

## Conversión AC/AC

En la conversión AC/AC tanto el sistema de entrada como el de salida son sistemas eléctricos de frecuencia alterna, usualmente con el mismo número de fases.

En el caso general la conversión AC/AC la acción de la matriz de conmutación da origen a un contenido significativo de componentes armónicos de corriente y voltaje tanto en el sistema AC de entrada como en el sistema AC de salida.

## **Tipos de conversores AC/AC**

**I.- Sin cambio de frecuencia.**

**II.- Con cambio de frecuencia:**

**1.- Cicloconvertidores.**

**2.- Cicloinversores.**

## I.- Sin cambio de frecuencia.

La frecuencia fundamental del sistema AC de salida es igual a la frecuencia fundamental del sistema AC de entrada.

## II.- Con cambio de frecuencia.

La frecuencia fundamental del sistema AC de salida es distinta a la frecuencia fundamental del sistema AC de entrada.

**1.- Cicloconvertidores: La frecuencia fundamental del sistema AC de salida es menor que la frecuencia fundamental del sistema AC de entrada. Este tipo de convertidores requiere de válvulas controladas solamente en encendido, y por lo tanto puede ser implementado empleando exclusivamente conmutadores controlados del tipo tiristor.**

**2.- Cicloinversores: La frecuencia fundamental del sistema AC de salida es mayor que la frecuencia fundamental del sistema AC de entrada. Este tipo de conversores requiere de válvulas completamente controladas en encendido y apagado, y por lo tanto debe ser implementado empleando conmutadores del tercer tipo (GTOs, IGBTs, etc.) o tiristores combinados con circuitos de conmutación forzada.**

En ambos tipos el control de las variables voltaje y frecuencia de salida es función de la acción de la matriz de conmutación y la tensión de salida se puede controlar como una variable independiente de la frecuencia de salida.

## I.- Control de potencia AC sin cambio de frecuencia.

El convertidor puede ser monofásico o polifásico, el número de fases de entrada es igual al número de fases de salida.

Dependiendo de la naturaleza de la carga el convertidor AC-AC puede controlar la potencia real (carga resistiva pura), la potencia reactiva (carga reactiva pura) o una combinación de ambas (carga genérica  $R-L-C-V_{\text{carga}}(t)$ ).

De acuerdo con la estrategia de control pueden ser:

I.- Control todo-nada (on-off).

II.- Control proporcional.

1.- Por retardo de encendido.

2.- Por ciclo integral.



## I.- Control todo-nada (on-off).

El controlador AC/AC opera como un interruptor ideal. La potencia entregada a la carga depende solamente de la relación entre la tensión de alimentación y la impedancia de carga. Los intervalos de tiempo de encendido y apagado son significativamente largos en relación con la frecuencia de línea.

En ese caso particular la acción del convertidor no produce distorsión armónica.

## II.- Control proporcional.

La potencia máxima entregada a la carga depende solamente de la relación entre la tensión de alimentación y la impedancia de carga.

La acción del control del conversor AC-AC permite variar la potencia entregada a la carga desde dicho valor máximo hasta cero.

En ese caso particular la acción del conversor produce distorsión armónica.

## Aplicaciones del control de potencia AC sin cambio de frecuencia.

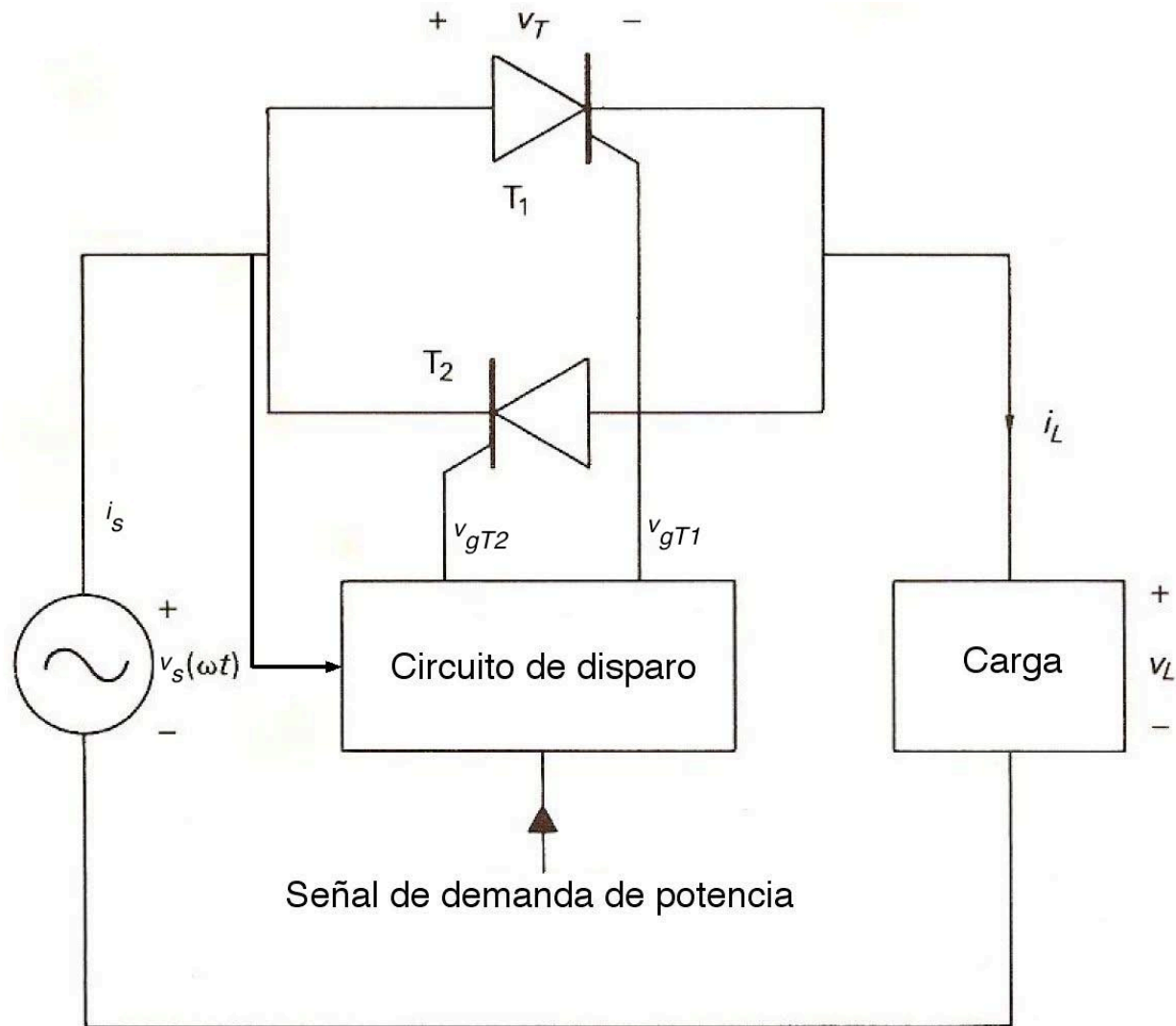
1. Control de temperatura mediante el control de la potencia aplicada a las resistencias de calentamiento.
- 2.- Control de la potencia reactiva asociada con un línea de transmisión de energía eléctrica para modificar el estado de la red de transmisión. Esta aplicación de los convertidores AC/AC se conoce en general como sistemas FACTS (Flexible AC Transmission Systems).

- 3.- Control de velocidad de motores de inducción variando el valor rms de la forma de onda de tensión aplicada.
- 4.- Control de la corriente de arranque de motores de inducción variando el valor rms de la forma de onda de tensión aplicada. En esta aplicación el conversor se suele llamar "arrancador suave"
- 5.- Control de la intensidad luminosa de bombillos incandescentes variando el valor rms de la forma de onda de tensión aplicada ("dimmers").

**Convertor AC-AC monofásico para control de potencia real sin cambio de frecuencia.**

**La topología general del sistema mínimo es la misma para los tres tipos de control (todo-nada, por retardo de encendido o por ciclo integral).**

**El convertor consta de una sola válvula semi controlada, formada por dos tiristores conectados en antiparalelo (o, si la potencia lo permite, un TRIAC), un solo circuito de disparo y un canal de sincronización con el cruce por cero de la línea AC de entrada.**



Conversión AC/AC: Circuito básico para controlar la potencia entregada a una carga monofásica.

**Por conexión:**

$$i_s(t) \equiv i_L(t)$$

$$v_s(t) = v_T(t) + v_L(t)$$

**Y, por diseño del circuito de disparo:**

$$v_{gT1}(t) = v_{gT2}(t) = v_{gT}(t)$$

**La muestra de la señal  $v_s(t)$  se usa para sincronizar la señal de disparo de los tiristores,  $v_{gT}(t)$ , con el cruce por cero de la línea.**

## I.- Control todo-nada (on-off).

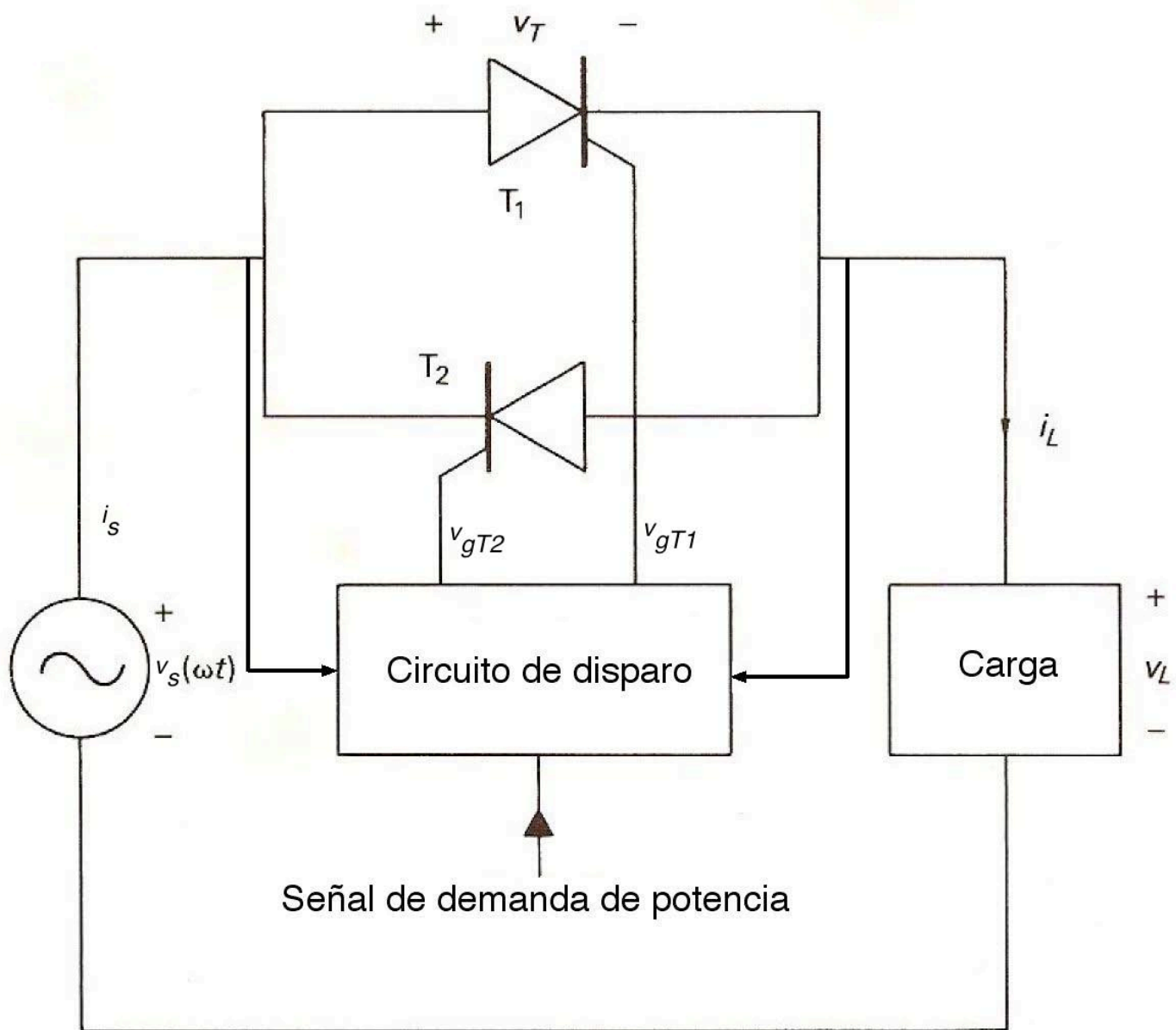
En el control todo-nada la sincronización con la línea no es imprescindible, pero usarla ayuda a minimizar el  $di/dt$  de encendido si la carga es resistiva pura, lo que puede ser de interés en aplicaciones específicas.



Si la carga es capacitiva o contiene fuentes de tensión independientes, la conmutación "segura" (sin sobre-corriente) requiere que los conmutadores electrónicos se activen en el instante  $t_0$ , cuando se cumple que:

$$v_s(t_0) = v_L(t_0)$$

Si se desea evitar operar con total seguridad, el esquema básico debe ser modificado para tomar en cuenta el valor de la posible tensión en la carga.



Control AC monofásico con la estrategia de control por retardo de encendido.

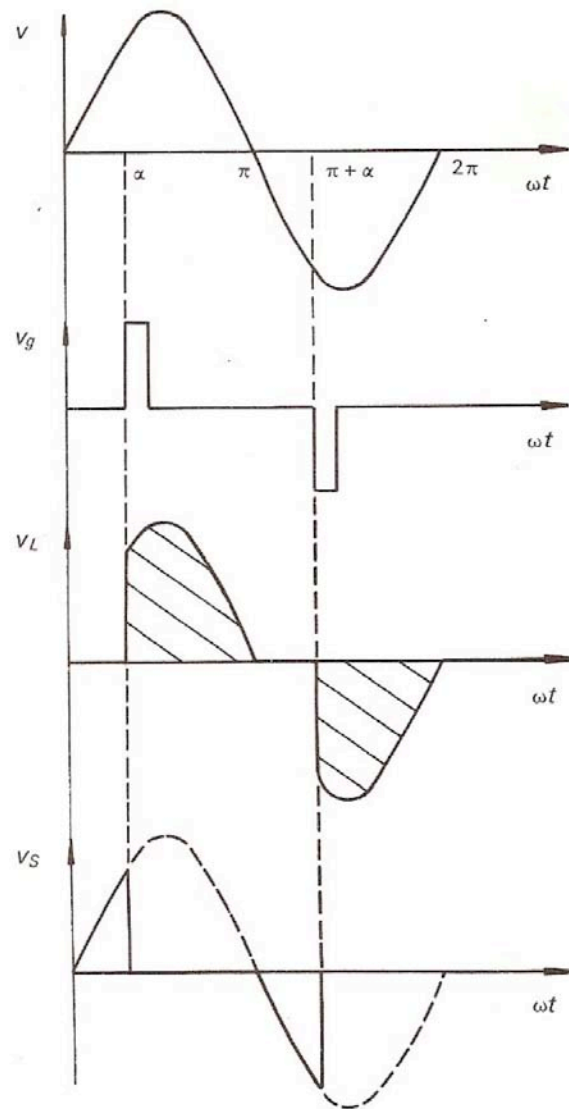
En esta estrategia el controlador retarda el encendido de los tiristores un cierto ángulo  $\alpha$  respecto al punto de cruce por cero de la tensión AC de entrada (el punto de conmutación natural de un diodo).

Para evitar la aparición de un componente DC en la línea AC, en cada ciclo de línea el pulso positivo debe ser igual al negativo, luego los retardos de encendido en cada uno de los dos semiciclos de un ciclo de la senoide de línea deben ser idénticos.

Si se respeta esta simetría se elimina también la posibilidad de que existan componentes armónicos cuya frecuencia sea un múltiplo par de la frecuencia de línea (se eliminan las "frecuencias pares" del espectro armónico).

Dada la condición de simetría, el ángulo  $\alpha$  de retardo de encendido puede ser cambiado por el controlador en cada nuevo ciclo de línea, por lo que el retardo entre una decisión de control y su implementación es igual como máximo a la duración de un ciclo completo de la frecuencia de línea.

**A.- Caso resistivo puro.**



Formas de onda ideais, control por retardo de encendido, carga monofásica resistiva pura.

El pulso de tensión aplicado a la carga empieza en el instante de encendido, cuando concluye el retardo de encendido  $\alpha$ , y concluye en  $\pi$ , cuando el conmutador que conduce se apaga naturalmente.

El intervalo de conducción en cada semiciclo de la tensión de alimentación,  $\beta$ , es:

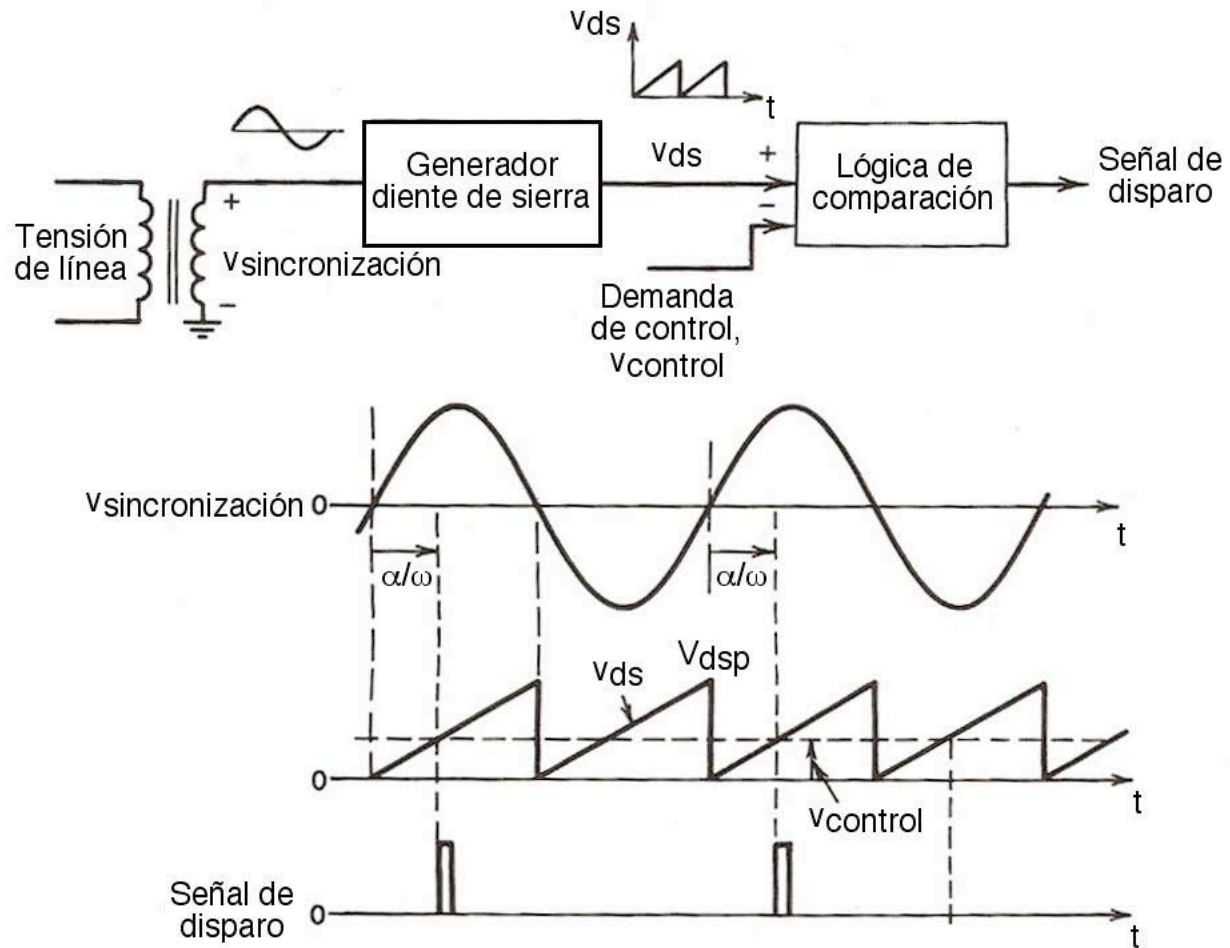
$$\beta = \pi - \alpha$$



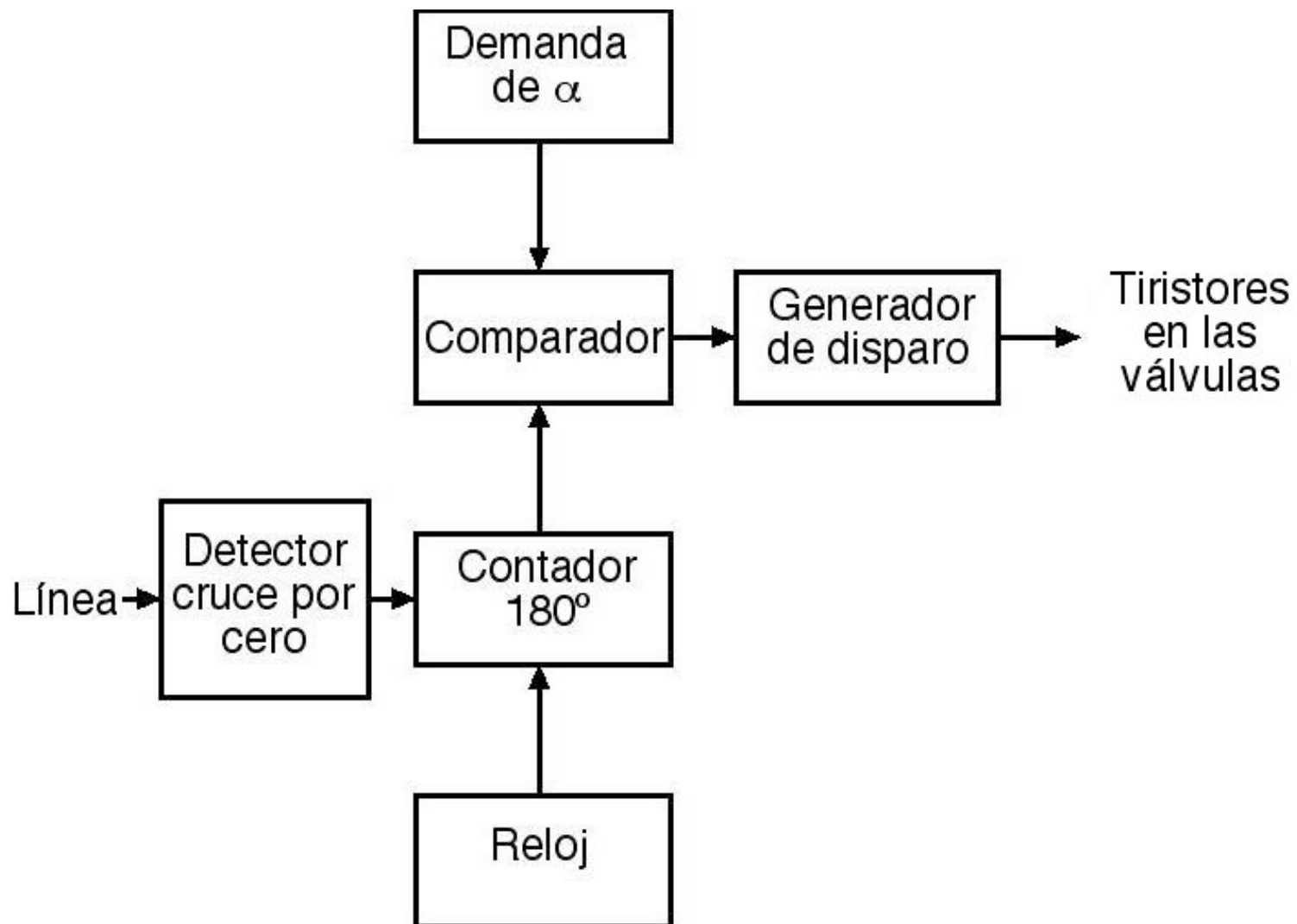
El rango completo de variación del ángulo de retardo de encendido  $\alpha$  (rango de control) para lograr que la corriente de carga pase de 100% a 0 es:

$$0 \leq \alpha \leq \pi$$

El sistema de control debe estar sincronizado con el punto de cruce por cero de la onda de tensión: la implementación de la sincronización puede ser analógica o digital.



Sistema de sincronización de disparo analógico típico.



Sistema de sincronización de disparo digital típico.

Cuando la rampa de temporización alcanza el nivel de la señal de demanda de disparo (implementación analógica), o el valor de conteo del contador alcanza el de la demanda de disparo (implementación digital), el correspondiente comparador activa el circuito de disparo y la señal de disparo se aplica simultáneamente a los dos tiristores en antiparalelo, y el que está polarizado en directo entra en conducción.

Según sea la implementación (analógica o digital) el detector de cruce por cero inicializa el generador de diente de sierra o el contador.

**En estas condiciones:**

**Voltaje en la fuente (voltaje de línea)**

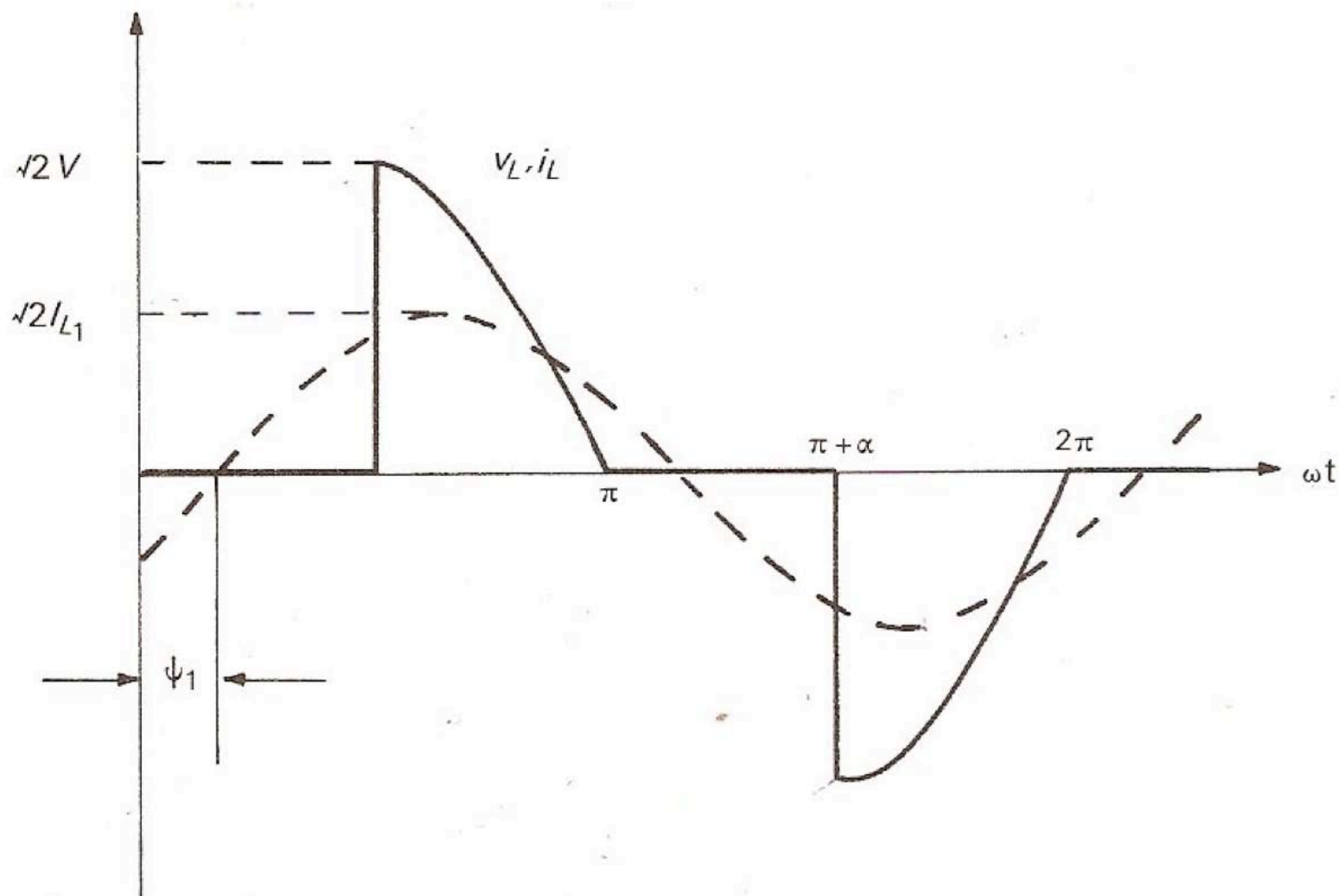
$$v(t) = \sqrt{2}V \text{sen}(\omega t)$$

**Voltaje en la carga**

$$v_l(t) = \sqrt{2}V \text{sen}(\omega t) \left| \begin{array}{l} \pi, 2\pi, \dots \\ \alpha, \pi + \alpha, \dots \end{array} \right.$$

**Voltaje en los tiristores**

$$v_T(t) = \sqrt{2}V \text{sen}(\omega t) \left| \begin{array}{l} \alpha, \pi + \alpha, \dots \\ 0, \pi, \dots \end{array} \right.$$



Voltaje en la carga (trazo continuo) y componente fundamental de la corriente de carga (trazo segmentado).

## Análisis de Fourier del voltaje en la carga

$$\frac{a_{v0}}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) d(\omega\tau) = 0$$

$$a_{v1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) \cos(\omega\tau) d(\omega\tau) = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} [\cos(2\alpha) - 1]$$

$$b_{v1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) \text{sen}(\omega\tau) d(\omega\tau) = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} [\text{sen}(2\alpha) + 2(\pi - \alpha)]$$

$$c_{v1} = \sqrt{a_{v1}^2 + b_{v1}^2} = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} \sqrt{[\cos(2\alpha) - 1]^2 + [\text{sen}(2\alpha) + 2(\pi - \alpha)]^2}$$

$$\phi_{v1} = \tan^{-1} \left[ \frac{a_{v1}}{b_{v1}} \right] = \tan^{-1} \left[ \frac{\cos(2\alpha) - 1}{\text{sen}(2\alpha) + 2(\pi - \alpha)} \right]$$

$$\begin{aligned}
a_{vn} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) \cos(n\omega\tau) d(\omega\tau) = \\
&= \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} \left\{ \frac{1}{n+1} \left[ 1 + (-1)^{n+1} \right] [\cos((n+1)\alpha) - 1] \right. \\
&\quad \left. - \frac{1}{n-1} \left[ 1 + (-1)^{n-1} \right] [\cos((n-1)\alpha) - 1] \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_{vn} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) \text{sen}(n\omega\tau) d(\omega\tau) = \\
&= \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} \left\{ \frac{\text{sen}(n+1)\alpha}{n+1} \left[ 1 + (-1)^{n+1} \right] - \frac{\text{sen}(n-1)\alpha}{n-1} \left[ 1 + (-1)^{n-1} \right] \right\}
\end{aligned}$$



Para valores de n pares: 2, 4, 6, ...

$$a_{vn} = 0$$

$$b_{vn} = 0$$

Para valores de n impares: 3, 5, 7, ...

$$a_{vn} = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} \left\{ \frac{2}{n+1} [\cos((n+1)\alpha) - 1] - \frac{2}{n-1} [\cos((n-1)\alpha) - 1] \right\}$$

$$b_{vn} = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} \left\{ \frac{2}{n+1} [\text{sen}((n+1)\alpha)] - \frac{2}{n-1} [\text{sen}((n-1)\alpha)] \right\}$$

$$c_{vn} = \sqrt{a_{vn}^2 + b_{vn}^2}$$

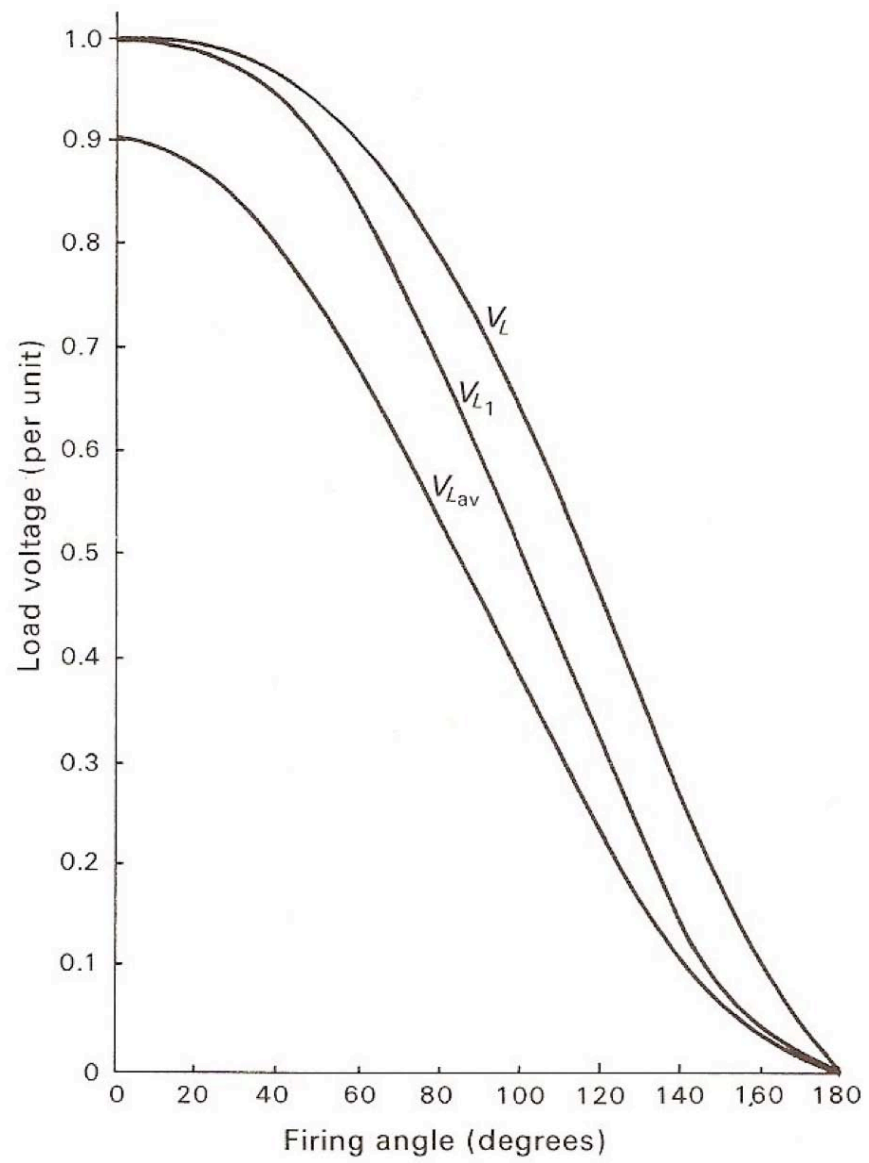
$$\phi_{vn} = \tan^{-1} \left[ \frac{a_{vn}}{b_{vn}} \right]$$

**Voltaje r.m.s. en la carga**

$$V_l = \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [v_l(\omega\tau)d(\omega\tau)]^2 \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$V_l = V \sqrt{\frac{1}{2\pi} [2(\pi - \alpha) + \text{sen}(2\alpha)]}$$

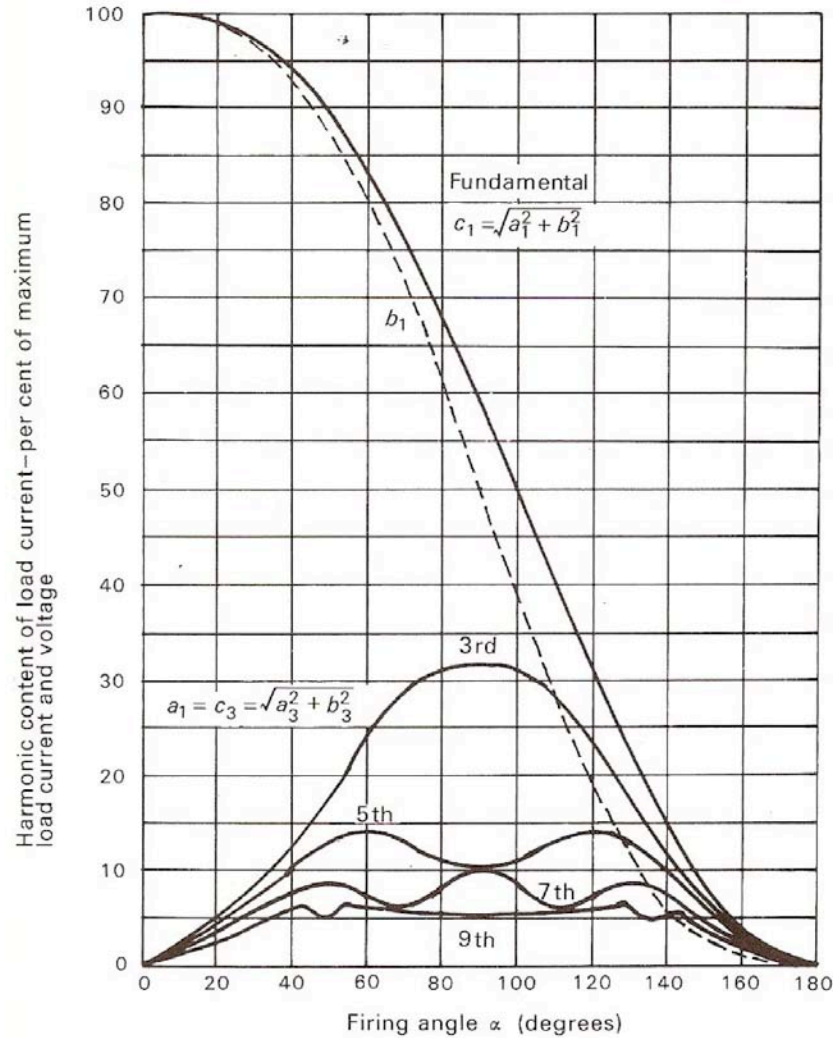
**Voltaje promedio en un ciclo: 0**



## Corriente instantánea en la carga

$$i_l(t) = \frac{\sqrt{2}V}{R_l} \operatorname{sen}(\omega t) \left| \begin{array}{l} \pi, 2\pi, \dots \\ \alpha, \pi + \alpha, \dots \end{array} \right.$$

Los componentes armónicos  $i_{in}$  de Fourier de la corriente de carga son iguales a los correspondientes componentes armónicos de voltaje  $v_{vn}$  divididos entre el valor de la resistencia  $R_l$



Contenido armónico (en % de la fundamental) de las nueve primeras armónicas de la forma de onda de tensión en la carga resistiva en función del ángulo de disparo  $\alpha$ .

Potencia instantánea en la carga,  $P_{il}$

$$P_{il}(t) = v_l(t)i_l(t) = \frac{2V^2}{R_l} \operatorname{sen}^2(\omega t) \left| \begin{array}{l} \pi, 2\pi, \dots \\ \alpha, \pi + \alpha, \dots \end{array} \right.$$

Potencia promedio en la carga,  $P_\alpha$

$$P_\alpha = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau)i_l(\omega\tau)d(\omega\tau) = \frac{V^2}{R_l} \left[ \frac{2(\pi - \alpha) + \operatorname{sen}(2\alpha)}{2\pi} \right]$$

Definiendo como potencia base de referencia,  $P_0$ , a la potencia máxima que recibe la carga cuando se conecta directamente a la fuente (ángulo de retardo de encendido igual a cero):

$$P_0 = \frac{V^2}{R_l}$$

$$P_\alpha = P_0 \left[ \frac{2(\pi - \alpha) + \text{sen}(2\alpha)}{2\pi} \right]$$

Pero también se cumple

$$P = I_l^2 R_l = R_l (I_{l1}^2 + I_{l3}^2 + I_{l5}^2 + \dots) = VI_{l1} \cos(\phi_1)$$

La definición general del factor de potencia (fp) es:

$$fp = \frac{\text{Potencia promedio}}{\text{Voltamperes aparentes}} = \frac{P}{VI_l}$$

Y en este caso se cumple:

$$fp = \frac{P}{VI_l} = \frac{VI_{l1}}{VI_l} \cos(\phi_1) = \frac{I_{l1}}{I_l} \cos(\phi_1)$$



Usualmente se define el factor de desplazamiento ( $fd$ ) como

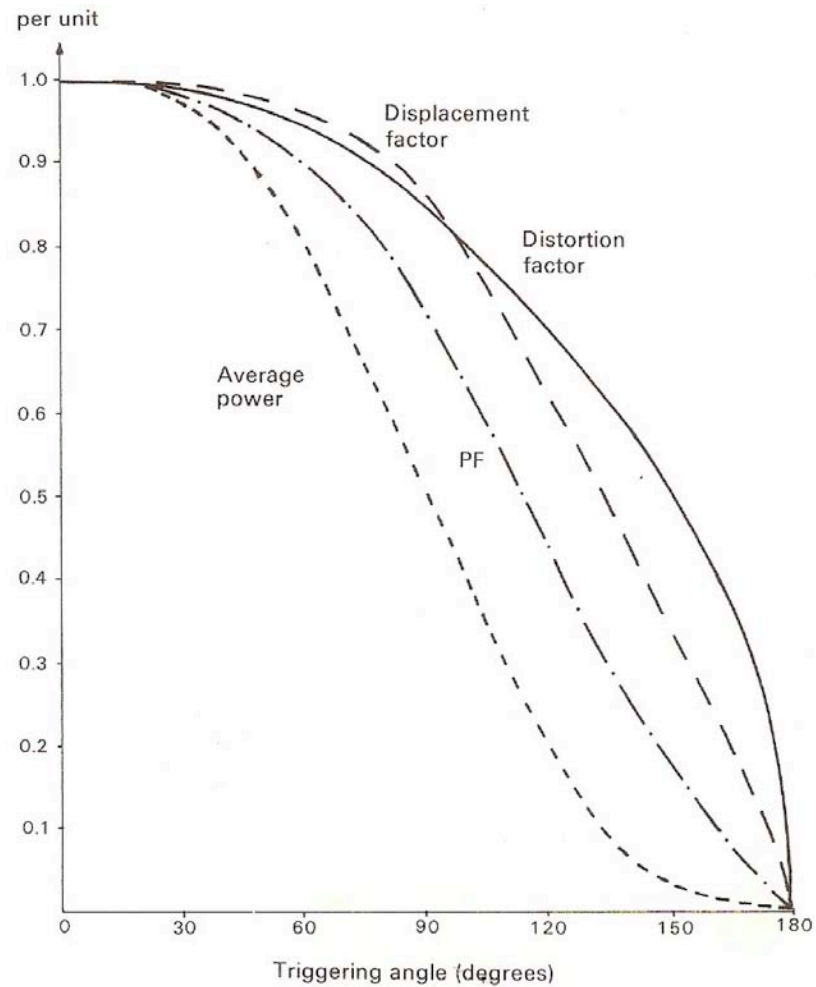
$$fd = \cos(\phi_1)$$

y el factor de distorsión ( $fdis$ ) como

$$fdis = \frac{I_{l1}}{I_l} = \cos(\delta)$$

de forma que el factor de potencia puede considerarse como

$$fp = \cos(\phi_1)\cos(\delta)$$



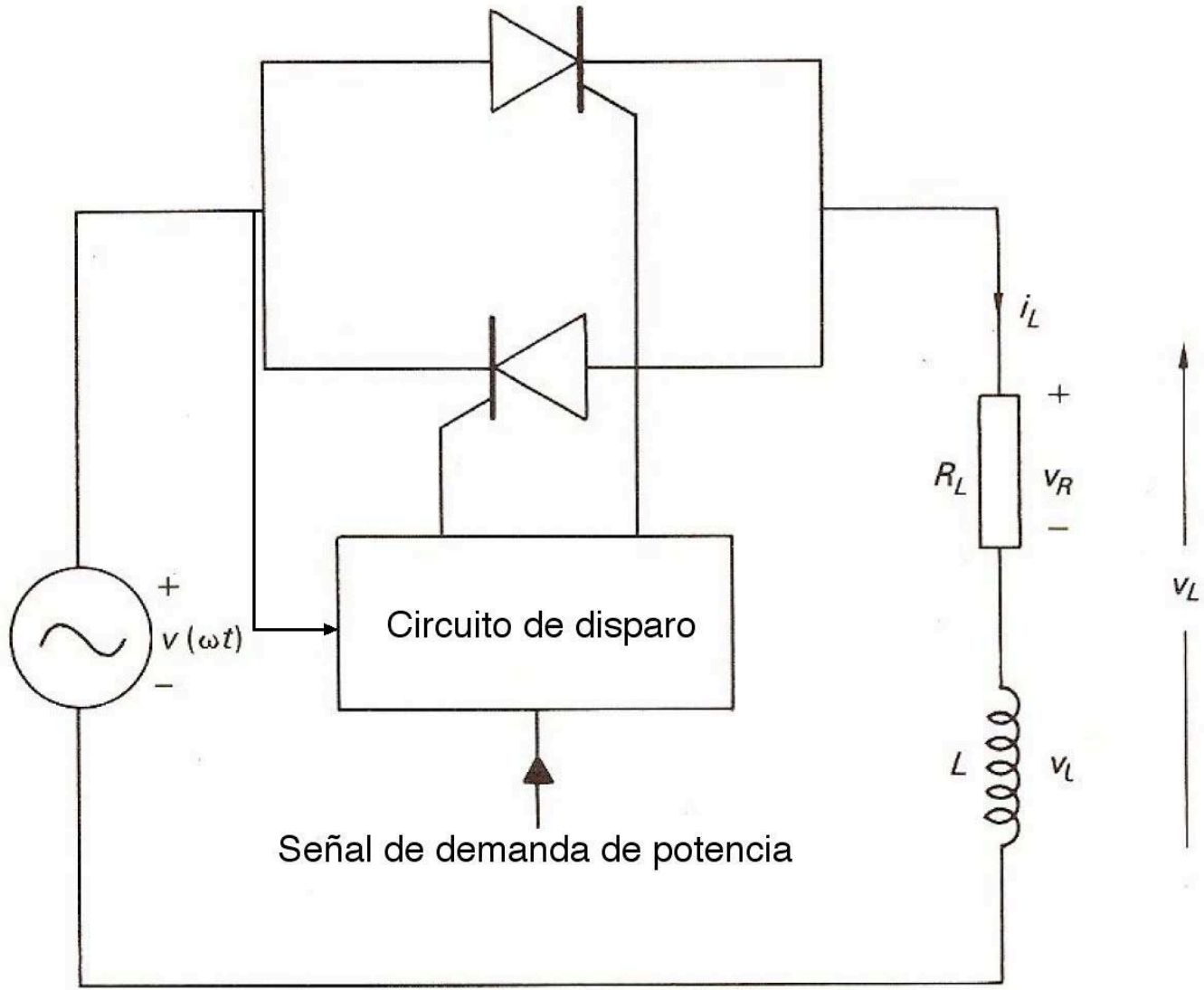
Gráfica de la potencia promedio (por unidad), el factor de desplazamiento, el factor de distorsión y el factor de potencia en función del ángulo de disparo  $\alpha$  (carga resistiva).

En resumen, como efectos colaterales del control de potencia (o de voltaje rms) de una carga resistiva por el método de retardo de disparo se cumple que:

1.- Se introducen un conjunto de armónicas de corriente en la línea, esto es, el conjunto conversor AC/AC-carga resistiva crea contaminación armónica en la línea.

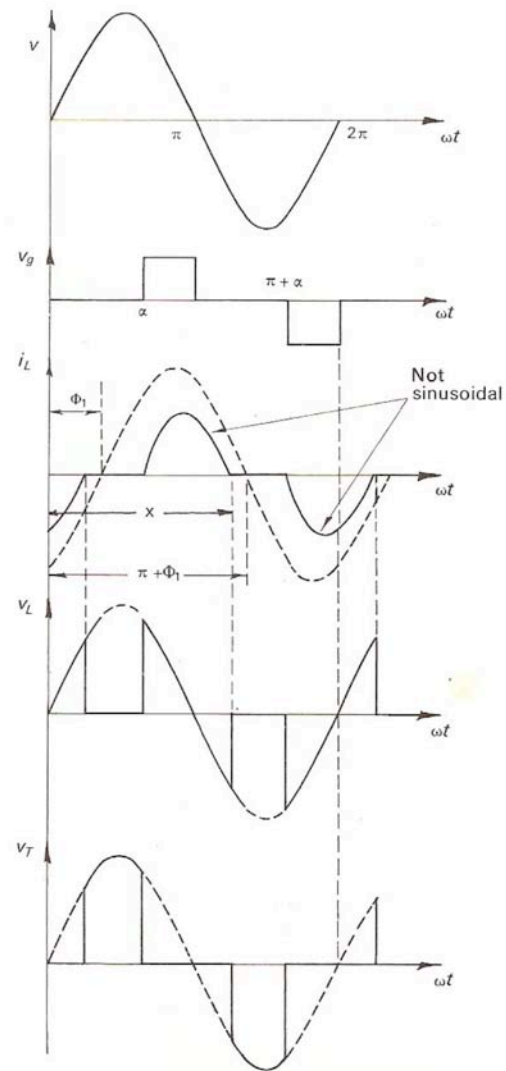
2.- El factor de potencia del conjunto conversor AC/AC-carga resistiva no es unitario, y cambia cuando se cambia la potencia aplicada a la carga resistiva.

**B.- Caso con carga resistiva-inductiva.**

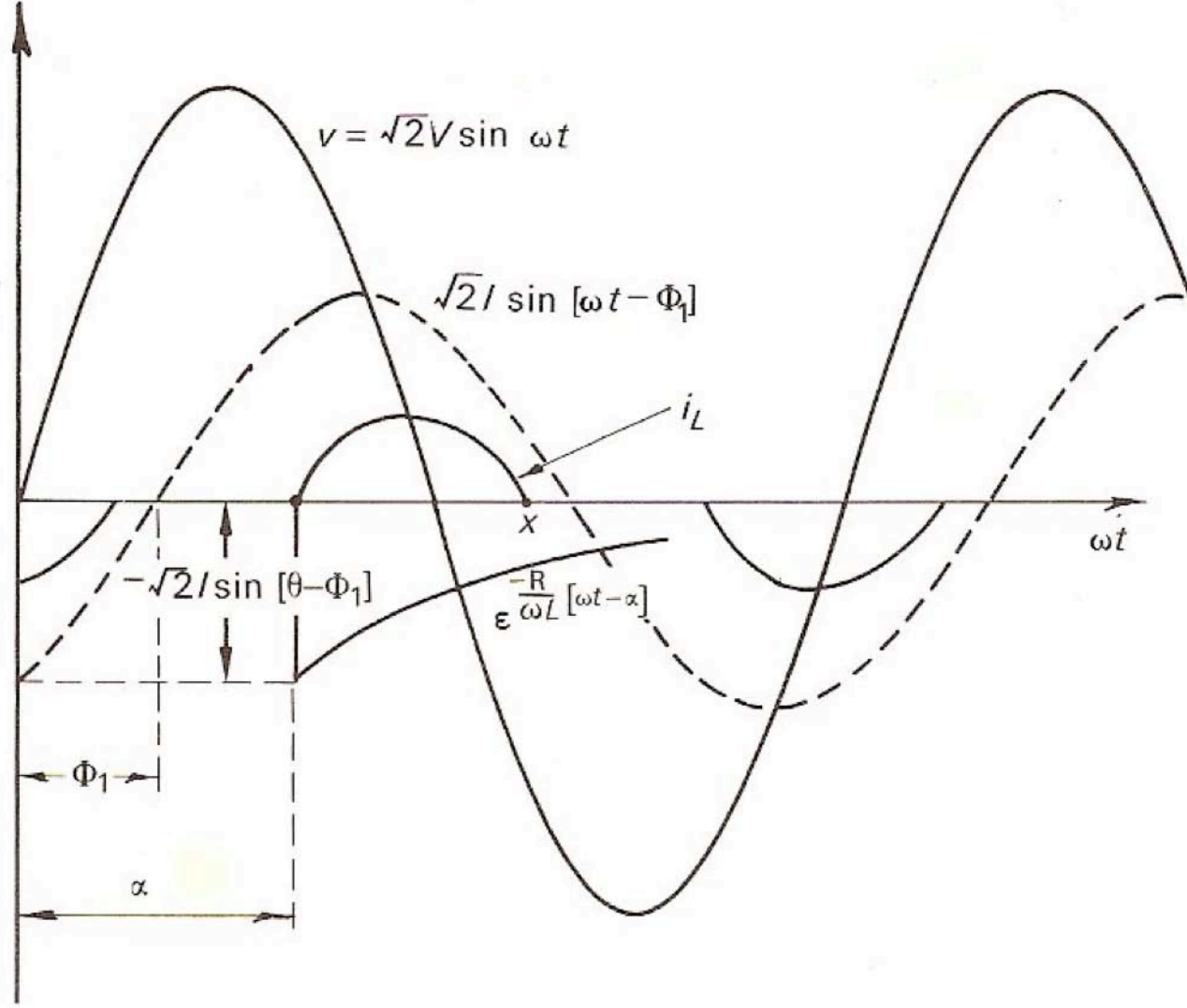


Conversión AC/AC: Circuito básico para controlar la potencia entregada a una carga monofásica R-L.

La operación del circuito se inicia de forma similar al caso resistivo, disparando los tiristores con un retardo a respecto al cruce por cero de la tensión sinusoidal de entrada. Hecho esto, la corriente en la carga crece mientras la tensión de entrada es positiva, alcanzando su valor máximo en el momento en el cual la tensión de entrada cruza por cero. A partir de este momento la tensión aplicada sobre la carga es negativa, y la corriente empieza a reducirse. En el momento que la corriente de carga se hace cero, el tiristor que estaba conduciendo se apaga naturalmente.



Formas de onda ideales, control por retardo de encendido, carga monofásica R-L



Formas de onda de tensión y corriente en un sistema de control de potencia AC con carga R-L



En estas condiciones, la forma genérica de la corriente en un circuito RL serie es:

$$\begin{aligned}
 i_l(t) = & \frac{\sqrt{2}V}{|Z_l|} \left\{ \text{sen}((\omega t) - \phi) \Big|_{0, \alpha, \alpha + \pi}^{\chi - \pi, \chi, 2\pi} \right. \\
 & + \text{sen}(\alpha - \phi) e^{-\cot(\phi)(\omega t + \pi - \alpha)} \Big|_0^{\chi - \pi} \\
 & - \text{sen}(\alpha - \phi) e^{-\cot(\phi)(\omega t - \alpha)} \Big|_{\alpha}^{\chi} \\
 & \left. + \text{sen}(\alpha - \phi) e^{-\cot(\phi)(\omega t - \pi - \alpha)} \Big|_{\pi + \alpha}^{2\pi} \right\}
 \end{aligned}$$

donde se aplican las definiciones generales:

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

Si se define el ángulo de extinción como el valor  $\chi$  para el cual

$$i_l(\chi) = 0$$

El ángulo de conducción,  $\beta$ , se define como:

$$\beta = \chi - \alpha$$

El cero de corriente ocurre en:

$$\text{sen}(\chi - \phi) - \text{sen}(\alpha - \phi)e^{-\cot(\phi)(\chi - \alpha)} = 0$$

que es una ecuación trascendente.

## Casos particulares

1-Para  $\alpha = \phi$

$$\chi = \pi + \phi$$

2-Para  $\phi = \frac{\pi}{2}$

$$\chi = 2\pi - \alpha$$

Por supuesto una vez que el pulso de conducción alcanza una duración de  $\pi$  en cada conmutador, si no hay cambios adicionales en el ángulo de retardo de encendido  $\alpha$ , la componente de corriente correspondiente a la respuesta transitoria de encendido esta en condiciones de decaer a cero y la corriente se estabiliza en el valor de la componente de respuesta sinusoidal permanente.

Caso particular, carga inductiva pura.

Si la carga es inductiva pura ( $\phi = \frac{\pi}{2}$ ), el pulso de conducción es simétrico alrededor de  $\pi$ , y la condición de conducción sin interrupciones se

alcanza para  $\alpha = \frac{\pi}{2}$ , cuando:

$$\chi = 2\pi - \frac{\pi}{2} = \frac{3\pi}{2}$$

El ángulo de conducción,  $\beta$  se hace:

$$\beta = \chi - \alpha = \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2} = \pi$$

Valores menores de  $\alpha$  no producen cambios en la salida, luego el rango completo de variación del ángulo de retardo de encendido  $\alpha$  (rango de control) para lograr que la corriente de carga pase de 100% a 0 es:

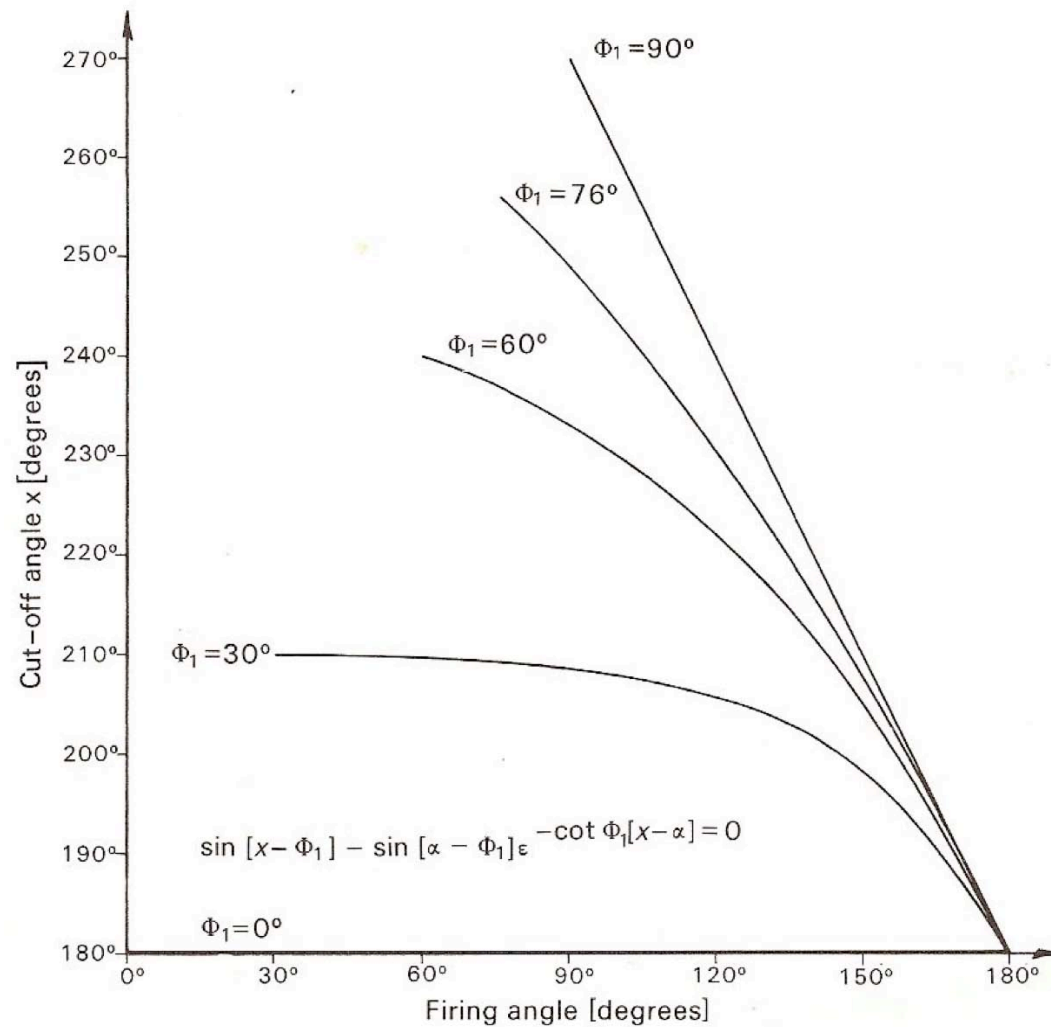
$$\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$$

El sistema de control debe estar sincronizado con valor máximo de la onda de tensión.

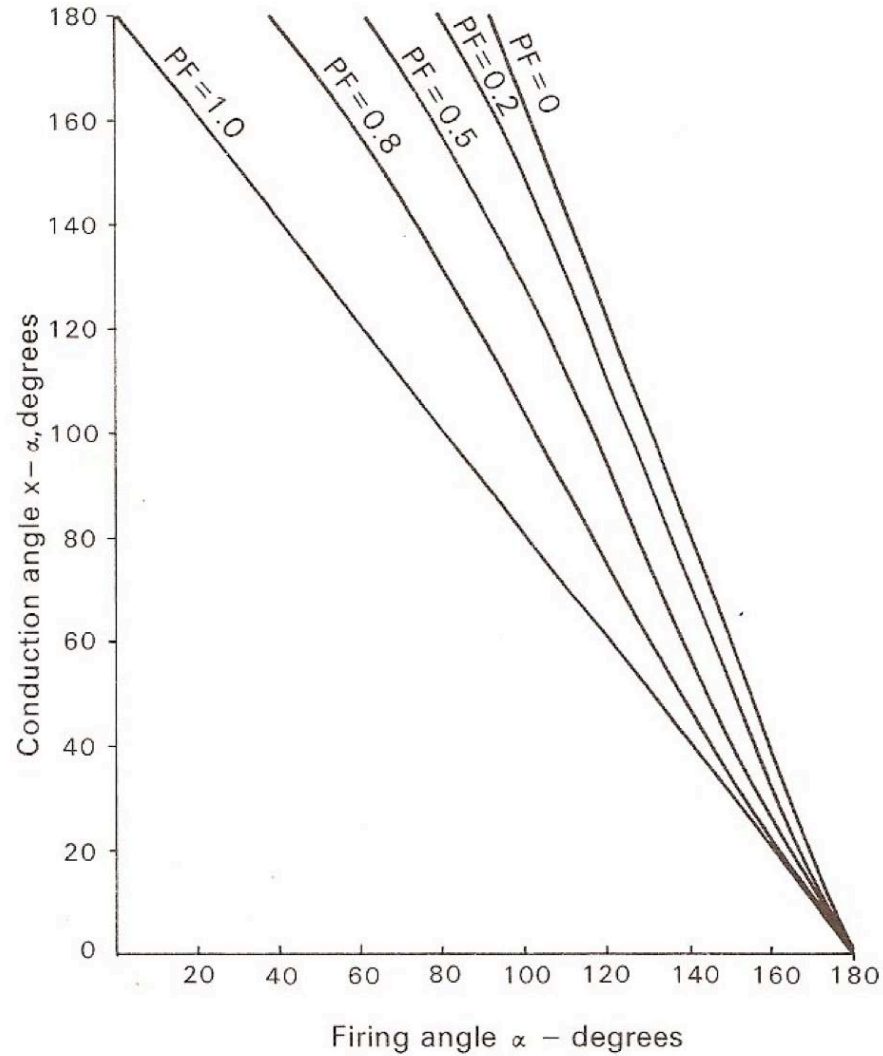
Como la detección de este punto puede ser difícil si la tensión AC no es absolutamente constante, en la práctica la sincronización se realiza con el cruce por cero de la tensión de alimentación, incluyendo un retardo constante equivalente a  $\pi/2$  radianes entre el detector de cruce por cero y el circuito de temporización variable.



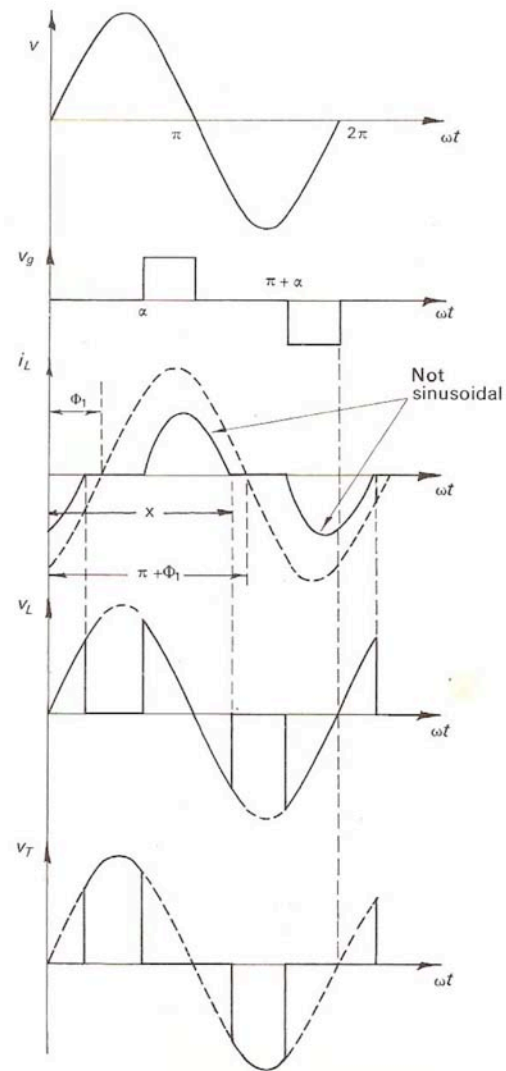
En este caso la potencia real entregada a la carga es siempre nula por hipótesis, y factor controlado de interés es la potencia reactiva en una aplicación tipo FACTS.



Gráfica del ángulo de apagado,  $\chi$ , en función del ángulo de disparo,  $\alpha$ , para distintos valores del ángulo de la impedancia inductiva de carga,  $\phi$ .



Gráfica del ángulo de apagado,  $\chi$ , en función del ángulo de disparo,  $\alpha$ , para distintos valores del factor de potencia de la carga.



Formas de onda ideales, control por retardo de encendido, carga monofásica R-L

$$\frac{a_{v0}}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) d(\omega\tau) = 0$$

$$a_{v1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) \cos(\omega\tau) d(\omega\tau) = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} [\cos(2\alpha) - \cos(2\chi)]$$

$$b_{v1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) \sin(\omega\tau) d(\omega\tau) = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} [2(\chi - \alpha) - \sin(2\chi) + \sin(2\alpha)]$$

$$c_{v1} = \sqrt{a_{v1}^2 + b_{v1}^2}$$

$$\phi_{v1} = \tan^{-1} \left[ \frac{a_{v1}}{b_{v1}} \right]$$

$$a_{vn} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) \cos(n\omega\tau) d(\omega\tau)$$

$$b_{vn} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) \text{sen}(n\omega\tau) d(\omega\tau)$$

Para valores de n pares: 2, 4, 6, ...

$$a_{vn} = 0$$

$$b_{vn} = 0$$

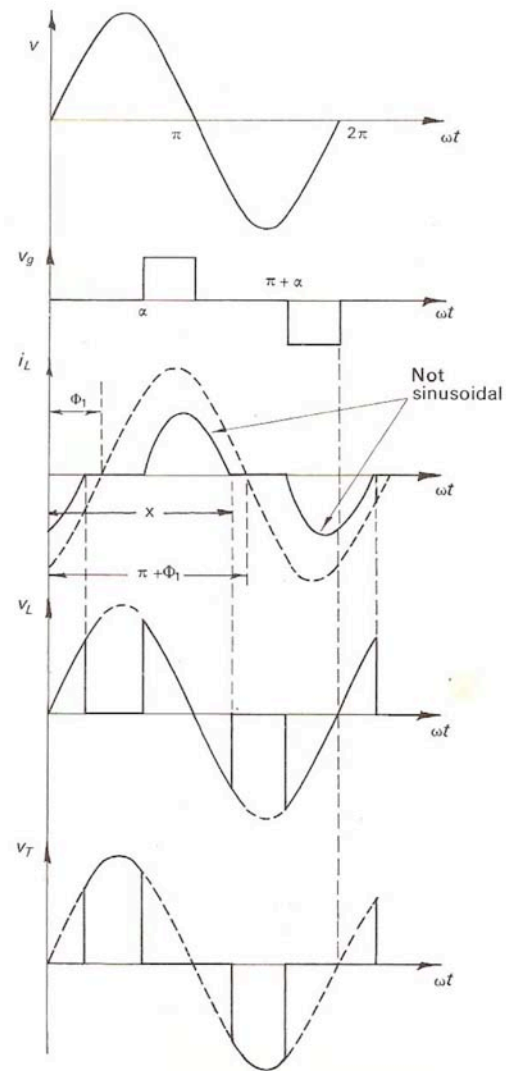
Para valores de n impares: 3, 5, 7, ...

$$a_{vn} = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} \left\{ \frac{2}{n+1} [\cos((n+1)\alpha) - \cos((n+1)\chi)] \right. \\ \left. - \frac{2}{n-1} [\cos((n-1)\alpha) - \cos((n-1)\chi)] \right\}$$

$$b_{vn} = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} \left\{ \frac{2}{n+1} [\text{sen}((n+1)\alpha) - \text{sen}((n+1)\chi)] \right. \\ \left. - \frac{2}{n-1} [\text{sen}((n-1)\alpha) - \text{sen}((n-1)\chi)] \right\}$$

$$c_{vn} = \sqrt{a_{vn}^2 + b_{vn}^2}$$

$$\phi_{vn} = \tan^{-1} \left[ \frac{a_{vn}}{b_{vn}} \right]$$



Formas de onda ideales, control por retardo de encendido, carga monofásica R-L



## Análisis de Fourier de la corriente en la carga

$$\frac{a_{i0}}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_l(\omega\tau) d(\omega\tau) = 0$$

$$a_{i1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_l(\omega\tau) \cos(\omega\tau) d(\omega\tau)$$

$$= \frac{\sqrt{2}V}{2\pi|Z|} \left\{ \cos(2\alpha - \phi) - \cos(2\chi - \phi) - \text{sen}(\phi)(2\chi - 2\alpha) \right. \\ \left. + 4\text{sen}(\phi)\text{sen}(\alpha - \phi) \left[ \cos(\phi + \chi) e^{-\cot\phi(\chi - \alpha)} - \cos(\phi + \alpha) \right] \right\}$$

$$b_{i1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_l(\omega\tau) \text{sen}(\omega\tau) d(\omega\tau)$$

$$= \frac{\sqrt{2}V}{2\pi|Z|} \left\{ \text{sen}(2\alpha - \phi) - \text{sen}(2\chi - \phi) - \cos(\phi)(2\chi - 2\alpha) \right. \\ \left. + 4\text{sen}(\phi)\text{sen}(\alpha - \phi) \left[ \text{sen}(\phi + \chi)e^{-\cot\phi(\chi - \alpha)} - \text{sen}(\phi + \alpha) \right] \right\}$$

$$c_{i1} = \sqrt{a_{i1}^2 + b_{i1}^2}$$

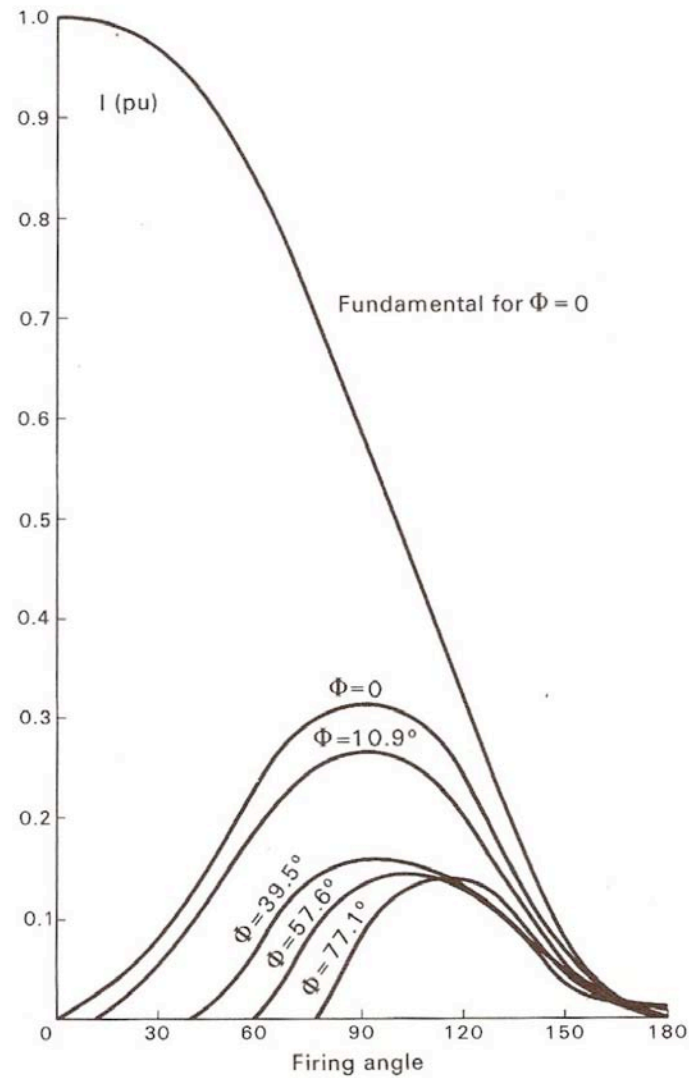
$$\phi_{i1} = \tan^{-1} \left[ \frac{a_{i1}}{b_{i1}} \right]$$

$$\begin{aligned}
a_{in} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_l(\omega\tau) \cos(n\omega\tau) d(\omega\tau) \\
&= \frac{\sqrt{2}V}{2\pi|Z|} \left\{ \frac{2}{n+1} [\cos((n+1)\alpha - \phi) - \cos((n+1)\chi - \phi)] \right. \\
&\quad \left. - \frac{2}{n-1} [\cos((n-1)\alpha - \phi) - \cos((n-1)\chi - \phi)] \right. \\
&\quad \left. + \frac{4 \operatorname{sen}(\alpha - \phi)}{n^2 + \cot^2 \phi} \{ [\cot \phi \cos(n\chi) - n \operatorname{sen}(n\chi)] e^{-\cot \phi (\chi - \alpha)} \right. \\
&\quad \left. - [\cot \phi \cos(n\alpha) - n \operatorname{sen}(n\alpha)] \} \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_{in} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_l(\omega\tau) \text{sen}(n\omega\tau) d(\omega\tau) \\
&= \frac{\sqrt{2}V}{2\pi|Z|} \left\{ \frac{2}{n+1} [\text{sen}((n+1)\alpha - \phi) - \text{sen}((n+1)\chi - \phi)] \right. \\
&\quad \left. - \frac{2}{n-1} [\text{sen}((n-1)\alpha - \phi) - \text{sen}((n-1)\chi - \phi)] \right. \\
&\quad \left. + \frac{4\text{sen}(\alpha - \phi)}{n^2 + \cot^2 \phi} \{ [\cot \phi \text{sen}(n\chi) - n \cos(n\chi)] e^{-\cot \phi(\chi - \alpha)} \right. \\
&\quad \left. - [\cot \phi \text{sen}(n\alpha) - n \cos(n\alpha)] \} \right\}
\end{aligned}$$

$$c_{in} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\phi_{in} = \tan^{-1} \left[ \frac{a_{in}}{b_{in}} \right]$$

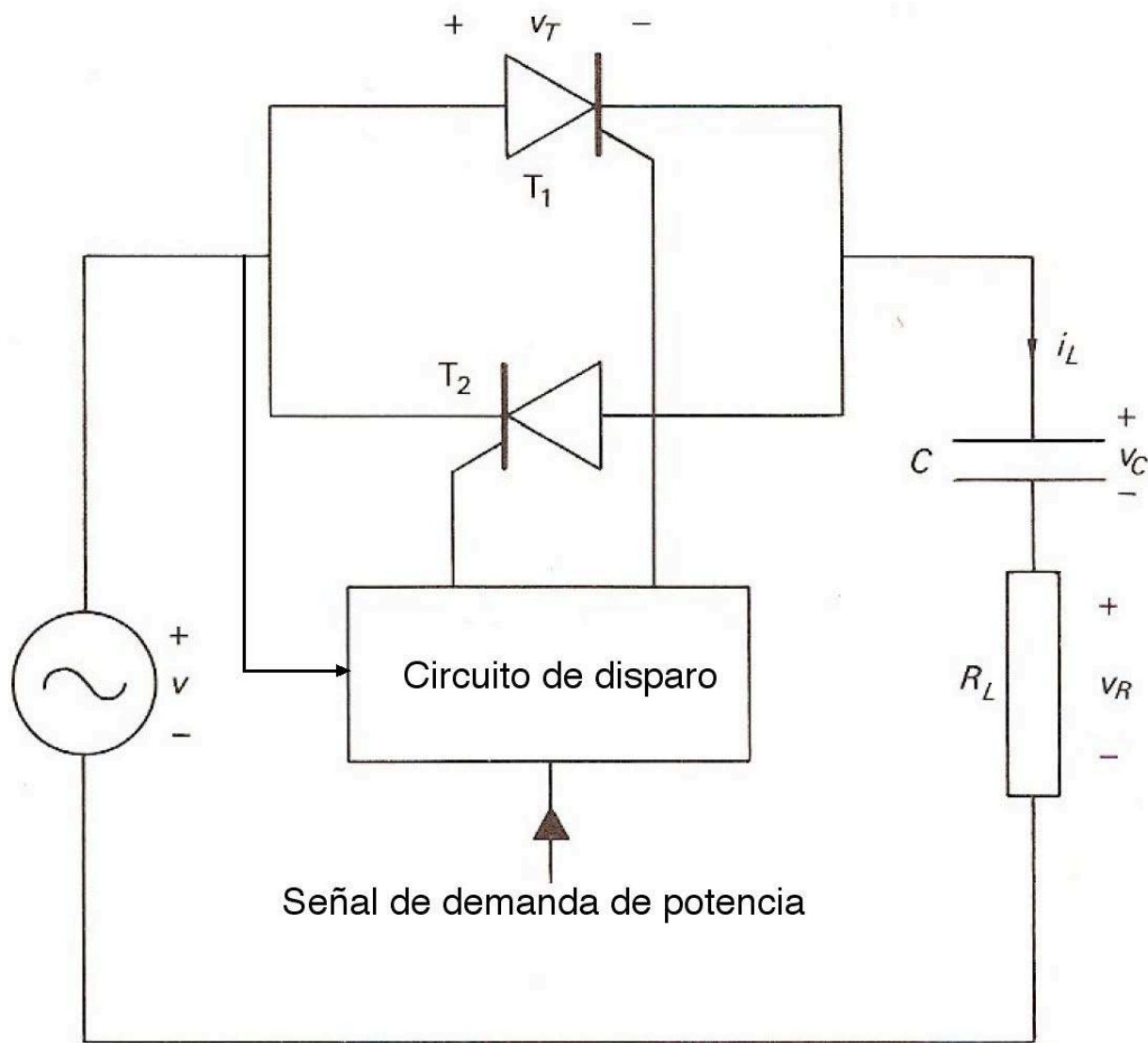


Cambios en la tercera componente armónica de la corriente con el ángulo de fase de la carga,  $\phi$ , en función del ángulo de disparo,  $\alpha$

Potencia promedio con carga RL

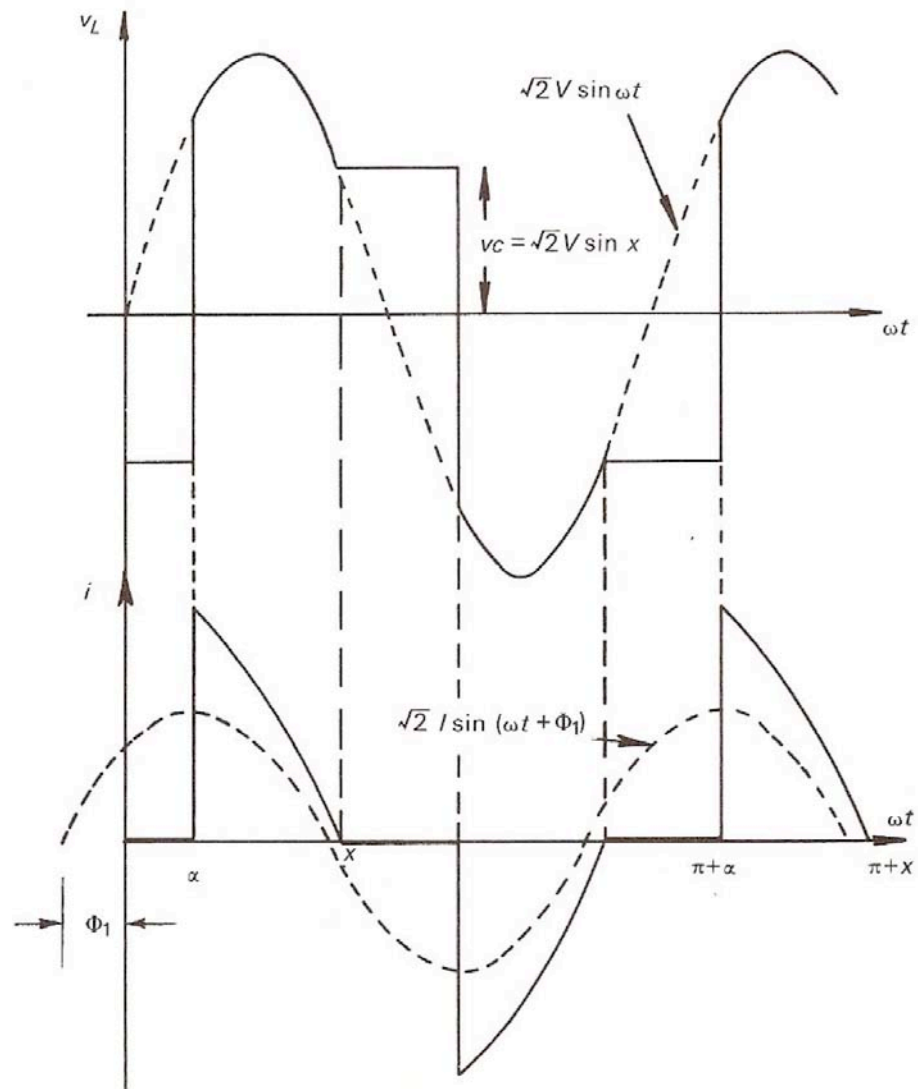
$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_l(\omega\tau) i_l(\omega\tau) d(\omega\tau)$$
$$= \frac{V^2}{2\pi \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left\{ \text{sen}(2\alpha - \phi) - \text{sen}(2\chi - \phi) + \cos \phi (2\chi - 2\alpha) \right.$$
$$\left. + 4 \text{sen} \phi \text{sen}(\alpha - \phi) \left[ \text{sen}(\phi + \chi) e^{-\cot \phi (\chi - \alpha)} - \text{sen}(\phi + \alpha) \right] \right\}$$

**C.- Caso con carga resistiva-capacitiva.**



Conversión AC/AC: Circuito básico para controlar la potencia entregada a una carga monofásica R-L.





Formas de onda ideais, control por retardo de encendido, carga monofásica R-C.

En un circuito con carga capacitiva, después del primer semiciclo de operación, el condensador queda cargado con una tensión distinta de cero en el momento que se produce el apagado del tiristor.

En estas condiciones la tensión aplicada al tiristor en el siguiente semiciclo es la diferencia entre el valor instantáneo de la tensión de línea y la tensión almacenada en el condensador.

Esto permite que el tiristor alcance la condición de disparo antes de que la tensión de línea sea positiva, lo que permite encender el tiristor con un ángulo de adelanto respecto al cruce por cero. Este ángulo de adelanto se suele indicar como un ángulo de retraso negativo.

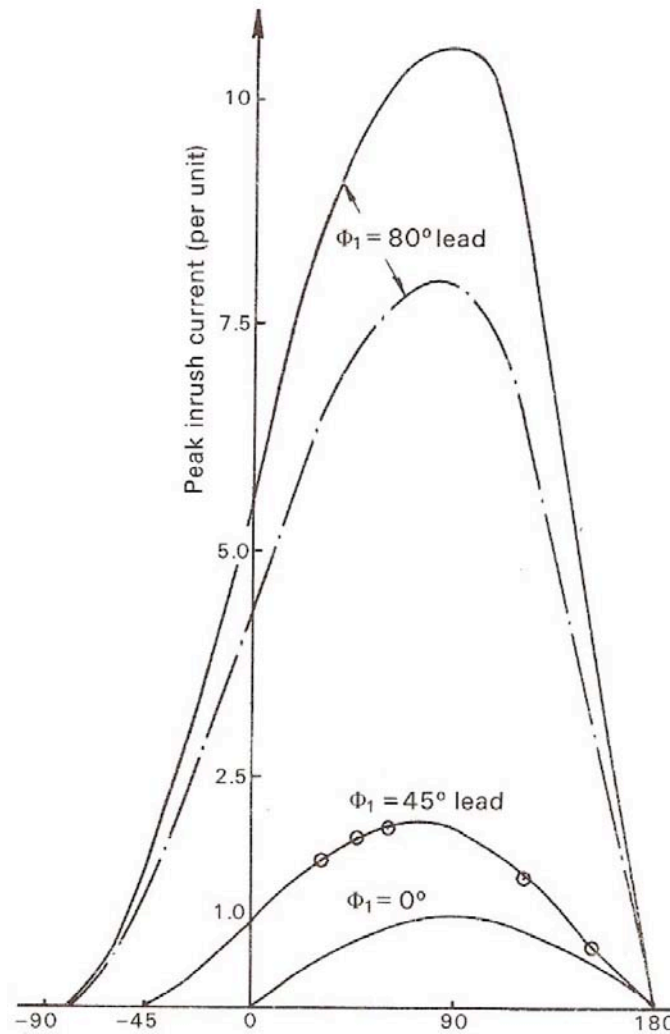
$$v_L(t) = \sqrt{2V} \operatorname{sen} \omega t \left| \begin{array}{l} \chi, \pi + \chi \\ \alpha, \pi + \alpha \end{array} \right. - \sqrt{2V} \operatorname{sen} \chi \left| \begin{array}{l} \alpha, 2\pi \\ 0, \pi + \chi \end{array} \right. + \sqrt{2V} \operatorname{sen} \chi \left| \begin{array}{l} \chi + \alpha \\ \chi \end{array} \right.$$

$$a_{v1} = \frac{\sqrt{2V}}{\pi} \left[ 2 \operatorname{sen} \chi (-\operatorname{sen} \alpha - \operatorname{sen} \chi) + \frac{1}{2} (\cos 2\alpha - \cos 2\chi) \right]$$

$$b_{v1} = \frac{\sqrt{2V}}{\pi} \left[ 2 \operatorname{sen} \chi (\cos \alpha + \cos \chi) + \chi + \frac{1}{2} (\operatorname{sen} 2\alpha - \operatorname{sen} 2\chi) \right]$$

$$a_{vn} = \frac{\sqrt{2V}}{\pi} \left[ \frac{2\operatorname{sen}\chi}{n} (-\operatorname{sen}(n\alpha) - \operatorname{sen}(n\chi)) + \frac{\cos(1-n)\alpha - \cos(1-n)\chi}{1+n} + \frac{\cos(1-n)\alpha - \cos(1-n)\chi}{1-n} \right]$$

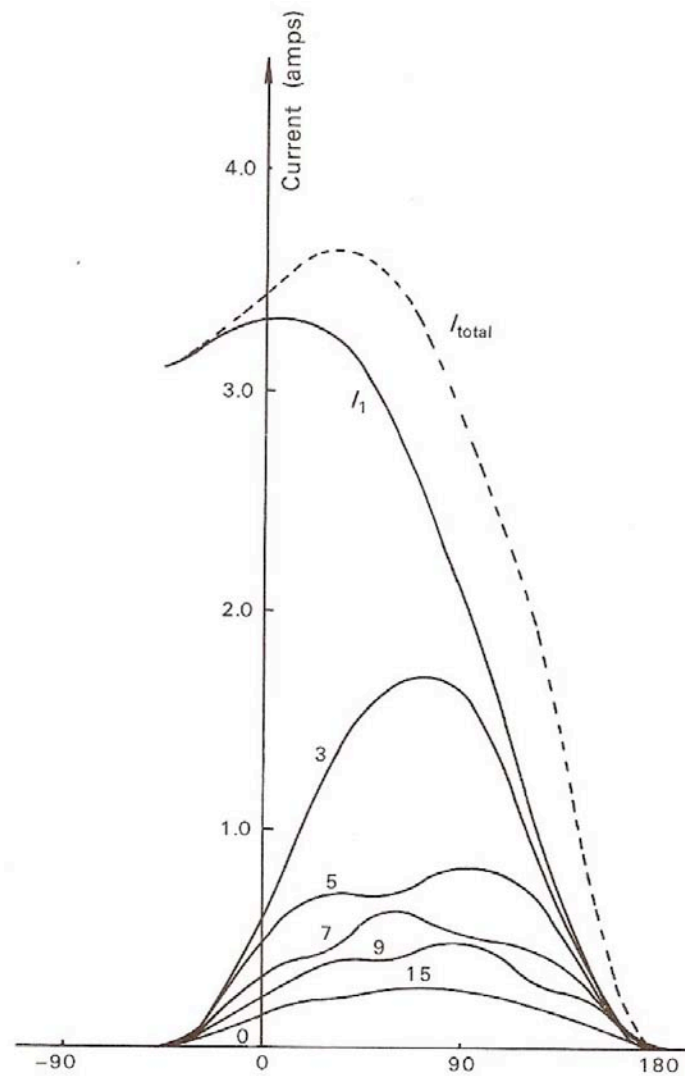
$$b_{vn} = \frac{\sqrt{2V}}{\pi} \left[ \frac{2\operatorname{sen}\chi}{n} (\cos(n\alpha) + \cos(n\chi)) + \frac{\operatorname{sen}(1+n)\alpha - \operatorname{sen}(1+n)\chi}{1+n} + \frac{-\operatorname{sen}(1-n)\alpha + \operatorname{sen}(1-n)\chi}{1-n} \right]$$



Corriente instantánea en la carga en función del ángulo de disparo  $\alpha$ , carga capacitiva, para distintos valores del ángulo de la impedancia,  $\phi$

Existe la posibilidad de que las corrientes iniciales sean muy elevadas, lo que no es deseable ya que requiere un sobre-dimensionamiento significativo en la capacidad de manejo de corriente de los dispositivos semiconductores.

Si se requiere conmutar cargas capacitivas con conversores AC-AC de control de potencia, el problema de la corriente de encendido puede eliminarse modificando la configuración básica del circuito, incluyendo en el mismo un canal adicional de medición del valor inicial de la tensión en el condensador, y permitiendo que los tiristores conmuten solo cuando la tensión instantánea de la línea AC es igual a la tensión almacenada en el condensador. Esto elimina la sobre corriente de encendido, pero también elimina la posibilidad de hacer control por retardo de disparo.



Componentes armónicos de la corriente de carga en la carga en función del ángulo de disparo  $\alpha$ , carga capacitiva.



**II.- Control de potencia AC sin cambio de frecuencia por ciclo integral.**

## Estrategia básica:

Se define un intervalo de o control formado por  $T$  ciclos completos de la tensión de entrada.

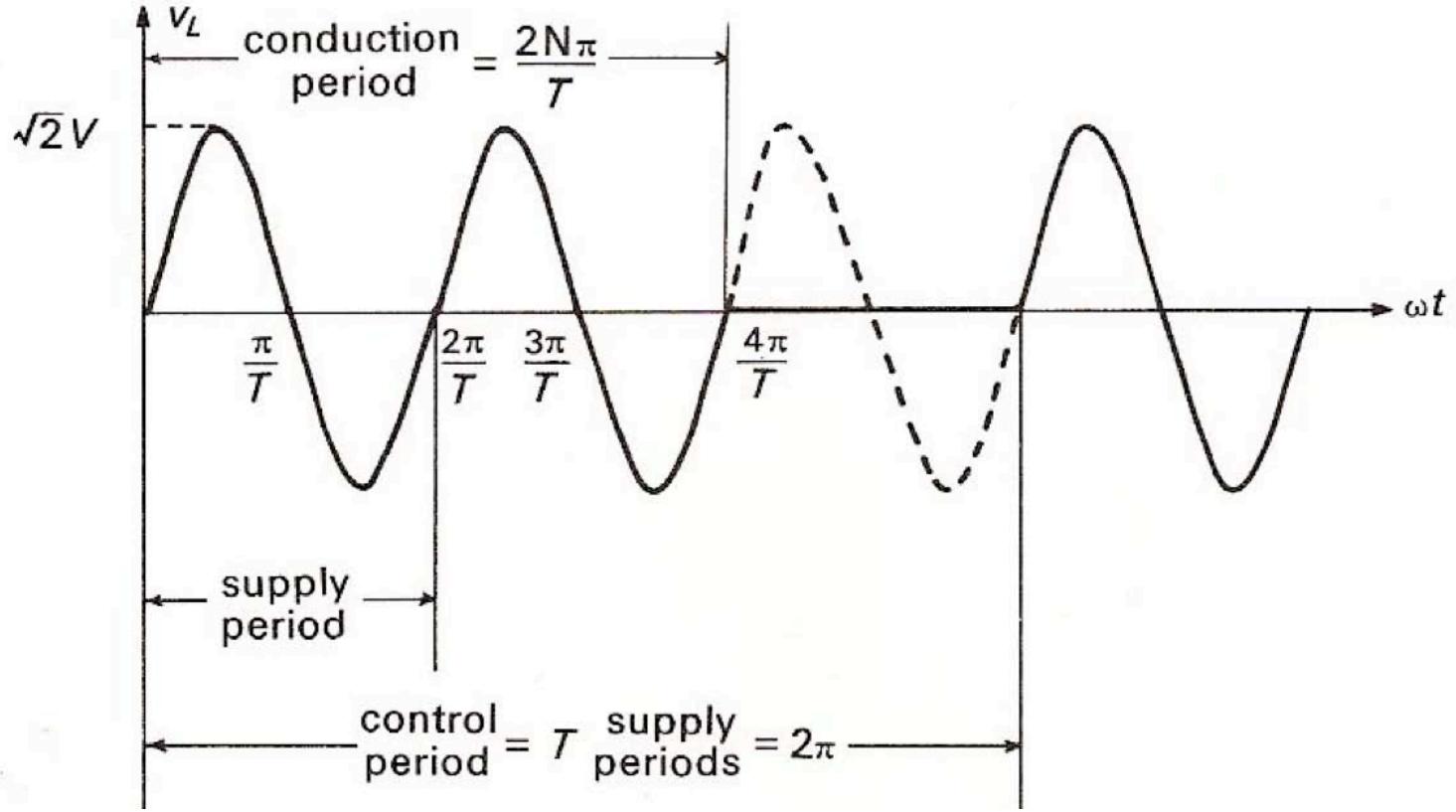
Se define un intervalo de conducción formado por  $N$  ciclos completos del total posible de  $T$  ciclos completos que forman el ciclo de repetición.

Por supuesto la condición básica es:

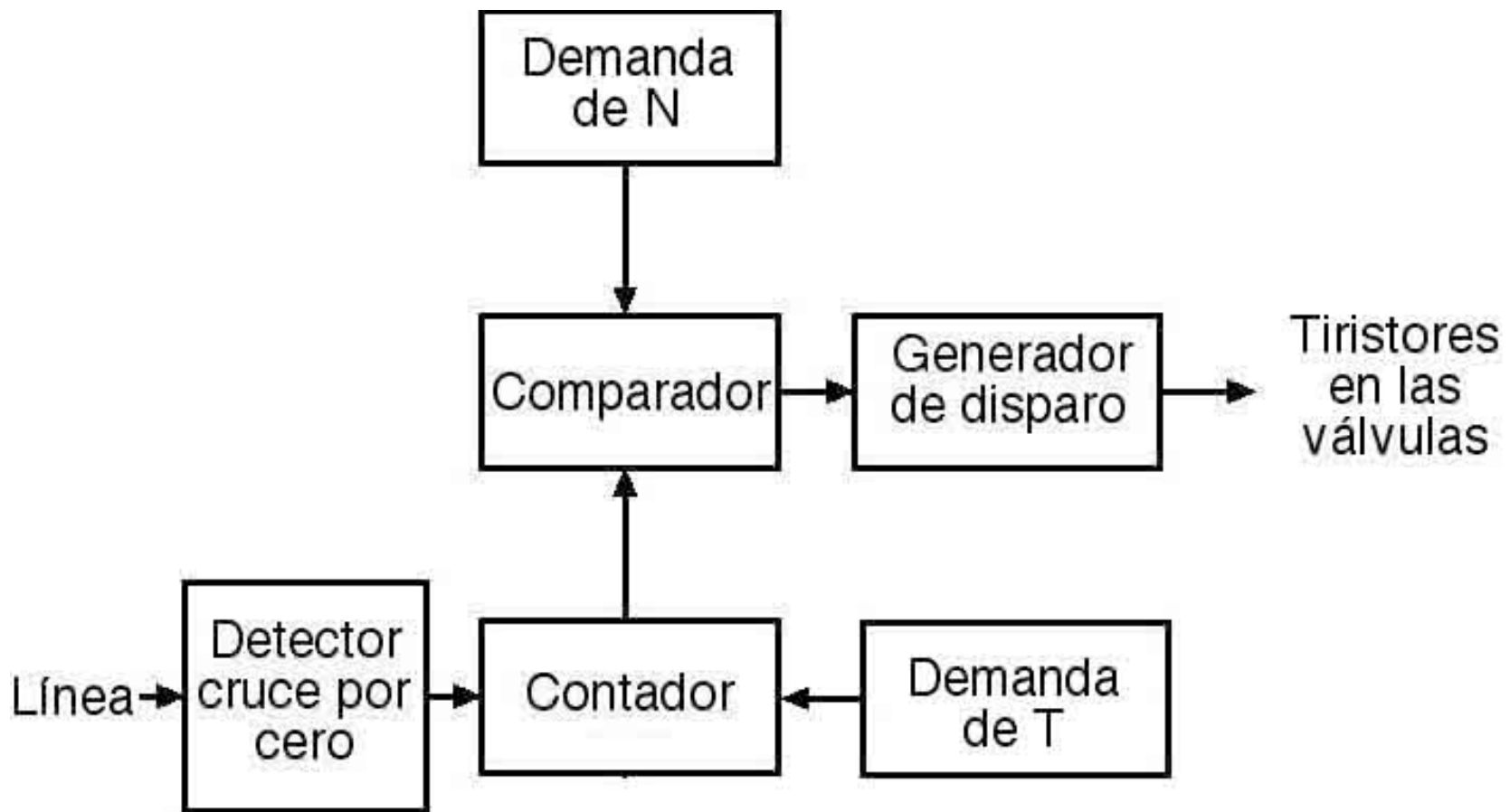
$$T > 1$$

$$N \leq T$$

Para evitar la aparición de un componente DC en la línea, en cada ciclo de línea el pulso positivo debe ser igual al negativo, luego tanto T como N deben ser números enteros.



Formas de onda básicas en el control de potencia por ciclo integral para cargas monofásicas.



Sistema de sincronización de disparo digital típico control por ciclo integral.

El sistema de control es digital, el contador cuenta el número de ciclos de línea, y es inicializado cuando la cuenta alcanza el valor prefijado  $T$  que define el intervalo de control.

La salida del comparador mantiene activado el generador de disparo permitiendo la conducción de la válvula, hasta que el contador alcanza el valor  $N$ , y cuando se bloque el disparo hasta que el contador alcanza el valor  $T$  y se inicializa, con lo que vuelve a empezar el intervalo de conducción.

Definida en función de T, la tensión aplicada a la carga en el sistema de control por ciclo integral es:

$$v_L(t) = \sqrt{2}V \operatorname{sen} T\omega t \Big|_0^{2\pi\left(\frac{N}{T}\right) + 0} \Big|_{2\pi\left(\frac{N}{T}\right)}^{2\pi}$$

para  $1 \leq N \leq T$

## Los componentes armónicos de Fourier resultan:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi N}{T}} v_L(\omega t) d\omega t = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi N}{T}} v_L(\omega t) \cos(n\omega t) d\omega t = \sqrt{2}V \frac{T}{\pi(T^2 - n^2)} \left[ 1 - \cos \frac{2\pi nN}{T} \right]$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi N}{T}} v_L(\omega t) \operatorname{sen}(n\omega t) d\omega t = \sqrt{2}V \frac{T}{\pi(T^2 - n^2)} \left[ -\operatorname{sen} \frac{2\pi nN}{T} \right]$$



$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = \frac{2\sqrt{2}VT}{\pi(T^2 - n^2)} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi N}{T}\right)$$

$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = \tan^{-1} \left( \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi N}{T}\right)}{-\operatorname{cos}\left(\frac{n\pi N}{T}\right)} \right)$$

$$\varphi_n = \pi - \frac{\pi n N}{T} \quad \text{para } n < T$$

$$\varphi_n = \frac{\pi n N}{T} - \pi \quad \text{para } n > T$$

Donde  $n$  es el número de la componente armónica bajo consideración.

Si  $n=T$ , la frecuencia armónica corresponde con la frecuencia de la línea de alimentación y se cumple que:

$$a_{n=T} = 0$$

$$b_{n=T} = \sqrt{2}V \frac{N}{T}$$

$$\varphi_{n=T} = \tan^{-1} \frac{0}{b_{n=T}} = 0$$

Esto significa que:

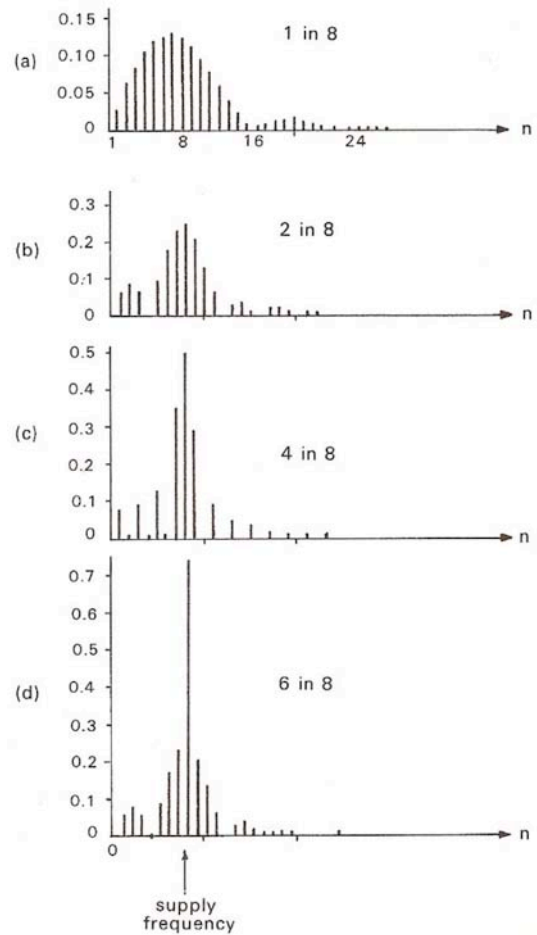
A- La señal esta en fase con la fundamental de línea.

B- Su amplitud es menor.

Si  $n < T$ , la frecuencia armónica corresponde con una subarmónica de la frecuencia de la línea de alimentación.

Si  $n > T$ , la frecuencia armónica corresponde con una armónica de frecuencia superior a la frecuencia de la línea de alimentación.

Por lo tanto en general el espectro armónico de un sistema conversor AC/AC de control de potencia por ciclo integral presenta un espectro de frecuencia que incluye componentes de frecuencia inferior a la fundamental (sub-armónicas) y componentes de frecuencia superior a la fundamental (armónicas propiamente dichas).



Espectros armónicos de tensión en un sistema de control de potencia por ciclo integral variando el número de pulsos de conducción, con un ciclo de control de 8 pulsos de línea.

Voltaje RMS en la carga:

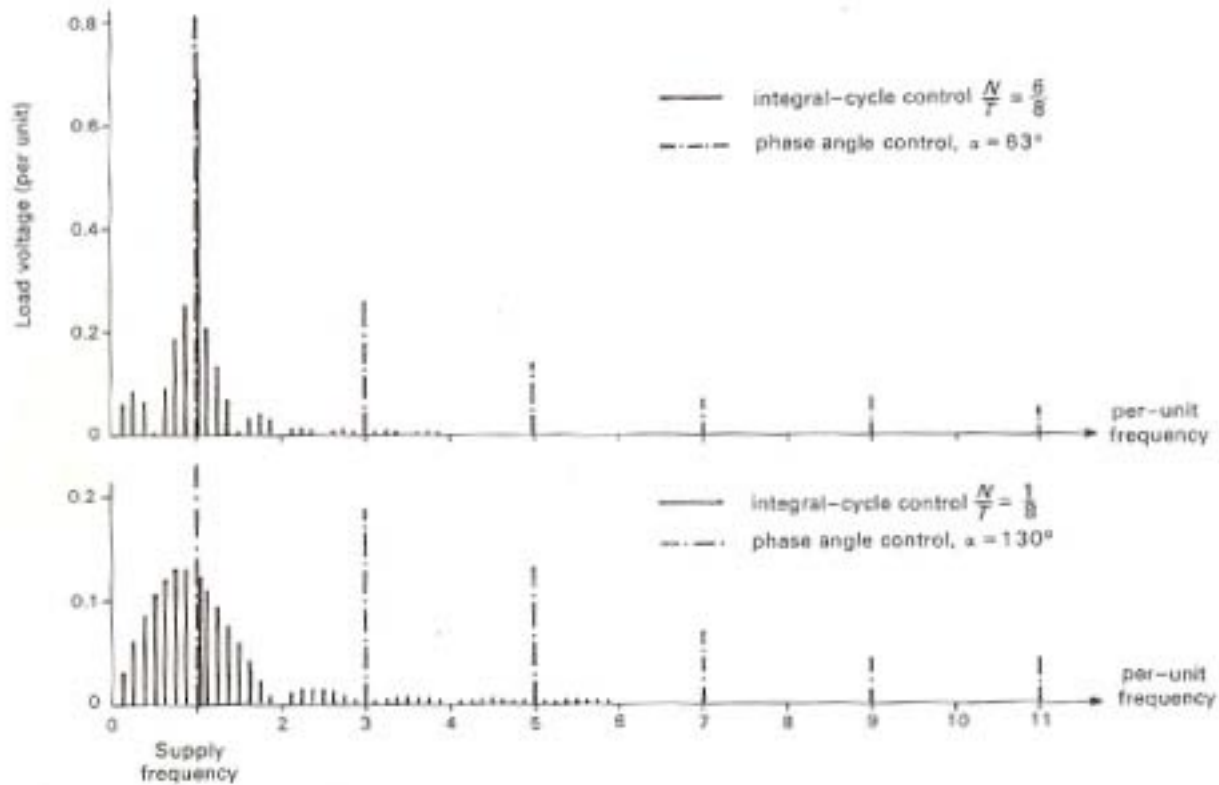
$$V_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi N}{T}} V^2 \text{sen}^2(T\omega t) d\omega t = V \sqrt{\frac{N}{T}}$$

Factor de distorsión (df):

$$df = \sqrt{\frac{N}{T}}$$

Potencia promedio en una carga resistiva R:

$$P = \frac{V_L^2}{R} = \frac{V^2 N}{RT}$$



Comparación de los espectros armónicos de voltaje producidos controlando una misma carga por los métodos de retardo de disparo y de ciclo integral, a igualdad de potencia entregada a la carga.

En principio, si  $T$  es razonablemente grande el sistema de control por ciclo integral se puede aplicar a cualquier carga sin que las ecuaciones de control queden significativamente afectadas. Si la carga es capacitiva, para evitar sobre corrientes de encendido debe incluirse el lazo de medición de la tensión inicial en el condensador, y los disparos deben autorizarse solamente cuando la tensión instantánea en la línea coincide con la tensión almacenada en el condensador.