

COLECCIÓN APUNTES 96/97

ELECTRONICA DE POTENCIA CONVERTIDORES DC/DC

Aguilar Peña, Juan D.

Muñoz Rodriguez, Francisco .J

Ogayar Anguita, Francisco .J

**Departamento de Electrónica. E. Politécnica Superior de Jáen
Universidad de Jaén**

Electrónica de Potencia
©Juan Domingo Aguilar Peña 2015

Escuela Politécnica Superior. Universidad de Jaén (España)
Departamento Ingeniería Electrónica y Automática

Esta obra, resumen colección de apuntes
electrónicos llamados
ELECTRÓNICA DE POTENCIA
tiene licencia **Creative Commons**



Atribución-No Comercial-Sin Derivadas 3.0 Unported

Tu eres libre de:



copiar, distribuir, comunicar y ejecutar públicamente la obra

Bajo las siguientes condiciones:



Atribución. Debes reconocer y citar la obra de la forma especificada por el autor o el licenciente.



No Comercial. No puedes utilizar esta obra para fines comerciales.



Sin Derivadas. No puedes alterar, transformar o generar una obra derivada a partir de esta obra.

- Al reutilizar o distribuir la obra, tienes que dejar bien claro los términos de la licencia de esta obra.
- alguna de estas condiciones puede no aplicarse si se obtiene el permiso del titular de los derechos de autor
- Nada en esta licencia menoscaba o restringe los derechos morales del autor.

PROLOGO

Presentamos un extenso resumen de los tres tomos que en su día fueron publicados dentro de la colección de Apuntes 1995/1996, de la Universidad de Jaén, cuyos títulos fueron “Electrónica de Potencia: Convertidores DC-DC”, “Electrónica de Potencia: Convertidores DC-AC”, “Electrónica de Potencia: Convertidores AC -DC”, realizados en colaboración con alumnos de Ingeniería Técnica, como motivo de su trabajo fin de carrera. Se pretendía en su día cubrir las necesidades docentes de una materia tan importante como los Convertidores Estáticos dentro de la Electrónica de Potencia, en su día asignatura troncal del plan de estudios de Ingeniería Técnica y en la actualidad materia troncal en el Grado de Ingeniería Electrónica Industrial.

En aquel momento no existía casi ninguna referencia bibliográfica sobre el tema en cuestión en castellano, para ello, nos basamos en los principales libros de texto de la época “M.H. Rashid, Power Electronics: Circuits, Devices & Applications”, de la editorial Prentice Hall y “M.J. Fisher, Power Electronics”, de la editorial PWS KENT, junto con otras referencias bibliográficas señaladas en este texto.

En su día pretendía ser una guía de estudio para este bloque de la asignatura. El resultado fue una colección de tres tomos de los que presentamos un resumen en esta edición. Quizá el resultado de estos apuntes sea demasiado extenso, aunque siempre he creído que el alumno debe disponer de la información necesaria lo más extensa y estructurada posible de manera que sea él mismo con la ayuda de las clases teóricas, quien decida lo más importante de cada parte, de esta manera aprende a resumir y extraer un tema determinado.

Hemos introducido además, diversos ejemplos de simulación con ordenador, utilizando el conocido programa de simulación PSPICE, del que está disponible una versión de evaluación libre de derechos de utilización con toda la potencia del programa, limitada solo en el número máximo de nudos por circuito. La utilización de este programa de simulación puede servir para observar el comportamiento los principales circuitos, así como analizar la influencia de cada uno de los parámetros y componentes que intervienen en el mismo, cosa que sería difícil llevar a la práctica en la disciplina que nos ocupa, por ser los componentes caros, circuitos complejos y manejar grandes potencias con el peligro que conllevaría para el alumno y el coste excesivo del laboratorio.

No queremos terminar sin agradecer a todas aquellas personas que han hecho posible la aparición de estos apuntes fruto de un esfuerzo continuado de muchos antiguos alumnos que han pasado por el Departamento de Electrónica de la Escuela Politécnica de Jaén y que han colaborado en la confección, así como el agradecimiento para Juan de Dios Unión Sánchez y Alberto Sánchez Moral que se han encargado de la edición y maquetación de este resumen.

Jaén, octubre de 1995

Resumen Junio 2015

Juan Domingo Aguilar Peña

Profesor Titular

INDICE

6.1 INTRODUCCIÓN	3
6.2 FUNDAMENTOS DE LOS CONVERTIDORES DC/DC	5
6.2.1 CONVERTIDORES DC/DC CONMUTADOS. CONCEPTO	5
6.2.2 TOPOLOGÍA GENERAL DE UN CONVERTIDOR DC/DC. (CARGA RESISTIVA PURA).....	5
6.2.3 TOPOLOGÍA GENERAL DE UN CONVERTIDOR DC/DC. (CARGA INDUCTIVA).....	9
6.2.4 CICLO DE TRABAJO.....	12
6.2.5 CLASIFICACION DE LOS CONVERTIDORES DC/DC SEGÚN EL MODO DE FUNCIONAMIENTO	12
6.3 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC	14
6.4 TIPOS DE CONVERTIDORES DC/DC. TOPOLOGÍAS.....	17
6.4.1 CONVERTIDORES TIPO A.....	17
6.4.2 CONVERTIDORES TIPO B.....	39
6.4.3 CONVERTIDORES TIPO C.....	43
6.4.4 CONVERTIDORES TIPO D.....	50
6.4.5 CONVERTIDORES TIPO E.....	52
6.5 APLICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC	60
6.5.1 CONTROL DE MOTORES MEDIANTE TROCEADORES.....	60
6.5.2 CIRCUITOS REALES DE CONTROL DE MOTORES.....	61
6.6 INTRODUCCIÓN A LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS (CONFIGURACIONES BÁSICAS).	66
6.6.1 CONVERTIDOR BUCK (REDUCTOR).....	66
6.6.2 CONVERTIDOR BOOST (ELEVADOR)	73
6.6.3 CONVERTIDOR BUCK-BOOST (ELEVADOR-REDUCTOR).....	79
BIBLIOGRAFÍA	85
ANEXO 3.....	87
TEMA 6: CONVERTIDORES DC/DC.....	87
SOLUCIONES A LAS CUESTIONES TIPO TEST	93
ANEXO 5.....	95
CUESTIONES	95
CUESTION 6.1: CIRCUITO BÁSICO CHOPPER CARGA RESISTIVA PURA	95
CUESTION 6.2: CHOPPER TIPO STEP-UP.....	96
CUESTION 6.3: CHOPPER CLASE D	97
CUESTION 6.4: CHOPPER CLASE E (EXCITACIÓN TIPO 2).....	98
CUESTION 6.5: CHOPPER CLASE E (EXCITACIÓN TIPO 3).....	99
EJEMPLOS	100
EJEMPLO 6.2: CONVERTIDOR CARGA INDUCTIVA.	100
EJEMPLO 6.3: CHOPPER STEP-DOWN.	101

CONVERTIDORES DC/DC

6.1 Introducción

Los convertidores son dispositivos electrónicos encargados de transformar la señal suministrada a la entrada en otra de características predeterminadas (figura 6.1). El concepto de conversión estática de energía constituye un aspecto esencial para cualquier sistema basado en componentes electrónicos, desde un ordenador a un instrumento de medida, pasando por un periférico o un sistema de telecomunicaciones. Dentro de este concepto, la conversión de corriente continua a corriente continua (DC/DC) tiene una importancia capital, ya que la gran mayoría de los equipos electrónicos e informáticos, tanto de uso doméstico como industrial, precisan de una alimentación de tensión continua. A menudo ésta debe obtenerse a partir de la red, siendo necesario realizar previamente una conversión AC/DC. La conversión DC/DC significa la obtención de una tensión continua con unas características determinadas a partir de otro nivel de tensión que no las posee.

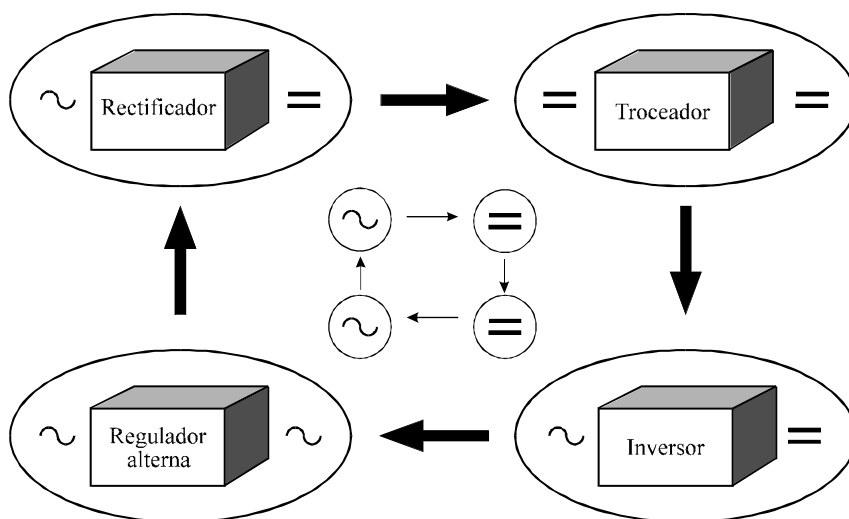


Fig.6. 1
Convertidores más usuales.

En la actualidad existen dos métodos claramente diferenciados para realizar la conversión DC/DC:

- Los **convertidores lineales** basados en el empleo de un elemento regulador que trabaja en su zona resistiva disipando energía.
- Los **convertidores conmutados**, que se basan en el empleo de elementos semiconductores que trabajan en conmutación (corte/conducción), regulando de esta forma el flujo de potencia hacia la salida del convertidor. Estos dispositivos semiconductores pueden ser, indistintamente, un transistor (BJT, MOSFET, IGBT) o un tiristor o GTO. El empleo de un dispositivo u otro dependerá de las características y necesidades de la aplicación a desarrollar.

Debido al gran número de ventajas patentes entre este tipo de convertidores (conmutados) sobre los anteriores (lineales), nos ocuparemos en exclusiva sobre los fundamentos y evolución de la conversión conmutada.

En la figura 6.2 se ha representado el esquema general de un convertidor DC/DC, también llamado “*chopper*” o troceador, en función de la etapa de potencia, etapa de control, elemento semiconductor utilizado, tipo de acoplamiento, etc.

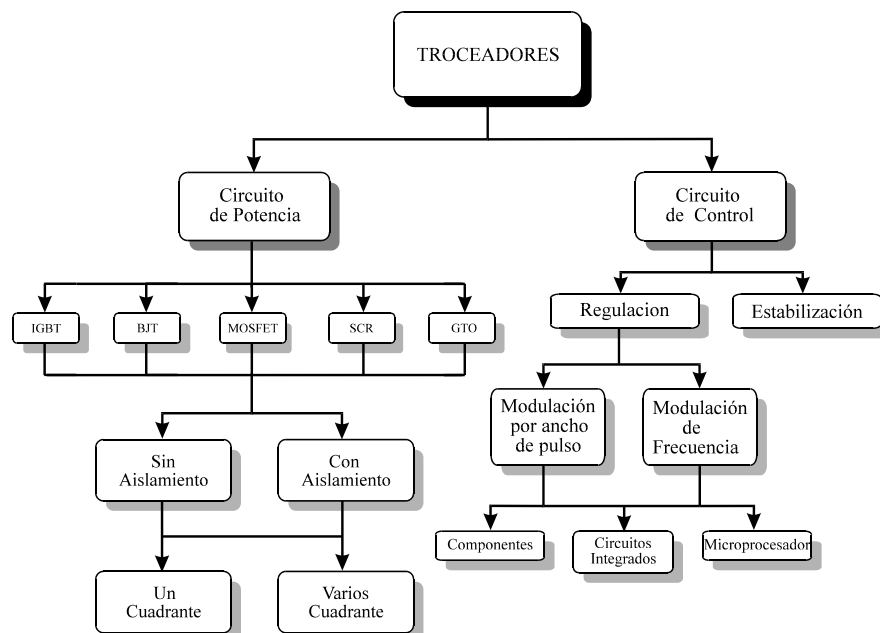


Fig.6. 2
Esquema del convertidor DC/DC conmutado.

Por otro lado, las aplicaciones de los convertidores DC/DC recaen fundamentalmente sobre dos campos:

- **Fuentes de alimentación conmutadas.** Son fuentes de alimentación en las que el regulador en vez de ser lineal es conmutado, consiguiéndose un importante aumento del rendimiento y una buena respuesta dinámica.
- **Alimentación de motores de corriente continua,** cuya regulación requiere tensiones continuas variables. Las potencias utilizadas en este caso son considerables.

En este capítulo se van a estudiar las diferentes configuraciones básicas de los convertidores DC/DC que operan en uno o varios cuadrantes, así como el cálculo de las tensiones y corrientes máximas a las que se ven sometidos sus dispositivos semiconductores. A la hora de aplicar lo calculado a circuitos reales habrá que ser especialmente crítico en lo que se refiere a tensiones máximas en diodos y elementos conmutadores, dado que los retrasos de entrada en conducción de algunos dispositivos harán que los picos de tensión máxima superen con creces los valores indicados. Para remediar este problema será necesario el uso de redes de protección en algunos dispositivos.

El estudio se va a centrar exclusivamente en el análisis de las diferentes etapas de potencia presentes en los convertidores DC/DC, desarrolladas para satisfacer las diversas exigencias de la carga.

6.2 Fundamentos de los convertidores DC/DC

6.2.1 CONVERTIDORES DC/DC CONMUTADOS. CONCEPTO

Un convertidor DC/DC es un sistema electrónico cuya misión es transformar una corriente continua en otra de igual carácter pero diferente valor. Se puede encontrar un símil en alterna con los transformadores y su relación de transformación.

En función de la razón existente entre la tensión de entrada en el chopper y la de salida podemos clasificar los convertidores DC/DC, en principio de forma general en:

- Convertidores reductores:

La tensión que se obtiene a la salida del chopper es inferior a la aplicada a la entrada. En este caso la razón de transformación dada por V_o/E es menor que la unidad.

- Convertidores elevadores:

La tensión de salida es mayor que la que existe a la entrada. Por lo que $V_o/E > 1$.

6.2.2 TOPOLOGÍA GENERAL DE UN CONVERTIDOR DC/DC. (CARGA RESISTIVA PURA)

Para introducirnos en el funcionamiento de los convertidores DC/DC, se considerará el circuito que se recoge en la figura 6.3, conformado exclusivamente por un interruptor y una carga resistiva pura.

El interruptor se abre y se cierra siguiendo una señal de periodo “T” denominada *periodo de convertidor*. El tiempo durante el cual el interruptor está cerrado, y por tanto la carga se encuentra conectada a la fuente primaria de energía, se denominará *tiempo de conducción*, “ T_{ON} ”. Por otro lado el tiempo que el interruptor permanece abierto, dejando aislada la carga, se llamará *tiempo de bloqueo*, “ T_{OFF} ”. La suma de T_{ON} y T_{OFF} , como se puede apreciar en la figura, da el periodo de convertidor (T).

Cuando el interruptor S está cerrado, $0 < t < T_{ON}$, la tensión de la fuente se refleja en la carga, provocando la circulación de corriente a través de ella. Si por el contrario S está abierto, $T_{ON} < t < T$, el vínculo entre la fuente y carga se rompe, quedando esta última aislada de la primera. Como la carga es resistiva pura, la corriente circulante por la misma, en estas condiciones, se anula completamente.

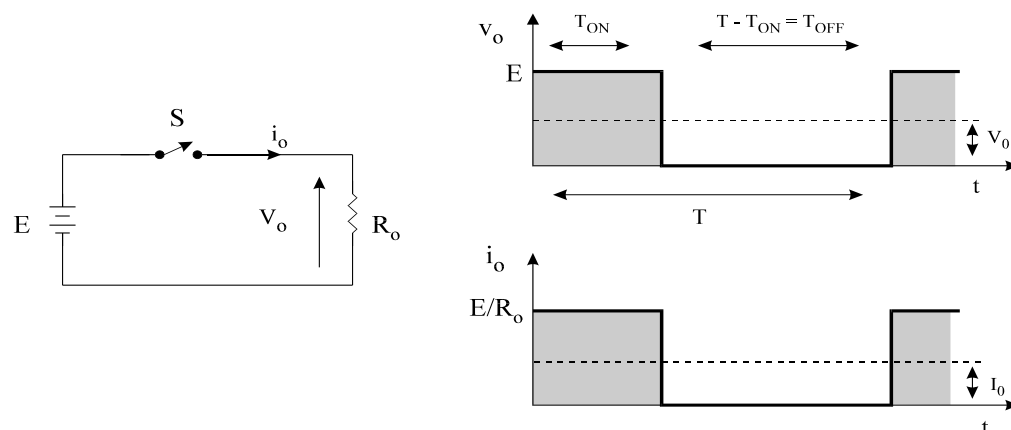


Fig.6. 3
Convertidor DC/DC con carga resistiva pura. Circuito y formas de onda.

La *tensión media* que existe en la carga será:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o dt = \frac{T_{ON}}{T} \times E = \delta \times E \quad \text{E 6.1}$$

Al cociente entre T_{ON} y T se le denomina *ciclo de trabajo*, δ . Más adelante se estudiará este concepto con más detalle.

También se puede obtener el *valor eficaz* de la tensión en la carga:

$$V_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o^2 dt \right)} = \sqrt{\delta} E \quad \text{E 6.2}$$

Partiendo de la tensión media en la carga se puede deducir la *intensidad media* que circula por la misma:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \delta \times \frac{E}{R_o} \quad \text{E 6.3}$$

Considerando que todos los elementos que participan en el convertidor son ideales y que no se producen pérdidas en los mismos, se puede decir que la potencia de entrada es la misma que la obtenida a la salida del convertidor. Por tanto:

$$P_E = P_o = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o i_o dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \frac{v_o^2}{R_o} dt = \delta \frac{E^2}{R_o} \quad \text{E 6.4}$$

Las conclusiones más destacadas son las siguientes:

- La tensión media en la carga, V_o , es directamente proporcional a la tensión aplicada a la entrada del convertidor.
- Variando T_{ON} se consigue hacer oscilar δ entre 0 y 1, con lo que la señal de salida podrá variar entre 0 y E . De esta manera se podrá controlar el flujo de potencia a la carga. Los valores máximos de tensión y potencia media en la carga serán:

$$V_{O(MAX)} = E \quad \text{E 6.5}$$

$$P_{O(MAX)} = \frac{E^2}{R_o} \quad \text{E 6.6}$$

Ejemplo 6.1



Sea el convertidor de figura 6.3, en el que la carga es totalmente resistiva y de valor $R_O = 10 \Omega$. Si se considera que la frecuencia de operación es de 1Khz. y que cuando el interruptor se halla cerrado se produce una caída de potencial en el mismo de $V_{S(ON)} = 2 \text{ V}$. Calcular:

- Tensión media de salida, V_O .
- Valor eficaz de la tensión de salida, V_{RMS} .
- Rendimiento del convertidor.

Datos: $E = 220 \text{ V}$; $\delta = 0.5$

Solución:

a)

$$V_O = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o dt = \frac{T_{ON}}{T} \times E = \delta \times E = 0.5(220 - 2) = 109 \text{ V}$$

b) Por la ecuación 6.2

$$V_{RMS} = \sqrt{\delta} E = \sqrt{0.5}(220 - 2) = 154.15 \text{ V}$$

c) La potencia de salida se puede extraer de:

$$\begin{aligned} P_O &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \frac{v_o^2}{R_O} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \frac{(E - V_{S(ON)})^2}{R_O} dt = \delta \frac{(E - V_{S(ON)})^2}{R_O} = \\ &= 0.5 \times \frac{(220 - 2)^2}{10} = 2376 \text{ W} \end{aligned}$$

Por otro lado, la potencia de entrada

$$\begin{aligned} P_E &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} E i_e dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} E \frac{(E - V_{S(ON)})}{R_O} dt = \delta E \frac{(E - V_{S(ON)})}{R_O} = \\ &= 0.5 \times 220 \times \frac{220 - 2}{10} = 2398 \text{ W} \end{aligned}$$

Con lo que el rendimiento del convertidor será

$$\frac{P_O}{P_E} = \frac{2376.2}{2398} = 99.09 \%$$

En este cálculo no se han tenido en cuenta las pérdidas correspondientes al encendido y apagado del interruptor. Esto último hace que el rendimiento de un convertidor DC/DC conmutado convencional sea relativamente inferior.

Cuestión didáctica 6.1



Estudiar como varía la tensión media de salida del convertidor básico de la figura 6.3 para diferentes tiempos de conducción: $T_{ON1} = 0.25$, $T_{ON2} = 0.5$, $T_{ON3} = 0.75$ ms.

Datos:

$f = 1\text{Khz.}$

$E = V_1 = 220\text{ V.}$

$R_0 = 10\ \Omega.$

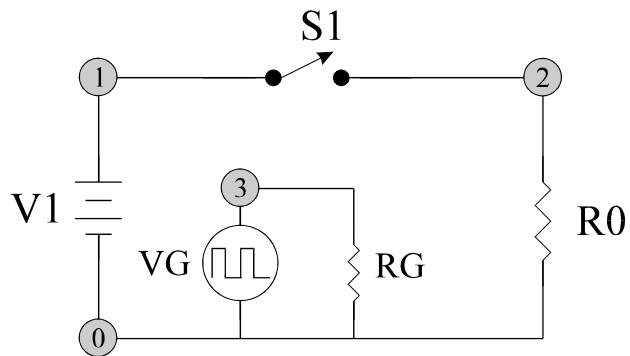


Fig.6. 4

a) Esquema del circuito de un convertidor DC/DC básico para simulación en Pspice.

(T6C1.CIR) SIMULACIÓN DE LA CUESTION 6.1***CIRCUITO BASICO CHOPPER CARGA RESISTIVA PURA***** DESCRIPCION DEL CIRCUITO**

V1 1 0 DC 220V

VG 3 0 PULSE(0V 100V 0 1NS 1NS {TON} 1MS)

* v1 v2 td tr tf pw per

RG 3 0 10MEG

R0 2 0 50

S1 1 2 3 0 SMOD ; INTERRUPTOR CONTROLADO POR TENSION

.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.01 ROFF=10E+6 VON=10V VOFF=5V)

.PARAM TON = .25MS

*** ANALISIS**

.tran 10.000u .02 0 0 ;*ipsp*

.step PARAM TON list 250.000u 500.000u

+ 750.000u ;*ipsp*

.PROBE

.END

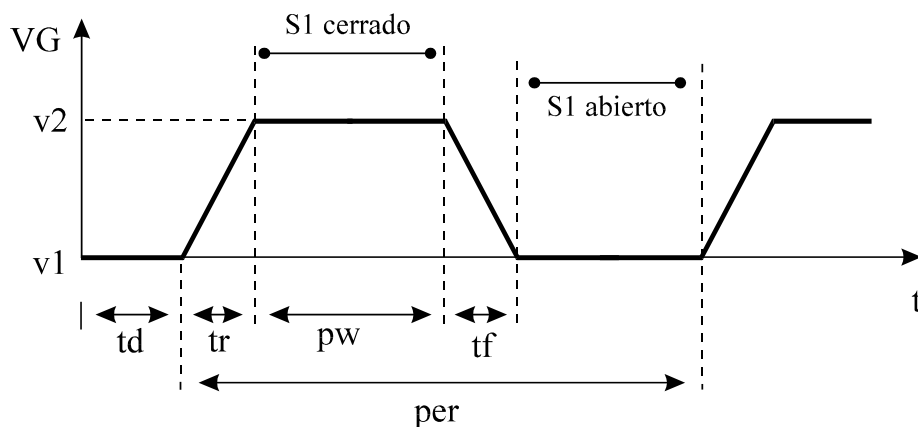


Fig.6. 5

b) Parámetros de la señal de tensión que controla la apertura y cierre del interruptor.

6.2.3 TOPOLOGÍA GENERAL DE UN CONVERTIDOR DC/DC. (CARGA INDUCTIVA)

Hasta ahora se ha considerado que la carga presentaba un carácter totalmente resistivo. Para variar el valor medio de la tensión en bornes de una carga que presente cierto carácter inductivo, se realiza el montaje con interruptores de la figura 6.5. El funcionamiento de ambos interruptores ha de ser complementario, o sea cuando uno se encuentre cerrado el otro permanecerá abierto, y viceversa. De esta forma se le encontrará un camino alternativo a la energía almacenada en la inductancia asociada a la carga, L_0 , durante el intervalo de conducción del tiristor. De lo contrario, el elemento conmutador podría sufrir daños irreparables.

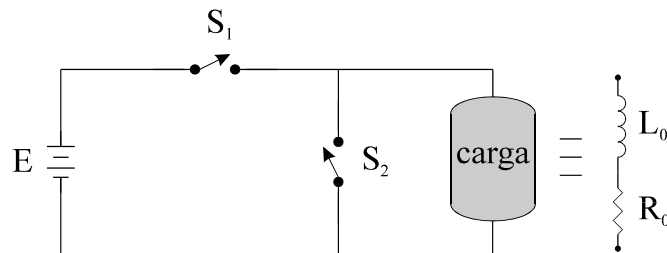


Fig.6. 6
Convertidor DC/DC con carga inductiva.

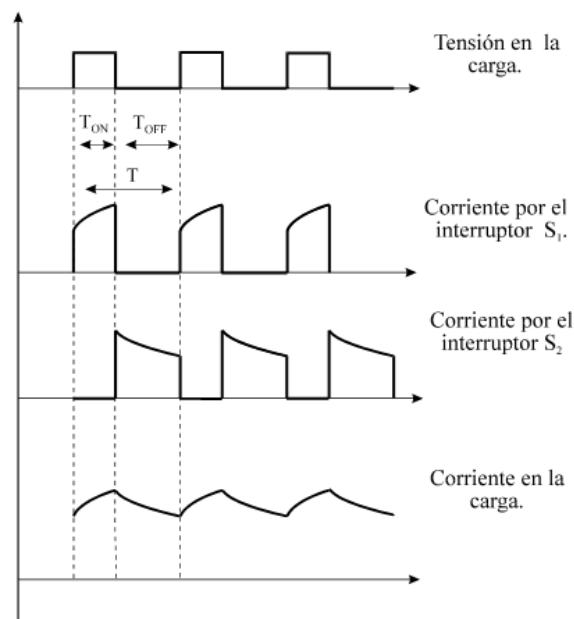


Fig.6. 7
a) Formas de onda para un convertidor con carga inductiva.

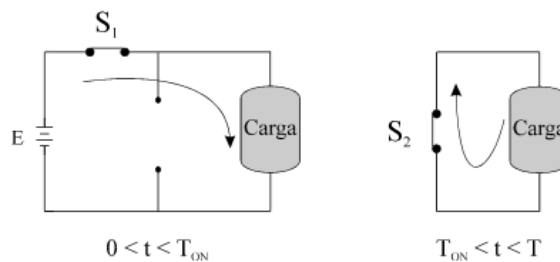


Fig.6. 8
b) Circuito equivalente para cada uno de los estados del interruptor.

La operación de este convertidor básico para cargas inductivas es el que sigue, y queda reflejado en las formas de onda de la figura 6.6.

- Etapa 1ª. S_1 cerrado y S_2 abierto, $0 < t < T_{ON}$: La tensión E de la fuente se aplica a la carga con lo que la intensidad crece exponencialmente.
- Etapa 2ª. S_1 abierto y S_2 cerrado, $T_{ON} < t < T$: La carga queda cortocircuitada y aislada de la fuente de energía. El cierre de S_2 y la naturaleza inductiva de la carga hace que la corriente en la misma evolucione de forma suave (la intensidad decrece exponencialmente) y no bruscamente, como era el caso de una carga resistiva pura. Si la inductancia propia de la carga no fuera suficiente para paliar el rizado de la intensidad de salida, sería recomendable colocar una inductancia de filtro en serie con ésta.

En la práctica, para realizar el convertidor estático equivalente al de la figura 6.5 se sustituye el interruptor S_2 por un diodo, D , denominado diodo volante (flywheeling diode) o diodo de circulación libre (freewheeling diode) tal y como se refleja en la figura 6.7. Durante la primera etapa S_1 está cerrado, mientras que el diodo D no conduce ya que se encuentra polarizado en inverso, reflejándose la tensión de la fuente en la carga. Por otro lado, a lo largo de la segunda etapa ($T_{ON} < t < T$) los interruptores intercambian sus estados, ya que el interruptor S_1 se abre mientras que el diodo D queda polarizado en directo, con lo que la energía previamente almacenada en la inductancia encuentra un camino de escape a través de este último.

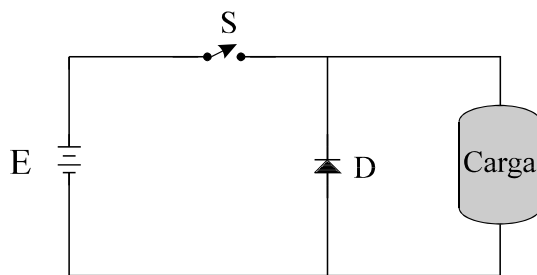


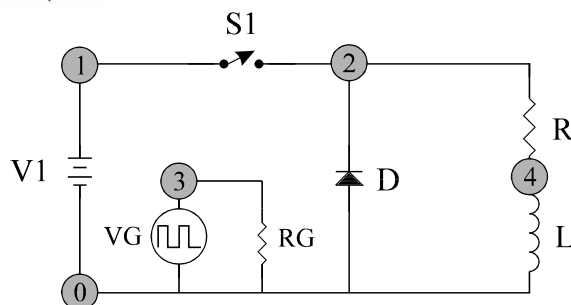
Fig. 6. 9
Sustitución del interruptor S_2 por un diodo.

Si la relación L_O/R_O es muy superior al T_{OFF} del convertidor, la corriente que circula por la carga, $i_o(t)$, presentará un carácter prácticamente continuo, por lo que se podrá considerar que en cualquier instante la intensidad instantánea se corresponde con el valor medio de la intensidad de la carga, $i_o(t) \approx I_O$, a diferencia del caso anterior (carga resistiva pura) en la que la corriente en la carga adoptaba carácter pulsante.

Ejemplo 6.2



Realizar con Pspice el estudio del convertidor con carga inductiva de la figura 6.7, y ver como evoluciona la intensidad por la carga para diferentes valores de la inductancia asociada a la misma. Suponer:



$E = 220 \text{ V.}$
 $R_O = 5 \Omega.$
 $f = 1 \text{ KHz.}$
 $\delta = 0.5.$
 $L_1 = 0.3 \text{ mH; } L_2 = 0.951 \text{ mH; } L_3 = 3 \text{ mH.}$

Fig. 6. 10
Convertidor DC/DC con carga inductiva. Simulación por Pspice.

Solución:

Observando el circuito de la figura 6.8, se tiene el siguiente listado:

(T6E2.CIR) SIMULACIÓN DEL EJEMPLO 6.2***CONVERTIDOR BASICO. CARGA INDUCTIVA***** DESCRIPCION DEL CIRCUITO**

V1 1 0 DC 220V

VG 3 0 PULSE(0V 100V 0 1NS 1NS .5MS 1MS)

RG 3 0 10MEG

R 2 4 10

L 4 0 BOBINA 1MH

.MODEL BOBINA IND(L=1MH)

DM 0 2 DMOD; MODELO DE DIODO POR DEFECTO

.MODEL DMOD D

S1 1 2 4 0 SMOD

.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.01 ROFF=10E6 VON=2 VOFF=0)

*** ANALISIS**

.TRAN 10US 2MS 0MS

.STEP IND BOBINA(L) LIST 0.3 0.951 3

.PROBE

.END



PSpice

En la figura 6.9 se puede apreciar la intensidad de salida para cada valor de inductancia. Es interesante hacer recalcar como para diferentes valores de este valor la intensidad presenta una forma de onda totalmente diferente y que definirá su régimen de funcionamiento: la intensidad nunca llega a anularse ($L = 3 \text{ mH}$; régimen de corriente continuada), la intensidad se hace cero en el mismo instante en el que finaliza el ciclo del convertidor ($L = 0.951 \text{ mH}$; frontera entre corriente continuada) y la intensidad se anula dentro de dicho periodo ($L = 0.3 \text{ mH}$; régimen de corriente discontinuada).

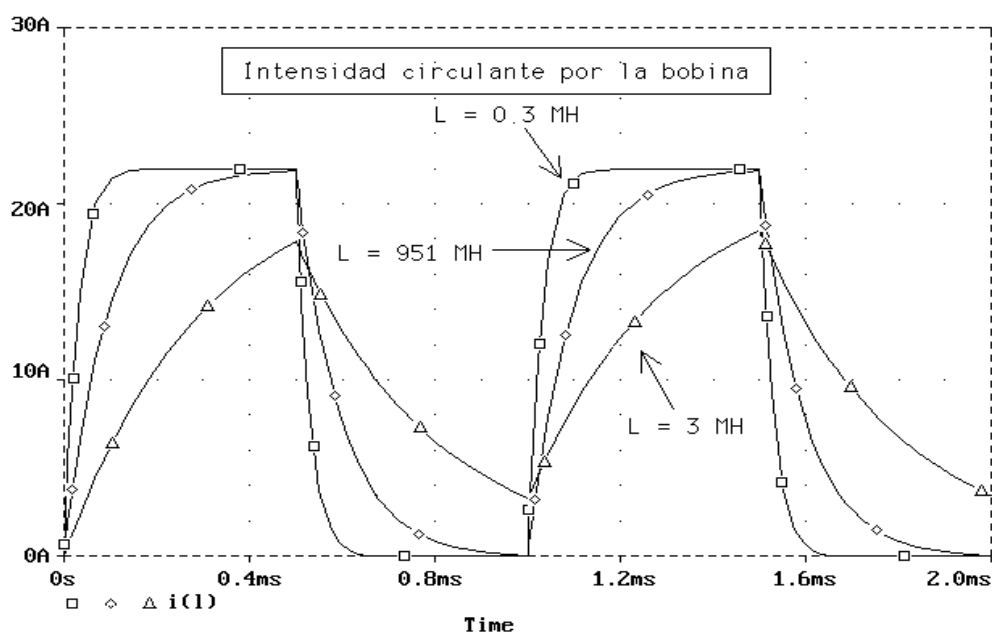


Fig.6. 11

Diferentes evoluciones de la intensidad en la carga para diferentes valores de la inductancia asociada a la carga.

6.2.4 CICLO DE TRABAJO.

Se ha visto como la tensión, la intensidad, en definitiva la potencia entregada a la carga estaba en función de δ , cociente entre T_{ON} y T . Pues bien, a dicho cociente se le denomina “**ciclo de trabajo**”. Y se define como la fracción del periodo del convertidor en el cual el interruptor se halla cerrado.

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T}$$

Como se deduce de la ecuación 6.1, la señal que aparece a la salida del convertidor depende únicamente del ciclo de trabajo y del valor de la fuente de alimentación. Como esta última generalmente se mantendrá constante, disponemos de la variación del ciclo de trabajo como único medio posible de modificar la señal de salida.

Si se presta un poco de atención a la expresión que define el ciclo de trabajo se podrá deducir que se presentan tres formas diferentes de modificar el ciclo de trabajo, y por tanto la tensión de salida.

- a) Variando el tiempo de conducción T_{ON} , al mismo tiempo que se mantiene T fijo. Llamado también *Modulación por Ancho de Pulso* (PWM) ya que la frecuencia de la señal del convertidor se mantiene constante mientras que no ocurre así con la anchura del pulso que define el tiempo de conducción del convertidor.
- b) Variando T y conservando T_{ON} constante. Denominado *Modulación de Frecuencia* ya que es la frecuencia del convertidor la que varía. El inconveniente más destacado de este método de control se encuentra en la generación indeseada de armónicos a frecuencias impredecibles, por lo que el diseño del consiguiente filtro se revestirá de una complejidad en algunos casos excesiva.
- c) Modificando ambos

6.2.5 CLASIFICACION DE LOS CONVERTIDORES DC/DC SEGÚN EL MODO DE FUNCIONAMIENTO

A la vista de lo anterior se podrá establecer una nueva clasificación de los convertidores DC/DC en función del modo de funcionamiento que presenten para regular la tensión de salida:

- **Convertidores de tiempo de conducción variable.** La variación de la tensión en la carga se obtiene mediante la regulación del tiempo de cierre del interruptor. Como se indica en la ecuación 6.1.

$$V_O = \delta E = \frac{T_{ON}}{T} E = \frac{E}{T} T_{ON}$$

Obsérvese (figura 6.10.a) que la tensión media en la carga será mayor en el caso 2 que en el 1.

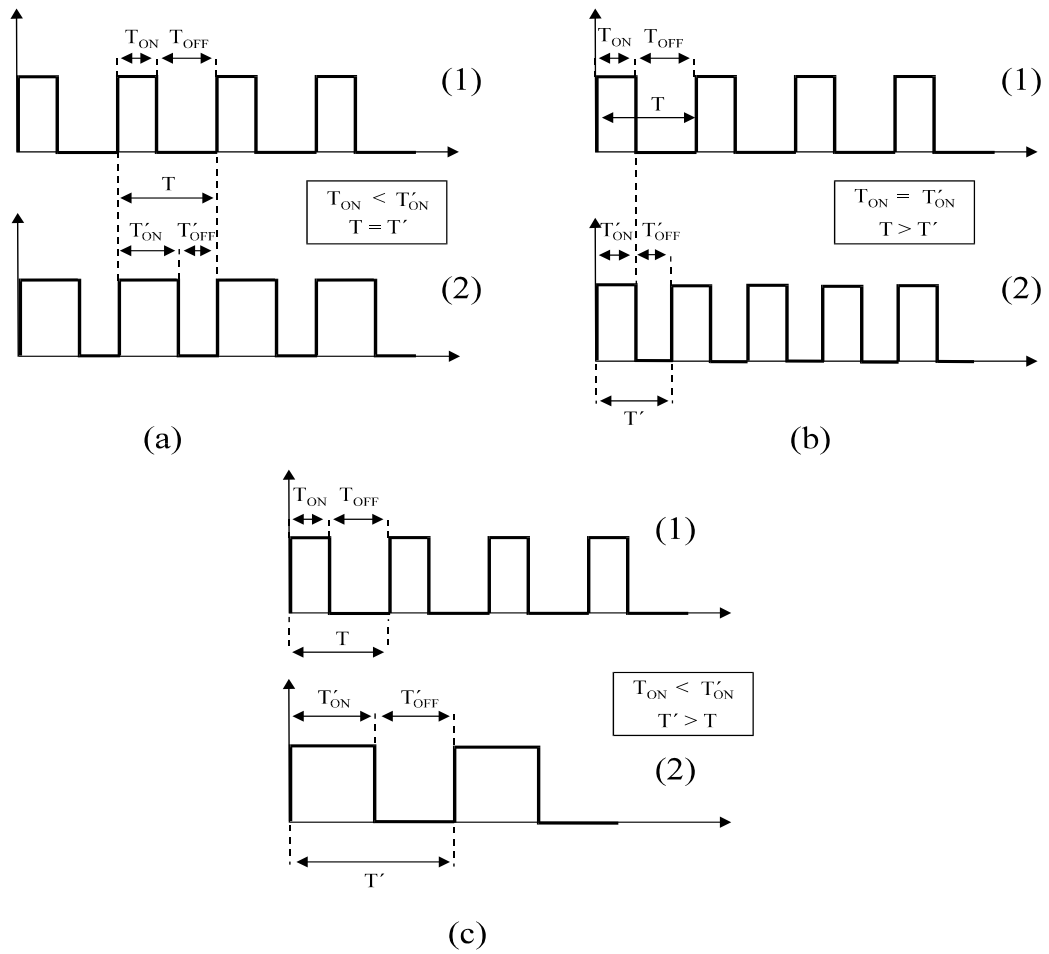


Fig.6. 12

- a) Formas de onda en la carga para un troceador de tiempo de conducción variable.
 b) Troceador de frecuencia variable.
 c) Troceador de frecuencia y tiempo de conducción variable.

• **Convertidores de frecuencia variable.** La variación de la tensión en la carga se obtiene mediante la regulación de la frecuencia del convertidor, permaneciendo el intervalo de conducción, T_{ON} , constante.

$$V_O = \delta \times E = E \times T_{ON} \times f$$

E 6. 7

Las formas de onda en la carga serían las representadas en la figura 6.10.b. También en este caso, la tensión media en la carga será mayor en el caso 2 que en el 1.

• **Convertidores de frecuencia y tiempo de conducción variables.** En estos circuitos, la variación de la tensión en la carga se obtiene mediante la regulación de la frecuencia y el intervalo de conducción, por lo que el único parámetro constante en la ecuación 6.1 sería la tensión de alimentación (Figura 6.10.c).

6.3 Clasificación de los convertidores DC/DC

Dependiendo del sentido de la intensidad y la tensión aplicada en la carga los convertidores se pueden clasificar en cinco clases bien diferenciadas.

- Convertidor clase A.
- Convertidor clase B.
- Convertidor clase C.
- Convertidor clase D.
- Convertidor clase E.

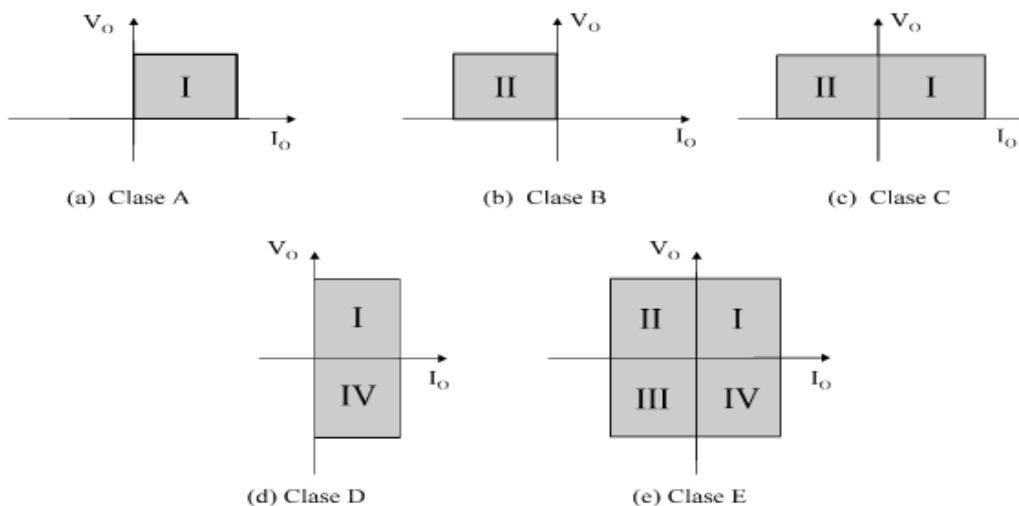
Los dos primeros convertidores, clase A y clase B, se caracterizan porque el sentido que presentan tanto la tensión como la intensidad en la carga es invariable (operación en un solo cuadrante). Mientras, los convertidores clase C y D, como se puede observar en la figura 6.11, tienen su área de trabajo configurada por dos cuadrantes, con lo que un parámetro de los mismos, bien puede ser la intensidad como la tensión en la carga, puede adoptar diferente sentido. Por último, en el convertidor clase E la tensión y la intensidad pueden presentar cualquier combinación posible, pudiendo trabajar este convertidor en cualquiera de los 4 cuadrantes.

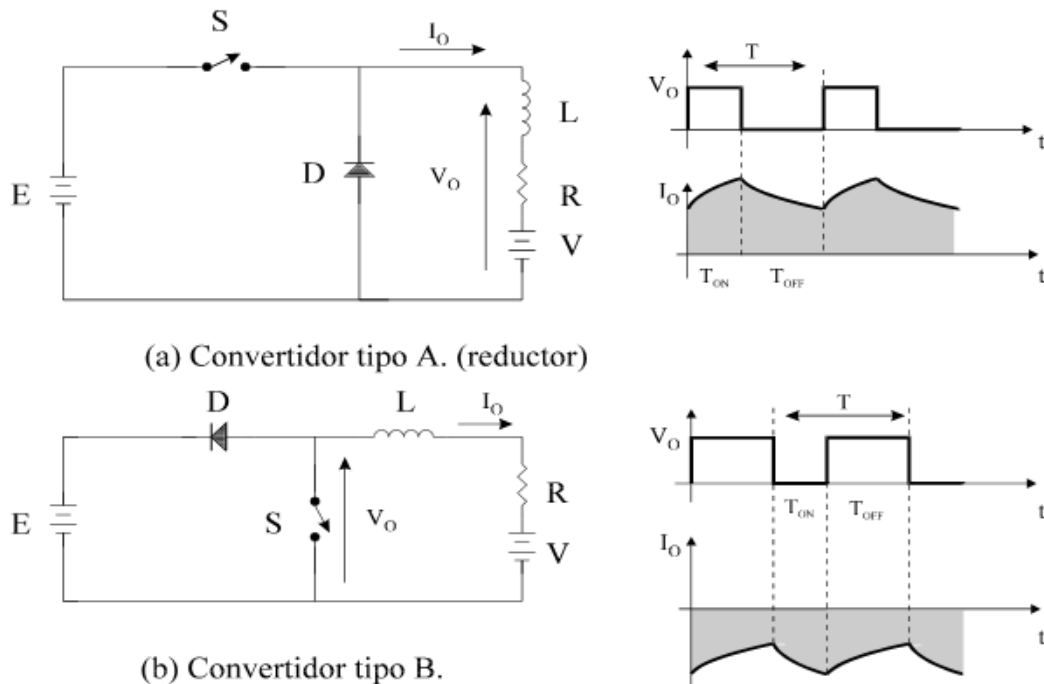
Convertidor clase A

La corriente circulante por la carga es positiva, o lo que es lo mismo, fluye hacia la carga. Lo mismo ocurre con la tensión en la misma. Es un convertidor que trabaja en un solo y único cuadrante, con lo que ni la tensión ni la intensidad pueden modificar su sentido.

Un convertidor que verifica este modo de operación es el que se recoge en la figura 6.11.a. Donde V puede representar la fuerza contraelectromotriz de un motor DC.

Cuando el interruptor se cierra, la fuente de tensión E se conecta a la carga, el diodo D queda polarizado en inverso. La intensidad crece exponencialmente mientras circula a través de R , L y V . Por otro lado, cuando el interruptor se abre, la carga queda totalmente aislada de la fuente primaria de energía, la intensidad tiende a decrecer y en la bobina se induce una f.e.m. negativa que provoca que el diodo D entre en conducción, actuando como un diodo volante o de libre circulación.



**Fig.6. 13**

Clasificación de los convertidores DC/DC en función del cuadrante/s en el que opere.

Convertidor clase B

Opera exclusivamente en el segundo cuadrante. Por tanto, la tensión en la carga sigue positiva, mientras que la intensidad que circula por la carga es negativa. En otras palabras, se puede decir que la intensidad escapa de la carga y fluye hacia la fuente primaria de tensión. Es por ello que este convertidor recibe también el apelativo de convertidor regenerativo.

Un convertidor de este tipo es el que se ofrece en la figura 6.11.b. Cuando el interruptor S se cierra, la tensión V_o se hace cero, quedando el diodo polarizado en inverso. Al mismo tiempo, la batería V , provocará la circulación de corriente a través de R - L - S , almacenando la bobina energía. Cuando se produzca la apertura del interruptor, la aparición de una fuerza electromotriz en la bobina se sumará a V . Si $V_o > E$, el diodo quedará polarizado en directo, permitiendo la circulación de corriente hacia la fuente.

Convertidor clase C

Puede operar tanto en el primer como el segundo cuadrante. Por tanto, la tensión en la carga sólo puede ser positiva, mientras que la intensidad podrá adoptar tanto valores positivos como negativos. Es por ello que también se le pueda denominar chopper de dos cuadrantes.

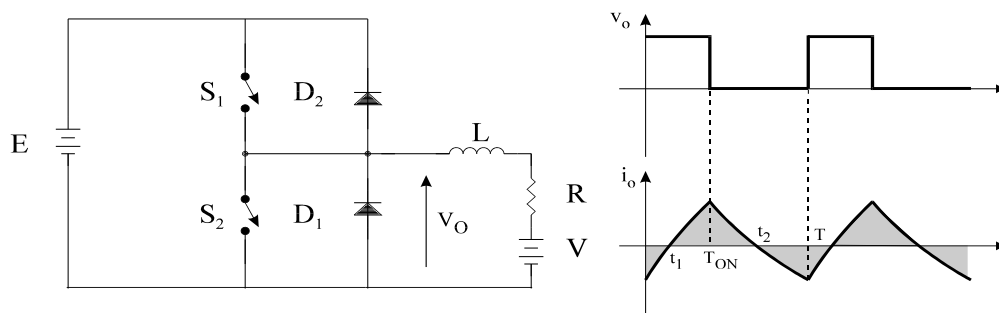
Este convertidor se obtiene a partir de la combinación de un chopper clase A con otro clase B, tal y como se puede observar en la figura 6.12.c. S_1 y D_1 constituyen un convertidor clase A. Por otro lado S_2 y D_2 configuran un convertidor clase B. Si se acciona S_1 funcionará en el primer cuadrante (intensidad positiva). Por el contrario, si manteniendo S_1 abierto se abre y se cierra S_2 funcionará como un convertidor regenerativo. Se debe asegurar que no se produzca el disparo simultaneo de los dos interruptores, ya que de lo contrario la fuente primaria de alimentación se cortocircuitaría.

Convertidor clase D

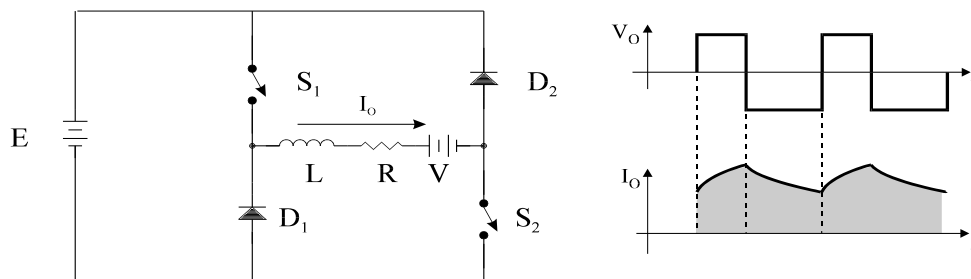
Este convertidor también opera en dos cuadrantes, figura 6.12.d, en el primer y cuarto cuadrante. La intensidad en la carga permanece siempre positiva, mientras que la tensión en la carga es positiva cuando pasan a conducción los interruptores S_1 y S_2 . Por el contrario cuando se bloquean estos dos, la fuerza electromotriz inducida en L hace que el voltaje total en la carga sea negativo, polarizándose los diodos y provocando que la corriente circule hacia la fuente E .

Convertidor clase E

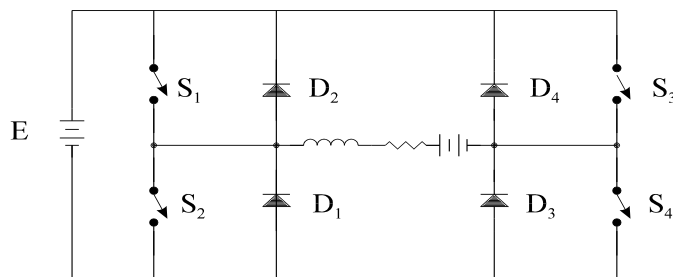
Si se quiere funcionar en los cuatro cuadrantes con el mismo convertidor, o lo que es lo mismo, disponer de cualquier combinación posible de tensión-intensidad en la carga se deberá recurrir al convertidor indicado en la figura 6.12.e.



(c) Convertidor tipo C



(d) Convertidor tipo D



(e) Convertidor tipo E

Fig.6.14

Clasificación de los convertidores (bis).

6.4 Tipos de convertidores DC/DC. Topologías.

6.4.1 CONVERTIDORES TIPO A

Convertidor STEP-DOWN (Reductor, directo)

Introducción

El convertidor directo, cuyo esquema está representado en la figura 6.13, trabaja como convertidor reductor, presentando una tensión media de salida inferior a la tensión aplicada a la entrada. Además, como indica la misma figura, su funcionamiento se prescribe exclusivamente al primer cuadrante de los ejes formados por V e I , de tal forma que la tensión y la intensidad en la carga siempre adoptarán valores positivos.

El estudio del convertidor del que nos ocupamos aquí se centrará en plantear y resolver con detalle las ecuaciones matemáticas que definen al circuito al considerarse los diferentes estados del interruptor.

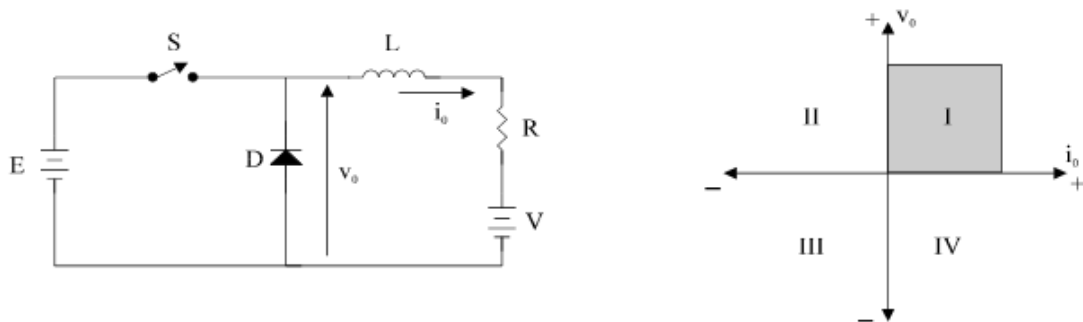


Fig.6. 15
Esquema de un convertidor reductor y su modo de trabajo en la gráfica v-i.

En primer lugar y antes de abordar el funcionamiento del circuito cabe indicar la presencia de dos modos de operación claramente definidos:

- **Régimen de corriente continuada (C.C.).**

La intensidad que fluye por la carga fluctúa entre unos valores máximo y mínimo, pero nunca llega a anularse. Esto, como se verá más adelante, se debe a la relación entre el tiempo en el que el interruptor se encuentra cerrado, y el tiempo necesario para que la bobina descargue totalmente la energía almacenada previamente.

En el circuito que nos ocupa, para asegurar un régimen continuado, el interruptor S deberá estar bloqueado un intervalo de tiempo que permita a la intensidad en la carga no hacerse cero. De este modo, al comenzar el siguiente periodo la intensidad en la carga, que es la misma que circula por la bobina, podrá partir de un valor inicial, $I_{L(MIN)}$.

- **Régimen de corriente discontinuada (C.D.).**

La intensidad en la carga se hace nula en un momento determinado a lo largo del T_{OFF} del convertidor (T_{OFF} es el periodo de tiempo en el que el interruptor está abierto). El tiempo que permanece abierto el interruptor es mayor que el tiempo que puede estar la bobina cediendo energía, con lo que al iniciarse el siguiente periodo la intensidad en la carga partirá de cero.

Ambos modos de operación quedan reflejados en la figura 6.14.

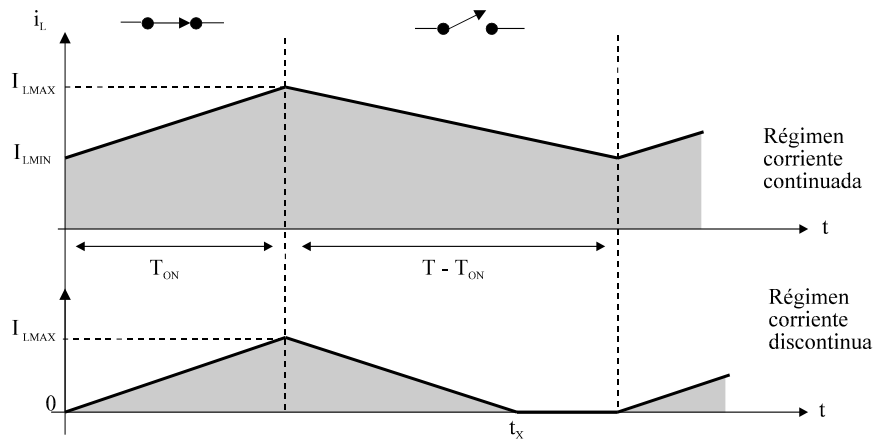


Fig.6.16

Intensidad en la bobina de un chopper reductor para regímenes de corriente continuada y discontinuada.

Funcionamiento

Para estudiar el funcionamiento del circuito se deberá plantear el circuito equivalente para cada uno de los estados posibles del interruptor (abierto y cerrado). Así, si se considera que el interruptor está cerrado, el circuito equivalente será el que se recoge en la figura 6.15.a.

Se observa en dicha figura como la fuente primaria de energía E se encuentra conectada a la carga, al mismo tiempo que el diodo D queda polarizado en inverso. Siempre y cuando $E > V$ existirá un flujo de intensidad desde la fuente hacia la carga. Esta intensidad, debido a la presencia de la red RL , seguirá una exponencial creciente hasta alcanzar un valor máximo, $I_{L(MAX)}$.

Alcanzando dicho valor se abre el interruptor, con lo que la carga queda aislada de la fuente. El circuito equivalente, en este caso, es el que aparece en la figura 6.15.b. El diodo se polariza en directo, proporcionando un camino de escape para la energía almacenada por la bobina en el periodo anterior. De esta forma, la intensidad en la carga tenderá a disminuir, siguiendo una exponencial decreciente, hasta alcanzar un valor mínimo ($I_{L(MIN)}$). En este instante el interruptor se cerrará de nuevo, la intensidad empezará a crecer, y comenzará un nuevo ciclo.

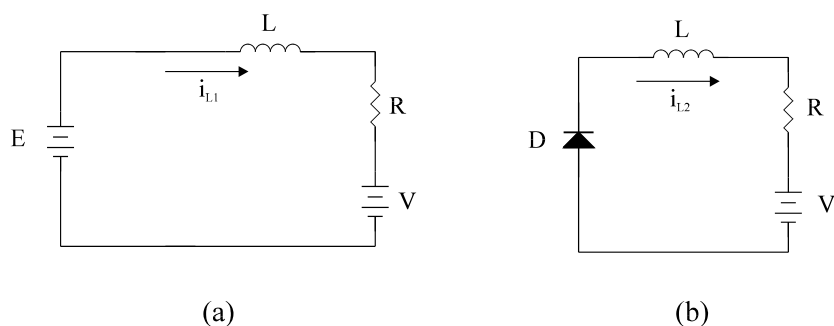


Fig.6.17

Chopper reductor:

a) Circuito equivalente para T_{ON} .

b) Circuito equivalente para T_{OFF} .

Análisis matemático

Con lo anteriormente expuesto ya se puede abordar el estudio matemático del circuito. En la figura 6.16 se muestran las formas de onda de este convertidor.

Periodos de funcionamiento

• Interruptor cerrado

Independientemente de que funcione con corriente discontinuada o con corriente continuada, cuando el interruptor S esté en conducción la ecuación que define al circuito será la que se indica a continuación:

$$E = V + L \frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} \quad \text{E 6.8}$$

O lo que es lo mismo:

$$\frac{di_{L1}}{dt} + \frac{R}{L} i_{L1} = \frac{E - V}{L}$$

Antes de seguir, hay que hacer notar que la intensidad que circula por la bobina, i_L , es la misma que circula por la carga (i_o), por lo que no debe extrañar al lector, en algunos casos, la utilización de la primera para designar a la corriente de carga.

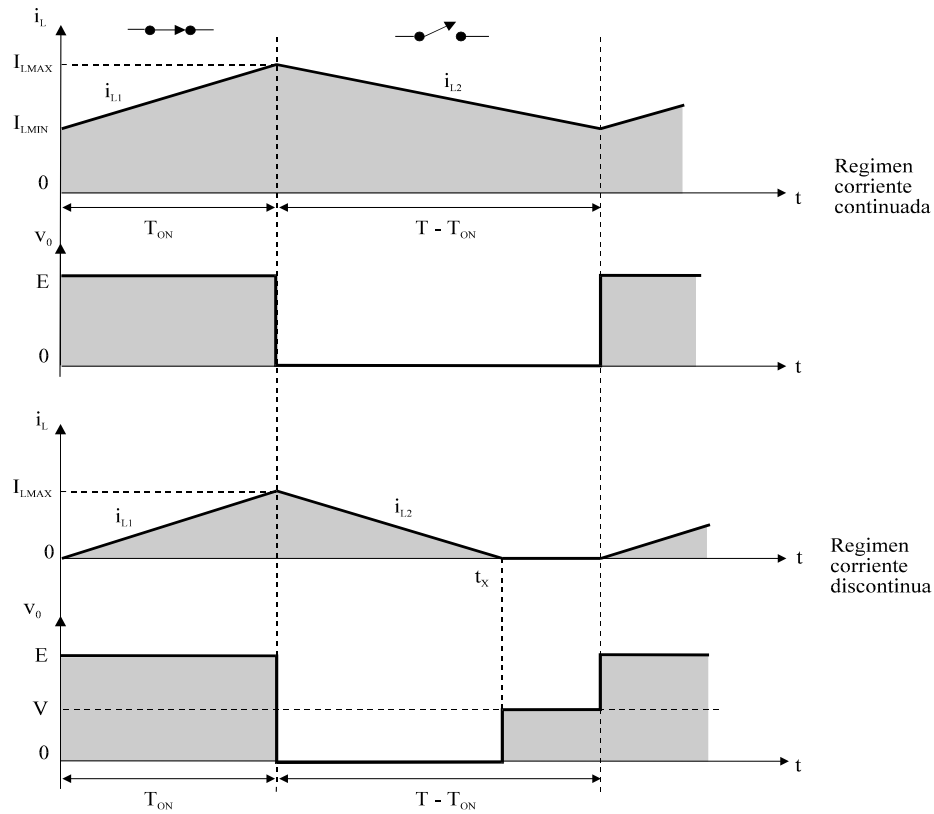


Fig.6. 18

Chopper reductor: Formas de tensión e intensidad para los regímenes posibles de funcionamiento.

La solución a la ecuación diferencial anterior vendrá dada por:

$$i_{L1} = \frac{E - V}{R} + \left(I' - \frac{E - V}{R} \right) \times e^{-t \frac{R}{L}} \quad 0 < t < T_{ON} \quad \text{E 6.9}$$

I' es el valor de la intensidad para $t = 0$. Si el convertidor opera con corriente continuada, entonces $I' = I_{\text{MIN}}$. Por otro lado, si el convertidor trabaja con corriente discontinuada, tendremos que $I' = 0$.

Suponiendo que se está en el caso de corriente continuada (C.C.):

$$i_{L1} = \frac{E-V}{R} + \left(I_{L(\text{MIN})} - \frac{E-V}{R} \right) \times e^{-\frac{t}{L}R} \quad \text{E 6.10}$$

Como se puede observar en la figura 6.16, en el momento en que $t = T_{\text{ON}}$, la intensidad en la carga alcanzará su valor máximo. Por tanto, se puede decir:

$$I_{L(\text{MAX})} = \frac{E-V}{R} + \left(I_{L(\text{MIN})} - \frac{E-V}{R} \right) \times e^{-\frac{T_{\text{ON}}}{L}R} \quad \text{E 6.11}$$

• Interruptor abierto

Una vez que la intensidad alcance ese valor máximo, el interruptor se abre, quedando la carga aislada de la fuente de tensión E . Según se puede apreciar en la figura 6.15.b, se producirá una circulación de intensidad a través de R , L y el diodo volante D .

En este caso la ecuación que define al circuito, si se desprecia la caída de tensión producida en el diodo, sería la siguiente:

$$V + Ri_{L2} + L \frac{di_{L2}}{dt'} = 0 \quad \text{E 6.12}$$

Siendo $t' = t - T_{\text{ON}}$.

La solución de esta ecuación diferencial vendrá dada por:

$$i_{L2} = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(\text{MAX})} + \frac{V}{R} \right) \times e^{-\frac{t'}{L}R}$$

O bien, si se quiere expresar i_L en función de t y no de t' , se tendrá que deshacer el cambio anterior, con lo cual:

$$i_{L2} = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(\text{MAX})} + \frac{V}{R} \right) \times e^{-\frac{(t-T_{\text{ON}})}{L}R} \quad \text{E 6.13}$$

Cuando $t = T$ la intensidad en la carga alcanzará su valor mínimo, $I_{L(\text{MIN})}$:

$$I_{L(\text{MIN})} = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(\text{MAX})} + \frac{V}{R} \right) \times e^{-\frac{(T-T_{\text{ON}})}{L}R} \quad \text{E 6.14}$$

Cálculo de $I_{L(\text{MIN})}$ e $I_{L(\text{MAX})}$

En primer lugar se procederá al cálculo de $I_{L(\text{MIN})}$. Sea la última ecuación obtenida en el apartado anterior:

$$I_{L(\text{MIN})} = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(\text{MAX})} + \frac{V}{R} \right) \times e^{-\frac{(T-T_{\text{ON}})}{L}R}$$

Si se sustituye en esta ecuación el valor de $I_{L(\text{MAX})}$, expresado anteriormente en la ecuación 6.11, obtenemos:

$$I_{L(\text{MIN})} = -\frac{V}{R} + \left[\frac{E-V}{R} + \left(I_{L(\text{MIN})} - \frac{E-V}{R} \right) \times e^{-\frac{T_{\text{ON}}}{L}R} + \frac{V}{R} \right] \times e^{-\frac{(T-T_{\text{ON}})}{L}R}$$

Operando se consigue la siguiente expresión:

$$I_{L(MIN)} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON}R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T_R}{L}} - 1 \right)} - \frac{V}{R} \quad \text{E 6. 15}$$



Importante: Como puede deducirse del esquema del convertidor, I_{MIN} no puede ser nunca negativo, ya que el diodo impide el paso de corriente de ese signo. Por lo tanto, si al utilizar la ecuación 6.15 nos resulta una corriente negativa, tendremos que deducir que la corriente mínima será 0, y que además el convertidor está funcionando en régimen de corriente discontinua. Además, en ese caso, para calcular I_{MAX} usaremos la ecuación 6.11, y no la que se deduce a continuación.

Para el cálculo de $I_{L(MAX)}$, se procederá de forma idéntica a la efectuada anteriormente. Si se sustituye el valor de $I_{L(MIN)}$ (obtenida en la ecuación 6.15) en la ecuación 6.11, y que operando:

$$I_{L(MAX)} = \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T_{ON}R}{L}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{T_R}{L}} \right)} - \frac{V}{R} \quad \text{E 6. 16}$$



Importante: La ecuación 6.16 sólo puede usarse en caso de que la intensidad mínima sea superior a cero (régimen de corriente continuada). En caso contrario, deberá utilizarse la ecuación 6.11.

Antes de terminar el apartado cabe recalcar que en el caso de que el interruptor estuviese cerrado ($T = T_{ON}$), la intensidad en la carga se mantendría constante presentando el siguiente valor:

$$I_{L(MAX)} = I_{L(MIN)} = \frac{E - V}{R} \quad (T = T_{ON}) \quad \text{E 6. 17}$$

Cálculo del rizado de la intensidad en la carga

El rizado de la intensidad en la bobina, o lo que es lo mismo, de la intensidad en la carga, viene definido por la siguiente expresión:

$$\Delta I_L = \Delta I_O = I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} \quad \text{E 6. 18}$$

Sustituyendo en esta última ecuación los valores de las ecuaciones 6.15 y 6.16, y operando, obtenemos:

$$\Delta I_O = \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T_{ON}R}{L}} + e^{-\frac{T_R}{L}} - e^{-\frac{(T-T_{ON})R}{L}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{T_R}{L}} \right)} \quad \text{E 6. 19}$$

Esta expresión en función del ciclo de trabajo queda así:

$$\Delta I = \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-\delta T \frac{R}{L}} + e^{-T \frac{R}{L}} - e^{-(1-\delta)T \frac{R}{L}} \right)}{\left(1 - e^{-T \frac{R}{L}} \right)}$$

La condición para un rizado máximo, en función del ciclo de trabajo es la siguiente:

$$\frac{d(\Delta I_o)}{d\delta} = 0$$

Desarrollando la expresión de arriba, tenemos:

$$\left(e^{-\delta T \frac{R}{L}} \right) - e^{-(1-\delta)T \frac{R}{L}} = 0 \quad \Rightarrow \quad -\delta = -(1-\delta) = 0 \quad \Rightarrow \quad \delta = 0.5$$

Por tanto, el rizado de la intensidad de salida se hace máximo para un ciclo de trabajo de 0.5, siendo su valor:

$$\Delta I_{O(MAX)} = \frac{E}{R} \tanh \frac{R}{4fL} \quad \text{E 6.20}$$

En el caso de que $4fL \gg R$, entonces se puede afirmar que $\tanh \frac{R}{4fL} \approx \frac{R}{4fL}$, con lo que el máximo rizado se puede aproximar a:

$$\Delta I_{O(MAX)} = \frac{E}{4fL} \quad \text{E 6.21}$$

También se puede obtener el rizado máximo si la intensidad es de tipo lineal, en vez de exponencial, mediante la siguiente aproximación:

$$\Delta V_L = L \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad \Rightarrow \quad \Delta I = \frac{\Delta V \times \Delta t}{L}$$

Si consideramos $\Delta t = T_{ON}$:

$$\Delta I = \frac{(V_e - V_s) \times T_{ON}}{L}$$

También se deducirán las siguientes expresiones:

$$I_o = \frac{\delta E}{R} \quad ; \quad I_o = \frac{I_{MAX} + I_{MIN}}{2}$$

$$I_{MAX} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_{MIN} = I_o - \frac{\Delta I_L}{2}$$

Relación entre la tensión de entrada y la tensión media de salida

El valor medio de la tensión de salida en el convertidor (para corriente continuada) es el siguiente (figura 6.16):

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} E dt = \frac{T_{ON}}{T} E = \delta \times E$$

Luego tenemos:

$$V_o = \delta \times E$$

E 6. 22

Límite de funcionamiento entre corriente continuada y discontinuada

Si se observa la figura 6.16 se pueden discernir dos tipos de funcionamiento claramente definidos. En el primero, la intensidad en la carga oscila entre unos valores máximos y mínimos ($I_{L(MAX)}$ e $I_{L(MIN)}$) pero nunca llega a anularse, por lo que al principio de cada periodo, presentará un valor inicial $I_L = I_{L(MIN)}$. En el segundo caso, la intensidad de carga se anula en un tiempo dado t_x ($T_{ON} < t_x < T$), con lo que al empezar el siguiente periodo, i_L partirá de cero.

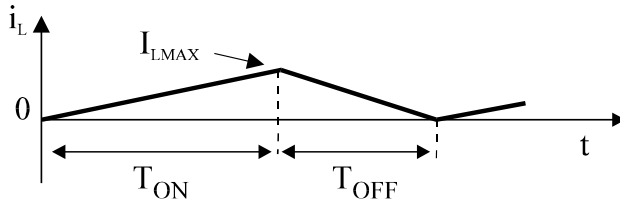


Fig.6. 19
Chopper reductor: Límite entre corriente continuada y discontinuada

Pero existe un caso particular, que constituye el límite o frontera entre estos dos regímenes de funcionamiento, en el cual la intensidad en la carga se hace cero en el mismo instante que $t = T$ (figura 6.17).

En este apartado se va a tratar de obtener el límite diferenciador para así poder separar ambos modos de trabajo. Para ello se parte de la ecuación 6.15:

$$I_{L(MIN)} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON} R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right)} - \frac{V}{R}$$

En el caso límite la intensidad se anula en $t = T$. Luego haciendo $I_{L(MIN)} = 0$ en la ecuación anterior, queda:

$$\frac{V}{R} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON} R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right)}$$

O lo que es lo mismo:

$$\frac{V}{E} = \frac{\left(e^{\frac{T_{ON} R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right)}$$

Si se considera la constante de tiempo del circuito, dada por $\tau = L/R$, la expresión anterior quedará de la siguiente manera:

$$\frac{V}{E} = \frac{\left(e^{\frac{T_{ON}}{\tau}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T}{\tau}} - 1 \right)} \quad \text{E 6. 23}$$

Resolviéndose esta ecuación se obtiene:

$$T_{ON} = \tau \times \ln \left[1 + \frac{V}{E} \left(e^{\frac{T}{\tau}} - 1 \right) \right] \quad \text{E 6. 24}$$

El valor de T_{ON} dado por la ecuación 6.24 es el mínimo exigido por el circuito para funcionar en régimen de corriente continuada.

Si ahora se consideran los siguientes parámetros:

$$m = \frac{V}{E} \qquad \frac{T_{ON}}{\tau} = \rho \qquad \frac{T}{\tau} = \theta$$

Se obtiene que la ecuación 6.18 queda simplificada a la siguiente expresión:

$$m = \frac{e^{\rho-1}}{e^{\theta-1}} \quad \text{E 6. 25}$$

Utilizando estos parámetros se puede obtener la familia de curvas indicada en la figura 6.18, donde m constituye el eje de ordenadas y ρ el de abscisas, mientras que las diferentes curvas se obtienen para diferentes valores de θ . Particularizando, se puede afirmar que el eje de abscisas se corresponde al caso en el que la carga es resistiva pura, ya que:

$$\theta = \frac{T}{\tau} = \infty \quad \Rightarrow \quad \tau = \frac{L}{R} = 0$$

En este caso el troceador siempre operará en régimen de corriente discontinua.

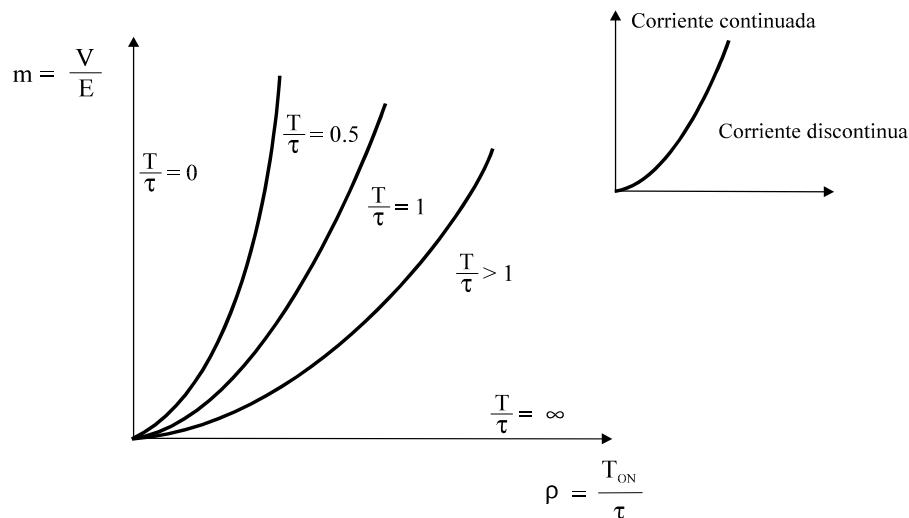


Fig.6. 20

Chopper reductor: Familia de curvas obtenidas con diferentes cargas.

En el otro extremo se encuentra el eje de ordenadas, que se corresponde con el caso de una carga de carácter totalmente inductivo:

$$\theta = \frac{T}{\tau} = 0 \quad \Rightarrow \quad \tau = \frac{L}{R} = \infty$$

En este caso el convertidor funcionará en régimen de corriente continuada.

Funcionamiento con corriente discontinua

Si se considera el caso en el que el troceador opere en régimen de corriente discontinua (C.D.) habrá que realizar una serie de modificaciones en las ecuaciones que definen el comportamiento del circuito.

Para el intervalo de conducción del interruptor, $0 < t < T_{ON}$, el análisis del circuito no sufre modificación alguna, con lo que se puede decir que la corriente circulante por la bobina, y por ende en la carga, sigue estando suscrita a la siguiente ecuación:

$$i_L = \frac{E-V}{R} \left(1 - e^{-t \frac{R}{L}} \right)$$

La intensidad sigue alcanzando un máximo para $t = T_{ON}$, siendo su valor:

$$I_{L(MAX)} = \frac{E-V}{R} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right)$$

A partir de $t = T_{ON}$ la ecuación del circuito será la indicada por la ecuación 6.13, en la cual si se sustituye el valor de $I_{L(MAX)}$ se obtiene:

$$i_L = -\frac{V}{R} + \left[\frac{E-V}{R} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) + \frac{V}{R} \right] e^{-(t-T_{ON}) \frac{R}{L}}$$

Al ser el régimen discontinuo, llegará un momento, t_x , en el que la intensidad en la carga se anule. Para hallar ese momento, se igualará a cero la ecuación anterior, con lo que:

$$\frac{V}{R} = \left[\frac{E-V}{R} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) + \frac{V}{R} \right] e^{-(t_x-T_{ON}) \frac{R}{L}}$$

$$Ln \left[\frac{V}{R} \right] = -(t_x - T_{ON}) \frac{R}{L} + Ln \left[\frac{V}{R} + \frac{E-V}{R} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) \right]$$

$$(t_x - T_{ON}) \frac{R}{L} = Ln \left[\frac{V}{R} + \frac{E-V}{R} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) \right] - Ln \left[\frac{V}{R} \right]$$

Diferencia de logaritmos es igual al logaritmo del cociente, luego tenemos:

$$t_x - T_{ON} = \frac{L}{R} \ln \left[1 + \frac{E-V}{V} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) \right]$$

$$t_x = T_{ON} + \frac{L}{R} \ln \left[1 + \frac{E-V}{V} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) \right] \quad \text{E 6. 26}$$

Esta fórmula obtiene el instante en el que la corriente en la carga se anula.

Voltaje medio de salida para régimen de corriente discontinua

El voltaje medio de salida en este caso valdrá (figura 6.16):

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_{ON}} E dt + \int_{t_x}^T V dt \right]$$

$$V_o = \delta E + V \frac{(T - t_x)}{T} \quad \text{E 6. 27}$$

El valor de t_x lo calcularemos utilizando la expresión 6.26.

Parámetros importantes para la elección de componentes

Para la selección del componente que haga de interruptor S (por ejemplo, un tiristor) habrá que considerar los siguientes parámetros:

- **Intensidad máxima**

La intensidad máxima que ha de soportar el dispositivo que usemos como interruptor viene dada por la ecuación:

$$I_{L(MAX)} = \frac{E-V}{R} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right)$$

- **Intensidad media máxima**

La corriente media que fluye por el interruptor alcanzará su valor máximo cuando $T_{ON} = T$, en cuyo caso, y como ya se ha dicho:

$$I_{MAX} = I_{MIN} = \frac{E-V}{R}$$

• Elección del diodo

Para la elección del diodo también se estudiará la intensidad media máxima circulante por el mismo. Para ello, y para facilitar los cálculos, se supondrá que la inductancia L es lo suficientemente grande para considerar que la intensidad que circula por el diodo se mantiene constante e igual a su valor medio durante el tiempo en el que el interruptor está abierto. En estas condiciones durante el tiempo $T - T_{ON}$, I_D será igual a:

$$I_D = \frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^T I_O dt = I_O \frac{T - T_{ON}}{T} \quad \text{E 6. 28}$$

Si L es muy grande, se puede establecer:

$$I_O = \frac{V_O - V}{R} = \frac{\delta E - V}{R} \quad \text{E 6. 29}$$

V_O es la tensión media en la carga. Por tanto, se puede afirmar:

$$I_D = \frac{T - T_{ON}}{T} I_O = (1 - \delta) \left(\frac{\delta E - V}{R} \right) \quad \text{E 6. 30}$$

El valor máximo de la intensidad media por el diodo, I_D , se obtendrá derivando la expresión anterior respecto a la variable que podemos controlar para variar dicha intensidad (es decir, el tiempo que esté cerrado el interruptor: T_{ON}), para a continuación igualar a cero. Así:

$$I_{D(MAX)} = \frac{E}{4R} \left(1 - \frac{V}{E} \right)^2 \quad \text{E 6. 31}$$

Ejemplo 6.3



Tenemos un chopper step-down igual al representado en la figura 6.13. Debe calcularse:

- Corriente mínima en la carga.
- Corriente máxima en la carga.
- Rizado de la intensidad en la carga.
- Valor medio de la intensidad de carga.
- Valor eficaz de la intensidad en la bobina.
- Resistencia del circuito vista desde la fuente.
- Valor eficaz de la corriente por el interruptor (suponer que se está usando un tiristor).
- Comprobar con Pspice que los valores de tensión e intensidades pedidos en los apartados anteriores son correctos.
- Límite entre corriente continuada y discontinuada (utilizar para este apartado y los siguientes una $V = 30 \text{ V}$).
- Para un ciclo de trabajo $\delta = 0.1$, calcular la intensidad máxima y mínima en la carga, la tensión media de salida, así como el instante en el que la intensidad se anula, si se da el caso.
- Graficar con Pspice los valores obtenidos en el apartado anterior, y comprobar que sean correctos.

Datos: $E = 220 \text{ V}$; $R = 5 \Omega$; $L = 7.5 \text{ mH}$; $f = 1 \text{ KHz}$; $\delta = 0.5$; $V = 0 \text{ V}$.

Sustituyendo valores en las ecuaciones 6.11 y 6.14 obtendremos:

$$I_{MAX} = 0.7165 I_{MIN} + 12.473$$

$$I_{MIN} = 0.7165 I_{MAX} + 0$$

a) Resolvemos el sistema y obtendremos $I_{MIN} = 18.37$ A

b) $I_{MAX} = 25.63$ A.

c) Rizado: $\Delta I = I_{MAX} - I_{MIN} = 25.63 - 18.37 = 7.26$ A

Si usamos la ecuación 6.20 (podemos usarla porque el ciclo de trabajo es de 0.5), obtendremos: $\Delta I = 7.26$ A, y si utilizamos la aproximación dada por la ecuación 6.21, obtendremos $\Delta I = 7.33$ A.

d) La corriente media en la carga es aproximadamente:

$$I_o = \frac{I_{MAX} + I_{MIN}}{2} = \frac{25.63 + 18.37}{2} = 22 \text{ A}$$

e) Suponiendo que la corriente de carga varíe linealmente desde I_{MIN} hasta I_{MAX} , su valor instantáneo puede expresarse de este modo:

$$i_o = I_{MIN} + \frac{\Delta I}{\delta T} t \quad \Rightarrow \quad 0 < t < T_{ON}$$

I_{MIN} es el valor inicial de la corriente en el intervalo 0 - T_{ON} , mientras que $\frac{\Delta I}{\delta T}$ es la pendiente de la recta ($\Delta I = I_{MAX} - I_{MIN}$, y $\delta T = T_{ON}$).

El valor eficaz de la corriente de carga vendrá dado a partir de:

$$\begin{aligned} I_{O(RMS)} &= \sqrt{\frac{1}{\delta T} \int_0^{\delta T} i_o^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\delta T} \int_0^{\delta T} \left(I_{MIN} + \frac{\Delta I}{\delta T} t \right)^2 dt} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{\delta T} \int_0^{\delta T} \left(I_{MIN}^2 + \left(\frac{\Delta I}{\delta T} \right)^2 t^2 + 2 I_{MIN} \frac{\Delta I}{\delta T} t \right) dt} \end{aligned}$$

Como puede verse, hemos calculado el valor eficaz sólo durante el tiempo de conducción del tiristor, ya que la intensidad que absorbe la bobina durante ese intervalo es la misma que luego manda hacia la carga durante el T_{OFF} .

$$I_{O(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{\delta T} \left[I_{MIN}^2 t + \left(\frac{\Delta I}{\delta T} \right)^2 \frac{t^3}{3} + I_{MIN} \frac{\Delta I}{\delta T} t^2 \right]_0^{\delta T}}$$

$$I_{O(RMS)} = \sqrt{I_{MIN}^2 + \frac{\Delta I^2}{3} + I_{MIN} \Delta I} = \sqrt{I_{MIN}^2 + \frac{(I_{MAX} - I_{MIN})^2}{3} + I_{MIN} (I_{MAX} - I_{MIN})}$$

Sustituimos los valores ya conocidos de I_{MIN} e I_{MAX} , y obtenemos:

$$I_{O(RMS)} = 22.1 \text{ A}$$

f) Corriente media suministrada por la fuente:

La fuente sólo suministra corriente durante el T_{ON} del convertidor. Por lo tanto, su corriente media será (suponiendo i_o constante e igual a su valor medio):

$$I_E = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_o dt = \frac{1}{T} T_{ON} I_O = \delta I_O$$

$$I_E = \delta I_O = 0.5 \times 22 = 11 \text{ A.}$$

A partir de este dato podemos hallar la resistencia de entrada vista desde la fuente:

$$R_i = E / I_E = 220/11 = 20 \Omega.$$

g) Calculamos el valor eficaz de la corriente por el tiristor:

$$I_{Th(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\delta T} i_o^2 dt + \int_{\delta T}^T 0 dt \right)}$$

La intensidad i_o es la misma que utilizamos en el apartado e), luego tenemos:

$$I_{Th(RMS)} = \sqrt{\delta \left[I_{MIN}^2 + \frac{(I_{MAX} - I_{MIN})^2}{3} + I_{MIN} (I_{MAX} - I_{MIN}) \right]}$$

$$I_{Th(RMS)} = \sqrt{\delta} I_{O(RMS)} = \sqrt{0.5} \times 22.1 \text{ A} = 15.63 \text{ A}$$

h) La simulación en Pspice se ha hecho siguiendo el esquema de la figura 6.19. El listado del programa es el siguiente:

(T6E3.CIR) SIMULACIÓN DEL EJEMPLO 6.3

*CHOPPER STEP-DOWN

* DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

VS 1 0 DC 220V

VG 6 0 PULSE(0 5V 0 1US 1US 0.5ms 1MS)

VCEM 5 0 DC 0V ;FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ DE LA CARGA

VX 2 3 DC 0V ;FUENTE PARA MEDIR LA CORRIENTE EN EL TIRISTOR

L 4 5 7.5MH

R 3 4 5

D1 0 3 DMOD

XT1 1 2 6 0 SCR ; TIRISTOR

.MODEL DMOD D ; MODELO DE DIODO POR DEFECTO

* MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA ("POWER ELECTRONICS.

*CIRCUITS,DEVICES AND APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID, EDITORIAL *PRENTICE HALL)

.SUBCKT SCR 1 2 3 4

DT 5 2 DMOD

ST 1 5 3 4 SMOD

.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.1 ROFF=10E+6 VON=4V VOFF=1V)



```
.ENDS SCR
* ANALISIS:
.tran 10.000u .03 0 0 ;
.probe ;*ipsp*
```

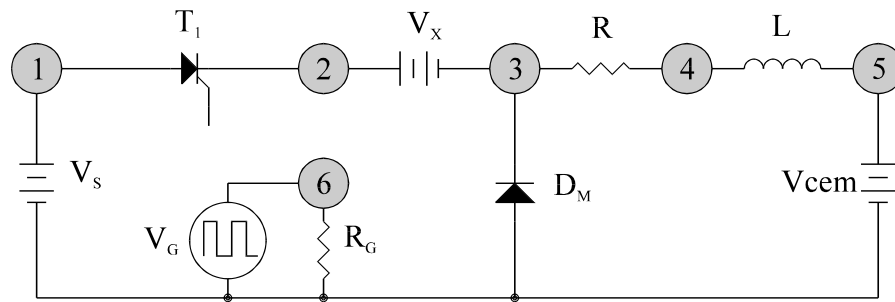


Fig.6. 21
Ejemplo 6.3: Esquema del circuito para Pspice.

Las formas de onda pedidas se encuentran en las figuras 6.20 y 6.21.

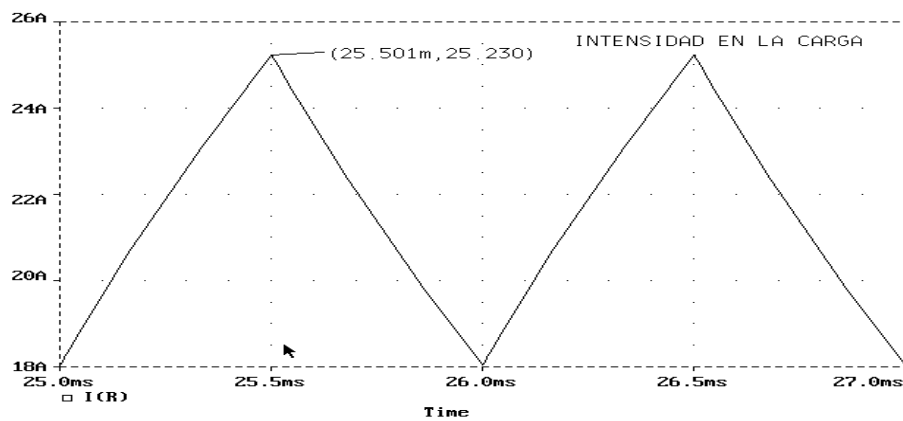


Fig.6.
Ejemplo 6.3: Formas de onda obtenidas con Pspice.

22

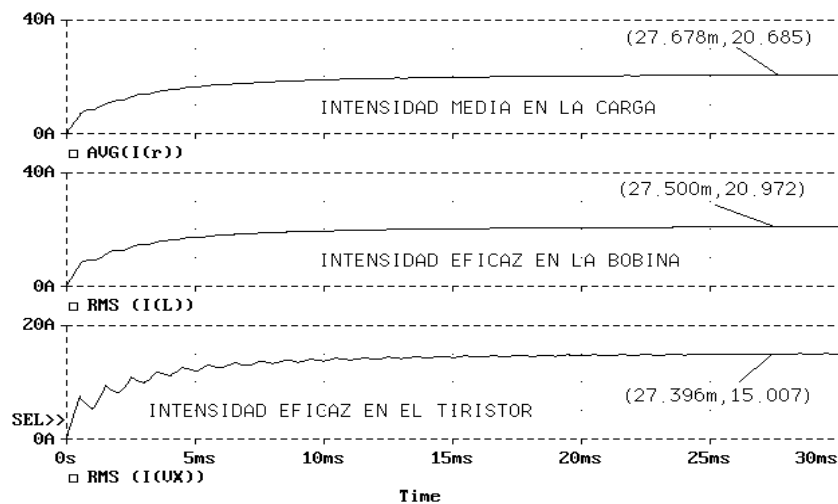


Fig.6. 23
Ejemplo 6.3: Formas de onda obtenidas con Pspice.

Comparando los valores obtenidos con Pspice con los obtenidos teóricamente, vemos que casi no hay diferencias entre ambos. Podemos decir que los cálculos han sido correctos.

- i) El límite entre corriente continuada y discontinuada viene dado por la ecuación 6.24:

$$T_{ON} = \tau \times \ln \left[1 + \frac{V}{E} \left(e^{\frac{T}{\tau}} - 1 \right) \right] = \frac{L}{R} \ln \left[1 + \frac{V}{E} \left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right) \right]$$

$$T_{ON} = \frac{7.5 \times 10^{-3}}{5} \times \ln \left[1 + \frac{30}{220} \times \left(e^{\frac{1 \times 10^{-3} \times 5}{7.5 \times 10^{-3}}} - 1 \right) \right] = 0.18 \text{ mseg}$$

En la figura 6.22 se muestra la forma de onda de la intensidad en la carga para $T_{ON} = 0.18$ mseg. Como puede verse, estamos prácticamente en el límite entre corriente continuada y discontinuada. Para poder realizar este apartado, habrá que modificar en el fichero T6E3A.CIR el valor de T_{ON} y el de $V = 30$ V.

- j) Tenemos ahora un $T_{ON} = 1/\delta = 1/0.1 = 0.1$ mseg. Este valor es menor que el límite obtenido en el apartado anterior, por lo que tenemos que el convertidor está funcionando ahora en régimen de corriente discontinua, y por tanto

$$I_{MIN} = 0$$

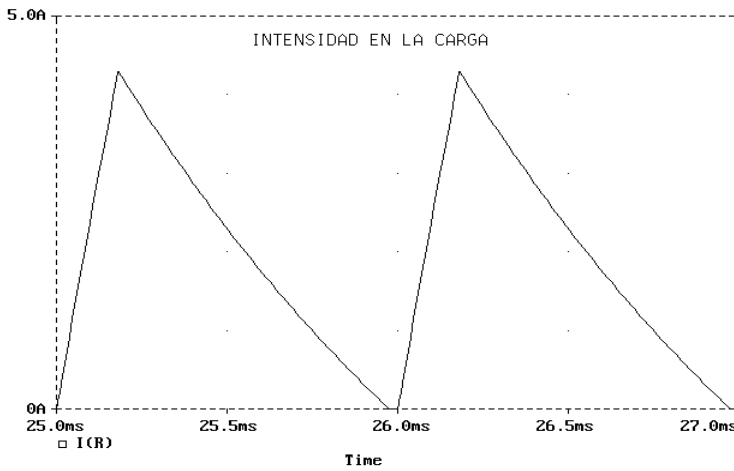


Fig. 6. 24
Ejemplo 6.3: Límite entre corriente continuada y discontinuada, obtenido con Pspice.

Como estamos en corriente discontinua, para calcular I_{MAX} utilizaremos la ecuación 6.11:

$$I_{MAX} = \frac{E - V}{R} + \left(I_{MIN} - \frac{E - V}{R} \right) \times e^{-T_{ON} \frac{R}{L}}$$

$$I_{MAX} = \frac{220 - 30}{5} + \left(0 - \frac{220 - 30}{5} \right) \times e^{-0.1 \times 10^{-3} \frac{5}{7.5 \times 10^{-3}}} = 2.45 \text{ A}$$

Ahora calculamos el instante en el que la corriente de carga se anula, utilizando la ecuación 6.26:

$$t_X = T_{ON} + \frac{L}{R} \ln \left[1 + \frac{E - V}{V} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) \right]$$

$$t_x = 0.1 \times 10^{-3} + \frac{7.5 \times 10^{-3}}{5} \ln \left[1 + \frac{220 - 30}{30} \left(1 - e^{-\frac{0.1 \times 10^{-3}}{7.5 \times 10^{-3}}} \right) \right] = 0.6 \text{ mseg}$$

Por lo tanto, la corriente en la carga tarda 0.6 mseg. en anularse, desde el comienzo de cada periodo.

Ya podemos hallar la tensión media de salida (ecuación 6.27):

$$V_o = \delta E + V \frac{(T - t_x)}{T}$$

$$V_o = 0.1 \times 220 + 30 \frac{((1 - 0.6) \times 10^{-3})}{1 \times 10^{-3}} = 34 \text{ V}$$

- k) Para obtener en Pspice los valores calculados en el apartado anterior, utilizaremos el fichero T6E3B.CIR, en el cual deberá modificarse el valor de T_{ON} y de V . Las gráficas se encuentran en las figuras 6.23 y 6.24. En ellas podemos comprobar la veracidad de los datos que hemos calculado.

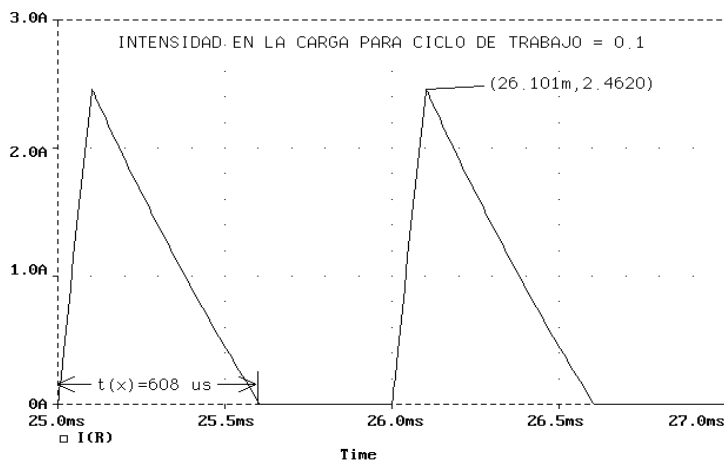


Fig.6. 25

Ejemplo 6.3: Formas de onda obtenidas con Pspice.

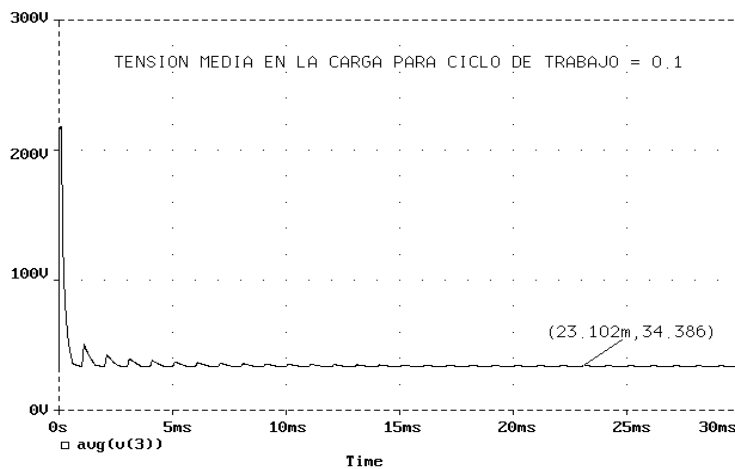


Fig.6. 26

Ejemplo 6.3: Formas de onda obtenidas con Pspice.

Ejemplo 6.4



Un convertidor como el de la figura 6.13 tiene una carga resistiva pura $R = 0.25 \Omega$, se alimenta con una fuente de tensión $E = 550 \text{ V}$, y tiene una $V = 0 \text{ V}$. La frecuencia de trabajo es $f = 250 \text{ Hz}$. Calcular la inductancia L en serie con la carga que limite el rizado máximo de la intensidad en la carga a 20 A .

Datos: $E = 550 \text{ V}$; $R = 0.25 \Omega$; $V = 0 \text{ V}$; $f = 250 \text{ Hz}$; $T = 1/f = 0.004 \text{ seg.}$; $\Delta I_{\text{MAX}} = 20 \text{ A}$.

El voltaje medio de salida viene dado por: $V_O = \delta \times E = R \times I_O$ (la carga es resistiva pura).
El voltaje en la bobina que queremos colocar, es el siguiente (durante T_{ON}):

$$L \frac{di}{dt} = E - V_O = E - R I_O = E - \delta E = E(1 - \delta)$$

Si suponemos que la corriente de carga aumenta linealmente, entonces $dt = \delta T$ y $di = \Delta i$; sustituimos en la ecuación anterior y despejamos:

$$\Delta i = \frac{E(1 - \delta)}{L} \delta T$$

Para las peores condiciones de rizado (es decir, un rizado máximo):

$$\frac{d(\Delta i)}{d\delta} = 0$$

Derivamos Δi , e igualamos el resultado a cero:

$$\frac{ET}{L} - 2\delta \frac{ET}{L} = 0$$

De aquí obtenemos que $\delta = 0.5$; ahora podemos despejar el valor de L en la primera ecuación, con lo que obtenemos:

$$\Delta i \times L = 20 \times L = 550(1 - 0.5) \times 0.5 \times 0.004$$

De aquí sale $L = 27.5 \text{ mH}$.

En la figura 6.25 se muestra la forma de onda de la intensidad en la carga, utilizando los valores calculados. El fichero de Pspice utilizado para obtener dicha gráfica es el T6E4.CIR.

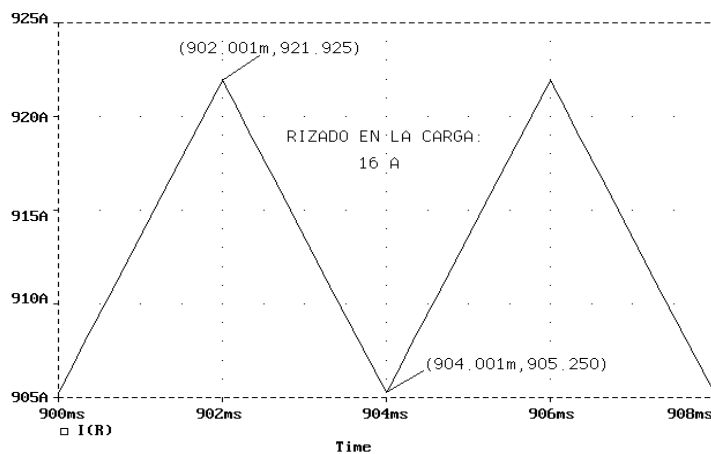


Fig.6. 27
Ejemplo 6.4: Rizado en la carga con el filtro calculado (forma de onda obtenida con Pspice).

Como puede observarse el rizado es menor de 20 A , que es lo que buscamos.

Convertidor STEP-UP (Elevador)

Modo de funcionamiento

El troceador de la figura 6.26, al igual que el anterior, funciona en el primer cuadrante, pero, a diferencia del convertidor *Step-Down*, éste puede utilizarse para incrementar una tensión continua. Cuando el interruptor S esté cerrado ($0 < t < T_{ON}$), toda la tensión de la fuente primaria E se aplica sobre la bobina (figura 6.27.a), lo que provoca que la corriente circulante por la misma aumente, almacenando la inductancia energía durante este intervalo. Si ahora el interruptor se abre ($T_{ON} < t < T$), la tensión que existe en la bobina se suma a la tensión de fuente, obteniéndose una tensión de salida v_o , siempre superior a esta última y de idéntica polaridad (figura 6.27.b). Al mismo tiempo, la energía almacenada previamente por la bobina se transfiere a la carga a través del diodo D , obligando a la corriente a disminuir. En la figura 6.28 se muestran las formas de onda correspondientes a un periodo del convertidor.

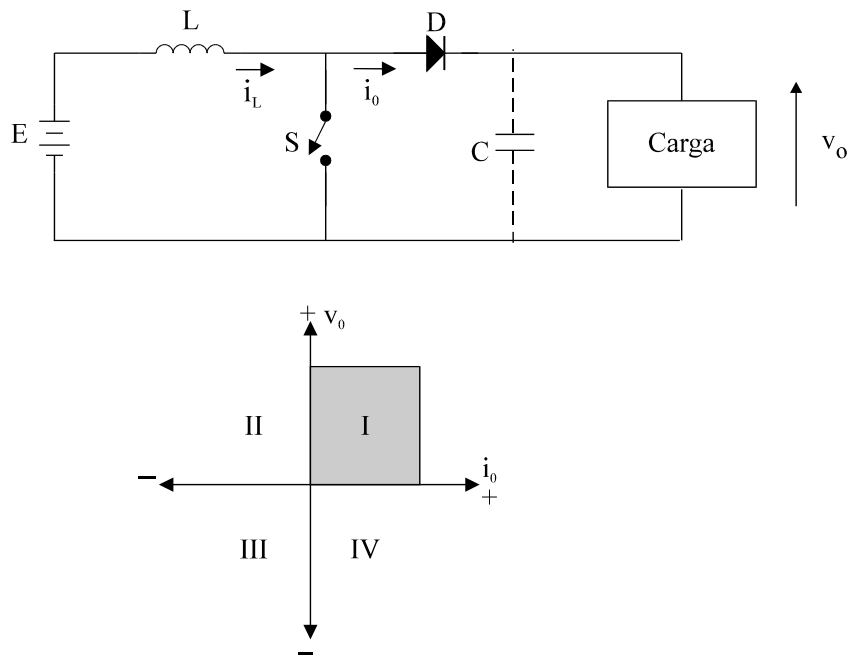


Fig.6. 28

Esquema de un convertidor elevador, y su modo de trabajo en la gráfica $v-i$.

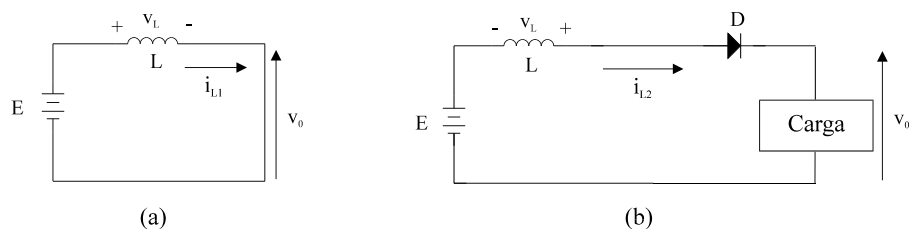


Fig.6. 29

Chopper elevador:

a) Circuito equivalente para T_{ON} .

b) Circuito equivalente para T_{OFF} .

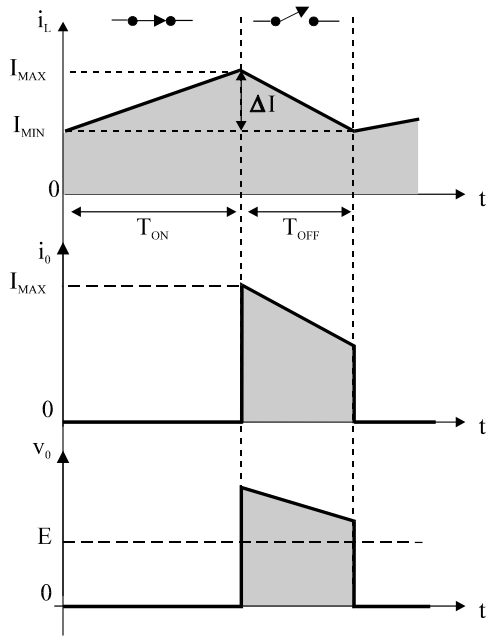


Fig.6. 30
Chopper elevator: Formas de onda.

Análisis matemático

• Interruptor cerrado.

Como ya se ha dicho, el circuito equivalente en este caso es el mostrado por la figura 6.27.a. Cuando el interruptor se cierra la tensión que cae en extremos de la bobina obedece a la siguiente expresión:

$$E = v_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{E 6. 32}$$

Integrando esta ecuación entre 0 y T_{ON} (para dt), y desde I_{MIN} hasta I_{MAX} (para di), se puede decir:

$$\Delta I = I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} = \frac{E}{L} T_{ON} \quad \text{E 6. 33}$$

• Interruptor abierto.

Al abrirse el interruptor el circuito queda configurado como ofrece la figura 6.27.b. Por tanto, la tensión en la carga será:

$$v_o = E + v_L = E + L \frac{di}{dt}$$

Como el incremento de la intensidad circulante por la bobina durante el T_{ON} del convertidor es idéntico al decremento de la misma durante el T_{OFF} del mismo, entonces, ayudándonos de la relación 6.33:

$$v_o = E + L \frac{\Delta I}{T_{OFF}} = E \left(1 + \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \right)$$

Operando se tiene que la tensión instantánea en la carga vale:

$$v_o = E \frac{1}{1 - \delta} \quad \text{6. 34}$$

De esta última ecuación se deducen las siguientes consecuencias:

- La mínima tensión de salida se corresponde con un ciclo de trabajo nulo, es decir:
 $\delta = 0 \Rightarrow v_o = E$
- La tensión en la carga se puede incrementar variando el ciclo de trabajo.
- La máxima tensión de salida se obtiene para $\delta = 1$.

No obstante, con respecto a esta última cabe decir que el interruptor no puede cerrarse y abrirse continuamente para que el ciclo de trabajo se equipare a la unidad. Para valores de ciclo de trabajo cercanos a la unidad, la tensión de salida aumenta considerablemente, siendo al mismo tiempo muy sensible a variaciones de δ (figura 6.29).

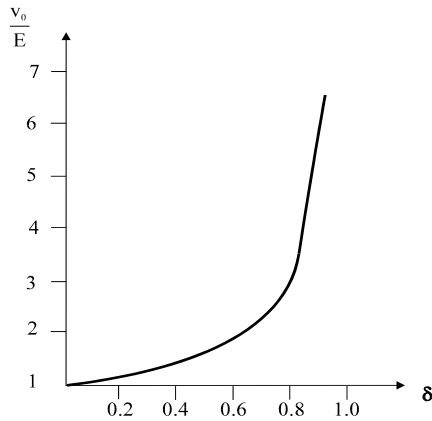


Fig.6. 31
Chopper elevador:
Variación de la relación tensión salida-entrada, respecto al ciclo de trabajo.

Tensión media en la carga

Si colocamos un condensador suficientemente grande en paralelo con la carga (en la figura 6.26, con línea punteada), la tensión en ésta se mantendrá prácticamente constante e igual a su valor medio, que será:

$$V_o = E \frac{1}{1 - \delta} \quad \text{E 6. 35}$$

Cálculo de I_{MIN} e I_{MAX}

I_{MAX} se obtiene fácilmente despejándola de la ecuación 6.33:

$$I_{\text{MAX}} = \frac{E}{L} T_{\text{ON}} + I_{\text{MIN}} \quad \text{E 6. 36}$$

Para calcular I_{MIN} tendremos en cuenta la ecuación que define el comportamiento del circuito cuando el interruptor está abierto (figura 6.27.b). Dicha ecuación es:

$$E + L \frac{di}{dt} + Ri = v_o$$

donde operando con esta ecuación obtendremos:

$$I_{\text{MIN}} = \frac{E - V}{R} + \frac{E T_{\text{ON}} e^{-\frac{(T - T_{\text{ON}})R}{L}}}{L \left(1 - e^{-\frac{(T - T_{\text{ON}})R}{L}} \right)} \quad \text{E 6. 37}$$

La ecuación 6.37 nos servirá para calcular I_{MIN} , y para I_{MAX} utilizaremos la 6.36, en la que sólo tendremos que sustituir I_{MIN} por su valor, calculado previamente.

Ejemplo 6.5



El chopper step-up mostrado en la figura 6.30 está alimentado por una fuente $E = 110 \text{ V}$, $V = 220 \text{ V}$. La potencia suministrada a la fuente E es de 300 W . El rizado de la corriente en la bobina es despreciable. La frecuencia de trabajo del circuito es de 400 Hz .

Calcular :

- El ciclo de trabajo δ .
- Corriente media de entrada.
- Resistencia efectiva de carga (R_{EQ}).
- Intensidad máxima y mínima por la bobina, suponiendo un valor de 2 mH para ésta.

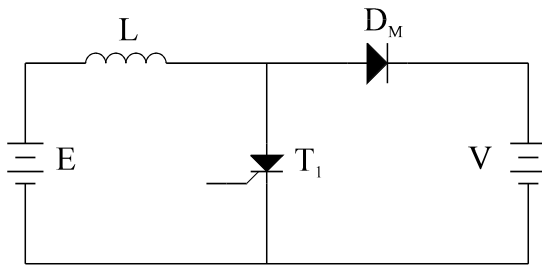


Fig.6. 32

Ejemplo 6.5: Esquema del convertidor elevador.

- a) $v_o = V$; utilizando la ecuación 6.34:

$$v_o = E \frac{1}{1 - \delta}$$

Como V es constante, e igual a su valor medio, podríamos haber utilizado la ecuación 6.35.

Sustituyendo obtenemos:
$$220 = 110 \times \frac{1}{1 - \delta}$$

Con lo que deducimos el valor de δ :
$$\delta = 0.5$$

- b) Vamos a obtener el valor de I_o en función de la corriente media en la bobina I_L :

$$I_o = \frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^T i_L dt = I_L \frac{(T - T_{ON})}{T}$$

(Hemos supuesto que la corriente en la bobina se mantiene prácticamente constante e igual a su valor medio).

Tenemos que averiguar el valor de I_L , y lo hacemos de este modo:

La energía entregada a la carga (a la fuente V en este caso) viene dada por:

$$W_o = (V_o - E) \times I_o \times (T - T_{ON})$$

Suponiendo $v_o = V_o$ e $i_o = I_o$ (valores instantáneos constantes e iguales a sus valores medios).

Por tanto, la potencia entregada a la carga *durante todo el periodo* es:

$$P_o = (V_o - E) I_o \frac{(T - T_{ON})}{T} = (V_o - E) I_L \frac{(T - T_{ON})(T - T_{ON})}{T \times T} =$$

$$= (V_o - E) I_L \frac{(T - T_{ON})^2}{T^2}$$

Sabiendo que $T_{ON} = \delta T = \delta(1/f)$, podemos despejar I_L :

$$I_L = \frac{P_o T^2}{(V_o - E)(T - T_{ON})^2} = \frac{300 \times (2.5 \times 10^{-3})^2}{(220 - 110)[(2.5 - 1.25) \times 10^{-3}]^2} = 10.5 \text{ A}$$

Ya podemos calcular el valor de I_o :

$$I_o = I_L \frac{T - T_{ON}}{T} = 0.5 \times I_L = 5.45 \text{ A}$$

c) El valor de la resistencia efectiva de carga es el que tendría una carga resistiva que soportase los valores de tensión e intensidad dados en este circuito, es decir:

$$R_{EQ} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{220 \text{ V}}{5.45 \text{ A}} = 40.3 \Omega$$

d) Si aplicamos la ecuación 6.37 para calcular I_{MIN} , comprobaremos como nos resulta un número negativo, debido a que el valor de V es superior al de la fuente E . Si observamos el circuito, vemos que este valor negativo no puede producirse, ya que el diodo D no permite el paso de corriente desde V hasta E . El valor mínimo de la corriente en este caso será $I_{MIN} = 0$.

La explicación a este valor nulo es la siguiente: suponiendo que al dejar de conducir el tiristor, la bobina tiene suficiente energía almacenada, se producirá un flujo de corriente hacia V . Al ir “*soltando*” la energía que acumuló, el voltaje en extremos de la bobina irá disminuyendo, y con él la intensidad que fluye hacia V . Llegará un momento en el que $E + v_L \leq V$, con lo que dejará de correr intensidad. Por eso, para este circuito en particular, la corriente mínima será nula.

Ahora, sirviéndonos de la ecuación 6.36, calculamos I_{MAX} :

$$I_{MAX} = I_{MIN} + \frac{E}{L} T_{ON} = 0 + \frac{110}{2 \times 10^{-3}} \times 1.25 \times 10^{-3} = 68.75 \text{ A}$$

Cuestión didáctica 6.2



Dado un convertidor step-up, como el de la figura 6.31, se pide:

- Valor de la tensión de alimentación E .
- Intensidades máxima y mínima en la bobina.
- Intensidad media de carga y en la bobina.
- Obtener con Pspice las formas de onda de i_L , v_o , I_L , I_o , y comprobar que coincidan con los valores calculados.

Datos: $T_{ON} = 1.4 \text{ ms}$; $f = 500 \text{ Hz}$; $V = 20 \text{ V}$; $L = 5 \text{ mH}$; $R = 5 \Omega$; $v_o = 333 \text{ V}$.

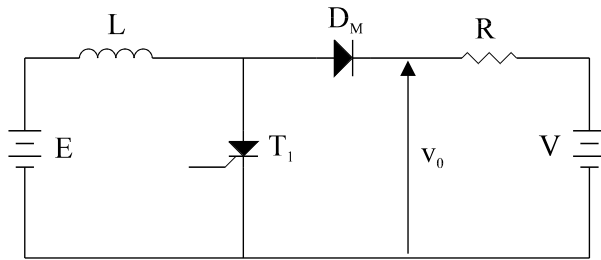


Fig.6. 33
Esquema del convertidor elevador.

(T6C2.CIR) SIMULACIÓN DE LA CUESTION 6.2

*CHOPPER TIPO STEP-UP

* DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

```
VS      1  0  DC  100V
VCEM    4  0  DC  20V
VG      5  0  PULSE (0 10V 0 1US 1US 1.4MS 2MS)
D1       2  3  DMOD
XT1      2  0  5  0  SCR ; TIRISTOR
L        1  2  5mH
R        3  4  5
```

.MODEL DMOD D ; MODELO DE DIODO POR DEFECTO

* MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA ("POWER ELECTRONICS. *CIRCUITS,DEVICES
AND APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID, EDITORIAL *PRENTICE HALL)

.SUBCKT SCR 1 2 3 4

DT 5 2 DMOD

ST 1 5 3 4 SMOD

.MODEL SMOD VSWITCH (RON=.1 ROFF=10E+6 VON=5V VOFF=1V)

.ENDS SCR

* ANALISIS:

.tran 10.000u .1 0 0 ; *ipsp*

.PROBE

.END

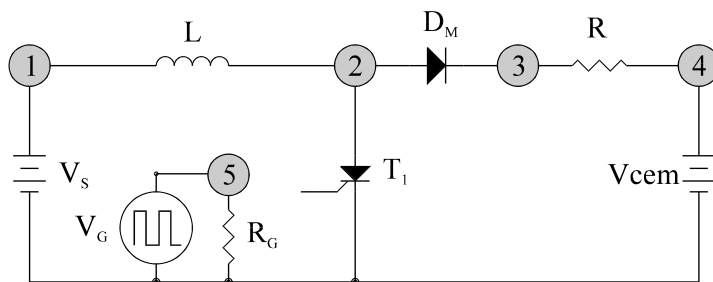
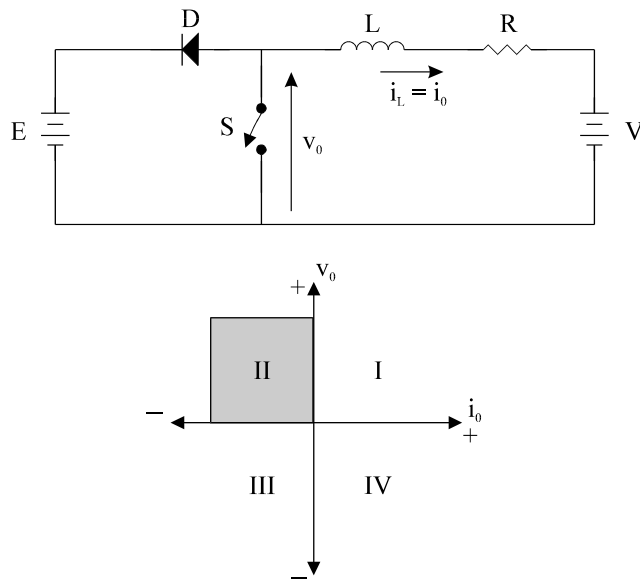


Fig.6. 34
Esquema del circuito para Pspice.

6.4.2 CONVERTIDORES TIPO B.

Introducción

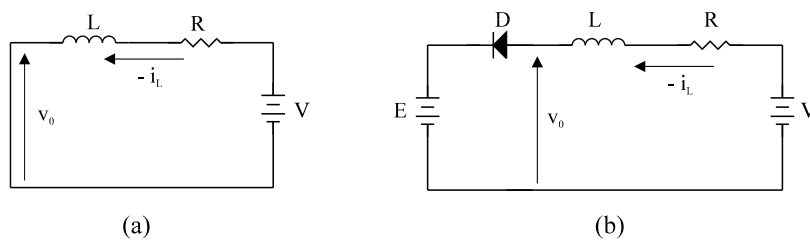
Los convertidores tipo B, igual que los anteriores, siguen operando en un único cuadrante. La tensión en la carga sigue siendo positiva, pero la corriente es negativa, o sea, “escapa” de la carga.

**Fig. 6. 35**

En la figura se muestra el esquema de un convertidor de tipo B, donde V , que forma parte de la carga, puede ser la fuerza contraelectromotriz (f.c.e.m.) de un motor de corriente continua, por ejemplo.

Modo de funcionamiento

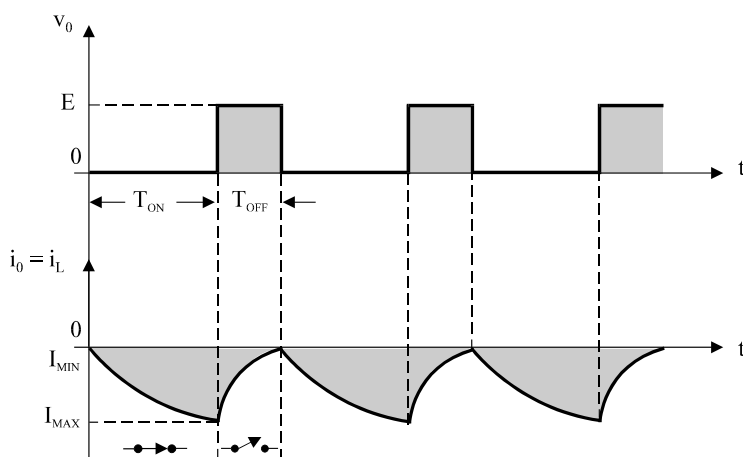
Cuando el interruptor esté cerrado (figura 6.34.a) la tensión en la carga se hace nula, y el diodo D queda polarizado en inverso. Por otro lado, V genera una corriente a través de R y de la bobina L , almacenándose energía en la misma durante el intervalo de conducción del interruptor, $0 < t < T_{ON}$. Cuando el interruptor se abre (figura 6.34.b), la intensidad en la bobina, i_L , tiende a disminuir, provocando la aparición de una fuerza electromotriz. Esta f.e.m. inducida en la bobina se suma a V con lo que el diodo D queda polarizado en directo, permitiendo el paso de corriente en sentido inverso hacia la fuente E . En la figura 6.35 aparecen una serie de formas de onda que ayudarán a la comprensión del funcionamiento de este circuito.

**Fig. 6. 36**

Convertidor tipo B:

a) Circuito equivalente para T_{ON} .

b) Circuito equivalente para T_{OFF} .

**Fig. 6. 37**

Convertidor tipo B: Formas de onda.

Análisis matemático

Obtención del ciclo de trabajo.

Considerando que la tensión en la carga se mantiene constante e igual a su valor medio, V_O , al igual que la intensidad en la bobina, la energía que entrega V a la bobina L durante el T_{ON} del convertidor quedará reflejada por la siguiente expresión:

$$W_O = V_O I_L T_{ON} \quad \text{E 6. 38}$$

I_L es la intensidad media en la bobina, y es igual a la intensidad media en la carga, I_O .

Durante el tiempo en que el interruptor está abierto, y siempre suponiendo que no existen pérdidas, la energía que la inductancia entrega a la fuente E será:

$$W_E = (E - V_O) I_L (T - T_{ON}) \quad \text{E 6. 39}$$

Estas energías han de ser iguales, por lo que se deduce:

$$V_O I_L T_{ON} = (E - V_O) I_L (T - T_{ON})$$

Operando:

$$\frac{V_O}{E} = \frac{T - T_{ON}}{T} = 1 - \delta \quad \text{E 6. 40}$$

Recordar que este troceador funciona en sentido inverso, es decir, transfiriendo energía desde la carga a la fuente E , luego es un **troceador regenerativo**.

Análisis del convertidor con el interruptor cerrado.

Observando la figura 6.34.a y sabiendo que la tensión en la carga es nula, la corriente por la bobina está suscrita a la siguiente ecuación diferencial:

$$L \frac{di_L}{dt} + R i_L + V = 0 \quad \text{E 6. 41}$$

Resolviendo la misma y suponiendo que la corriente en la bobina presenta un valor inicial, $i_L(t=0) = I_{L(MIN)}$, entonces se puede decir que:

$$i_L = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(MIN)} + \frac{V}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t} \quad \Rightarrow \quad 0 < t < T_{ON} \quad \text{E 6. 42}$$

Cuando $t = T_{ON}$, la intensidad habrá alcanzado su valor máximo, $I_{L(MAX)}$:

$$I_{L(MAX)} = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(MIN)} + \frac{V}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}T_{ON}} \quad \text{E 6. 43}$$

Análisis del convertidor con el interruptor abierto.

Cuando el interruptor se abre (figura 6.34.b), la energía almacenada en la bobina se vuelca sobre la fuente E a través de D . Como consecuencia de esto la corriente empieza a disminuir.

En este caso, la ecuación diferencial que define al circuito es la siguiente:

$$L \frac{di_L}{dt'} + R i_L + V = E \quad \text{E 6.44}$$

Siendo $t' = t - T_{ON}$. Haciendo el cambio anterior y teniendo en cuenta la condición inicial de la corriente por la bobina, $i_L(t = T_{ON}) = I_{MAX}$, se obtiene:


$$i_L = \frac{E - V}{R} + \left(I_{L(MAX)} - \frac{E - V}{R} \right) e^{-\frac{(T - T_{ON})R}{L}} \quad T_{ON} < t < T \quad \text{E 6.45}$$

En $t = T$ se habrá cumplido un ciclo de convertidor, al mismo tiempo que la intensidad en la bobina alcanza de nuevo su valor mínimo:

$$I_{L(MIN)} = \frac{E - V}{R} + \left(I_{L(MAX)} - \frac{E - V}{R} \right) e^{-\frac{(T - T_{ON})R}{L}}$$

Sustituimos el valor de $I_{L(MAX)}$ (ecuación 6.43) en esta última ecuación, y operamos para despejar $I_{L(MIN)}$, quedando:

$$I_{L(MIN)} = \frac{E \left(1 - e^{-\frac{(T - T_{ON})R}{L}} \right) + V \left(e^{-\frac{T R}{L}} - 1 \right)}{R \left(1 - e^{-\frac{T R}{L}} \right)} \quad \text{6.46}$$

 Hay que hacer notar, sin embargo, que *la intensidad mínima no puede ser nunca superior a cero, debido a que el diodo D evita el paso de corriente en este sentido. Por tanto, si al utilizar la ecuación 6.46 nos resulta una corriente mínima positiva, tendremos que deducir que la intensidad mínima es cero, y que el convertidor funciona en régimen de corriente discontinuada.*

Ejemplo 6.6



Un convertidor regenerativo como el de la figura 6.33, tiene una resistencia de carga $R = 10 \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$, $V = 20 \text{ V}$. La fuente de alimentación tiene un valor $E = 50 \text{ V}$. La frecuencia de trabajo del chopper es de 1 kHz , y el ciclo de trabajo es $\delta = 0.8$. Calcular:

- Tensión media en la carga.
- Intensidades mínima y máxima en la bobina.

a) Sustituyendo valores en la ecuación 6.40, obtenemos:

$$V_o = (1 - \delta) E = (1 - 0.8) \times 50 = 10 \text{ V}$$

b) Calculamos la intensidad mínima con la fórmula 6.46:

$$I_{MIN} = \frac{E \left(1 - e^{-\left(T - T_{ON} \right) \frac{R}{L}} \right) + V \left(e^{-\frac{T}{L} \frac{R}{L}} - 1 \right)}{R \left(1 - e^{-\frac{T}{L} \frac{R}{L}} \right)}$$

Sabiendo que $T = 1/f = 1 \text{ mseg}$, y que $T_{ON} = \delta T = 0.8 \times 1 \text{ mseg} = 0.8 \text{ mseg}$, sustituimos valores:

$$I_{MIN} = \frac{50 \times \left(1 - e^{-\left(1 - 0.8 \right) \times 10^{-3} \times \frac{10}{1 \times 10^{-3}}} \right) + 20 \times \left(e^{-\frac{1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \frac{10}{1 \times 10^{-3}}} - 1 \right)}{10 \times \left(1 - e^{-\frac{1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} \frac{10}{1 \times 10^{-3}}} \right)} = 2.32 \text{ A}$$

Como ya sabemos, el valor de I_{MIN} no puede ser positivo, por lo que en este caso, tendremos que deducir que $I_{MIN} = 0$.

Utilizando la expresión 6.43, calculamos I_{MAX} :

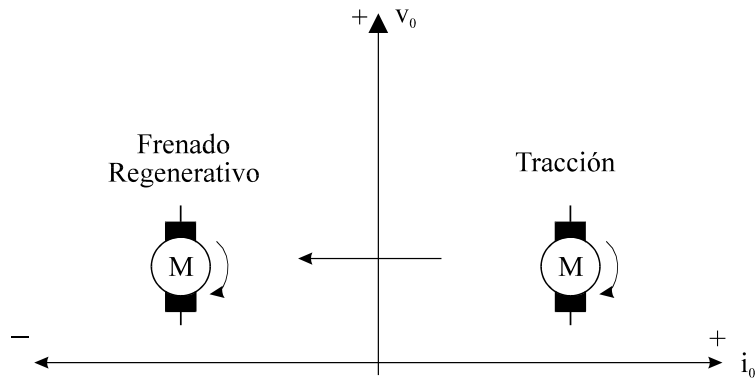
$$I_{L(MAX)} = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(MIN)} + \frac{V}{R} \right) e^{-\frac{R}{L} T_{ON}} = -\frac{20}{10} + \left(0 + \frac{20}{10} \right) e^{-\frac{10}{1 \times 10^{-3}} 0.8 \times 10^{-3}} = -1.99 \text{ A}$$

6.4.3 CONVERTIDORES TIPO C.

Introducción

Supongamos que estamos controlando un pequeño motor eléctrico con sentido de giro único, utilizando un chopper de tipo reductor (step-down), con el cual es posible variar su velocidad de giro. Para el frenado, utilizaríamos en principio componentes auxiliares para realizar un **frenado dinámico**, en el que la energía cinética del motor se disipa en forma de calor en una resistencia.

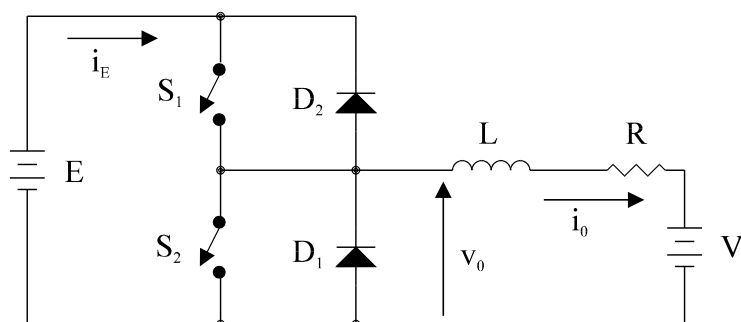
Sin embargo, con este tipo de frenado se desperdicia energía, por lo que, si queremos mejorar el rendimiento, debemos implementar un circuito que permita un **frenado regenerativo** del motor. Este frenado consiste en recuperar una parte de la energía mecánica del motor devolviéndola hacia la fuente de alimentación, y se consigue haciendo que el motor, actuando como un generador, fuerce una corriente hacia la batería. En el chopper directo (step-down) la conexión entre la fuente y el motor se realiza mediante un diodo que no permite la inversión de la corriente ni, por tanto, el frenado regenerativo del motor.

**Fig. 6. 38**

Control de un motor de corriente continua con sentido de giro único, mediante un convertidor de dos cuadrantes.

Por lo tanto, para conseguir dicho frenado es necesaria la utilización de troceadores que permitan la circulación de corriente entre la carga y la fuente en los dos sentidos. Es aquí donde interviene el convertidor clase C.

El modo de trabajo del convertidor lo representaremos en una gráfica de corriente-tensión, tal y como lo hemos hecho para anteriores convertidores. Cuando el chopper funciona en el primer cuadrante la tensión en la carga y la corriente son ambas positivas, funcionando el motor en tracción. Cuando lo hace en el segundo cuadrante la tensión de carga es positiva y la corriente negativa, produciéndose el frenado regenerativo del motor. En la figura 6.36 se ilustra el funcionamiento del motor controlado con el convertidor clase C, mientras que en la figura 6.37 se muestra el esquema de dicho convertidor.

**Fig. 6. 39**

Esquema de un convertidor tipo C.

Funcionamiento

En este convertidor la corriente en la carga puede ser positiva o negativa, mientras que el voltaje en la misma es siempre positivo. El circuito no es más que una combinación de un convertidor reductor (tipo A), y uno regenerativo (tipo B). El interruptor S_1 y el diodo D_1 operan como convertidor reductor, mientras que S_2 y D_2 lo hacen como regenerativo. **Debe tenerse cuidado de no cerrar los dos interruptores al mismo tiempo, ya que esto colocaría a la fuente en cortocircuito.**

Vamos a estudiar los semiconductores que conducen en cada intervalo, así como los circuitos por los que circula la corriente de carga i_0 , durante un ciclo de funcionamiento del convertidor (figura 6.38):

- t_1 - t_2 : Conduce S_1 (S_1 cerrado y S_2 abierto).
Circuito: Fuente- S_1 -carga.
 i_0 : Creciente exponencialmente desde 0.
- t_2 - t_3 : Conduce D_1 (S_1 abierto y S_2 cerrado).

Circuito: Carga- D_1 .

i_o : Exponencialmente decreciente desde I_{MAX} hasta 0, forzada por la energía magnética almacenada en la bobina.

- t_3 - t_4 : Conduce S_2 (S_1 abierto y S_2 cerrado).

Circuito: Carga- S_2 .

i_o : Negativa, forzada por la fuerza contraelectromotriz del motor (V), con valor absoluto exponencialmente creciente desde 0 hasta I_{MIN} .

- t_4 - t_5 : Conduce D_2 (S_1 cerrado y S_2 abierto).

Circuito: Carga- D_2 -fuente.

i_o : Negativa, en contra de la batería, es una corriente regenerativa, forzada por la energía magnética almacenada en la parte inductiva de la carga en serie con la f.e.m. del motor, de valor absoluto exponencialmente decreciente desde I_{MIN} hasta anularse.

Como puede verse, el funcionamiento que hemos descrito se refiere a un modo de trabajo en ambos cuadrantes, ya que aunque la tensión en la carga siempre es positiva, la intensidad es positiva en unos momentos, y negativa en otros. Sin embargo, esto no siempre tiene por que ser así: de hecho, variando los tiempos de conducción de los interruptores, podemos conseguir que el chopper funcione sólo en un cuadrante a nuestra elección.

Podemos considerar como tiempo de conducción del convertidor al intervalo en que la carga tiene aplicada tensión positiva, es decir, entre t_0 y t_2 , siendo el intervalo de no conducción entre t_2 y t_4 .

Así pues, *tomaremos como ciclo de trabajo del chopper al que tenga el interruptor S_1 .*

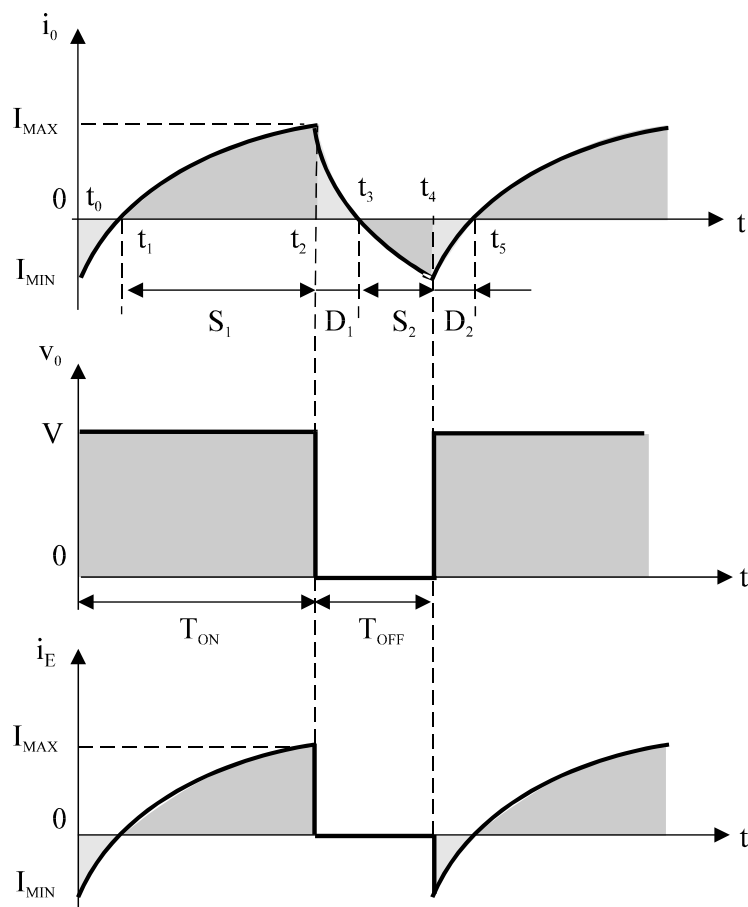


Fig.6. 40
Chopper tipo C: Formas de onda para trabajo en los dos cuadrantes.

Análisis matemático

Vamos ahora a obtener las expresiones más importantes del chopper tipo C. Para ello nos auxiliaremos de la figura 6.39, en la cual se muestran las formas de onda más representativas del circuito. Se han utilizado tiristores, pero como en los demás tipos de convertidores, sirve cualquier clase de semiconductor controlado (transistores bipolares, MOSFET, etc.). Asimismo, en el esquema pueden observarse dos modos de funcionamiento: en el primer cuadrante (figura 6.39), y en el segundo cuadrante (figura 6.40).

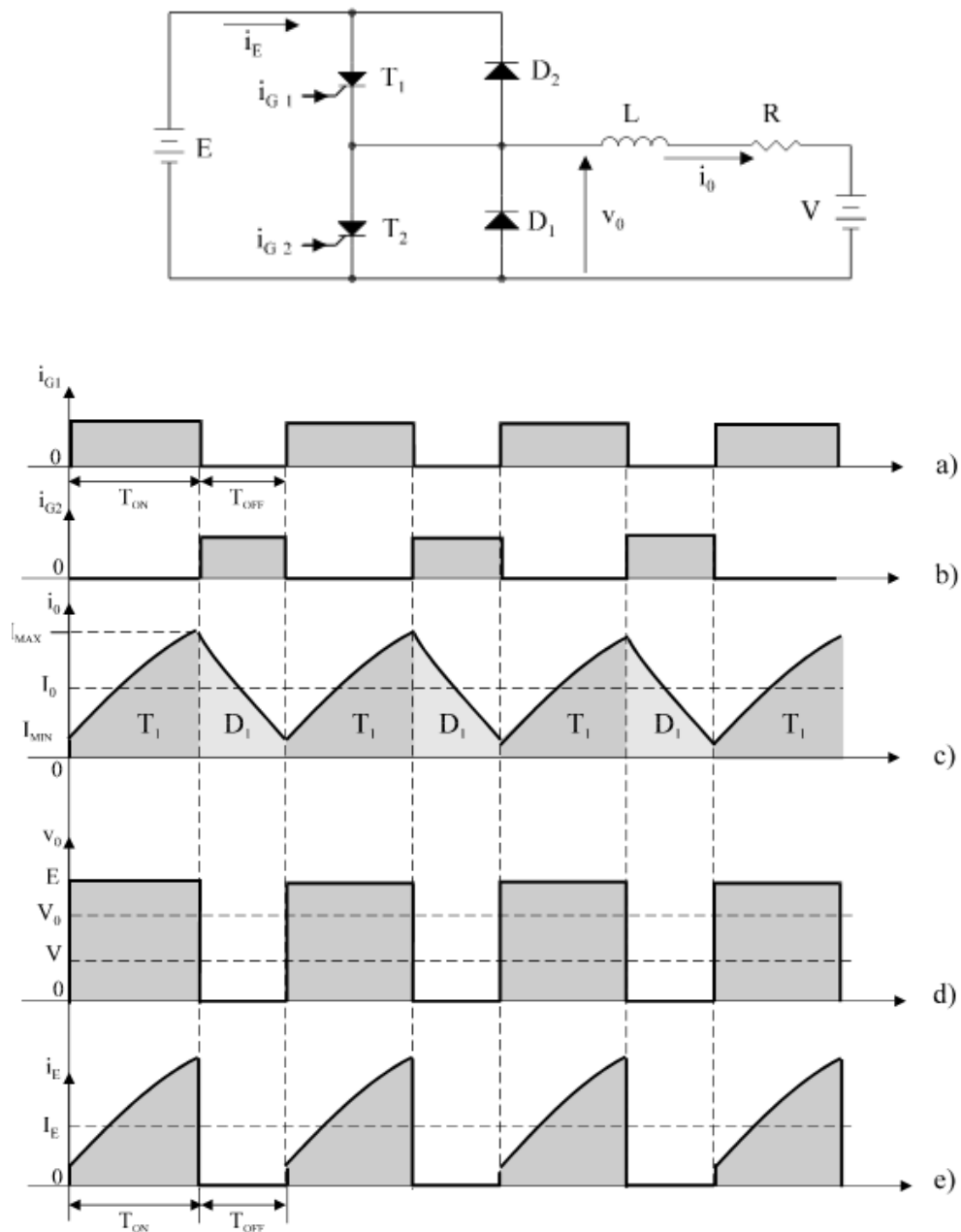


Fig.6. 41

Chopper tipo C: Esquema del circuito utilizando tiristores y formas de onda para trabajo en el primer cuadrante.

Supuesto que los impulsos de puerta de los tiristores sean los representados en las figuras 6.39.b y 6.39.c, la forma de onda de la corriente sería la representada en la figura 6.39.d.

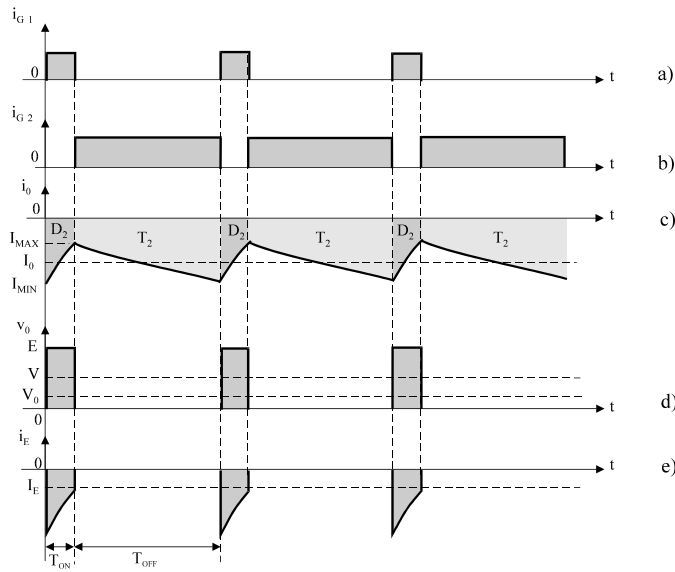


Fig.6. 42
Chopper tipo C: Formas de onda para trabajo en el segundo cuadrante.

La intensidad en el intervalo $0 < t < T_{ON}$ tendrá el valor dado por la ecuación 6.47:

$$i_o = \frac{E-V}{R} + \left(I_{MIN} - \frac{E-V}{R} \right) e^{-t \frac{R}{L}} \quad \text{E 6. 47}$$

En el intervalo $T_{ON} < t < T$ la intensidad tendrá este valor:

$$i_o = -\frac{V}{R} + \left(I_{MAX} + \frac{V}{R} \right) e^{-(t-T_{ON}) \frac{R}{L}} \quad \text{E 6. 48}$$

Los valores de I_{MAX} e I_{MIN} vienen dados por las ecuaciones 6.49 y 6.50:

$$I_{MIN} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON} R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right)} - \frac{V}{R} \quad \text{E 6. 49}$$

$$I_{MAX} = \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T_{ON} R}{L}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{T R}{L}} \right)} - \frac{V}{R} \quad \text{E 6. 50}$$

Estas dos fórmulas se obtuvieron anteriormente para el convertidor reductor (tipo A), pero ahora nos sirven para los dos cuadrantes.



Nota: Tal y como se ha advertido, el ciclo de trabajo $\delta = \frac{T_{ON}}{T}$ corresponde al interruptor (tiristor en este caso) S_1 .

Si I_{MIN} e I_{MAX} son positivas, el chopper funcionará en el primer cuadrante, y la corriente media de salida I_O será positiva. Por el contrario, si ambas intensidades son negativas, como en el caso de la figura 6.40, el chopper funcionará en el segundo cuadrante, e I_O será negativa.

En el caso intermedio ($I_{MIN} < 0$, $I_{MAX} > 0$), predominará el funcionamiento en uno u otro cuadrante dependiendo de qué intensidad (mínima o máxima) tenga mayor valor absoluto.

Los valores máximos y eficaces de las corrientes en diodos e tiristores (interruptores) se pueden calcular de forma idéntica a la realizada para los convertidores que funcionan en un solo cuadrante (tipos reductor y regenerativo). Por otra parte, la tensión media en la carga coincide con la del convertidor reductor (step-down).

Ejemplo 6.7



En la figura 6.41 se representa un chopper clase C, que trabaja a una frecuencia de 20 KHz.

- Si el ciclo de trabajo del chopper es $\delta = 0.5$, calcular los valores mínimo y máximo de intensidad en la carga.
- Tensión media e intensidad media en la carga.
- ¿Entre que valores de δ deben operar los tiristores para que el chopper funcione exclusivamente en el segundo cuadrante? ¿y en el primero?

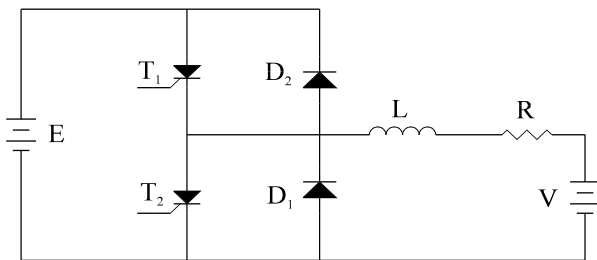


Fig.6. 43

Ejemplo 6.7: Esquema del convertidor tipo C.

- $f = 20 \text{ KHz}$; $T = 1/f = 50 \mu\text{s}$; $T_{ON} = \delta T = 25 \mu\text{s}$; $L = 20 \mu\text{H}$; $R = 1 \Omega$; $E = 110 \text{ V}$; $V = 48 \text{ V}$.

Utilizamos las fórmulas 6.49 y 6.50 para calcular I_{MAX} e I_{MIN} :

$$I_{MIN} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON} R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right)} - \frac{V}{R} = -23.503 \text{ A}$$

$$I_{MAX} = \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T_{ON} R}{L}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{T R}{L}} \right)} - \frac{V}{R} = 37.503 \text{ A}$$

- Calculamos la tensión media, haciendo uso de la ecuación 6.22 (convertidor reductor):

$$V_o = \delta E = 0.5 \times 110 = 55 \text{ V}$$

La intensidad media en la carga la podemos calcular de dos formas. Una es ésta:

$$I_O = \frac{V_o - V}{R} = \frac{55 - 48}{1} = 7 \text{ A}$$

Y la otra, es ésta:

$$I_O = \frac{I_{MAX} + I_{MIN}}{2} = \frac{37.503 - 23.503}{2} = \frac{14}{2} = 7 \text{ A}$$

- c) Con el fin de conseguir que el chopper funcione sólo en el segundo cuadrante, se ha de cumplir que la corriente de carga sea siempre negativa, por tanto:

$$I_{MAX} = \frac{E}{R} \left(\frac{1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}}}{1 - e^{-T \frac{R}{L}}} \right) - \frac{V}{R} \leq 0$$

$$E \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) < V \left(1 - e^{-T \frac{R}{L}} \right)$$

$$1 < \frac{V}{E} \left(1 - e^{-T \frac{R}{L}} \right) + e^{-T_{ON} \frac{R}{L}}$$

$$e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} > 1 - \frac{V}{E} \left(1 - e^{-T \frac{R}{L}} \right)$$

Ahora despejamos aplicando logaritmos:

$$-T_{ON} > \frac{L}{R} \ln \left[1 - \frac{V}{E} \left(1 - e^{-T \frac{R}{L}} \right) \right]$$

$$T_{ON} < -\frac{L}{R} \ln \left[1 - \frac{V}{E} \left(1 - e^{-T \frac{R}{L}} \right) \right]$$

Sustituyendo valores obtenemos $T_{ON} < 10.23 \mu\text{s}$. De este dato deducimos:

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T} < \frac{10.23}{50} = 0.2$$

Esto quiere decir que el ciclo de trabajo del convertidor debe ser menor que 0.2 para que funcione sólo en el segundo cuadrante.

Sí queremos que el convertidor funcione sólo en el primer cuadrante, deberemos imponer la condición de que:

$$I_{MIN} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON} R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right)} - \frac{V}{R} \geq 0$$

Operando de forma análoga al apartado anterior, despejamos T_{ON} , y nos resulta:

$$T_{ON} > 35.43 \mu s$$

$$\delta > \frac{35.43 \mu s}{T} = \frac{35.43 \mu s}{50 \mu s} = 0.7$$

Por lo tanto, para que el convertidor opere exclusivamente en el primer cuadrante, el ciclo de trabajo deberá ser mayor de 0.7.

6.4.4 CONVERTIDORES TIPO D.

La figura 6.42.a muestra un convertidor clase D, el cual funciona en dos cuadrantes (1° y 4°). La corriente de carga, por tanto, será siempre positiva, mientras que el voltaje podrá ser positivo o negativo.

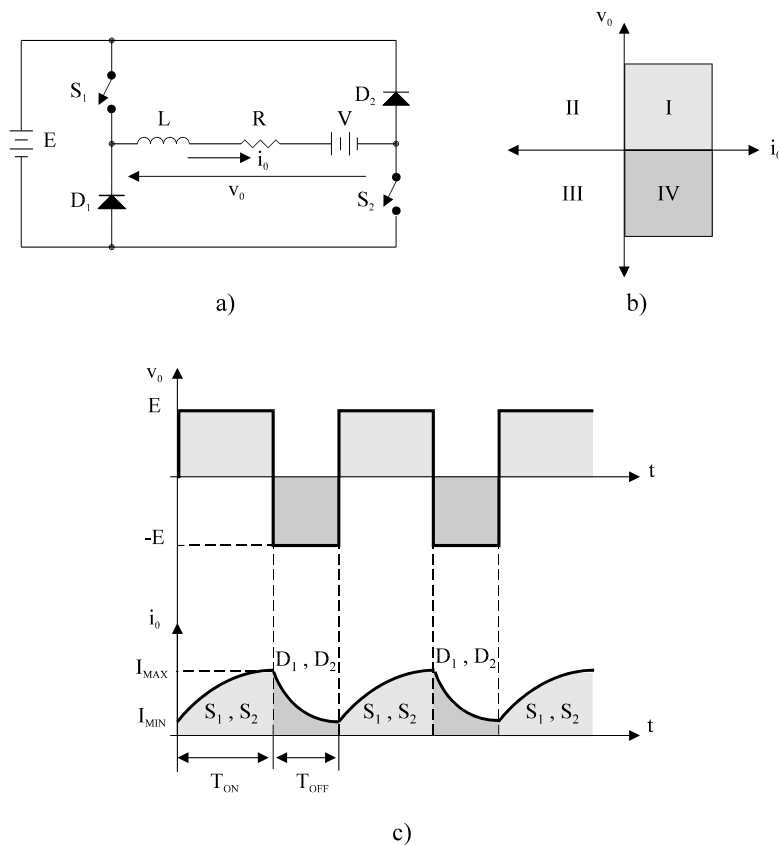


Fig.6. 44
Convertidor tipo D:
a) Circuito
b) Modos de trabajo en la gráfica v-i.
c) Formas de onda.

Si S_1 y S_2 se cierran, v_o e i_o serán positivas. Si se abren, la corriente de carga i_o será positiva y continuará fluyendo debido a la energía almacenada previamente en la inductancia.

Los diodos D_1 y D_2 proporcionan un camino para esa corriente, mientras que v_o se hará negativa, y lo seguirá siendo mientras la bobina continúe descargándose. En la figura 6.42.c se muestran las formas de onda del circuito, indicándose asimismo los semiconductores que conducen en cada intervalo de tiempo.

Cabe reseñar que, *si la carga es resistiva pura*, la tensión mínima de salida no será $-E$, sino 0, debido a que la energía liberada por la inductancia es la que invierte la polaridad de la tensión de salida.

Como puede fácilmente deducirse, *para que el convertidor funcione correctamente los dos interruptores deben abrirse y cerrarse al mismo tiempo*.

Cuestión didáctica 6.3



Dado un convertidor tipo D como el de la figura 6.42, obtener con Pspice las formas de onda de la tensión e intensidad en la carga, para valores de $\delta = 0.1, 0.5$ y 0.9 .

Datos: $E = 50 \text{ V}$; $L = 1 \text{ mH}$; $R = 1 \Omega$; $V = 0 \text{ V}$; $T = 2 \text{ ms}$.

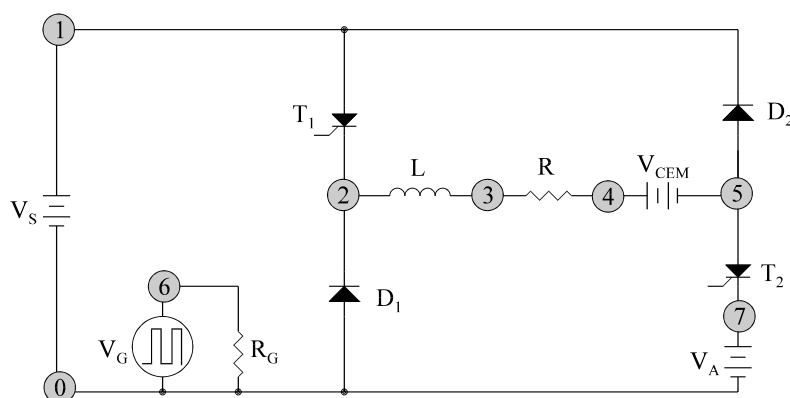


Fig.6.45
Cuestión didáctica 6.3: Esquema del circuito para Pspice.

(T6C3.CIR) SIMULACIÓN DE LA CUESTION 6.3

*CHOPPER CLASE D

* DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

```
VS 1 0 DC 50V
VG 6 0 PULSE(0 10V 0 1US 1US {TON} 2MS)
RG 6 0 10MEG
R 3 4 1
L 2 3 1mH
VCEM 4 5 DC 0V ; FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ EN LA CARGA
D1 0 2 DMOD ; DIODO D1
D2 5 1 DMOD ; DIODO D2
.MODEL DMOD D ; MODELO DE DIODO POR DEFECTO
XT1 1 2 6 0 SCR ; TIRISTOR T1
XT2 5 7 6 0 SCR ; TIRISTOR T2
VA 7 0 DC 0V ; FUENTE PARA MEDIR LA CORRIENTE EN T1 Y T2
.PARAM TON=1MS
```



PSpice

* MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA ("POWER ELECTRONICS. CIRCUITS, DEVICES AND APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID, EDITORIAL PRENTICE HALL)

.SUBCKT SCR 1 2 3 4

DT 5 2 DMOD

ST 1 5 3 4 SMOD

.MODEL SMOD VSWITCH(RON=.1 ROFF=10E+6 VON=5V VOFF=1V)

.ENDS SCR

* ANALISIS:

.tran 1.000u 6.000m 0 1.000u ; *ipsp*

.step PARAM TON list 200.000u 1.000m 1.800m ; *ipsp*

.PROBE

.END

6.4.5 CONVERTIDORES TIPO E.

Para aplicaciones en que se precise el control de un motor y su frenado regenerativo en los dos sentidos de giro es necesario el empleo de un convertidor de cuatro cuadrantes como el que se muestra en la figura 6.44. A este *chopper se le denomina también como chopper de configuración puente en H*. En la figura 6.45 se muestra, asimismo, el modo de trabajo de este convertidor en los cuatro cuadrantes.

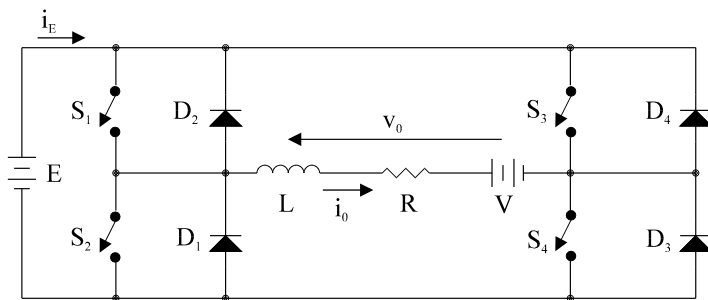


Fig.6. 46
Esquema de un convertidor tipo E.

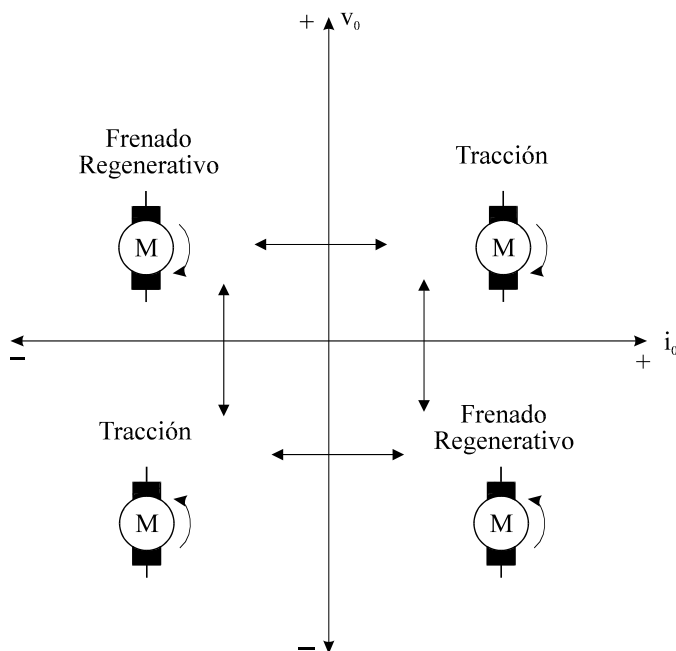


Fig.6. 47
Control de un motor de corriente continua en ambos sentidos de giro.

Existe otra versión del convertidor de cuatro cuadrantes (figura 6.46), llamada **configuración puente en T**. Como puede verse, utiliza la mitad de semiconductores que el puente de H, pero requiere una alimentación doble, por lo que es menos utilizado que el anterior. Por lo tanto, vamos a centrarnos en el estudio del puente de H.

Al poder trabajar en los cuatro cuadrantes, el estudio de este convertidor va a reducirse a ver las formas en que podemos configurarlo.

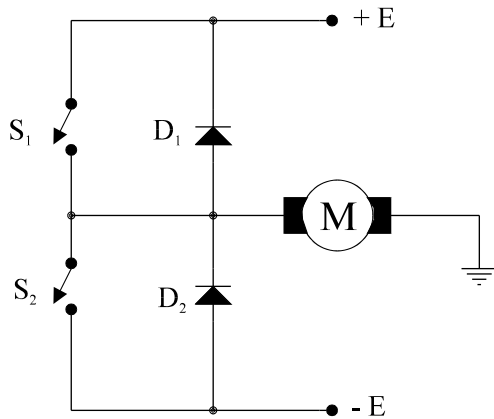


Fig.6. 48
Configuración en T de un convertidor de cuatro cuadrantes.

Modos de configuración del puente en H

- **Método 1.-** Manteniendo una diagonal permanentemente abierta (por ejemplo S_1 y S_4), y proporcionando un ciclo de trabajo a los otros dos interruptores (abriéndolos y cerrándolos a la vez). De esta manera tendríamos dos posibles convertidores tipo D, cada uno de los cuales se encargaría de un sentido de giro. En la figura 6.47 se muestra un ejemplo de cómo llevar a cabo este método en la práctica.

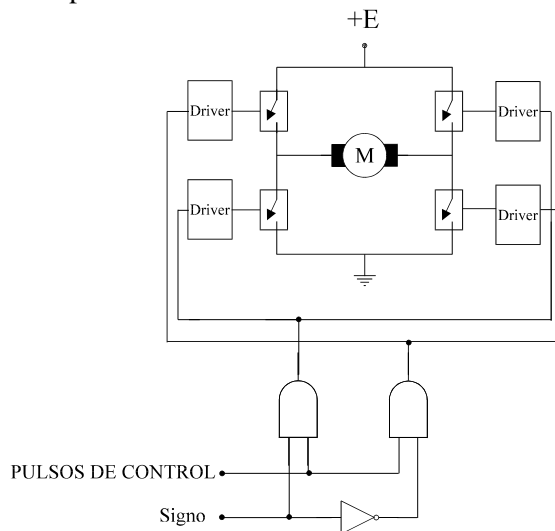


Fig.6. 49
Circuito para obtener la excitación dada por el método 1.

- **Método 2.-** Manteniendo una diagonal permanentemente abierta, como en el caso anterior, pero dando un ciclo de trabajo sólo a uno de los otros interruptores (el restante se dejaría cerrado permanentemente). La diagonal activa define el sentido de giro del motor.

En la figura 6.48 se muestra una manera práctica de realizar este tipo de excitación. Asimismo en las figuras 6.49, 6.50 y 6.51, se pueden observar los circuitos equivalentes y formas de onda del convertidor con este método. Los circuitos de las figuras 6.49 y 6.50 corresponden a las

dos posibles configuraciones para un mismo sentido de giro (diagonal S_1 - S_4 activa). Las formas de onda de la figura 6.51 valen para ambas configuraciones (la única diferencia es el diodo que conduce en cada una).

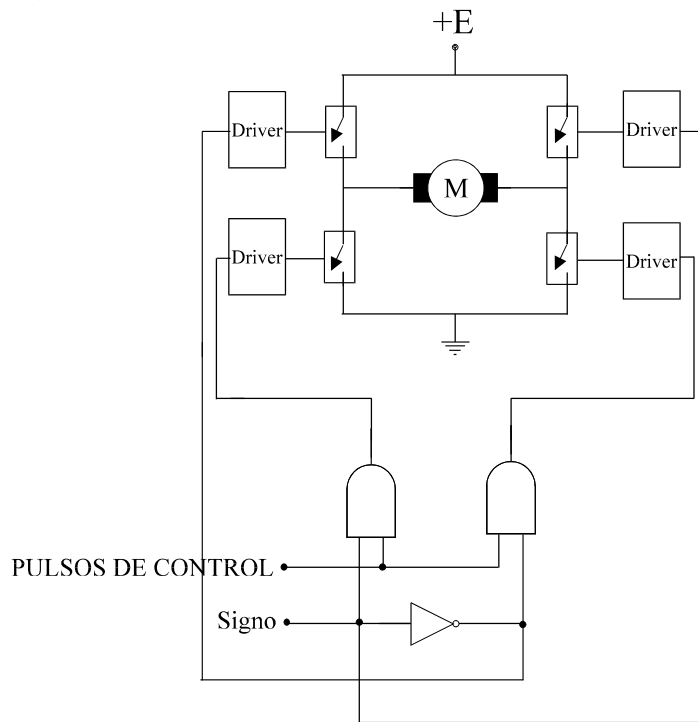


Fig.6. 50

Circuito para obtener la excitación dada por el método 2.

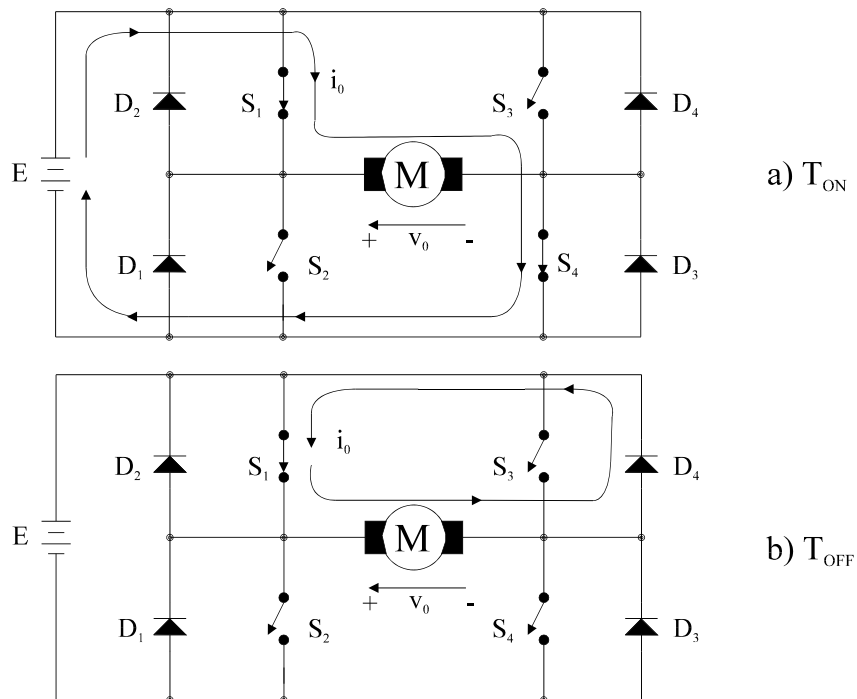
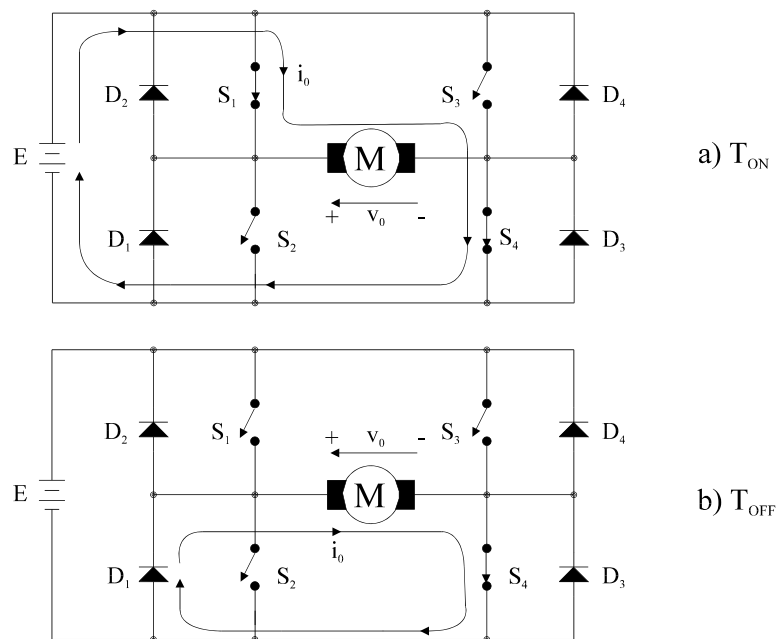


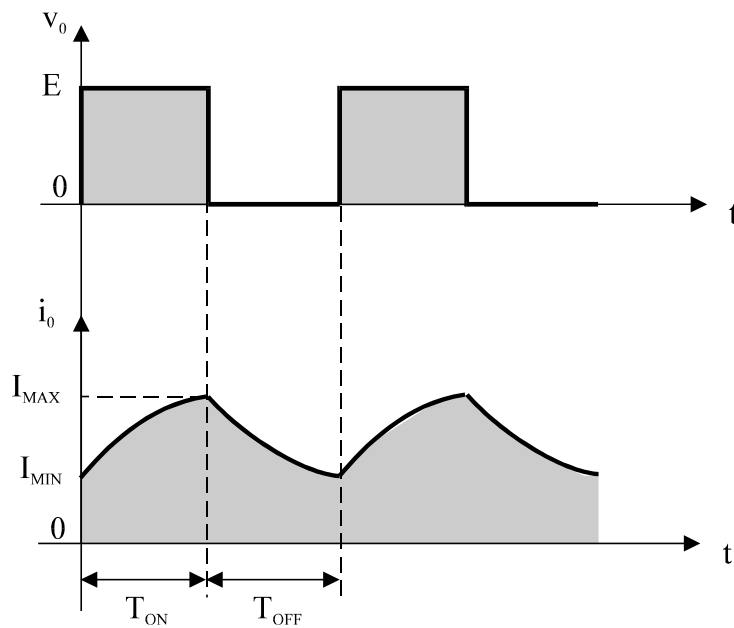
Fig.6. 51

Método 2 de excitación:

Circuitos equivalentes para cada intervalo del convertidor, manteniendo S_1 cerrado permanentemente.

**Fig.6. 52**

Método 2 de excitación:

Circuitos equivalentes para cada intervalo de funcionamiento del convertidor, manteniendo S_4 cerrado permanentemente.**Fig.6. 53**

Método 2 de excitación: Formas de onda.

- **Método 3.-** Hacer que durante el periodo del convertidor se cierren alternativamente las dos diagonales (S_1 y S_4 desde 0 hasta T_{ON} , mientras que S_2 y S_3 lo harían desde T_{ON} hasta T). De esta manera, un ciclo de trabajo del 50 % significaría que el motor está parado; ciclos por encima de 0.5 determinan un sentido de giro, mientras que por debajo corresponden al sentido de giro opuesto. En la figura 6.52 se muestra una manera de poder conseguir esto en la práctica.

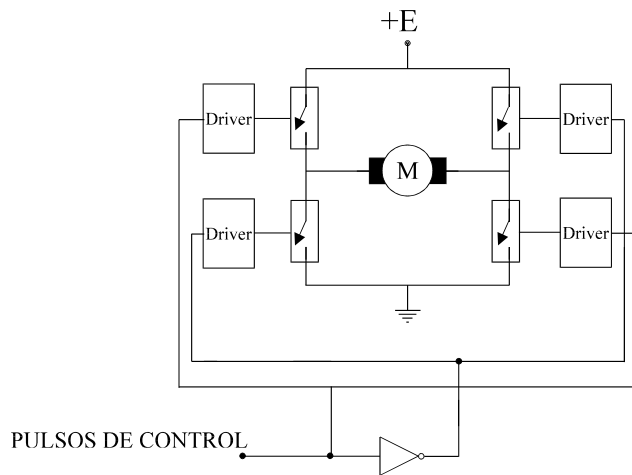


Fig. 5. 54
Circuito para obtener la excitación dada por el método 3.

En la figura 6.53 se pueden observar los diferentes circuitos equivalentes para cada uno de los intervalos en los que podemos dividir el funcionamiento del convertidor, mientras que en la figura 6.54 se muestran las formas de onda correspondientes.

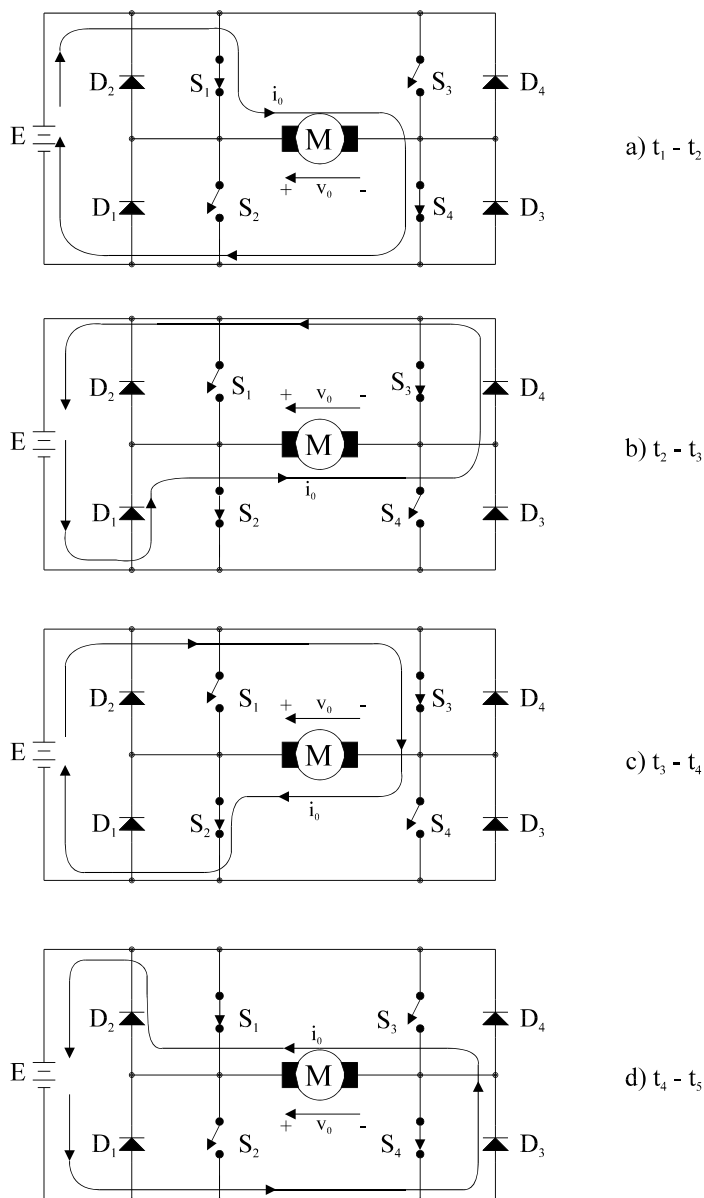


Fig. 6. 55
Método 3 de excitación: Circuitos equivalentes para cada intervalo de funcionamiento del convertidor.

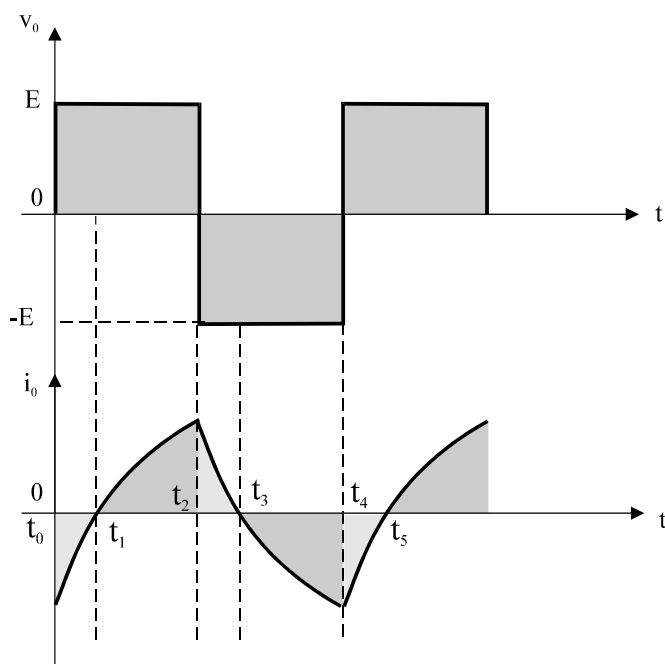


Fig.6. 56
Método 3 de excitación: Formas de onda.

Cuestión didáctica 6.4



Dado un convertidor tipo E como el de la figura 6.44, el cual utiliza el método 2 de excitación, se pide:

- Dejar inactiva la diagonal S_2 - S_3 , y dejar permanentemente cerrado el interruptor S_1 , dando el ciclo de trabajo al S_4 . Utilizar Pspice para graficar la tensión de salida, y la intensidad en la carga (suponer que se están usando tiristores).
- Dejar ahora permanentemente cerrado S_4 y aplicar el ciclo de trabajo a S_1 . Obtener con Pspice las intensidades en ambos interruptores (tiristores), y la corriente por el diodo que conduzca en este caso.

Datos: $E = 50 \text{ V}$; $L = 1.5 \text{ mH}$; $R = 2.5 \text{ }\Omega$; $V_{CEM} = 0 \text{ V}$; $T = 4 \text{ mseg}$; $\delta = 0.75$.

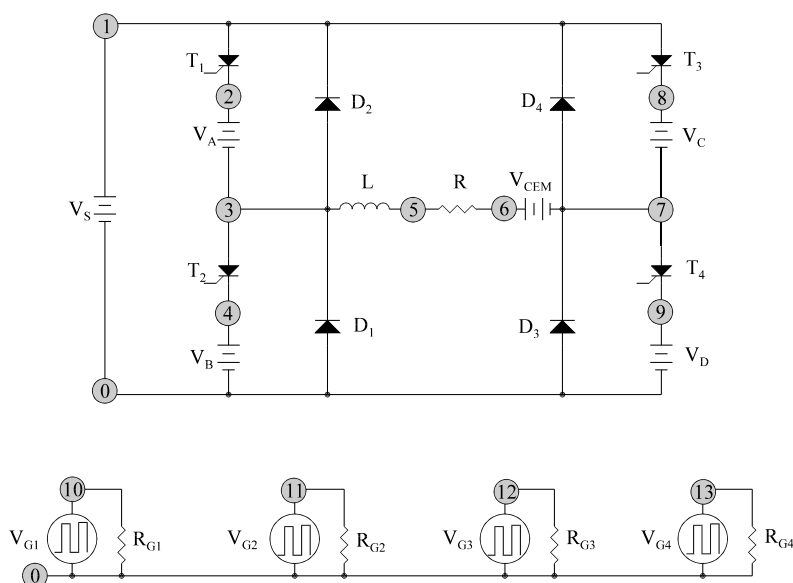


Fig.6. 57
Cuestión didáctica 6.4: Esquema del circuito para Pspice.

(Fichero T6C4.CIR) SIMULACIÓN DE LA CUESTION 6.4

***CHOPPER TIPO E (EXCITACION TIPO 2, DEJANDO T1 PERMANENTE-
*MENTE EN CONDUCCION)**

* DESCRIPCION DEL CIRCUITO:



```

VS      1 0  DC  50V
VG1     10 0  DC   5V
VG4     13 0  PULSE(0 10V 0 1US 1US 3MS 4MS)
VG3     12 0  DC   0V
VG2     11 0  DC   0V
RG1     10 0  10MEG
RG2     11 0  10MEG
RG3     12 0  10MEG
RG4     13 0  10MEG
VA      2 3  DC   0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T1
VB      4 0  DC   0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T2
VC      8 7  DC   0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T3
VD      9 0  DC   0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T4
D1      0 3  DMOD  ; DIODO D1
D2      3 1  DMOD  ; DIODO D2
D3      0 7  DMOD  ; DIODO D3
D4      7 1  DMOD  ; DIODO D4
L       3 5  1.5MH
R       5 6  2.5
VCEM    6 7  0V  ; FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ EN LA CARGA
XT1     1 2  10 0  SCR  ; TIRISTOR T1
XT2     3 4  11 0  SCR  ; TIRISTOR T2
XT3     1 8  12 0  SCR  ; TIRISTOR T3
XT4     7 9  13 0  SCR  ; TIRISTOR T4
.MODEL  DMOD D  ; MODELO DE DIODO POR DEFECTO
* MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA ("POWER ELECTRONICS. CIRCUITS, DE- *VICES
AND APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID, EDITORIAL PRENTICE HALL)
.SUBCKT SCR  1 2  3  4
DT      5 2  DMOD
ST      1 5  3  4  SMOD
.MODEL  SMOD VSWITCH(RON=.1 ROFF=10E+6 VON=5V VOFF=2V)
.ENDS SCR
* ANALISIS:
.tran    1.000u .02  0  10.000u ; *ipsp*
.PROBE
.END

```


Cuestión didáctica 6.5



Dado un convertidor de cuatro cuadrantes como el de la figura 6.44, y suponiendo que utiliza el método 3 de excitación, se pide:

- Utilizar Pspice para graficar las formas de onda de tensión e intensidad en la carga (un motor en este caso), así como las corrientes por los semiconductores (suponer que se utilizan tiristores), utilizando un ciclo de trabajo $\delta = 0.75$ para la diagonal S_1 - S_4 .
- Obtener los mismo parámetros que en el apartado anterior, ahora para un ciclo de trabajo $\delta = 0.25$.

Datos: $E = V_s = 50 \text{ V}$; $L = 1.5 \text{ mH}$; $R = 2.5 \Omega$; $V_{CEM} = 0 \text{ V}$; $T = 4 \text{ ms}$.

Fichero (T6C5.CIR) SIMULACIÓN DE LA CUESTION 6.5

***CHOPPER TIPO E (EXCITACION TIPO 3)**

* IMPONEMOS UN CICLO DE TRABAJO 0.75, PARA QUE EL MOTOR GIRE

* EN SENTIDO HORARIO (TENSION MEDIA SUPERIOR A CERO)

* DESCRIPCION DEL CIRCUITO:



PSPICE

```

VS      1  0  DC  50V
VG1     10 0  PULSE(0 10V 0 1US 1US 3MS 4MS)
VG4     13 0  PULSE(0 10V 0 1US 1US 3MS 4MS)
VG3     12 0  PULSE(0 10V 3.01MS 1US 1US 0.98MS 4MS)
VG2     11 0  PULSE(0 10V 3.01MS 1US 1US 0.98MS 4MS)
RG1     10 0  10MEG
RG2     11 0  10MEG
RG3     12 0  10MEG
RG4     13 0  10MEG
VA      2  3  DC  0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T1
VB      4  0  DC  0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T2
VC      8  7  DC  0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T3
VD      9  0  DC  0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T4
D1      0  3  DMOD ; DIODO D1
D2      3  1  DMOD ; DIODO D2
D3      0  7  DMOD ; DIODO D3
D4      7  1  DMOD ; DIODO D4
L       3  5  1.5MH ; INDUCTANCIA DEL MOTOR
R       5  6  2.5 ; RESISTENCIA DEL MOTOR
VCEM    6  7  0V ; SUPONEMOS NULA LA FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ
.MODEL DMOD D ; MODELO DE DIODO POR DEFECTO
XT1     1  2  10  0  SCR ; TIRISTOR T1
XT2     3  4  11  0  SCR ; TIRISTOR T2
XT3     1  8  12  0  SCR ; TIRISTOR T3
XT4     7  9  13  0  SCR ; TIRISTOR T4

* MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA ("POWER ELECTRONICS. CIRCUITS, DEVICES
AND APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID, EDITORIAL PRENTICE HALL)
.SUBCKT SCR 1 2 3 4
DT 5 2 DMOD
ST 1 5 3 4 SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH(RON=.1 ROFF=10E+6 VON=5V VOFF=2V)
.ENDS SCR

* ANALISIS:
.tran 1.000u .020 0 10u ; *ipsp*
.PROBE
.END
  
```

6.5 Aplicación de los convertidores DC/DC

6.5.1 CONTROL DE MOTORES MEDIANTE TROCEADORES.

Una de las principales aplicaciones de los troceadores es el control de motores de corriente continua que deben funcionar en unas condiciones de carga variables. Esto obliga a que el motor sea capaz de operar en más de un cuadrante, e incluso en los cuatro cuadrantes, siendo indispensable la presencia de una tensión continua variable que pueda ser positiva o negativa, así como que la intensidad sea capaz de circular por el motor en los dos sentidos. Tanto cuando hay que partir de una batería, como es el caso de transporte de material (automóvil eléctrico) o cuando la energía se obtiene a partir de la tensión rectificada de la red (locomotora de ferrocarril), será necesario colocar entre la fuente de energía y el motor un troceador que sea, según las circunstancias y exigencias de la aplicación, de tipo A o B (1 cuadrante), de tipo C o D (2 cuadrantes), e incluso con posibilidad de funcionamiento en los cuatro cuadrantes (tipo E).

Un ejemplo típico que se nos puede plantear es el transporte y movimiento de materiales utilizando un vehículo eléctrico que debe funcionar tanto cuesta arriba como cuesta abajo, siendo capaz de acelerar y frenar en ambas direcciones. Para este símil se supondrá que el motor utilizado presenta excitación independiente (figura 6.56).

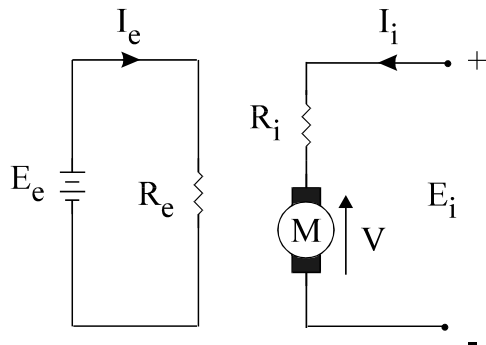


Fig.6. 58
Motor con excitación independiente.

Se considera la velocidad angular (ω) positiva cuando el vehículo sube y negativa cuando baja, e igualmente se estima el par (C) positivo cuando tiende a hacer subir al vehículo y negativo cuando tiende a hacerle bajar. Con estas premisas se puede dibujar el diagrama de la figura 6.57.

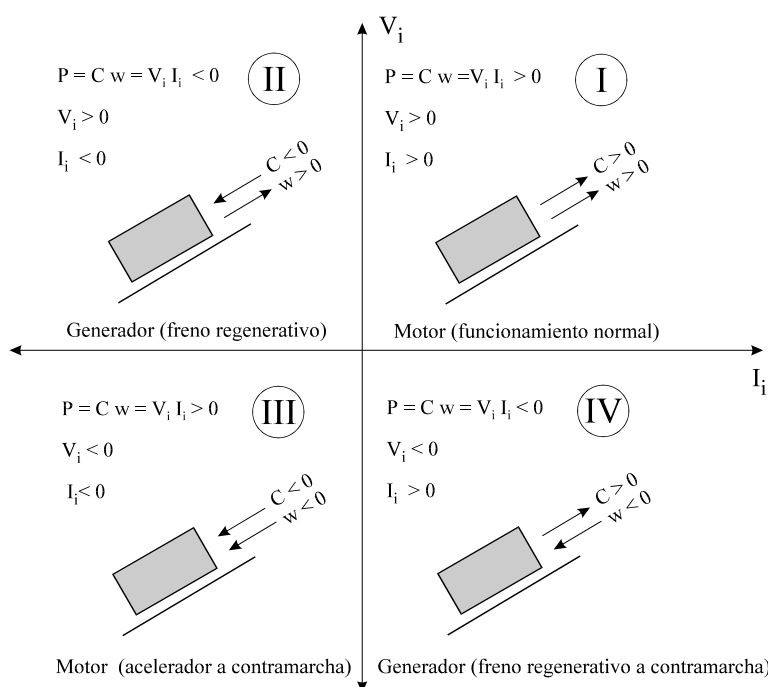


Fig.6. 59
Funcionamiento de un motor en los cuatro cuadrantes.

- **1º Cuadrante.-** La velocidad es positiva, con lo que el vehículo sube movido por el motor. Por otro lado, al ser “C” positivo también lo es la potencia:

$$P = C \times \omega$$

El motor funciona en modo normal, absorbiendo energía. Este modo de operación puede conseguirse haciendo que tanto la tensión en extremos del motor como la intensidad circulante por el mismo sean positivas ($V_i > 0$ y $I_i > 0$).

- **2º Cuadrante.-** El vehículo sube ($\omega > 0$), pero interesa frenarlo con rapidez para lo cual hay que obligar a que el par sea negativo. Por tanto, la potencia ($P = C \omega$) será negativa, el motor funciona como generador, transformando en energía eléctrica la energía mecánica asociada al movimiento rotatorio del motor.

Para asegurar el funcionamiento en este cuadrante será necesario hacer, mantenimiento I_e constante, $I_i < 0$ y $V_i > 0$.

- **3º Cuadrante.-** El vehículo baja, ya que tanto la velocidad como el par adoptan valores negativos. La potencia es positiva con lo que el vehículo funcionará con el motor a contramarcha, acelerando conforme baja. Esto se puede lograr haciendo $I_i < 0$ y $V_i < 0$.
- **4º Cuadrante.-** El vehículo baja ($\omega < 0$) pero el par, al ser positivo, tiende a frenar esta bajada. La potencia es negativa, con lo que el motor funcionará como generador a contramarcha. En esta situación se necesita que $I_i > 0$ y $V_i < 0$.

Para las cuatro situaciones presentadas (funcionamiento en los cuatro cuadrantes) se necesita, según se ha visto, que en los bornes del motor haya voltaje e intensidad positivos o negativos, lo que conduce inevitablemente a la necesidad de un convertidor o troceador que sea capaz de operar en los cuatro cuadrantes.

6.5.2 CIRCUITOS REALES DE CONTROL DE MOTORES.

Troceador de dos cuadrantes para vehículo eléctrico.

Introducción

Dentro de las aplicaciones de los troceadores para la tracción, merecen especial atención los automóviles eléctricos por la actualidad del tema y el futuro prometedor que ofrecen.

En cuanto al accionamiento y control de los motores de corriente continua a partir de la fuente autónoma que transporta el vehículo, se puede realizar sin grandes problemas por métodos electrónicos basados en el uso de troceadores, que en la mayoría de los casos es de dos cuadrantes, permitiendo la recuperación de energía durante el frenado regenerativo.

A continuación vamos a describir el sistema de control necesario para el funcionamiento de un automóvil eléctrico movido por un motor CC con excitación independiente. Se hará hincapié, sobre todo, en la etapa de potencia: un convertidor de dos cuadrantes, clase C, formado por transistores de potencia en configuración Darlington. El empleo de los mismos, en detrimento de los tiristores, resultará, además de una considerable simplificación del circuito, en el uso de una mayor frecuencia evita la utilización de una bobina adicional para compensar el bajo valor de la inductancia asociada al devanado de inducido.

En la figura 6.58 se muestra la configuración global del sistema de control de un automóvil eléctrico donde la alimentación está constituida por la asociación de 54 baterías, dando lugar a una tensión total de 108 voltios. El motor, al presentar excitación independiente, puede presentar dos troceadores diferentes, uno conectado al devanado de campo o excitación y otro al de inducido. Con esta disposición se tiene la máxima flexibilidad, pudiéndose controlar el motor con cualquiera de los troceadores, empleándose uno o ambos simultáneamente dependiendo de las condiciones de la carga mecánica. Ambos troceadores se encuentran controlados por un microprocesador que analiza las señales eléctricas provenientes de los pedales del freno y el acelerador. En nuestro estudio, nos remitiremos exclusivamente al funcionamiento del troceador del devanado de inducido.

Las características básicas del motor utilizado serán:

- Consumo como motor (1º cuadrante) de una corriente de 400 A.
- Cuando funciona como generador (2º cuadrante) es capaz de entregar 200 A a la fuente.

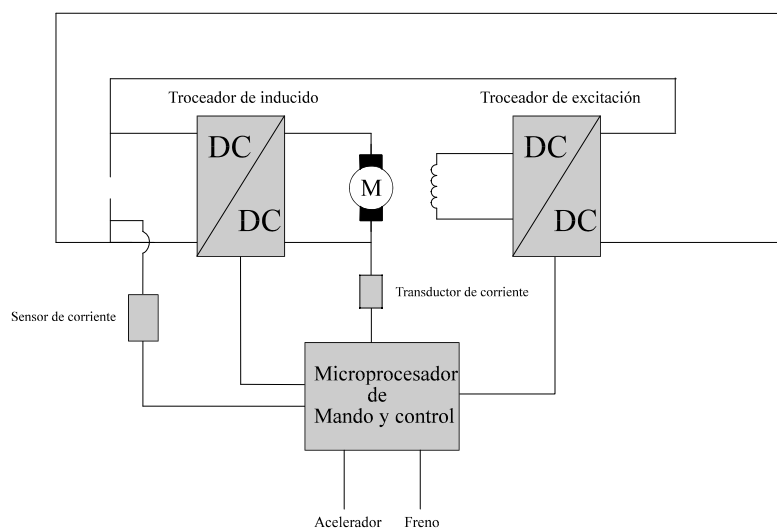


Fig.6. 60

Diagrama del accionamiento de un vehículo eléctrico con choppers independientes de excitación e inducido.

Control de motores C.C. de potencia media. Aplicación al guiado de una unidad móvil.

En este apartado se describirá un circuito, desarrollado por el Dpto. de Electrónica de la Universidad de Alcalá de Henares, cuya finalidad es el control y accionamiento de un motor dentro de un automóvil eléctrico. Las principales características del mismo son las siguientes:

- Alimentación con baterías de 24 voltios.
- Dos ruedas motrices con tracción independiente.
- Capacidad de poder invertir el sentido de giro de las ruedas.
- Cargas variables, que pueden alcanzar hasta los 120 Kg. Hay que tener mucho cuidado de que la carga no sea excesiva, de lo contrario se podrá provocar un bloqueo mecánico del motor, lo que traerá consigo la aparición de corrientes relativamente altas, de hasta 50 A.
- Constantes cambios en el régimen de funcionamiento.
- Necesidad de evitar las pérdidas que redujesen la autonomía del sistema.

Todo esto llevó a elegir un **punte en H** como alternativa a la etapa de potencia encargada de controlar el correcto funcionamiento del motor. Este puente (capaz de operar en los cuatro cuadrantes) estará configurado por cuatro transistores MOSFET de potencia.

La elección de dichos transistores sobre los bipolares se fundamenta en que los primeros se han erigido como los conmutadores más apropiados, sobre todo para aplicaciones de control de motores CC en la gama de potencias medias (hasta 6 KVA). Además se cuenta con la existencia en el mercado de diferentes C.I. derivados de la tecnología Smart Power, que se encargaría de atacar y controlar directamente dichos transistores. Todo esto permite un diseño compacto, sencillo, fiable y barato.

En la figura 6.59 se representa el esquema global del circuito, del que destacan de forma apreciable los dos circuitos integrados SP601 de Harris. Cada SP601 acciona los dos transistores de cada lado del **punte en H** (U_1 acciona a Q_1 y Q_4 , y U_2 lo hace Q_2 y Q_3). Las puertas de todos los transistores (que disponen de diodos rápidos Internos en antiparalelo) se han atacado sin ningún tipo de resistencia que retarde la carga o descarga de la capacidad de puerta.

Se puede apreciar como los transistores de la parte alta del puente (Q_1 y Q_2) no presentan ningún tipo de detección contra sobrecorrientes. Por el contrario, si que se ha previsto esta protección para la parte inferior del puente donde los transistores Q_3 y Q_4 presenta terminal sensor de corriente. Para que la protección sea al mismo nivel en

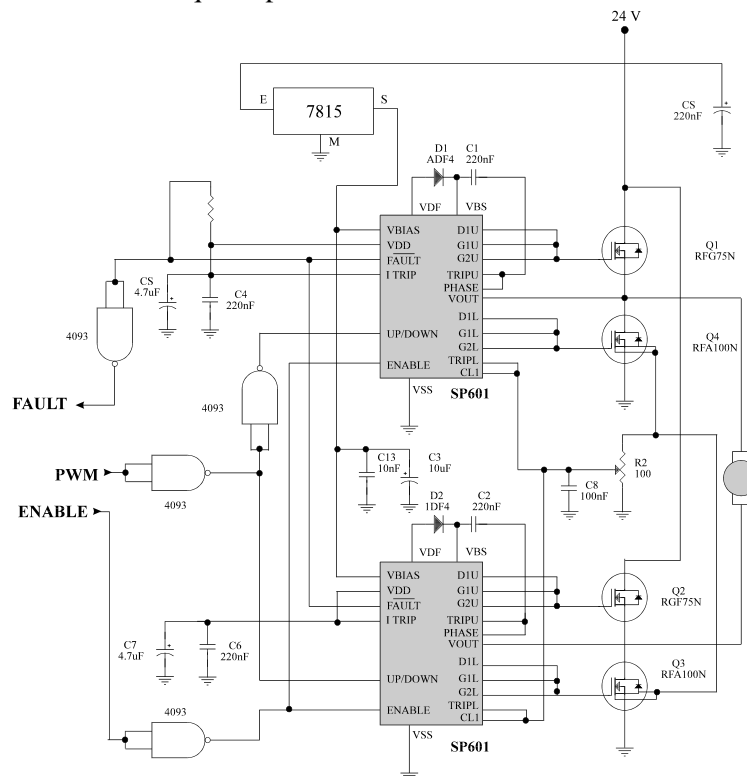


Fig.6. 61

Esquema general del puente de activación del motor.

ambas diagonales del puente, se ha unificado la detección sobre la resistencia variable R_2 (que fija el límite de protección) y el condensador C_8 ; en realidad lo que se detecta es la suma de intensidades por los dos transistores de la parte baja (pero evidentemente, en condiciones normales, nunca conducirán simultáneamente). Cuando se detecte una sobrecorriente se bloqueará todo el puente, pues ambos circuitos integrados detectarán tal circunstancia. Como puede apreciarse con muy pocos elementos externos se puede conseguir un accionamiento seguro del puente, contando además con diversas protecciones adicionales.

Globalmente, el circuito dispone, aparte de la entrada de la batería y la salida hacia el motor, de tres señales de control del puente (PWM y ENABLE, que son de entrada); la otra, de salida (FAULT) indica cuando se ha producido alguna anomalía que ha motivado el bloqueo por parte de los circuitos de protección.

El control y modo de operación del puente se realiza según las siguientes consideraciones, a tenor de las peculiaridades del circuito integrado empleado, que se describirá posteriormente:

- La señal ENABLE a nivel alto corta todos los transistores, bloqueando a su vez la acción de la señal PWM. Es decir, en condiciones normales de funcionamiento, ENABLE debe estar a nivel bajo.

- Cuando actúa la señal PWM, si está a nivel bajo sólo conducen los transistores de una diagonal del puente, mientras que si está a nivel alto solamente conducirán los de la diagonal contraria. Con este modo de funcionamiento un ciclo de trabajo del 50% en la señal PWM hace que el motor está parado, girando en un sentido u otro según que dicho ciclo de trabajo está por encima o por debajo del mencionado valor. No hay limitación del ciclo de trabajo, que puede variarse desde el 0 hasta el 100%.

- La señal de salida (FAULT) estará a nivel bajo si las condiciones de funcionamiento del puente son correctas por lo que su paso a nivel bajo indica que ha ocurrido alguna de las siguientes excepciones:

- Sobrecorriente.
- Caída excesiva de la tensión de alimentación.
- Valor anormal, teniendo en cuenta que los transistores excitados en cada instante, de la tensión en el punto medio del puente (donde se toma la salida del motor).

Cuando esto sucede, automáticamente se bloquean todos los transistores. Para reiniciar el modo de funcionamiento normal debe mantenerse la señal ENABLE a nivel alto (bloqueo externo de todos los transistores) durante un tiempo mínimo de 3.4 a 6.6 μ seg.

Por último, sólo cabe reseñar algunas precauciones a tener en cuenta a la hora del montaje del sistema:

- Los condensadores C4, C5 y C6, C7 deben colocarse tan próximos como sea posible a los terminales correspondientes de los circuitos integrados, para garantizar un adecuado filtraje de alimentación.

- Las conexiones entre los excitadores y las puertas de los transistores deben hacerse de forma que se minimicen los posibles efectos inductivos (líneas cortas y anchas).

- Debe cuidarse especialmente el diseño de las pistas por donde circulan altas corrientes, dimensionándolas adecuadamente y aislándolas del resto en la medida de lo posible.

- En líneas generales debería respetarse la simetría del circuito a la hora de su realización física. Sin embargo, donde más se debe enfatizar sobre este aspecto es en el circuito unificado de detección de sobrecorrientes, para que el límite de corriente sea el mismo a uno y otro lado del puente.

Descripción del circuito integrado SP601

El circuito integrado SP601 supone una solución económica y sencilla para accionar los dos transistores de un lado del puente, tanto el de la parte inferior como el de la superior; este último sin necesidad de aislamientos especiales en la alimentación o señales de control. Además

el número de componentes externos está reducido al mínimo. Resumidamente las características fundamentales del circuito son:

- Utilizable en puentes con tensiones de hasta 500 voltios.
- Genera y mantiene una tensión de 15 voltios para el excitador del transistor superior, a pesar de trabajar con una única alimentación referida a la masa general del sistema (recomendada de 15 voltios).
- Tiene capacidad para atacar con eficiencia la puerta de MOSFETs e IGBTs canal N, tanto si son estándar como si tienen terminales adicionales de sensores de corriente (espejo de corriente incorporado). Admite picos de hasta 0.5 A.
- Evita la conducción simultánea de los dos transistores a los que ataca.
- Incorpora la posibilidad de protección contra sobrecorrientes.
- Detecta caídas en la tensión de alimentación.
- Es compatible CMOS para las señales de control.

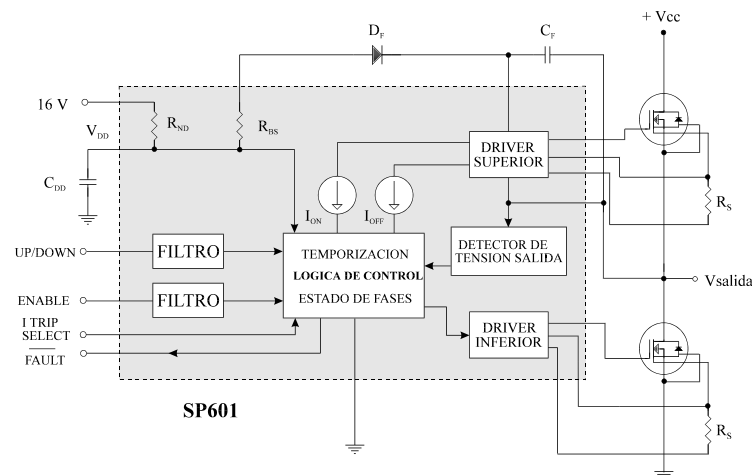


Fig.6. 62
Diagrama de bloques del circuito integrado SP601.

En la figura 6.60 puede observarse un diagrama de bloques general del circuito integrado SP601. Las señales CMOS que llegan a las entradas UP/DOWN y ENABLE se filtran para garantizar un funcionamiento seguro, aún en ambientes ruidosos (se ignoran impulsos de anchura inferior a unos 400 nseg). Con ENABLE a nivel alto, la señal UP/DOWN indica que transistor conduce (a nivel alto el transistor superior y a nivel bajo el inferior). Con impulsos de corriente se realiza el desplazamiento de niveles requerido para actuar sobre el excitador superior. De manera sistemática, cuando se transmite un impulso de conducción a uno de los transistores, al otro se envía uno de bloqueo. De este modo se evita la conducción simultánea de ambos debido a tensiones o intensidades espúreas.

La alimentación "bootstrap" flotante para el excitador de la parte alta del puente se consigue con el condensador C_f y el diodo D_f (éste debe ser rápido y capaz de soportar tensiones inversas superiores a la tensión con que se alimenta el puente). Cada vez que la tensión del nudo V_{out} cae, el condensador se carga aproximadamente con 15 voltios. Esta situación se manifiesta siempre que conduzca el transistor inferior o, en el caso de cargas inductivas, también cuando el superior es bloqueado (pues el diodo de libre circulación del transistor conducirá momentáneamente). Se debe hacer notar que, en caso de que el transistor superior esté activado durante más de unos 400 μ seg, se genera automáticamente un pulso de refresco de la tensión "bootstrap" (durante unos 2 μ seg se activa el transistor inferior a la vez que se bloquea el superior). Esto, que no

es común en otros circuitos integrados de características similares, simplifica la generación de la señal PWM exterior, ya que no hay limitación en cuanto al ciclo de trabajo de la misma.

6.6 Introducción a las fuentes de alimentación conmutadas (Configuraciones básicas).

6.6.1 CONVERTIDOR BUCK (REDUCTOR)

Introducción

El convertidor BUCK presenta una tensión media de salida inferior a la que se aplica a la entrada, encontrándose su principal aplicación en las fuentes de alimentación conmutadas así como en el control de motores de corriente continua que funcionen exclusivamente en el primer cuadrante (recordar el convertidor directo).

Conceptualmente, el circuito básico asociado a un convertidor reductor es el mostrado en la figura 6.61, donde la carga es resistiva pura. Si se considera que el interruptor es ideal, la potencia de salida depende en exclusiva de la posición que adopte éste. A partir de la figura 6.61.b, se puede calcular la tensión media de salida en función del ciclo de trabajo.

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T_{ON}} E dt + \int_{T_{ON}}^T 0 dt \right) = \frac{T_{ON}}{T} E = \delta E \quad \text{E 6.51}$$

No obstante, para aplicaciones prácticas, el circuito en cuestión presenta una serie de inconvenientes:

- La carga normalmente presenta cierto carácter inductivo. Incluso una carga resistiva pura siempre tendrá asociada una inductancia parásita. Esto significa que el elemento conmutador podrá sufrir daños irreparables, ya que éste deberá absorber o disipar la energía que se pueda almacenar en la carga.
- La tensión de salida oscila entre 0 y E, lo cual no es viable en numerosas aplicaciones, en las que se precisa un determinado grado de tensión continua. Lo mismo ocurre con la intensidad de salida.

El primer inconveniente se soluciona utilizando un diodo volante (freewheeling diode), tal como se indica en la figura 6.62.a. Por otro lado, las fluctuaciones tanto de la intensidad como de la tensión de salida se reducen en cierto grado considerando un filtro pasabajo consistente en una bobina y un condensador. En esta misma figura se puede comparar la tensión que aparece en extremos del diodo, v_{oi} , que es la misma que existía a la salida del convertidor básico en la figura 6.61, con la tensión a la salida del filtro L-C.

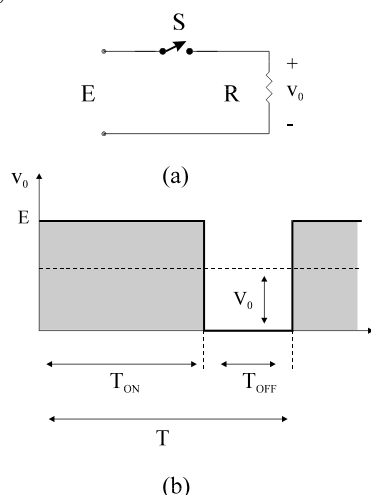
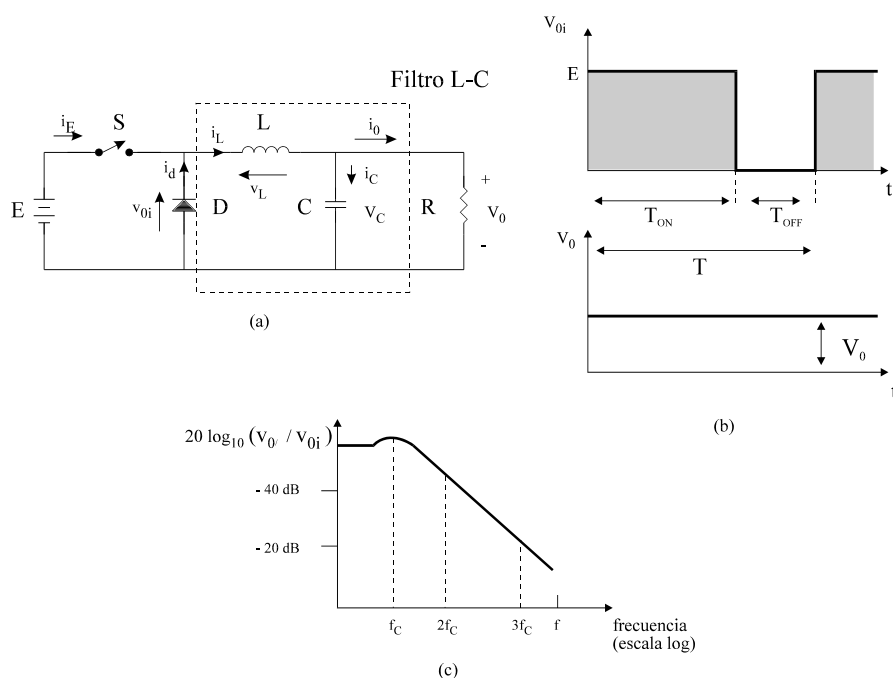


Fig.6. 63

a) Circuito básico asociado a un convertidor reductor.
b) Forma de onda de la tensión de salida.

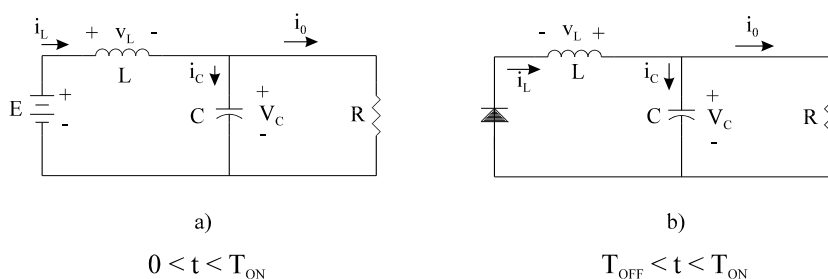
**Fig.6. 64**

- a) Circuito BUCK.
 b) Tensión en los extremos del diodo y a la salida del convertidor.
 c) Característica filtro pasa-bajo.

La característica de este filtro pasa-bajo, considerado el amortiguamiento provocado por la resistencia R de la carga, se muestra en la figura 6.62.b. Como puede observarse la frecuencia de inflexión, f_c , de este filtro se selecciona de tal modo que se encuentre bastante por debajo de la frecuencia del convertidor, f , para que de este modo pueda eliminarse el rizado de la tensión de salida provocada por la frecuencia de conmutación o encendido.

Fundamento

Durante el periodo de cierre del interruptor, $0 < t < T_{ON}$ (figura 6.63.a), la energía se almacena en la bobina y pasa simultáneamente a la carga. Al abrirse el interruptor (figura 6.63.b), la tensión en la bobina invierte su polaridad, lo que obliga a conducir al diodo D , transfiriendo parte de la energía almacenada previamente en la misma hacia la carga.

**Fig.6. 65**

Circuitos equivalentes para cada uno de los estados del interruptor:

- a) Interruptor cerrado.
 b) Interruptor abierto.

Modo de funcionamiento de corriente continuada

Modo de operación.

La figura 6.64 muestra las formas de onda de la tensión e intensidad en la bobina correspondientes al modo de operación de corriente continuada (C.C.) donde la corriente que circula por la inductancia fluye de forma ininterrumpida, no anulándose en ningún instante dentro del periodo del convertidor ($i_L(t) > 0$). Como ya se ha dicho, cuando el interruptor está cerrado ($0 < t < T_{ON}$) el diodo se encuentra inversamente polarizado. Esto provoca que durante este intervalo la tensión que cae en extremos de la bobina sea positiva.

$$v_L = E - v_c = E - V_O \quad \text{E 6. 52}$$

Esta tensión provocará un incremento lineal de la intensidad i_L hasta que se produzca la apertura del interruptor, momento en el cuál la intensidad habrá alcanzado su valor máximo, dado por $I_{L(MAX)}$. Al abrirse éste, i_L sigue circulando, ahora a través del diodo volante y en detrimento de la energía almacenada previamente en la bobina. La intensidad, por tanto, pasará de este valor máximo, a un valor mínimo, $I_{L(MIN)}$. La tensión que cae en bornes de la bobina durante este intervalo, $T - T_{ON}$, es:

$$v_L = -v_c = -V_O \quad \text{E 6. 53}$$

Como en régimen permanente estos dos modos de operación se repiten uno después del otro, la integral de la tensión en la bobina a lo largo de un periodo del convertidor debe ser nula.

$$\int_0^T v_L dt = \int_0^{T_{ON}} v_L dt + \int_{T_{ON}}^T v_L dt = 0$$

Esta ecuación implica que las áreas A y B mostradas en la figura 6.64 deben ser iguales. Con lo cuál:

$$(E - V_O)T_{ON} = V_O(T - T_{ON})$$

O lo que es lo mismo:

$$\frac{V_O}{E} = \frac{T_{ON}}{T} = \delta \quad \text{E 6. 54}$$

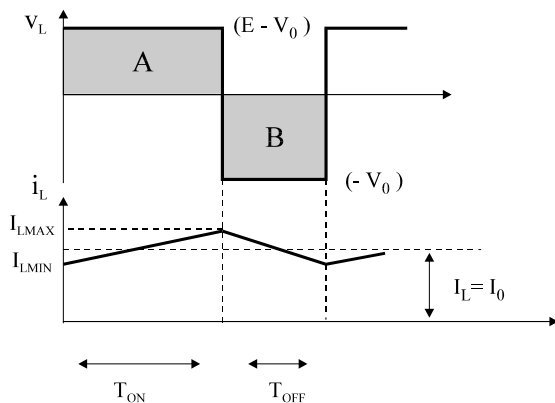


Fig.6. 66

Formas de onda en un convertidor BUCK, correspondientes a la tensión e intensidad circulante por la bobina, para un régimen de funcionamiento de corriente discontinua.

Por lo tanto, para una tensión de entrada determinada la tensión de salida varía de forma lineal en función del ciclo de trabajo del convertidor, no dependiendo de ningún otro parámetro del circuito.

Si se desprecian las pérdidas de potencia asociadas a las características reales de los elementos del circuito, la potencia que existe a la entrada del convertidor deber ser igual a la potencia de salida:

$$P_E = P_O$$

Así pues:

$$E I_E = V_O I_O$$

$$\frac{I_O}{I_E} = \frac{E}{V_O} = \frac{1}{\delta} \quad \text{E 6. 55}$$

Por tanto, en el modo de operación de C.C. el convertidor “buck” o reductor es equivalente a un transformador de continua donde la razón de transformación puede controlarse electrónicamente, dentro de un rango de 0 a 1.

Es necesario observar también que aunque la intensidad media que provee la fuente, I_E , está sujeta a esta razón de transformación, la corriente instantánea en la misma, $i_L(t)$, salta desde un valor determinado a cero cada vez que el interruptor se abre. Será necesario, por tanto, disponer de un filtro a la entrada del convertidor para eliminar los efectos indeseables de los armónicos en la misma.

Relación de voltajes.

En la figura 6.62, el interruptor S se abre y cierra periódicamente. El período total de funcionamiento es T, y la fracción de éste en la cual el interruptor está cerrado es δ . Así, el intervalo de tiempo en el que el interruptor está abierto será $(1-\delta)T = T - T_{ON} = T_{OFF}$. Para el propósito de este análisis, supondremos que el condensador C es lo suficientemente grande como para hacer despreciable el rizado de la tensión de salida v_c . Notaremos a este voltaje invariable en el condensador como V_C ($v_c(t) \approx V_C$).

La ecuación que define al circuito durante el tiempo en el que el interruptor está cerrado viene dada por la expresión siguiente:

$$E = v_L + V_C \quad \text{E 6. 56}$$

$$E = L \frac{di_L}{dt} + V_C$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E - V_C}{L} \quad \text{E 6. 57}$$

Durante el intervalo de conducción del convertidor, T_{ON} , la corriente de la inductancia crece con una pendiente constante (figura 6.65), comenzando con un cierto valor inicial I_{MIN} , y alcanzando un valor máximo, $I_{L(MAX)}$, al final de dicho intervalo.

Para el intervalo en el que el interruptor está abierto, el circuito cambia a la disposición mostrada en la figura 6.63.b; la ecuación de voltajes en este intervalo de tiempo viene indicada por la ecuación 6.58:

$$v_L + V_C = 0 \quad \text{E 6. 58}$$

Desarrollando esta ecuación, obtendremos lo siguiente:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_C}{L} \quad \text{E 6.59}$$

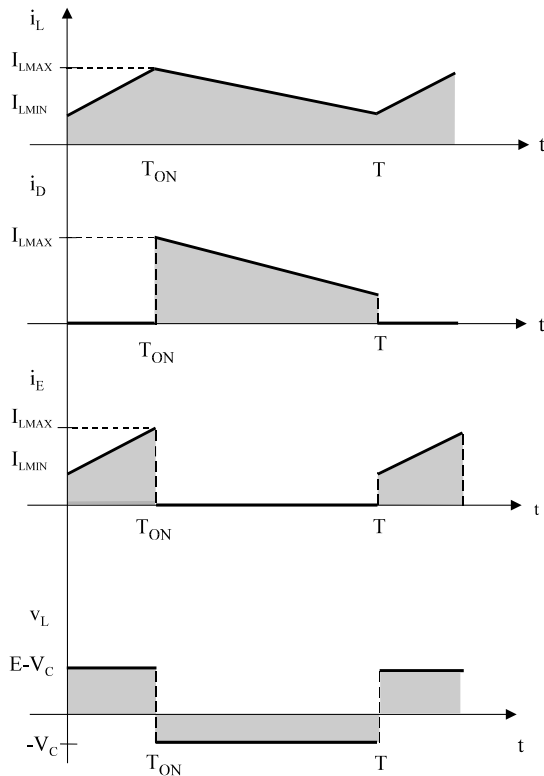
Así, durante el intervalo de tiempo dado por $(T-T_{ON})$, la corriente en la bobina decrece a un ritmo constante desde $I_{L(MAX)}$ hasta $I_{L(MIN)}$. Este último valor debe ser el mismo que el que había al iniciarse el periodo del convertidor, ya que éste trabaja de forma cíclica.

Si ahora operamos con las ecuaciones 6.57 y 6.59 se obtendrá, respectivamente:

$$I_{L(MIN)} - I_{L(MAX)} = \left(\frac{-V_C}{L} \right) (1-\delta) T \quad \text{E 6.60}$$

$$I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} = \left(\frac{E-V_C}{L} \right) \delta T \quad \text{E 6.61}$$

El cambio experimentado por la intensidad durante el tiempo en el que el interruptor se encontraba cerrado debe ser el mismo que el sufrido durante la apertura del mismo. Por tanto, igualando ambas ecuaciones obtenemos:



$$\left(\frac{E-V_C}{L} \right) \delta T = \left(\frac{+V_C}{L} \right) (1-\delta) T$$

$$(E-V_C) \delta = (+V_C) (1-\delta)$$

$$V_C = \delta E$$

Fig.6.67

Formas de onda de un convertidor BUCK.

Como puede observarse, se ha llegado a la misma relación que la indicada en la ecuación 6.54.

Corrientes en el circuito.

De la figura 6.65 podemos encontrar fácilmente el valor medio de la corriente por la bobina:

$$I_L = \frac{I_{L(MAX)} + I_{L(MIN)}}{2} \quad \text{E 6.62}$$

En la ecuación 6.63 se da una relación entre corrientes en el nodo de la resistencia de carga. Debido a que la corriente media en el condensador será nula a lo largo de cada ciclo del convertidor, el resultado de la ecuación 6.63 escribirse, tomando valores medios, según la ecuación 6.64, como:

$$i_L = i_c + i_o \quad \text{E 6. 63}$$

$$I_L = I_o \quad \text{E 6. 64}$$

El valor de la intensidad media en la carga, I_o , está determinado por la ecuación 6.65. Combinando las ecuaciones 6.62, 6.64 y 6.65 obtendremos una solución para el valor de $I_{L(MIN)} + I_{L(MAX)}$ en la ecuación 6.66.

$$I_o = \frac{V_c}{R} \quad \text{E 6. 65}$$

$$I_{L(MAX)} + I_{L(MIN)} = 2 \frac{V_c}{R} \quad \text{E 6. 66}$$

Combinando las ecuaciones 6.60 y 6.66, obtendremos los valores de $I_{L(MAX)}$ e $I_{L(MIN)}$:

$$I_{L(MAX)} = \delta E \left(\frac{1}{R} + \frac{(1-\delta)T}{2L} \right) \quad \text{E 6. 67}$$

$$I_{L(MIN)} = \delta E \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-\delta)T}{2L} \right) \quad \text{E 6. 68}$$

Rizado en el voltaje de condensador.

Hasta ahora se ha considerado que la capacidad del condensador era tan elevada que se podía considerar que $v_o(t) = V_o$. Sin embargo, en la práctica el condensador presenta un valor finito, lo que provocará la aparición de un cierto rizado en la tensión de salida. Para el cálculo del mismo se recurrirá a las formas de onda de la figura 6.66. Al mismo tiempo se considerará que el valor medio de la intensidad circulante por la bobina se dirige hacia la carga mientras que el rizado de la misma lo hace hacia el condensador. En estas condiciones, el área sombreada en la figura 6.66 representa una carga adicional para el condensador, de tal forma que el rizado de la tensión de salida será:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T}{2}$$

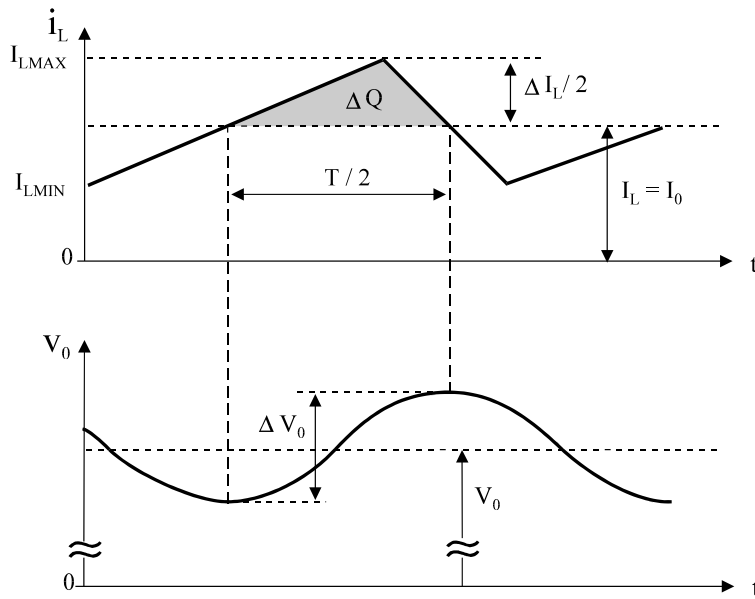


Fig. 6. 68
Cálculo del rizado de la tensión de salida en un convertidor BUCK, para régimen de corriente continuada.

De la figura 6.64 se podrá decir:

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1 - \delta) T$$

De esta forma, el rizado de la tensión de salida queda así:

$$\Delta V_o = \frac{T^2}{8C} \frac{V_o}{L} (1 - \delta) \quad \text{E 6. 69}$$

El porcentaje del rizado:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T^2 (1 - \delta)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1 - \delta) \left(\frac{f_c}{f} \right) \quad \text{E 6. 70}$$

Donde $f = 1/T$ y $f_c = 1/(2\pi\sqrt{LC})$

De la ecuación 6.70 se puede concluir que se puede minimizar el rizado de la tensión de salida seleccionando un valor de f_c (que depende de los valores del filtro L-C) de tal forma que $f_c \gg f$.

También destaca la independencia del rizado con relación a la potencia entregada a la carga, siempre y cuando el convertidor opere en el modo de corriente continuada.

Para el caso particular de las fuentes conmutadas el porcentaje de rizado es inferior al 1%, por lo que la suposición de $v_o(t) = V_o$ es totalmente válida.

Frontera entre C.C. y C.D.

En esta sección se desarrollarán las ecuaciones que muestran la influencia de determinados parámetros del circuito en el carácter de la intensidad circulante por la bobina (C.C. y C.D.). La frontera que diferencia ambos modos de operación es, por definición, aquella en la que la corriente que circula por la bobina se hace cero en el mismo instante en que finaliza el periodo del convertidor (figura 6.67).

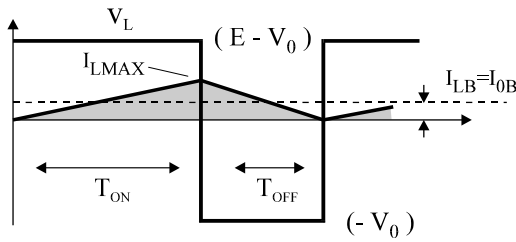


Fig.6. 69

Tensión e intensidad en la bobina, en la frontera de los regímenes de corriente continuada y discontinuada.

Si la ecuación 6.68 la resolvemos para un valor nulo de $I_{L(MIN)}$, obtendremos una relación para el mínimo valor de L , denominada **inductancia crítica**, que proporciona un régimen de corriente continuada.

$$L_{CRITICA} = \frac{TR}{2}(1 - \delta) \quad \text{E 6. 71}$$

Cualquier bobina cuyo valor se encuentre por debajo de la inductancia crítica, considerando unos valores de E y δ constantes, resultará en un régimen de corriente discontinuada.

En el caso de que nos encontremos al límite del funcionamiento en régimen C.C., la corriente media en la bobina, I_{LB} (el subíndice B será característico de todo parámetro relacionado con esta frontera existente entre C.C. y C.D.), que es la misma que circula por la carga será:

$$I_{LB} = I_{oB} = \frac{1}{2} I_{L(MAX)} = \frac{T_{ON}}{2L} (E - V_o) = \frac{\delta T}{2L} (E - V_o) \quad \text{E 6. 72}$$

Nota, para $0 < t < T_{ON}$:

$$v_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta I}{\Delta T} = L \frac{I_{L(MAX)}}{T_{ON}}$$

Una conclusión que se extrae de esto es que si la corriente media de salida, y por tanto, la corriente media por la inductancia, disminuye por debajo de I_{LB} el régimen de funcionamiento será discontinuo.

6.6.2 CONVERTIDOR BOOST (ELEVADOR)

Introducción

En este convertidor (figura 6.68), la energía que procede de la fuente primaria es conducida por el elemento de conmutación para ser almacenada en la bobina. Este almacenamiento de energía se efectúa durante el periodo de conducción del conmutador, no existiendo durante este intervalo ningún tipo de transferencia de energía a la carga. Cuando el conmutador se abre, la tensión que se produce en bornes de la bobina se suma a la tensión de la fuente obteniéndose una tensión de salida superior a esta última y con idéntica polaridad. Al mismo tiempo, la energía almacenada previamente por la bobina es transferida a la carga.

Su principal aplicación se halla en la fuente de alimentación conmutadas (F.A.C.S.) y en el frenado regenerativo de los motores DC.

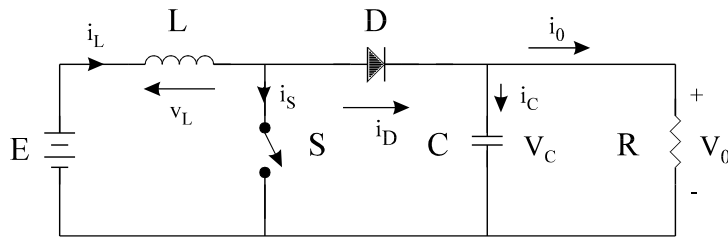


Fig.6. 70
Esquema de un convertidor BOOST.

Esquema básico de funcionamiento

El esquema básico de este convertidor es el de la figura 6.69, en la que se reflejan sus dos posibles estados. En el primer estado, ($0 < t < T_{ON}$), el conmutador o interruptor se halla cerrado, por lo que solamente se establecerá flujo de corriente a través de la bobina, ya que el diodo se encuentra inversamente polarizado. A lo largo de este intervalo se producirá el almacenamiento de la energía en L. Por otro lado, cuando el interruptor se abra, figura 6.69.b, se producirá una inversión de polaridad en la bobina, debido a la imposibilidad de variar bruscamente la intensidad que pasa por ella. Ahora la bobina actúa como generador, sumándose su tensión a la tensión existente a la entrada del convertidor. Gracias a dicha inversión de polaridad, la bobina actúa como receptor en el primer estado y como generador en el segundo.

El filtro utilizado, C, tiene como misión recibir la energía que previamente ha almacenado la bobina, manteniendo la tensión y corriente de salida durante todo el tiempo que la bobina no entrega energía a la salida.

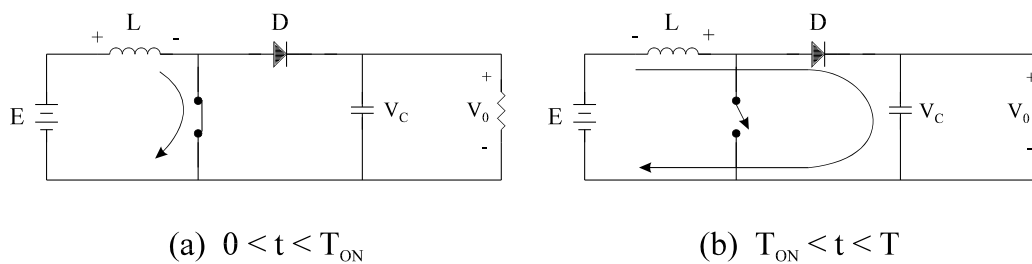


Fig.6. 71

Circuitos equivalentes para cada intervalo de funcionamiento, de un convertidor BOOST:

- a) Interruptor cerrado.
- b) Interruptor abierto.

Modo de operación: Régimen C.C.

Relación de voltajes.

Durante el tiempo que el interruptor está cerrado, la corriente por la bobina experimenta un incremento lineal dado por:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} \quad \text{E 6. 73}$$

Como ya se ha dicho, durante este mismo intervalo el diodo se encuentra inversamente polarizado, al mismo tiempo que es el condensador quién suministra corriente a la carga.

Al abrirse el interruptor, la corriente en la bobina debe disminuir, de tal forma que al final del periodo del convertidor, su valor sea igual que al inicio del mismo. Para que ésta disminuya, el valor de V_C deberá de ser mayor que E. En este intervalo de tiempo, en el que el interruptor se halla abierto, la ecuación que define al circuito es:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E - V_o}{L} \quad \text{E 6. 74}$$

En la figura 6.70 se muestra la evolución de la intensidad en la bobina en ambos intervalos.

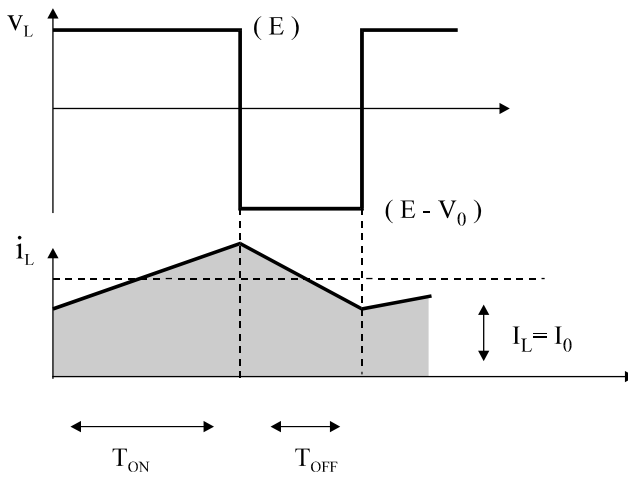


Fig.6. 72

Tensión e intensidad en la bobina, para régimen de corriente continuada.

El incremento de i_L durante el cierre del interruptor tiene que ser igual al decremento experimentado por la misma cuando el interruptor se abre. Este hecho es determinante a la hora del cálculo de la relación de voltajes, de tal forma que si se parte de las ecuaciones 6.73 y 6.74:

$$I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} = \left(\frac{E}{L} \right) \delta T \quad \text{E 6. 75}$$

$$I_{L(MIN)} - I_{L(MAX)} = \left(\frac{E - V_o}{L} \right) (1 - \delta) T \quad \text{E 6. 76}$$

Igualando estas dos ecuaciones obtenemos la relación de transformación:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1}{1 - \delta} \quad \text{E 6. 77}$$

Si se considera que no existen pérdidas, la potencia de entrada debe ser la misma que la potencia obtenida a la salida del convertidor, $P_E = P_o$.

$$E I_E = V_o I_o$$

Y por tanto:

$$\frac{I_o}{I_E} = (1 - \delta) \quad \text{E 6. 78}$$

A partir de la ecuación que indica la razón de tensiones, 6.77, se puede apreciar el carácter elevador de tensión que presenta este convertidor. A medida que el ciclo de trabajo aumenta, el valor de V_o es mayor. Esta ecuación implica que la tensión de salida puede ser tan grande como se desee. No obstante, en el análisis precedente no se ha tenido en cuenta el carácter real de los componentes. De hecho, la bobina presentará un cierto carácter resistivo que se hace claramente patente conforme aumenta el ciclo de trabajo, de tal forma que cuando este último se va acercando a la unidad, la tensión de salida disminuye en vez de aumentar. Es por ello que para prevenir este problema sea necesario limitar el ciclo de trabajo por debajo de un valor crítico.

Además existen otro tipo de limitaciones prácticas que se hacen notorias cuando la razón de transformación se encuentra por encima de 5:1. En estas condiciones en el interruptor existirán considerables pérdidas de conmutación. Al mismo tiempo, las corrientes por el diodo y el condensador alcanzarán grandes valores de pico en comparación a sus valores medios. El valor eficaz resultante de la corriente del condensador será excesivo para el valor requerido en el mismo.

Corrientes por los elementos del circuito.

En la figura 6.71 se ofrecen las corrientes que circulan por cada uno de los dispositivos a lo largo de un ciclo del convertidor. Sería interesante determinar el valor de $I_{L(MAX)}$ e $I_{L(MIN)}$, para que así queden definidas el resto de intensidades. Para ello partiremos de la igualdad entre la potencia de entrada y la de salida:

$$P_E = 0.5(I_{L(MAX)} + I_{L(MIN)})E$$

$$P_O = \frac{V_o^2}{R}$$

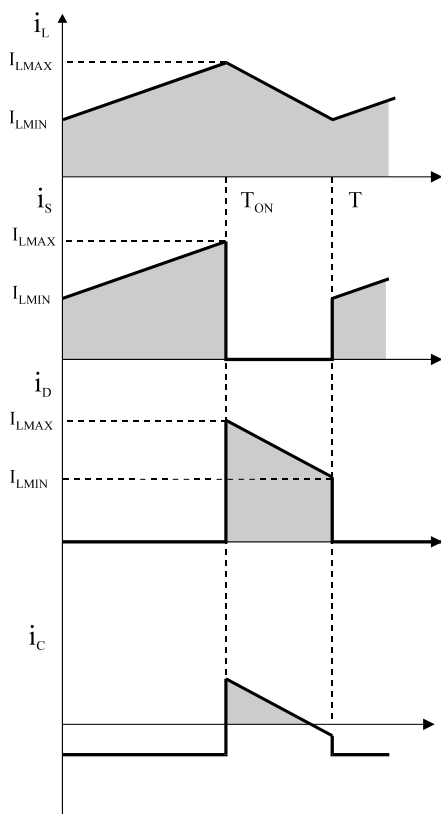
Igualando ambas expresiones así como utilizando la razón de transformación dada por la ecuación 6.77, se tiene:

$$I_{L(MAX)} + I_{L(MIN)} = \frac{2E}{R(1-\delta)^2}$$

Combinando esta ecuación con las expresiones 6.76 y 6.77, se obtiene:

$$I_{L(MIN)} = \frac{E}{R(1-\delta)^2} - \frac{E}{2L}\delta T \quad \text{E 6.79}$$

$$I_{L(MIN)} = \frac{E}{R(1-\delta)^2} + \frac{E}{2L}\delta T \quad \text{E 6.80}$$



Con estos valores y conociendo el valor de la corriente por la carga, $I_O = V_O/R$, se puede determinar el valor de la corriente circulante por el condensador, tal y como se refleja en la figura 6.71.

Fig.6. 73

Principales intensidades presentes en el convertidor BOOST.

Rizado en la tensión de salida.

El rizado de la tensión de salida se puede obtener, para un régimen de C.C., si se observa la figura 6.72, en donde además de aparecer la tensión en el condensador, viene indicada la corriente circulante por el diodo D. Si se supone que el rizado que presenta la intensidad por el diodo fluye a través del condensador, mientras que su valor medio escapa hacia la carga, el área que aparece sombreada en esta misma figura representa la carga ΔQ . Por tanto, el rizado de la tensión de salida podrá expresarse como:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o \delta T}{C} \quad \text{E 6. 81}$$

Si la corriente de salida se supone que presenta un valor constante e igual a su valor medio:

$$\Delta V_o = \frac{V_o \delta T}{R C} \Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \delta \frac{T}{\tau} \quad \text{E 6. 82}$$

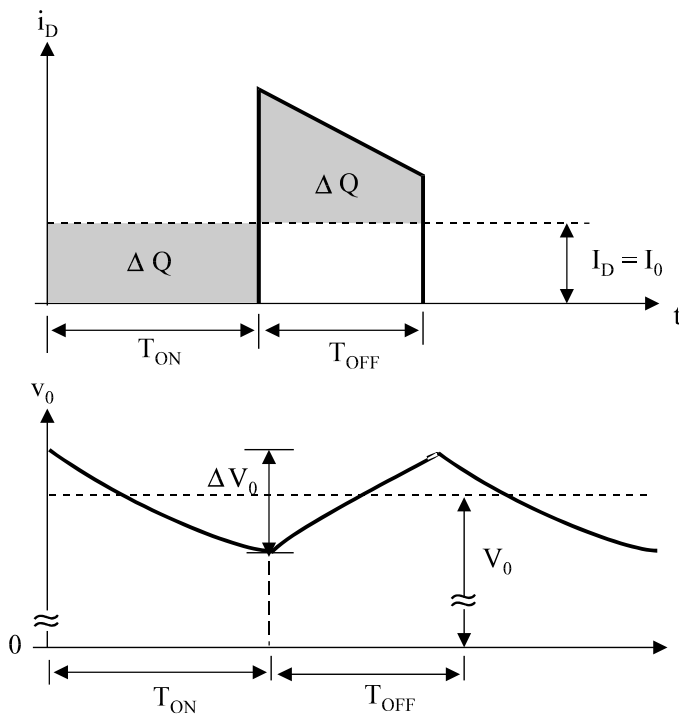


Fig.6. 74
Cálculo del rizado de la tensión de salida para régimen de corriente continuada.

Donde $\tau = RC$.

Límite entre C.C. y C.D.

Si el régimen en el que opera el convertidor no es el de corriente continuada, las relaciones anteriores ya no son válidas, por lo que será necesario encontrar otras nuevas. Será imprescindible, por tanto, establecer la frontera o límite que separa ambos modos de operación.

Como ya se ha dicho el convertidor opera al límite del modo C.C. si la intensidad en la bobina se anula cuando el ciclo del convertidor pone a su fin. Por tanto, si la ecuación 6.79 se iguala a cero se podrá obtener el valor mínimo de inductancia, manteniendo el ciclo de trabajo constante, para que el convertidor opere en régimen continuado.

$$I_{L(MIN)} = \frac{E}{R(1-\delta)^2} - \frac{E}{2L} \delta T = 0$$

Resolviendo esta ecuación:

$$L_{CRITICA} = \frac{RT}{2} \delta(1-\delta)^2 \quad \text{E 6.83}$$

Una inductancia cuyo valor se encuentre por debajo de la **inductancia crítica**, supuestos unos valores de E y δ fijos, le conferirá al convertidor un régimen de operación en C.D.

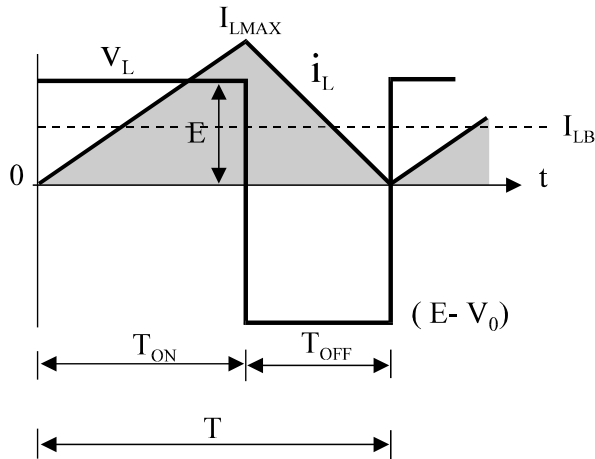


Fig.6. 75
Tensión e intensidad en la bobina en el límite de ambos modos de funcionamiento: C.C. y C.D.

La figura 6.73 muestra las formas de onda correspondientes a un convertidor elevador operando al límite del régimen continuado. El valor de la corriente media circulante por la bobina en este caso es:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{L(MAX)} \quad \text{E 6.84}$$

Si se observa esta misma figura y al mismo tiempo se aplica la razón de transformación, se puede decir:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} \frac{E}{L} T_{ON} = \frac{T V_o}{2L} \delta(1-\delta) \quad \text{E 6.85}$$

Considerando que en un convertidor elevador la corriente por la bobina coincide con la intensidad que escapa de la fuente primaria de tensión, y utilizando las ecuaciones 6.78 y 6.85 se tiene que la corriente media de salida para el límite de funcionamiento en régimen de C.C. vale:

$$I_{OB} = \frac{T V_o}{2L} \delta(1-\delta)^2 \quad \text{E 6.86}$$

En la mayoría de las aplicaciones se requiere que la tensión de salida se mantenga constante. En la figura 6.74 se indican las intensidades medias, para el caso límite de C.C., tanto por la bobina como a la salida del convertidor en función del ciclo de trabajo.

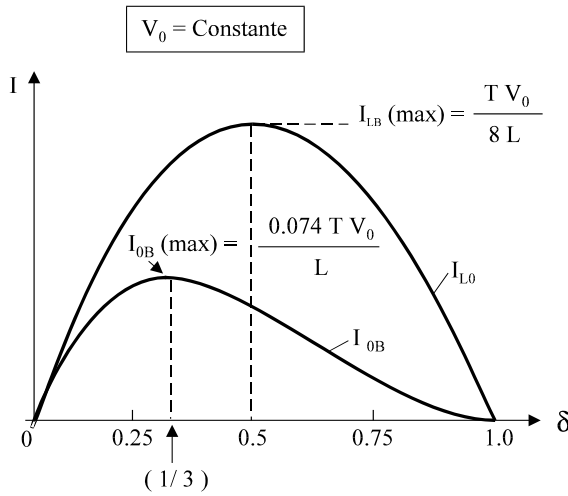


Fig. 6.76
Característica de un convertidor BOOST.

Esta misma figura muestra como la intensidad por la bobina alcanza un máximo para un ciclo de trabajo de 0.5.

$$I_{LB(MAX)} = \frac{T V_o}{8L} \quad \text{E 6. 87}$$

Por otro lado, I_{OB} alcanza un máximo para $\delta = 1/3$.

$$I_{OB(MAX)} = \frac{2}{27} \frac{T V_o}{L} = 0.074 \frac{T V_o}{L} \quad \text{E 6. 88}$$

En términos de valores máximos, obtenidos en las dos últimas expresiones, I_{LB} e I_{OB} puede expresarse como:

$$I_{LB} = 4 \delta (1 - \delta) I_{LB(MAX)} \quad \text{E 6. 89}$$

$$I_{OB} = \frac{27}{4} \delta (1 - \delta)^2 I_{OB(MAX)} \quad \text{E 6. 90}$$

Ya, por último, reseñar que según esta misma figura para un ciclo de trabajo dado y un valor constante de la tensión de salida, si la corriente media por la carga disminuye por debajo de I_{OB} (y por tanto, la corriente media en la inductancia por debajo de I_{LB}), el convertidor pasará a operar en régimen discontinuo.

6.6.3 CONVERTIDOR BUCK-BOOST (ELEVADOR-REDUCTOR)

Introducción

La principal aplicación del convertidor **BUCK-BOOST**, que como su nombre indica puede trabajar tanto de convertidor elevador como reductor, se encuentra en aquellas fuentes conmutadas en las que se desea que la polaridad de la tensión de salida sea contraria a la existente a la entrada del convertidor.

Este tipo de convertidor (figura 6.75) se puede obtener a partir de la conexión en cascada de los dos convertidores básicos mencionados anteriormente, BUCK y BOOST, de tal forma que la razón de conversión del mismo vendrá configurada por el producto de las razones correspondientes a estos dos convertidores básicos:

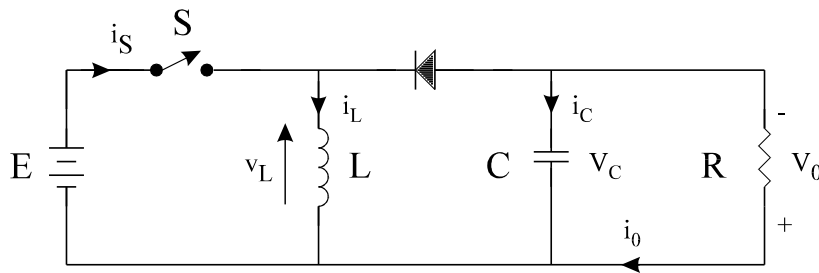


Fig.6. 77
Convertidor BUCK-BOOST.

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{1 - \delta}$$

E 6. 91

Modo de operación

En la figura 6.76 se ofrece los dos modos de funcionamiento en los que puede operar este convertidor. Cuando el interruptor S se cierra (figura 6.76.a), la fuente primaria de tensión se conecta a la bobina, al mismo tiempo que el diodo D queda polarizado en inverso. Como consecuencia de esto, la intensidad que circula por la inductancia crece linealmente, almacenando la bobina energía. Transcurrido el T_{ON} del convertidor, el interruptor se abre (figura 6.76.b), con lo que la energía almacenada previamente en la bobina se transfiere a través del diodo, al resto del circuito. Durante este intervalo, T_{OFF} del convertidor, la fuente no suministra ningún tipo de energía.

Régimen C.C.

Relación de tensiones. Razón de conversión.

Como ya se ha dicho, al cerrarse el interruptor, la tensión de la fuente se refleja sobre la bobina, por lo que la intensidad circulante por esta misma quedará definida por la siguiente ecuación:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L}$$

E 6. 92

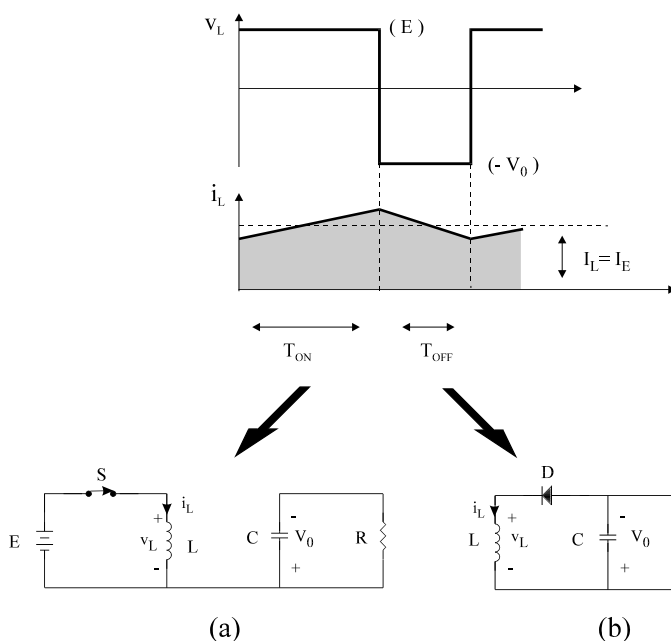


Fig.6. 78

Tensión e intensidad en la bobina. Circuito equivalente para cada estado del interruptor: a) cerrado y b) abierto.

Integrando entre 0 y T_{ON} :

$$I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} = \frac{E}{L} \delta T \quad \text{E 6. 93}$$

Por otro lado, cuando el interruptor se abre, la pendiente de i_L vendrá dada por:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_C}{L} \quad \text{E 6. 94}$$

Y por tanto:

$$I_{L(MIN)} - I_{L(MAX)} = -\frac{V_C}{L} (1 - \delta) T \quad \text{E 6. 95}$$

Igualando la ecuación 6.93 con esta última resulta la siguiente relación de voltajes que adelantábamos anteriormente:

$$V_C = V_O = \frac{\delta}{1 - \delta} E \quad \text{E 6. 96}$$

De esta ecuación se extrae que para valores de $\delta < 0.5$, la tensión de salida es inferior a la de al salida, mientras que si $\delta > 0.5$, la tensión de salida será superior.

Si se considera que la potencia entregada por la fuente es equivalente a la existente a la salida del convertidor, entonces:

$$P_E = P_O$$

$$\frac{I_O}{I_E} = \frac{1 - \delta}{\delta} \quad \text{E 6. 97}$$

Corrientes circulantes por el circuito.

En la figura 6.77 se ofrecen las formas de onda de las corrientes que circulan por cada uno de los elementos del circuito. Como puede observarse, es preciso calcular $I_{L(MIN)}$ e $I_{L(MAX)}$ para determinar el valor de las mismas.

A partir de esta misma figura se puede deducir la corriente media circulante por el interruptor S, que es la misma que la entregada por la fuente.

$$I_S = I_E = \left(\frac{I_{L(MIN)} + I_{L(MAX)}}{2} \right) \delta$$

Por tanto, la potencia media entregada por la fuente puede expresarse como:

$$P_E = E I_E = \left(\frac{I_{L(MIN)} + I_{L(MAX)}}{2} \right) \delta E$$

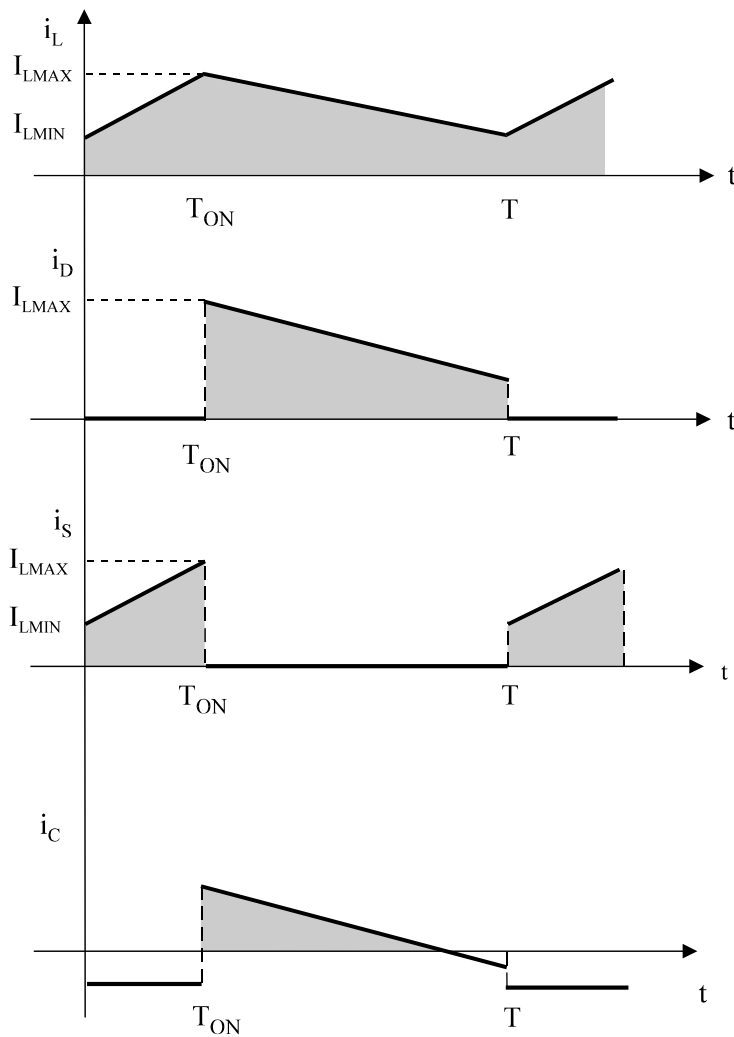


Fig.6. 79
Intensidades características de un convertidor BUCK-BOOST.

Si se iguala la expresión de la potencia de entrada, expresada anteriormente, con la entregada a la salida del convertidor, y utilizando la ecuación 6.96, entonces se puede deducir el valor de $I_{L(MIN)} + I_{L(MAX)}$:

$$I_{L(MIN)} + I_{L(MAX)} = \frac{2 \delta E}{R(1-\delta)^2}$$

Aprovechando la ecuación 6.95 y combinándola con la anterior se puede decir:

$$I_{L(MIN)} = \frac{\delta E}{R(1-\delta)^2} - \frac{E \delta T}{L 2} \quad \text{E 6. 98}$$

$$I_{L(MAX)} = \frac{\delta E}{R(1-\delta)^2} + \frac{E \delta T}{L 2} \quad \text{E 6. 99}$$

Límite entre C.C. y C.D.

Condición de corriente continuada.

Como ya se ha indicado, para asegurar el régimen de corriente continuada, la corriente no debe hacerse cero dentro del periodo del convertidor. El caso crítico, que configura frontera entre ambos modos de operación, vendrá determinado por la anulación de la corriente en el mismo instante en el que concluye el periodo del convertidor. Por lo tanto, a partir de la ecuación 6.98 se puede calcular el valor de inductancia mínima para asegurar un modo de operación C.C.

$$I_{L(MIN)} = 0 = \frac{\delta E}{R(1-\delta)^2} - \frac{\delta ET}{2} L$$

$$L_{CRITICA} = \frac{RT}{2} (1-\delta)^2 \quad \text{E 6. 100}$$

En la figura 6.78.a se muestran las formas de onda de la tensión e intensidad en la bobina correspondientes al límite de operación en C.C. De las mismas y considerando la ecuación 6.93 se puede establecer:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{L(MAX)} = \frac{1}{2} \frac{E}{L} \delta T \quad \text{E 6. 101}$$

Aplicando la razón de transformación indicada en la ecuación 6.96:

$$I_{LB} = \frac{T V_o}{2L} (1-\delta) \quad \text{E 6. 102}$$

Si ahora se observa la figura 6.75, y como la corriente media circulante por el condensador es nula, entonces:

$$I_O = I_L - I_E$$

Combinando esta última ecuación con las expresiones 6.102 y 6.97 se obtendrá la corriente media de salida en función de la tensión existente a la salida del convertidor.

$$I_{OB} = \frac{T V_o}{2L} (1-\delta)^2 \quad \text{E 6. 103}$$

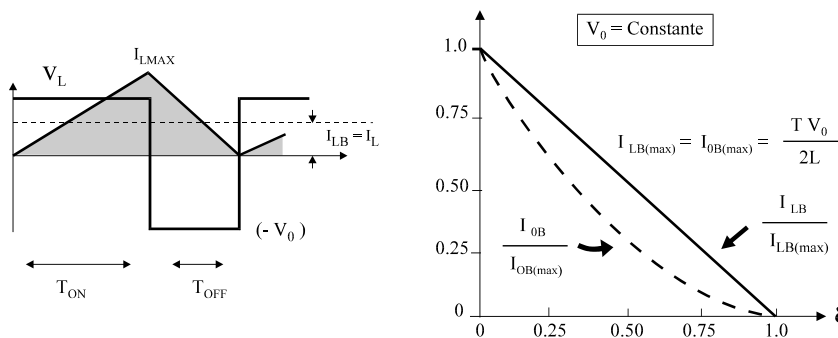


Fig.6. 80
Funcionamiento al límite de C.C. y C.D.:
a) Formas de onda de tensión e intensidad.
b) Característica.

La mayoría de las aplicaciones de este tipo de convertidor requieren que la tensión de salida se mantenga constante, independientemente de que la tensión de entrada, E , varíe. Si se observan con detenimiento las expresiones de I_{LB} e I_{OB} para un régimen de funcionamiento que opera al borde de C.C. se encuentra que ambos presentan un valor máximo para un ciclo de trabajo nulo ($\delta = 0$):

$$I_{LB(MAX)} = \frac{T V_o}{2L} \quad \text{E 6. 104}$$

$$I_{OB(MAX)} = \frac{T V_o}{2L} \quad \text{E 6. 105}$$

Relacionando la ecuación 6.104 con la 6.102, así como la ecuación 6.105 con la 6.103:

$$I_{LB} = I_{LB(MAX)}(1 - \delta) \quad \text{E 6. 106}$$

$$I_{OB} = I_{OB(MAX)}(1 - \delta)^2 \quad \text{E 6. 107}$$

En la figura 6.78.b se muestran I_{OB} e I_{LB} en función del ciclo de trabajo, manteniendo V_o constante.

Bibliografía



- (1) **AGUILAR PEÑA J. D., MUÑOZ RODRÍGUEZ F. J., OGAYAR ANGUITA F. J.** Convertidores DC-DC. Colección de apuntes. Universidad de Jaén 95/96.
- (2) **AGUILAR PEÑA J.D.** Electrónica de potencia: Rectificación y fuentes de alimentación.
- (3) **AGUILAR PEÑA J.D.** Dispositivos de cuatro capas.
- (4) **HERRANZ ACERO G.** Electrónica industrial. E.T.S.I.T. Madrid 1990.
- (5) **GARRIGUES BAIXAULI, IBÁÑEZ ESCOBAR.** Convertidores de continua a continua. Servicio de publicaciones E.U.P. Valencia.
- (6) **RASHID MUHAMMAD.** Power Electronics. Circuits, Devices and Applications. Ed. Prentice-Hall International.
- (7) **FISHER M. J.** Power Electronics. Ed. PWS-KENT.
- (8) **SERRANO IRIBARNEGARAY.** Control de velocidad de motores CC. Mundo electrónico (1986).
- (9) **MAZO M., UREÑA J., RODRIGUEZ F.J., LAZARO J.L.** Control de motores de corriente continua de media potencia. Revista Española de Electrónica (nº 469, Diciembre 1993).
- (10) **MOHAN NED, UNDELAND TORE, ROBBINS WILLIAN P.** Power Electronics: Converters, Applications and Design, John Wiley&Son, 1989.

TEST DE REPASO TEMA 6

TEMA 6: CONVERTIDORES DC/DC

1.- ¿Qué es un convertidor DC/DC lineal?

- a) Un convertidor DC/DC en el que la tensión de salida crece linealmente.
- b) Un convertidor DC/DC en el que la tensión de salida es superior a la de la entrada.
- c) Un convertidor DC/DC en el que el dispositivo conmutador trabaja en corte/saturación.
- d) Todas las anteriores.
- e) Un convertidor DC/DC en el que el dispositivo de control regula la tensión de salida mediante el control de la tensión que cae entre sus extremos.

2.- ¿Qué es un convertidor DC/DC conmutado?

- a) Un convertidor lineal al que se le ha mejorado el rendimiento.
- b) Un convertidor en el que un interruptor controla el flujo de potencia hacia la carga.
- c) Un convertidor DC/DC lineal que se le ha aumentado la complejidad, pero que, básicamente, el modo de funcionamiento es muy parecido.
- d) Todas las afirmaciones anteriores son correctas.

3.- ¿El elemento conmutador de un convertidor conmutado es generalmente?

- a) Un transistor en serie con una bobina.
- b) Un diodo .
- c) Un transistor (BJT o MOSFET) ó un IGBT.
- d) Un tiristor ó un GTO.
- e) Las dos anteriores: (c) y (d).

4.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones sobre los reguladores lineales es verdadera?

- a) Los reguladores lineales operan siempre con una tensión continua a la entrada de igual nivel que la que ofrecen a la salida, pero con mejores características.
- b) Los reguladores lineales operan siempre con una tensión de salida superior ó inferior (según quiera el usuario) que la de entrada.
- c) Los reguladores lineales operan siempre con una tensión de entrada inferior a la salida deseada.
- d) Ninguna.

5.- ¿Qué es el ciclo de trabajo de un convertidor DC/DC?

- a) La relación entre el tiempo de bloqueo y el tiempo de conducción.
- b) La relación entre el tiempo de conducción y el periodo total.
- c) La relación entre el tiempo de conducción y el de bloqueo.
- d) La relación entre el tiempo de bloqueo y el periodo total.
- e) Son las veces que conmuta el interruptor por segundo.

6.- ¿Qué características exigiremos a un transistor de potencia para que opere como elemento conmutador?

- a) Ser capaz de operar a elevadas frecuencias.
- b) Pequeñas pérdidas, tanto estáticas como de conmutación.
- c) Pequeñas caídas de tensión en conducción.
- d) (a) y (b).
- e) (a) (b) y (c).

7.- ¿Qué es el T_{ON} ?

- a) Es el intervalo de tiempo en el que el diodo volante se encuentra polarizado en directo para permitir la descarga de la energía almacenada por la bobina.
- b) Es el cociente entre el tiempo de bloqueo y el periodo total del convertidor.
- c) Es el tiempo durante el cual el elemento conmutador permanece cerrado.
- d) Es el cociente entre el tiempo de conducción y el periodo total del convertidor.

8.- ¿Qué es el T_{OFF} ?

- a) Es el tiempo que necesita el tiristor para pasar a estado de bloqueo.
- b) Es el cociente entre el tiempo de bloqueo y el periodo del convertidor.
- c) Es el tiempo en el que el interruptor del circuito no conduce.
- d) Ninguna afirmación anterior es verdadera.

9.- ¿Qué misión tiene el diodo volante en un convertidor DC/DC conmutado?

- a) Regular la caída de tensión en la carga.
- b) Paliar el rizado de la tensión de salida.
- c) Proteger la carga contra pendientes de intensidad.
- d) Facilitar la descarga de la energía de la bobina durante el tiempo de bloqueo del convertidor.

10.- ¿Cómo se controla la tensión media de salida en un troceador?

- a) Variando la frecuencia del convertidor.
- b) Controlando el tiempo de bloqueo del convertidor.
- c) Variando el tiempo de conducción.
- d) (a) y (c).
- e) (a) (b) y (c).
- f) Controlando la tensión que cae en extremos del dispositivo de control.

11.- ¿Qué tipo de troceador transfiere energía de la carga a la fuente de alimentación?

- a) Troceador con tiristores.
- b) Troceador directo.
- c) Troceador tipo D.
- d) Troceador regenerativo.
- e) (c) y (d).

12.- En un convertidor lineal, el flujo de potencia hacia la carga es:

- a) Continuo.
- b) Pulsante.
- c) Puede ser continuo o pulsante, según establezca el usuario.
- d) Si el elemento de control es una resistencia, el flujo de energía hacia la carga será continuo, por contra, si es un transistor el flujo será pulsante.

13.- En un convertidor conmutado la tensión de salida es :

- a) Siempre inferior a la tensión de entrada.
- b) Siempre superior a la tensión de salida.
- c) Siempre igual a la tensión de entrada.
- d) Depende del ciclo de trabajo, así como de la topología del circuito.

14.- En un convertidor DC/DC básico con carga inductiva , se verifica:

- a) La intensidad en la carga se anula siempre durante el T_{OFF} del convertidor.
- b) La intensidad en la carga se anula en el preciso instante en que finaliza el periodo del convertidor.
- c) La intensidad nunca se anula.
- d) Pueden darse los tres casos, dependiendo del ciclo de trabajo, así como del valor de la inductancia asociada a la carga.

15.- En el convertidor clase C:

- a) Tanto la tensión como la intensidad en la carga adoptan valores positivos.
- b) La tensión es positiva mientras que la intensidad puede ser indistintamente positiva o negativa.
- c) La tensión puede ser tanto positiva como negativa mientras que la intensidad sólo puede ser positiva.
- d) Todas son falsas.

16.- En un convertidor básico con carga resistiva pura se puede paliar el rizado de la intensidad de salida:

- a) Colocando un condensador a la salida del convertidor.
- b) Disminuyendo el ciclo de trabajo.
- c) Colocando una bobina en serie con la carga.
- d) Aumentando el ciclo de trabajo.

17.- El troceador tipo D trabaja:

- a) Exclusivamente en el primer cuadrante.
- b) Exclusivamente en el tercer cuadrante.
- c) En el primer y tercer cuadrante.
- d) En el primer y en el segundo cuadrante.
- e) Ninguna de las afirmaciones anteriores es cierta.

18.- Un convertidor reductor pertenece a la clase:

- a) C
- b) A
- c) D
- d) E
- e) A las cuatro.

19.- En un convertidor reductor:

- a) La intensidad en la carga es menor que la de la bobina.
- b) La intensidad en la carga es mayor que la de la bobina.
- c) No hay corriente en la bobina.
- d) La intensidad en la carga es igual a la de la bobina.
- e) Dependiendo del ciclo de trabajo, así serán iguales o no.

20.- ¿Qué se entiende por corriente continuada en un convertidor DC/DC?

- a) La de un convertidor que funciona sin hacer pausas.
- b) Es la corriente que tienen los convertidores DC/DC que funcionan en todos los cuadrantes.
- c) Es igual que la corriente continua de alimentación.
- d) Régimen de funcionamiento en el que la intensidad en la bobina no se anula.
- e) Ninguna de las anteriores.

21.- ¿En cuántos cuadrantes puede funcionar un convertidor reductor?

- a) En dos (1° y 2°).
- b) En los cuatro.
- c) En uno (3°).
- d) En uno (1°).
- e) Depende del ciclo de trabajo.

22.- Si en un convertidor reductor no existe bobina en serie con la carga:

- a) La carga sufre sobretensiones.
- b) El rizado de la intensidad en la carga aumenta mucho.
- c) El rizado de la intensidad en el interruptor no varía.
- d) El convertidor funcionará en régimen de corriente continuada.
- e) No ocurre nada de lo anterior.

23.- La tensión media en la salida de un convertidor reductor es:

- a) Menor que la de la fuente.
- b) Mayor que la de la fuente.
- c) Igual que la de la fuente.
- d) Depende del rato que lleve funcionando el convertidor.
- e) Puede ser sólo menor o igual a la de la fuente.

24.- ¿En qué cuadrantes puede funcionar un convertidor Elevador?

- a) En todos.
- b) En ninguno.
- c) En el primero.
- d) En el primero y cuarto.
- e) Depende del ciclo de trabajo.

25.- La tensión instantánea en la carga (v_0) en un convertidor elevador es:

- a) Menor que la tensión de la fuente.
- b) Mayor que la tensión de la fuente.
- c) Mayor o igual que la tensión de la fuente.
- d) No existe tensión en la carga.
- e) Ninguna de las anteriores.

26.- ¿Para qué puede utilizarse el principio del convertidor elevador?

- a) Para nada.
- b) Para reducir la energía almacenada en la carga.
- c) Para transferir energía de una fuente de tensión a otra.
- d) Para levantar cosas pesadas.
- e) Ninguna de las anteriores.

27.- ¿Qué fin tiene colocar un condensador en paralelo con la carga en el convertidor elevador?

- a) Limitar el rizado de la intensidad en la carga.
- b) Estabilizar la tensión en la carga.
- c) Hacer que el valor medio en la carga coincida con su valor máximo.
- d) (a) y (c)
- e) (b) y (c)

28.- ¿En qué clase se encuadra un convertidor regenerativo?

- a) Clase C.
- b) Clase B.
- c) Clase A.
- d) Clase E.
- e) Clase D.

29.- Un convertidor regenerativo funciona...

- a) A veces.
- b) En el primer cuadrante.
- c) En el segundo cuadrante.
- d) Con corriente alterna.
- e) (d) y (c)

30.- ¿Funciona el convertidor regenerativo en régimen de corriente discontinua?

- a) Sí, siempre.
- b) No, nunca.
- c) Depende del ciclo de trabajo que tenga.
- d) Depende de las características del interruptor.
- e) (c) y (d)

31.- ¿En cuántos cuadrantes puede funcionar un convertidor clase C?

- a) En el primero.
- b) En el segundo.
- c) En los cuatro.
- d) En tres a la vez.
- e) (a) y (b).

32.- Un convertidor tipo C es una combinación de...

- a) Un convertidor tipo A (elevador) y uno B.
- b) Un tipo A (reductor) y uno de tipo B (regenerativo).
- c) Un tipo A (reductor) y otro de tipo A (elevador).
- d) Dos de clase B.
- e) (a) y (d).

33.- ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es falsa?

- a) Un convertidor tipo C puede funcionar exclusivamente en el primer cuadrante.
- b) Un convertidor tipo C puede funcionar exclusivamente en el cuarto cuadrante.
- c) Un convertidor tipo C puede hacer girar un motor en ambos sentidos.
- d) En un convertidor tipo C no existe régimen de corriente discontinua.
- e) (b) y (c).

34.- Si tenemos un motor conectado a un convertidor tipo C...

- a) El motor podrá girar en ambos sentidos.
- b) El motor sólo podrá girar en un sentido.
- c) El motor se quemará.
- d) El motor girará más deprisa conforme aumentemos el ciclo de trabajo.
- e) (b) y (d).

35.- ¿En qué cuadrantes funciona un convertidor tipo D?

- a) En el primero.
- b) En el primero y segundo.
- c) En el primero y cuarto.
- d) En el primero y tercero.
- e) En todos.

36.- Un convertidor tipo D puede controlar...

- a) Un motor AC
- b) Un motor DC con dos sentidos de giro.
- c) Un motor DC con un sentido de giro.
- d) Una variación en la tensión de línea.
- e) Todas las anteriores.

37.- ¿En qué cuadrantes puede funcionar un convertidor tipo E?

- a) En todos.
- b) Sólo en el primero y segundo.
- c) Sólo en el primero y cuarto.
- d) Sólo en el tercero.
- e) Sólo en el cuarto.

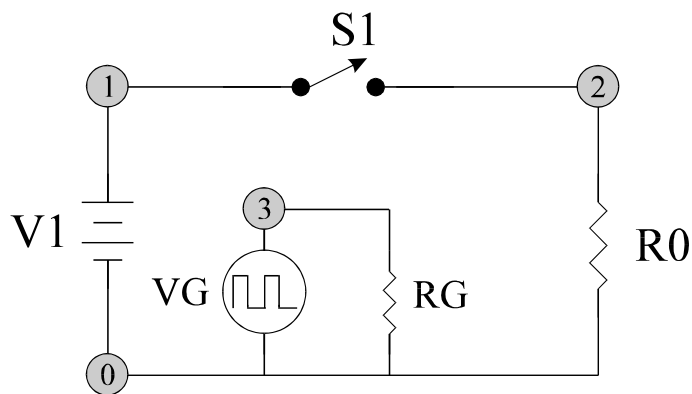
SOLUCIONES A LAS CUESTIONES TIPO TEST**Capítulo 6**

1.- e.	9.- d.	17.- e.	25.- c.	33.- e.
2.- b.	10.- e.	18.- b.	26.- c.	34.- e.
3.- e.	11.- e.	19.- d.	27.- e.	35.- c.
4.- d.	12.- a.	20.- d.	28.- b.	36.- c.
5.- b.	13.- d.	21.- d.	29.- c.	37.- a.
6.- e.	14.- d.	22.- b.	30.- c.	
7.- c.	15.- b.	23.- e.	31.- e.	
8.- c.	16.- c.	24.- c.	32.- b.	

Listado ficheros simulados Tema 6

CUESTIONES

CUESTION 6.1: CIRCUITO BÁSICO CHOPPER CARGA RESISTIVA PURA



(T6C1.CIR) SIMULACIÓN DE LA CUESTION 6.1

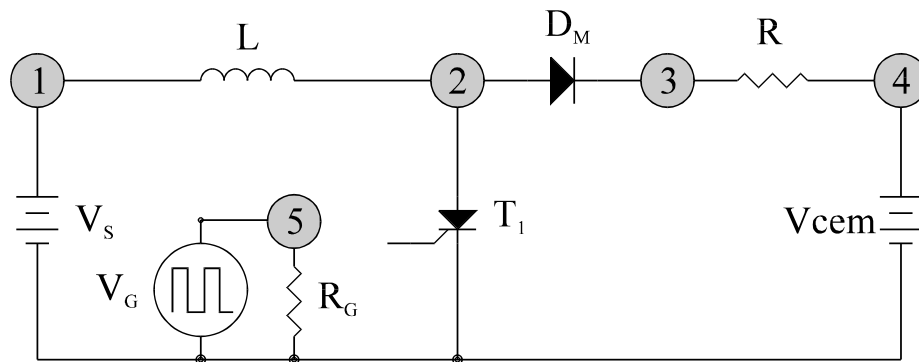
*CIRCUITO BASICO CHOPPER CARGA RESISTIVA PURA

* DESCRIPCION DEL CIRCUITO

```
V1 1 0 DC 220V
VG 3 0 PULSE(0V 100V 0 1NS 1NS {TON} 1MS)
*          v1 v2 td tr tf pw per
RG 3 0 10MEG
R0 2 0 50
S1 1 2 3 0 SMOD ; INTERRUPTOR CONTROLADO POR TENSION
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.01 ROFF=10E+6 VON=10V VOFF=5V)
.PARAM TON = .25MS
```

* ANALISIS*

```
.tran 10.000u .02 0 0 ; *ipsp*
.step PARAM TON list 250.000u 500.000u
+ 750.000u ; *ipsp*
.PROBE
.END
```

CUESTION 6.2: CHOPPER TIPO STEP-UP

(T6C2.CIR) SIMULACIÓN DE LA CUESTION 6.2

***CHOPPER TIPO STEP-UP**

* DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

```

VS      1  0  DC  100V
VCEM    4  0  DC  20V
VG       5  0  PULSE (0 10V 0 1US 1US 1.4MS 2MS)
D1       2  3  DMOD
XT1      2  0  5  0  SCR ; TIRISTOR
L        1  2  5mH
R        3  4  5
.MODEL DMOD D ; MODELO DE DIODO POR DEFECTO

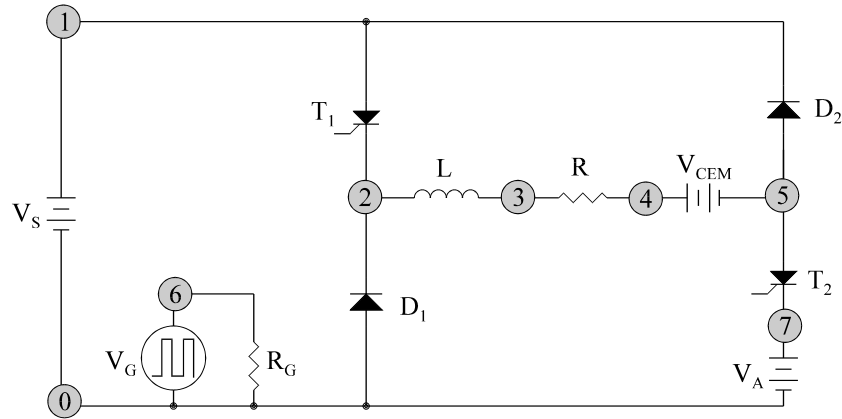
```

* MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA ("POWER ELECTRONICS. CIRCUITS, DEVICES AND
 * APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID, EDITORIAL *PRENTICE HALL)

```

.SUBCKT SCR 1 2 3 4
DT 5 2 DMOD
ST 1 5 3 4 SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=.1 ROFF=10E+6 VON=5V VOFF=1V)
.ENDS SCR
*****
* ANALISIS:
*****
.TRAN 10.000u .1 0 0 ; *ipsp*
.PROBE
.END

```

CUESTION 6.3: CHOPPER CLASE D

(T6C3.CIR) SIMULACIÓN DE LA CUESTION 6.3

***CHOPPER CLASE D**

* DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

```

VS 1 0 DC 50V
VG 6 0 PULSE(0 10V 0 1US 1US {TON} 2MS)
RG 6 0 10MEG
R 3 4 1
L 2 3 1mH
VCEM 4 5 DC 0V ; FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ EN LA CARGA
D1 0 2 DMOD ; DIODO D1
D2 5 1 DMOD ; DIODO D2
.MODEL DMOD D ; MODELO DE DIODO POR DEFECTO
XT1 1 2 6 0 SCR ; TIRISTOR T1
XT2 5 7 6 0 SCR ; TIRISTOR T2
VA 7 0 DC 0V ; FUENTE PARA MEDIR LA CORRIENTE EN T1 Y T2
.PARAM TON=1MS

```

```

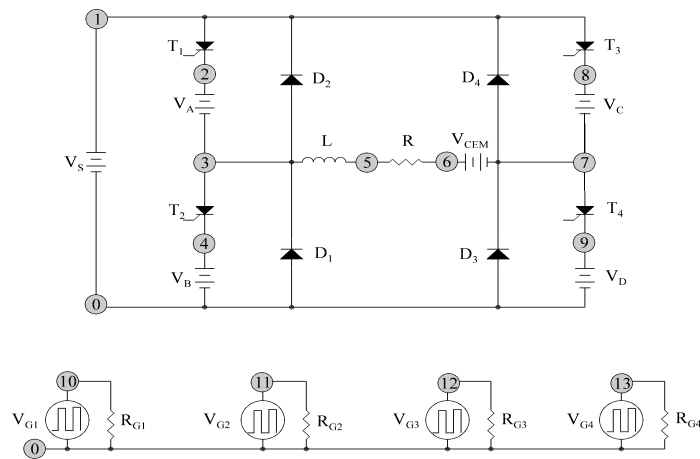
*****
* MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA ("POWER ELECTRONICS. CIRCUITS, DEVICES AND
* APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID, EDITORIAL PRENTICE HALL)
*****

```

```

.SUBCKT SCR 1 2 3 4
DT 5 2 DMOD
ST 1 5 3 4 SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH(RON=.1 ROFF=10E+6 VON=5V VOFF=1V)
.ENDS SCR
* ANALISIS:
.TRAN 1.000u 6.000m 0 1.000u ; *ipsp*
.STEP PARAM TON list 200.000u 1.000m 1.800m ; *ipsp*
.PROBE
.END

```

CUESTION 6.4: CHOPPER CLASE E (EXCITACIÓN TIPO 2)

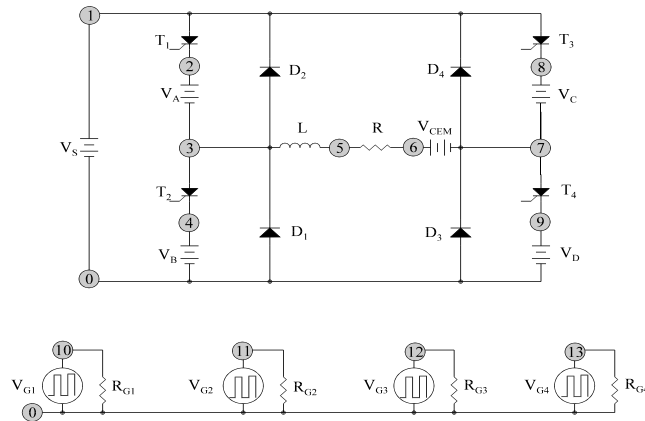
(Fichero T6C4.CIR) SIMULACIÓN DE LA CUESTION 6.4

CHOPPER TIPO E (EXCITACION TIPO 2, DEJANDO T1 PERMANENTEMENTE EN *CONDUCCION)** DESCRIPCION DEL CIRCUITO:**

```

VS      1  0  DC  50V
VG1     10  0  DC  5V
VG4     13  0  PULSE(0 10V 0 1US 1US 3MS 4MS)
VG3     12  0  DC  0V
VG2     11  0  DC  0V
RG1     10  0  10MEG
RG2     11  0  10MEG
RG3     12  0  10MEG
RG4     13  0  10MEG
VA       2  3  DC  0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T1
VB       4  0  DC  0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T2
VC       8  7  DC  0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T3
VD       9  0  DC  0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T4
D1       0  3  DMOD  ; DIODO D1
D2       3  1  DMOD  ; DIODO D2
D3       0  7  DMOD  ; DIODO D3
D4       7  1  DMOD  ; DIODO D4
L        3  5  1.5MH
R        5  6  2.5
VCEM     6  7  0V  ; FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ EN LA CARGA
XT1      1  2  10  0  SCR  ; TIRISTOR T1
XT2      3  4  11  0  SCR  ; TIRISTOR T2
XT3      1  8  12  0  SCR  ; TIRISTOR T3
XT4      7  9  13  0  SCR  ; TIRISTOR T4
.MODEL DMOD D  ; MODELO DE DIODO POR DEFECTO
* MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA ("POWER ELECTRONICS. CIRCUITS, DE- *VICES
AND APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID, EDITORIAL PRENTICE HALL)
.SUBCKT SCR 1 2 3 4
DT 5 2 DMOD
ST 1 5 3 4 SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH(RON=.1 ROFF=10E+6 VON=5V VOFF=2V)
.ENDS SCR
*****ANALISIS*****
.TRAN 1.000u .02 0 10.000u ; *ipsp*
.PROBE
.END

```


CUESTION 6.5: CHOPPER CLASE E (EXCITACIÓN TIPO 3)

Fichero (T6C5.CIR) SIMULACIÓN DE LA CUESTION 6.5

***CHOPPER TIPO E (EXCITACION TIPO 3)**

*IMPONEMOS UN CICLO DE TRABAJO 0.75, PARA QUE EL MOTOR GIRE EN SENTIDO *

*HORARIO (TENSION MEDIA SUPERIOR A CERO) * DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

VS 1 0 DC 50V

VG1 10 0 PULSE(0 10V 0 1US 1US 3MS 4MS)

VG4 13 0 PULSE(0 10V 0 1US 1US 3MS 4MS)

VG3 12 0 PULSE(0 10V 3.01MS 1US 1US 0.98MS 4MS)

VG2 11 0 PULSE(0 10V 3.01MS 1US 1US 0.98MS 4MS)

RG1 10 0 10MEG

RG2 11 0 10MEG

RG3 12 0 10MEG

RG4 13 0 10MEG

VA 2 3 DC 0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T1

VB 4 0 DC 0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T2

VC 8 7 DC 0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T3

VD 9 0 DC 0V ; FUENTE PARA MEDIR INTENSIDAD EN T4

D1 0 3 DMOD ; DIODO D1

D2 3 1 DMOD ; DIODO D2

D3 0 7 DMOD ; DIODO D3

D4 7 1 DMOD ; DIODO D4

L 3 5 1.5MH ; INDUCTANCIA DEL MOTOR

R 5 6 2.5 ; RESISTENCIA DEL MOTOR

VCEM 6 7 0V ; SUPONEMOS NULA LA FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ

.MODEL DMOD D ; MODELO DE DIODO POR DEFECTO

XT1 1 2 10 0 SCR ; TIRISTOR T1

XT2 3 4 11 0 SCR ; TIRISTOR T2

XT3 1 8 12 0 SCR ; TIRISTOR T3

XT4 7 9 13 0 SCR ; TIRISTOR T4

* MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA ("POWER ELECTRONICS. CIRCUITS, DEVICES AND

*APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID, EDITORIAL PRENTICE HALL)

.SUBCKT SCR 1 2 3 4

DT 5 2 DMOD

ST 1 5 3 4 SMOD

.MODEL SMOD VSWITCH(RON=.1 ROFF=10E+6 VON=5V VOFF=2V)

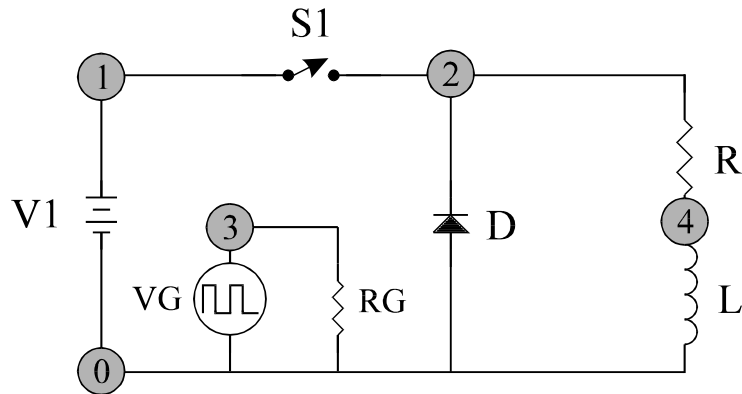
.ENDS SCR

***** ANALISIS*****

.TRAN 1.000u .020 0 10u ; *ipsp*

.PROBE

.END

EJEMPLOS**EJEMPLO 6.2: CONVERTIDOR CARGA INDUCTIVA.**

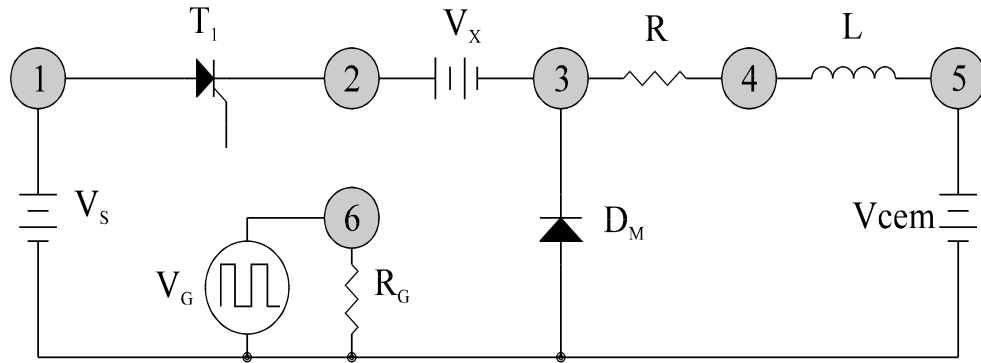
(T6E2.CIR) SIMULACIÓN DEL EJEMPLO 6.2

CONVERTIDOR BASICO. CARGA INDUCTIVA** DESCRIPCION DEL CIRCUITO**

```
V1  1  0  DC  220V
VG  3  0  PULSE(0V 100V 0 1NS 1NS .5MS 1MS)
RG  3  0  10MEG
R   2  4  10
L   4  0  BOBINA 1MH
.MODEL BOBINA IND(L=1MH)
DM  0  2  DMOD; MODELO DE DIODO POR DEFECTO
.MODEL DMOD D
S1  1  2  4  0  SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.01 ROFF=10E6 VON=2 VOFF=0)
```

*** ANALISIS***

```
.TRAN 10US 2MS 0MS
.STEP IND BOBINA(L) LIST 0.3 0.951 3
.PROBE
.END
```

EJEMPLO 6.3: CHOPPER STEP-DOWN.

(T6E3.CIR) SIMULACIÓN DEL EJEMPLO 6.3

***CHOPPER STEP-DOWN**

* DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

```

VS      1 0  DC  220V
VG      6 0  PULSE(0 5V 0 1US 1US 0.5ms 1MS)
VCEM    5 0  DC   0V ;FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ DE LA CARGA
VX      2 3  DC   0V ;FUENTE PARA MEDIR LA CORRIENTE EN EL TIRISTOR
L       4 5  7.5MH
R       3 4  5
D1      0 3  DMOD
XT1     1 2  6 0  SCR ; TIRISTOR
.MODEL  DMOD D          ; MODELO DE DIODO POR DEFECTO

```

*MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA ("POWER ELECTRONICS. CIRCUITS,DEVICES AND
 *APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID, EDITORIAL PRENTICE *HALL)

```

.SUBCKT  SCR  1 2 3 4
DT  5 2  DMOD
ST  1 5 3 4  SMOD
.MODEL  SMOD  VSWITCH (RON=0.1 ROFF=10E+6 VON=4V VOFF=1V)
.ENDS SCR

```

* ANALISIS:*

```

.TRAN  10.000u .03  0  0;
.PROBE  ;*ipsp*
.END

```