

INVERSORES DE POTENCIA ELECTRICA

INTRODUCCION

Los inversores, son convertidores de potencia eléctrica de continua (CC) en potencia eléctrica de alterna (CA). La función de un inversor, es cambiar un voltaje de entrada de corriente continua CC., en un voltaje de salida de corriente alterna simétrico con una magnitud y frecuencia deseada. . El voltaje de salida podría ser fijo o variable, a una frecuencia fija o variable. El voltaje continuo de entrada pueden ser pilas químicas, baterías de acumuladores químicos, celdas solares u otra fuente de cc.

Los inversores para una potencia determinada, son de voltaje de salida variable; esto se logra haciendo variar el voltaje de entrada o si este último es fijo, podemos variar el voltaje de salida variando la ganancia del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida de ca y el voltaje de entrada de cc. El método que se utiliza para variar esta ganancia, dentro del inversor, es por el método de control del ancho del pulso (PWM, pulse-width-modulation).

Las formas de ondas ideales del voltaje a la salida de un inversor debería de ser senoidal; sin embargo la de los inversores prácticos no tienen esta forma y contienen armónicas de la frecuencia de salida. Para inversores de pequeña y mediana potencia, el voltaje de salida es de una forma de onda cuadrada o similar. Para altas potencias a convertir se requieren formas de ondas sinusoidales, con poca distorsión. Con la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad de conmutación, se pueden minimizar los contenidos de armónicas en el voltaje de salida, mediante técnicas especiales de conmutación.

Los inversores, tienen amplia difusión en aplicaciones industriales, como por ejemplo en impulsores (variadores, reguladores o controles) de motores de alterna, calentamiento por inducción, fuentes de alimentación de reserva y fuentes de alimentación ininterrumpida. También se los utiliza para convertir un voltaje de cc de valor constante, en un voltaje variable de cc, mediante la conversión de continua a alterna (inversor); luego con transformadores de núcleo y rectificadores, se convierte nuevamente a continua (Uno de los métodos para convertir de cc a cc). Para pequeñas potencias a invertir, se los utiliza en iluminación de emergencia mediante tubos de iluminación de descarga (fluorescente).

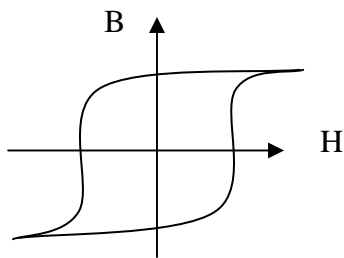
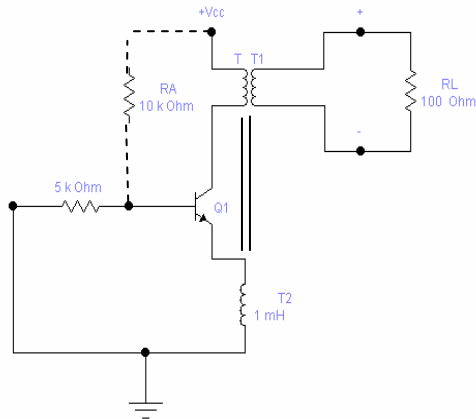
Los inversores se pueden clasificar en el sentido amplio en dos tipos: inversores monofásicos e inversores trifásicos. Los dispositivos de conmutación pueden ser transistores (BJT, MOSFET, IGBT) o tiristores controlados por compuerta, como por ejemplo, los GTO. Los inversores de mediana y alta potencia usan en Gral. señales de control por modulación por ancho del pulso (PWM) para producir voltajes variables de salida con poca distorsión.

Un inversor se llama **“inversor alimentado por voltaje” (VFI)** si el voltaje de entrada permanece constante. Se llama **“inversor alimentado por corriente” (CFI)** si la corriente de entrada permanece constante y se llama **“inversor enlazado con cc variable”** si el voltaje de entrada es controlable. Si se hacen pasar por cero el voltaje o la corriente de salida del inversor, creando un circuito resonante LC, a esta clase de inversor se le llama **“inversor de pulso resonante”**.

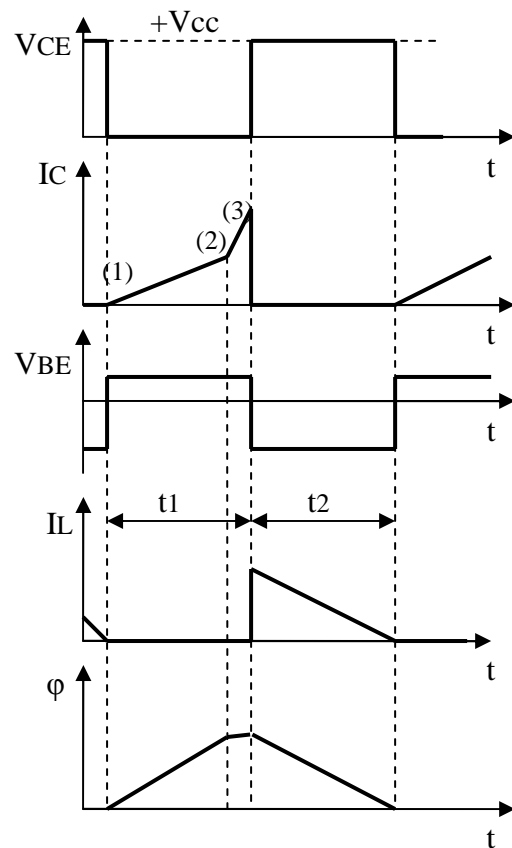
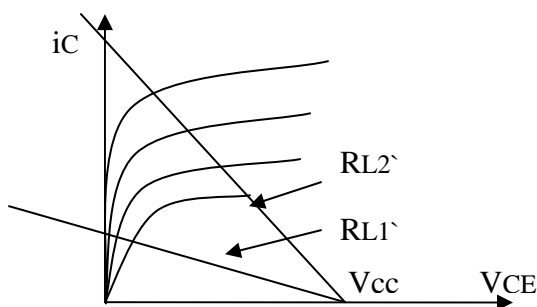
Para pequeñas potencia (hasta aprox. 500 w), los inversores pueden ser auto-excitados (circuito tipo oscilador de bloqueo). Para potencias mayores, el circuito inversor, propiamente dicho, es excitado externamente.

Inversores de baja potencia

Están basados en el oscilador de bloqueo con inductor o transformador saturable (también se le llama con inductor de resonancia). Pueden ser de un interruptor o dos interruptores, utilizándose, más frecuentemente como dispositivo interruptor, los transistores bipolares y SCR. El más simple, es el que utiliza un transistor y un transformador con tres bobinados: uno de excitación primaria, uno de realimentación positiva, para generar la oscilación y otro para conectar la carga. Se diseñan este tipo de inversores, para cargas no mayores a 50 W. Algunos, más complejos, utilizan dos transistores y uno o dos transformadores y pueden alimentar cargas de hasta 500 W. En este tipo de circuitos, el cálculo del transformador, es un aspecto importante porque determina la frecuencia y relación de transformación para entregar el voltaje de salida a la carga. Analicemos el funcionamiento del circuito básico del inversor con un solo transistor:



Características magnéticas
núcleo transformador



t1: tiempo de conducción del transistor; se transfiere energía a L_p

t2: tiempo que tarda en desenergizar la bobina L_p . El transistor está cortado.

Cuando el transistor comienza a conducir, como resultado de una polarización directa o excitación externa (transitorio, conexión la tensión de alimentación), se transfiere energía de la batería y se la almacena a la inductancia de colector (bobinado primario “T”). Mientras se transfiere esa energía, la variación de flujo dentro del circuito magnético del transformador induce un voltaje en el bobinado de realimentación “T2” que aumenta la conducción de Q1, hasta que el transistor entra en saturación. Si suponemos la carga reflejada RL_1' alta, debido a la alta permeabilidad del circuito magnético, la corriente de colector es muy baja y por lo tanto también lo será la $V_{CEsat} \approx 0$. Entonces, bajo esta circunstancia, se inducirá en el bobinado primario una FEM dada por:

$$V_p = L \cdot di/dt = +V_{cc} \text{ dado que } V_{CEsat} \approx 0$$

Como la tensión $V_{cc} = \text{cte.}$, entonces:

$$di/dt = V_{cc}/L_p = \text{cte.}$$

La corriente de colector crece entonces en forma lineal con el tiempo (del punto 1 al 2). Por otra parte, se induce una tensión en el bobinado de realimentación “T2” que hace aumentar “ i_b ” y por supuesto “ i_c ”.

Cuando se llega a la saturación del flujo magnético, la permeabilidad disminuye lo que hace disminuir a L_p y como $V_{cc} = L_p \cdot di/dt = \text{cte}$ entonces, partir de este punto (2) la corriente de colector crece mas rápidamente. El aumento de i_c y la saturación del flujo magnético, modifica el valor de la resistencia reflejada a RL_2' , haciendo que aumente la V_{CEsat} (el transistor pasa de saturación a la zona activa) por lo que el interruptor deja de comportarse como “ideal”. En el límite de la saturación no se tiene suficiente tensión inducida de realimentación de la base, lo que hace que la corriente de colector caiga abruptamente., pasando al corte. Este último proceso comentado, se desarrolla durante el tiempo “ t_1 ”. Durante el tiempo “ t_2 ”, la energía almacenada en la bobina L_p , se transfiere a la carga y la base del transistor en este tiempo, recibe una tensión de polarización negativa. Cuando la energía del inductor se hace cero, nuevamente el transistor tiene tensión positiva en la base (V_γ) para reiniciar nuevamente el ciclo.

Frecuencia de funcionamiento

Los inversores de baja potencia, que utilizan núcleo saturable y uno o dos transistores (contrafase), son de frecuencia fija. La frecuencia de estos inversores, esta determinada por:

$$E = 4.44 B_m \cdot f \cdot N_p \cdot A \cdot S \cdot 10^{-8}$$

E: Voltaje de pico de onda cuadrada presente en el devanado primario o mitad del devanado primario si es del tipo de contrafase (bobinado con derivación central)

B_m : Densidad máxima del flujo del núcleo saturable en Gauss.

f: frecuencia en Hz. o ciclos por seg.

A: Área de la sección transversal del núcleo saturable, en cm^2 .

S: Factor de relleno del núcleo.

Para que la frecuencia sea constante, deben serlo E y B_m , de allí la necesidad de utilizar un núcleo saturable con características cuadráticas en su ciclo de histéresis. Para el mismo fin, como $E \approx V_{cc}$, resulta importante mantener la tensión de alimentación lo más constante que sea posible, utilizándose para ello, reguladores de tensión.

4-10 Circuitos inversores.

Los materiales que se utilizan para el transformador de núcleo saturable depende de los siguientes factores: Potencia sobre la carga, frecuencia de funcionamiento y temperatura de trabajo. Los materiales utilizados normalmente son la Ferrita, el hierro al silicio y el acero al silicio. Estos materiales, usados para construir el núcleo del transformador, deben tener un bajo campo coercitivo (H), muy alta permeabilidad y brusco cambio de la permeabilidad entre la zona saturada y no saturada (características cuadráticas).

Para altas frecuencias, el núcleo de ferrita es más conveniente que los otros, dado que tiene mayor rendimiento. Se utiliza para frecuencias comprendida entre 1 a 20 KHz. Las pérdidas de potencia de la ferrita es función lineal de la frecuencia, hasta unos 40 KHz. Por encima de los 50 KHz., el rendimiento baja.

Los núcleos de hierro al silicio, aleaciones níquel -hierro y acero al silicio, se aplican para frecuencias comprendidas entre 0,1 a 1 KHz. En Gral. Podemos decir que los núcleos de hierro, no superan los 10 KHz. (altas perdidas).

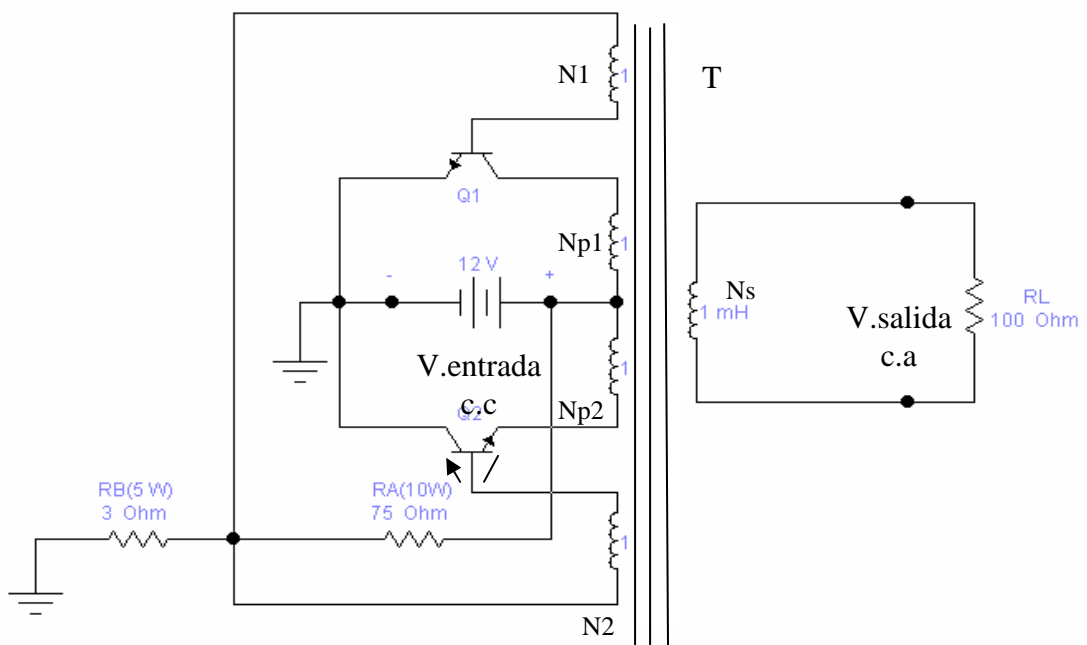
Parámetros magnéticos típicos de los núcleos de los transformadores

Material	Permeabilidad Máxima (μ m)	Densidad máxima del flujo magnético (Gauss)
Ferrite	1000-4000	2000-5000
Hierro al silicio (grano orientado)	8500	15.000-20.000
Acero al silicio (tipo "alto Mu")	30.000	15.000-20.000
Aleación Níquel-hierro	70.000	15.000-20.000

Los inversores con transformador y un solo transistor, tienen un rendimiento de conversión promedio de un 70 %, valor que disminuye a medida que aumenta la potencia convertida. Por ejemplo para $P_{sal}=5\text{ w}$; $\eta=75\%$. $P_{sal}.50\text{w}$; $\eta=60\%$.

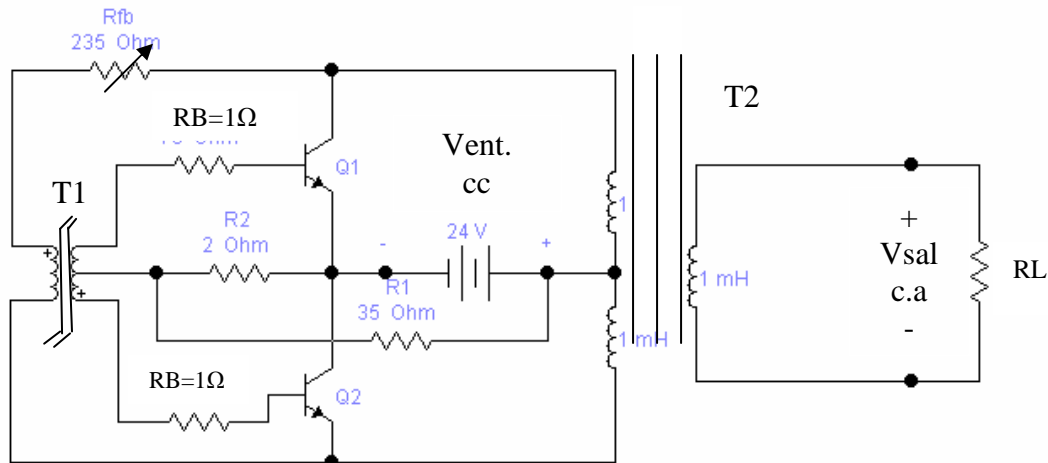
Este rendimiento se puede mejorar con el inversor en contrafase ($P_{sal}=200\text{W}$; $\eta=80\%$)

Configuración básica de un inversor con transformador en contrafase (1/2 puente)



En este circuito inversor, durante un ciclo completo, la densidad del flujo magnético del transformador varia entre el valor de saturación en un sentido (+Bm) y el valor de saturación en el otro (-Bm). La conducción y no conducción de los transistores, se realiza en forma alternativa; es decir cuando uno conduce, el otro esta cortado y viceversa. Al comienzo del periodo de conducción de un transistor, la densidad del flujo magnético en el núcleo esta en su valor máximo negativo o positivo. Por ejemplo, el transistor Q1 pasa a la conducción con “-Bm” y Q2 con “+Bm”. Durante la conducción de Q1, la densidad del flujo magnético cambia de su nivel inicial “-Bm” y se hace positiva a medida que se almacena energía en la inductancia del transformador (Np1), proveniente de la batería, y simultáneamente se le suministra energía a la carga (Np2). Cuando la densidad del flujo magnético llega a +Bm, el transistor Q1 pasa al corte y Q2 pasa a la conducción. De esta forma, el transformador asegura el suministro de energía a la carga a una velocidad constante, durante todo el periodo de conducción de Q1. Este ciclo de transformación, también se repite cuando conduce Q2. El proceso de corte y conducción de Q1 y Q2, es similar al analizado con el inversor de un solo transistor respecto a la actuación de los bobinados de realimentación, es decir por ejemplo cuando Q1 conduce, a través de la realimentación recibe una polarización de base directa que hace aumentar su conducción y por otra parte, durante este periodo, Q2 recibe polarización inversa, manteniéndolo cortado. El proceso se repite, a la inversa cuando Q2 conduce.

Circuito inversor con dos transistores y dos transformadores



El inversor con dos transistores y un transformador tiene tres desventajas básicas: primero, la corriente de pico de colector es independiente de la carga. Esta corriente, depende, por lo tanto, de la tensión de base disponible, y de la curva de entrada del transistor; segundo, a causa de que la corriente de pico depende de las características del transistor, el comportamiento del circuito depende del transistor en particular empleado; Tercero, el transformador, que es relativamente grande, debe utilizar material costoso, para núcleo con lazo de histéresis cuadrado y tener elevado valor de densidad de flujo magnético en la saturación. Estas desventajas pueden superarse utilizando dos transformadores, como se muestra en el circuito anterior.

En este tipo de circuito, un transformador de núcleo saturable T1, controla la operación de conmutación del inversor en todos los niveles de potencia de del circuito de base. El transformador de salida T2, de funcionamiento lineal, transfiere la potencia de salida a la carga. Como este transformador no se satura, la corriente pico de colector de cada transistor esta determinada principalmente por el valor de la impedancia de la carga.

Esta característica permite un rendimiento elevado para el circuito.

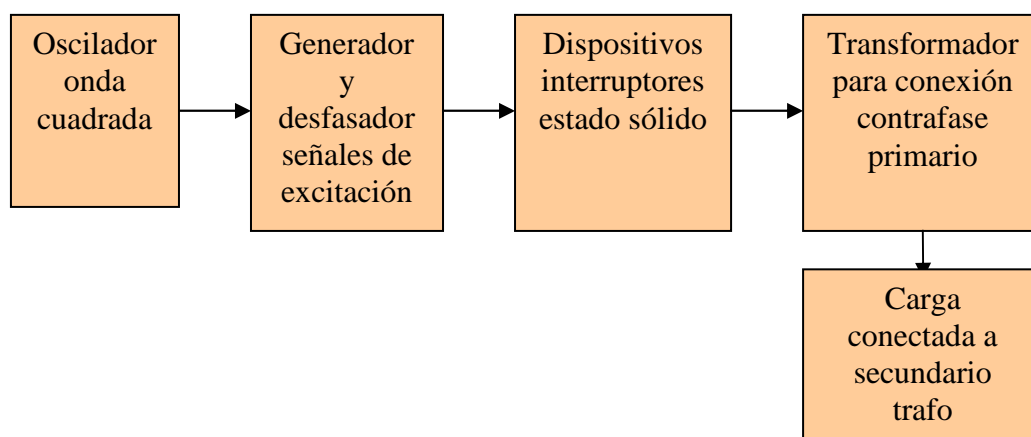
Las resistencias RB y R2 fijan una polarización, próxima a la tensión umbral (V_{γ}) para ambos transistores que permita el arranque del circuito, especialmente con altas cargas, para que el circuito tenga una ganancia de lazo superior a la unidad. La resistencia de realimentación Rfb, se calcula como la resistencia requerida para producir la diferencia de tensión que debe existir entre la tensión colector-colector de los dos transistores y la tensión primaria aplicada al primario del transformador T1. La modificación de su valor, produce una variación en la tensión primaria de T1 lo que produce una modificación de la frecuencia de funcionamiento, dentro de un rango limitado. Una disminución de Rfb aumenta la corriente magnetizante de T1, aumentando las pérdidas del circuito asociado y un aumento de la frecuencia. El aumento de Rfb, produce el efecto contrario.

Cuando se alimenta con tensión al inversor, a causa de un pequeño desequilibrio del circuito, uno de los transistores, Q1 por ejemplo conduce inicialmente más intensamente que el otro. El aumento resultante en la tensión existente a través del primario del transformador de salida T2, se aplica al primario del transformador de excitación de base T1, en serie con la resistencia de realimentación Rfb. Los bobinados secundarios del transformador T1 están dispuestos de manera que el transistor Q1 sea llevado a la saturación, y a Q2 se le aplique una tensión inversa en la base que lo mantenga cortado. Al saturarse T1, la corriente del primario, en rápido aumento, produce una mayor caída de tensión a través del resistor de realimentación, disminuyendo la tensión primaria aplicada a T1, y con ello una disminución de la tensión de excitación de base de Q1 que hace disminuir su corriente de colector; esta disminución modifica la Fem. en T2 y T1, provocando el encendido de Q2 y apagado de Q1, cumpliéndose el ciclo.

(Para mas datos sobre diseño de estos inversores remitirse a “Circuitos de potencia de estado sólido, RCA).

Inversores con excitación independientes sin núcleo saturable.

Estos inversores, utilizan un circuito externo al circuito inversor, para proveer las tensiones de excitación, necesariamente desfasadas, para comandar los interruptores de estado sólido, sean transistores o tiristores. Veamos un diagrama en bloques simplificado de este inversor:

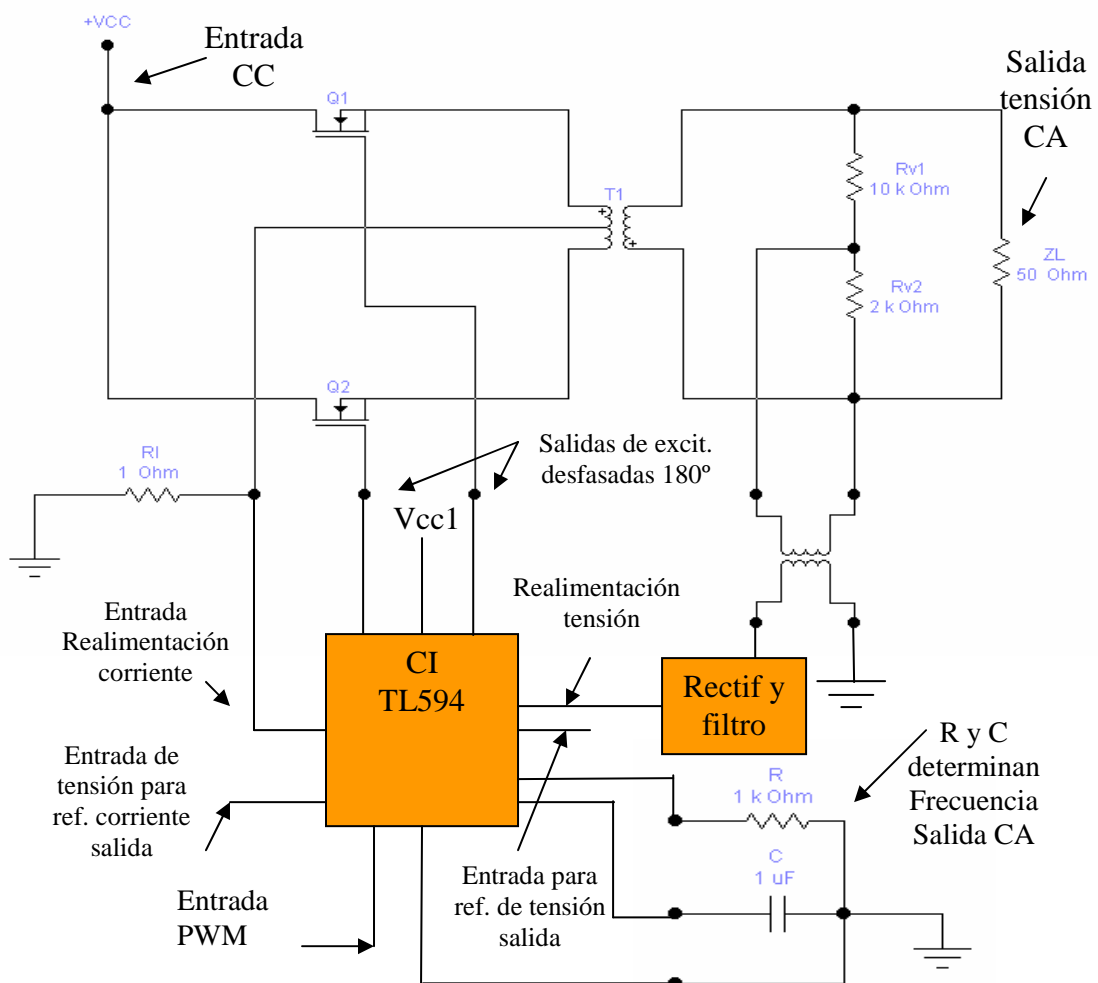


Detallaremos a continuación los posibles circuitos de los diferentes bloques, aprendidos en Electrónica I

El oscilador de onda cuadrada normalmente lo podremos construir mediante un oscilador de relajación del tipo astable, realizado con dos transistores, amplificador operacional o el clásico circuito integrado 555, en conexión astable. El circuito para obtener dos señales de excitación de onda cuadrada desfasadas 180° , lo podemos construir con AO en configuración inversora y otro AO en configuración no inversora. Para el bloque de interruptores, necesitamos dos transistores BJT o MOSFET de potencia, que se conectarán al primario del transformador con punto medio.

Si bien, es posible diseñar el circuito del inversor con los elementos mencionados, los fabricantes de CI suministran una serie de circuitos integrados de cierta complejidad, por ejemplo los reguladores conmutados TL494 o TL594 que nos permiten realizar un inversor en contrafase (o conexión push pull) con pocos elementos incorporados. Estos circuitos integrados especiales y ya comentados en los convertidores regulados de CC a CC, tienen: oscilador interno, lógica para excitar dos salidas a dispositivos interruptores, con defasaje 180° , entradas de realimentación de tensión y corriente, y módulo interno para realizar la modulación del ancho del pulso (PWM), comandado desde la salida de los amplificadores de error (tensión y corriente), o a través de una entrada externa.

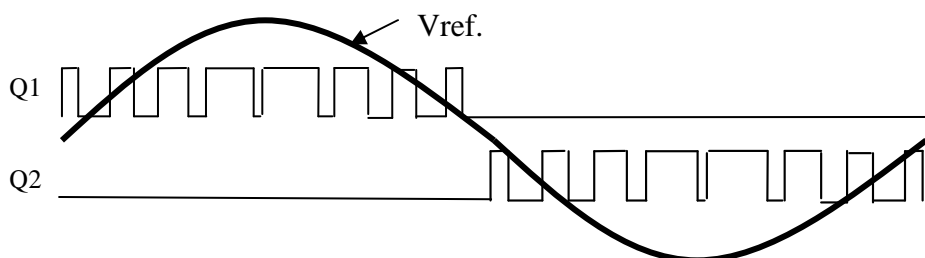
Veamos un esquema simplificado de un convertidor CC-CA que utiliza estos circuitos integrados para excitar dos interruptores en conexión contrafase y transformador de salida:



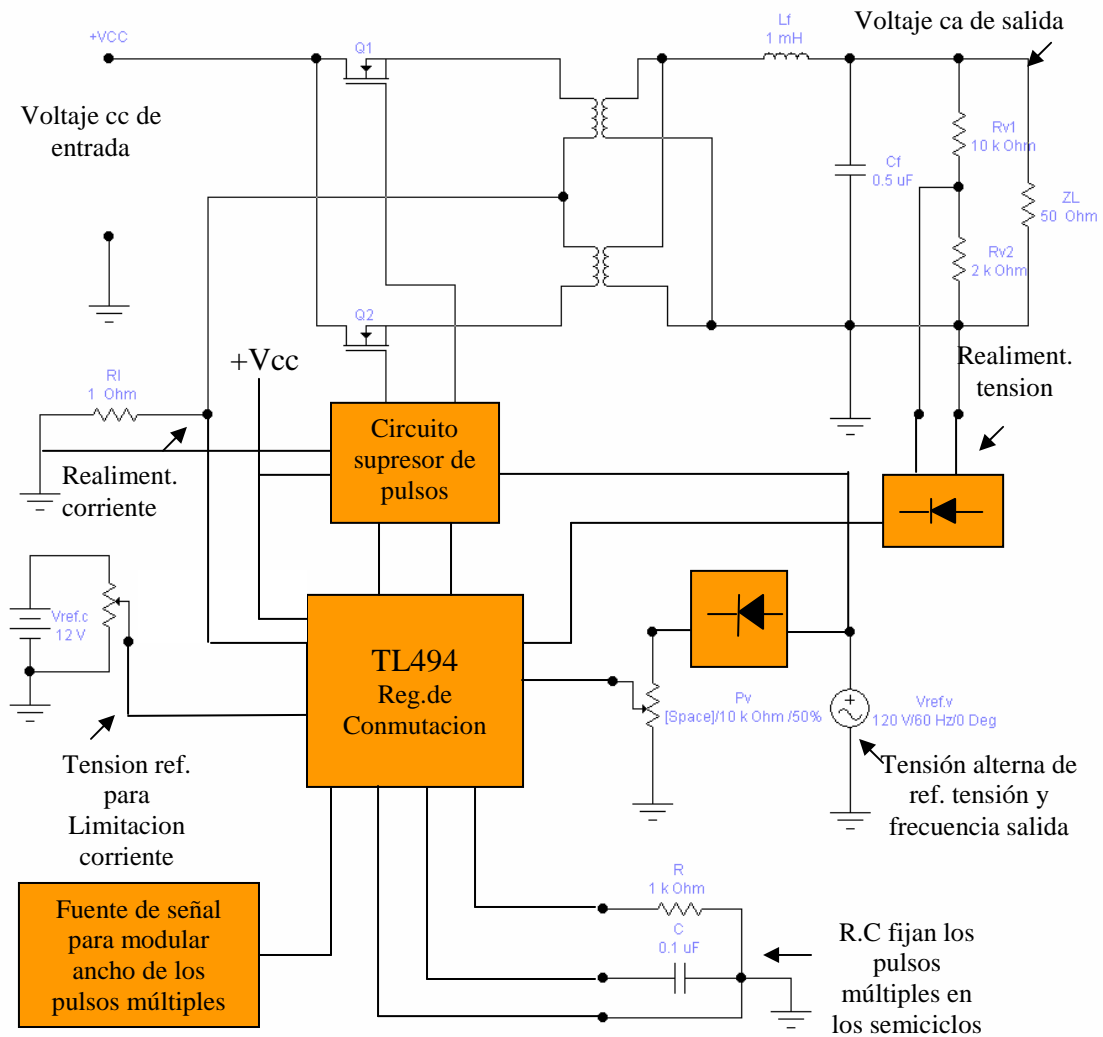
El dibujo anterior, representa el circuito de un inversor CC a CA, del tipo contrafase (push pull), con transformador, excitado por un CI regulador de tensión y corriente del tipo conmutador. El circuito, utiliza la técnica de “Modulación por ancho de pulso único”, para modificar el valor eficaz de la tensión alterna de salida. El CI, genera la frecuencia de conmutación (con R y C externos) y con ello la frecuencia de la tensión alterna de salida. La forma de onda de esta tensión, es de onda cuadrada (un solo pulso en el semiciclo positivo y otro, en el negativo). El circuito me permite regular la tensión alterna de salida, generando la tensión una continua de realimentación, mediante el divisor resistivo, transformador aislador y rectificador y filtro. La generación de la tensión de realimentación que limita la corriente de salida, se obtiene como caída de tensión en la resistencia RI, al circular la corriente continua de los interruptores. Para ello el CI dispone de terminales, donde se ingresan tensiones de referencia para regular la tensión de salida y limitar la corriente en la carga. El control de la tensión (valor eficaz) y corriente, se realiza internamente en el CI mediante un modulador de ancho de pulso, controlado por los amplificadores de error (internos) de la tensión y o la corriente. La modificación del ancho del pulso, se realiza mediante la técnica de comparación de una onda triangular con la tensión de control, similar al analizado para el regulador de tensión continua conmutado. Ante un eventual aumento o disminución de la tensión de salida y o corriente, la realimentación actúa de manera tal de disminuir o aumentar el ancho del pulso de excitación de los interruptores (en este caso MOSFET de potencia), respectivamente. El CI, también dispone de una entrada para una tensión continua que permite modular el ancho del pulso, de la misma forma que lo hacen las tensiones de control, provenientes de los amplificadores de error.

Inversor en contrafase con transformador con modulación por ancho de pulsos múltiple.

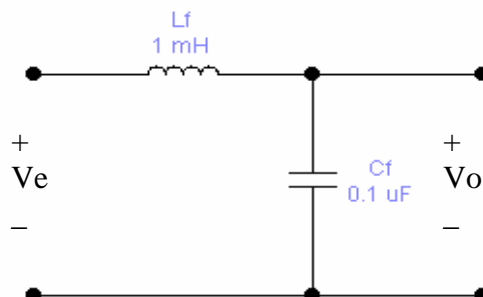
Con la finalidad de disminuir el contenido de armónicas y modificar el valor eficaz, se aplican varios pulsos en cada medio ciclo del voltaje de salida del inversor. Se utilizan varias técnicas que veremos mas adelante. Para lograr esto, se modificaremos el circuito anterior, agregando un bloque intermedio entre el CI y los dispositivos interruptores, denominado “circuito supresor de pulsos”. El CI genera las señales de excitación de los interruptores, para que actúen aplicando varios pulsos de voltaje (de duración constante o variable), durante el correspondiente medio ciclo de la frecuencia de la tensión de salida. El circuito supresor de pulsos, revisa una tensión alterna de referencia y si es positiva, activa el tren de pulsos de excitación de uno de los interruptores e interrumpe la del otro. Cuando cambia la polaridad de la señal alterna de referencia y se hace negativa, invierte el paso de los pulsos de excitación. Por lo tanto cada transistor produce un tren de pulsos que contiene variaciones de pulsos del ciclo de trabajo como se muestra en la figura:



Modificaremos el inversor en contrafase de un solo pulso en cada semiciclo, para adaptarlo a esta nueva configuración:



La salida del inversor, tiene aplicado un filtro pasabajos L_f y C_f :



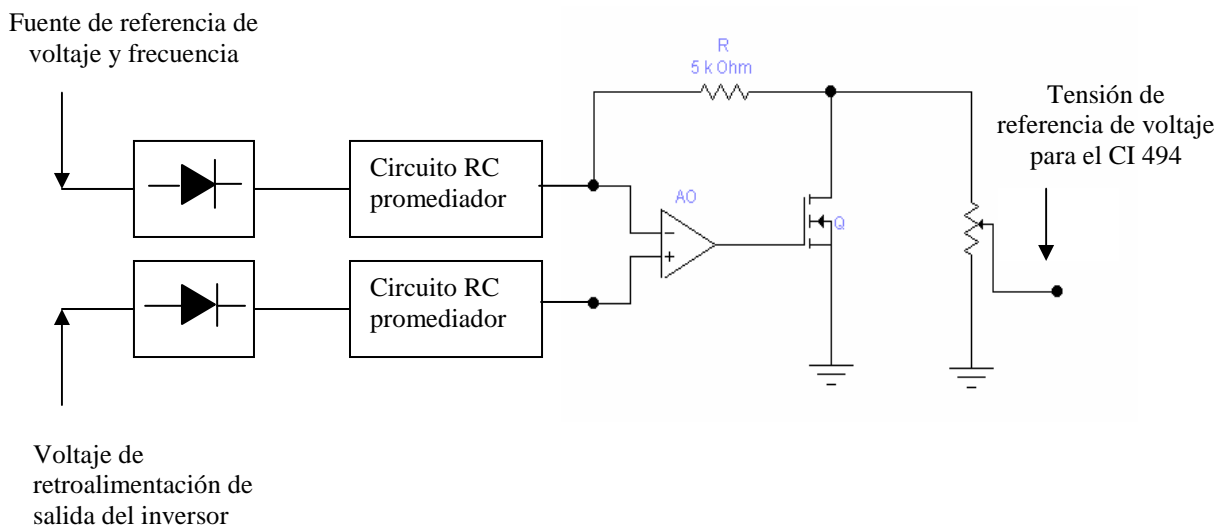
Este filtro, se diseña para que presente una alta impedancia a la frecuencia de conmutación de los interruptores (generada por el CI) y baja impedancia a la frecuencia de salida de voltaje del inversor (generada por la tensión alterna de referencia mediante el supresor de pulsos).

Como referencia, la relación entre las frecuencias de conmutación y la de salida del inversor, puede estar entre 50 a 100 KHz. para la conmutación y 2 a 6 KHz. para la salida.

La señal de retroalimentación de voltaje, se toma a través del divisor resistivo Rv1, Rv2. Esta señal se rectifica y se utiliza como realimentación para el CI de regulación de voltaje, dado que trabaja con tensiones continuas. La señal de referencia de voltaje y frecuencia, como es de corriente alterna, también debe ser rectificada y utilizada como referencia de voltaje para el circuito de regulación. La referencia de frecuencia del voltaje de salida del inversor, se toma de esta ultima señal, sin rectificar, y se aplica al circuito supresor de pulsos, encargado de controlar las señales de excitación a los interruptores del inversor Q1 y Q2.

La señal de retroalimentación de corriente de salida, es similar al circuito de un solo pulso, y es obtenida como caída de voltaje de cc en la resistencia RI. En esta resistencia, la corriente proveniente de los interruptores y primario del transformador, es siempre en un solo sentido. Para la referencia de limitación de la corriente se lo resuelve mediante una tensión de referencia de cc (estabilizada) y potenciómetro.

Teniendo en cuenta que las señales de referencia de voltaje y de realimentación son alternas y el CI 494 es un regulador de voltaje de conmutación de continua, se modifica la señal de referencia de tensión, para este regulador, colocando un circuito de control automático de ganancia (AGC), como muestra el la siguiente figura:



En este circuito la señal de referencia de voltaje y frecuencia y la de retroalimentación son rectificadas, para convertirlas en señales continuas (positivas respecto a masa). Cada una de estas señales se pasan a través de un circuito RC (filtro pasa bajos) para producir un voltaje promedio relativo de cada señal. Las dos señales promediadas son comparadas por un comparador que controla la atenuación de un dispositivo MOSFET que actúa como resistencia controladora de voltaje. La señal de referencia de voltaje es operada por el potenciómetro e ingresada al CI 494.

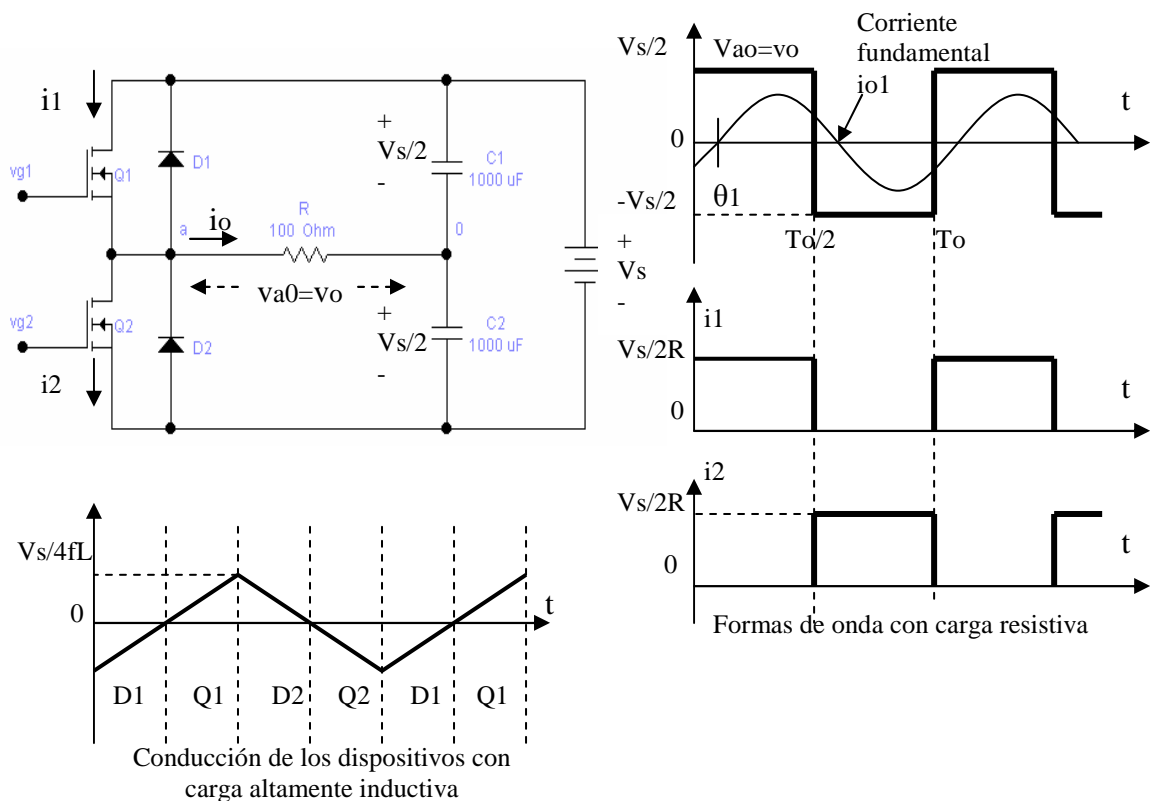
INVERSORES PARA APLICACIONES A FRECUENCIA INDUSTRIAL

Estos circuitos se aplican como propulsores de motores de ca.(con variación de velocidad), calefacción por inducción, fuentes de alimentación ininterrumpida, Fuentes de respaldo de energía primaria, etc. Las cargas están conectadas directamente a los dispositivos interruptores, encargados de realizar la conversión.

La alimentación de estos equipos son fuentes de cc, baterías de acumuladores ácido o alcalinas, celdas solares, generadores de cc.

Los inversores industriales pueden ser monofásicos o trifásicos. Los valores de tensión y frecuencia que generan son: monofásico 120 V-60Hz, 220 V-50 Hz y 115 V-400Hz. Trifásicos: 120/208 V- 60 Hz., 220/380 V – 50 Hz., y 115/200 V – 400Hz.

Circuito inversor de medio puente



Este inversor tiene dos interruptores, en este caso dos MOSFET de potencia. Cuando se hace conducir a Q_1 , el voltaje instantáneo que aparece en la carga, durante el tiempo $T_o/2$, vale $+V_s/2$. Si conduce Q_2 , durante $T_o/2$, la tensión en la carga vale $-V_s/2$. La lógica de excitación de Q_1 y Q_2 debe ser tal, que no deben estar activos al mismo tiempo; de hacerlo provocaría un cortocircuito a la fuente V_s , llevando a la destrucción de los dispositivos interruptores. De allí la importancia, cuando se diseña el circuito de excitación, tener en cuenta los tiempos de activación y desactivación de los interruptores.

El valor eficaz de la tensión alterna vale:

$$V_{O_{rms}} = \sqrt{1/T_o \cdot \int_0^{T_o} (V_s/2)^2 \cdot dt} = V_s/2$$

El voltaje instantáneo de la tensión alterna sobre la carga lo podemos expresar como serie de Fourier para una onda cuadrada con simetría en el eje de x, resultando:

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (2V_s/n\pi) \cdot \text{sen}(n\omega t) = 0 \text{ para } n=2,4,\dots$$

La componente de 1ª armónica vale: $v_{o1} = (2V_s/\pi) \cdot \text{sen}(\omega t)$

Su valor eficaz resulta:

$$V_{o1_{rms}} = 2V_s/\sqrt{2} \cdot \pi = 0,45 \cdot V_s$$

Cuando la carga es resistiva, las expresiones para la corriente eficaz, instantánea, de 1ª armónica y su valor eficaz, es similar a las formulas de la tension dividida por la resistencia.

Carga inductiva

Cuando la carga es muy inductiva, la corriente no puede cambiar rápidamente. Si Q1 es desactivado en $T_o/2$, la corriente seguirá fluyendo a la carga a través del diodo D2. De la misma forma, cuando deja de conducir Q2, la corriente sigue circulando por D1. Cuando conducen los diodos D1 y D2, la energía se devuelve a la fuente de alimentación.

Observando el grafico anterior para carga inductiva, vemos que los transistores solamente pueden conducir durante 90°. Para cargas con inductancia y resistencia, el periodo de conducción esta entre 90° y 180°.

Para una carga RL, la corriente instantánea la podemos encontrar dividiendo el voltaje instantáneo de salida por la impedancia de carga $Z = R + j\omega L$, resultando:

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} [2V_s/n\pi \cdot \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}] \cdot \text{sen}(n\omega t - \theta_n) = 0 \text{ para } n=2,4,\dots$$

Donde: $\theta_n = \text{arc.tan}(\omega L/R)$.

La corriente eficaz de 1ª armónica, la podemos obtener de la expresión gral de valor eficaz o bien con la tensión eficaz 1ª armónica dividida el modulo de la impedancia para la 1ª armónica:

$$I_{o1} = 2V_s/\sqrt{2} \cdot \pi \cdot \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

La potencia de salida para la componente fundamental vale:

$$P_{o1} = V_{o1} \cdot I_{o1} \cdot \cos\theta_1 = I_{o1}^2 \cdot R = [2V_s/\sqrt{2} \cdot \pi \cdot \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}]^2 \cdot R$$

En la mayor parte de las aplicaciones (por ejemplo impulsores de motores), la potencia de salida útil corresponde a la de 1ª armónica; el resto (armónicas de orden superior) se pierde como calor en la carga.

Corriente de alimentación de la fuente de cc

Para determinarla podemos hacer las siguientes consideraciones:

a) suponemos que la potencia que entrega V_s se consume en la carga como potencia de alterna.

b) si la carga tiene mucha inductancia la corriente resulta senoidal y prevalece la componente de 1ª armónica

$$P_s = P_o$$

$$V_s \cdot I_s = V_o I_{rms} \cdot I_o I_{rms} \cdot \cos \theta_1$$

$$I_s = (V_o I_{rms} \cdot I_o I_{rms} \cdot \cos \theta_1) / V_s$$

Donde “ θ_1 ” representa el ángulo de la carga de la frecuencia fundamental

Parámetros de rendimiento de los inversores

La tensión alterna de salida de los inversores contiene armónicos. La calidad o rendimiento de un inversor, se mide en gral, en términos de la cantidad de armónicos presentes en la salida. Para evaluarlos, y medir la calidad del voltaje alterno de salida, se toman los siguientes parámetros de rendimiento:

Factor armónico de la enésima componente (HFn)

Representa una medida de la contribución individual de esa armónica y se define como:

$$HFn = V_{on} / V_o1 \text{ para } n > 1$$

Siendo V_{on} la componente eficaz de orden “n” y V_o1 el valor eficaz de la componente fundamental.

Distorsión armónica total (THD)

La distorsión armónica total, es una medida de la coincidencia de formas entre una onda y su componente fundamental. Se define como:

THD = Valor eficaz total de la tensión de salida/ valor eficaz de la componente fundamental

$$THD = (1/V_o1) \cdot \left[\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (V_{on})^2 \right]^{1/2}$$

Factor de distorsión (DF)

Es una medida de la eficacia de atenuación de un filtro de 2 orden colocado previo a la carga para disminuir los armónicos. Un filtro que atenúa con un 2º grado significa dividir la armónica de orden “n” por “ n^2 ”. Para una tensión de entrada al filtro V_n , la salida queda disminuida en el valor V_n/n^2

$$DF = (1/V_o1) \cdot \left[\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (V_{on}/n^2)^2 \right]^{1/2}$$

Para una sola componente: $DF_n = V_n / (V_o1 \cdot n^2)$

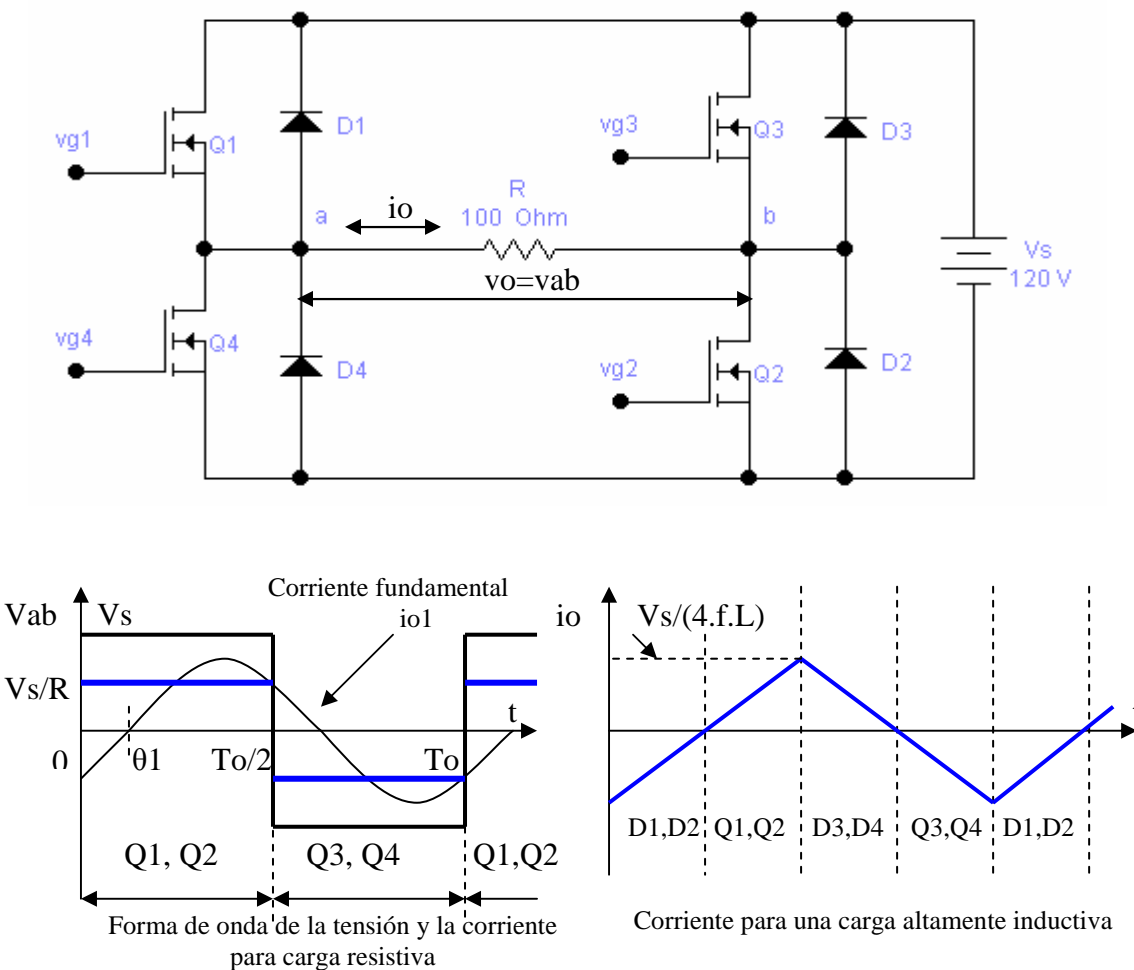
Armónico de menor orden (LOH)

La armónica de menor orden es aquella cuya frecuencia es más cercana a la fundamental y cuya amplitud es mayor que o igual al 3% de la componente fundamental.

Secuencia de disparo para el inversor de medio puente

- 1) Se debe generar una señal de disparo cuadrada, $vg1$ con una frecuencia f_o y ciclo de trabajo 50%. La señal de disparo $vg2$ debe ser una inversa lógica de $vg1$.
- 2) La señal $vg1$, que controla a $Q1$, se debe aplicar a través de un circuito aislador de compuerta, y $vg2$ puede controlar a $Q2$ sin circuito alguno de aislamiento.

Circuito inversor monofásico en puente



Este circuito, consiste de cuatro interruptores periódicos. Cuando conducen simultáneamente los transistores Q1 y Q2, el voltaje V_s aparece en la carga. Transcurrido el tiempo $T_o/2$, estos interruptores se apagan e inmediatamente (no simultáneamente) conducen los transistores Q3 y Q4, entregando a la carga el voltaje invertido $-V_s$.

El voltaje rms de la salida, lo podemos calcular como:

$$V_{o_{rms}} = \sqrt{2/T_o \cdot \int_0^{T_o/2} (V_s)^2 \cdot dt} = V_s$$

El voltaje instantáneo de salida lo podemos expresar en serie de Fourier como:

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (4V_s/n\pi) \cdot \sin(n\omega t)$$

Para $n=1$ obtenemos la componente fundamental de la tensión de salida, cuyo valor en rms vale:

$$V_{o1_{rms}} = 4V_s/(\sqrt{2} \cdot \pi) = 0,90 \cdot V_s$$

La corriente instantánea vale:

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} [4V_s/n\pi \cdot \sqrt{R+(n\omega L)^2}] \cdot \sin(n\omega t - \theta_n)$$

Donde: $\theta_n = \arctan(n\omega L/R)$.

Con carga inductiva a través de los diodos (de retroalimentación), la energía vuelve a la fuente de cc., como se observa el grafico con carga altamente inductiva.

Corriente de alimentación de CC

Si no tenemos en cuenta las pérdidas, la potencia que entrega la fuente V_s es igual a la potencia en la carga:

$V_s(t) \cdot i_s(t) = v_o(t) \cdot i_o(t)$ como $V_s = \text{cte}$. Entonces, despejamos la corriente de la fuente:

$$i_s(t) = (1/V_s) \cdot v_o(t) \cdot i_o(t)$$

Para carga inductiva y para frecuencias relativamente altas, podemos suponer que la corriente en la carga i_o y el voltaje de salida v_o son sinusoidales, resultando:

$$i_s(t) = (1/V_s) \cdot \sqrt{2} \cdot V_{o1} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sqrt{2} \cdot I_o \cdot \sin(\omega t - \theta_1)$$

Para la tensión hemos tomado la 1ª armónica dado que tiene forma de onda cuadrada y para la corriente hemos tomado el valor eficaz dado que la inductancia elimina prácticamente las armónicas de orden superior.

Ordenando la última expresión de la corriente tenemos:

$$i_s(t) = (V_{o1}/V_s) \cdot I_o \cdot \cos(\theta_1) - (V_{o1}/V_s) \cdot I_o \cdot \cos(2\omega t - \theta_1)$$

V_{o1} : voltaje rms de la fundamental

I_o : corriente rms en la carga.

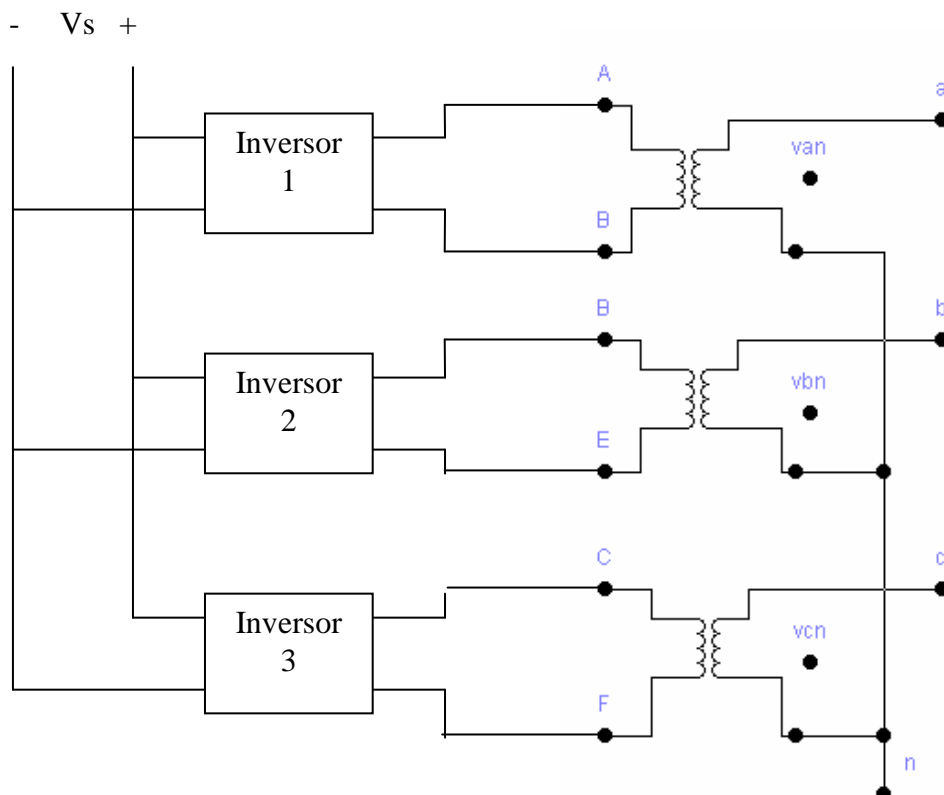
θ_1 : ángulo de impedancia de carga a la frecuencia fundamental.

En la última ecuación vemos que aparece un armónico de 2° orden de la misma magnitud que la corriente de alimentación de continua. Esta armónica se inyecta de regreso a la fuente de alimentación V_s . Para eliminarla, se suele conectar un capacitor de valor considerable a través de la fuente de alimentación de continua. Finalmente, como conclusión de estos dos circuitos presentados, podemos decir que el voltaje pico inverso de cada transistor y la calidad de voltaje de salida para el medio puente y puente completo, son iguales. Sin embargo, en los inversores con puente completo, la potencia de salida es cuatro veces mayor, y la componente fundamental es el doble que la de los puentes medio.

Inversores trifásicos

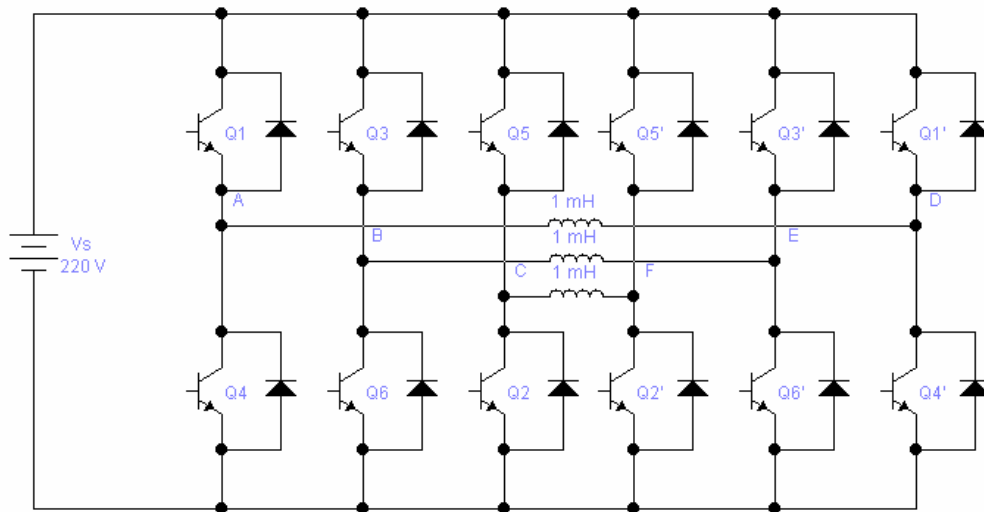
Inversor trifásico con inversores monofásicos

En gral, los inversores trifásicos se utilizan en aplicaciones de grandes potencias. Una forma de realizarlos, es conectando tres puentes inversores monofásicos de medio o puente completo, en paralelo, para formar la configuración de un inversor trifásico. En la siguiente figura, podemos ver esta conexión:



Para obtener tres tensiones simétricas con igual amplitud y defasaje entre ellas, las señales de control de los inversores monofásicos se deben adelantar o atrasar 120° entre sí. Los devanados primarios se deben aislar entre ellos, mientras que los devanados secundarios se pueden conectar en estrella (Y) o en triángulo (Δ). Normalmente, los secundarios se conectan en delta (Δ), para eliminar armónicas de múltiplo de tres ($n=3,6,9,\dots$) que aparecen en los voltajes de salida.

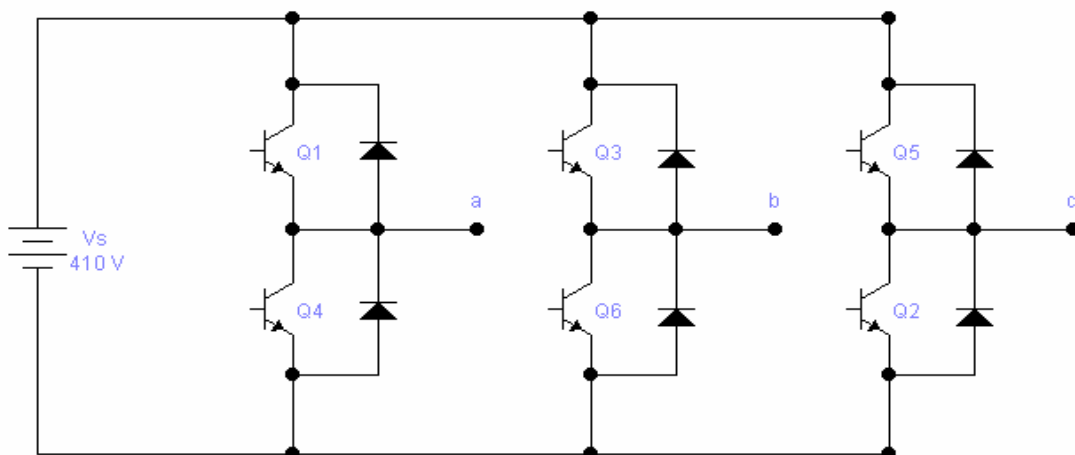
En la próxima figura podemos observar la conexión de los transistores a los devanados del transformador trifásico de salida:



Como podemos ver en este circuito, se requieren tres transformadores monofásicos, 12 transistores y 12 diodos de retroalimentación para cargas inductivas. Si las magnitudes y las fases de los voltajes de salida no están perfectamente balanceadas, los voltajes trifásicos estarán desbalanceados.

Puente inversor trifásico con seis interruptores

Es posible obtener una salida trifásica, con una configuración de seis transistores y seis diodos, con la siguiente configuración de circuito:

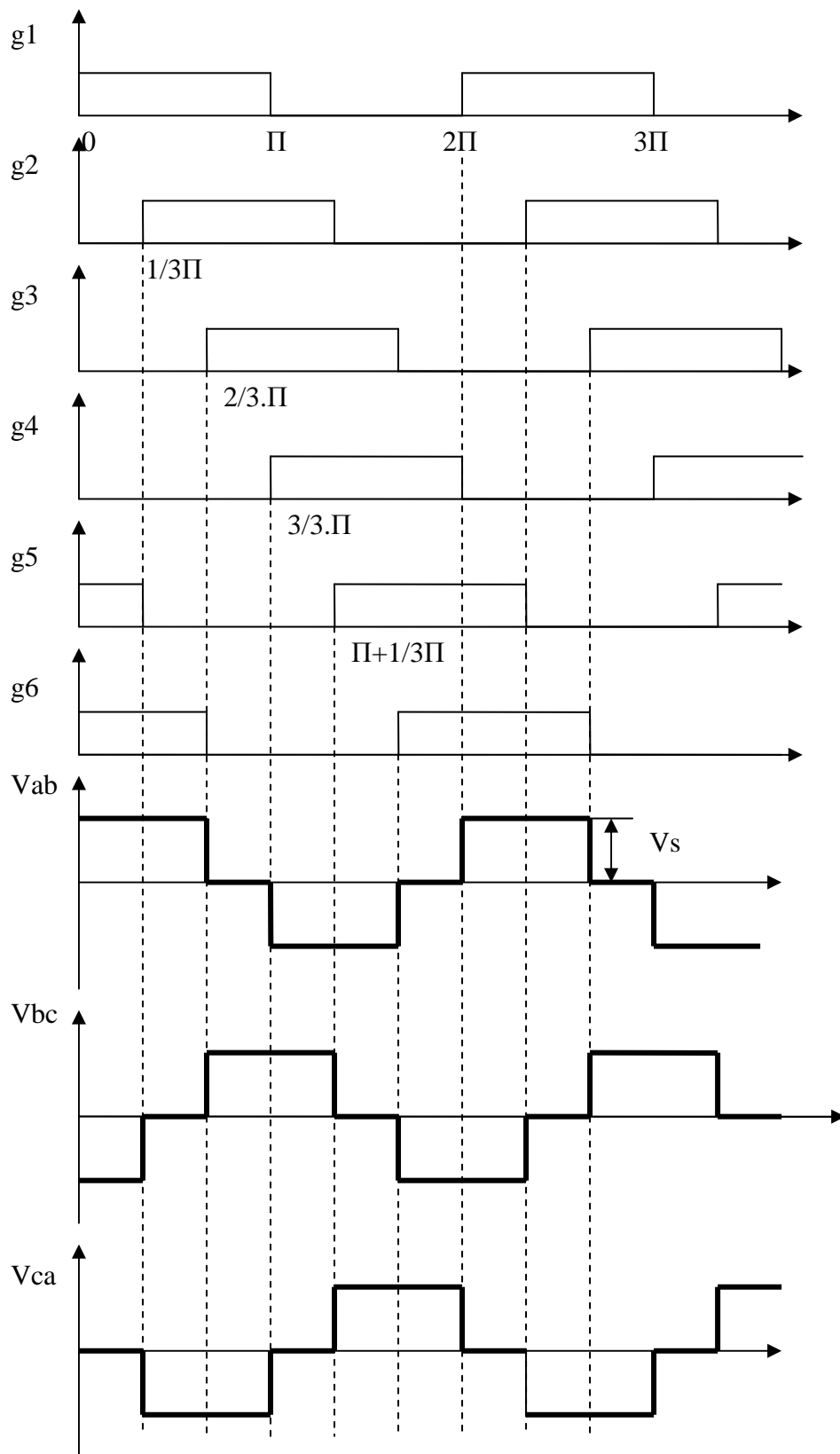


En este circuito, se pueden aplicar dos clases de señales de control a los transistores: Conducción a 180° o conducción a 120° .

Conducción a 180°

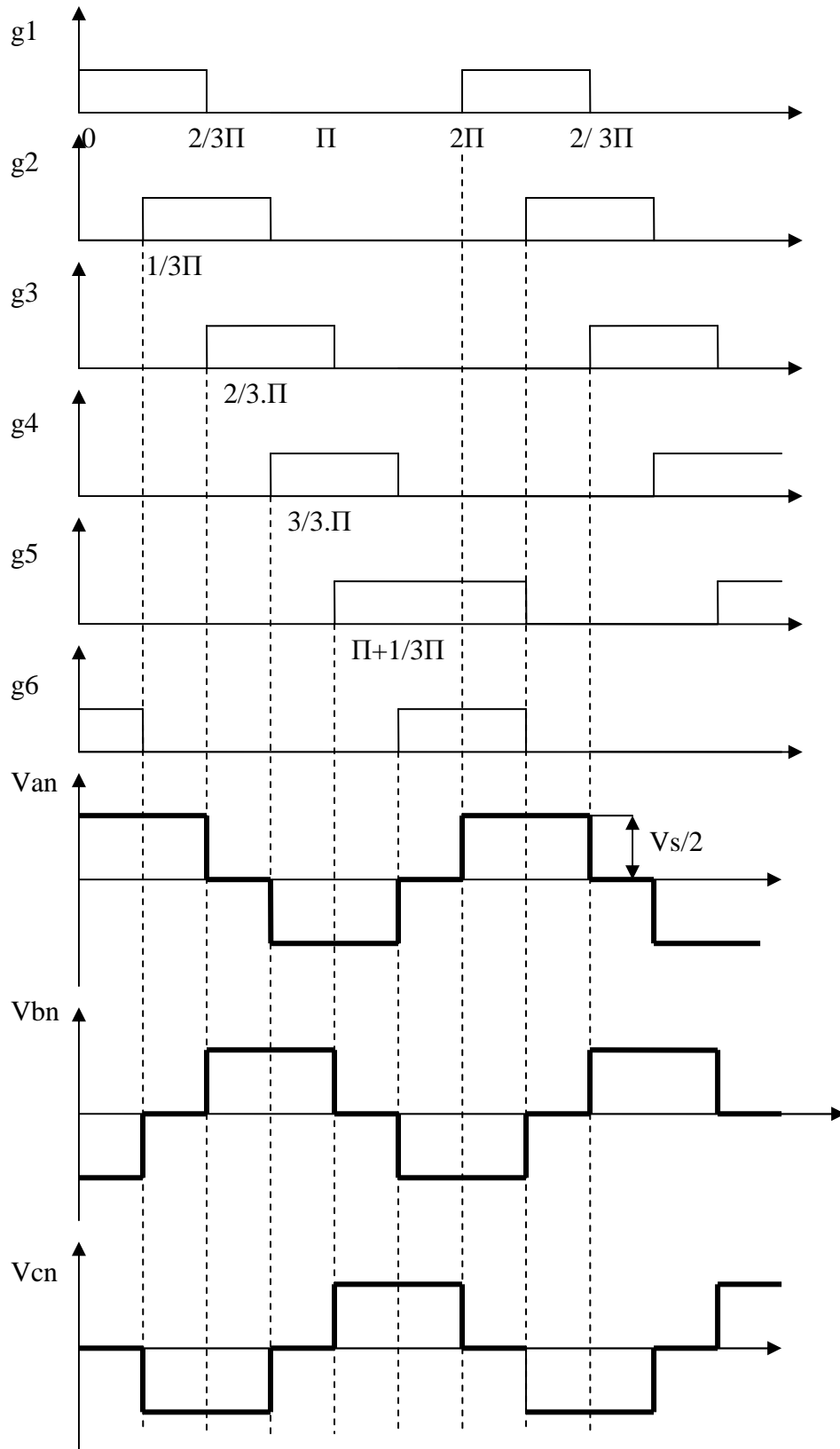
Cada transistor conduce durante 180° . En cualquier momento hay tres transistores conduciendo. Cuando se activa el transistor Q1, el terminal "a" queda conectado con el terminal positivo de la fuente de alimentación Vs. Cuando se activa el transistor Q4, el terminal "a" se lleva al terminal negativo de Vs.

Como se observa en el siguiente grafico, tenemos seis modos de operación en un ciclo, y la duración de cada modo es de 60° . Los transistores se numeran en el orden de sus señales de disparo: **123, 234, 345, 456, 561 y 612.**



Conducción a 120°

En esta clase de control, cada transistor conduce 120°. En cualquier momento solo hay dos transistores activados. El orden de conducción de los transistores es: **12, 23, 34, 56 y 61**. Esto da lugar a tres modos de operación en medio ciclo, dando lugar a las formas de onda que muestra la siguiente figura:



Secuencia de activación de los transistores

Conducción 180°

- 1) Se deben generar tres señales de disparo cuadradas, v_{g1} , v_{g3} , y v_{g5} , desfasadas 120°, con la frecuencia de salida y ciclo de trabajo 50%. Las señales v_{g2} , v_{g4} , y v_{g6} son las inversas lógicas respectivamente. Este modo de disparo hace que las señales en el orden de numeración establecido, estén desfasadas 60°. Los transistores conducen durante 180°.
- 2) Las señales v_{g1} , v_{g3} , y v_{g5} controlan respectivamente a Q1, Q3, y Q5, a través de circuitos de aislamiento. Las señales v_{g2} , v_{g4} y v_{g6} pueden activar, respectivamente a Q2, Q4, y Q6, sin circuitos de aislamiento.

Conducción 120°

- 1) Se generan tres señales de disparo cuadradas v_{g1} , v_{g2} y v_{g3} , desfasadas 120° con la frecuencia de salida, con ciclo de trabajo asimétrico, conducción solamente de 120° de los interruptores. Las señales v_{g2} , v_{g4} y v_{g6} , se activan a los 180° del comienzo de las señales v_{g1} , v_{g2} y v_{g3} , respectivamente. Este modo de disparo hace que las señales v_{g1} a v_{g6} , respectivamente, estén desfasadas 60°. Los transistores conducen durante 120°.
- 2) Las señales v_{g1} , v_{g3} , y v_{g5} controlan respectivamente a Q1, Q3, y Q5, a través de circuitos de aislamiento. Las señales v_{g2} , v_{g4} y v_{g6} pueden activar, respectivamente a Q2, Q4, y Q6, sin circuitos de aislamiento.

Voltaje de salida de los inversores trifásicos con seis interruptores

No desarrollaremos el análisis, solamente daremos los voltajes de salida para ambos métodos de conducción. La componente fundamental rms V_{L1} del voltaje de línea de salida, es de 0,7798.Vs y la del voltaje de fase es $V_{p1} = V_{L1}/\sqrt{3} = 0,45.Vs$, para el método de conducción de 180°. Para conducción de 120°, resulta $V_{L1} = 0,6753.Vs$ y $V_{p1} = 0,3898.Vs$

Como puede observarse, los valores eficaces de las tensiones de línea y fase son menores con conducción 120° que con conducción 180°.

Por otra parte con conducción 120°, al conducir menos tiempo el transistor, se hace menos aprovechamiento del transistor. Por lo anterior, se prefiere la conducción a 180° y es la que se usa en gral en los inversores trifásicos.

Control del voltaje de salida en los inversores

En las aplicaciones industriales, surge la necesidad de modificar la magnitud (valor eficaz) del voltaje de salida de los inversores por varios motivos: 1) Hacer frente a las variaciones del voltaje de entrada de corriente continua. 2) Regular el voltaje de salida del inversor. 3) Satisfacer los requisitos de control de voltaje y frecuencia. 4) mantener prácticamente constante la relación tensión/frecuencia para los impulsores de motores de corriente alterna con variación de velocidad.

El método más eficiente para controlar el voltaje de salida de los inversores, es el denominado control por ancho del pulso (PWM).

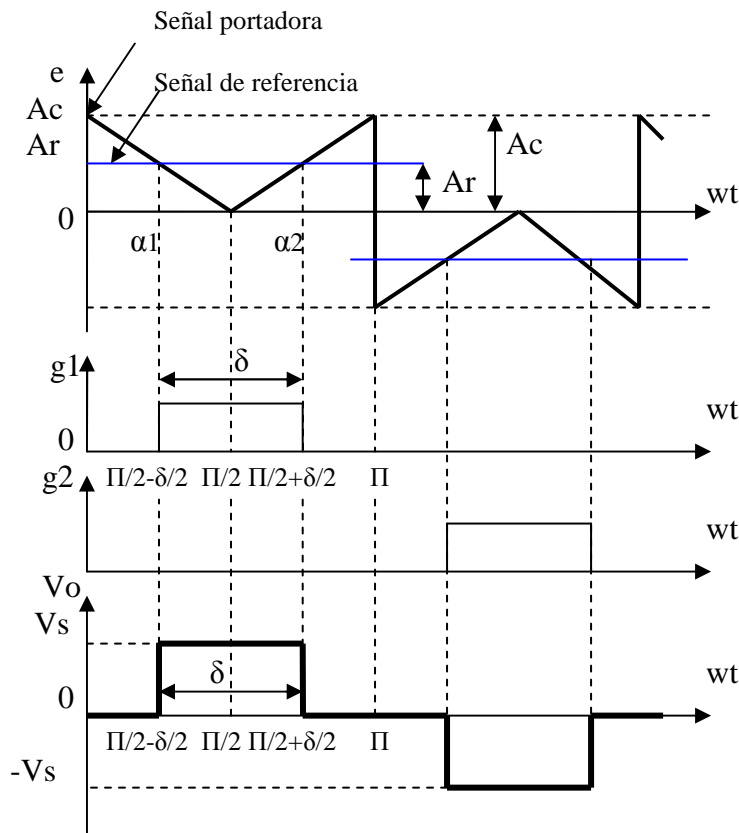
Varias son las técnicas utilizadas para realizar el PWM, tanto en inversores monofásicos como trifásicos. Detallaremos a continuación las técnicas mas frecuentes para controlar el voltaje de salida de los inversores monofásicos.

Los métodos mas frecuentes son:

- 1) modulación por ancho de un solo pulso.
- 2) Modulación por ancho de pulsos múltiples.
- 3) Modulación por ancho de pulso senoidal.
- 4) Modulación por ancho de pulso senoidal modificado.
- 5) Control por desplazamiento de fase.

Modulación por ancho de un solo pulso

Consiste en modular el ancho de un solo pulso por cada medio ciclo. En la próxima figura, se muestra la generación de las señales de control, las señales de excitación de los interruptores y el voltaje de salida, para un inversor monofásico en puente completo



Las señales de disparo se generan comparando una señal de referencia rectangular, de amplitud “ V_r ”, con una onda triangular de amplitud A_c . La frecuencia de la tensión de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida. El voltaje de salida, es una función que depende de las señales de activación $v_o = V_s(g_1 - g_2)$. La relación entre A_r y A_c determinan la variable de control, y se define como el “**índice de modulación**”

$$M = A_r / A_c$$

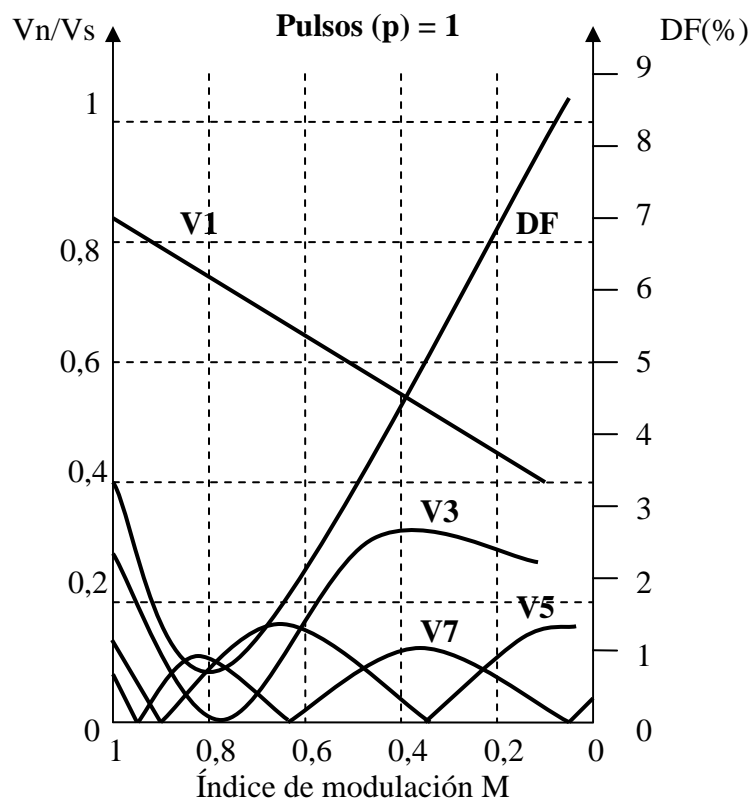
El voltaje rms de salida se puede determinar como:

$$V_o = \left[(2/2\pi) \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 dwt \right]^{1/2} = V_s (\delta/\pi)^{1/2}$$

La serie de Fourier del voltaje de salida es:

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (4V_s/n\pi) \cdot \sin(n\delta/2) \cdot \sin(nwt)$$

La próxima figura, nos muestra el perfil de armónicas, y el factor de distorsión “DF” para la modulación de un solo ancho de pulso, en función del índice de modulación “M”.



Analizando estas graficas, se observa que la armónica dominante es la tercera, y el factor de distorsión “DF” aumenta en forma apreciable para bajo índice de modulación o que es lo mismo, bajo voltaje de salida.

El tiempo y los ángulos de intersección lo calculamos como:

$$t_1 = \alpha_1/w = (1-M) \cdot T_s/2 \quad T_s = T/2$$

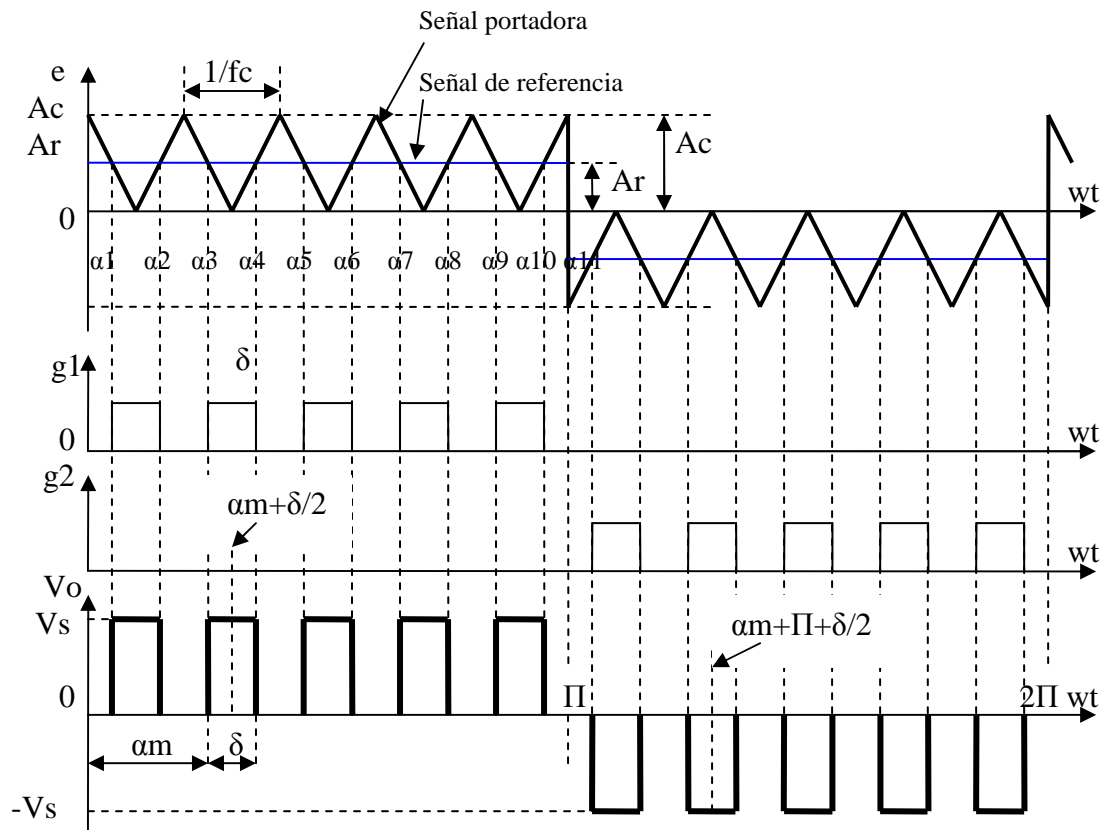
$$t_2 = \alpha_2/w = (1+M) \cdot T_s/2$$

El ancho del pulso resulta

$$d = \delta/w = t_2 - t_1 = MT_s = MT/2$$

Modulación por ancho de pulsos múltiple

Se puede reducir el contenido de armónicas usando varios pulsos en cada medio ciclo del voltaje de salida. La generación de las señales de activación de los interruptores, se lo hace comparando una señal de referencia, de onda cuadrada y de frecuencia “fo”, con una onda triangular de una frecuencia mayor a la frecuencia del voltaje de salida del inversor. La próxima figura muestra la generación de las señales de control, las señales de activación y la forma de onda del voltaje de salida:



La frecuencia de la señal de referencia “fo”, establece la frecuencia del voltaje de salida y la frecuencia de la portadora, establece la cantidad de pulsos “p” por cada medio ciclo. El índice de modulación controla el voltaje de salida. A esta clase de modulación, se le denomina “**modulación por ancho de pulsos uniforme (UPWM)**”. La cantidad de pulsos por medio ciclo se determina con:

$$p = fc/2fo = mf/2,$$

Donde $mf = fc/fo$ y se define como “**relación de modulación de frecuencia**”
Si “ δ ” es el ancho de los pulsos, el voltaje de salida rms se calcula como.

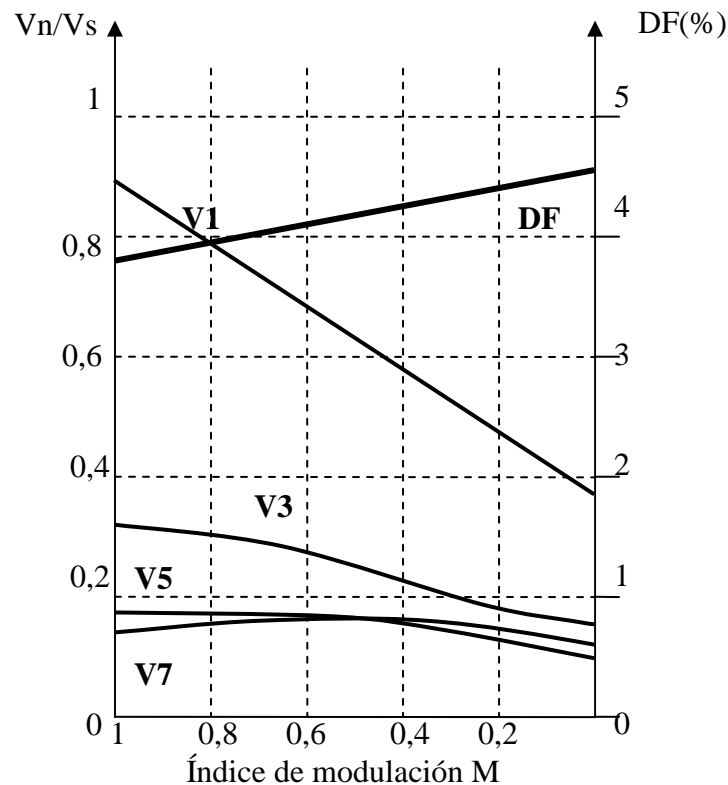
$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 dwt \right]^{1/2} = V_s \sqrt{(p\delta/\pi)}$$

La variación del índice de modulación M, desde 0 a 1 hace variar el ancho del pulso “d” desde 0 hasta $T/2p$ (0 a π/p), y al voltaje rms de salida desde 0 a V_s

La expresión gral de la serie de Fourier para el voltaje instantáneo es:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \cdot \sin(n\omega t)$$

Para el calculo de B_n , debemos primero encontrar el valor “ b_1 ” para un solo par de pulsos, teniendo en cuenta su ubicación dentro del ciclo, luego tomar otro par de pulsos para encontrar “ b_2 ” y así con el resto. El valor de B_n resulta como suma de todos los valores de “ b_n ” calculados. La expresión resultante es engorrosa (consultar bibliografía). A los fines prácticos, daremos las graficas de variación de las armónicas y el valor del “factor de distorsión DF”, en función del índice de modulación.



Observando el gráfico, vemos que DF varía entre 3,8 a 4,5 % en todo el rango de variación de M. El orden de las armónicas es igual que el de un solo pulso. Sin embargo, por la mayor cantidad de procesos de conmutación, las pérdidas son mayores. Con mayores valores de “ p ”, las amplitudes de la LOH serien menores, pero aumentarían las de algunas armónicas de orden mayor. Sin embargo, esas armónicas producen un rizado menor y fácilmente pueden ser filtradas con facilidad (son de alta frecuencia, requiriendo valores de L y C de poca magnitud). No existen armónicas pares, por la simetría con el eje de abscisas.

El m-ésimo tiempo “ t_m ” y α_m , se calculan como:

$$t_m = \alpha_m / \omega = (m-M) \cdot (T_s/2) \quad \text{para } m=1,3,5,\dots$$

$$t_m = \alpha_m / \omega = (m-1+M) \cdot (T_s/2) \quad \text{para } m=2,4,6,\dots$$

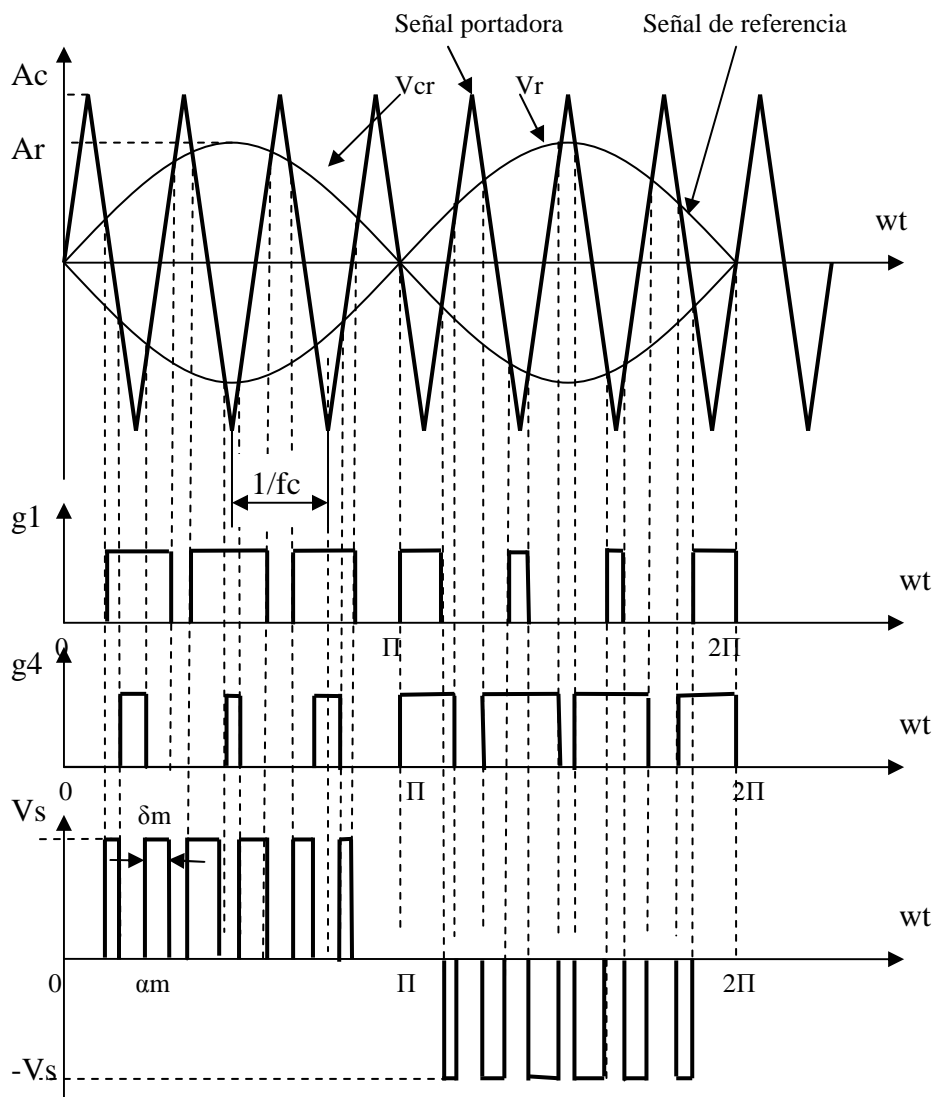
El ancho del pulso vale:

$$d = \delta / \omega = t_{m+1} - t_m = M \cdot T_s, \text{ siendo } T_s(\text{periodo de la portadora}) = T/2p$$

p: numero de pulsos por medio ciclo de la tensión de salida del inversor.

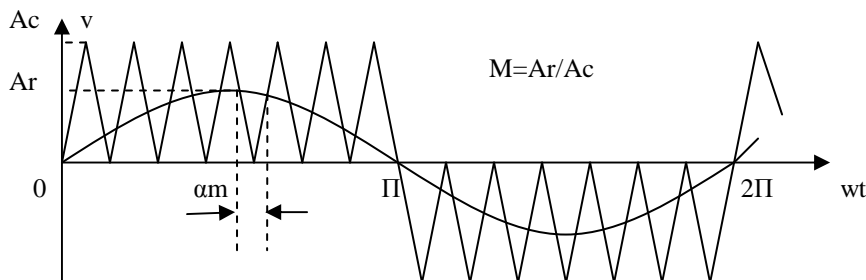
Modulación por ancho de pulsos sinusoidal

Con este método, en vez de mantener igual el ancho de todos los pulsos, se hace variar el ancho de cada pulso en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso. De esta forma, se logra disminuir considerablemente el factor de distorsión (DF) y la armónica de orden más bajo (LOH). Las señales de control, se generan comparando a una **señal senoidal de referencia** con una **onda portadora triangular con frecuencia “ f_c ”**. Esta modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM) es la que se suele usar en las aplicaciones industriales.



La frecuencia “ f_r ” de la señal de referencia determina la frecuencia “ f_o ” de la señal de salida del inversor., y su amplitud pico “ A_r ” controla el índice de modulación “ M ”, y en consecuencia el voltaje rms de salida V_o . Al comparar la señal portadora bidireccional “ v_{cr} ” con dos señales de referencia v_r y $-v_r$, como muestra la figura, se producen las señales de disparo g_1 y g_4 , respectivamente. El voltaje de salida es $v_o = V_s(g_1 - g_4)$. Sin embargo las señales g_1 y g_4 no se pueden activar al mismo tiempo. La cantidad de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia de la portadora.

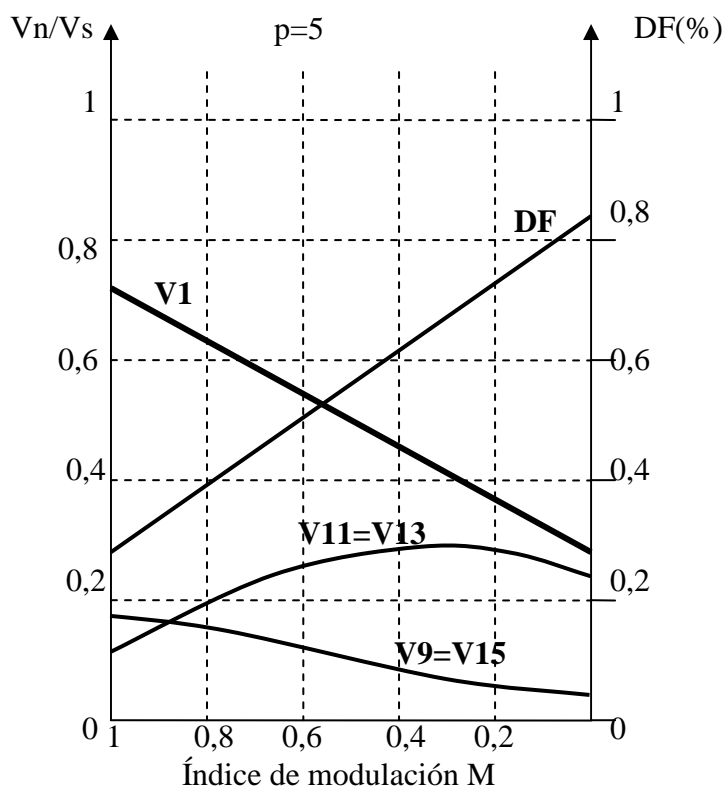
También es posible las mismas señales de disparo con una onda portadora triangular unidireccional como se muestra en el siguiente dibujo, siendo más fácil y preferible.



El voltaje de salida rms se modifica variando el índice de modulación. Se determina por la expresión.

$$V_o = \left(\sum_{m=1}^{2p} \delta m / \Pi \right)^{1/2}$$

El análisis de Fourier para este tipo de modulación demuestra que el factor de distorsión “DF”, se reduce en forma considerable, en comparación con el de modulación por varios pulsos de ancho constante; además esta modulación elimina las armónicas menores o iguales a $2p-1$. Por ejemplo para $p=5$ (5 pulsos), la LOH es la novena.

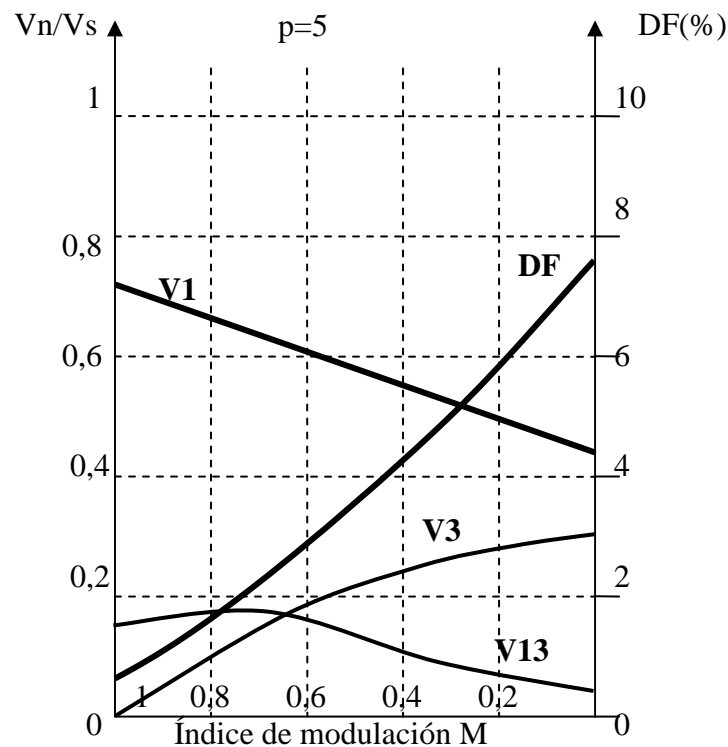
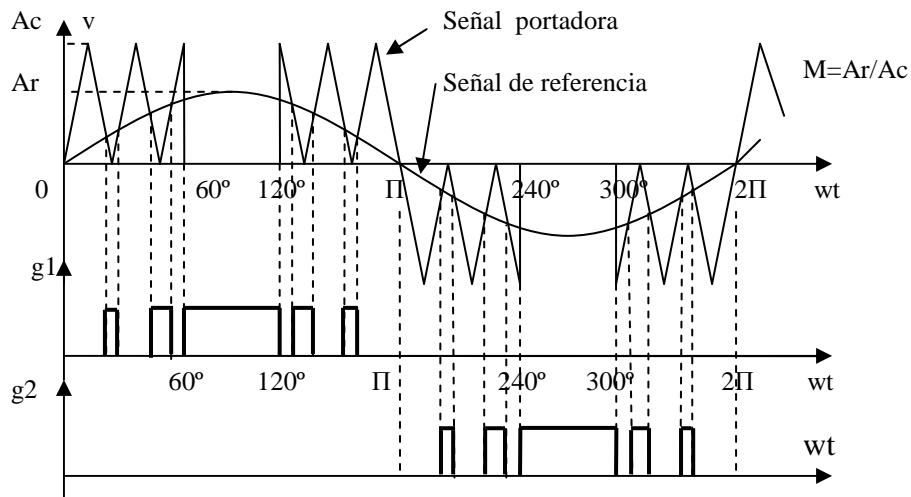


Con la modulación PWM, podemos decir que las armónicas de la tensión de salida, son trasladadas hacia las altas frecuencias, en torno a la frecuencia “fc” de conmutación y sus múltiplos, es decir en torno a las armónicas mf, 2mf, 3mf, etc.

Modulación por ancho de pulso modificada

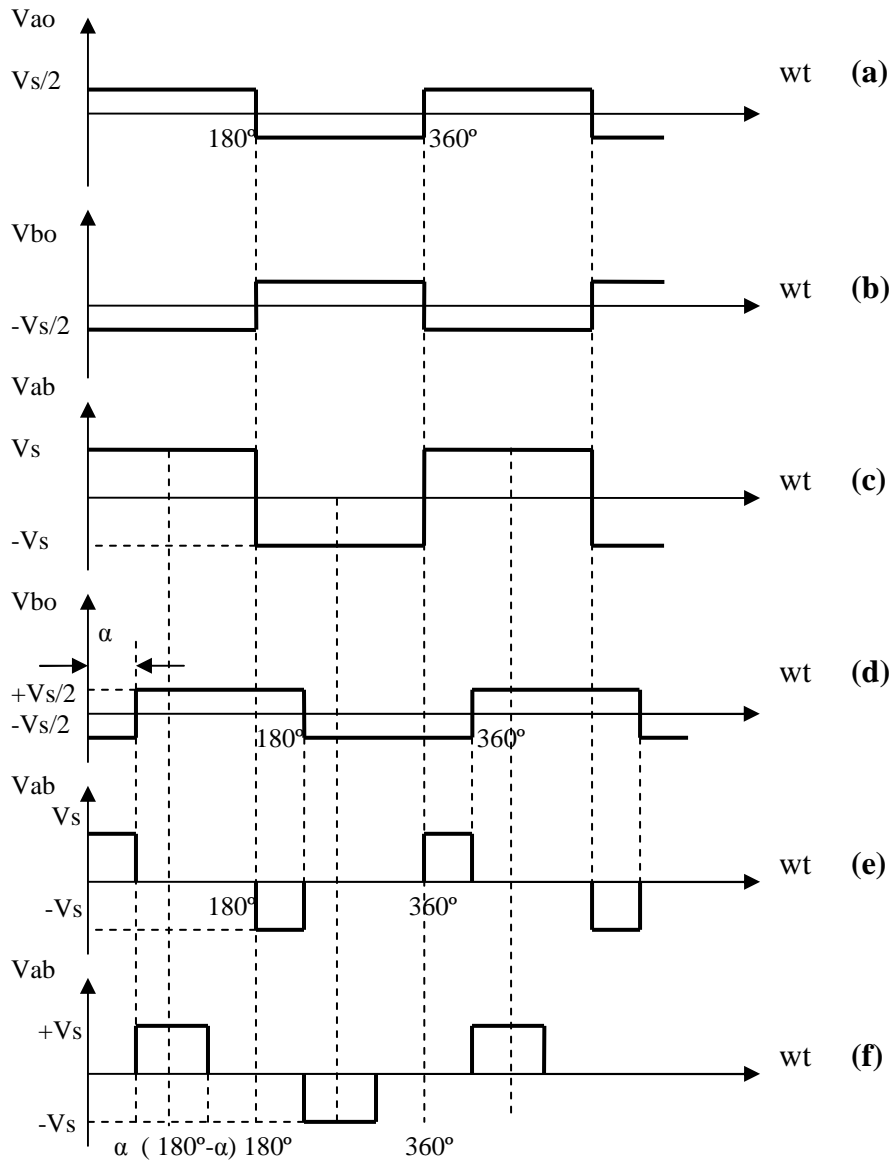
En la modulación por ancho de los pulsos senoidal (SPWM), los anchos de los pulsos más cercanos al pico de la onda senoidal no cambian mucho al variar el índice de modulación. Esto se debe a las características propias de la onda senoidal. Esto se puede modificar para que se aplique la onda portadora durante los primeros y últimos intervalos de 60° por medio ciclo (de 0° a 60° y de 120° a 180°). Esta modulación por ancho de pulso senoidal modificada (MSPWM), aumenta la componente fundamental, y mejora sus características de armónica; además, reduce la cantidad de conmutación de los dispositivos de potencia, reduciendo las pérdidas por conmutación.

9



Control por desplazamiento de fase

Para entender esta forma de control, podemos interpretar que la tensión de salida del inversor de puente completo, es el resultante de la suma de las tensiones de salida de dos inversores de medio puente, desfasados 180° , como se muestra en las siguientes graficas:



En la grafica “a”, se observa la forma de la onda de la tensión de salida “Vao” del medio puente con referencia de 0° . En la grafica “b”, la forma de onda de la tensión de salida del otro medio puente, con un defasaje de 180° . En la grafica “c”, la suma de ambas tensiones, que es la que le corresponde al inversor con puente completo. En la grafica “d”, vemos la forma de onda del inversor que tenia un defasaje de 180° , pero ahora, solamente tiene un defasaje de “ α ”. En la grafica “e” vemos el resultado de la suma de ambos inversores, uno de ellos con defasaje de α grados.

Para lograr este desplazamiento, a la señal de compuerta “g1” del inversor de medio puente, la desfazamos α° y la aplicamos a la compuerta “g2”
El voltaje de salida rms , aplicando la formula correspondiente, resulta:

$$V_o = V_s \cdot \sqrt{\alpha/\Pi}$$

El voltaje instantáneo de la tensión de salida lo obtenemos aplicando series de Fourier a las formas de ondas de las tensiones de los medios puentes con su defasaje correspondiente para uno de ellos, y luego sumando ambos desarrollos y operando, resulta:

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (4V_s/n\Pi) \cdot \sin(n\alpha/2) \cdot \cos(n\omega t - \alpha/2)$$

El voltaje rms fundamental vale:

$$V_{o1} = (4V_s/\sqrt{2}) \cdot \sin(\alpha/2)$$

Si a la señal de compuerta g1 y g2 la retrasamos los ángulos $\alpha_1 = \alpha$ y $\alpha_2 = (\Pi - \alpha)$, logramos que el voltaje de salida tenga simetría de cuarto de onda, como se observa en la grafica “f”, resultando el voltaje instantáneo de salida:

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (4V_s/n\Pi) \cdot \cos(n\alpha) \cdot \sin(n\omega t)$$

Los inversores con control por desplazamiento de fase, tienen aplicaciones con grandes potencias donde requieren una gran cantidad de dispositivos interruptores conectados en paralelo.

Técnicas avanzadas de modulación

La técnica SPWM, o sea la modulación por ancho de pulso sinusoidal, es la más utilizada hasta el momento, pero presenta inconvenientes como por ejemplo el bajo voltaje fundamental de salida. Existen otras técnicas que permiten un mejor funcionamiento. Solamente mencionaremos estas técnicas, sin desarrollarlas.

Modulación trapezoidal

Modulación por escalera.

Modulación por pasos.

Modulación por inyección de armónicas.

Modulación delta.

Técnicas de Modulación utilizadas en inversores trifásicos

Detallaremos las más usadas solamente:

PWM sinusoidal.

PWM con tercera armónica.

PWM a 60° .

Modulación por vector espacial.

Estas técnicas, se pueden analizar en la bibliografía correspondiente.

Otras técnicas utilizadas en los convertidores de cc a ca

Además de los procedimientos circuitales analizados para convertir de cc a ca, existen otras técnicas que solamente las vamos a enumerar para conocimiento, sin entrar en detalle y análisis de estos circuitos, por una razón de limitación de temas de la materia.

Estos inversores son: Los inversores de pulso resonante y los inversores multinivel

En los inversores de pulso resonante, la conmutación de los interruptores semiconductores se realiza cuando el voltaje o corriente es cero. Para ello el voltaje y corriente son forzados a pasar por cero mediante circuitos LC resonantes; de allí que estos convertidores se les denomine “convertidores de pulso resonante”.

Los convertidores resonantes se pueden clasificar, en forma amplia en ocho tipos:

Inversores resonantes serie.

Inversores resonantes paralelo.

Convertidor resonante en clase E.

Rectificador resonante en clase E.

Convertidores resonantes por conmutación a voltaje cero (ZVS).

Convertidores resonantes por conmutación a corriente cero (ZCS).

Convertidores resonantes ZVS de dos cuadrantes.

Inversores de enlace resonante de cd.

El fundamento de los inversores multinivel, esta basado en sintetizar la onda alterna, partiendo de una fuente de continua con varios niveles de voltaje, con aplicación de estos voltajes a la carga, mediante interruptores semiconductores, en sucesión, a través del periodo del voltaje alterno de salida. Tienen aplicaciones interesantes para alta potencia y voltaje como por ejemplo para la compensación de potencia reactiva.

Estos inversores multinivel, se pueden clasificar en tres tipos:

Inversor multinivel con diodo fijador.

Inversor multinivel con capacitores volantes.

Inversor multinivel en cascada.