5.3 Rectificador monofásico de onda completa con un transformador de derivación central.

Cada mitad de transformador con un diodo asociado actúa como si fuera un rectificador de media onda, la salida de un rectificador de onda completa aparece en la figura 5-5b. El voltaje promedio de salida es:

$$Vcd = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} Vm\,\text{sen}\omega t dt = \frac{2Vm}{\pi} = 0.6366Vm$$

$$Vcd = 0.6366Vm$$

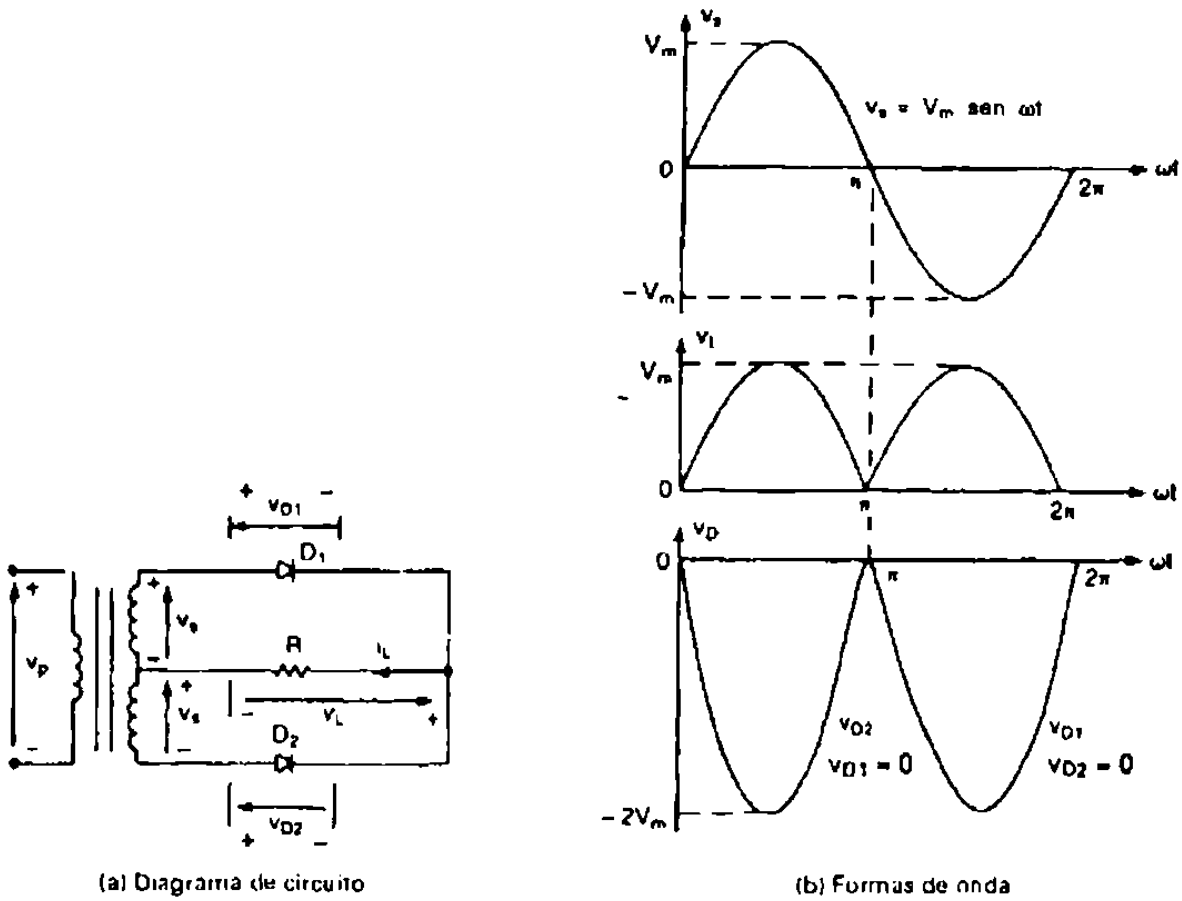


Figura 5-5 Rectificador de onda completa con transformador con derivación central.

Voltaje promedio de salida en un rectificador monofásico de onda completa

$$Vcd = \frac{2Vm}{\pi} = 0.6366Vm \qquad \textbf{Ec. 5-30}$$

Corriente promedio de salida en un rectificador monofásico de onda completa

$$Icd = \frac{Vcd}{R} = \frac{0.6366Vm}{R} \qquad \textbf{Ec. 5-31}$$

Potencia promedio de salida en corriente directa en un rectificador monofásico de onda completa

$$Pcd = Vcd \times Icd$$

$$Pcd = 0.6366Vm \times \frac{0.6366Vm}{R} \qquad \textbf{Ec. 5-32}$$

$$Pcd = \frac{(0.6366)^2 Vm}{R}$$

El voltaje eficaz de salida en un rectificador monofásico de onda completa

$$Vrms \quad \left[\frac{2}{T}\int_0^{T/2}(Vm\,\mathrm{sen}\,\omega t)^2\,dt\right]^{1/2} \quad \frac{Vm}{\sqrt{2}} \quad 0.707Vm \qquad \textbf{Ec. 5-33}$$

Corriente eficaz de salida en un rectificador monofásico de onda completa

$$Irms = \frac{Vrms}{R} = \frac{0.707Vm}{R} \qquad \textbf{Ec. 5-34}$$

Potencia promedio de salida en corriente alterna en un rectificador monofásico de onda completa

$$Pca = Vrms \times Irms$$

$$Pca = 0.707Vm \times \frac{0.707Vm}{R}$$

$$Pca = \frac{(0.707)^2 Vm}{R}$$

Ec. 5-35

El voltaje de salida de corriente alterna del secundario del transformador para el circuito de onda completa es el mismo que el circuito rectificador de media onda, por lo que el factor de utilización del transformador debe de mejorarse.

Si el rectificador de la figura 5-5a tiene una carga resistiva pura de valor R, determine la eficiencia, el factor de forma, el factor de componente ondulatoria, el factor de utilización del transformador, el voltaje de pico inverso (PIV) del diodo D_1 y el factor de cresta de la corriente de entrada.

La eficiencia

$$\%\eta = \frac{Pcd}{Pca} \times 100$$

$$\%\eta - \frac{(0.6366)^2 Vm}{R \frac{(0.707)^2 Vm}{R}}$$

Ec. 5-36

$$\%\eta = \frac{(0.6366)^2 Vm^2}{(0.707)^2 Vm^2} \times 100$$

$$\%\eta = \frac{0.405259}{0.499849} \times 100 = 81\%$$

Factor de Forma

$$FF = \frac{Vrms}{Vcd} = \frac{0.707Vm}{0.636Vm}$$ **Ec. 5-37**

$$FF = 1.11$$

Factor de componente ondulatoria o factor de rizado

$$RF = \frac{Vca}{Vcd} = \sqrt{FF^2 - 1}$$

$$RF = \sqrt{(1.11)^2 - (1)^2}$$ **Ec. 5-38**

$$RF = 0.482$$

$$RF = 48.2\%$$

Factor de utilización del transformador

$$TUF = \frac{0.636^2}{2 \times 0.707 \times 0.5} = 0.5735 = 57.32\%$$ **Ec. 5-39**

El voltaje de bloqueo de pico inverso .

PIV= 2Vm **Ec. 5-40**

Factor de cresta

$$CF = \frac{Is_{pico}}{Is_{rms}}$$

$$CF = \frac{\frac{Vm}{R}}{\frac{0.707Vm}{R}}$$ **Ec. 5-41**

$$CF = \sqrt{2}$$

Nota. El rendimiento de un rectificador de onda completa presenta una mejoría significativa en comparación con el de un rectificador de media onda.

Otro arreglo que es muy común es el de utilizar un transformador con 4 diodos, como se muestran en la figura 5-6a. A esta configuración se le llama tipo puente, en el semiciclo negativo, los diodos que conducen son D_3 y D_4. La forma de onda del voltaje de salida aparece en la figura 5-6 a y es similar a la figura 5-5b.

Este tipo de rectificador no presenta el problema que se obtuvo en el de media onda monofásico puesto que la corriente rectificada circula en ambos sentidos, por lo que el núcleo no tiene que estar sobredimensionado.

Desventajas

- Necesidad de usar dos diodos par fase, es decir el doble de rectificadores.
- Transformador con derivación central.
- Los elementos rectificadores posean una resistencia directa de valor reducido.

Ventajas

- El voltaje de pico inverso que soporta cada rectificador en el circuito tipo puente es la mitad del valor Vm.

- Aunque el circuito tipo puente utiliza el doble de rectificadores el costo del transformador es menor puesto que tiene un mejor factor de utilización y requiere un voltaje de salida menor.

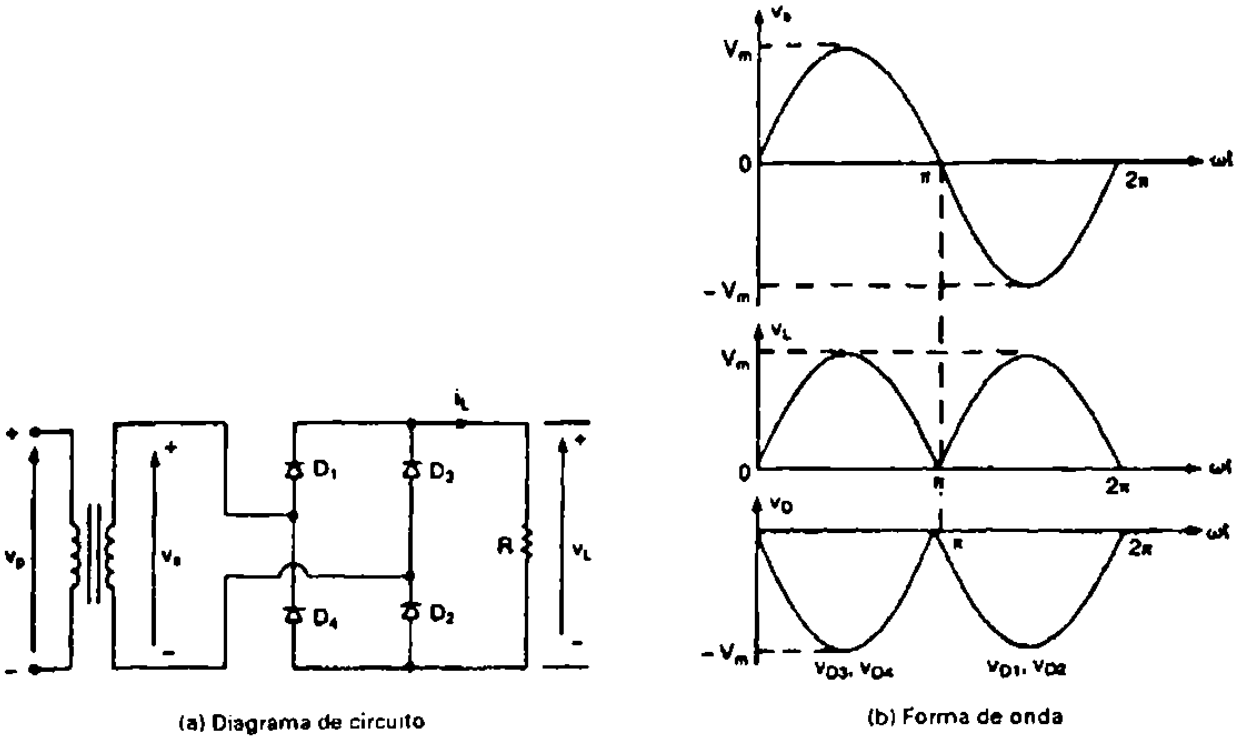


Figura 5-6 Rectificador puente de onda completa.

5.4 Circuitos rectificadores de m fases

Se hará un análisis general de los circuitos rectificadores con m fases usando m diodos, el período de conducción es $2\pi/m$ radianes por ciclo de corriente alterna. Ocasionando un aumento en la frecuencia fundamental de los armónicos y resultando m veces la frecuencia de la fuente (mf). Este rectificador se conoce como rectificador estrella. Este circuito se puede considerar como m rectificadores monofásicos de media onda y es del tipo de media onda. El diodo de orden k conducirá cuando el voltaje de la fase k sea mayor que el de las demás fases. La forma de onda para el voltaje y corrientes aparecen en la figura 5-7b. La corriente que fluye a través del devanado secundario es unidireccional y contiene una componente de corriente directa, el devanado primario se conecta en delta a fin de eliminar la componente de corriente directa del lado del transformador. Este minimiza el contenido de armónicos de la corriente de línea. Esta definición de m fases y las formulas deducidas son ciertas solo si la corriente en la carga

es continua y se aplica también a circuitos monofásicos de onda completa pero no se aplica al monofásico de media onda.

Despreciando las perdidas del transformador y los diodos, la corriente de un circuito rectificador de m fases considerando una onda coseno desde π/m hasta 2π/m.

El voltaje de salida promedio esta dado por:

$$Vcd = \frac{2Vm}{\frac{2\pi}{m}} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} \qquad \textbf{Ec. 5-42}$$

$$Vcd = \frac{mVm}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}$$

Para la corriente tendremos:

$$Icd = \frac{Vm}{R} \frac{m}{\pi} \operatorname{sen} \pi/m$$

$$Icd = \operatorname{Im} \frac{m}{\pi} \operatorname{sen} \pi/m \qquad \textbf{Ec. 5-43}$$

Voltaje eficaz de salida rms

$$Vrms = \left[\frac{2}{\frac{2\pi}{m}} \int_0^{\pi/q} Vm^2 \cos^2 \omega t d\omega t \right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 5-44}$$

$$Vrms = Vm \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{m}}$$

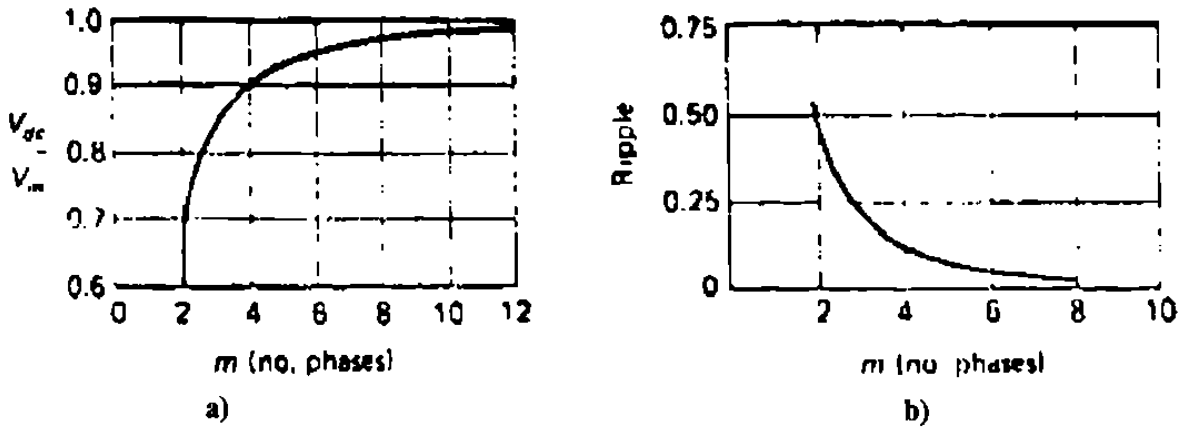


Figura 5-7 a) Voltaje de corriente directa contra m y b) Factor de rizado contra m

La figura 5-7 muestra que hay poca ganancia de voltaje de corriente directa arriba de seis fases.

La potencia promedio de salida en corriente directa será:

$$Pcd = Icd^2 R$$

$$Pcd = \frac{Vm^2}{R}\left(\frac{m}{\pi}\operatorname{sen}\pi/m\right)^2 \qquad \textbf{Ec. 5-45}$$

El valor eficaz del voltaje a través de cada diodo será:

$$Vrms = Vm\left[\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{m}\right] \qquad \textbf{Ec. 5-46}$$

El valor eficaz de la corriente a través de cada diodo será:

$$Irms = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\pi/2-\pi/q}^{\pi/2+\pi/q}\frac{Vm^2\operatorname{sen}^2\omega t}{R^2}\,d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$Irms = \frac{Vm}{R}\left[\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{m}\right] \qquad \textbf{Ec. 5-47}$$

La potencia de corriente alterna de entrada desde el transformador será igual a m $Irms^2$ R (Irms en cada sección del devanado del transformador).

$$Pca = mIrms^2R$$

$$Pca = m\left[\frac{Vm}{R}\sqrt{\frac{1}{2m} + \frac{4}{\pi}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{m}}\right]^2 R \qquad \textbf{Ec. 5-48}$$

$$Pca = m\frac{Vm^2}{R}\left(\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{m}\right)$$

Los volta-amp del lado primario y secundario pueden diferir como resultado de las variaciones de la forma de onda. Los volt-amp totales en el secundario serán m $Vm/\sqrt{2}\ Irms_f$.

Volt-amp totales en secundario

$$Volt-amp \text{ totales en secundario} = \mathrm{m}\frac{\mathrm{Vm}}{\sqrt{2}}\frac{Vm}{R}\sqrt{\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi}}\operatorname{sen}{2\pi}/{m} \qquad \textbf{Ec. 5.49}$$

Por lo tanto

La máxima eficiencia de rectificación teórica será:

$$\%\eta = \frac{Pcd}{Pca}$$

Ec. 5-49

$$\%\eta = \frac{\frac{Vm^2}{R}\left(\frac{m}{\pi}\operatorname{sen}\pi/m\right)^2}{m\frac{Vm^2}{R}\left(\frac{1}{2m}+\frac{1}{4\pi}+\operatorname{sen}2\pi/m\right)}$$

$$\%\eta = \frac{\frac{m}{\pi^2}\operatorname{sen}^2\pi/m}{\frac{1}{2m}+\frac{1}{4\pi}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{m}}$$

La eficiencia teórica es 81.2% para m=2, y alcanza 99.8% para m=6.

El factor rizado para m fases puede ser calculado utilizando las formulas generales de Vdc y Vrms en la Ec. 5-42 y 5-46.

La figura 5-7 muestra que el factor de rizado decrece rápidamente con el aumento del número de fases. Esto se hace que la distribución de la onda de corriente primaria sea menor en circuitos rectificadores con un número m grande de fases. Esto es importante debido a que las armónicas introducidas en el circuito de potencia primaria pueden causar interferencia telefónica por inducción.

Debido a las pequeñas magnitudes de rizado y las altas frecuencias con m>3, una inductancia nominal en la carga de un circuito rectificador polifásico dará una corriente muy atrasada.

En realidad, para m=3 o mayor, hay una diferencia despreciable en el funcionamiento con o sin filtro inductancias, puesto que las formas de onda de la corriente son muy aproximadas a la forma rectangular sin estar presente la inductancia.

Factor de forma para m fases FF.

$$FF = \frac{Vrms}{Vcd}$$

$$FF = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} + \operatorname{sen}\frac{2\pi}{m}\right)}}{\frac{m}{\pi}\operatorname{sen}\frac{\pi}{m}} \qquad \textbf{Ec. 5-50}$$

$$FF = \sqrt{\gamma^2 + 1}$$

Factor de utilización del transformador

Los transformadores de potencia son diseñados para corriente senoidal, pero los transformadores de circuito rectificadores no tienen corrientes senoidales. Entre mas grande es el número de fases conectadas en estrella, mas corto es el tiempo de la corriente de conducción por ciclo en cada devanado, las ondas distorsionadas de corriente indican la presencia de armónicas y las corrientes armónicas causan calentamientos adicionales en el transformador, sin producir salida de potencia en corriente directa útil. La habilidad de un transformador para suministrar potencia de corriente directa a un circuito rectificador es llamado el factor de utilización del transformador, y es definido como:

$$TUF = \frac{Pcd}{Volt - amp}$$

$$TUF_2 = \frac{\sqrt{2}m\operatorname{sen}^2 \pi/m}{\pi^2\sqrt{\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{m}}} \qquad \textbf{Ec. 5-51}$$

Este es método común de comparar la calidad relativa de un sistema de rectificación, el factor de utilización es siempre menor que la unidad, pero entre mas se acerque a uno el sistema de rectificación será de mejor calidad.

Y el factor de utilización para un transformador rectificador de q fases será:

$$TUF_{sec.} = \frac{\sqrt{2}m\,\mathrm{sen}^2\,\pi/m}{\pi^2\sqrt{\frac{1}{2m}+\frac{1}{4m}\mathrm{sen}\frac{2\pi}{m}}} \qquad \textbf{Ec. 5-52}$$

sin producir salida de potencia

5.5 Rectificador Trifásico de media onda

El circuito rectificador polifásico más simple es el trifásico de media onda con carga resistiva.

La operación de este circuito es bastante simple. Cada uno de los tres voltajes de fase E_{NA}, E_{NB}, E_{NC}, son conectados a la resistencia de carga a través de rectificadores separados: la otra terminal de la carga a el neutro del secundario del transformador conectado en estrella.

La conducción toma lugar en aquel rectificador en el cual el voltaje en el ánodo es mayor que los otros con respecto a N. Considerando la figura 5-8 un tiempo en el cual NA esta en su máximo positivo, el rectificador D_1 conducirá, y el punto K en el circuito estará a el potencial E_{NA} es aparente que los puntos B y C, los cuales son los ánodos de los rectificadores D_2 y D_3 estan negativos a K. Sin embargo, en ωt, E_{NA} llega a ser igual

a E_{NB} y después de este tiempo el ánodo del rectificador D_2 es más positivo que el ánodo de D_1 por lo tanto la conducción es transferida de D_1 a D_2 una conducción similar existe en ωtz entre E_{NA} y E_{NC}.

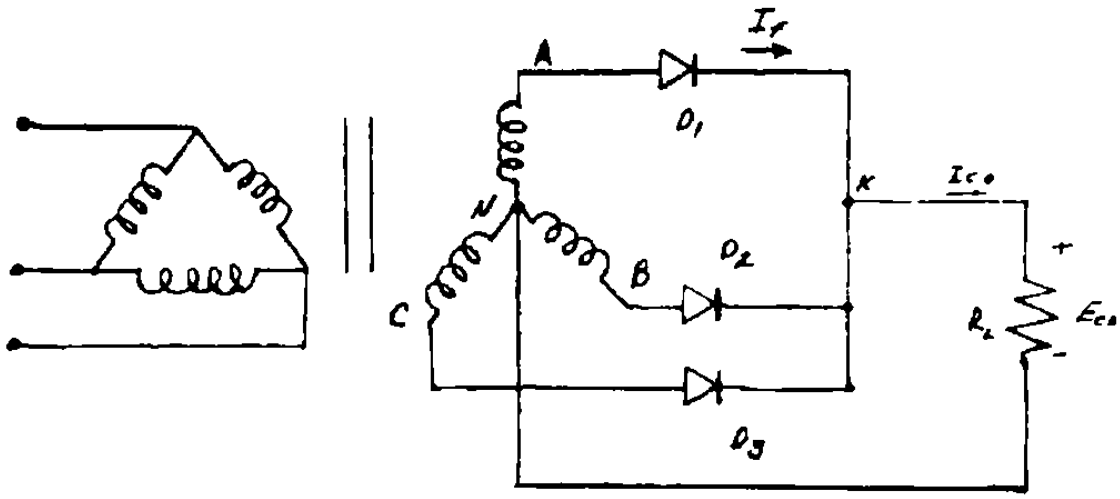


Figura 5-8 Rectificador trifásico de media onda.

De la figura 5-9 tenemos que cada fase y por lo tanto cada rectificador conduce 2π/3 radianes a 120° de cada ciclo. La frecuencia fundamental de rizado es tres veces la de la fuente o 180 Hz para una fuente de 60Hz, es también aparente que ni el voltaje ni la corriente llegan a cero en la carga.

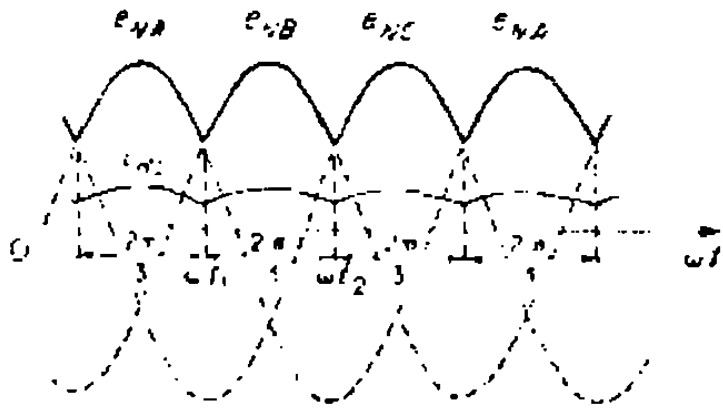


Figura 5-9 Variaciones de voltaje y corriente en un circuito rectificador de media onda con carga resistiva.

Análisis y datos de diseño

Voltaje promedio de un circuito rectificador trifásico de media onda.

$$Vcd = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\pi/6}^{5/6\pi} Vm \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t)$$

$$Vcd = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} Vm \qquad \textbf{Ec. 5-53}$$

$$Vcd = 0.827\, Vm$$

Corriente de carga promedio en un circuito rectificador trifásico de media onda.

$$Icd = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\pi/6}^{5/6\pi} \frac{Vm \operatorname{sen} \omega t}{R} d(\omega t)$$

$$Icd = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \mathrm{Im} \qquad \textbf{Ec. 5-54}$$

$$Icd = 0.8267\, \mathrm{Im}$$

Potencia promedio de salida en corriente directa en un rectificador trifásico de media onda.

$$Pcd = Vcd \times Icd$$

$$Pcd = (0.827 Vm)(0.827\, \mathrm{Im}) \qquad \textbf{Ec. 5-55}$$

$$Pcd = 0.683 Vm\, \mathrm{Im}$$

Voltaje eficaz de un circuito rectificador trifásico de media onda.

$$Vrms = \left[\frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\pi/6}^{5/6\pi} (Vm \operatorname{sen} \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$Vrms = \left[\frac{3Vm^2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5/6\pi} \frac{1}{2} d(\omega t) - \frac{3Vm}{2\pi 2} \int_{\pi/6}^{5/6\pi} \cos \omega t \, d(\omega t) \cdot 2 \right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 5-56}$$

$$Vrms = \left[\frac{3Vm^2}{4\pi} \omega t \Big|_{\pi/6}^{5/6\pi} - \frac{3Vm}{8\pi} \operatorname{sen} \omega t \Big|_{\pi/6}^{5/6\pi} \right]^{1/2}$$

$$Vrms = 0.84068Vm$$

Corriente eficaz de un circuito rectificador trifásico de media onda.

$$Irms = \left[\frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{Vm^2}{R} \operatorname{sen}^2 \omega t \, dt \right]^{1/2}$$

$$Irms = \left[\frac{Vm^2}{\frac{4\pi}{3} R} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \omega t \, dt - \frac{3Vm^2}{4\pi R^2} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \cos 2\omega t \right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 5-57}$$

$$Irms = \left[\frac{3\,\mathrm{Im}^2}{6} - \frac{3\sqrt{3}\,\mathrm{Im}^2}{8\pi} \right]^{1/2}$$

$$Irms = 0.84\,\mathrm{Im}$$

Potencia promedio de salida en corriente alterna en un rectificador trifásico de media onda

$$Pca = Vrms \times Irms$$
$$Pca = (0.84068Vm)(0.84068\,\mathrm{Im}) \qquad \textbf{Ec. 5-58}$$
$$Pca = 0.7067Vm\ \mathrm{Im}$$

Volt-amp del secundario del transformador

$$Volt\ amp\ en\ el\ secundario = 3Vs\ Is$$
$$Volt\ amp\ en\ el\ secundario = 3(0.707Vm)(0.7804\,\mathrm{Im})$$
$$Volt\ amp\ en\ el\ secundario = 1.029Vm\ \mathrm{Im}$$

Ec. 5-59

% n eficiencia

$$\%\eta = \frac{Pcd}{PVrms}$$
$$\%\eta = \frac{Vcd \cdot Icd}{Vrms \cdot Irms}$$
$$\%\eta = \frac{(0.8267)^2 Vm\,\mathrm{Im}}{(0.84068)^2 Vm\,\mathrm{Im}}$$

Ec. 5-60

$$\%\eta = \frac{0.6834}{0.706} \times 100$$

$$\eta = 96.7\%$$

Factor de forma

$$F.F. = \frac{Vrms}{Vcd} = \frac{0.84068Vm}{0.827Vm} = 1.01654$$

Ec. 5-61

Factor de componente ondulatoria

$$R.F. = \sqrt{FF^2 - 1}$$
$$R.F. = \sqrt{1.0165^2 - 1^2}$$
$$R.F. = 18.2\%$$

Ec. 5-62

Factor de utilización del transformador

$$TUF = \frac{Pcd}{\sqrt{3}Vs\ \mathrm{Is}}$$

Ec. 5-63

$$TUF = \frac{0.6839Vm\,\mathrm{Im}}{0.3838}$$

$$TUF = \frac{(0.827)^2 Vm\,\mathrm{Im}}{\sqrt{3}\cdot 0.707Vm\cdot 0.84068}\times 100$$

$$TUF = 66.43\%$$

5.6 Circuito rectificador Trifásico tipo puente con carga resistiva

Otro de los circuitos trifásicos de rectificación es el tipo puente mostrado en la figura 5-10. Cada trayectoria de conducción a través de dos rectificadores en serie y esto reduce el voltaje de pico inverso por rectificador aproximadamente a la mitad de una segunda característica, igualmente importante, es el hecho de que la conmutación toma lugar cada 60°, o seis veces por ciclo por lo tanto reduciendo el factor de rizado e incrementando la frecuencia de rizado lo cual facilita el filtrado.

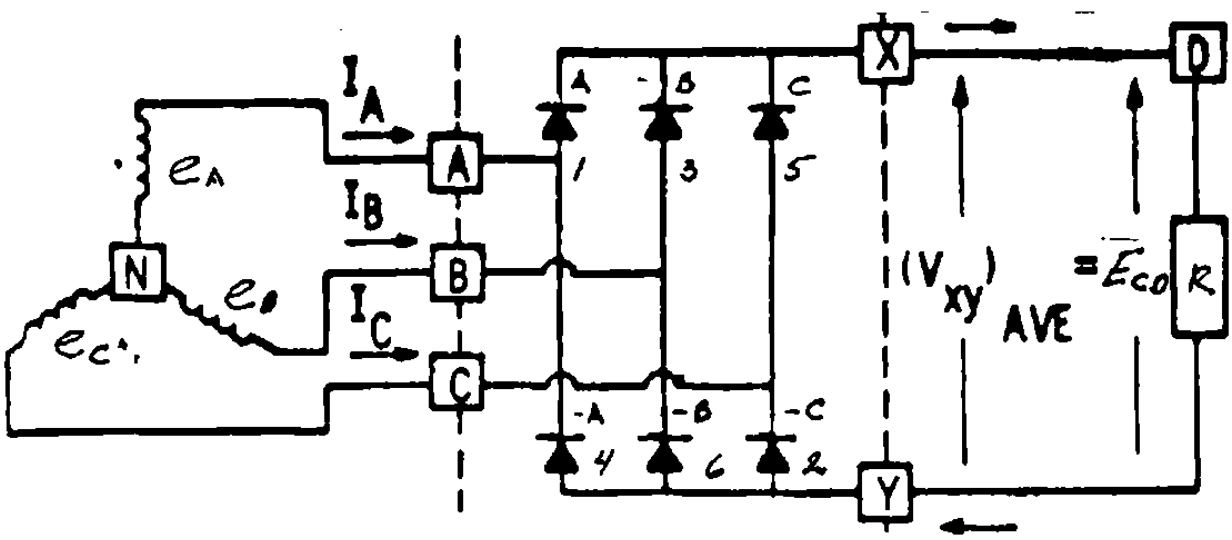


Figura 5-10 Circuito trifásico de rectificación tipo puente.

La secuencia de encendido de los Rectificadores será A, -C, B, -A, C, -B, A etc. o bien por los números marcados del 1 al 6 en la figura 5-11.

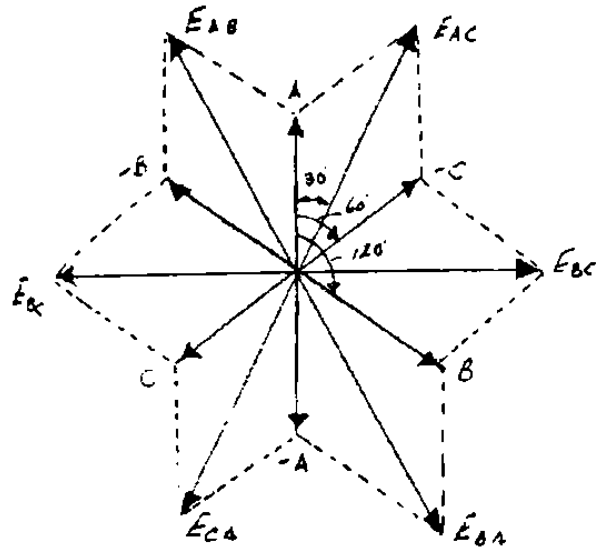


Figura 5-11 Secuencia de encendido de los rectificadores.

Análisis matemático y datos de diseño

Voltaje Promedio en un rectificador trifásico de onda completa

$$Vcd = \frac{2}{\frac{2\pi}{6}} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3} Vm \cos \omega t d(\omega t)$$

$$Vcd = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} Vm \qquad \text{Ec. 5-63}$$

$$Vcd = 1.654 Vm$$

Corriente promedio en un rectificador de onda completa

$$Icd = \frac{2}{\frac{2\pi}{6}} \int_0^{\pi/6} \frac{\sqrt{3Vm}}{R} \cos \omega t \, d(\omega t)$$

$$Icd = \frac{\sqrt{3} \cdot 6}{\pi} \operatorname{sen} \omega t \Big|_0^{\pi/6} \qquad \text{Ec. 5-64}$$

$$Icd = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}\mathrm{Im}$$ **Ec. 5-65**

Potencia promedio de corriente directa en un rectificador de onda completa

$$Pcd = Vcd \times Icd$$
$$Pcd = \frac{(1.654)^2 Vm^2}{R}$$ **Ec. 5-66**

Voltaje eficaz en un rectificador de onda completa

$$Vrms = \left[\frac{2}{\frac{2\pi}{6}}\int_0^{\pi/6}\left(\sqrt{3}Vm\cos\omega t d(\omega t)\right)^2\right]^{1/2}$$ **Ec. 5-67**

$$Vrms = \left[\left(\frac{3}{2}Vm^2 + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}\right)Vm^2\right]^{1/2}$$

$$Vrms = 1.6554Vm$$

Corriente eficaz de un rectificador de onda completa

$$\mathrm{Im} = \frac{\sqrt{3}Vm}{R}$$ **Ec. 5-68**

$$Irms = \frac{1.6554Vm}{R}$$

Potencia en corriente alterna en un rectificador de onda completa

$$Pca = Vrms \times Irms$$
$$Pca = \frac{(1.6554)^2}{R}Vm$$ **Ec. 5-69**

Voltaje eficaz de salida del secundario del transformador

$$Vs = 0.707Vm \qquad \textbf{Ec. 5-70}$$

Corriente eficaz de salida del secundario del transformador

$$Is = \left[\frac{8}{2\pi}\int_0^{\pi/6} \mathrm{Im}^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$Is = \left[\frac{\mathrm{Im}^2}{3} + \frac{\sqrt{3}\,\mathrm{Im}^2}{2\pi}\right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 5-71}$$

$$Is = \sqrt{0.33 + 0.27566}\ \mathrm{Im}$$

$$Is = 0.7804\ \mathrm{Im}$$

Volt-amp del secundario del transformador

$$Volt - amp\ del\ \mathrm{sec}undario\ del\ transformador = 3\mathrm{VsIs}$$

$$Volt - amp\ del\ \mathrm{sec}undario\ del\ transformador = \frac{3\sqrt{3}\cdot 0.707 \cdot 0.7804Vm^2}{\mathrm{R}}$$

$$Volt - amp\ del\ \mathrm{sec}undario\ del\ transformador = \frac{2.86\mathrm{Vm}^2}{\mathrm{R}} \qquad \textbf{Ec. 5-72}$$

La eficiencia

$$\%\eta = \frac{Pcd}{Pca}$$

$$\%\eta = \frac{1.6454}{R\dfrac{1.6554^2 Vm^2}{R}} \times 100 \qquad \textbf{Ec. 5-73}$$

$$\%\eta = 99.83\%$$

Factor de forma

$$FF = \frac{Vrms}{Vcd}$$

$$FF = \frac{1.6554}{1.654}$$

$$FF = 1.0008$$

Ec. 5-74

Factor de componente ondulatoria o factor de rizado

$$RF = \sqrt{\left(\frac{Vrms}{Vcd}\right)^2 - 1}$$

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1^2}$$

$$RF = \sqrt{(1.0008)^2 - 1}$$

$$RF = 0.041153 \times 100$$

$$RF = 4\%$$

Ec. 5-75

Factor de utilización

$$TUF = \frac{Pcd}{3Vs\,Is}$$

$$TUF = \frac{(1.654)^2 Vm^2}{R\dfrac{3\sqrt{3} \times 0.707 \times 0.78040 Vm^2}{R}} \times 100$$

$$TUF = 95.42\%$$

Ec. 5-76

6

ANÁLISIS DE CIRCUITOS RECTIFICADORES POLIFÁSICOS Y CONVERTIDORES REGENERATIVOS ESTÁTICOS CON RECTIFICADORES CONTROLADOS DE SILICIO

6.1 Convertidores monofásicos

El convertidor de fase controlada es un dispositivo que convierte el voltaje de corriente alterna de magnitud y frecuencia constante en un voltaje de corriente directa controlable.

La operación del convertidor para regular el voltaje a la salida consiste en controlar el tiempo en el que se activa al rectificador controlado de silicio y este pueda conducir.

Los convertidores que aquí mencionaremos son de conmutación o de línea natural.

Convertidores regenerativos estáticos con rectificadores controlados de silicio.

En este capitulo se analizarán los convertidores de control de fase los cuales pueden controlar el voltaje de salida. Los convertidores se clasifican en dos tipos que son: convertidores monofásicos y convertidores trifásicos; cada tipo se puede subdividir en semiconductor, convertidor completo y convertidor dual.

El semiconvertidor es un convertidor de un cuadrante y la característica que presenta es que el voltaje y la corriente tienen la misma polaridad. Como se muestra en la siguiente figura 6-1 b.

El convertidor completo es un convertidor de dos cuadrantes en este convertidor el voltaje de salida puede ser positivo o negativo, mientras que la corriente es solamente positiva, como se muestra en la figura 6-2 b.

El convertidor dual puede operar en los cuatro cuadrantes, en este caso el voltaje de salida y la corriente pueden ser positivos o negativos como se muestra en la figura 6-

3 b. Esto quiere decir que el sistema puede entregar potencia eléctrica o bien recibir potencia eléctrica.

Los convertidores estan constituidos por tiristores de control de fase o en otras palabras por rectificadores controlados de silicio, por lo que daremos una idea de cómo estan trabajando de forma individual.

En algunos casos los convertidores se conectan en serie, para obtener voltajes mas altos y así mejorar el factor de potencia de entrada.

6.1.1 Semiconvertidores monofásicos con carga resistiva

Consideremos el circuito de la figura 6-1 a con carga resistiva. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, el tiristor t_1 es polarizado directamente, cuando el tiristor t_1 se dispara, en $\omega t=\alpha$ el tiristor t_1 conduce; el voltaje de entrada se hace negativo, $\omega t=\pi$, el tiristor t_1 se polariza inversamente, por lo que se desactiva. El tiempo en que el voltaje de entrada empieza a hacerse positivo hasta que se dispara el tiristor en $\omega t=\alpha$, se le llama ángulo de retorno o ángulo de disparo α.

La región de operación del convertidor, donde el voltaje y la corriente de salida tienen una sola polaridad como se muestra en la figura 6-1 b.

Las formas de onda de los voltajes de entrada y salida, así como de la corriente de carga y del voltaje a través de t_1, por lo general, este convertidor no se utiliza en aplicaciones industriales, porque su salida presenta un gran contenido de armónicos de baja frecuencia.

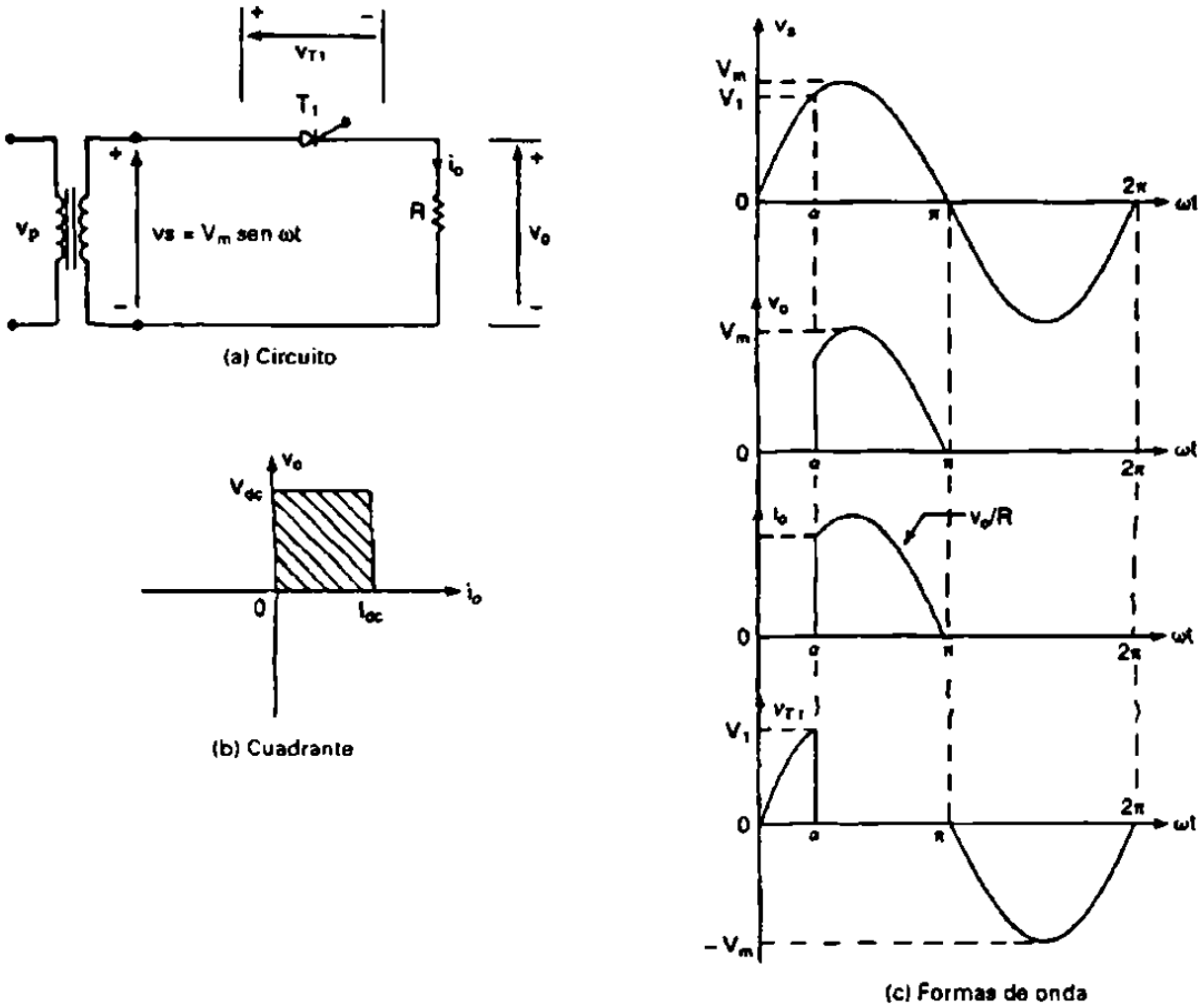


Figura 6-1 Convertidor monofásico de tiristor, con carga resistiva.

Si Vm es el voltaje máximo de entrada el voltaje promedio de salida Vcd puede determinarse a partir

$$Vcd = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} Vm \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t)$$

$$Vcd = \frac{Vm}{2\pi}\left[1 - \cos\pi\right]_{\alpha}^{\pi} \qquad \textbf{Ec. 6-1}$$

$$Vcd = \frac{Vm}{2\pi}(1+\cos\alpha)$$

El voltaje Vcd puede variar desde Vm/π hasta cero, al variar α desde cero hasta π.

El voltaje de salida máximo Vdm es

$$Vdm = \frac{Vm}{\pi} \qquad \textbf{Ec. 6-2}$$

Normalizando el voltaje de salida con respecto a Vdm, el voltaje de salida normalizado será

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm}$$

$$Vn = \frac{\frac{Vm}{2\pi}\cos(1+\cos\alpha)}{\frac{Vm}{\pi}} \qquad \textbf{Ec. 6-3}$$

$$Vn = 0.5(1+\cos\alpha)$$

Determine la corriente promedio Icd

$$Icd = \frac{Vm}{2\pi R}(1+\cos\alpha) \qquad \textbf{Ec. 6-4}$$

Determine la potencia promedio

$$Pcd = Vcd \times Icd$$

$$Pcd = \frac{Vm}{2\pi}(1+\cos\alpha)\left(\frac{Vm}{2\pi R}\right)(1+\cos\alpha)$$

$$Pcd = \frac{Vm^2}{4\pi^2 R}(1+\cos\alpha)^2$$

$$Pcd = \frac{Vm^2}{4\pi^2 R}(1+\cos 60)^2 \qquad \textbf{Ec. 6-5}$$

$$Pcd = \frac{Vm^2}{4\pi^2 R}(1+0.5)^2$$

$$Pcd = \frac{2.25Vm^2}{4\pi^2 R}$$

$$Pcd = \frac{0.0253Vm^2}{R}$$

El voltaje Vrms de salida esta dado por

$$Vrms = \left[\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} Vm^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$Vrms = \left[\frac{Vm^2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(1-\cos 2\omega t \, d(\omega t))\right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 6-6}$$

$$Vrms = \frac{Vm}{\sqrt{2}}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2}$$

La corriente de salida esta dada por

$$Irms = \frac{Vrms}{R} = \frac{Vm}{\sqrt{2}R}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 6-7}$$

6.1.2 Convertidores monofásicos completos

Analizando el circuito convertidor monofásico completo que se muestra en la figura 6-2 a con carga altamente inductiva, se observa que en el semiciclo positivo los tiristores T_1 y T_2 están directamente polarizados; cuando $\omega t=\alpha$ los tiristores T_1 y T_2 se

disparan al mismo tiempo, alimentando el voltaje de la fuente a la carga. Como se muestra en la figura 6-2c. Debido a la carga inductiva T_1y T_2 quedan conduciendo mas alla de $\omega t=\pi$ aun cuando el voltaje de entrada sean negativo, ahora los tiristores T_3 y T_4 tienen una polarización directa; el disparo de los tiristores T_3 y T_4 hará que estos conduzcan aplicando un voltaje de bloqueo inverso a los tiristores T_1 y T_2 apagándolos debido a la conmutación natural ó de linea. Ahora la corriente de carga es transferida de T_1 y T_2 a T_3 y T_4 en la figura 6-3 b se muestran las regiones de operación del convertidor aquí se observa que el voltaje puede ser positivo o negativo y la corriente positiva, y en la figura 6-2c se muestran la forma de onda del voltaje de entrada, el voltaje de salida y las corrientes de entrada y salida.

Cuando T_1 y T_2 conducen desde α hasta π la potencia fluye de la alimentación a la carga, el voltaje y la corriente son positivos. Se dice que el convertidor se opera en modo de rectificación. Durante el período de π hasta $\pi+\alpha$ el voltaje de entrada es negativo Vs y la corriente de entrada Is es positiva.

Existiendo un flujo inverso de potencia de la carga hacia la alimentación. Se dice que el convertidor opera en modo de inversión. Este convertidor es muy usado en aplicaciones industriales hasta de 15 Kw. Podemos deducir que dependiendo del valor de α el voltaje promedio puede ser positivo ó negativo y permite la operación en dos cuadrantes.

El voltaje promedio de salida se puede determinar a partir de

$$Vcd = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} Vm \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) \qquad \textbf{Ec. 6-8}$$

$$Vcd = \frac{2Vm}{2\pi}\left[-\cos \omega t\right]_{\alpha}^{\pi+\alpha} \qquad \textbf{Ec. 6-9}$$

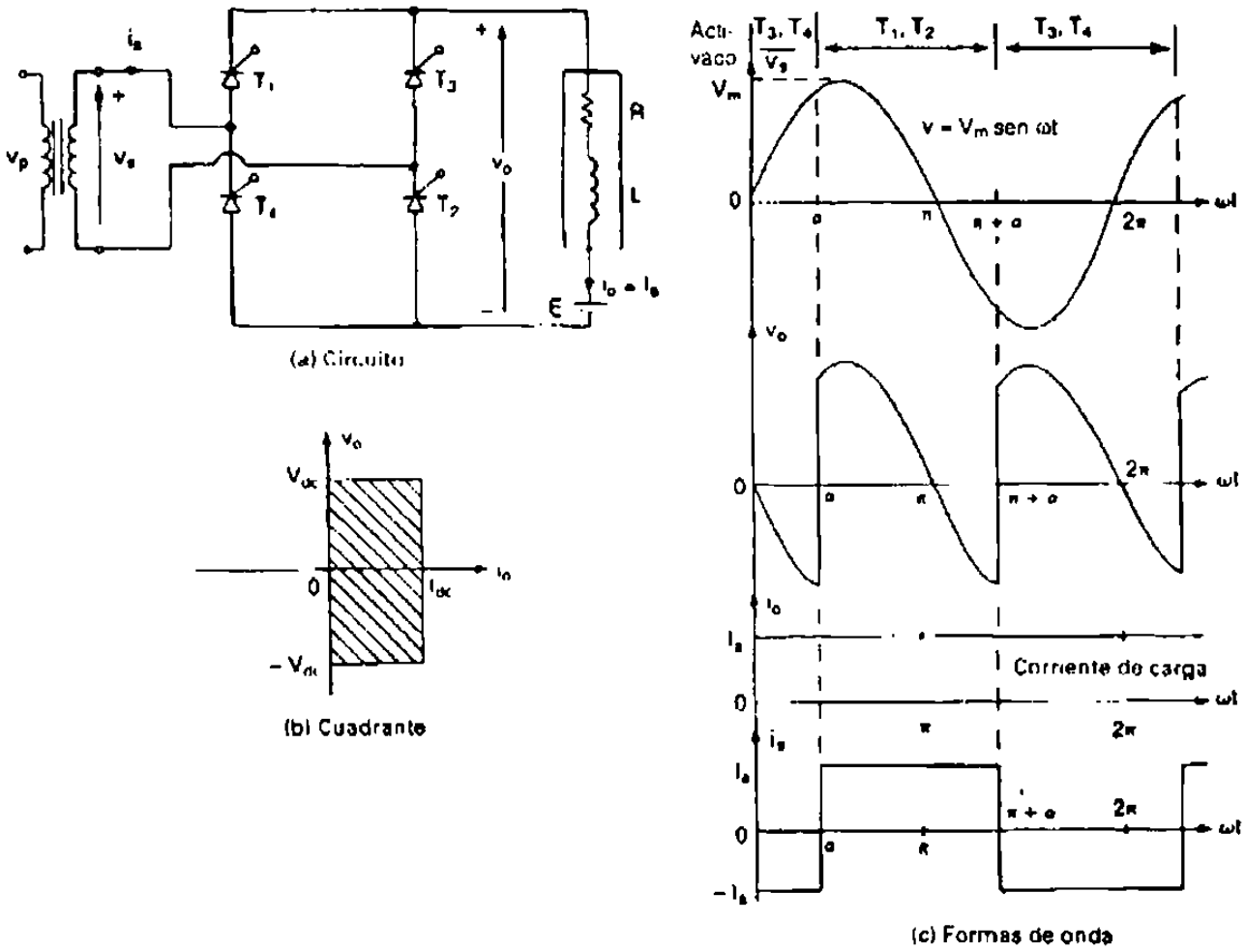


Figura 6-2 Convertidor monofásico completo.

Si se varia α desde 0 a π se puede variar Vcd desde 2Vm/π hasta -2Vm/π. El voltaje promedio de salida máximo es Vdm = 2Vm/π y el voltaje promedio de salida normalizado es;

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm} = \cos\alpha \qquad \textbf{Ec. 6-10}$$

El valor rms del voltaje de salida esta dado por:

$$Vrms = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} Vm^2 \operatorname{sen}^2\omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$Vrms = \left[\frac{Vm^2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} (1-\cos 2\omega t)\, d(\omega t)\right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 6-11}$$

$$Vrms = \frac{Vm}{\sqrt{2}} = Vs$$

Para una carga resistiva los tiristores T_1 y T_2 conducirán desde α hasta π y los tiristores T_3 y T_4 conducirán desde $\alpha+\pi$ hasta 2π.

Para un ángulo de retraso de $\alpha = \pi/3$, repita el ejemplo 6-2 para el convertidor completo monofásico de la figura 6-2 a.

Solución:

La forma de onda de la corriente de entrada aparece en la figura 6-2c y la corriente instantánea de entrada se puede expresar con una serie de Fourier de la forma

$$Is(t) = Icd + \sum_{n\ 1,2..}^{\infty}\left(a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t\right) \qquad \textbf{Ec. 6-12}$$

donde

$$Icd = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} Is(t)\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} Ia\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} Ia\, d(\omega t)\right] = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} Is(t)\cos n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} Ia \cos n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} Ia \cos n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$-\frac{4Ia}{n\pi}\operatorname{sen} n\alpha \qquad \text{para n = 1, 3, 5.....}$$

$$= 0 \qquad \text{para n = 2, 4, ...}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} I(t)\operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} Ia \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} Ia \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{4Ia}{n\pi}\cos n\alpha \qquad \text{para n = 1, 3, 5,.....}$$

$$= 0 \qquad \text{para n = 2, 4, ...}$$

Dado que Icd = 0, la corriente de entrada se puede escribir en la forma

$$I(t) = \sum_{n=1,3,5,..}^{\infty} \sqrt{2} I_n \operatorname{sen}(\omega t + \phi_n) \qquad \textbf{Ec. 6-13}$$

donde

$$\phi_n = tan^{-1}\frac{a_n}{b_n} = -n\alpha \qquad \textbf{Ec. 6-14}$$

y ϕ_n es el ángulo de desplazamiento de la corriente de la corriente de la armónica de orden n. El valor rms de la corriente de entrada de la armónica de orden n es

$$Isn = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(a_n^{\,2} + b_n^{\,2}\right)^{1/2} = \frac{4Ia}{\sqrt{2}n\pi} = \frac{2\sqrt{2}Ia}{n\pi} \qquad \textbf{Ec. 6-15}$$

y el valor rms de la corriente fundamental es

$$Is_1 = \frac{2\sqrt{2}Ia}{\pi} \qquad \textbf{Ec. 6-16}$$

El valor rms de la corriente de entrada se puede calcular a partir de la ecuación (5-25), como

$$Is = \left(\sum_{n=1,2,3,..}^{\infty} I_{sn}^{\,2}\right)^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 6-17}$$

Is también se puede determinar directamente a partir de

$$Is = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} Ia^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2} = Ia \qquad \textbf{Ec. 6-18}$$

De la ecuación (3-51) se puede encontrar el factor de desplazamiento

$$HF = \left[\left(\frac{Is}{Is_1} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.483 \quad \text{o} \quad 48.3\% \qquad \textbf{Ec. 6-19}$$

De las ecuaciones (3-50) y (3-24), el factor de desplazamiento

$$DF = \cos\phi_1 = \cos - \alpha \qquad \textbf{Ec. 6-20}$$

De la ecuación (3-52) se encuentra el factor de potencia como

$$PF = \frac{Is_1}{Is} \cos - \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos\alpha \qquad \textbf{Ec. 6-21}$$

(b) $\alpha = \dfrac{\pi}{3}$

$$Vcd = \frac{2Vm}{\pi} \cos\alpha = 54.02\,V \qquad \text{y} \qquad Vn = 0.5 \;\; pu$$

$$Vrms = \frac{Vm}{\sqrt{2}} = Vs = 120\,V$$

$$Is_1 = \left(2\sqrt{2} \frac{Ia}{\pi} \right) = 0.90032 \;\; Ia \qquad \text{y} \qquad Is = Ia$$

$$HF = \left[\left(\frac{Is}{Is_1} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.483 \qquad \text{o} \qquad 48.3\%$$

$$\phi_1 = -\alpha \qquad \text{y} \qquad DF = \cos-\alpha = \cos\frac{-\pi}{3} = 0.5$$

$$PF = \frac{Is_1}{Is}\cos-\alpha = 0.45 \quad \text{(atrasado)}$$

Nota. La componente fundamental de la corriente de entrada es siempre 90.03 % de Ia y el factor armónico se mantiene constante en 48.34 %.

6.1.3 Convertidores Monofásicos Duales

Se vio que en los convertidores monofásicos completos que pueden conducir en dos cuadrantes como convertidores ó como inversores. Si se conectan estos convertidores completos espalda con espalda, pueden invertir tanto el voltaje de salida como la corriente de carga. Haciendo este arreglo se tendrá una operación en los cuatro cuadrantes llamándolo convertidor dual. Los convertidores duales son en propulsores de velocidad variable de alta potencia. Si α_1 y α_2 son los ángulos de retraso de los convertidores 1 y 2 respectivamente, los voltajes de salida correspondientes Vcd, y Vcd_2 . Los ángulos de retraso se controlan de tal forma que un convertidor funciona como rectificador y el otro convertidor funciona como inverso; pero ambos convertidores producen el mismo voltaje promedio de salida, el arreglo de los convertidores se muestran en la figura 6-3 a y en la figura 6-3 b se muestra la forma de onda de salida de los dos convertidores y en la figura 6-3c se muestran las características v-i de un convertidor dual.

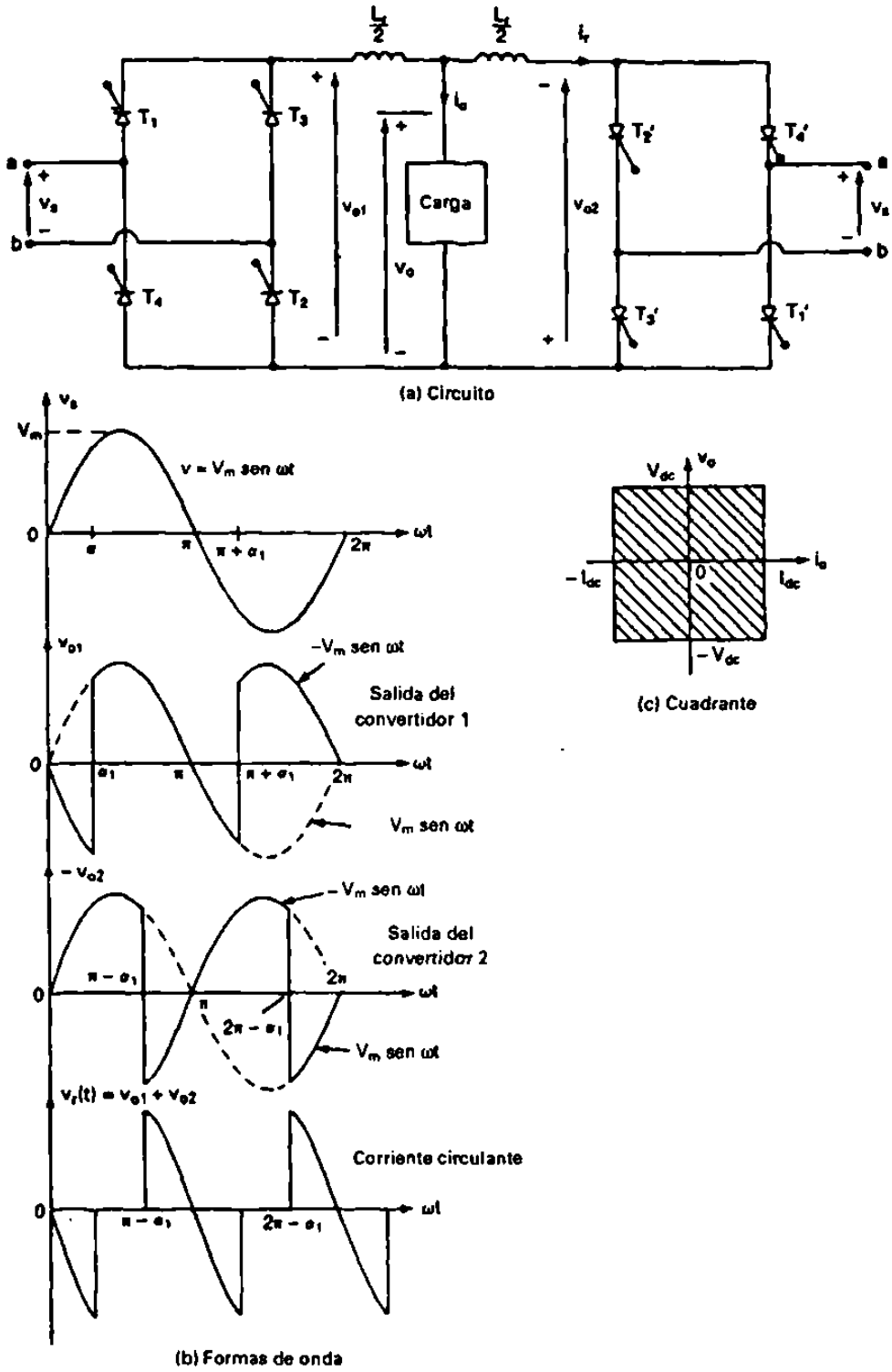


Figura 6-3 Convertidor monofásico dual.

Los voltajes promedios de salida

$$Vcd_1 = \frac{2Vm}{\pi}\cos\alpha_1 \qquad \textbf{Ec. 6-22}$$

$$Vcd_2 = \frac{2Vm}{\pi}\cos\alpha_2 \qquad \textbf{Ec. 6-23}$$

Los voltajes Vcd_1 y Vcd_2 son opuestos por ser un convertidor rectificador y el otro un inversor

$$\cos\alpha_2 = -\cos\alpha_1 = \cos(\pi - \alpha_1) \qquad \textbf{Ec. 6-24}$$

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \qquad \textbf{Ec. 6-25}$$

Como los voltajes instantáneos no estan en fase existe una diferencia de potencial en los convertidores dando lugar a una corriente circulante. Esta corriente esta limitada por un reactor de corriente circulante Lr. Como se muestra en la figura 6-3 a. Si los voltajes de salida instantáneos de los convertidores 1 y 2 son Vo_1 y Vo_2 la corriente circulante se calcula integrando la diferencia de potencial instantáneo a partir de $\omega t = 2\pi - \alpha_1$

$$I_r = \frac{1}{\omega L_r}\int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} V_1\, d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r}(Vo_1 + Vo_2)\, d(\omega t)$$

$$I_r = \frac{Vm}{\omega L_r}\left[\int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} -\operatorname{sen}\omega t\, d(\omega t) - \int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} \operatorname{sen}\omega t\, d(\omega t)\right] \qquad \textbf{Ec. 6-26}$$

$$I_r = \frac{2Vm}{\omega L_r}(\cos\omega t - \cos\alpha_1)$$

la corriente circulante instantánea depende del ángulo de retraso. Para $\alpha_1=0$ su magnitud se hace mínima cuando $\omega t = n\pi$ n= 0, 2, 4, y máxima cuando $\omega t = n\pi$, n=1,3,5. La corriente de pico que puede llevar uno de los convertidores que controlan el flujo de potencia es (Ip + $4Vm/\omega Lr$). Los convertidores duales pueden operarse con o sin corriente circulante, solo opera un convertidor llevando la corriente de carga; mientras

que el otro convertidor queda totalmente bloqueado debido a pulsos de compuerta. Sin embargo, la operación con corriente circulante tiene las siguientes ventajas:

1.- La corriente circulante mantiene conducción continua en ambos convertidores sobre todo el rango de control, independiente de la carga.

2.- Dado que un convertidor siempre opera como rectificador y el otro como un inversor, el flujo de potencia es posible en cualquier dirección y en cualquier momento.

3.- Dado que ambos convertidores están en conducción continua, es más rápido el tiempo de respuesta para pasar de una operación de un cuadrante a otra.

6.1.4 Convertidores monofásicos en serie

6.1.4.1 Semiconvertidor monofásico en serie

Cuando se conectan dos o mas convertidores en serie se pueden aplicar voltajes mayores mejorando el factor de potencia en la figura 6-4 a se muestran dos convertidores conectados en serie. El transformador de alimentación contiene dos devanados secundarios del mismo número y vueltas y la razón de transformación del primario al secundario es 2 Np/Ns = 2 si α_1 y α_2 son los ángulos del convertidor 1 y del convertidor 2, respectivamente el voltaje máximo de salida Vdm se obtiene cuando α_1 y α_2 son iguales a cero. En los sistemas de dos convertidores, uno de los convertidores esta completamente activo (ángulo de retroceso $\alpha_1 = 0$) teniéndose un voltaje Vdm/2, luego se vería el ángulo de atraso α_2 para lograr un voltaje que puede ir desde Vdm/ 2 hasta Vdm. En la figura 6-4 b se muestra el voltaje de salida, las corrientes de entrada a

los convertidores y la corriente de entrada desde la alimentación cuando ambos convertidores estan operando con carga altamente inductiva.

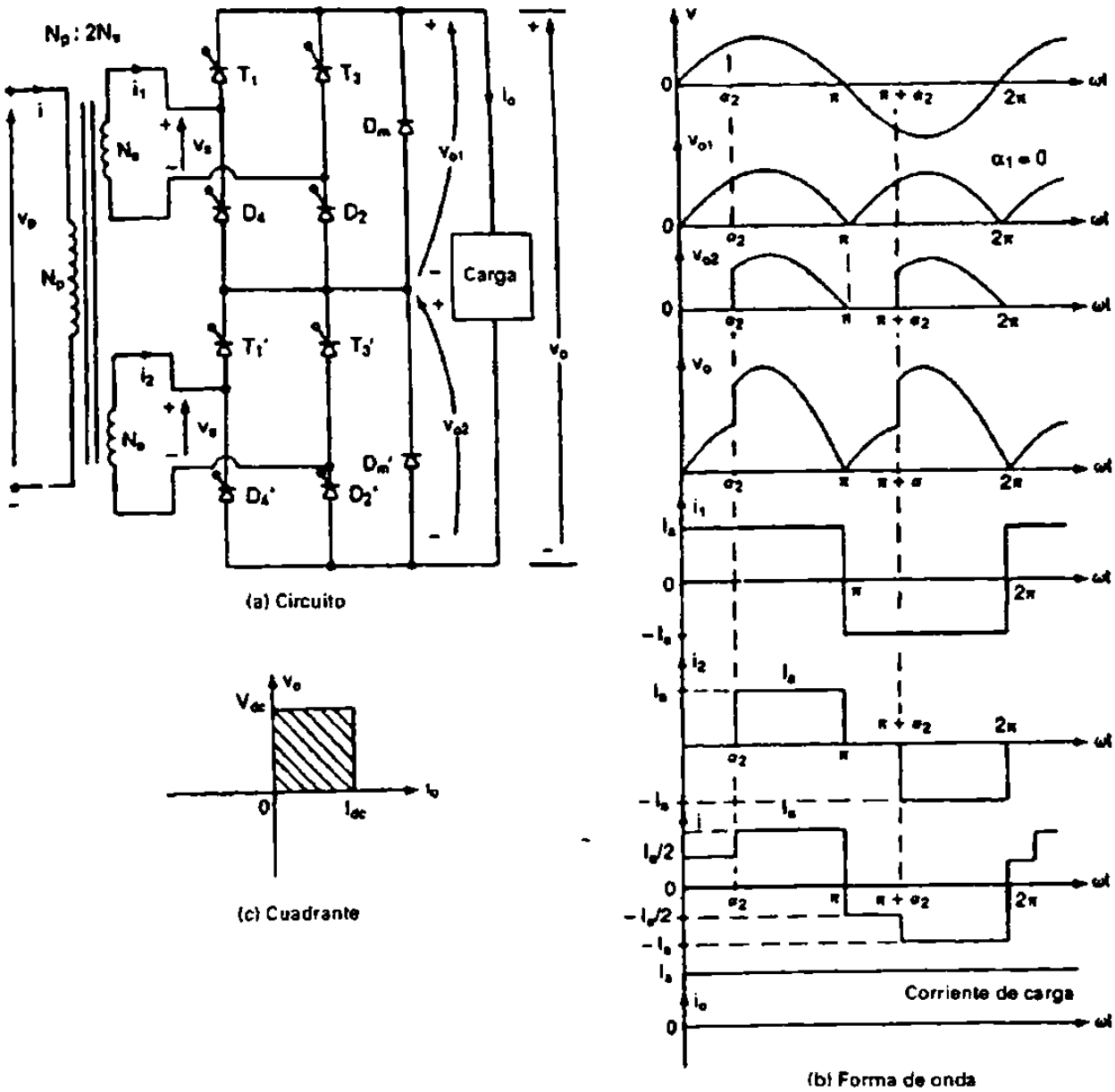


Figura 6-4 Semiconvertidores monofásicos en serie

El voltaje promedio de salida en cada convertidor es

$$Vcd_1 = \frac{Vm}{\pi}(1+\cos\alpha_1) \qquad \textbf{Ec. 6-27}$$

$$Vcd_2 = \frac{Vm}{\pi}(1+\cos\alpha_2) \qquad \textbf{Ec. 6-28}$$

El voltaje resultante de salida de los convertidores

$$Vcd = Vcd_1 + Vcd_2 = \frac{Vm}{\pi}(2+\cos\alpha_1+\cos\alpha_2) \qquad \textbf{Ec. 6-29}$$

El voltaje promedio máximo de salida para $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ es $Vm = 4Vm/\pi$ si el convertidor opera $0 \leq \alpha \leq \pi$ y $\alpha_2 = \pi$ entonces

$$Vcd = Vcd_1 + Vcd_2 = \frac{Vm}{\pi}(1+\cos\alpha_1) \qquad \textbf{Ec. 6-30}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm} = 0.25(1+\cos\alpha_1) \qquad \textbf{Ec. 6-31}$$

Si ambos convertidores están operando $\alpha_1 = 0$ y $0 \leq \alpha_2 \leq \pi$ entonces

$$Vcd = Vcd_1 + Vcd_2 = \frac{Vm}{\pi}(3+\cos\alpha_2) \qquad \textbf{Ec. 6-32}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm} = 0.25(3+\cos\alpha_2) \qquad \textbf{Ec. 6-33}$$

6.1.4.2 Convertidores completos monofásicos conectados en serie

Los convertidores completos conectados en serie, en este caso ambos convertidores operan al mismo tiempo. Cuando el convertidor funciona en forma de rectificador, un convertidor esta conduciendo totalmente $\alpha_1 = 0$ y el ángulo de ritmo del otro convertidor α_2 varía desde 0 hasta π, a fin de controlar el voltaje de salida de corriente directa. Como se muestra en la figura 6-5 b en la figura 6-5 d se muestra la características V-I de los convertidores completos en serie.

Los voltajes promedio de salida de los convertidores completos son:

$$Vcd_1 = \frac{2Vm}{\pi}\cos\alpha_1 \qquad \textbf{Ec. 6-34}$$

$$Vcd_2 = \frac{2Vm}{\pi}\cos\alpha_2 \qquad \textbf{Ec. 6-35}$$

Voltaje promedio resultante

$$Vcd = Vcd_1 + Vcd_2 = \frac{2Vm}{\pi}\left(\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2\right) \qquad \textbf{Ec. 6-36}$$

El voltaje promedio máximo de salida para $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ Vdm = 4Vdm/π en modo de rectificación $\alpha_1 = 0$ y $0 \leq \alpha_2 \leq \pi$; entonces

$$Vcd = Vcd_1 + Vcd_2 = \frac{2Vm}{\pi}\left(1 + \cos\alpha_2\right) \qquad \textbf{Ec.6-37}$$

El voltaje de salida de corriente directa normalizado

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm} = 0.5(1 + \cos\alpha_2) \qquad \textbf{Ec. 6-38}$$

En modo de inversor, $0 \leq \alpha_1 \leq \pi$ y $\alpha_2 \leq \pi$;

Entonces

$$Vcd = Vcd_1 + Vcd_2 = \frac{2Vm}{\pi}(\cos\alpha_1 - 1) \qquad \textbf{Ec. 6-39}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm} = 0.5(\cos\alpha_1 - 1) \qquad \textbf{Ec. 6-40}$$

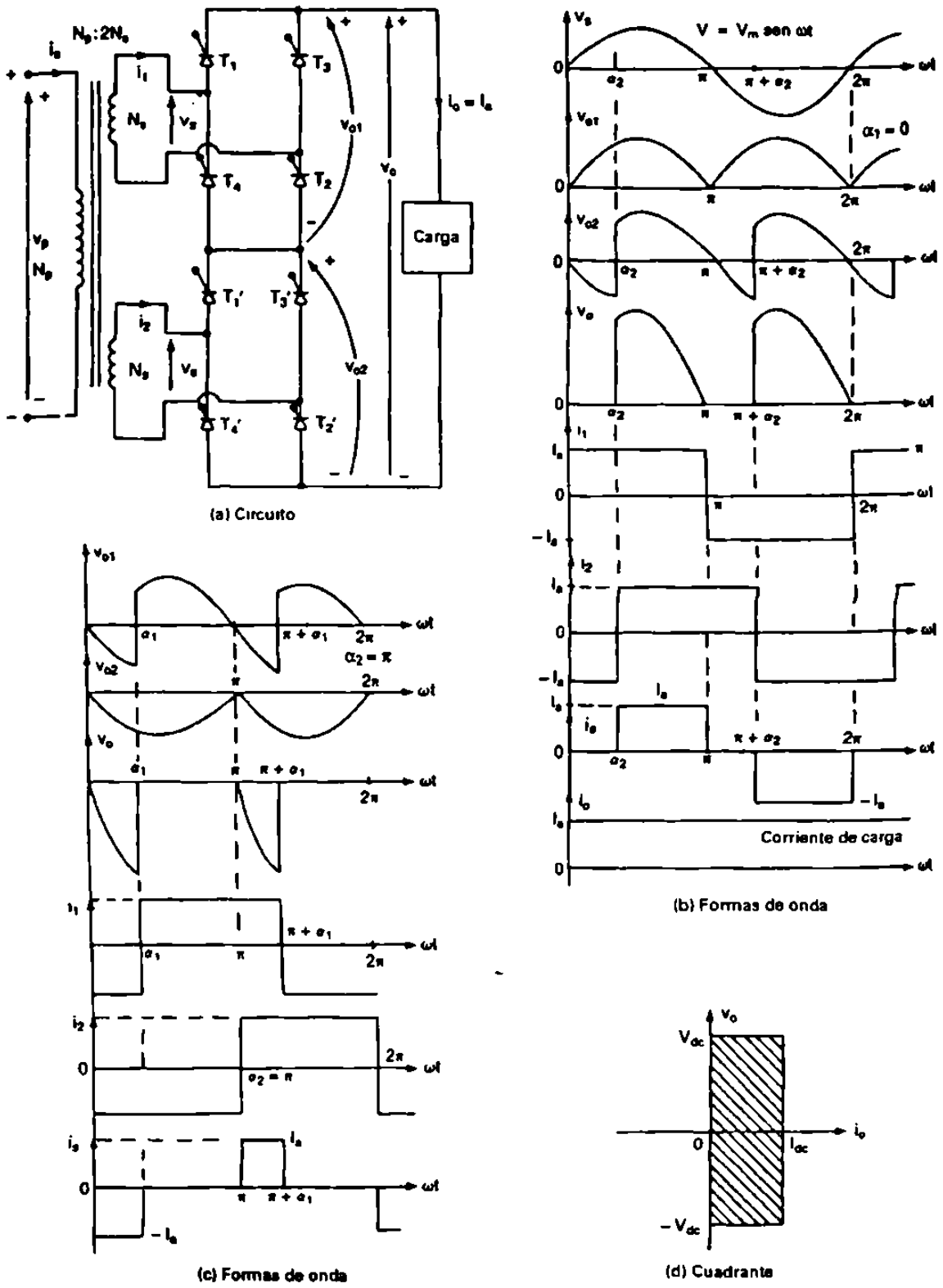


Figura 6-5 Convertidores monofásicos completos.

6.2 Convertidores trifásicos

6.2.1 Converitdor trifásico de media onda

Los convertidores trifásicos son muy utilizados en propulsores de velocidad de alta potencia, estos convertidores suministran voltajes de salida mas altos, y la frecuencia de las componentes ondulatorias del voltaje de salida es mayor, en comparación con los convertidores monofásicos. Se pueden conectar tres convertidores monofásicos de media onda como se muestra en la figura 6-1 a similar a un convertidor trifásico de media onda como se muestra en la figura 6-6 a. La operación de este convertidor es como a continuación se menciona. Cuando el tiristor T_1 se dispara $\omega t=\pi/6 +\alpha$, mientras se dispara el tiristor T_2 en $\omega t=5\pi/6 +\alpha$. Cuando T_2 queda encendido, el tiristor T_1 queda en polarización inversa, dado que el voltaje de línea a línea, Vab = Van – Vbn es negativo y entonces T_1 se desactiva, entonces el voltaje de fase Vbn aparace en la carga hasta que el tiristor T_3 queda encendido en $\omega t=3\pi/2 +\alpha$, al encenderse T_3, T_2 se apaga como sucedió en T_1 y Vcn aparece a través de la carga hasta que T_1 se vuelve a encender al iniciar el siguiente ciclo. Las características V-I de la carga se muestran en la figura 6-6 b y este convertidor es de dos cuadrantes en la figura 6-6 c se muestran los voltajes de entrada, el voltaje de salida y la corriente a través del tiristor T_1 cuando se conecta una carga altamente inductiva.

En el caso de una carga resistiva y $\alpha > \pi/6$, la corriente de carga sería discontinua y cada tiristor se autoconmutaría, al invertirse la polaridad de un voltaje de fase la frecuencia del voltaje de la componente ondulatoria de salida es tres fases, este convertidor no se usa en sistemas prácticos porque las componentes de alimentación contienen componentes de corriente directa.

Voltaje promedio de salida para una corriente de carga continua

Voltaje de fase

$$Van = Vm \text{ sen } \omega t \qquad \textbf{Ec. 6-41}$$

$$Vcd = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} Vm \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) \qquad \textbf{Ec. 4-42}$$

$$Vcd = \frac{3\sqrt{3}Vm}{2\pi}\cos\alpha$$

El voltaje de salida promedio máximo ocurre cuando el ángulo de retraso α es igual a cero.

$$Vdm = \frac{3\sqrt{3}Vm}{2\pi} \qquad \textbf{Ec. 4-43}$$

Voltaje promedio de salida normalizado es:

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm} = \cos\alpha \qquad \textbf{Ec. 4-44}$$

Voltaje salida rms se determina a partir de

$$Vrms = \left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} Vm^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d\omega t\right]^{1/2}$$

$$Vrms = \sqrt{3}Vm\left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi}\cos 2\alpha\right)^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 4-45}$$

En caso de una carga resistiva y de α ≥π/6

$$Vcd = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} Vm \operatorname{sen} \omega t \, d\omega t = \frac{3Vm}{2\pi}\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right] \qquad \textbf{Ec. 4-46}$$

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm} = \frac{1}{\sqrt{3}}\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right] \qquad \textbf{Ec. 4-47}$$

$$Vrms = \left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} Vm^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d\omega t\right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 4-48}$$

$$Vrms = \sqrt{3}Vm\left[\frac{5}{24} - \frac{\alpha}{4\pi} + \frac{1}{8\pi}\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)\right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 4-49}$$

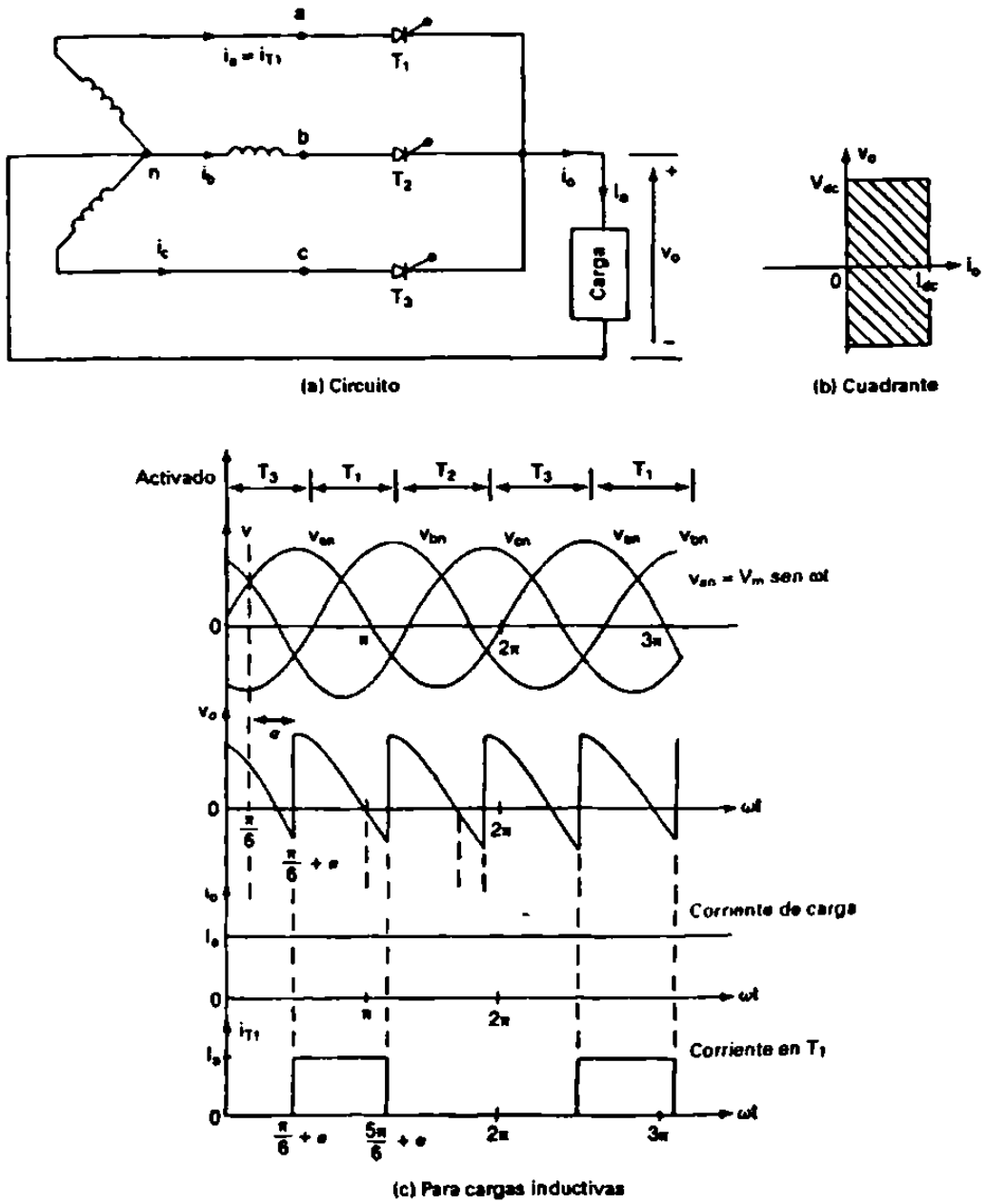


Figura 6-6 Convertidor trifásico de media onda

El converidor trifásico de media onda de la figura 6-6 a es operado a partir de una alimentación conectada en estrella de 208 V 60 Hz la resistencia de la carga es R=10Ω. Si se requiere obtener un voltaje promedio de salida del 50% del voltaje de salida máximo posible, calcule (a) el ángulo de retraso α, (b) las corrientes promedio y rms de salida, (c) las corrientes promedio y rms de tiristor, (d) la eficiencia de rectificación, (e) el factor de utilización del transformador TUF y (f) el factor de potencia de entrada PF.

Solución: El voltaje de fase es V_s= 208/√3=120.1 V, V_m= √2 V_s = 169.83 v, V_n=0.5, y R=10Ω. El voltaje de salida máximo es

$$Vdm = \frac{3\sqrt{3}Vm}{2\pi} = 3\sqrt{3} \times \frac{169.83}{2\pi} = 140.45V$$

El voltaje promedio de salida

$$Vcd = 0.5 \times 140.45 = 70.23V$$

a) Para una carga resistiva, la corriente de carga es continua si α ≤ π/6, la ecuación (4-44) nos da que Vn ≥ cos (π/6)= 86.6%. Con una carga resistiva y una salida del 50%, la corriente de carga es discontinua. A partir de la ecuación (4-47), 0.5= (1/√3)[1+cos(π/6 + α)], lo que da el ángulo de retraso α=67.7°.

b) La corriente promedio de salida, Icd= Vcd/R= 70.23/10= 702 A. De la ecuación (4-49), Vrms=94.74 V y la corriente rms de carga Irms= 94.74/10=9.47 A.

c) La corriente promedio de un tiristor, I_A= I_{dc}/3=7.02/3=2.34 A y la corriente media cuadrática de un tiristor I_R= I_{rms}/ √3 =9.47/3= 5.47 A.

d) De la ecuación (5-3), la eficiencia de rectificación es = 70.23x 7.02(94.74x9.47)=54.95%.

e) La corriente rms de la línea de entrada es la misma que la corriente rms del tiristor, y la especificación de volt-amperes de entrada, VI= 3VsIs= 3 _120.1x 5.47=1970.84 W. De la ecuación (5-8) , TUF = 70.23 x 7.02/1970.84=0.25 es decir 25 %.

f) La potencia de salida $Po=I^2_{rms}R = 9.47^2 \times 10 = 896.81$ W. El factor de potencia de entrada, PF= 896.81/1970.84=0.455 (atrasado).

6.2.2 Semiconvertidores Trifásicos

Las formas de onda de un semiconvertidor trifásico con $\alpha \leq \pi/3$ se muestra en la figura 6-8 a definamos:

$$Van = Vm \operatorname{sen} \omega z \qquad \textbf{Ec. 6-50}$$

$$Vbn = Vm \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \qquad \textbf{Ec. 6-51}$$

$$Vcn = Vm \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \qquad \textbf{Ec. 6-52}$$

Los voltajes de línea a línea correspondientes son:

$$Vac = Van - Vcn = \sqrt{3}Vm \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \qquad \textbf{Ec. 6-53}$$

$$Vba = Vbn - Van = \sqrt{3}Vm \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \qquad \textbf{Ec. 6-54}$$

$$Vcb = Vcn - Vbn = \sqrt{3}Vm \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \qquad \textbf{Ec. 6-55}$$

$$Vab = Van - Vbn = \sqrt{3}Vm \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \qquad \textbf{Ec. 6-56}$$

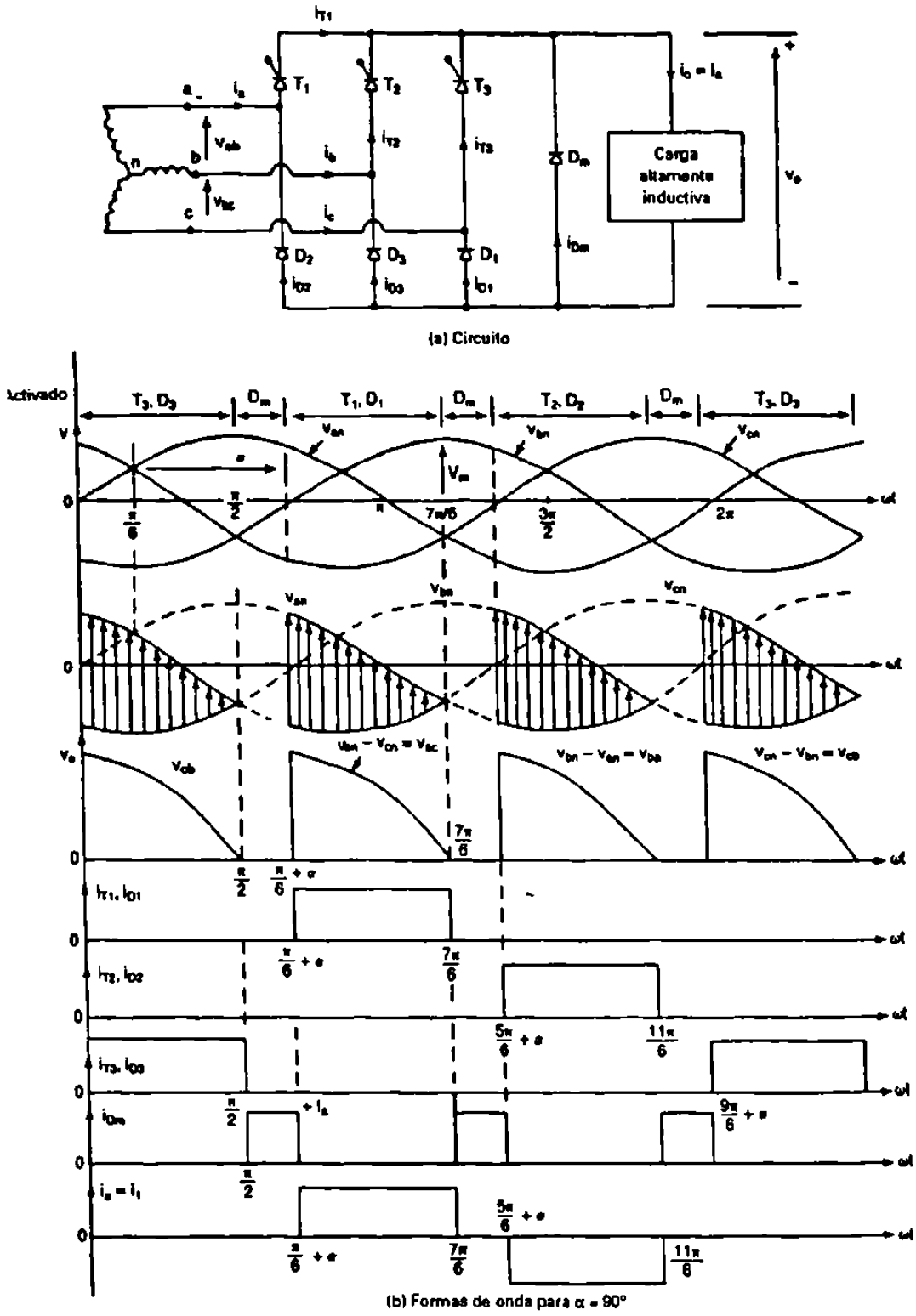


Figura 6-7 Semiconvertidor trifásico

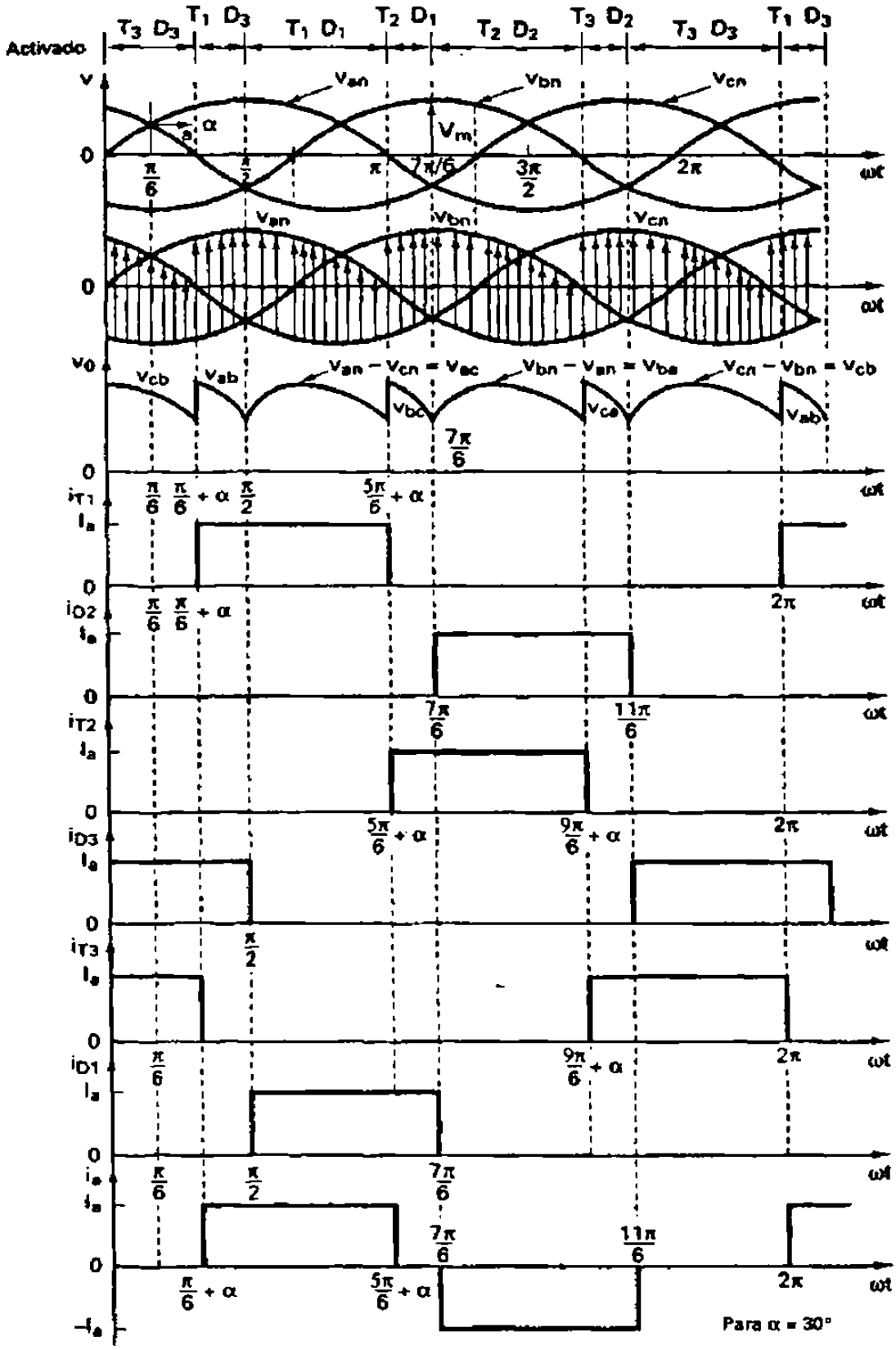


Figura 6-8 Semiconvertidor trifásico para $\alpha \leq \pi/3$

Donde Vm es el voltaje de pico de la fase de alimentación conectado en estrella para $\alpha \geq \pi/3$ y voltaje discontinuo de salida.

Voltaje promedio de salida

$$Vcd = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} Vac\, d(\omega t) = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} \sqrt{3}Vm \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \qquad \textbf{Ec. 6-57}$$

$$Vcd = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} Vm(1+\cos\alpha)$$

El máximo valor de Vcd es a $\alpha = 0$

$$Vcd = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} Vm \qquad \textbf{Ec. 6-58}$$

Voltaje de salida normalizado

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm} = 0.5(1+\cos\alpha) \qquad \textbf{Ec. 6-59}$$

Voltaje rms de salida se determina a partir

$$Vrms = \left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} 3Vm^2 \operatorname{sen}^2\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)\right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 6-60}$$

$$Vrms = \sqrt{3}Vm\left[\frac{3}{4\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\operatorname{sen} 2\alpha\right)\right]^{1/2}$$

Para $\alpha \leq \pi/3$ y un voltaje de salida continuo

Voltaje promedio de salida

$$Vcd = \frac{3}{2\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} Vab\,(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha} Vac\, d(\omega t)\right]$$

$$Vcd = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} Vm(1+\cos\alpha) \qquad \textbf{Ec. 6-61}$$

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm} = 0.5(1+\cos\alpha) \qquad \textbf{Ec. 6-62}$$

$$Vrms = \left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} Vab^2\, d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha} Vac^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

Ec. 6-63

$$Vrms = \sqrt{3}Vm\left[\frac{3}{4\pi}\left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3}\cos^2\alpha\right)\right]^{1/2}$$

6.2.3 Convertidores trifásicos completos

Los convertidores trifásicos completos son ampliamente usados hasta niveles de 220 Kw en donde se requiere operaciones de dos cuadrantes en la figura 6-9 se muestra un circuito convertidor trifásico completo con una carga altamente inductiva este circuito también se conoce como puente trifásico de seis pulsos, los tiristores se dispararon α intervalos de $\pi/3$. La frecuencia del voltaje de la componente ondulatoria de salida es 6 fi para el intervalo $(\pi/6 + \alpha) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha)$ conducen los tiristores T_1 y T_6 apareciendo el voltaje de línea Vab. En $\omega t = \pi/2 + \alpha$ el tiristor T_2 se dispara y el tiristor T_6 se desactiva debido a la conmutación natural. Durante el intervalo $\pi/2 + \alpha \leq \omega t \leq (5\pi/6 + \alpha)$, los tiristores T_1 y T_2 conducen apareciendo el voltaje de línea a línea en la carga. La secuencia de disparo que se tiene en este arreglo es 12, 23, 34, 45, 56, y 61. En la figura 6-9 se muestra las formas de onda del voltaje de entrada, del voltaje de salida y la corriente de entrada y corrientes a través de los tiristores, estas formas de onda son para $\alpha=\pi/3$.

Para producir salidas efectivas de 12 pulsos se pueden combinar dos puentes de seis pulsos en serie o en paralelo.

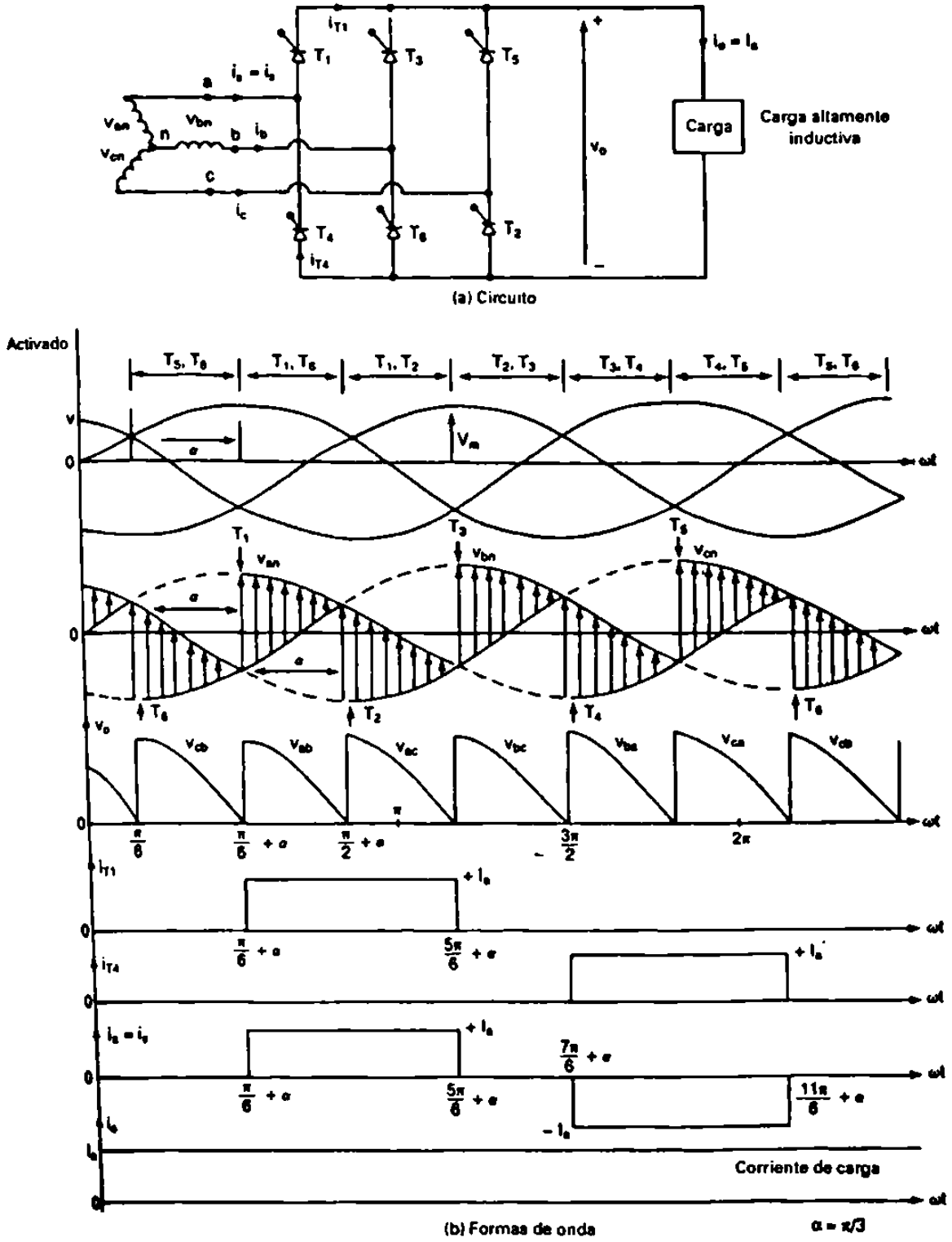
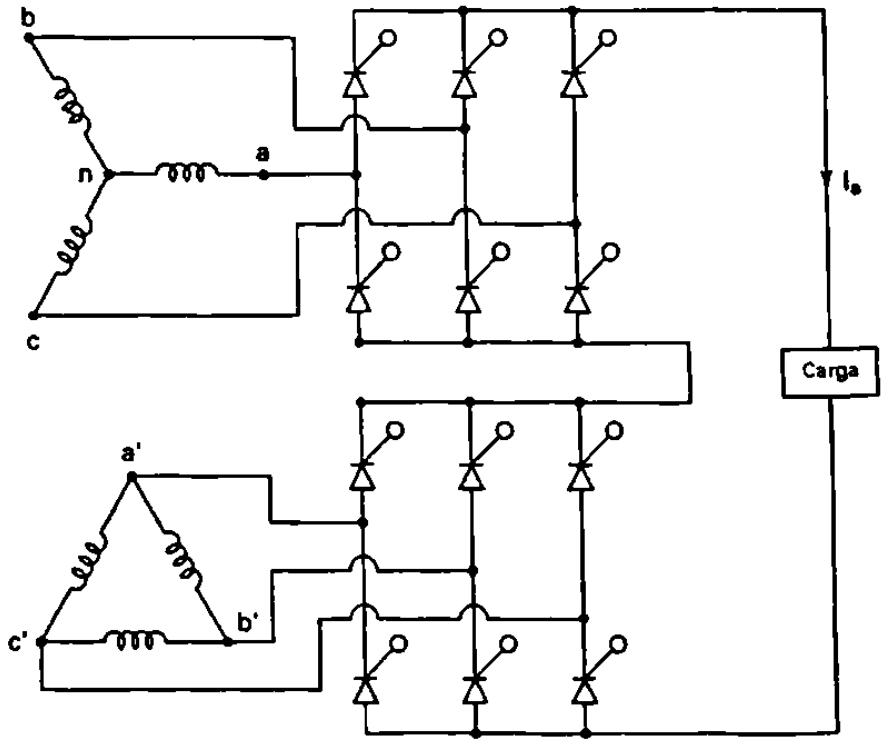
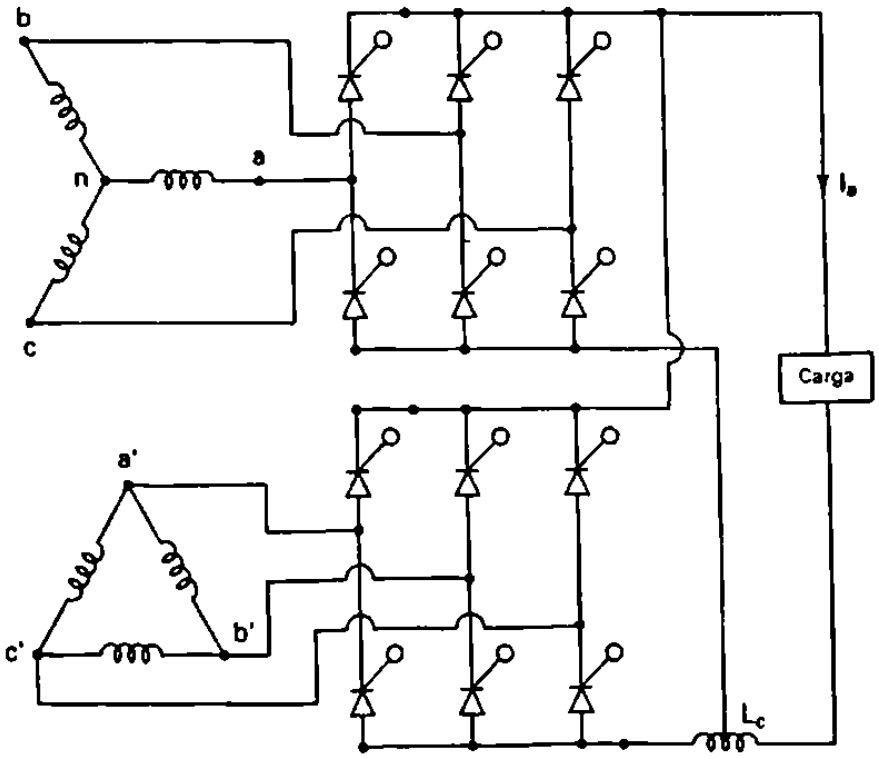


Figura 6-9 Convertidor trifásico completo



(a) Serie



(b) Paralelo

Figura 6-10 Configuraciones para una salida de 12 pulsos.

En la figura 6-10 se presentan 2 configuraciones, una en serie y otra en paralelo en la conexión uno de los secundarios se conecta en estrella y el otro en delta, obteniendose un desfazamiento de 30° entre los voltajes secundarios.

Los voltajes de línea a neutro se definen como:

$$Van = Vm \operatorname{sen} \omega t \qquad \textbf{Ec. 6-64}$$

$$Vbn = Vm \operatorname{sen}(wt - 2\pi / 3) \qquad \textbf{Ec. 6-65}$$

$$Vcn = Vm \operatorname{sen}(wt + 2\pi / 3) \qquad \textbf{Ec. 6-66}$$

Los voltajes de línea a línea son:

$$Vab = Van - Vbn = \sqrt{3} Vm \operatorname{sen}\left(\omega t + \pi/6\right) \qquad \textbf{Ec. 6-67}$$

$$Vbc = Vbn - Vcn = \sqrt{3} Vm \operatorname{sen}\left(\omega t - \pi/2\right) \qquad \textbf{Ec. 6-68}$$

$$Vca = Vcn - Van = \sqrt{3} Vm \operatorname{sen}\left(\omega t + \pi/2\right) \qquad \textbf{Ec. 6-69}$$

El voltaje promedio se obtiene a partir de

$$Vcd = \frac{2}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} Vab \, d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3} Vm \operatorname{sen}\left(\omega t + \pi/6\right) d(\omega t)$$

$$Vcd = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} Vm \cos\alpha \qquad \textbf{Ec. 6-70}$$

El máximo voltaje promedio de salida, para el ángulo de retraso α=0 es

$$Vdm = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} Vm \qquad \textbf{Ec. 6-71}$$

Voltaje promedio de salida normalizado es

$$Vn = \frac{Vcd}{Vdm} = \cos\alpha \qquad \textbf{Ec. 6-72}$$

El valor rms del voltaje de salida se obtiene

$$Vrms = \left[\frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} 3Vm^2 \operatorname{sen}^2\left(\omega t + \pi/6\right) d(\omega t)\right]^{1/2} \qquad \textbf{Ec. 6-73}$$

$$Vrms = \sqrt{3}Vm\left[\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\alpha\right]^{1/2}$$

Ejemplo

El convertidor completo trifásico de la figura 6-9 a tiene una carga L= 1.5 mH, R=2.5 Ω, y E= 10 volts. El voltaje de entrada línea a línea es 208 (Rms), 60 Hz. El ángulo de retraso es $\alpha = \pi/3$.

a) Determine la corriente de carga de regimen permanente I_{L1} en ωt's = $\pi/3 + \alpha$ (o también $\omega t = \pi/6 + \alpha$).
b) La corriente promedio del tiristor I_A.
c) La corriente rms del tiristor I_R.
d) La corriente rms de salida I_{rms}.
e) La corritente promedio de salida I_{cd}.

Solución

$\alpha = \pi/3$, R= 2.5 Ω, L= 1.5 mH, f = 60 Hz, $\omega = 2\pi*60 = 377$ rad/s, $V_{ab} = 208$ v, $Z = [\ R^2 + (\omega L)^2\ ]^{1/2} = 2.56\ \Omega$, y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 12.74°$.

a) La corriente de carga en regimen permanente en $\omega t' = \pi/3 + \alpha$, $I_{L1} = 20.49$ A.
b) La integración númerica de I_L de (5-30), entre los límites $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ hasta $2\pi/3 + \alpha$, proporcionan la corriente promedio del tirirstor, $I_A = 17.42$ A.
c) Mediante la integración númerica de I_L^2, entre los límites $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ hasta $2\pi/3 + \alpha$ obtendremos la corriente I_{rms} del tiristor $I_R = 31.32$ A.
d) La corriente rms de salida $I_{rms} = (\sqrt{3})I_R = (\sqrt{3})\ (31.32) = 54.25$ A.
e) La corriente promedio de salida $I_{cd} = 3I_A = 3*17.42 = 52.26$.

6.2.4 Convertidor trifásico dual

En sistemas donde se requiere la operación de cuatro cuadrantes y en aplicaciones hasta de niveles de 2000 Kw, se utilizan convertidores trifásicos duales, en la figura 6-11 a se muestran convertidores trifásicos duales que son nada menos que convertidores trifásicos completos conectados espalda con espalda. Como se vio en la sección 6.1.3 gracias a las diferencias instantaneas entre los voltajes entre los voltajes de salida, aparece una corriente circulante a través de los convertidores, la cual esta limitada por un reactor circulante, Lv. Tal como se muestra en la figura 6-11 a, los ángulos de retraso para el convertidor 1 y convertidor 2 son α_1 y $\alpha_2 = \pi_1 - \alpha_1$ respectivamente. En la figura 6-11 b se muestran las forma de onda de voltaje de entrada, salida y el voltaje a través del inductor Lr.

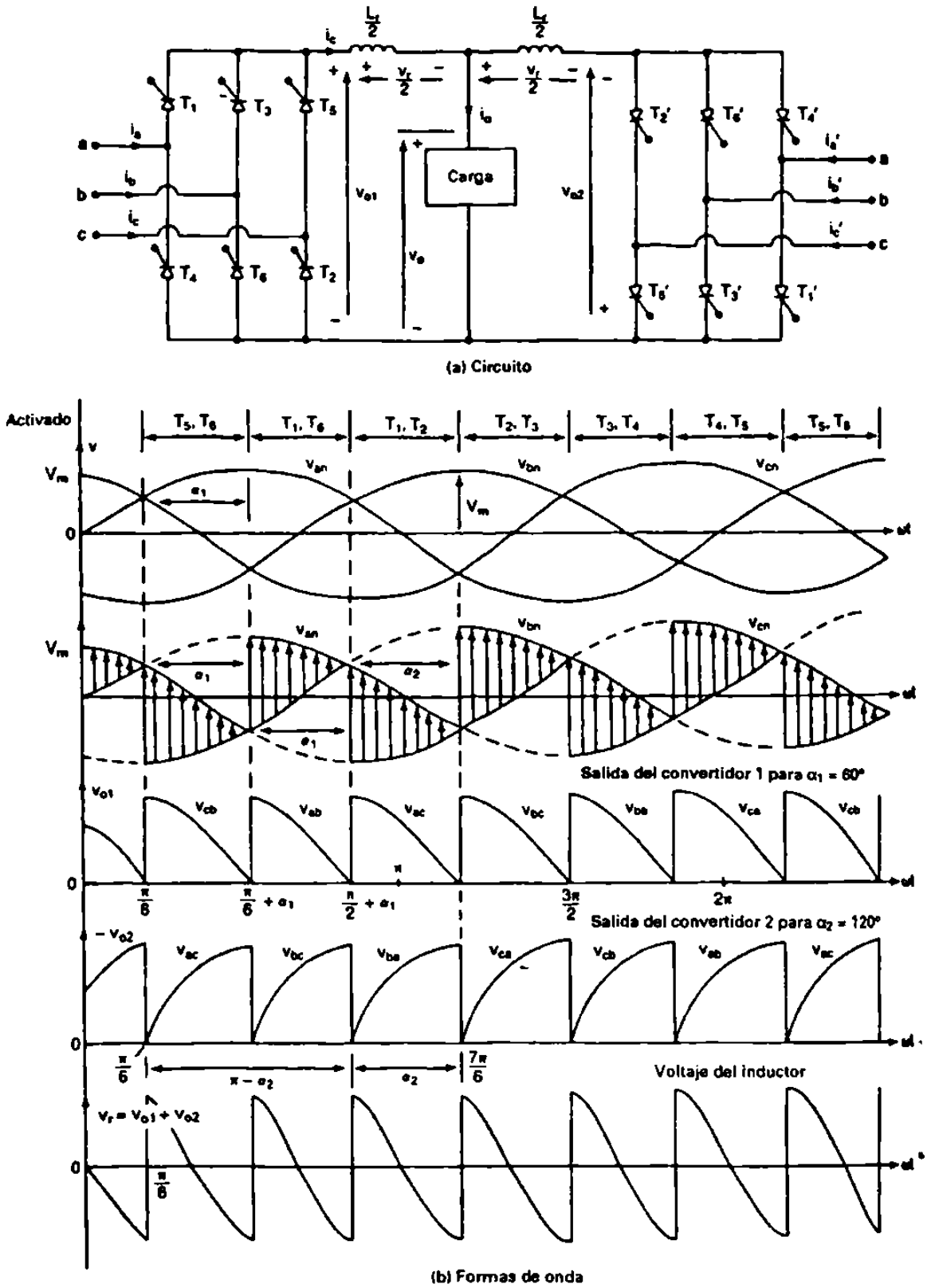


Figura 6-11 Convertidor trifásico dual.

6.3 Cicloconvertidores

Lo que se ha visto de los convertidores es que se puede tener un voltaje variable pero la frecuencia permanece fija, con un alto contenido de armónicas sobre todo a voltajes bajos. Pero se pueden tener voltajes variables a frecuencias variadas a partir de conversiones en dos etapas: de corriente alterna fija a corriente directa variable y de corriente directa a corriente alterna variable a una frecuencia variable. Sin embargo con los cicloconvertidores se puede evitar pasos intermedios. El cicloconvertidor es un dispositivo que transforma un voltaje de corriente alterna de una frecuencia en un voltaje de corriente alterna variable de frecuencia también variable, la conversión se realiza de corriente alterna a corriente alterna.

La mayor parte de los cicloconvertidores son de conmutación natural, los cicloconvertidores se usan en motores eléctricos de corriente alterna de baja velocidad en un rango de potencia de 0 a 15,000 Kw, y una frecuencia de 0 a 20 Hz.

Con el desarrollo de nuevas técnicas de conversión de potencia los propulsores para motores de corriente alterna alimentados por inversores están desplazando a los propulsores alimentados por cicloconvertidores. Mas sin embargo los avances recientes en materia de dispositivos de potencia y microprocesadores de conmutación rápida nos indican que para la conversión de energía se empleen los cambiadores directos de frecuencia de conmutación forzada FCDFC, a fin de hacer mas eficiente la conversión y reducir el contenido de armónicos. En este trabajo no se estudiarán estos dispositivos.

6.3.1 Cicloconvertidores monofásicos

El principio de operación de los cicloconvertidores monofásicos se puede explicar de la siguiente manera. Consiste en dos convertidores monofásicos que operan con un ángulo de retraso de tal suerte que el voltaje de salida de cada uno de los

convertidores es igual pero opuesto al otro convertidor. Como se muestra en la figura 6-12 a.

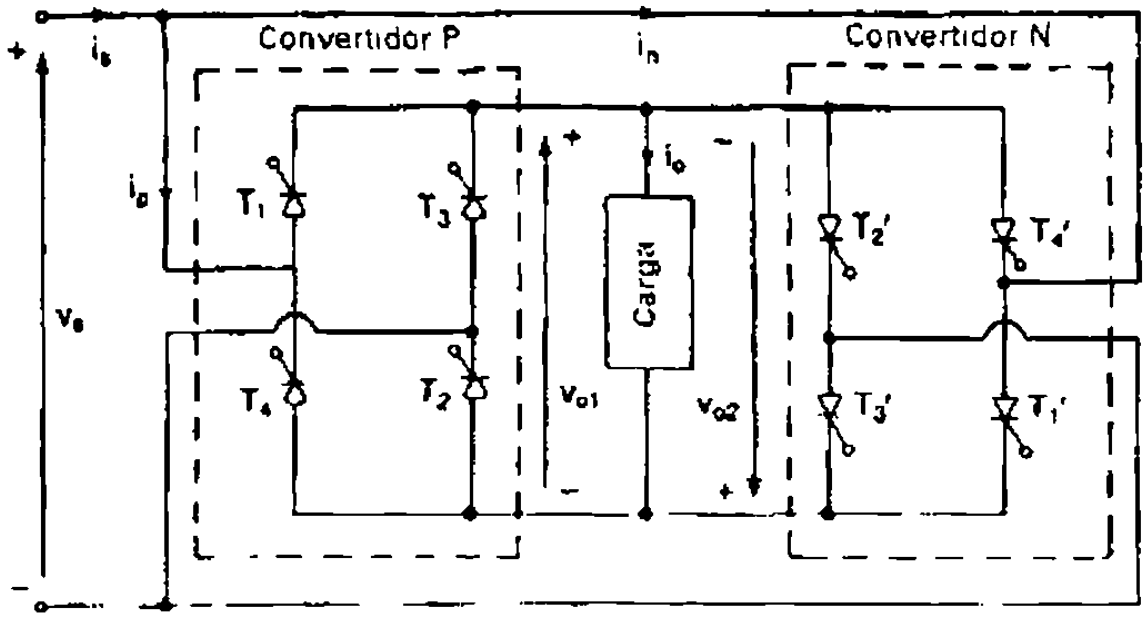


Figura 6-12 a Circuito del cicloconvertidor monofásico/monofásico.

Esto es el convertidor P opera creando el semiciclo del voltaje promedio de salida positivo, y el convertidor N opera creando el semiciclo del voltaje de salida negativo. En la figura 6-12 b se muestran las formas de onda para el voltaje de salida y las señales de compuerta de los convertidores positivo y negativo.

El convertidor positivo se encuentra activo durante un tiempo To/2 y el convertidor negativo se encuentra activo dutante el otro medio periodo To/2. Siendo la frecuencia de salida fo=1/To. Si αp es el ángulo de retraso del convertidor positivo, el ángulo de retraso del convertidor negativo es $\alpha_n = \pi - \alpha p$. El voltaje promedio de salida del convertidor positivo es igual y opuesto al convertidor negativo.

$$Vcd_2 = Vcd_1$$

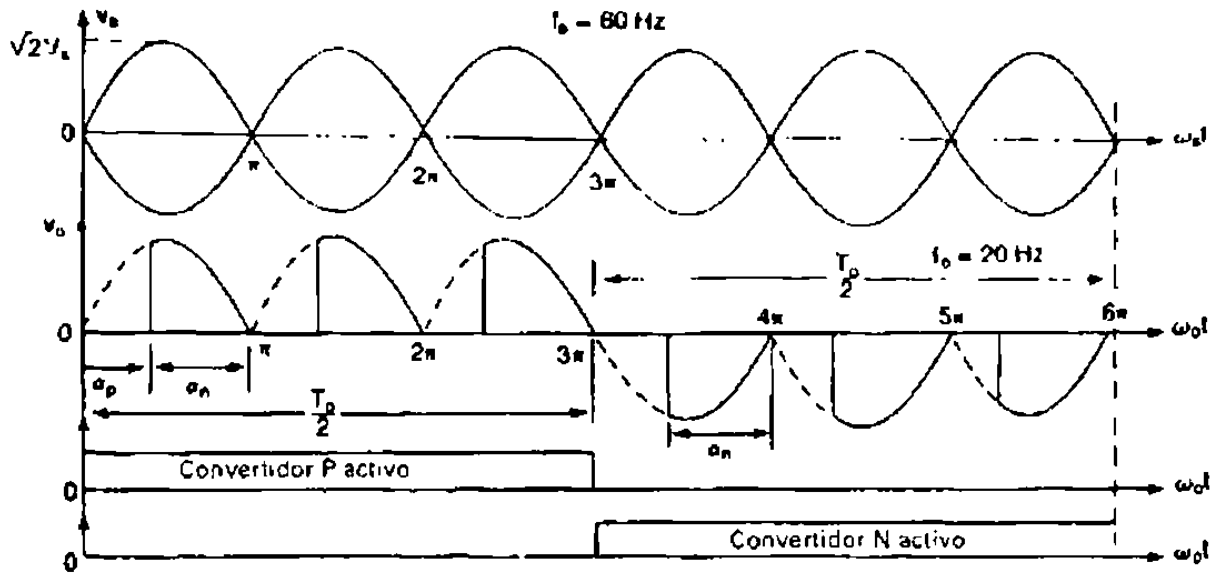


Figura 6-12 b Formas de onda para carga resistiva.

Aunque es posible que los valores instantáneos no sean iguales y esto provoque que circulen corrientes armónicas entre los convertidores.

6.3.2 Cicloconvertidores trifásicos

El diagrama de la figura 6-13 a es de un circuito cicloconvertidor trifásico a monofásico. Los dos convertidores de corriente alterna a corriente directa son rectificadores controlados trifásicos. Para suministrar una salida trifásica se requieren de seis convertidores trifásicos, tal como se muestra en la figura 6-14 a si se utilizan seis convertidores trifásicos de onda completa se requerirán 36 tiristores si se requiere de una forma de onda de salida de 12 Hz.

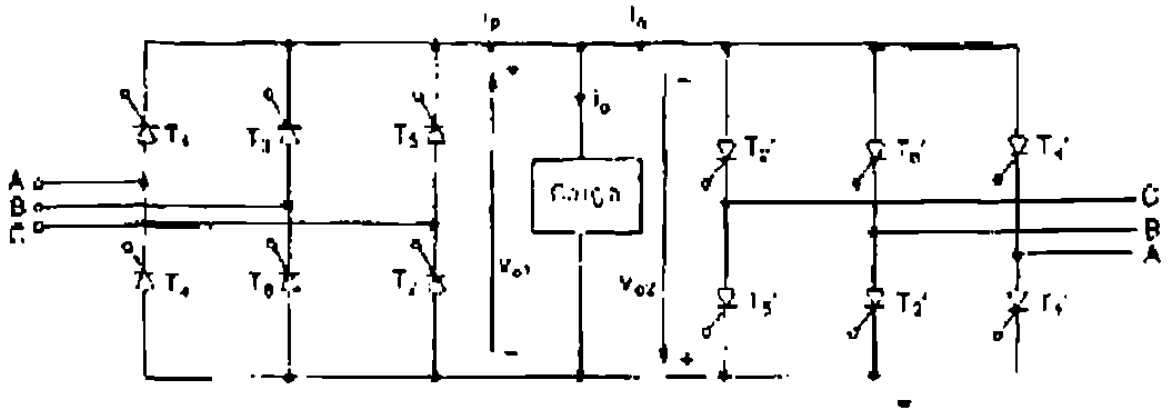


Figura 6- 13 a Circuito de un cicloconvertidor trifásico/monofásico.

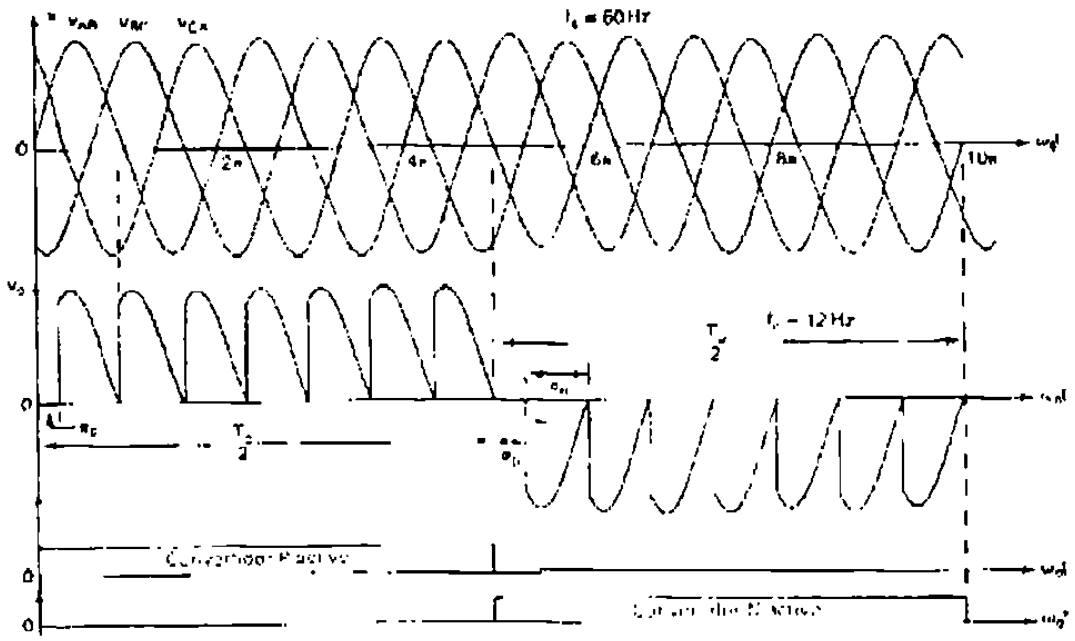


Figura 6-13 b Formas de onda para carga resistiva en un cicloconvertidor trifásico/monofásico.

Si se utilizan seis convertidores de media onda trifásicos se utilizan 18 tiristores como se muestran en la figura 6-14 b.

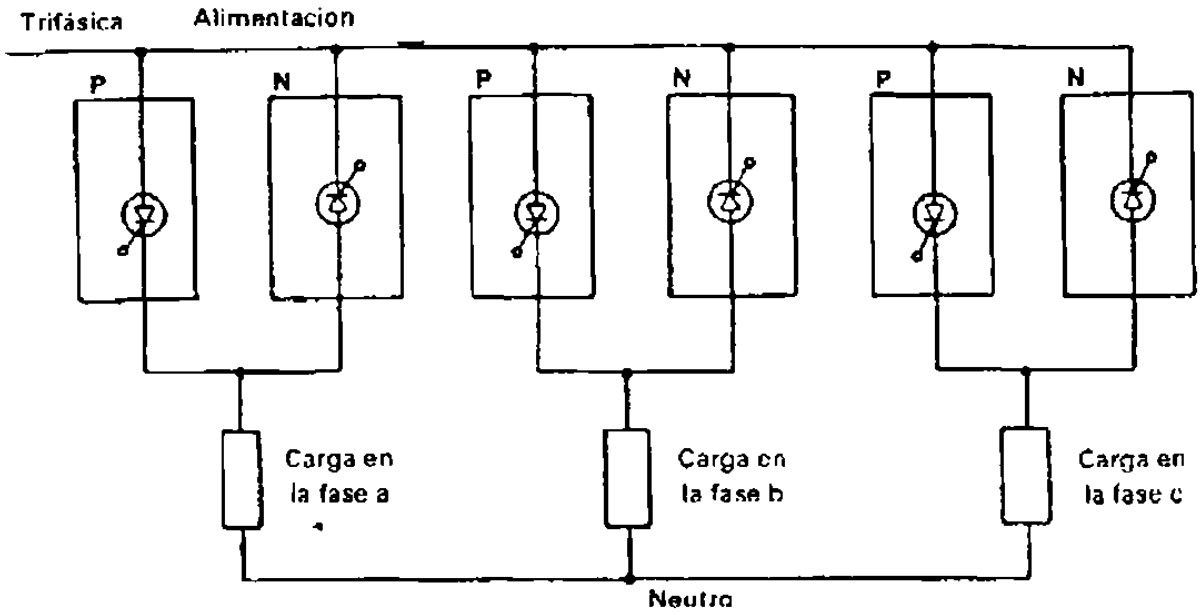


Figura 6-14 a Diagrama esquématico del cicloconvertidor trifásico/trifásico.

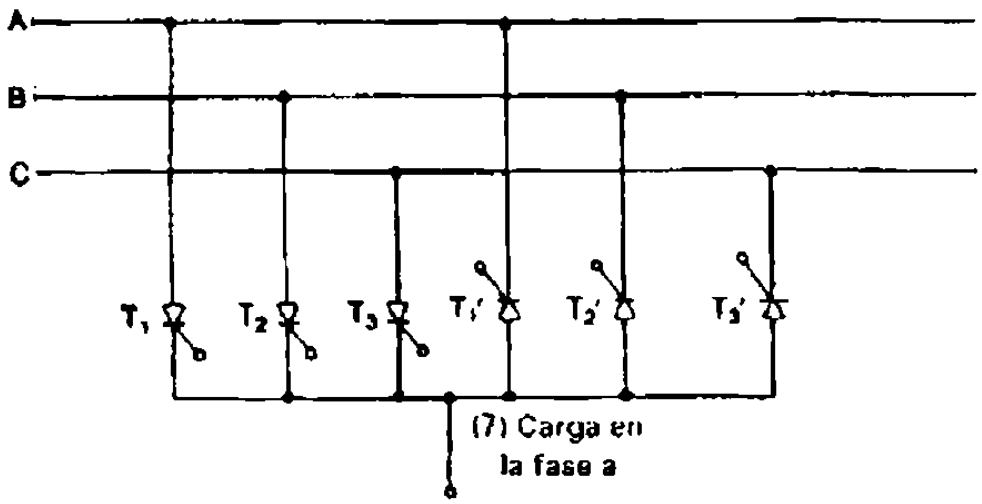


Figura 6-14 b Fase a de un cicloconvertidor trifásico/trifásico.

El convertidor positivo opera durante la mitad del período de la frecuencia de salida y el convertidor negativo durante la otra mitad como se muestra en la figura 6-13 b, cuando se le conecta una carga resistiva.

Se puede observar de las figuras 6-12 b y 6-13 b que los segmentos de los voltajes de salida no son puramente senoidales, por lo que se recomienda que los valores de segmentos sean lo mas posible a las variaciones del voltaje de salida. De esta manera los armónicos se pueden minimizar.

De la ecuación 5-21 indica que el voltaje promedio de salida de un segmento es una función del coseno del ángulo de retraso de los segmentos se pueden generar comparando la señal del coseno en la frecuencia de la fuente ($Vc = \sqrt{2}Vs\cos\omega_s\tau$) con un voltaje ideal senoidal de referencia a la frecuencia de salida ($V_1 = \sqrt{2}Vr\,\mathrm{sen}\,\omega_o\tau$). La figura 6-15 muestra la generación de las señales de compuerta en los tiristores del cicloconvertidor de la figura 6-13 a.

El voltaje promedio máximo de un segmento para $\alpha = \alpha_0 = 0$ deberá resultar igual al valor pico el voltaje de salida;

$$Vp = \frac{2\sqrt{2}Vs}{\pi} = \sqrt{2}Vo$$

que nos da el valor rms del voltaje de salida como

$$Vo = \frac{2Vs}{\pi} = \frac{2Vp}{\pi}$$

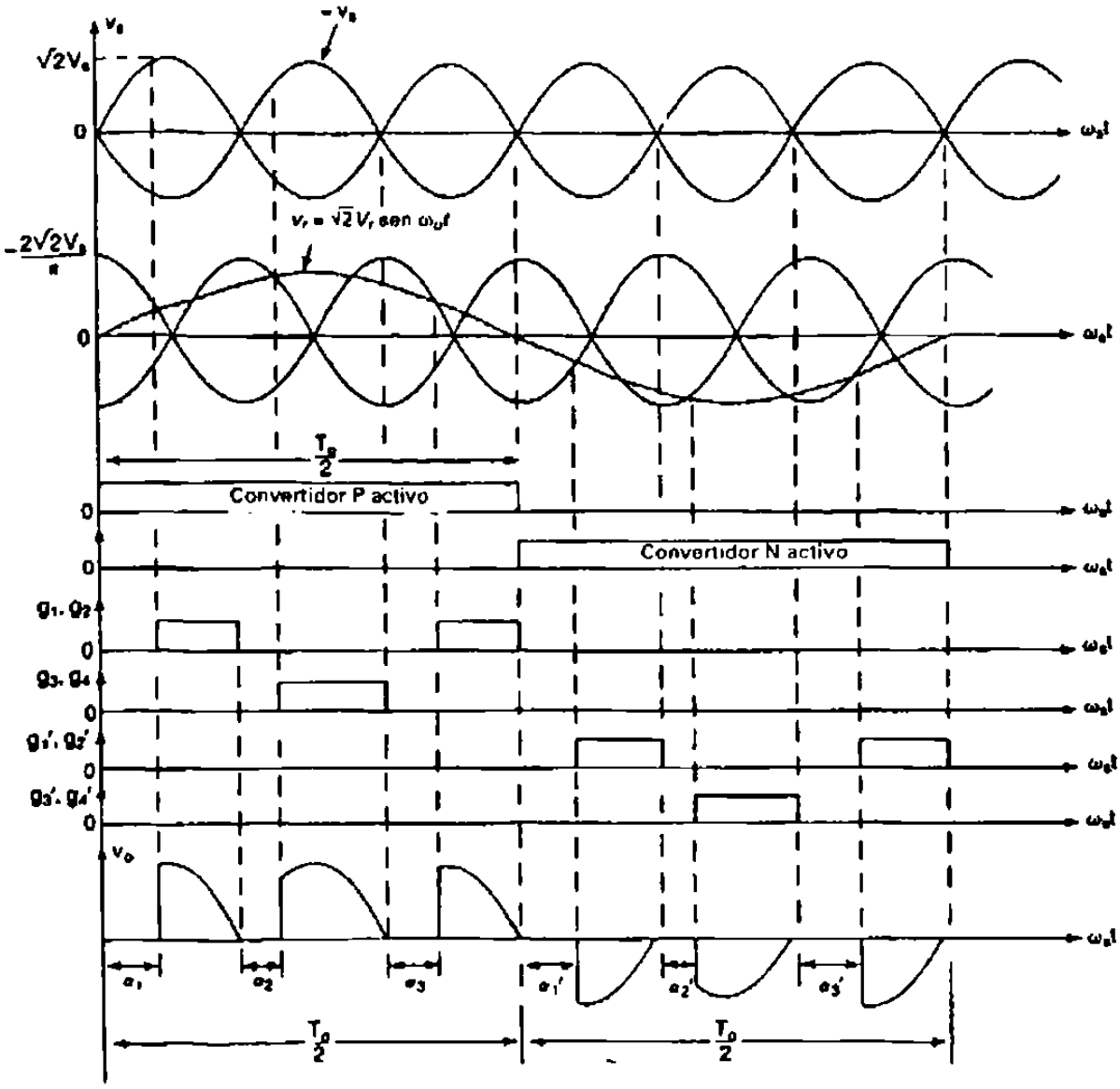


Figura 6-15 Generación de las señales de compuerta del tiristor.

6.3.3 Cicloconvertidor de fase controlada

Un convertidor dual como los analizamos anteriormente pueden entregar corriente en cualquier dirección y por medio del control de fase de los pulsos, voltaje en cualquier polaridad.

Por lo tanto es posible que el convertidor dual pueda trabajar como un convertidor de una frecuencia fija a otra ajustable, esto es conocido como ciclo convertidor.

Controlando la frecuencia de encendido y apagado de cada convertidor se puede variar la frecuencia y por el control de fase se pude ajustar el voltaje.

El cicloconvertidor tiene la facilidad de un control independiente y continuo de el voltaje y la frecuencia de salida.

Además puesto que los convertidores duales tienen operación en cuatro cuadrantes, el ciclo convertidor puede trabajar con cargas de cualquier factor de potencia y la potencia puede fluir en cualquier dirección a través del cicloconvertidor, por lo tanto la operación puede ser con cargas pasivas o regenerativas. El principio de operación del cicloconvertidor se muestra en las siguiente figura.

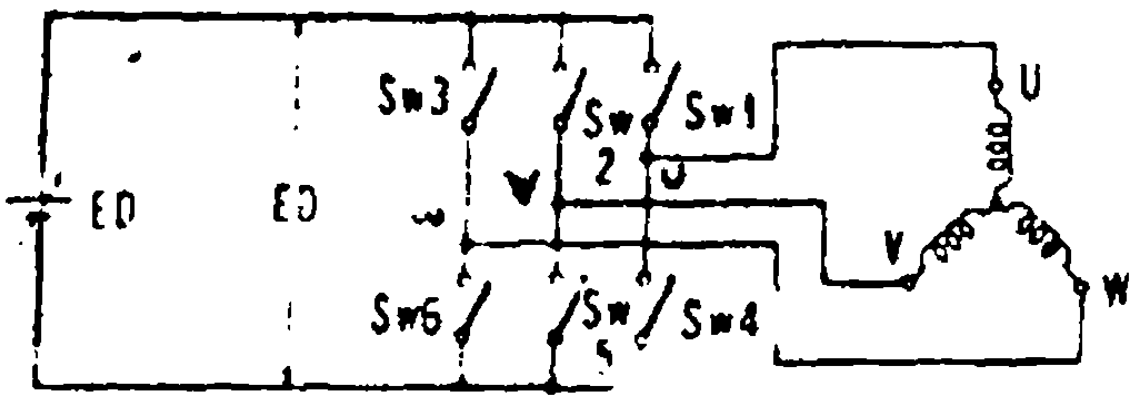


Figura 6-16 Circuito fundamental de un convertidor

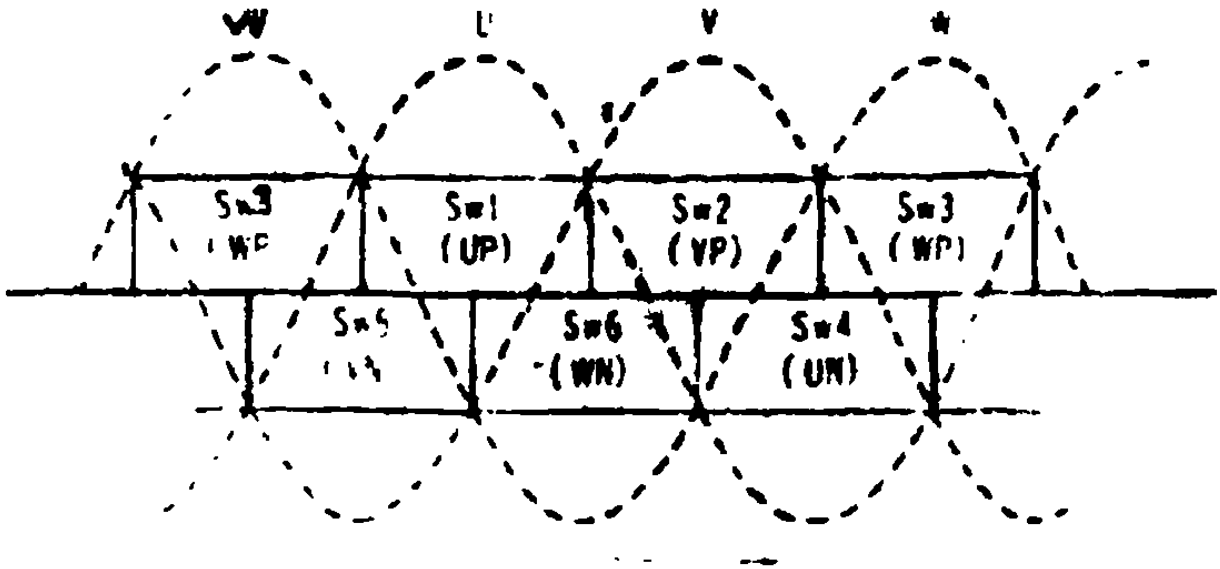


Figura 6-17 Operación fundamental del convertidor.

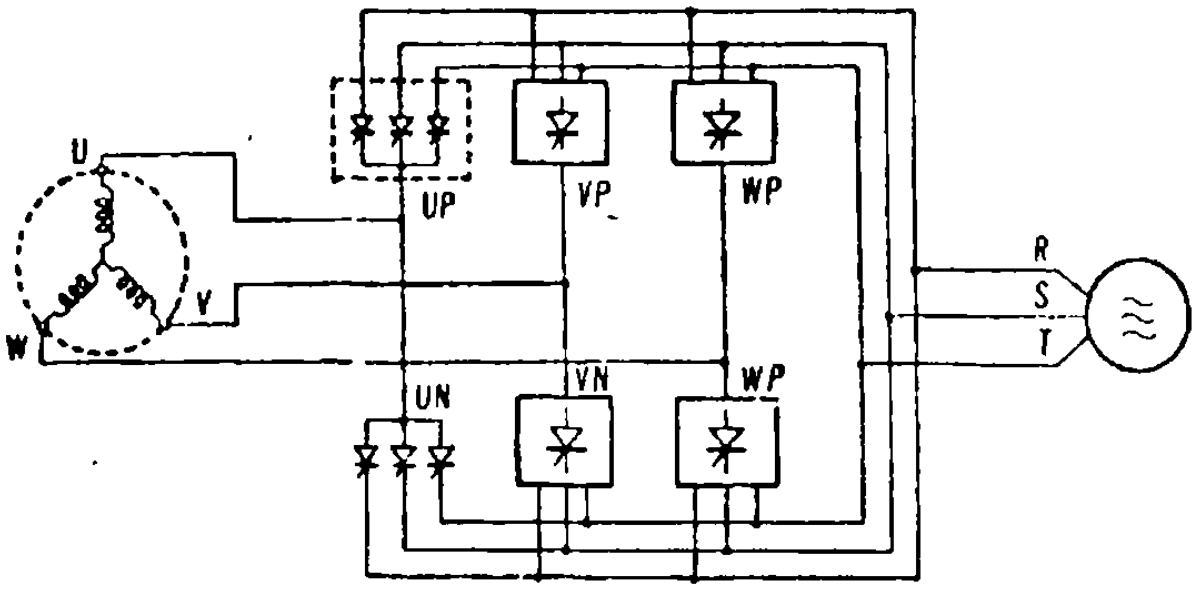


Figura 6-18 Circuito básico de un cicloconvertidor

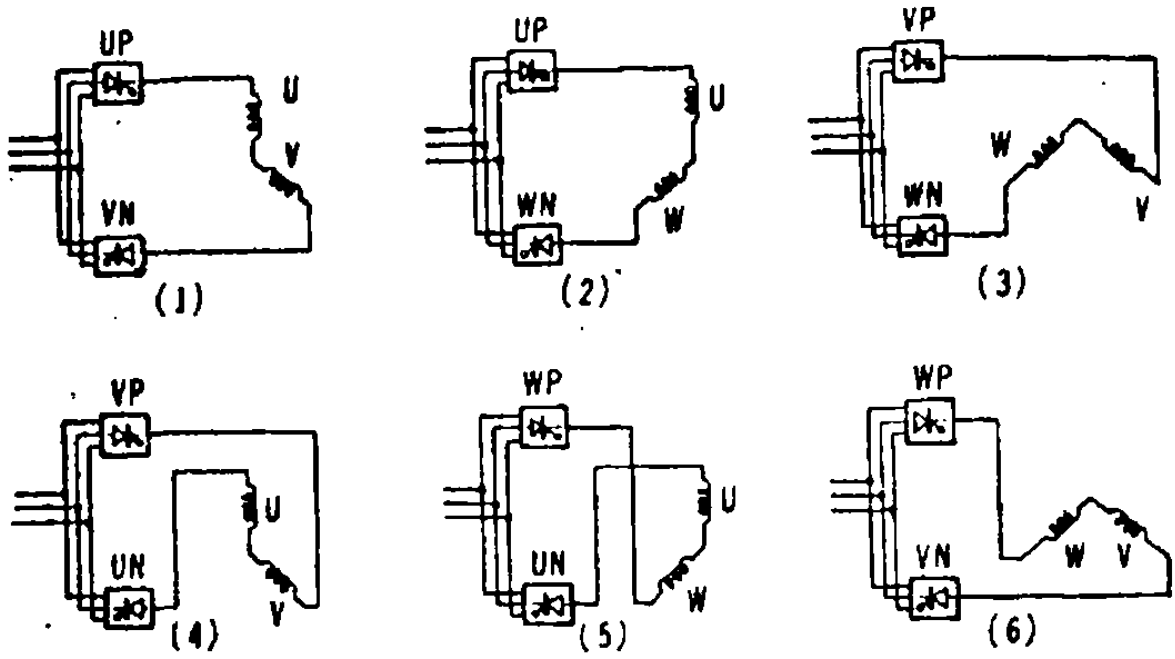


Figura 6-19 Los seis modos de operación del cicloconvertidor.

Controlando la frecuencia de encendido de los converitdores se controla la frecuencia c-a de salida. Por control de fase se controla la amplitud de voltaje.

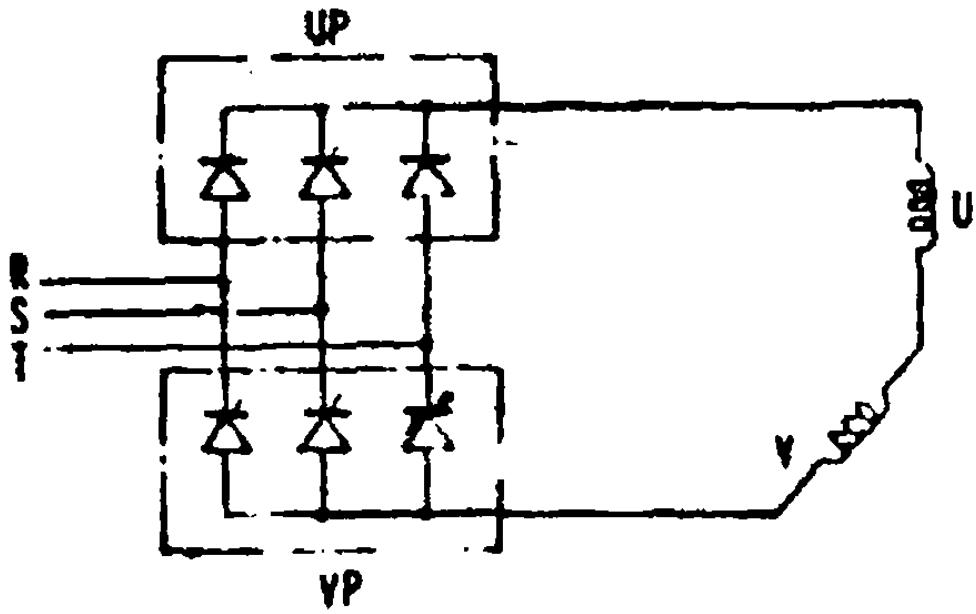


Figura 6-20 Convertidor trifásico de onda completa.

El problema principal con los convertidores estáticos de frecuencia tales como inversores y cicloconvertidores es la conmutación de corriente de un SCR a otro, el encendido de los SCR's es por un pulso en la compuerta pero el apagado requiere consideración especial.

En el cicloconvertidor los siguientes dos tipos de conmutación pueden ser empleados.

1) Conmutación por la fuente de alimentación de alimentación (fout<fi)
2) Conmutación por voltaje electromotriz inducido (EMF) en la carga (fout>fi)

1) En la conmutación por la fuente de alimentación solo se puede obtener un control hasta 2/3 de la frecuencia de entrada.

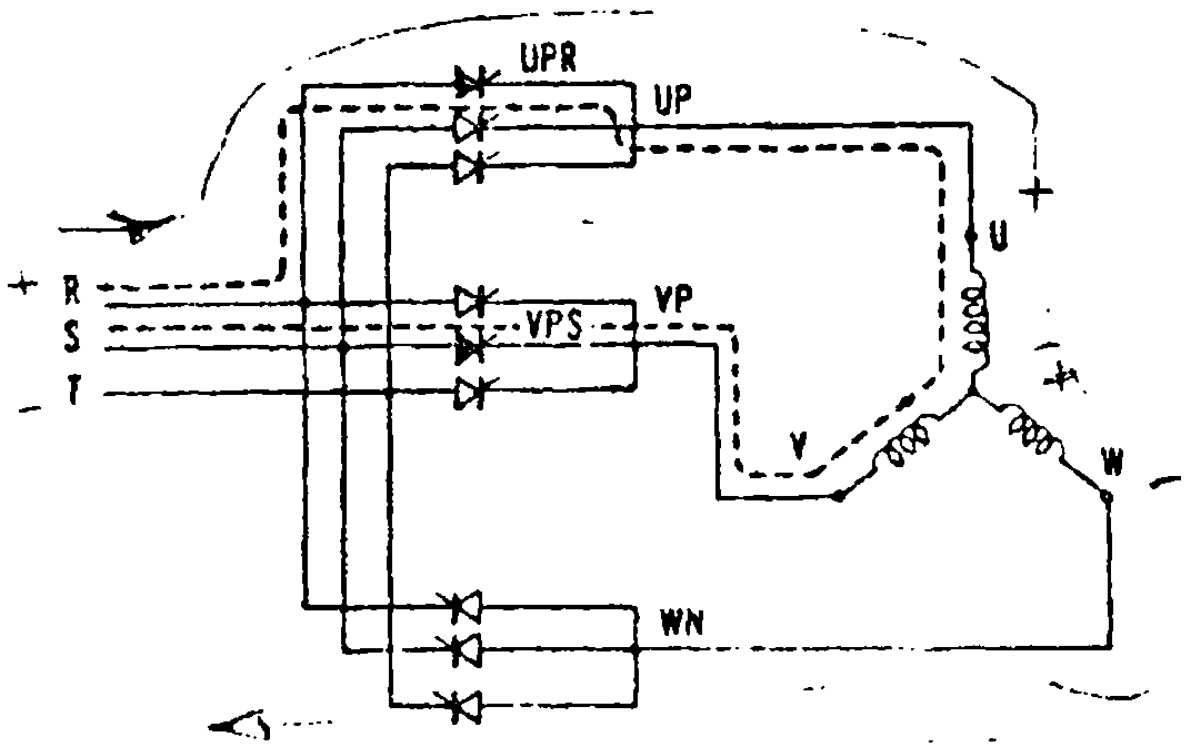


Figura 6-21 Conmutación por la fuente fo (salida) < fi (entrada)

Conmutación por la fuente de un SCR del grupo UP o VP, cuando el SCR VPS es disparado mientras el SCR UPR está conduciendo, el SCR VPR recibe voltaje inverso de la fuente y se apaga.

2) Conmutación por la carga (la FEM. inducida por ésta) para que el cicloconvertidor pueda entregar una frecuencia superior a la de entrada se requiere una carga tal como un motor sincrónico sobreexcitado, o un condensador sincrónico combinado con alguna otra carga como motores de inducción, de esta manera la frecuencia de salida puede ser mayor de 2/3 fi, que es la limitación que tiene el cicloconvertidor conmutado por la fuente y en el caso de motores de CA el control de velocidad puede ser mayor que 2/3 Ns.

La figura 6-22 muestra la conmutación por la FEM. inducida por la carga de un SCR del grupo UP al VP, tan pronto como el SCR VPR en el grupo VP entra en conducción mientras el SCR UPR recibe voltaje en polarización inversa del voltaje inducido en el motor y se apaga.

En este caso para una conmutación satisfactoria se requiere que el SCR en el grupo UP llegue a ser no conductivo antes del punto to en la figura 6-22 b y consecuentemente que una señal sea dada a el grupo VP antes del punto to' por (angulo de margen de conmutación). Tal señal es dada por un distribuidor (sensor de la posición de la flecha del motor) provisto en la misma flecha del rotor.

Por lo tanto, puesto que el cicloconvertidor efectua la conmutación con voltaje externo en bajas y altas frecuencias, no se requiere ningún circuito especial de conmutación (como sucede en los inversores) y controles simples proveen una operación estable.

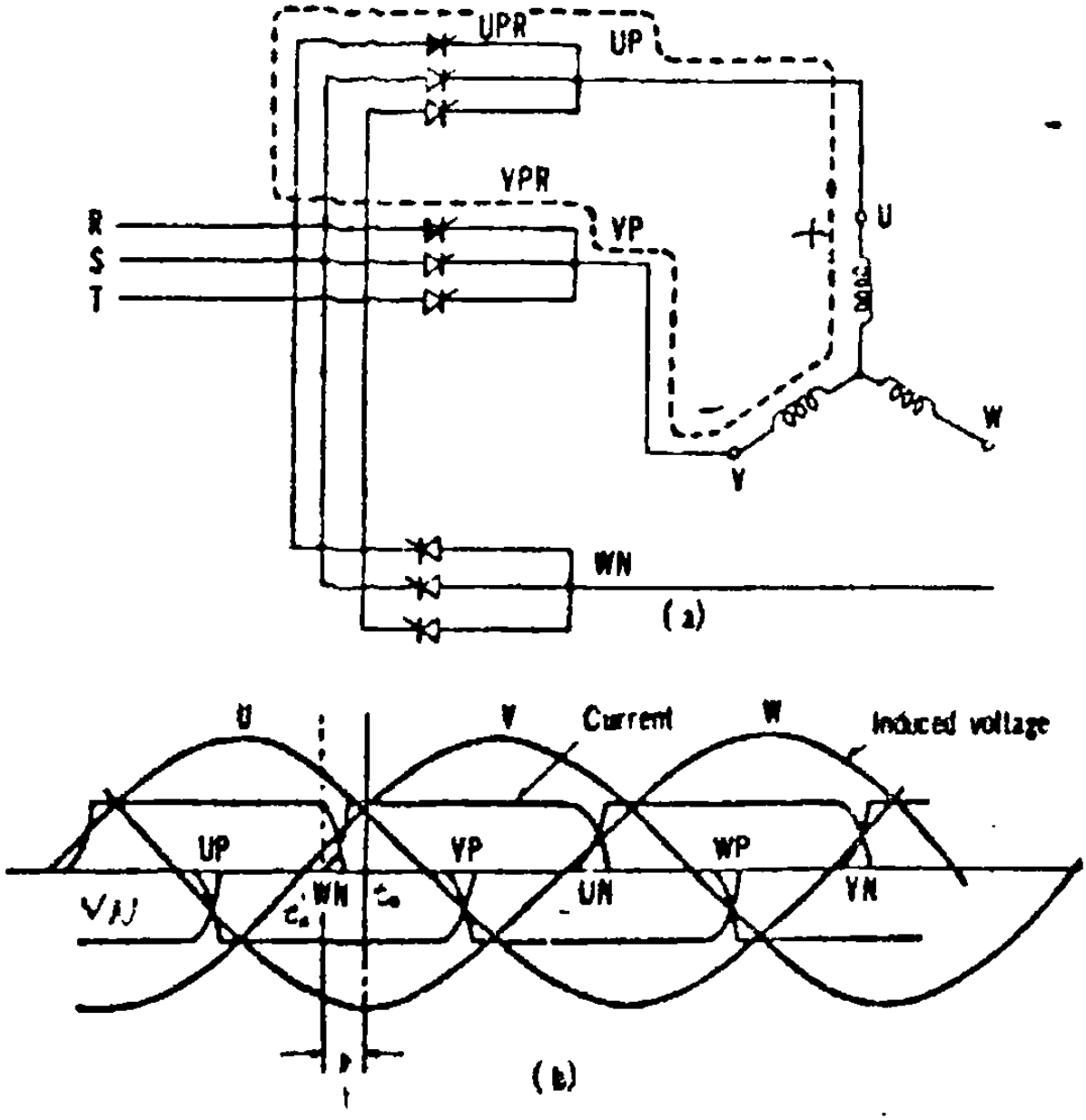


Figura 6-22 Conmutación por CEMF.

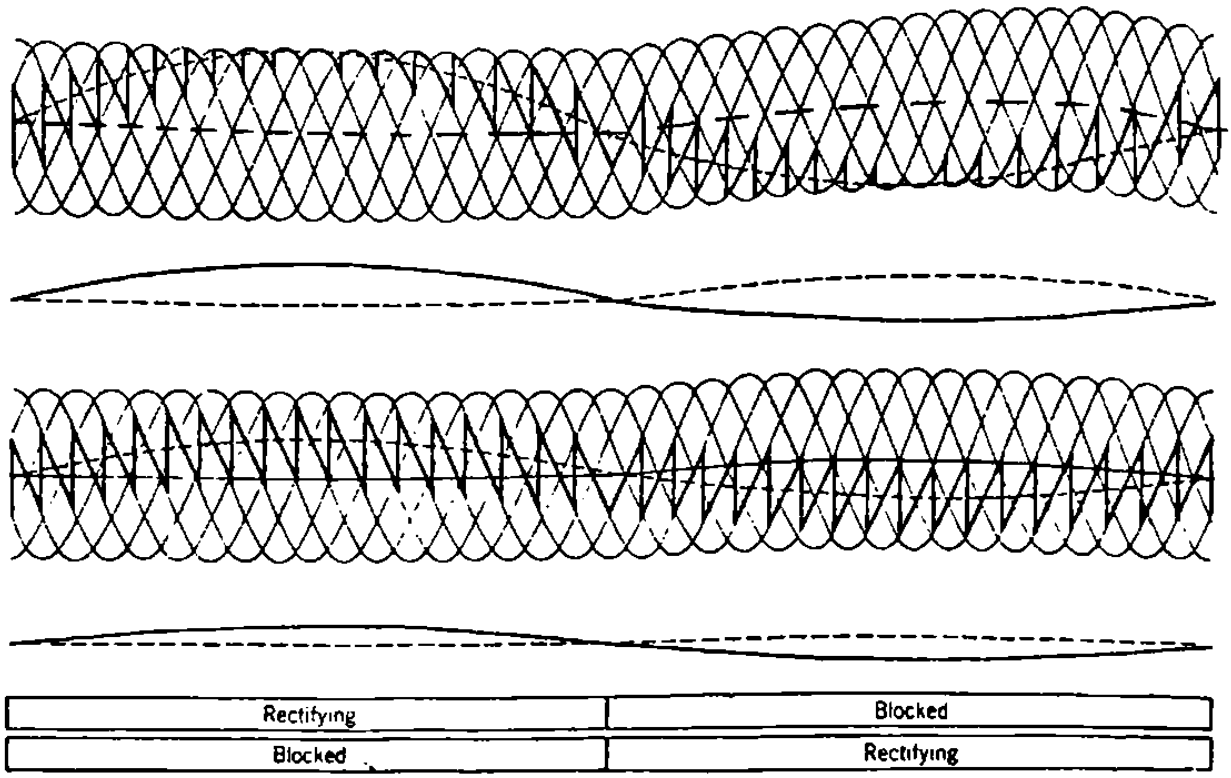


Figura 6-23 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos operando sin corriente circulante. a) r=1. b) r= 0.5 c) Ø0 = 0°. d) fo= 1/6 fi.

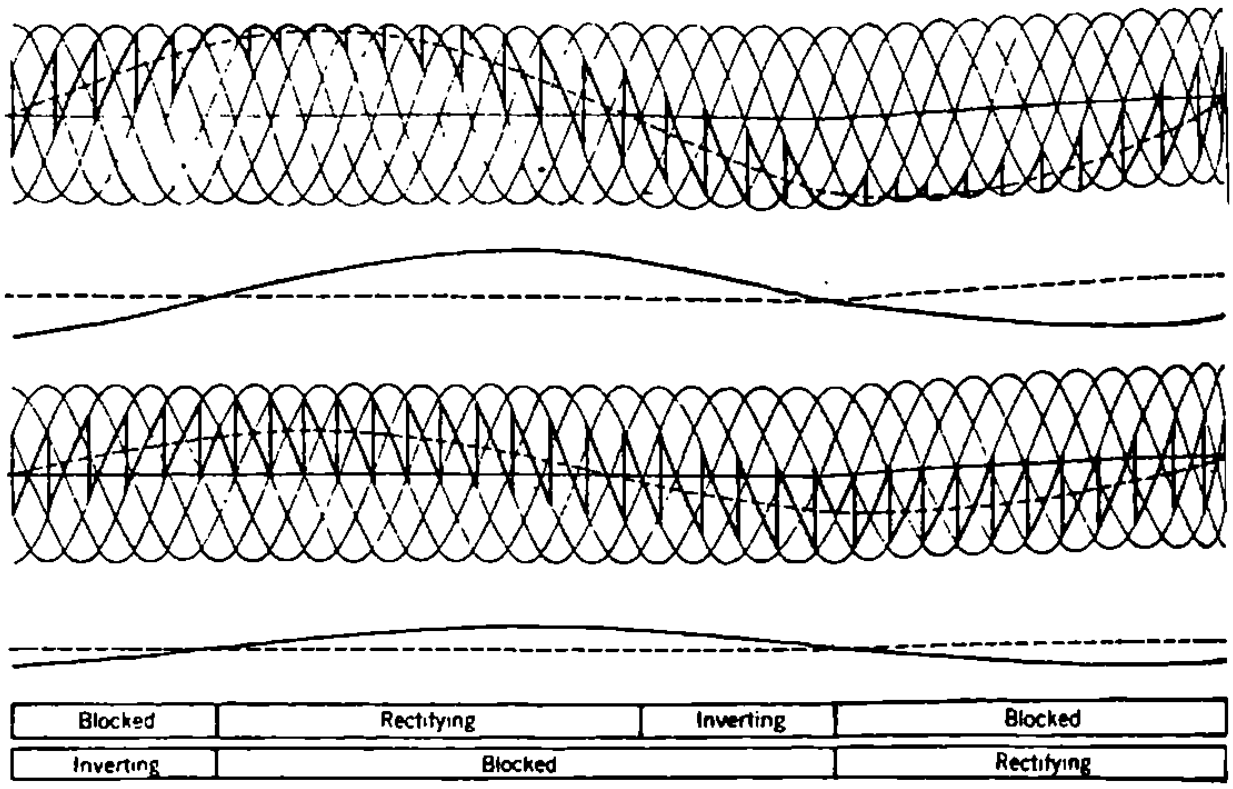


Figura 6-24 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor d 6 pulsos, operando sin corriente circulante, a) r =1, b) r= 0.5 c) Ø0 = 60° (atrasado) d) fo= 1/6 fi.

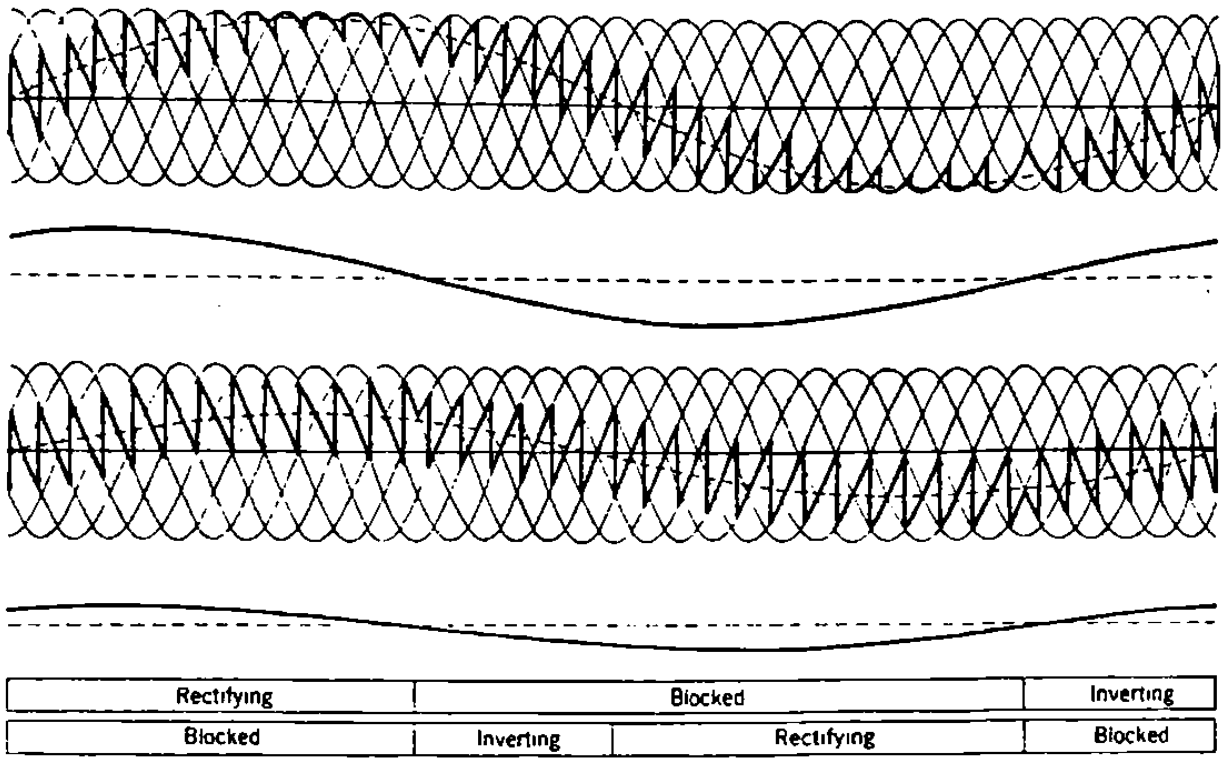


Figura 6-25 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de 6 pulsos, operando sin corriente circulante a) r=1, b) r = 0.5 c) Øo = 60° (adelante) d) fo= 1/6 fi.

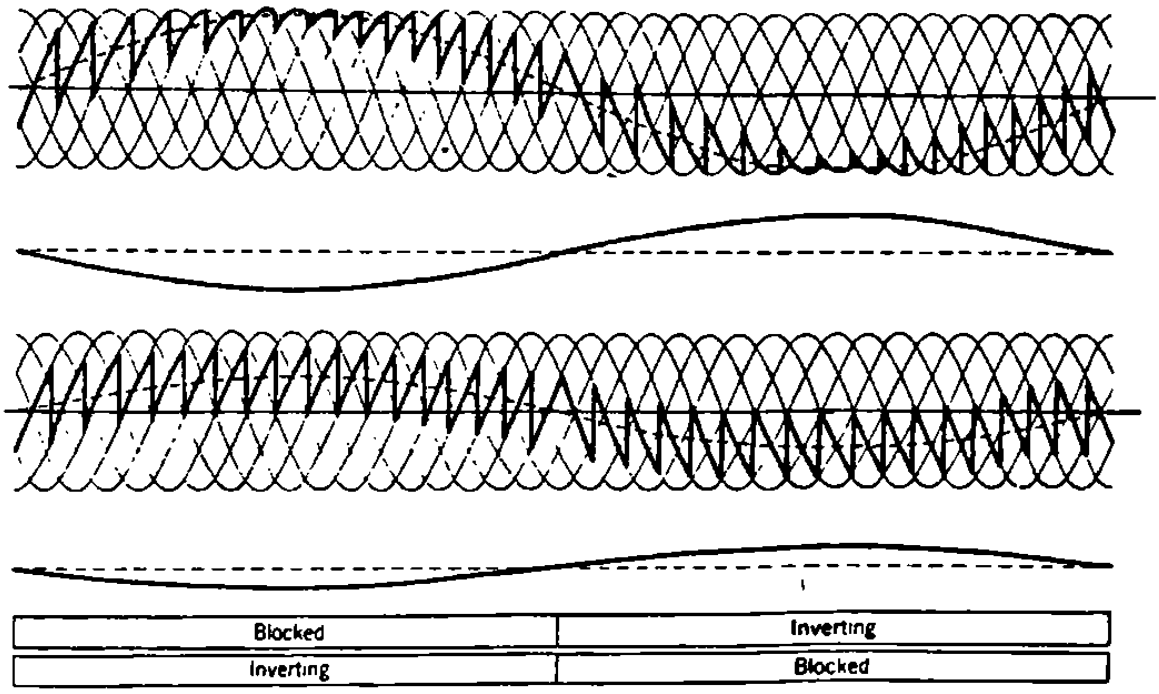


Figura 6-26 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de 6 pulsos operando sin corriente circulante a) r=1, b) r= 0.5 c) Øo = 180° (carga totalmente regenerativa) d) fo= 1/6 fi.

6.4 Características para la selección de sistemas de velocidad variable

CARACTERISTICAS IMPORTANTES PARA LA SELECCIÓN DE LOS DIFERENTES SISTEMAS

CARACTERISTICAS	SISTEMAS DE VELOCIDAD AJUSTABLE	Ward Leonard Estatico	Motor de I de J.A.						M de I de R.D.							
			Cont. Por voltaje primario	Acoplamiento por corrientes de eddy.	Power Clutch Motor	Control por F.P.										
						Inversor	Cicloconvertid	Condensador Rotatorio +	resistencias en el	Control por vo	Control por vo	Rectiflow	Scherbius Est	Scherbius Est	Control por fre	Motor sin conn
Rango de Potencia	1 KW 10 KW 100 KW 1000 KW															
Caracteristicas de Carga	Salida constante (P)	B	C	C	C	C	C	C	C	C	C	A	C	C	C	C
	Par constante (T)	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B
	Par con el cuadrado de la vel	B	A	A	A	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B
	Para motor solamente	A	A	A	A	A	B	B	A	A	A	A	A	A	B	B
	Par motor y freno dinámico	A	C	X	X	B	A	A	X	A	A	X	X	X	A	A
Características de Arranque aceleración y desaceleración	Alto par de Arranque	B	C	C	C	C	B	B	B	B	B	A	B	B	B	B
	Arranque y paro muy frecuentes	A	B	B	B	B	A	B	C	A	A	C	C	B	B	A
	Operación de Inversión de giro muy frecuentes	A	B	C	C	B	A	B	X	B	B	X	X	X	X	A
	Baja aceleración y desaceleración requeridas	A	B	B	B	B	B	B	B	B	B	X	C	C	B	A
	Requerimientos de parada de emergencia y otras paradas rápidas	A	B	C	C	A	A	A	C	A	A	C	C	A	B	A
	Requerimientos de alta precisión en la posición de stop	A	B	C	C	B	B	B	C	A	A	C	C	B	B	A
Rango de velocidad	requeridas	A	B	C	C	A	A	C	X	A	A	X	X	A	B	A
	Ancho rango de control requerida	A	A	A	A	A	C	A	C	A	A	C	C	B	C	A
	Dede la velocidad máxima hasta el 50%	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	A	A	A	B	B
	Más de 3600 rpm requeridas	C	X	X	X	A	X	A	X	X	X	X	X	A	X	A
	Menos de 3600 rpm requeridas	C	B	C	X	A	X	A	B	B	B	B	B	B	B	B
Características de Operación	Alta eficiencia de operación requerida	B	C	C	C	C	C	C	C	C	C	A	C	C	C	C
	Variación de velocidad sin importancia	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B
	Requisitos de exactitud de velocidad del Z - 5	B	A	A	A	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B
	Requisitos de exactitud de menos de 1 %	A	A	A	A	A	B	B	A	A	A	A	A	A	B	B
	Requisitos de respuesta rápida y poca desv Trans	A	C	X	X	B	A	A	X	A	A	X	X	X	A	A
	Requisitos de control de velocidad simultanea	B	C	C	C	C	B	B	B	B	B	A	B	B	B	B
Condiciones Ambientales	Atmósfera contaminada por gas, polvo, etc.	C	B	B	X	A	A	A	B	B	B	B	B	B	B	A
	Fácil mantenimiento	C	A	A	C	A	A	A	C	B	C	C	B	B	C	A

CLAVE : A = MAS ADECUADO B= ADECUADO C= POSIBLE X= INADECUADO

7

SISTEMAS DE RECUPERACIÓN DE ENERGÍA PARA MOTORES DE INDUCCIÓN DE ROTOR DEVANADO

En el presente capítulo nos dedicaremos a realizar las pruebas correspondientes para obtener los valores con los cuales podremos calcular los valores de eficiencia y poder posteriormente hacer las comparaciones en cada uno de los sistemas.

Haremos una descripción del equipo que se va a utilizar para realizar las mediciones en cada uno de los sistemas de regulación de velocidad para motores de inducción de rotor devanado con recuperación de energía. El voltímetro de corriente alterna mide el voltaje de línea, el amperímetro de corriente alterna mide la corriente de línea, el wattmetro mide la potencia activa de entrada, el factorimetro mide el factor de potencia del motor de inducción, el tacómetro mide la velocidad del sistema, voltímetro de corriente directa mide el voltaje de corriente directa, el amperímetro de corriente directa mide la corriente directa, dinámometro es un dispositivo que esta provisto de

una máquina de corriente directa que puede trabajar como motor ó generador, un mecanismo que mide el par desarrollado por el motor ó el par entregado al generador; además se cuenta con un grupo de resistencias que van conectadas al generador. En nuestro caso trabaja como un generador (representando así la carga mecánica) de tal suerte que al estar funcionando se crea un par electromagnético que se opone al par mecánico entregado por nuestro motor de prueba. Esto es en la parte eléctrica. En la parte mecánica de la máquina se cuenta con doble balero uno de ellos es para que gire libremente el rotor y en el otro balero se encuentra suspendida la carcaza. Cuando se establece el par electromagnético en la armadura del rotor este también aparece en la carcaza en forma de reacción. Por último sobre la carcaza esta colocada una palanca que trasmite la fuerza al mecanismo que nos dará la lectura de par.

7.1 Regulación de velocidad por medio de resistencias en el motor de inducción de rotor devanado.

Para llevar acabo la regulación de la velocidad se debe de armar el siguiente circuito:

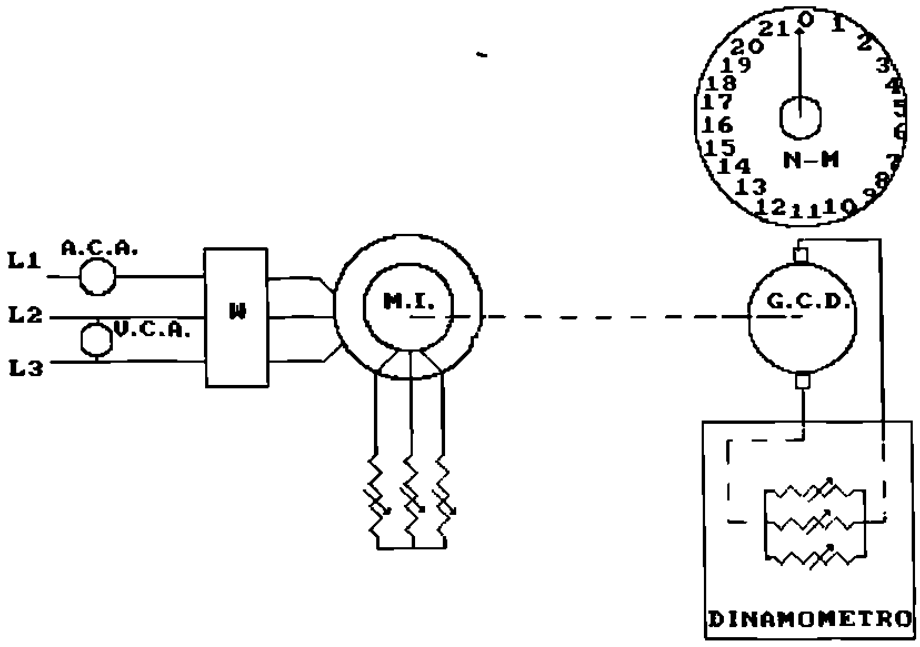


Figura 7-1 Diagrama esquemático de un Sistema de regulación de velocidad con resistencias.

Se aplica el voltaje nominal al estator del motor de inducción, se carga el motor de inducción hasta lograr la corriente nominal se tabula los valores de par, velocidad, corriente de línea, voltaje de línea, factor de potencia y la potencia de entrada. Se varía la resistencia del rotor manteniendo el par constante y la corriente nominal en cada caso se tabula los valores antes mencionados. Los cálculos que se hacen en este caso son:

La corriente de línea promedio

$$I_{prom} = I_1 + I_2 + I_3 / 3 \qquad \textbf{Ec. 7-1}$$

$$Pot_{entrada} = \sqrt{3} V I_{prom} \cos\varphi_1 \qquad \textbf{Ec. 7-2}$$

$$Pot_{salida} = T_{en}\omega_m = T_{en}\frac{2\pi n_r}{60} \qquad \textbf{Ec. 7-3}$$

$$Pot_{salida} = \frac{T_{en} n_r}{9.549} \qquad \textbf{Ec. 7-4}$$

$$\%n = \frac{Pot_{salida}}{Pot_{entrada}} \times 100 \qquad \textbf{Ec. 7-5}$$

$$\%\text{Regulación de Velocidad} = \frac{Vmax - Vmin}{Vmin} \times 100 \qquad \textbf{Ec. 7-6}$$

Voltage = Voltaje de línea

I_1, I_2, I_3 = Corriente de línea

I_{prom} = Corriente promedio de linea

F.P. = Factor de potencia

$Pot_{entrada}$ = Potencia de entrada al sistema

Pot_{salida} = Potencia de salida

$Pot_{in\ motor}$ = Potencia de entrada al motor

Vcd = Voltaje de corriente directa de salida del rotor

Icd = Corriente directa de salida del rotor

Pcd = Potencia de salida del rotor

Pot cd = Potencia recuperada

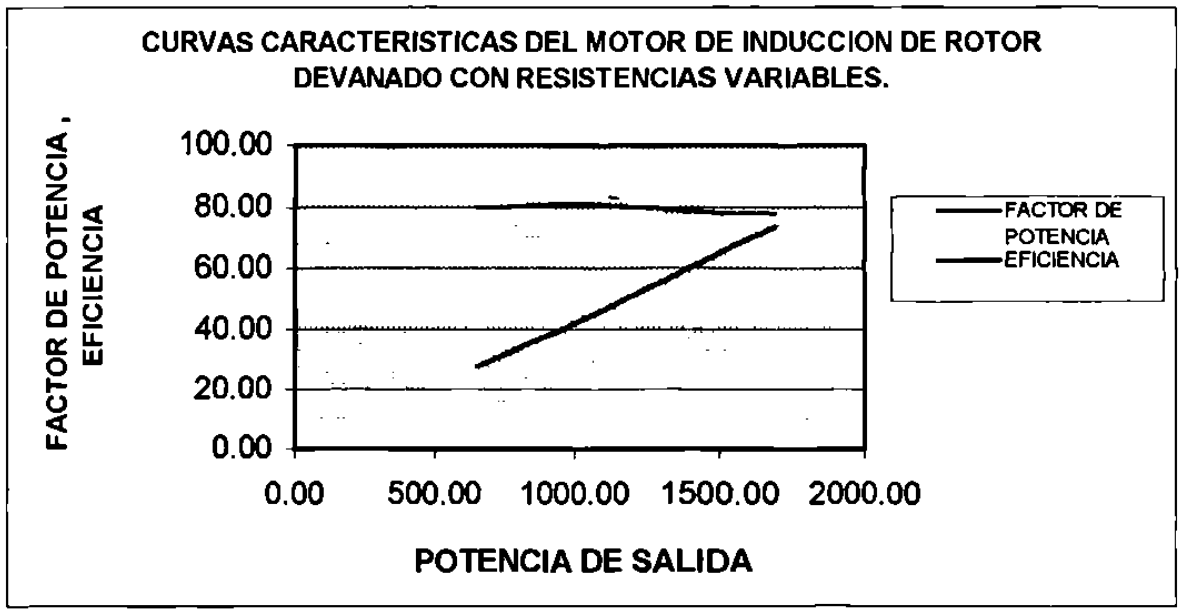
ω_m = velocidad angular del rotor

% R.V.= % de Regulación de velocidad

Tabla 7-1 Regulación de la velocidad por medio de resistencias en un motor de inducción de rotor devanado.

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN	PAR
220	8.00	7.30	7.80	7.70	2400	10
219	8.00	7.20	7.90	7.70	2400	10
219	8.10	7.20	8.00	7.77	2450	10
220	8.20	7.20	8.00	7.80	2370	10
220	8.10	7.00	8.05	7.72	2350	10
220	8.10	6.90	8.10	7.70	2400	10

F.P.	VEL.	POTENT.	POT. OUT	% F.P.	% EFICIENCIA	% R.V.
0.80	619	2347.28	648.22	80.00	27.62	160
0.81	945	2365.81	989.60	81.00	41.83	
0.80	1187	2356.84	1243.02	80.00	52.74	
0.79	1283	2348.04	1343.55	79.00	57.22	
0.78	1487	2293.55	1557.18	78.00	67.89	
0.78	1609	2288.59	1684.94	78.00	73.62	



Grafica 7-1 Curva característica de factor de potencia y eficiencia de un motor de inducción de rotor devanado con resistencias variables.

7.2 Regulación de la velocidad por medio de un sistema Rectiflow

El sistema Rectiflow está constituido como ya se menciono en el capítulo dos por el propio motor de inducción y un motor de corriente directa que está conectado mecánicamente al motor de inducción y a la carga mecánica; la velocidad del sistema se regula variando la corriente de exitación del devanado de campo del motor de corriente directa. El procedimiento que se lleva para la tabulación de valores es el siguiente: Armar el siguiente circuito que se muestra en la figura 7-2 Se excita la máquina de corriente directa con diferentes valores de corriente de campo y en cada caso se varía la carga desde valores nominales hasta el vacío. Esto es con el fin de observar en que rangos de velocidad el sistema desarrolla mayor par, es más eficiente, así también determinar la regulación de velocidad. En cada caso se tabulan valores de voltaje de línea, corriente de línea, potencia de entrada, factor de potencia, par, velocidad, así también el voltaje de corriente directa y la corriente directa que se tienen de rectificar el voltaje inducido en el rotor del motor de inducción. Como se muestra en la figura 7-2. Se calculará la potencia de salida, la eficiencia y la regulación de la velocidad para cada uno de los casos. Ahora grafiquemos los valores de eficiencia, contra potencia de salida, par contra velocidad en cada caso. Los valores de las ordenadas estarán dados en porciento.

$$Pot_{entrada} = \sqrt{3} V I_{prom} \cos\varphi_1 \qquad \textbf{Ec. 7-2}$$

$$Pot_{salida} = \frac{T_{en} n_r}{9.549} \qquad \textbf{Ec. 7-4}$$

$$\%\eta = \frac{Pot\ salida}{Pot\ entrada} \times 100 \qquad \textbf{Ec. 7-5}$$

$$\%\,\mathrm{Re}\,gulación\ de\ Velocidad = \frac{Vmax - Vmin}{Vmin} \times 100 \qquad \textbf{Ec. 7-6}$$

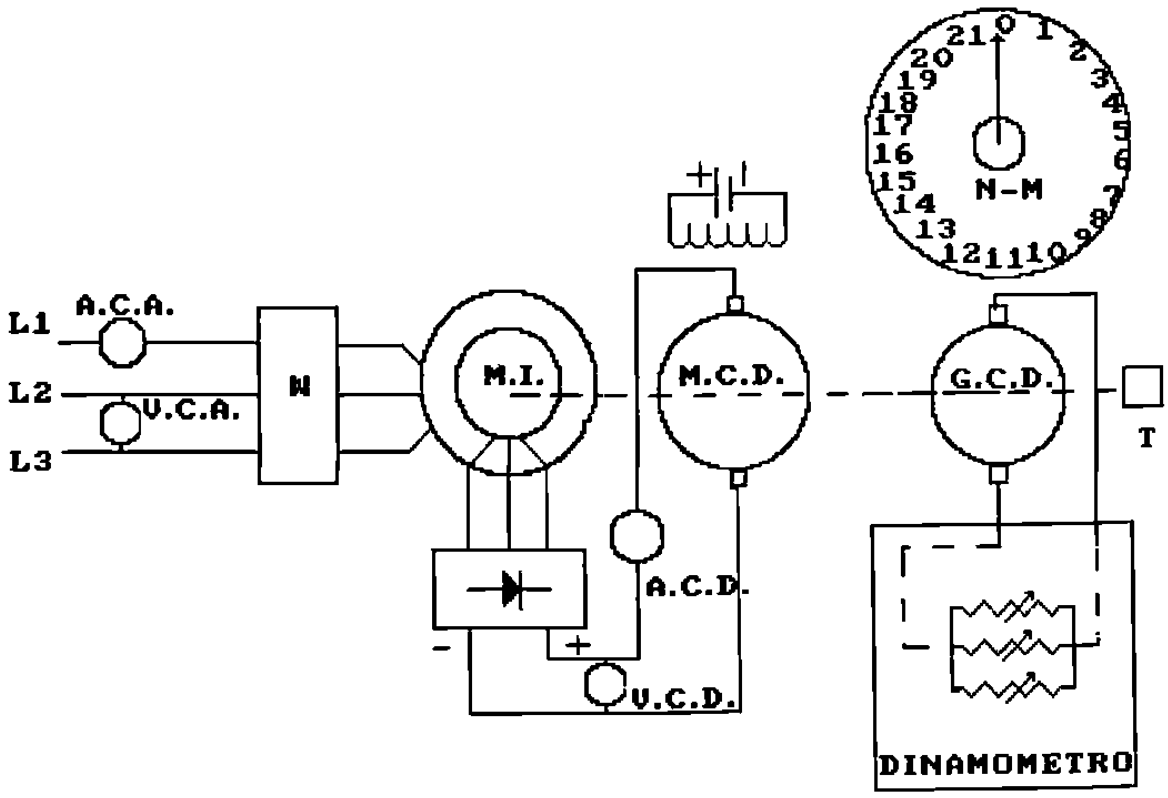


Figura 7-2 Diagrama esquemático de un Sistema Rectiflow.

Tabla. 7-2 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.59
IF = Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	5.83	5.77	5.87	5.821666667	1500	0.68
220	5.41	5.51	5.42	5.446666667	1350	0.64
220	4.99	5.13	5.07	5.063333333	1200	0.61
220	4.81	4.85	4.82	4.826666667	1100	0.585
220	4.54	4.55	4.53	4.54	1000	0.56
220	4.35	4.35	4.3	4.333333333	850	0.515
220	4.13	4.09	4.09	4.103333333	730	0.485
220	3.89	3.85	3.8	3.846666667	600	0.455
220	3.66	3.66	3.66	3.66	500	0.425
220	3.53	3.52	3.53	3.526666667	390	0.4
220	3.4	3.38	3.32	3.366666667	270	0.395
220	3.24	3.28	3.29	3.27	100	0.385

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. Salida	PAR	Eficiencia
361	9	0.59	107	835.4646783	22.1	55.69764522
379	8	0.59	107	793.7757438	20	58.79820324
400	7.2	0.59	107	753.9822369	18	62.83185307
412.7	6.5	0.59	107	691.485487	16	62.862317
432.6	5.75	0.59	107	634.2247249	14	63.42247249
452	4.95	0.59	107	567.9999518	12	66.82352374
467.8	4.25	0.59	107	489.8790144	10	67.10671431
490	3.4	0.59	107	410.5014401	8	68.41690668
506.7	2.8	0.59	107	318.3689995	6	63.6737999
530	1.8	0.59	107	216.4557338	3.9	55.50147021
546.8	1.1	0.59	107	114.5215242	2	42.41537933
568.2	0.3	0.59	107	5.950176486	0.1	5.950176486

% de Regulación de velocidad: 57.39 %

Tabla. 7-3 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.53
IF= Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	6.06	6.02	6.01	6.03	1600	0.675
220	5.74	5.74	5.58	5.6866667	1400	0.66
220	5.25	5.24	5.24	5.2433333	1280	0.62
220	5.07	5.02	5.07	5.0533333	1200	0.6
220	4.77	4.78	4.67	4.74	1020	0.56
220	4.52	4.48	4.48	4.4933333	920	0.53
220	4.07	4.16	4.1	4.11	800	0.495
220	3.91	3.92	3.9	3.91	650	0.46
220	3.68	3.7	3.65	3.6766667	520	0.435
220	3.53	3.56	3.53	3.54	400	0.405
220	3.25	3.38	3.39	3.34	300	0.39
220	3.27	3.4	3.26	3.31	100	0.385

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. salida	PAR	Eficiencia
361	9.6	0.53	105	850.58621	22.5	53.16164
399	8.35	0.53	105	827.30701	19.8	59.09336
414	7.5	0.53	105	767.36542	17.7	59.95042
430	6.8	0.53	105	729.47781	16.2	60.78982
452	6	0.53	105	662.66661	14	64.96731
470	5.3	0.53	105	590.61942	12	64.19776
491	4.34	0.53	105	514.174	10	64.27175
518	3.6	0.53	105	433.95867	8	66.76287
537	2.85	0.53	105	337.40705	6	64.88597
559	2.1	0.53	105	234.15337	4	58.53834
580	1.2	0.53	105	121.47492	2	40.49164
607	0.3	0.53	105	6.3564891	0.1	6.356489

% de Regulación de velocidad: 68.14 %

Tabla. 7-4 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.48
IF = Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	5.73	5.73	5.7	5.72	1475	0.645
220	5.4	5.41	5.53	5.4466667	1350	0.625
220	5.08	5.15	5.16	5.13	1300	0.6
220	4.73	4.87	4.86	4.82	1100	0.575
220	4.51	4.55	4.52	4.5266667	1000	0.54
220	4.23	4.16	4.15	4.18	820	0.5
220	3.95	3.95	3.95	3.95	700	0.47
220	3.7	3.67	3.68	3.6833333	550	0.43
220	3.54	3.56	3.56	3.5533333	440	0.41
220	3.38	3.44	3.44	3.42	300	0.39
220	3.31	3.31	3.3	3.3066667	150	0.38
220	3.27	3.4	3.26	3.31	100	0.385

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. salida	PAR	Eficiencia
406	8.9	0.485	104	829.0663	19.5	61.41232
421	8.15	0.48	104	793.5663	18	61.04356
447	7.2	0.48	104	744.27472	15.9	67.66134
466	6.35	0.48	104	678.31174	13.9	67.83117
487	5.6	0.48	104	611.98225	12	74.63198
512	4.7	0.475	104	536.16515	10	76.59502
532	3.9	0.475	104	445.68728	8	81.03405
557	2.96	0.475	104	349.97342	6	79.53941
580	2.2	0.475	104	242.94983	4	80.98328
608	1.3	0.475	104	114.6053	1.8	76.40353
635	0.35	0.475	104	6.6497045	0.1	6.649704

% de Regulación de velocidad: 56.40 %

Tabla. 7-5 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.13
IF = Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	5.76	5.76	5.7	5.74	1500	0.66
220	4.92	4.92	4.85	4.8966667	1180	0.6
220	4.27	4.27	4.26	4.2666667	900	0.6
220	3.53	3.59	3.6	3.5733333	500	0.43
220	3.29	3.24	3.26	3.2633333	200	0.38

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. salida	PAR	Eficiencia
656	9	0.13	82	831.22353	12.1	55.4149
759	6.8	0.13	78	715.34065	9	60.62209
848	5	0.13	74	532.81411	6	59.20157
967	2.7	0.13	68	303.79201	3	60.7584
1080	0.50.13	0.15	61	11.309734	0.1	5.654867

% de Regulación de velocidad: 64.63 %

Tabla. 7-6 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.15
IF = Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	5.8	5.75	5.69	5.7466667	1520	0.66
220	5.53	5.51	5.58	5.54	1440	0.645
220	5.05	5.04	5.04	5.0433333	1220	0.61
220	4.6	4.63	4.64	4.6233333	1040	0.56
220	4.2	4.22	4.18	4.2	840	0.505
220	3.81	3.83	3.78	3.8066667	620	0.45
220	3.44	3.4	3.46	3.4333333	400	0.405
220	3.29	3.26	3.32	3.29	200	0.385

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. salida	PAR	Eficiencia
628	9	0.15	85	841.77928	12.8	55.3802158
646	8.5	0.15	84	811.78754	12	56.3741348
700	7.2	0.15	82	733.03829	10	60.0851054
759	5.9	0.15	79	635.85835	8	61.1402263
819	4.7	0.15	77	514.59288	6	61.2610567
890	3.4	0.15	74	372.80233	4	60.1294078
953	2	0.15	70	199.59585	2	49.8989633
1038	0.5	0.15	66	10.869911	0.1	5.43495529

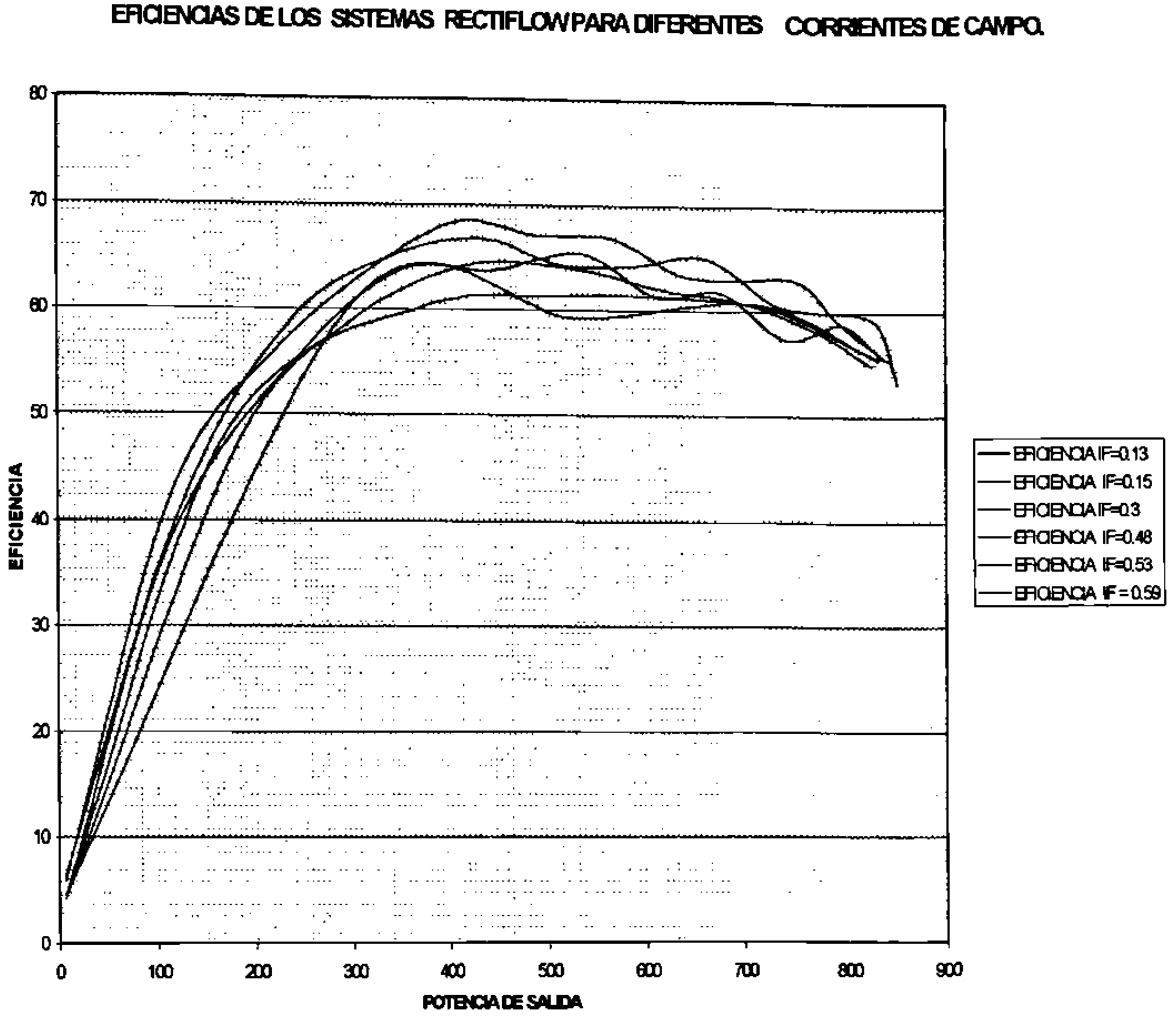
% de Regulación de velocidad: 65.28 %

Tabla. 7-7 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.3
IF = Corriente de campo

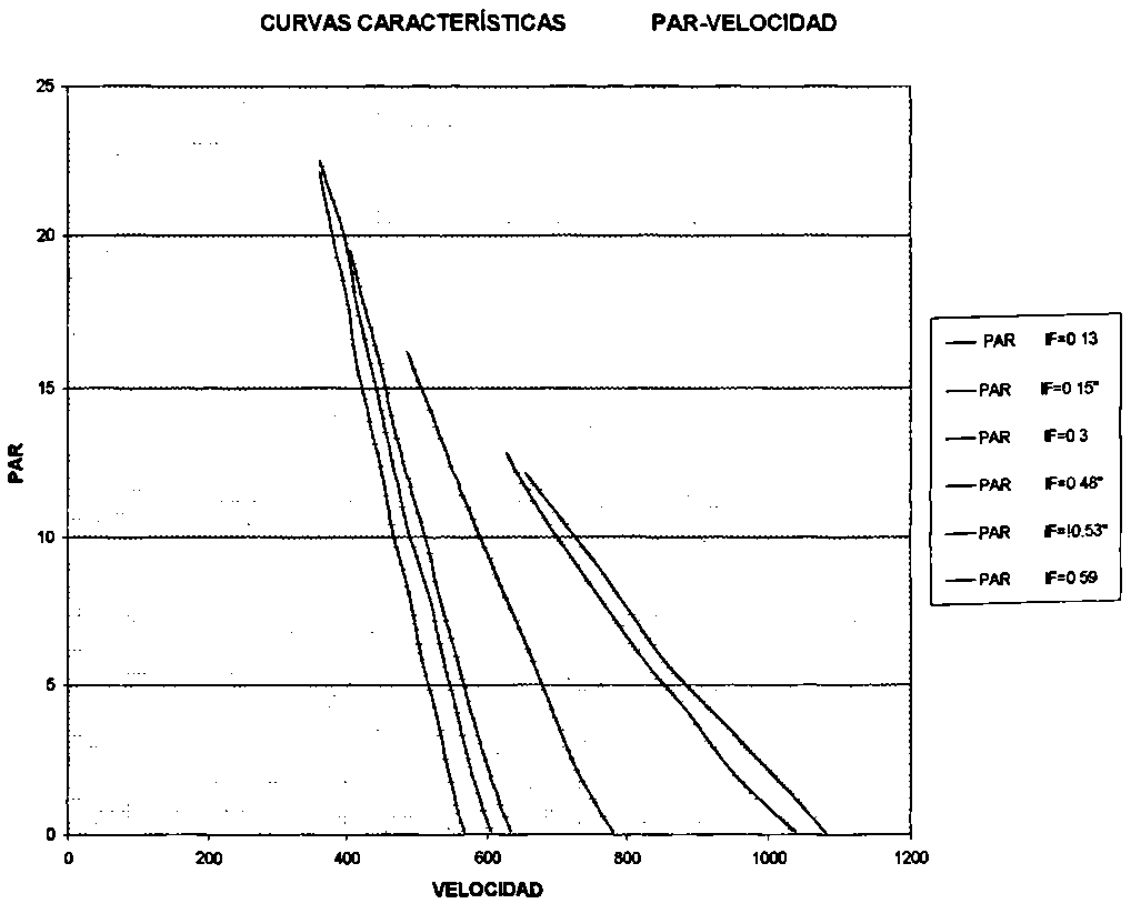
Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	5.8	5.8	5.8	5.8	1500	0.68
220	5.16	5.2	5.36	5.24	1300	0.62
220	4.88	4.83	4.88	4.8633333	1150	0.52
220	4.4	4.45	4.3	4.3833333	1000	0.54
220	4.05	4.07	4.04	4.0533333	820	0.5
220	3.76	3.81	3.81	3.7933333	650	0.46
220	3.47	3.51	3.5	3.4933333	500	0.42
220	3.36	3.36	3.32	3.3466667	340	0.4
220	3.24	3.23	3.27	3.2466667	170	0.3

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. salida	PAR	Eficiencia
487	9	0.3	96	823.62611	16.15	54.9084073
527	7.7	0.3	96	761.58489	13.8	58.5834532
556	6.7	0.3	96	698.69021	12	60.7556701
591	5.6	0.3	94	618.89375	10	61.8893753
626	4.6	0.3	94	524.43653	8	63.9556748
663	3.6	0.3	93	416.57519	6	64.0884901
696	2.55	0.3	92	291.5398	4	58.3079597
732	1.5	0.3	91	153.30972	2	45.0910946
782	0.4	0.3	90	8.1890849	0.1	4.81710874

% de Regulación de velocidad: 60.57 %



Gráfica 7-2 Curvas características de la Eficiencia en el Sistema Rectiflow a diferentes corrientes de campo



Gráfica 7-3 Curvas características de Par-Velocidad del Sistema Rectiflow a diferentes corrientes de campo.

7.3 Regulación de la velocidad por medio de un sistema de Scherbius

Este sistema está constituido por un motor de inducción de rotor devanado, un inversor de cuatro cuadrantes, y un dinámometro como se muestra en la Figura 7-3, para variar la velocidad en el motor de inducción se varia el ángulo de retraso de los tiristores del circuito inversor, en cada paso se varia la carga desde 10.5 N-m hasta 1.5 N-m, tabulando en cada caso los siguientes valores: voltaje de línea, corriente alterna de línea, potencia de entrada, voltaje de corriente directa, corriente directa, velocidad, par, factor de potencia. De estos valores se calcula la potencia de salida en flecha, la eficiencia del sistema. En la figura 7-4 se muestra el diagrama de conexiones del circuito eléctrico. Ahora grafiquemos factor de potencia, eficiencia contra potencia de salida, par contra velocidad.

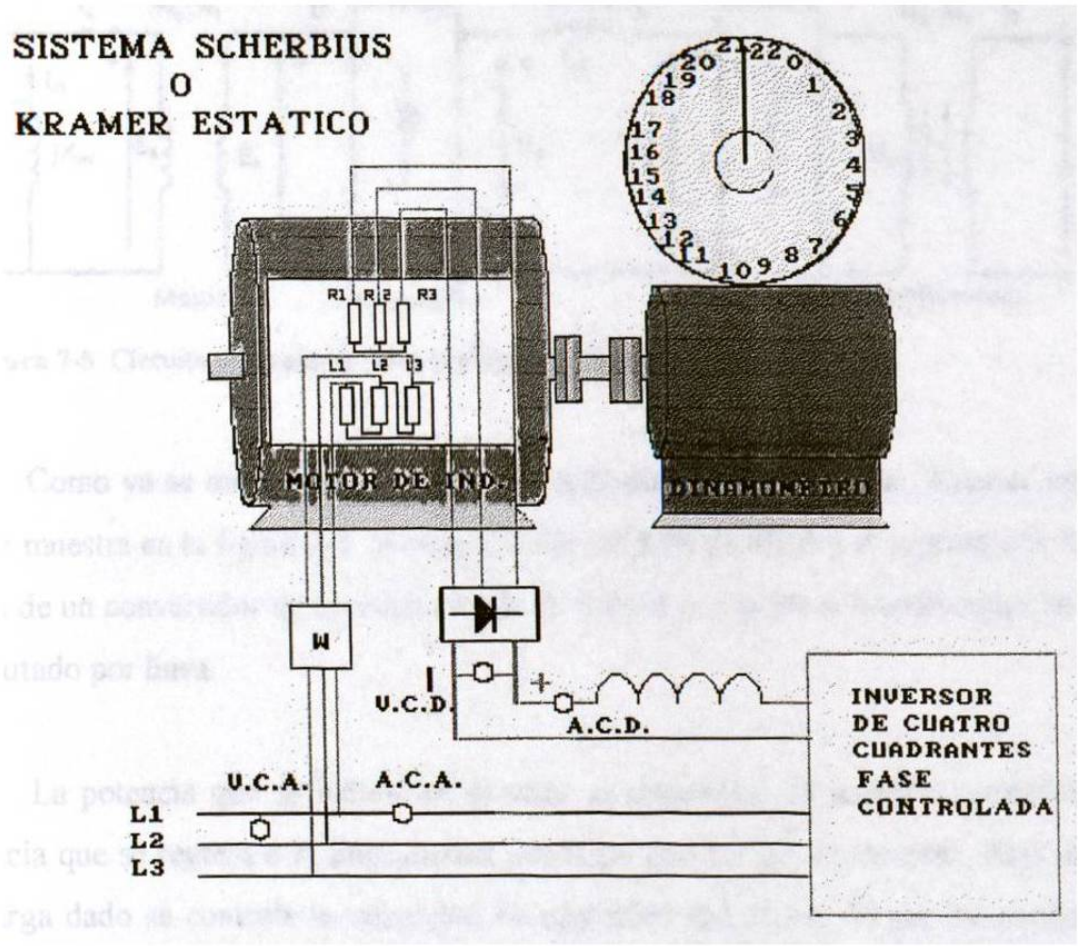


Figura 7-3 Diagrama esquemático del Sistema Kramer Estático.

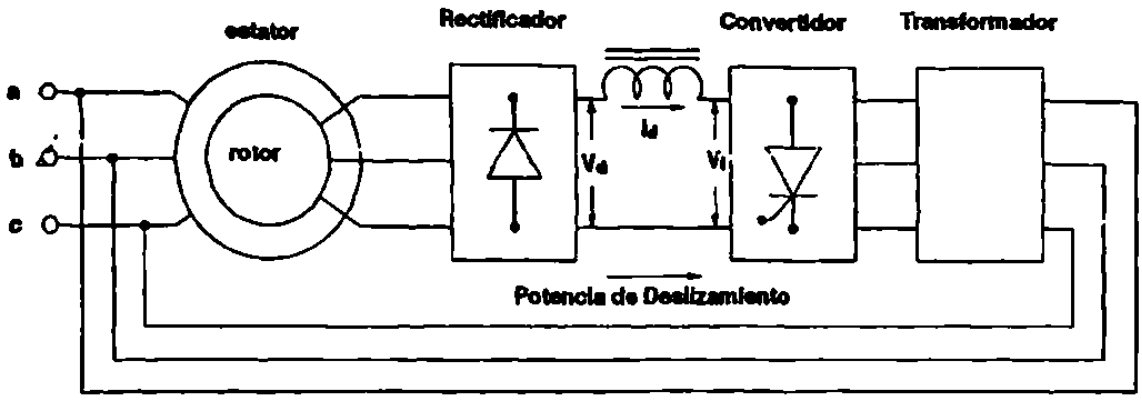


Figura 7-4 Diagrama eléctrico del Sistema Kramer Estático

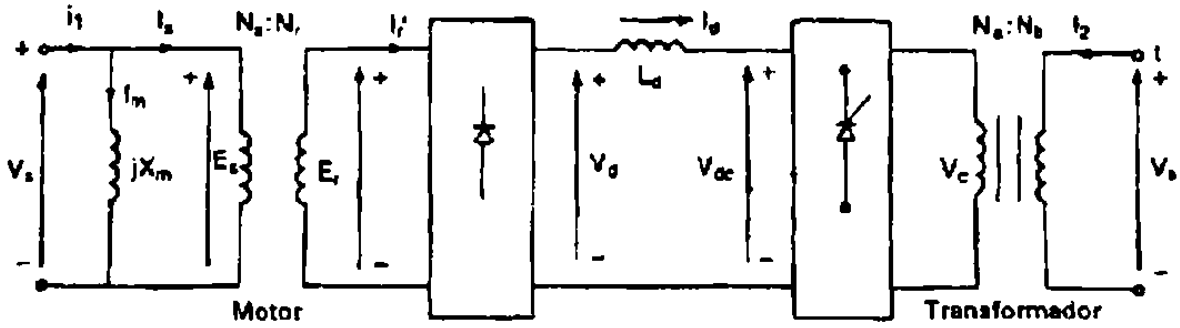


Figura 7-5 Circuito equivalente para el propulsor Kramer estático.

Como ya se mencionó en el circuito equivalente del propulsor Kramer estático que se muestra en la figura 7-5 la potencia del rotor se rectifica y se regresa a la línea a través de un convertidor de fase controlada de control completo actuando como inversor conmutado por línea.

La potencia que se induce en el rotor se distribuye en potencia mecánica y la potencia que se regresa a la línea ambas potencias pueden ser controladas. Para un par de carga dado se controla la velocidad de operación del motor. El par desarrollado es proporcional a la corriente Id de enlace como se muestra en la figura 7-4. Para un par de carga dado T_L, la velocidad del motor puede disminuirse incrementando el ángulo de disparo α del convertidor.

Vd= Voltaje promedio de corriente directa del rectificador

Vcd= Voltaje promedio del convertidor en el lado de corriente directa

Vc= Voltaje de entrada en corriente alterna del convertidor

n_c= Relación de transformación del transformador que se encuentra conectado por un lado a la línea de alimentación y por el otro lado al convertidor.

n_n= Relación de transformación de los devanados primario y secundario del rotor

Er= Voltaje de fase rms inducido en el rotor

Es= Voltaje contraelectrómotriz del motor de inducción

Vs= Voltaje de fase de la línea de alimentación

$$n_m = \frac{N_{re}}{N_{Se}} \qquad \textbf{Ec. 7-7}$$

$$n_c = \frac{N_a}{N_b} \qquad \textbf{Ec. 7-8}$$

$$E_r = sV_s \frac{N_r}{N_s} = sV_s n_m \qquad \textbf{Ec. 7-9}$$

Voltaje promedio del circuito rectificador

$$Vd = 1.654 \times \sqrt{2}E_r = 2.3394\, sV_s n_m \qquad \textbf{Ec. 7-10}$$

Voltaje promedio del convertidor

$$Vcd = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}n_c V_s}{\pi}\cos\alpha = -n_c V_s \cos\alpha \qquad \textbf{Ec. 7-11}$$

La inductancia que se coloca entre el circuito rectificador y el convertidor es con el propósito de mantener constante el valor de Id y que la corriente sea continua, para lograr este el ángulo de atraso α no debe de exceder de $\pi \leq \omega t_{off} \leq \mu$, donde t_{off} es el tiempo de apagado de los tiristores y μ cubre el ángulo. Generalmente el t_{off} es del

orden de 50 μs y a 60 Hz. ωt_{off} es aproximadamente 1.8 ° pero μ puede ser de 3 ó 4 grados. Un límite superior seguro de α puede ser tomado como 170° de la ecuación 7.12 se obtiene:

$$Vd = Vcd \qquad \text{cuando } \alpha = 0 \qquad \textbf{Ec. 7-12}$$

$$2.3394 s V_s n_m = -2.3394 n_c V_s \cos\alpha \qquad \textbf{Ec. 7-13}$$

$$s n_m = -n_c \cos\alpha \qquad \textbf{Ec. 7-14}$$

$$s = -\frac{n_c}{n_m}\cos\alpha \qquad \textbf{Ec. 7-15}$$

$$n_R = (1-s) n_s \qquad \textbf{Ec. 7-16}$$

$$n_R = n_s\left[1-\left(-\frac{n_c}{n_m}\cos\alpha\right)\right] \qquad \textbf{Ec. 7-17}$$

$$n_R = n_s\left(1+\frac{n_c}{n_m}\cos\alpha\right) \qquad \textbf{Ec. 7-18}$$

Si esta ecuación establece un valor permitido la relación de vueltas del motor es efectiva.

Si un motor con una relación de vueltas excede este valor usara un transformador entre la fuente de alimentación y el convertidor. Como se muestra en la figura 7-5.

Y el límite de operación a baja velocidad esta dado por α=170° y el deslizamiento máximo

$$\frac{N_{re}}{N_{se}} \cdot \frac{N_a}{N_p} = \frac{0.985}{smax}$$ **Ec. 7-19**

∴ el ángulo de retraso α queda comprendido en el siguiente rango

$$90° < \alpha < \cos^{-1}\left(-smax \frac{N_{re}}{N_{se}} \cdot \frac{N_a}{N_b}\right)$$ **Ec. 7-20**

La velocidad depende del ángulo de retraso α y es independiente del par, la regulación de la velocidad aparece cuando la carga es aplicada.

Se considerará un punto especifico de la característica par- velocidad bajo carga.

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s}$$ **Ec. 7-21**

$$\alpha = \cos^{-1}\left(-s\frac{N_r}{N_s}\right)$$ **Ec. 7-22**

$$Vdc = \frac{-3\sqrt{2}Vm}{\pi}\cos\alpha$$ **Ec. 7-23**

$$P_{Sal} = (T_{ent})(w_r)$$ **Ec. 7-24**

$$Pot.mec.desarrollada = P_{sal} + P_{mec}$$ **Ec. 7-25**

$$Id = \left(\frac{s}{1-s}\right)\left(\frac{P_{mec\ des}}{Vd}\right)A$$ **Ec. 7-26**

$$Pot.mec.desarrollada = \left(\frac{1-s}{s}\right) m\,\mathrm{Pr} = \left(\frac{1-s}{s}\right) VdId \qquad \text{Ec. 7-27}$$

$$Pot.mec.\ .desarrollada = \left(\frac{1-s}{s}\right) VdId = T_L w_m = T_L w_s (1-s) \qquad \text{Ec. 7-28}$$

Sustituyendo Vd y despejando Id.

$$Id\left(\frac{1-s}{s}\right) 2.3394 s V_s n_m = T w_s (1-s) \qquad \text{Ec. 7-29}$$

$$Id = \frac{T w_s}{2.3394 V_s n_m} \qquad \text{Ec. 7-30}$$

Esta corriente Id es independiente de la velocidad y depende del par

$$Vd = Id\,\mathrm{Re} = IdR(1-k) \qquad \text{Ec. 7-31}$$

$$2.3394 s V_s n_m = IdR(1-k) \qquad \text{Ec. 7-32}$$

$$s = \frac{IdR(1-k)}{2.3394 V_s n_m} \qquad \text{Ec. 7-33}$$

$$w_m = w_s(1-s) = w_s\left[\frac{T_L w_s R(1-k)}{(2.3394 V_s n_m)^2}\right] \qquad \text{Ec. 7-34}$$

$$w_m = w_s\left[1 - \frac{IdR(1-k)}{2.3394 V_s n_m}\right] \qquad \text{Ec. 7-35}$$

$$w_m = w_s\left[1 - \frac{T_L w_s R(1-k)}{(2.3394 V_s n_m)^2}\right] \qquad \text{Ec. 7-36}$$

Si k se varia de 0 a 1, la velocidad varia de un valor mínimo hasta w_s.

Para calcular la eficiencia en este sistema se considerará la potencia de salida entre la potencia suministrada por la fuente menos la potencia recuperada en el rotor. En otras palabras la potencia de salida entre la potencia que entra al motor.

$$P_{inmotor} = P_{entrada} - P_{recuperada}$$ **Ec. 7.-37**

$$\%\eta = \frac{P_{salida}}{P_{inmotor}} \times 100$$ **Ec. 7-38**

$$Vd = Id\,\mathrm{Re} = IdR(1-k)$$ **Ec.7-39**

$$2.3394sV_s n_m = IdR(1-k)$$ **Ec. 7-40**

$$s = \frac{IdR(1-k)}{2.3394V_s n_m}$$ **Ec. 7-41**

$$w_m = w_s(1-s) = w_s\left[\frac{T_L w_s R(1-k)}{(2.3394V_s n_m)^2}\right]$$ **Ec. 7-42**

$$w_m = w_s\left[1 - \frac{IdR(1-k)}{2.3394V_s n_m}\right]$$ **Ec. 7-43**

$$w_m = w_s\left[1 - \frac{T_L w_s R(1-k)}{(2.3394V_s n_m)^2}\right]$$ **Ec. 7-44**

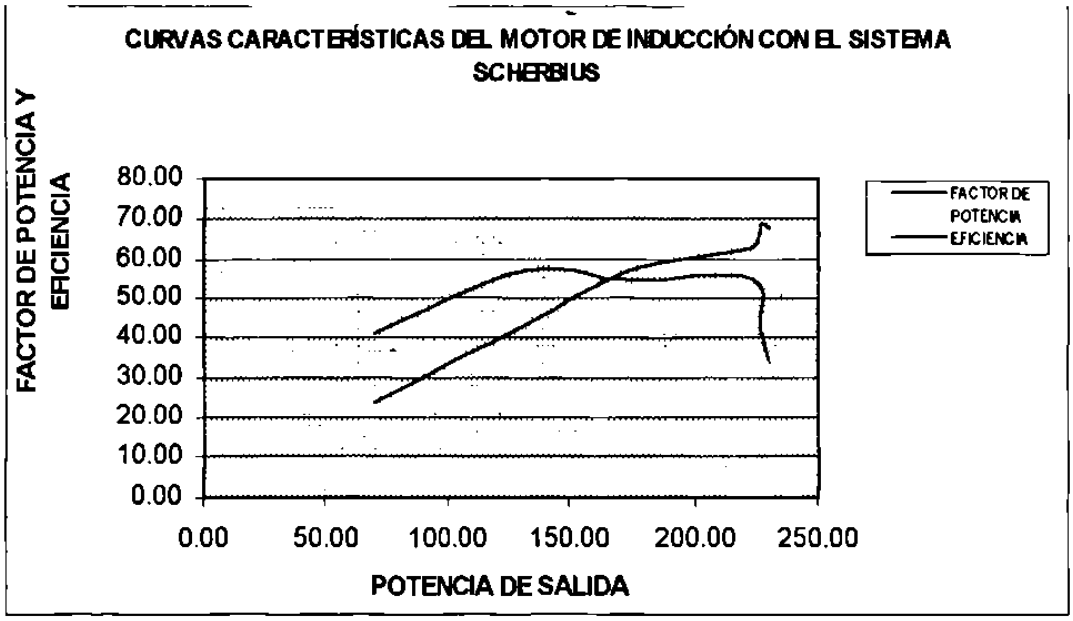
Si k se varia de 0 a 1, la velocidad varia de un valor mínimo hasta w_s.

Tabla. 7-8 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Sherbius o Kramer Estático a velocidad inicial de 445 rpm.

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	3.50	3.20	3.30	3.33	300.00
220.00	3.70	3.70	3.70	3.70	600.00
220.00	4.60	4.60	4.60	4.60	1000.00
220.00	5.40	5.50	5.50	5.47	1300.00
220.00	6.00	6.10	6.20	6.10	1600.00
220.00	7.40	7.40	7.40	7.40	1900.00

PAR	F.P.	VEL.	POT. OUT	POTENT	VCD
1.50	0.24	445.00	69.90	300.00	118.00
3.00	0.43	415.00	130.38	600.00	116.00
4.50	0.57	368.00	173.42	1000.00	114.00
6.00	0.62	354.00	222.42	1300.00	112.00
7.50	0.69	288.00	226.19	1600.00	110.00
8.50	0.67	258.00	229.65	1900.00	108.00

ACD	PCD	POTINMOT	POTOUT	% F.P.	% η
1.10	129.80	170.20	69.90	23.62	41.07
3.20	371.20	228.80	130.38	42.56	56.98
6.00	684.00	316.00	173.42	57.05	54.88
8.00	896.00	404.00	222.42	62.41	55.06
9.70	1067.00	533.00	226.19	68.83	42.44
11.40	1231.20	668.80	229.65	67.38	34.34



Gráfica 7-4 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 445 rpm

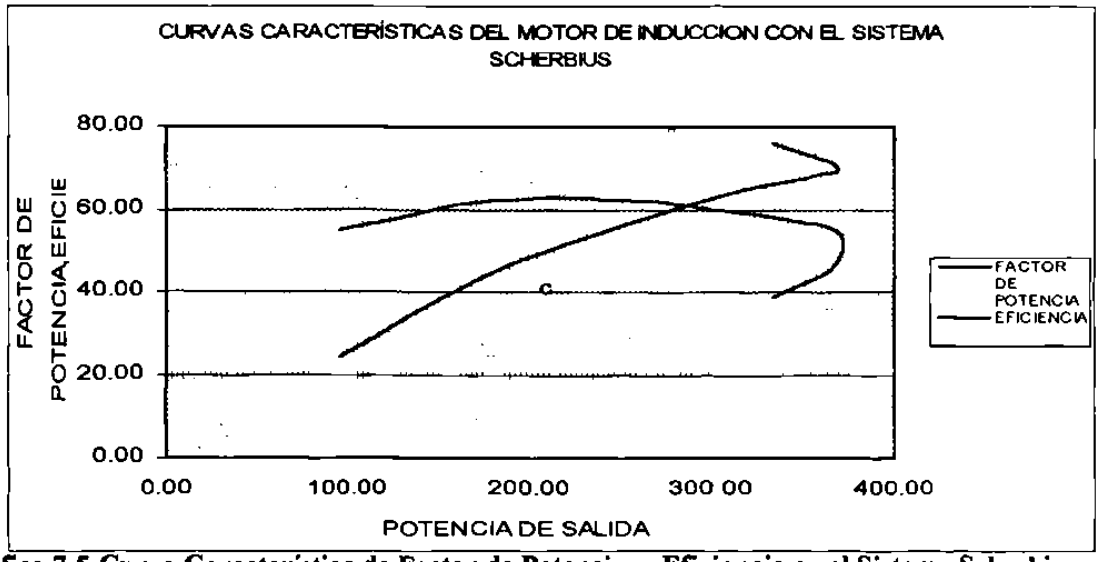
% de Regulación de velocidad = 72.48%

Tabla. 7-9 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Sherbius o Kramer Estático a velocidad inicial de 612 rpm.

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	7.82	7.99	8.01	7.94	2246.67
220.00	3.30	3.28	3.20	3.26	300.00
220.00	3.80	3.80	3.90	3.83	650.00
220.00	4.60	4.60	4.60	4.60	1000.00
220.00	5.35	5.40	5.45	5.40	1320.00
220.00	6.00	6.20	6.20	6.13	1620.00
220.00	7.20	7.40	7.30	7.30	2000.00
220.00	7.80	8.00	8.00	7.93	2300.00

PAR	F.P.	VEL.	POT. OU'	POTENT.	VCD
1.50	0.24	612.00	96.13	300.00	104.00
3.00	0.44	572.00	179.70	650.00	103.00
4.50	0.57	546.00	257.30	1000.00	101.00
6.00	0.64	499.00	313.53	1320.00	99.00
7.50	0.69	468.00	367.57	1620.00	99.00
9.00	0.72	387.00	364.74	2000.00	98.00
10.30	0.76	309.00	333.29	2300.00	100.00

ACD	PCD	POTINMOT	POT.OUT	% F.P.	% η
1.20	124.80	175.20	96.13	24.15	54.87
3.50	360.50	289.50	179.70	44.50	62.07
5.80	585.80	414.20	257.30	57.05	62.12
8.00	792.00	528.00	313.53	64.15	59.38
9.60	950.40	669.60	367.57	69.32	54.89
12.20	1195.60	804.40	364.74	71.90	45.34
14.40	1440.00	860.00	333.29	76.08	38.75



Gráfica 7-5 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 612 rpm

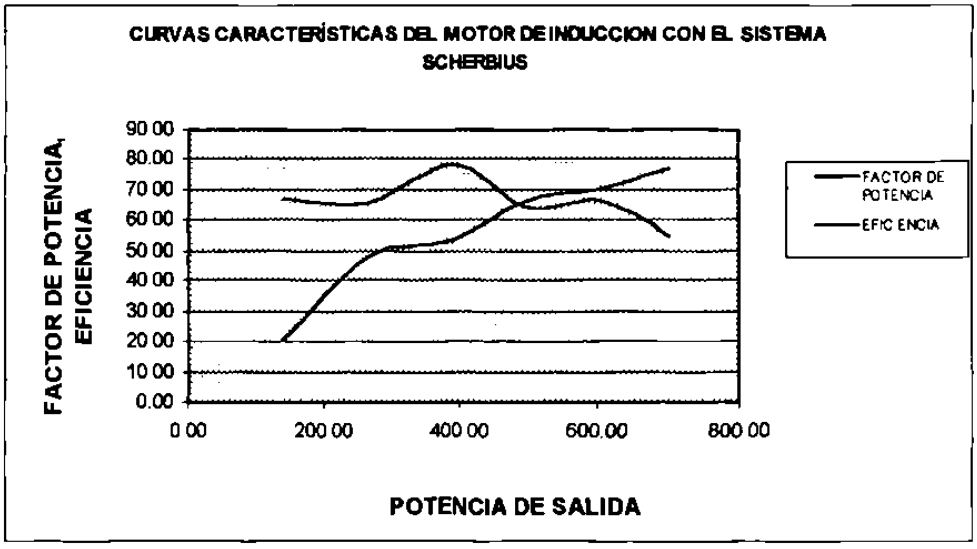
% de Regulación de velocidad = 98.05%

Tabla. 7-10 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Sherbius o Kramer Estático a velocidad inicial de 886 rpm.

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	3.20	3.10	3.10	3.13	250.00
220.00	3.80	3.80	3.90	3.83	700.00
220.00	4.40	4.40	4.40	4.40	900.00
220.00	5.30	5.40	5.40	5.37	1350.00
220.00	6.00	6.20	6.10	6.10	1620.00
220.00	7.00	7.05	7.00	7.02	2000.00
220.00	8.00	8.01	8.00	8.00	2350.00

PAR	F.P.	VEL.	POT. OUT	POTENT	VCD
1.50	0.21	886.00	139.17	250.00	80.00
3.00	0.48	842.00	264.52	700.00	78.50
4.50	0.54	826.00	389.24	900.00	76.50
6.00	0.66	792.00	497.63	1350.00	74.00
7.50	0.70	759.00	596.12	1620.00	74.00
9.00	0.75	708.00	667.27	2000.00	74.00
10.50	0.77	638.00	701.52	2350.00	74.00

ACD	PCD	POTINMOT	POTOUT	% F.P.	% η
0.52	41.60	208.40	139.17	20.94	66.78
3.80	298.30	401.70	264.52	47.92	65.85
5.30	405.45	494.55	389.24	53.68	78.71
7.80	577.20	772.80	497.63	66.02	64.39
9.90	732.60	887.40	596.12	69.70	67.18
12.00	888.00	1112.00	667.27	74.80	60.01
14.40	1065.60	1284.40	701.52	77.06	54.62



Gráfica 7-6 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 886 rpm

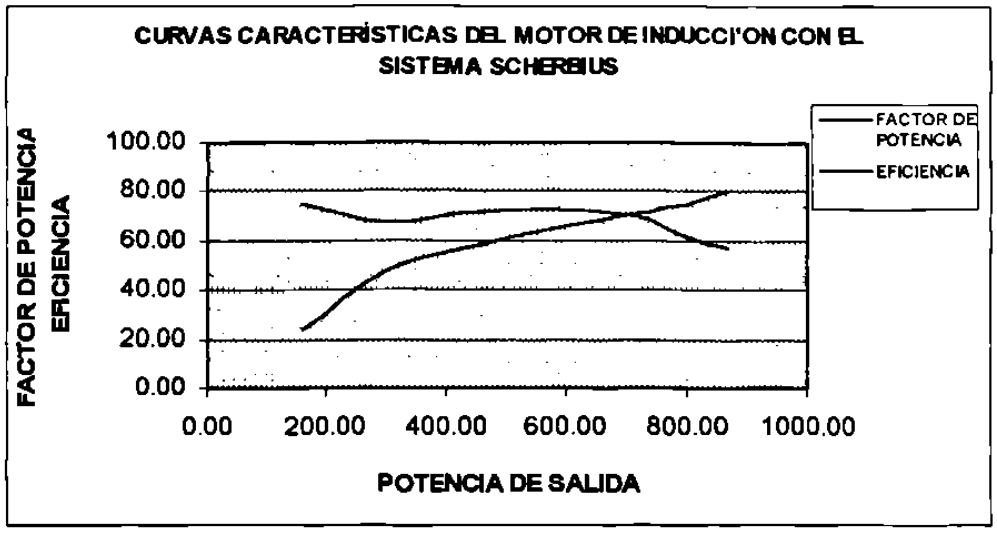
% de Regulación de velocidad = 38.87%

Tabla. 7-11 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Sherbius o Kramer Estático a velocidad inicial de 1003 rpm

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	3.45	3.25	3.45	3.38	310.00
220.00	3.90	3.90	3.80	3.87	700.00
220.00	4.40	4.60	4.60	4.53	1000.00
220.00	5.05	5.25	5.23	5.18	1300.00
220.00	5.85	6.00	5.90	5.92	1600.00
220.00	7.05	7.20	7.20	7.15	2050.00
220.00	7.80	7.80	7.80	7.80	2400.00

PAR	F.P.	VEL.	POT. OUT	POTENT.	VCD
1.50	0.24	1003.00	157.55	310.00	70.00
3.00	0.48	957.00	300.65	700.00	67.00
4.50	0.58	959.00	451.92	1000.00	65.00
6.00	0.66	944.00	593.13	1300.00	63.00
7.50	0.71	910.00	714.71	1600.00	62.00
9.00	0.75	850.00	801.11	2050.00	61.00
10.50	0.81	787.00	865.35	2400.00	60.00

ACD	PCD	POTINMOT	POT.OUT	% F.P.	% η
1.45	101.50	208.50	157.55	24.05	75.56
3.80	254.60	445.40	300.65	47.51	67.50
5.70	370.50	629.50	451.92	57.89	71.79
7.60	478.80	821.20	593.13	65.90	72.23
9.40	582.80	1017.20	714.71	70.97	70.26
12.30	750.30	1299.70	801.11	75.24	61.64
15.00	900.00	1500.00	865.35	80.75	57.69



Gráfica 7-7 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1003 rpm

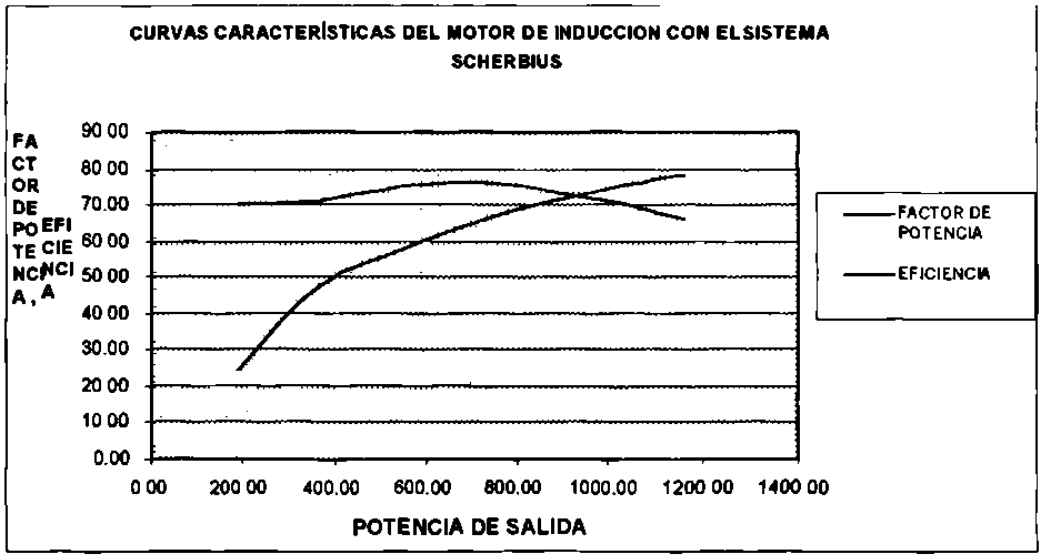
% de Regulación de velocidad = 27.44%

Tabla. 7-12 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Sherbius o Kramer Estático a velocidad inicial de 1200 rpm

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	3.45	3.25	3.25	3.32	310.00
220.00	3.80	3.90	3.90	3.87	700.00
220.00	4.40	4.60	4.60	4.53	1000.00
220.00	5.00	5.30	5.20	5.17	1300.00
220.00	5.90	6.20	6.10	6.07	1650.00
220.00	6.90	7.10	7.00	7.00	2020.00
220.00	7.80	8.20	8.10	8.03	2400.00

PAR	F.P.	VEL.	POT. OUT	POTENT.	VCD
1.50	0.25	1200.00	188.50	310.00	52.00
3.00	0.48	1173.00	368.51	700.00	49.00
4.50	0.58	1163.00	548.05	1000.00	47.00
6.00	0.66	1153.00	724.45	1300.00	45.00
7.50	0.71	1134.00	890.64	1650.00	43.00
9.00	0.76	1103.00	1039.55	2020.00	43.00
10.50	0.78	1058.00	1163.33	2400.00	43.00

ACD	PCD	POTINMOT	POT.OUT	% F.P.	% η
0.80	41.60	268.40	188.50	24.53	70.23
3.70	181.30	518.70	368.51	47.51	71.04
5.80	272.60	727.40	548.05	57.89	75.34
7.70	346.50	953.50	724.45	66.03	75.98
10.00	430.00	1220.00	890.64	71.38	73.00
12.50	537.50	1482.50	1039.55	75.73	70.12
14.80	636.40	1763.60	1163.33	78.40	65.96



Gráfica 7-8 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1200 rpm

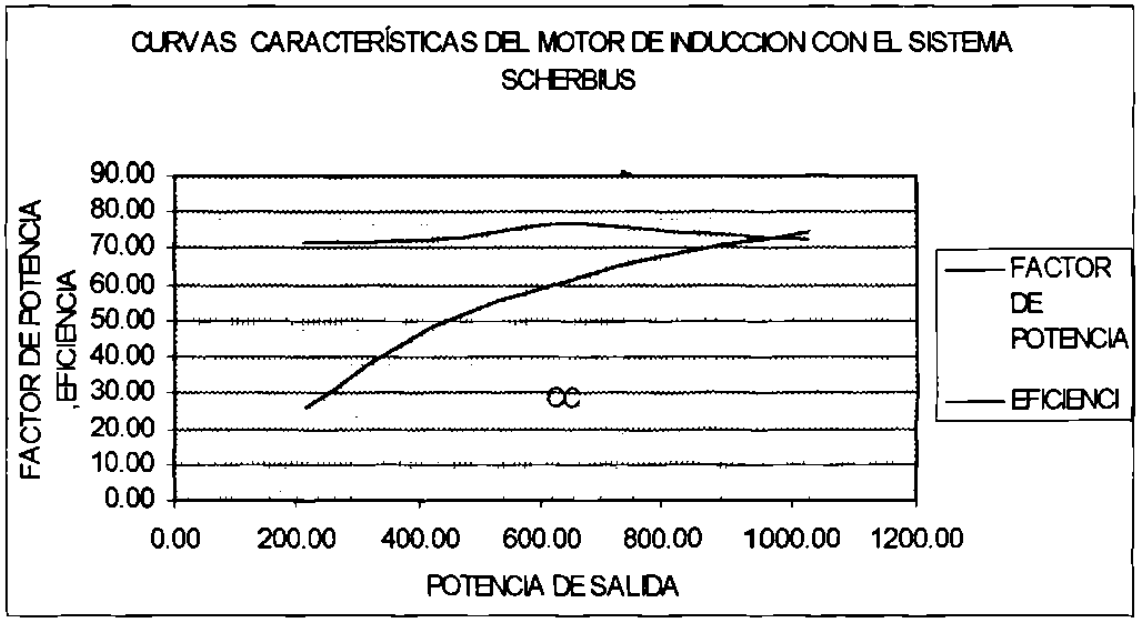
% de Regulación de velocidad = 13.42%

Tabla. 7-13 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Sherbius o Kramer Estático c a velocidad inicial de 1352 rpm

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	3.20	3.10	3.10	3.13	310.00
220.00	3.70	3.83	3.80	3.78	700.00
220.00	4.20	4.40	4.40	4.33	1000.00
220.00	5.00	5.30	5.20	5.17	1350.00
220.00	5.90	6.05	6.05	6.00	1700.00

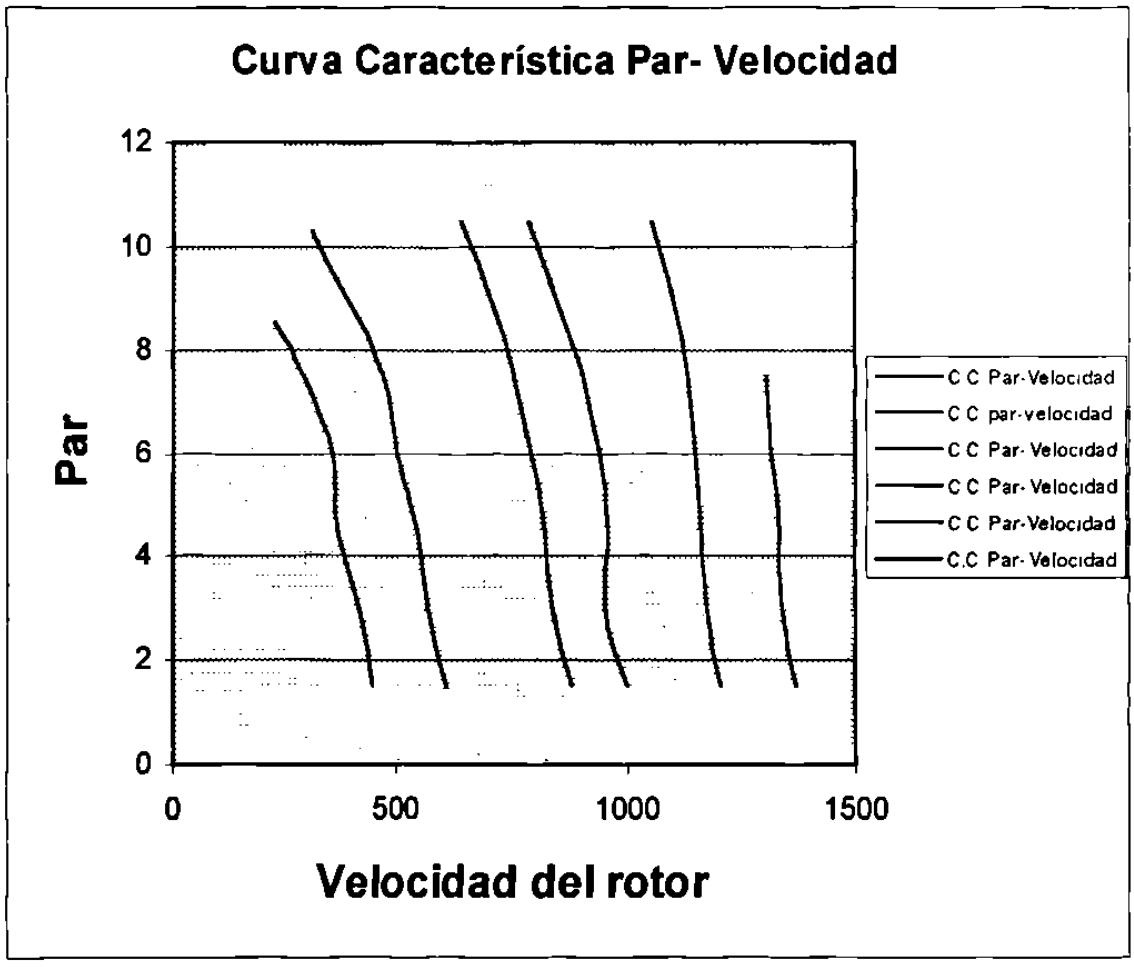
PAR	F.P.	VEL.	POT. OUT	POTENT.	VCD
1.50	0.26	1352.00	212.37	310.00	36.00
3.00	0.49	1339.00	420.66	700.00	32.00
4.50	0.61	1332.00	627.69	1000.00	32.00
6.00	0.69	1317.00	827.50	1350.00	30.00
7.50	0.74	1306.00	1025.73	1700.00	29.00

ACD	PCD	POTINMOT	POT.OUT	% F.P.	% EFICITOT
0.40	14.40	295.60	212.37	25.96	71.84
3.80	121.60	578.40	420.66	48.64	72.73
5.65	180.80	819.20	627.69	60.56	76.62
8.00	240.00	1110.00	827.50	68.57	74.55
10.00	290.00	1410.00	1025.73	74.36	72.75



Gráfica 7-9 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1352 rpm

% de Regulación de velocidad = 3.52%



Gráfica 7-10 Curva Característica Par- Velocidad del Sistema Scherbius.

8

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

A continuación mostraremos en conclusiones obtenidas de cada uno de los sistemas de regulación de velocidad analizados en el capitulo 7.

8.1 Regulación de velocidad por medío de resistencias en el rotor del motor de inducción de rotor devanado.

En este caso se observa que la eficiencia se disminuye demasiado cuando la velocidad del motor de Inducción se lleva a valores bajos manteniendo un par constante.

Otro aspecto que se observa es que este sistema aumenta su par de arranque cuando aumenta su resistencia en el rotor, además esto se logra con bajas corrientes.
Para este caso se concluye que el sistema es muy eficiente.

8.2 Regulación de velocidad por medio del sistema Kramer.

La eficiencia aumenta para velocidades bajas, en otras palabras el campo de el motor de corriente directa es grande. Otro aspecto que se observa es que cuando la máquina esta excitada con valores de corriente de campo grandes se tiene alto para de funcionamiento a baja velocidad, esta característica indica que el sistema trabaja a Hp constante esto es:

$$P = T\omega = \frac{Tn2\pi}{60} \qquad \textbf{Ec. 4-79}$$

Si el par es grande la velocidad es pequeña ó el par es bajo la velocidad es alta. Pero en cualquiera de los casos los Hp son constantes.

8.3 Regulación de velocidad por medio del Sistema Scherbius o Kramer Estático.

La conclusión que se tiene de este sistema es que la eficiencia es alta para valores de velocidad baja. Aunque aquí la eficiencia se puede considerar buena a velocidades altas. Es decir el hecho que el sistema regenere la energía a la línea directamente hace que este sistema sea más eficiente.

8.4 Conclusión de la hipótesis formulada.

Se observa en los resultados obtenidos que la regulación de velocidad del Sistema Rectiflow y en el Sistema Scherbius o Kramer Estático presentaron una mejor eficiencia que el sistema de regulación de velocidad por medio de resistencias en un motor de inducción de rotor devanado.

BIBLIOGRAFÍA

- Fitzgerald, A.E., Kingsley, Charles Jr., Umans, Stephen D.
  Maquinas Eléctricas
  5ta. Edición
  Ed. Mc- Graw Hill
  México, D.F., 1992

- Kostenko, M., Piotrovski, L.
  Máquinas Eléctricas
  Volumen II
  2da. Edición
  Ed. Montaner y Simon
  España, 1979

- Chapman, Stephen J.
  Máquinas Eléctricas
  1ra. Edición.
  Ed. Mc- Graw Hill
  Bogota, Colombia, 1990.

- Liwschitz-Garik, Michael., Whipple, E.E.
  Máquinas Eléctricas
  1ra. Edición
  Ed. CECSA
  México, D.F., 1992.

- Muhammad H. Rashid
  Electrónica de Potencia
  2da. Edición
  Prentice Hall
  Edo. de México 1995

- S.B. Dewan / G.R. Selemon / A. Straughen
  Power Semiconductor Drives
  Wiley International Editions
  Singapore

- M.C. Armando Paez Ordoñez
  Apuntes de Electrónica de Potencia del Estado Sólido
  F.I.M.E.

- M.C. Guadalupe I. Cantú Garza
  Apuntes de Control Electrónico de Motores
  F.I.M.E.

- M.C. Guadalupe I. Cantú Garza
  Apuntes de Control de Motores de Corriente Directa.
  F.I.M.E.

GLOSARIO

Ancho de la bobina: w es igual a la distancia que hay desde el principio de la bobina hasta el final de la misma. Se expresa en grados eléctricos, ranuras o en pulgadas. etc.

Angulo de desplazamiento: es el angulo entre las componentes fundamentales de la corriente y el voltaje de entrada.

Bobina: Consta de una o mas espiras

Bobina de paso acortado: el ancho de la bobina es menor al paso polar

Bobina de paso completo: el ancho de la bobina es igual al paso polar

Campo giratorio: es la fmm resultante que se obtiene cuando se aplica un voltaje trifásico a un devanado trifásico. Este campo giratorio viaja a la velocidad de sincronía.

Circuito equivalente del motor de inducción: es la representación del circuito magnético mediante parámetros eléctricos para facilitar el análisis.

Circuito rectificador: es aquel que esta constituido por diodos los cuales convierten la señal de corriente alterna en una señal unidireccional.

Convertidor de fase controlada: es un dispositivo que convierte el voltaje de corriente alterna de magnitud y frecuencia constante en un voltaje de corriente directa controlable y conduce desde α hasta π.

Corriente promedio en el rectificador Ir.: es el valor del voltaje promedio en la carga para media onda.

Deslizamiento: es la velocidad relativa con que el campo magnético giratorio corta los conductores del rotor.

Devanado de fase devanada: devanado trifásico que esta montado en el rotor, es muy similar al del estator. Sus terminales van conectados a los anillos deslizantes.

Devanado jaula de ardilla: consisten en conductores distribuidos a lo largo de la periferia del rotor; los extremos de estos van cortocircuitados por los anillos metálicos , estos conductores pueden ser de cobre Cu, aluminio Al, etc.

Devanado primario: devanado trifásico que se encuentra colocado en el estator de la máquina de armadura.

Devanado trifásico: Se encuentra en el estator consta de 3 fases c/u de las fases esta desfasada 120°.

Diagrama vectorial: es la representación gráfica de todas las caídas de voltaje y flujos y corrientes.

Diodo: Es un dispositivo con material que conduce cuando es polarizado directamente el ánodo o cátodo. Cuando se polariza inversamente ánodo y cátodo no conduce.

Ecuaciones vectoriales: es la representación de los voltajes y caídas de voltaje que se tienen en los devanados primario y secundario.

Eficiencia del rectificador: Es la relación de la potencia de corriente directa entre la potencia de corriente alterna.

Espira: es la parte mas elemental de un devanado, esta constituida por dos conductores, esto es debido a que se cada lado de la espira es expuesto a polos de diferente polaridad.

Factor armónico HP: es una medida de la distorsión de una forma de onda y también se le conoce como la distorsión armónica total THD.

Factor de componente ondulatoria ó de rizado: es una medida del contenido de la componente ondulatoria.

Factor de cresta: es una medida de la corriente de entrada pico Is (pico) en comparación con un valor rms Is, a fin de establecer las especificaciones de corriente de pico de dispositivos y componentes.

Factor de distribución: es la relación que existe entre los voltajes inducidos en una bobina distribuida sobre el voltaje inducido en una bobina no distribuida.

Factor de forma: es una medida de la forma del voltaje de salida.

Factor de paso: es la relación que existe entre el voltaje inducido en una bobina de paso acortado entre una bobina de paso completo.

Factor de utilización del transformador: es la habilidad de un transformador para suministrar potencia de corriente directa a un circuito rectificador.

Fase: esta formada por un número par de grupos.

Grupo: consta de una o mas bobinas y representa un polo en una fase.

Paso polar: es la distancia del polo expresada en grados eléctricos, en ranuras o en pulgadas, la distancia entre polo y polo es de 180° grados eléctricos.

Potencia promedio: es la potencia disipada en la carga, es el valor de potencia que se obtendría por medio de un wattmetro conectado en la carga.

Tiristor: Es un dispositivo semiconductor de cuatro capas PNPN con tres uniones PN, tiene tres terminales ánodo, cátodo y compuerta. Cuando ánodo catodo se polarizan directamente y a la compuerta se le da un pulso positivo el tristor conduce. Cuando ánodo cátodo se polarizan inversamente y se manda un pulso positivo a la compuerta el SCR no conduce.

Valor eficaz: el valor eficaz de una función periódica en el tiempo e(ωt), i(ωt) cualesquiera es aquella que libera la misma potencia P(ave) promedio sobre una carga resistiva R que un Vcd o Icd en la misma resistencia R.

Velocidad sincrónica: es la velocidad a la que se desplaza la fuerza magnetomotriz sobre el devanado trifásico.

Voltaje de pico inverso: es el máximo voltaje en polarización inversa (cuando no conduce) en el rectificador y depende del caso particular que se trate. Este valor se compara con el máximo que especifica el fabricante.

Voltaje de salida: Esta formado por dos componentes, el valor de corriente directa y la componente ondulatoria.

INDICE DE TABLAS

Tabla 6-1 Características para la selección de Sistemas de velocidad variable. 196

Tabla 7-1 Regulación de la velocidad por medio de resistencias en un motor de inducción de rotor devanado. 200

Tabla 7-2 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF=0.59. 203

Tabla 7-3 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF= 0.53. 204

Tabla 7-4 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF=0.48. 205

Tabla 7-5 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF=0.13. 206

Tabla 7-6 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF=0.15. 207

Tabla 7-7 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF=0.3. 208

Tabla 7-8 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con una velocidad inicial de 445 rpm. 217

Tabla 7-9 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o RectiflowEstático con una velocidad inicial de 612 rpm. 218

Tabla 7-10 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con con una velocidad inicial de 886 rpm. 219

Tabla 7-11 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con con una velocidad inicial de 1003 rpm. 220

Tabla 7-12 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con con una velocidad inicial de 1200 rpm. 221

Tabla 7-13 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con una velocidad inicial de 1352 rpm. 222

INDICE DE FIGURAS

Figura 2-1	Curvas característica par motor-velocidad de un motor de inducción jaula de ardilla y su carga.	11
Figura 2-2	Características par motor-velocidad de un motor de rotor devanado para diferentes valores de resistencia secundaria.	12
Figura 2-3	Circuito equivalente del motor de inducción.	14
Figura 2-4	Montaje en cascada con conexión mecánica de tipo Kramer para velocidad subsincrónica.	17
Figura 2-5	Diagrama de flujo de potencia para el Sistema Kramer	18
Figura 2-6	Montaje en cascada con conexiones eléctricas para velocidad subsincrónica.	19
Figura 2-7	Diagrama de flujo de potencia de montaje en cascada con conexiones eléctricas para velocidad subsincrónica.	21
Figura 2-8	Montaje en casacada Scherbius para regulación de velocidad en dos zonas.	22
Figura 2-9	Convertidor de frecuencia.	23
Figura 2-10	Diagrama esquemático del Sistema Rectiflow	27
Figura 2-11	Sistema Scherbius con convertidor dual.	29
Figura 2-12	Sistema Scherbius con cicloconvertidor	30
Figura 3-1	Partes principales de un motor de inducción	32
Figura 3-2	Segmentos laminados de estator y rotor del motor de inducción grandes.	34
Figura 3-3	Rotor de jaula de ardilla	34
Figura 3-4	a) Motor de inducción de rotor devanado, b) Diagrama esquemático del motor de inducción de rotor devanado.	35
Figura 3-5	a) Gráfico de los voltajes trifásicos	36
	b) Campo magnético giratorio para diferentes instantes de tiempo en un ciclo completo.	37

Figura 3-6	Voltaje inducido en una espira que es enlazada por líneas de flujo.	38
Figura 3-7	Dirección de la corriente inducida en una espira.	38
Figura 3-8	Fuerza inducida en la bobina.	39
Figura 3-9	Voltaje inducido en el rotor y sentido de giro.	39
Figura 3-10	Espira constituida por dos conductores.	41
Figura 3-11	Bobina con n_b espiras.	42
Figura 3-12	Grupos con tres bobinas.	42
Figura 3-13	Representación de una fase de dos polos.	42
Figura 3-14	Devanado doble capa.	43
Figura 3-15	Devanado de una capa.	43
Figura 3-16	a) Devanado imbricado, b) devanado ondulado.	44
Figura 3-17	Devanado imbricado de paso completo.	48
Figura 3-18	Forma de onda de la fmm de un devanado imbricado de paso completo.	48
Figura 3-19	Devanado imbricado de paso acortado.	49
Figura 3-20	Forma de onda de la fmm de un devanado imbricado de paso acortado.	49
Figura 3-21	Devanado ondulado de paso completo.	50
Figura 3-22	Flujo enlazado por una bobina de paso completo.	52
Figura 3-23	Voltaje inducido en una bobina en un ciclo completo.	52
Figura 3-24	Suma vectorial de los voltajes inducidos en un grupo distribuido.	55
Figura 3-25	Representación de los voltajes inducidos en un grupo para la determinación del factor de distribución.	55
Figura 3-26	Flujo máximo entrelazado por una bobina de paso completo y paso acortado.	56

Figura 3-27	Máquina elemental monofásica de dos polos con una sola bobina.	61
Figura 3-28	Curva de la fmm de la máquina elemental de la figura 3-26.	62
Figura 3-29	Curva de la fmm de la máquina elemental de la figura 3-26 desplazada ½.	62
Figura 3-30	Curva de la fmm del arrollamiento monofásico de la figura 3-27 de dos polos, mostrada con la fundamental y dos armónicas únicamente.	63
Figura 3-31	Máquina elemental de dos polos, tres fases.	66
Figura 3-32	La función $\operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)$ en diferentes instantes de tiempo.	69
Figura 3-33	Devanado trifásico con terminales numeradas según NEMA.	71
Figura 3-34	Conexión simple estrella.	72
Figura 3-35	Conexión doble estrella.	72
Figura 3-36	Conexión simple delta.	73
Figura 3-37	Conexión doble delta.	73
Figura 4-1	Diagrama esquemático de un motor de inducción trifásico, de rotor devanado.	75
Figura 4-2	Trayectoria magnética del estator y rotor.	76
Figura 4-3	Flujos de dispersión en las ranuras.	76
Figura 4-4	Flujo de dispersión en los cabezales.	77
Figura 4-5	Ilustración de la velocidad de las ondas de las fmms del estator y rotor en un motor polifásico.	83
Figura 4-6	Diagrama vectorial de tensiones y fmms (corrientes) del motor polifásico de inducción en carga.	86
Figura 4-7	Circuito equivalente del motor de inducción.	89
Figura 4-8	Circuito equivalente del motor de inducción.	89
Figura 4-9	Circuito equivalente del motor polifásico de inducción.	90

Figura 4-10	Circuito equivalente del motor polifásico de inducción.	90
Figura 4-11	Circuito equivalente del motor de inducción en vacío.	93
Figura 4-12	Circuito equivalente del motor polifásico de inducción.	96
Figura 4-13	Factores del efecto pelicular.	100
Figura 4-14	Factores de saturación.	101
Figura 4-15	Equilibrio de potencia en un motor de inducción polifásico.	107
Figura 4-16	Curvas características de funcionamiento en un motor de inducción.	108
Figura 5-1	Formas de onda del voltaje y corriente de entrada.	116
Figura 5-2	Rectificador monofásico de media onda.	121
Figura 5-3	Rectificador de media onda con carga RL.	122
Figura 5-4	Cargador de baterías.	124
Figura 5-5	Rectificador de onda completa con transformador con derivación central.	125
Figura 5-6	Rectificador puente de onda completa.	130
Figura 5-7	a) Voltaje de corriente directa contra m, y b) Factor de rizado contra m.	132
Figura 5-8	Rectificador trifásico de media onda.	137
Figura 5-9	Variaciones de voltaje y corriente en un circuito rectificador de media onda con carga resistiva.	137
Figura 5-10	Circuito trifásico de rectificación tipo puente.	141
Figura 5-11	Secuencia de encendido de los rectificadores.	142
Figura 6-1	Convertidor monofásico de tiristor con carga resistiva.	149
Figura 6-2	Convertidor monofásico completo	153
Figura 6-3	Convertidor monofásico dual.	158
Figura 6-4	Semiconvertidores monofásicos en serie.	161

Figura 6-5	Convertidores monofásicos completos.	165
Figura 6-6	Convertidor trifásico de media onda	168
Figura 6-7	Semiconvertidor trifásico.	171
Figura 6-8	Semiconvertidor trifásico para $\alpha \leq \pi/3$.	172
Figura 6-9	Convertidor trifásico completo.	175
Figura 6-10	Configuraciones para una salida de 12 pulsos.	176
Figura 6-11	Convertidor trifásico dual.	180
Figura 6-12	a) Convertidor del cicloconvertidor monofásico/monofásico. b) Formas de onda para cargas resistiva.	182 183
Figura 6-13	a) Circuito de un cicloconvertidor trifásico/monofásico. b) Forma de onda para carga resistiva en un cicloconvertidor trifásico/monofásico.	184 184
Figura 6-14	a) Diagrama esquemático del cicloconvertidor trifásico/trifásico. b) Fase a de un cicloconvertidor trifásico/trifásico.	185 185
Figura 6-15	Generación de las señales de compuerta del tiristor.	187
Figura 6-16	Circuito fundamental de un convertidor.	188
Figura 6-17	Operación fundamental del convertidor.	189
Figura 6-18	Circuito básico de un cicloconvertidor.	189
Figura 6-19	Los seis modos de operación del cicloconvertidor.	190
Figura 6-20	Convertidor trifásico de onda completa	190
Figura 6-21	Conmutación por la fuente fo(salida) < fi(entrada)	191
Figura 6-22	Conmutación por CEMF	193
Figura 6-23	Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos operando sin corriente circulante a) r=1, b) r=0.5, c) Qo= 0° d) fo= 1/6 fi.	194

Figura 6-24 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos operando sin corriente circulante a) r=1, b) r=0.05, c) Qo= 60° (atrasado), d) fo= 1/6 fi. 194

Figura 6-25 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos operando sin corriente circulante a) r=1, b) r=0.5, c) Qo= 60° (adelante), d) fo= 1/6 fi. 195

Figura 6-26 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos operando sin corriente circulante a) r=1, b) r=0.5, c) Qo= 180° (carga totalmente regenerativa), d) fo= 1/6 fi. 195

Figura 7-1 Diagrama esquemático de un sistema de regulación de velocidad con resistencias 198

Figura 7-2 Diagrama esquemático de un Sistema Rectiflow 202

Figura 7-3 Diagrama esquemático del Sistema Kramer Estático 211

Figura 7-4 Diagrama eléctrico del Sistema Kramer Estático 212

Figura 7-5 Circuito equivalente para el propulsor Kramer Estático 212

INDICE DE GRAFICAS

Gráfica 7-1 Curva característica de factor de potencia y eficiencia de un motor de inducción de rotor devanado con resistencias variables. 200

Gráfica 7-2 Curvas características de la Eficiencia en el Sistema Rectiflow a diferentes corrientes de campo. 209

Gráfica 7-3 Curvas características de Par- Velocidad del Sistema Rectiflow a diferentes corrientes de campo 210

Gráfica 7-4 Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 445 rmp 218

Gráfica 7-5 Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 612 rmp 219

Gráfica 7-6 Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 886 rmp 220

Gráfica 7-7 Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1003 rmp 221

Gráfica 7-8 Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1200 rmp 222

Gráfica 7-9 Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1352 rmp 223

Gráfica 7-10 Curvas características Par-Velocidad del sistema Scherbius. 224

AUTOBIOGRAFIA

Mi nombre es Emilio González Elizondo, nací en Monterrey N.L., el 22 de diciembre de 1954. Soy Ingeniero Mecánico Electricista y pasante de la carrera de Ingeniero en Control y Computación , egresado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León. Hijo único de los señores Emilio González Elizondo y Felicitas Elizondo de González finados los dos, de quienes tengo muy gratos recuerdos.

Actualmente mi meta es obtener el grado de maestro en ciencias de la Ingeniería Eléctrica con especialidad en potencia, con el siguiente tema de tesis: "Sistemas de recuperación de energía en motores de inducción de rotor devanado con recuperación de velocidad".

Mi experiencia profesional es en la docencia como maestro de licenciatura, en las áreas de máquinas eléctricas y electrónica de potencia.