

ELECTRÓNICA DE POTENCIA
SISTEMAS DE CONVERSION AC_DC
RECTIFICADOR CONTROLADO

GUÍA DE CLASES

PROFESOR: AUGER AYÇAGUER H.

2006

SISTEMAS DE CONVERSIÓN AC_DC

1. CONVERTOR O RECTIFICADOR CONTROLADO

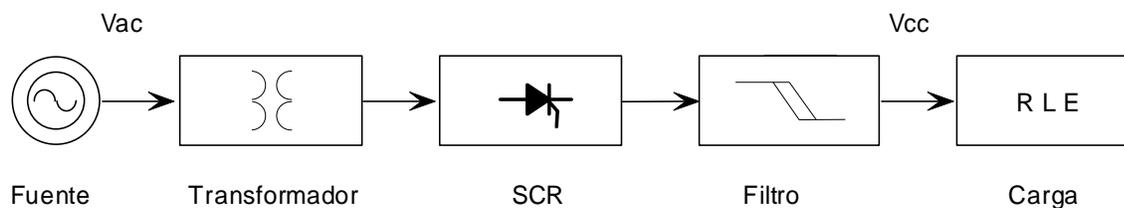
Función.

El convertor trifásico, permite transformar tensión alterna trifásica en tensión continua de magnitud ajustable. Permite un flujo bidireccional de potencia con una carga activa en el lado de continua.

Configuración.

La configuración corresponde a la de cualquier rectificador, reemplazando todos los diodos por SCR.

Elementos de un Sistema de Conversión AC-DC (Diagrama de bloques)



Metodología de análisis.

Con el propósito de establecer un modelo que represente al sistema no lineal en régimen permanente, se adoptan las siguientes simplificaciones. Luego podrá incorporarse al modelo el efecto de los parámetros del sistema real.

a) Tensión de alimentación alterna sinusoidal y simétrica:

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

$$v_b(t) = \sqrt{2} V \text{ sen } (\omega t - 2\pi/3)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2} V \text{ sen } (\omega t + 2\pi/3)$$

b) Transformador ideal:

La razón de transformación corresponde al n° de vueltas de los enrollados.

Resistencia de enrollados, Reactancia de fuga y Corriente de magnetización nulas.

c) SCR ideal para determinar las corrientes (Caida de tensión directa nula). Sin embargo, se considerará el modelo linealizado por tramos del SCR para determinar sus pérdidas.

d) Filtro inductivo serie en el lado de continua ($L \rightarrow \infty$).

e) Carga del tipo R, L y E en serie.

Definiciones.

Voltaje continuo = Valor medio de la tensión en la carga:
$$V_{cc} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_s(t) dt$$

Corriente continua = Valor medio de la corriente de salida:
$$I_{cc} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_s(t) dt$$

Potencia continua: $P_{cc} = V_{cc} * I_{cc}$

2. CONVERTOR TRIFÁSICO BIDIRECCIONAL (2 CUADRANTES) IDEAL.

2.1 Tensión continua en convertor bidireccional ideal.

Mediante el desplazamiento del ángulo de encendido α de los SCR, proceso denominado control de fase, se obtiene tensión continua ajustable (positiva, nula o negativa) de acuerdo a la siguiente relación para el convertor ideal:

$$V_{cc} = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) dt = \frac{1}{2\pi} p \int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{p} + \alpha} V_m \cos \omega t d\omega t$$

$$V_{cc} = V_{cco} \cdot \cos \alpha \quad 0 \leq \alpha \leq \pi$$

α : ángulo de disparo (encendido)

$$V_{cco} = V_{cc} (\alpha = 0, u = 0) = V_m \text{sen}(\pi/p) / (\pi/p)$$

Se distinguen dos zonas de operación:

Régimen de Rectificación: $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ $V_{cc} > 0$

Régimen de Inversión: $\pi/2 \leq \alpha < \pi$ $V_{cc} < 0$

Fig.1: Tensión continua en función del ángulo de encendido.

2.2 Corrientes.

La forma de onda de las corrientes en los SCR, transformador y líneas es similar a las de un sistema rectificador salvo en su fase. Estas corrientes, de forma rectangular o escalonada, se desplazan junto con el ángulo de encendido α .

2.3 Potencia activa y Factor de potencia.

$$P_{\text{ent}} = \sqrt{3} V_L I_{L1} \cos \phi_1$$

I_{L1} : corriente fundamental de línea.

ϕ_1 : desfase entre la fundamental de corriente y la tensión fase neutro.

Asumiendo que $P_{\text{ent}} = P_{\text{sal}} = P_{\text{cc}} = V_{\text{cc}} I_{\text{cc}}$, resulta la siguiente aproximación:

$$\cos \phi_1 \approx V_{\text{cc}}/V_{\text{cco}} = \cos \alpha$$

α : ángulo de encendido

La potencia activa será positiva, nula o negativa según el valor del ángulo α .

$$\text{FP} = I_{L1} / I_L * \cos \phi_1 = \text{Factor de distorsión} * \text{Factor de desplazamiento}$$

Ejemplo: En un conversor tipo puente de 6 SCR

$$I_{L1} = (\sqrt{2}\sqrt{3}/\pi) I_{\text{cc}} \quad I_L = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) I_{\text{cc}}$$

$$\text{FP} = (3/\pi) \cos \alpha = 0.955 \cos \alpha$$

3. CONVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECCIONAL (2 CUADRANTES)

3.1 Efecto de la reactancia de dispersión del transformador

La presencia de reactancia en el lado de alterna (transformador y sistema) , obliga a una transferencia gradual de la corriente de un SCR a otro, con lo cual habrá conducción simultánea de dos tiristores. La conducción simultánea conduce a un cortocircuito momentáneo entre las dos fases en conmutación. El efecto se traduce en una modificación de la onda de corriente en el SCR y una reducción de la tensión continua a la salida del rectificador.

La duración de la transferencia se expresa mediante el ángulo de conmutación u (traslapo o recubrimiento).

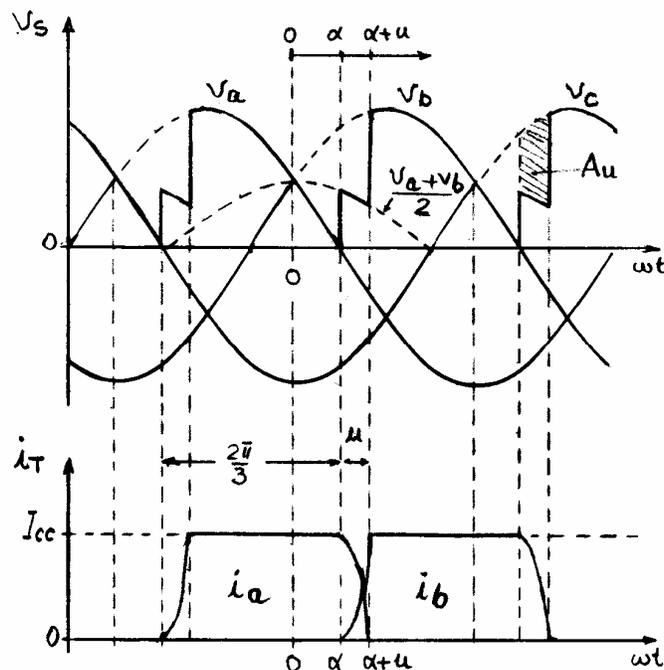
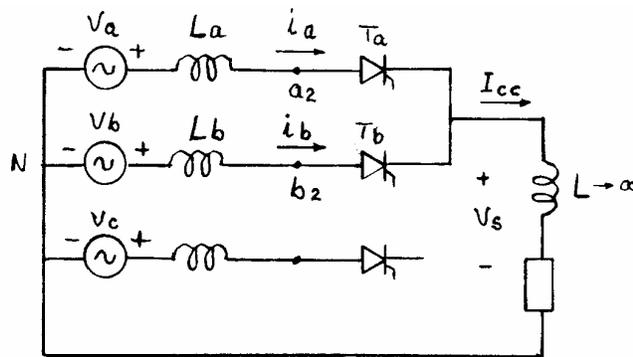


Fig.2: Efecto de la reactancia del lado de alterna.

Siguiendo un procedimiento similar al caso del Rectificador de diodos, resulta la ecuación de conmutación (Anexo 1):

$$[\cos \alpha - \cos (\alpha + u)] / 2 = I_{cc} / V_{cco} * p\omega L / 2\pi \quad \text{para } u < 2\pi/q \quad (1)$$

El ángulo de conmutación u crece al aumentar I_{cc} o la inductancia L , y varía con el ángulo α como se muestra en la Fig.3.

Puede expresarse u en función del ángulo de conmutación inicial u_0 , correspondiente a $\alpha=0$, para el mismo valor de corriente I_{cc} :

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + u) = 1 - \cos u_0 \quad (2)$$

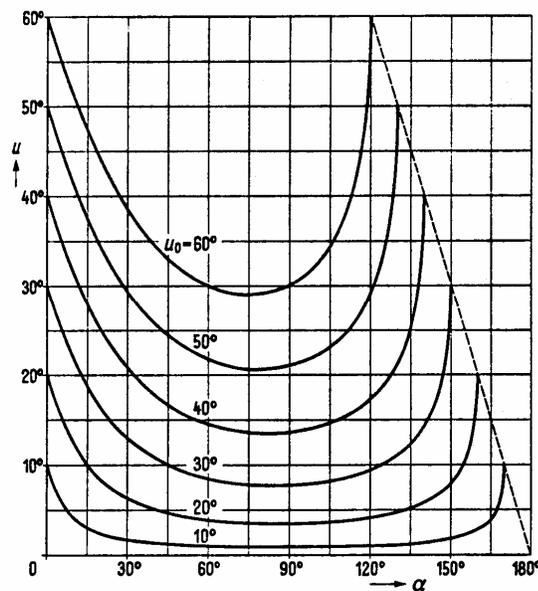


Fig.3: Variación del ángulo u en función de α para u_0 fijo ($I_{cc} = \text{cte}$).

La caída de tensión continua provocada por la conmutación resulta:

$$\text{i) } \Delta V_{cc} = V_{cco} [\cos \alpha - \cos(\alpha+u)] / 2 \quad (3)$$

$$\text{ii) } \Delta V_{cc} = V_{cco} (1 - \cos u_0) / 2 \quad (4)$$

$$\text{iii) } \Delta V_{cc} = (p\omega L / 2\pi) * I_{cc} \quad (5)$$

Nota 1: En esta última relación I_{cc} corresponde a la corriente continua efectivamente conmutada por cada SCR. En el caso de existir r convertidores conectados en paralelo, la corriente total en la carga será $r * I_{cc}$, y la caída de tensión continua será:

$$\Delta V_{cc} = (p/r) (\omega L / 2\pi) * (I_{cc_total} / r)$$

3.2 Efecto en la tensión continua a la salida del convertidor.

La tensión continua considerando el efecto de la conmutación será $V_{cc} = V_{cco} \cos \alpha - \Delta V_{cc}$ con lo cual se obtienen las siguientes expresiones para V_{cc} :

$$\text{i) } V_{cc}(\alpha, u) = V_{cco} [\cos \alpha + \cos (\alpha + u)] / 2 \quad (1)$$

$$\text{ii) } V_{cc}(\alpha, u_o) = V_{cco} [\cos \alpha - (1 - \cos u_o) / 2] \quad (2)$$

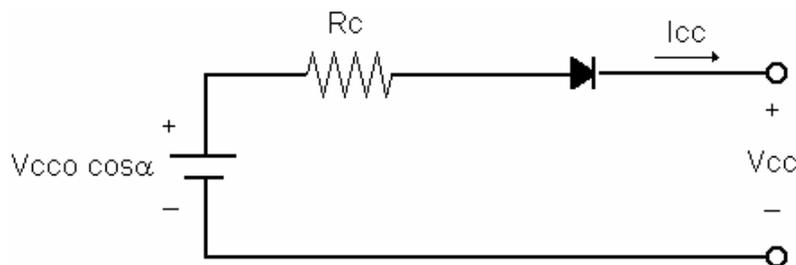
$$\text{iii) } V_{cc}(\alpha, I_{cc}) = V_{cco} \cos \alpha - (p\omega L / 2\pi) * I_{cc} \quad (3)$$

La tensión continua para un ángulo α fijo, decrece linealmente al aumentar I_{cc} o la inductancia L .

Esta última relación puede representarse mediante un circuito equivalente, considerando $R_c = p\omega L / 2\pi$ que se denomina Resistencia de conmutación aún cuando no disipa potencia.

$$V_{cc} = V_{cco} \cos \alpha - R_c * I_{cc} \quad 0 \leq \alpha \leq \alpha_{\text{máx}} \quad (4)$$

Circuito equivalente en el lado de continua:



Si es relevante, puede incluirse la caída de tensión equivalente en los SCR y la caída de tensión en la resistencia serie de la alimentación alterna.

$$V_{cc} = V_{cco} * \cos \alpha - R_c * I_{cc} - R_s * I_{cc} - V_d$$

3.3 Curvas características naturales del convertidor

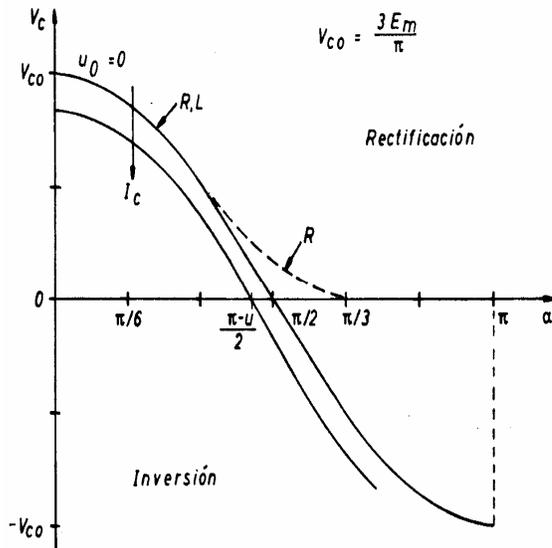


Fig.5: Curvas de Control: $V_{cc}(\alpha)$ con parámetro $I_{cc} = cte$

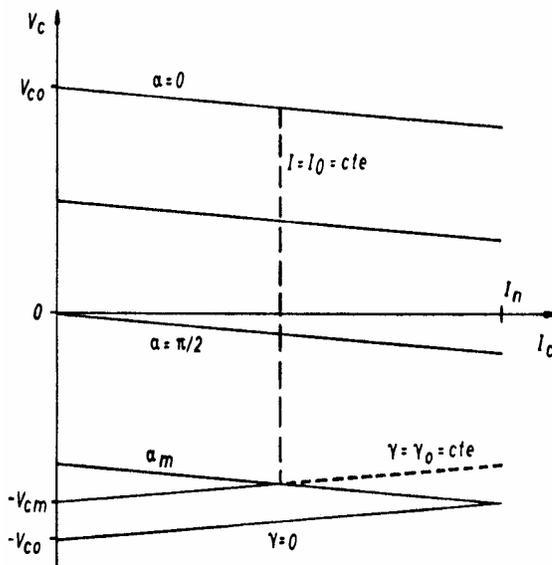
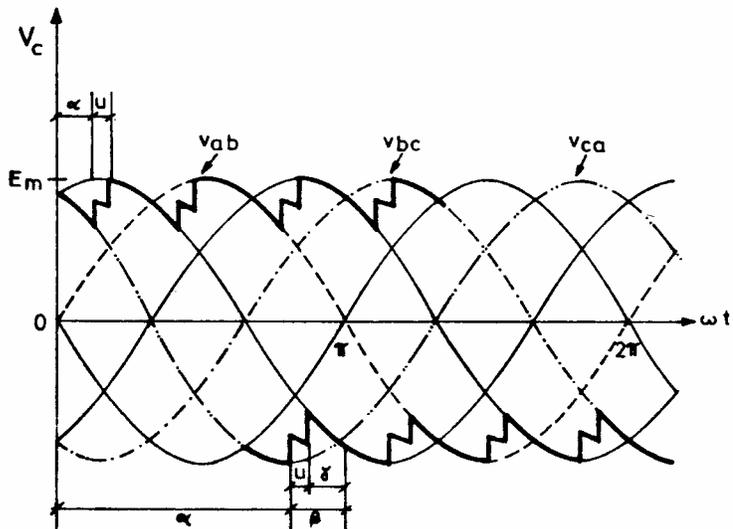


Fig.6: Curvas de Regulación (Curvas de Carga): $V_{cc}(I_{cc})$ con parámetro $\alpha = cte$

Estas curvas naturales pueden modificarse empleando lazos de control realimentado. Por ejemplo, con un controlador realimentado de corriente (o tensión), el convertidor actuará como fuente de corriente (o tensión).

3.4 Límite del ángulo de encendido en régimen de inversión.



α : ángulo de encendido
 u : ángulo de conmutación.
 γ : ángulo de extinción.

El ángulo de extinción corresponde al periodo en que se aplica tensión negativa al SCR.
 La relación entre estos ángulos es: $\alpha + u + \gamma = \pi$

En régimen de inversión, el ángulo α debe limitarse para asegurar un ángulo mínimo de extinción correspondiente al tiempo de apagado (t_q) del SCR: $\gamma_{\min} = \omega \cdot t_q$

$$\alpha_{\max} = \pi - (u + \gamma_{\min})$$

Dado que el ángulo de conmutación u depende además de la corriente, se requiere un controlador del ángulo de extinción (CEA) para operar con seguridad y evitar fallas de conmutación.

Por ejemplo:

si $t_q = 200 \text{ useg}$ y $u = 25^\circ$, resulta $\gamma_{\min} = 3,6^\circ$ con lo cual $\alpha_{\max} = 151,4^\circ$

Obs.: En régimen de inversión dado que la tensión V_{cc} es negativa, las ecs (1) y (3) pueden escribirse en forma alternativa, reemplazando $\alpha = \pi - (\gamma + u)$:

$$V_{cci} = -V_{cc} = V_{cco} [\cos \gamma + \cos (\gamma + u)] / 2$$

$$V_{cci} = -V_{cc} = V_{cco} \cos \gamma - (\rho \omega L / 2\pi) * I_{cc}$$

3.5 Efecto en las Corrientes.

La forma de onda de las corrientes en los SCR, transformador y líneas difiere levemente respecto del sistema rectificador con ángulo de conmutación u_0 . Las corrientes se desplazan en un ángulo que en este caso depende de α y u . Dado que u decrece al aumentar α , la forma de corriente se aproxima a la forma trapezoidal ($\alpha > 30^\circ$), y a la forma rectangular ($\alpha \rightarrow 90^\circ$).

3.6 Potencia activa y Factor de potencia.

$$P_{ent} = \sqrt{3} V_L I_{L1} \cos \phi_1$$

I_{L1} : corriente fundamental de línea.

ϕ_1 : desfase entre la fundamental de corriente y la tensión fase neutro.

Asumiendo que $P_{ent} = P_{sal} = P_{cc} = V_{cc} I_{cc}$, resulta la siguiente aproximación:

$$\cos \phi_1 \approx V_{cc}/V_{cco} = [\cos \alpha + \cos (\alpha + u)] / 2 = \cos \alpha - (1 - \cos u_0) / 2$$

La potencia activa será positiva, nula o negativa según el valor de los ángulos α y u .

$$FP = I_{L1} / I_L * \cos \phi_1 = \text{Factor de corriente} * \text{Factor de desplazamiento}$$

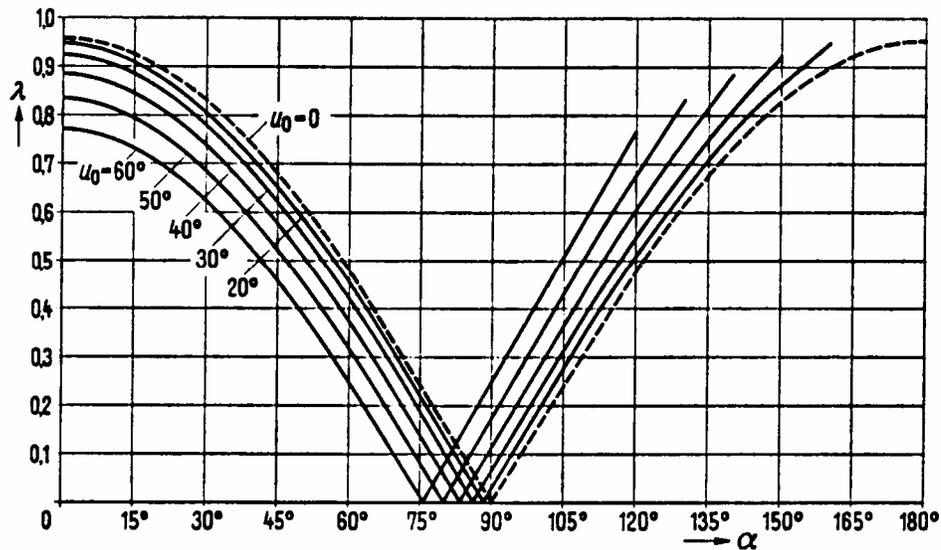


Fig.8: Factor de Potencia en función de los ángulos α y u_0 ($\lambda = |FP|$).

3.7 Ejemplos de aplicación del conversor AC-DC.

Alimentación de celdas electrolíticas (cargadores de baterías, plantas de electroobtención etc..)

Sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS),

Accionamiento de motores de CC en dos cuadrantes, permitiendo control de velocidad, control de torque y frenado regenerativo al invertir el sentido de giro. No permite invertir el sentido de la corriente (Accionamiento de huinches, montacargas y grúas etc...).

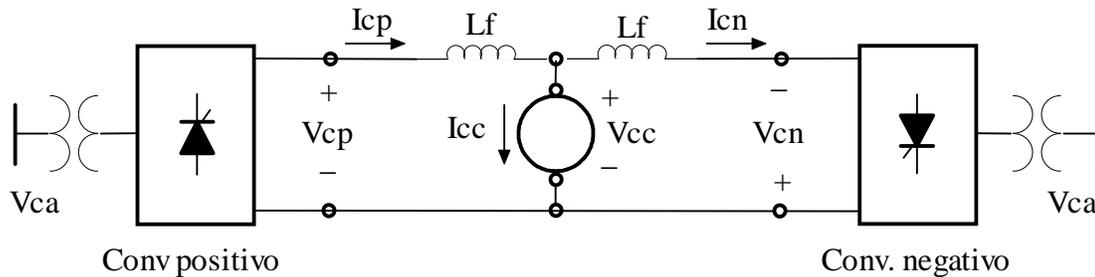
4. CONVERTOR DUAL (CONVERTOR DE 4 CUADRANTES)

Función.

El Convertor Dual permite la circulación de corriente por la carga en ambos sentidos.

Configuración.

Dos convertidores bidireccionales conectados en forma antiparalela con la carga.



4.1 Modos de operación:

- 1.- Operación alternada. Mientras un convertidor opera, el otro permanece inactivo (pulsos de disparo inhibidos). Deberá esperarse la anulación total de la corriente de carga antes de efectuar el cambio de convertidor activo.
- 2.- Operación simultánea con corriente circulante: Mientras un convertidor opera en rectificación, el otro opera en inversión.
 - a) La magnitud de las tensiones continuas en ambos convertidores será la misma, por ello los ángulos de disparo deberán estar sincronizados :

$$V_{cp}(\alpha_p) = -V_{cn}(\alpha_n) = V_{cc} \quad \Rightarrow \quad \alpha_n = f(\alpha_p)$$

$$V_{cp0}(\cos \alpha_p + \cos(\alpha_p + u_p)) = -V_{cn0}(\cos \alpha_n + \cos(\alpha_n + u_n))$$

$$\alpha_n = \pi - \alpha_p \quad (\text{si } u_p = u_n = 0, \text{ convertidor ideal})$$

- b) Hay corriente de circulación de un convertidor al otro. La corriente por la carga corresponde a la diferencia y podrá ser positiva, nula o negativa.

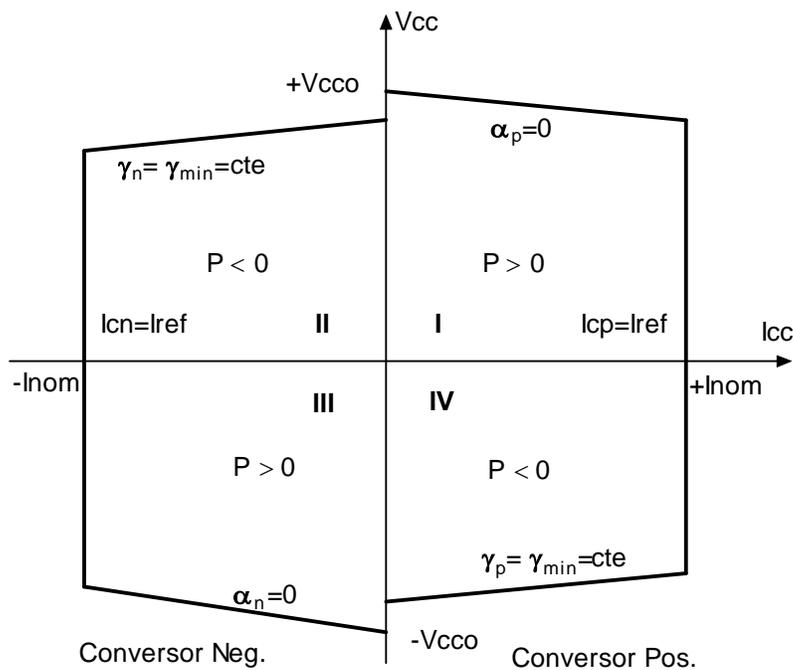
$$I_{cc} = I_{cp} - I_{cn}$$

- c) Permite una transición suave y gradual al invertir el sentido de la corriente en la carga.

- d) Ambos convertidores podrán operar con corrientes mayores que la de carga (particularmente para baja corriente de carga), evitando la discontinuidad de la corriente.
- e) Aunque los voltajes medios de ambos convertidores son iguales, las tensiones instantáneas no lo son. La variación instantánea de la corriente debe limitarse mediante inductancias entre ambos convertidores.

$$v_{cp}(t) \neq v_{cn}(t) \quad v_s(t) = (v_{cp}(t) + v_{cn}(t)) / 2$$

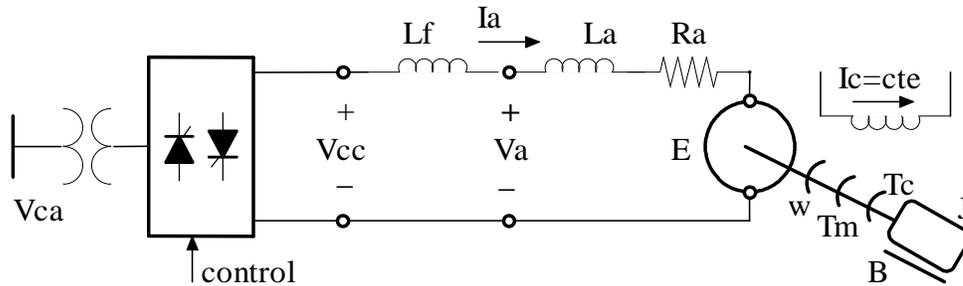
4.2 Límites de operación en los cuatro cuadrantes.



4.3 Aplicaciones del convertidor dual.

- Accionamiento de un motor de CC en los cuatro cuadrantes.
- Enlace de CC entre sistemas eléctricos de distinta frecuencia.
- Transmisión de energía a grandes distancias. (HVDC)
- Cicloconvertor (Generador de tensión alterna de baja frecuencia, para el control de motores de baja velocidad).

4.4 Accionamiento de una máquina de corriente continua en 4 cuadrantes



En régimen permanente:

$$V_a = \pm R_a I_a \pm E \quad E = K_a \phi \omega_M \quad V_a = \pm R_a I_a \pm K_m \omega_M$$

$$T_M = K_a \phi I_a = K_m I_a \quad y \quad P_M = T_M \omega_M$$

En régimen transitorio:

$$T_M(t) = J d\omega_M/dt + B \omega_M + T_c$$

Cuadrante	P	ω_M	Operación	Frenado Reg.
I	+	+	Motor	No
II	-	+	Generador	Si
III	+	-	Motor	No
IV	-	-	Generador	Si

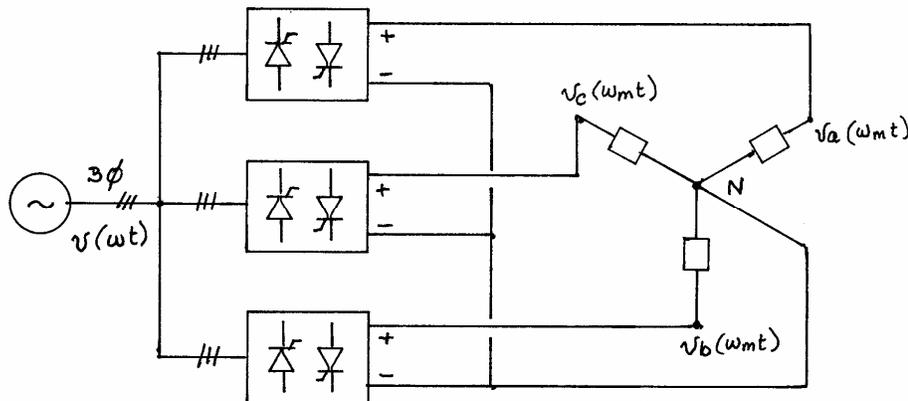
5. CICLOCONVERSOR

Función.

Permite generar tensión alterna trifásica de baja frecuencia. Opera como cambiador de frecuencia.

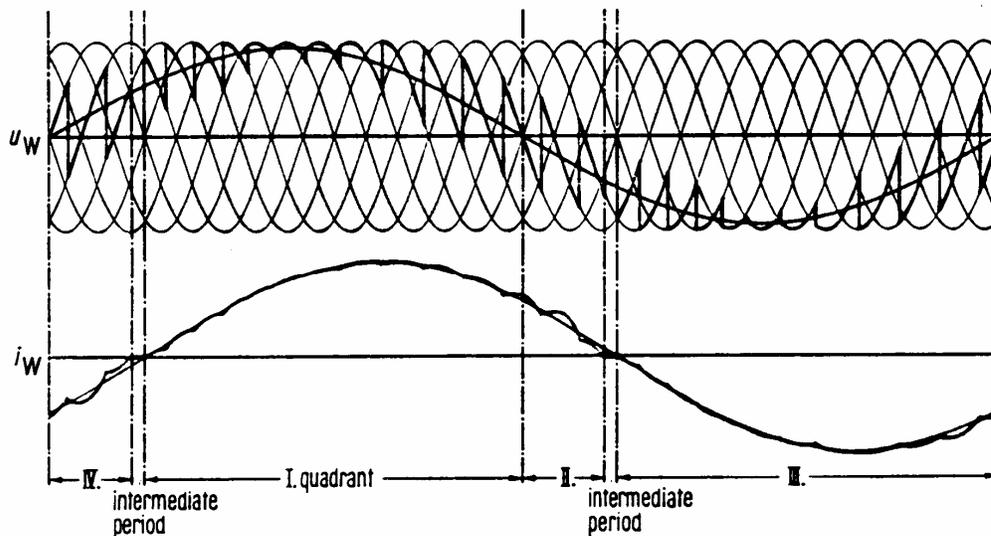
Configuración.

Se compone de un convertidor dual (de 4 cuadrantes) en cada fase, y alimenta una carga trifásica.



El ángulo de encendido α de los tiristores es modulado en el tiempo, de modo de variar la tensión media de salida siguiendo una señal sinusoidal de magnitud V_m y frecuencia ω_m ajustables.

$$v_s(t) = V_{cc}(t) = V_{cco} * \cos(\alpha(t)) - R_c I_{cc}(t) = V_m \sin(\omega_m t)$$



La magnitud del zumbido presente en v_s (armónicas correspondientes a la frecuencia de la red ω), limita la frecuencia máxima de salida a: $\omega_m(\text{máx}) = 2/3 \omega$.

Aplicación.

Se emplea en el control de partida y velocidad de grandes motores sincrónicos de baja velocidad. La magnitud de la tensión y su frecuencia se ajustan de modo de regular el flujo en la máquina.

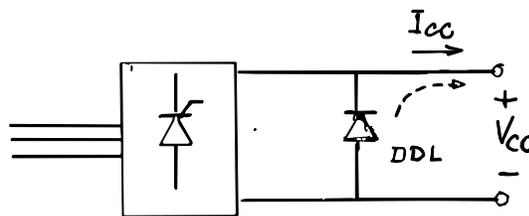
6. CONVERTORES UNIDIRECCIONALES (DE 1 CUADRANTE)

Los convertidores unidireccionales operan en un solo cuadrante, y sólo en régimen de rectificación.

Configuraciones.

6.1. Conversor bidireccional + Diodo de descarga libre (Diodo flotante)

Se incorpora un diodo en antiparalelo a la salida de continua, de este modo se bloquea la tensión negativa. Al invertirse la tensión continua, el diodo de descarga queda polarizado en forma directa y conduce la corriente de carga, y el tiristor activo se apaga. La curva de tensión V_{cc} en función de α es propia de cada configuración, al igual que los límites de ajuste de α .



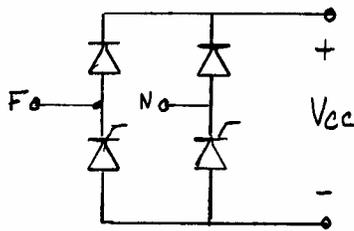
La relación $V_{cc}(\alpha)$ correspondiente a distintas configuraciones, considerando convertidor ideal (ángulo $u = 0$), es:

$p=2$	$V_{cc}/V_{cco} = (1 + \cos \alpha) / 2$	$0 \leq \alpha < 180^\circ$
$p=3$	$V_{cc}/V_{cco} = \cos \alpha$	$0 \leq \alpha < 30^\circ$
	$= [1 - \text{sen}(\alpha - \pi/3)] / \sqrt{3}$	$30^\circ \leq \alpha < 150^\circ$
	$= 0$	$150^\circ \leq \alpha < 180^\circ$
$p=6$	$V_{cc}/V_{cco} = \cos \alpha$	$0 \leq \alpha < 60^\circ$
	$= 1 - \text{sen}(\alpha - \pi/6)$	$60^\circ \leq \alpha < 120^\circ$
	$= 0$	$120^\circ \leq \alpha < 180^\circ$

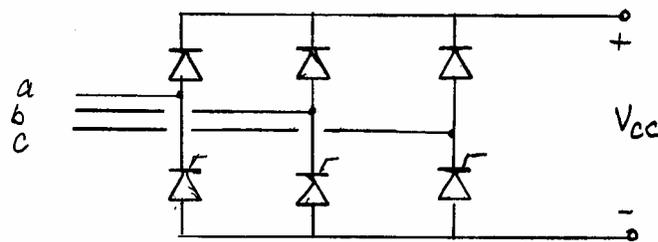
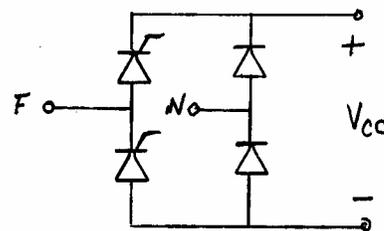
6.2. Puente semicontrolado.

La mitad del puente se compone de diodos y la otra mitad de SCR, la tensión de salida no se torna nunca negativa. La curva de tensión V_{cc} en función de α es similar para las distintas configuraciones. Considerando conversor ideal (ángulo $u=0$), la relación $V_{cc}(\alpha)$ es:

$$V_{cc}/V_{cco} = (1 + \cos \alpha) / 2 \quad 0 \leq \alpha < 180^\circ$$



a) Semi puente monofásico



a) Semi puente trifásico

Ejemplos de aplicación:

Accionamientos de motores de CC sin frenado regenerativo, cargador de baterías, alimentación de celdas electrolíticas.

7. EL TIRISTOR

Definición: Tiristor es el nombre genérico de una serie de dispositivos semiconductores que poseen tres o más junturas. Presentan un funcionamiento biestable, es decir pueden ser conmutados de un estado de bloqueo a un estado de conducción y viceversa.

Forman parte de este grupo: SCR, DIAC, TRIAC, GTO etc. El más empleado en aplicaciones de corriente alterna es el SCR.

SCR: Rectificador Controlado de Silicio.

1.- Configuración.

El SCR está formado por cuatro capas de Si dopado de tipo p y n dispuestos alternadamente ($N_a=10^{18}$, $N_d=10^{14}$, $N_a=10^{16}$, y $N_d=10^{18}$ átomos/cm³, respectivamente). El perfil de dopado determina las características propias del SCR, en particular su capacidad de bloqueo directo e inverso. Posee tres terminales externos: ánodo(A), cátodo(K) y compuerta o gatillo(G).

El SCR puede ser conmutado al estado de conducción por aplicación de corriente en la compuerta, luego de la conmutación esta pierde todo control sobre la conducción.

Funcionalmente el SCR puede considerarse como un diodo en serie con un interruptor.

2.- Estados del SCR.

- a) Estado de Bloqueo inverso: Polarización inversa $V_{ak} < 0$
- b) Estado de Bloqueo directo: Polarización directa $V_{ak} > 0$
- c) Estado de Conducción: Polarización directa $V_{ak} > 0$

3.- Proceso de encendido: Conmutación del estado de Bloqueo Directo a Conducción

La transición del estado de bloqueo a conducción del Tiristor puede explicarse mediante un modelo, empleando la interconexión realimentada de dos transistores (PNP y NPN).

3.1.- Mecanismos de encendido de un Tiristor.

- Incremento de la tensión V_{AK} aplicada.
- Inyección de corriente por la compuerta.
- Variación brusca de la tensión V_{AK} (efecto dv/dt).
- Incremento de temperatura de las juntas.
- Aplicación de radiación en una junta.

Conclusiones:

- Los 5 mecanismos están interrelacionados y son acumulativos.
- En el caso del SCR, para mantener el control de encendido a través de la compuerta, los demás mecanismos son indeseados y deben emplearse métodos para reducirlos o eliminarlos.

4.- Características estáticas del SCR (Curva I_T v/s V_T).

- Tensión de ruptura directa V_{BO} .
- Tensión de ruptura inversa V_{BR} .
- Corriente de enganche I_L (Latching).
- Corriente de mantenimiento I_H (Holding).
- Efecto de la corriente de compuerta I_g .
- Caída de tensión en conducción V_D .

5.- Características dinámicas del SCR.

- Tiempo de encendido t_{on} (típico 2-10 μ seg.).
- Tiempo de apagado t_q (típico 100-200 μ seg.).
- Efecto di/dt .

6.- Procedimientos de apagado de un SCR.

- Reducción de la corriente de ánodo a un valor inferior a I_H .
- Aplicación de tensión inversa durante un tiempo $\geq t_q$.

7.- Características de compuerta del SCR (Curvas V_G v/s I_G).

- Valores mínimos (V_{GT} , I_{GT}) que aseguran el encendido.
- Valores máximos aplicables (V_g , I_g , $P_{g\text{media}}$, $P_{g\text{instantánea}}$).
- Especificación del circuito de disparo.

8.- Valores límites de operación del Tiristor (Tensión y Corriente).

- Valores máximos repetitivos (V_{DRM} , V_{RRM} , I_{AV} , I_{RMS}).
- Valores máximos transitorios (V_{DSM} , V_{RSM} , I_{TSM} , I^2t).
- Potencia disipada.

9.- Protección de Tiristores y Diodos(*).

- Limitador o recortador de tensiones transitorias (Varistor).(*)
- Limitador de dv/dt (Malla Snubber RC).
- Protección de cortocircuito (Fusibles rápidos).(*)
- Limitador de di/dt (Inductancia en la carga).
- Protección térmica (Disipador de calor).(*)

Especificación del circuito de disparo para SCR.

El circuito de disparo debe proporcionar la corriente (y voltaje) suficiente para encender el SCR (Valores mínimos: V_{GT} e I_{GT}), sin sobrepasar los valores límite de tensión ($V_{g.máx}$), corriente ($I_{g.máx}$) y potencia ($P_{g.media.máx}$, $P_{g.instantánea.máx}$) especificados para la juntura compuerta-cátodo (G-K).

Además, el circuito de disparo debe cumplir esta condición no sólo para un SCR individual, sino que para cualquier SCR de la misma denominación (Particularmente importante en el caso de aplicaciones que emplean varios SCR, y además permitir el reemplazo de unidades).

Curvas características de compuerta del SCR (V_G v/s I_G). Figura

Procedimiento de diseño del circuito de disparo:

- a) Se representa el circuito de disparo por su equivalente Thévenin (Fuente V_F y resistencia R_F), que define su Recta de carga.
- b) Se superpone la Recta de carga a las curvas características no lineales de la compuerta del SCR (Método gráfico).
- c) Se elige un valor de V_F , y consideramos un rango de tolerancia ($V_{F.máx}$ y $V_{F.mín}$).
- d) Trazamos la Recta de carga $R_{F.máx}$ definida por: [$V_{F.mín}$ y el punto (V_{GT} , I_{GT})]. V_{GT} e I_{GT} corresponden a los valores mínimos que aseguran el encendido y están definidos como valores continuos permanentes (Dependen además de la temperatura). Este valor de $R_{F.máx}$ corresponde a la mínima potencia aplicada a la compuerta.
- e) Trazamos la Recta de carga $R_{F.mín}$ definida por: [$V_{F.máx}$ y la tangente a la curva $P_{g.media.máx}$]. Este valor de $R_{F.mín}$ corresponde a la máxima potencia aplicable a la compuerta en forma permanente.
- f) En el caso de circuito de disparo por pulsos, se puede aplicar mayor potencia instantánea a la compuerta sin sobrepasar el valor medio. En este caso trazamos la Recta de carga límite definida por: [$V_{F.máx}$ y la tangente a la curva $P_{g.inst.máx}$ o por el punto límite de $I_{g.máx}$].
- g) Finalmente, seleccionamos un valor para R_F comprendido entre los límites anteriores. Este valor asegura la combinación de V_g e I_g adecuada para encender en forma segura cualquier SCR de la misma denominación.

Parámetros del pulso de disparo:

- a) Duración mínima del pulso: $t_p \geq t_{on}$ del SCR.
- b) En algunas aplicaciones con carga muy inductiva, es necesario extender la duración (hasta que la corriente I_a supere el valor I_L) o bien aplicar un tren de pulsos.
- c) Amplitud del pulso: Queda determinado por la fuente de pulso (V_F y R_F) y la característica de compuerta del SCR.

Ventajas del encendido por pulsos:

- a) Se reduce en parte el tiempo de encendido del SCR al aplicar valores mayores que I_{GT} ($I_G \sim 3$ a $5 I_{GT}$).
- b) Permite mayor tolerancia en los parámetros del circuito de disparo.
- c) Permite el empleo de transformador de pulsos para aislar el circuito de disparo.

8. BIBLIOGRAFÍA

Rectificadores y Convertidores AC-DC.

1. Gentry, F.E., F.W. Gutzwiller and E.E. Holonyak , "Semiconductor Controlled Rectifiers", Prentice Hall, 1964.
2. Pelly, B.R., "Thyristor phase-controlled Converters and Cycloconverters", Wiley, 1971.
3. McMurray, W., "The Theory and Design of Cycloconverters", MIT Press, 1972.
4. Möltgen, G., "Line Commutated Thyristor Converters", Pitman, 1972.
5. Mazda, F.F., "Thyristor Control", Newnes-Butterworths, 1973.
6. Dewan, S.B., and A. Straughen, "Power Semiconductor Circuits", Wiley, 1975.
7. Kimbark, E.W., "Direct Current Transmission", Wiley, 1975.
8. Gyugyi, L., and B. Pelly , "Static Power Frequency Changers", Wiley, 1976.
9. Ramshaw, R., "Electrónica de potencia", Marcombo, 1977.
10. Shepard, W., "Energy Flow and Power Factor in Nonsinusoidal Circuits", Cambridge University Press, 1979.
11. Scoles, G.J., "Handbook of Rectifiers Circuits", J.Wiley, 1980.
12. Sen, P.C., "Thyristor DC Drives", J.Wiley, 1981.
13. Lander C.W., "Power Electronics", Mc Graw-Hill, 1981.
14. Stevens, R.E., "Electrical Machines and Power Electronics", Van Nostrand Reinhold Co., 1983.
15. Bird, B.M. and K.G. King, "An introduction to Power Electronics", J.Wiley, 1983.
16. Chauprade R., "Control electrónico de los motores de corriente continua", G.Gili, 1983.
17. Dewan, S.B., G.R. Slemon, and A. Straughen , "Power Semiconductor Drives", J. Wiley, 1984.
18. Möltgen, G., "Converter Engineering: An introduction to operation and theory", J. Wiley, 1984.
19. Arrilaga, J., D.A. Bradley, and P.S. Bodger, "Power System Harmonics", J. Wiley, 1985.
20. Ramshaw, R.S., "Power Electronics: Thyristor Controlled Power for Electric Motors", Chapman & Hall, 1986.
21. Seguiet, G., "Power Electronic Converters - AC/DC Conversion", McGraw-Hill, 1986.
22. Dubey, G.K., "Power Semiconductor Controlled Drives", Prentice-Hall, 1986.
23. Shepard, W., and L.N. Hulley, "Power Electronics and Motor Control", Cambridge University Press, 1987.
24. Thorborg, K., "Power Electronics", Prentice Hall, 1988.
25. Fisher, M.J., "Power Electronics", PWS-Kent Pub. Co., 1991.
26. Gualda, J.A., S. Martínez , y P. Martínez , "Electrónica industrial: Técnicas de potencia", Marcombo, 2ª ed. 1992.
27. Williams, B.W., "Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components", 2nd ed., McGraw-Hill, 1992.
28. Mazda, F.F., "Power Electronics Handbook: Components, Circuits, and Applications", Butterworth, 1993.
29. Bird, B.M., K.G. King, and D.A. Pedder, "An Introduction to Power Electronics", 2nd ed., Wiley, 1993.
30. Lander, C.W., "Power Electronics", 3rd ed., McGraw-Hill, 1993.
31. Rashid, M.H., "Power Electronics, Circuits, Devices and Applications", 2nd ed., Prentice Hall, 1993.

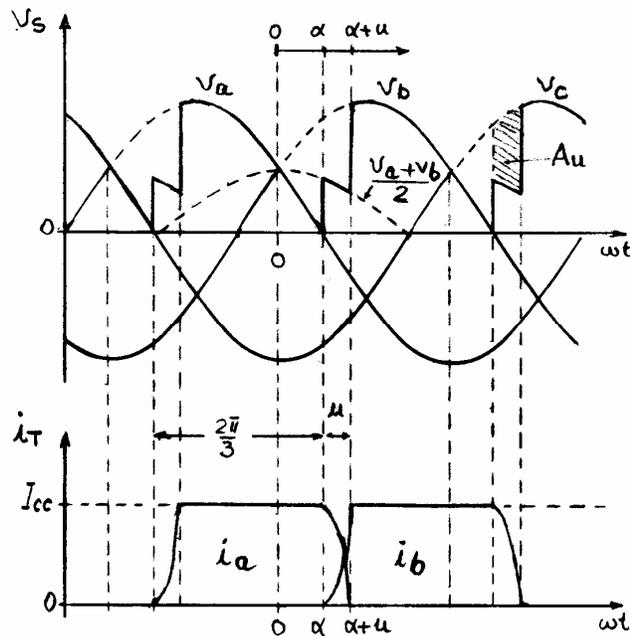
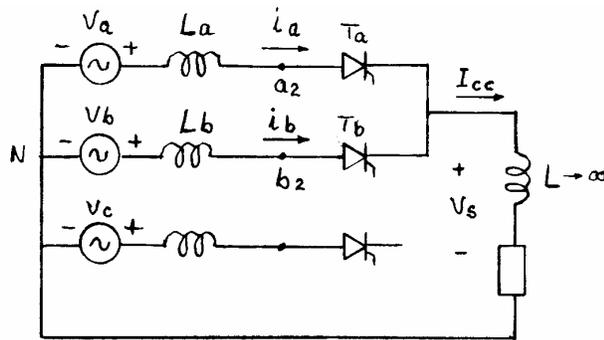
32. Rashid, M.H., "SPICE for Power Electronics and Electric Power", Prentice Hall, 1993.
33. Barton, T.H., "Rectifiers, Cycloconverters and AC controllers", Oxford University Press, 1994.
34. Mohan, N., T.M. Undeland, and W.P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design", 2nd ed., Wiley, 1995.
35. Paice, D.A., "Power Electronic Converter Harmonics, Multipulse Methods for Clean Power", IEEE Press, 1995.
36. Shepard, W., L.N. Hulley, and D.T. Liang, "Power Electronics and Motor Control", 2nd ed., Cambridge University Press, 1995.
37. Sen, P.C., "Principles of Electric Machines and Power Electronics", 2nd ed. John Wiley & Sons, 1996.
38. Erickson, R.W., "Fundamentals of Power Electronics", Chapman & Hall, 1997.
39. Krein, P.T., "Elements of Power Electronics", Oxford University Press, 1998.
40. Hingorani, N.G., L. Gyugyi, "Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission System", Wiley-IEEE Press, 2000.
41. Erickson, R.W. and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", 2nd ed., Kluwer Academic, 2001.
42. Hart, D.W., "Electrónica de potencia", Prentice Hall – Pearson Educación, 2001.
43. Krishnan R., "Electric Motor Drives: Modelling, Analysis and Control", Prentice Hall, 2001.
44. Bose, B.K., "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall PTR, 2002.
45. R. Mohan Mathur, Rajiv K. Varma., "Thyristor-Based FACTS Controllers for Electrical Transmission Systems", IEEE Press, 2002.
46. Rashid, M.H., "Power Electronics, Circuits, Devices and Applications", 3rd ed., Prentice Hall, 2004.

ANEXO 1

EFECTO DE LA REACTANCIA DE DISPERSIÓN DEL TRANSFORMADOR EN UN CONVERTSOR.

La presencia de reactancia en el lado de alterna (transformador y sistema), obliga a una transferencia gradual de la corriente de un SCR a otro, con lo cual habrá conducción simultánea de dos SCR. La conducción simultánea conduce a un cortocircuito momentáneo entre las dos fases en conmutación. El efecto se traduce en una modificación de la onda de corriente en el SCR y una reducción de la tensión continua a la salida del convertidor.

La duración de la transferencia se expresa como un ángulo de conmutación μ (traslapo o recubrimiento).



a) Determinación de la corriente durante el periodo de conmutación.

La corriente continua conmutada permanece constante durante la conmutación por efecto de la inductancia de filtraje en la carga.

$$i_a(t) + i_b(t) = i_s(t) = I_{cc} = \text{cte} \quad (1)$$

Los voltajes en las 2 ramas en conmutación serán iguales:

$$v_a - L_a \frac{di_a}{dt} - v_{ta} = v_b - L_b \frac{di_b}{dt} - v_{tb} \quad (2)$$

combinando las ecs (1) y (2) con las simplificaciones $L_a = L_b = L$, $v_{ta} = v_{tb}$, resulta:

$$L \frac{di_a}{dt} = (v_a - v_b) / 2 \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} v_a &= \sqrt{2} V \cos(\omega t + \pi/p) \\ v_b &= \sqrt{2} V \cos(\omega t - \pi/p) \end{aligned} \right\} (v_a - v_b) / 2 = -\sqrt{2} V \sin(\pi/p) \sin(\omega t)$$

$$\frac{di_a}{dt} = -(\sqrt{2} V / L) \sin(\pi/p) \sin \omega t \quad (4)$$

integrando con las condiciones de borde al inicio y final del periodo de conmutación:

$$i_a(t) = -(\sqrt{2} V / L) \sin(\pi/p) \int \sin \omega t dt = (\sqrt{2} V / \omega L) \sin(\pi/p) \cos \omega t + C$$

$$\text{condición inicial:} \quad i_a(\omega t = \alpha) = I_{cc} \quad C = I_{cc} - (\sqrt{2} V / \omega L) \sin(\pi/p) \cos \alpha$$

$$i_a(t) = I_{cc} - (\sqrt{2} V / \omega L) \sin(\pi/p) (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad \alpha \leq \omega t \leq \alpha + u \quad (5)$$

$$\text{condición final:} \quad i_a(\omega t = \alpha + u) = 0 = I_{cc} - (\sqrt{2} V / \omega L) \sin(\pi/p) (\cos \alpha - \cos(\alpha + u))$$

Recordando que $V_{cc}(u=0, \alpha=0) = V_{cco} = \sqrt{2} V (p/\pi) \sin(\pi/p)$, resulta la ecuación de conmutación:

$$[\cos \alpha - \cos(\alpha + u)] / 2 = I_{cc} / V_{cco} * p\omega L / 2\pi \quad \text{para } u < 2\pi/q \quad (6)$$

El ángulo de conmutación u crece al aumentar I_{cc} o la inductancia L , y varía con el ángulo α .

Puede expresarse u en función del ángulo de conmutación inicial u_0 , correspondiente a $\alpha=0$, para el mismo valor de corriente I_{cc} :

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + u) = 1 - \cos u_0 \quad (7)$$

Finalmente, las expresiones de la corriente instantánea durante la conmutación quedan:

$$i_b(t) = I_{cc} (\cos \alpha - \cos \omega t) / (\cos \alpha - \cos(\alpha + u)) \quad \alpha \leq \omega t \leq \alpha + u$$

$$i_a(t) = I_{cc} - i_b(t) = -I_{cc} (\cos(\alpha + u) - \cos \omega t) / (\cos \alpha - \cos(\alpha + u))$$

b) Determinación de la tensión continua

Durante el periodo de conmutación la tensión en la carga es el promedio de las tensiones de las fases en conmutación (dos inductancias con punto medio). Calculamos la caída de tensión provocada por la conmutación.

$$e(t) = v_b - (v_a + v_b) / 2 = (v_b - v_a) / 2 = \sqrt{2} V \sin(\pi/p) \sin(\omega t)$$

$$\Delta V_{cc} = p / 2\pi \int e(t) d\omega t = \sqrt{2} V (p/\pi) \sin(\pi/p) (\cos \alpha - \cos(\alpha + u)) / 2$$

Recordando que $V_{cc}(u=0, \alpha=0) = V_{cco} = \sqrt{2} V (p/\pi) \sin(\pi/p)$, resulta para ΔV_{cc} las siguientes expresiones:

$$\Delta V_{cc} = V_{cco} (\cos \alpha - \cos(\alpha + u)) / 2 \quad (8)$$

empleando la ec(7):

$$\Delta V_{cc} = V_{cco} (1 - \cos u_o) / 2 \quad (9)$$

o bien empleando la ec(6):

$$\Delta V_{cc} = (p\omega L / 2\pi) * I_{cc} \quad (10)$$

Nota 1: En esta última relación I_{cc} corresponde a la corriente continua efectivamente conmutada por cada SCR. En el caso de existir r convertidores conectados en paralelo, la corriente total en la carga será $r * I_{cc}$, y la caída de tensión continua será:

$$\Delta V_{cc} = (p/r)(\omega L / 2\pi) * (I_{cc_total} / r)$$

La tensión continua considerando el efecto de la conmutación será $V_{cc} = V_{cco} \cos \alpha - \Delta V_{cc}$ con lo cual se obtienen las siguientes expresiones alternativas para V_{cc} :

$$i) \quad V_{cc}(\alpha, u) = V_{cco} [\cos \alpha + \cos(\alpha + u)] / 2 \quad (11)$$

$$ii) \quad V_{cc}(\alpha, u_o) = V_{cco} [\cos \alpha - (1 - \cos u_o) / 2] \quad (12)$$

$$iii) \quad V_{cc}(\alpha, I_{cc}) = V_{cco} \cos \alpha - (p\omega L / 2\pi) * I_{cc} \quad (13)$$

La tensión continua para un ángulo α fijo, decrece linealmente al aumentar I_{cc} o la inductancia L .

ANEXO A

LÍMITES DE DISTORSIÓN ARMÓNICA DE TENSIÓN Y CORRIENTE

Fuente: Comisión Nacional de Energía, Reglamento de la Ley General de Servicios Eléctricos, 1998.

ARMÓNICAS DE VOLTAJE

En un sistema eléctrico, en condiciones normales de operación, se deberá cumplir para un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos que: el 95% de los valores estadísticos de los voltajes armónicos y de su índice de distorsión total, cumplen con lo indicado en la tabla siguiente. El valor estadístico de los voltajes armónicos y de su índice de distorsión es obtenido para cada intervalo de diez minutos, como resultado de evaluar estadísticamente un conjunto de mediciones efectuadas en dicho intervalo, de acuerdo a lo establecido en la norma correspondiente.

Armónicas Impares No múltiplo de 3			Armónicas Impares múltiplo de 3			Armónicas Pares		
Orden	Armónica voltaje (%)		Orden	voltaje (%)		orden	voltaje (%)	
	<= 110 kV	>110 kV		<= 110 kV	>110 kV		<= 110 kV	>110 kV
5	6	2	3	5	2	2	2	1.5
7	5	2	9	1.5	1	4	1	1
11	3.5	1.5	15	0.3	0.3	6	0.5	0.5
13	3	1.5	21	0.2	0.2	8	0.5	0.4
17	2	1	>21	0.2	0.2	10	0.5	0.4
19	1.5	1				12	0.2	0.2
23	1.5	0.7				>12	0.2	0.2
25	1.5	0.7						
>25	0.2+1.3*25/h	0.2+0.5*25/h						

Los valores de voltajes armónicos se expresan en porcentaje del voltaje nominal.

Al aplicar la estadística del 95 % a los valores registrados del índice de distorsión total armónica, se debe cumplir, para un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos y para tensiones iguales o inferiores a 110 kV, que este índice deberá ser inferior a 8%.

Al aplicar la estadística del 95 % a los valores registrados del índice de distorsión total armónica, se debe cumplir, para un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos y para tensiones superiores a 110 kV, que este índice deberá ser inferior a 3% y se calculará de acuerdo con la siguiente expresión:

$$\text{Índice de distorsión total} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k=50} v_k^2}}{V_1}$$

en que: V_k es la componente armónica de voltaje de orden K

V_1 es la componente fundamental de voltaje

ARMÓNICAS DE CORRIENTE

En condiciones normales de operación, se deberá cumplir para un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos que: el 95% de los valores estadísticos de las corrientes armónicas y de su índice de distorsión total, cumplen con lo indicado en la tabla siguiente. El valor estadístico de las corrientes armónicas y de su índice de distorsión será obtenido para cada intervalo de diez minutos, como resultado de evaluar estadísticamente un conjunto de mediciones efectuadas en dicho intervalo, de acuerdo a lo establecido en la norma técnica correspondiente.

Máxima Distorsión Armónica de Corriente en el Sistema Eléctrico Expresada como % del valor de Corriente Máxima de Carga a frecuencia fundamental						
Isc/IL	Orden de la Armónica (armónicas impares)					Índice DI
	< 11	11 < H < 17	17 < H < 23	23 < H < 35	35 < H	
< 20 *	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 - 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 - 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 - 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Las armónicas pares están limitadas al 25% de los límites establecidos para las armónicas impares.

* Todos los equipos de generación de potencia están limitados a los valores indicados de distorsión armónica de corriente, independiente de la razón Isc/IL..
Donde:
Isc = Máxima corriente de cortocircuito en el Punto Común de Conexión (PCC). PCC es el nudo más cercano de la red donde dos o más usuarios obtienen energía eléctrica.
IL = Máxima corriente de carga (valor efectivo) de frecuencia fundamental en el PCC. Se calcula como el promedio de los doce valores previos de las máximas demandas mensuales.

Para el caso de Clientes en Puntos Comunes de Conexión comprendidos entre 69 kV y 154 kV, los límites son el 50% de los límites establecidos en la Tabla.
Para el caso de Clientes en PCC superiores a 154 kV se aplicarán los límites de 110 kV en tanto el Ministerio a proposición de la Comisión no fije la norma respectiva.
Si la fuente productora de armónicas es un convertidor con un número de pulsos "q" mayor que seis, los límites indicados en la tabla deberán ser aumentados por un factor igual a la raíz cuadrada de un sexto de "q".

El índice DI se calculará de acuerdo con la siguiente expresión:

$$\text{Índice de distorsión total} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k=50} I_k^2}}{I_1}$$

en que: I_k es la componente armónica de corriente de orden K
 I_1 es igual a IL .