

UNIDAD IV

CONVERTIDORES CA-CD CONTROLADOS

CONVERTIDORES CA/CD CONTROLADOS

4.0 INTRODUCCIÓN



a) Cargador de baterías



b) Control de velocidad de motores DC

Fig 4.00 Aplicaciones de convertidores CA/CD controlados

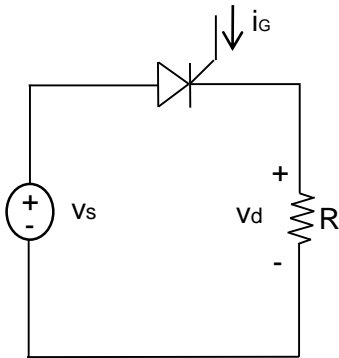
La mayoría de actividades industriales que utilizan corriente continua, tales como los procesos electroquímicos (galvanizado, cromado, niquelado, carga de baterías, etc) y los accionamientos de motores, para transporte de personas y carga, requieren de fuentes variables debido a las condiciones cambiantes de la carga.

La solución más práctica para esta situación, es utilizar un convertidor CA/CD controlado y adicionarle un filtro en caso de ser necesario.

El convertidor CA/CD controlado, supone la utilización de un dispositivo controlado a la conducción y al apagado. El SCR es un dispositivo controlado a la conducción, y el apagado ocurre de una manera natural, ya que la fuente alterna hace reducir la corriente por debajo de la corriente de mantenimiento en cada semiperíodo. Por lo anterior, se estudiarán los convertidores CA/CD, accionados por SCRs, en sus modalidades monofásica y trifásica

CONVERTIDORES CA/CD CONTROLADOS

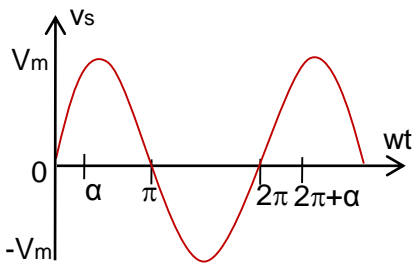
4.1 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA Y CARGA RESISTIVA 1



a) Circuito(1)

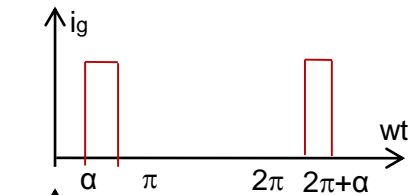
Se inicia el semiperiodo positivo y se polariza en directo el SCR, pero no conduce hasta α (ángulo de encendido), cuando se le aplica el pulso de corriente en la compuerta. El SCR conduce hasta $wt=\pi$, cuando desaparece la corriente, por ser la carga resistiva.

El voltaje promedio en la carga es:

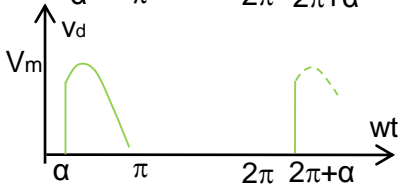


$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(wt) d(wt)$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (4.01)$$



El voltaje en la carga se puede controlar, variando el ángulo de encendido o disparo.



El ángulo de encendido se mide con referencia al ángulo de conducción, cuando se sustituye el SCR por un diodo, o sea cuando el voltaje de la fuente pasa por cero ($\alpha=0$)

b) Formas de onda(1)

Fig 4.01 Rectificador controlado media onda con carga resistiva

El rectificador monofásico controlado presenta, al igual que el no controlado, altos niveles de distorsión en la fuente y valores altos del factor de rizado en la carga.

4.2 RECTIFICADOR CONTROLADO TIPO SEMI-PUENTE 6

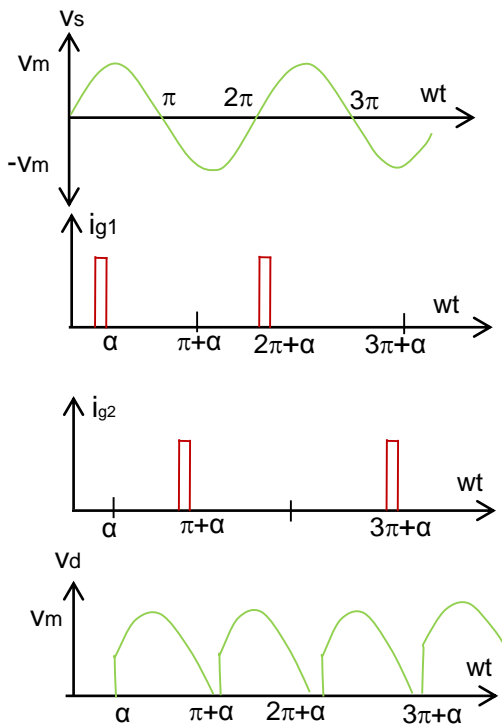
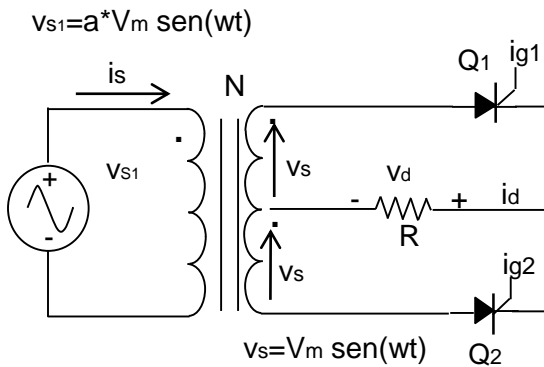


Fig. 4.02 Rectificador semi-puente con carga resistiva

Se considera el rectificador controlado tipo semi-puente (fig. 4.02 a), con una carga resistiva. Las formas de onda de los pulsos de las corrientes de compuerta de Q₁ y Q₂ se muestran en la fig. 4.02 b).

En $\omega t = \alpha$, Q₁ se polariza en directo, y al aplicarle el pulso de corriente en la compuerta, conduce y se aplica a la carga el voltaje v_s , hasta que deja de conducir Q₁, porque su corriente decae a 0 en $\omega t = \pi$.

En $\omega t = \pi + \alpha$ se encuentra polarizado en directo Q₂, y al aplicarle el pulso de corriente en la compuerta conduce, y le aplica a la carga el semiperíodo negativo de v_s invertido, hasta que deja de conducir Q₂, porque su corriente decae a 0 en $\omega t = 2\pi$.

El voltaje promedio en la carga es:

$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t)$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (4.02)$$

4.3 RECTIFICADOR MONOFÁSICO CONTROLADO TIPO PUENTE CON CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA 1

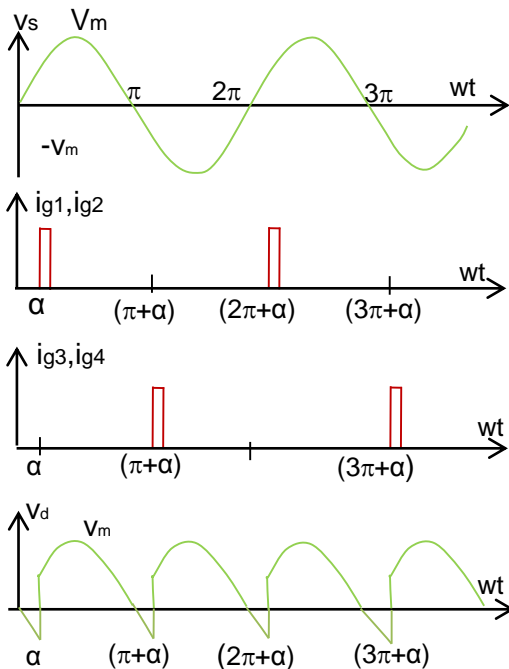
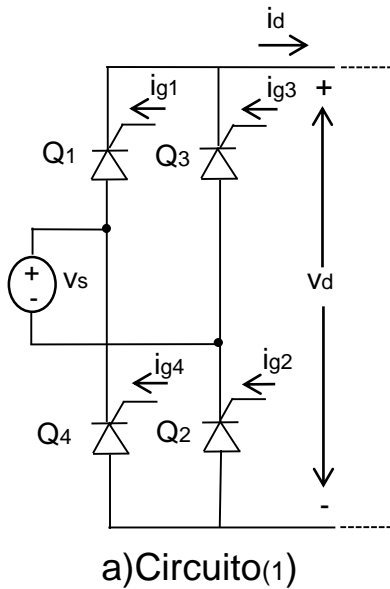


Fig. 4.03 Rectificador controlado de onda completa

Se asume una carga altamente inductiva ($i_d = I_d$). En $wt = 0^-$, conducen Q_3 y Q_4 y están apagados Q_1 y Q_2 . Al iniciarse el semiperíodo positivo ($wt \geq 0$) la polaridad + de la fuente se traslada a través de Q_4 al negativo de la carga, cuyo voltaje (v_d) inicia una excursión negativa (fig. 4.03b). En $wt = \alpha$, se invierte la polaridad de v_d por acción de Q_1 y Q_2 , los que conducen por la aplicación de los pulsos de corriente (i_{g1}, i_{g2}). Para $\pi < wt < (\pi + \alpha)$ ocurre un proceso análogo.

El voltaje promedio en la carga (v_d) es:

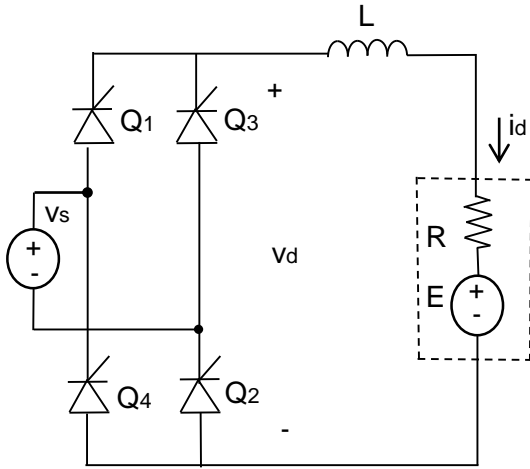
$$\langle v_d \rangle = \frac{\int_{\alpha}^{\pi + \alpha} \text{sen}(wt) d(wt)}{\pi}$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{2V_m}{\pi} \cos(\alpha) \quad (4.03)$$

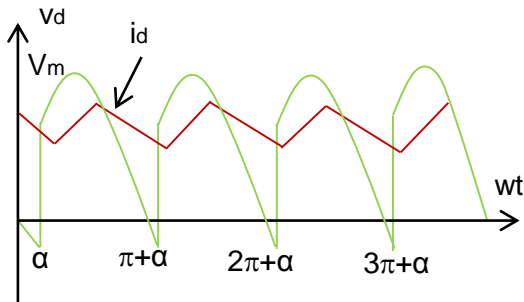
Si $0 < \alpha < \pi/2$, $\langle v_d \rangle$ es positivo, $I_d > 0$, la carga consume potencia y el flujo de energía es del lado CA a CD (rectificador) en un proceso de régimen permanente.

Sí $\pi/2 < \alpha < \pi$, $\langle v_d \rangle$ es negativo, I_d sigue siendo positivo (I_d debe ser positivo para que los SCR puedan conducir), la carga genera energía, que proviene de su campo magnético, y el flujo de energía es de CD a CA (inversor) en un proceso transitorio.

4.4 RECTIFICADOR MONOFÁSICO CONTROLADO TIPO PUENTE Y CARGA CON FUERZA ELECTROMOTRIZ



a) Circuito(1)



b) Formas de onda de v_d y i_d

Fig. 4.04. Rectificador controlado de onda completa y carga con fuerza electromotriz

Se asume un valor alto de L , para que la corriente en la carga (i_d) sea continua.

Se considera una carga con una resistencia interna, por ejemplo una batería.

Si la corriente es continua, el voltaje v_d depende de la fuente alterna.

Si el valor de L es inferior a un valor crítico, la corriente es discontinua, y durante el tiempo que dura la discontinuidad el valor de v_d es el de la fuente (E).

Si la corriente es continua, el valor promedio de v_d es (ec.4.03):

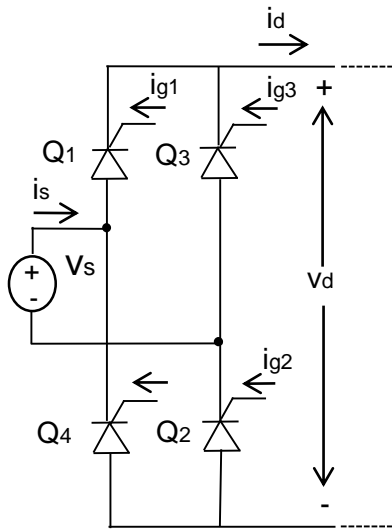
$$\langle v_d \rangle = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha$$

Aplicando la ley de Kirchhoff de voltajes a los valores promedios, se obtiene el valor promedio de la corriente en la carga

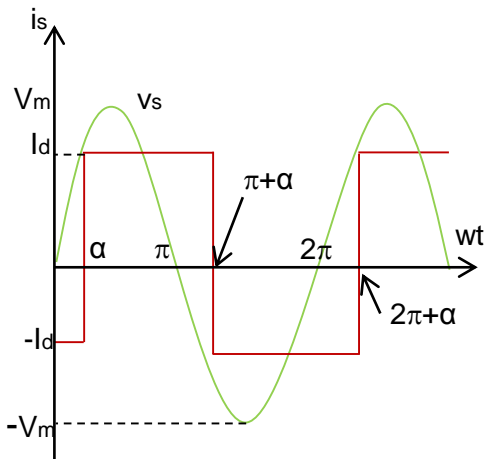
$$\langle i_d \rangle = (\langle v_d \rangle - E) / R \quad (4.04)$$

Si la carga es una batería, E aumenta con el tiempo de carga. Si es un motor, E depende de la velocidad del motor, y por tanto de la carga mecánica que acciona el motor.

4.5 FACTOR DE POTENCIA DEL RECTIFICADOR MONOFÁSICO ONDA COMPLETA TIPO PUENTE 1



a) Circuito(1)



b) Formas de onda(1)

Fig. 4.05 Factor de potencia en un rectificador de onda completa

Se asume en la carga $L/R \geq 10T$ (período de v_d), para que la corriente sea constante (I_d).

La corriente de la fuente es alterna rectangular, debido a la ausencia de inductancia en la fuente. La corriente atrasa al voltaje por el ángulo de disparo(α) (fig. 4.05b)

El factor de potencia de la fuente es:

$$F_p = \frac{P_{fuerza}}{S_{fuerza}} = \frac{P_{carga}}{S_{fuerza}} = \frac{\langle v_d \rangle I_d}{V_m \times I_s \sqrt{2}}$$

$$F_p = \frac{2V_m I_d \cos \alpha}{\pi (V_m \times I_d) \sqrt{2}}$$

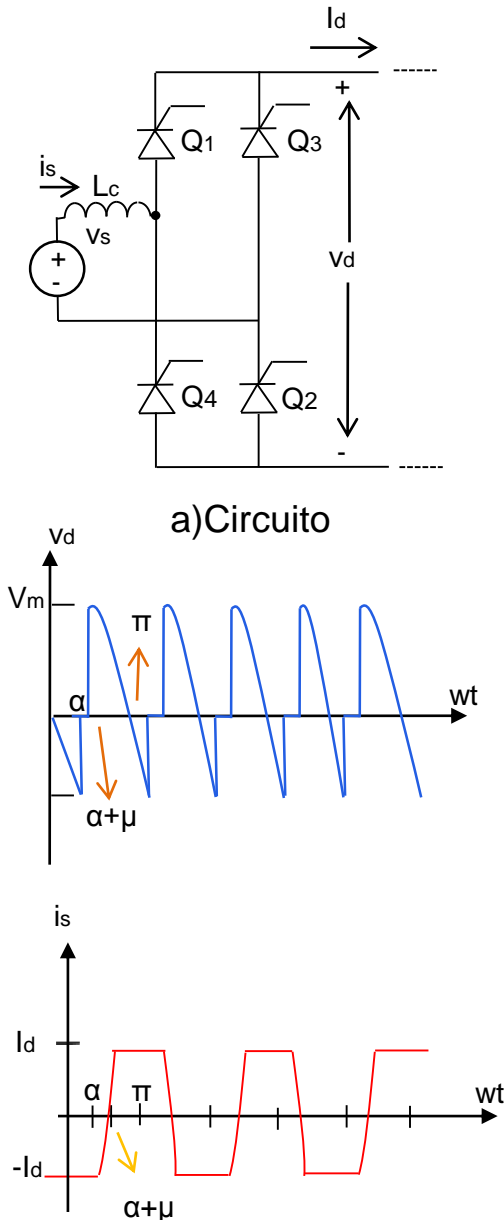
$$F_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \quad (4.05)$$

Otra manera de determinar el factor de potencia es:

$$F_p = F_d F_\theta ; F_d = \frac{I_{s1}}{I_s} ; F_\theta = \cos \alpha$$

$$F_p = \left(\frac{4I_d}{\pi\sqrt{2} I_d} \right) \cos \alpha = 0.9 \cos \alpha \quad (4.06)$$

4.6 RECTIFICADOR TIPO PUENTE CON INDUCTANCIA DE CONMUTACIÓN 1



a) Circuito

b) Formas de onda

Fig 4.06 Rectificador puente con Inductancia de conmutación

El proceso de conmutación es similar al del circuito con diodos, con la diferencia que la conmutación inicia en α y no en $wt=0$.

Para el proceso de conmutación se cumple:

$$\int_{-I_d}^{I_d} di_s = \frac{\int_{\alpha}^{\alpha+\mu} V_m \text{sen}(wt) d(wt)}{\omega L_c}$$

$$\mu = \cos^{-1} \left(\cos \alpha - \frac{2X_c I_d}{V_m} \right) - \alpha \quad (4.07)$$

La forma de onda del voltaje se muestra en la fig.4.06b. De esta figura se obtiene el valor del voltaje promedio como:

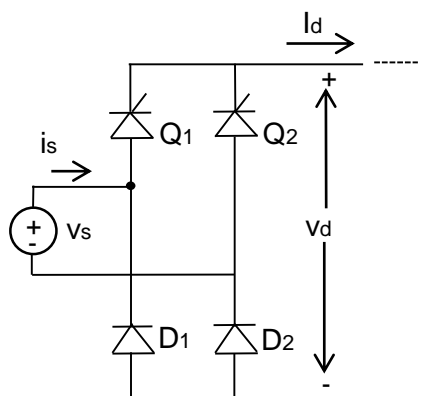
$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} \left[\int_0^{\pi} v_d(wt) d(wt) \right]$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)]$$

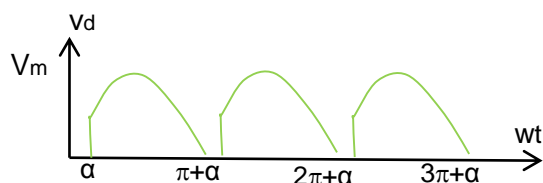
$$\langle v_d \rangle = \frac{2V_m}{\pi} \left[\cos \alpha - \frac{X_c I_d}{V_m} \right] \quad (4.08)$$

Una consecuencia lógica de la inductancia de la fuente, es la regulación del voltaje por la carga. La forma de onda de la corriente es similar a la del convertidor no controlado.

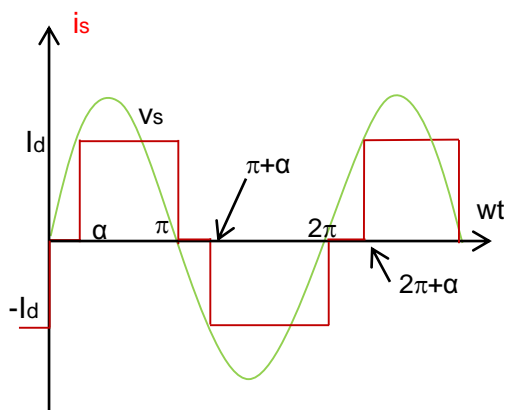
4.7 RECTIFICADOR MONOFÁSICO CONTROLADO TIPO SEMI-PUENTE CON CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de v_d



c) Forma de onda de i_s

Se asume una carga altamente inductiva (I_d). En $wt=0^-$, conducen Q_2 y D_1 , no conducen Q_1 y D_2 , e $i_s = -I_d$. Al iniciarse el semiperíodo positivo ($wt \geq 0$) la fuente polariza en directo a D_2 y bloquea a D_1 . La corriente de la carga circula por D_2 - Q_2 , $i_s = 0$ y $v_d = 0$.

En $wt = \alpha$, se aplica el pulso de corriente (i_{g1}) a Q_1 (se bloquea Q_2), la corriente de la carga circula por la fuente a través de Q_1 y D_2 .

El voltaje promedio en la carga (v_d) es:

$$\langle v_d \rangle = \frac{\int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(wt) d(wt)}{\pi}$$

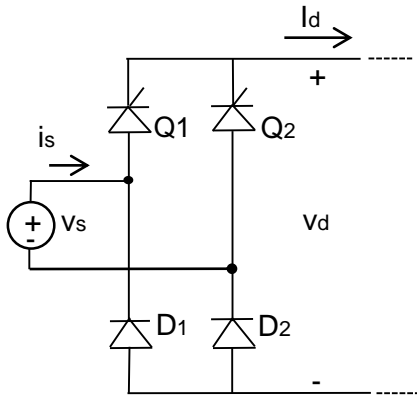
$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} (\cos \alpha + 1) \quad (4.09)$$

El convertidor funciona únicamente en el modo rectificador, ya que al no existir una excursión en la parte negativa del voltaje, v_d no puede cambiar su polaridad. La forma de onda de v_d se muestra en la fig. 4.07b)

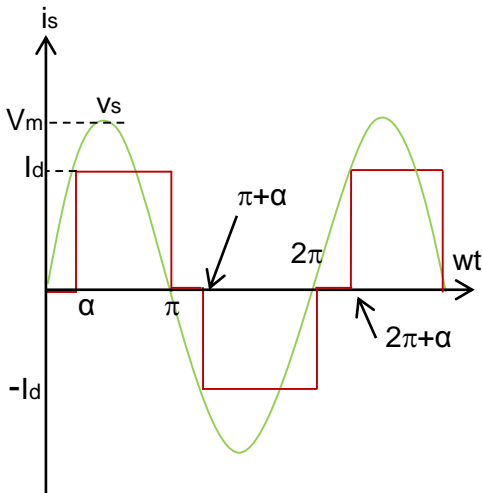
La corriente de la fuente es nula entre $0 < wt < \alpha$, cuando D_2 y Q_2 se comportan como diodos de rueda libre. La forma de onda de i_s se muestra en la fig. 4.07c)

Fig 4.07 Rectificador controlado tipo semi-puente

4.8 FACTOR DE POTENCIA DEL RECTIFICADOR MONOFÁSICO ONDA COMPLETA TIPO SEMI-PUENTE



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de is

Fig. 4.08 Factor de potencia de un rectificador en semi-puente

Se asume en la carga $L/R \geq 10T$ (período de v_d), para que la corriente sea constante (I_d).

La corriente de la fuente es alterna rectangular, pero es nula para $0 < \omega t < \alpha$, ya que conducen Q_2 y D_2 (fig.4.04b) y debido a la ausencia de inductancia de conmutación.

El valor eficaz de la corriente de la fuente (i_s) (fig.4.08b) es:

$$I_s = I_d \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)}{\pi}} \quad (4.10)$$

El factor de potencia es :

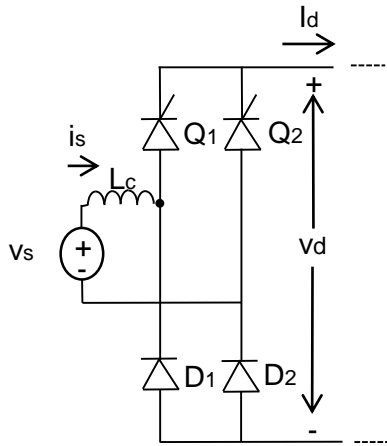
$$F_p = \frac{P_{fuerza}}{S_{fuerza}} = \frac{\langle v_d \rangle I_d}{\frac{V_m \times I_s}{\sqrt{2}}}$$

$$F_p = \frac{\frac{V_m I_d}{\pi} (1 + \cos \alpha)}{\frac{V_m}{\sqrt{2}} \times I_d \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)}{\pi}}}$$

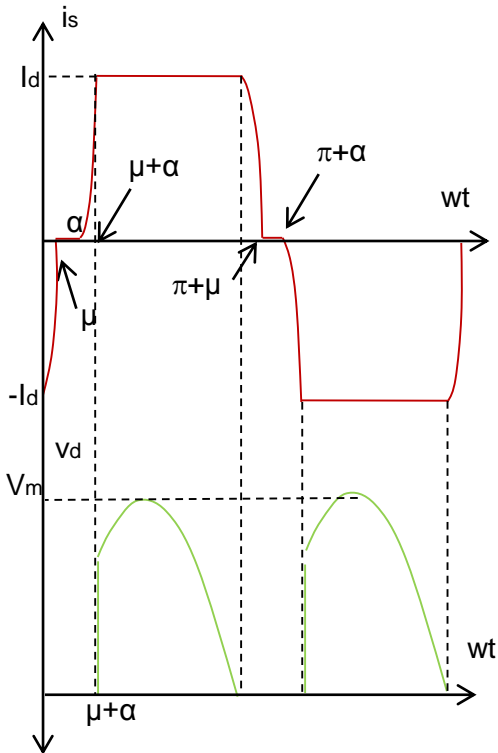
$$F_p = \sqrt{\frac{2}{\pi(\pi - \alpha)}} (1 + \cos \alpha) \quad (4.11)$$

El factor de potencia es mayor que en el tipo puente

4.9 RECTIFICADOR CONTROLADO SEMI-PUENTE CON INDUCTANCIA DE CONMUTACIÓN Y CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de v_d e i_s
Fig. 4.09 Rectificador semi-
puente con inductancia de
conmutación

En $\omega t = 0^+$, i_s comienza a aumentar de $-I_d$ a 0. En $\omega t = \alpha$, i_s comienza a aumentar de 0 a I_d (Proceso de conmutación)

Para el proceso de conmutación de 0 a I_d , se cumple:

$$\int_0^{I_d} di_s = \frac{\int_{\alpha}^{\alpha+\mu} V_m \sin(\omega t) d(\omega t)}{\omega L_c}$$

$$\mu = \cos^{-1} \left(\cos \alpha - \frac{X_c I_d}{V_m} \right) - \alpha \quad (4.12)$$

Las formas de onda de v_d e i_s para $\alpha > \mu$, se muestran en la fig.4.09b). De esta figura se obtiene el valor del voltaje promedio como:

$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\mu}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d\omega t$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} [1 + \cos(\alpha + \mu)]$$

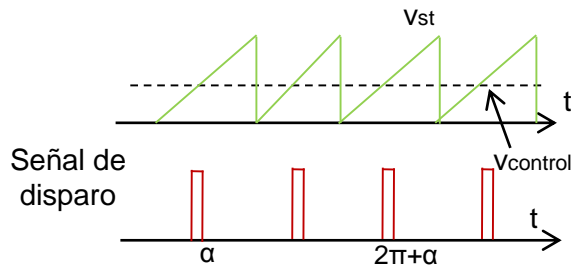
$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} \left[1 + \cos \alpha - \frac{X_c I_d}{V_m} \right] \quad (4.13)$$

Una consecuencia lógica de la inductancia en la fuente, es la regulación del voltaje por la carga.

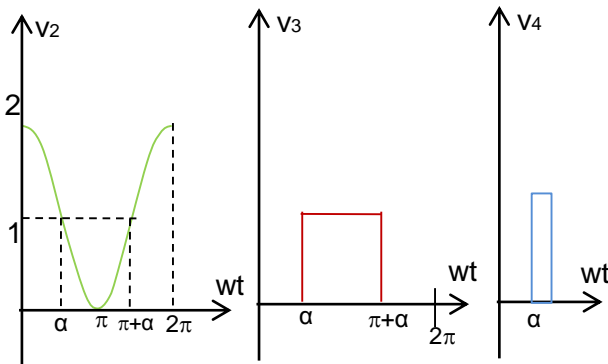
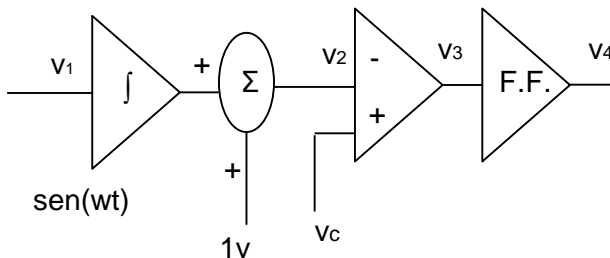
4.10 CIRCUITOS DE CONTROL PARA RECTIFICADORES MONOFÁSICOS(1)

4.10.1 INTRODUCCIÓN

El pulso de disparo de los tiristores se obtiene, de comparar una señal de voltaje, que depende del tipo de rectificador(para linealizar la característica de control), con un voltaje de control.



a)Control rampa



b)Control cosenoidal con offset(1)

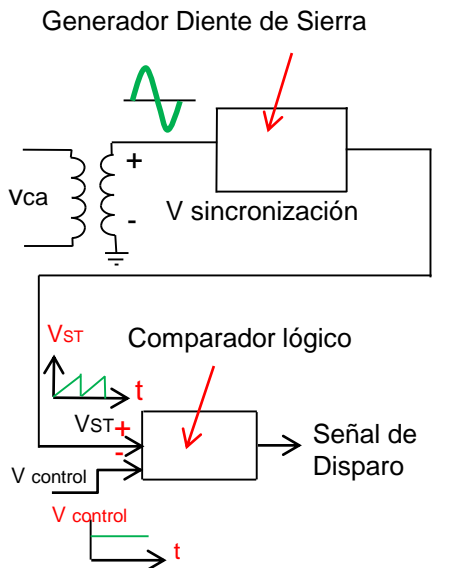
Para un rectificador de media onda o semi-puente, donde el voltaje de salida es proporcional a $1+\cos\alpha$, el pulso se obtiene de comparar el voltaje de control(v_c) con la señal $1+\cos(wt)$ (fig. 4.10b), para que la respuesta del control no dependa del punto de operación del convertidor

Para el rectificador monofásico tipo puente y el trifásico de 6 pulsos ,en los que el voltaje de salida es proporcional a $\cos\alpha$, (ec.4.03 y 4.16),la señal de comparación debe ser $\cos(wt)$.

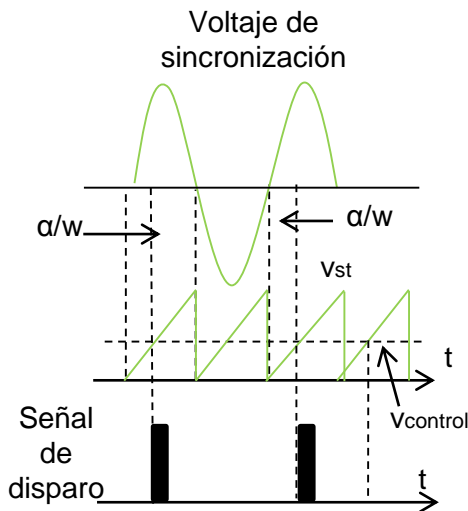
Algunos circuitos de control comparan, el voltaje de control con una señal rampa(V_{ST}), que inicia en el cruce del voltaje por cero, (fig.4.10a) y la característica de control (variable controlada vs variable de control)no es lineal.

Fig 4.10 .Tipos de control de convertidores CA/CD

4.10.2 CONTROL TIPO RAMPA 3



a) Circuito(39)



b) Forma de onda de la rampa y los pulsos(3)

Fig. 4.11 Control tipo rampa

El ángulo de disparo α tiene como referencia, el ángulo en el cual conduce el rectificador controlado, si se sustituyen los SCR por diodos. Para los rectificadores monofásicos $\alpha=0$ ocurre en $wt=0$ y α puede variar teóricamente entre 0 y π .

El control tipo rampa obtiene el pulso de disparo, de la comparación de un voltaje diente de sierra ($v_{st}=Kt$) con un voltaje continuo de control (V_c) de magnitud variable (fig. 4.11a)

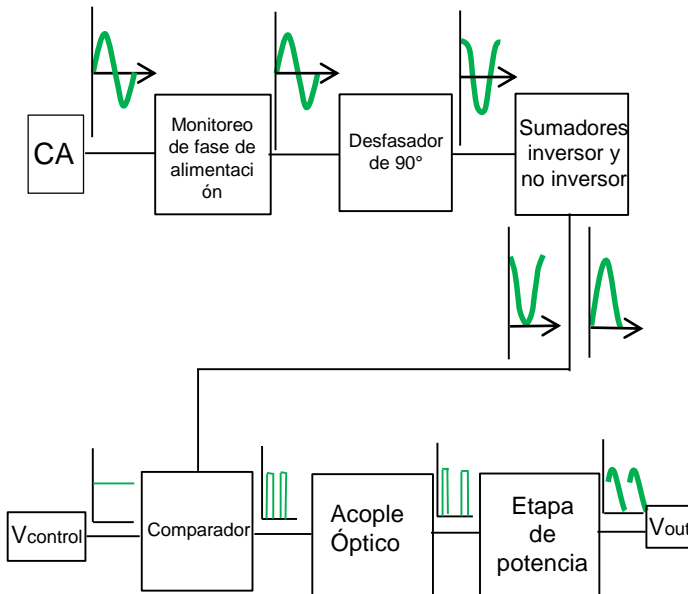
El voltaje diente de sierra debe iniciar en $wt=0$ (para obtener el pulso de disparo en $\alpha=0$, al compararlo con $V_{control}=0$) y debe terminar con una amplitud V_{STmax} en $wt=\pi$. Para que el voltaje diente de sierra inicie en $wt=0$, el generador diente de sierra se debe activar mediante un detector de cruce por 0, del voltaje de la fuente reducido (voltaje de sincronización). Este se obtiene mediante un transformador o un divisor de voltaje.

El ángulo de disparo (α) se obtiene de

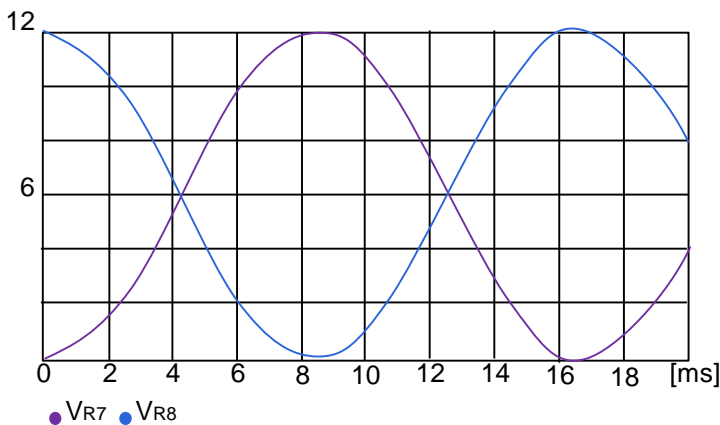
$$\alpha = 180^\circ \frac{V_{control}}{V_{STmax}} \quad (4.14)$$

Este tipo de control produce una función de transferencia no lineal

4.10.3 CONTROL COSENOIDAL CON COMPONENTE CD



a) Diagrama de bloques



b) Señal de entrada al comparador

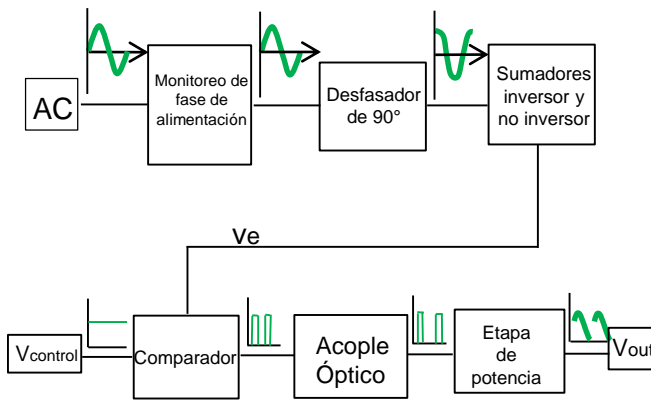
Fig. 4.12 Control cosenoidal con off-set

La figura 4.11 muestra el diagrama de bloques, del circuito de control tipo cosenoidal, de un rectificador monofásico semi-puente de onda completa.

Se deriva de la red de potencia un voltaje reducido (V_m) mediante un transformador o un divisor de voltaje (monitoreo de fase de alimentación).

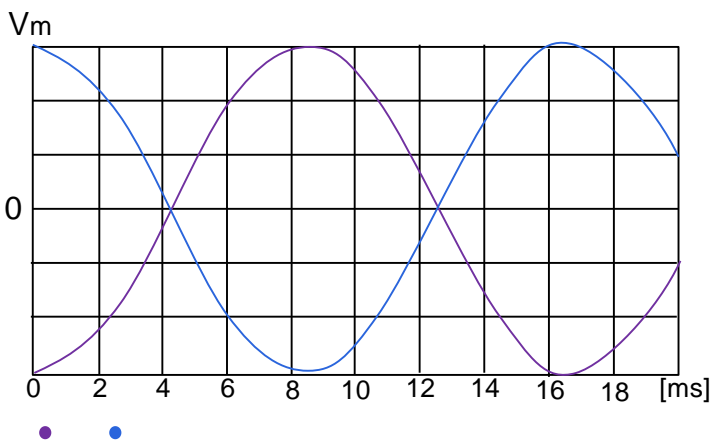
Se integra la señal (desfasador de 90°) y se le adiciona un off-set igual al valor máximo de la onda alterna derivada (V_m). A ésta señal se le adiciona la señal invertida de ella misma, y se obtiene la señal total (fig. 4.12b) que se debe comparar con el voltaje de control, el cual debe variar entre 0 y $2V_m$. Del comparador se obtiene un pulso en α y otro en $\pi + \alpha$. Estos pulsos se aíslan mediante un optoacoplador y se envían a la compuerta de los SCR del semi-puente

4.10.4 CONTROL COSENOIDAL PURO



La figura 4.12 muestra el diagrama de bloques del circuito de control tipo cosenoidal, de un rectificador monofásico de onda completa tipo puente. Se deriva de la red de potencia un voltaje reducido (V_m) mediante un transformador o un divisor de voltaje (monitoreo de fase de alimentación).

a) Diagrama de bloques

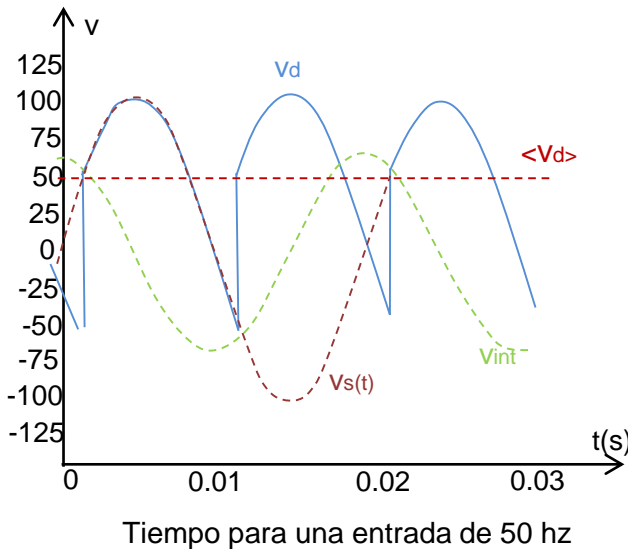


b) Señal de entrada al comparador

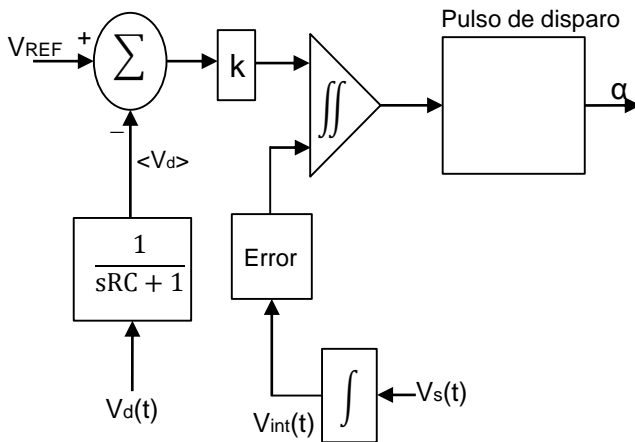
Se integra la señal (desfasador de 90°) de la onda alterna derivada (V_m). A esta señal se le adiciona la señal invertida de ella misma, y se obtiene la señal v_e (fig. 4.12b) que se debe comparar con el voltaje de control, el cual debe variar entre $-V_m$ y V_m . Del comparador se obtiene un pulso en α y otro en $\pi + \alpha$. Estos pulsos se aíslan con un opto-acoplador, y se envían a la compuerta de los SCR del puente

Fig. 4.13 Control cosenoidal puro

4.10.5 CONTROL DE LAZO CERRADO PARA RECTIFICADORES MONOFÁSICOS TIPO PUENTE 2



a) Control automático de fase(2)



b) Diagrama de bloques(2)

Fig. 4.14 Control de lazo cerrado

En el control cosenoidal , el ángulo de disparo(α),se puede determinar gráfica mente como la intersección de la onda $2V_m \cos(\omega t)/\pi$ (V_{int}),con el valor promedio del voltaje de salida($\langle v_d \rangle$) (fig.4.13 a).

Si el voltaje de salida desciende, el ángulo de disparo aumenta y viceversa.

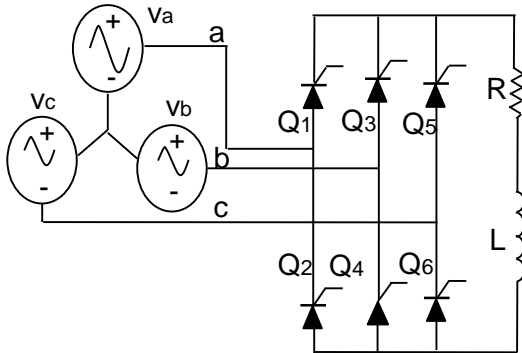
Lo anterior se puede utilizar, para implementar un control de lazo cerrado de tipo proporcional, cuyo diagrama de bloques se muestra en la fig.4.13 b)

Se compara la onda $2V_m \cos(\omega t)/\pi$ con un voltaje de control dado por $k(V_{ref} - \langle v_d \rangle)$. k es la ganancia de retroalimentación, la cual no puede ser muy grande, para que el circuito no oscile al ocurrir cambios en la carga.

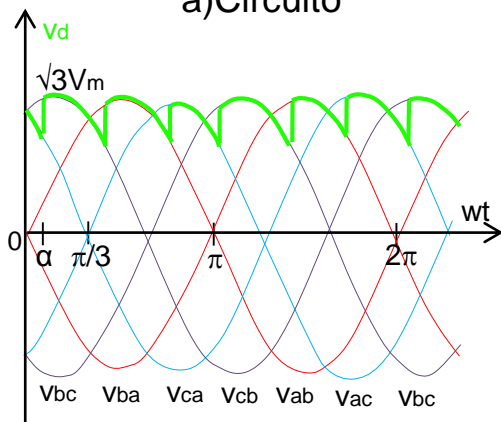
El voltaje promedio se obtiene haciendo pasar la salida del rectificador, a través de un filtro pasa-bajo.

4.11 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO DE SEIS PULSOS

4.11.1 VOLTAJE DE SALIDA



a) Circuito



b) Forma de onda de $v_d(1)$

RANGO DE CONDUCCION (wt)		THYRISTORES QUE CONDUCCEN	VOLTAGE EN LA CARGA
$(\alpha+60^\circ)$	$(\alpha+120^\circ)$	Q4 Q1	V_{ab}
$(\alpha+120^\circ)$	$(\alpha+180^\circ)$	Q1 Q6	V_{ac}
$(\alpha+180^\circ)$	$(\alpha+240^\circ)$	Q6 Q3	V_{bc}
$(\alpha+240^\circ)$	$(\alpha+300^\circ)$	Q3 Q2	V_{ba}
$(\alpha+300^\circ)$	$(\alpha+360^\circ)$	Q2 Q5	V_{ca}
$(\alpha+360^\circ)$	$(\alpha+420^\circ)$	Q5 Q4	V_{cb}

c) Tabla de conducción

Fig 4.14. Rectificador trifásico controlado

Se asume una carga altamente inductiva ($L/R \geq 10T/6$) para que I_d sea constante. Se define un sistema trifásico de secuencia a-b-c.

$$v_{an} = V_m \sin(\omega t - 30^\circ)$$

$$v_{ab} = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t) \quad (4.15)$$

Sí se sustituyen los SCR por diodos (rectificador trifásico no controlado) ocurre la conducción para $\alpha=0$ (referencia para medir el ángulo de disparo). En el dominio del ángulo, para el disparo de Q1, $\alpha=0$ corresponde a $\omega t=60^\circ$. Q1 y Q4 conducen para $60^\circ + \alpha < \omega t < \alpha + 120^\circ$. El voltaje en la carga es:

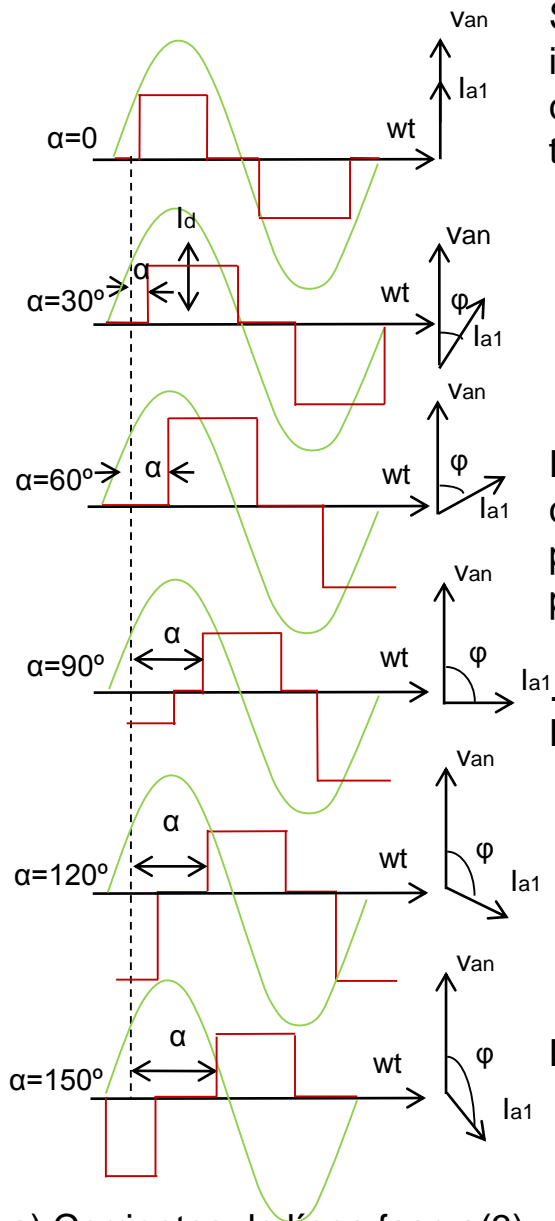
$$\langle v_d \rangle = \frac{\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} v_{ab} \sin(\omega t) d(\omega t)}{\pi/3}$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (4.16)$$

El voltaje de salida (v_d) consiste de un valor promedio ($\langle v_d \rangle$), y de un rizado alterno de 6 veces la frecuencia de la fuente. Las componentes armónicas se obtienen del análisis de Fourier

4.11 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO DE SEIS PULSOS

4.11.2 CORRIENTE DE LA FUENTE Y FACTOR DE POTENCIA 3



a) Corrientes de línea fase a(3)

Fig 4.15 Corriente de línea del rectificador de 6 pulsos

Se asume una carga altamente inductiva ($L/R \geq 10T/6$), para que I_d sea constante. Se define un sistema trifásico de secuencia a-b-c.

$$F_p = \frac{P}{S}$$

$$F_p = \frac{\langle v_d \rangle I_d}{3v_{an} I_s} \quad (4.17)$$

En la fig. 4.10 se muestran las corrientes de línea de la fuente (i_s) para diferentes α . En la fase a, i_s es positiva ($\alpha + 60^\circ < wt < \alpha + 180^\circ$) y negativa ($\alpha + 240^\circ < wt < \alpha + 360^\circ$)

El valor eficaz i_s es:

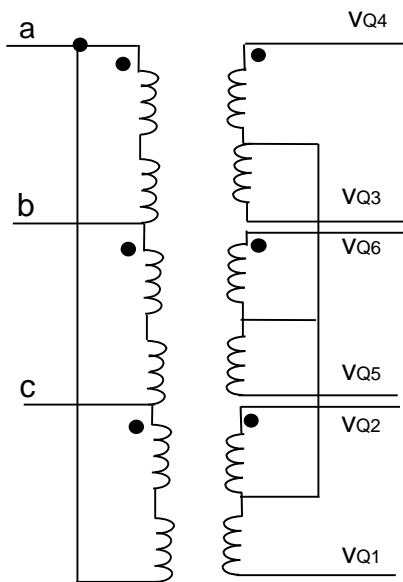
$$I_s = \sqrt{\frac{2I_d^2 \times 120}{360}} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (4.18)$$

De 4.08 $\langle v_d \rangle = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha$

$$F_p = \frac{\langle v_d \rangle I_d}{3v_{an} I_s}$$

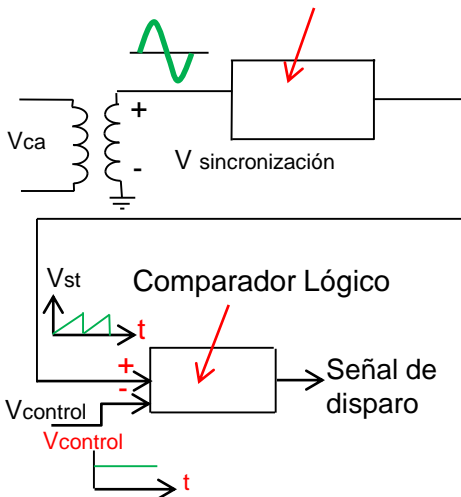
$$F_p = \frac{3\sqrt{3} V_m \cos \alpha I_d / \pi}{3 \frac{V_m \times I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{3}}} = 0.95 \cos \alpha \quad (4.19)$$

4.11.3 CONTROL RAMPA PARA RECTIFICADORES TRIFÁSICOS ^{6,7}



a) Circuito de voltajes de sincronización

Generador Diente de sierra



b) Circuito de control rampa para cada SCR₃

Fig 4.17 Control rampa para rectificador trifásico

El ángulo de disparo α tiene como referencia al ángulo que conduce el rectificador controlado, si se sustituyen los SCR por diodos. Para los rectificadores trifásicos $\alpha=0$ ocurre en $\omega t=60^\circ$ para Q1, y α puede variar teóricamente entre 0 y π .

Cada SCR tiene un circuito de control independiente. La señal de sincronización ($\alpha=0, \omega t=60^\circ$) para Q1 es V_{ac} (atrasa a V_{ab} en 60°). Para Q6 es V_{bc} , para Q3 V_{ba} ; para Q2 V_{ca} ; para Q5 V_{cb} y para Q4 es V_{ab} .

Las señales de sincronización se obtienen de un grupo de tres transformadores, conectados en delta (primario) estrella (secundario). El voltaje del primario es el de la fuente de potencia, y el secundario un voltaje reducido, por ejemplo 8 V

Cada voltaje de sincronización alimenta un circuito de control tipo rampa, para activar cada uno de los 6 SCR

Si se utiliza para el control un microcontrolador, se utiliza un solo transformador y un circuito rampa para el pulso de Q1, y los otros se programan 60° atrasados (Q6, Q3, Q2, Q5, Q4)

BIBLIOGRAFÍA

- 1) Kassakian, Verghese, Schlecht . PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS .1995 Editorial Addison Wesley
- 2) P T. Krein. ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS 1998. Editorial Oxford University Press
- 3) Mohan N; Undeland T.M.; Robbins W.P. POWER ELECTRONICS 2003 Editorial John Wiley & sons Inc
- 4) Rashid M. H. POWER ELECTRONICS: CIRCUITS, DEVICES, AND APPLICATIONS 1993. Editorial Prentice-Hall
- 5) Rashid M.H. (editor) POWER ELECTRONIC HANDBOOK 1993. www.rapidshare.com/filea/97921259. septiembre 24 2008
- 6) INDIAN INSTITUTE OF TECHNOLOGY POWER ELECTRONIC pdf. www.onlinefreebooks.net. Julio 13 2008
- 7) S.B. Dewan; G.R. Slemon; A. Straughen. POWER SEMICONDUCTOR DRIVES. 1984 Editorial John Wiley & sons .
- 8) Jai P. Agrawal POWER ELECTRONIC SYSTEMS Theory and design. 2001 Editorial Prentice-Hall

ACTIVIDADES

TEORÍA

- 1) Dibujar la característica de control (variable controlada vs variable de control) del rectificador controlado de media onda. ¿Por qué no es lineal? ¿Cómo se linealiza?
- 2) Dibujar la forma de onda del voltaje de salida del rectificador semi-puente con carga altamente inductiva.
- 3) Describir la operación del convertidor CA/CD controlado de onda completa, como rectificador y como inversor
- 4) ¿Cómo se podría apagar un rectificador monofásico onda completa con carga altamente inductiva? Hacer un análisis comparativo entre los 2 métodos posibles.
- 5) ¿Cómo se podría operar un rectificador onda completa, como inversor en régimen permanente?
- 6) Hacer un análisis comparativo entre un rectificador semi-puente y uno tipo puente.
- 7) ¿Cuál es la condición limitante sobre el ángulo de disparo de un rectificador onda completa?
- 8) ¿Cómo afecta al factor de potencia de la fuente la presencia de un inductor en la fuente de un rectificador tipo puente? ¿Lo mejora o lo empeora?
- 9) ¿Por qué el rectificador semi-puente no puede trabajar como inversor?
- 10) Hacer un análisis comparativo entre un rectificador semi-puente y uno puente. Considere los siguientes aspectos: Costos, aspectos técnicos, y condiciones de aplicación.
- 11) ¿Cuál es la función del circuito de control? ¿Cómo se logra el objetivo del circuito de control? ¿Cuántos tipos de control se conocen?
- 12) Explicar utilizando un diagrama de bloques, el circuito de control tipo rampa.
- 13) Explicar utilizando un diagrama de bloques, el circuito de control cosenoidal con offset.
- 14) Explicar utilizando un diagrama de bloques, el circuito de control cosenoidal puro.

ACTIVIDADES

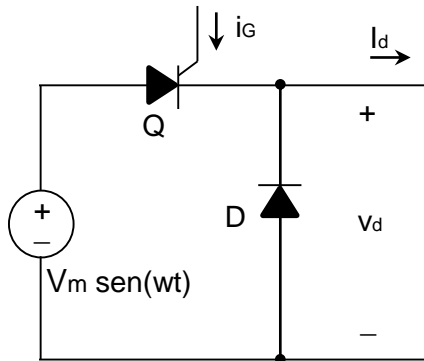
TEORÍA

15)Explicar utilizando un diagrama de bloques ,un circuito de control de lazo cerrado para un rectificador monofásico de onda completa.

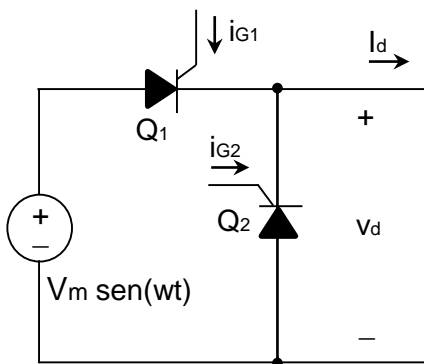
16)Deducir la tabla de conducción del rectificador trifásico de 6 pulsos(fig. 4.14c)

17)Hacer un diagrama de bloques ,indicando la función de cada bloque, del circuito de control del rectificador trifásico de 6 pulsos.

PROBLEMAS



Problema 1



Problema 2

1) Para el rectificador controlado con diodo de rueda libre de la figura se pide:

a) Deducir y graficar el voltaje promedio de salida ($\langle v_d \rangle$) en función del ángulo de disparo (α).

b) Analizar si es posible el trabajo como inversor.

2) Se sustituye en el circuito anterior el diodo de rueda libre por un SCR.

Las formas de onda de las corrientes de compuerta se muestran en la figura adjunta.

Se pide:

a) Deducir y graficar la característica de control: v_d , en función del ángulo de disparo.

b) Analizar si es posible el trabajo como inversor.

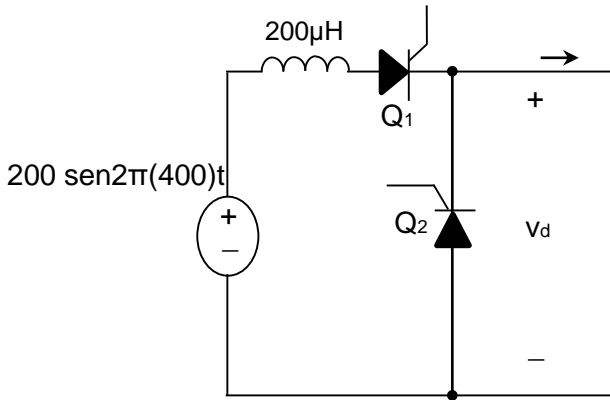
3) Para el rectificador de onda completa tipo semipunto, con carga resistiva (fig.4.02) con $N=10$, $V_m=170V$ y $f=60Hz$. se pide:

a) Dibujar la forma de onda de corriente en la fuente.

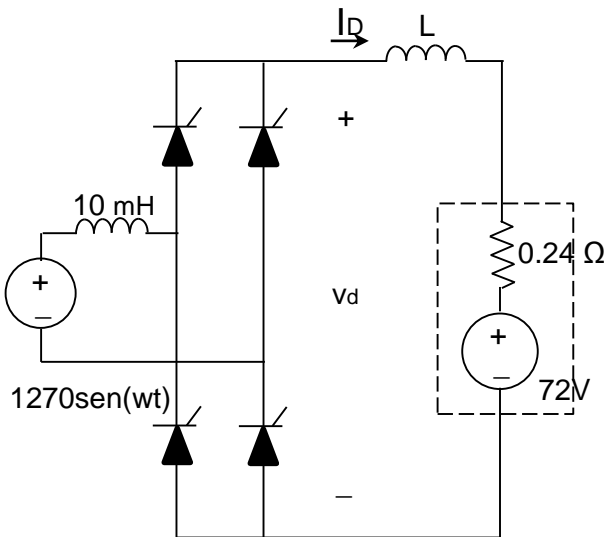
b) Deducir el factor de potencia en un devanado secundario.

c) Deducir el factor de potencia en la fuente.

PROBLEMAS



Problema 4



Problema 6

4) Para el convertidor controlado de media onda de la figura, los SCR son complementarios, se pide deducir y dibujar las curvas de regulación ($v_d = f(X_c, I_d)$), para diferentes α ,

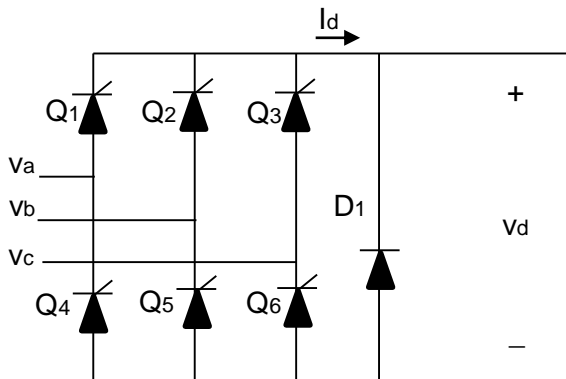
5) Para el rectificador monofásico tipo puente con carga con f.e.m. (fig.4.04), se pide dibujar la forma de onda de v_d , para $L < L_{critica}$

6) Las baterías de ácido-plomo presentan cierta resistencia interna. Por ejemplo si se cortocircuita una batería de 12V, circula una corriente de 240 A y por lo tanto la resistencia interna es de 50 m Ω .

Se utiliza un convertidor monofásico tipo puente controlado, con $L \gg L_{critica}$ como cargador de baterías. La batería se modela por una fuente ideal de 72V, en serie con una resistencia de 0.24 Ω . Se pide deducir y graficar I_D en función de α

PROBLEMAS

7) Dada la capacidad de Amperio-hora de una batería, por ejemplo 400 A-H, se pide diseñar un cargador para estas baterías, teniendo en cuenta: a) Característica de corriente y voltaje durante la carga. b) THD de la corriente



Problema 8

8) El rectificador semi-puente trifásico de la figura adjunta, alimenta una carga altamente inductiva. Se pide a) Determinar el valor del voltaje promedio de salida. b) Determinar el THD de la corriente de la fuente. Describir la función de D_1