rotor a través de anillos giratorios de polaridades (+) y (-) sobre las que frotan las escobillas. Este dispositivo no tiene los problemas de mantenimiento del colector de los motores de c.c.

La corriente alterna es rectificada en un puente PD3 controlado, por lo que se puede tener una c.c. regulable según las necesidades de excitación variables del motor. Este sistema se puede montar en cabinas al ser totalmente estacionario.

También, si se prevé redundancia en el rectificador, se puede realizar el mantenimiento con el motor en marcha. Su rendimiento es mejor, y la velocidad de respuesta es más alta que los otros dos métodos presentados.

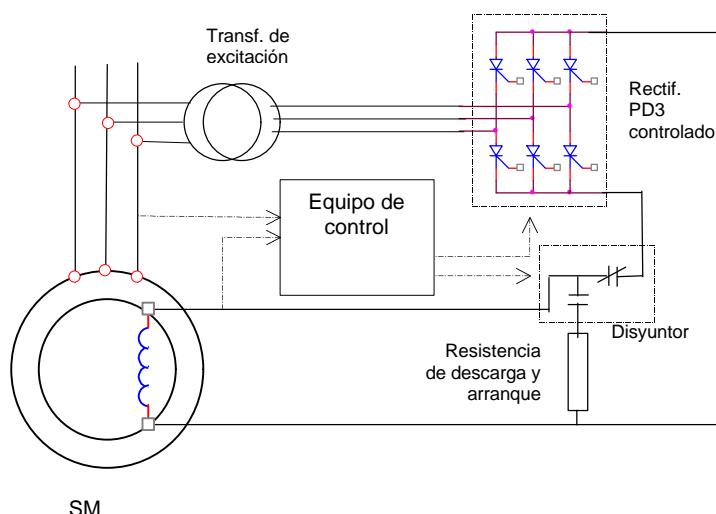


Fig. 8.66. Sistema de excitación estático

8.4.3. Motor síncrono de polos salientes

La armadura del motor de polos salientes es similar a la del motor de rotor cilíndrico, pero, debido a su geometría de polos salientes, el entrehierro no es uniforme y el flujo depende de la posición del rotor. El bobinado de campo está desarrollado en forma individual sobre las piezas polares. En el motor de rotor de polos salientes, la reluctancia ofrece dos valores muy diferentes. Uno de valor bajo si la dirección considerada (llamada directa d) coincide con el eje principal de los polos N-S de la [fig. 8.67](#), o es de valor más alto si coincide con el eje interpolar (llamado transversal q) situado a 90° eléctricos respecto a d.



Fig.8.67. Estructura de un motor síncrono de polos salientes

La corriente de la armadura y las reactancias pueden resolverse sobre las componentes que se llaman directo y cuadrático. I_d e I_q son las componentes de la corriente de la armadura en el eje directo (d) y el eje de cuadratura (q), respectivamente. X_d y X_q son las componentes de las reactancias ubicadas sobre esos respectivos ejes.

A partir de la [ec.anterior](#)

$$\bar{E}_0 = \bar{V}_s - \bar{I}_s (r_s + jX_s) \quad (8.200)$$

$$\bar{E}_0 = \bar{V}_s - I_s r_s - jX_q \bar{I}_q - jX_d \bar{I}_d \quad (8.201)$$

Los módulos de \bar{I}_s son:

$$I_q = |I_s| \cos(\phi - \delta) \quad (8.202)$$

$$I_d = |I_s| \sin(\phi - \delta) \quad (8.203)$$

Los módulos de los productos de las componentes de \bar{I}_s por X:

$$X_q I_q = |V_s| \sin \delta \quad (8.204)$$

$$X_d I_d = |V_s| \cos \delta - |E_0| \quad (8.205)$$

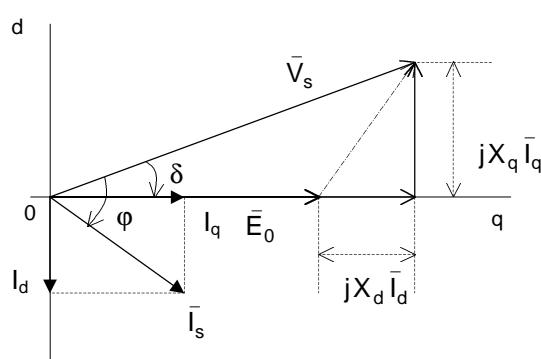


Fig. 8.68. Diagrama de fasores del motor de polos salientes

Sustituyendo I_q de la ec. 8.202 en la ec. 8.204

$$V_s \operatorname{sen} \delta = X_q |I_s| \cos(\varphi - \delta) = X_q |I_s| (\cos \varphi \cos \delta + \operatorname{sen} \varphi \operatorname{sen} \delta) \quad (8.206)$$

Dividiendo ambos términos por $\cos \delta$ y resolviendo δ :

$$V_s \tan \delta = X_q I_s \cos \varphi + X_q I_s \operatorname{sen} \varphi \tan \delta \quad (8.207)$$

$$\boxed{\delta = \tan^{-1} \frac{X_q I_s \cos \varphi}{V_s - X_q I_s \operatorname{sen} \varphi}} \quad (8.208)$$

Despreciando R_s , y con $m=3$, el par motor es igual a (no se demostrará):

$$\boxed{T_M = -3 \frac{V_s E_0}{X_d \omega_1} \operatorname{sen} \delta - \frac{3 V_s^2}{2 \omega_1} \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \operatorname{sen} 2\delta} \quad (8.209)$$

El par motor tiene dos componentes, la primera similar a la del motor cilíndrico, y la segunda se vincula con la geometría de polos salientes del motor.

En la Fig. siguiente se comparará T_M en función de δ

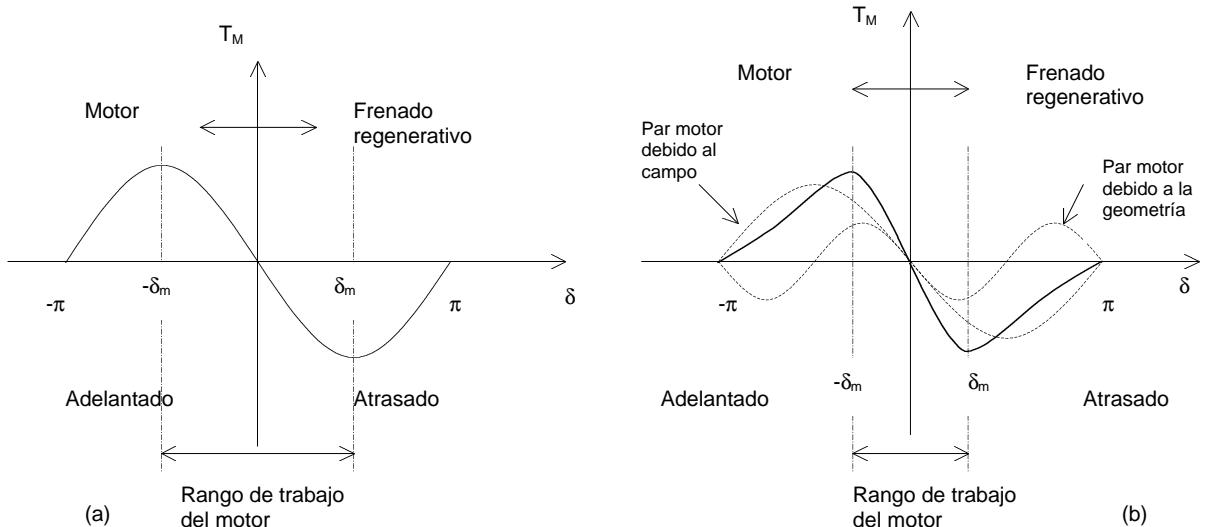


Fig. 8.69 Par motor en función del ángulo del par motor δ .

- (a) Motor de rotor cilíndrico
- (b) Motor de polos salientes

Por condiciones de estabilidad, el motor deberá operar en el rango de pendiente positiva, lo que limita al motor:

Motor de rotor cilíndrico en un rango: $-\pi/2 \leq \delta \leq \pi/2$

Motor de polos salientes en un rango: $-\delta_m \leq \delta \leq \delta_m$

8.4.4. Motor síncrono de reluctancia

Los motores síncronos de reluctancia son similares a los de polos salientes, con excepción de que no tienen bobinado de campo. El circuito de armadura produce un campo magnético giratorio en el entrehierro e induce un campo en el rotor, que tiende a alinearse con el campo de la armadura.

Los motores de reluctancia tienen un bajo factor de potencia de atraso, valor que está entre 0,65 y 0,75.

A partir de la ec. 8.139, la potencia de entrada y el par motor del motor de reluctancia para $m=3$ es:

$$P_{in} = -\frac{3}{2} V_s^2 \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \sin 2\delta \quad (8.210)$$

$$\delta = \tan^{-1} \frac{X_q I_s \cos \varphi}{V_s - X_q I_s \sin \varphi} \quad (8.211)$$

Despreciando R_s , el par motor es igual a:

$$T_M = -\frac{3V_s^2}{2\omega_1} \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \sin 2\delta \quad (8.212)$$

Por condiciones de estabilidad, el motor deberá operar en el rango de pendiente positiva, lo que limita al motor de reluctancia en un rango:

$$-\pi/4 \leq \delta \leq \pi/4 \quad (8.213)$$

8.4.5. Motor síncrono de imán permanente

Los motores de imán permanente son similares a los motores de polos salientes, con excepción de que en el rotor no hay bobinado de campo. Este se genera a través de unos imanes permanentes instalados en el rotor. La tensión de excitación E_0 en éstos motores no puede variar, ya que tiene imanes permanentes. Comparándolos con los demás motores, los motores de imán permanente tienen un par motor crítico más alto. Las ec. son similares a las de polos salientes, pero con la diferencia que E_0 no se puede variar. La eliminación del bobinado de campo de alimentación de dc y de los anillos colectores reduce las pérdidas del motor y mejoran la robustez.

Para aplicaciones de alta potencia, los motores tienen una distribución uniforme del bobinado en el estator, y el motor deberá ser alimentado con corriente senoidal para proporcionar un par motor suave. Sin embargo, en aplicaciones de baja potencia los motores tienen una distribución concentrada del bobinado en el estator, y puede ser alimentado con una corriente trapezoidal o senoidal.

8.4.6. Motor síncrono de reluctancia comutada

Un motor de reluctancia comutada es un motor escalonado de reluctancia variable. En la Fig. siguiente se muestra un corte transversal de éste motor.

Se muestran tres fases ($q=3$) con seis dientes del estator $N_1=6$, y cuatro dientes en el rotor $N_2=6$. La relación entre N_1 y N_2 y q está dada por:

$$N_2 = N_1 \pm N_1/q \quad (8.214)$$

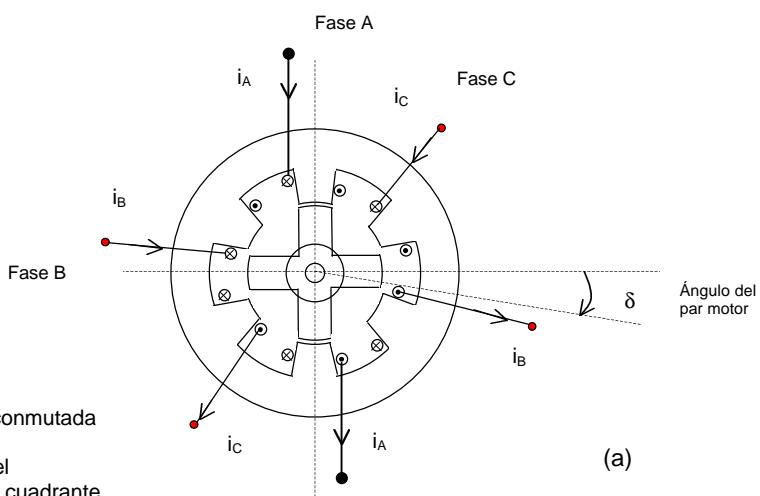
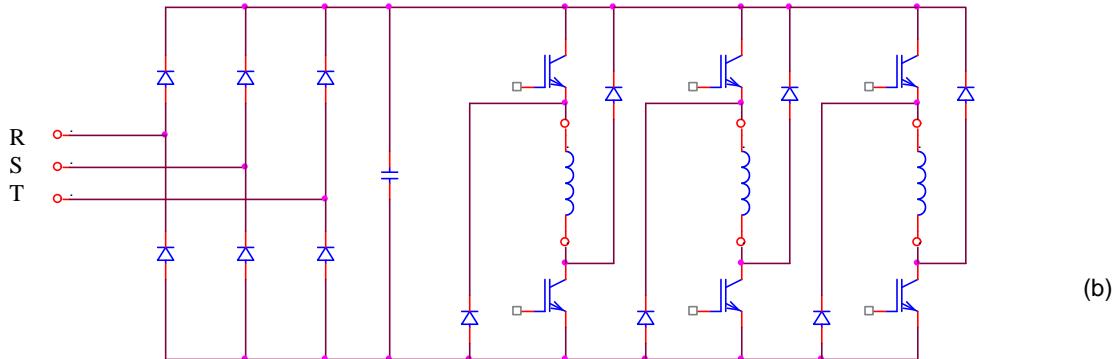


Fig. 8.70 Motor de reluctancia comutada
 (a) Sección transversal
 (b) Circuito de potencia para el funcionamiento en un solo cuadrante



Cada bobinado de fase del estator está colocado entre los dos dientes opuestos diametralmente. Si se alimenta la fase A a través de la corriente I_s , se desarrollará un par motor que hará alinear un par de polos del rotor. Si se aplica energía en forma secuencial a las fases B y C, se producirá un par de giro. Por lo general se requiere de un detector de posición absoluta para controlar en forma directa los ángulos de excitación del estator con respecto a la posición del rotor. Un ejemplo se muestra en la Fig. siguiente. Este tipo de motor funciona en modo autoconmutado ya que la característica de las señales de la compuerta depende de la posición relativa del rotor. Si la conmutación ocurre en una posición fija del rotor en relación con los polos del rotor, el motor se comportará como un motor de DC.

8.4.7. Motor síncrono autopilotado

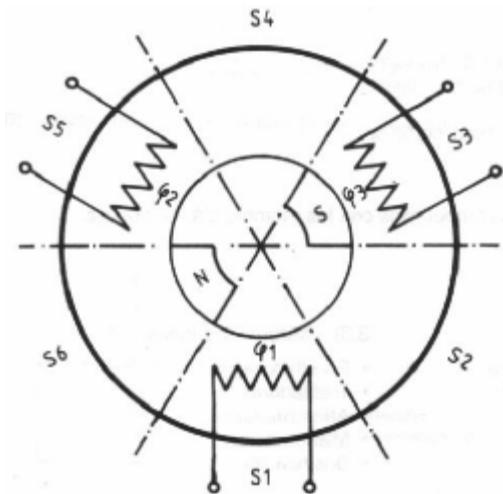
El motor de corriente continua girando a una velocidad variable es un motor síncrono funcionando a una frecuencia variable. Este motor es autocontrolado o autopilotado. Cuando los bornes del colector (delgas) entre los que está conectada una bobina de inducido, pasan sobre una escobilla, la corriente en esta bobina se invierte. Cuanto más rápido gira el motor, más elevada es la pulsación ω de las corrientes rotóricas y, además, ω está automáticamente impuesta por la velocidad del motor. Se puede poner en práctica el mismo principio con los motores síncronos con inducido fijo e inductor rotativo. También se denominan motores brushless de dc y ac.

Los motores brushless o “sin escobillas” son básicamente motores síncronos en modo de autocontrol, cuya conmutación está gobernada por un encoder. La frecuencia de la alimentación se modifica en proporción con la posición angular del motor proporcionados por el encoder, y conmuta las distintas fases en los momentos oportunos de posición relativa de los fasores espaciales que representan a los flujos del estator y del rotor. De este modo se mantiene en todo momento el par formado por la interacción de los campos. El sistema de autocontrol asegura éste sincronismo, y se comporta como un motor de corriente continua en el cual el colector mecánico convencional queda sustituido por la asociación del encoder con el inversor. (puede ser CSI).

El término “Brushless” se ha venido aceptando como referencia a una variedad particular de servo-motor. Un motor paso a paso es un dispositivo sin escobillas, como lo es un motor de inducción de ac (de hecho, el motor paso a paso puede constituir el fundamento de los servo-motores Brushless, a menudo denominados servo-híbridos). De cualquier modo, el denominado “Brushless motor” ha sido designado por tener un funcionamiento similar al servo-motor con escobillas de dc, sin las limitaciones impuestas por un conmutador mecánico.

Dentro de la categoría “Brushless” hay dos tipos básicos de motores: motores de imán permanente de onda Senoidal y de onda Trapezoidal. El motor de onda Trapezoidal es realmente un servo-C.C. sin escobillas, mientras que el motor de onda Senoidal se considerará como un motor síncrono de ac.

En la Fig. siguiente se verá un ejemplo de tres fases:



Posición	Sentido trigonométrico			Sentido horario		
	φ_1	φ_2	φ_3	φ_1	φ_2	φ_3
S ₁	ϕ	N	S	ϕ	S	N
S ₂	N	ϕ	S	S	ϕ	N
S ₃	N	S	ϕ	S	N	ϕ
S ₄	ϕ	S	N	ϕ	N	S
S ₅	S	ϕ	N	N	ϕ	S
S ₆	S	N	ϕ	N	S	ϕ

Fig. 8.71 Motor brushless de tres fases

- (a) Sección transversal
(b) Señales de mando

La detección de la posición relativa del rotor se puede llevar a cabo mediante un detector de posición.

El motor trapezoidal.

Con un nivel de corriente fijo en los arrollamientos, el uso de la característica de torque sinusoidal da origen a un aumento del ripple del torque. Podemos minimizar el efecto manipulando el diseño del motor, "achatando" la característica de la tensión, para hacerla trapezoidal. En la práctica, esto no es muy fácil de lograr, por lo tanto existirá algún grado de alinealidad. El efecto de esto es que tiende a ser una "patada" suave en los puntos de conmutación, los cuales pueden ser notables cuando el motor está girando a baja velocidad.

El ripple del torque resultante de la alinealidad en la característica del torque, tiende a producir una modulación de velocidad en la carga. Sin embargo, en un sistema que usa realimentación de velocidad, el lazo de velocidad tendrá, generalmente, una gran ganancia. Esto significa que, un muy pequeño incremento en la velocidad generará una gran

señal de error, reduciendo la demanda de torque para corregir el cambio de velocidad. Entonces, en la práctica, la corriente de salida del amplificador tiende a reflejar la característica del torque, por lo que la modulación de velocidad resultante es extremadamente pequeña.

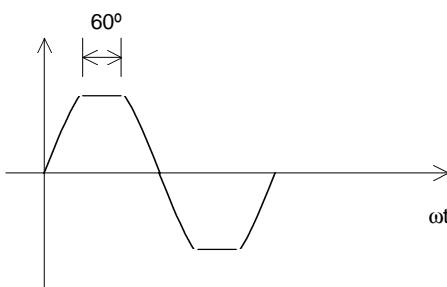


Fig. 8.72 Tensión trapezoidal

En el motor senoidal, (algunas veces denominado servo-brushless de A.C.), no se intenta modificar las características sinusoidales básicas del torque. Tales motores pueden ser manejados como un motor síncrono de C.A. aplicándole corrientes sinusoidales a los arrollamientos del motor. Estas corrientes deben tener un desplazamiento de fase, 120° en el caso de un motor de tres fases. Si se desea una rotación suave a velocidades bajas, se necesitará un dispositivo de mayor resolución para controlar la conmutación. El controlador debe generar tres corrientes que estén en una relación correcta la una de las otras en cualquier posición del rotor. De manera que más que un simple encoder de conmutación generando un gran número de puntos de conmutación, se necesita un resolver o un encoder óptico de alta resolución. De esta manera, es posible mantener un ángulo de torque de 90° muy exacto, resultando un ripple de torque despreciable y una rotación muy uniforme a bajas velocidades.

El drive para un motor senoidal es más complejo que el de la versión trapezoidal. Se necesita una tabla de referencia desde la cual generar las corrientes senoidales, y éstas deben ser multiplicadas por la señal de demanda de torque para determinar su amplitud absoluta. Con un motor con las tres fases conectadas en estrella, será suficiente con determinar las corrientes en dos de los arrollamientos. Esto automáticamente determinará qué

sucede en la tercera. El motor de onda senoidal necesita un dispositivo de realimentación de alta resolución, pero sin embargo, éste dispositivo también puede proveer información de velocidad y posición para el controlador.

En la Fig. siguiente se muestra el diagrama en bloques del motor brushless para aplicac. de cd y ca

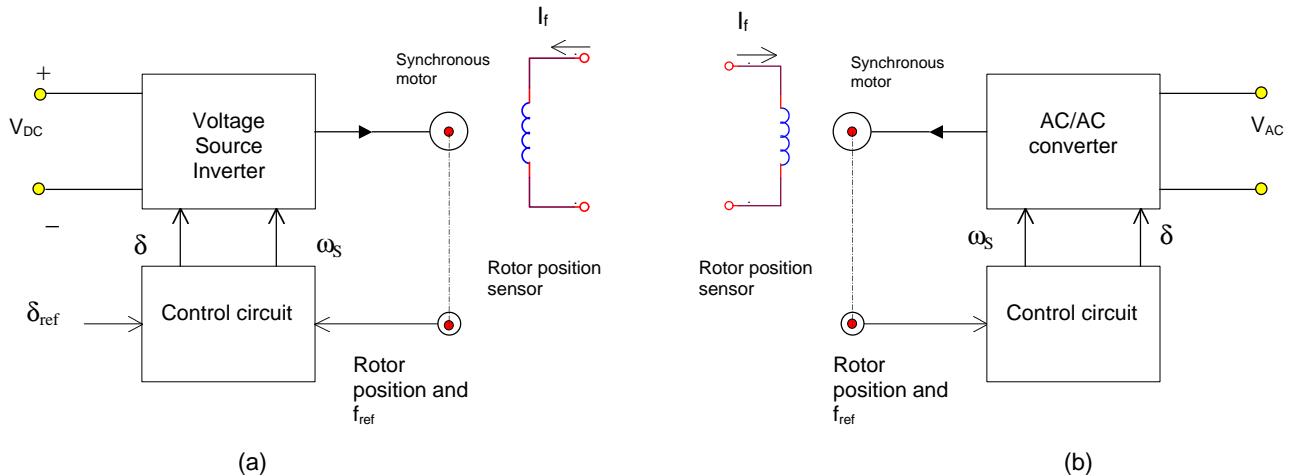


Fig. 8.73 Brushless motor

- (a) dc
(b) ac

La posición del rotor y del inversor ejecutan la misma tarea que las escobillas en un motor de dc. Debido a ésta similitud con un motor de dc, es que se denomina motor brushless de dc a los motores síncronos autopilotados alimentados con un inversor.

La denominación brushless es válida para los motores síncronos de reluctancia, un motor de imanes permanentes, o un motor de campo bobinado con una excitación con inversor.

Si el motor síncrono autopilotado se alimenta con un convertidor ac/ac, se denomina motor brushless de ac. Estos motores se utilizan en aplicaciones de alta potencia (hasta el rango del MW), en donde el convertidor ac/ac generalmente es un cicloconvertidor.

8.4.7.1. Control del motor síncrono autopilotado

Hay varios modos de regulación del motor síncrono autopilotado en función de las distintas relaciones mutuas entre los fasores del diagrama vectorial.

Una de las más eficientes formas de controlar un motor Brushless de C.A. es con el control de la orientación del campo. El control de la orientación del campo provee un control dinámico excelente, convirtiendo todas las variables a un sistema de coordenadas relativo al “flujo del rotor”, o campo magnético del rotor. Este método de control utiliza la componente de corriente que es paralela al flujo del rotor para almacenar la constante de flujo y controla el torque del motor por la componente ortogonal de la corriente.

El control de la orientación del campo requiere capacidades poderosas de procesamiento aritmético, para calcular el flujo del rotor y ejecutar la transformación de coordenadas necesarias de variables desde el cuadro de referencia del estator al cuadro de referencia del flujo del rotor. El D.S.P. tiene que ejecutar en tiempo real la conversión desde las coordenadas del campo a las coordenadas del estator y viceversa durante cada ciclo de control. Los D.S.P. tales como el TMS320F240 tienen la potencia de cálculo requerida para ejecutar estas operaciones en [μ seg].

Los controles sin sensores son otro aspecto del control de motores en el cual se requieren cálculos matemáticos intensivos de los D.S.P.. Aunque los dispositivos mecánicos para sensar posición o velocidad proveen las variables de entradas para circuitos de control de motores, la provisión de tales sensores es caro y difícil de obtener técnicamente. La alternativa es un D.S.P. que se basa en las opciones matemáticas que calculan velocidad y posición en tiempo real, de valores de corrientes y tensiones conocidas. Esta opción elimina la necesidad de sensores. Sin embargo, el sensado de la velocidad actual es siempre una variable importante que no debería descartarse. Los controles basados en D.S.P.'s reducen el tamaño del sistema, reducen su costo, y se propaga rápidamente más allá de los usos industriales a otras áreas con buenos resultados. En la fig. siguiente vemos un control de motores Brushless con un DSP.

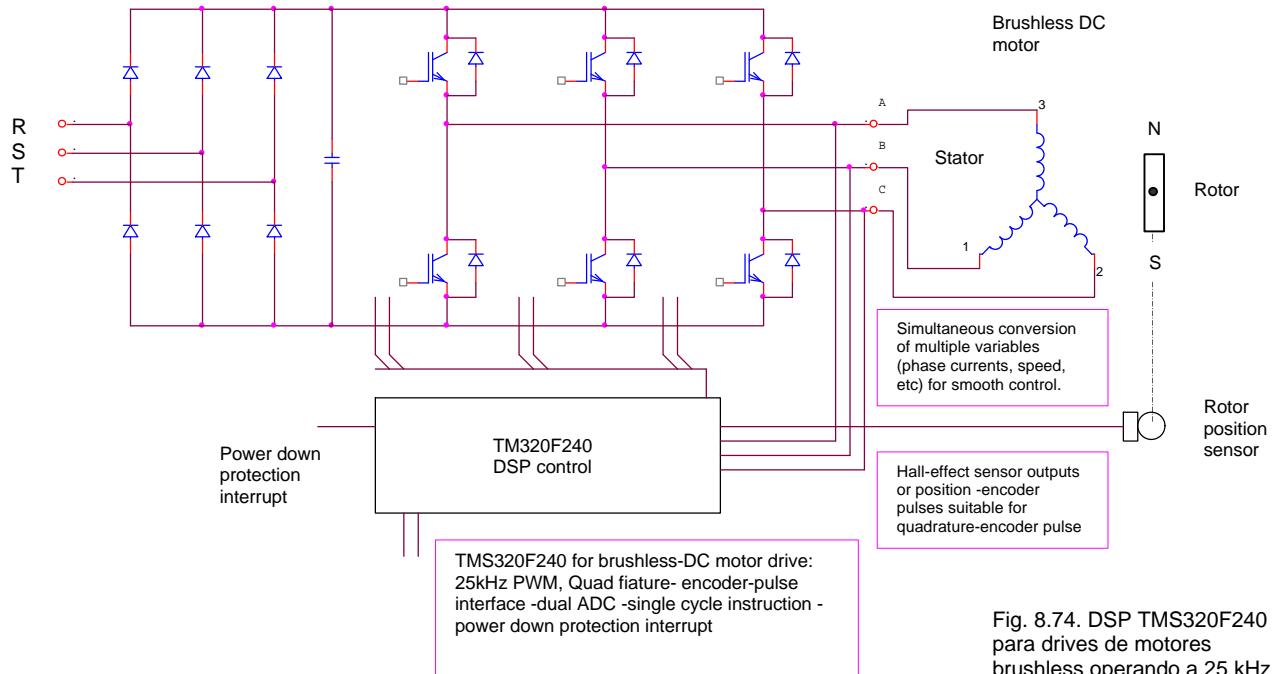


Fig. 8.74. DSP TMS320F240 para drives de motores brushless operando a 25 kHz

8.4.7.2. Drives para motores brushless

El drive trapezoidal:

La fig. 8.75 muestra un esquema simplificado del drive para un motor trapezoidal de tres fases. El grupo de transistores de conmutación está basado en un puente completo de tres fases. Los arrollamientos del motor están conectados a las tres ramas de los transistores, mientras que los otros extremos de los arrollamientos se conectan en estrella.

Encendiendo los transistores adecuados, la corriente puede fluir en cualquier dirección a través de cualquiera de los arrollamientos, solamente se encienden dos transistores a la vez.

Para cualquier instante, la circulación de la corriente dependerá de la posición del rotor y del sentido de rotación, así que los transistores del puente completo son seleccionados por un manejo lógico realizado a través del encoder de conmutación. Un sistema basado en PWM controla la circulación de corriente, de manera similar que en los motores de D.C.

La información de la corriente de realimentación requerida se obtiene del sensado de las ramas que van al motor. La señal de tensión obtenida del sensado debe ser decodificada y combinada para proveer una corriente de referencia útil, y el circuito encargado de realizar esto, también utiliza el encoder. De hecho, esto no es un proceso simple porque la tensión de realimentación es relativamente pequeña (alrededor de 1V), debe ser discriminada de las grandes excursiones de tensión generadas por el sistema de conmutación de potencia.

La etapa de entrada de un drive brushless sigue el mismo patrón que un drive convencional de un motor D.C., usando un amplificador de velocidad de gran ganancia que genera la señal de demanda de torque. La realimentación de velocidad puede ser obtenida de distintas maneras, pero es deseable que sea un método sin escobillas. Algunos motores incorporan un generador tacométrico sin escobillas que produce salidas de A.C. multifases.

Una alternativa satisfactoria es utilizar un encoder óptico de gran resolución y convertir la frecuencia del encoder en una tensión analógica. El encoder también puede ser usado como dispositivo de realimentación para controlar una posición.

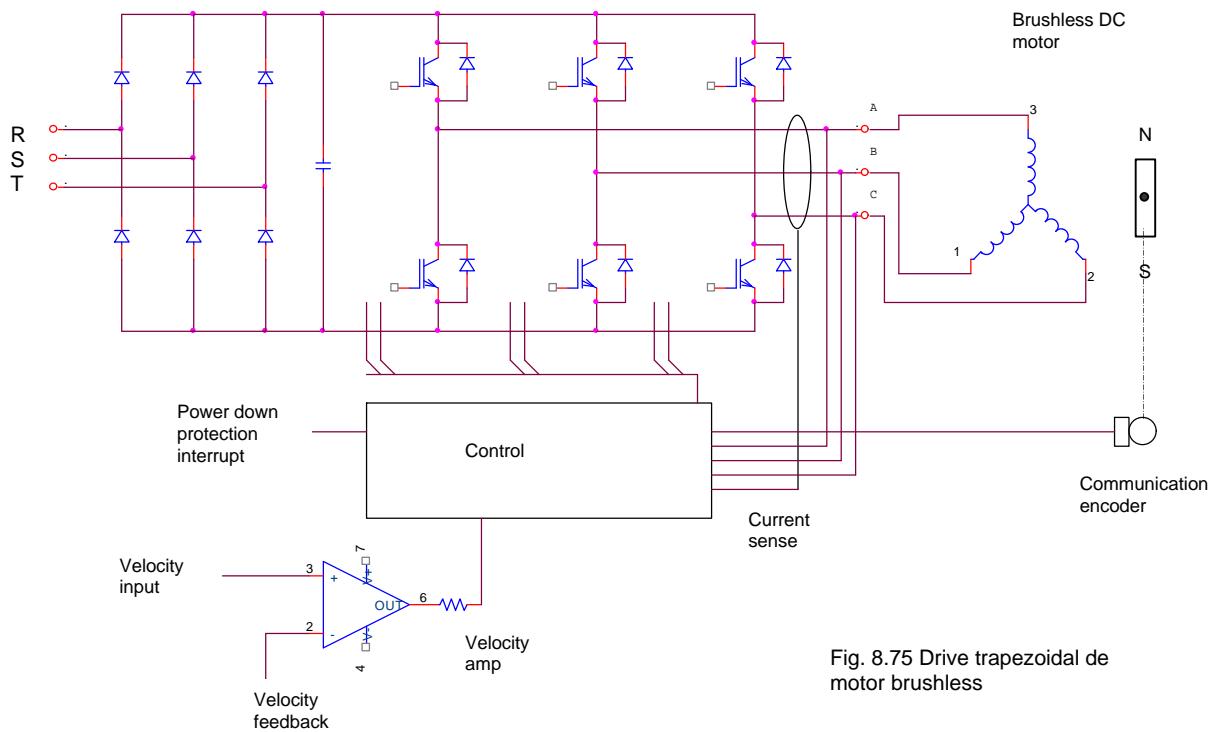


Fig. 8.75 Drive trapezoidal de motor brushless

El drive senoidal

Los motores brushless de onda senoidal pueden ser de dos o tres fases. En la fig. siguiente vemos un motor de dos fases, que utiliza dos llaves H para controlar la corriente en los dos arrollamientos del motor, y la etapa de potencia es semejante a la de un motor de D.C.

Este drive utiliza una etapa de control basada en un procesador digital, que toma en sus entradas las señales de paso y de sentido de rotación.

Al girar el rotor, el encoder debe generar corrientes en los dos arrollamientos que deben seguir un modelo de seno y coseno.

El drive mostrado en la fig. 8.76 utiliza un resolver (RDC) para detectar la posición del eje. Proveniente de este, obtendremos un valor que puede ser comparado con una tabla de referencia para determinar el valor de la corriente instantánea para cada posición particular del eje. Hay que tener en cuenta que la tabla de referencia solamente indicará corrientes relativas en los dos arrollamientos, el valor absoluto dependerá de la demanda del torque en el mismo instante. Así el procesador deberá multiplicar los valores seno y coseno por la demanda de torque para obtener el valor final de corriente en cada fase.

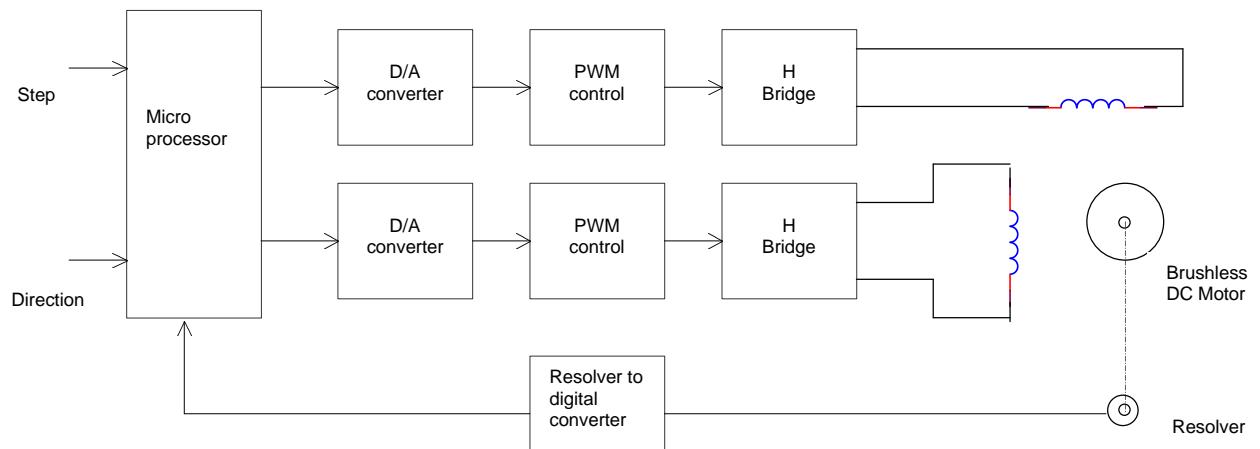


Fig. 8.76 Drive senoidal de motor brushless

Los valores resultantes alimentan a los conversores A/D, que producen una tensión análoga proporcional a la demanda de corriente. Esta señal alimenta a los dos PWM.

La información de conmutación para un drive senoidal puede ser obtenida también de un encoder óptico absoluto o incremental. Un encoder incremental será más barato, se tiene la misma resolución, pero requiere alguna forma de inicialización desde que se enciende hasta establecer un ángulo de 90° de torque requerido. Un drive de onda pseudo

senoidal, que utilice un encoder absoluto de baja resolución, puede ofrecer un bajo costo alternativo. El drive de onda pseudo senoidal tiene una mejor performance que el drive trapezoidal y un costo mas bajo que el sistema de onda senoidal de gran resolución estándar.

8.4.7.3. Aplicaciones de los motores síncronos autopilotados de alta potencia

Este tipo de motor se utiliza generalmente en el campo de las altas potencias, propias de los motores síncronos.

Algunas pueden ser:

- * Bombas de alta potencia, tales como las de alimentación de grandes generadores de vapor.
- * Bombas y compresores de muy alta velocidad, para poder eliminar el multiplicador de engranajes. Adoptando motores de rotor cilíndrico (liso) con construcción semejante a la de los turbogeneradores con dos polos y un inversor de 125 Hz se pueden lograr velocidades de 7500 rpm que son las que se encuentran en los compresores más rápidos. En la Fig. siguiente se puede ver las potencias límites en accionamientos con motor síncrono autopilotado por encima de 3000 rpm, máxima velocidad obtenible en forma convencional con un motor de 2 polos de 50 Hz.

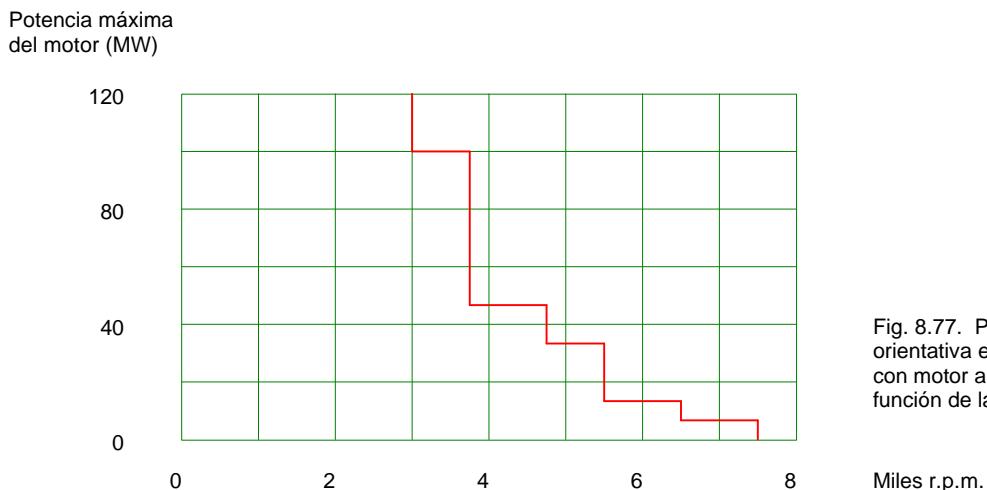


Fig. 8.77. Potencia máxima orientativa en accionamientos con motor autopilotado, en función de la velocidad.

- * Accionamientos de laminación de muy alta potencia.
- * Arranque de los grandes motores generadores síncronos que se instalan en las centrales de acumulación energética por bombeo.
- * Accionamientos de muy alta potencia funcionando en los cuatro cuadrantes.
- * Accionamientos de locomotoras, en reemplazo del motor de corriente continua.

En éste tipo de accionamientos, los convertidores no son normalizados y son diseñados y construidos a medida. Como no se necesitan frecuencias elevadas de pulsación, la ejecución es a base de tiristores, que son los semiconductores de más altas prestaciones de corriente y tensión. Generalmente se necesita el acoplamiento en serie y paralelo, o la aplicación de GTO.

La fig. siguiente muestra las distintas configuraciones posibles de aplicación de los convertidores.

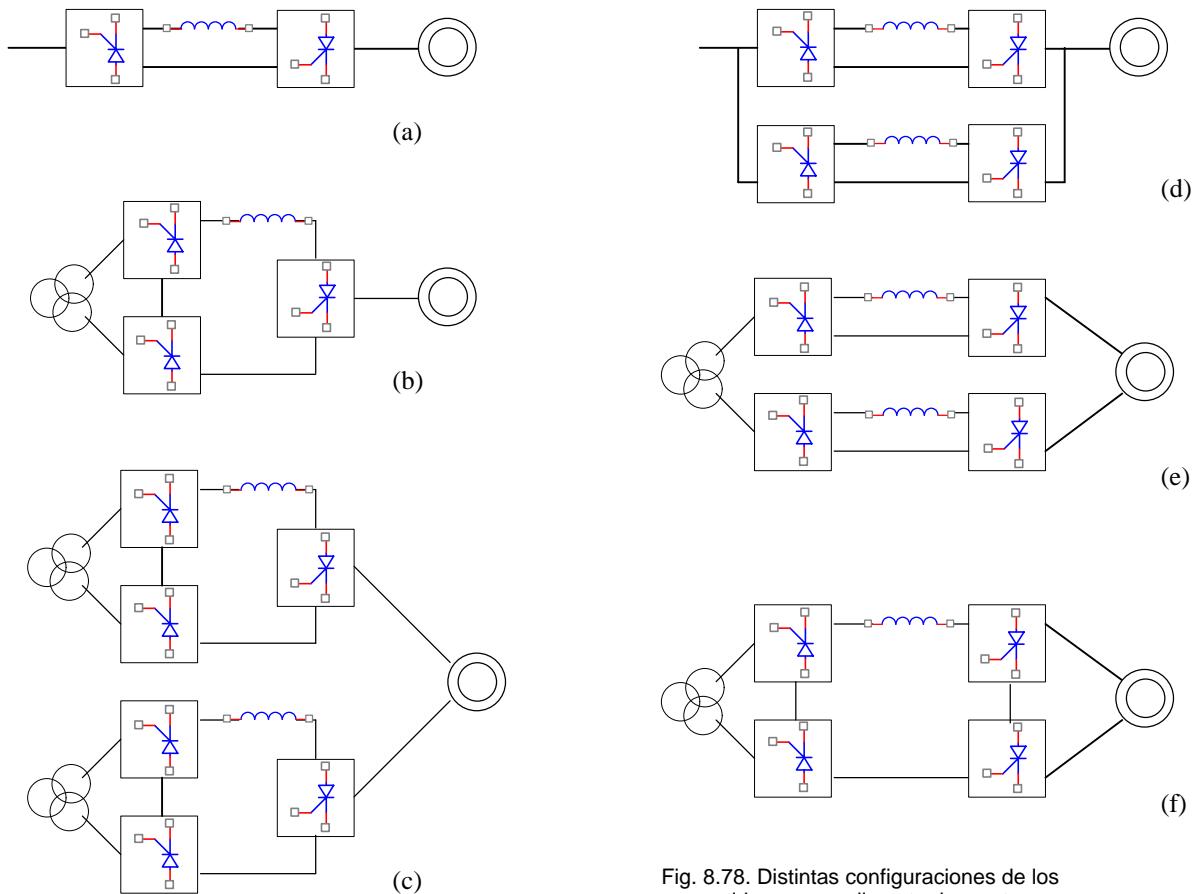


Fig. 8.78. Distintas configuraciones de los convertidores para alimentar los motores síncronos autopilotados.

Algunas aplicaciones de alta potencia acuden a un transformador de doble secundario con desfase de 30° eléctricos, con la ventaja de que reducir la distorsión en la red de alimentación. También en algunas disposiciones de altas potencias se emplean motores especiales de 12 fases.

8.4.8. Arranque del motor síncrono

A la frecuencia de la red, el par motor medio de un motor síncrono parado o en reposo es cero. El motor podría oscilar con una amplitud muy pequeña de 50 o 60Hz, pero la inercia de la máquina es demasiado grande para que la respuesta del motor inicie la rotación. Para arrancar el motor, la frecuencia deberá ser suficientemente baja con el fin de que la corriente y el campo estén en sincronismo. De otro modo, será necesario emplear métodos auxiliares de arranque. Un método muy sencillo es añadir un motor de inducción más pequeño al eje de carga con el motor en vacío. La máquina síncrona puede así acelerarse hasta alcanzar casi la velocidad síncrona, entonces se conecta a la red, y de ésta manera entrará en sincronismo. El motor de inducción puede luego ser desconectado. Otro método consiste en habilitar la máquina para que arranque como motor de inducción y luego funcione como motor síncrono. Otro método es, en los casos de motores con control de velocidad, utilizar el inversor con frecuencia ajustable para que arranque con frecuencia lo suficientemente baja. En esa situación, el motor puede girar medio ciclo mientras está en sincronismo con la corriente. El par motor es entonces unidireccional. Una vez que el motor ha sido puesto en sincronismo a baja frecuencia, la frecuencia de alimentación puede ser alimentada gradualmente y aumentará también la velocidad del motor.

8.5. Ejemplo: Control de un motor de inducción de AC usando el principio V/Hz y la técnica de modulación del vector espacial PWM, con el DSP TMS320C240 [21].

Application Report: SPRA284A
 Zhenyu Yu and David Figoli
DSP Digital Control System Applications
Digital Signal Processing Solutions
 April 1998



Resumen:

Se presenta una aplicación de los principios del control V/Hz constante aplicable a motores de inducción de AC trifásicos con la técnica de modulación del inversor llamada SVPWM (Space Vector PWM). Se mostrarán dos ejemplos: en lazo abierto y en lazo cerrado. El DSP utilizado es el TMS320C240.

8.5.1. Introducción:

Debido a los avances de los dispositivos de estado sólido y los microprocesadores, la variación de velocidad de los motores de inducción de AC ha hecho posible el control con resultado eficiente con bajo nivel de ruido en los drivers.

El principio V/Hz requiere que la magnitud de la tensión y frecuencia aplicadas al estator se mantengan en un radio constantes. Esto dará como resultado un control con un flujo magnético aproximadamente constante en un gran rango de operación, por lo que el par se podrá mantener aproximadamente constante durante un gran rango de velocidades. Cuando la respuesta transitoria es crítica, el convertidor de potencia permitirá un control simple de la tensión y corriente transitoria aplicada al motor para obtener una respuesta dinámica rápida.

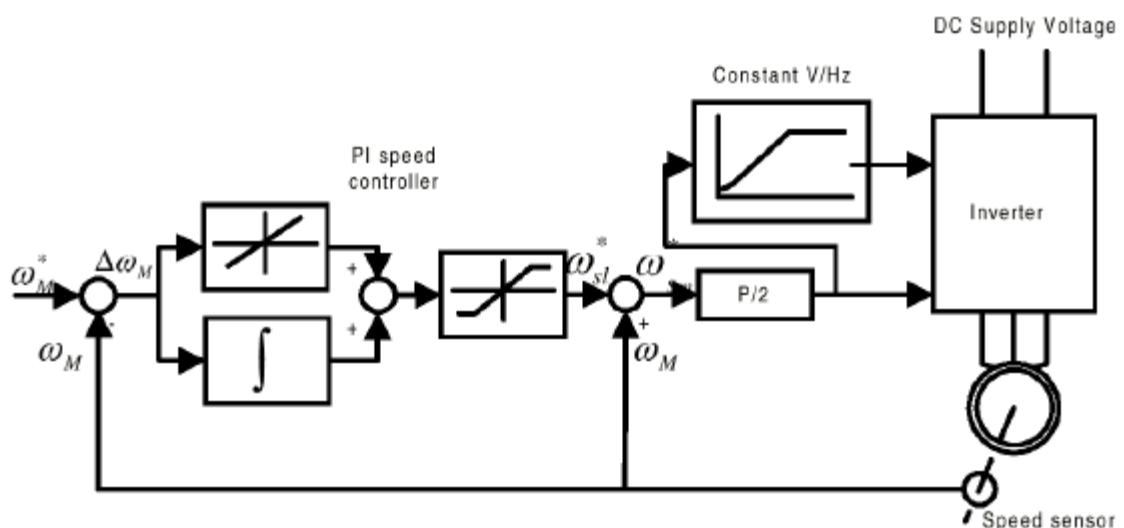


Fig. 8.79 Control de velocidad en lazo cerrado basado en el método V/Hz constante

Debido a que el flujo del estator se mantendrá aproximadamente constante, independientemente del cambio de la frecuencia de alimentación, el torque desarrollado dependerá solamente de la velocidad de deslizamiento:

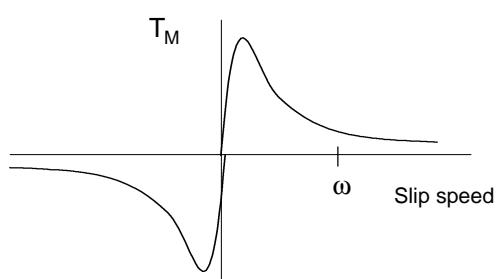


Fig. 8.80 Variación del par en función de la velocidad de deslizamiento

Por eso, regulando la velocidad de deslizamiento, el torque y la velocidad del motor de AC de inducción podrá ser controlado con el principio V/Hz constante. Esto será válido siempre y cuando la temperatura del rotor no haga variar en forma significativa el valor de la resistencia del rotor, y modifique las características de la curva par-velocidad.

Se puede implementar, entonces, el control de velocidad en lazo abierto y en lazo cerrado basados en éste principio V/Hz.

El control de velocidad en lazo abierto es usado cuando la precisión en la respuesta a la velocidad no es muy importante, casos tales como (HVAC: heating, ventilation and air conditioning) ventilación, calentamiento y aire acondicionado y sopladores. En este caso, la frecuencia de alimentación suministrada está determinada por la velocidad deseada y se asume que el motor seguirá la velocidad de sincronismo en forma aproximada. El error en la velocidad resultante del deslizamiento del motor se considerará aceptable.

Cuando se requiere precisión en la respuesta a la velocidad, se deberá implementar el control con lazo cerrado de velocidad con el principio V/Hz a través de regular la velocidad de deslizamiento. El controlador PI se utiliza para regular la velocidad de deslizamiento del motor y mantener la velocidad en el valor de referencia.

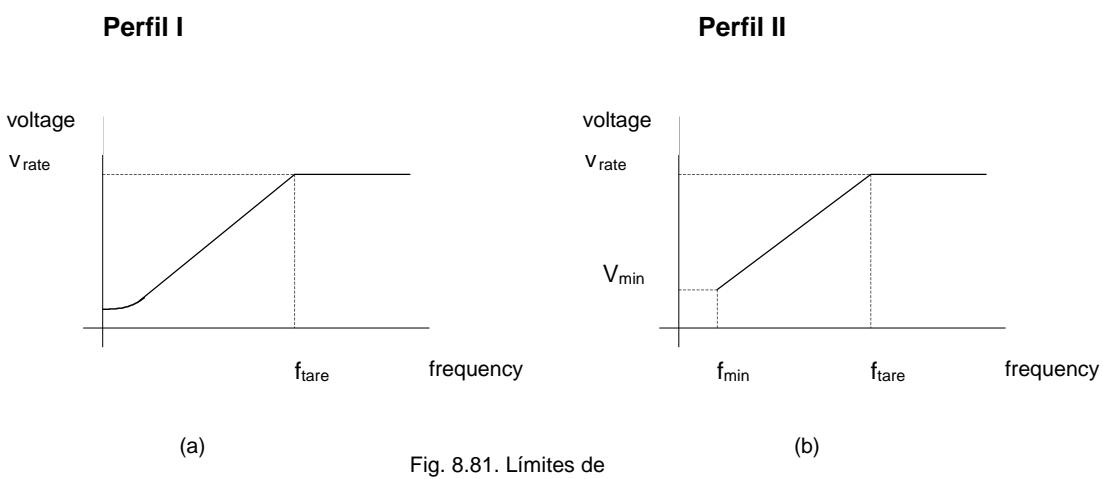


Fig. 8.81. Límites de utilización del control por V/Hz

Puede haber dos modos de funcionamiento:

Perfil I:

El caso (a) de la fig. anterior es usado, excepto que está impuesto el límite inferior de la frecuencia. Este caso es aceptable en aplicaciones tales como ventilación, y drivers de sopladores donde la respuesta de la velocidad no es crítica. Debido a que la tensión nominal es el valor de la tensión máxima aplicado al motor a la frecuencia nominal, es que ésta información deberá ser ingresada.

Perfil II:

Se ingresan los parámetros: V_{rate} ; V_{min} ; f_{rate} y f_{min} . Donde, el comando de la frecuencia se permite ir hasta f_{min} con la tensión V_{min} . En éste caso, el perfil V/Hz puede ser modificado para compensar el valor de la caída de tensión debida a la resistencia del estator y del inversor.

Técnica de modulación SVPWM (Space Vector PWM)

La estructura de un inversor de fuente de tensión de tres fases se muestra en la Fig. siguiente. V_a , V_b y V_c son las tensiones de salida aplicadas a los bornes del motor. Los transistores Q_{P1} a Q_{P6} son controlados por a , a' , b , b' , c y c' . Para el control del motor de inducción, cuando un transistor superior se satura, ej: cuando a , b , o c es "1", el correspondiente transistor inferior deberá estar en estado de bloqueo. Ej: el correspondiente a , b , o c es "0".

La relación entre la variable vectorial de conmutación $[a, b, c]^t$ y el vector de la tensión de línea $[V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^t$ está dado por:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

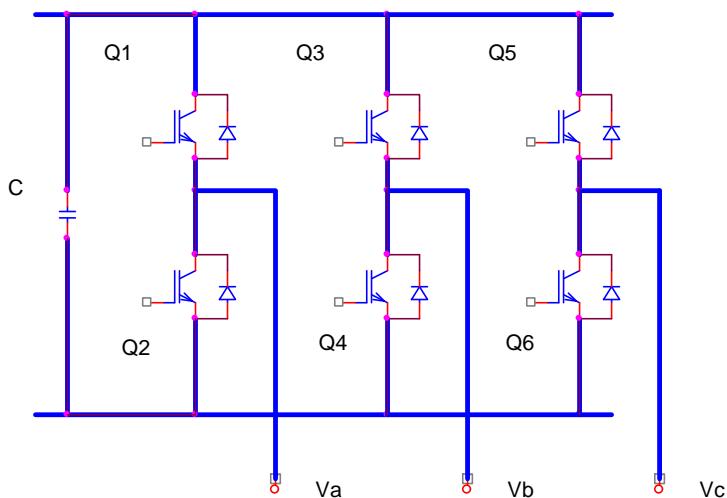


Fig. 8.82. Power Inverter

De la ecuación anterior se puede derivar en:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Como se puede ver en el diagrama del puente inversor de tres fases, hay ocho combinaciones posibles en el patrón de corte y saturación. Además se deberá tener en cuenta que en corte y saturación de los transistores superiores deberá ser opuesto al de los transistores inferiores.

Las ocho combinaciones y las derivadas tensiones de salida y fase se define en términos de la tensión de alimentación V_{dc} , según la tabla siguiente:

a	b	c	V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

TABLA 8.4
Patrón de conmutación
y tensiones de salida en
un inversor de tres
fases

El vector espacial PWM se refiere a la secuencia especial de conmutación del inversor. Este ha sido desarrollado para generar una señal trifásica con menor distorsión en la tensión y/o corriente de salida aplicadas a las fases de un motor de AC, y proveer un uso más eficiente de la tensión de alimentación en comparación con la técnica de modulación sinusoidal directa.

Asumiendo que (d, q) son los ejes horizontal y vertical del sistema de coordenadas del estator, entonces la transformación (d, q) representará la suma del vector espacial de tensión trifásico. Las fases de las tensiones correspondientes a las ocho combinaciones del patrón de conmutación pueden ser representadas por la ecuación:

$$T_{abc \rightarrow (d,q)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Esta transformación es equivalente a una proyección ortogonal de $[a, b, c]^t$ en un plano de dos dimensiones perpendicular en un vector $[1, 1, 1]^t$ (el plano equivalente d, q) en un sistema tridimensional, resultando en seis vectores distintos de cero y dos vectores con magnitud igual a cero.

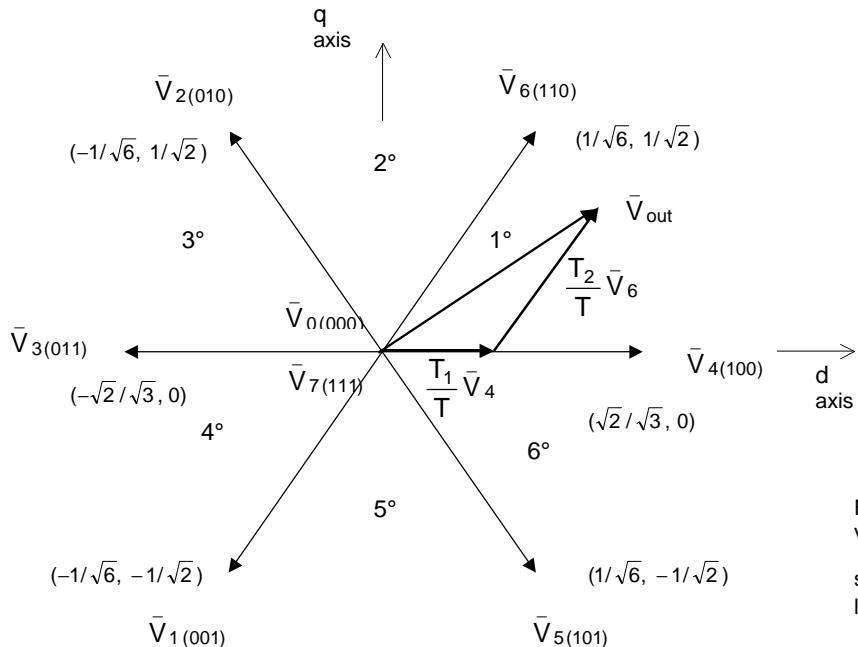


Fig. 8.83 Patrón de conmutación y vectores espaciales. Vector de salida \bar{V}_{out} como combinación de los vectores adyacentes.

Ejemplo: T_1 y T_2 son las duraciones de tiempo en cuales los vectores, por ejemplo, son aplicados \bar{V}_4 y \bar{V}_6 y T_0 el tiempo de duración de la tensión aplicada ($\bar{V}_{0(000)}$ o $\bar{V}_{7(111)}$) de valor cero. Cuando se conocen la tensión de referencia (salida de la transformación Park inversa) y los períodos de muestreo, el siguiente sistema hace posible determinar los correctos valores de 1 instante de tiempo T_4 , T_6 y T_0 .

$$\begin{cases} T = T_0 + T_1 + T_2 \\ \bar{V}_{out} = \frac{T_1}{T} \bar{V}_4 + \frac{T_2}{T} \bar{V}_6 \end{cases}$$

Bajo esas condiciones, el lugar del vector de referencia es el interior al hexágono donde sus vértices están formados por los bordes de los ocho vectores. La forma de onda del vector espacial PWM generado es simétrico con respecto al medio de cada periodo. El diagrama siguiente muestra las formas de ondas.

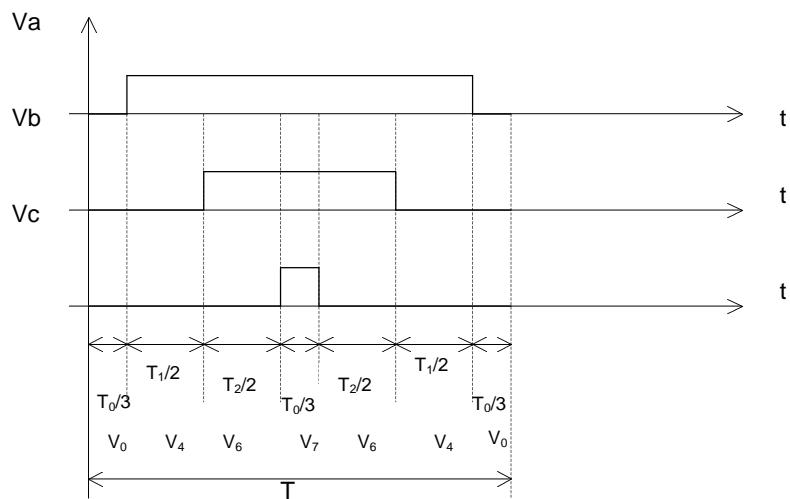


Fig. 8.84 Patrón de conmutación del vector espacial PWM simétrico en el sector 1°

Los vectores distintos de cero de los ejes del hexágono se muestran en la Fig. anterior. El ángulo entre un vector adyacente es de 60° . Los vectores iguales a cero están en el origen y aplican cero tensión en el motor. Los ocho vectores son llamados los vectores espaciales y son denotados por $\bar{V}_{4(100)}$, $\bar{V}_{6(110)}$, $\bar{V}_{2(010)}$,

$$\bar{V}_{3(011)}, \bar{V}_{1(001)}, \bar{V}_{5(101)}, \bar{V}_{7(111)} \text{ y } \bar{V}_{0(000)}.$$

La misma transformación puede ser aplicada a la salida de tensión deseada para conseguir la tensión de referencia del vector \bar{V}_{out} en el plano (d, q).

El objetivo de la técnica de vector espacial PWM es aproximarse al vector tensión de referencia \bar{V}_{out} a través de la combinación de ocho patrones de conmutación.

Una aproximación simple requiere que la salida promedio del inversor (en un periodo pequeño T) sea la misma que la tensión V_{out} en el mismo periodo. En la ecuación siguiente T_1 y T_2 son las respectivas duraciones en tiempo para los patrones de conmutación V_x y $V_{x \pm 60}$ que son aplicados en un periodo T , siendo $V_0 = V_4$,

$$V_{60} = V_6, V_{120} = V_2, V_{180} = V_3, V_{240} = V_1 \text{ y } V_{300} = V_5.$$

$$\frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} V_{\text{out}} = \frac{1}{T} (T_1 V_x + T_2 V_{x \pm 60}) \quad n = 0, 1, 2, \dots, T_1 + T_2 \leq T$$

Asumiendo que el periodo PWM es T_{PWM} , y es pequeño, el cambio de V_{out} será relativamente bajo, se puede obtener la siguiente ecuación:

$$\int_{nT}^{(n+1)T_{\text{PWM}}} V_{\text{out}} = T_{\text{PWM}} V_{\text{out}} = (T_1 V_x + T_2 V_{x \pm 60}) \quad n = 0, 1, 2, \dots, T_1 + T_2 \leq T_{\text{PWM}} \quad (8.215)$$

Aproximación de salida con los vectores espaciales básicos.

La ecuación anterior significa que por cada periodo de PWM, el valor de tensión de referencia V_{out} puede ser aproximado por el inversor en el patrón de conmutación V_x y $V_{x \pm 60}$ (V_{x-60}) para el periodo de duración de tiempo T_1 y T_2 respectivamente. Debido a que la suma de T_1 y T_2 es menor o igual que T_{pwm} , el inversor necesita tener un patrón 0 (000 o 111) insertado en el resto del periodo. $T_1 + T_2 + T_0 = T_{\text{pwm}}$
Por lo que,

$$T_{\text{PWM}} V_{\text{out}} = T_1 V_x + T_2 V_{x \pm 60} + T_0 (0_{000} \text{ o } 0_{111}) \quad n = 0, 1, 2, \dots, T_1 + T_2 \leq T_{\text{PWM}} \quad (8.216)$$

Notar que el tercer término de la ec. 8.215 no afecta a la suma del vector del lado izquierdo.

El vector de tensión de referencia V_{out} se obtiene a través del mapeado de la tensión trifásica deseada en el plano (α, β) a través de la transformada. Cuando las tensiones de salida son sinusoidales con un corrimiento de fase de 120° , V_{out} se transforma en un vector giratorio alrededor del origen del plano (α, β) con una frecuencia correspondiente a la deseada.

El desarrollo del hexágono formado por el vector espacial básico como se muestra en el circuito del inversor es el lugar de la tensión máxima V_{out} .

Por esto, la magnitud de V_{out} deberá estar limitada en el radio más corto de este desarrollo cuando V_{out} es un vector giratorio. Esto hará una magnitud de $V_{dc} / \sqrt{2}$ para V_{out} . El valor máximo rms de la tensión fundamental entre fases y entre fase y neutro es de $V_{dc} / \sqrt{2}$ y $V_{dc} = \sqrt{2} V_{\text{nominal}} V_{dc} / \sqrt{6}$, el cual es $2 / \sqrt{3}$ veces mayor que una técnica PWM sinusoidal puede generar. Por lo tanto, la tensión de la barra de alimentación del inversor V_{dc} necesaria para la tensión del motor nominal está determinada por $V_{dc} = \sqrt{2} V_{\text{nominal}}$.

Implementación:

Para su implementación es necesario cumplir los siguientes pasos:

Configurar los timers y comparar las unidades para generar una salida modulada simétrica o asimétrica;

- Conocer rango de velocidad deseado, dato que será aplicado como comando de velocidad si se utiliza control con lazo abierto;
- Medir la velocidad de realimentación si se utiliza un control con lazo cerrado;
- Obtener el rango del comando de frecuencia para el control de velocidad si se implementa el con lazo cerrado;
- Obtener el rango del comando de tensión para el vector V_{out} basado en el perfil V/Hz ;
- Obtener la fase de V_{out} basado en el comando de frecuencia;
- Determinar en qué sector se encuentra el diagrama vectorial de V_{out} ;
- Descomponer V_{out} para obtener T_1 , T_2 y T_0 ;
- Determinar el patrón de conmutación o la secuencia a ser utilizada y los valores de comparación con la carga calculados en los correspondientes registros.

El DSP que se deberá implementar debería tener todos los timers y comparadores necesarios para el PWM. Por ejemplo, el TMS320C240 cumple con todos los requerimientos necesarios y suficientes para permitir una fácil implementación para diferentes algoritmos de control de motor y técnicas de PWM.

8.5.2. Lazo abierto.

Hay dos grandes temas que deberán resolverse para poder implementarse la técnica SVPWM.

Una es cómo generar o representar el vector de la tensión de referencia V_{out} dado un comando de frecuencia y la magnitud de la tensión de referencia.

El otro tema es determinar el patrón de conmutación basado en éste vector de tensión de referencia.

El mayor característica de ésta implementación está basada en la integración de 32-bits para obtener la fase del vector de tensión de referencia, el cálculo del cuadrante para calcular el seno y el coseno, el sector basado en la tabla para la descomposición de la matriz. El GP timer 1 se usará como base de tiempos para la generación del PWM de salida con la unidad de comparación. El GP timer 2 se usará para generar el periodo de muestreo independientemente de la frecuencia. Sin embargo, se utilizará una frecuencia de muestreo de 25 KHz. El diagrama de flujos siguiente muestra la implementación. Se utiliza un canal ADC en la entrada del comando de velocidad. Se asume que la exactitud de respuesta frente al comando de velocidad no es muy importante, como el caso de soplares/ventiladores.

Los principales pasos en esta implementación son:

- Integrar el comando de velocidad para lograr la fase (llamada Theta) del vector de referencia;
- Determinar el cuadrante en que se encuentra el vector de referencia, mapear el ángulo theta al primer cuadrante y grabar los signos de corrección de SIN(theta) y COS(theta);
- Usar el valor del ángulo Theta para obtener SIN(theta) y el COS(theta), y las componentes de d y q del vector de tensión de referencia;
- Determinar el sector, S , en que se encuentra el ángulo theta;
- Usar S basado en la tabla observada para encontrar la descomposición de la matriz y descomponer el vector de tensión de referencia;
- Usar S basado en la tabla observada para determinar cuál es el canal que conmuta primero, segundo y tercero y cargar los registros comparados con los valores apropiados.

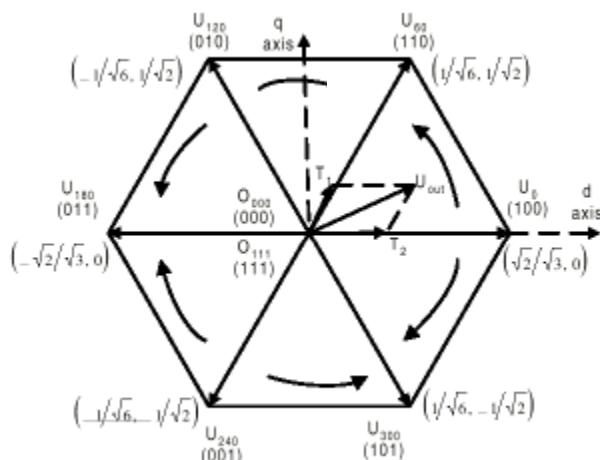


Fig. 8.85 Lugar del vector espacial

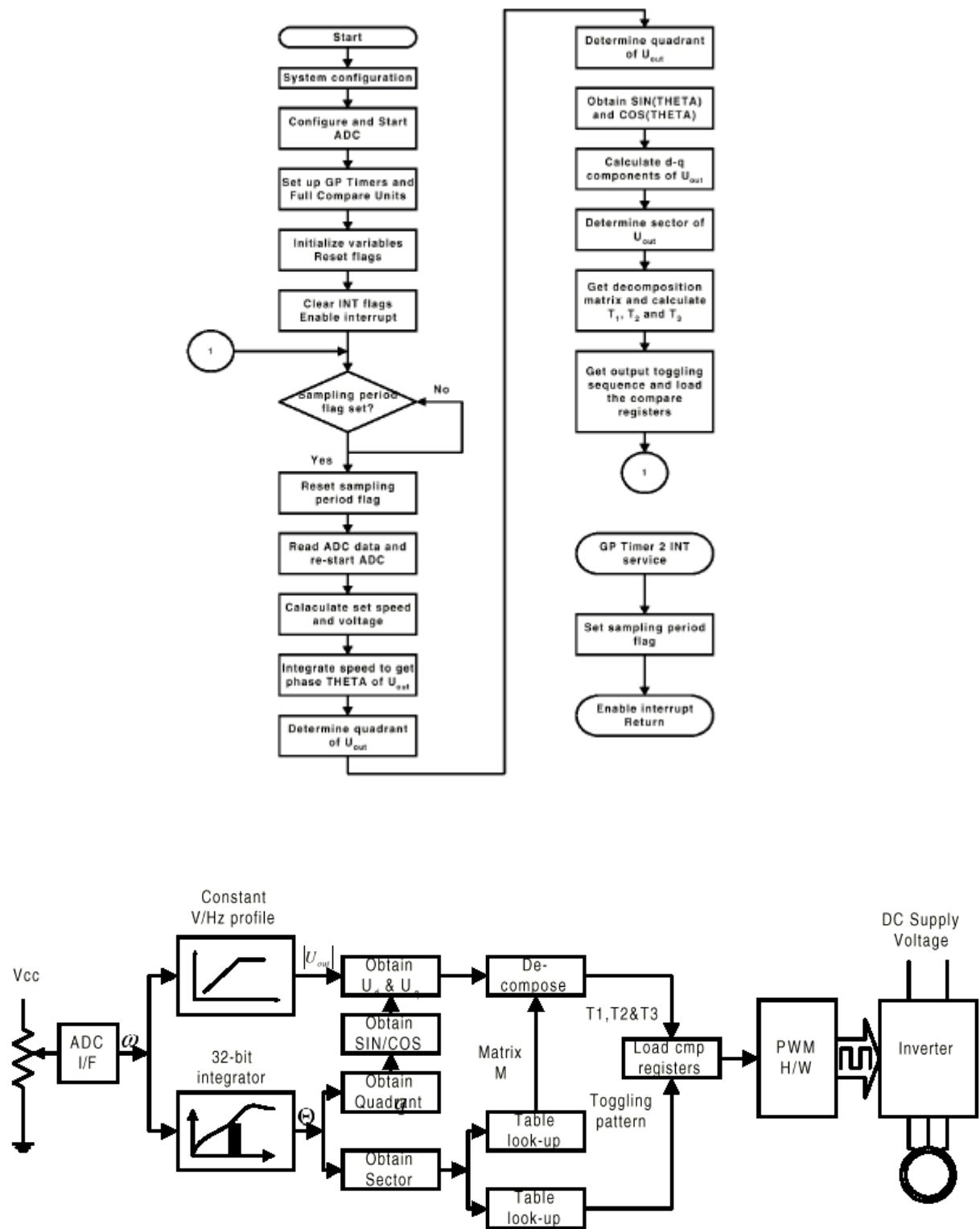
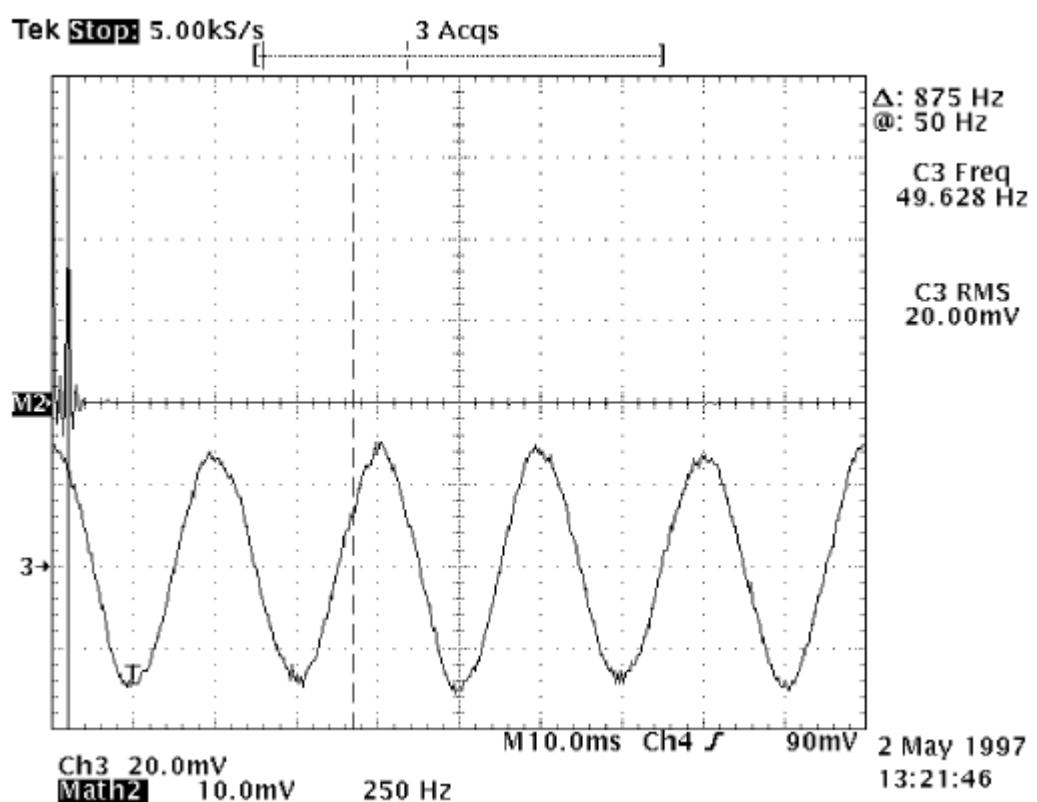
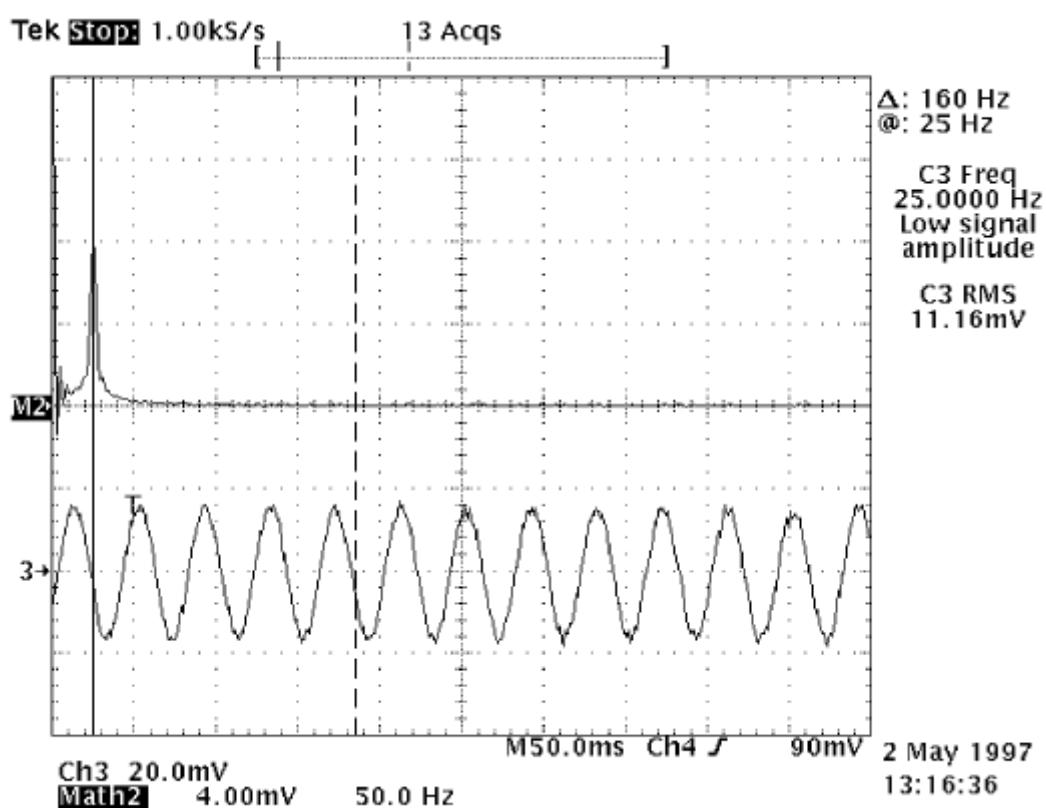


Fig. 8.86 Diagrama en flujo del control con la técnica SVPWM en lazo abierto

Resultados experimentales

Las siguientes figuras muestran la forma de onda de corriente y el espectro obtenido en su implementación. Se utiliza un motor con un ventilador como carga con un DSP TMS320C240/F240 EVM. El motor es de inducción de tres fases de 4 polos con los valores nominales de 60Hz, 144V, y 1/3hp.

Como puede verse, hay muy poco contenido armónico.



8.5.3. Lazo cerrado de velocidad.

En el control por lazo cerrado de velocidad, la técnica de PWM es la misma. El control de velocidad está basado en un controlador PI clásico. La descripción se divide en cuatro secciones:

- 1) Análisis del software
- 2) Implementación del SVPWM
- 3) Medición de la velocidad de rotación en el eje del motor
- 4) Control del lazo cerrado de velocidad

Análisis del software

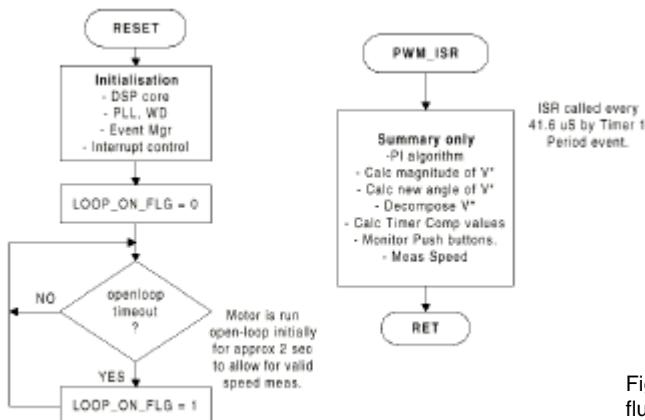


Fig. 8.87. Diagrama de flujos del control

La aplicación S/W está manejada por una rutina de servicio de interrupción (ISR). Como se muestra en el diagrama de flujos anterior, el código principal (ejemplo: background loop) consiste simplemente en la rutina de inicialización del DSP (ejemplo: PLL, watchdog, control de interrupción, y dirección de eventos) un loop timeout que permite arrancar al motor en lazo abierto en una duración de tiempo fijada hasta que el controlador PI de lazo cerrado comience a funcionar. El PWM ISR será invocado cada 41.6uS (24KHz) por la bandera de periodo de evento en el TIMER 1 del director de eventos.

El diagrama de flujos de la Fig. anterior muestra el flujo completo del PWM_ISR. La mayor parte del código es "in-line", con excepción de los tres bloques principales, que son:

- * El algoritmo PI está en by-pass hasta que el LOOP_ON_FLAG esté en set, una vez que el transcurre el tiempo de arranque.
- * No serán considerados los botones de presión up/down que controlan la velocidad del motor (interrogación por cada ciclo ISR) hasta que los botones PB1 o PB2 no estén presionados (por ejemplo).
- * El periodo de medición del eje del motor y cálculo de la velocidad estarán hechos sólo cuando la bandera de captura 1 se active indicando una pendiente de subida válida detectada del sensor de efecto hall.

Debido a que se invoca sólo un ISR cada 41,6 μ s todos los algoritmos mostrados en el diagrama de flujo anterior hace un uso común con una velocidad de muestra de 24kHz.

Aunque esta velocidad puede ser apropiada para la generación de la técnica SVPWM, puede ser insuficiente para el lazo de velocidad PI, la medición del eje del motor, y las demás operaciones que deberá realizar. Por eso, la estructura de interrupción múltiple con manejo de prioridades y sincronización deberá poder hacer posible el funcionamiento.

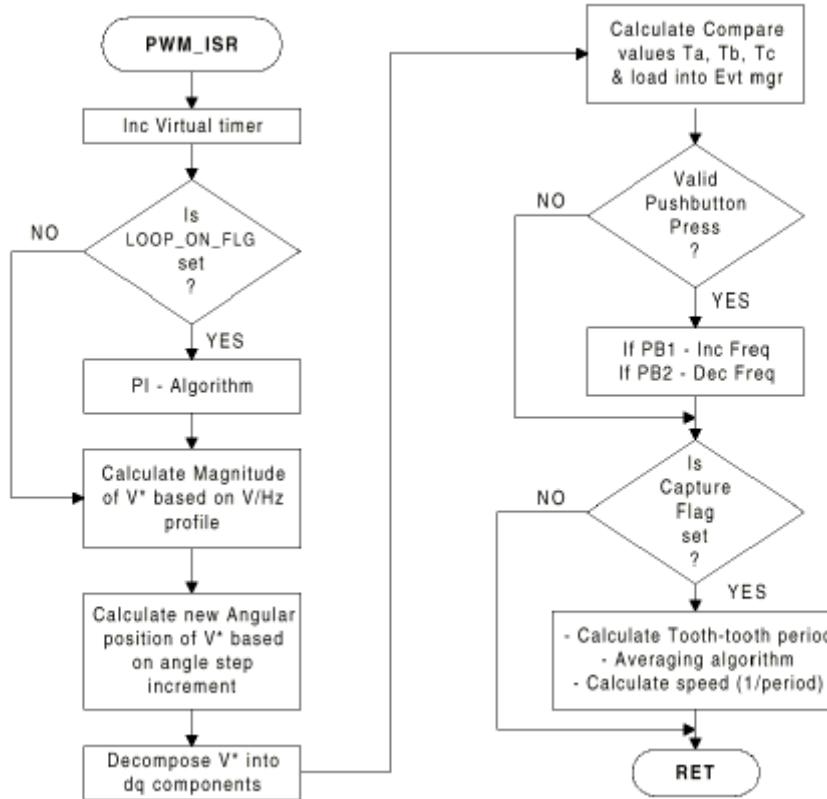


Fig. 8.88. Diagrama de flujos del control

La siguiente tabla muestra la cantidad de ciclos que toma para completar cada bloque del ISR y el ancho de banda del DSP CPU utilizado para la aplicación completa.

S/W block	# cycles	# uS @ 50nS (20 MIPS)	% CPU loading
Volts/Hz profile	24	1.20	2.88
V* positioning & decomposition	33	1.65	3.96
Compare value calculation & transform	53	2.65	6.37
Push button debounce & action	32	1.60	3.85
Period measurement & speed calculation	114	5.70	13.70
PI-loop algorithm	28	1.40	3.37
Misc overhead	43	2.15	5.17
Total	327	16.35 μ s	39.3 %

TABLA 8.5:
CPU Cycles of Major Program Blocks

Implementación del SVPWM

Para lograr la variable de conmutación del vector $[a,b,c]^t$ correcta es necesario tres elementos:

* **Generación del vector de referencia:** Esto requiere el posicionamiento preciso del vector de referencia V_{out} (a veces llamado V_{ref}) con respecto al plano d-q mostrado en la Fig. siguiente. Esto implica un control preciso de la velocidad de rotación ω_M y la magnitud de este vector.

* **Descomposición del vector de tensión de referencia:** Para una posición del vector V_{out} en el plano d-q dada, este deberá ser descompuesto (transformado) a las variables apropiadas de commutación (a, b, c).

* **Realización del patrón de commutación PWM:** Los valores de V_{out} comparados y calculados por el director de eventos C240 se descomponen apropiadamente para la generación de los pulsos.

Generación del vector de tensión de referencia

Para una posición precisa del vector de referencia V_{out} en espacio y tiempo, es necesario un control preciso del módulo del vector (también llamado índice de modulación M) y del ángulo.

El objetivo aquí es rotar V_{out} en el plano d-q en una velocidad angular dada (frecuencia ω). Esta velocidad angular representa la velocidad de desplazamiento del ángulo eléctrico de la máquina de inducción. La magnitud M del vector controla la tensión pico de línea resultante que es suministrada por el inversor.

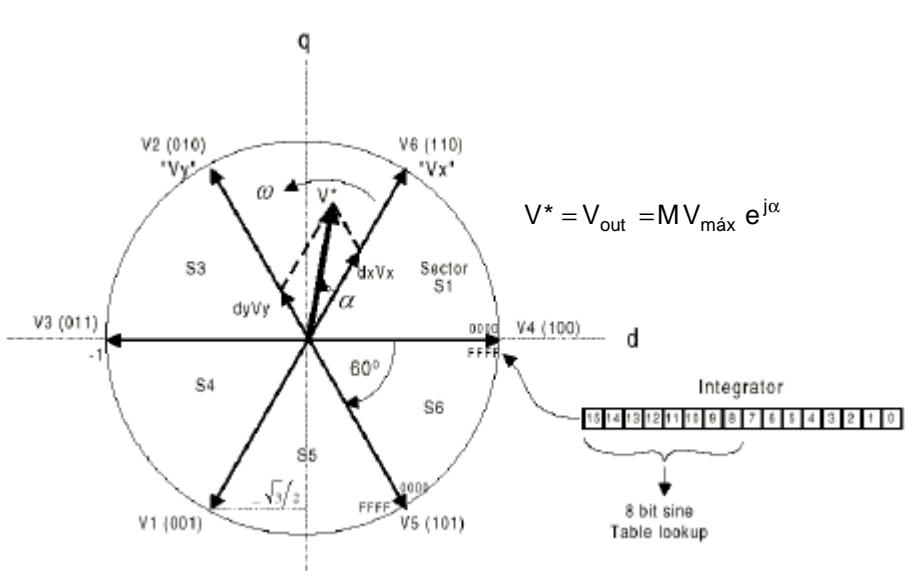


Fig. 8.89. Generación y representación del vector de referencia de tensión

Como se muestra en la Fig. anterior, se necesita el seno de α para descomponer el vector de la tensión de referencia a los vectores espaciales básicos. Debido a que esta descomposición es en cantidad idéntica en los seis sectores, sólo será necesaria una tabla de 60° . Para completar la vuelta completa (360°) la tabla deberá ser ciclada seis veces.

Para un paso de frecuencia angular dado (en ciclos /s) de V_{out} se usa la ecuación:

$$\omega = \frac{\text{STEP} * f_s}{6 * 2^m} \quad (8.217)$$

donde

f_s = frecuencia de muestreo (ej, freq. Del PWM)

STEP= ángulo de incremento de paso

m= #bits en el registro de integración

En la implementación del software pueden darse como ejemplo, $f_s = 24\text{KHz}$, $m=16$ bits & STEP en rangos desde 0 → 2048.

La tabla siguiente muestra un ejemplo del resultado de la frecuencia obtenida para varios valores STEP.

STEP	Freq (Hz)	STEP	Freq (Hz)	STEP	Freq (Hz)
1	0.061	600	36.62	1700	103.76
20	1.22	700	42.72	1800	109.86
40	2.44	800	48.83	1900	115.97
60	3.66	900	54.93	2000	122.07
80	4.88	1000	61.04	2100	128.17
100	6.10	1100	67.14	2200	134.28

TABLA 8.6:
Frequency mapping

En la tabla anterior se puede ver que el valor de STEP=1 da un valor de frecuencia de 0.061 Hz, y este valor define la resolución de la frecuencia. Por ejemplo, la frecuencia de la línea puede ser controlada mejor que en 0,1 Hz.

Para una frecuencia f_s dada la resolución está determinada por el número de bits del registro de integración. La tabla siguiente muestra la resolución teórica resultante para varios valores de m .

M (# bits)	Freq. res.(Hz)	M (# bits)	Freq. res.(Hz)
8	15.6250	17	0.0305
12	0.9766	18	0.0153
14	0.2441	19	0.0076
16	0.0610	20	0.0038

TABLA 8.7:
Resolution of
frequency mapping

Otro parámetro importante es el tamaño de la tabla de datos (lookup table). Esta afecta directamente en la distorsión armónica producida en la señal sinusoidal sintetizada.

Se usará, entonces, una tabla de 256 valores en un rango de 60° . Esto hará un ángulo de resolución de $60^\circ/256=0.23^\circ$.

También se podría agregar alguna técnica de interpolación para lograr mayor exactitud.

Descomposición del vector de referencia

La Fig. anterior muestra los seis vectores (V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 & V_6) que representan la tensión línea-neutro para varias combinaciones de conmutación de [a, b, c]. En un tiempo dado, el inversor deberá producir solo uno de esos vectores. Los otros dos vectores en la Fig. no mostrados son V_0 y V_7 y son los vectores de valor cero correspondiente a los estados de las variables de conmutación 0 (000) y 7 (111), dando como resultado:

$$V^* = V_{\text{out}} = d_x V_x + d_y V_y + d_z V_z$$

donde V_z es por ejemplo, el vector cero, y d_x , d_y y d_z son las proporciones de los estados X, Y y Z en el intervalo de tiempo del PWM. La relación será tal que sumado en el 100% del periodo, por ejemplo: $d_x + d_y + d_z = 1$.

El vector V_{out} puede ser definido también como:

$$V^* = V_{\text{out}} = M V_{\text{máx}} e^{j\alpha} = d_x V_x + d_y V_y + d_z V_z \quad (8.218)$$

donde M es el índice de modulación.

Descomponiendo V^* en sus componentes dq se puede ver que:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos(\alpha) = d_x + \frac{1}{2} d_y \quad (8.219)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} M \operatorname{sen}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{2} d_y \quad (8.220)$$

resolviendo para d_x y d_y se obtiene;

$$d_x = M \operatorname{sen}(60 - \alpha) \quad (8.221)$$

$$d_y = M \operatorname{sen}(\alpha) \quad (8.222)$$

Estas ecuaciones se aplican a algún sector, desde el sector de referencia d-q, debido que no tiene una orientación específica en el espacio, puede ser alineado con un vector base. Esta es la razón por la que sólo es necesario la implementación de la base de datos de un sector, correspondiente a 60° .

Se listan algunas operaciones importantes:

* se calcula d_x & d_y desde la tabla de seno;

* el formato final para d_x y d_y está en Q_0 , por eso un integrador compara los valores obtenidos;

* El índice de modulación M es derivado del perfil V/Hz basado en el punto de frecuencia ajustado desde el tablero de entrada up/doun;

* Debido que no se hace distinción entre los sectores de cálculo d_x y d_y , es necesario mantener el sector del puntero de manera tal que se obtengan los valores apropiados de T_a , T_b y T_c .

Realización del patrón de conmutación PWM

Una vez que se calcula la relación de trabajo de PWM d_x , d_y y d_z , se comparan con los registros del director de eventos, y se genera el patrón de conmutación. Un ejemplo de este tipo de señal se muestra en la Fig. siguiente:

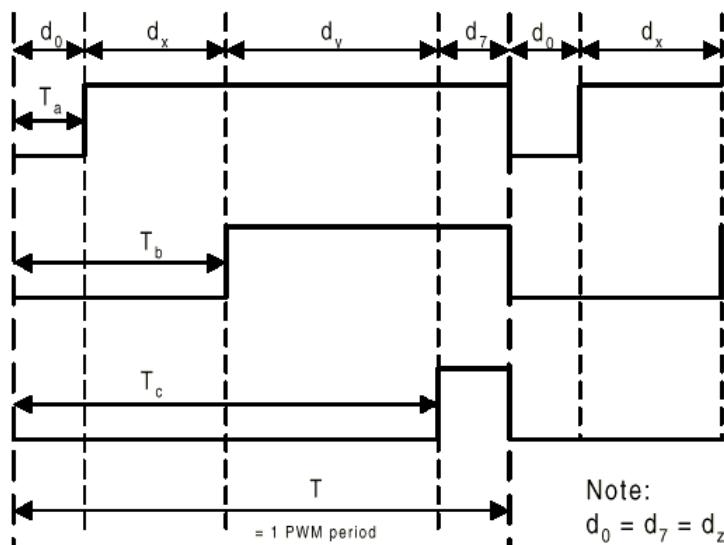


Fig. 8.91. Implementación del patrón de conmutación del PWM. Modo asimétrico.

Será necesario obtener tres señales (T_a , T_b y T_c) en el cálculo de cada período de PWM ($T=41.6 \mu\text{s}$). De la Fig. anterior se puede deducir que:

$$T_a = (T - dx - dy)/2 \quad (8.223)$$

$$T_b = dx - T_a \quad (8.224)$$

$$T_c = T - T_a - T_b \quad (8.225)$$

Se deberá, entonces, calcular la señal PWM resultante a partir de los valores calculados de dx y dy .

El patrón de conmutación de la Fig. anterior es asimétrico. Sin embargo, se puede generar un patrón simétrico.

Generalmente el patrón simétrico genera menos armónicos de corriente y tensión en el motor que el asimétrico.

Sin embargo, el PWM asimétrico tiene una resolución el doble mejor comparada con el simétrico en un tiempo fijado.

Verificación del algoritmo del SVPWM

El funcionamiento correcto del algoritmo de generación del SVPWM puede verificarse con un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de $f_c @ 1000\text{Hz}$ y revisar su resultado en el osciloscopio.

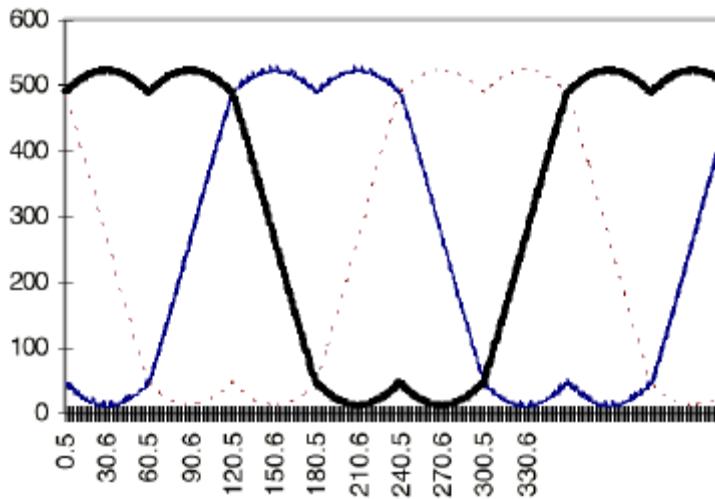
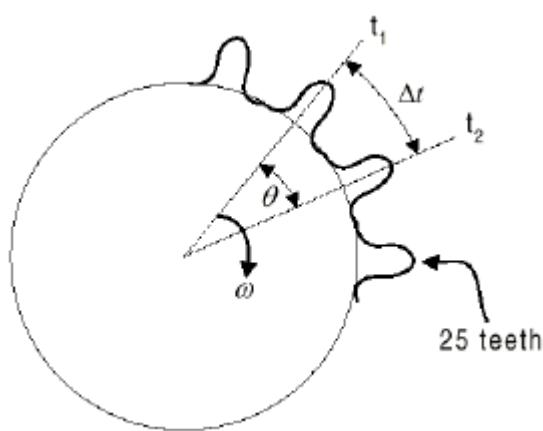


Fig. 8.92. Forma de onda de salida para las tres fases generada por la modulación SVPWM

Medición de la velocidad en el eje del motor

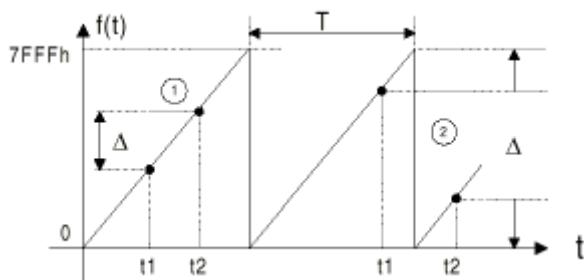
Para tener el control de velocidad por lazo cerrado en el eje del motor, se requiere el valor de la velocidad actual. Una posibilidad es la utilización de un piñón con 25 dientes adosado al eje del motor y un sensor de efecto hall.



$$\begin{aligned}\Delta t &= t_2 - t_1 \text{ segundos} \\ \theta &= \frac{360}{25} = 14.4^\circ \\ \omega &= \frac{1}{\sum_{n=1}^{25} \Delta t_n} \text{ rev/seg.}\end{aligned}$$

Fig. 8.93. Medición de la velocidad con piñon

La figura anterior muestra los detalles físicos asociados con el piñón y cómo está relacionado éste con la velocidad angular. La salida del sensor de efecto hall es un tren de pulsos, entregando 25 pulsos/rev. Para reducir las fluctuaciones, el programa deberá tomar el promedio de las últimas 25 mediciones cada vez que se detecta un nuevo pulso.



caso 1:

$$f_{(t_2)} \geq f_{(t_1)}$$

$$\Delta = f_{(t_2)} - f_{(t_1)}$$

caso 2:

$$f_{(t_2)} \leq f_{(t_1)}$$

$$\Delta = 1 + f_{(t_2)} - f_{(t_1)}$$

Nota: sólo verdadero si $t_2 - t_1 < T$

Fig. 8.94. Cálculo de la velocidad

Los eventos serán seleccionados con el flanco ascendente del tren de pulsos. La Fig. anterior muestra el interés en la medición, orientado en el delta tiempo D entre eventos aplicado al Timer 1 (por ejemplo). El eje vertical $f(t)$ representa el valor del contador el cual está corriendo en forma continua en modo ascendente y “reseteadó” en el registro =7FFFh.

Lazo cerrado para el control de velocidad

El lazo cerrado de velocidad es un PI implementado en el dominio discreto (Z). Un controlador PI en el dominio delta continuo está dado por:

$$G_{(S)} = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Hay un número de reglas de integración numéricas que se pueden usar en forma aproximada en el controlador integral K_i / s .

Hay tres métodos básicos para aproximar numéricamente el área de una función.

1. Trapezoidal
2. Rectangular forward
3. Rectangular backward

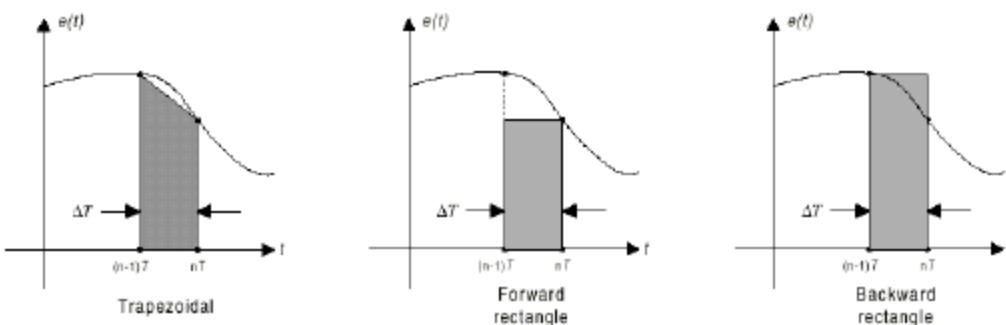


Fig. 8.95 Distintas maneras de implementar un integrador digital

Es claro que si se incrementa la velocidad de muestreo, $\Delta T \rightarrow 0$, y los tres métodos producen un buen resultado. En una implementación particular, si se usa una velocidad de comutación de 24 KHz, $\Delta T = 41.6\mu s$. Debido a que se elige una alta velocidad de muestreo, la elección del método de integración no tiene mucha importancia.

El diagrama en bloques general puede ser:

Se puede observar en la Fig. anterior que:

- * Las variables w_{sp} (set speed), w_{fb} (speed feedback) & w_e (speed error) están representadas en el formato correspondiente (Q31).
- * La ecuación diferencial de la parte del integrador $Y_n = Y_{n-1} + K_i e_n$ está realizada con una precisión de 32 bits, el registro de integración o acumulación está en formato Q31, definido como una cantidad de 32 bits. El comando de velocidad ω^* es convertido al formato Q_0 en un rango de 0 → 2048, correspondiendo a un rango de entrada de 0 a 125 Hz. ω^* es el ángulo de paso usado para ubicar V^* en el plano d-q.
- * ω^* se usa también para calcular el índice de ondulación M por el perfil V/Hz. El bloque de perfil V/Hz consiste de 3 secciones. Hay un límite superior e inferior y un rango proporcional entre el rango de ω_1 a ω_2 . Cada valor de ω^* es mapeado al correspondiente valor de M .
- * El controlador PI corre en lazo abierto por los primeros 2 seg., luego arranca de manera tal que se permita al motor correr hasta el valor de velocidad válida para el sensor de efecto hall.
- * En la implementación final los valores de las constantes K_i & K_p se seleccionan por ensayo y error. Inicialmente se eligen de un valor bajo y se van incrementando (uno a la vez) hasta llegar a la inestabilidad (oscilaciones o penduleos).

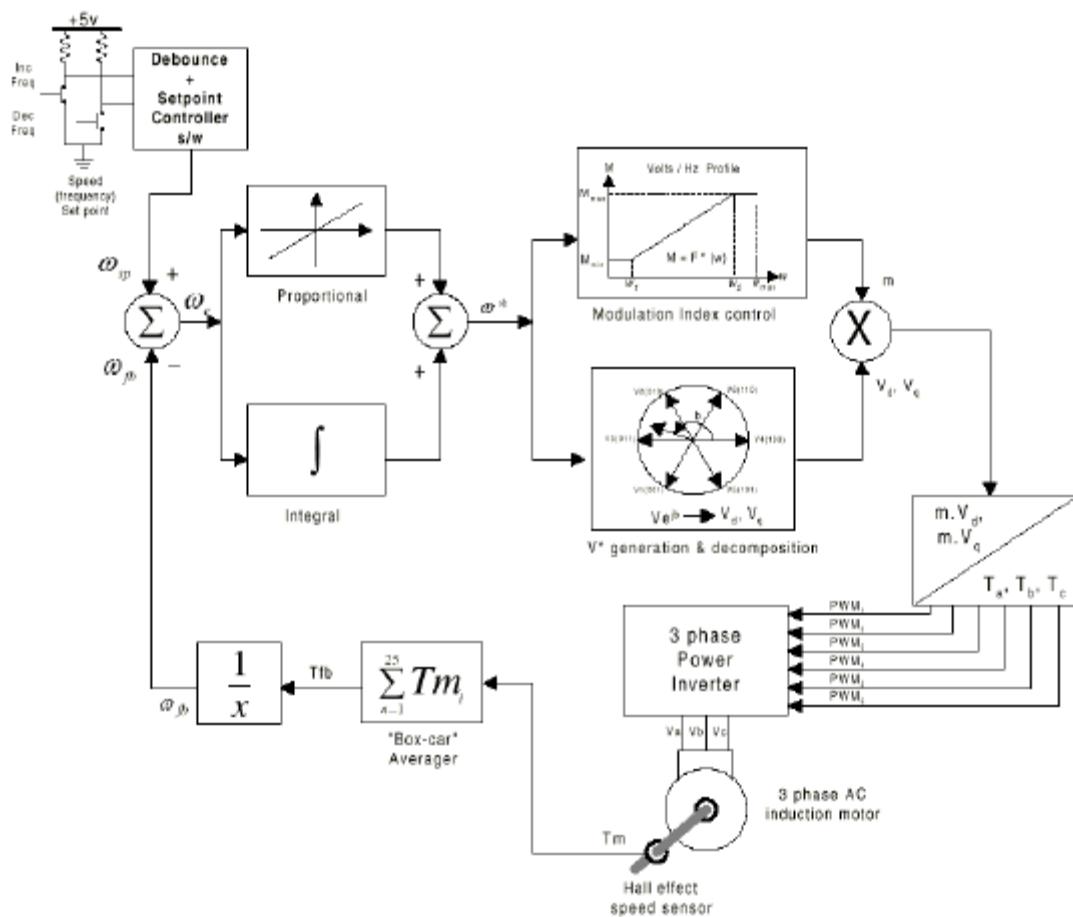


Fig. 8.96 Diagrama en bloques general

Resultados experimentales

Las siguientes figuras muestran la forma de onda de corriente y el espectro obtenido en su implementación de lazo cerrado. Se utiliza un motor con un ventilador como carga con un DSP TMS320C240/F240 EVM. El motor es de inducción de tres fases off-the-shelf GE con los siguientes valores nominales de 60Hz, 220V, 1/4hp y un convertidor de potencia de International Rectifier. Como puede verse, hay poco contenido armónico presente en los espectros de corriente.

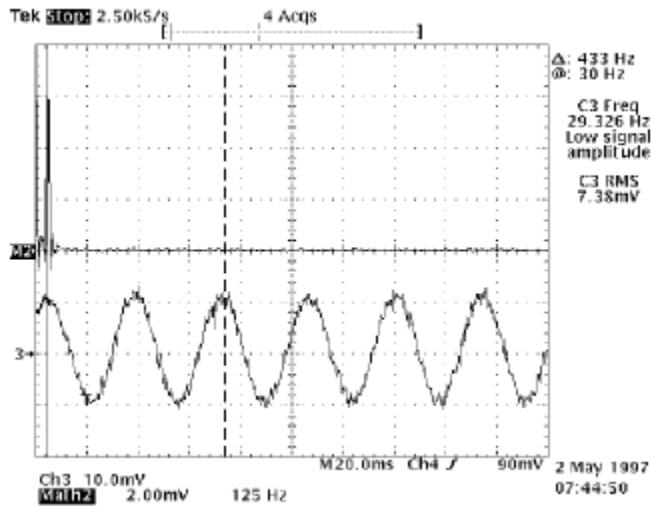


Fig. 8.97. Corriente y espectro de corriente del motor obtenida con la implementación de lazo cerrado. $f_{in} = 30 \text{ Hz}$

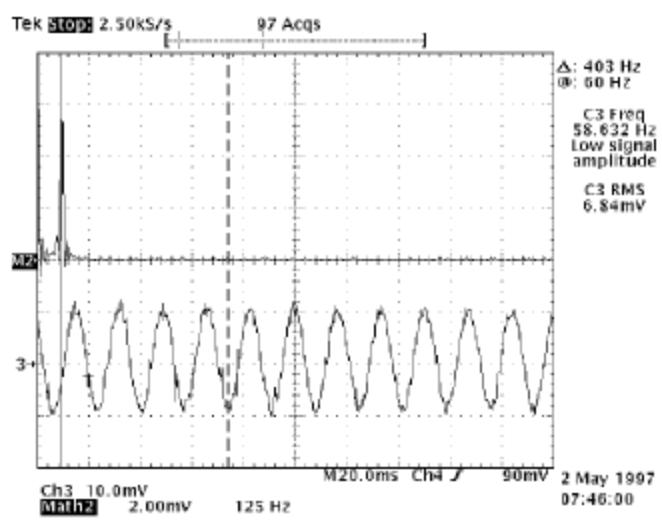


Fig. 8.98. Corriente y espectro de corriente del motor obtenida con la implementación de lazo cerrado. $f_{in} = 60 \text{ Hz}$

Nota:

- ✓ Por más ejemplos de control escalar y vectorial para motores de CA de inducción y síncronos, ver CD1 de la cátedra de Electrónica de Potencia, la carpeta de Texas Instruments (*Applications Report*).
- ✓ Por más detalles teóricos y de construcción, medición, teoría de funcionamiento de los motores de DC y AC en general, ver CD2 de la cátedra de Electrónica de Potencia, carpeta: Ned Mohan, *Electric Drives*.

8.6. Bibliografía

Electrical Drives:

- [1] Werner Leonhard, *Control of Electrical Drives*; 3rd edition; Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 2001
- [2] Mohan, Undeland, Robbins, *Power Electronics: Converters and Applications and Design*, John Wiley & Sons, 2003
- [3] Muhammad H. Rashid, *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, 2da edición Prentice Hall, 1995
- [4] Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, 2002
- [5] D.W. Novotny and T. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press Oxford, 1998
- [6] Andrzej M Trzynadlowski, *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, 1994.
- [7] José María Merino Azcarraga, *Convertidores de Frecuencia para Motores de Corriente Alterna: Funcionamiento y Aplicaciones*, Mc Graw Hill, Madrid, 1998
- [8] Benjamin C. Kuo, *Sistemas de Control Automático*, 7ma edición, Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1996
- [9] J. Holtz, "On the Spatial Propagation of Transient Magnetic Field in AC Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Jul/Aug 1996

Modelling:

- [10] G. R. Slemon, "Modelling of Induction Machines for Electric Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Nov/Dec 1989
- [11] A. Moreno Muñoz, P. C. Zafra, A. Plaza Alonso, "Modelado y Simulación de Motores de Inducción", Universidad de Córdoba, España.
- [12] N. Hemati, M. C. Leu, "A complete Model Characterization of Brushless dc Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Jan/Feb 1992

Control:

- [13] Felix Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVEKTOR Closed-Loop Control System for Rotating – Field Machines", Siemens Review, vol. 34. pp. 217-220, May 1972
- [14] Werner Leonhard, "Field Orientation for Controlling AC-Machines – Principle and Application", IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, London, 1988
- [15] Paresh C. Sen, "Electric Motor Drives and Control – Past, Present, and Future", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Dec 1990
- [16] C. M. Liaw, Y. S. Kung, C. M. Wu, "Design and Implementation of a High-Performance Field-Oriented Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Aug 1991
- [17] M. Depenbrock, "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Feed Induction Machine", IEEE Transactions on Power Electronics, Oct. 1988
- [18] I. Takahashi, Y. Ohmori, "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Mar/Apr 1989.
- [19] A. Sabanovic, F. Bilalovic, "Sliding Mode Control of AC Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Jan/Feb 1989
- [20] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani, "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Sep 2002
- [21] Zhenyu Yu and David Figoli, "AC induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320C240", Application Report SPRA284A, DSP Digital Control System Applications, Digital Signal Processing Solutions, April 1998, (www.ti.com)
- [22] P. Vas, "Field-Oriented Control of Saturated Induction Machines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Mar 1990
- [23] G. O. Garcia, R. M. Stephan, E. H. Watambe, "Comparing the Indirect Field-Oriented Control with a Scalar Method", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Apr 2001

Ramón C. Oros

Córdoba, 03-05-2003

archivo: EP-A-008

Rev: B

reemplaza a la rev. A (03-08-2000)



9. Sistemas de energía ininterrumpida

9.1. Introducción

La energía disponible en la línea de alimentación, no es suficientemente limpia, o ininterrumpida. Muchas anormalidades pueden ocurrir en la línea tales como cortes o microcortes provocados por una variedad de fenómenos naturales en la línea de distribución tales como fluctuaciones de tensión, descargas eléctricas, cortocircuitos, sobrepicos impulsivos, variaciones de frecuencia, transitorios causados por otras cargas con la misma alimentación y ruido. En el mejor de los casos, una interrupción en la línea de alimentación puede ser un inconveniente, pero en el peor de los casos, una interrupción en la línea de alimentación puede provocar la pérdida de datos en un sistema de computación, pérdida de tiempo, incapacidad de mantener el control de procesos complicados, o un compromiso de seguridad que pudiera acarrear pérdidas de vidas, o daños en equipamientos eléctricos o electrónicos.

En una red normal de distribución de energía eléctrica (con excepción de los países subsdesarrollados) pueden producirse dos o tres cortes totales de larga duración al año, y varios cientos de microcortes de duración superior a los 100ms.

Para estos casos, los sistemas de energía ininterrumpida (uninterruptible power supply, UPS) funcionan como buffer, están instalados entre la fuente de energía comercial y el equipamiento de carga, y proveen una alimentación limpia y sin interrupción. El concepto básico de un UPS es almacenar la energía durante la operación normal (a través de la carga de las baterías) y enviar esa energía (a través de la conversión DC/AC) durante una falla (interrupción o fluctuaciones) en el sistema de energía. Durante la operación normal, el UPS utiliza la energía de la línea de alimentación comercial de AC y remueve los sobrepicos y transitorios provocados por commutaciones y fallas en la línea. El resultado de este proceso es el máximo acondicionamiento y regulación de la energía.

Si la energía de alimentación de AC cae por debajo de los valores especificados las unidades de batería comienzan a suministrar la energía automáticamente en lugar de ser recibida por la línea de alimentación. Esto asegura que las cargas conectadas continúen recibiendo energía de alimentación sin interrupciones. Esta energía deberá proveerse por el tiempo suficiente hasta que la carga pueda ser desconectada de una manera adecuada. Esto evitará la pérdida de datos y posibles daños en el hardware y software de la carga.

Cuando la energía de alimentación de la línea retorna, el sistema retorna a su operación normal. Las baterías del UPS se recargarán y estarán listas para una nueva interrupción de energía.

Si bien los sistemas fueron tradicionalmente diseñados usando componentes analógicos, actualmente la técnica de modulación necesaria para la generación de la señal alterna puede llevarse a cabo con un microcontrolador, señal que será aplicada luego al driver de los dispositivos de potencia.

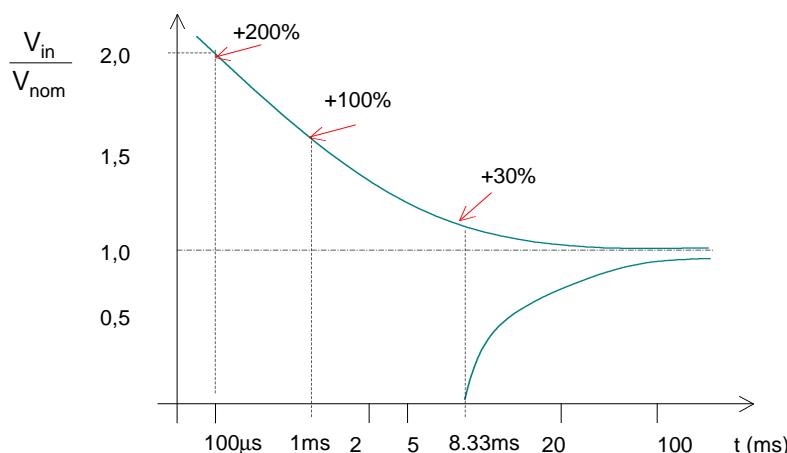


Fig. 9.1. Lugar geométrico de seguridad permitido para un sistema de alimentación, según IEEE 466

Algunos diseños de UPS de baja y mediana potencia usan una señal de salida casi cuadrada en lugar de senoidal. Esto hace el sistema más barato, aunque se deberá examinar si la carga acepta esta condición de energía. Por

ejemplo, en baja potencia, donde el valor de la tensión *rms* es 120V. Sin embargo, las computadoras usan el valor pico de esta tensión eficaz, que es de aproximadamente 170V. Cuando una salida de onda cuadrada se aplica a este equipamiento, los valores picos y *rms* son idénticos, lo que producirá estrés en algunas cargas, y baja tensión de alimentación en otras. Por esto, la mejor manera de evitar esto es diseñar equipos con salida senoidal.

La necesidad de disponer un sistema de energía ininterrumpida que garantice tanto la calidad como la continuidad del suministro de energía depende de la carga. La carga puede ser rigurosa o crítica. Según la rigurosidad de la carga será la exigencia del UPS. La carga crítica es la más exigente. Los sistemas de computación son muy exigentes. Un ejemplo de esto es el lugar geométrico transitorio del sistema de alimentación necesario para el funcionamiento normal se muestra en la [fig. 9.1](#).

En la Figura se muestra el valor de la tensión instantánea de alimentación normalizada en función del tiempo. Generalmente se acepta un corte total de la alimentación si la duración es inferior a 2ms, y se permite una variación transitoria de $\pm 20\%$ si tiene una duración inferior a 20ms.

La distorsión armónica total THD tiene que ser menor que 5%, y para alimentación trifásica se acepta un desbalance entre las fases de 3 a 6%. En lo que se refiere a la frecuencia, el máximo desfasaje admisible es de $\pm 0,5\%$ (en frecuencias y en torno de 60Hz), con una tasa de variación máxima de 1Hz/seg. Estos límites son cada vez más exigentes en la actualidad.

9.1.1. Topología

Para la finalidad de uso de un UPS, es mucho más importante la topología que la forma de onda de salida. Sin tener en cuenta algunas diferencias, el UPS se puede definir en dos topologías: de DC y de AC. Esta clasificación está relacionada con el tipo de energía que requiere la carga: DC o AC. Los UPS de AC se pueden subdividir a su vez en Off-line y On-line.

9.2. UPS de corriente continua

Un UPS de DC se consta en esencia de un rectificador –cargador, una batería y, en forma opcional un grupo electrógeno.

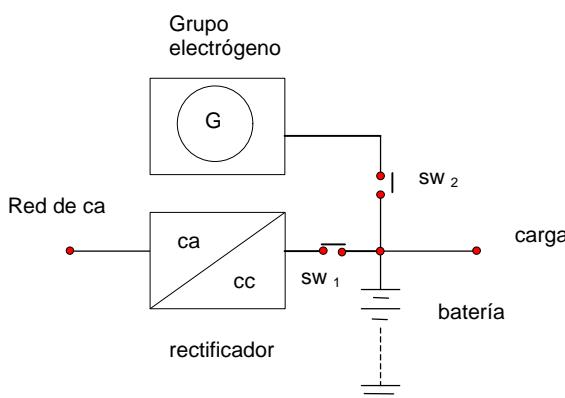


Fig. 9.2. Diagrama en bloques general de un UPS de DC

En condiciones normales, el rectificador se alimenta de la red de AC y proporciona una DC al receptor, a la vez que carga la batería. Sw_1 está normalmente cerrado y Sw_2 está normalmente abierto, y el grupo electrógeno está parado. Cuando hay un corte en la red, o el rectificador falla, la batería comienza a entregar su energía disponible a la carga y Sw_1 se desconecta. Si el corte en la línea persiste por un tiempo estipulado (algunos minutos), el grupo electrógeno se pone en funcionamiento y cuando está en régimen permanente, se cierra Sw_2 , con lo cual la batería vuelve a cargarse. Una vez restituida la red, o reparado el rectificador, se abre Sw_2 y luego se cierra Sw_1 .

Debido a que la batería está conectada en paralelo (en modo tampón) con la fuente y la carga, su capacidad en amperios/hora debe ser tal que permita la transferencia de la alimentación por la red al grupo electrógeno, más algunos minutos de espera para que el grupo electrógeno no arranque con un microcorte, o un corte de pocos minutos.

El grupo electrógeno está constituido generalmente por un motor de combustión interna que arrastra a un generador de DC con excitación en derivación, que es la más apropiada para estos fines. Este sistema es muy simple y de fácil mantenimiento.

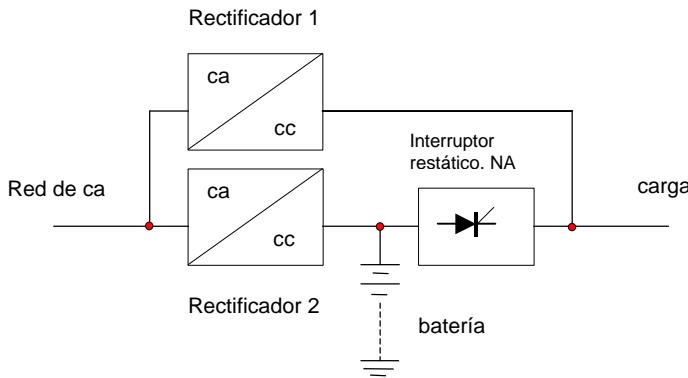


Fig. 9.3. Diagrama en bloques general de un UPS de DC, con batería a la espera.

Para cargas menos críticas, se puede reemplazar el grupo electrógeno por una batería de mayor autonomía. La [fig. 9.3](#) muestra un diagrama en bloques con batería a la espera.

En condiciones normales, el rectificador 1 alimenta al receptor mientras que el rectificador 2 carga la batería. El interruptor estático está abierto. Al estar éste interruptor abierto, se permite el régimen de carga profunda con un valor de tensión distinto del de la carga. Al desaparecer la energía de la línea, el interruptor estático se cierra y la batería queda aplicada a la carga. La autonomía de la batería definirá el tiempo disponible del UPS. Luego se deberá activar un bipper para ordenar el apagado con seguridad de la carga hasta el retorno de la energía de la línea.

9.3. UPS de corriente alterna

Estos sistemas son más complejos, ya que el elemento almacenador es de DC (una batería) mientras que la salida que debe suministrarse es de AC. Entre la carga y la batería hay que instalar un inversor. En un principio, los UPS de AC estaban constituidos por máquinas rotativas. Luego fueron reemplazadas por circuitos estáticos con tiristores.

Las fuentes de energía ininterrumpida de AC se clasifican en off-line y on-line.

9.3.1. Clasificación de las UPS

9.3.1.1. Off-Line UPS

El modo Off-line, también conocido como “standby”, o “switch over”, o linea prioritaria, significa que el inversor está generalmente desconectado entre la línea de alimentación y la carga. Ver [fig. 9.4](#).

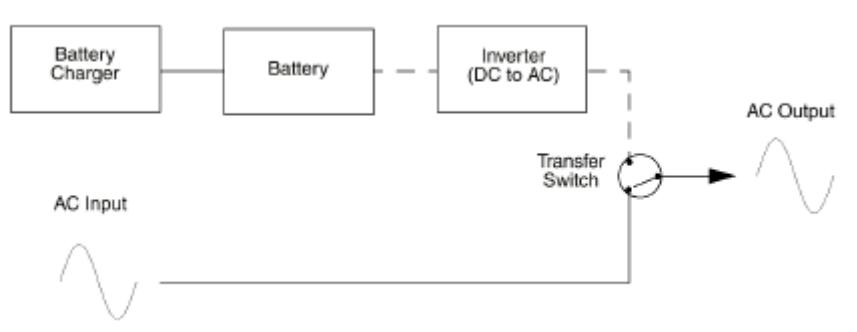


Fig. 9.4. AC Off-Line UPS

La línea sólida representa el camino de la potencia primaria, y la línea de trazos representa el camino de la potencia secundaria o de backup.

En operación normal, la potencia de salida proviene de la línea de entrada. Esto implica que hay un tiempo de transferencia de commutación del inversor durante una interrupción de la energía de la línea. Si el tiempo de transferencia es muy grande, podría ser la causa de la falla del mantenimiento de la energía en la carga.

Existe una ventaja en el uso de ésta topología basada en el hecho de que el inversor estará sin carga durante la operación normal, por lo que el rendimiento aumenta. Sin embargo, debido a que el inversor arranca sólo cuando existe la falla en la línea de alimentación, la probabilidad de falla aumenta debido a sobrecargas en el arranque. Como el inversor no realiza ninguna función de regulación de la tensión en cuanto a la línea, algunos UPS tienen un regulador de tensión de la línea de entrada.

Los grupos electrógenos tienen única aplicación de mejorar la autonomía de las baterías, por lo que, generalmente no se consideran en el UPS. Son muchas las aplicaciones con grupos electrógenos, pero no se emplean en áreas donde la red tiene buenas características y sus cortes no son prolongados o donde la carga es medianamente crítica. En estos casos la autonomía de la batería es mayor. Al interruptor de la red se denomina frecuentemente commutador a red (by-pass) porque debido a su actuación se transfiere la alimentación de la carga del inversor a la red. La transferencia de la red al inversor deberá efectuarse en menos de un 1/4 de ciclo, para que garantice la alimentación del equipamiento crítico.

Esta topología no presenta una aislación efectiva y protección contra disturbios en la red, y dado que se produce el by-pass justo cuando ocurre la falla, tal estructura se utiliza en sistemas de bajo coste y potencia, y cuando la carga no es altamente crítica.

9.3.1.2. On -Line UPS

La topología on-line es la principal y la más utilizada en los UPS. Como su nombre lo implica, el inversor está continuamente conectado en línea. El diagrama en bloques de éste método está mostrado en la [fig. 9.5.](#)

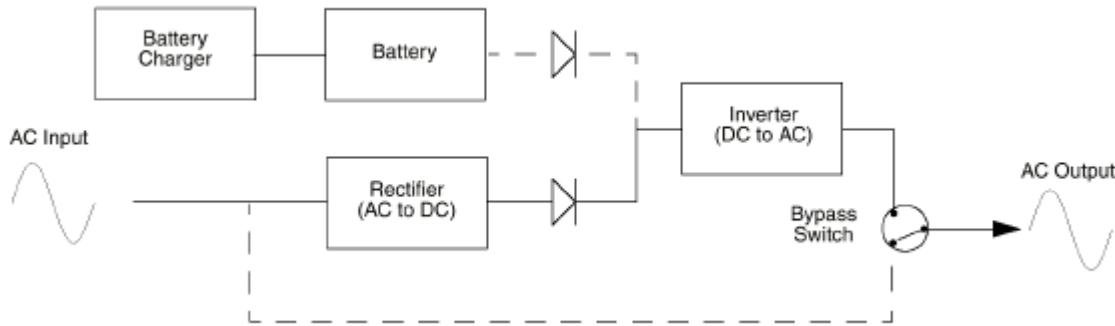


Fig. 9.5.a. AC On-Line UPS

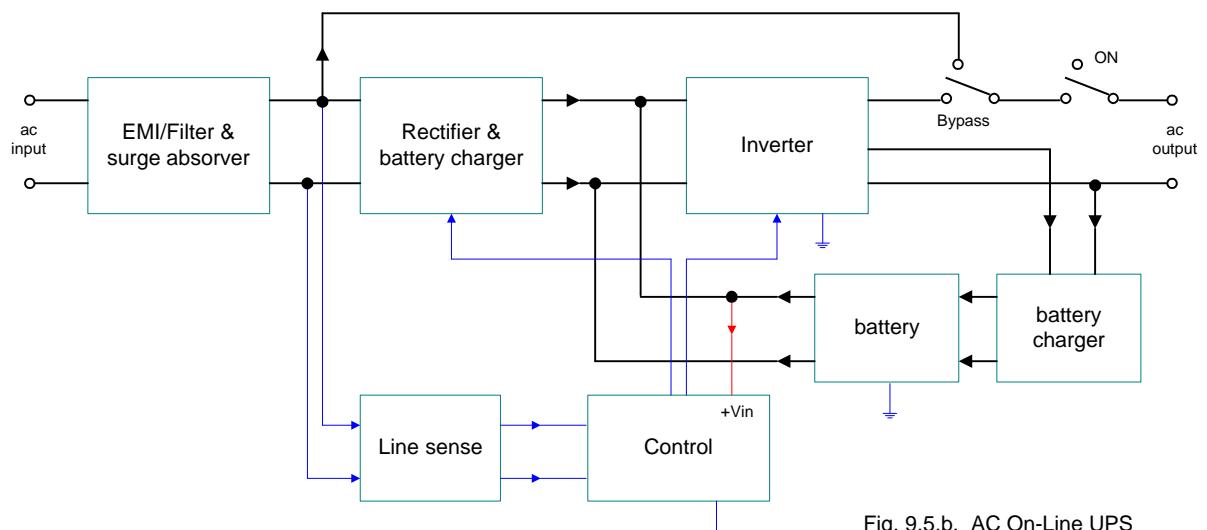


Fig. 9.5.b. AC On-Line UPS

Esta configuración se utiliza en cargas críticas, y el inversor está conectado siempre a la carga, tomando energía de alimentación de DC desde la red, a través del rectificador y cargando las baterías.

En el arranque, el UPS funcionará en el modo bypass hasta que el inversor esté funcionando en régimen permanente y esté también sincronizado con la fuente de energía de entrada. Cuando esté en régimen permanente, entonces la energía va a ser entregada por el inversor. El inversor funcionará on-line durante la operación normal y durante la falla de la línea, mientras la capacidad de las baterías lo permita. Si hay una falla en el inversor, la energía será transferida desde la línea hasta la carga a través de la llave by-pass. Se puede permitir esta condición de by-pass, siempre y cuando las condiciones de la línea sean buenas. Se destaca que una vez ocurrida la falla, no se producirán discontinuidades de energía entregada a la carga. El conmutador de red, o by-pass deberá conectar la energía de la red en caso de falla de inversor, en un tiempo menor que 1/4 de ciclo.

La topología on-line tiene una vida más corta que el tipo off-line, pero en la práctica, la vida de un UPS está más definida por la robustez, que por la topología usada.

Debido a que los UPS on-line son prácticamente los más utilizados, se analizará con detalle una aplicación.

9.3.1.3. UPS Interactivo con la linea

La configuración interactiva con la línea tiene menos cantidad de convertidores. Sólo posee un inversor CC/CA/cargador de baterías, pero además se puede acondicionar la tensión aplicada a la carga.

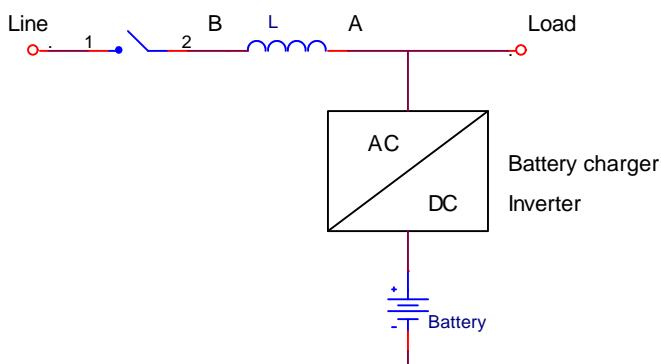


Fig. 9.6. AC UPS interactivo con la red

Normalmente el flujo de energía va hacia la carga a través del inductor L, y un conversor mantiene las baterías cargadas. En caso de falla, la llave se abre y el inversor pasa a alimentar el equipamiento crítico. Cuando existe tensión en la línea, el inversor produce una tensión en el punto A con la misma frecuencia que la línea, y con una amplitud controlada. Si las tensiones y las amplitudes y la fase en los puntos A y B son idénticas, no habrá corriente en el inductor y toda la energía de la carga será entregada por el inversor. Alterando la fase en el punto A se puede controlar el flujo de corriente por L. Así, controlando la fase de la tensión en el punto A, se puede hacer que la línea provea toda la energía activa necesaria para alimentar la carga, quedando a cargo del inversor el manejo de la energía no activa (armónicos y reactivos). En este caso, como el inversor no entrega energía activa, la condición de carga de las baterías no se altera. Además, se tiene que la corriente absorbida por la línea es senoidal y en fase con la tensión, o sea, el UPS operará como un compensador de factor de potencia, independiente de la carga. Este análisis supone una carga con alta impedancia de entrada, cosa que no es real. La carga generalmente tiene un comportamiento de fuente de tensión (rectificador con filtro capacitivo).

9.3.2. UPS On-Line. Modos de operación

9.3.2.1. Modo de entrada de AC (operación normal)

La [fig. 9.7](#) muestra el flujo de potencia cuando el UPS opera en modo normal para 100 kVA y 20 kVA.

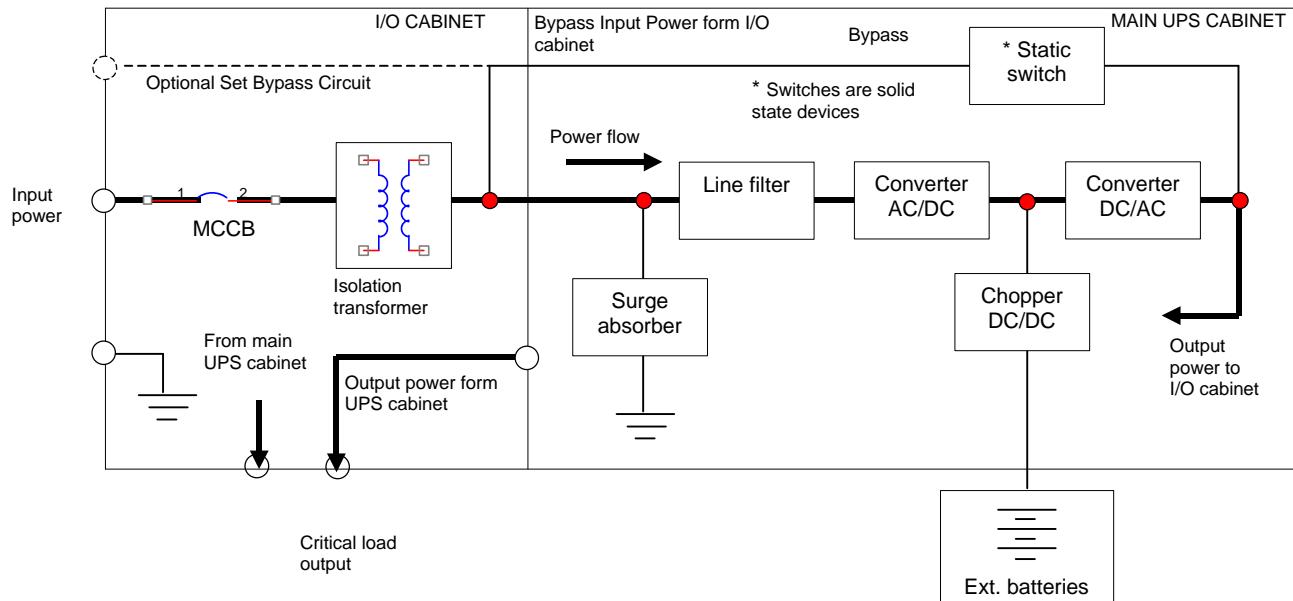


Fig. 9.7.a. Power flow in AC input mode for 100 kVA models.

En el caso de la [fig. 9.7.a](#), el flujo de energía (mostrado con líneas gruesas) muestra que la línea de alimentación pasa primero por un bloque rectificador para entregar la energía necesaria en el inversor, y además carga las baterías a través de un convertidor dc/dc. Hay un transformador de aislación conectado en forma previa a los rectificadores.

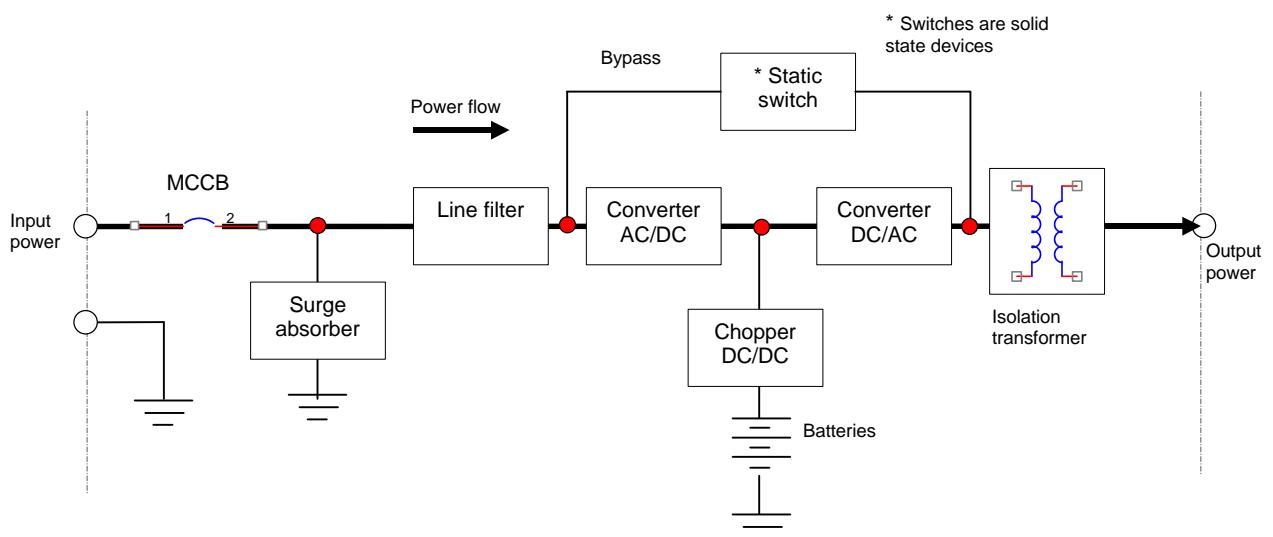


Fig. 9.7b. Power flow in AC input mode for 20 kVA models.

Otra opción utilizada en UPS de 20 kVA se muestra en la [fig. 9.7.b](#). El transformador de aislación en éste caso está conectado luego del inversor, por lo que éste transformador es de alta frecuencia, a diferencia del transformador de la [fig. 9.7.a](#) que es de línea. El inversor deberá generar una señal senoidal de alta calidad. Las baterías se estarán cargando en modo constante hasta el régimen de flotación.

9.3.2.2. Modo de circuito bypass

Si la unidad del UPS está sobrecargado en forma severa, o hay una falla interna, el flujo de energía se deriva directamente al modo bypass, desconectando el inversor a la carga, y conectando el circuito de bypass o conmutador a red. El flujo de energía cambia ahora al caso mostrado en la [fig. 9.8](#).

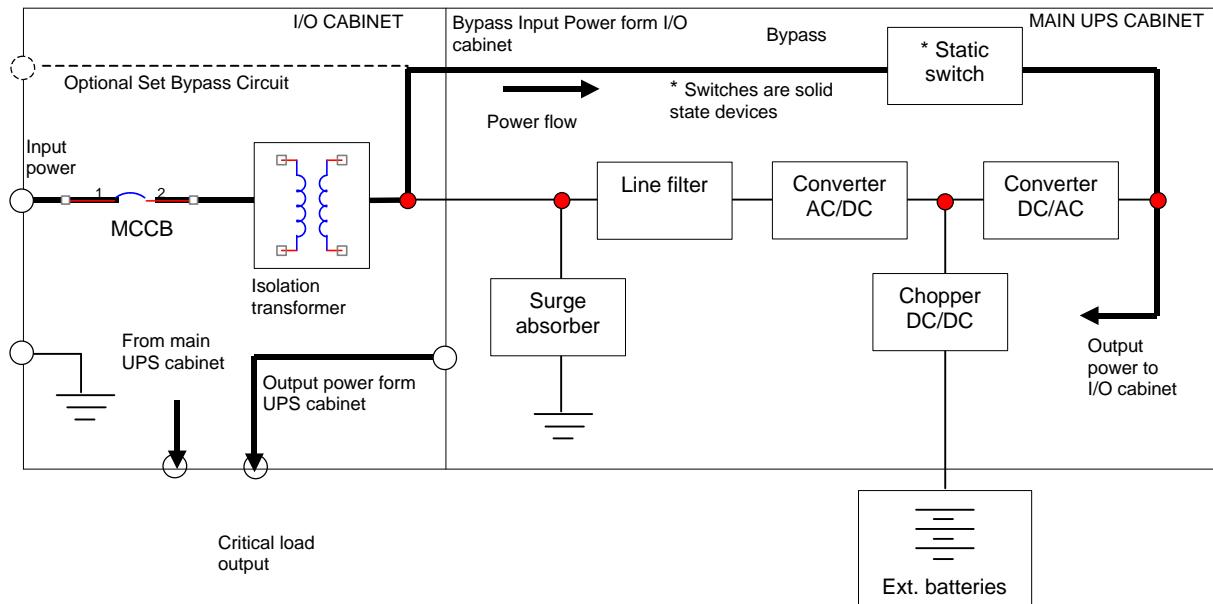


Fig. 9.8. Power flow in circuit-bypass mode for 100 kVA models.

Este cambio ocurre automáticamente en tiempos menores a 4 ms, debido a que el bypass es un conmutador a red estático. El periodo de conmutación no podrá ser muy grande porque podría provocar interrupciones que la carga no soportará. Si el flujo de energía es transferido al circuito de bypass debido a una sobrecarga, y la condición de sobrecarga finaliza en un periodo de tiempo especificado, entonces el flujo de energía será “retransferido” al modo de operación normal (AC input mode) en forma automática, inmediatamente haya finalizado la sobrecarga, o ésta haya sido removida. En cambio, si el flujo de energía es transferido al circuito de bypass debido a una condición de falla, entonces el flujo de energía se deberá transferir en forma manual. Esto es válido para la mayoría de los circuitos de diseño.

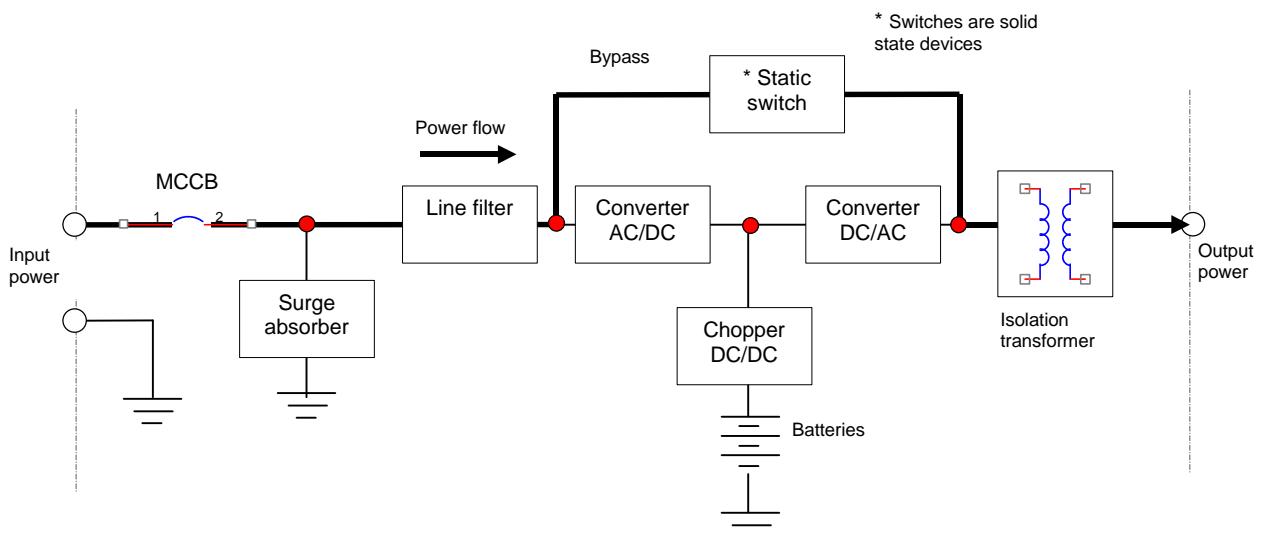


Fig. 9.9. Power flow in circuit-bypass mode for 20 kVA models.

La [fig. 9.9](#) muestra el modo de circuito bypass correspondiente al de la [fig. 9.7](#) de 20 kW. La línea gruesa muestra el camino de energía.

9.3.2.3. Modo backup de batería

La [fig. 9.10](#) muestra el flujo de energía durante el modo backup de batería. Cuando ocurre una falla en la línea, las baterías del UPS comienzan a suministrar la energía al circuito inversor del UPS. El tiempo disponible de energía de AC dependerá de la capacidad de las baterías y del requerimiento energético de la carga, y estará disponible hasta que el nivel de carga de las baterías baje por el valor mínimo especificado. Cuando esto ocurra, el UPS detendrá el suministro de energía a la carga. Este nivel mínimo está relacionado con el valor de la tensión mínima (V_{min}).

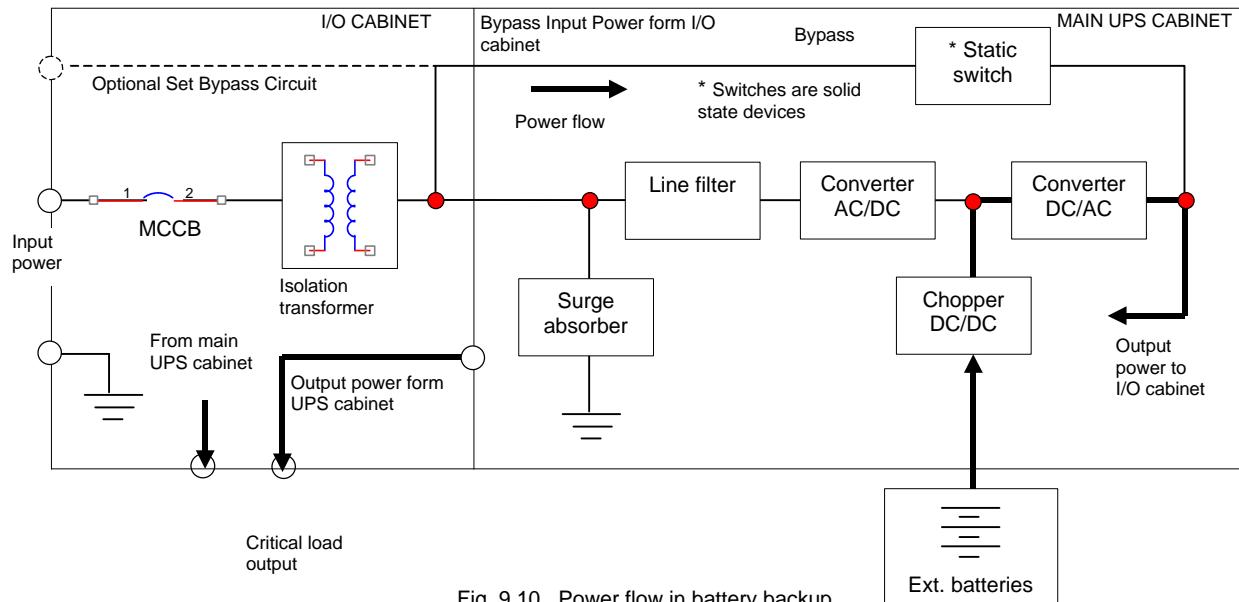


Fig. 9.10. Power flow in battery backup mode for 100 kVA models.

Generalmente el valor de tensión de las baterías no es el que está necesitando el inversor, por lo que generalmente deberá primero pasar por una fuente conmutada, generalmente elevadora de tensión. La [fig. 9.11](#) muestra el diagrama en bloques para la aplicación de 20 kVA.

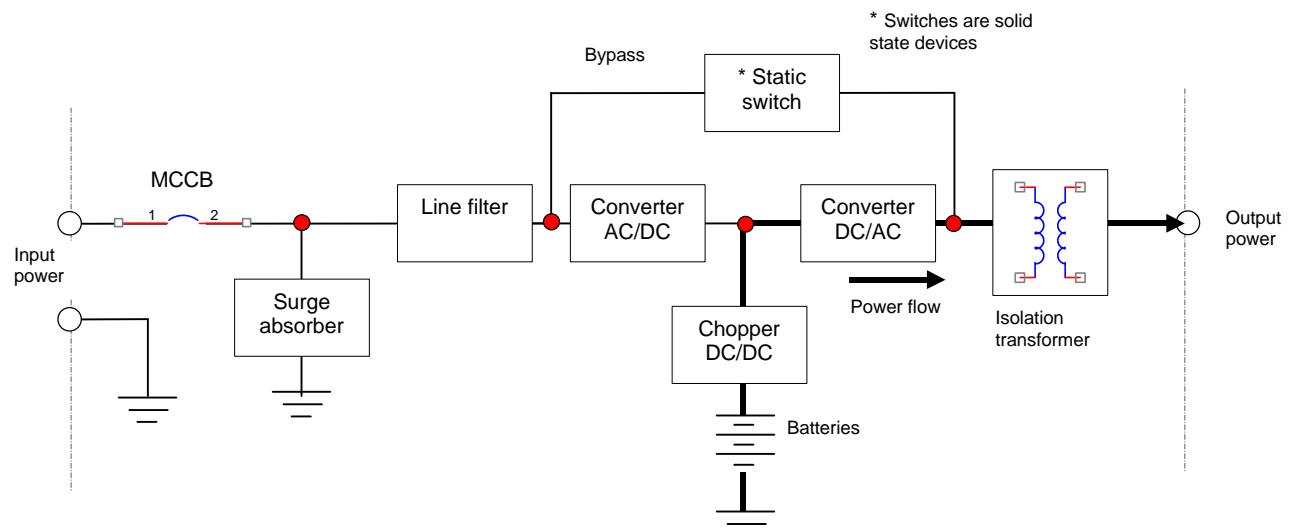


Fig. 9.11. Power flow in battery backup mode for 20 kVA models.

9.3.2.4. Modo opcional bypass de mantenimiento

Opcionalmente, algunos circuitos UPS poseen el modo de mantenimiento con circuito bypass, sin la necesidad de remoción de la carga crítica.

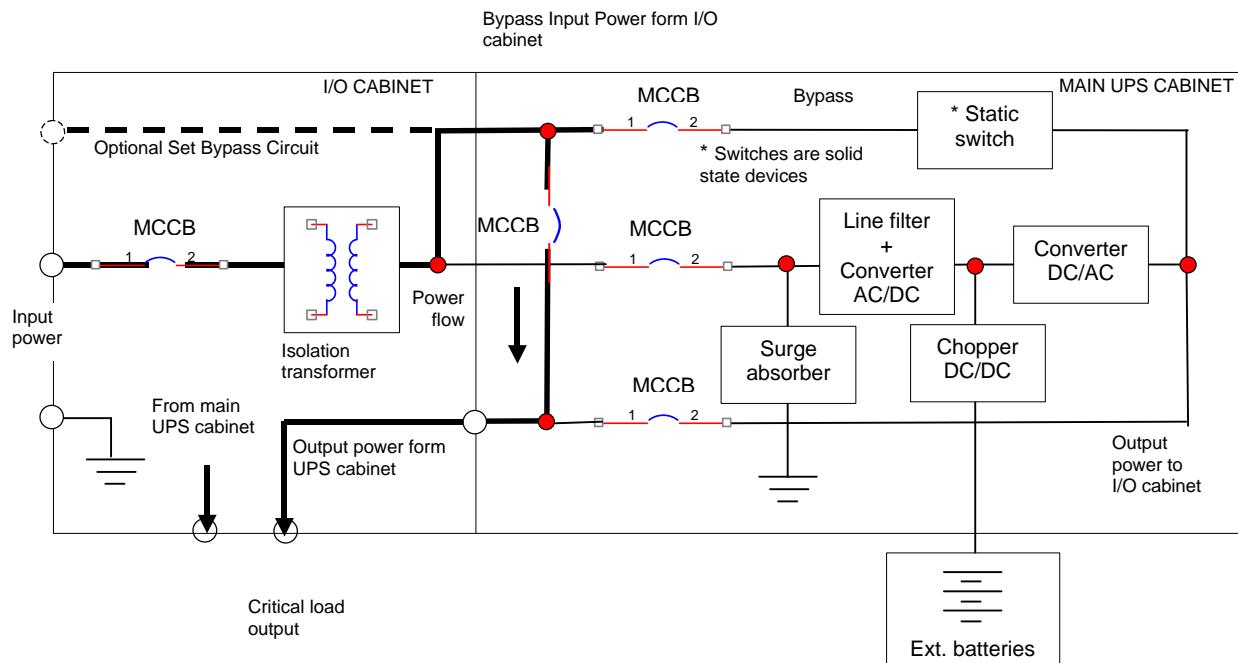


Fig. 9.12. Power flow in maintenance bypass mode

9.3.2.5. Tiempo de backup de batería y proceso de descarga

Generalmente, el UPS de 100 kVA o más se diseña para tener una autonomía de varios minutos. Este tiempo es válido cuando las unidades de baterías están plenamente cargadas. Si ocurre un requerimiento en modo backup de batería cuando la batería no está completamente cargada o cuando han ocurrido varias fallas en la línea, no permitiendo la carga completa, la autonomía será menor. El tiempo exacto dependerá del modelo del UPS implementado, de las condiciones de la batería, de la magnitud y tipo de la carga, de la temperatura, y otras variables.

La [fig. 9.13](#) muestra el proceso de descarga típico, con baterías plenamente cargadas.

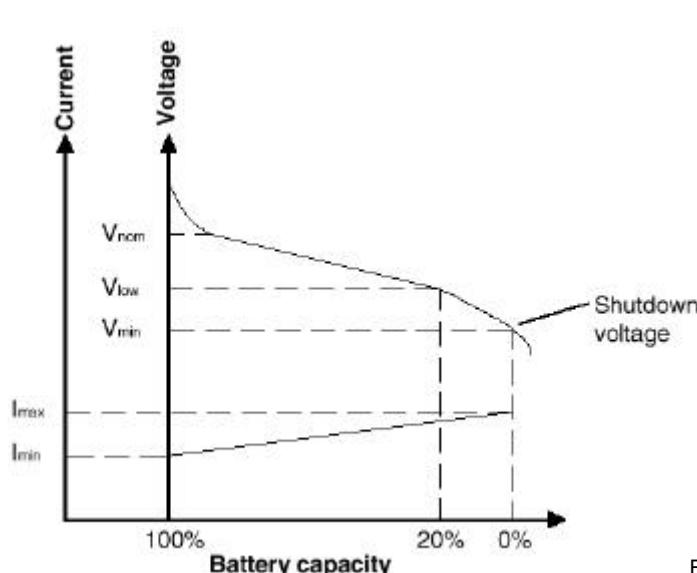


Fig. 9.13. Battery capacity

La autonomía del UPS puede ser reducida o prolongada.

Se supone que la autonomía reducida en el modo backup debería ser de 7 a 20 minutos. Si es necesario mayor tiempo de autonomía (prolongada) deberá conectarse una fuente de energía externa, por ejemplo mayor capacidad de batería externa o un grupo electrógeno como modo backup cuando la falla en la línea haya superado algunos minutos, lográndose tiempos mayores de 30 o 60 minutos, o más.

Tabla 9.1 Valores típicos de tensión de la batería según la capacidad del UPS

UPS capacity	20 kVA	75 kVA	100 kVA
Nominal voltage (V_{nom})	216 Vdc	240 Vdc	324 Vdc
Alarm voltage (V_{low})	205 Vdc	228 Vdc	308 Vdc
Shutdown voltage (V_{min})	188 Vdc	209 Vdc	282 Vdc
I_{charge}	0,8 A	2,9 A	3,8 A

Las sobrecargas pueden provocar caídas de tensión excesivas en el UPS. La [tabla 9.1](#) muestra los niveles de tensión de batería típicos de distintos UPS, y las tolerancias. Se muestra que cuando la batería llega al valor V_{low} la alarma comenzará a sonar, y a niveles de tensión por debajo del valor V_{min} , el UPS se desconectará de la carga en forma automática.

9.3.2.6. Proceso de recarga de la batería

La [fig. 9.14](#) muestra la representación gráfica del proceso de recarga de la batería del UPS luego de haber sido descargada en forma completa.

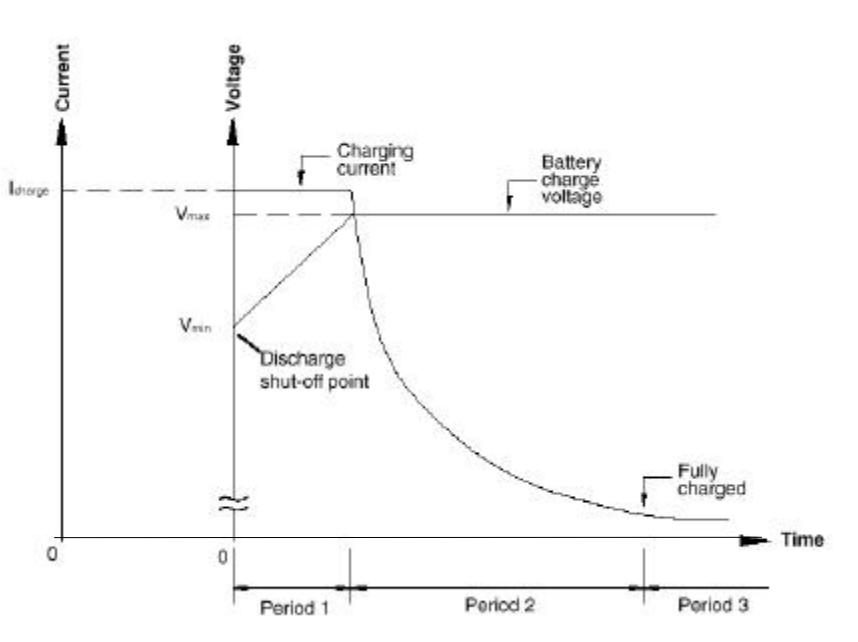


Fig. 9.14. Battery recharging

El procedimiento de recarga usualmente consiste de tres períodos.

Durante el primer periodo, se carga con corriente constante, por ejemplo, a 3,8 A para un UPS de 100 kVA. Este valor de corriente es el límite máximo que puede usarse durante el proceso de carga (para un tiempo de carga mínimo) que asegura una larga vida útil de la batería.

En el segundo periodo, se comienza el control por tensión constante y la corriente decrece en forma gradual a medida que la batería se va cargando al valor de estado plenamente cargado. En el tercer periodo se continúa

suministrando un pequeño valor de corriente (carga de compensación) para que la batería permanezca plenamente cargada y en el nivel de flotación normal V_{dc} . Generalmente, una carga completa requiere 24 horas (90% en 10 Hs) luego de una descarga completa.

La tabla 9.1 muestra los valores típicos de corriente de carga I_{charge} utilizados para modelos de 20, 75 y 100 kVA

9.3.2.7. Función de apagado de emergencia (Emergency power off, EPO)

Estas unidades están equipadas con terminales para recibir un apagado de emergencia EPO en el comando de contactos cerrados para las dos ubicaciones: (1) ubicación remota en los terminales del UPS, (2) panel frontal montado en el switch EPO. Esta característica de seguridad efectúa la desconexión de la salida de CA y los circuitos de batería. Usualmente el apagado de emergencia está instalado en una ubicación central fácilmente accesible al personal relacionado con la operación de la unidad del UPS y a su equipamiento conectado. La función EPO se inicializa presionando el switch de apagado. El efecto de usar el switch EPO es válido tanto si el UPS está en modo AC normal, modo backup de batería, o en modo circuito bypass. La fig. 9.15 muestra las desconexiones que efectuará el apagado de emergencia.

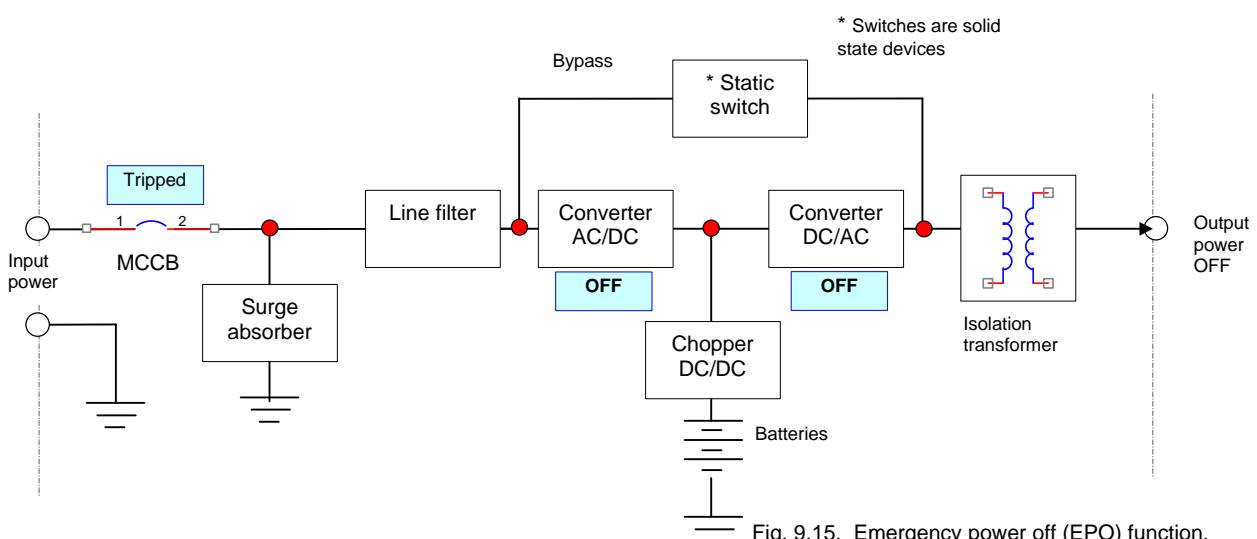


Fig. 9.15. Emergency power off (EPO) function.

9.3.2.8. Ejemplo del panel de un UPS

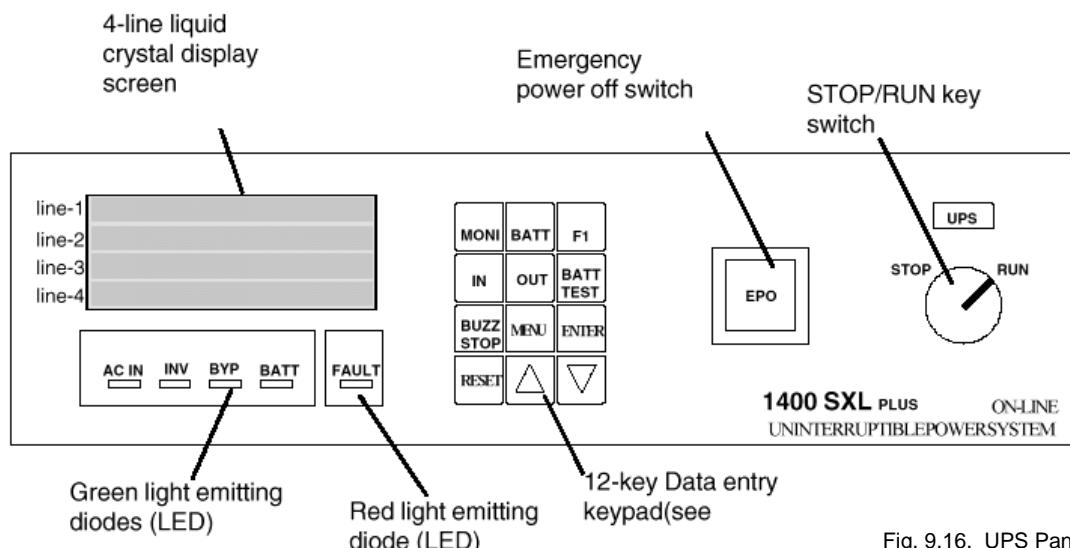


Fig. 9.16. UPS Panel

9.4. Características principales del UPS

A continuación se mostrará un ejemplo de las especificaciones más importantes de un UPS TOSHIBA 4100 de 100KVA

Tabla 9.2

Model number: M41-IO(MB)-10KNGX.		Rated output capacity: 100kVA/80kW
Input	Rated voltage Voltage variation Rated frequency Frequency variation Number of phases / wires *Power Factor Required input KW Walk-in function Inrush current Current limit *Harmonics currents	380V (4 wire+GND) +10% to -15%; (-15% to -30%) 50/60Hz ±3Hz 3 phases / 4 wire (neutral wire is necessary) More than 99% 100 KW maximum From 20% to 100% over 5 seconds Less than 6% rated current under synchronous operation (input & output) 115% maximum Less than 3% THD (Total harmonic distortion)
Battery	DC voltage range *Floating-charge regulation *Ripple voltage Rated charging current **Rated back-up time	284 V to 374 Vdc ±2% (floating charge set at 370Vdc; 2,28V / cell) 2% r.m.s. 3,8A Refer to Battery System Manual for rated backup times
Output	Rated voltage and current Number of phases / wires Voltage regulation Voltage adjustment range Phase displacement Rated frequency Frequency regulation Frequency synchronous range Frequency slew rate Voltage transients (recovery time: 50ms) Inverter overload capacity Bypass overload capacity Crest Factor Rated load power factor Neutral-line conductor size Harmonics voltage distortion Inrush current protection	380/220 V; 152 A per phase 3 phases / 4 wires ±2% (0-100% balanced load); ±3% (100/100/0%, 100/0/0 load) ±5% manually ±2% (0-100% balanced load); ±4% (100/0/0% load) 50 / 60 Hz ±0,1% in free running mode ±0,5/1,0/1,5 Hz (±1% Hz standard) switch selectable on PWB by qualified technician 1 Hz /s to 3 Hz /s ±5% (100% load step change); ±3% (loss or return of input); ±8% (by-pass inverter) 125% for 30 seconds; 150% for 5 seconds 1000% for 10 milliseconds, 125% for 10 minutes 2,5 0,8 lagging (0,7pf @ temperatures greater than 35°C) 1,73 times line conductor 1,5% max., 1% typical (100% linear load) Automatic transfer to bypass, and then transfer to inverter
Environment	*Efficiency Heat loss to be removed	ac/dc/ac: 84%; dc/ac: 90% 11007 kcal/h (43,673 Btu/h)
	*Audible noise	75 dB (A) at 1 meter from the units from panel
	Operating temperature Operating humidity Altitude	0° to 35°C; optimal operation: 25°C Less than 90% RH (no condensation) Less than 1000 meters
Standard	1) Equalizing (refresh) charge – increase battery charging voltage 2) RS232C communication interface	



Items marked with an asterisk (*) are specified at rated conditions under balanced load.

(**) Battery backup time may vary depending on the operating conditions and ambient temperature at the installation site, and an initial charge time of 24hrs is necessary to obtain proper battery performance level before the unit is placed in operation.

Las características más importantes están enunciadas en la Tabla 9.2, pero hay tres factores que se deberán tener en cuenta siempre en la selección del UPS:

- * autonomía
- *forma de onda de salida
- *estabilización

El conmutador a red, o static switch bypass tiene un rol fundamental en el UPS. Su papel principal es conectar la carga a la red (modo on-line) cuando ocurre una falla. En la actualidad estos conmutadores son estáticos, ya que de ser electromecánico el tiempo de transferencia sería de, por ejemplo, 50ms. El conmutador estático puede diseñarse para cumplir una función adicional. Si el inversor es con tiristores en lugar de transistores, ante una

sobrecarga (motores, transformadores) transitoria, y debido a la naturaleza de la conmutación forzada, el conmutador a red se conectará a la red en modo by-pass para soportar la sobrecarga transitoria. Una vez superado este corto periodo transitorio, el modo de funcionamiento continúa siendo on-line. Este problema no ocurre en los inversores con transistores.

El circuito de mando tiene las funciones, entre otras, de:

- * vigilar la tensión y la corriente de la carga para ordenar la transferencia a red o un apoyo en cuanto alguna de ellas sea defectuosa;
- * vigilar la tensión y la frecuencia del inversor para iniciar el paso a la red en caso de avería;
- * vigilar la tensión y la frecuencia de la red para impedir la transferencia en caso de que alguna de ellas no sea correcta o el inversor no esté sincronizado.

Además ser el control totalmente automático, existe un mando manual para que el usuario pueda pasar a algún otro modo de servicio.

9.4.1. Otras características de los UPS

9.4.1.1. Forma de onda de salida

La obtención de onda senoidal en un inversor es más compleja que una onda cuadrada o casi cuadrada. Por este motivo las UPS de baja potencia y para cargas que no son altamente críticas pueden suministrar una onda cuadrada o casi cuadrada en la salida, y utilizan una configuración off-line. Como normalmente alimentan pequeñas PC que poseen un rectificador y un filtro capacitivo, el parámetro principal es que tenga la misma tensión de valor pico que la de la red normal. Esto implica un valor de tensión eficaz mayor. En sistemas de mayor potencia, se requiere de una tensión senoidal.

9.4.1.2. Aislación eléctrica

La aislación entre la entrada y la salida es requerida generalmente por razones de seguridad, con conexión a tierra.

Se pueden utilizar dos tipos de aislación: en baja frecuencia y en alta frecuencia. La segunda es más atractiva debido a la operación de alta frecuencia, donde se requiere menor volumen, peso y costo. Si no es posible la aislación en la etapa de salida, debido a que no todas las topologías de los conversores que se utilizan pueden ser aislados, la aislación en baja frecuencia se colocará en la entrada de la red, o en la salida.

9.4.1.3. Paralelismo

Generalmente se requiere conectar en paralelo dos o más UPS cuando se necesita ampliar la potencia instalada o aumentar la confiabilidad del sistema. En el primer caso, el factor determinante es el económico, porque es más barato utilizar un UPS adicional que cambiar el existente. En el caso de cargas críticas, la redundancia se torna necesaria.

Las condiciones son:

- Se debe garantizar que las tensiones de salida (magnitud, frecuencia y fase) sean idénticas y que las corrientes sean igualmente distribuidas; por lo que se requiere sincronismo de fase y monitoreo
- En el caso de falla de alguna de las UPS, las demás deberán tener la capacidad de mantener el equipamiento crítico en operación;
- Para mantener la identidad de las tensiones, una de las UPS deberá producir la referencia para las demás;
- En caso de falla, la otra activa deberá asumir tal función

9.4.1.4. La llave estática o by-pass

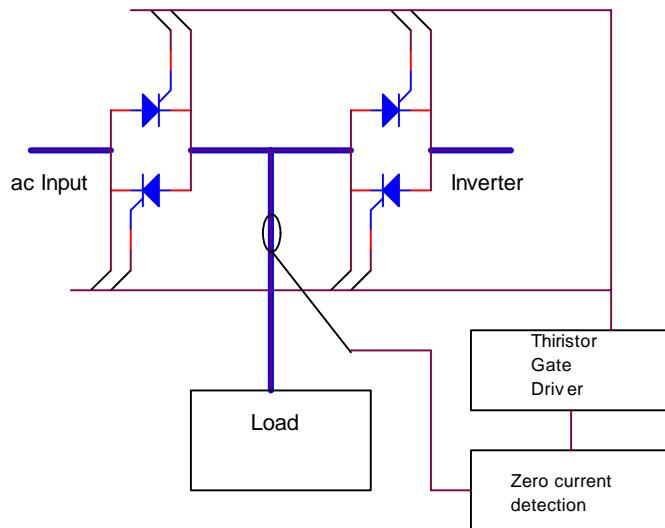


Fig. 9.7. Llave "by-pass"

La llave estática, o “by-pass” tiene la función de permitir la conmutación de tensión de salida del inversor con la red, y viceversa. También tiene la finalidad de aislar el inversor en el modo de mantenimiento.

Básicamente hay dos maneras de implementar. Usando tiristores, o relés electromecánicos.

Las soluciones de bajo costo usan generalmente relés. Su conmutación deberá ser rápida, y no interrumpir la alimentación por más de $\frac{1}{4}$ ciclo, o $\frac{1}{2}$ ciclo.

Cuando la potencia crece, el empleo de tiristores es el más apropiado. Una preocupación en este caso, será de asegurarse de que las tensiones de la red y del inversor tengan la misma frecuencia, fase y amplitud en el momento de producir la conmutación, para evitar que circule una corriente de un convertidor a otro. Como el bloqueo de un tiristor se produce cuando su corriente de mantenimiento pasa por cero durante un instante mínimo de tiempo, y a su vez se deberá inhabilitar los trenes de pulsos del tiristor que se quiere bloquear.

9.4.1.5. Factor de potencia, PF

El factor de potencia PF se define en términos de entrada (Input Power Factor) o de salida (rated load Power Factor), en condiciones de carga balanceada. En el caso de salida, se refiere a la condición de la carga, y se define, por ejemplo la magnitud adimensional y el estado, usualmente en atraso.

La mayoría de los convertidores estáticos de energía trabajan con corriente que no es sinusoidal. Por ejemplo, la mayoría de los sistemas off-line tienen una sección de rectificación con un capacitor de filtro. Esta sección final actúa como un detector de valor pico. Ver fig. 9.17.

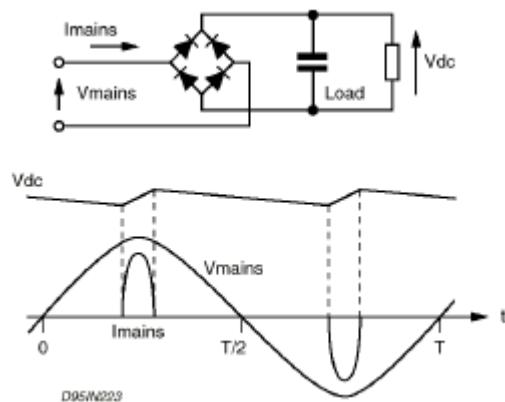


Fig. 9.17 Full wave bridge rectifier waveforms.

La corriente que fluye carga el capacitor sólo cuando el valor de la tensión instantánea de AC excede el valor de la tensión del capacitor.

Una fuente off-line de una fase drena una corriente de un pulso durante una fracción pequeña del ciclo de trabajo. Entre esos picos de corriente, la carga toma energía del capacitor. El ángulo de fase entre la corriente y la tensión es φ , y el contenido armónico de la corriente pulsante produce una energía rms no eficiente, que afecta a la potencia real disponible de la fuente de alimentación. Por lo tanto, el factor de potencia es distinto de la simple fórmula $\cos\varphi$.

El factor de potencia se define por:

$$\text{P.F.} = \frac{P}{S} \quad (9.1)$$

Siendo P = potencia activa, o real.

S = potencia total aparente.

9.4.1.5.1. P.F. en una señal sinusoidal pura

Si se asume que la forma de onda de tensión y corriente es sinusoidal pura, con una diferencia de ángulo entre la tensión y la corriente de φ , entonces

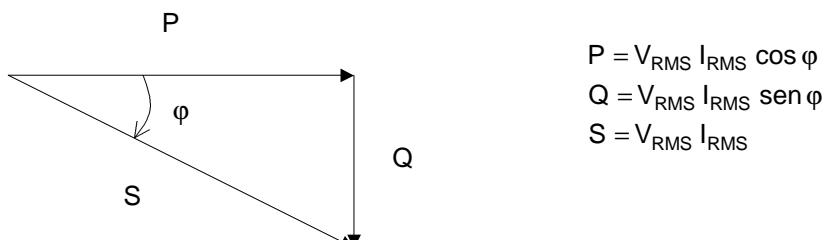
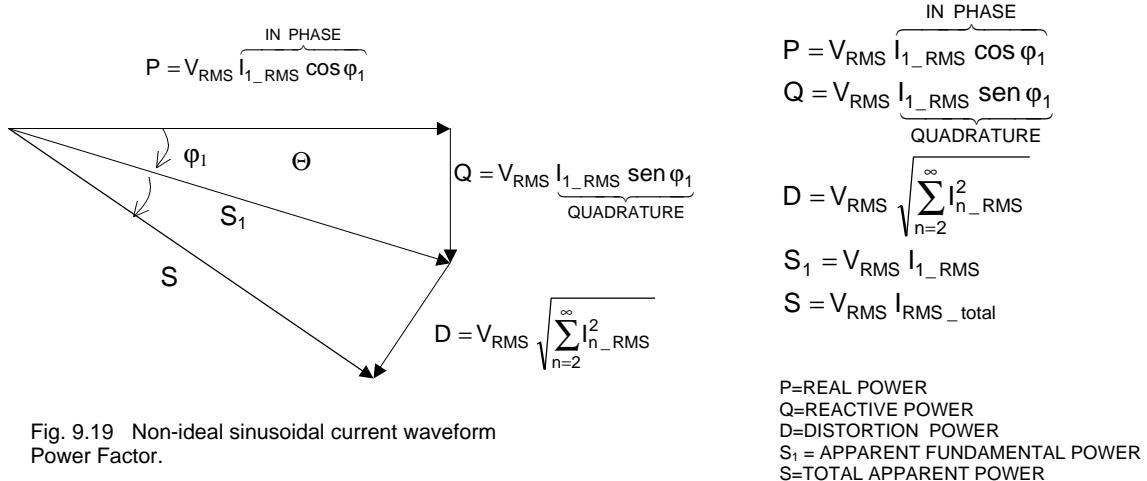


Fig. 9.18 Ideal sinusoidal signals Power Factor

Entonces, por definición:

$$\text{P.F.} = \frac{P}{S} = \frac{V_{\text{RMS}} I_{\text{RMS}} \cos \varphi}{V_{\text{RMS}} I_{\text{RMS}}} = \cos \varphi \quad (9.2)$$

9.4.1.5.2. P.F. en una señal no sinusoidal



Si se asume que la tensión tiene una forma de onda sinusoidal, su valor rms es:

$$V_{\text{RMS}} = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \quad (9.3)$$

Si la corriente tiene una forma de onda no sinusoidal, aplicando la transformada de Fourier queda:

$$I_{\text{RMS_total}} = \sqrt{I_0^2 + I_{1\text{-RMS}}^2 + I_{2\text{-RMS}}^2 + \dots + I_{n\text{-RMS}}^2} \quad (9.4)$$

donde I_0 es la componente de corriente de DC, y las demás son las armónicas. Para una señal AC pura, $I_0=0$. La corriente rms fundamental tiene una componente en fase $I_{1\text{-RMS_P}}$, y una componente en cuadratura $I_{1\text{-RMS_Q}}$. Por eso la corriente total rms con $I_0=0$ se puede expresar como

$$I_{\text{RMS_total}} = \sqrt{I_{1\text{-RMS}}^2 + I_{2\text{-RMS}}^2 + \dots + I_{n\text{-RMS}}^2} \quad (9.5)$$

Entonces, la potencia activa estará dada por:

$$P = V_{\text{RMS}} I_{1\text{-RMS_P}} \quad (9.6)$$

φ_1 es el ángulo de desplazamiento entre la tensión de entrada y la componente en fase de la corriente fundamental:

$$I_{1\text{-RMS_P}} = I_{1\text{-RMS}} \cos \varphi_1 \quad (9.7)$$

$$P = V_{\text{RMS}} I_{1\text{-RMS}} \cos \varphi_1 \quad (9.8)$$

$$S = V_{\text{RMS}} I_{\text{RMS_total}} \quad (9.9)$$

Entonces, el factor de potencia total se puede calcular:

$$\text{P.F.} = \frac{P}{S} = \frac{I_{1\text{-RMS}} \cos \varphi_1}{I_{\text{RMS_total}}} \quad (9.10)$$

Se puede introducir un factor D.F. definido por:

$$\text{D.F.} = \frac{I_{1\text{-RMS}}}{I_{\text{RMS_total}}} = \cos \Theta \quad (9.11)$$

siendo Θ el ángulo de distorsión. El factor k está vinculado con el contenido armónico de la corriente. Si el contenido armónico de la corriente total es cero, el factor de distorsión D.F. $\Rightarrow 1$.

Si se dispone de los resultados del THD, entonces se puede hallar el factor de potencia como:

DPF= $\cos \varphi_1$ siendo $\cos \varphi_1$ el desplazamiento al ángulo de desfase entre la tensión de red y la componente fundamental de la corriente.

También se puede definir:

$$\text{PF} = \frac{\text{DPF}}{\sqrt{1 + \text{THD}_i^2}} \quad (9.12)$$

➤ Ejemplo: PFC con topología boost de baja potencia

Los correctores del factor de potencia PFC pueden ser con un preregulador, ubicado entre el puente rectificador y el capacitor de filtro, permitiendo drenar desde la entrada una corriente casi sinusoidal en fase con la entrada. El valor del P.F. se hace cercano a 1 (si es posible, más que 0,9).

Teóricamente, cualquier topología de commutación puede ser usada para mejorar el factor de potencia, pero en la práctica, el uso de las fuentes boost tiene las siguientes ventajas:

- 1) se utiliza la mínima cantidad de componentes, por lo que es más barato que otras configuraciones;

- 2) el inductor boost ubicado entre el puente y el conmutador provoca en la entrada a ser bajos el valor de di/dt , minimizando el ruido generado en la entrada y, por lo tanto, los filtros del circuito EMI;
- 3) El switch está conectado a masa, por lo que el driver es muy simple.

Sin embargo, la topología boost requiere una salida de tensión continua mayor que la máxima tensión de línea ($400V_{DC}$ es un valor típico para aplicaciones en la alimentación de 220V). Además, no hay aislación entre la entrada y la salida.

Hay dos métodos muy utilizados en el circuito de control del PFC:

PWM modo corriente promediado con frecuencia fija, y la técnica PWM en modo transición (ON-time fijo y frecuencia variable). El primero necesita un control complicado que requiere un IC (ST's L4981A, con la modulación de la frecuencia ofrecido por el L4981B) y una gran cantidad de componentes. El segundo método requiere un control simple (implementado por ejemplo por el ST's L6561), de diseño mucho más económico. Con el primer método el inductor del circuito boost funciona en modo continuo, mientras que la técnica PWM en modo transición hace funcionar el inductor entre el modo continuo y discontinuo. Para un manejo de potencia dado, esta aplicación involucrará mayor cantidad de corriente pico, por lo que se utilizará en potencias menores que 150W, mientras que el PWM modo corriente promediado con frecuencia fija se recomendará para potencias altas.

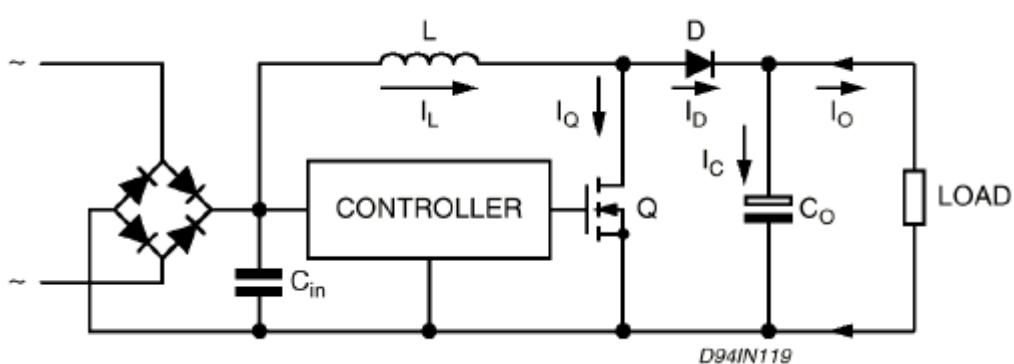


Fig. 9.20 PFC power circuit

El modo de operación del PFC controlado por un circuito boost puede ser resumido de la siguiente manera: La tensión principal se rectifica a través de un diodo rectificador y la tensión rectificada es entregada a un convertidor boost. Éste convertidor eleva la tensión de entrada a un valor de DC regulado de magnitud V_0 . La clave de esta configuración consiste en conformar la corriente de entrada en una de forma senoidal, en fase con la tensión de entrada. Para esto se puede recurrir a la técnica llamada de modo transición, por ejemplo, utilizada por el CI L6561 de Thomson™. El amplificador error compara la tensión de salida del convertidor boost con una referencia interna, generando una señal de error proporcional a la diferencia entre ellos. Si el ancho de banda del amplificador error es suficientemente angosto (digamos, 20 Hz), la señal de error es de un valor de DC en el medio ciclo. La señal de error se alimenta al bloque multiplicador que multiplica el valor de la tensión error. El resultado será una señal sinusoidal rectificada cuya magnitud pico depende de la tensión pico de alimentación y del valor de la tensión de error.

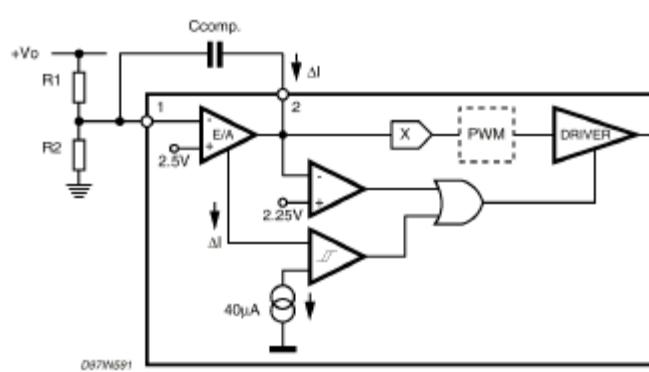


Fig. 9.21 PFC controller

La salida multiplicada alimenta la entrada (+) del comparador de corriente, de manera tal que representa una referencia sinusoidal del PWM. En efecto, cuando la tensión del sensor de corriente (corriente instantánea del inductor) se iguala con el valor de la corriente (+) del comparador, la conducción del transistor de potencia se deberá extinguir.

Es posible que esta operación se realice con un tiempo de encendido constante en cada línea de medio ciclo. Después de que el switch se ha bloqueado, el inductor descarga su energía en la carga hasta que su corriente llega a cero.

El inductor ahora está vaciado, y el nodo del drenador está flotante y el inductor resuena con la capacitancia total del drenador.

El resultado de la corriente del inductor y del switch de potencia se muestra en la [fig. anterior](#). También se muestra que, por relaciones de geometría, la corriente de entrada promedio (que también drenará de la línea de entrada) es justo la mitad de la corriente pico promedio. El sistema trabaja (en modo aproximado) en modo intermedio entre continuo y discontinuo, por eso se llama corrector del factor de potencia en modo transición. Debido a que la corriente pico es grande, el contenido armónico es también grande, por lo que se deberá sobredimensionar el filtro EMI. Esto limitará las aplicaciones de este modo de operación en el rango de baja potencia.

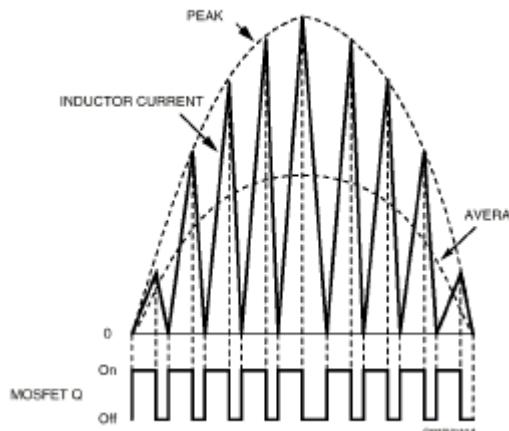


Fig. 9.22 Inductor Current waveform and MOSFET timing

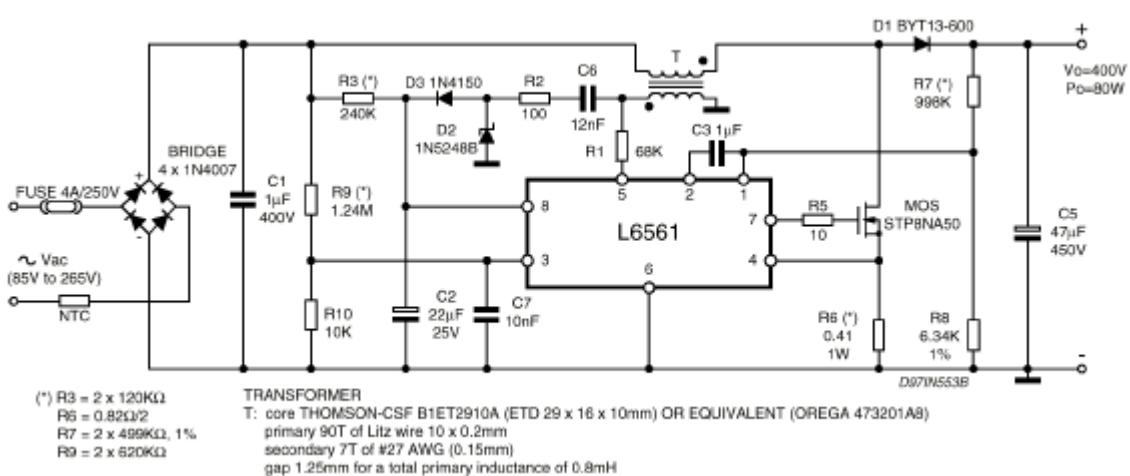


Fig. 9.23 PFC circuit

Table 8.1. Demonstration Board Evaluation Results

V_{in} (Vac)	Pin (W)	V_o (Vdc)	ΔV_o (Vdc)	P_o (W)	η (%)	PF	THD (%)
85	89.8	399.7	14	82.5	91.9	0.999	4.9
110	88.4	399.8	14	82.6	93.4	0.998	5.9
135	87.4	399.8	14	82.6	94.5	0.995	6.8
175	87.1	399.8	14	82.6	94.8	0.988	7.9
220	86.8	399.8	14	82.6	95.1	0.977	8.8
265	86.6	399.8	14	82.6	95.3	0.972	9.8

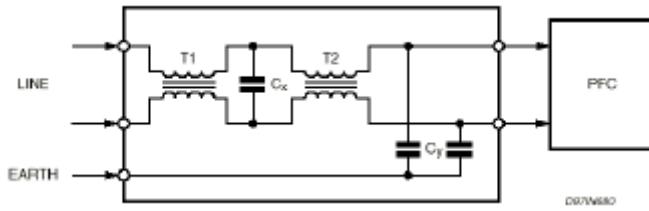
Configuración del filtro EMI

Fig. 9.24 EMI Filter

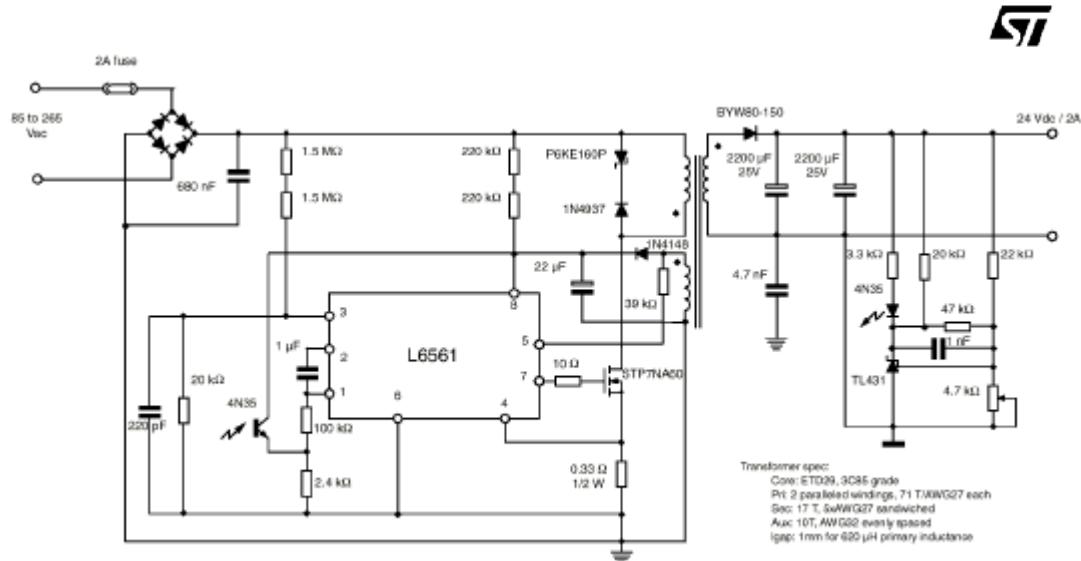
➤ Ejemplo: PFC en topología Fly-back

Fig. 9.25 Flyback PFC

En realidad cualquier topología puede servir para corregir el factor de potencia, pero en la práctica la topología más utilizada es la boost. La topología fly-back también puede ser utilizada en casos de requerimientos de aislación entre la entrada y la salida.

9.5. Resultados experimentales

Los resultados mostrados aquí fueron obtenidos de los reportes del Laboratorio de Condicionamiento de Energía eléctrica de La facultad de Unicamp, Brasil (J. A. Pomillo, apostillas).

9.5.1. Off-line

En la [fig. 9.26](#) se puede ver un atraso de la entrada en funcionamiento de inversor, y se encuentra en un valor menor que 1/2 ciclo.

La forma de onda de salida presenta baja distorsión armónica. La parte achataada es por las limitaciones del banco de baterías.

La THD es de 3.6%. La carga es resistiva y con el valor nominal.

En la [fig. 9.27](#) se muestra la entrada y la salida en un ensayo transitorio. Se produce una perturbación de una variación pico a pico de 120V y fue observada íntegramente por la salida.

La regulación de tensión de salida se realiza por una variación a saltos en la tensión de entrada. Cuando ocurre el modo backup de baterías (96V) la tensión de 11,6V está 7% más abajo que la nominal. En el intervalo en que el regulador actúa, se obtiene una variación entre -7,7% a +10%.

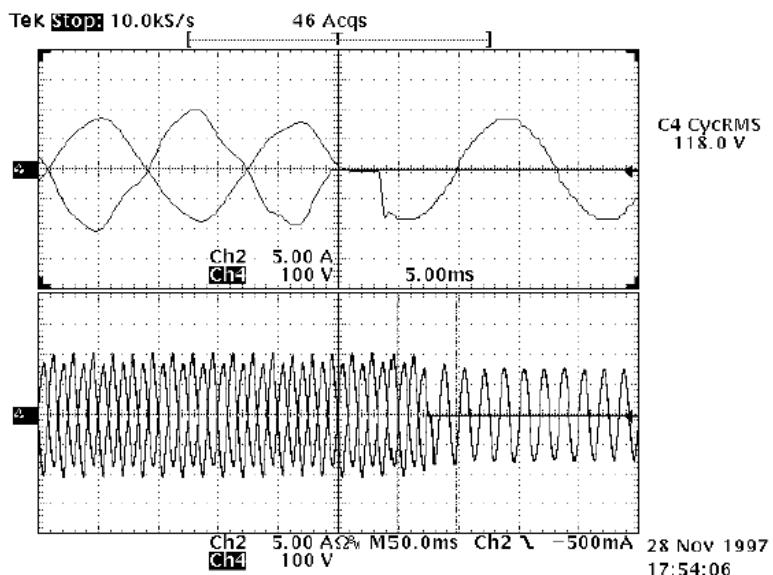


Fig. 9.26 Tensão de saída e a corrente da rede com carga resistiva na transição da alimentação da rede para baterias.

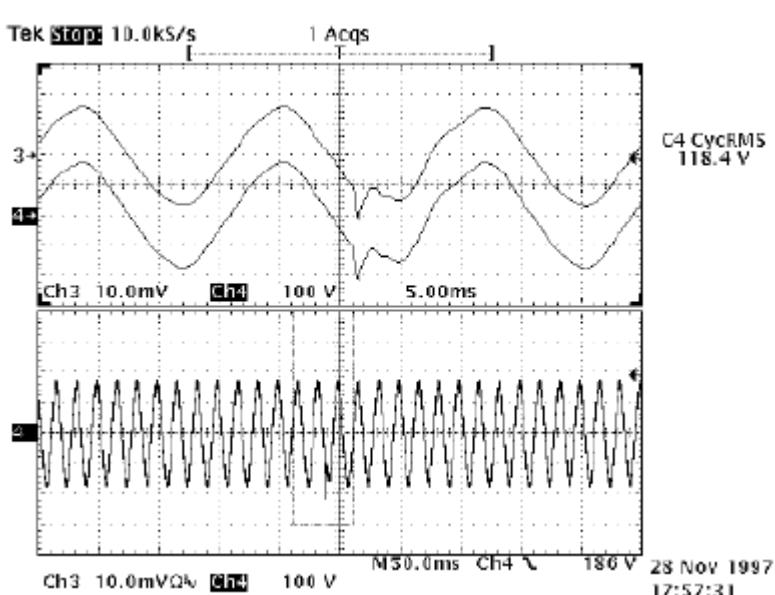


Fig. 9.27 Rejeição de transitorio na entrada.
Sistemas de Energia Ininterrupta

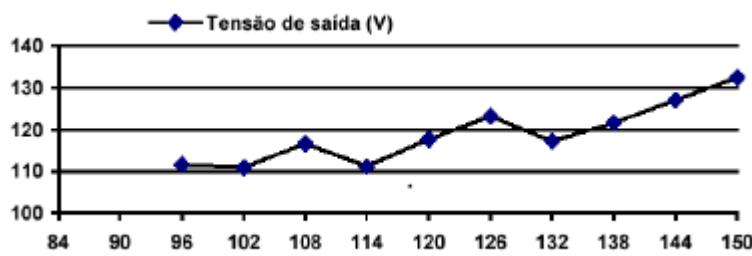


Fig. 9.28 Regulação de tensão de saída em função da tensão de entrada, com carga resistiva.

9.5.2. On-line

En la [fig. 9.29](#) se muestra que no existe transitorio de pasaje de alimentación desde la red al by-pass de batería. Notar que la corriente de entrada se anula cuando falla la alimentación. La [fig. 9.30](#) muestra la tensión de entrada y de salida en condiciones transitorias. La perturbación producida tiene una variación pico a pico de aprox. 150V y no fue notada por la carga.

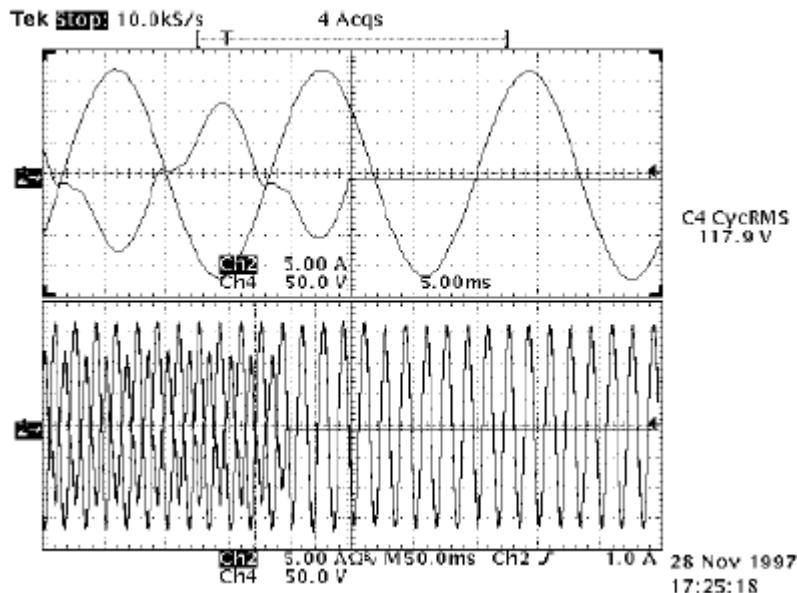


Fig. 9.29 Tensão de saída e corrente da rede com carga resistiva na transição da alimentação da rede para baterias.

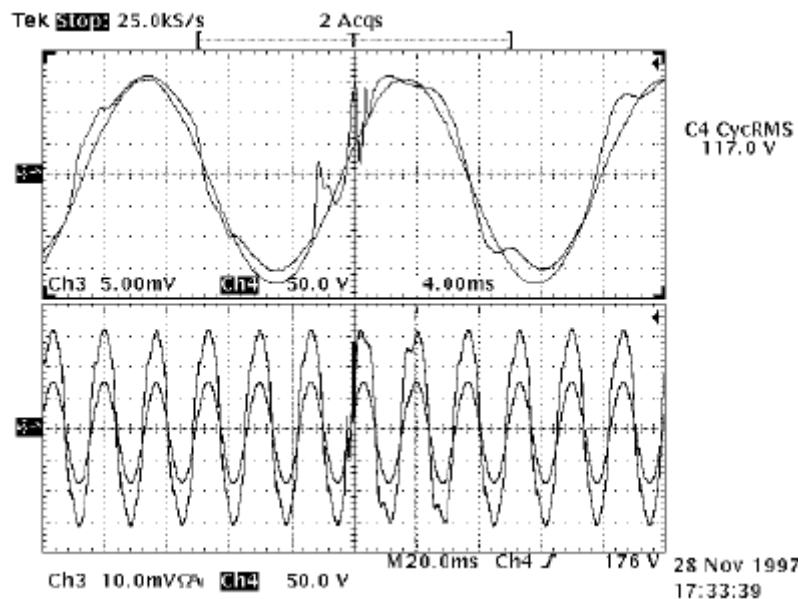


Fig. 9.30 Rejeição de transitorio na entrada.

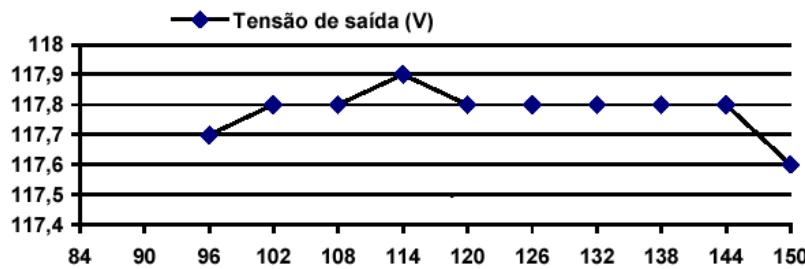


Fig. 9.31 Regulação de tensão de saída em função da tensão de entrada, com carga resistiva.

➤ Ejemplo: Circuito de potencia simplificado de UPS on-line

Ver página siguiente, fig. 9.32.

◆

9.6. Bibliografía

UPS:

- [1] Toshiba, *Uninterruptible Power Supply: Three Phase, 4100 Plus*
- [2] Muhammad H. Rashid, *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, 2da edición Prentice Hall, 1995
- [3] Mohan, Undeland, Robbins, *Power Electronics: Converters and Applications and Design*, John Wiley & Sons, 2003
- [4] J. A. Pomilio, *Fontes Chaveadas*, Universidad de Campinas, <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor>
- [5] J. A. Pomilio, *Eletrônica de Potência*, Universidad de Campinas, <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor>
- [6] Microchip, *PICREF-1: Uninterruptible Power Supply Reference Design*

OTHERS:

- [7] Fred C. Lee, *Converters and Distributed Power Systems*; Virginia Power Electronics Center; 1995
- [8] V. Prasad Kodali; *Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, Technologies and Computers Models*; IEEE Press, 2001
- [9] Prof. Johann W. Kolar and Uwe Dörfelik at the ETH Zurich, *Interactive Power Electronics Seminar (iPES)*, <http://www.ipes.ethz.ch/>
- [10] Emilio Amorós, José García, Gabriel Sanfeliu, *Simulación de Circuitos Electrónicos de Potencia con PSpice*, Universidad Politécnica de Valencia, 2001
- [11] Guy Séguier, *Electrónica de Potencia: Los convertidores estáticos de energía*,
- [12] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*; Massachusetts Institute of Technology, Addison Wesley Publishing Company, 1992
- [13] Robert W. Erickson, Slides of *Fundamentals of Power Electronics*; 1997; <http://ece.colorado.edu/~pwrelect/book/slides/slidedir.html>
- [14] Daniel W. Hart, *Electrónica de Potencia*, Prentice Hall, 2001

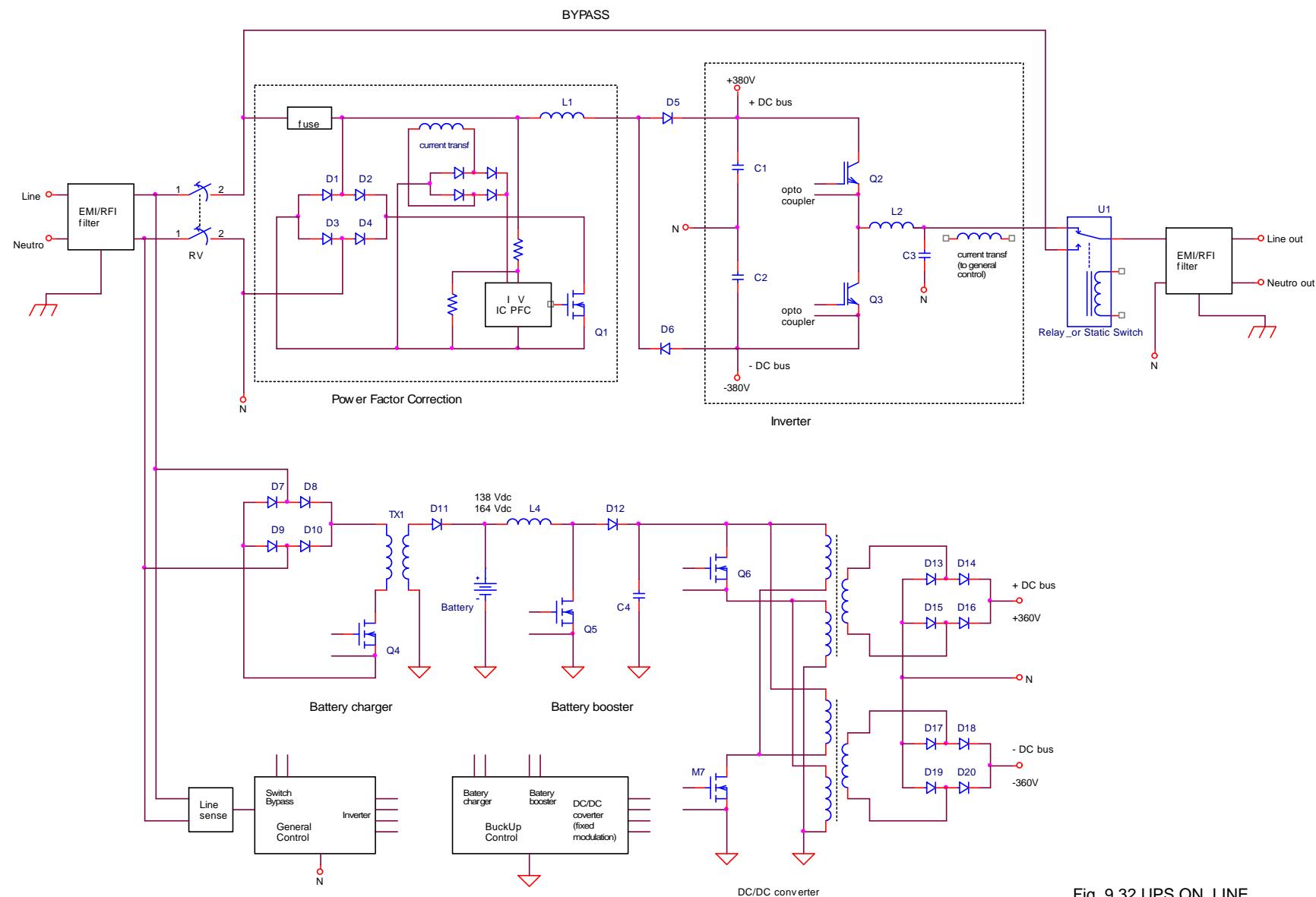


Fig. 9.32 UPS ON_LINE
2 TO 3KVA