

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

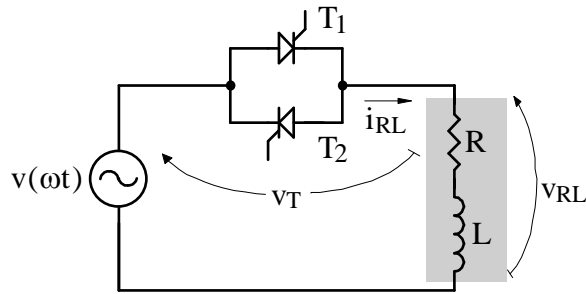


Fig. 1.1

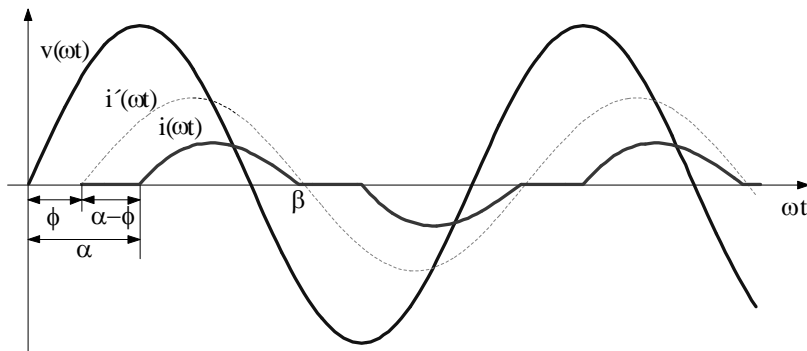


Fig. 1.2

1.1 - REGULADOR (GRADUADOR) DE TENSIÓN ALTERNA

1.1.1 - Regulador CA monofásico alimentando una carga R-L

Analizando el funcionamiento del regulador cuando la carga presenta característica inductiva, como se ve en el circuito de la Fig. 1.1.

La carga R - L presenta una característica intrínseca, denominada *factor de desplazamiento de la carga* ($\cos\phi$), cuya definición es dada a seguir:

$$\cos\phi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (1.1)$$

Las formas de onda resultantes de la operación del circuito son mostradas en la Fig.1.2, siendo $v(\omega t)$ la tensión de alimentación, $i(\omega t)$ la corriente para un ángulo de disparo α genérico y $i'(\omega t)$ la corriente en el caso particular en que $\alpha = \phi$.

Cuando el tiristor es disparado, la corriente comienza a crecer, alcanzando un valor máximo y entonces decrece. La corriente se mantiene, aún después de la inversión del sentido de la tensión, extinguiéndose solamente cuando $\omega t = \beta$ (v. Fig.1.2).

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

Esto ocurre porque el inductor presenta una 'inercia' de corriente. Después, se sigue un intervalo sin conducción, entre β y el disparo del otro tiristor. A medida que se disminuye el ángulo α , se aumenta el intervalo de conducción hasta el momento en que, cuando $\alpha = \phi$, no hay más discontinuidad.

La ecuación siguiente describe matemáticamente la corriente $i(\omega t)$ en el intervalo $\alpha < \omega t < \beta$.

$$i(\omega t) = I_{RLp} \cdot \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \alpha)} \right] \quad (1.2)$$

En la ecuación anterior, I_{RLp} representa la máxima corriente de pico teórica con carga R - L , explicitada a seguir:

$$I_{RLp} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (1.3)$$

Es fácil percibir que la corriente expresada presenta un termino senoidal y otro exponencial decreciente. Cuando $\alpha = \phi$, la componente exponencial se anula y la corriente de carga se torna sinusoidal.

Si se toma en cuenta el hecho de que se puede reescribir la ecuación de la corriente como:

$$i(\omega t) = I_{RLp} \cdot \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-(\cot \phi)(\omega t - \alpha)} \right] \quad (1.4)$$

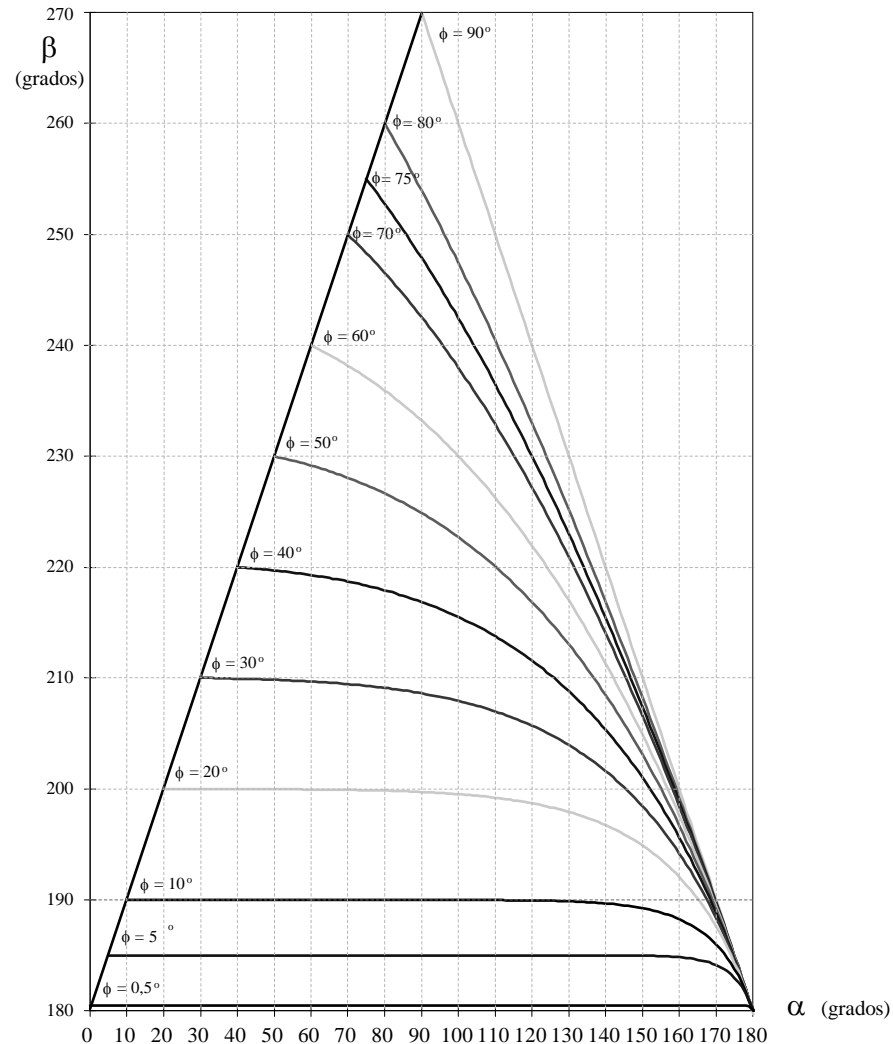
Cuando $\omega t = \beta$, $i(\omega t) = 0$. Por este motivo, β es conocido como ángulo de extinción de la corriente. Igualándose la expresión anterior a cero, se obtiene:

$$\sin(\beta - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-(\cot \phi)(\beta - \alpha)} = 0 \quad (1.5)$$

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS



Con base en esta ecuación, se trazan las curvas de la Fig.1.3. Conociéndose los ángulos ϕ (característica de carga) y α (disparo), estas curvas permiten la determinación de β .

Fig. 1.3

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

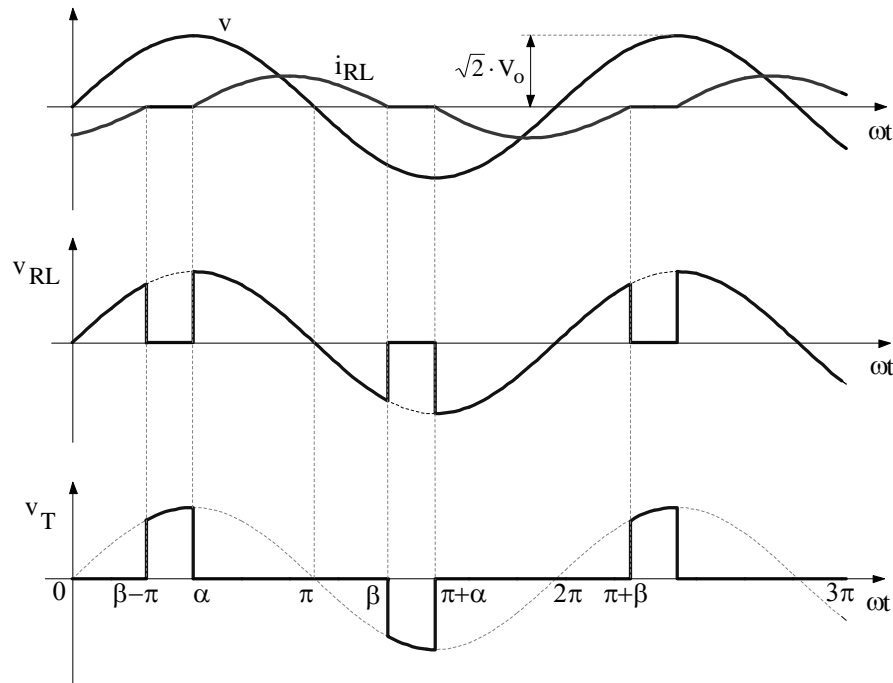


Fig. 1.4

Las formas de onda referentes a un ciclo de red completo, considerando los dos tiristores, son mostradas en la Fig.1.4.

El tiristor T_1 se encuentra activo solo entre α y β . T_2 , por su vez, conduce entre $(\alpha + \pi)$ y $(\beta + \pi)$.

El valor medio de la corriente normalizada de cada uno de estos semiconductores es:

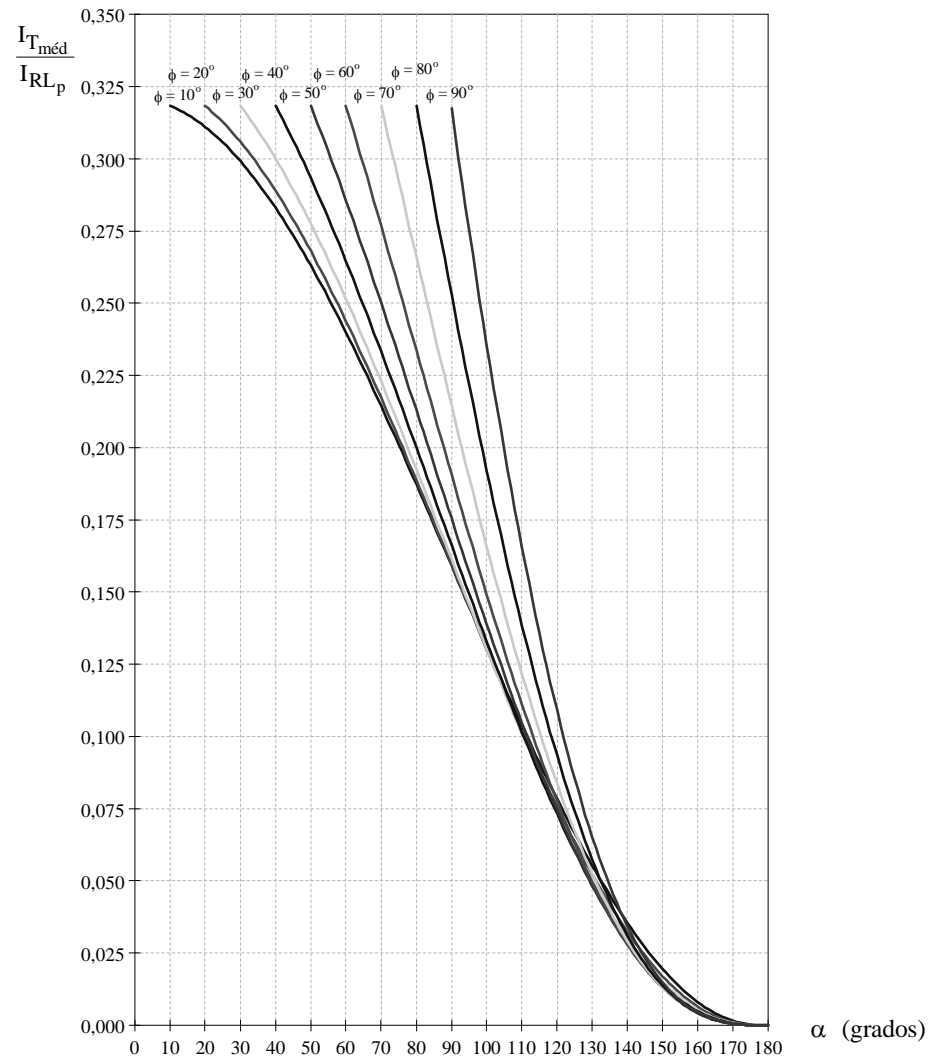
$$\frac{I_{Tméd}}{I_{RLp}} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \cos(\alpha - \phi) - \cos(\beta - \phi) + \frac{\sin(\alpha - \phi)}{\cotg\phi} \cdot [e^{(\cotg\phi)(\alpha - \beta)} - 1] \right\} \quad (1.6)$$

Esta ecuación es función de tres variables: α , β y ϕ . sustituyéndose la ecuación del ángulo de extinción en la ecuación anterior se elimina una de estas variables, lo que posibilita la confección del gráfico de la Fig. 1.5.

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS



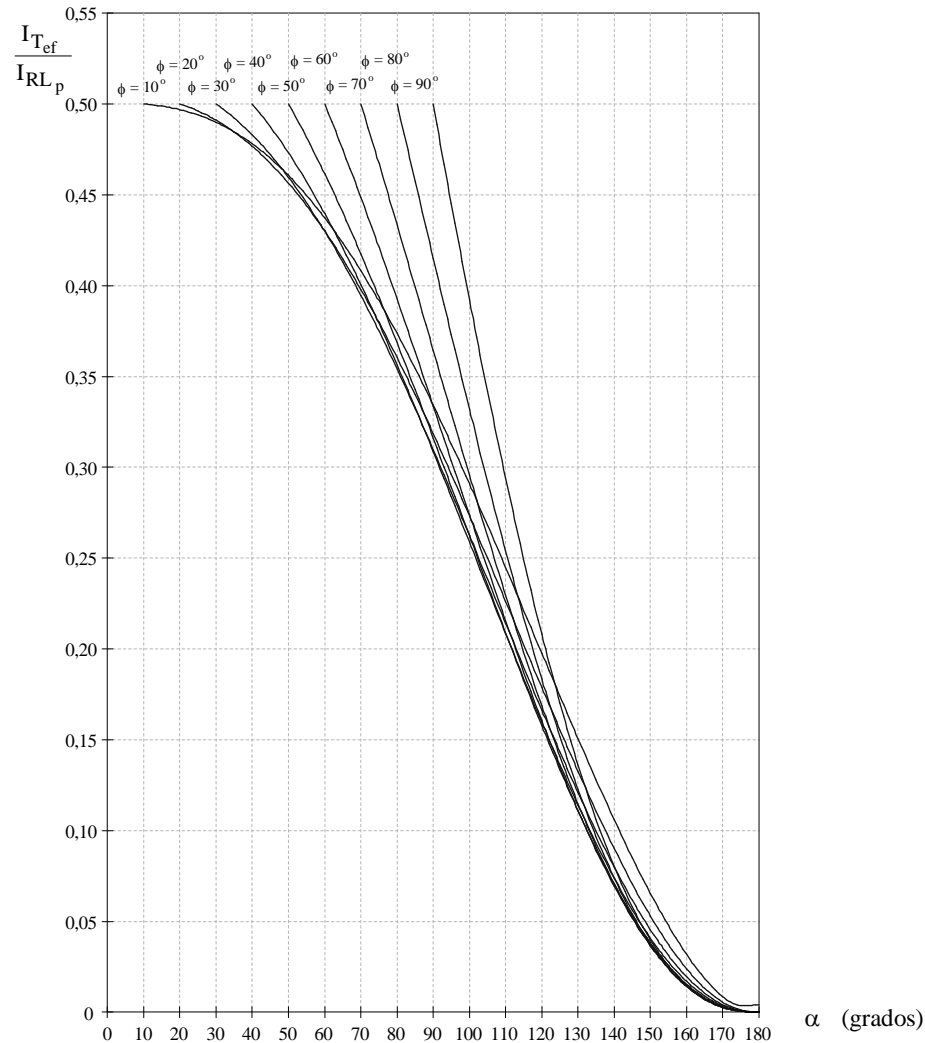
Valor medio normalizado de la corriente en el tiristor.

Fig. 1.5

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS



El valor eficaz de la corriente normalizada en un tiristor es obtenida por medio de la ecuación siguiente:

$$\frac{I_{Tef}}{I_{RLp}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \sqrt{\frac{\beta - \alpha}{2} + \frac{\sin(\alpha - \beta)}{2} \cdot \cos(2\phi - \alpha - \beta) + \frac{\sin^2(\alpha - \phi)}{2 \cdot \cotg \phi} \cdot [1 - e^{-2 \cotg \phi (\beta - \alpha)}] + 2 \sin(\alpha - \phi) \cdot \sin \phi \cdot [\sin \beta \cdot e^{-\cotg \phi (\beta - \alpha)} - \sin \alpha]}$$

(1.7)

que da origen a las curvas de la Fig. 1.6. La corriente eficaz en la carga también pueden ser fácilmente obtenida a través de estas curvas, bastando para esto que se multiplique el resultado correspondiente por:

$$I_{Lef} = \sqrt{2} \cdot I_{Tef}$$

Fig. 1.6

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

1.1.2 - Análisis armónico de la corriente de carga R-L

La simetría de la forma de onda de la corriente (casi simétrica de media onda) nos permite afirmar que los componentes de ordenes pares son despreciables. El termino fundamental de esta corriente es dado por:

$$\frac{I_{RL_1}}{I_{RL_p}} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (1.8)$$

Siendo:

$$a_1 = \frac{1}{2\pi} \left\{ \cos \phi (\cos 2\alpha - \cos 2\beta) - \sin \phi \cdot (2\beta - 2\alpha + \sin 2\beta - \sin 2\alpha) + \right. \\ \left. + \frac{4 \cdot \sin(\alpha - \phi)}{\cot^2 \phi + 1} \left[e^{\cot \phi (\alpha - \beta)} \cdot (\cot \phi \cdot \cos \beta - \sin \beta) - (\cot \phi \cdot \cos \alpha - \sin \alpha) \right] \right\} \quad (1.9)$$

y

$$b_1 = \frac{1}{2\pi} \left\{ \cos \phi (2\beta - 2\alpha + \sin 2\beta - \sin 2\alpha) - \sin \phi \cdot (\cos 2\alpha - \cos 2\beta) + \right. \\ \left. + \frac{4 \cdot \sin(\alpha - \phi)}{\cot^2 \phi + 1} \left[e^{\cot \phi (\alpha - \beta)} \cdot (\cot \phi \cdot \sin \beta + \cos \beta) - (\cot \phi \cdot \sin \alpha + \cos \alpha) \right] \right\} \quad (1.10)$$

Para $h=3,5,7\dots$ se tiene:

$$\frac{I_{RL_h}}{I_{RL_p}} = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad (1.11)$$

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

Siendo:

$$\begin{aligned} a_h = & \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{\cos \phi}{(1-h)} [\cos(1-h)\alpha - \cos(1-h)\beta] + \frac{\cos \phi}{(1+h)} [\cos(1+h)\alpha - \cos(1+h)\beta] + \right. \\ & + \frac{\sin \phi}{(1-h)} [\sin(1-h)\alpha - \sin(1-h)\beta] + \frac{\sin \phi}{(1+h)} [\sin(1+h)\alpha - \sin(1+h)\beta] + \\ & \left. + \frac{2 \cdot \sin(\alpha - \phi)}{\cot^2 \phi + h^2} \cdot [e^{\cot \phi (\alpha - \beta)} \cdot (\cot \phi \cdot \cosh \beta - h \cdot \sinh \beta) - (\cot \phi \cdot \cosh \alpha - h \cdot \sinh \alpha)] \right\} \end{aligned} \quad (1.12)$$

y

$$\begin{aligned} b_h = & \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{\cos \phi}{(1-h)} [\sin(1-h)\beta - \sin(1-h)\alpha] + \frac{\cos \phi}{(1+h)} [\sin(1+h)\alpha - \sin(1+h)\beta] + \right. \\ & + \frac{\sin \phi}{(h-1)} [\cos(h-1)\beta - \cos(h-1)\alpha] + \frac{\sin \phi}{(h+1)} [\cos(h+1)\beta - \cos(h+1)\alpha] + \\ & \left. + \frac{2 \cdot \sin(\alpha - \phi)}{\cot^2 \phi + h^2} [e^{\cot \phi (\alpha - \beta)} \cdot (\cot \phi \cdot \sinh \beta + h \cdot \cosh \beta) - (\cot \phi \cdot \sinh \alpha + h \cdot \cosh \alpha)] \right\} \end{aligned} \quad (1.13)$$

Se representan en las Figs. 1.7, 1.8 y 1.9 , las amplitudes normalizadas de los componentes de ordenes $h=1, 3$ y 5 , respectivamente, todos dados en función de α , tomándose ϕ como parámetro.

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

Fig. 1.7

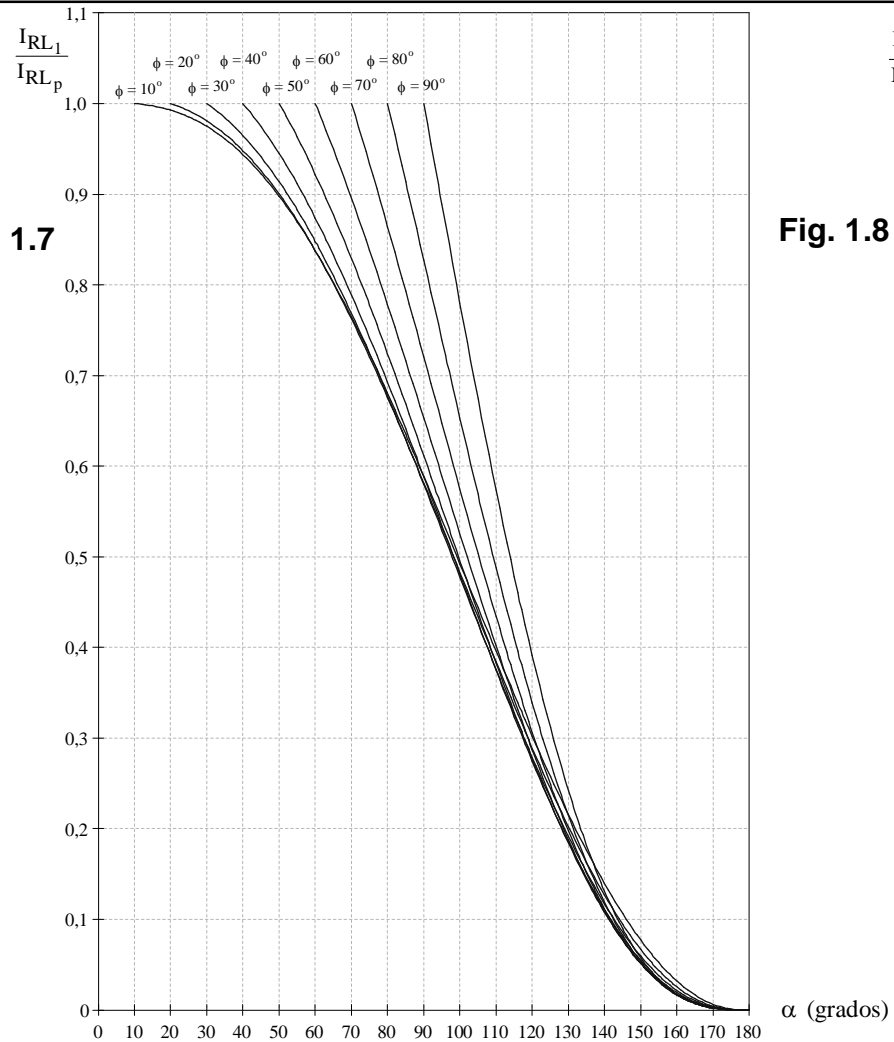
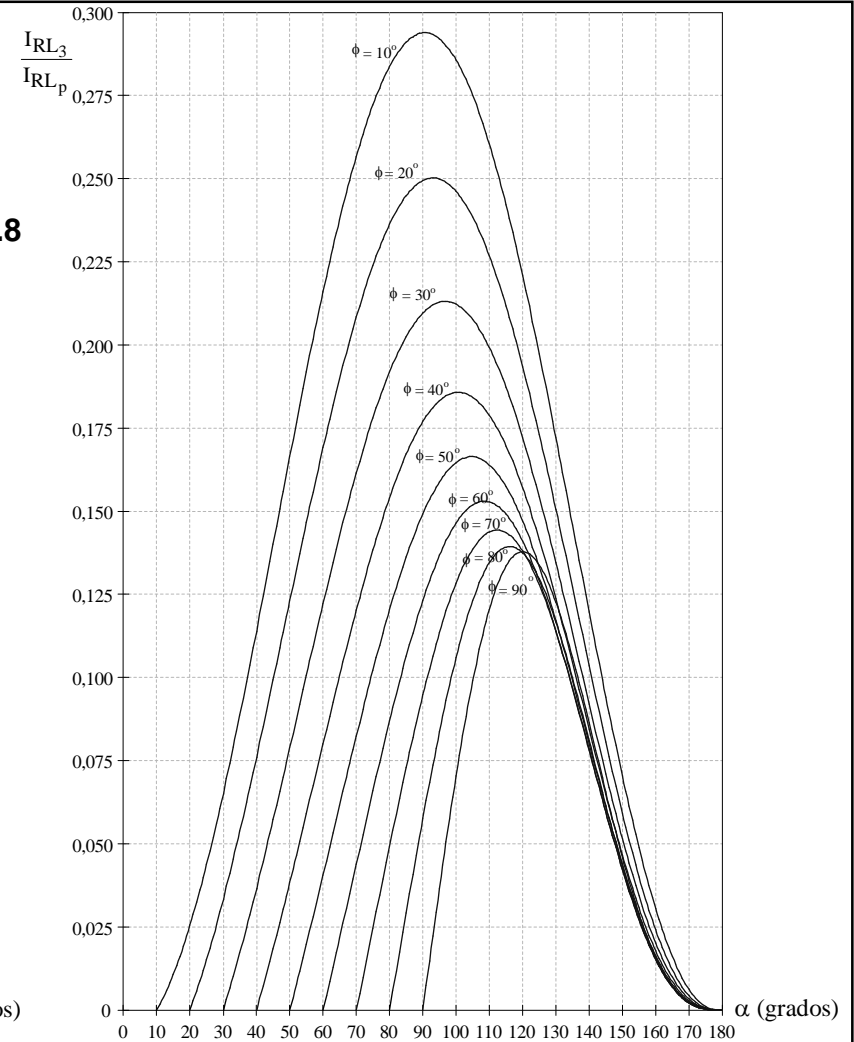


Fig. 1.8



Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

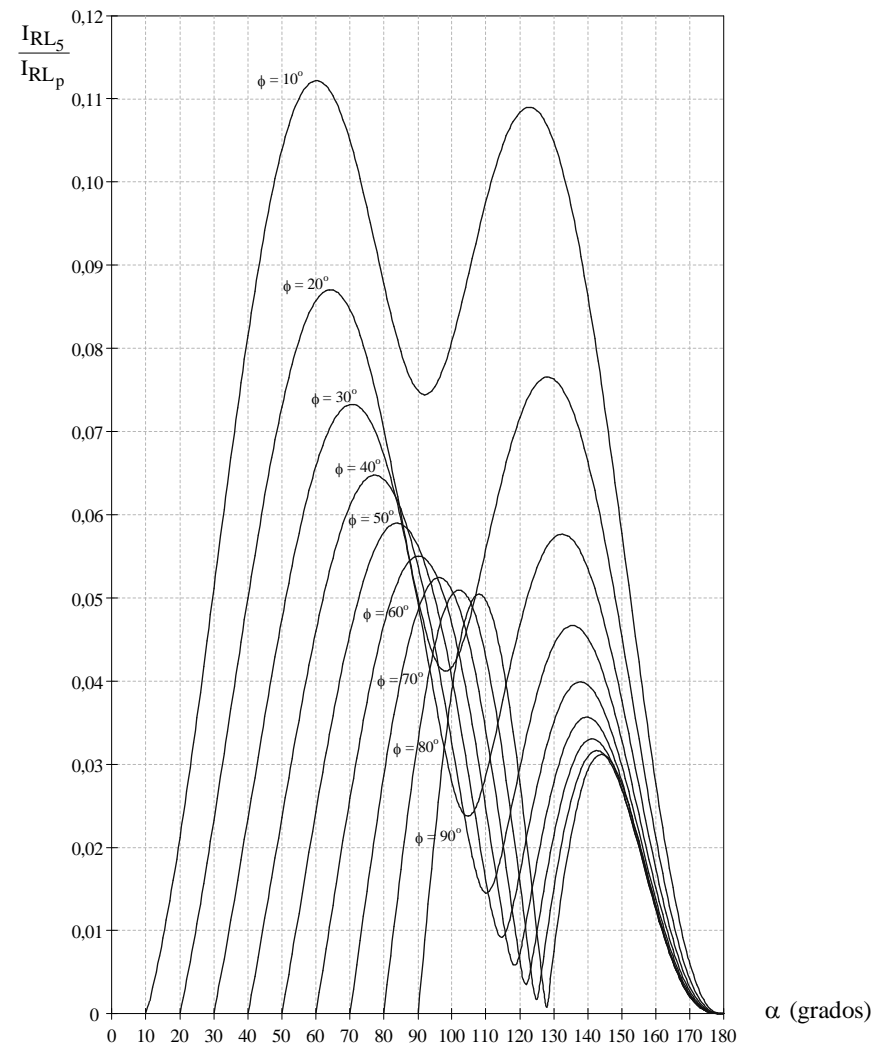


Fig. 1.9

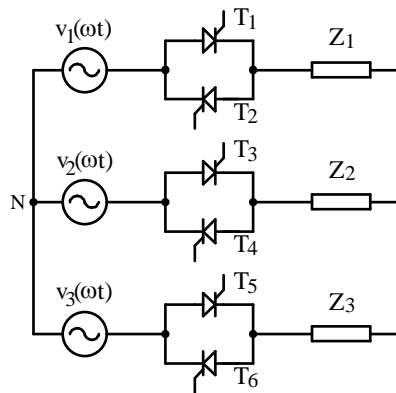
Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

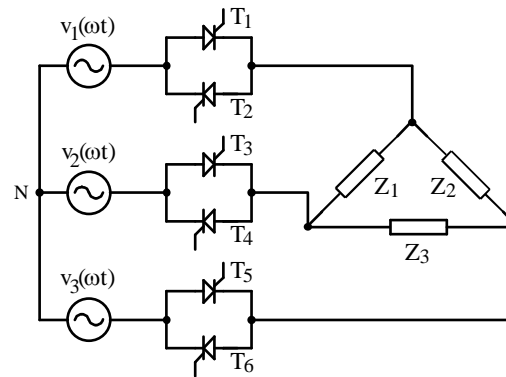
- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

1.1.3 - Reguladores de tensión trifásicos

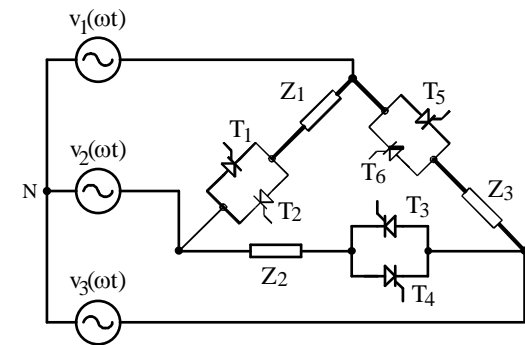
Se representan en la Fig. 1.10 las configuraciones de reguladores más empleados en la industria para alimentación de cargas trifásicas donde se tiene en: a) carga conexión estrella, b) carga conexión delta y en c) con carga y graduadores en delta.



(a)



(b)



(c)

Fig. 1.10

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

Reactor Controlado a Tiristor

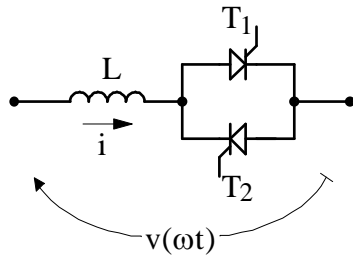


Fig. 1.11

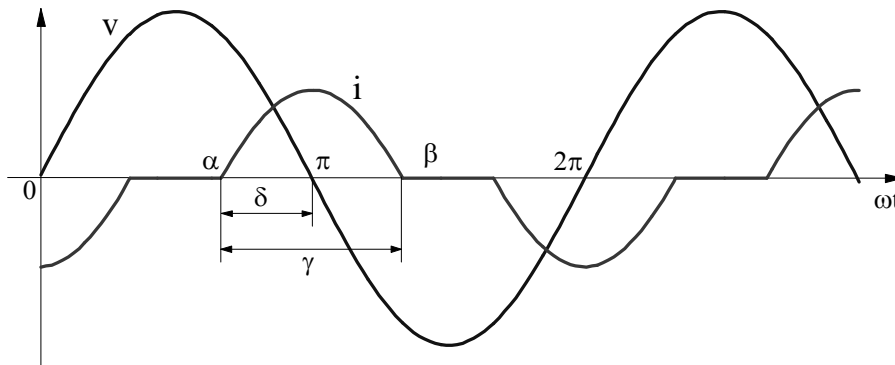


Fig. 1.12

1.2 - Reactor Controlado por Tiristor (TCR)

Considerando que la estructura representada en la Fig. 1.11 sea alimentada por la tensión sinusoidal $v(\omega t)$. Las formas de onda de operación del circuito con ángulo de disparo α son mostradas en la Fig.1.12, siendo β el ángulo de extinción y γ el ángulo de conducción. Una vez que la inductancia es ideal, se tiene $\delta = \gamma/2$.

La corriente puede ser determinada haciéndose $R = 0$ en la ecuación calculada para carga $R-L$, obteniéndose:

$$i(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{\omega \cdot L} \cdot \left[\sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) - \sin(\alpha - \frac{\pi}{2}) \right] \quad (1.14)$$

que puede ser escrita:

$$i(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{\omega \cdot L} \cdot [\cos(\alpha) - \cos(\omega t)] \quad (1.15)$$

1.2.1- Cálculo de capacitancia equivalente en función de α

La componente fundamental de la corriente $i(\omega t)$ tiene su amplitud dada por:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{\pi \cdot \omega L} \cdot (2\delta - \sin 2\delta) \quad (1.16)$$

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

y por tanto:

$$i_1(\omega t) = \left[\frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{\pi \cdot \omega L} \cdot (2\delta - \sin 2\delta) \right] \cdot \cos \omega t \quad (1.17)$$

Se puede aún describir el termino fundamental de la corriente en función de la *inductancia equivalente* L_{eq} :

$$i_1(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{\omega \cdot L_{eq}} \cdot \cos \omega t \quad (1.18)$$

Siendo:

$$L_{eq}(\alpha) = \frac{\pi \cdot L}{2\delta - \sin[2\delta]} \quad (1.19)$$

Una vez que $\delta = \pi - \alpha$, se obtiene:

$$L_{eq} = \frac{\pi \cdot L}{2(\pi - \alpha) - \sin[2(\pi - \alpha)]} \quad (1.20)$$

Así, el TCR se comporta como una inductancia equivalente para el término fundamental de la corriente. El valor de esta inductancia varía con el ángulo de disparo de los interruptores.

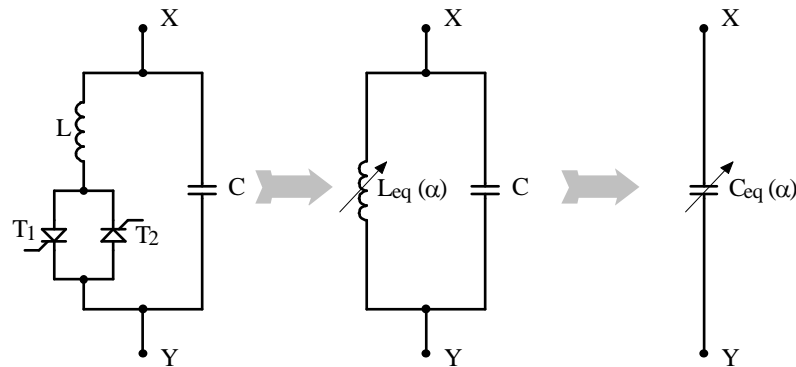
Se debe tener en cuenta dos aspectos importantes:

- ❑ Solo se consideró la componente fundamental de la corriente; como fue visto anteriormente, este sistema introduce componentes armónicos en la corriente de red;
- ❑ El sistema solo funciona con valores de α entre $\pi/2$ y π . Si $\alpha < \pi/2$, la corriente no consigue extinguirse hasta el momento de ocurrir un nuevo disparo.

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS



Se puede utilizar el circuito recién visto para obtener una capacitancia variable con el ángulo α , como muestra la Fig. 1.13. Al variarse el ángulo de disparo, se varia la inductancia equivalente que, asociada al condensador C , produce una capacitancia equivalente entre los terminales X e Y , cuyo valor puede ser alterado continuamente y con gran rapidez. Este es el principio del compensador estático de reactivo (SVC) y del capacitor serie controlado a tiristor (TCSC), la diferencia de uno respecto al otro está en la conexión con el sistema y el control aplicado. Si la conexión (X-Y) es paralela (shunt) entonces es SVC, si es serie es conocido como TCSC.

Fig. 1.13

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

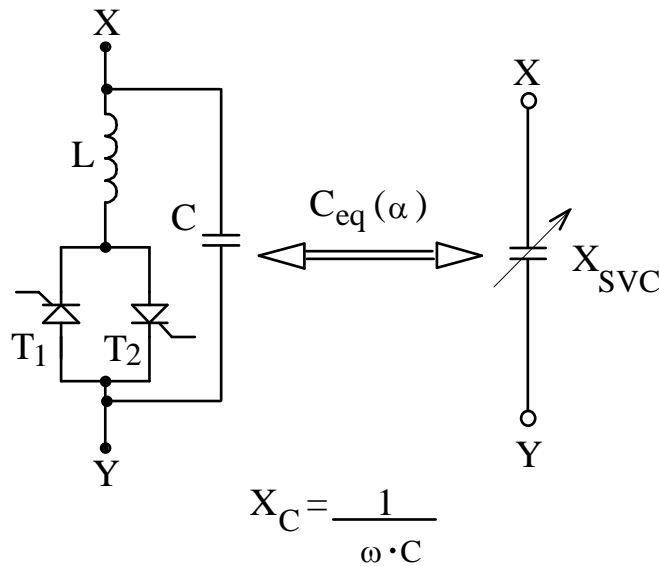


Fig. 1.14

1.2.2- Cálculo de capacitancia equivalente en función de α

El SVC, como ya fue visto, está compuesto por un TCR en paralelo con un banco fijo de condensadores, donde los puntos X e Y de la célula están conectados en paralelo con la línea de transmisión. El TCR se comporta como una inductancia variable que combinado con el banco de condensadores se obtiene una capacitancia variable (Fig. 1.14).

Se sabe que la susceptancia del reactor controlado a tiristor (TCR) es dada por:

$$B_{TCR}(\alpha) = \frac{1}{\omega \cdot L_{eq}} = \frac{2 \cdot (\pi - \alpha) - \sin(2 \cdot (\pi - \alpha))}{\omega \cdot L \cdot \pi} \quad (1.21)$$

Pero $\omega L = X_L$, luego:

$$B_{TCR}(\alpha) = \frac{2 \cdot \pi - 2 \cdot \alpha - \sin(2 \cdot (\pi - \alpha))}{\pi \cdot X_L} \quad (1.22)$$

Entonces:

$$B_{SVC}(\alpha) = B_{TCR}(\alpha) - \frac{1}{X_C} = \frac{2 \cdot \pi - 2 \cdot \alpha - \sin(2 \cdot \pi - 2 \cdot \alpha)}{\pi \cdot X_L} - \frac{1}{X_C} \quad (1.23)$$

Capítulo 1

Fundamentos de electrónica de potencia

- Estructura de los convertidores estáticos usados como FACTS

Sabiendo que: $\sin(2\pi-2\alpha) = -\sin(2\alpha)$, finalmente:

$$B_{SVC}(\alpha) = \frac{2 \cdot \pi - 2 \cdot \alpha + \sin(2 \cdot \alpha) - \pi \cdot \left(\frac{X_L}{X_C} \right)}{\pi \cdot X_L} \quad (1.24)$$

Suceptancia equivalente

Desde donde, se puede obtener el valor de la capacitancia equivalente en función del ángulo α ($C_{eq}(\alpha)$), luego se sabe:

$$X_{SVC} = \frac{1}{\omega \cdot C_{eq}(\alpha)} = \frac{1}{B_{SVC}} \quad (1.25)$$

Entonces:

$$\omega \cdot C_{eq}(\alpha) = B_{SVC}(\alpha)$$

Por tanto,

$$C_{eq}(\alpha) = \frac{2 \cdot (\pi - \alpha) + \sin(2 \cdot \alpha) - \pi \cdot \left(\frac{X_L}{X_C} \right)}{\omega \cdot \pi \cdot X_L} \quad (1.26)$$

Con $\pi/2 < \alpha < \pi$, si sale de este intervalo, se pierde la controlabilidad de esta **capacitancia equivalente variable**.