



TEMA 11 Inversores

Índice

11.1.- Introducción. Principios de funcionamiento..... 1
 11.2.- Diferentes configuraciones de los Inversores. 3
 11.3.- Regulación de la tensión de salida. 10
 11.4.- Conformación y regulación de la salida mediante PWM..... 11
 11.5.- Reducción del contenido armónico..... 17
 11.5.1.- Eliminación de armónicos. 19
 11.5.2.- Cancelación de armónicos. 20
 11.6.- Inversores alimentados por Corriente (CSI). 21
 11.7.- Aplicaciones. 22
 11.7.1.- Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (SAI). 22

11.1.- Introducción. Principios de funcionamiento.

En los capítulos anteriores hemos tratado uno de los procesos básicos de la transformación de energía eléctrica, denominado rectificación. Ahora trataremos el otro proceso básico denominado **inversión**. Por este término debemos interpretar aquel equipo capaz de transformar la energía continua en alterna.

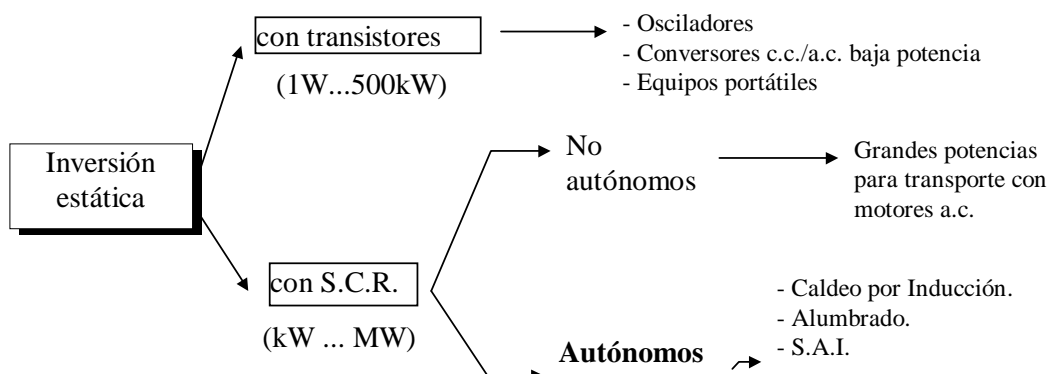
Si bien al estudiar los rectificadores controlados, vimos que se podía funcionar en sentido inverso, transformando la corriente continua en alterna, y por tanto trabajando como inversores. Sin embargo, para que los rectificadores controlados realicen esta faceta, necesitan estar conectados a una fuente alterna del exterior como carga, que impone la frecuencia en el lado de alterna, por lo que se llamaban **inversores controlados o guiados (no autónomos)**.

En este tema se estudiarán aquellos dispositivos que funcionen automáticamente, sin necesidad de estar conectados a ninguna red de alterna, de forma que se permita la transformación de continua a alterna cuando en el lado de alterna sólo hayan receptores de energía. A estos dispositivos se les denominará **inversores u onduladores autónomos o autoguiados**.

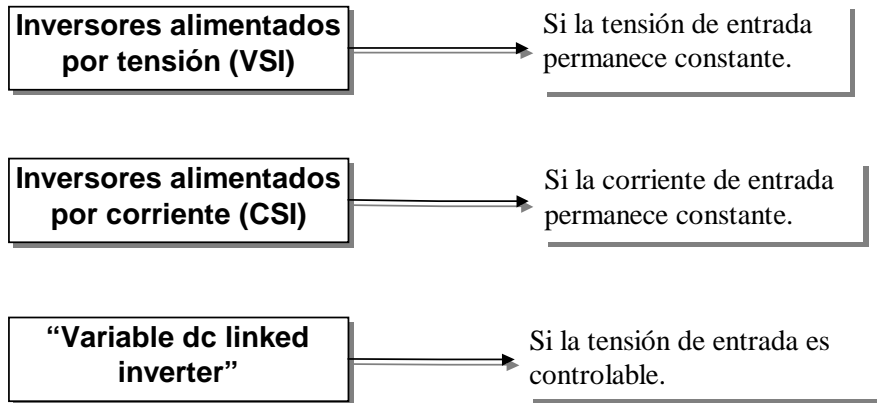
El funcionamiento de los inversores autoguiados se caracterizará por ser el propio dispositivo quién determina la frecuencia y la forma de onda de la tensión alterna suministrada a la carga. En este capítulo trataremos de desarrollar los inversores estáticos con semiconductores. Dentro de los inversores estáticos con semiconductores, podemos distinguir dos grandes grupos :

- con transistores para aplicaciones de baja potencia (<500kW).
- con SRC aplicables hasta potencias más elevadas (<MW).

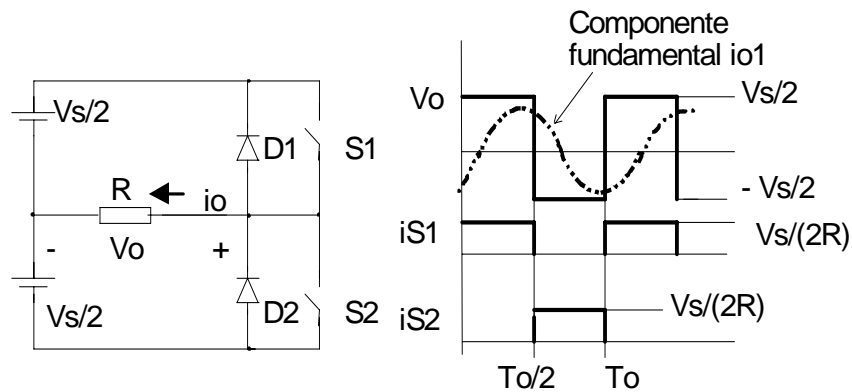
Veamos a continuación un resumen de dicha clasificación, en función de su naturaleza y funcionamiento:



Clasificaciones pueden realizarse desde el punto de vista de la aplicación, de los elementos semiconductores utilizados, del tipo de señal monofásica o trifásica alterna que proporcionen, o dependiendo del tipo de alimentación del inversor. Con este último criterio, podemos distinguir entre:



Con el fin de introducir el principio de funcionamiento de los inversores u onduladores autónomos, veamos a continuación un ejemplo sencillo, constituido por un inversor monofásico en configuración semipunte. El circuito y las formas de onda correspondientes se muestran a continuación.



El principio de funcionamiento se basa en la conducción de un interruptor durante un semiperíodo, instante durante el cual se le aplica a la carga una tensión igual a $V_s/2$, junto con la imposición de una conducción alternada y no simultánea de ambos interruptores. La tensión rms a la salida puede expresarse como :

$$V_{o_RMS} = \left(\frac{2}{T_o} \cdot \int_0^{T_o/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2}$$

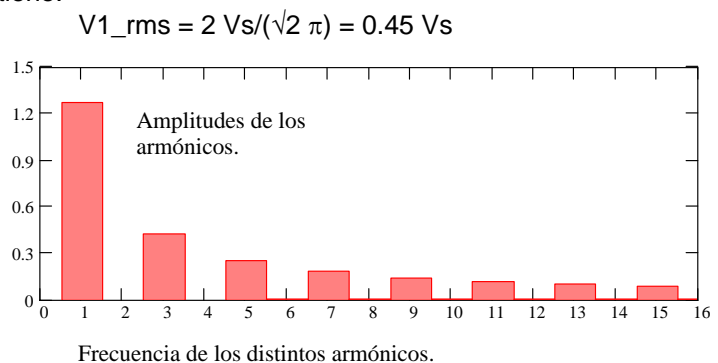
La tensión instantánea de salida puede ser expresada en términos de la serie de Fourier como :

donde $\omega=2\pi f_o$ es la frecuencia de la tensión de salida en radianes/seg. Sustituyendo $n=1$ en la ecuación anterior obtenemos el valor instantáneo de la componente fundamental, que calculando su valor rms se obtiene:

$$V_{1_rms} = 2 V_s / (\sqrt{2} \pi) = 0.45 V_s$$

$$v_o = \begin{cases} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2 \cdot V_s}{n \pi} \cdot \sin(n \omega t) \\ 0 \rightarrow n = 2,4,\dots \end{cases}$$

$$I(m) := \sqrt{(a_m)^2 + (b_m)^2}$$





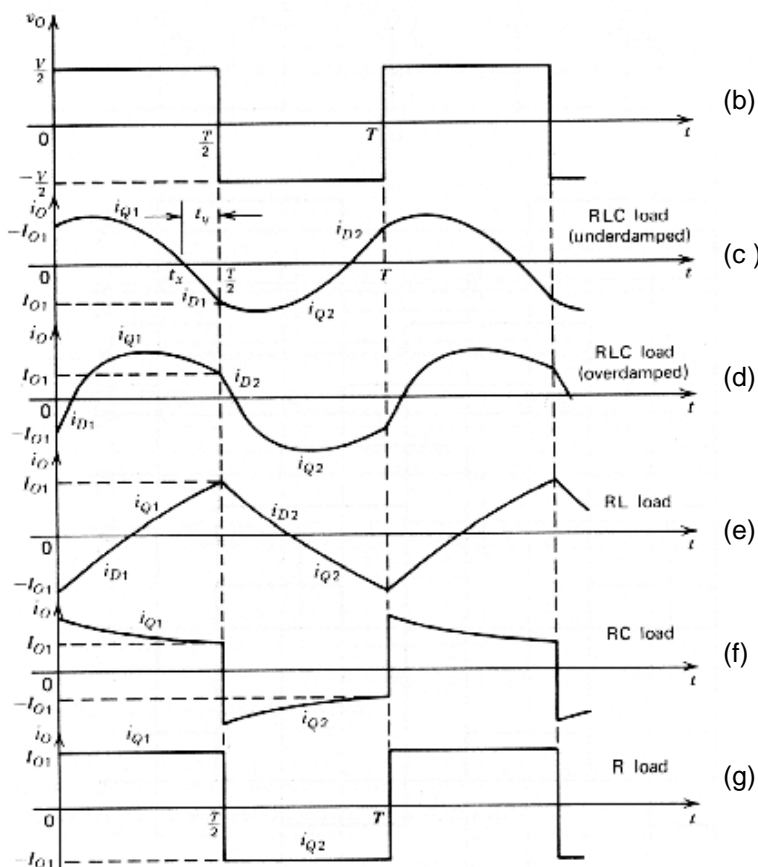
En general las cargas alternas de los inversores no suelen ser simplemente resistivas. Casi sin excepción, el factor de potencia en la carga no es la unidad, y en la mayoría de casos la potencia media que se transfiere a la carga corresponde únicamente a la frecuencia del fundamental, dado que las cargas dispondrán de su componente reactiva. De esta manera para una carga RL, la corriente instantánea i_o de la carga tendrá la siguiente expresión:

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2 \cdot V_s}{n\pi \cdot \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \cdot \sin(n\omega t - \theta_n) \quad \text{donde } \theta_n = \arctan(n\omega L / R)$$

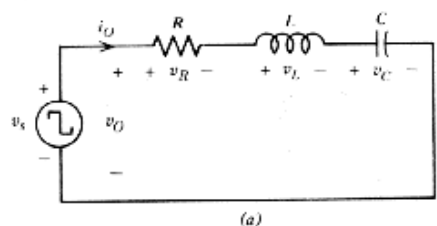
Si I_{o1} es la componente fundamental de la corriente de la carga, la potencia de salida será :

$$P_{o1} = V_1 \cdot I_{o1} \cdot \cos(\theta_1) = I_{o1}^2 \cdot R = \left[\frac{2 \cdot V_s}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \right]^2 \cdot R$$

En la mayoría de aplicaciones la potencia de salida debida a la corriente de la componente fundamental es la potencia útil, y la potencia debida a las corrientes armónicas es disipada en forma de calor. Veamos la respuesta de este inversor para el caso de una carga general constituida por un circuito RLC. Las ecuaciones del circuito son:



$$(b) \quad \begin{cases} \frac{E}{2} = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i \cdot dt \rightarrow \text{para } 0 \leq t \leq T_{on} \\ -\frac{E}{2} = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i \cdot dt \rightarrow \text{para } \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + T_{on} \end{cases}$$



Si tenemos una carga predominantemente inductiva la intensidad estará retrasada con respecto a la tensión y adelantada si este predominio es capacitivo, como podemos ver en la figura (d) y en la figura (c) respectivamente. En las figuras anteriores vemos que las formas de onda se aproximan tanto más a una senoide cuanto menor sea el factor de amortiguamiento $R \ll L$ y cuando la inductancia y la capacitancia estén próximas a la resonancia para: $\omega L \cong 1 / \omega C$

11.2.- Diferentes configuraciones de los Inversores.

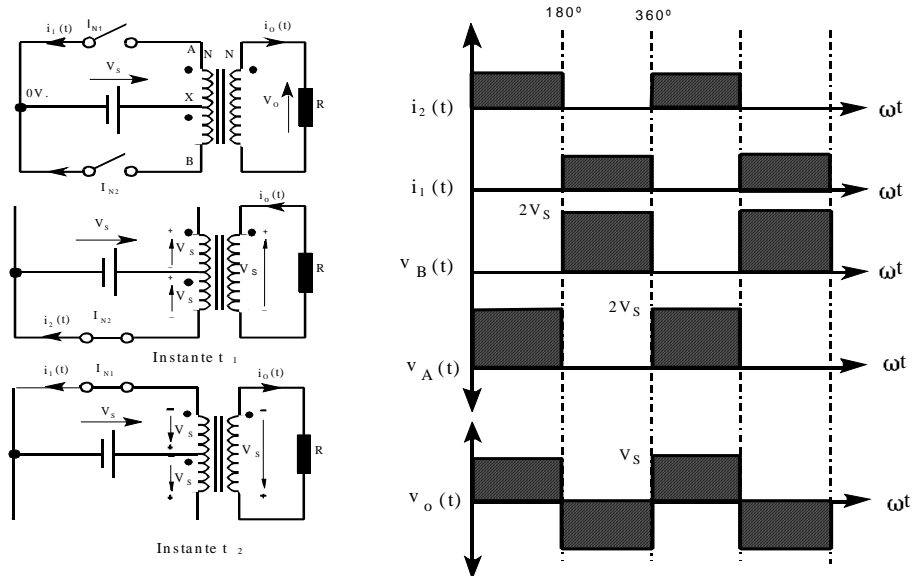
Cualquier inversor puede ser constituido por uno o varios voltajes de entrada de corriente continua, que por medio de un conjunto de interruptores pueden ser conectados a una carga mono o polifásica para obtener de manera alternada semiciclos positivos y negativos en la salida. Veamos a continuación la representación de las configuraciones básicas, distinguiendo entre configuraciones monofásicas y trifásicas.

Configuraciones Monofásicas:

- Estructura tipo Push-Pull (Transformador con toma intermedia):

En la figura siguiente se describe este circuito y las formas de onda de las variables más representativas:

La fuente de c.c está representada por una batería de tensión V_s . El polo positivo está permanentemente conectado a la toma media de un transformador que se considera ideal (intensidad magnetizante nula, resistencia de los devanados nula, inductancia de dispersión nula). El polo negativo de la batería, que se toma de referencia de tensiones para el circuito asociado al primario, se conecta alternativamente a los extremos A y B del primario mediante los interruptores $IN1$ e $IN2$.

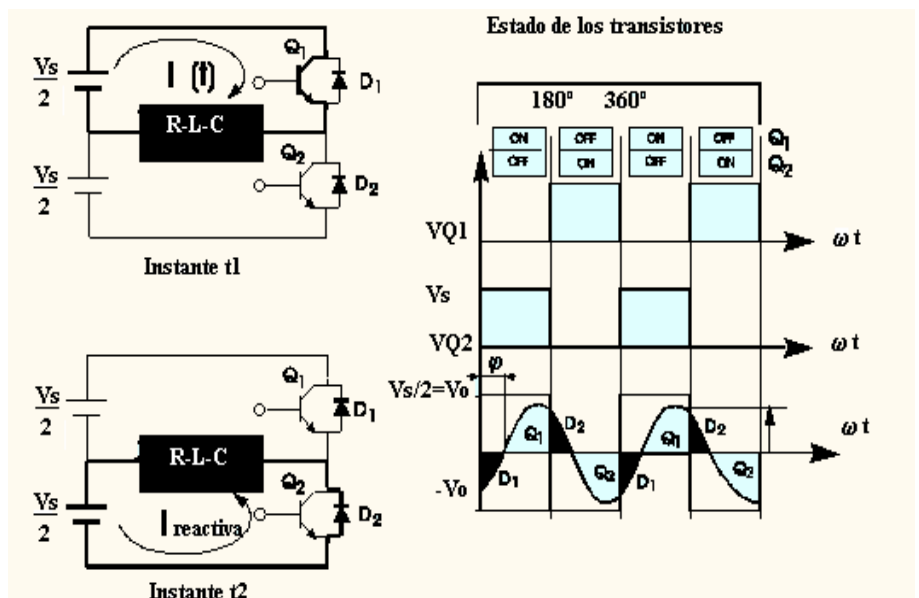


Los interruptores están sometidos a una tensión $2V_s$ cuando están en abierto. Los circuitos reales con transistores o tiristores someten por tanto a estos dispositivos a picos de tensión todavía mayores a $2V_s$ debido a las inevitables oscilaciones que tienen lugar en las conmutaciones. Por dicha razón esta configuración no es adecuada para trabajar con tensiones de alimentación altas. El transformador de toma media tiene un grado de utilización bajo en el primario y empeora bastante el rendimiento en los circuitos prácticos, por lo que no es aconsejable emplear esta configuración para potencias superiores a 10KVA. La tensión resultante en la salida es una onda cuadrada de amplitud V_s independiente de la intensidad para cualquier tipo de carga, cuya frecuencia está determinada por la velocidad de cierre y apertura de los interruptores, y en los circuitos prácticos por la frecuencia de los impulsos de excitación de los semiconductores. La intensidad de batería en este circuito es perfectamente continua e igual a V_s/R .

- Estructura tipo Semi-puente

En esta topología los interruptores soportaran V_s en lugar de $2V_s$, pero solo aplican $V_s/2$ al bobinado primario.

Durante los semiperíodos en que $Q1$ está excitado y saturado, la tensión en el extremo derecho de la carga es $+V_s/2$ respecto de la toma media de la batería, salvo caídas de tensión despreciables en el semiconductor. Durante los semiperíodos en que se excita $Q2$, la tensión en dicho extremo de la carga es $-V_s/2$. La tensión resultante en la carga es una onda cuadrada de amplitud $V_s/2$.



Esta configuración es más adecuada para tensiones altas de la fuente C.C. que la configuración con transformador de toma media, pero tiene el inconveniente de que la tensión



en la carga es sólo la mitad de la que hay en la batería.

Para realizar las ondas de intensidad de salida $i_o(t)$ se ha supuesto por simplicidad que la carga consiste en un circuito RLC que tiene una impedancia a los armónicos de la tensión de salida de forma que absorbe una intensidad $i_o(t)$ senoidal pura. El ángulo de retardo φ de dicha intensidad respecto a la componente fundamental de $v_o(t)$

Observando la evolución relativa de $v_o(t)$ e $i_o(t)$ se confirma la necesidad de disponer diodos en antiparalelo con los transistores que permitan la circulación de la intensidad reactiva.

Durante los intervalos de conducción de los diodos, la carga devuelve intensidad a la batería porque ésta absorbe intensidad por el terminal positivo de la mitad que opera en cada caso, (la intensidad tiende a circular en el mismo sentido que en el instante anterior).

El ángulo o período de conducción de los diodos coincide con el argumento φ de la impedancia de carga, siendo nulo para una carga con $\cos \varphi = 1$, en cuyo caso podrían eliminarse los diodos. El mayor período de conducción para los diodos y menor para los transistores se da con carga reactiva pura, tanto capacitiva como inductiva $\cos \varphi = 0$, ambos períodos son de 90° .

El valor medio de la intensidad conducida por cada transistor es:

$$I_{Q(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi} I_p \sin(\omega t) dt = \frac{I_p}{2\pi} [1 - \cos(\pi - \varphi)]$$

y la de cada diodo:

$$I_{D(AV)} = \frac{I_p}{2\pi} (1 - \cos \varphi) = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\varphi}^{\pi} I_p \sin(\omega t) dt$$

siendo I_p el valor de pico de la intensidad de salida.

La corriente media entregada al circuito por cada mitad de batería es igual a la que circula por los transistores menos la que circula por los diodos, es decir:

$$I_{S(AV)} = \frac{I_p}{2\pi} [\cos \varphi - \cos(\pi - \varphi)]$$

La tensión eficaz de salida viene dada por la siguiente expresión:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V_S^2}{4} dt} = \frac{V_S}{2}$$

La tensión instantánea de salida expresada en series de Fourier será:

$$v_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \dots$$

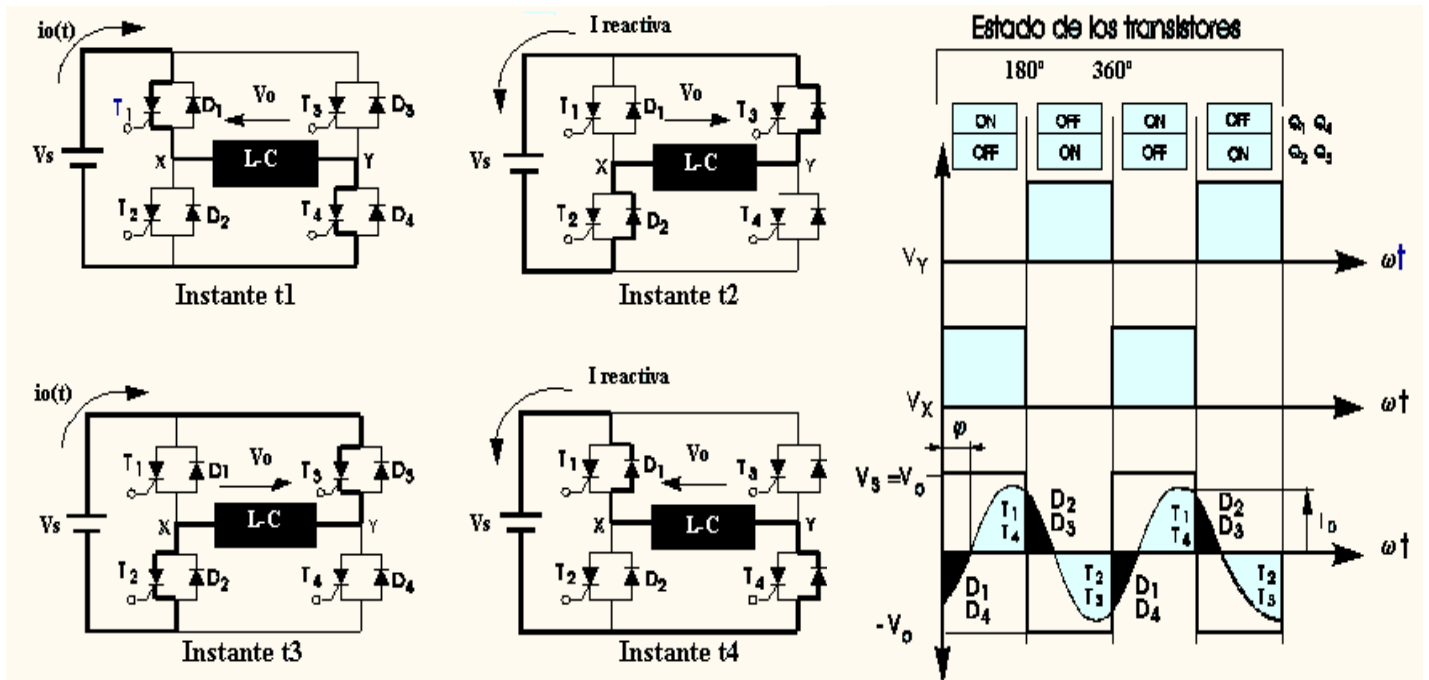
cuando la frecuencia de la tensión de salida en rad/seg., es $\omega = 2\pi f$. Para $n = 1$ tendremos un valor eficaz de la componente fundamental de:

$$V_{o1(RMS)} = \frac{2V_S}{\pi\sqrt{2}} = 0.45 V_S$$

- Estructura tipo Puente-completo.

En todos los inversores, si la carga es resistiva pura, la forma de onda de corriente es la misma que la de tensión, con la escala correspondiente. Sin embargo, cuando la carga dispone de componentes reactivas, la intensidad estará desfasada positiva o negativamente frente a la tensión. En los intervalos en los que la corriente y tensión no coincidan en signo, los interruptores se cortarían necesitando la

incorporación de diodos en antiparalelo, para posibilitar un conmutador bidireccional en corriente, tal como se muestra a continuación:



Manteniendo excitados T1 y T4 (instante t1), el extremo X de la carga queda conectado al polo positivo de la batería y el extremo Y al polo negativo, quedando la carga sometida a la tensión VS de la batería. Bloqueando T1 y T4 y excitando T2 y T3 (instante t3), la tensión en la carga se invierte. Haciendo esto de forma alternativa, la carga queda sometida a una tensión alterna cuadrada de amplitud igual a la tensión de la batería VS, lo cual supone una ventaja con respecto al inversor con batería de toma media. En contrapartida, aquí se necesitan el doble semiconductores que en dicha configuración.

Por otra parte la tensión eficaz de salida viene dada por:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^T V_s^2 dt} = V_s$$

La tensión instantánea de salida en serie de Fourier difiere de la que teníamos para un circuito inversor con batería de toma media en que ahora tenemos el doble de tensión en la salida y por tanto:

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

para n = 1 tenemos el valor de la tensión eficaz de la componente fundamental: $V_{o1(RMS)} = \frac{4V_s}{\pi\sqrt{2}} = 0.90V_s$

La intensidad instantánea de salida para una carga RLC será:

$$i_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi \sqrt{R^2 + \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)^2}} \text{sen}(n\omega t - \varphi_n)$$

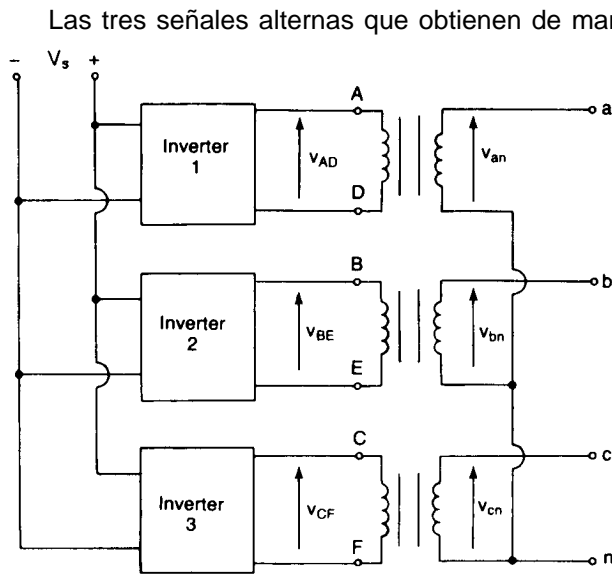
$$\varphi_n = \text{arctg} \frac{n\omega L - \frac{1}{n\omega C}}{R}$$

Configuraciones Trifásicas:

Los inversores trifásicos se utilizan en aplicaciones de mayor potencia, pudiendo estar formados por tres inversores monofásicos independientes conectados a la misma fuente, lo cual se

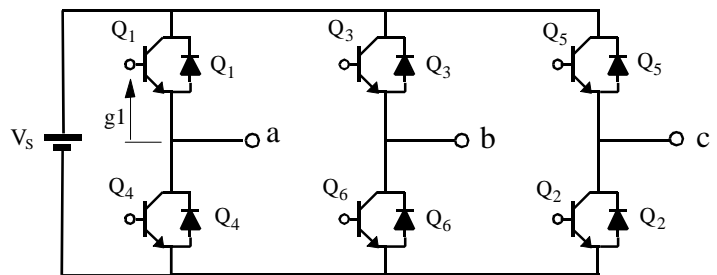
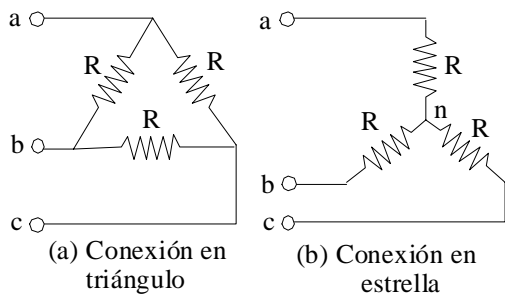


muestra en la siguiente figura. La única exigencia será el desfase de 120° de las señales de disparo de cada inversor con respecto a los demás, para conseguir una tensión equilibrada a la salida.



Las tres señales alternas que obtienen de manera independiente en cada inversor, pueden ser conectadas al primario de un transformador trifásico dejando la conexión de sus secundarios en configuración delta o estrella en función de la carga. Este montaje requiere tres transformadores monofásicos, doce transistores y doce diodos. Si las tensiones de salida de los inversores monofásicos no están perfectamente equilibradas en magnitud y fase, la salida del sistema estará descompensada

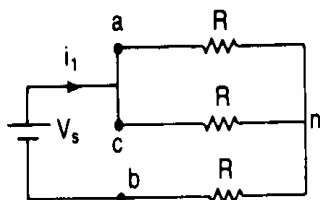
Se puede obtener otra configuración de inversor, en la que se reduzcan el número de semiconductores a utilizar, esta concepción se muestra a continuación.



El funcionamiento de este inversor trifásico se caracteriza por dos modos de funcionamiento distintos en función del intervalo de conducción de cada interruptor.

a).- **180° grados de conducción:**

Cada interruptor conduce 180°, de forma que siempre existirán tres transistores conduciendo simultáneamente. Las terminales a, b, c, estarán o conectados al borne positivo de la batería de entrada o al terminal negativo de la misma. De la secuencia de disparo (123,234,345,456,561,...) se obtendrán 6 intervalos de funcionamiento distintos, agrupados en 3 modos:



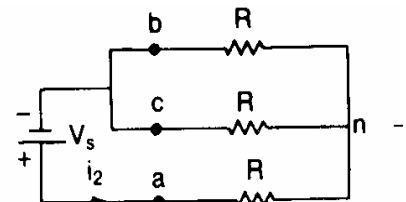
Mode 1

$$0 \leq \omega t \leq \pi/3 \Rightarrow R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3 \cdot R}{2}, i1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2 \cdot V_s}{3 \cdot R}$$

$$v_{an} = v_{cn} = i1 \cdot \frac{R}{2} = \frac{V_s}{3}, v_{bn} = -i1 \cdot R = \frac{-2 \cdot V_s}{3}$$

$$\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3 \Rightarrow R_{eq} = \frac{3 \cdot R}{2}, i2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2 \cdot V_s}{3 \cdot R}$$

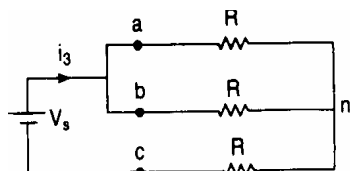
$$v_{bn} = v_{cn} = -i2 \cdot \frac{R}{2} = \frac{-V_s}{3}, v_{an} = i2 \cdot R = \frac{2 \cdot V_s}{3}$$



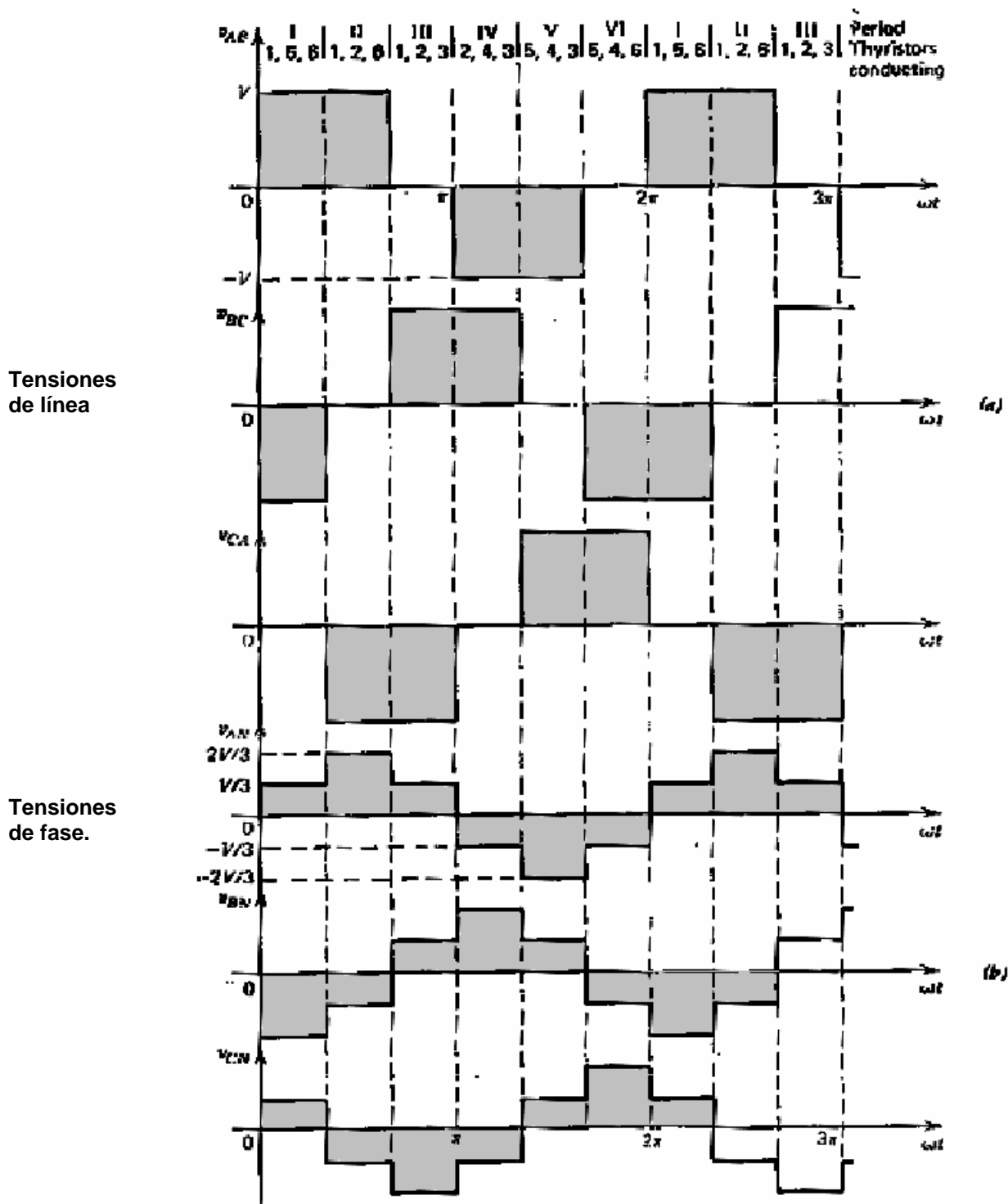
Mode 2

$$2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi \Rightarrow R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3 \cdot R}{2}, i3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2 \cdot V_s}{3 \cdot R}$$

$$v_{an} = v_{bn} = i3 \cdot \frac{R}{2} = \frac{V_s}{3}, v_{cn} = -i3 \cdot R = \frac{-2 \cdot V_s}{3}$$



Mode 3



Para caracterizar la calidad de la señal alterna obtenida podemos expresar la tensión entre dos

fases como :

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot V_s}{n \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n \cdot \left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right)$$

las demás tensiones se obtienen desfasando V_{ab} 120° y 240°



$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot V_s}{n \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n \cdot \left(wt - \frac{\pi}{2}\right)\right)$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot V_s}{n \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n \cdot \left(wt - \frac{7\pi}{6}\right)\right)$$

La tensión rms entre dos fases se puede expresar como:

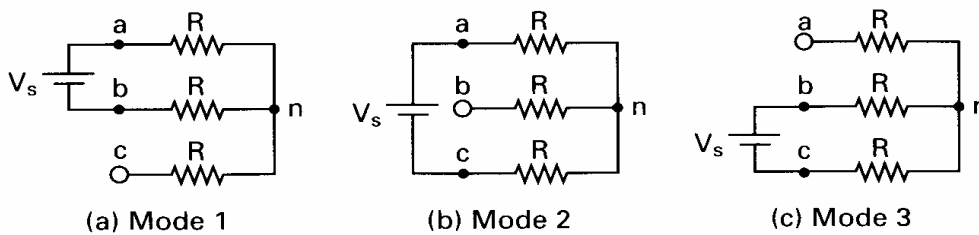
$$V_L = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi/3} V_s^2 d(wt)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s = 0.8165 \cdot V_s$$

así como la tensión rms para el armónico enésimo: $V_{Ln} = \frac{4V_s}{\sqrt{2} \cdot n\pi} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right)$

Dada la conexión de la carga en estrella el valor rms de la tensión de una fase a neutro (Vp) será $V_L/\sqrt{3} = 0.47V_s$.

a).- **120º grados de conducción:** Cada interruptor conduce 120º, de forma que siempre existirán dos transistores conduciendo simultáneamente. De la secuencia de disparo (12,23,34,45,56,61,...) se obtendrán 3 intervalos de funcionamiento distintos, en un semiciclo de la tensión de salida:

Veamos a continuación los intervalos de funcionamiento para cada caso:



$$0 \leq wt \leq \pi/3$$

$$V_{an} = \frac{V_s}{2}, V_{bn} = -\frac{V_s}{2}, V_{cn} = 0$$

$$2\pi/3 \leq wt \leq \pi$$

$$V_{bn} = \frac{V_s}{2}, V_{cn} = -\frac{V_s}{2}, V_{an} = 0$$

$$\pi/3 \leq wt \leq 2\pi/3$$

$$V_{an} = \frac{V_s}{2}, V_{cn} = -\frac{V_s}{2}, V_{bn} = 0$$

Las tensiones de fase a neutro pueden ser expresadas en serie de Fourier como:

$$V_{an} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2 \cdot V_s}{n \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n \cdot \left(wt + \frac{\pi}{6}\right)\right)$$

$$V_{bn} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2 \cdot V_s}{n \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n \cdot \left(wt - \frac{\pi}{2}\right)\right)$$

$$V_{cn} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2 \cdot V_s}{n \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n \cdot \left(wt - \frac{7\pi}{6}\right)\right)$$

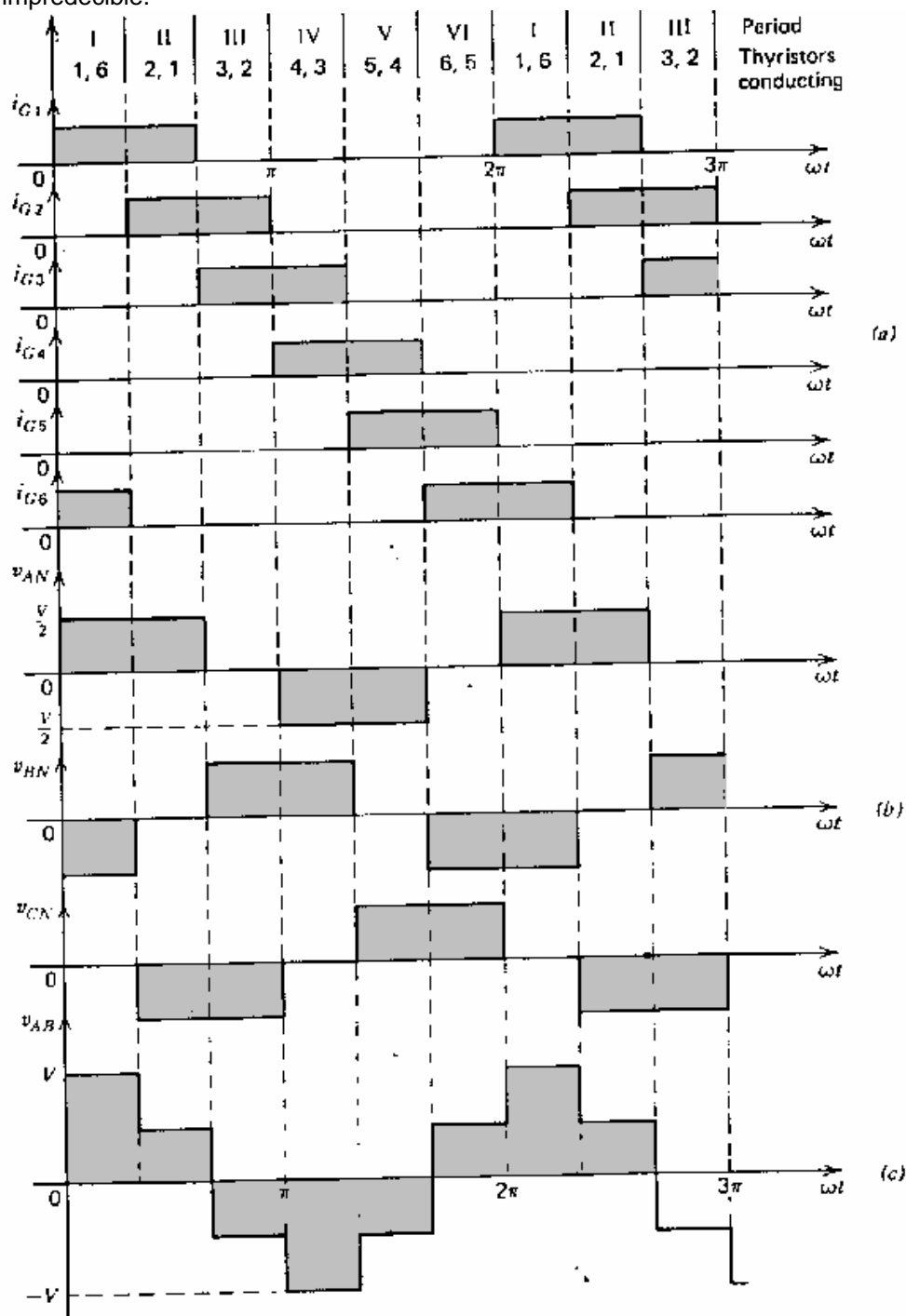
Siendo las tensiones entre fases $\sqrt{3}$ veces la de fase a neutro con un adelanto de 30º.

La tensión de línea es:

$$V_{ab} = \sqrt{3} V_{an}$$

con un adelanto de fase de 30º, por tanto, hay un retardo de $\pi/6$ entre el corte de Q1 y la conducción de Q4. De esta forma, se evita que la fuente de continua se cortocircuite al pasar de un modo de operación a otro.

Durante cada modo de operación uno de los tres terminales está abierto y los otros dos conectados a la fuente de continua. La tensión del terminal abierto dependerá de las características de la carga y es impredecible.



11.3.- Regulación de la tensión de salida.

En los esquemas estudiados que funcionan como fuente de tensión, la tensión de la salida depende de la batería de entrada de forma exclusiva.

En los circuitos reales existe una pérdida de tensión en los semiconductores y en el cableado que aumenta ligeramente con la carga. Esto es particularmente cierto en la configuración de transformador con toma media debido a la resistencia de los devanados.



Una exigencia de los inversores prácticos es la posibilidad de mantener constante el valor eficaz de la tensión de salida frente a las variaciones de la tensión de entrada y de la corriente de la carga, o incluso poder variar la tensión de salida entre unos márgenes más o menos amplios.

Las soluciones existentes para este último problema se pueden agrupar en tres procedimientos:

- **Control de la tensión continua de entrada:** El control de la tensión de las baterías que alimentan al inversor, proporcionara una forma directa de controlar el valor eficaz de la salida. Este tipo de inversor se denomina "variable dc-link Inverter".
- **Regulación interna en el propio inversor:** La tensión de las baterías de entrada es constante y la modulación PWM en la secuencia de conducción de los transistores, proporciona una cierta regulación de la tensión eficaz de salida y una reducción del contenido armónico, con ciertas restricciones dependiendo del tipo de modulación.
- **Regulación en la tensión de salida:** consiste en disponer de un autotransformador en la salida del inversor, controlado mecánicamente o electrónicamente mediante tiristores. Esta solución incorpora un retraso en la respuesta del sistema y un aumento del volumen si se necesita una tensión de salida elevada.

A continuación vamos a estudiar más detenidamente la variación de la tensión de salida por medio de la regulación interna del propio inversor. El método más eficiente para la regulación interna del inversor consiste en modular la anchura de los pulsos (PWM).

11.4.- Conformación y regulación de la salida mediante PWM.

Según se ha analizado en los apartados anteriores la conformación de la onda de salida de los inversores se realiza actuando sobre los interruptores, haciendo que conduzca o se corte con una frecuencia igual a la frecuencia deseada en la salida. Escoger un tipo u otro de modulación determinará el valor de la componente fundamental así como los valores de los diferentes armónicos. Además, en la mayoría de aplicaciones industriales, **se necesita un control de la tensión de salida** del inversor para hacer frente a las variaciones de la tensión dc de entrada, o para cumplir mantener constante la relación voltios/frecuencia.

La calidad del inversor se evalúa en términos de los siguientes parámetros :

Factor armónico (HF_n) de la *n*-ésima componente:
$$HF_n = \frac{V_n}{V_1}$$

Distorsión armónica total (THD):
$$THD: \frac{1}{V_1} \cdot \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2}$$

Factor de Distorsión (DF): El THD indica el contenido armónico total, pero no indica el nivel de cada uno de sus componentes. Así el factor de distorsión indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda particular después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden (es decir divididas por n^2). Por lo tanto, DF es una medida de la eficacia en la reducción de las componentes armónicas no deseadas, sin necesidad de especificar los valores de un filtro de carga de segundo orden, y se define como:

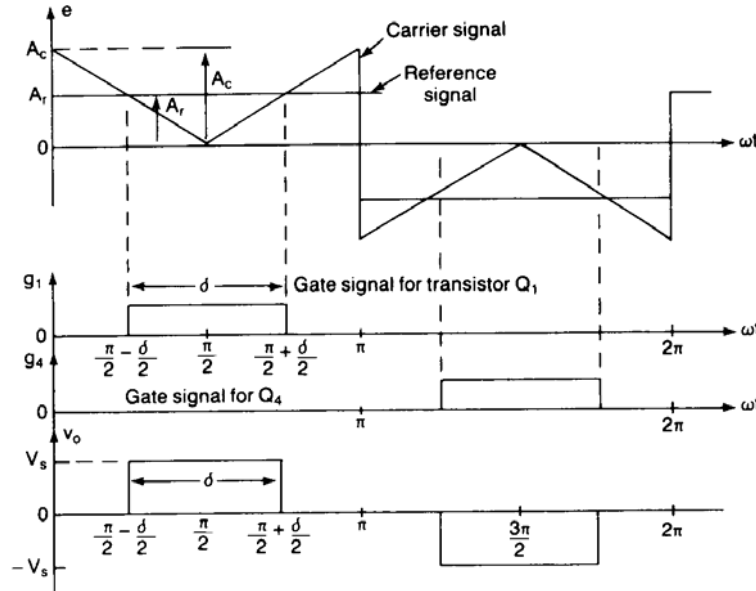
$$DF = \frac{1}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2}$$

siendo el factor de distorsión de una componente individual como:
$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 \cdot n^2}$$

Existen diversas técnicas para controlar la ganancia, una de las más eficientes se trata de la modulación de la anchura del pulso (PWM). Dentro de la técnica general PWM podemos destacar las siguientes modalidades:

1 Modulación de la anchura de un impulso por período (Single-pulse-width modulation).

En este tipo de modulación hay un único pulso por semiperiodo, de forma que variando la anchura de dicho pulso, se varía la tensión de salida del inversor. En la siguiente figura se muestra la generación de las señales de puerta de los transistores y la tensión de salida de un inversor en puente monofásico. Dicha generación de señales de puerta se obtiene por comparación de una onda rectangular (onda de referencia) de amplitud A_r con una onda triangular (portadora) de amplitud A_c . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la tensión de salida, y variando A_r desde 0 hasta A_c conseguimos variar la anchura del pulso desde 0° hasta 180° .



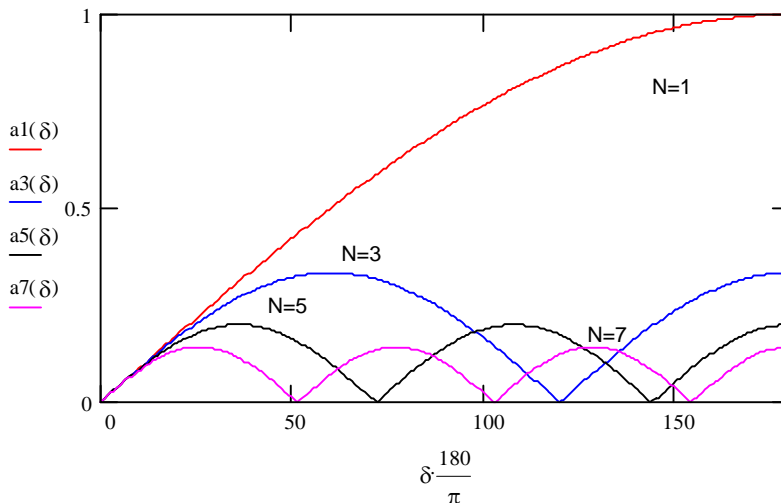
Se define el **índice de modulación $M = A_r/A_c$** . La señal de salida se puede caracterizar mediante la siguiente serie de Fourier:

$$V_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \cdot \text{sen} \frac{n\delta}{2} \cdot \text{sen}(n\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \text{sen}(n\omega t)$$

a partir de la cual se puede obtener los valores de los armónicos y de la distorsión, la cual se representa a continuación:

con un voltaje rms de salida igual a:

$$V_{0_RMS} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} E^2 \cdot d(\omega \cdot t) \right]^{1/2} = E \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

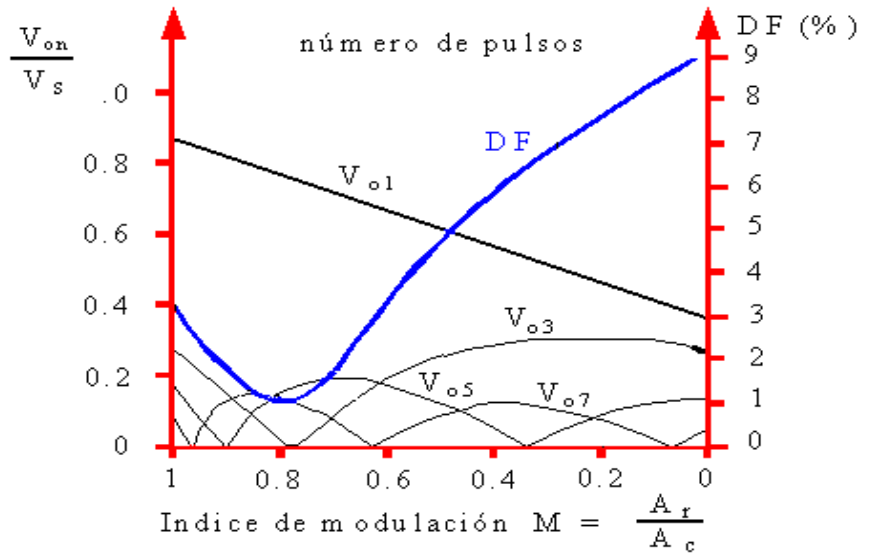


Tal como se observa en la figura, los armónicos bajos son de valor muy elevados, junto con una distribución muy irregular en función de la anchura de ese único pulso. Así para δ pequeños el contenido armónico aumenta.

Curvas del $\delta \cdot \frac{180}{\pi}$ contenido armónico de a_n/a_1 máx. Evolución de los armónicos.



En esta figura se observa que el armónico dominante es el tercero y el factor de distorsión aumenta significativamente para tensiones bajas de salida $A_r/A_c = 0$.



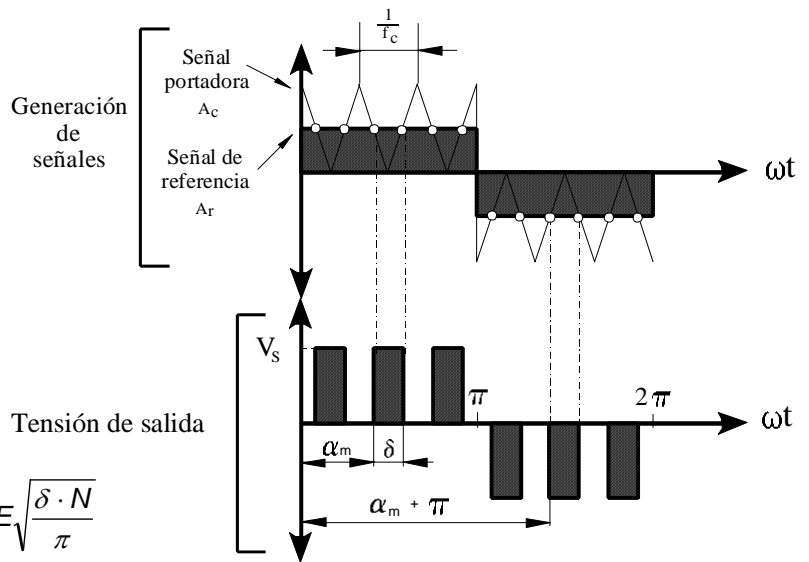
2 Modulación de la anchura de varios impulsos iguales por período (Multiple-pulse-width modulation).

El contenido armónico puede ser reducido utilizando múltiples pulsos cada semiperíodo. La generación de esos pulsos se puede ver en la siguiente figura, donde se compara una señal triangular con una referencia

La variación de la tensión de salida se logra variando la anchura de cada pulso δ entre cero y π/N , donde N es el número de pulsos por semiperíodo. La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la señal de salida del inversor, siendo la frecuencia f_c de la portadora quien determina el número de pulsos por semiperíodo. A este tipo de modulación también se le conoce como modulación uniforme de la anchura de pulso. El número de pulsos por cada semiperíodo se calcula como:

$$N = f_c / (2f_o) = Mf/2 = \text{entero.}$$

donde a Mf se le conoce como el **índice de modulación de frecuencia**. Las componentes del desarrollo en serie de Fourier que se obtienen se representan en la siguiente figura, para distintos números de pulsos.



con un voltaje rms de salida igual a: Tensión de salida

$$V_{0_RMS} = \left[\frac{2N}{2\pi} \int_{((\pi/N)-\delta)/2}^{((\pi/N)+\delta)/2} E^2 \cdot d(\omega \cdot t) \right]^{1/2} = E \sqrt{\frac{\delta \cdot N}{\pi}}$$

A medida que aumentamos el número de pulsos por ciclo cobran mayor importancia en amplitud los armónicos superiores, por lo que resulta mucho más fácil el filtrado posterior de la señal y obtener una onda senoidal lo más perfecta posible

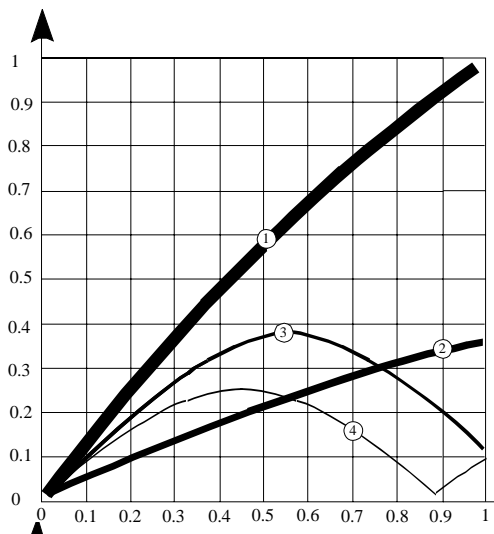
La tensión instantánea de salida en series de Fourier se expresa como:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5...}^{\infty} B_n \times \text{sen}(n\omega t)$$

donde el coeficiente B_n se determina al considerar un par de pulsos, tal que el

pulso positivo, de duración δ comienza para $\omega t = \alpha m$ y el pulso negativo de la misma anchura comienza para $\omega t = \alpha m + \pi$.

A medida que aumentamos el número de pulsos por ciclo cobran mayor importancia en amplitud los armónicos superiores, por lo que resulta mucho más fácil el filtrado posterior de la señal y obtener una onda senoidal lo más perfecta posible.



① $\frac{V_{01}}{4V_s/\pi}$

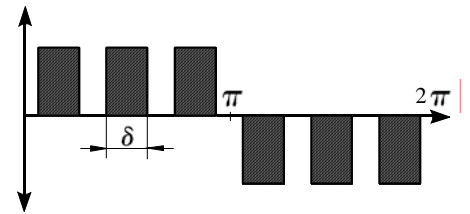
② $\frac{V_{03}}{4V_s/\pi}$

③ $\frac{V_{05}}{4V_s/\pi}$

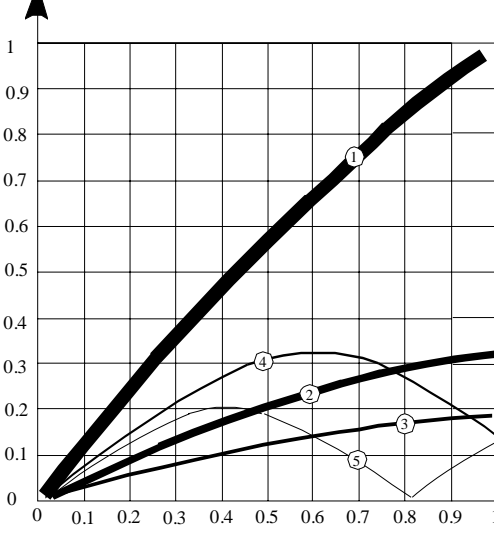
④ $\frac{V_{07}}{4V_s/\pi}$

$\frac{\delta}{\pi/3}$

En las gráficas de la siguiente figura se observa este efecto:



Tres pulsos por semiperíodo



① $\frac{V_{01}}{4V_s/\pi}$

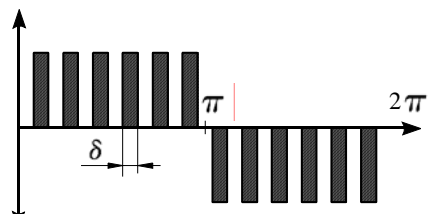
② $\frac{V_{03}}{4V_s/\pi}$

③ $\frac{V_{05}}{4V_s/\pi}$

④ $\frac{V_{11}}{4V_s/\pi}$

⑤ $\frac{V_{13}}{4V_s/\pi}$

$\frac{\delta}{\pi/6}$

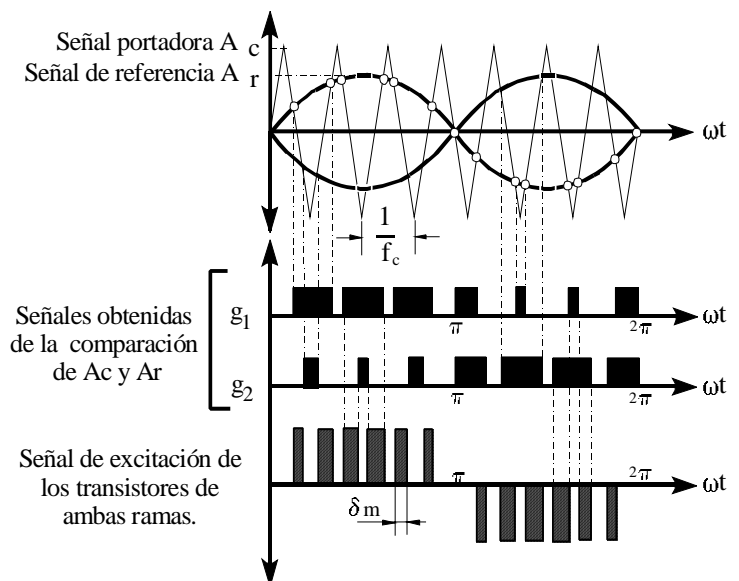


Seis pulsos por semiperíodo

3 Modulación senoidal de la anchura de impulso (Sinusoidal-pulse-width modulation).

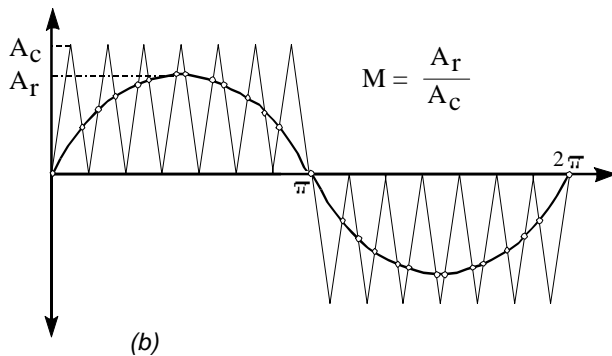
En lugar de mantener la anchura de los pulsos constante, se puede variar dicha anchura en proporción a la amplitud de una onda senoidal, reduciendo el factor de distorsión y los armónicos de bajo orden. Las señales de disparo son generadas, tal como se muestra a continuación:

La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de salida del inversor, y su amplitud (A_r) controla el índice de modulación M , y por tanto la tensión eficaz de salida. El número de





pulsos por semiciclo depende de la frecuencia de la portadora. La mismas señales de disparo se pueden obtener con una onda unidireccional triangular, tal como muestra la parte (b) de la figura.



En este tipo de modulación denominada **Unipolar**, cada rama del inversor es controlada de manera independiente comparando la onda triangular con $V_{control}$ y con $-V_{control}$.

También se puede obtener un sistema de modulación por impulsos tal que en cada semiperíodo. Sea positivo o negativo, se tenga alternativamente voltajes positivos o negativos, denominándose entonces modulación Bipolar.

Veamos la distribución de los armónicos para cada una de estas

modulaciones dentro de la versión senoidal.

Modulación Bipolar

Podemos observar que la anchura de cada pulso de la señal de excitación corresponde a los intervalos existentes entre los puntos de corte de la onda portadora y la de referencia, obteniéndose el doble de pulsos si utilizamos dos ondas senoidales en vez de una. δ_m es la anchura de un pulso p-ésimo que varía al modificar el índice de modulación y modificando éste se altera la tensión eficaz de salida, que vendrá dada por:

$$V_{o(RMS)} = V_s \sqrt{\sum_{p=1}^p \frac{\delta_m}{\pi}}$$

La tensión de pico de salida del fundamental para control PWM y SPWM viene dada aproximadamente por:

$$V_{o1} = d \times V_s \quad \text{para } 0 \leq d \leq 1$$

para $d = 1$, la ecuación anterior tiene la máxima amplitud de pico de la tensión de salida del fundamental: $V_{o1}(\text{máx}) = V_s$. Pero de la ecuación:

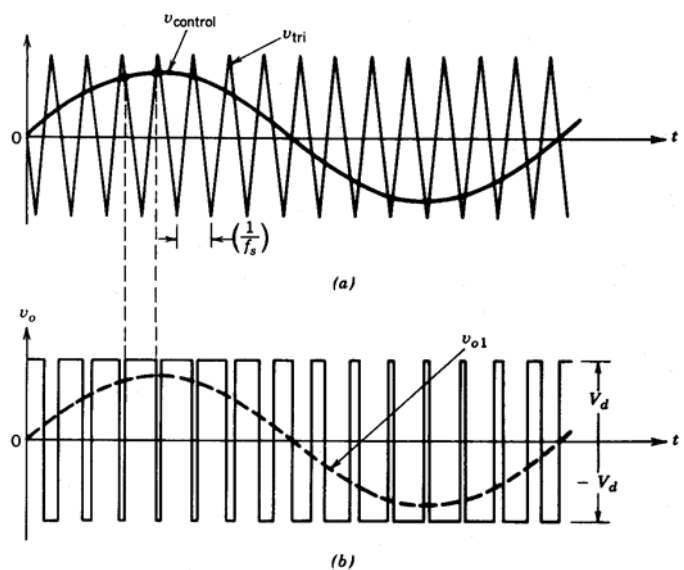
$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \times V_s}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad \text{tenemos un máximo de: } \frac{4 \times V_s}{\pi} = 1.278 V_s$$

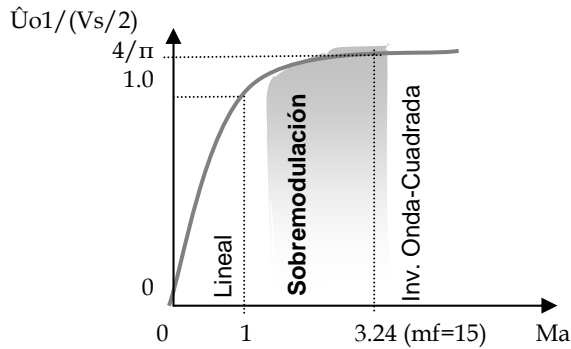
para una onda de salida cuadrada.

De esta forma variando el índice de modulación de amplitud $ma = V_{control}/V_{triangular}$, para una tensión de alimentación constante se puede modificar la tensión a la salida del inversor. Sin embargo dependiendo del índice de modulación, la distribución de los armónicos en la salida es distinta. Así para

ma ≤ 1 los armónicos se sitúan a alta frecuencia alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos.

ma > 1 se produce un efecto conocido por el nombre de **sobremodulación**, que tiene por resultado un aumento en el contenido armónico. De hecho para este caso, la amplitud de la componente de frecuencia fundamental no varía linealmente con ma .





si $V_{control} = \hat{V}_c \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t)$ donde $\hat{V}_c \leq \hat{V}_{triangular}$

$$(V_O)_1 = \frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{triangular}} \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t) \cdot \frac{V_s}{2} =$$

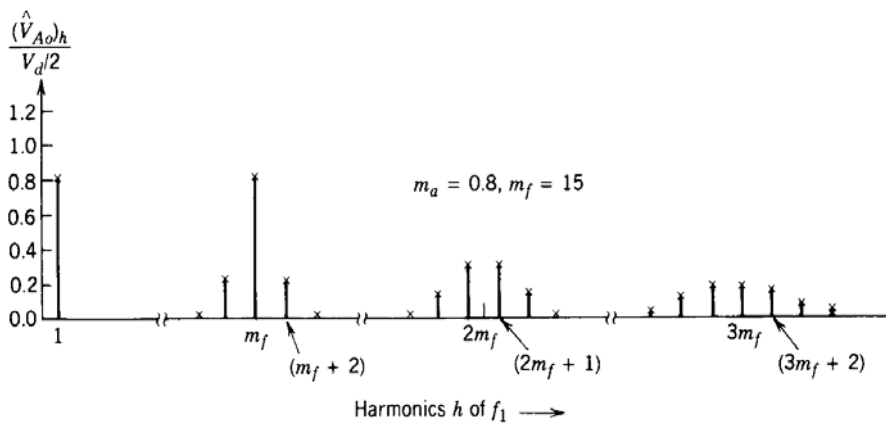
$$= M_a \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t) \cdot \frac{V_s}{2} \Rightarrow (V_O)_1 = M_a \cdot \frac{V_s}{2}$$

La sobremodulación se emplea básicamente para operar con ondas cuadradas e inyecta más armónicos que el modo de operación en el rango lineal (para $d \leq 1$), por esto, la sobremodulación es normalmente evitada en aplicaciones que requieren una distorsión baja.

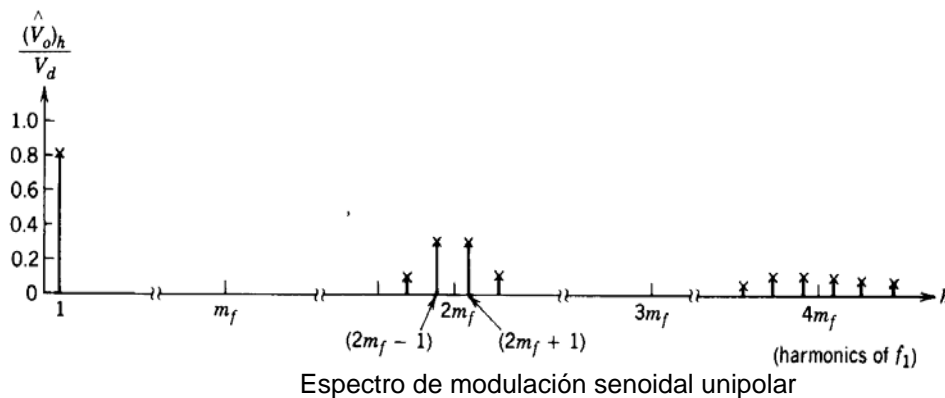
En cuanto al índice de **modulación de frecuencia** $mf = f_{conmutación} / f_1$, define a la frecuencia a la cual aparecen los armónicos. En cuanto a su selección, dado que es más fácil filtrar armónicos de alta frecuencia, cuanto mayor sea mf más pequeño será el filtro necesario a la salida del inversor. Realmente el máximo valor de mf está determinado por la máxima frecuencia de conmutación que permita unas pérdidas aceptables. La otra exigencia es diseñar **una valor de mf entero, múltiplo de f_1** , de manera que se eviten sub-armónicos, a este tipo de modulación se le denomina **síncrona**.

Si **mf es impar**, se puede demostrar como en la serie de fourier de la tensión de salida aparecen únicamente armónicos de orden impar, apareciendo armónicos pares e impares, junto con un nivel de continua **si mf es par**.

El espectro de armónicos de ambas modulaciones senoidales se muestra a continuación:



Espectro de modulación senoidal bipolar



Espectro de modulación senoidal unipolar

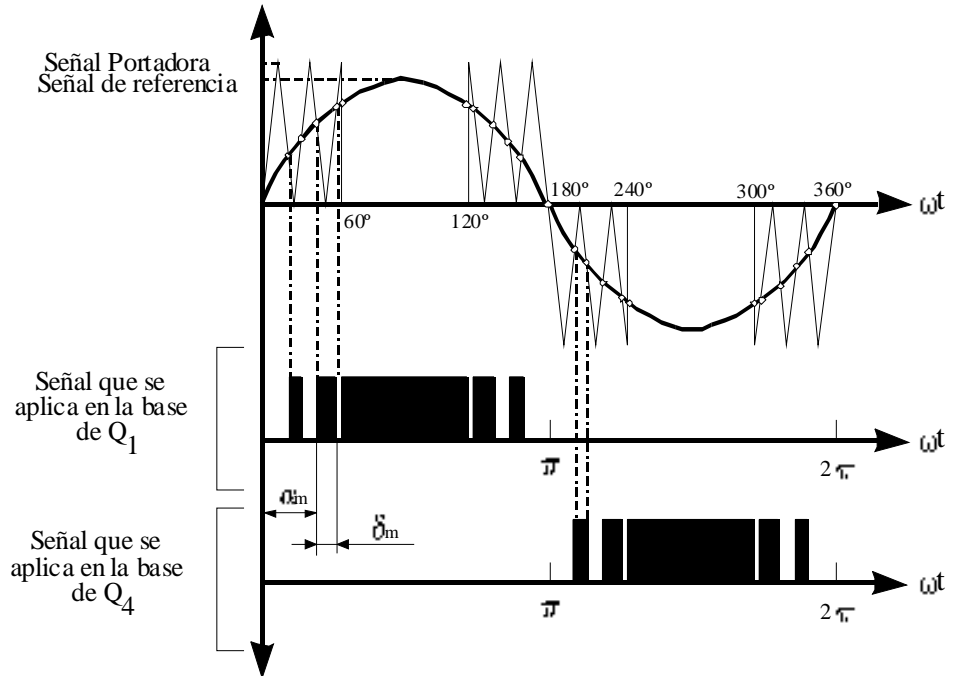
4 Modulación Senoidal Modificada



De la modulación senoidal se puede deducir que variando el índice de modulación la anchura de los pulsos no varían significativamente. Para solventar este problema se utiliza la técnica de modulación en anchura de pulsos senoidal modificada (MSPWM).

Esta técnica aplica la onda portadora durante los primeros y últimos 60° de cada semiciclo. En la figura siguiente se esquematiza este tipo de control con un ejemplo en que la señal portadora (triangular) se aplica a los intervalos (0°, 60°) y (120°, 180°), obteniendo un pulso central de mayor anchura.

Este tipo de modulación aumenta la componente fundamental y las características armónicas son mejoradas con respecto a la técnica anterior. También reduce el número de conmutaciones del circuito de potencia y por lo tanto, las pérdidas por disparo son menores.

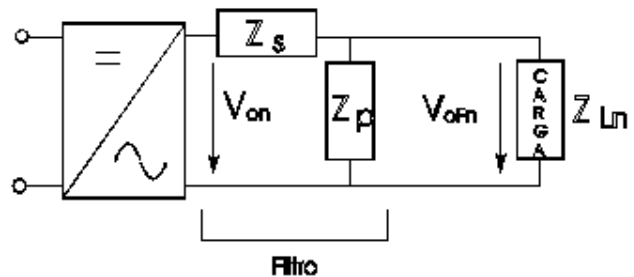


11.5.- Reducción del contenido armónico.

Reducir el contenido armónico del puerto alterno de tensión o corriente es una de las tareas más complejas en el diseño de los convertidores dc-ac. Los armónicos no sólo reducen el factor de potencia del lado de alterna, sino también aumentan las interferencias con el propio convertidor, o con equipos situados en el entorno. Además si el inversor alimenta una carga electromecánica, tal como un motor de alterna, el contenido en armónicos de la forma de alterna que alimentan al motor provocan resonancias mecánicas causando ruido acústico.

En una primera aproximación, cabría pensar que un filtro pasa baja (**reducción pasiva**) podría eliminar el problema de los armónicos, sin embargo, no será demasiado efectivo cuando se aplica al inversor, la razón estriba en la relación entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia de la entrada o de la salida es finita en un convertidor dc-ac. Por tanto en un inversor el tamaño y la efectividad de los elementos del filtro están determinados por factores tales como la cantidad de atenuación o el desplazamiento de fase tolerado.

Cuando se requiere reducir la distorsión armónica de la tensión de salida de un inversor de frecuencia fija o poco variable, se dispone un filtro a la salida que permite el paso de la onda fundamental y se lo impide a los armónicos. Casi todos los filtros empleados para este propósito tienen configuración en L y en la siguiente se presenta el esquema general:



La rama serie debe tener una baja impedancia a la frecuencia del fundamental para que no haya pérdidas de tensión y una alta impedancia a la frecuencia de los armónicos que se quieren eliminar. La

rama paralelo debe comportarse de forma opuesta para no cargar al inversor con una intensidad de frecuencia igual a la del fundamental y para cortocircuitarse a la frecuencia de los demás armónicos.

Se llama atenuación del filtro para una determinada frecuencia, a la relación entre la tensión de salida y la de entrada a dicha frecuencia. Llamando Z_{sn} y Z_{pn} a la impedancia de las ramas series y paralelo. Para el armónico de orden n y para funcionamiento en vacío se tiene:

$$A = \frac{V_{o_fn}}{V_{0_n}} = \frac{Z_{Pn}}{Z_{Sn} + Z_{Pn}}$$

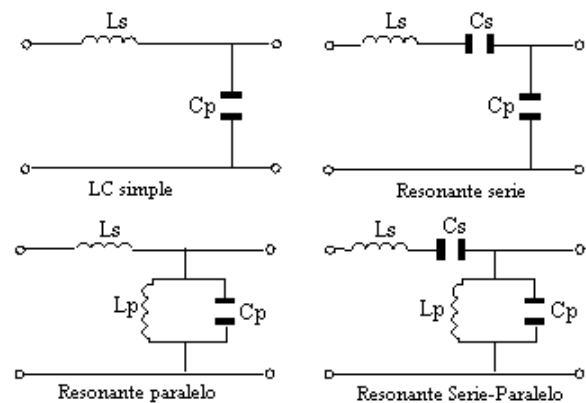
Z_{sn} y Z_{pn} dependen de la frecuencia considerada y por tanto, al igual que la atenuación, suele ser mayor para frecuencias más elevadas debido al comportamiento inductivo de Z_{sn} y capacitivo de Z_{pn} .

En caso de tener una cierta carga de impedancia Z_{Ln} , la atenuación mejora porque la impedancia paralelo Z'_{pn} a considerar sería equivalente de Z_{pn} y Z_{Ln} (y siempre menor que la impedancia Z_{pn}):

$$Z'_{P-n} = \frac{Z_{Pn} \cdot Z_{Ln}}{Z_{Pn} + Z_{Ln}}$$

En la siguiente figura se presentan algunos de los filtros en L más utilizados. Los que tienen en la rama serie una sola bobina tienen el inconveniente de que se pierde en ella tensión de la frecuencia fundamental. Los que en la rama paralelo tienen un condensador sólo tienen el inconveniente de que se deriva por él una parte de la intensidad de la frecuencia fundamental.

Ambos inconvenientes se pueden eliminar en los inversores de frecuencia fija utilizando ramas resonantes sincronizadas con la frecuencia fundamental de forma que a dicha frecuencia:



$$\omega_1 \cdot L_s = \frac{1}{\omega_1 \cdot C_s} ; \quad \omega_1 \cdot L_p = \frac{1}{\omega_1 \cdot C_p} \quad \Rightarrow \quad Z_{S1} = 0 \quad \text{y} \quad Z_{P1} = \infty$$

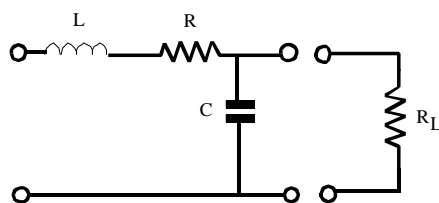
y por tanto, la caída de tensión en la rama serie es nula y el consumo de intensidad en la paralela también lo es.

La atenuación de un filtro de este tipo para un armónico de orden n puede deducirse sustituyendo en la ecuación de la atenuación las expresiones de Z_{sn} y Z_{pn} para la frecuencia $n\omega_1$ y resulta:

$$A = \frac{1}{1 - \left(n - \frac{1}{n}\right)^2 \frac{C_p}{C_s}}$$

Diseño de un filtro de TENSIÓN.

Para diseñar un filtro de tensión a la salida de un inversor y para el caso genérico de que R_L sea mucho mayor que R hacemos las siguientes consideraciones:



- La ganancia $G \approx 1$.
- La pulsación de esquina ω_n toma el valor:

$$\omega_n \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

- Para el factor de amortiguamiento ε tomamos:

$$\varepsilon \approx \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

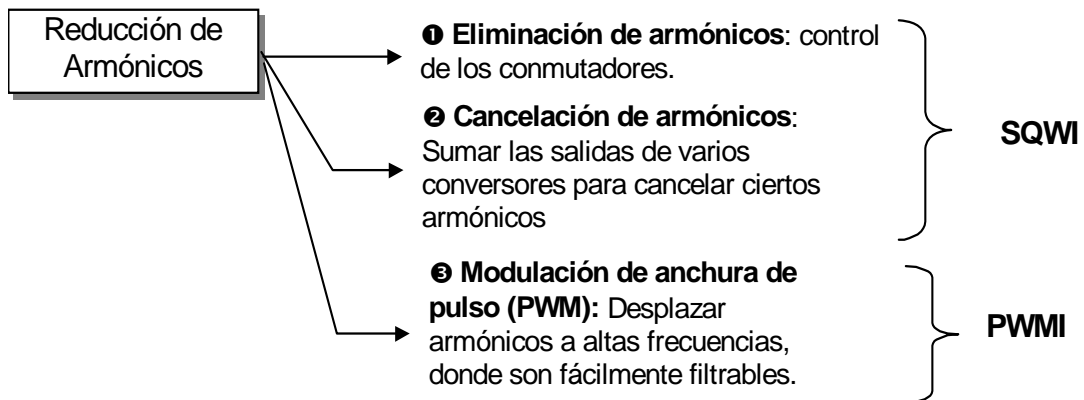
- La definición de estos parámetros también puede hacerse teniendo en cuenta lo siguiente:
 - a) R_L/R suele ser mayor que diez.
 - b) R suele tener un valor pequeño, el suficiente para que $0.4 < \varepsilon < 0.7$.
 - c) Cuando R_L disminuye ocurre que:



- G disminuye (se atenúa el armónico principal).
- ωn aumenta (disminuye la atenuación de los armónicos de alta frecuencia no deseados).
- ε aumenta (el sistema se hace más amortiguado, más estable, pero atenúa la magnitud del armónico principal).
- La frecuencia de esquina viene determinada por $\omega n = 1/T$, $f = \omega n/2\pi$.

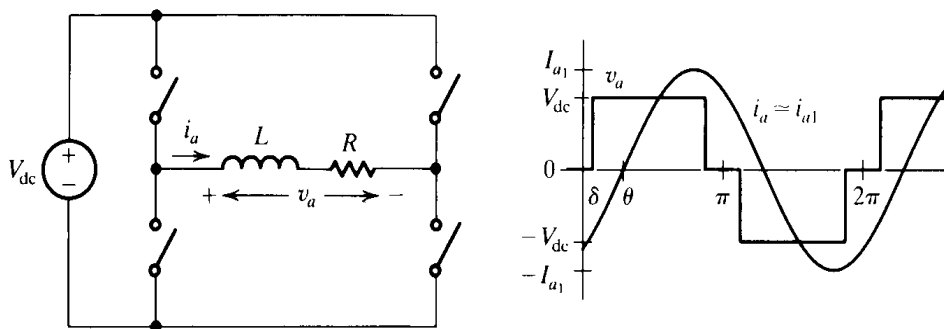
Otra forma de proceder, consiste en actuar sobre los interruptores del inversor para realizar una reducción del contenido armónico de forma activa.

Dicha **reducción activa** del contenido armónico puede realizarse de varias maneras, las cuales se resumen a continuación:



11.5.1.- Eliminación de armónicos.

Consideremos un inversor monofásico con configuración en puente completo y con una carga formada por una inductancia en serie con una resistencia. Veamos en la siguiente figura el inversor mencionado y las formas de onda a la salida.



$$V_{a_rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\delta}^{\pi-\delta} V_{dc}^2 \cdot d(\omega t)} = V_{dc} \cdot \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \delta}{\pi}}$$

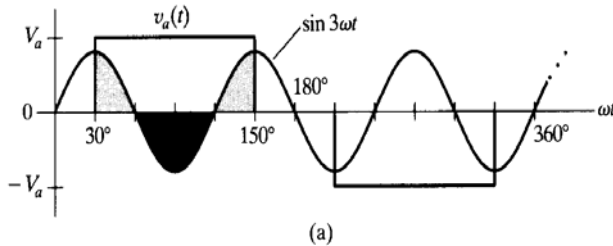
Tal como se muestra en la figura anterior, este inversor proporciona tres estados distintos a la salida. Una ventaja del control de δ en el convertidor anterior, reside en que mediante una buena selección de δ , se puede eliminar el tercer armónico. Y dado que el tamaño de los elementos del filtro dependen de la frecuencia inferior que debe ser eliminada, la eliminación del tercer armónico, representa que el armónico inferior presente en V_a es el quinto.

En el convertidor anterior, podemos calcular la amplitud del tercer armónico, resultando:

$$V_{a3} = \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin(3\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{4 \cdot V_{dc}}{3 \cdot \pi} \cdot \cos(3\delta)$$

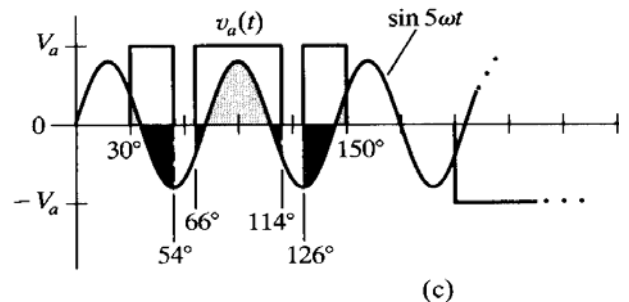
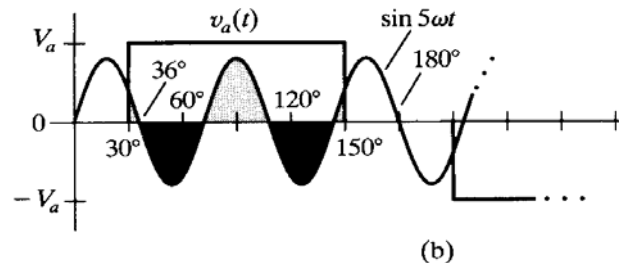
Por tanto se puede eliminar el tercer armónico si seleccionamos un $\delta = \pi/6$. En realidad, todos los armónicos de orden $3n$ son eliminados, denominándose la forma de onda: libre de los triple-n armónicos. El único inconveniente es la no utilización de δ como parámetro de control de la potencia entregada.

Veamos a continuación un ejemplo concreto de eliminación del tercer y quinto armónico.



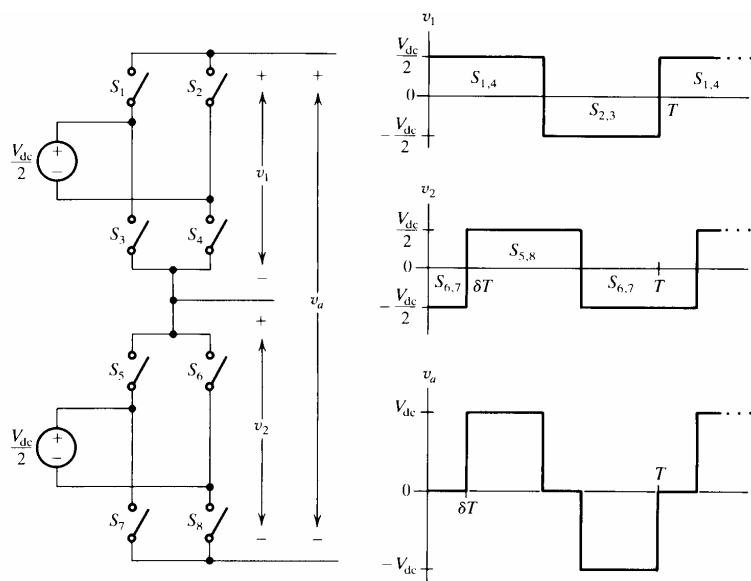
Además en la parte (b) de la figura se ha superpuesto la componente del quinto armónico. Ahora debemos modificar la tensión $v_a(t)$ para que durante un semiciclo, las áreas positivas y negativas de ese quinto armónico se igualen. El resultado se muestra en la parte (c) de la figura, donde se ha eliminado la tensión en la carga dos veces en un semiperíodo, con una duración de 12° .

En esta figura parte (a) se muestra la forma de onda del inversor en puente completo superpuesta con la componente senoidal del tercer armónico. Tal como se expuso anteriormente, si $\delta = \pi/6$, el tercer armónico se cancela, lo cual se observa en la figura pues las áreas positivas y negativas son iguales.



11.5.2.- Cancelación de armónicos.

Se trata de obtener otra forma de cancelar armónicos, la cual se puede intuir sin más que pensar que la forma de onda V_a del inversor en puente completo se puede obtener a partir de dos formas de onda de amplitud $V_{dc}/2$ desplazadas 60 grados una respecto de la otra.

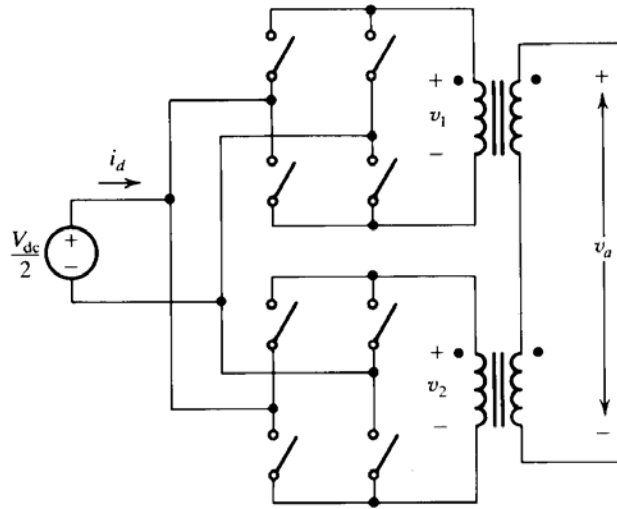
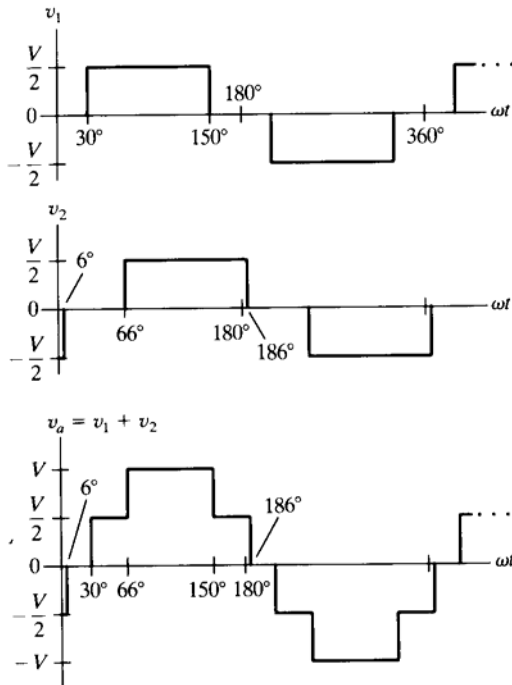


Aunque con esta configuración se duplica el número de conmutadores en relación al inversor en puente completo, cada uno de estos conmutadores sólo debe de soportar una tensión de bloqueo igual a $V_{dc}/2$. La implementación práctica de esta disposición no es muy realista a causa de las dos fuentes de

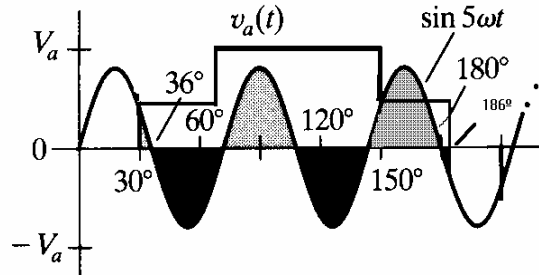


tensión de entrada aisladas. Por tanto se podría realizar una conexión a partir de una sola fuente de tensión, pero añadiendo un transformador en la parte de alterna con los secundarios en serie, tal como se muestra a continuación.

Un ejemplo de este tipo de cancelación, para el tercer y quinto



armónico, se logra inicialmente haciendo que v_1 y v_2 estén libres del tercer armónico, para posteriormente crear una combinación lineal de ellas ($v_a = v_1 + v_2$), que logren la eliminación del quinto armónico.



de los ser las

Las técnicas de eliminación de armónicos son apropiadas sólo para tensiones salida constantes, incrementando el orden de armónicos y reduciendo el valor del filtro de salida. De cualquier modo, esta ventaja puede limitada por el aumento de pérdidas del circuito de potencia así como el aumento de pérdidas magnéticas del transformador debido a los armónicos de alta frecuencia.

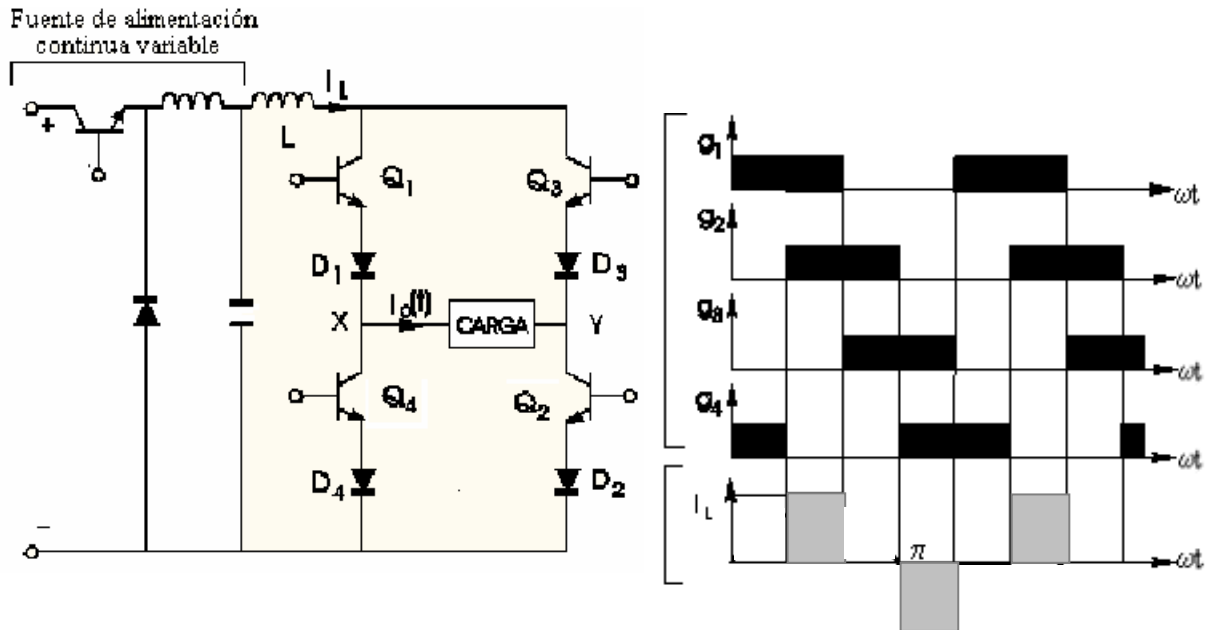
11.6.- Inversores alimentados por Corriente (CSI).

En este tipo de inversores la alimentación consiste en una fuente de corriente, de forma que la corriente de salida se mantiene constante independientemente de la carga, siendo la tensión de la salida la que se vea forzada a cambiar.

En los inversores vistos hasta ahora los circuitos de potencia se comportaban frente a la carga como una fuente de tensión que, al menos teóricamente, no cambia la forma de onda de la tensión de salida ni su valor al variar la carga y sí lo hace la intensidad de salida fluctuando de positivo a negativo y viceversa. Por el contrario, en el circuito inversor como fuente de intensidad no existe este efecto ya que tiene como entrada una fuente de este tipo y la intensidad de salida se mantiene constante independientemente de la carga, siendo la tensión la forzada a cambiar.

Dado que la corriente se ve obligada a fluir de forma continua por la carga, siempre existirán dos transistores en conducción, tal como se muestra en la siguiente figura, donde la secuencia de disparo es igual a : 12,23,34,41.

En la figura siguiente, se muestra un inversor monofásico de este tipo en donde la bobina L debe tener un valor muy alto para que la intensidad se mantenga constante, siendo los diodos D1, D2, D3 y D4, dispuestos en serie con los transistores, utilizados para bloquear las tensiones inversas en los transistores.



En este tipo de inversores, se pueden aplicar las mismas técnicas de modulación, para reducir el contenido armónico, que las mostradas para los inversores alimentados por corriente.

Disponen de ciertas ventajas, en relación a la alimentación con fuente de corriente, tales como la gran protección ante cortocircuitos en la carga, así como la limitación de las corrientes de pico en los interruptores. Como mayor inconveniente, se puede mencionar la existencia de una inductancia de valor elevado, para simular la fuente de corriente, proporcionando una respuesta dinámica lenta, a demás de la necesidad de redes de snubber en los conmutadores, para soportar las sobretensiones ocasionadas por los cambios bruscos de la corriente en los interruptores.

11.7.- Aplicaciones.

Actualmente existen multitud de aplicaciones para los convertidores DC/AC. Entre ellas puede citarse el control de motores de corriente alterna, donde se hace necesario un rectificador controlado para convertir a continua la señal alterna y regular la potencia entregada al motor, para después volver a ondular la señal mediante un inversor. Otro ejemplo de aplicación de los inversores u onduladores es el de la recuperación de la energía rotórica de un motor donde, mediante escobillas se recoge la energía que se pierde por rozamiento en el rotor de éste y, a través de un inversor, se convierte a la tensión y frecuencia necesarias para devolverla a la red.

Sin embargo, la aplicación que se han considerado como más generalizadas en la actualidad son los **sistemas de alimentación ininterrumpida de C.A.**, siendo los sistemas que describiremos a continuación, dejando las demás aplicaciones para un tema específico.

11.7.1.- Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (SAI).

Los sistemas de alimentación ininterrumpida aseguran la alimentación de una carga en cualquier instante, independientemente de los fallos o perturbaciones de la tensión de entrada al sistema. Las principales características son el funcionamiento ininterrumpido, baja distorsión armónica, mantenimiento de los rangos de tensión de salida con o sin carga, ante fluctuaciones de la línea alterna o ante cambio en la frecuencia de la red.

Un SAI está compuesto de los siguientes bloques:

1. Un sistema de almacenamiento de energía (baterías.)
2. Un rectificador para recargar la energía de las baterías.
3. Un inversor, alimentado desde DC, para proporcionar la tensión AC regulada en la salida.



4. Un interruptor automático, para conectar la carga con el inversor o con la entrada de tensión.

Existen diversas topologías y configuraciones. Las principales son los SAI on-line, donde el inversor proporciona potencia a la carga de manera continua, y los SAI off-line, donde la fuente primaria de entrada es quien proporciona normalmente la potencia a la carga. Veamos a continuación sus diagramas de bloques:

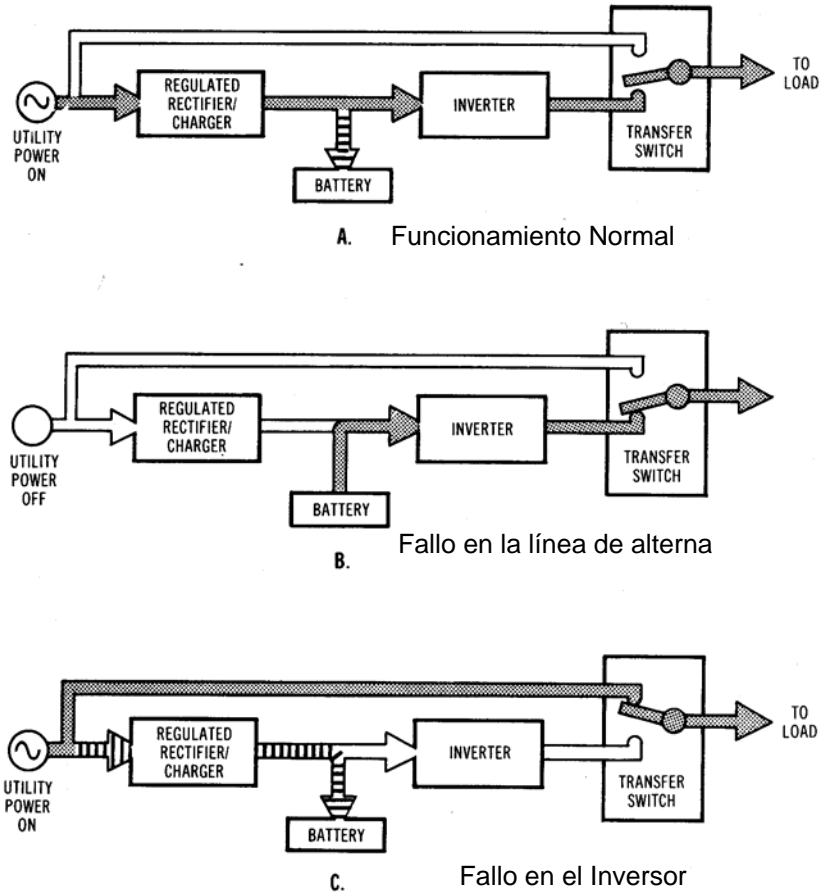


Fig. 18.1. An on-line UPS.

En condiciones donde la fuente primaria de tensión AC es limpia y no está sujeta a transitorios o perturbaciones, se puede utilizar un SAI off-line para alimentar la carga crítica con una reducción global de coste, dado que el circuito inversor puede reducir sus exigencias de calidad.

En la figura siguiente se muestra un sistema de alimentación completo de tres ramas con un interruptor estático en cada una de ellas para aislarlas cuando una de ellas falla y que de esta forma no se vea perturbada la alimentación de la carga.

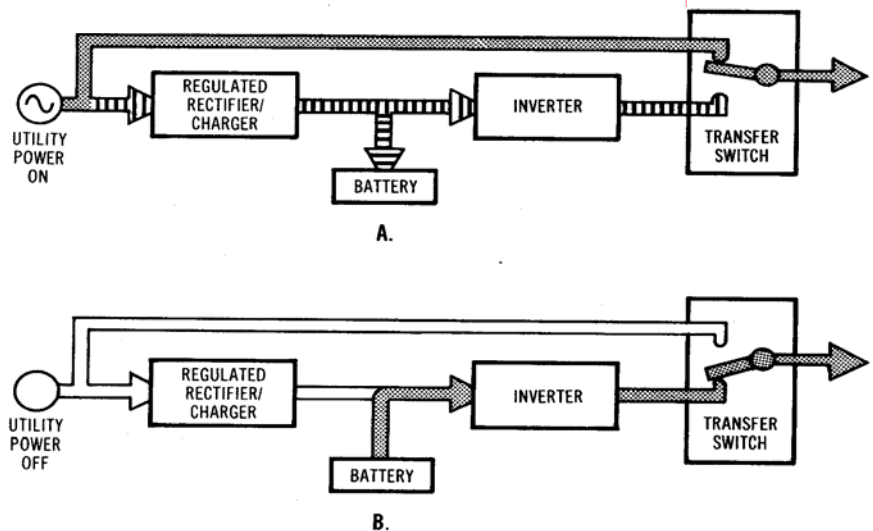
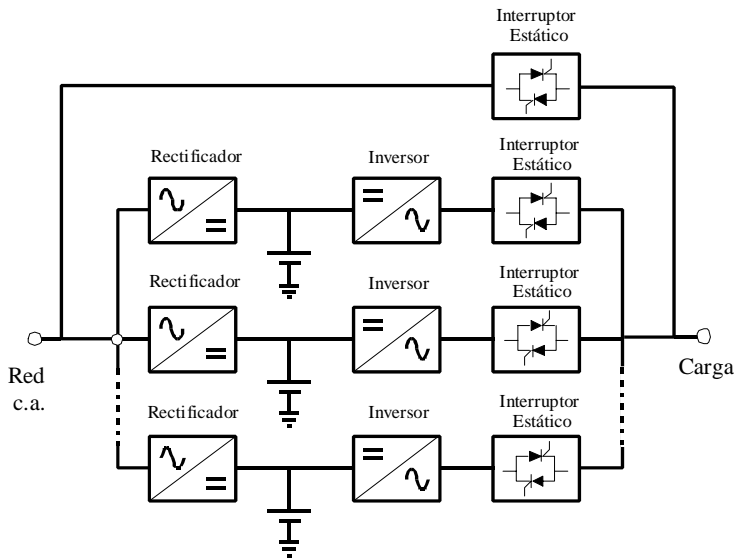


Fig. 18.3. An off-line UPS.



Cada rama tiene una potencia igual a $1/m$ de la potencia de la carga ($m \leq n$). Se llama "**grado de redundancia al cociente**" a la relación:

$$\frac{\text{Potencia del sistema} - \text{Potencia de la carga}}{\text{Potencia de la carga}}$$

cuyo valor es $(n - m)/m$. Por ejemplo, si se dispone de seis módulos de potencia igual a la cuarta parte de la carga, el grado de redundancia es ($n = 6, m = 4$) igual al 50%.

Ya se ha visto que si falla la red la alimentación está asegurada gracias a las baterías. Si falla un número de inversores menor o igual a $(n - m)$, la carga sigue alimentada por los restantes. Pero si el número de inversores que falla es mayor a $(n - m)$, los inversores que quedan no pueden seguir alimentando a la carga y entonces se hace una "*transferencia a red*", es decir, se cierra el interruptor de red y se abren los de cada rama. De esta manera la alimentación se recibe directa e íntegramente de la red hasta que se efectúe la reparación y halla un número mayor o igual a " m " de inversores sanos, momento en el que se hace una transferencia de red a inversores.

La transferencia a red también puede desencadenarse, aunque no falle ningún inversor, siempre que la carga demande una fuerte punta transitoria de intensidad, por ejemplo, al arrancar un motor. Hay que recurrir a la red puesto que como se sabe los inversores poseen una limitación interna de intensidad para proteger a sus tiristores y asegurar su correcto bloqueo y de no hacerlo, se produciría una caída transitoria en la tensión de salida.

El correcto funcionamiento exige que permanentemente sean iguales la frecuencia y la fase de las tensiones de salida de los inversores y de la red.

Para bajas potencias lo más normal es que $n = 1$, configuración en que la relación coste - fiabilidad tiene el mayor valor. Por encima de 300 KW es mejor poner varios módulos para poder suministrar la potencia ($n > 1$) que poner un sólo módulo asociando en serie y en paralelo sus tiristores.