



**Contenido**

<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>3</b>
<b>1.- CONVERSIÓN CA-CC – RECTIFICADORES CONTROLADOS</b> .....	<b>5</b>
Rectificador de media onda, onda completa y trifásico. Diferentes tipos de carga ..	5
Régimen de conducción continua y discontinua. Diodo de rueda libre. ....	12
Efecto de conmutación. ....	14
<b>2.- CONVERSIÓN CC-CC – FUENTES CONMUTADAS</b> .....	<b>15</b>
Topologías para conversión CC-CC. ....	18
El convertidor directo y el convertidor indirecto. ....	19
Convertidores básicos con un solo interruptor: reductor, elevador y reductor elevador. ....	27
Conducción continua y discontinua. ....	27
Convertidores aislados. ....	35
<b>3.- CONVERSIÓN CC-CA – INVERSORES AUTONOMOS</b> .....	<b>36</b>
Convertidor CC-CA de tensión:.....	37
Inversor onda cuadrada. ....	46
Técnicas de control de amplitud. Modulación por anchura de impulsos (PWM). ...	47
<b>4.- CONTROL DE MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA</b> .....	<b>51</b>
Características básicas del motor de CC: modelo estático y dinámico. ....	54
Características del grupo convertidor-motor de CC con excitación independiente.	55
Control de velocidad en lazo cerrado.....	56
Sistemas de regulación de velocidad de 2 y 4 cuadrantes. ....	57
<b>5.- CONTROL DE MOTORES DE INDUCCION</b> .....	<b>60</b>
Características básicas del motor de inducción: modelo estático. ....	61
Técnicas de control de velocidad para motores asincrónicos. ....	63
Control de velocidad: .....	65
a) por de tensión estatórica, b) por resistencia rotórica,	
b) por relación tensión–frecuencia. ....	66
<b>Ejercicio</b> .....	<b>67</b>
<b>Conclusiones</b> .....	<b>78</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA</b> .....	<b>79</b>



## INTRODUCCIÓN

La **electrónica de potencia** es una técnica relativamente nueva que se ha desarrollado gracias al avance tecnológico que se ha alcanzado en la producción de dispositivos semiconductores, y se define como "la técnica de las modificaciones de la presentación de la energía eléctrica" o bien como "la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control", el cual el control se encarga del régimen permanente y de las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado. La energía tiene que ver con el equipo de potencia estática, rotatoria o giratoria, para la generación, transmisión, distribución y utilización de la energía eléctrica. La electrónica se ocupa de los dispositivos y circuitos de estado sólido requeridos en el procesamiento de señales para cumplir con los objetivos del control deseados y la conversión de la energía eléctrica

La electrónica de potencia y la electrónica lineal.

Naturaleza interdisciplinaria de la electrónica potencia consta de tres elementos

1. Sistema y control (control de interruptores, control retro alimentado y sistema)
2. Potencia y energía (Procesamiento de energía, fuente de potencia, motores y accionamiento)
3. Electrónica y dispositivos (circuitos, magnetismo y semiconductores de potencia)

Evolución histórica del siglo XX al siglo XXI.

La introducción de las máquinas eléctricas y la distribución de la energía eléctrica inicio la nueva era eléctrica que caracterizo la primera mitad del siglo XX. Con la invención del transistor en el año de 1948 se inició la revolución electrónica, que nos introdujo en la era electrónica donde aparecen los circuitos integrados, ordenadores, comunicaciones, informática, Internet y la automatización que nos llevaron hacia la sociedad de la información que produjo el fenómeno de la llamada "globalización".

Mientras tanto, con la invención del tiristor en 1956 se produjo la segunda revolución electrónica, que culmina con la madurez de la electrónica de potencia a mediados del siglo XXI. Es importante destacar que la electrónica de potencia esencialmente consiste en una mezcla de tecnologías impulsoras de la era mecánica, de la era eléctrica y de la era electrónica. Nos encontramos ante una nueva tecnología realmente interdisciplinaria. La electrónica de potencia, con su esencia interdisciplinaria, está destinada a desempeñar un importante papel en la consecución de estos objetivos.

En general, cualquier conversión de energía eléctrica se puede realizar por procedimientos electromecánicos o por procedimiento electrónicos.

Los convertidores electrónicos disponen de las siguientes ventajas frente a los electromecánicos:

1. Mayor flexibilidad y más posibilidades de control.
2. Mayor estabilidad y mayor rapidez de respuesta, gracias a las características eléctricas.
3. Menor mantenimiento al no disponer de partes mecánicas
4. Mayor vida media y mayor fiabilidad.
5. No producción del arco eléctrico.

Como inconvenientes se pueden destacar:

1. Menor robustez eléctrica, al disponer de menor capacidad para soportar sobretensiones y sobre corrientes.
2. Mayor coste para algunas de sus aplicaciones.

Clasificación de los convertidores de potencia eléctrica.

Los dispositivos semiconductores utilizados en Electrónica de Potencia se pueden clasificar en tres grandes grupos, de acuerdo con su grado de controlabilidad:

1. Dispositivos no controlados: en este grupo se encuentran los Diodos. Los estados de conducción o cierre (ON) y bloqueo o abertura (OFF) dependen del circuito de potencia. Por tanto, estos dispositivos no disponen de ningún terminal de control externo.
2. Dispositivos semicontrolados: en este grupo se encuentran, dentro de la familia de los Tiristores, los SCR ("Silicon Controlled Rectifier") y los TRIAC ("Triode of Alternating Current"). En éste caso su puesta en conducción (paso de OFF a ON) se debe a una señal de control externa que se aplica en uno de los terminales del dispositivo, comúnmente denominado puerta. Por otro lado, su bloqueo (paso de ON a OFF) lo determina el propio circuito de potencia. Es decir, se tiene control externo de la puesta en conducción, pero no así del bloqueo del dispositivo.
3. Dispositivos totalmente controlados: en este grupo encontramos los transistores bipolares BJT ("Bipolar Junction Transistor"), los transistores de efecto de campo MOSFET ("Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor"), los transistores bipolares de puerta aislada IGBT ("Insulated Gate Bipolar Transistor") y los tiristores GTO ("Gate Turn-Off Thyristor"), entre otros.

Un equipo electrónico de potencia consta fundamentalmente de dos partes, tal como se muestra en la figura 1:

1. Un circuito de Potencia, compuesto de semiconductores de potencia y elementos pasivos, que liga la fuente primaria de alimentación con la carga. En éste circuito no se utilizan resistencias debido a su elevada disipación de potencia en forma de calor.
2. Un circuito de mando, que elabora la información proporcionada por el circuito de potencia y genera unas señales de excitación que determinan la conducción de los semiconductores controlados con una fase y secuencia conveniente.

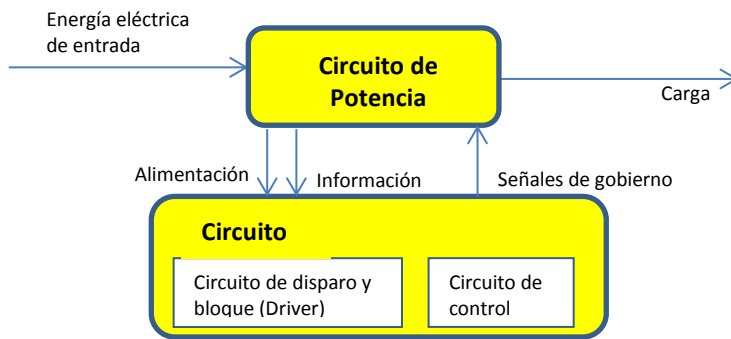


Figura 1- Sistema de potencia

## 1.- CONVERSIÓN CA-CC – RECTIFICADORES CONTROLADOS

### Rectificador de media onda, onda completa y trifásico.

#### Monofásica no controlada.

Todos sabemos que el voltaje eléctrico en la argentina es generado y distribuido en forma de voltaje alterno a una frecuencia de 50 Hz. y algunos países es de 60Hz. Debido a razones prácticas es necesario realizar la conversión de corriente alterna a corriente continua, esto se puede llevar a cabo mediante diodos rectificadores.

Media onda:

Esto se puede realizar con un circuito simple conocido como rectificador de media onda, el cual cambia el voltaje senoidal a una onda de voltaje pulsante como se muestra en la figura 1

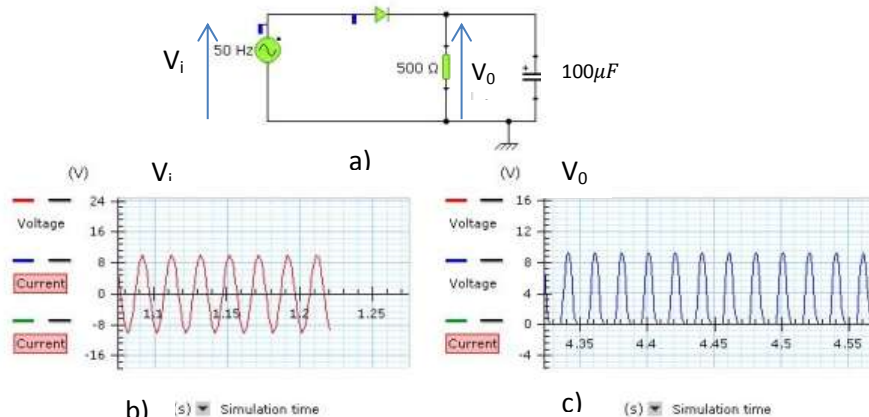
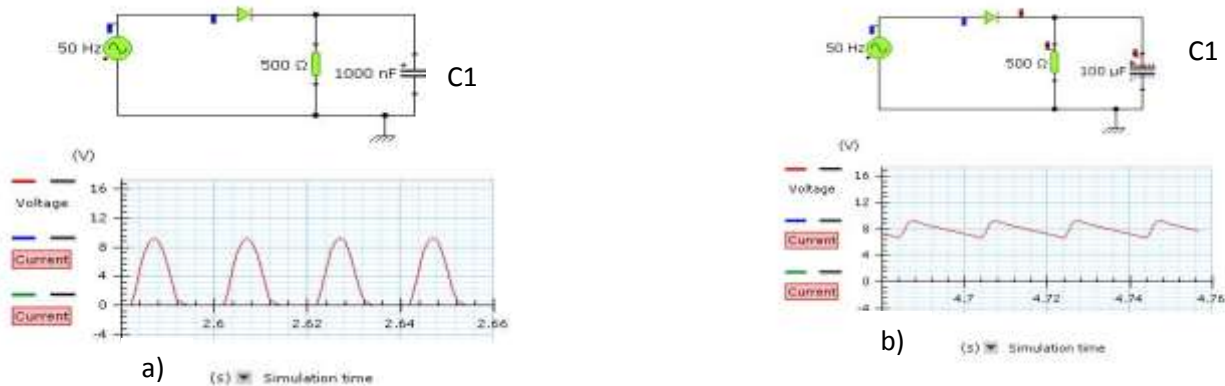


Figura 1 Simulación Circuito rectificador de media onda.

Mientras que el voltaje de entrada  $V_i$  de la figura 1. b) tiene un valor promedio de  $10V_i$  sinodal, el voltaje de salida de la figura 1. c) tiene un voltaje promedio de salida igual a  $9.7V_0$  Max en media onda, pero en este caso el voltaje no es perfectamente continuo.

Los voltajes de salida para  $C1 \gg 1/(R1 \cdot f)$  y para  $C1 = 1/(R1 \cdot f)$  son representados en la figura 2a y 2b respectivamente. De ambas figuras deducimos que entre mayor sea el capacitor, el voltaje de salida es mucho más cercano al voltaje constante, generalmente este voltaje de salida se representa como una señal continua a cual se le ha superpuesto una pequeña ondulación o voltaje de rizo (denotada por  $r$ ) que es el factor de relación entre el valor efectivo de la componente alterna y el valor medio del voltaje continuo a la salida del filtro.

$$r = \frac{V_{ref}}{V_{av}} \quad \text{donde} \quad V_{ref} = \frac{V_{rpp}}{2\sqrt{3}} \cong 0.3V_{rpp}$$



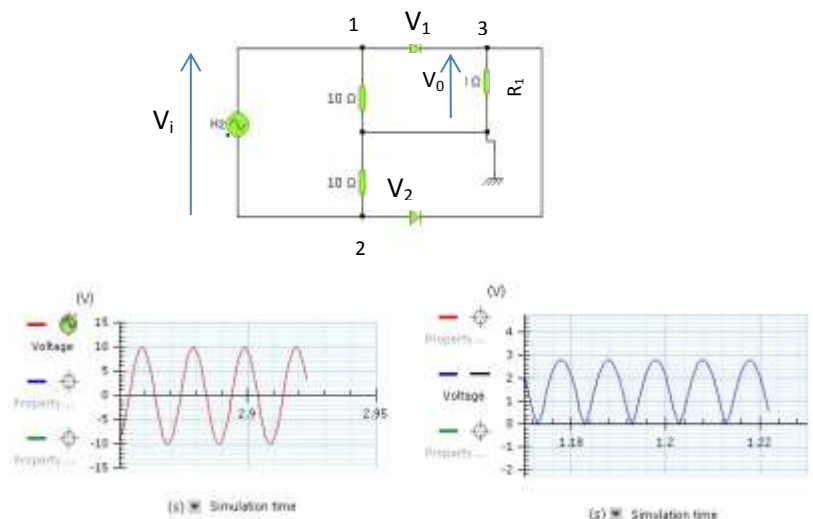
**Figura 2.-** Simulación de voltajes y corrientes de salida para diferentes valores del capacitor C.

Onda completa:

El rectificador de onda completa es usado durante el periodo total del voltaje de entrada, reduce considerablemente el voltaje de rizo y mejora el voltaje de salida continuo. Considere por ejemplo el circuito de la figura 3, donde el voltaje de salida del generador  $V_i$  es aplicado a los puntos 1 y 2.

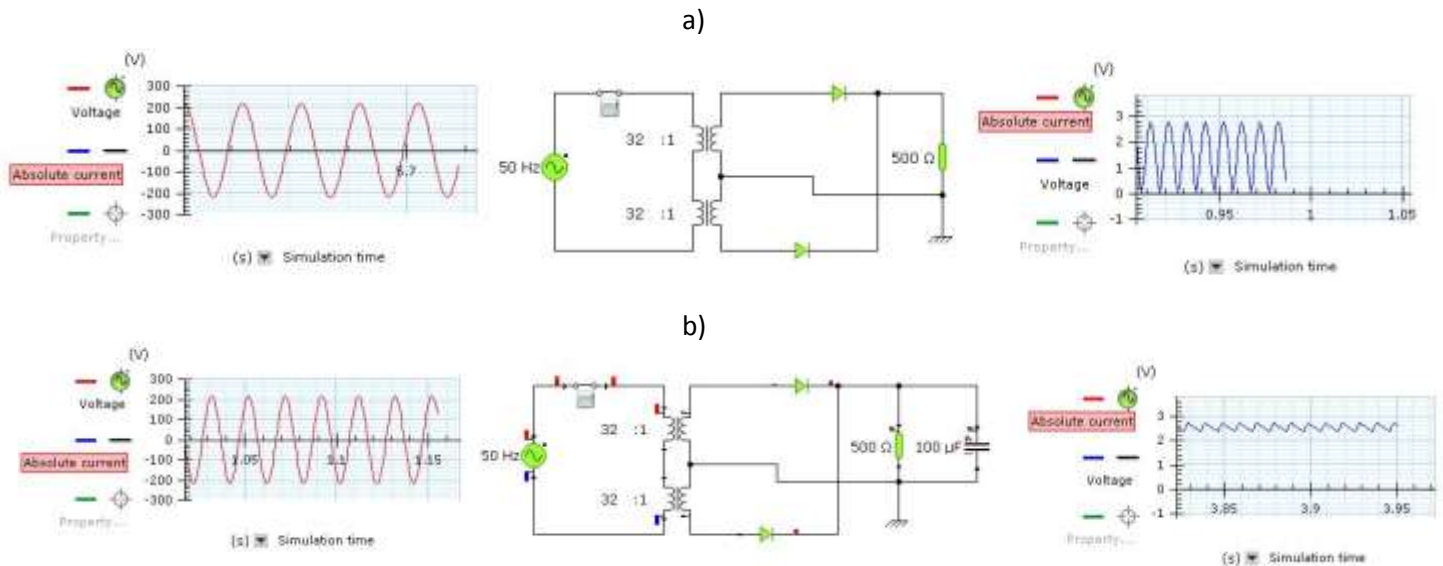
En esta situación el diodo  $V_1$  está directamente polarizado y el diodo  $V_2$  inversamente polarizado, de forma que la corriente fluye a través de  $V_1$  y la carga resistiva  $R_1$ , cuando la polaridad cambia el diodo  $V_2$  conduce.

**Figura 3.** Simulación de rectificador de onda completa sin transformador. Para esta configuración se supone que podemos obtener factores de rizo más bajos y que cada diodo tiene que soportar un voltaje inverso igual a  $V_{i,max}$ , que es aproximadamente igual al doble del voltaje continuo de salida.



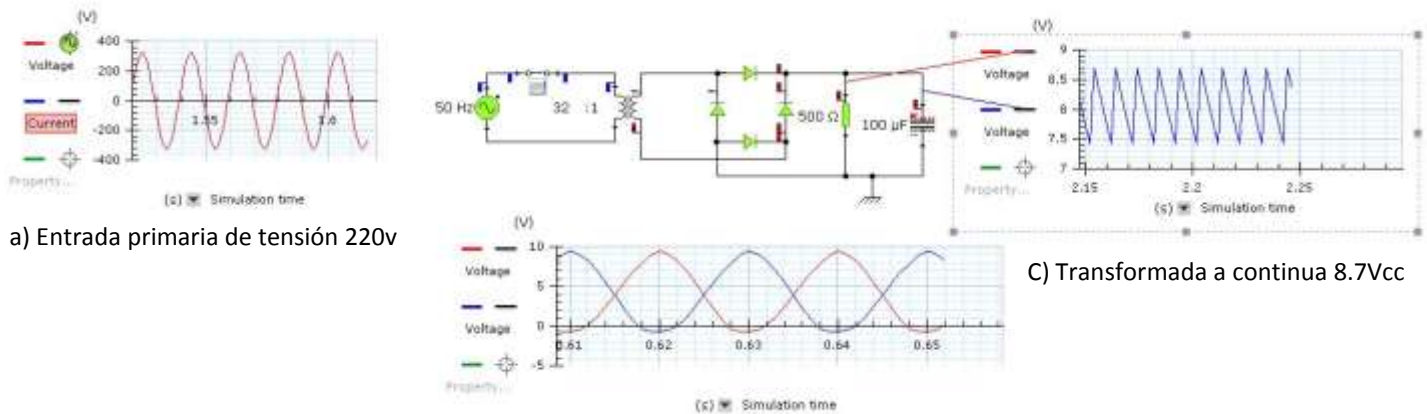


En el rectificador de onda completa de la figura 3, la resistencia R presenta la desventaja de quitarle potencia a la carga, pero si usamos un transformador con derivación central como se ilustra en la figura 4,



esta desventaja desaparece.

**Figura 4.** Simulación de rectificador de onda completa con transformador en derivación central y en la figura 4. b) vemos al colocar un capacitor como se hace más continúa, teniendo una gráfica de onda de diente de sierra.

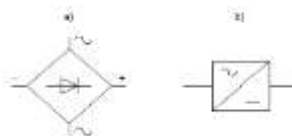


a) Entrada primaria de tensión 220v

c) Transformada a continua 8.7Vcc

**Figura 5**

b) salida del transformador secundario de tensión 10v



**Figura 6.-** Símbolo eléctrico de un puente de diodos.

### Ratificadores trifásicos no controlado

En aplicaciones industriales, donde se dispone de alimentación trifásica, es preferible el empleo de circuitos rectificadores de tres fases en lugar de los monofásicos, debido a que poseen un menor rizado de salida y capacidad para el manejo de potencias más altas.

Dentro de los rectificadores trifásicos, se distinguen los siguientes grupos:

1. Rectificadores trifásicos de media onda o rectificadores de tres pulsos. Están formados por tres diodos que conducen un máximo de  $120^\circ$ . Cada  $120^\circ$  entra en conducción un nuevo dispositivo.
2. Rectificadores trifásicos de onda completa (puente trifásico) o rectificador de seis pulsos. En este caso, son seis los diodos los que configuran el circuito. Cada diodo conduce un máximo de  $120^\circ$ . Cada  $60^\circ$  entra en conducción un nuevo dispositivo.

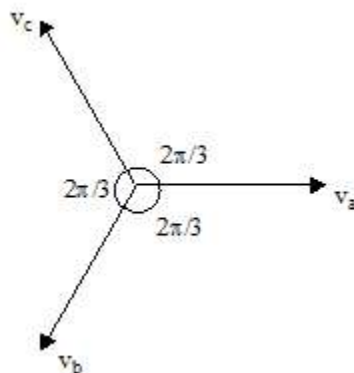
Si se desprecia la inductancia de la fuente trifásica de alimentación, la tensión de salida de los rectificadores trifásicos no controlados (y en general de los polifásicos) coincide con la tensión más alta de las entradas. Las tensiones de fase vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$V_a = V_s \sin(\omega t)$$

$$V_b = V_s \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_c = V_s \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

Tensiones trifásicas.



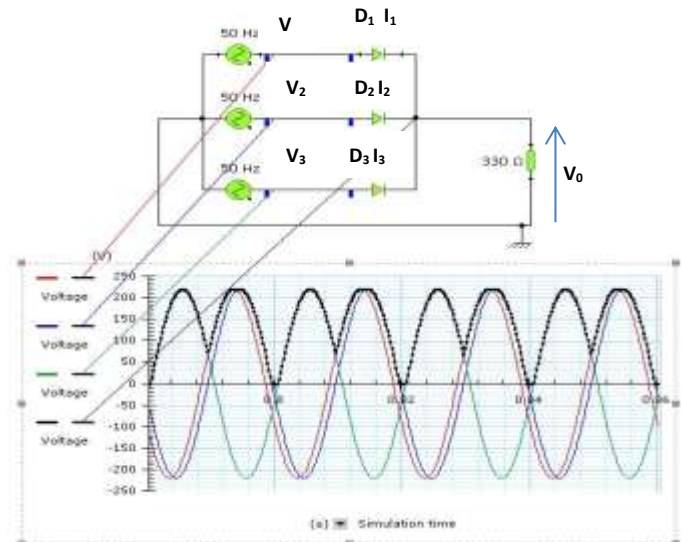
A continuación se analizarán los circuitos rectificadores trifásicos no controlados de media onda y de onda completa cuando la inductancia de la fuente de alimentación se considera despreciable y cuando ésta sí afectan al funcionamiento del circuito.



### Rectificador trifásico no controlado de media onda

La figura 7 muestra un rectificador trifásico no controlado de media onda cuando se considera despreciable la inductancia de la fuente trifásica. Esta característica hace que la conmutación entre diodos sea inmediata. El rectificador alimenta a una carga altamente inductiva. Por ello, puede modelarse como una fuente de corriente (figura 7).

**Figura 7.** Rectificador trifásico no controlado de media onda con inductancia en la fuente despreciable. Formas de onda en un rectificador trifásico no controlado de media onda ( $L_s=0$ ). Corriente continua en la carga.



En la figura 7 se observa que los tres diodos tienen el cátodo conectado a un mismo punto común. En cada intervalo de funcionamiento conduce un único diodo, aquél cuyo ánodo esté conectado a la tensión de fase que en ese momento sea mayor. En el momento en que dos diodos tengan la misma tensión de ánodo, esto es, que el valor de la tensión de fase a ellos conectada sea el mismo, se producirá la conmutación entre ellos. A continuación se muestra el funcionamiento del circuito.

a) Intervalo:  $\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6}$

En este intervalo, la tensión  $v_a$  es mayor que  $v_b$  y  $v_c$ . Por tanto,  $D_1$  se encuentra en conducción, mientras que  $D_2$  y  $D_3$  se encuentran cortados. Así, en este intervalo se cumple que:

$$\begin{aligned} I_a &= I_o \\ I_b &= 0 \\ I_c &= 0 \\ V_0 &= V_a \end{aligned}$$

b) Intervalo:  $\frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2}$

En  $\omega t=5\pi/6$ , la tensión  $v_a$  se iguala a  $v_b$ , por lo que se produce la conmutación entre  $D_1$  y  $D_2$ . A partir de entonces  $v_{ab}$  y  $v_{cb}$ , es decir,  $D_2$  conducirá, mientras que  $D_1$  y  $D_3$  estarán cortados. Los valores de las intensidades de cada rama del circuito y de la tensión de salida vienen dadas por :

$$I_a = 0$$

$$I_b = 0$$

$$I_c = I_0$$

$$V_0 = V_c$$

**c) Intervalo:**  $\frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{13\pi}{6} = 2\pi + \frac{\pi}{6}$

En  $\omega t = 3\pi/2$ , la tensión  $v_b$  es igual a la tensión  $v_c$ , esto es,  $D_2$  se apaga y  $D_3$  pasa a conducir. A partir de entonces  $v_{bc}$  y  $v_{ac}$ , por lo que tanto los diodos  $D_1$  como  $D_2$  estarán cortados en el intervalo, Las intensidades de cada rama del circuito valen:

$$I_a = 0$$

$$I_b = 0$$

$$I_c = I_0$$

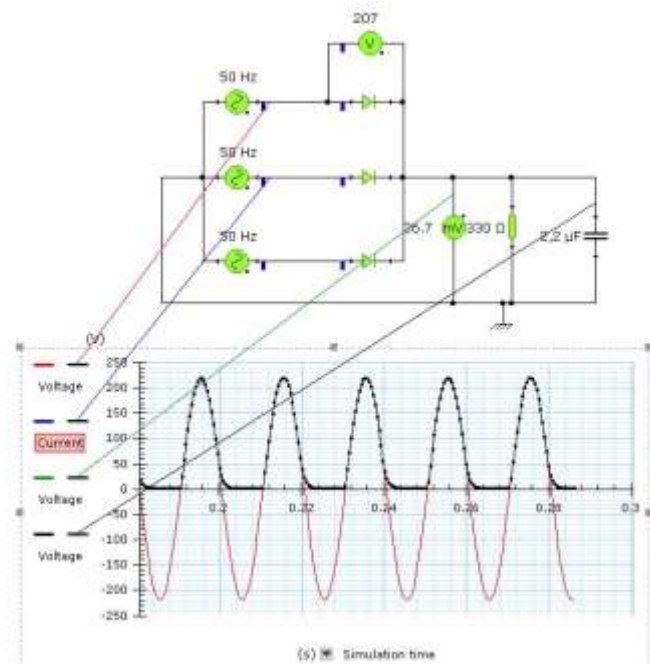
$$V_0 = V_c$$

Como puede observarse, al circular la intensidad por la carga de forma continua, cada diodo conduce  $120^\circ$ . Como en cada intervalo sólo está activo un diodo, cada  $120^\circ$  se producirá una conmutación.

En el caso aquí analizado se ha supuesto que el valor de la bobina es mucho mayor que el de la resistencia, esto es,  $L \gg R$ , por lo que la corriente que circula por la carga es continua y de valor constante  $I_0$ . Sin embargo, dependiendo de la relación entre  $L$ ,  $R$  y f.e.m. que constituyen la carga del rectificador, puede resultar una corriente discontinua  $i_0$ , es decir, corriente de salida nula en determinados intervalos del funcionamiento del circuito.

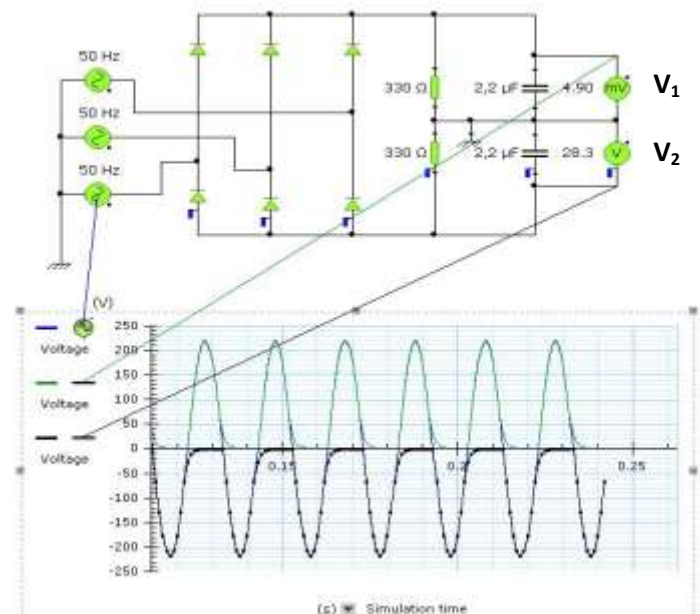
Figura 8. Para el siguiente circuito de rectificación trifásica de media onda realizar:

- a) Con  $RL = 330\Omega$ , observar la onda de tensión  $V_L$  sobre dicha carga. Medir los valores máximo, mínimo y medio de la tensión.
- b) Observar la onda de tensión  $V_D$  sobre un diodo y medir su valor inverso máximo.
- c) Observar la onda de corriente  $i_D$  y medir su valor máximo.
- e) Filtrando la tensión de salida con  $C = 2.2\mu F$ , observar el efecto en  $V_L$  y en la corriente por los diodos  $V_D$ .



Para el siguiente circuito de rectificación trifásica de onda completa se realizara:

Con  $R_L = 330\Omega$  y  $C = 2.2\mu F$ , observar las tensiones resultantes  $V_1$  y  $V_2$  en las cargas y comparar sus valores con la amplitud de la tensión de fase de excitación. **(Figura 9)**



## RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA CONTROLADA

Dentro de la familia de dispositivos pnpn, el rectificador controlado de silicio (SCR) es, sin duda, el de mayor interés hoy en día, y fue presentado por primera vez en 1956 por los Bell Telephone Laboratories. Algunas de las áreas más comunes de aplicación de los SCR incluye controles de relevador, circuitos de retardo de tiempo, fuentes de alimentación reguladas, interruptores estáticos, controles de motores, recortadores, inversores, cicloconvertidores, cargadores de baterías, circuitos de protección, controles de calefacción y controles de fase.

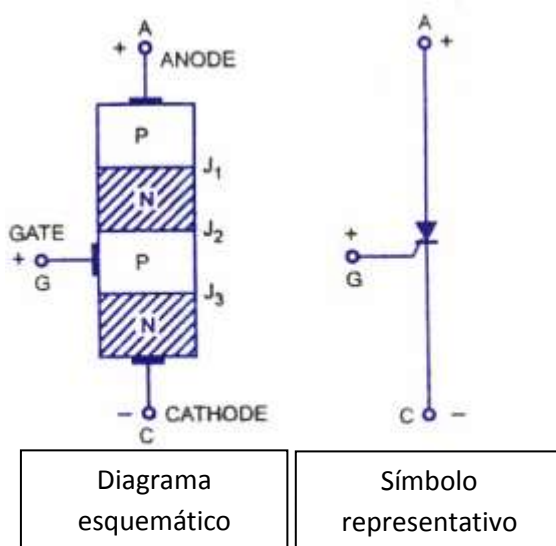
En años recientes han sido diseñados SCR para controlar potencias tan altas de hasta 10 MW y con valores individuales tan altos como de 2000 A a 1800 V. Su rango de frecuencia de aplicación también ha sido extendido a cerca de 50 kHz, lo que ha permitido algunas aplicaciones de alta frecuencia.

### Operación Básica del Rectificador Controlado de Silicio

Como su nombre lo indica, el SCR es un rectificador construido con material de silicio con una tercera terminal para efecto de control. Se escogió el silicio debido a sus capacidades de alta temperatura y potencia. La operación básica del SCR es diferente de la del diodo semiconductor de dos capas fundamental, en que una tercera terminal, llamada compuerta, determina cuándo el rectificador conmuta del estado de circuito abierto al de circuito cerrado. No es suficiente sólo la polarización directa del ánodo al cátodo del dispositivo. En la región de conducción la resistencia dinámica el SCR es típicamente de 0.01 a 0.1 $\Omega$ . La resistencia inversa es típicamente de 100 k $\Omega$  o más.



El símbolo gráfico para el SCR se muestra en la figura 10., y las conexiones correspondientes a la estructura de semiconductor de cuatro capas.



**Figura 10** Silicón Controlled Rectifier  
(Rectificador controlado de silicio)

### Aplicaciones del SCR

Tiene variedad de aplicaciones entre ellas están las siguientes:

- Inversores.
- Ciclo conversores.
- Cargadores de baterías.
- Circuitos de protección.
- Controles de calefacción.
- Controles de fase.
- Controles de relevador.
- Circuitos de retardo de tiempo.
- Fuentes de alimentación reguladas.
- Interruptores estáticos.
- Control de motores
- Recortadores

### Régimen de conducción continua y discontinua. Diodo de rueda libre.

#### Modo de conducción continúa

En la Figura 11 se muestra el comportamiento del convertidor durante el intervalo de tiempo ( $t_c$ ) en que la llave S permanece cerrada, y en la Figura 12 se muestra el comportamiento del convertidor durante el intervalo de tiempo ( $T-t_c$ ) en que la llave S permanece abierta, siendo T el período de conmutación.

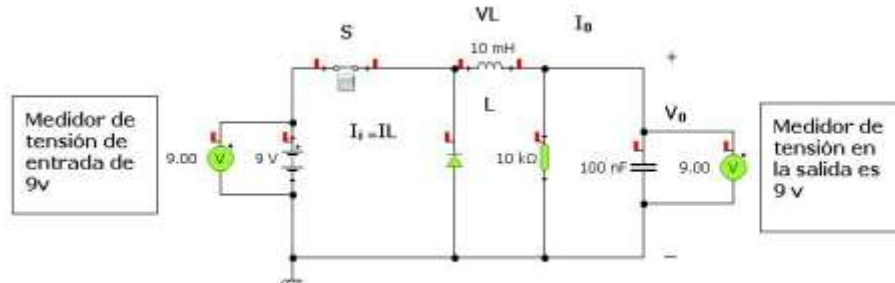


Figura 11. Circuito resultante del convertidor con S ON,

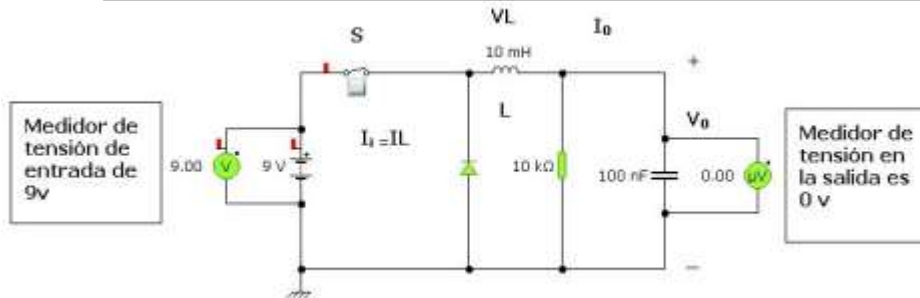


Figura 12. Circuito resultante del convertidor con S OFF

Se define el ciclo de trabajo D como el cociente entre  $t_c$  y el tiempo total T de la forma:

$$D = \frac{t_c}{T}$$

con  $T = \frac{1}{f_{\text{conmutación}}}$

Resolviendo se obtiene:

$$V_0 = D \cdot V_i$$

Por lo tanto la relación de conversión del convertidor reductor, resulta

$$\frac{V_0}{V_i} = D$$

La relación de conversión dada lineal entre la tensión media de salida  $V_0$  y la tensión media de entrada  $V_i$ , cuya proporcionalidad está dada por el ciclo de trabajo D. En la Figura 13 se representa la variación relativa de  $V_0$  respecto de  $V_i$  al varía el ciclo de trabajo D de la llave S, que es siempre mayor que cero. Cuando  $D = 0$ , la llave está abierta durante todo el período de conmutación y la tensión a la salida es nula. Mientras que cuando  $D = 1$ , S está permanentemente cerrada y la tensión de salida es exactamente  $V_i$ , que es el máximo valor de tensión posible a la salida. En la práctica los rangos de D se ven restringidos entre un 10% a un 90% del rango total

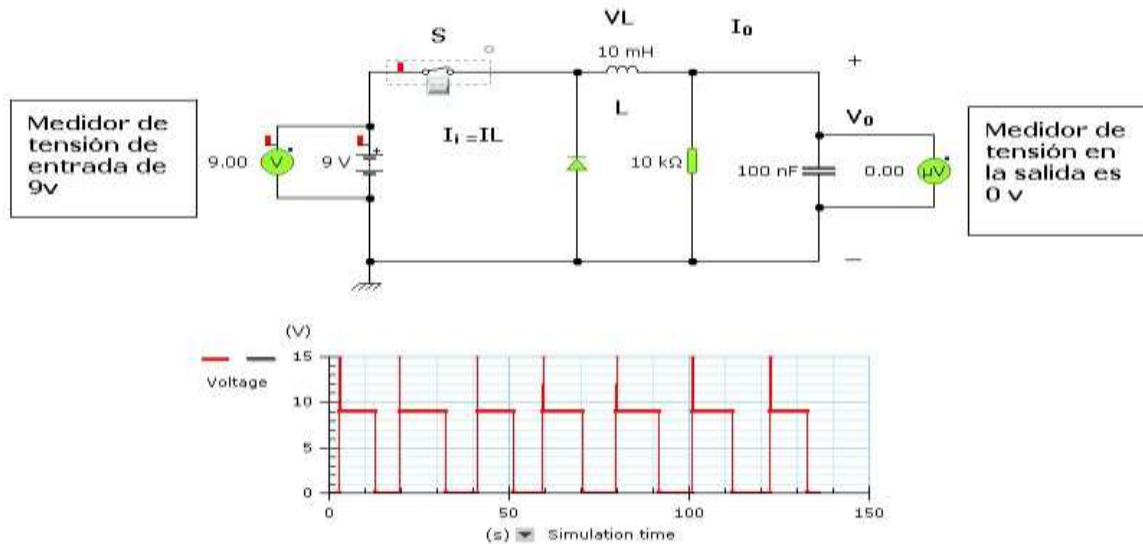


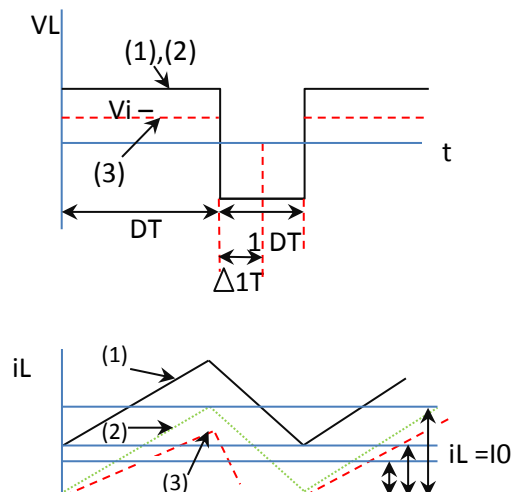
Figura 13 Simulación de un circuito abierto cerrado en intervalo de tiempo

### Modo de conducción discontinua

En la Figura 14 se muestra diferentes condiciones de carga del convertidor reductor. Siendo la corriente de carga  $I_o$  igual al valor medio de corriente en el inductor  $I_L$  a medida que se reduce  $I_o$  se reduce  $I_L$  como se ve en los casos (1), (2) y (3). La condición (1) corresponde a una corriente de carga que establece el modo de conducción continua sobre el inductor. La condición de carga (2) es una condición particular donde la corriente  $I_L$  se anula al final del ciclo de conmutación y es denominada modo de conducción crítica. En este caso  $I_L$  es exactamente la mitad de la variación de corriente por el inductor. Si la corriente demandada por la carga se reduce, entonces también lo debe hacer el área encerrada bajo la curva de la corriente por e v inductor, como lo indica la condición de carga (3). En este caso el convertidor pasa a operar en MCD. En realidad el inductor intenta invertir el sentido de la corriente, antes de finalizar el ciclo de conmutación, pero la presencia del diodo D en serie con la inductancia lo impide, forzando a permanecer nula hasta iniciarse el próximo ciclo de conmutación. Al cortarse el diodo, la tensión de salida  $V_o$  queda completamente aplicada sobre éste, por lo tanto la tensión sobre el inductor  $L$  se anula como se ve en la Figura 14.

En estado estacionario se debe seguir cumpliendo la condición, por lo tanto la tensión  $V_o$  debe crecer respecto de su valor en MCC.

Figura 14. Tensión y corriente por el inductor en MCC, modo crítico y en MCD.





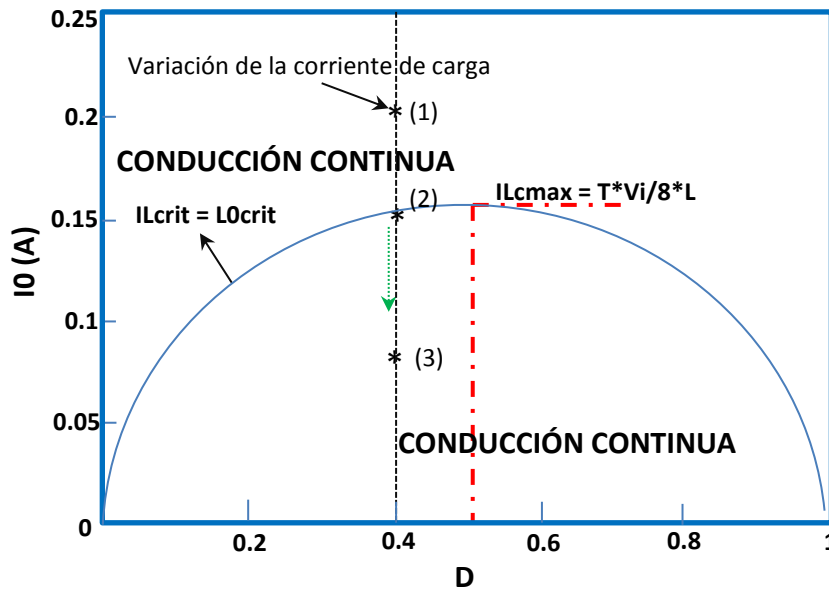


Figura 15. Variación de la corriente crítica en función del ciclo de trabajo D

**Efecto de conmutación.  
MOSFET**

- Tiene las curvas características casi idénticas a las de los JFET.
- Existe un delgado canal de material semiconductor tipo n que comunica la fuente con el drenador. Encima de éste canal, se encuentra el material aislante y la capa metálica (aluminio o silicio poli cristalino), que forma la puerta.
- La diferencia de funcionamiento con el JFET de canal n reside en que el MOSFET de depleción puede funcionar con valores positivos de  $V_{gs}$ , mientras que esto no se puede hacer en el JFET (polarización directa de la puerta).

Departamento de Ingeniería de la Información y Comunicaciones Universidad de Murcia 19

- Las curvas de características de salida son casi idénticas, y las ecuaciones del JFET de canal n se pueden aplicar al MOSFET de depleción de canal n.

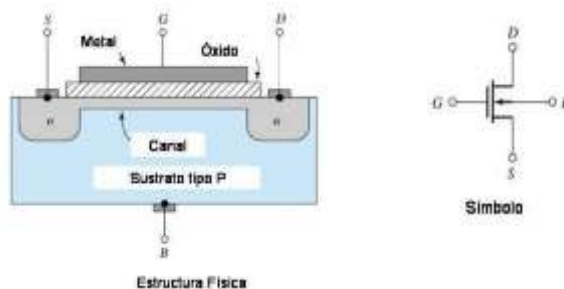


Figura 16

Clasificación de los FET

TRANSISTOR DE EFECTO CAMPO DE UNIÓN (JFET)		CANAL N	
		CANAL P	
TRANSISTORES DE METAL OXIDO SEMICONDUCTOR DE EFECTO CAMPO (MOSFET)	ACUMULACION O ENRIQUECIMIENTO	CANAL N (NMOS)	
		CANAL P (PMOS)	
	DEPLEXION O EMPOBRECIMIENTO	CANAL N	
		CANAL P	

El JFET en conmutación

- Al igual que el BJT, los FET pueden trabajar como un interruptor, aunque en este caso en vez de trabajar entre corte y saturación, se trabaja entre corte y zona óhmica.
- En el caso del JFET, la tensión  $V_{gs}$  se restringe a dos valores: 0 v o una tensión negativa mayor o igual a  $V_{gs}$  (off), sin exceder la tensión de ruptura.
- En el caso de trabajar como interruptor paralelo, el JFET precisa una  $V_{en}$  menor de 100 mV. Además,  $R_d$  debe ser mucho mayor que  $R_{ds}$ .
- Cuando  $V_{gs}$  es cero, actúa en la zona óhmica como interruptor cerrado.
- En este caso,  $V_{sal}$  es mucho menor que  $V_{en}$  debido al divisor de tensión.
- Cuando es más negativa que  $V_{gs}$  (off), el JFET está en corte, por lo que  $V_{sal}$  es igual a  $V_{en}$ .

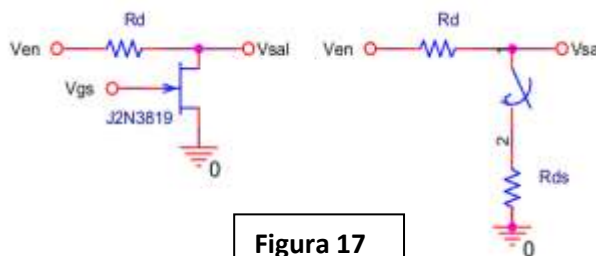


Figura 17

- Cuando el JFET trabaja como interruptor serie, si la  $V_{gs}$  es cero, el interruptor estará cerrado y el JFET equivale a una resistencia de valor  $R_{ds}$ . En este caso la salida es prácticamente igual a la entrada.
- Si la  $V_{gs}$  es igual o más negativa que  $V_{gs}$  (off), el JFET está abierto y  $V_{sal}$  es 0V.

- El JFET se utiliza más como interruptor serie porque su razón conexión – desconexión es mucho más alta.
- La razón conexión – desconexión es la relación entre la señal de salida a nivel
- La razón conexión – desconexión es la relación entre la señal de salida a nivel alto, y la señal de salida a nivel bajo. Cuanto mayor sea, más fácil será discriminar entre ambos estados.

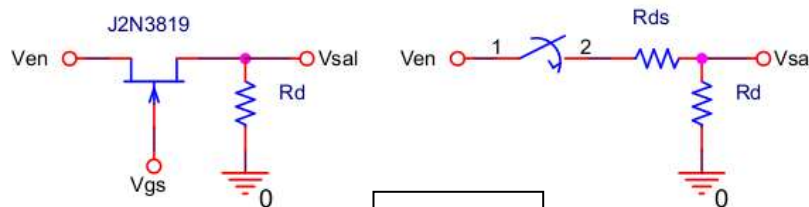


Figura 18

### El NMOS en conmutación

- El NMOS por su tensión umbral, es ideal para emplearse en conmutación, de ahí que haya revolucionado la industria de las computadoras.
- Cuando la tensión de puerta es mayor que la tensión umbral, el dispositivo conduce.
- En la figura se muestra el inversor con carga pasiva (resistencia normal), funciona con una  $V_{en}$  menor que la  $V_t$  o mayor que  $V_t$ . (Ej: 0 v y +5 v)
  - Si  $V_{en}$  es menor que  $V_t$ , estará en corte, y la  $V_{sal} = V_{dd}$ .
  - Si  $V_{en}$  es mayor que  $V_t$ , estará en conducción y  $V_{sal}$  cae a un valor pequeño.
  - Si  $V_{en}$  es mayor que  $V_t$ , estará en conducción y  $V_{sal}$  cae a un valor pequeño.
- Debe ser  $R_{ds} \ll R_d$  en la zona óhmica (funcionamiento correcto).

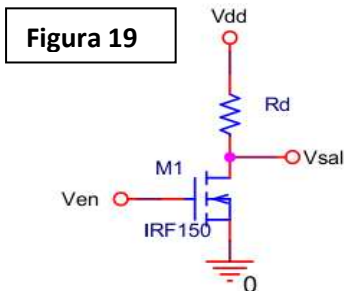


Figura 19

- Inversor: la salida tiene nivel opuesto a la entrada.
- Los circuitos de conmutación son menos exigentes que los de amplificación. Sólo se requiere que se pueda reconocer fácilmente dos estados diferentes.
- Se puede simplificar a un interruptor, como en el caso de los JFET.



### El NMOS en conmutación

- El inconveniente de utilizar una carga pasiva es que el tamaño de integración es mucho mayor que el propio MOSFET.
- En el primer esquema se muestra un inversor con carga activa.
- El MOSFET inferior actúa como conmutador, mientras que el superior sustituye a la carga pasiva del ejemplo anterior, trabajando como una resistencia de elevado valor, ya que  $V_{gs}=V_{ds}$ , y los puntos que cumplen dicha igualdad sobre las curvas características del MOSFET ( $V_{ds}$  vs  $I_d$ ;  $V_{gs}$ ) presentan mayor resistencia que la correspondiente a la zona óhmica (MOSFET inferior).

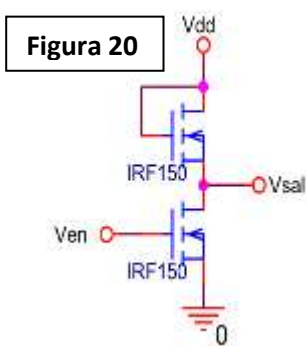


Figura 20

- El inversor CMOS (MOS complementarios), se construyen con un transistor canal p y otro n
- Es el más importante de todos por su consumo extremadamente bajo.
- Cuando uno conduce, el otro está en corte. Así, se reduce la intensidad que circula por el transistor en conducción.

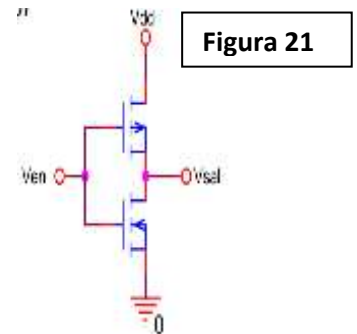


Figura 21

## 2.- Conversión CC-CC – Fuentes conmutadas

Un convertidor cc / cc es aquel que transforma niveles de tensión continua en niveles de tensión continua controlada (regulada).

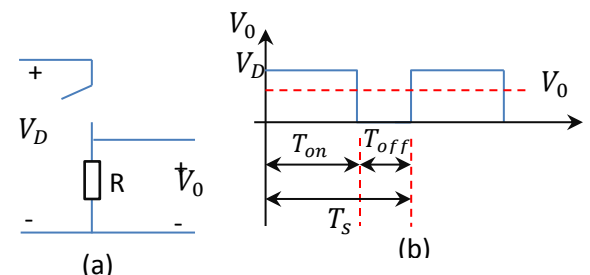
Pueden ser de dos tipos:

- reductor: es aquel que la tensión de salida es menor que el de entrada.
- elevador: es aquel que la tensión de salida es mayor que el de entrada.

### Topologías para conversión CC-CC.

Considérese el modelo de convertidor cc-cc básico mostrado en la figura 22-a. Este convertidor, que es el más simple de entre la gama de convertidores cc-cc, presenta un rizado bastante acusado no sólo en su tensión de salida  $V_0$ , sino también en la corriente de entrada  $i_D$ .

Figura 22 Convertidor

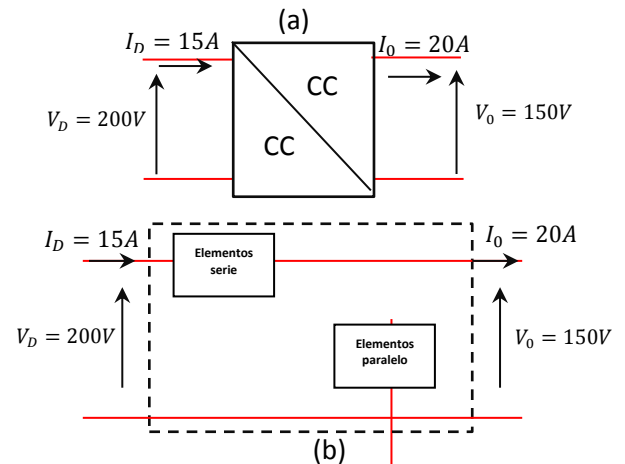


Este elevado número de armónicos puede ocasionar daños en la carga, especialmente si ésta la

constituye un circuito integrado digital que únicamente funciona de forma adecuada si se activa con tensión continua de muy poco rizado. Además, la presencia de armónicos podría producir interferencias con otros aparatos tales como ordenadores o equipos de comunicación.

De esta forma, un convertidor cc-cc debe introducir en la propia topología básica elementos que consigan obtener tensiones y corrientes con muy poco contenido de armónicos.

En la figura 23-a de forma esquemática como un cuadripolar, donde se han fijado los valores de la tensión e intensidad de entrada y los valores de tensión e intensidad de salida deseados. En el interior de la caja que conforma el convertidor deben existir elementos en serie y elementos en paralelo que permitan obtener estos valores de tensión y corriente de salida deseados a partir de los indicados a la entrada (ver figura 23-b). Así, la diferencia entre las tensiones de entrada y de salida  $V_D - V_0 = 50V$  debe caer en este elemento serie, en tanto que el elemento en paralelo es el que proporciona un camino a la diferencia entre la corriente de entrada  $I_D$  y de salida  $I_0$ .



**Figura 23** Tipología de un convertidor cc/cc básico.

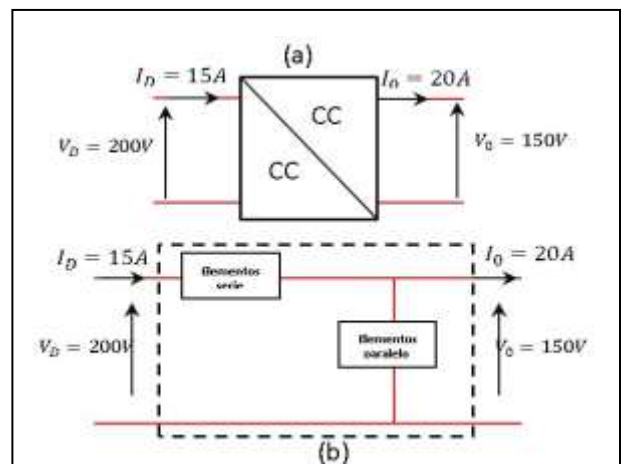
En la figura 23-b se observa, además, que la potencia a la entrada del convertidor es igual a la potencia de salida, es decir:

$$V_D I_D = V_0 I_0$$

De esta forma, el convertidor no consume potencia, es decir, la potencia que absorbe el elemento en serie es idéntica a la suministrada por el elemento paralelo.

El único elemento capaz de soportar tensión o corriente sin disipar energía es el interruptor. Además, el valor medio de la tensión que soporta un interruptor o el valor medio de la corriente que circula por él, puede controlarse variando el tiempo de conducción, esto es, variando  $t_{on}$ .

Pero el empleo de interruptores supone obtener tensiones e intensidades con mucho rizado, ya que un interruptor proporciona un control todo/nada. Así, los valores medios de la tensión e intensidad difieren de forma apreciable respecto a sus valores instantáneos. Una solución a este problema la ofrece el empleo de filtros paso-bajo a la entrada y salida del convertidor. Incluyendo filtros de tales características se consigue un sistema que realice la transformación requerida en cada caso. En algunas ocasiones, estos filtros paso-bajo son de primer orden, lo que requiere valores de la bobina y del condensador elevados (ver figura 24-a). Sin



**Figura 24** Convertidor cc-cc con filtros paso-bajo de primer orden (a) y de segundo orden (b) conectados a la entrada y salida.

embargo, en otros casos en los que se desea un filtrado mayor, se emplean filtros de segundo orden, donde los valores de las bobinas y de los condensadores son menores que los utilizados en los de primer orden (ver figura 24-b).

### Célula canónica

Se denomina célula canónica al bloque básico de convertidores CC-CC. Así, una célula canónica es el esquema que muestra la figura 24-a re escrito de la forma que indica la figura 25. A partir de la célula canónica y según la forma en que se conecten los terminales de entrada y de salida del convertidor, surgen las diferentes topologías de convertidores CC-CC.

La célula canónica consiste en un bloque de tres terminales. Dependiendo de qué terminal se elija como punto común de las puertas de entrada y salida, se obtienen las tres formas de conexión posibles. Sin embargo, debido a la simetría de la célula, el empleo de los terminales A o B como punto común de ambas puertas origina circuitos idénticos. Por tanto, son dos las formas de conectar la célula canónica entre los terminales de entrada y salida. Así, si el terminal B (o A) se toma como punto común, el convertidor resultante se denomina convertidor directo, ya que si el interruptor  $S_{xy}$  se encuentra cerrado, la entrada y la salida se encuentran conectadas. Por contra, cuando es el terminal C el considerado como el común para la entrada y la salida, el convertidor resultante recibe el nombre de convertidor indirecto, por no haber un camino directo entre ambas.

Las figuras 26-a y 26-b muestran las configuraciones definidas.

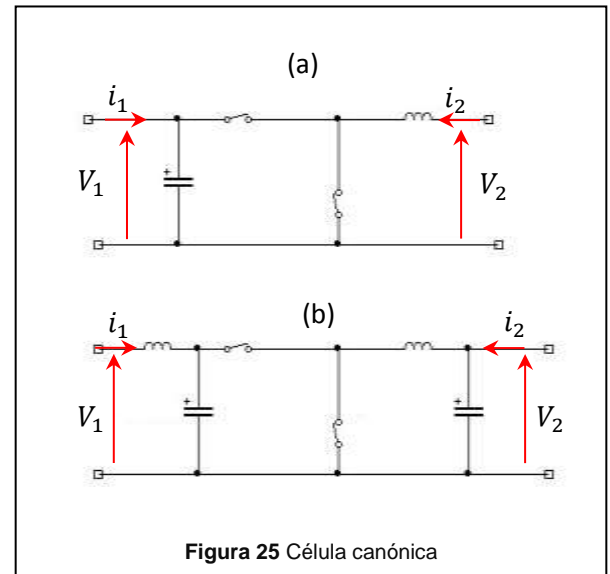


Figura 25 Célula canónica

### El convertidor directo y el convertidor indirecto.

#### Convertidor directo

La figura 26-a representa un convertidor cc-cc directo donde se ha considerado al terminal B como el punto común de conexión para la entrada y la salida. En él se supone que los valores del condensador y de la bobina que configuran el filtro paso bajo de primer orden son los suficientemente grandes como para eliminar el rizado de las tensiones e intensidades de entrada y salida de forma respectiva.

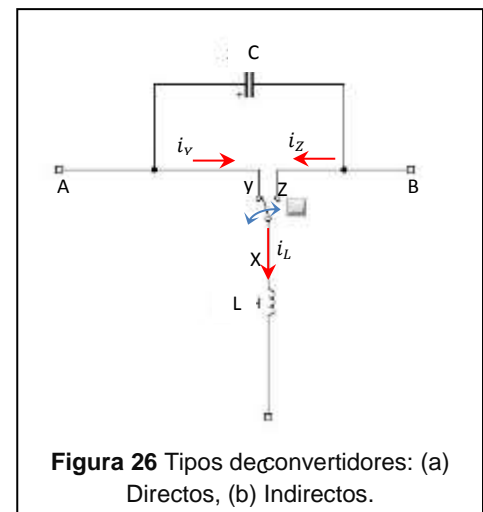


Figura 26 Tipos de convertidores: (a) Directos, (b) Indirectos.

El interruptor S puede tomar dos estados diferentes excluyentes entre sí: bien conecta los nudos x e y ( $S_{xy}$  o interruptor en serie) o bien los nudos x y z ( $S_{xz}$  o interruptor en paralelo).

De la figura 26-a se extraen las expresiones:

$$V_2 = v_L + v_{xz}$$

$$I_1 = i_y + i_c$$

Calculando los valores medios de las ecuaciones  $V_2$  y  $I_1$  y teniendo en cuenta que tanto el valor medio de la tensión en una bobina como el valor medio de la intensidad en un condensador en un periodo valen cero, se obtiene:

$$V_{XZ} = v_2 \quad I_V = I_1$$

Además, si el interruptor en serie  $S_{xy}$  se cierra durante:

$$V_{XZ} = v_1 \quad I_V = I_2$$

y si  $S_{xz}$  se cierra durante:

$$V_{XZ} = 0 \quad i_V = 0$$

La figura 27 muestra las formas de onda de la tensión  $v_{xz}$  y de la intensidad  $i_V$ . Para obtener la relación entre las magnitudes a la entrada y a la salida del convertidor, se igualan áreas en la figura anterior, esto es:

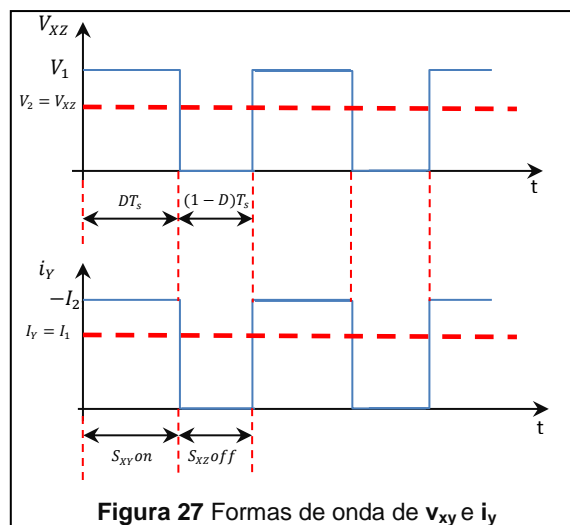
$$V_1 D T_s = V_2 T_s \quad -I_2 D T_s = I_1 T_s$$

de donde se extrae la expresión del ratio de conducción en función de las tensiones e intensidades de entrada y salida:

$$D = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-I_1}{I_2}$$

Dependiendo de si se considera la puerta 1 o la 2 como entrada al convertidor, éste funcionará bien reduciendo la tensión o bien elevándola. En otras palabras, la elección del terminal de entrada determina el flujo de la potencia. Así, el convertidor funciona como elevador (boost) cuando la potencia fluye hacia el terminal de mayor tensión, esto es, la puerta 2 hará el papel de entrada y la 1 de salida, mientras que si lo hace hacia el terminal de menor tensión, se comportará como un reductor (buck), donde la puerta 1 es la entrada y la 2 la salida.

El ratio de conducción puede interpretarse como el factor que indica la relación existente entre las tensiones por un lado, y las intensidades por otro, a la entrada y a la salida del convertidor. Se observa, además, que en los convertidores directos las tensiones de entrada y de salida poseen idéntica polaridad, en tanto que las intensidades son de polaridad distinta (una es entrante y la otra saliente).





Como el ratio de conducción indica a su vez la fracción de tiempo en que el interruptor en serie  $S_{xy}$  se encuentra cerrado respecto al periodo total  $T_s$  ( $D = \frac{t_{on}}{T_s}$ ) y teniendo en cuenta que los dos interruptores que conforman el circuito no pueden conducir de forma simultánea, se cumple que:

$$D' = \frac{t_{off}}{T_s} = \frac{T_s - t_{on}}{T_s} = 1 - D$$

donde  $D'$  representa la fracción de tiempo en el que el interruptor en paralelo se encuentra conduciendo respecto del periodo total  $T_s$ .

Debido a la relación existente entre el ratio de conducción  $D$  (o  $D'$ ) y el tiempo en que los interruptores en serie (o en paralelo) están cerrados, el tipo de semiconductor que se emplee determina el papel que juega el circuito, ya sea como elevador o como reductor. De los dos interruptores que forman parte del convertidor cc-cc, se requiere únicamente que uno de ellos sea controlable, es decir, que lo constituya un transistor o un tiristor, mientras que el otro puede tratarse sencillamente de un diodo cuyo encendido y apagado se encuentre gobernado por la conmutación del interruptor controlable. Así, cuando el interruptor controlable ocupa el lugar del interruptor serie, el convertidor directo actúa como reductor (ver figura 28-a). Si el semiconductor controlable se ubica en el espacio del interruptor paralelo, el convertidor directo actúa como elevador (ver figura 28-b).

En efecto, si el interruptor controlable es la serie se cumple que:

$$D = \frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = \frac{V_2}{V_1}$$

de donde:

$$V_{salida} = D V_{entrada}$$

Como  $D$  varía entre cero y la unidad, de la ecuación anterior se deduce que  $V_{salida}$  es menor que  $V_{entrada}$ , y por tanto, el convertidor actúa reduciendo la tensión de entrada.

Asimismo, si el interruptor controlable es el paralelo:

$$\frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1-D}$$

por lo que:

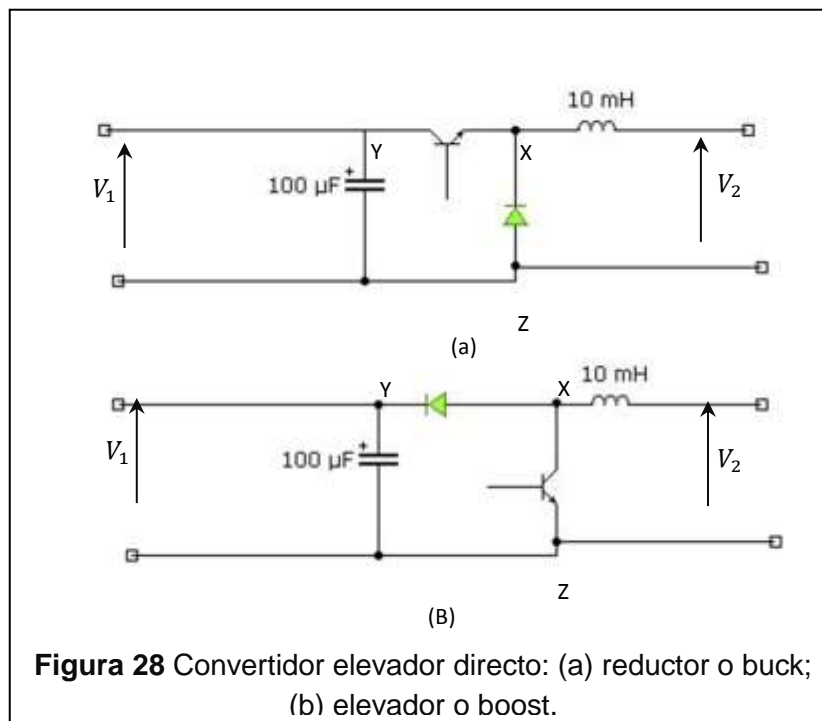
$$V_{salida} (1 - D) = V_{entrada}$$

es decir,  $V_{salida}$  es mayor que  $V_{entrada}$  y el convertidor actúa como elevador.

La elección del tipo de semiconductor controlable a emplear depende de la tensión que debe bloquear y de la corriente que debe soportar. Si éstas son pequeñas se emplean transistores; en caso de que alcancen valores elevados, se utilizan en su lugar tiristores. Sin embargo, el empleo de tiristores complica el diseño por requerir un circuito de conmutación adicional.

De forma habitual, se hace referencia a los convertidores de cc-cc entendiéndolos como reductores o elevadores de la tensión debido a que ésta es, en la mayoría de las aplicaciones, la principal variable que se desea gobernar. Sin embargo, en ocasiones es la intensidad la variable cuyo control se persigue. Existe una total equivalencia entre reductores y elevadores de la tensión y de la intensidad. Así, en virtud de la expresión 6.20, un convertidor reductor de tensión equivale a un convertidor elevador de corriente. De igual forma, un convertidor elevador de tensión equivale a un convertidor reductor de corriente. Por tanto, el empleo de una denominación u otra no alude a una tipología de convertidor diferente, sino a qué parámetros se considera como magnitud principal (tensión o intensidad).

En el análisis de los convertidores de cc-cc, al especificar qué dispositivo semiconductor se empleará para implementar cada interruptor, se fijan las polaridades de las tensiones y de las corrientes, quedando así definido el sentido del flujo de potencia, y por tanto, el modo de funcionamiento del convertidor. De igual forma, al especificar el sentido en el que fluye la potencia, se definen los dispositivos semiconductores a emplear como interruptores.



**Figura 28** Convertidor elevador directo: (a) reductor o buck; (b) elevador o boost.

### Convertidores indirectos

Los convertidores indirectos deben su nombre a la ausencia de un camino directo que conecte la entrada y la salida del circuito. La principal diferencia que les separa de los convertidores directos reside en las polaridades de las tensiones e intensidades de entrada y salida. Así, mientras que en los directos las tensiones son de la misma polaridad y las intensidades de polaridades opuestas, en los indirectos ocurre lo contrario.

Considérese, por tanto, el convertidor indirecto que muestra la figura 26-b. Si durante el tiempo comprendido entre el interruptor  $S_{xy}$  se encuentra cerrado, ocurre que:

$$V_{salida} = D V_{entrada}$$

$$i_C = -I_2$$

Cuando el interruptor  $S_{xy}$  se abre, provoca el cierre de  $S_{xz}$  durante el tiempo. Se cumple así que:

$$v_L = V_2$$

$$i_C = I_2$$

En el periodo  $T_s$ , la tensión media en la bobina vale cero. Por tanto, según las ecuaciones  $V_{salida} = D V_{entrada}$  y  $v_L = V_2$  debe cumplirse que las polaridades de las tensiones de entrada y salida del circuito sean opuestas.

De igual modo, la intensidad media a través del condensador en  $T_s$  debe ser nula, por lo que, como se deduce de las expresiones  $i_C = I_2$  y  $i_C = I_1$ ,  $I_1$  e  $I_2$  han de tener la misma polaridad.

La relación entre los valores medios de las tensiones de entrada y salida se calcula aplicando que  $V_L=0$ , esto es:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} V_L dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{DT_s} V_1 dt + \int_{DT_s}^{T_s} V_2 dt \right] = 0$$

donde resolviendo queda que:

$$-\frac{V_2}{V_1} = \frac{D}{1-D}$$

De igual forma, para obtener la relación entre los valores medios de las intensidades de entrada y de salida, se aplica que la corriente media en el condensador debe ser nula:

$$I_C = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} i_C dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{DT_s} -I_2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} I_1 dt \right] = 0$$

de donde:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{1-D}{D}$$

La relación entre las potencias de entrada y salida se calcula empleando las ecuaciones  $-\frac{V_2}{V_1} = \frac{D}{1-D}$

y  $\frac{I_2}{I_1} = \frac{1-D}{D}$ :

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{V_2}{V_1} \frac{I_2}{I_1} = -\frac{D}{1-D} \frac{1-D}{D} = -1$$

Por tanto, en este tipo de convertidores, la potencia que entra por uno de los terminales es igual a la que sale por el opuesto, y no existe consumo de potencia alguno.

Variando el valor del ratio de conducción  $D$ , puede ocurrir que, según la expresión  $\frac{V_2}{V_1} = \frac{D}{1-D}$ , la tensión  $V_2$  sea en unos casos mayores y en otros menores que  $V_1$ , es decir, que el convertidor funcione bien como reductor o bien como elevador. El mismo razonamiento se puede extraer de las intensidades a través de su relación dada en  $\frac{I_2}{I_1} = \frac{1-D}{D}$ .

Al igual que en los convertidores directos, para determinar qué tipo de dispositivo semiconductor se ha de emplear como interruptores, se requiere conocer el sentido deseado de la potencia, es decir, si se desea que el convertidor funcione como elevador o como reductor, y las polaridades de las tensiones y de las intensidades de cada uno de los terminales. Asimismo, se requiere que sólo uno de los interruptores que forman parte del convertidor sea controlable, esto es, que lo constituya un transistor en caso de que los niveles de tensión a bloquear y de la corriente a conducir sean pequeños, o un tiristor en caso contrario. El otro interruptor puede tratarse de un diodo, cuya conmutación viene determinada por el encendido/apagado del interruptor controlado.

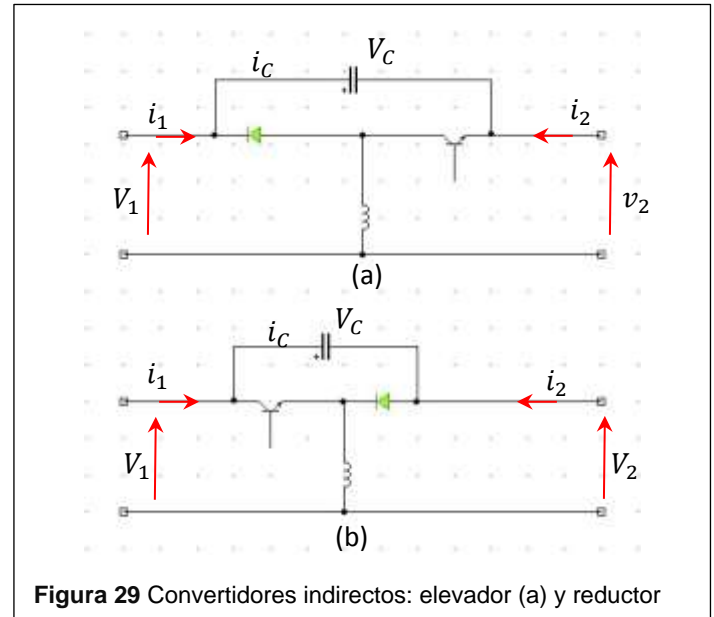


Figura 29 Convertidores indirectos: elevador (a) y reductor

Así, las figuras 29-a y 29-b muestran, de forma respectiva, a un convertidor indirecto funcionando como elevador (boost) y como reductor (buck).

Realizando modificaciones en la topología básica de un convertidor indirecto, se obtienen diferentes versiones de los mismos tales como el buck-boost y el Cúk, ampliamente difundidos y empleados (ver figuras 30 y 31).

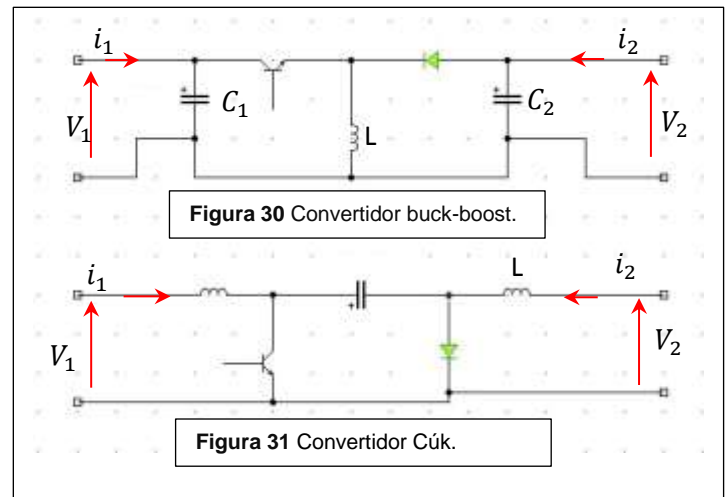


Figura 30 Convertidor buck-boost.

Figura 31 Convertidor Cúk.

Como su nombre indica, un convertidor reductor produce una tensión media de salida menor que su tensión continua de entrada. La figura 32 muestra un convertidor reductor. Como puede observarse, la topología seguida es la misma que la de los convertidores reductores directos (ver figura 28-a),

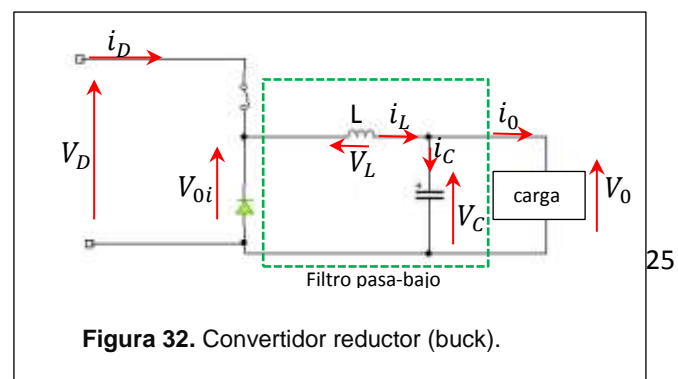


Figura 32. Convertidor reductor (buck).

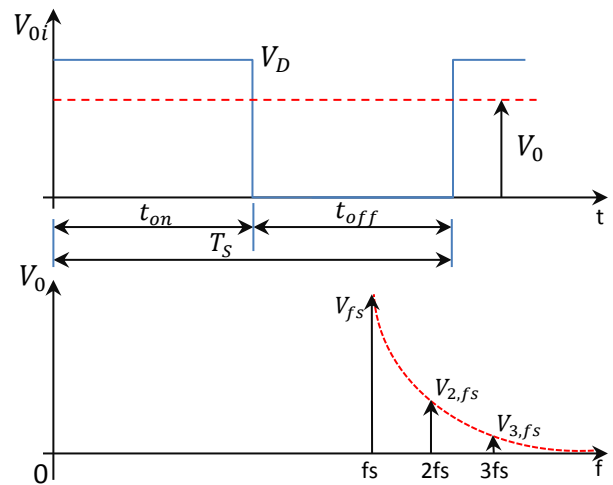


pero con sentido de corriente contrario al anteriormente considerado para lograr que la potencia generada en el circuito sea igual a la disipada en el mismo.

Para eliminar rizados se emplea un filtro paso-bajo consistente en una bobina y un condensador (ver figura 32).

La figura 33-a muestra la forma de onda de la tensión  $v_{oi}$  de entrada al filtro paso-bajo, en tanto que la figura 3.15-b presenta su espectro de frecuencias. La frecuencia de corte del filtro  $f_c$  se elige a un valor mucho menor que la de conmutación del interruptor  $f_s$ , de modo que nunca sobrepase la frecuencia de conmutación ni sus múltiplos.

**Figura 33** Forma de onda y espectro de frecuencias de la tensión  $v_{oi}$ .



Si la carga acoplada al circuito se trata de una bobina, es el interruptor el que tendría que absorber o disipar la energía inductiva, lo que podría originar su destrucción. Este problema se soluciona mediante el empleo de un diodo. Así, durante el intervalo en que el interruptor controlable S se encuentra cerrado, el diodo se encuentra polarizado en inversa, por lo que la energía proporcionada por la entrada se distribuye entre la carga y el inductor. En cambio, cuando el interruptor S se encuentra abierto, la corriente acumulada por la bobina del filtro fluye a través del diodo, transfiriendo parte de esta energía a la carga.

En el análisis de los convertidores reductores se supondrá que el valor del condensador que forma parte del filtro es muy alto, de forma que la tensión de salida del circuito  $v_0$  sea prácticamente constante y de valor  $V_0$ . Más adelante se calculará cuánto vale este rizado de la tensión de salida. Asimismo, la intensidad media en la bobina  $I_L$  es igual a la corriente media de salida  $I_0$ , por ser la intensidad media en el condensador de valor cero.

Atendiendo a la conducción en la bobina, se analizan los convertidores reductores en los siguientes modos de operación:

- Modo de conducción continua.
- Límite entre los modos de conducción continua y discontinua.
- Modo de conducción discontinua.

Convertidores básicos con un solo interruptor: reductor, elevador y reductor elevador.

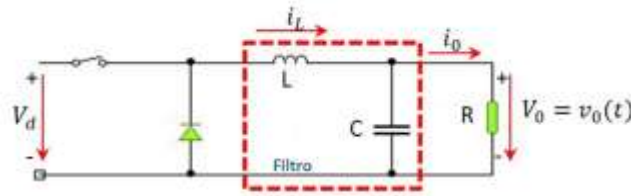


Figura 34 Convertidor reductor

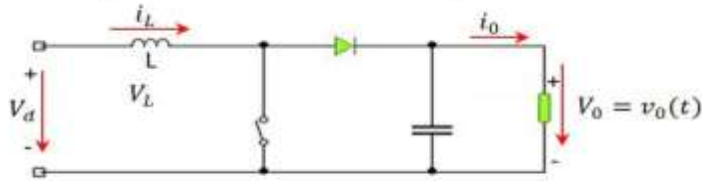


Figura 35 Convertidor elevador



Figura 36 Convertidor reductor - elevador

Conducción continua y discontinua.

Convertidor reductor. Modo de conducción continúa

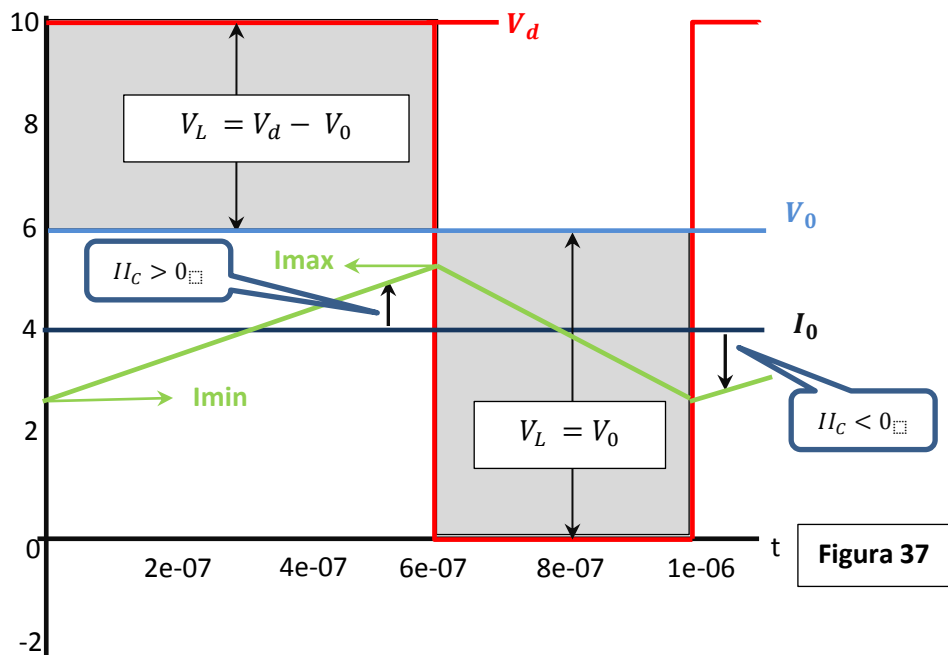
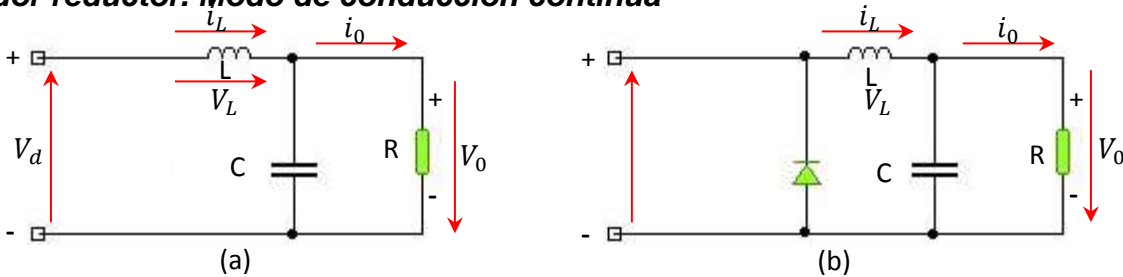


Figura 37

**Análisis del Convertidor Reductor por Intervalos. (a) Intervalo de Conducción. (b) Intervalo de no Conducción**

$$\int_0^{T_s} V_L(t) dt = \int_0^{t_{on}} (V_d - V_0) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (-V_0) dt = 0$$

$$(V_d - V_0)t_{on} = V_0(T_s - t_{on}) \rightarrow \frac{V_0}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$$

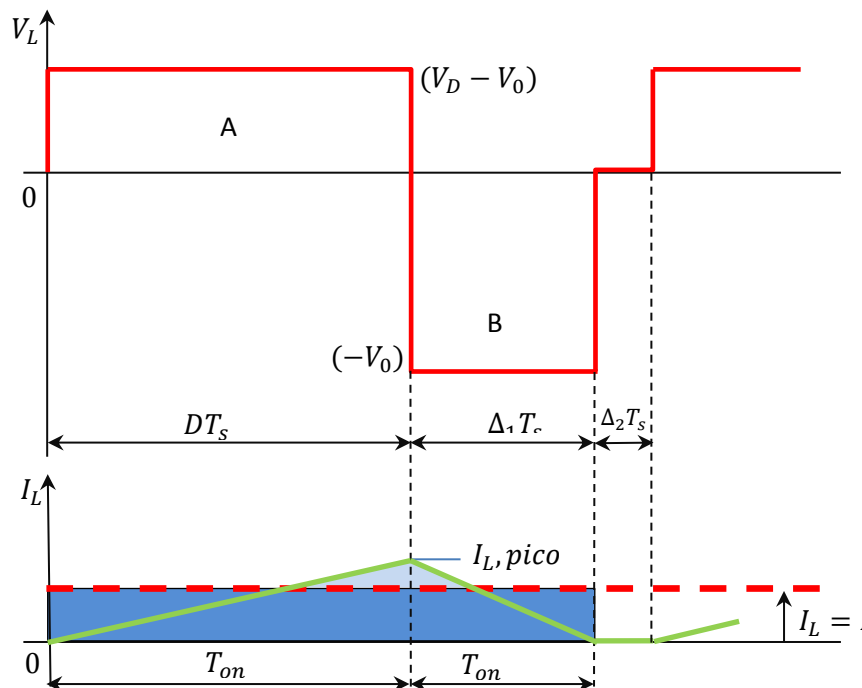
Si se desprecian las pérdidas:

$$Pot = V_0 I_0 = V_d I_d \rightarrow \frac{I_0}{I_d} = \frac{1}{D}$$

**Modo de conducción discontinua**

En el modo de conducción discontinua, la corriente que circula por la bobina se anula antes de finalizar el periodo  $T_s$ . La figura 38 muestra las formas de onda de  $v_L$  y de  $i_L$  en este modo de conducción.

Según el tipo de aplicación de que se trate, el modo de conducción discontinua funcionan bien con tensión de entrada  $V_D$  constante, o bien con tensión de salida  $V_0$  constante. A continuación se analizan cada uno de estos modos de funcionamiento.



**Figura 38.** Formas de onda en el modo de conducción discontinua.

### Modo de conducción discontinua con tensión de entrada $V_D$ constante

Este modo de funcionamiento se aplica en accionamientos de motores de corriente continua para su control de velocidad. Aquí la tensión de entrada  $V_D$  permanece constante, y la tensión de salida  $V_0$ , que hace variar la velocidad de giro del motor, se controla ajustando el ratio de conducción  $D$ .

Para el cálculo de la relación entre la tensión de salida y la de entrada en modo discontinuo, se supone inicialmente al convertidor operando en el límite de conducción para unos valores determinados de  $T_s$ ,  $L$ ,  $V_D$  y  $D$ . Si estos parámetros se conservan constantes y se disminuye la tensión de salida, la corriente media a través de la bobina también decrece, hasta que se hace cero antes de que concluya el periodo  $T_s$ .

Durante el intervalo  $\Delta_2 T_s$  en el que  $i_L$  vale cero, la carga recibe potencia a través del condensador que conforma el filtro. Como la tensión en la bobina en dicho periodo es cero, igualando áreas en la figura 38:

$$(V_D - V_0) = D T_s = V_0 \Delta_1 T_s$$

Operando se obtiene la relación:  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{D}{D+\Delta_1}$  donde  $(D+\Delta_1) < 1$ .

La expresión  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{D}{D+\Delta_1}$  proporciona la relación entre las tensiones de salida y entrada en los convertidores reductores cuando trabajan en modo de conducción discontinua. Además, dicha relación, al obtenerse a partir del análisis de las formas de onda del circuito, resulta válida tanto si es la tensión  $V_D$  como si es la  $V_0$  la que se mantiene constante.

La intensidad media en la bobina coincide con la intensidad media de salida del circuito. Para su cálculo se igualan las áreas rayadas en la figura 38:

$$I_0 T_s = \frac{1}{2} (D T_s + \Delta_1 T_s) i_{L,pico}$$

de donde:

$$I_0 = \frac{1}{2} i_{L,pico} (D + \Delta_1)$$

El parámetro se corresponde con el valor máximo de la intensidad  $i_L$ , que tiene lugar en  $t=DT_s$ . Para su cálculo, se integra la ecuación de la tensión en la bobina dada en  $V_L = L \frac{di}{dt}$  en el intervalo  $\Delta_1 T_s$ :

$$\int_{i_{L,pico}}^0 di_L = \frac{1}{L} \int_{DT_s}^{(DT_s + \Delta_1 T_s)} V_L dt$$

de donde:

$$i_{L,pico} = \frac{V_0}{L} \Delta_1 T_s$$

Sustituyendo la expresión  $i_{L,pico} = \frac{V_0}{L} \Delta_1 T_s$  en la  $I_0 = \frac{1}{2} i_{L,pico} (D + \Delta_1)$



se obtiene que:

$$I_0 = \frac{V_0 T_s}{2L} \Delta_1 (D + \Delta_1)$$

En esta última ecuación representa la expresión general de la intensidad media de salida (que coincide con la intensidad media a través de la bobina) de los convertidores reductores en el modo de conducción discontinua. Dicha expresión es válida tanto si es la tensión de entrada  $V_D$  la considerada constante, como si lo es la de salida  $V_0$ .

Para particularizar la expresión  $I_0 = \frac{V_0 T_s}{2L} \Delta_1 (D + \Delta_1)$  cuando la intensidad de entrada  $V_D$  se considera constante, esto es  $I_0=f(V_D)$ , se despeja el valor de la tensión de salida de la expresión

$$\frac{V_0}{V_D} = \frac{D}{D + \Delta_1} :$$

$$V_0 = V_D \frac{D}{D + \Delta_1}$$

que sustituida en  $I_0 = \frac{V_0 T_s}{2L} \Delta_1 (D + \Delta_1)$  queda que:

$$I_0 = \frac{V_D T_s}{2L} D \Delta_1$$

La expresión  $I_{LB} = \frac{t_{on}}{2L} (V_D - V_0) = \frac{DT}{2L} (V_D - V_0) = I_{0B}$  representa la intensidad media a través de la bobina, que coincide con la intensidad media de salida, en el límite entre los modos de conducción continua y discontinua, en función de las tensiones  $V_D$  y  $V_0$ . Para que en dicha ecuación únicamente intervenga  $V_D$  considerada como el parámetro constante. Así, la ecuación queda como:

$$I_{LB} = \frac{V_D T_s}{2L} D (1 - D)$$

La figura 39 muestra la tensión media a través de la bobina en el límite entre los modos de conducción continua en función del ratio de conducción  $D$  cuando el resto de los parámetros se consideran constantes. Como se extrae de la gráfica,  $I_{LB}$  (o  $I_{0B}$ ) resulta máxima en  $D=0.5$ .

Por tanto, sustituyendo este valor del ratio de conducción que maximiza la intensidad media  $I_{LB}$  en la expresión  $I_{LB} = \frac{V_D T_s}{2L} D (1 - D)$ :

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_D}{8L}$$

Así, de las ecuaciones  $I_{LB} = \frac{V_D T_s}{2L} D (1 - D)$  y  $I_{LB,max} = \frac{T_s V_D}{8L}$  se obtiene:

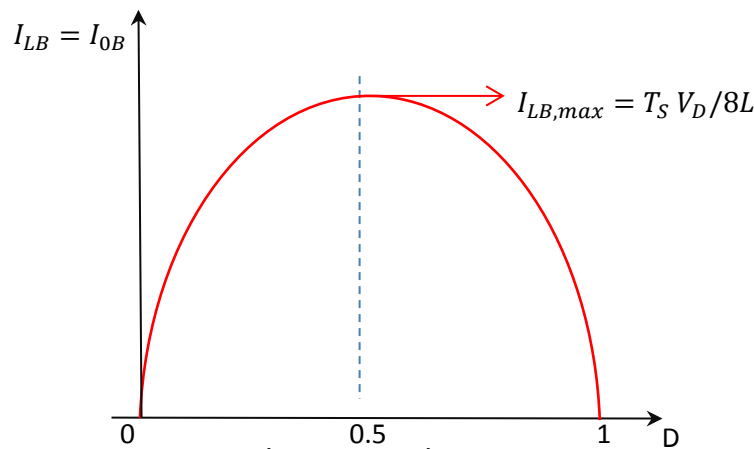
$$I_{LB} = 4 I_{LB,max} D (1 - D)$$

Las expresiones calculadas para el límite entre los modos de conducción continua y discontinua son, por tanto, válidas para cada uno de ellos. Por esta razón, puede sustituirse la ecuación  $I_{LB,max} = \frac{T_S V_D}{8L}$  en la expresión general de la intensidad media de salida en el modo de conducción discontinua dada por  $I_0 = \frac{V_D T_S}{2L} D \Delta_1$ , donde queda que:

$$I_0 = 4 I_{LB,max} D \Delta_1$$

que permite calcular el valor de  $\Delta_1$  como:

$$\Delta_1 = \frac{I_0}{4 I_{LB,max} D}$$



**Figura 39** Relación entre  $I_{LB}$  (ó  $I_{0B}$ ) y el ratio de conmutación  $D$ .

De esta forma, teniendo en cuenta las ecuaciones  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{D}{D+\Delta_1}$  y  $\Delta_1 = \frac{I_0}{4 I_{LB,max} D}$  se obtiene la relación entre las tensiones de salida y de entrada en un convertidor reductor en modo de conducción discontinua cuando ésta última se considera constante:

$$\frac{V_0}{V_D} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left( \frac{I_0}{I_{LB,max}} \right)}$$

La figura 40 representa, para un convertidor buck en modo de conducción continua y discontinua con  $V_D$  constante, la variación del cociente  $V_0/V_D$  en función del ratio  $I_0/I_{LB,MAX}$  para diferentes valores de  $D$  empleando las ecuaciones  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{t_{on}}{T_S} = D$  y  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left( \frac{I_0}{I_{LB,max}} \right)}$ . El límite entre los modos de

conducción continua y discontinua, representado en línea a trazos, viene dado por las expresiones  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{t_{on}}{T_S} = D$  y  $I_{LB} = 4 I_{LB,max} D (1 - D)$ .

Como se observa en la figura 40, en el modo de conducción continua el cociente entre las tensiones de entrada y de salida únicamente depende del valor del ratio de conducción  $D$  (ver ecuación  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$ ). Por contra, cuando el convertidor reductor trabaja en modo de conducción discontinua, el ratio  $V_0/V_D$  posee una forma más complicada, definida por la ecuación  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4}(\frac{I_0}{I_{LB,max}})}$ .

### Modo de conducción discontinua con tensión de entrada $V_0$ constante

Este modo de funcionamiento se emplea en las fuentes conmutadas regulables de corriente continua, donde la tensión de salida  $V_0$  se mantiene constante mediante el ajuste del ratio de conducción  $D$ , aunque la entrada  $V_D$  puede fluctuar.

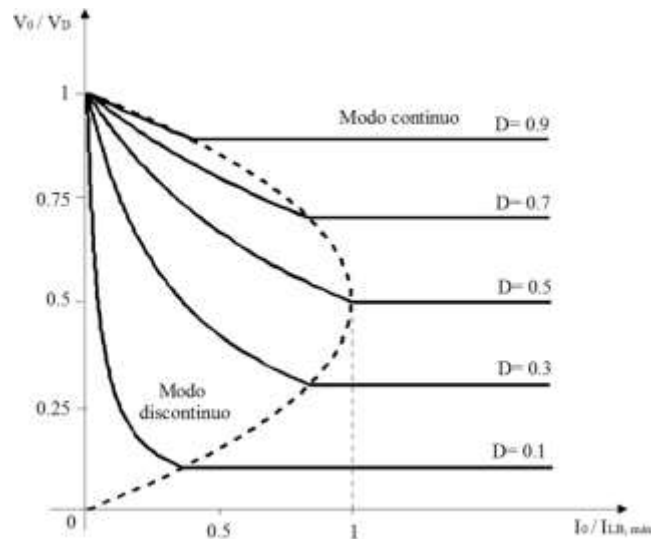


Figura 40. Curva característica de un convertidor reductor para  $V_D$  constante.

Para obtener las ecuaciones que regulan este modo de funcionamiento se procede, como en el caso anterior, a calcular la intensidad que circulará por la bobina en el límite entre la conducción continua y discontinua, con la diferencia que dicha intensidad deberá venir expresada en función de  $V_0$ , por ser éste el parámetro considerado constante.

Así, sabiendo que (ver ecuación  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$ ):

$$V_D = \frac{V_0}{D}$$

la ecuación  $I_{LB} = \frac{t_{on}}{2L} (V_D - V_0) = \frac{DT}{2L} (V_D - V_0) = I_{0b}$  que representa la intensidad a través de la bobina en el límite de la conducción queda como:

$$I_{LB} = \frac{T_s V_0}{2L} (1 - D)$$

En la expresión anterior se deduce que si  $V_0$  se mantiene constante funcionando el convertidor a una determinada frecuencia ( $T_s$  y  $L$  constantes), el valor máximo de  $I_{LB}$  ocurre en  $D=0$ :

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_0}{2L}$$

Sin embargo, este modo de operación cuando  $D=0$  nunca ocurre en la práctica, ya que resultaría un valor infinito de la tensión de entrada  $V_D$ .

Si se sustituye  $I_{LB,max} = \frac{T_s V_0}{2L}$  en la ecuación dada por  $I_{LB} = \frac{T_s V_0}{2L} (1 - D)$ :

$$I_{LB} = (1 - D) I_{LB,max}$$

que expresa la intensidad media que atraviesa la bobina en el límite entre los modos de conducción en función de la intensidad máxima y del ratio de conducción. Pero como además la intensidad media en la bobina es igual a la intensidad media en la carga, se tiene que:

$$I_{0B} = (1 - D) I_{LB,max}$$

Las expresiones  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{D}{D + \Delta_1}$  y  $I_0 = \frac{V_0 T_s}{2L} \Delta_1 (D + \Delta_1)$ , que representan la relación entre tensiones y la intensidad en la carga  $I_0$  de forma respectiva, son generales para el modo de conducción discontinua, por ser obtenidas a partir de las formas de onda de  $v_L$  y de  $i_L$ . Resultan, por tanto, válidas tanto para  $V_0$  constante o  $V_D$  constante.

Sin embargo, estas expresiones generales pueden particularizarse para el caso en que la tensión de salida se mantenga constante. Así, introduciendo la expresión  $I_{LB,max} = \frac{T_s V_0}{2L}$  en  $I_0 = \frac{V_0 T_s}{2L} \Delta_1 (D + \Delta_1)$  se obtiene que:

$$I_0 = I_{LB,max} (D + \Delta_1) \Delta_1$$

Por otro lado, de la ecuación  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{D}{D + \Delta_1}$  se deduce que:

$$D + \Delta_1 = \frac{V_D}{V_0} D$$

$$\Delta_1 = D \left( \frac{V_D}{V_0} - 1 \right)$$

Si se sustituyen las ecuaciones anteriores en la ecuación  $I_0 = I_{LB,max} (D + \Delta_1) \Delta_1$  se obtiene:

$$I_0 = I_{LB,max} \frac{V_D}{V_0} D^2 \left( \frac{V_D - V_0}{V_0} \right)$$



Para las aplicaciones que emplean convertidores reductores en modo de conducción discontinua con  $V_0$  constante, resulta útil expresar el ratio de conducción  $D$  en función de la relación entre las intensidades medias  $I_0/I_{LB, MAX}$ . Dicha expresión se obtiene a partir de la ecuación

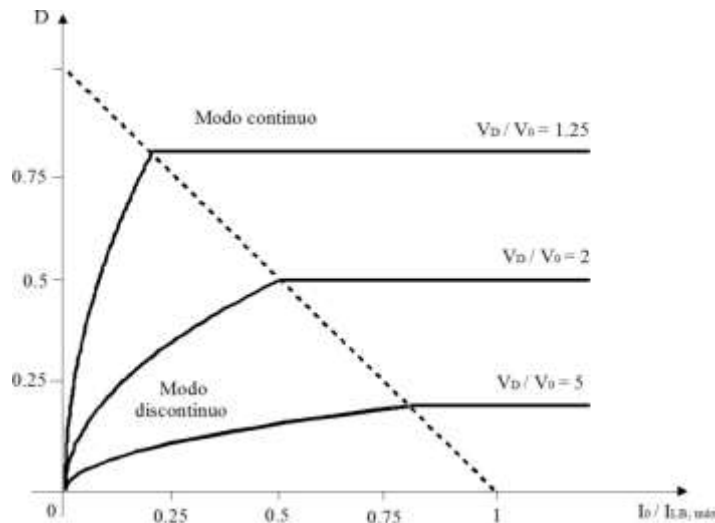
$$I_0 = I_{LB,max} \frac{V_D}{V_0} D^2 \left( \frac{V_D - V_0}{V_0} \right):$$

$$D = \frac{V_0}{V_D} \sqrt{\frac{I_0}{\frac{I_{LB,max}}{1 - \frac{V_0}{V_D}}}}$$

La figura 41 representa al ratio de conducción  $D$  en función de  $I_0/I_{LB, MAX}$  para varios valores de  $V_D/V_0$  conservando  $V_0$  constante. Cuando el modo de conducción es continua, se emplea la ecuación  $\frac{V_0}{V_D} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$  (ó  $\frac{I_0}{I_D} = \frac{V_0}{V_D} = \frac{1}{D}$ ), y si el modo de conducción es discontinua, se hace uso de la

expresión  $D = \frac{V_0}{V_D} \sqrt{\frac{I_0}{\frac{I_{LB,max}}{1 - \frac{V_0}{V_D}}}}$ . El límite entre los modos de conducción continua y discontinua

(representado con línea de trazos en la figura 41) viene dado por la expresión  $I_{LB} = (1 - D) I_{LB,max}$



**Figura 41** Curva característica de un convertidor reductor para  $V_0$  constante.

Hemos visto la estructura y el funcionamiento de los convertidores cc-CC. En concreto, se han analizado las siguientes topologías:

- Convertidor reductor (buck).
- Convertidor elevador (boost).
- Convertidor reductor-elevador (buck-boost).
- Convertidor Cúk.
- Convertidor en puente completo.

A excepción de los convertidores en puente completo, que funcionan en los cuatro cuadrantes, el resto de los montajes sólo permiten el flujo de potencia en un único sentido.

Para realizar el control de la conmutación de los interruptores en puente completo, se emplea la técnica de modulación de ancho de pulso PWM en sus dos versiones: bipolar y unipolar. En la primera de ellas, los interruptores (TA+, TB-) y (TA-, TB+) se encuentran asociados, de forma que se activan y desactivan a la vez. En el segundo caso, los interruptores de una y de otra pata se controlan de forma independiente.

Si se consideran interruptores ideales, esto es, los interruptores conmutan de forma simultánea, la tensión de salida de un inversor en puente completo depende únicamente del tiempo en que los interruptores se encuentran activados, y no de la magnitud ni de la polaridad de la intensidad de salida.

Sin embargo, en la práctica, la conmutación entre interruptores no es inmediata, sino que existe un pequeño retraso denominado tiempo muerto (blanking time) entre el apagado de uno y la activación de otro. Como consecuencia, la tensión de salida dependerá del sentido de  $i_0$ , pero no de su magnitud.

Los convertidores con mejor factor de utilización son los convertidores reductores y los elevadores. Los convertidores buck-boost y los Cúk, cuyo factor de utilización es más pobre que los anteriores, se emplean cuando se requieren tensiones de entrada y de salida de muy diferente magnitud, o bien cuando éstas se desean de polaridad contraria.

### **Convertidores aislados.**

#### Convertidores DC/DC Aislados

En aplicaciones de energía eléctrica en las que la fuente de entrada es la red de distribución es aconsejable que la salida y la entrada del convertidor estén aisladas.

Este aislamiento se puede realizarse introduciendo un transformador en la cadena de conversión lo que contribuye a elevar o reducir los niveles de tensión de acuerdo con las necesidades de la carga. Se distinguen dos tipos de aislamiento:

-Aislamiento a baja frecuencia: El transformador se conecta directamente entre la red y el rectificador de entrada del conversor, por lo que debe de estar diseñado para trabajar a la frecuencia de red (50Hz). En consecuencia, el tamaño de los materiales magnéticos utilizados es elevado.

-Aislamiento a alta frecuencia:

Dado que el tamaño de los materiales magnéticos disminuye de manera importante cuando incrementa la frecuencia de funcionamiento, el transformador puede introducirse en una etapa de conversión que presente formas de onda alternas y cuya frecuencia sea elevada.

En este tema se presentan los convertidores DC/DC que incorporan aislamiento galvánico en alta frecuencia. En un funcionamiento de este tipo el transformador está sometido a condiciones de trabajo que difieren de las tradicionales a 50Hz, por lo que su diseño presenta ciertas particularidades

Repaso de transformadores:

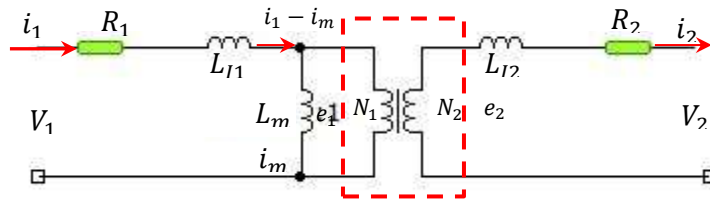
$$V_1 = R_1 i_1 + L_{l1} \frac{di_1}{dt} + e_1$$

$$V_2 = R_2 i_2 + L_{l2} \frac{di_2}{dt} + e_2$$

$$N_1(i_1 - i_m) = N_2 i_2$$

$$i_m = L_m \frac{de_1}{dt} \quad L_m = \frac{N_1^2}{R_c}$$

Figura 42



$i_m$  Intensidad magnetizante  
 $L_m$  Inductancia magnetizante  
 $R_c$  Reluctancia del núcleo  
 $L_m$  hace que el transformador primario tenga el comportamiento de una bobina pudiéndose saturar el núcleo si  $i_m$  es muy grande. Esta bobina almacena una energía que no se transmite al secundario

Consideraciones de transformadores en conversores DC/DC;

A) Las ecuaciones de Faraday muestran que el flujo es proporcional a la integral de la tensión. Si la tensión de entrada tiene componente de continua, el flujo y la corriente magnetizante crecen indefinidamente. Por tanto, hay que intentar que el valor medio de la tensión en los devanados sea nulo.

B) La energía magnética almacenada en el núcleo es:

$$E = \frac{1}{2} L_m i_m^2 = \frac{1}{2} R_m \Phi^2$$

Dado que la energía es una magnitud que no admite discontinuidades, el flujo no puede sufrir discontinuidades. Cualquier variación brusca de corriente en un devanado debe de ser compensada por una variación similar en otro de los devanados, de manera que los amperios-vuelta globales (y en consecuencia el flujo) no presente discontinuidades.

C) La energía almacenada en la inductancia de fugas  $L_{l1}$  no se emplea en magnetizar el núcleo, esta energía debe ser disipada en los interruptores o en las redes de conmutación de los mismos. Hay que intentar que  $L_{l1}$  sea mínima para evitar pérdidas y sobredimensionamiento de los interruptores.

D) Cuanto mayor sea  $L_m$ , menor será la intensidad  $i_m$ . Puesto que esta intensidad circula por los interruptores conviene que sea pequeña (excepción FLY-BACK)

La topología Flyback deriva directamente del Buck-Boost al que se le ha añadido aislamiento galvánico.

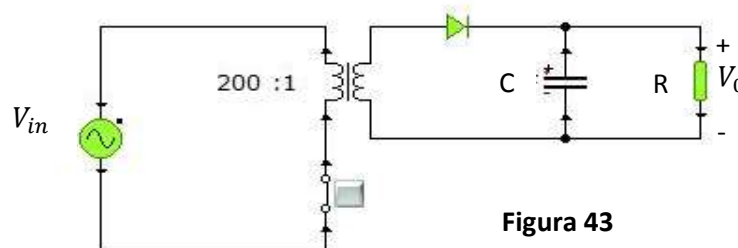


Figura 43

Este convertor utiliza  $L_m$  como inductancia del Buck-Boost.

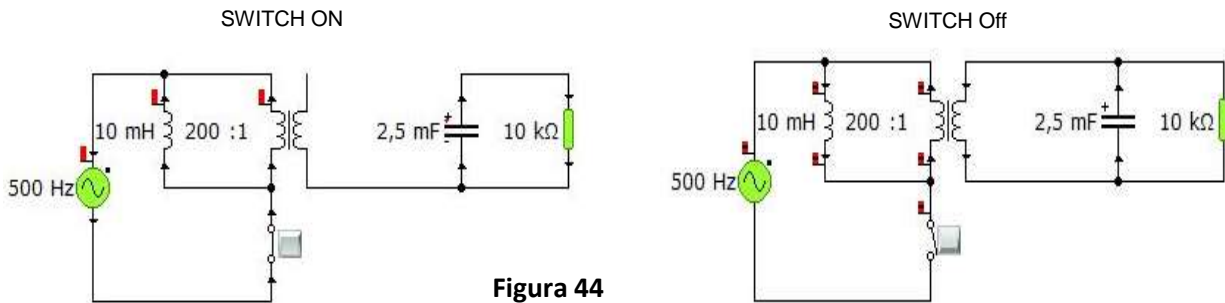


Figura 44

Switch ON:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{V_{in}}{L_m} > 0$$

Switch OFF:

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_0 = -V_0 \rightarrow \frac{di_m}{dt} = \frac{V_1}{L_m} = -\frac{N_1}{N_2} \frac{V_0}{L_m} < 0$$

En régimen estacionario la tensión media durante un periodo de conmutación en las bobinas debe ser cero para no saturar el núcleo.

$$V_{in} \cdot DT_S = \frac{N_1}{N_2} V_0 (1 - D) T_S \rightarrow \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \frac{N_2}{N_1}$$

### 3.- CONVERSIÓN CC-CA – INVERSORES AUTÓNOMOS

Convertidor CC-CA de tensión:

Los circuitos inversores tienen la característica de convertir una tensión CC en una tensión CA, mediante la utilización de transistores de potencia usados como interruptores. La salida de un inversor puede ser controlada para obtener una tensión alterna de frecuencia y/o magnitud variable, esta cualidad la convierte especialmente útil para el control de motores de CA

La fuente original de CC puede ser un banco de baterías o bien un convertidor CA/CC. Juntando ambos convertidores en un mismo sistema, se tiene un variador de frecuencia, cuyo esquema básico se muestra a continuación:

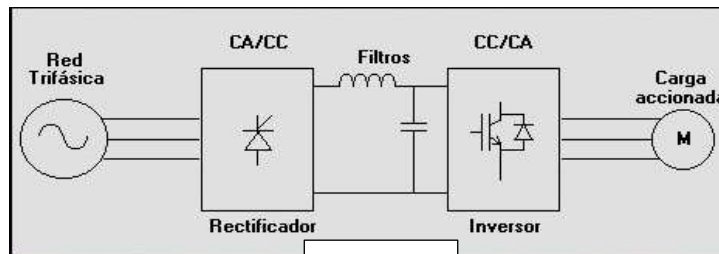


Figura 45

La señal de CA obtenida en la salida del inversor es una señal alterna no sinusoidal, el Voltaje de salida posee armónicos que no son deseables en una carga, por eso en ciertos casos se aplican técnicas para purificar la salida y reducir los armónicos de baja frecuencia que son los más perjudiciales.

### Inversor monofásico

Observemos la figura 46. Si cerramos los interruptores S1 y S4, la carga queda alimentada por  $V_{cc}$ , si cambiamos de estado todos los interruptores, tendremos que en la carga una tensión igual a  $-V_{cc}$ .

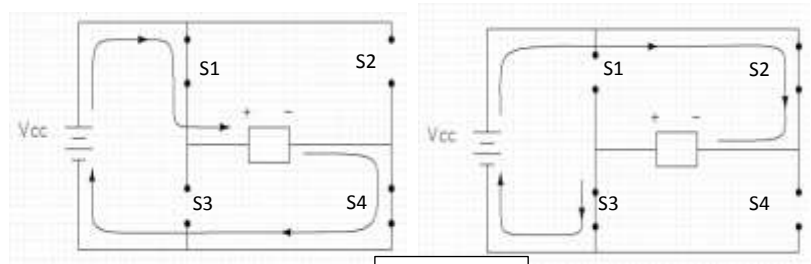


Figura 46

Así el voltaje obtenido en la carga es alterno, pero es una señal cuadrada que contiene todos los armónicos impares. Esto es equivalente a alimentar una carga con múltiples fuentes de voltaje senoidal pero de distinta magnitud y frecuencia, relacionadas armónicamente con respecto a la componente fundamental.

A continuación se muestra la tensión obtenida en la carga para el rectificador mostrado en la figura 47

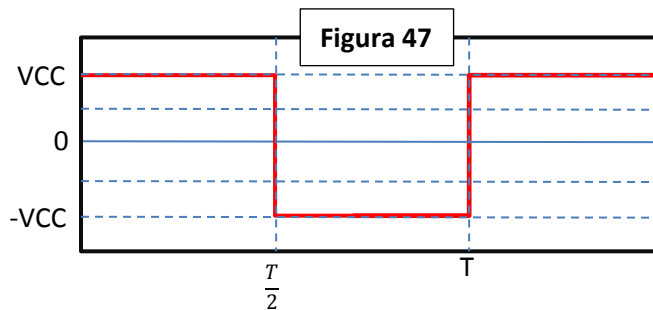


Figura 47

Un dato práctico para el control de los switches, es que nunca deben conducir en forma simultánea S1 y S3 ó S2 y S4 ya que ocurriría un cortocircuito en la fuente de alimentación. Dado que los dispositivos que componen el inversor no son ideales, la conmutación no es instantánea y se debe establecer un lapso de tiempo muerto entre la conmutación de dos interruptores de una misma columna en el circuito.

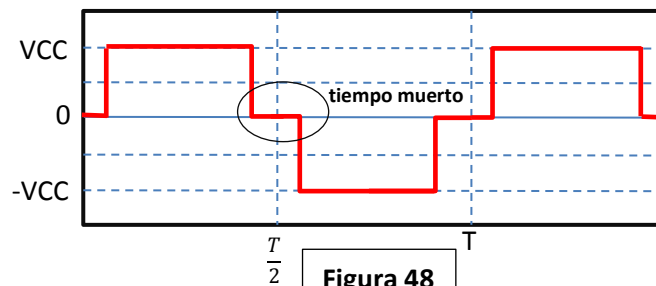


Figura 48

También es posible desarrollar un inversor monofásico de tipo medio puente. En este caso el estado de S1 siempre debe ser opuesto al estado de S2, para evitar un cortocircuito en la fuente de alimentación.

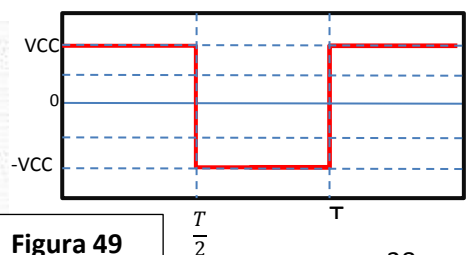
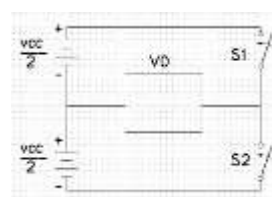


Figura 49



Cuando la carga alimentada es netamente resistiva, no existe inconveniente con los tiempos muertos dejados para evitar un cortocircuito en Vcc, en cambio para una corriente inductiva, los switches no pueden dejar de conducir, ya que la corriente debe permanecer circulando. Esto se soluciona con un diodo en paralelo al transistor utilizado.

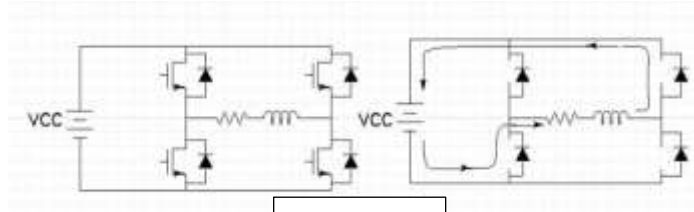


Figura 50

Así se establece un camino alternativo que permite el flujo de corriente entre la fuente de alimentación y la carga.

Cuando ocurre esto, el voltaje recibido por la carga no corresponde al de la figura 48, ya que la corriente fluye por los diodos paralelos a los transistores y el circuito se cierra a través de ellos, de esta forma la fuente de voltaje queda permanentemente conectada con la carga, así el voltaje queda de su forma original como se muestra en la figura 47.

Para analizar el comportamiento de la corriente en una carga que recibe una tensión de un inversor monofásico, se puede analizar de la siguiente forma:

$$i_0 = \begin{cases} \frac{V_{cc}}{R} + \left( I_{\min} - \frac{V_{cc}}{R} \right) e^{-\frac{Rt}{L}} & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} & t = \frac{L}{R} \\ -\frac{V_{cc}}{R} + \left( I_{\max} + \frac{V_{cc}}{R} \right) e^{-\frac{-(t-T/2)R}{L}} & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases}$$

$$I_{\max} = I_{\min} = \frac{V_{cc}}{R} + \left[ \frac{1 - e^{-\frac{TR}{2L}}}{1 + e^{-\frac{TR}{2L}}} \right] \dots \dots \dots (5.1)$$

**Análisis de armónicos en el inversor monofásico.**

Otra forma de analizar el circuito inversor, es calculando la serie de Fourier para la tensión de salida, y para cada componente de voltaje calcular la corriente, luego la sumatoria de las corrientes calculadas nos dará la corriente en la carga.

Para el ejemplo anterior el voltaje en series de Fourier se calcula:

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} 200 \text{sennwt} \, dwt + \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} -200 \text{sennwt} \, dwt$$

$$b_n = \frac{200}{\pi} \left( \int_0^{\pi} \text{sennwt} \, dwt - \int_{\pi}^{2\pi} \text{sennwt} \, dwt \right)$$

$$b_n = \frac{200}{\pi} (-\text{cons}\pi + \text{cos}0 + \text{cosn}2\pi - \text{cosn}\pi)$$

$$b_n = \frac{400}{n\pi} (1 - \text{cons}\pi) \dots \dots \dots (5.3)$$

Evaluando para n =1, 3, 5, 7,9...

$V_1 = 254.6$	$V_{1rms} = 180.063$
$V_3 = 84.88$	$V_{3rms} = 60.019$
$V_5 = 50.93$	$V_{5rms} = 36.012$
$V_7 = 36.37$	$V_{7rms} = 25.717$
$V_9 = 28.29$	$V_{9rms} = 20$
$V_{11} = 23.15$	$V_{11rms} = 16.36$
$V_{13} = 19.58$	$V_{13rms} = 13.85$

Dado que el análisis para cada armónico de voltaje en carga RL implica una componente de corriente desfasada al voltaje de excitación, se calcula la magnitud y el ángulo de cada componente.

$$i_n = \frac{V_n}{\sqrt{R^2 + (2\pi \cdot n \cdot f \cdot l)^2}} \dots \dots (5.4) \quad \varphi_n = \text{Tg}^{-1} \left( \frac{2\pi \cdot f \cdot n \cdot l}{R} \right) \dots \dots (5.5)$$

$$i_1 = \frac{254.648}{\sqrt{25^2 + (2\pi \cdot 1.50 \cdot 0.08)^2}} = 7.183(A) \quad \varphi_1 = \text{Tg}^{-1} \left( \frac{2\pi \cdot 50 \cdot 1.0 \cdot 0.08}{25} \right) = 0.788\text{rad}$$

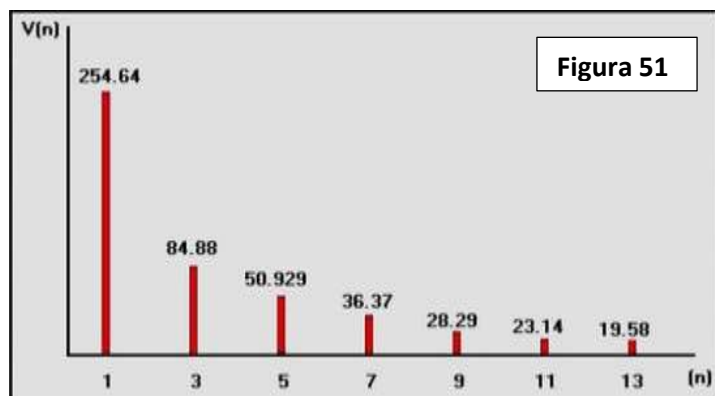
$i_3 = 1.0685$	$i_{3rms} = 0.755$	$\varphi_3 = 1.25$
$i_5 = 0.3974$	$i_{5rms} = 0.281$	$\varphi_5 = 1.25$
$i_7 = 0.144$	$i_{7rms} = 0.144$	$\varphi_7 = 1.429$
$i_9 = 0.1243$	$i_{9rms} = 0.087$	$\varphi_9 = 1.46$
$i_{11} = 0.0839$	$i_{11rms} = 0.0589$	$\varphi_{11} = 1.48$
$i_{13} = 0.0597$	$i_{13rms} = 0.04227$	$\varphi_{13} = 1.49$

$$I_{rms} = \sqrt{5.079^2 + 0.755^2 + 0.281^2 + 0.144^2 + 0.087^2 + 0.0589^2 + 0.04227^2} = 5.14(A)$$

Así el espectro armónico para Vo queda:

$$THDV = \frac{\sqrt{200^2 - 180.0576^2}}{180.0576} \cdot 100 = 48.35\%$$

El espectro armónico de la corriente queda:



$$THDI = \frac{\sqrt{5.14^2 - 5.079^2}}{5.079} \cdot 100 = 15.545\%$$

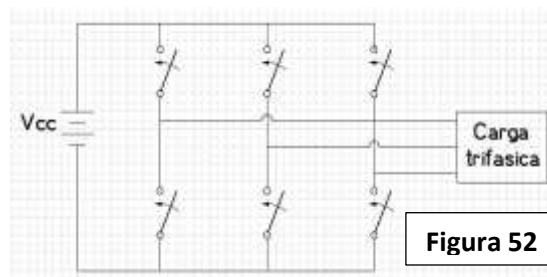
Se observa que para una carga inductiva la distorsión de corriente es inferior a una carga de tipo resistiva, ya que la inductancia limita la corriente para grandes frecuencias y sólo son apreciables las armónicas de orden inferior.

### Inversor trifásico

La configuración que analizaremos ahora, nos permite obtener a partir de una fuente de corriente continua, tres voltajes alternos desfasados  $120^\circ$  entre sí, capaces de alimentar cargas trifásicas como puede ser un motor de inducción.

#### Análisis para carga estrella con neutro flotante

Analizar este inversor, es similar al rectificador de 6 pulsos, ya que la tensión de salida tiene la misma forma de onda que la corriente de entrada a un rectificador trifásico tipo puente.



En cada instante conducen sólo tres interruptores, que conectan directamente la carga con la fuente Vcc. Las combinaciones de apertura y cierre de los switches permiten la salida de un voltaje alterno que es requerido por la carga.

Los ciclos de operación para cada switch se muestran a continuación

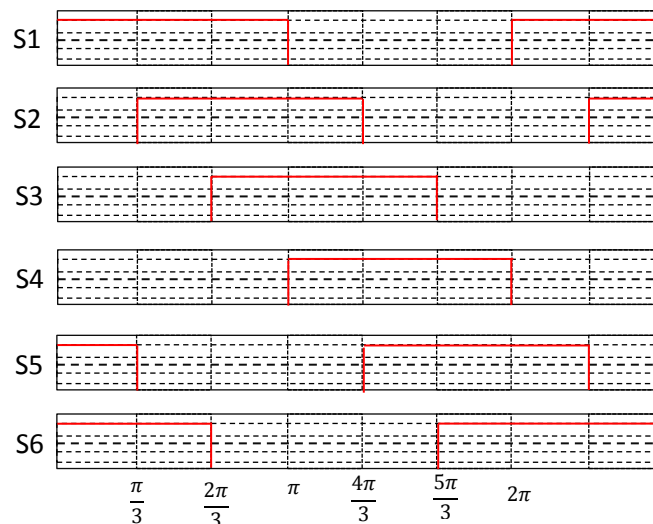
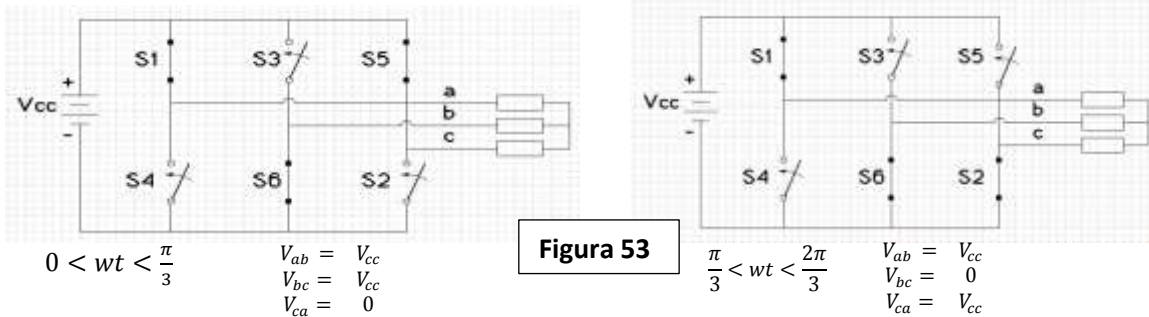
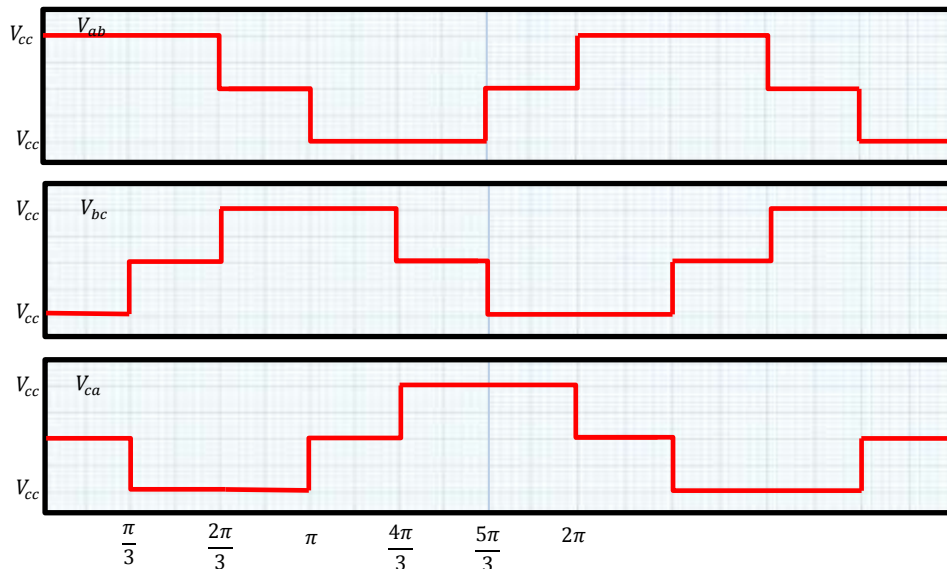


Figura 53

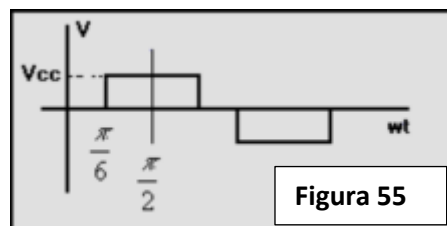


De esta forma se observa que desde 0 hasta 60°, están en conducción los switches 1, 4 y 5. La siguiente figura nos muestra el circuito cuando estos transistores conducen y cuando cambian de estado los switches nº5 y nº6



Podemos ver claramente que la tensión entre las fases a y b de la carga, corresponde a  $V_{cc}$ , cuando cambian de estado los switches 5 y 6,  $V_{ab}$  permanece igual a  $V_{cc}$ , pero cambia el valor de  $V_{ca}$  que obtiene un valor de  $-V_{cc}$  y  $V_{bc}$  pasa de  $-V_{cc}$  a 0, debido a que los transistores 4 y 6 al estar cerrados establecen una trayectoria cerrada para las fases b y c.

Analizando de la misma forma el resto de los estados, tendremos que los voltajes entre líneas en la carga quedan de la siguiente forma:



Para descomponer la señal de salida en una sumatoria de señales sinusoidales, estableceremos la señal pero desfasada 30° con respecto a la graficada mostrada anteriormente, así se simplifican los cálculos ya que obtenemos una señal alterna e impar.

La señal de voltaje entre líneas para la salida del inversor es:

$$a_0 = 0$$

$$b_n = 0$$

$$b_n = 4 \cdot \frac{2}{T} \int_0^t f(t) \text{sennwt} \, dwt \dots \dots \dots (5.10)$$

$$b_n = 4 \cdot \frac{2}{T} \int_0^t f(t) \text{sennwt} \, dwt \dots \dots \dots (5.10)$$

$$b_n = \frac{8}{2\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} V_{cc} \text{Sen} \, nwt \, dwt$$

$$b_n = \frac{4V_{cc}}{n\pi} \int_0^{\pi/3} \frac{V_{cc}}{3} \text{sennwt} \, dwt$$

$$b_n = \frac{4V_{cc}}{n\pi} (-\cos \, nwt) \Big|_{\pi/6}^{\pi/2}$$

$$b_n = \frac{4V_{cc}}{n\pi} \left( -\cos \, n \frac{\pi}{2} + \cos \, n \frac{\pi}{6} \right)$$

$$b_n = \frac{2\sqrt{3}}{n\pi} V_{cc} \dots \dots \dots (5.6)$$

Para  $n = 1, 5, 11, 13 \dots$

Para la componente fundamental ( $n=1$ ), la ganancia es igual a 1.1 con respecto a la tensión continua de entrada.

$$\hat{V}_{LL1} = 1.1V_{cc} \dots \dots \dots (5.7)$$

Para el cálculo de THD se determina el valor rms de la componente fundamental y el valor efectivo total de la señal se tiene por la expresión ya conocida y calculada en rectificador de seis pulsos.

$$V_{1rms} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} V_{cc} \dots \dots \dots (5.8)$$

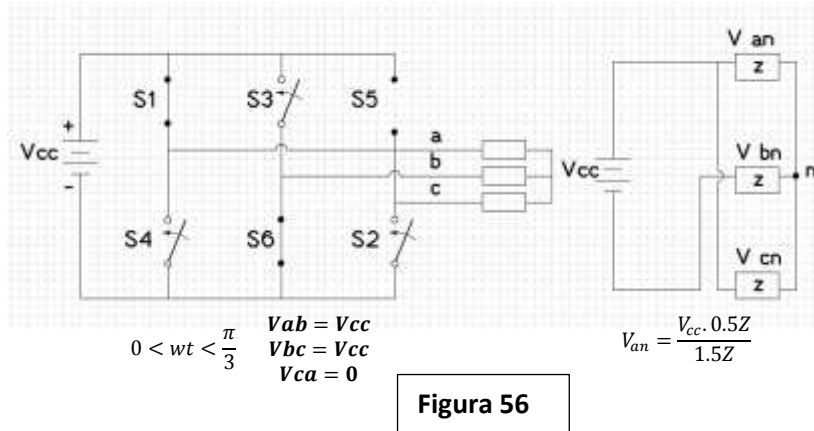
$$V_{LLrms} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{cc} \dots \dots \dots (5.9)$$



$$THDV(\%) = \frac{\sqrt{\left(\sqrt{\frac{2}{3}}V_{cc}\right) - \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}}V_{cc}\right)^2}}{\frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}}V_{cc}} \cdot 100$$

$$THDV(\%) = 31.9\%$$

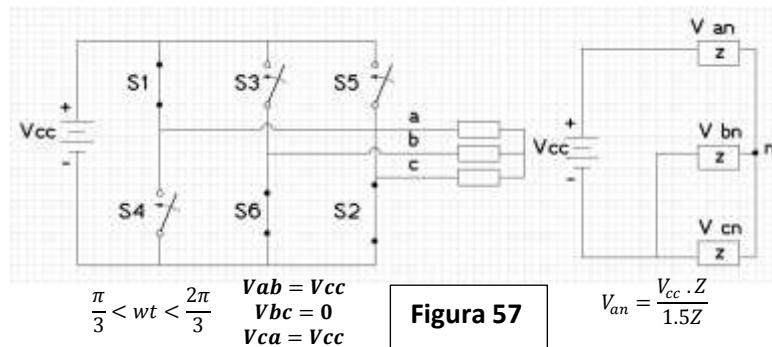
Cuando tenemos una carga trifásica balanceada y conectada en estrella con neutro flotante, el voltaje entre fase y neutro queda con los siguientes valores:



Así entre:

$$0 < \omega t < \frac{\pi}{3}$$

$$V_{an} = \frac{V_{cc}}{3}$$



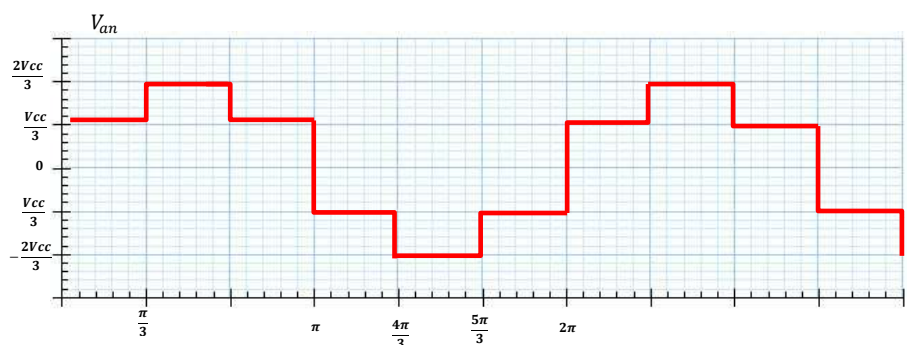
Y entre:

$$\frac{\pi}{3} < \omega t < \frac{2\pi}{3}$$

$$V_{an} = \frac{V_{cc}}{3}$$

Para el resto de las combinaciones en los switches, el voltaje entre fase y neutro del circuito queda como:

**Figura 58**



Para desarrollar la serie de Fourier de la señal se integra desde 0 hasta  $90^\circ$ , ya que posee simetría de cuarto de onda.

$$a_0 = 0$$

$$b_n = 0$$

$$b_n = 4 \cdot \frac{2}{T} \int_0^t f(t) \text{sennwt} \, dwt \dots \dots \dots (5.10)$$

$$b_n = 4 \cdot \frac{2}{T} \int_0^t f(t) \text{sennwt} \, dwt \dots \dots \dots (5.10)$$

$$b_n = \frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi/3} \frac{V_{cc}}{3} \text{Sen} \, nwt \, dwt + \frac{8}{2\pi} \int_{\pi/3}^{\pi/2} \frac{2V_{cc}}{3} \text{Sen} \, nwt \, dwt$$

$$b_n = \frac{4V_{cc}}{n3\pi} \int_0^{\pi/3} (-\cos n \frac{\pi}{3} + \cos 0) + \frac{8V_{cc}}{n3\pi} (-\cos n \frac{\pi}{2} + \cos n \frac{\pi}{3})$$

$$b_n = \frac{4V_{cc}}{n3\pi} \cos n \frac{\pi}{3} + \frac{4V_{cc}}{n3\pi} + \frac{8V_{cc}}{n3\pi} \cos n \frac{\pi}{3} - \frac{8V_{cc}}{n3\pi} \cos n \frac{\pi}{2}$$

$$b_n = \frac{4V_{cc}}{n3\pi} (\cos n \frac{\pi}{3} + 1 - \cos n \frac{\pi}{2}) \dots \dots \dots (5.11)$$

$n = 1, 5, 7, 1, 13 \dots$

Para el valor rms de la señal se desarrolla el cálculo entre los mismos límites de integración:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/3} \left(\frac{V_{cc}}{3}\right)^2 dwt + \frac{4}{2\pi} \int_{\pi/3}^{\pi/2} \left(\frac{2V_{cc}}{3}\right)^2 dwt}$$

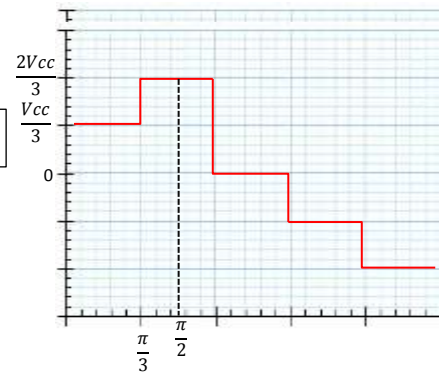
$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{cc}^2}{9} \left(\frac{\pi}{3} - 0\right) + \frac{8V_{cc}}{9} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3}\right)}$$

$$V_{rms} = V_{cc} \sqrt{\frac{2}{9}} \dots \dots \dots (5.12)$$

Con estas expresiones ya podemos calcular el THDV de la señal.

$$V_1_{rms} = \frac{4V_{cc}}{3\pi\sqrt{2}} \left(\cos \frac{\pi}{3} + 1 - 2\cos \frac{\pi}{2}\right)$$

Figura 59



$$V_{1rms} = 0.45V_{cc}$$

$$V_{1rms} = 0.4714V_{cc}$$

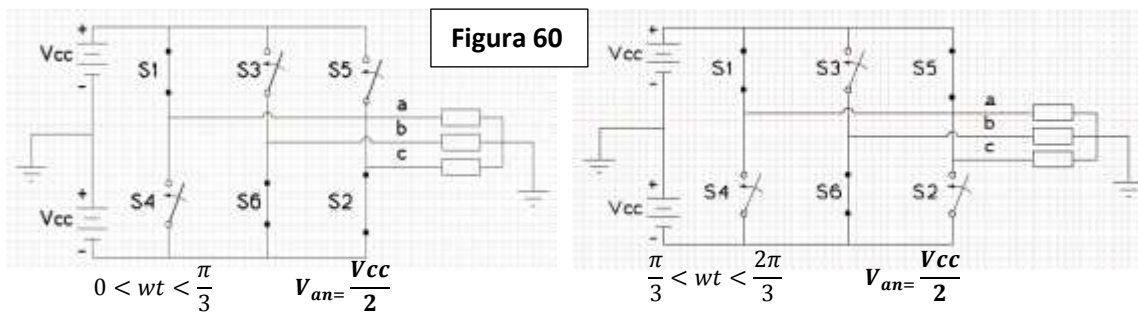
$$THDV(\%) = \frac{\sqrt{(0.4714V_{cc})^2 - (0.45V_{cc})^2}}{0.45V_{cc}} \cdot 100$$

$$THDV(\%) = 31.08\%$$

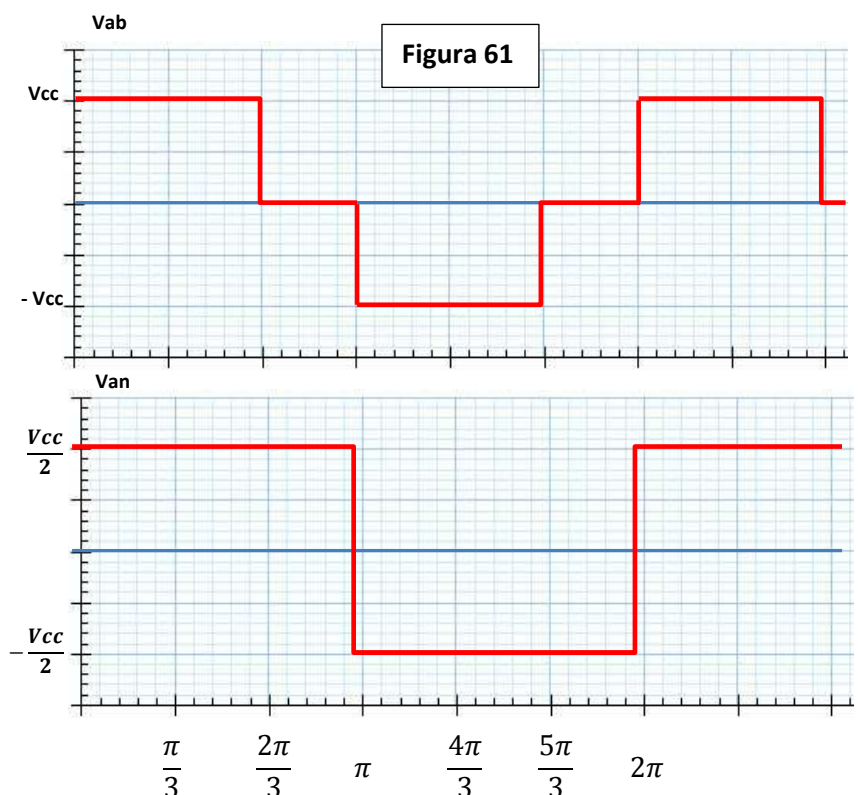
### Inversor onda cuadrada.

En la siguiente configuración se utiliza una batería con toma media o una fuente dual de CC. La carga a su vez tiene el neutro conectado a tierra, lo que implica un cambio de la señal de voltaje entre fase y neutro.

En resumen, se observa que si S1 está en conducción, el voltaje Van siempre será  $V_{cc}/2$  pero cuando S1 se abra y entre en conducción S4, el voltaje Van será  $-V_{cc}/2$ , dado que el retorno de tierra permite esos estados y la fase "a" es alimentada por S1 o S4. Lo mismo ocurre para el resto de los voltajes, la tensión Vbn depende de la pareja de switches S3 y S6 y Vcn depende de S5 con S2. Con este análisis se obtienen las siguientes gráficas que corresponden a la tensión Vab y Van.



En resumen, se observa que si S1 está en conducción, el voltaje Van siempre será  $V_{cc}/2$  pero cuando S1 se abra y entre en conducción S4, el voltaje Van será  $-V_{cc}/2$ , dado que el retorno de tierra permite esos estados y la fase "a" es alimentada por S1 o S4. Lo mismo ocurre para el resto de los voltajes, la tensión Vbn depende de la pareja de switches S3 y S6 y Vcn depende de S5 con S2.



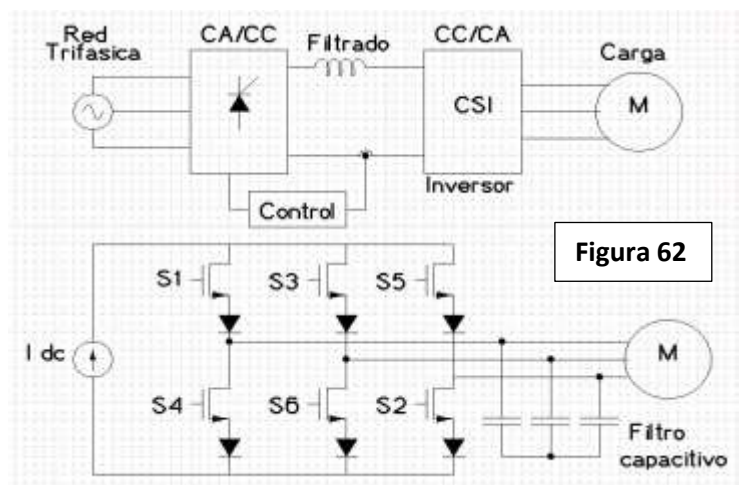
Con este análisis se obtienen las siguientes gráficas que corresponden a la tensión  $V_{ab}$  y  $V_{an}$ . Dado que la señal de voltaje entre fase y el neutro, es una onda cuadrada, el contenido armónico aumenta, ya que esta señal posee todos los armónicos impares, incluyendo los múltiplos de 3, que eran inexistentes en el caso de carga con neutro flotante.

### Inversor alimentado por fuente de corriente (CSI)

Un inversor fuente de corriente se utiliza a menudo para alimentar una carga trifásica como puede ser un motor de inducción. Una aplicación práctica es alimentar al inversor a partir de un rectificador controlado y una inductancia de alisado que mantenga la corriente a un valor constante, además un enlace de realimentación entre la corriente de salida del rectificador y el control del puente rectificador, para mantener la corriente fija en la entrada del inversor.

Debido a que el inversor es alimentado por una fuente de corriente constante, el voltaje de salida del inversor depende de la carga. En este caso el inversor CSI debe asegurar la continuidad de corriente en la carga y por ningún motivo debe quedar la fuente de corriente con sus terminales abiertos, ya que constituye una condición de falla.

Cuando dos switches de una misma pierna se cierran, no existe transferencia de energía a la carga ya que la corriente retorna directamente por esos interruptores.



En la carga es necesario contar con filtros, tal como se muestra en la figura 62, debido a que en cada conmutación la corriente cambia bruscamente de valor y se producirían sobre-tensiones en la inductancia de la carga.

$$\text{Se sabe que: } VL = L \frac{di}{dt} \quad \Delta t \rightarrow 0 \quad \text{y} \quad VL \rightarrow \infty$$

De no contar con filtros, el voltaje se incrementaría en un valor muy grande, limitado sólo por el tiempo de conmutación de los transistores, que es un instante muy corto.

Además en los condensadores que conforman el filtro, se debe evitar dejarlos en cortocircuito ya que son elementos con un voltaje presente en sus terminales y tendríamos una nueva condición de falla.

### Técnicas de control de amplitud. Modulación por anchura de impulsos (PWM).

#### Conceptos básicos

Con esta técnica de modulación de ancho del pulso de salida (pulse width modulation), es posible reducir los armónicos de baja frecuencia que se presentan en la salida del inversor.



El control de los switches, se desarrolla mediante la comparación de dos señales de control, una señal portadora y otra usada como referencia, dichas señales son de pequeña magnitud, dado que sólo se utilizan con fines de control y no se involucran directamente con el sistema de potencia.

Un inversor tradicional toma el voltaje de una fuente  $V_{cc}$  y lo entrega a una carga en sentido positivo y negativo, así obtenemos una señal alterna pero con un gran contenido de distorsión armónica. Con la técnica PWM podemos entregar un voltaje con características similares a una señal sinusoidal ya que los armónicos presentes son de gran frecuencia y baja magnitud. En términos prácticos con esta técnica de modulación el voltaje de salida del inversor es troceado, eliminando así los primeros y más perjudiciales armónicos de tensión.

### Inversor PWM trifásico

#### Inversor SPWM

El inversor de trifásico PWM, también llamado SPWM, tiene un control de switches similar al rectificador PWM monofásico, la diferencia es que la referencia es ahora una red trifásica que ejerce la función de regular la frecuencia de salida y una señal de carrier que tiene relación con el contenido armónico presente en la salida del convertidor.

El funcionamiento del inversor SPWM se explica a continuación:

Cuando:

$$V_{ref\ a} > V_{carrier} \quad S10n \text{ y } S40ff$$

$$V_{ref\ a} < V_{carrier} \quad S10ff \text{ y } S40n$$

$$V_{ref\ b} > V_{carrier} \quad S30n \text{ y } S60ff$$

$$V_{ref\ b} < V_{carrier} \quad S10ff \text{ y } S40n$$

$$V_{ref\ c} > V_{carrier} \quad S50n \text{ y } S20ff$$

$$V_{ref\ c} < V_{carrier} \quad S50ff \text{ y } S40n$$

La técnica PWM es lineal y el voltaje de salida de la componente fundamental está dado por la ecuación:

$$\hat{V}_{LL1} = V_{cc} \cdot m \cdot Gac$$

**V<sub>cc</sub>**: Tensión continua en la entrada del inversor

**m**: índice de modulación

**Gac**: Ganancia en CA

Para un inversor SPWM, la ganancia en CA tiene un valor constante de 0.866.

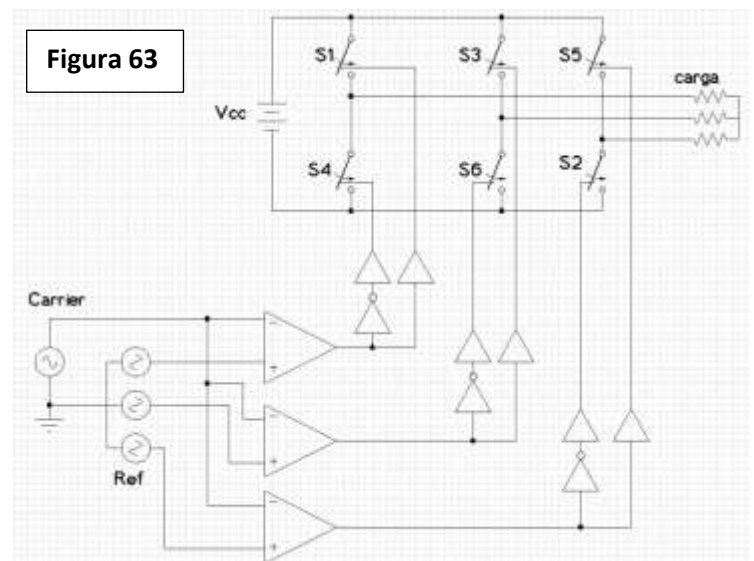
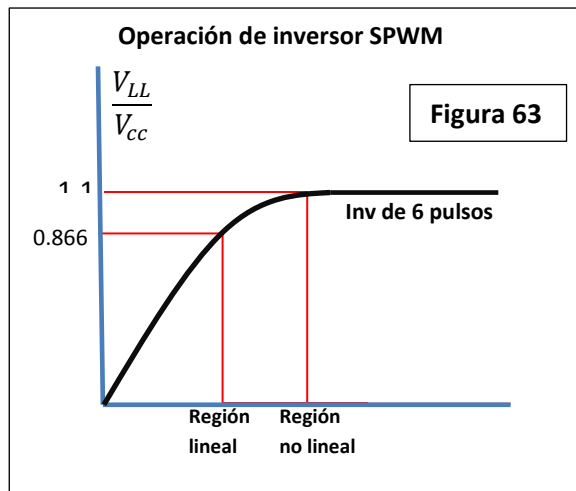


Figura 63

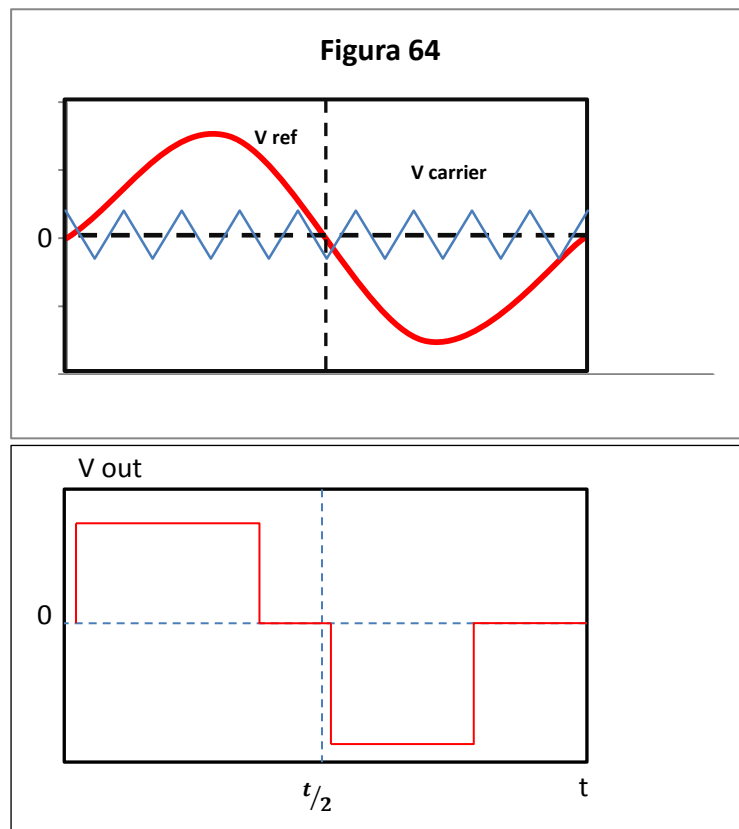


La variación del índice de modulación nos da la posibilidad de modificar la entrega de energía a la carga, a medida que se reduce este índice, la energía entregada es menor. Para índices de modulación mayores a 1, el valor de los voltajes de salida pierde su linealidad y no pueden ser calculados por la expresión dada.

Cuando el inversor es sobre-modulado, la respuesta no es lineal, pero cuando el índice de modulación alcanza aproximadamente un valor de 6, el inversor pasa a operar como un rectificador de 6 pulsos, ya que la diferencia de magnitud entre la señal de referencia con respecto a la carrier es tan grande, que no existe cambio en la salida de los comparadores, así la modulación de los pulsos se pierde. A continuación se muestra una gráfica que resume la operación del inversor para distintos índices de modulación:



Cuando el índice de modulación es grande, las señales de referencia, carrier y voltaje de salida quedan de la siguiente forma:



### Inversor PWM con inyección de tercera y novena armónica

También se puede utilizar la técnica PWM con inyección de tercera y novena armónica para obtener un voltaje de salida con una componente fundamental mayor. La ganancia de voltaje para este caso es superior al SPWM y podemos entregar más energía a la carga.

La siguiente tabla muestra la ganancia para distintas configuraciones usadas

Técnica	Gac
SPWM	0.866
3 HIPWM	1
3 9 HIP`WM	1
INV DE 6 PULSO	1.1

### Cálculo de Corriente media de entrada al inversor

Podemos desarrollar un cálculo para determinar la corriente media en la entrada del convertidor, asumiendo que no posee pérdidas y la potencia entregada a la carga es la misma que la potencia entregada por la fuente Vdc de entrada.

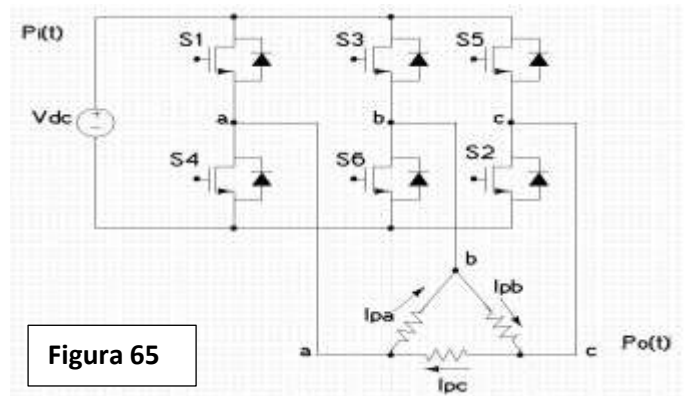


Figura 65

Si se asume el convertidor sin pérdidas de conmutación esto es  $P_i(t) = P_o(t)$

$$V_i(t) \cdot i_i(t) = V_{ab}(t) \cdot i_{pa}(t) + V_{bc}(t) \cdot i_{pb}(t) + V_{ca}(t) \cdot i_{pc}(t)$$

$$i_i(t) = \frac{V_{ab}(t)}{V_i(t)} \cdot i_{pa}(t) + \frac{V_{bc}(t)}{V_i(t)} \cdot i_{pb}(t) + \frac{V_{ca}(t)}{V_i(t)} \cdot i_{pc}(t)$$

Como los voltajes de línea van de  $-V_i$  a  $V_i$  son adimensionales

Definiendo  $H_{ab}$ ,  $H_{bc}$  y  $H_{ca}$  como funciones de transferencia.

$$H_{ab} = \frac{V_{ab}}{V_i} = \frac{V_i}{V_i} (S1 - S3) = (S1 - S3) \quad H_{bc} = \frac{V_{bc}}{V_i} = \frac{V_i}{V_i} (S3 - S5) = (S3 - S5) \quad H_{ca} = \frac{V_{ca}}{V_i} = \frac{V_i}{V_i} (S5 - S1) = (S5 - S1)$$

Remplazando

$$i_i(t) = H_{ab}(t) \cdot i_{pa}(t) + H_{bc}(t) \cdot i_{pb}(t) + H_{ca}(t) \cdot i_{pc}(t) +$$

Expresando la ecuación anterior en términos de la componente fundamental que corresponde a la potencia activa.

$$i_{idc} = H_{ab1}(t) \cdot i_{pa1}(t) + H_{bc1}(t) \cdot i_{pb1}(t) + H_{ca1}(t) \cdot i_{pc1}(t)$$

Se definen

$$H_{ab1}(t) = m \cdot G_{ac} \cdot \text{sen}(\omega t)$$

$$H_{bc1}(t) = m \cdot G_{ac} \cdot \text{sen}(\omega t - 2\pi/3)$$

$$H_{ca1}(t) = m \cdot G_{ac} \cdot \text{sen}(\omega t + 2\pi/3)$$

Además

$$i_{pa1} = i_p \cdot \text{sen}(\omega t - \phi)$$

$$i_{pb1} = i_p \cdot \text{sen}(\omega t - 2\pi/3 - \phi)$$

$$i_{pc1} = i_p \cdot \text{sen}(\omega t + 2\pi/3 - \phi)$$

$$i_i = m \cdot G_{ac} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot i_p \cdot \text{sen}(\omega t - \phi) +$$

$$m \cdot G_{ac} \cdot \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) + i_p \cdot \text{sen}(\omega t - \phi_1) +$$

$$m \cdot G_{ac} \cdot \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) + i_p \cdot \text{sen}(\omega t + 2\pi/3 - \phi_1)$$

Así para carga en delta:

$$i_i dc = \frac{3}{2} \cdot m \cdot G_{ac} \cdot i_p \cdot \cos(\phi) \dots \dots \dots (5.17)$$

Si la carga es en estrella:

$$i_i dc = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \cdot G_{ac} \cdot i_p \cdot \cos(\phi) \dots \dots \dots (5.18)$$

Dónde:

$i_p$  = corriente máxima fundamental en la carga de fase

$m$  = Índice de modulación

$G_{ac}$  = Ganancia de la configuración

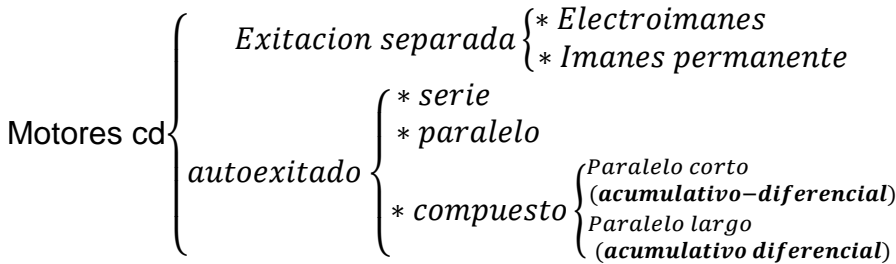
#### 4.- CONTROL DE MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA

Se puede definir a un motor de cd como un transductor de energía eléctrica a energía mecánica (así como el de corriente alterna).

Las aplicaciones de los motores de cd son en baja potencia, utilizándose en manipuladores robóticos, impresoras, máquinas de herramienta, en industrias dedicadas al procesamiento de alimentos, fotografía y de bebidas, en las dedicadas al procesamiento de maquinaria, aplicaciones específicas en transportadoras, líneas de ensamble, equipos de empaque, cribado de seda, hilado.

Los motores de cd se clasifican por la forma en que se excita el devanado de campo o inductor y el devanado de la armadura o inducido, a su vez se clasifican según la manera en cómo se conecta este devanado de campo para excitar a la armadura y la estructura de generación.

Se muestra la clasificación de los motores de cd:



Las aplicaciones mencionadas de los motores de cd se refieren en su mayoría a motores que tienen una configuración en serie o excitación independiente, estos últimos debido a que permiten proporcionar un alto par motor de arranque y obtener un control de velocidad en intervalos amplios, debido a su buena dinámica de respuesta y desempeño en estado estacionario.

La combinación en serie o paralelo de los motores obedece a su aplicación en grandes cargas.

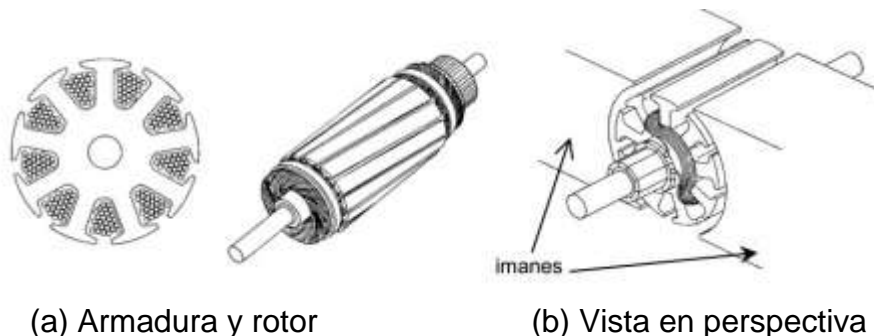
Los límites de operación de un motor de cd están definidos por el conmutador, llegando hasta una máxima aplicación de voltaje de 1500 V, con capacidad de potencia hasta cientos de kilowatts.

El uso de imanes permanentes o un voltaje de campo excitador constante, para mantener un flujo magnético constante, es primordial para obtener las características de operación mencionadas.

### Modelo convencional del motor de cd

El motor de cd en configuración excitación independiente, equivalente al de imanes permanentes y excitación en derivación (siempre y cuando el voltaje del campo sea constante para mantener un flujo magnético fijo), se presenta como un motor de amplia aplicación industrial y de estudio por sus características lineales y comprensibilidad en manejo matemático y operación.

Este modelo permite un análisis general independientemente de si tiene escobillas o no y de que se trate de uno con conmutadores mecánico o electrónico.



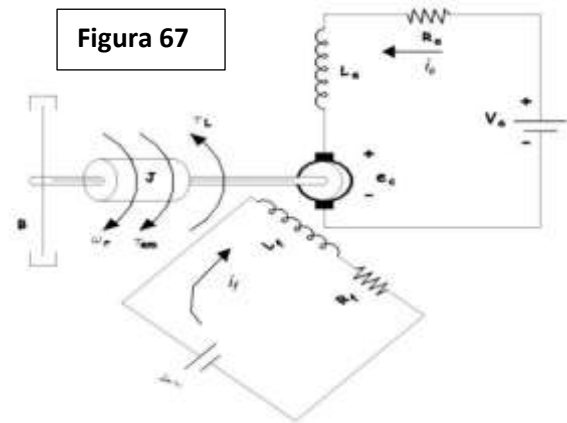
**Figura 66.** Motor de cd con imanes permanentes

La figura 66 muestra los elementos principales de un motor de cd, cuyo comportamiento dinámico es natural para aplicaciones de alto desempeño, así como en la aplicación en servomecanismos obedece directamente a su comportamiento lineal.

Las características de operación lineal en que se diseñan los motores de cd permiten obtener una controlabilidad aceptable, ya que los controladores obedecen a este comportamiento lineal, y como se verá en las ecuaciones deducidas enseguida, el control se obtiene y aplica directamente sobre los valores de entrada del sistema. Dicho control es debido a la incorporación del conmutador dentro del motor, que permite desarrollar un par que es proporcional a la corriente de armadura, siempre y cuando la corriente de campo se mantenga constante.

Este motor de cd es representado esquemáticamente mediante un circuito equivalente ilustrado en la figura 67, en donde se utiliza una corriente de campo  $i_f$  para excitar al devanado de campo, que induce un campo magnético permanente. En el devanado de armadura ha de circular una corriente  $i_a$ , que es mucho mayor que  $i_f$ . Para describir el sistema se definen los parámetros del motor

Variable, parámetro	Unidades
$\omega_r$ = velocidad angular del motor	rad/s
$\beta$ = constante de fricción viscosa	N-m-s/rad
$i_a$ = corriente de armadura	A
$i_f$ = corriente de campo	A
$L_a$ = inductancia de armadura	$\Omega$ -s
$L_f$ = inductancia de campo	$\Omega$ -s
$R_a$ = resistencia de armadura	$\Omega$
$R_f$ = resistencia de campo	$\Omega$
$K_i$ = constante de voltaje	V/A-rad/s
$K_m$ = constante del par motor	N-m/A <sup>2</sup>
J = constante de inercia	kg-m <sup>2</sup>
$\tau_{em}$ = par electromagnético	N-m
$\tau_L$ = par de carga	N-m



Motor de cd excitación independiente

Las ecuaciones dinámicas para un motor de corriente directa (cd) en la configuración indicada en la figura 67 son las que siguen, en las que la corriente de campo  $i_f$  es independiente del circuito de la armadura  $i_a$ :

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_i \omega_r i_f + e_c$$

donde  $e_c = K_i \omega_r i_f$  es el voltaje de velocidad o fuerza contraelectromotriz, siendo  $i_f$  constante y mucho menor que  $i_a$ , por tanto  $V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_i \omega_r i_f + e_c$  queda como

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_i \omega_r i_f$$

El que  $i_f$  sea constante requiere un voltaje de campo constante, de ahí que se pueda considerar este desarrollo igual, en estas condiciones, para un motor de imanes permanentes o en configuración serie.



El par desarrollado por el motor es  $T_{em} = K_m i_m i_a$  y utilizando la segunda ley de Newton indicando el equilibrio de pares en un sistema mecánico se

$$T_{em} = T_L + j \frac{d\omega_r}{dt} + \beta \omega_r = K_m i_f i_a$$

**Características básicas del motor de CC: modelo estático y dinámico.**

Esta clasificación es consecuencia de los objetivos de análisis que se hayan planteado. Así por ejemplo, si el objetivo de análisis es conocer los valores que toman las diferentes variables de un proceso cuando las entradas son fijas, el modelo deberá ser estático, por cuanto no interesa el comportamiento temporal de las variables. Sin embargo, si el objetivo de análisis es conocer lo que sucede a las variables del proceso luego de provocarse un cambio en las condiciones de operación (entradas y/o perturbaciones), se deberá considerar un modelo dinámico.

Un proceso está normalmente en evolución, por lo tanto, no puede hablarse de un proceso estático, pero sí puede decirse respecto de su modelo. El análisis mediante modelos estáticos es realmente útil en la práctica, puesto que resulta conveniente para simplificar el análisis y el empleo de técnicas de solución de modelos.

Los modelos estáticos generalmente se representan mediante ecuaciones algebraicas lineales y/o no lineales, y en derivadas parciales (respecto a la ubicación espacial). Por otro lado, los modelos dinámicos son representados matemáticamente mediante ecuaciones diferenciales ordinarias (respecto del tiempo) o parciales (respecto del tiempo y ubicación espacial)

En la figura 68 se muestra un circuito eléctrico RLC. El modelo dinámico de este circuito esta dado por:

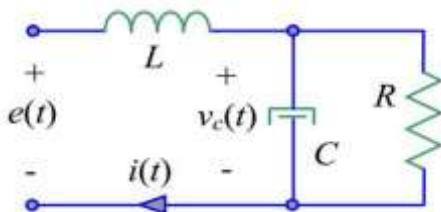


Figura 68 Circuito RLC

$$e = L \frac{di}{dt} + v_c$$

$$i = C \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c}{R}$$

y el modelo estático asociado será tan sólo

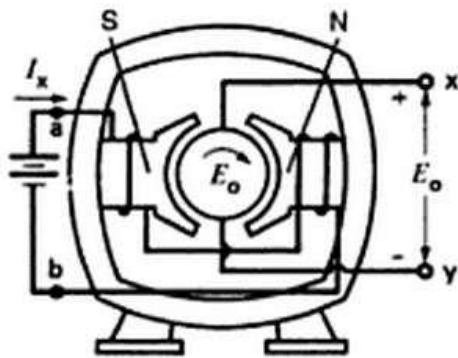
$$e = v_c$$

$$i = \frac{v_c}{R}$$

Es posible notar que la diferencia entre el modelo dinámico y el estático es que en este último no se consideran variaciones en las variables. Nótese que se obtiene haciendo las derivadas nulas o bien “abriendo” los capacitores y “cortocircuitando” los inductores del circuito

### Características del grupo convertidor-motor de CC con excitación independiente.

Ahora que hemos aprendido algunos puntos básicos sobre generadores de dc, podemos estudiar los diversos tipos y sus propiedades. Así, en lugar de imanes permanentes para crear el campo magnético, podemos utilizar un par de electroimanes, llamado polo de campo, como se muestra en la figura 69. Cuando la corriente directa de un campo de un generador como ese es suministrado por una fuente independiente, (como una batería u otro generador llamado excitador o exitatriz). Se dice que el generador es excitado independientemente. De esta manera la fuente dc conectado a los terminales **a** y **b** hace que fluya una corriente de excitación  $I_x$ . Si la armadura es impulsada por un motor de diesel, aparece un voltaje  $E_o$  en los terminales de las escobillas **x** y **y**.



**Figura 69**

Generador de 2 polos con excitación independiente. Los polos N, S de campo son creados por la corriente que fluye en los devanados de campo

Entre las principales características de los motores DC de excitación independiente encontramos:

- Ambos bobinados del estator y rotor son excitados por corriente continua.
- El rotor tiene el colector o conmutador.
- El voltaje continuo a los devanados de armadura se suministra a través de los cepillos eléctricos que establecen contacto con el colector.
- Los cepillos se fijan en relación con el estator y se colocan para obtener un desfase angular específico.
- Para aprovechar al máximo el par electromagnético, los ejes magnéticos del estator y rotor están desfasados uno del otro en 90 grados mediante un colector

### Modelo Matemático del Motor de Corriente continua de excitación independiente

Las ecuaciones dinámicas que describen el comportamiento del motor de corriente continua de excitación independiente, son:

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_b i_f \omega_m$$

$$V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$$

Donde  $R_a$  es la resistencia de armadura,  $R_f$  es la resistencia de campo,  $i_f$  es la corriente de campo,  $i_a$  es la corriente de armadura,  $L_a$  es la inductancia de armadura,  $L_f$  es la inductancia de campo y  $\omega_m$  la velocidad del motor.

Las ecuaciones están relacionadas con la operación de un motor conectado rígidamente a una carga con momento de inercia (J) y las pérdidas de fricción en la carga son representadas con un coeficiente viscoso (B), por lo que el torque desarrollado por el motor esta representado por la ecuación  $T_e = T_i + B\omega_m + j \frac{d\omega_m}{dt}$ .

Donde  $\omega_m$  es la velocidad angular,  $T_i$  es el torque de carga y  $B\omega_m$  representa las pérdidas del torque rotacional en el sistema. Generalmente el torque es relacionado con la corriente de armadura ( $i_a$ ) y con el flujo de campo ( $\phi$ ) mediante la ecuación  $T_e = K_a \cdot \phi \cdot i_a$

Para un motor DC de excitación independiente el flujo de campo esta expresado por las ecuaciones  $\phi = \frac{N_f \cdot i_f}{S} = K_f i_f$

Donde  $N_f$  es el número de vueltas en el bobinado de campo y S es la reluctancia de la estructura.

Uniendo las ecuaciones el torque generado queda expresado por la ecuación  $T_e = K_a \cdot K_f \cdot i_f \cdot i_a$

Definimos  $K_m = K_b \cdot i_f$  para una  $i_f$  constante, para simplificar las ecuaciones  $T_e = K_a \cdot \phi \cdot i_a$ ,  $T_e = T_i + B\omega_m + j \frac{d\omega_m}{dt}$  y  $V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_b i_f \omega_m$

$$T_e = K_a \cdot i_a$$

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_m \omega_m$$

$$K_m \cdot i_a = T_i + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt}$$

### Control de velocidad en lazo cerrado.

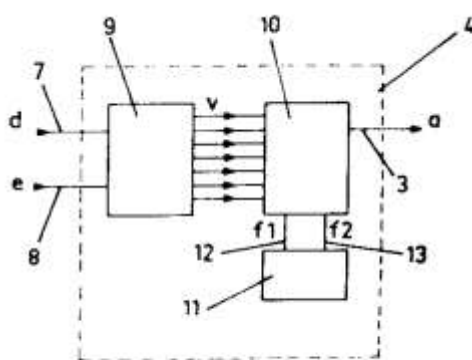


Figura 70

Sistema digital en lazo cerrado para control de velocidad de motores eléctricos. Aplicable a motores cuya velocidad es proporcional a la intensidad que circula por sus devanados; y que cuenta con un generador de fases (1) que entrega la señal de excitación a un circuito troceador (2) que es gobernado por el circuito de control (4) de manera que entrega la señal troceada a unos conmutadores (5) que regulan el tiempo de paso de la tensión al motor (6). El circuito de control (4) esta constituido por un contador ascendente/descendente (9) que recibe las señales proporcionales a la velocidad real del motor y a la velocidad deseada, en forma de trenes de impulsos, de manera que su salida es función de la diferencia entre dichas señales e independiente de la carga del motor. El contador ascendente/descendente (9) esta conectado a un contador descendente (10) gobernado por un oscilador (11) que genera dos frecuencias (f1 y f2). El circuito de control (4) vara el ciclo de trabajo de la señal troceadora.

Un detector de fase mide la diferencia de fase entre un voltaje de entrada  $V_i(t)$  y un voltaje de salida  $V_o(t)$  lo que nos da una

salida de:

$$V_d(t) = K_d \times (i - 0)$$

Donde:

Fase instantánea de  $V_i(t) = (i)$

Fase instantánea de  $V_o(t) = (0)$

El error en forma de voltaje se pasa a través de un filtro pasa bajas con el objeto de reducir ruidos y extraños componentes de alta frecuencia.

El voltaje filtrado,  $V_f(t)$  se lleva a un VCO u oscilador controlador de voltaje y altera la frecuencia con miras a minimizar el error de fase. El cambio en la frecuencia de salida del VCO puede ser relacionado con el voltaje filtrado por medio de una ecuación lineal así :

Si tomamos la frecuencia como la derivada de la fase, la anterior ecuación se integra para dar como resultado la siguiente ecuación:

El comparador de fase CF, circuito de carga y el filtro RC son necesarios por las siguientes razones:

- a) El sistema requiere la frecuencia de error entre las señales de entrada y
- b) La velocidad constante requiere el error de fase entre las señales de entrada.

La separación de estos errores es otra ventaja. El rango de funcionamiento de este método es limitado solo por las características de la variable controlada. Por ejemplo, en un PLL convencional la frecuencia del OCV puede operar en su máximo rango. Con respecto al control de velocidad del motor este es por medio de varios métodos que hacen que se pueda obtener la velocidad deseada para el control de lazo.

$i(t)$

$0(t)$

El sistema es estable cuando el voltaje de error se hace igual a cero, es decir cuando la frecuencia de  $V_o(t)$  es exactamente igual a la de  $V_i(t)$ . El Diagrama de Bloques del lazo básico es mostrado a continuación:

$i(s)$

$0(s)$

Se puede afirmar que el sistema de fase en lazo cerrado es básicamente un sistema de control no lineal realimentado. Pero asumiendo que el detector de fase es lineal y que el lazo es cerrado, la respuesta puede ser analizada utilizando la transformada de Laplace y la teoría de los sistemas lineales. Esto puede ser asumido gracias a las investigaciones de Gardner.

## **Sistemas de regulación de velocidad de 2 y 4 cuadrantes.**

### **Efecto de la reactancia de dispersión del transformador**

La presencia de reactancia en el lado de alterna (transformador y sistema), obliga a una transferencia gradual de la corriente de un SCR a otro, con lo cual habrá conducción simultánea de dos tiristores. La conducción simultánea conduce a un cortocircuito momentáneo entre las dos fases en conmutación.



El efecto se traduce en una modificación de la onda de corriente en el SCR y una reducción de la tensión continua a la salida del rectificador.

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

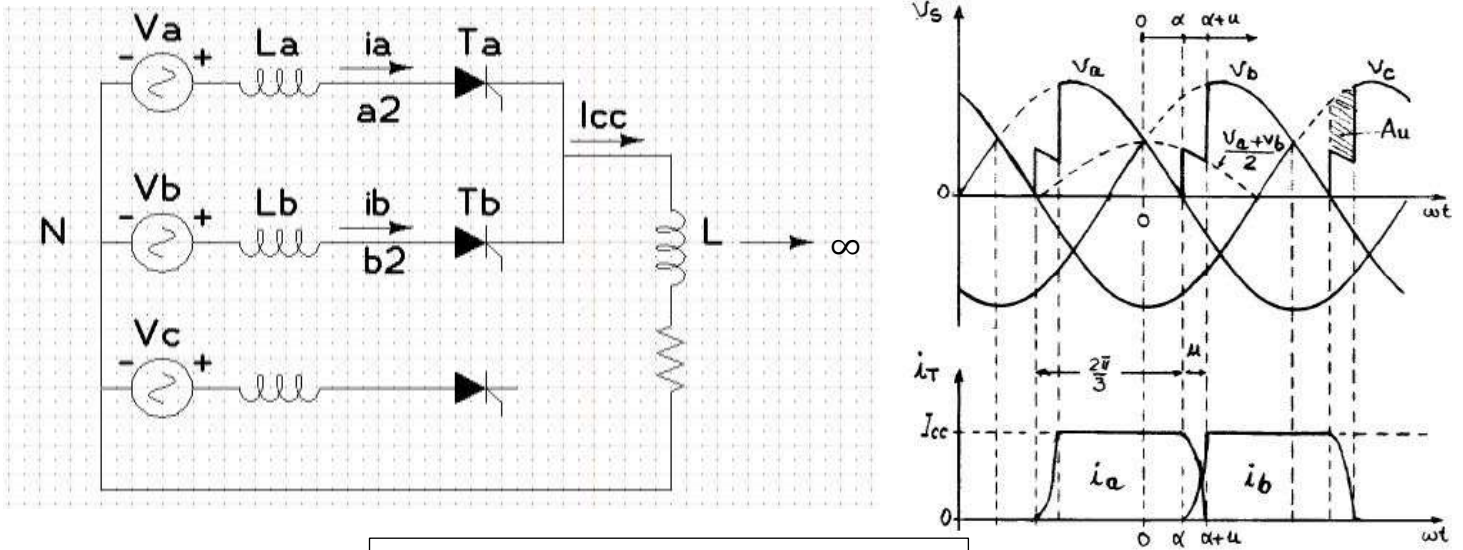


Figura 70 - Efecto de la reactancia del lado

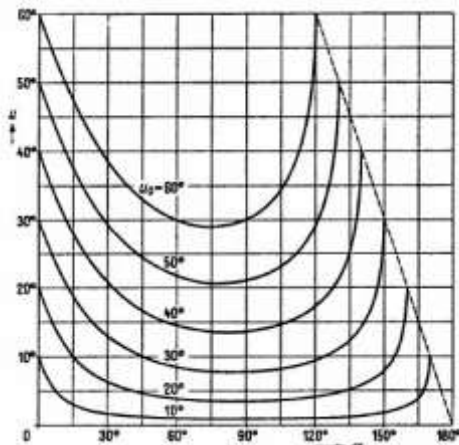
Siguiendo un procedimiento similar al caso del Rectificador de diodos, resulta la ecuación de conmutación (Anexo 1):

$$[\cos \alpha - \cos(\alpha + u)] / 2 = I_{cc} / V_{cc0} \cdot p\omega L / 2\pi$$

El ángulo de conmutación  $u$  crece al aumentar  $I_{cc}$  o la inductancia  $L$ , y varía con el ángulo  $\alpha$  como se muestra en la Figura 71.

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

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



La caída de tensión continua provocada por la conmutación resulta:

$$i) \Delta V_{cc} = \frac{V_{cc0} [\cos \alpha - \cos(\alpha + u)]}{2}$$

$$ii) \Delta V_{cc} = \frac{V_{cc0} [1 - \cos(\alpha + u_0)]}{2}$$

$$iii) \Delta V_{cc} = \left(\frac{p\omega L}{2}\right) \cdot I_{cc}$$

Figura 71 - Variación del ángulo  $u$  en función de  $\alpha$  para  $u_0$  fijo ( $I_{cc} = cte$ ).de



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

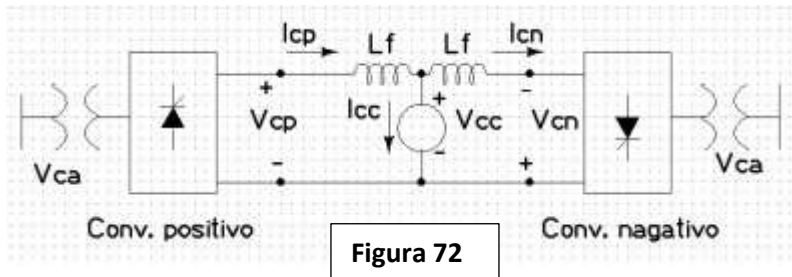
$$\Delta V_{cc} = (p/r)(p\omega L/2) \cdot (I_{cc\_total}/r)$$

**CONVERSION DUAL (CONVERSION DE 4 CUADRANTES) Función.**

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

Configuración.

Dos convertidores bidireccionales conectados en forma anti paralela con la carga.



Modos de operación:

1.- Operación alternada. Mientras un conversor opera, el otro permanece inactivo (pulsos de disparo inhibidos).

Deberá esperarse la anulación total de la corriente de carga antes de efectuar el cambio de Conversor activo.

2.- Operación simultanea con corriente circulante: Mientras un conversor opera en rectificación, el otro opera en inversión.

a) La magnitud de las tensiones continuas en ambos convertidores será la misma, por ello los ángulos de disparo deberán estar sincronizados:

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

$$V_{cpo}(\cos \alpha_n + \cos(\alpha_p + u_p)) = -V_{cno}(\cos \alpha_n + \cos(\alpha_n + u_n))$$

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

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

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

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

d) Ambos convertidores podrán operar con corrientes mayores que la de carga (Particularmente para baja corriente de carga), evitando la discontinuidad de la corriente.

e) Aunque los voltajes medios de ambos convertidores son iguales, las tensiones instantáneas no lo son. La variación instantánea de la corriente debe limitarse mediante Inductancias entre ambos convertidores.

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

Límites de operación en los cuatro cuadrantes.

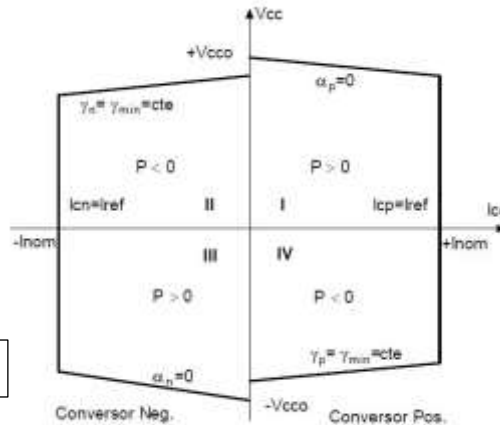


Figura 73

### 4.3 Aplicaciones del convertidor dual.

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

## CONTROL DE MOTORES DE INDUCCION

Características básicas del motor de inducción: modelo estático

En esencia, la operación de los motores de inducción es igual a la de los devanados de amortiguación en los motores sincrónicos. En seguida se repasará la operación básica y se definirán algunos términos importantes de los motores de inducción.

### Modelo estático que mantiene constante la potencia activa del motor

El modelo 1 descrito por las ecuaciones 
$$P = \frac{|V|^2 \left\{ \left( \frac{R_r}{s} \right) \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) R_s - X_s K_1 - X_r X_m \right] + K_1 \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) (X_m + X_s) + R_s K_1 \right] \right\}}{\left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) R_s - X_s K_1 - X_r X_m \right]^2 + \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) (X_m + X_s) + R_s K_1 \right]^2}$$
 y

$$Q = \frac{-|V|^2 \left\{ K_1 \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) R_s - X_s K_1 - X_r X_m \right] - \left( \frac{R_r}{s} \right) \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) (X_m + X_s) + R_s K_1 \right] \right\}}{\left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) R_s - X_s K_1 - X_r X_m \right]^2 + \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) (X_m + X_s) + R_s K_1 \right]^2}$$

no puede ser resuelto arbitrariamente, ya que tiene dos ecuaciones y cuatro incógnitas: el voltaje terminal  $V$ , las potencias activa  $P$  y reactiva  $Q$ , y el deslizamiento  $s$  del rotor. Como ya antes ha sido mencionado, esta característica del modelo da la posibilidad de solucionarla de muchas formas diferentes.

En las referencias [Ruiz, 1996, Ruiz-Vega et al., 2002] se plantea que, de acuerdo al comportamiento del motor ante pequeñas variaciones del voltaje terminal con respecto a su valor nominal, la forma correcta para solucionar el modelo de estado estacionario del motor de inducción es considerar que su potencia activa es constante (independiente de las variaciones del voltaje).

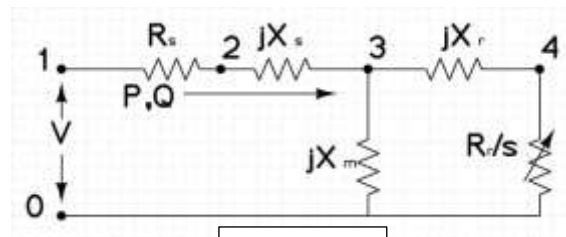
Ya que la potencia activa es considerada independiente de las variaciones del voltaje, en la ecuación

$$P = \frac{|V|^2 \left\{ \left( \frac{R_r}{s} \right) \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) R_s - X_s K_1 - X_r X_m \right] + K_1 \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) (X_m + X_s) + R_s K_1 \right] \right\}}{\left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) R_s - X_s K_1 - X_r X_m \right]^2 + \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right) (X_m + X_s) + R_s K_1 \right]^2}$$

puede ser expresada en términos del deslizamiento

del rotor [Ruiz, 1996, Ruiz-Vega et al., 2002]:  $\left( \frac{R_r}{s} \right)^2 A + \left( \frac{R_r}{s} \right) B + C = 0$

Circuito equivalente de estado estacionario del motor de inducción (Adaptado de [Kundur, 1994, Ruiz, 1996, Liu et al., 1997]).



Donde:

$R_s, X_s$ : Resistencia y reactancia de dispersión del estator.

$R_r, X_r$ : Resistencia y reactancia de dispersión del rotor.

$P, Q$ : Consumo de potencia activa y reactiva.

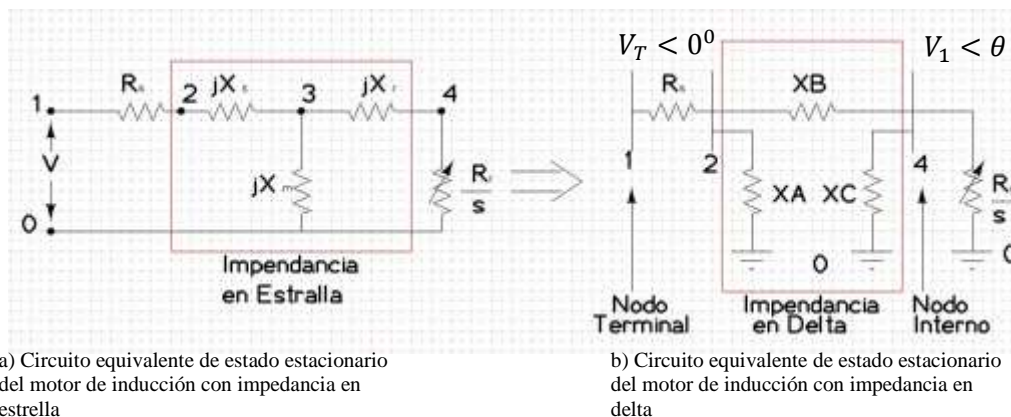
$X_m$ : Reactancia de magnetización.

$V$ : Voltaje en terminales del motor.

$s$ : Deslizamiento.

### Modelo estático delta-dos-nodos que mantiene constante la potencia activa del motor

Este modelo 2 propuesto parte del circuito de estado estacionario del motor de inducción de la Figura 74, considerando constante la potencia activa de consumo total del motor ( $P$  de estator y  $P$  de rotor). Para incluir este modelo en estudios estáticos como en el estudio de flujos de potencia, es necesario modificar el circuito equivalente de la Figura 74. Esto se logra modificando la impedancia en estrella (Formada por  $jX_s, jX_r$  y  $jX_m$ ) entre los nodos 0, 2 y 4 del circuito de la Fig. 74 a una impedancia en delta o circuito  $\pi$ , como se muestra en la Figura 75b.



a) Circuito equivalente de estado estacionario del motor de inducción con impedancia en estrella

b) Circuito equivalente de estado estacionario del motor de inducción con impedancia en delta

**Figura 75** -Transformación inicial del modelo estático 3 del motor de inducción de un circuito eléctrico tipo estrella a uno delta.

Donde las nuevas reactancias son calculadas como sigue:

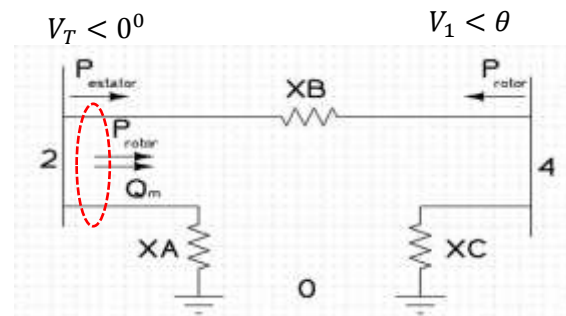
$$X_A = j \left( X_s + X_m + \frac{X_s X_m}{X_r} \right)$$

$$X_B = j \left( X_s + X_r + \frac{X_s X_r}{X_m} \right)$$

$$X_C = j \left( X_m + X_r + \frac{X_r X_m}{X_s} \right)$$

El modelo estático 3 del motor de inducción es completado al sustituir la resistencia del estator y rotor de la Figura 75b por inyecciones de potencia activa constante respectivamente, como se muestra en la Figura 76.

Por lo que al modelar cada motor se necesitan dos nodos, uno en terminales del motor y otro interno. Como se muestra en la Figura 76, la resistencia del estator y rotor son eliminadas y reemplazadas por cargas con potencia activa constante, cuyos valores son calculados usando los parámetros del motor y los valores iniciales del voltaje terminal ( $V_{T0}$ ) y el deslizamiento ( $s_0$ ). La potencia activa inicial del estator y rotor son calculadas de acuerdo al siguiente procedimiento:



**Figura 76** -Modelo estático 3 del motor de inducción, considerando constante la potencia activa del estator y rotor a uno delta.

- a) Con los valores iniciales del voltaje en terminales del motor de inducción y su deslizamiento, el voltaje en el nodo interno del motor está dado por la ecuación:

$$V_{1_0} = \frac{(V_{r0})(R_r)}{(S_0)(a) + (R_r)(b) + \frac{R_s}{(X_A)(X_C)}(c)}$$

Donde:

$$a = X_B + R_s(1 + X_B/X_A)$$

$$b = 1 + (X_B + R_s)/X_C$$

$$c = R_r(X_C + X_B)$$

- b) La potencia activa del rotor en función del voltaje interno dado por la ecuación

$$V_{1_0} = \frac{(V_{r0})(R_r)}{(S_0)(a) + (R_r)(b) + \frac{R_s}{(X_A)(X_C)}(c)}$$

y su deslizamiento inicial está dada por:

$$P_{rotor} = |V_{I_0}|^2 \left( \frac{S_0}{R_r} \right)$$

- c) La potencia activa del estator finalmente está dada por:

$$P_{motor} = P_{estator} + P_{rotor}$$

$$P_{estator} = P_{motor} - P_{rotor}$$

Como la potencia activa del rotor es calculada con los datos iniciales del voltaje en terminales y su deslizamiento inicial, podría creerse erróneamente que en este modelo también se fija el deslizamiento, ya que al fijar la potencia activa del rotor ésta es calculada con un valor inicial de deslizamiento. Sin embargo, al cambiar el valor del voltaje interno  $V_I$  como consecuencia de la variación del voltaje en terminales, mantener constante la potencia activa del rotor requiere ajustar el valor del deslizamiento para el nuevo valor de voltaje, como se puede ver en la ecuación (2.18).

La razón de representar la carga de motores de inducción por medio del Modelo Estático 3 que emplea un circuito delta, es que a diferencia del modelo con el circuito en estrella, la representación del primero es mucho más fácil, pues este modelo puede representarse como un simple nodo  $PQ$  adicional con una carga con factor de potencia unitario (la potencia activa del rotor) conectado al nodo terminal del motor (el cual también cuenta con una carga con factor de potencia unitario, la potencia activa del estator) por medio de una línea equivalente (representada por la reactancia  $X_B$ ), y reactancias en paralelo ( $X_A$  y  $X_C$ ), como se muestra en la Figura 76.

Utilizando esta representación, el Modelo 3 puede ser incluido sin problemas en cualquier programa de flujos de potencia convencional de manera sencilla y adecuada. Cabe mencionar que las reactancias  $X_A$  y  $X_C$  conectadas en paralelo mejoran el condicionamiento de la matriz  $Y_{bus}$  del estudio de flujos de potencia, al ser sumadas como admitancias al elemento diagonal correspondiente a los nodos terminal e interno en esta matriz.

### **Técnicas de control de velocidad para motores asincrónicos**

El presente trabajo con carácter de desarrollo tecnológico, forma parte del proyecto PI N° 19 / 04, aprobado por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la UNNE, titulado “Aplicaciones Industriales basadas en Micro controladores”.

El mismo consiste en el diseño e implementación de un dispositivo electrónico destinado a variar la velocidad de giro de un motor eléctrico trifásico asincrónico, de manera continua dentro de ciertos límites, mediante la variación de la frecuencia de la tensión aplicada.

El desarrollo efectuado pretende obtener un prototipo simple de un variador de velocidad, aplicable a motores trifásicos asincrónicos pequeños, con el que se puedan estudiar en detalle los problemas que aparecen cuando se intentan controlar motores e incluso extrapolar los resultados para los de mayor potencia y adoptar las soluciones pertinentes.

A continuación se presenta un diagrama en bloques de las distintas etapas necesarias para implementar el variador propuesto.

Explicaremos el funcionamiento. El equipo se energiza íntegramente de la red domiciliaria monofásica de 220 voltios, 50 Hz.



**Fuentes de alimentación:**

- 1) Fuente de alimentación de la etapa de control, suministra 12 voltios de Corriente Continua a 1 Ampere, consiste en un transformador, un rectificador de onda completa en configuración puente, implementada con diodos 1N4001 y un filtrado de tipo C, con una capacidad de 2200 uF / 16 voltios.
- 2) Fuente de alimentación de potencia, de aproximadamente 300 voltios de Corriente Continua, destinada a suministrar la potencia que activará el motor, consiste en un puente rectificador de onda completa implementado con diodos de 6 amperes , 1000 voltios y filtrado con condensador de 400 uF / 400 Voltios, conectada directamente a la red.
- 3) Fuentes Auxiliares destinadas a la excitación de los FETs de la etapa de Potencia. Consiste en cuatro fuentes de 12 voltios de Corriente Continua, independientes, las que utilizan un solo transformador con cuatro secundarios idénticos. Es una fuente de tipo conmutado a una frecuencia de aproximadamente 1 kHz. Utiliza la tensión suministrada por la fuente de control, la que es aplicada a un transformador con relación 1:1 ( entre cada rama del primario y cada devanado secundario ) posteriormente rectificadas en media onda por medio de diodos 1N4148 y filtrada con capacitores de 10 uF / 16 Voltios.

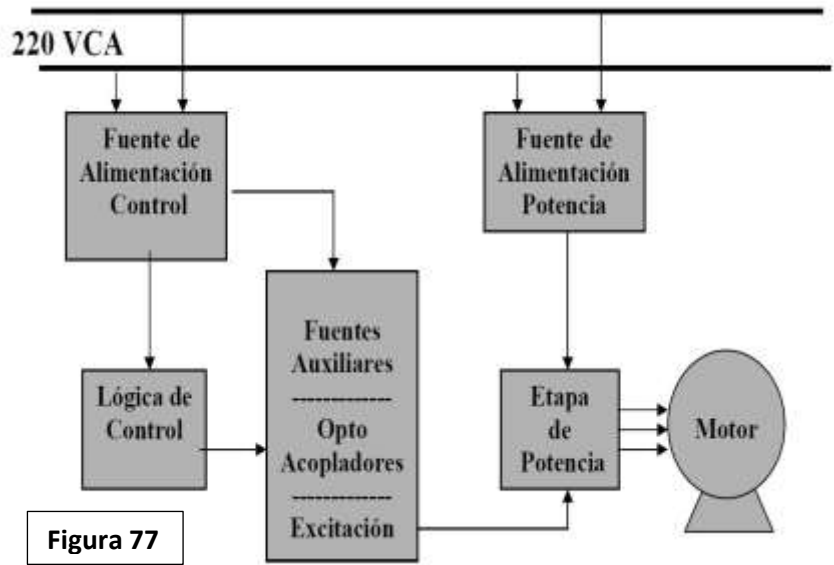


Figura 77

**Detalles Fuentes Auxiliares:**

En la implementación de estas fuentes se utilizaron tres secciones del CD4093 (Cuádruple compuerta NAND de dos entradas con disparador de Schmitt), dos FETs IRFZ44 y un transformador con primario con punto medio, se hace notar que sólo están representados dos de los devanados secundarios.

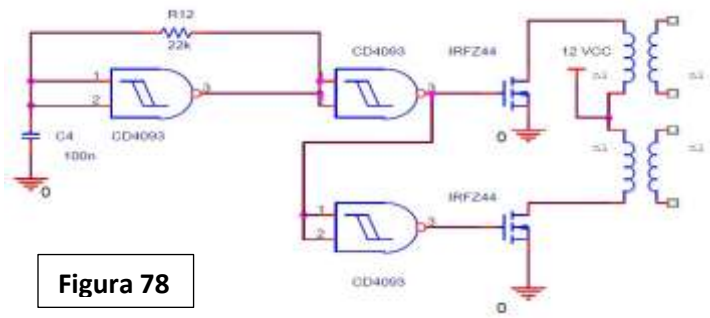


Figura 78

**Lógica de Control:**

Primeramente se estableció una secuencia de conmutación que cumpla con los requisitos anteriormente enumerados, a los que se agrega una conexión del motor en configuración estrella. T1 a T6 son los optoacopladores que irán conectados a los correspondientes FETs de la etapa de Potencia, M1 a M6.

Para su realización se utilizó un contador CD4017 (Contador / Divisor Johnson de 5 etapas, con 10 salidas), seguido de compuertas OR implementadas con diodos 1N4148, los que alimentan los leds de los optoacopladores PC817 a través de resistencias limitadoras de 1 kOhm.

La base de tiempo que provee la señal de reloj al contador, se la implementó con una sección de un CD4093 y un circuito RC; como parte de la rama resistiva se incorporó un potenciómetro de 100 kOhm, que es el que nos permitirá variar la frecuencia de la tensión aplicada al motor.

Secuencia	1	2	3	4	5	6
Grados	60	120	180	240	300	360
T1						
T2						
T3						
T4						
T5						
T6						

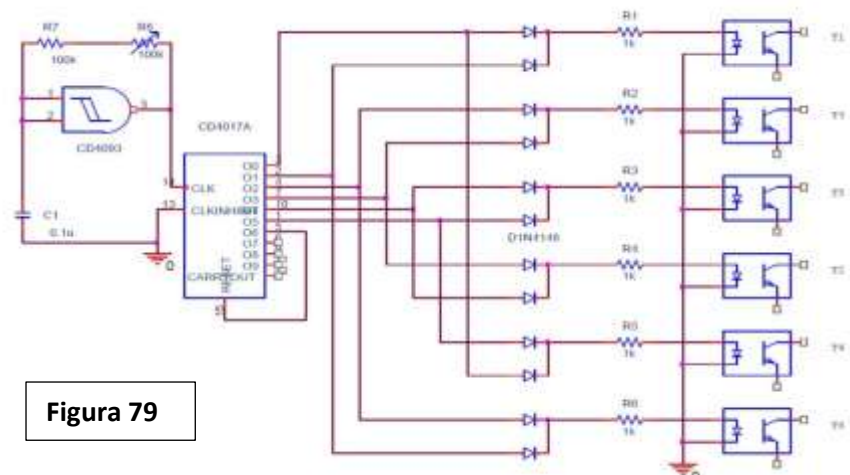


Figura 79

**Etapa de potencia:**

La etapa de potencia consiste en un puente trifásico realizado con seis transistores MOSFET de Canal N (IRF840), estos componentes son de bajo costo y eléctricamente muy robustos (VDSS = 500 voltios, ID = 8.0 amperes, RDS = 0.85 Ohm).

El puente está alimentado desde la fuente de alimentación de potencia, ya descrita en párrafos anteriores.

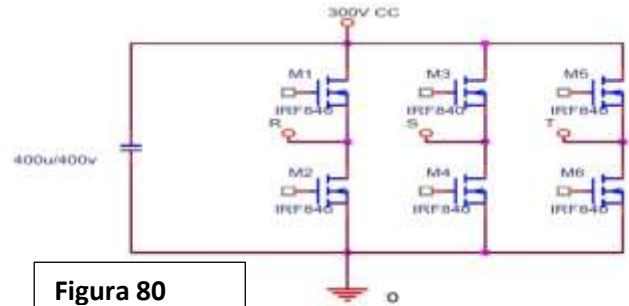
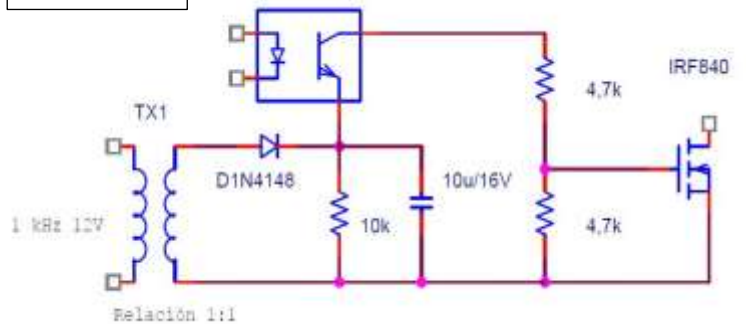


Figura 80

**Excitación de los FETs:**

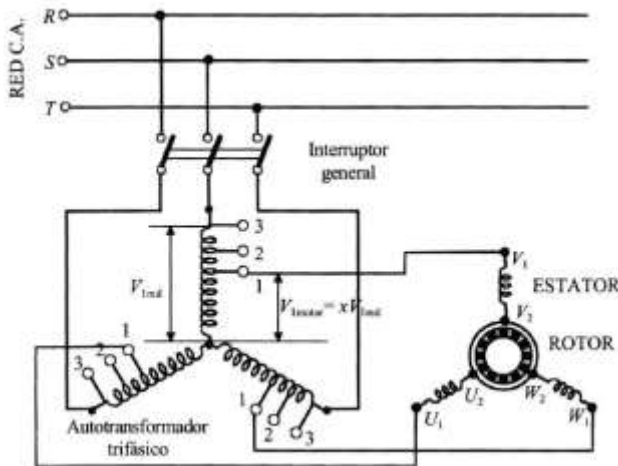
Se observa en el esquema utilizado, que los FETs M2, M4 y M6 tienen su terminal de surtidor conectado a la masa general, no ocurre lo mismo con los terminales de surtidor de M1, M3 y M5; en consecuencia para poder excitar cada uno de ellos en forma independiente, respecto de su propio terminal de surtidor es necesario generar cuatro fuentes aisladas. Una de ellas para cada uno de los FETs cuyo drenador se encuentra conectado a 300 Voltios (tres) y otra para los tres FETs cuyo terminal surtidor se halla a potencial de masa general. Para comandar cada FET se utilizó un optoacoplador. R, S y T son los puntos de conexión a los terminales del motor trifásico asincrónico.

Figura 81



**Control de velocidad:**

Arranque por autotransformador



$$x = p.u \text{ del auto trafo}$$

$$V_{motor} = xV_{red}$$

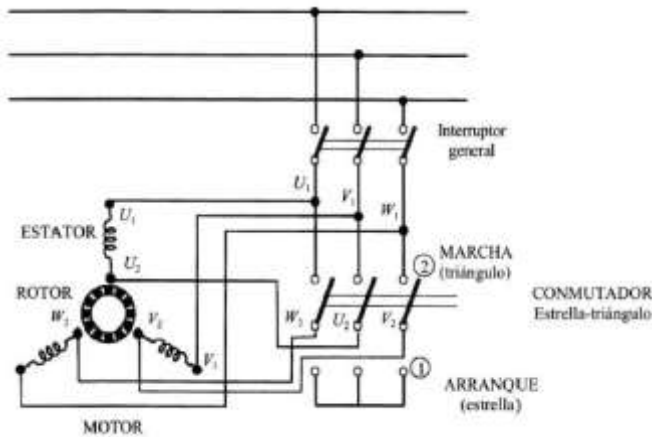
$$I_{mator} = xI_{cc}$$

$$T_{aut} = x^2 T_{direc}$$

aut: con autotrafo  
direc: con arranque directo

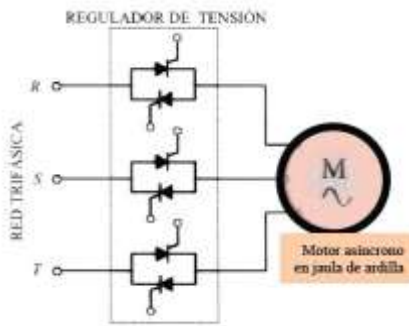
Figura 82 - Sólo es posible cuando el par resistente de la carga no sea muy elevado, pues el par se reduce con el cuadrado de la tensión.

Arranque con conmutación estrella-triángulo



**Figura 83** - Este método sólo se puede utilizar en aquellos motores que estén preparados para funcionar en triángulo y tengan un par resistente pequeño. La máquina se arranca en estrella y se conmuta a triángulo una vez alcanzada una velocidad estable.

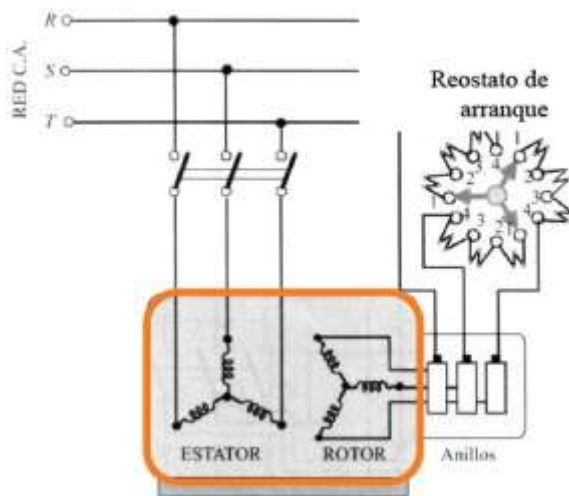
c) por de tensión estática,  
Con arrancador estático



**Figura 84** - Este método trabaja bajo el principio de reducción de tensión estática de forma continua, modificando la característica par-velocidad y la de corriente-velocidad

d) por resistencia rotórica,

Arranque de los motores de rotor bobinado mediante inserción de resistencias rotóricas



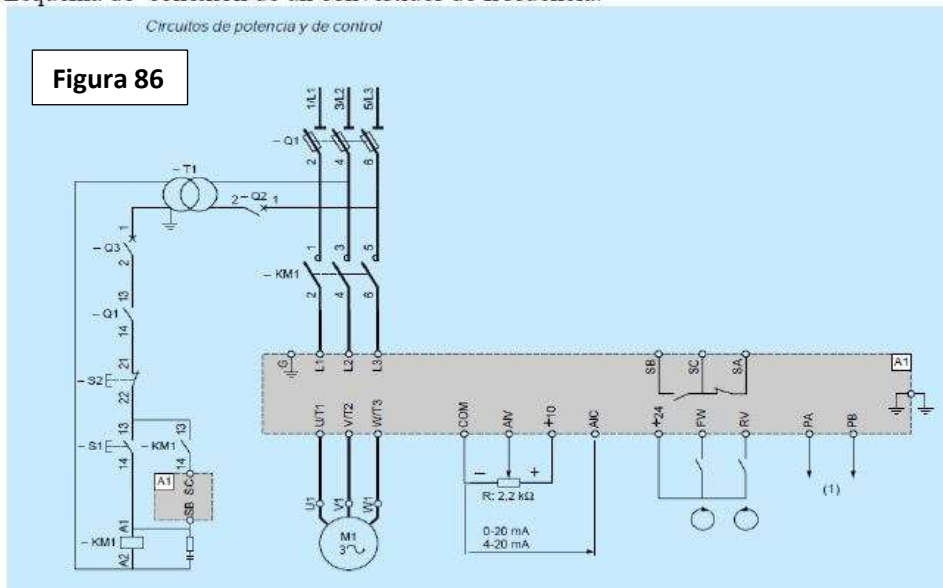
**Figura 85** -Se arranca la máquina introduciendo toda la resistencia (1) aumentando la impedancia de la máquina y reduciendo la corriente inicial. Al final (4) queda cortocircuitado el rotor.

d) por relación tensión–frecuencia.

En la actualidad el empleo de sistemas de arranque mediante el control por contactores está quedando en desuso a favor de los arrancadores-variadores de velocidad electrónicos (convertidores de frecuencia).

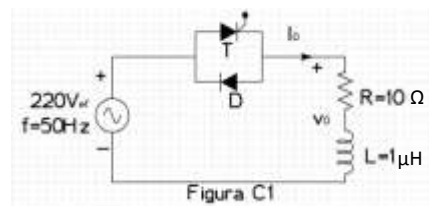
Este tipo de dispositivos suministran una tensión alterna cuyo valor es regulable, al tiempo que también es posible regular la frecuencia de alimentación al motor, de este modo es posible conseguir un control de velocidad muy efectivo, que permite incluso llevar un motor a una velocidad de sincronismo superior a la nominal o asignada (practica no recomendable). La razón de variar a la vez frecuencia y tensión radica en el hecho de conseguir un par constante en todo el régimen de velocidades del motor.

Esquema de conexión de un convertidor de frecuencia.



**Ejercicio:**

**Ejercicio N°1-**Para el circuito de la figura C1, donde el ángulo del tiristor T es de 90°,



**Realizar:**

1. Representar la tensión ( $v_0$ ) y corriente ( $i_0$ ) en la carga. Indicar que tipo de conversión de energía ejecuta el circuito.
2. Determinar la tensión del ánodo-cátodo máxima directa e inversa que soportan los interruptores.



**Solución:**

1. Para  $L = 1\mu H$ :

$$|Z_L| = 2 \cdot \mu \cdot f \cdot L = 2 \cdot \mu \cdot 50Hz \cdot 1Hz \cdot 10^{-6}\Omega = 3,14 \cdot 10^{-4}\Omega$$

Teniendo en cuenta que  $R=10\Omega$ , se puede despreciar el efecto de la inductancia  $L$ .

En consecuencia, la tensión y la corriente en la carga para  $\alpha= 90^\circ$  son las dos forma de onda  $v_0$  e  $i_0$  representada en la figura 1.

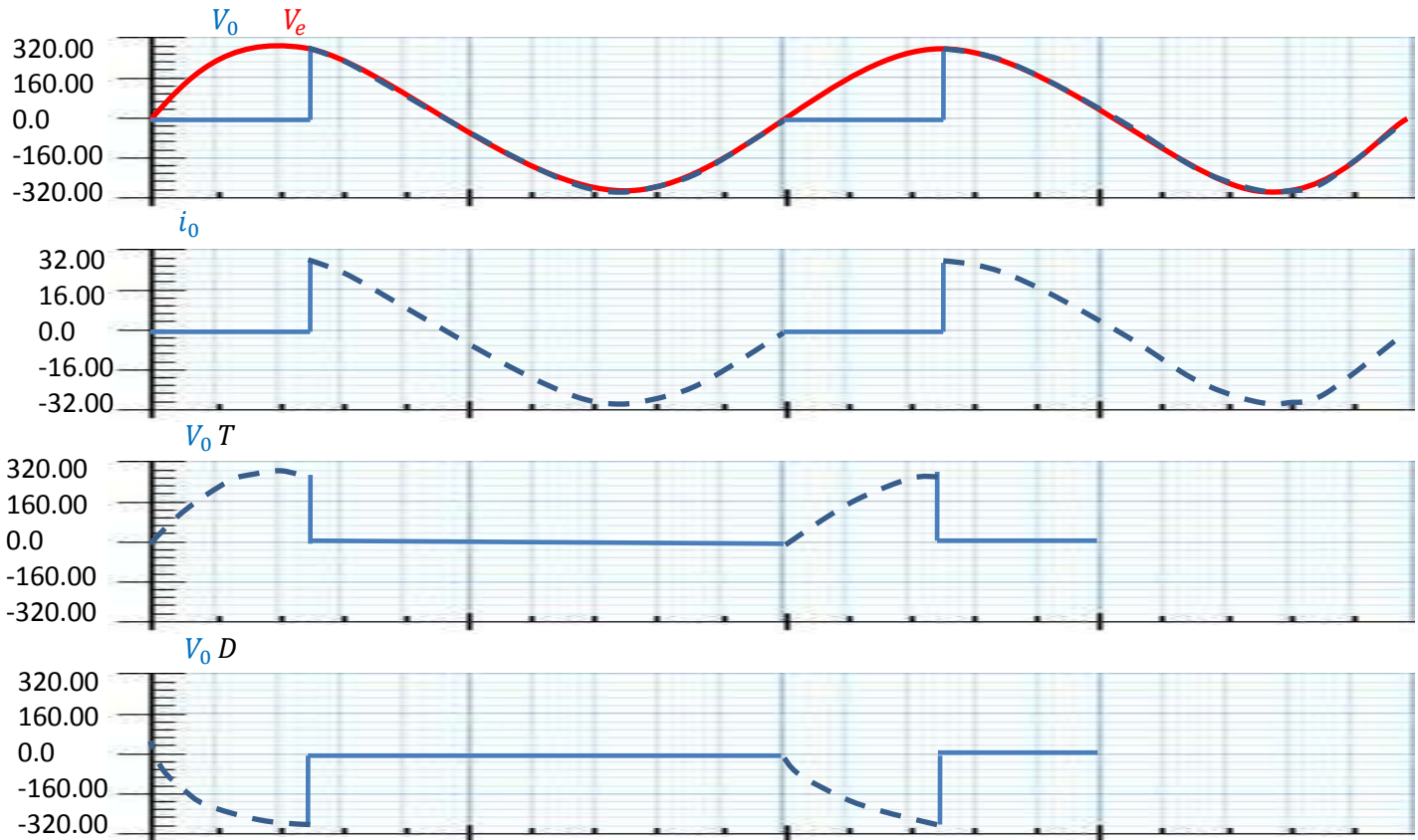


Figura 1. Forma de onda de la tensión y la corriente en la carga y de la tensión ánodo-cátodo de los semiconductores.

Como se puede observar el circuito es un regulador de alterna ya que la tensión de entrada y de salida son señales alternas. Debido a que tenemos un diodo no controlamos el semisiclo negativo.

2. La tensión ánodo-cátodo soportado por el tiristor y el diodo son iguales en el modulo aunque con signo contrario (ver figura 1).

Por lo tanto considerando los semiconductores ideales.

Para el tiristor:

La tensión máxima directa soportada por el tiristor es el maximo de la tensión de la entrada:



$$220 \cdot \sqrt{2} = 311V$$

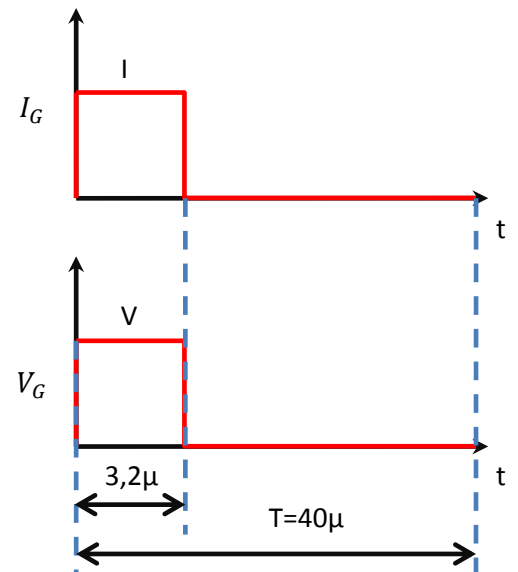
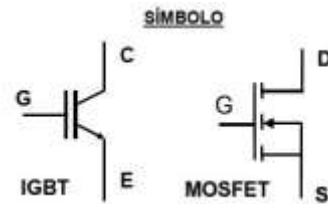
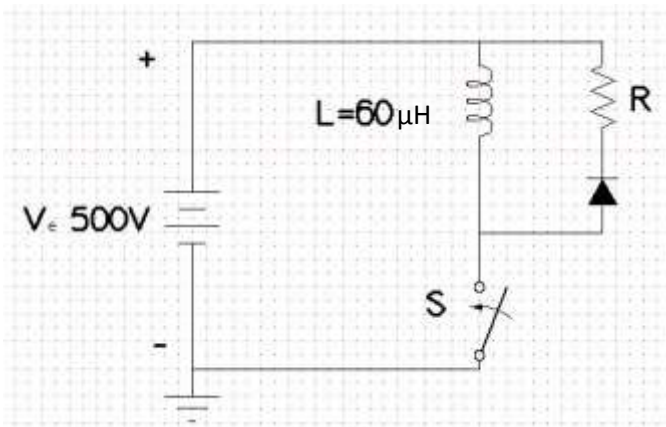
La tensión inversa que soporta es 0V .

Para el dido:

La tensión máxima directa soportada es 0V y la tensión inversa máxima de la entrada:

$$220 \cdot \sqrt{2} = 311V$$

**Ejercicio N°2** – Si desea seleccionar el interruptor S más adecuado, de entre los dos que se suministra (IGBT y MOSFET), para el circuito de la figura C2 funcionando en régimen permanente.



Compara ambos dispositivos en función de:

1. La forma de dirección. Seleccionar cual es la señal de disparo adecuada, de las suministradas en la figura C2, para cada interruptor. Considerar que el el valor de corriente y tensión, así como el tiempo que se aplica la señal, es suficiente para disparar el dispositivo.
2. Las pérdidas en conducción, Suponer que la corriente de la bobina L llega a cero en cada intervalo de conmutación del interruptor S

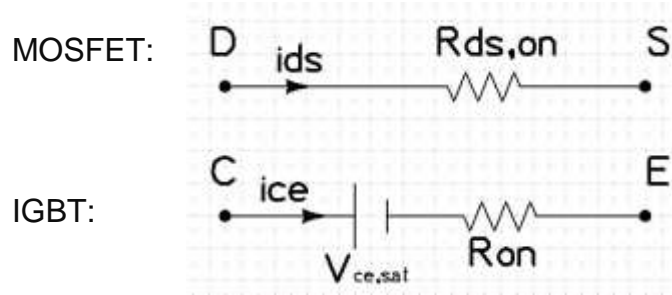
Solución :

1. En cuanto a la forma de gobierno no existe diferencia. Ambos dispositivos se comportan aplicando una tensión:

- Entrar el terminal de la puerta G y el terminal surtido S, en el caso de los MOSFET
- Entre el terminal de la puerta G y el terminal del emisor E, en el caso del IGBT.

Cuando la tension VGS o VGE es dispositivo conduce corriente, cuando VGS o VGE es nula, el dispositivo se comporta como un circuito abierto, es decir, no conduce corriente.

2. Para calcular las perdidas en conduccion del dispositivo, utilizamos su modelo en conduccion. El modelo en conduccion de esto dispositivo es:



Teniendo en cuenta el modelo en conduccion, Las perdidas de cada dispositivo son:

MOSFET:

$$P = R_{ds,on} \cdot i_{ds,ef}^2$$

Donde  $R_{ds}$  se obtiene de la hoja de catalogo del componente e  $i_{ds,ef}$  es el valor eficaz de la corriente que circula por el MOSFET.

IGBT:

$$P = V_{CE,sat} \cdot i_{CE,media} + R_{on} \cdot i_{CE,ef}^2$$

Donde  $V_{CE,sat}$  y  $R_{on}$  son parámetros de la hoja del catalogo del componente,  $i_{CE,media}$  es el valor medio de la corriente que circula entre el colector y emisor e  $i_{CE,ef}$  es el valor eficaz de esa corriente.

Por un lado en catalogo obtenemos que:

$$R_{ds,on} = 0,6\Omega \quad y \quad V_{CE,sat} = 3V$$

Como no tenemos característica estática del IGBT  $R_{on}$  se supone despreciable.

Por otro lado, teniendo en cuenta el circuito de la figura C2, la corriente que circula por el interruptor S es la representada en la figura 2. Se necesita determinar el valor medio y eficaz de esta corriente.

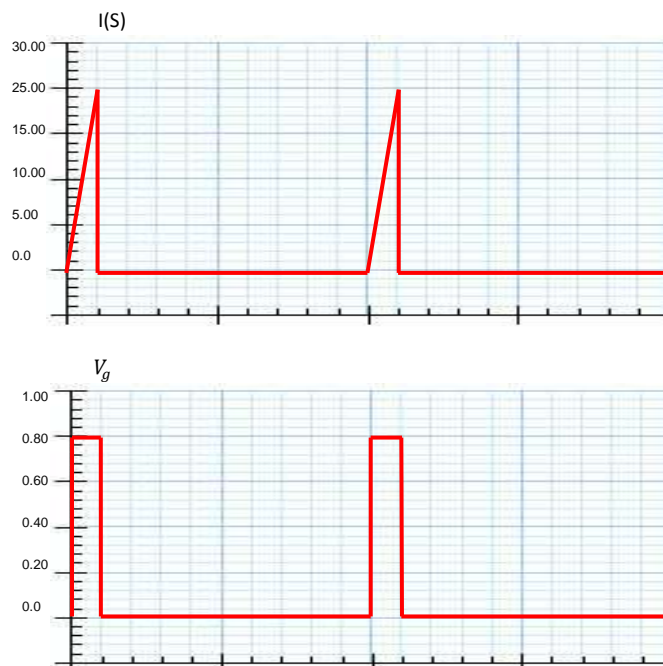


Figura 2. Forma de corriente que circula por el interruptor S en el circuito de la figura 2. El valor medio de la corriente por el interruptor viene dado por:

$$i_{s, medio} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{d.T} i_s \cdot dt$$

Calculando la integral a través del area encerrada por la corriente.

$$i_{s, medio} = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2} \cdot d.T \cdot \frac{V_e}{L} \cdot d.T = \frac{d^2 \cdot T \cdot V_e}{2 \cdot L}$$

Sustituyendo los valores:

$$i_{s, medio} = \frac{\left(\frac{3,2 \cdot 10^{-6}}{40 \cdot 10^{-6}}\right)^2 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 500}{2 \cdot 60 \cdot 10^{-6}} = 1,07A$$

El valor eficaz de la corriente del interruptor es:

$$i_{s, eficaz} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{d.T} i_s^2 \cdot dt}$$

Donde  $i_s$  viene expresado en funcion del tiempo por la siguiente expresi3n:

$$i_s = \frac{V_e}{L} \cdot t$$

Operando se obtiene:

$$i_{s,eficaz} = \sqrt{\left(\frac{V_e}{L}\right)^2 \cdot \frac{d^3 \cdot T^2}{3}} = \sqrt{\left(\frac{500}{60 \cdot 10^{-6}}\right) \cdot \frac{\left(\frac{3,2 \cdot 10^{-6}}{40 \cdot 10^{-6}}\right)^3 \cdot (40 \cdot 10^{-6})^2}{3}} = 4,36A$$

Por lo tanto las pérdidas en conducción de cada dispositivo son:

$$P_{MOSFET} = R_{ds,on} \cdot i_{ds,ef}^2 = 0,6 \cdot 4,36^2 = 11,37W$$

$$P_{IGBT} = V_{CE,sat} \cdot i_{CE,media} + R_{on} \cdot i_{CE,ef}^2 = 3,1,07 + 0,4 \cdot 3,6^2 = 3,2w$$

En conclusión, para el nivel de tensión y frecuencia de la aplicación el IGBT es más adecuado que el MOSFET porque presenta menos perdidas en conducción.

**Ejercicio N°3 – Rectificador de la figura C3, sabiendo que el contenido armónico de la corriente se muestra en la tabla C3 y que el factor de desplazamiento es la unidad, realizar:**

- Factor de potencia que ve el generador.
- Potencia entregada a la carga.

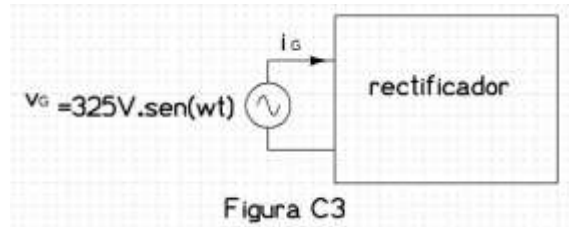


Tabla C3

N (orden del armónico)	1	3	5	7	9	11
$i_{Gn}(A)$	10	8,1	2,9	0,94	0,61	0,44

Datos:

$$I_1=10 \quad I_3=8.1 \quad I_5=2.9 \quad I_7=0.94 \quad I_9=0.61 \quad I_{11}=0.44$$

Factor de desplazamiento  $\cos \phi_1 = 1$

El valor eficaz primer armónico de tensión  $V_1 = \frac{325}{\sqrt{2}}$

Solución:

$$1. I_{ef} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + I_{11}^2} \quad I_{ef} = 13.246$$

$$FP = \frac{V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1}{V_1 \cdot I_{ef}}$$

$$FP=0.755$$

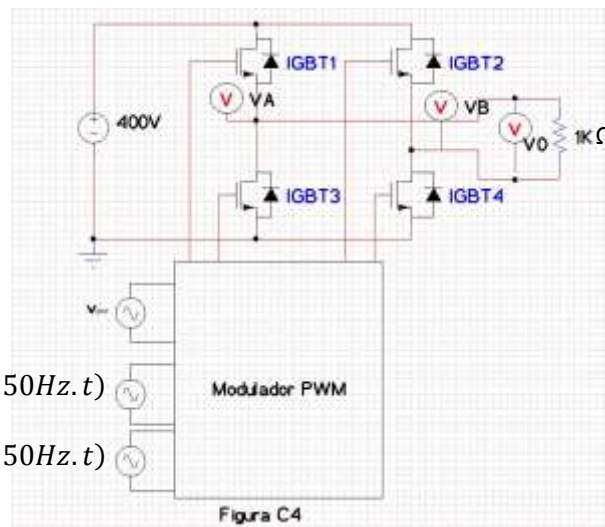
O bien

$$DAT = \frac{\sqrt{I3^2 + I5^2 + I7^2 + I9^2 + I11^2}}{I1} \quad DAT = 0.869$$

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + DAT^2}} \quad FP = 0.755$$

$$2. V1 \cdot I1 \cdot \cos \phi_1 \quad P = 2.298 \cdot 10^3$$

**Ejercicio N°4** – Calcula la potencia entregada a la carga por el inversor de la figura C4.



$$v_{MODp} = +1,6V \text{ sen}(2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot t)$$

$$v_{MODn} = -1,6V \text{ sen}(2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot t)$$

Datos:

Valor de pico de la portadora triangular  $V_{por\_pk} = 2$

Amplitud de la moduladora sinusoidal  $Amp.=1.6A$

$V_{cc} = 400V$

$R = 1000\Omega$

Solución:

Índice de modulación en amplitud  $ma = \frac{Amp}{V_{por\_pk}} \quad ma = 0.8$

Valor de primer armónico  $V1 = V_{cc} \cdot ma \quad V1 = 320$

A partir de la tabla del enunciado unipolar, con  $ma = 0.8$



Orden del armónico	$2_{mf} - 3$	$V_{2_{mf}m3} = 0.14V_{cc}$
Orden del armónico	$2_{mf} - 1$	$V_{2_{mf}m1} = 0.31V_{cc}$
Orden del armónico	$2_{mf} + 1$	$V_{2_{mf}p1} = 0.31V_{cc}$
Orden del armónico	$2_{mf} + 3$	$V_{2_{mf}p3} = 0.14V_{cc}$

Valor eficaz aplicado a la carga

$$V_{ef} = \sqrt{V_1^2 + V_{2_{mf}m3}^2 + V_{2_{mf}m1}^2 + V_{2_{mf}p1}^2 + V_{2_{mf}p3}^2} \quad V_{ef} = 373.395$$

Potencia entregada a la carga

$$P = \frac{V_{ef}^2}{R} \quad P = 139.424$$

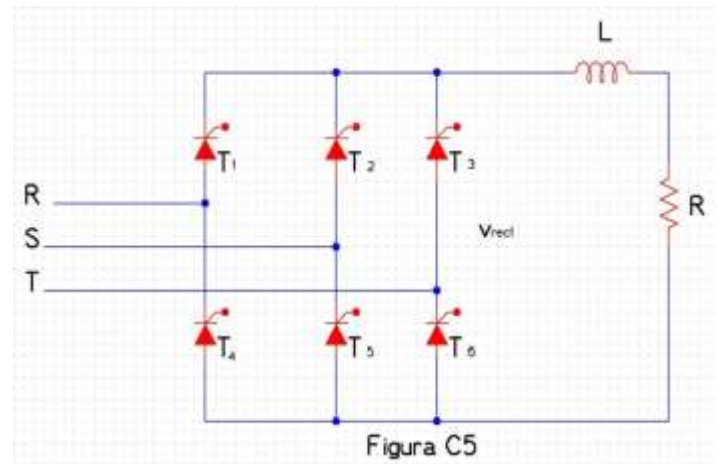
**Ejercicio N°5** – Una carga inductiva se alimenta desde una red trifásica de 220V y 50Hz a través de un rectificador como muestra en la figura C5.

Red trifásica: 220/380V

Carga:  $R=20\Omega$  L se puede considerar infinita.

Realizar:

1. Dibujar la forma de onda de la tensión de salida si los tiristores se disparan con un ángulo  $\alpha=60^\circ$
2. Calcular el valor medio de la tensión de salida ( $v_{RECT}$ ) en función del ángulo de disparo de los tiristores,  $\alpha$ .
3. ¿Cuál sería el máximo ángulo de disparo para asegurar la operación de régimen permanente?
4. Calcular el ángulo de disparo para entregar a la carga de una potencia de 8kw.
5. Dibujar la forma de onda de corriente de salida y por la fase R de la red trifásica para  $\alpha=60^\circ$



Solución:

1. La forma de onda de la tensión de salida se presenta en color gris en la figura C6. Se ha destacado en negro el intervalo correspondiente a la tensión RS.

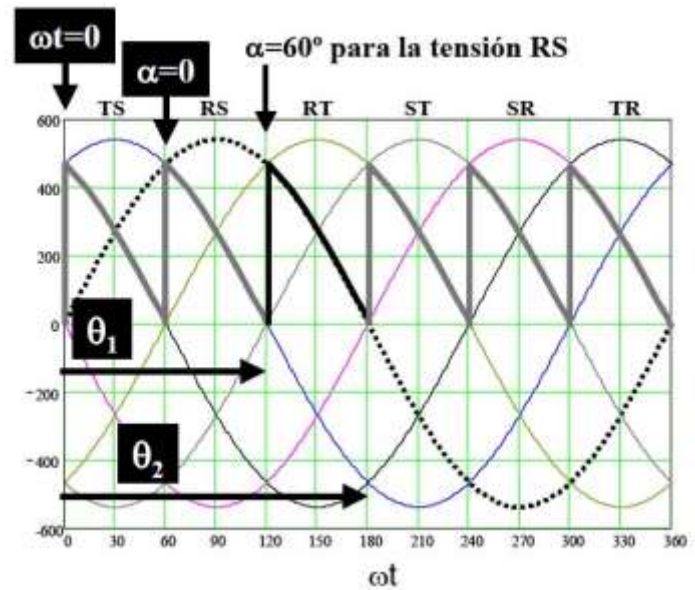


Figura C6

2. Calcular la media tensión de salida ( $v_{RECT}$ ) en función del Angulo de disparo de los tiristores,  $\alpha$ .

De forma general, el valor medio se obtiene aplicando varias ecuaciones:

$$\overline{v_{RECT}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot dt$$

Dado que en un ciclo de red ( $2\pi$ ) la tensión  $v_{RECT}$  pulsa 6 veces, la ecuación

$$\overline{v_{RECT}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot dt \text{ se puede escribir como se hace la expresión siguiente:}$$

$$\overline{v_{RECT}} = \frac{6}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} Vg \cdot \text{sen}(\omega) = \frac{6 \cdot Vg}{2 \cdot \pi} \cdot (\cos \theta_1 - \cos \theta_2)$$

Observemos la figura C6 se puede deducir:

$$\theta_1 = \alpha + 60^\circ$$

$$\theta_2 = \alpha + 120^\circ$$

Teniendo en cuenta la formula trigonométrica del coseno de la suma de los ángulos, se obtiene:

$$\cos \theta_1 = \cos(\alpha + 60^\circ) = \text{coseno} \alpha \cdot \text{coseno} 60 - \text{seno} \alpha \cdot \text{seno} 60$$

$$\cos \theta_2 = \cos(\alpha + 120^\circ) = \text{coseno} \alpha \cdot \text{coseno} 120 - \text{seno} \alpha \cdot \text{seno} 120$$

Restando la ecuación  $\cos \theta_1 = \cos(\alpha + 60^\circ) = \cos \alpha \cdot \cos 60 - \sin \alpha \cdot \sin 60$  y  $\cos \theta_2 = \cos(\alpha + 120^\circ) = \cos \alpha \cdot \cos 120 - \sin \alpha \cdot \sin 120$  se calcula:

$$\cos \theta_1 - \cos \theta_2 = 2 \cdot \cos \alpha \cdot \cos 60 = \cos \alpha$$

Remplazando la ecuaciones

$\cos \theta_1 - \cos \theta_2 = 2 \cdot \cos \alpha \cdot \cos 60 = \cos \alpha$  y la

$$\overline{v_{RECT}} = \frac{6}{2\pi} \cdot \int_{0}^{2\pi} Vg \cdot \sin(\omega) = \frac{6 \cdot Vg}{2\pi} \cdot (\cos \theta_1 - \cos \theta_2)$$
 se

obtiene finalmente el valor medio de tensión de salida en

función del ángulo de disparo de los tiristores  $\overline{v_{RECT}} =$

$$\frac{6 \cdot Vg}{2\pi} \cdot \cos(\alpha)$$
 La variación de este valor medio con  $\alpha$  se

representara en la figura C7

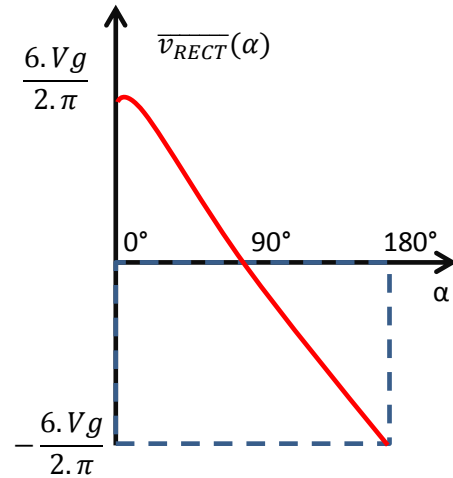


Figura C7

- Ya que el formulado se indica que la inductancia L puede considerarse infinita, toda la onda de la tensión  $v_{RECT}$  cae integro en la bobina L. Pro tanto la tensión aplicada a la resistencia R es continua perfecta y en consecuencia la corriente que circula por la carga también y se da con la ecuación siguiente:

$$I = \frac{\overline{v_{RECT}}}{R}$$

Debido a que los tiristores solo pueden conducir corriente positiva ánodo-cátodo, en régimen permanente, la corriente continua también debería ser positiva (Sentido ánodo-cátodo) y para ello, según la formula

$I = \frac{\overline{v_{RECT}}}{R}$ , la tensión media que proporciona la rectificadora ha de ser también positiva con el convenio de signos que se indica el la figura C6. Para que esta tensión media sea positiva, el máximo de ángulo de disparo será  $\alpha=90^\circ$ .

- Por ser continua la corriente circulante por la inductancia L, la potencia consumida en la resistencia R puede expresarse en las siguiente forma:

$$P_o = I^2 \cdot R = \frac{(\overline{v_{RECT}})^2}{R}$$

Para datos numéricos del problema se obtiene:

$$\overline{v_{RECT}} = \sqrt{P_o \cdot R} = \sqrt{8000 \cdot 20} = 400V$$

Igualando esta tensión a la expresión de  $\overline{v_{RECT}} = \frac{6.Vg}{2.\pi} . \cos(\alpha)$  que nos muestra el valor medio en función de  $\alpha$ , se obtiene el valor del ángulo de disparo para proporcionar los 8 kW a la carga.

$$\overline{v_{RECT}} = \frac{6.Vg}{2.\pi} . \cos(\alpha) = 400V \Rightarrow \frac{6.380.\sqrt{2}}{2.\pi} . \cos(\alpha) = 400V \Rightarrow \alpha = 38,8^\circ$$

5. La corriente de salida es continua como ya vimos en el punto 3 y su valor se obtiene aplicando la formula  $I = \frac{\overline{v_{RECT}}}{R}$  para tener el valor de corriente:

$$I = \frac{\overline{v_{RECT}}}{R} = \frac{1}{20\Omega} . \frac{6.380.\sqrt{2}}{2.\pi} . \cos(60)$$

$$I=12,83^a$$

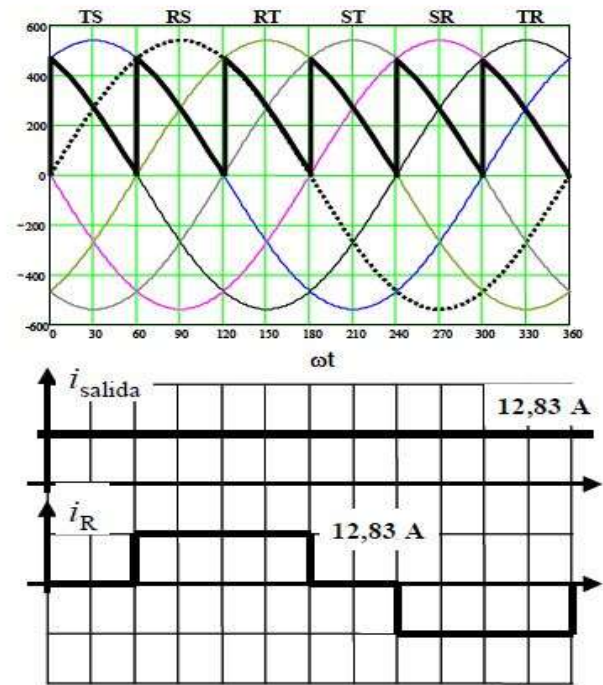


Figura C8

La corriente por la fase R,  $i_R$ , se presenta también en la figura C8. Durante el intervalo que conduce el tiristor  $T_1$  (RS y RT), la corriente  $i_R$  coincide con la corriente de salida. Cuando conduce el tiristor  $T_4$  la corriente de  $i_R$  es igual a la corriente de salida pero negativa. Cuando no conduce ni  $T_1$  ni  $T_4$  no hay corriente en fase R.

## Conclusiones:

Los sistemas de potencia no solo transportan energía, o la suministran; si no que requiere de una serie de pasos, componentes y equipos para hacer de un sistema eléctrico, un sistema eficiente, de calidad y continuo. Los semiconductores de potencia dentro de su evolución, han impulsado el desarrollo e implementación de nuevas técnicas para el control y supervisión de los sistemas, haciendo que sea práctico y económico el uso de las mismas, así desde sistemas auxiliares de control y protección como los de potencia pueden desarrollarse de manera rápida y con un mayor porcentaje de vida útil en comparación con los sistemas operados totalmente por accionamientos mecánicos o electromecánicos. Convertidores, inversores, UPS, baterías, circuitos amplificadores y la función frecuencia como protagonista; hacen de la electrónica de potencia una herramienta indispensable en el dominio de las técnicas de ingeniería especialmente en la eléctrica, de aquí la importancia que debemos remarcar en el estudio y desarrollo de elementos como los IGBT, IGCT, IEGT y demás consolidados en las aplicaciones eléctricas y el ahorro de energía y costo dentro de los proyectos de sistemas eléctricos

En la actualidad es necesario hacer un estudio de ahorro de energía que se fundamenta para el mundo, para determinar posibilidades más efectivas de ahorro de energía.

Ya que la electricidad ha ido en crecimiento en consumo donde los motores usan combustibles fósiles y siendo este un recurso no renovable, se implantó el "Plan de ahorro de energía en todo el mundo" por lo siguiente se plantea 4 puntos:

- 1- Entender cómo se usa la energía y que impacto tiene su empleo.
- 2- Analizar los costos de la energía.
- 3- Realizar un análisis estadístico del consumo de auxiliares.
- 4- Determinar las áreas de oportunidad.

Con el avance de la tecnología las fuentes de alimentación que antes consumían muchos hoy actualmente se han reducido tanto en la tensión como en la corriente así reducir el consumo de energía.

También cabe destacar que ya se ha dejado de usar la lámpara de filamento que consumía mucha energía sacando lámparas de mayor duración y tienen un ahorro de energía de un 60% algo muy importante para el mundo energético.

Se ha estado investigando buscando nuevas energías renovables en el mundo como por ejemplo las algas, la energía eólica y los autos eléctricos que no contaminan el medio ambiente y la energía solar donde se aplica la electrónica de potencia en Brasil se está usando mucho en las zonas de chacras que están fuera del alcance energético.



## BIBLIOGRAFÍA

Libro: Análisis de Sistemas de Potencia - Grainger y Stevenson (2001)

Libro: Electrónica de Potencia RASHID (2001) en ingles

Libro: Introducción de la Electrónica de Potencia (1998)

Información de las páginas de internet:

<http://elec.itmorelia.edu.mx/02%20CAP01.pdf>

<http://ocw.uc3m.es/tecnologia-electronica/electronica-de-potencia/material-de-clase-1/MC-F-006.pdf>

[http://www.uma.es/investigadores/grupos/electronica\\_potencia/index.php?option=com\\_content&view=article&id=70&Itemid=89](http://www.uma.es/investigadores/grupos/electronica_potencia/index.php?option=com_content&view=article&id=70&Itemid=89)

Programas para desarrollar circuitos y gráficos de ondas:

Xcircuit

Crocodile Technology 610

## LISTA PARA REVISAR POR SU PROPIA CUENTA EL VALOR DEL DOCUMENTO

Antes de presentar su documento, por favor utilice esta página para determinar si su trabajo cumple con lo establecido por AIU. Si hay más que 2 elementos que no puede verificar adentro de su documento, entonces, por favor, haga las correcciones necesarias para ganar los créditos correspondientes.

Yo tengo una página de cobertura similar al ejemplo de la página 89 o 90 del Suplemento

Yo incluí una tabla de contenidos con la página correspondiente para cada componente.

Yo incluí un abstracto del documento (exclusivamente para la Tesis).

Yo seguí el contorno propuesto en la página 91 o 97 del Suplemento con todos los títulos o casi.

Yo usé referencias a través de todo el documento según el requisito de la página 92 del Suplemento.

Mis referencias están en orden alfabético al final según el requisito de la página 92 del Suplemento.

Cada referencia que mencioné en el texto se encuentra en mi lista o viceversa.

Yo utilicé una ilustración clara y con detalles para defender mi punto de vista.

Yo utilicé al final apéndices con gráficas y otros tipos de documentos de soporte.

Yo utilicé varias tablas y estadísticas para aclarar mis ideas más científicamente.

Yo tengo por lo menos 50 páginas de texto (15 en ciertos casos) salvo si me pidieron lo contrario.

Cada sección de mi documento sigue una cierta lógica (1, 2,3...)

Yo no utilicé caracteres extravagantes, dibujos o decoraciones.

Yo utilicé un lenguaje sencillo, claro y accesible para todos.

Yo utilicé Microsoft Word (u otro programa similar) para chequear y eliminar errores de ortografía.

Yo utilicé Microsoft Word / u otro programa similar) para chequear y eliminar errores de gramática.

Yo no violé ninguna ley de propiedad literaria al copiar materiales que pertenecen a otra gente.

Yo afirmo por este medio que lo que estoy sometiendo es totalmente mi obra propia.

**Samuel Márquez**

**Atlantic International University  
HONOLULU, HAWAII  
Spring 2012**