

8. Control de Máquinas Eléctricas

Gran parte del amplio uso que tienen las máquinas eléctricas en la actualidad se encuentra avalado por la confiabilidad y eficiencia en la operación de estas máquinas. Esta eficiencia está directamente relacionada con las metodologías de control asociadas a las máquinas eléctricas, en especial a los motores, cuya presencia en el ámbito industrial es particularmente relevante.

Los sistemas de control de motores eléctricos se encuentran orientados a regular, según sea el caso la velocidad o el torque de la máquina, con la mayor precisión posible y al mismo tiempo con la mayor velocidad de respuesta posible frente a los cambios en la carga. En este sentido, los antiguos sistemas de control a través de elementos pasivos, han sido reemplazados por nuevas tecnologías basadas en la Electrónica de Potencia.

La electrónica de potencia permite controlar, a través del encendido y apagado de interruptores, ya sea los voltajes o las corrientes de armadura y campo de la máquina de modo de controlar directamente el torque y la velocidad. Adicionalmente, es posible también controlar las condiciones a la partida de los motores de modo de obtener un arranque "suave", que beneficie la vida útil de las máquinas y minimice el impacto que percibe la red eléctrica al conectarlas como cargas.

En la actualidad, la investigación de sistemas de control está orientada no sólo a los parámetros de desempeño mencionados sino que además se pretende encontrar mecanismos eficientes que permitan determinar cuando la máquina sufre fatigas y requiere de mantención sin necesidad de esperar a que se produzca una falla.

En el presente capítulo se describen las principales formas de control de máquinas eléctricas, desde el punto de la electrónica de potencia. Para ello, el capítulo expone una introducción medianamente detallada de las válvulas de electrónica de potencia y su operación en equipos convertidores, así como también la aplicación de estos convertidores en el control de máquinas de CC, de inducción y síncronas.

8.1. Introducción a la Electrónica de potencia

8.1.1. Interruptores

Los primeros interruptores de potencia, para niveles de voltaje alto y corrientes bajas, se desarrollaron a principios de este siglo (1902). Estos sistemas se basaban en tubos al vacío, así como en tubos de descarga de gases para niveles de corriente mayores (gases nobles y vapor de mercurio como Thyatron, Excitron, Ignitron).

En 1914 se desarrollaron interruptores controlables y en 1922 se establecieron las bases de los circuitos semiconductores utilizados en la actualidad. La Tabla 1 muestra el desarrollo de las válvulas de electrónica de potencia en el tiempo y la Tabla 2 muestra las principales características de cada interruptor, tales como sus límites de corriente y voltaje, caída de voltaje en conducción (indicador de la potencia que disipan los interruptores cuando están conduciendo corriente), costo de adquisición y grado de controlabilidad (encendido y apagado).

Tabla 1: Desarrollo de válvulas de Electrónica de Potencia

Año	Válvula
1947	Transistor
1954	Diodo de Silicio
1957	Tiristor (SCR)
1961	Tiristor con capacidad de apagado(GTO)
1976	Mosfet
1982	IGBT

Tabla 2: Características de las válvulas de Electrónica de Potencia

Símbolo	Límites de Operación	Caída de Voltaje	Costo Adquisición	Controlabilidad
 Diodo	50V/100A (Schottky) 30kV/0,5A o 500V/10kA (Si.)	0,3 V (Schottky) 2V (Si.)	Bajo	----
 SCR Tiristor	$U_{AC}=8000V$ $I_A=6000A$	2 .. 3 V	Medio	Ángulo de Encendido
 GTO Gate Turn Off Thyristor	$U_{AC}=6000V$ $I_A=6000A$	3 ..4 V	Muy Elevado	Ángulo de Encendido y Apagado
 Transistor Bipolar	$U_{CE}=1200V$ $I_C=300A$	1 .. 2 V	Elevado	Ángulo de Encendido y Apagado
 MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor	$U_{DS}=1000V$, $I_D=15A$ / $U_{DS}=50V$, $I_D=250A$	< 1 .. 10 V (~1% de $U_{DS,max}$)	Bajo	Ángulo de Encendido y Apagado
 IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor	$U_{CE}=3000V$ $I_C=3000A$	2 .. 4 V	Medio	Ángulo de Encendido y Apagado

Adicionalmente a la tabla anterior, la figura 8.1 muestra las válvulas ordenadas en función de los niveles de corriente y voltaje que soportan así como la frecuencia de conmutación.

En la figura es posible apreciar que los tiristores son las válvulas más robustas en lo que a voltaje y corriente se refiere, sin embargo su velocidad de conmutación es bastante reducida. Por su parte, los Mosfet poseen una velocidad de conmutación muy alta pero no

soportan elevadas tensiones entre bornes, ni corrientes en conducción. En una posición intermedia se encuentran los IGBT, los BJT y los GTO cuyas características de robustez y controlabilidad los hacen muy apropiados para aplicaciones de media y alta potencia.

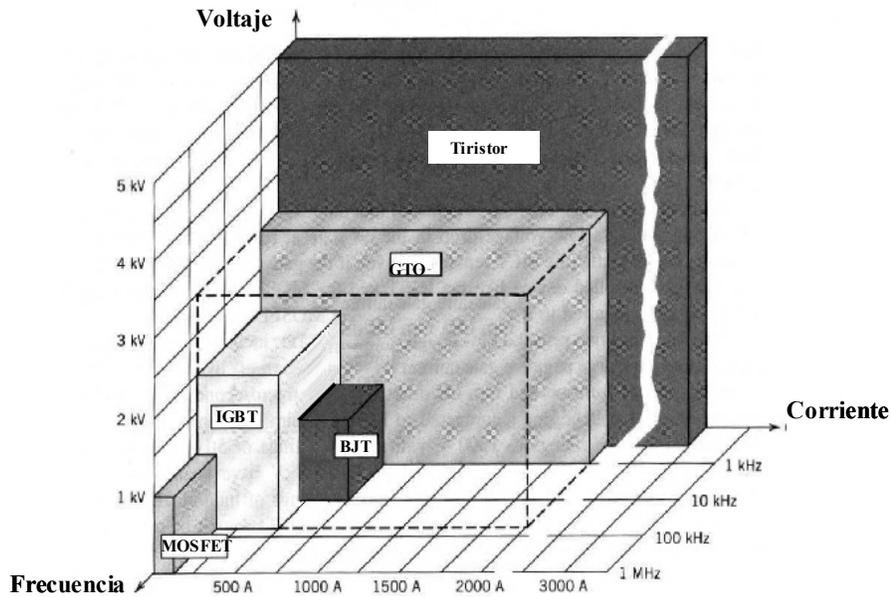


Figura 8.1. Capacidad de interruptores (semiconductores) de potencia.

Pese a la investigación y avances en materiales semiconductores, características de dopaje, etc., las válvulas mencionadas no se comportan como interruptores ideales. En este sentido, la figura 8.2 ilustra las diferencias generales entre un semiconductor ideal y uno real.

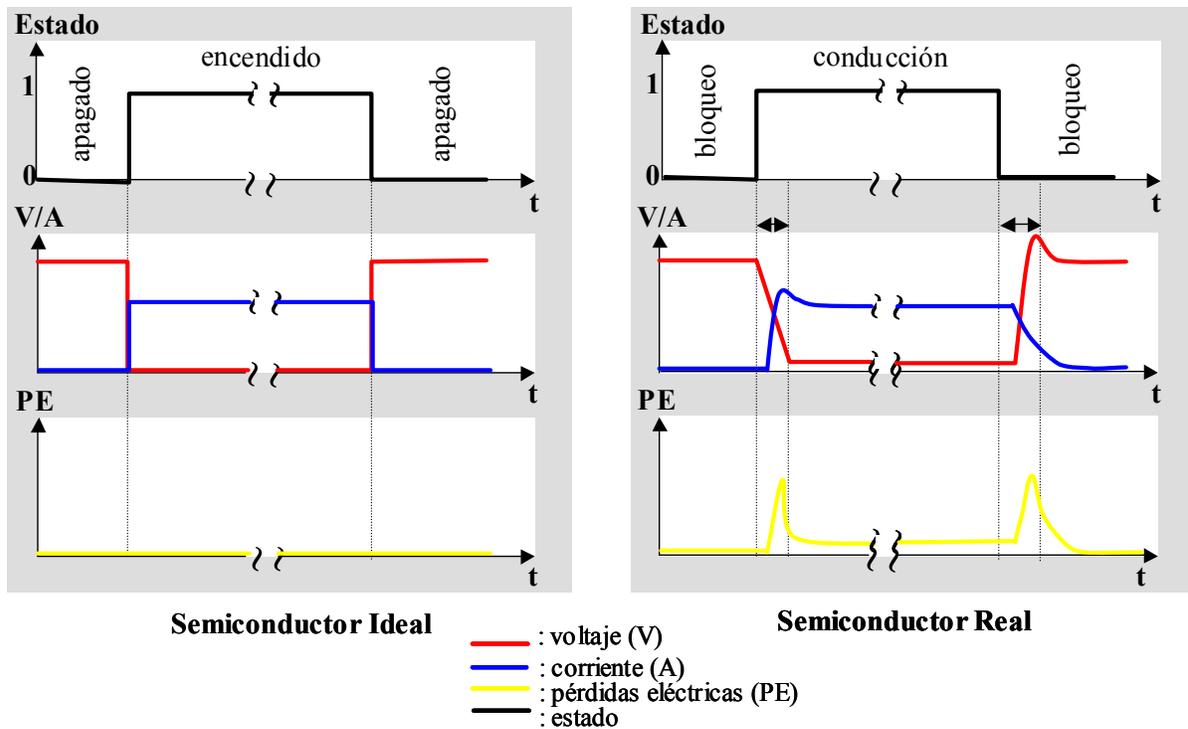


Figura 8.2. Interruptor ideal v/s interruptor real.

En el primer gráfico de cada caso aparece el estado del interruptor, encendido (la válvula conduce corriente entre sus terminales) o apagado (no hay conducción de corriente), el segundo gráfico muestra el voltaje y corriente entre bornes y el tercer gráfico ilustra las pérdidas en la válvula.

Es posible observar que en el caso ideal, al momento de encenderse la válvula, la tensión entre bornes decae instantáneamente a cero y al mismo tiempo la corriente alcanza su valor nominal. De este modo las pérdidas de conmutación y de conducción son nulas.

En el caso del interruptor real, el voltaje no disminuye inmediatamente ni la corriente se eleva en forma instantánea, en ambos casos existe una pendiente de disminución y elevación respectivamente que hace que durante un cierto intervalo de tiempo se produzcan pérdidas de potencia por conmutación ($V \cdot I$). Por otra parte, mientras la válvula está encendida el voltaje en sus bornes no es nulo sino que alcanza un nivel de 0,3 a 4 [V] dependiendo del tipo de semiconductor. De este modo en estado de encendido existen pérdidas de conducción proporcionales a la corriente que circula entre bornes.

Pese a la no-idealidad descrita precedentemente, las válvulas de electrónica de potencia han posibilitado un gran número de aplicaciones, siendo las más importante los convertidores de potencia que permiten controlar el nivel y dirección de la potencia con que está siendo alimentada una carga.

En general, los convertidores comerciales se diseñan de modo de minimizar las pérdidas de potencia de modo que, comúnmente, éstas no superan el 5% del valor nominal de potencia del equipo. En lo que sigue del capítulo se analizarán distintos tipos de convertidores que operan mediante interruptores de electrónica de potencia. Puesto que no es el propósito indagar con detalle en esta materia sino explicar el funcionamiento general y su aplicación en control de máquinas eléctricas, se considerará que los convertidores operan con válvulas ideales, por tanto sus pérdidas de potencia en operación se entenderán nulas.

8.1.2. Convertidores de potencia

Un convertidor de potencia es un dispositivo compuesto de interruptores que recibe una determinada potencia de entrada y obtiene en su salida una potencia controlada de acuerdo a los requerimientos de la carga. La controlabilidad de la potencia se logra mediante en el encendido y apagado de las válvulas.

Los convertidores de potencia pueden clasificarse, en forma básica en:

- Convertidores AC-DC: Convierten la potencia eléctrica de entrada, de un nivel y frecuencia determinados, en potencia continua de un nivel determinado. Dentro de este tipo de convertidores se encuentran los rectificadores no controlados, semicontrolados y controlados.
- Convertidores DC-AC: Convierten la potencia continua de entrada en potencia alterna con una forma de onda, nivel de voltaje o corriente y frecuencia determinados. La salida puede ser una forma de onda senoidal, rectangular o una composición mixta de fundamental y armónicas. Los convertidores de este tipo se denominan inversores y su grado de controlabilidad depende de las válvulas que lo conforman.
- Convertidores DC-DC: Convierten una potencia continua no regulada en potencia continua con un nivel de voltaje determinado. Dentro de este tipo de convertidores se encuentran los chopper tipo Buck (el voltaje de salida es menor o igual que el de entrada), chopper Boost (el voltaje de salida es igual o superior al de entrada) o una combinación de ambos (convertidor tipo Cuk, doble puente buck-boost, etc.).
- Convertidores AC-AC: Convierte potencia alterna de nivel y frecuencia determinados (fijos) a potencia alterna de nivel y frecuencia variables determinados por el usuario o por las condiciones de carga. Dentro de los convertidores de este tipo se encuentran los cicloconvertidores.

La figura 8.3 muestra la simbología asociada para cada convertidor: 8.3(a) corresponde a un convertidor AC-DC, 8.3(b) es un convertidor DC-AC, 8.3(c) identifica un convertidor tipo DC-DC y finalmente un convertidor AC-AC es mostrado en la figura 8.3(d).

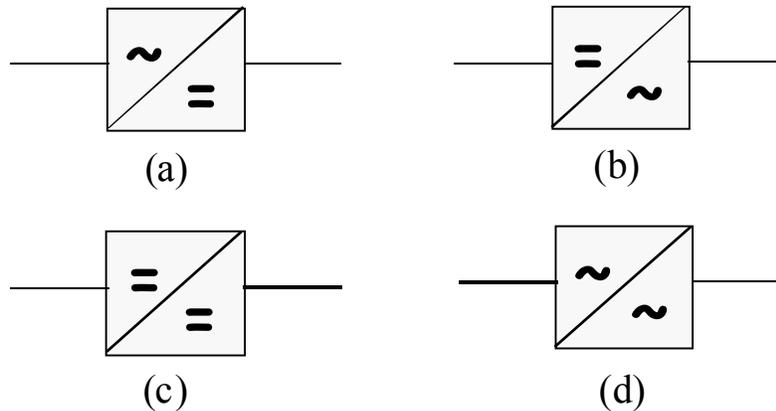


Figura 8.3. Conversores de potencia.

En lo que sigue se describirán con mayor detalle cada uno de estos conversores, junto a otra importante aplicación de la electrónica de potencia al control de motores, particularmente al arranque de éstos, conocida como partidores suaves.

8.2. Conversión AC-DC: rectificador

Los conversores AC-DC, se definen de acuerdo a la complejidad de su circuito y a las válvulas que lo componen, las cuales determinan en forma directa el grado de controlabilidad del convertidor. De este modo podemos definir:

- Rectificador o puente de media onda: consiste en utilizar tres diodos o tiristores, uno por cada fase, conectados entre la fuente (fase respectiva) y la carga DC. El retorno de la corriente se efectúa por el neutro de la fuente o del secundario del transformador según corresponda. La tensión generada por este tipo de puente es controlada a partir del ángulo de disparo del tiristor (si se trata de diodos, entonces es no controlada), posee una generación importante de armónicos que se transfieren al lado de alterna y consecuentemente a la red.
- Rectificador o puente de onda completa o puente de Graetz: en este caso se emplean un par de válvulas por cada fase. Al igual que el caso anterior, el voltaje se controla a través del ángulo de disparo de los interruptores, sin embargo es posible obtener un valor máximo DC equivalente al doble del caso anterior.
- Rectificador hexafásico o de seis pulsos: se conecta la carga a través de un transformador con punto medio en los devanados secundarios. Los interruptores (seis) se encuentran conectados en configuración de cátodo común a la barra positiva del lado DC, en tanto que los ánodos se conectan a los terminales respectivos del secundario del transformador. El retorno de corriente (barra negativa) se conecta al punto medio de los devanados del secundario del transformador. El voltaje generado es controlado por el disparo de las válvulas y el

valor máximo factible de obtener es superior al del puente de media onda, pero inferior al puente de onda completa. Su principal ventaja es producir una tensión DC con un nivel de rizado (ripple) menor al de cualquier otro conversor trifásicos.

Dentro de la clasificación anterior, los rectificadores de onda completa y hexafásicos son los más utilizados en aplicaciones de media o alta tensión. La figura 8.4 muestra el circuito típico de un rectificador de onda completa en base a tiristores (SCR).

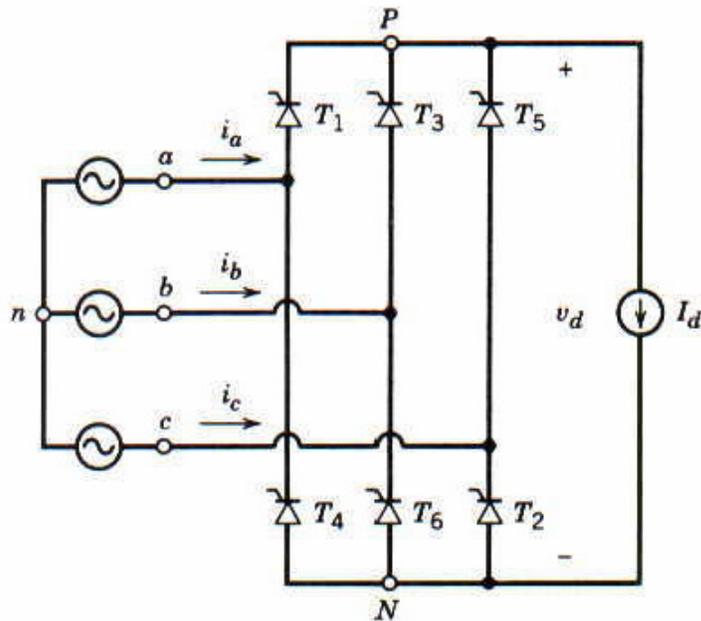


Figura 8.4. Rectificador de onda completa.

En general, los rectificadores pueden clasificarse de acuerdo a su grado de controlabilidad en:

- Rectificador no controlado: en este caso, las válvulas que componen el rectificador son únicamente diodos, por lo tanto no existe control sobre el encendido ni el apagado de los interruptores.
- Rectificador semicontrolado: los interruptores conectados a la barra positiva (T1, T3, T5) son válvulas controladas (SCR, por ejemplo) y los tiristores conectados a la barra negativa (T2, T4, T6) son diodos (no controlables).
- Rectificador controlado: (caso de la figura 8.4) se tiene control sobre los interruptores ya sea sobre el ángulo de encendido (SCR's) o encendido y apagado (IGBT's, GTO's, etc.)

Para ilustrar el funcionamiento de un rectificador de onda completa controlado se muestra a continuación el camino de corriente para tres situaciones de voltaje diferentes (figuras 8.5, 8.6 y 8.7) y ángulo de disparo fijo un poco menor a 15° .

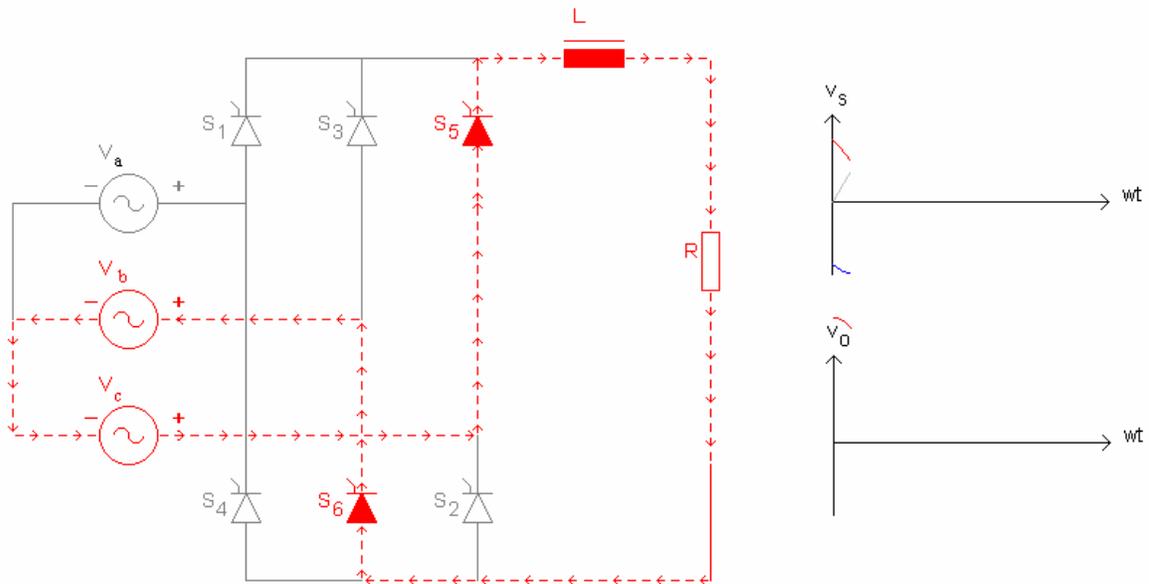


Figura 8.5. Funcionamiento de un rectificador (paso 1).

En la figura 8.5 es posible observar que, frente a la situación de voltajes de entrada mostrada en gráfico v_s v/s ωt , el camino de corriente es:

- La magnitud de tensión más alta corresponde a la fase "c" (curva en color rojo en el gráfico v_s v/s ωt), en tanto que el valor de tensión menor corresponde a la fase "b" (curva azul). Por lo tanto la corriente sale de la fase "c" a través del interruptor S_5 y alimenta la carga (resistencia R), retornando por la fase "b" a través de S_6 . La tensión generada corresponde a la curva mostrada en el gráfico v_o v/s ωt .

Por su parte, en la figura 8.6 la situación es:

- La magnitud de tensión más alta corresponde a la fase "a" (curva roja en v_s v/s ωt) y el valor de tensión menor corresponde a la fase "b" (curva azul). Consecuentemente, la corriente sale de la fase "a", S_1 conduce la corriente de alimentación y el retorno se produce por el interruptor S_6 de la fase "b". Nótese que el camino de corriente no cambia en el momento en que el voltaje de la fase "a" se hace superior al de la fase "c", sino que lo hace un poco después según el ángulo de disparo (en este caso aproximadamente 15°).

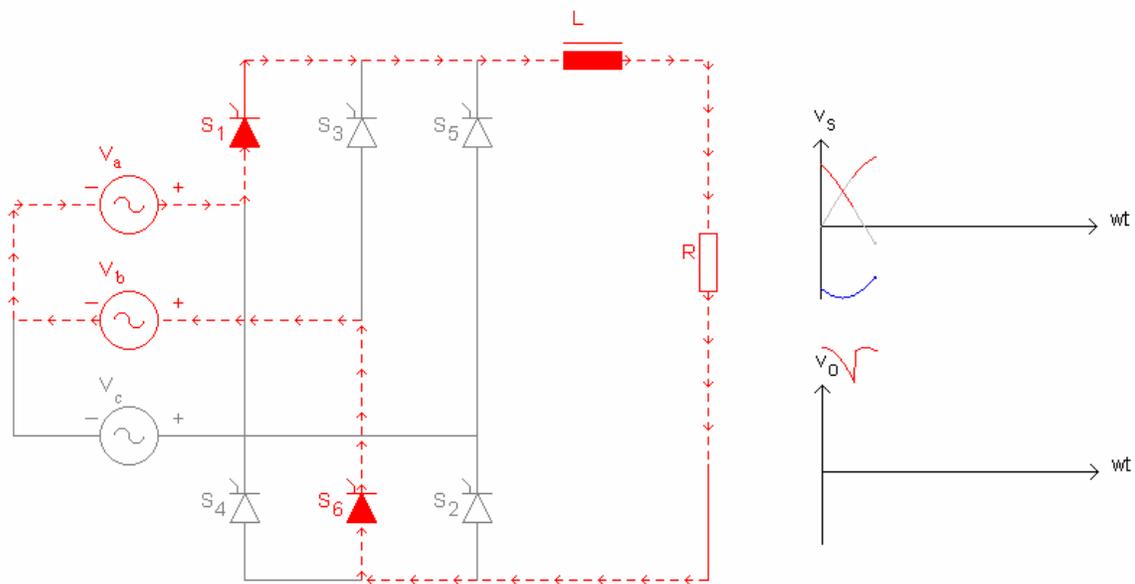


Figura 8.6. Funcionamiento de un rectificador (paso 2).

Siguiendo el mismo criterio anterior, en la figura 8.7 el camino de corriente es:

- La corriente sale de la fase "a" a través de S_1 , alimenta la carga y retorna por el interruptor S_2 de la fase "c".

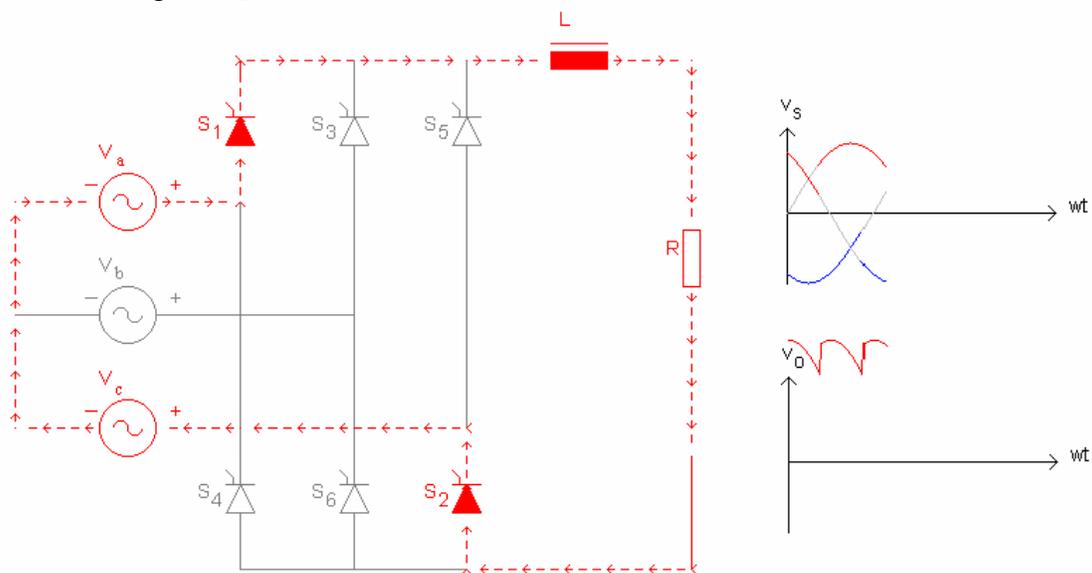


Figura 8.7. Funcionamiento de un rectificador (paso 3).

Los pasos descritos anteriormente se repiten en forma consecutiva obteniendo la tensión que muestra el gráfico v_0 v/s ωt . Cabe destacar que éste gráfico se obtiene al considerar una conmutación ideal de las válvulas y que en la práctica se genera tanto una distorsión de la onda generada como pérdidas de potencia debido a que la conmutación no es perfecta.

Tal como fue mencionado, en el caso anterior el rectificador opera un ángulo de disparo fijo menor a 15° . La figura 8.8 muestra como el ángulo de disparo de los interruptores (α) condiciona la forma de onda y valor DC de la tensión generada. De este modo se tiene que el menor nivel de ripple y mayor magnitud de tensión se consiguen al operar el rectificador con ángulo de 0° . En el caso de $\alpha=90^\circ$ el valor DC de la tensión es cero, y para ángulos de disparo superiores a este valor la tensión cambia de polaridad.

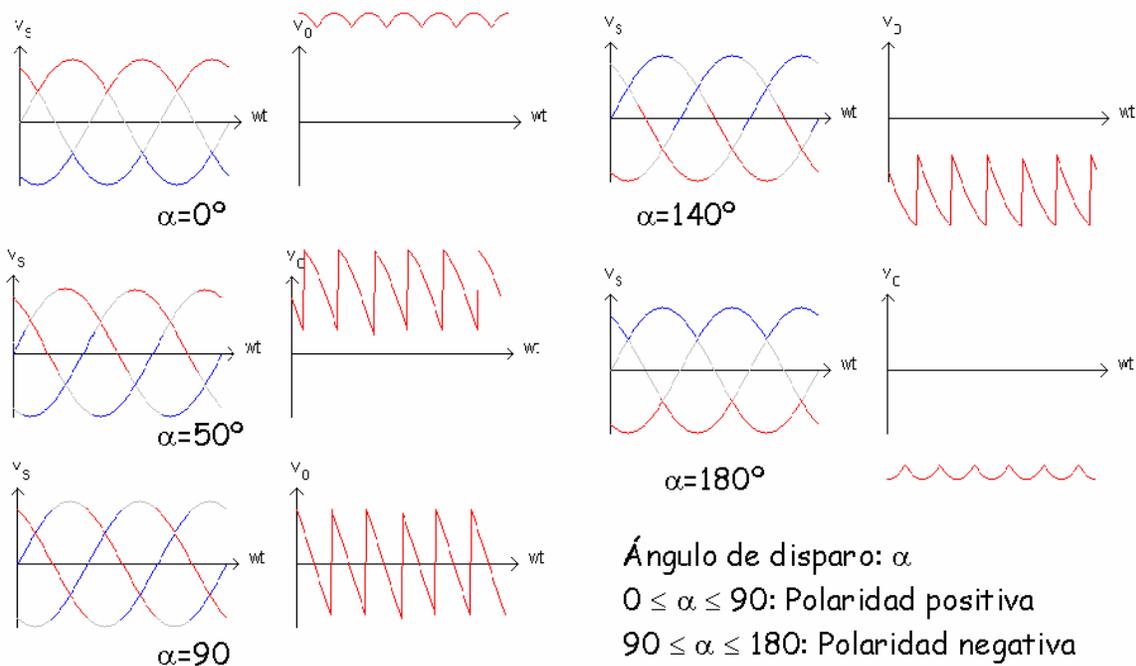


Figura 8.8. Voltaje generado en función del ángulo de disparo.

El hecho que el voltaje cambie de polaridad implica una reversibilidad en el flujo de potencia. En general, el rectificador puede operar en los dos cuadrantes de voltaje y sólo en uno de los de corriente ya que no es posible revertir la dirección de corriente en las válvulas.

8.2.1. Cálculo de la tensión generada.

Para obtener el valor de la tensión generada en función del ángulo de disparo debe considerarse la situación mostrada en la figura 8.9.

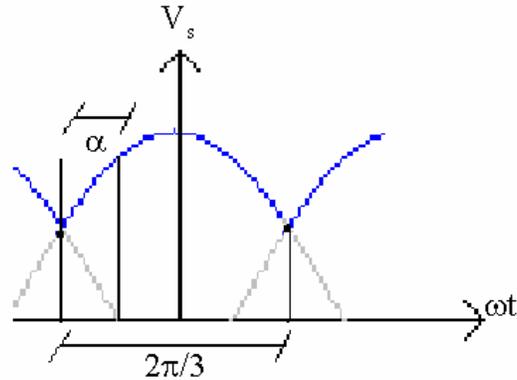


Figura 8.9. Cálculo de nivel de tensión para α cualquiera.

Si $V_s = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \cos(\omega t)$, entonces:

$$V_{DC} = \frac{2}{2\pi/3} \cdot \left[\int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \cos(\omega t) \cdot d(\omega t) \right] \quad (8.1)$$

De acuerdo con la ecuación (8.1):

$$V_{DC} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{eff}}{\pi/3} \cdot \left[\text{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \text{sen}\left(-\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] \quad (8.2)$$

Por lo tanto:

$$V_{DC} = 2\sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \frac{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)}{\pi/3} \cdot \cos(\alpha) \quad (8.3)$$

$$V_{DC} = 2,34 \cdot V_{eff} \cdot \cos(\alpha)$$

8.2.2. Cálculo de la corriente generada.

En lo que se refiere a las corrientes en la carga la situación se ilustra en la figura 8.10(b). Para un mejor entendimiento se ha asignado un color diferente para cada válvula de acuerdo con la figura 8.10(a).

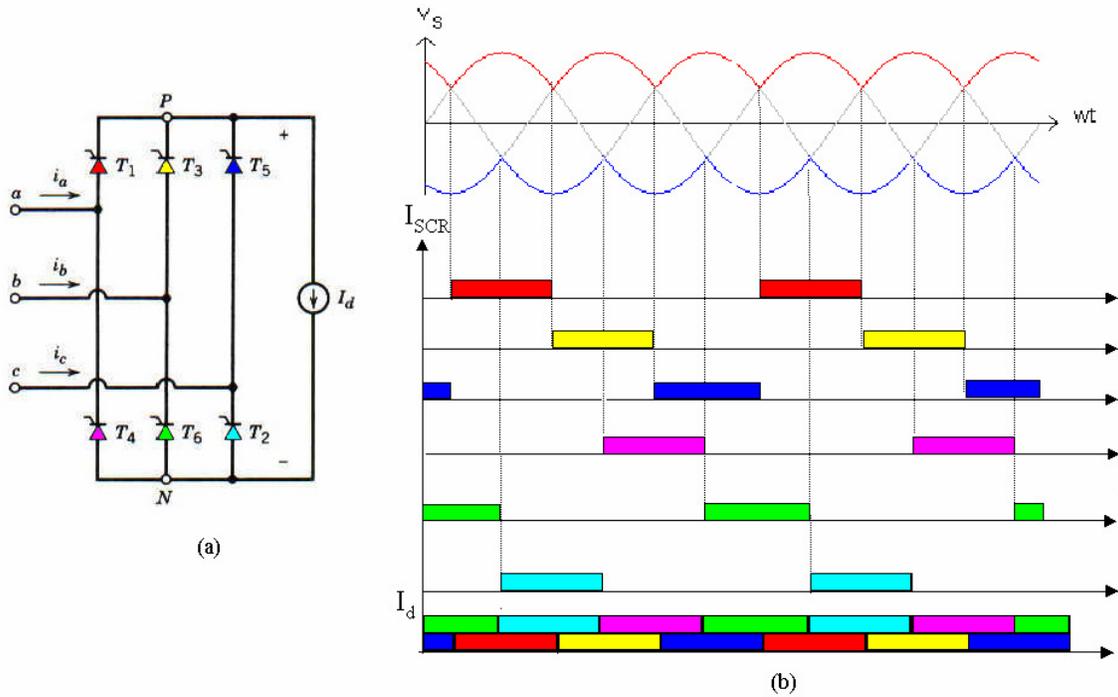


Figura 8.10. Corriente en la carga ($\alpha=0$).

La figura anterior muestra el caso en que el ángulo de disparo corresponde a 0° . Al cambiar α , la forma de onda de la corriente circulante por cada tiristor no cambia, sino que simplemente se desfasa en este mismo ángulo.

Para el cálculo de la corriente DC que circula por la carga es necesario considerar la corriente que circula por cada fase según muestra la figura 8.11.

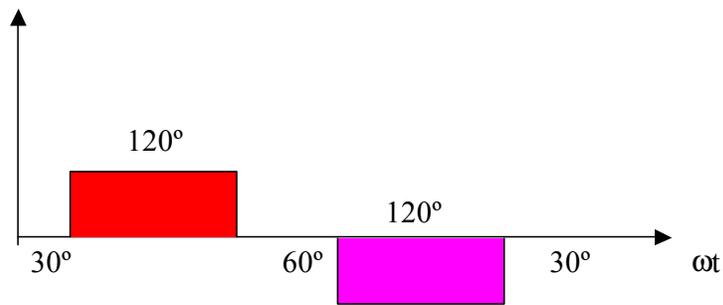


Figura 8.11. Corriente en fase "a"

Integrando para la fase "a" se tiene:

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/3} I_d^2 dt = \frac{2}{3} I_d^2 \quad (8.4)$$

Con ello el valor de la corriente DC es:

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d \Rightarrow I_d = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_{eff} \quad (8.5)$$

Además de ilustrar la forma de cálculo del valor de la corriente DC, la figura 8.11 muestra como la operación del rectificador introduce armónicos en las corrientes de fase en el lado de alterna. Para mitigar las armónicas de corriente es usual colocar una inductancia de alto valor en el lado de continua (en serie con la carga) de modo que actúe como filtro para las armónicas de alta frecuencia.

La figura 8.12 y 8.13 muestran resultados experimentales de un rectificador operando con ángulo de disparo de 60° aproximadamente. Las figuras 8.12(a), (b) y (c) ilustran la forma de onda del voltaje generado y su contenido armónico para los casos en que el rectificador opera sin inductancia de filtro, con inductancia de filtro de 20 [mH] y 80 [mH] respectivamente. Las figuras 8.13(a), (b) y (c) muestran la corriente en una de las fases para los casos ya mencionados.

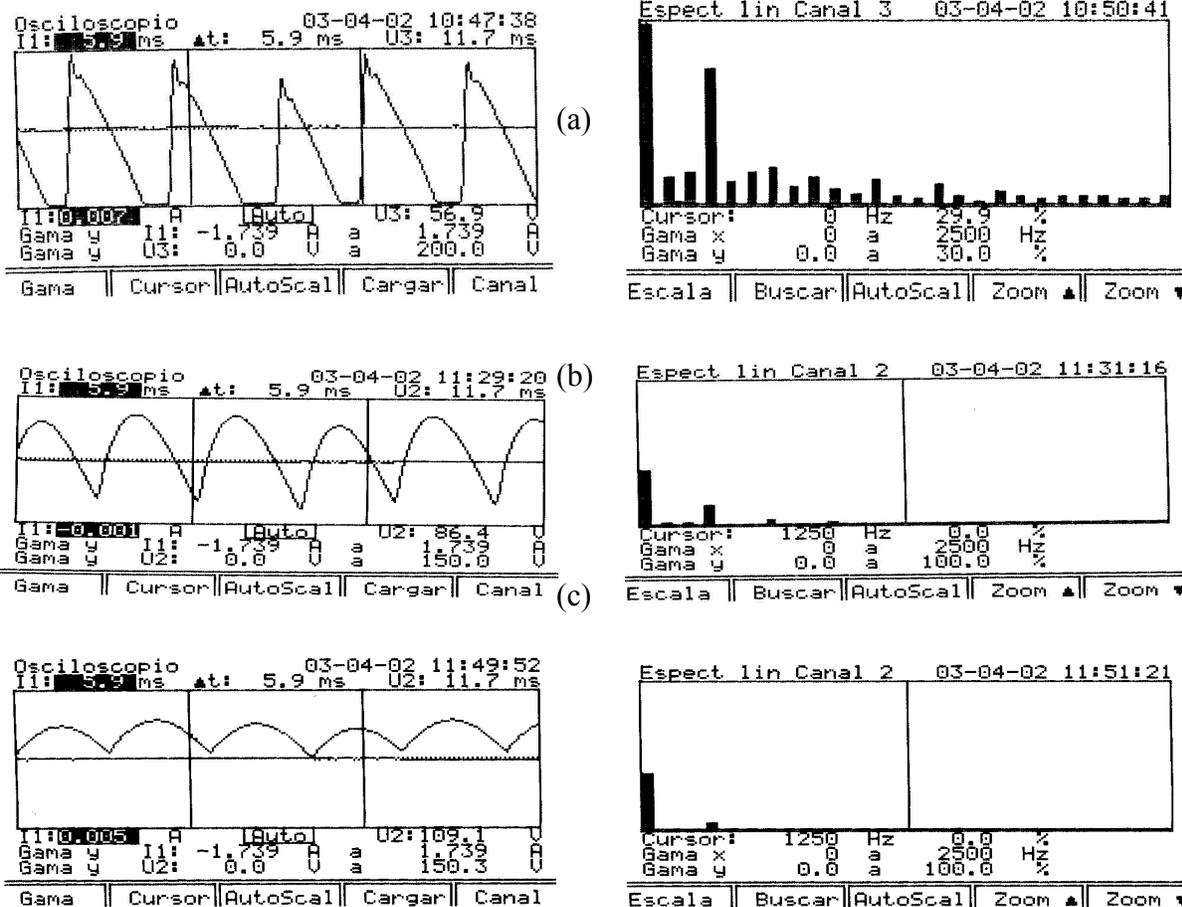


Figura 8.12. Efecto de la inductancia de filtro lado DC

De las figuras es importante notar que existe un contenido armónico importante en un espectro desde los 0[Hz] a los 2500[Hz], dentro del cual, las armónicas predominantes son la 5^o, 7^o y 11^o. En general el contenido armónico es mitigado en gran parte al colocar la inductancia de filtro de 20 [mH] y este efecto es aún mayor al considerar una inductancia de 80[mH].

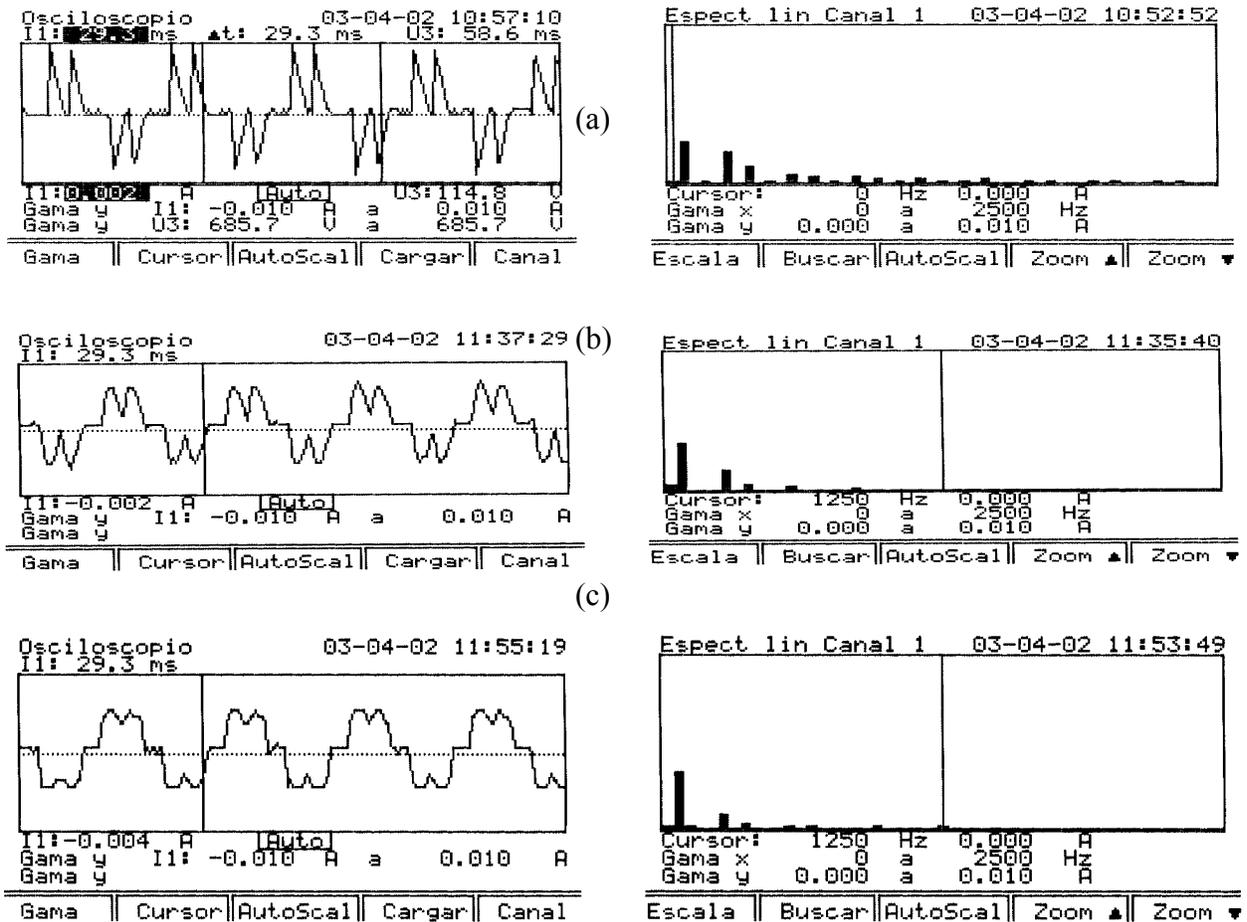


Figura 8.13. Efecto de la inductancia de filtro lado AC

8.3. Conversión DC-AC: Inversor

Los convertidores DC-AC, también denominados inversores, se clasifican de acuerdo con el tipo de válvulas que lo componen las cuales determinan su grado de controlabilidad:

- Inversor de conmutación natural: se encuentra compuesto de válvulas de conmutación natural, es decir de tiristores los cuales permiten controlar el ángulo de disparo. De este modo es posible obtener formas de onda sinusoidales u otras formas según lo permita el ángulo de disparo, sin embargo la fase de las corrientes generadas no es controlable y el factor de potencia es inductivo. La figura 8.14 muestra un inversor de las características mencionadas.

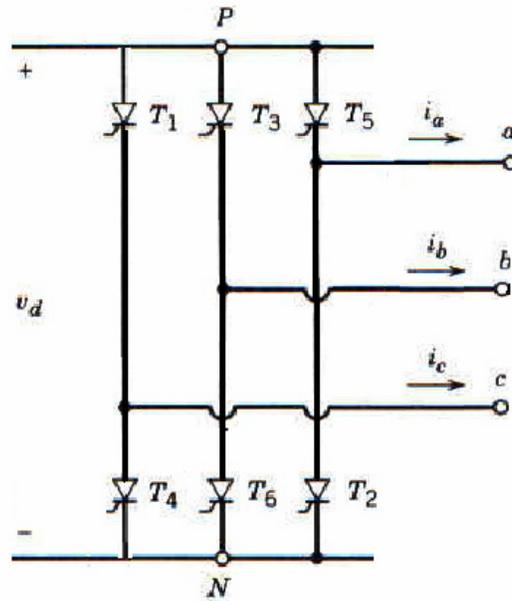


Figura 8.14. Inversor con SCR's

- Inversor de conmutación forzada: en este caso se emplean válvulas de conmutación con control tanto sobre el encendido como el apagado. De este modo, es posible generar formas de onda sinusoidales o aleatorias con factor de potencia tanto inductivo como capacitivo o cero (voltaje y corriente en fase).

En términos generales un inversor opera de manera análoga a un rectificador, es decir permite la conducción de corriente a través del encendido de sus válvulas conforme a los voltajes existentes en las líneas. De este modo, es posible controlar el ángulo de disparo, y consecuentemente el de apagado, a partir de puntos determinados entre los voltajes de las fases, obligando así a la corriente inyectada a seguir una referencia determinada.

8.4. Conversión DC-DC: Chopper

Dentro de los convertidores DC-DC es posible encontrar diversas configuraciones. Las dos configuraciones básicas son:

- Convertor DC-DC de bajada (Chopper Buck): se caracteriza por obtener a la salida un voltaje DC regulado de valor menor o igual al voltaje DC de entrada.
- Convertor DC-DC de subida (Chopper Boost): también denominado Chopper regenerativo, se caracteriza por obtener a la salida un voltaje DC regulado de valor igual o superior al voltaje DC de entrada.

Adicionalmente a los dos convertidores anteriores hay una serie de configuraciones mixtas, tales como el chopper tipo Cuk y el doble puente Buck-Boost, que permiten trabajar en cuadrantes de voltaje y corriente que los dos anteriores no pueden.

De acuerdo a los propósitos de este capítulo, a continuación se analizarán con más detalle las dos topologías básicas de convertidores.

8.4.1. Conversor DC-DC de bajada (Chopper Buck).

La figura 8.15 muestra la configuración básica de un convertidor de bajada. El interruptor, denotado por S, corresponde a un interruptor ideal que puede ser en el caso más simple un tiristor o bien un IGBT u otro interruptor con control de encendido y apagado.

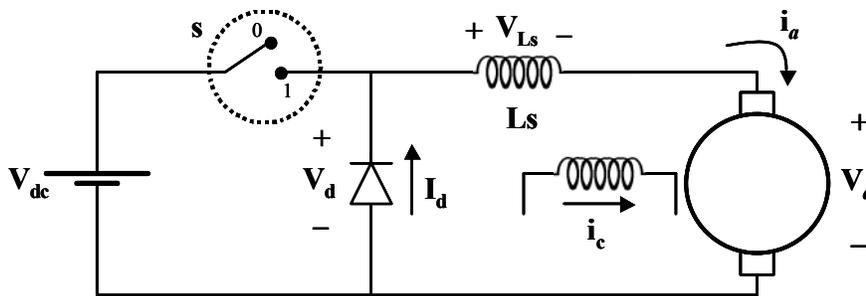


Figura 8.15. Conversor DC-DC de bajada (Chopper Buck)

El funcionamiento del convertidor se ilustra en los gráficos presentados en la figura 8.16. En el primer gráfico se observa la corriente que circula a través del interruptor de acuerdo a los estados de encendido y apagado, en el segundo y tercer gráfico se muestra la corriente a través del diodo y la corriente de armadura de la máquina de CC respectivamente. Los dos últimos gráficos corresponden a los voltajes en el diodo y la inductancia L_s , particularmente en éste último se observa en rojo, el voltaje de armadura del motor.

Mientras el interruptor esté encendido ($S=1$), la fuente continua V_{dc} le proporciona energía al motor y adicionalmente le permite almacenar energía a la inductancia L_s de modo que la corriente tiene una pendiente positiva tal como muestra el gráfico “ i_s v/s t”. Una vez que el interruptor se apaga ($S=0$), cesa la corriente por la válvula S y se establece una corriente por el diodo que corresponde a la descarga de la energía almacenada por la inductancia (pendiente negativa de la forma de corriente).

De acuerdo a lo anterior, se tienen que la corriente de armadura de la máquina de CC corresponde a la suma de la corriente que circula por el interruptor S cuando éste está encendido y la corriente por el diodo cuando éste está apagado. Evidentemente, esta corriente no es exactamente continua sino que tiene un cierto nivel de rizado o ripple que es más importante mientras menor sea la frecuencia de conmutación del interruptor S y más pequeño sea el valor de la inductancia. En general, el efecto de rizado es una de las

variables significativas de diseño, por una parte la frecuencia de conmutación está limitada por la válvula S lo cual destaca la importancia de contar con semiconductores cada vez más veloces y por otro lado se encuentra el valor de la inductancia el cual esta limitado por el peso y volumen de este elemento.

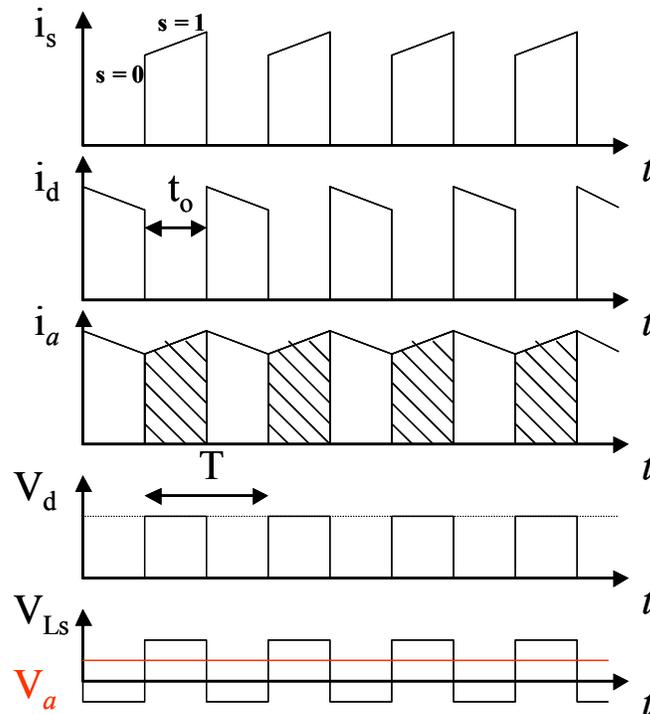


Figura 8.16. Funcionamiento de un conversor DC-DC de bajada.

Al analizar los gráficos de voltaje, se tiene que el voltaje en el diodo corresponde a cero cuando el interruptor S está apagado (diodo conduciendo) y a V_{dc} cuando S está encendido. Por su parte, el voltaje en la inductancia V_{Ls} cambia de polaridad cuando el interruptor S cambia de encendido a apagado y viceversa, debido a que pasa de un estado almacenador de energía (S=1) a un estado en que entrega energía al motor (S=0).

Para el cálculo de la tensión aplicada se tiene:

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_0} V_{dc} \cdot t = \frac{V_{dc} \cdot t_0}{T} = \delta \cdot V_{dc} \quad (8.6)$$

Donde:

V_a es la tensión aplicada.

V_{dc} es la tensión de la fuente.

T es el periodo de conmutación.

t_0 es el tiempo de conducción.

$\delta = \frac{t_0}{T}$ es el ciclo de trabajo (duty cycle).

8.4.2. Conversor DC-DC de subida (Chopper Boost).

Un conversor de subida o chopper Boost es mostrado en la figura 8.17, la válvula S corresponde a un interruptor ideal. Este tipo de conversor es denominado también chopper regenerativo debido a que es este caso la máquina de CC actúa como generador entregándole energía a la fuente DC, la cual puede ser una batería u otro elemento almacenador de energía.

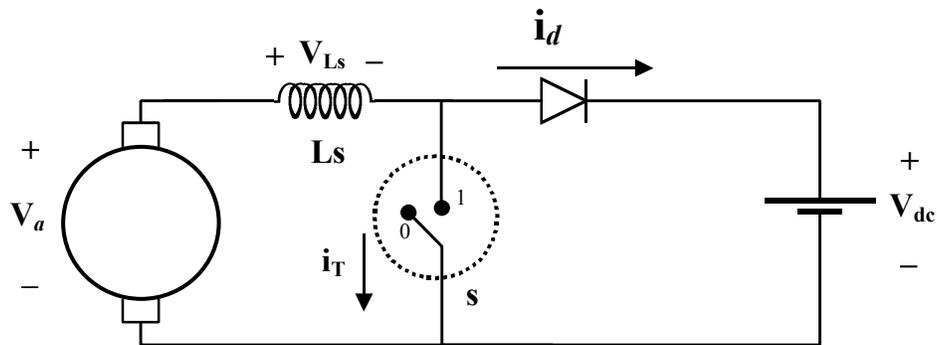


Figura 8.17. Conversor DC-DC de subida (Chopper Boost)

Mientras el interruptor S se encuentre cerrado ($S=1$) la energía entregada por la máquina de CC es almacenada por la inductancia L_s (pendiente positiva de la corriente de armadura) y la batería, condensador o fuente V_{dc} no recibe ninguna corriente.

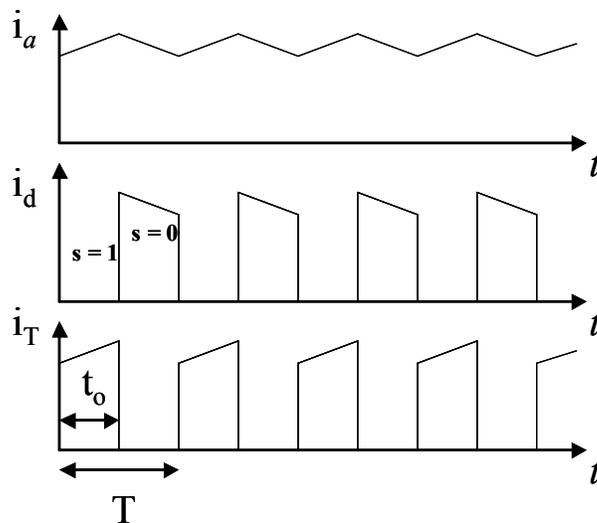


Figura 8.18. Funcionamiento de un conversor DC-DC de subida.

Cuando el interruptor S se apaga ($S=0$) se establece una corriente I_d a través del diodo que permite entregar la energía de la máquina de CC y la energía acumulada por la inductancia al condensador, batería o fuente (pendiente negativa de la corriente de armadura). De este modo se establece un proceso regenerativo, en el cual el elemento almacenador de energía no puede descargarse hacia el resto del circuito debido a la existencia del diodo.

El efecto elevador de tensión se consigue de la siguiente manera:

- Al estar el interruptor S apagado ($S=0$) la corriente I_d carga el condensador (fuente) hasta que los voltajes a ambos lados del diodo sean similares (de no encender el interruptor S el voltaje en bornes del condensador llegaría a ser igual al voltaje de armadura), en ese momento se enciende la válvula S y la energía de la máquina de CC comienza a cargar la inductancia.
- Una vez que la válvula S se apaga nuevamente se produce una disminución de la corriente circulante, obteniendo un di/dt negativo que invierte la polaridad del voltaje del inductor. De este modo la tensión de la inductancia se suma al voltaje de armadura alcanzando un valor mayor al del condensador. Consecuentemente, el diodo es polarizado de manera adecuada para permitir la circulación de corriente y el elemento almacenador de energía alcanza una tensión en bornes superior a la tensión de entrada del convertidor (voltaje de armadura de la máquina de CC).

Para evaluar el fenómeno de elevación de tensión deben considerarse las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} i_T &= \frac{t_0}{T} \cdot i_a = \delta \cdot i_a \\ i_d &= \frac{(T - t_0)}{T} \cdot i_a = (1 - \delta) \cdot i_a \end{aligned} \quad (8.7)$$

Donde:

i_T es la corriente en la válvula S.

i_a es la corriente de armadura de la máquina de CC.

i_d es la corriente en el diodo.

t_0 es el tiempo de conducción de la válvula S.

T es el periodo de conmutación.

$\delta = \frac{t_0}{T}$ es el ciclo de trabajo (duty cycle).

Haciendo el balance de potencia se tiene $V_{dc} \cdot i_d = V_a \cdot i_a$, por lo tanto:

$$V_{dc} = \frac{V_a}{(1 - \delta)} \quad (8.8)$$

Donde:

V_{dc} es la tensión del elemento almacenador de energía.

V_a es la tensión de armadura de la máquina de CC.

De la ecuación (8.8) es posible observar el efecto de elevación de tensión (Boost), dado que el valor de $(1-\delta)$ es inferior a 1.

8.5. Conversión AC-AC: Cicloconvertidor

El conversor AC-AC, también conocido como cicloconvertidor, permite obtener una salida AC de magnitud y frecuencia controladas a partir de una entrada alterna de magnitud y frecuencia fija (red eléctrica). Para lograr esta conversión emplea dos convertidores (rectificadores) en antiparalelo por cada fase tal como ilustra la figura 8.19.

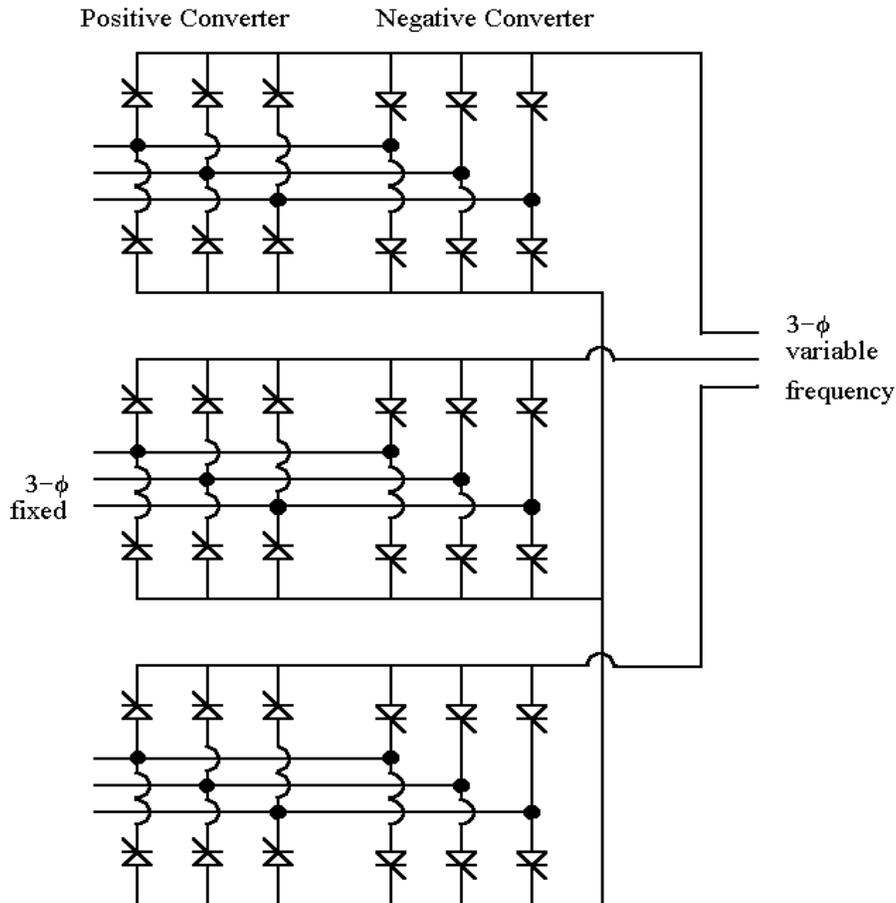


Figura 8.19. Cicloconvertidor.

Cada fase del cicloconvertidor opera básicamente como un rectificador con ángulo de disparo variable, de modo que con adecuado sistema de control es posible dibujar una forma de onda senoidal con magnitud y frecuencia deseados (ver figura 8.20).

Dado que el rectificador opera sólo en uno de los cuadrantes de corriente, es necesario utilizar dos rectificadores en antiparalelo de modo de obtener tanto el semiciclo positivo como negativo de corriente. Los rectificadores son también denominados como

convertidores parciales o bien convertidor positivo y convertidor negativo según sea el semiciclo de corriente que conduzcan.

En general los cicloconvertidores están compuestos de tiristores. Estas válvulas no sólo aseguran una alta controlabilidad de las variables de salida (voltaje y frecuencia) sino que además hace que estas máquinas sean apropiadas para aplicaciones de alta potencia debido al gran número de tiristores empleados.

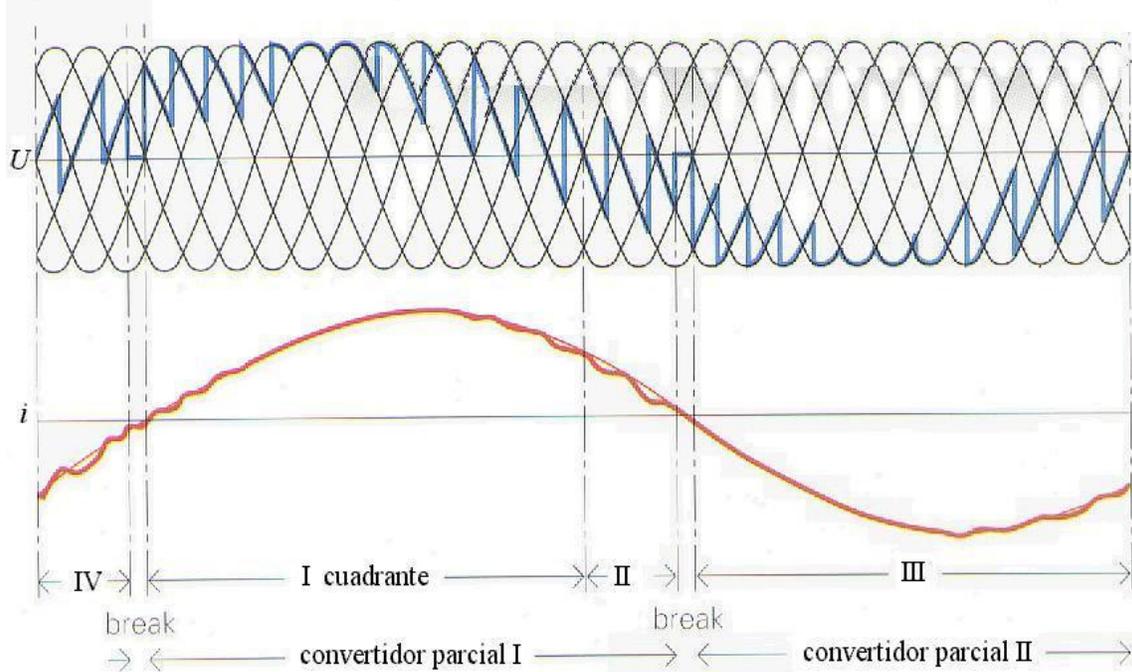


Figura 8.20. Funcionamiento de un cicloconvertidor.

8.6. Partidores suaves

Los partidores suaves es otra aplicación de la Electrónica de Potencia a la operación de motores y generadores, específicamente en el arranque y detención de los mismos. Como su nombre lo indica, los partidores suaves permiten arrancar la máquina eléctrica, particularmente la de inducción, de modo de no perturbar la red con elevadas corrientes de arranques. Permiten además regular el torque de acuerdo con las condiciones de carga y controlar el torque acelerante. Por último, permite detener el motor con una rampa de desaceleración progresiva o bien aplicar corriente continua para una parada de emergencia.

La figura 8.21 muestra el circuito clásico de un partidor suave, aplicado a un motor de inducción. Como es posible apreciar en la figura, el partidor se compone de dos tiristores en antiparalelo por fase que permiten la conducción de corriente en ambas direcciones.

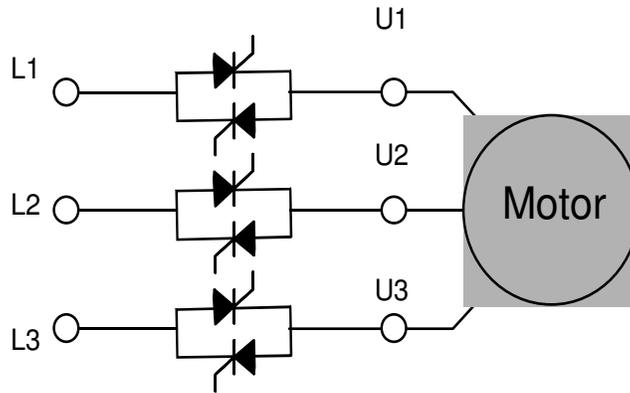


Figura 8.21. Partidor suave.

La figura 8.22 muestra el efecto controlador del partidor sobre la tensión aplicada al motor para tres valores del ángulo de disparo de los tiristores ($\alpha=135^\circ$, $\alpha=90^\circ$ y $\alpha=0^\circ$).

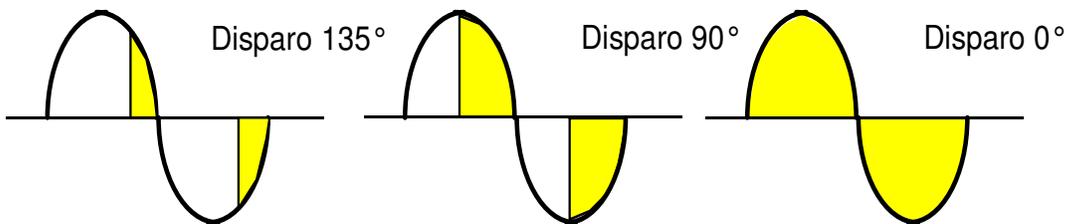


Figura 8.22. Funcionamiento de un partidor suave.

Existen diversas formas de controlar el arranque de un motor o conexión a la red de un generador:

- Arranque por rampa de tensión: la tensión se aumenta en forma progresiva a partir de una tensión inicial y con una pendiente determinada de acuerdo con las condiciones deseadas. En general esta estrategia de control es recomendada para arranques pesados, los parámetros deben ajustarse en forma precisa ya que rampas demasiado rápidas producen elevadas corrientes en el arranque.
- Arranque por rampa de corriente: la corriente parte con un valor limitado y decae con una rampa de parámetros determinados cuando se alcanzan las condiciones nominales. Este tipo de partida produce una aceleración no lineal de la máquina, por lo cual se recomienda usar en aplicaciones con cargas livianas como bombas o algunos ventiladores.
- Arranque por rampa de tensión y límite de corriente: corresponde a una combinación de las modalidades anteriores.

La figura 8.23 muestra la operación de un partidor suave controlado por rampa de voltaje.

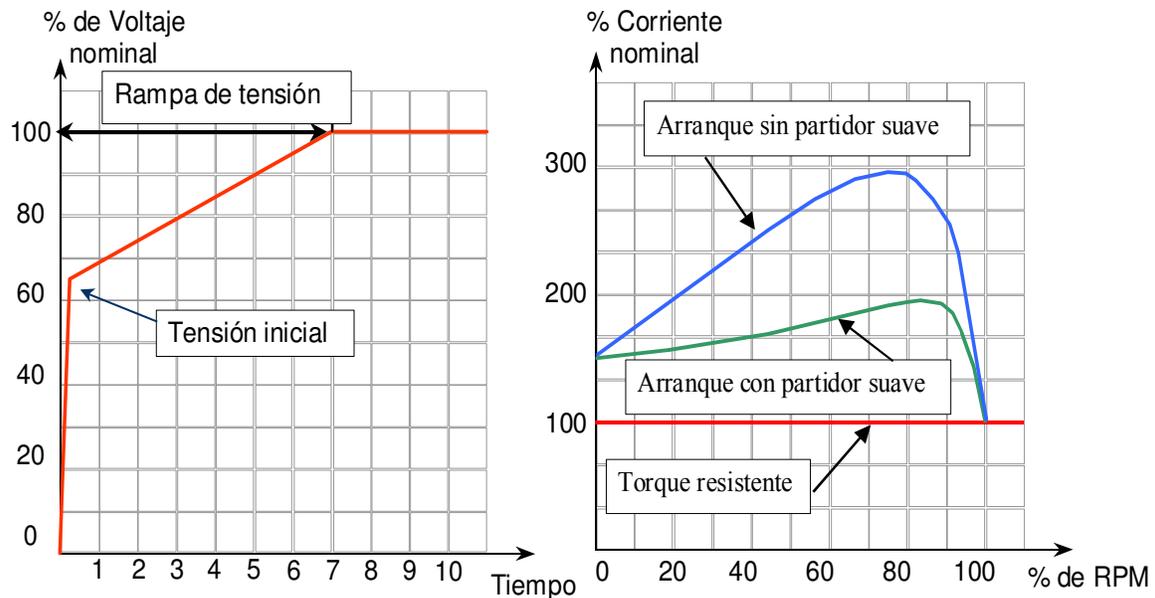


Figura 8.23. Arranque con rampa de tensión.

En el gráfico de la izquierda se muestra la evolución de la tensión desde el arranque hasta alcanzar su valor nominal, por su parte, el gráfico de la derecha muestra las curvas de torque (a distintos valores de corriente y RPM) en el caso de accionar el motor con y sin partidor suave. Se observa que el torque inicial debe ser superior al torque resistente de modo de permitir la aceleración de la máquina, y que este torque es controlado de modo de llegar a la condición nominal de manera “suave”.

La figura 8.24 ilustra la estrategia de arranque con rampa de corriente. En este caso la corriente se mantiene limitada en un valor definido por el usuario (300% del valor nominal en este caso) produciendo una aceleración no lineal tal como se observa en el gráfico de la derecha, una vez que prácticamente la máquina tiene velocidad nominal, la corriente decae de modo de tener un equilibrio en el valor nominal.

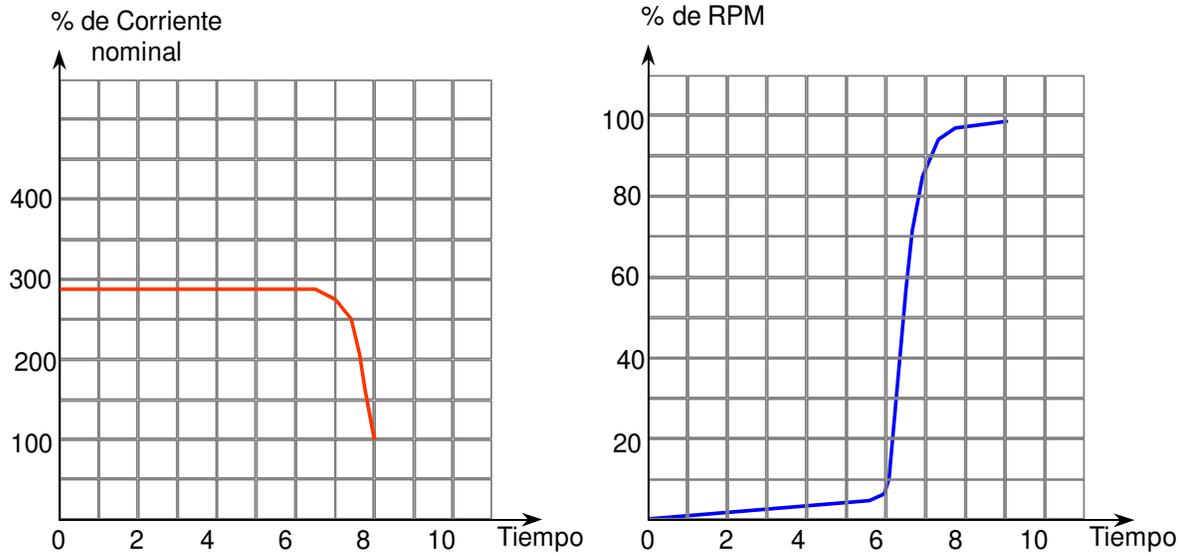


Figura 8.24. Funcionamiento con rampa de corriente.

La modalidad mixta de arranque con rampa de voltaje y limitador de corriente se muestra en la figura 8.25.

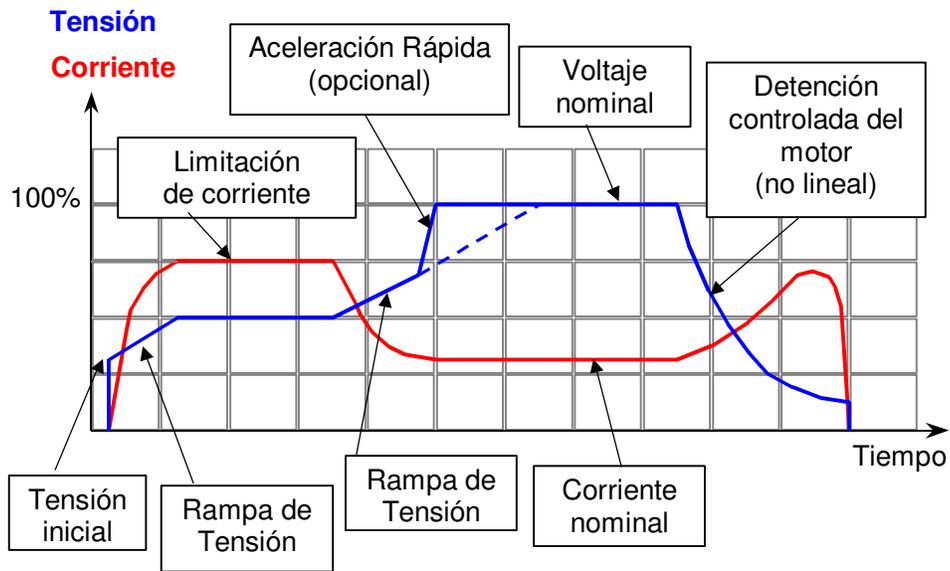


Figura 8.25. Funcionamiento con rampa de tensión y limitación de corriente.

Es posible observar de la figura que el sistema de control sigue una rampa de voltaje hasta alcanzar un límite de corriente determinado, momento en el cual la tensión se vuelve constante. Para alcanzar las condiciones nominales se puede emplear una rampa de tensión de pendiente igual a la primera o bien aplicar una aceleración rápida a través de un rampa

de pendiente más fuerte. En el tramo final del gráfico se muestra una detención controlada del motor a través de una disminución progresiva del voltaje aplicado.

En general, los partidores suaves son altamente efectivos en el arranque de motores, ya sea en forma simultánea o en forma secuencial. Las figuras 8.26 y 8.27 muestran respectivamente el accionamiento de los motores en cada uno de los casos mencionados.

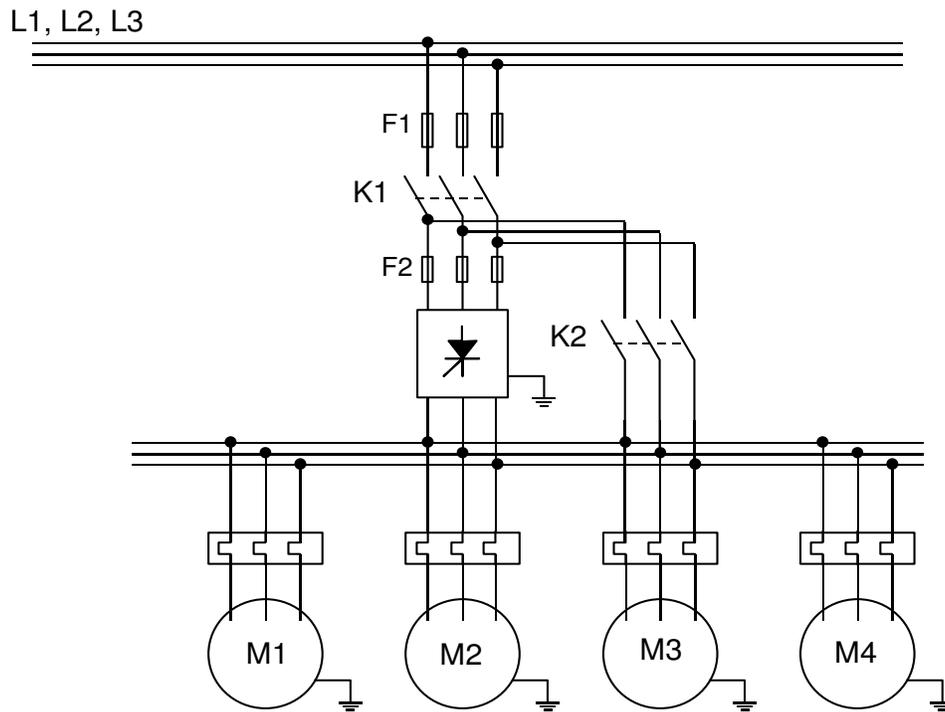


Figura 8.26. Accionamiento simultáneo de motores.

La situación más simple corresponde a los motores accionados simultáneamente. En este caso, los motores se encuentran conectados a una barra común, la cual es alimentada inicialmente por el partidor suave a través del cierre del interruptor K1, una vez que se ha llevado a cabo el arranque de los motores se conecta el interruptor K2 y abre K1 de modo que los motores quedan directamente conectados a la red eléctrica. De este modo, se evitan las pérdidas de conducción de los tiristores y el sistema es más eficiente.

Cuando se trata de un accionamiento secuencial, cada motor se conecta a la barra común a través de interruptores que son operados en función de los tiempos de conexión de cada uno de ellos. En primer lugar se conecta el motor M1, para ello los interruptores K1 y K4 se cierran de modo de que el partidor suave lleve a M1 a condiciones nominales, una vez lograda la partida el interruptor K2 se cierra en tanto que K1 y K4 se abren, quedando M1 directamente conectado a la red. Cuando se requiera partir el motor M2, el procedimiento es análogo al anterior, es decir, K1 y K5 se conectan para producir el arranque suave y posteriormente se desconectan para dejar a M2 conectado a la red eléctrica a través de K3.

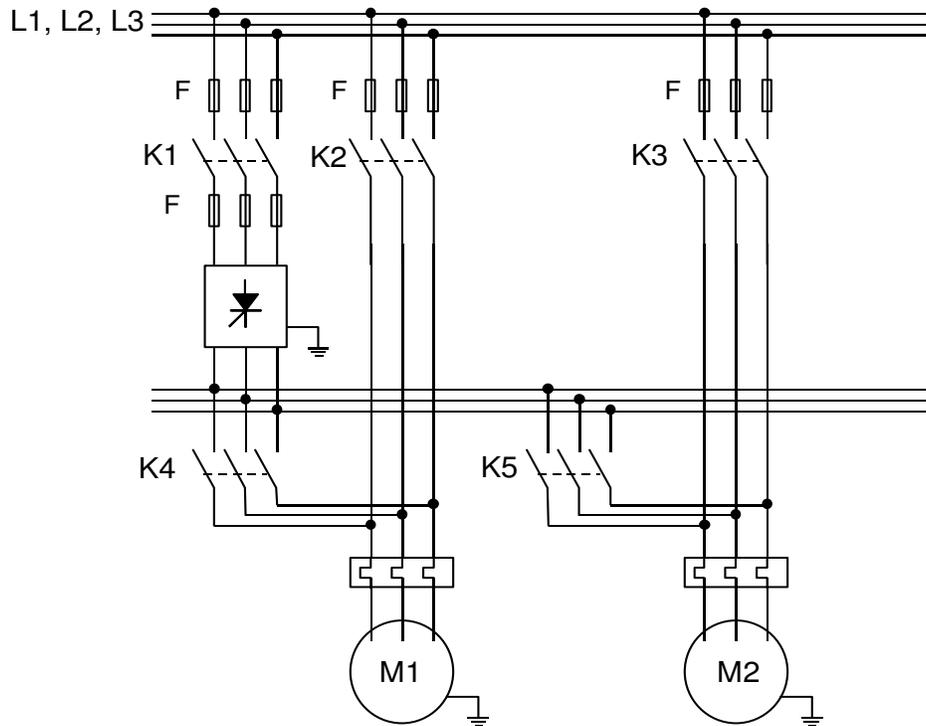


Figura 8.27. Accionamiento secuencial de motores.

8.7. Aplicación de Electrónica de Potencia al control de motores

8.7.1. Control de motores de CC

Dependiendo de la configuración del motor de CC, existen diferentes variables que permiten controlar la velocidad del motor. En el caso de un motor de excitación separada, las variables factibles de controlar son la resistencia de campo (o corriente de campo), la resistencia de armadura y el voltaje de armadura, si se trata de un motor shunt la situación es análoga, en tanto que un motor serie permite únicamente el control sobre el voltaje de alimentación (directamente o través de las resistencias de campo y armadura).

Las figuras 8.28, 8.29 y 8.30 muestran como cambia la curva de torque, y consecuentemente el torque de partida al manipular las variables de control mencionadas.

En particular, la figura 8.28 ilustra el cambio en la curva “Torque v/s ω ” al variar la resistencia de armadura (R_a). Dado que el punto de corte de entre la curva y el eje ω es independiente de esta variable, el método de control es eficiente solo en el arranque. Cuando la máquina está funcionando, las variaciones en la resistencia de armadura provocan sólo cambios mínimos en el torque.

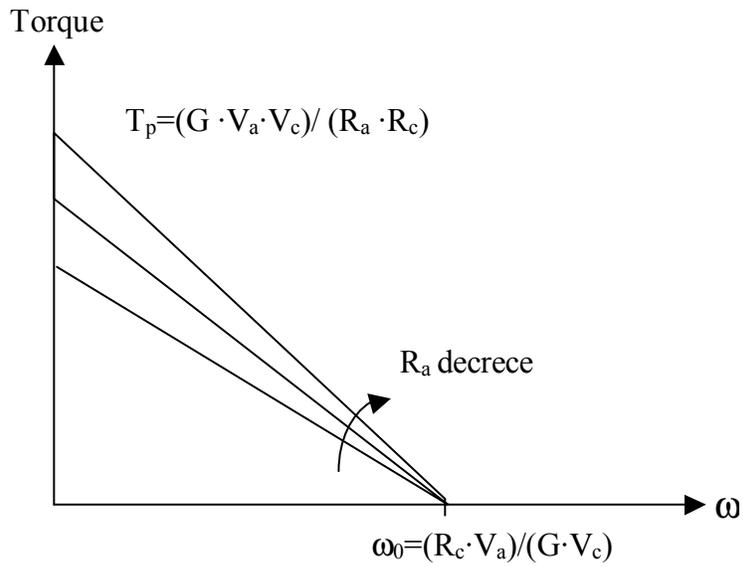


Figura 8.28. Control de motor CC de excitación separada a través de R_a .

La figura 8.29 expone las variaciones de la curva “Torque v/s ω ” al variar el voltaje de armadura. Claramente este control es más eficiente que el anterior cuando la máquina está operando.

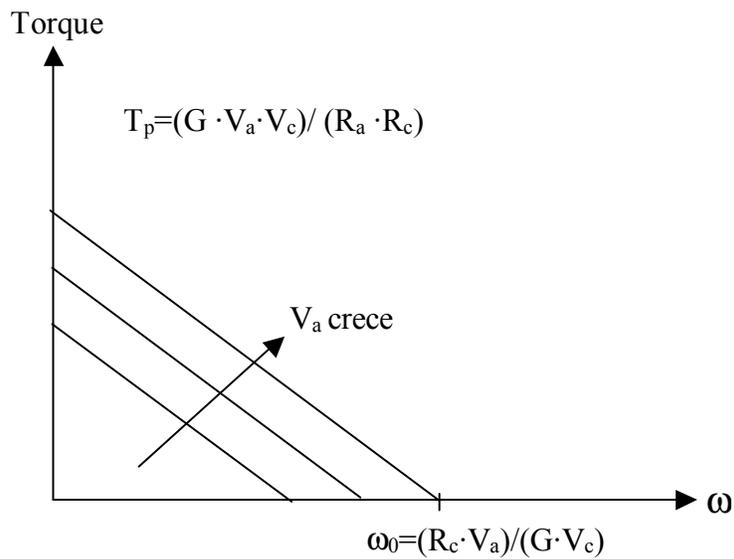


Figura 8.29. Control de motor CC de excitación separada a través de V_a .

El control sobre la corriente de campo hace que las curvas de Torque varíen de acuerdo a lo mostrado en la figura 8.30. En este caso, el punto de corte de la curva con el eje de la velocidad disminuye con el crecimiento de I_c puesto que $V_a = R_a \cdot I_a + E_g$ con $E_g = G \cdot I_a \cdot \omega$, como E_g crece pudiendo ser mayor que V_a , entonces la máquina busca una nueva condición de equilibrio frenando la velocidad para nivelar la tensión generada. Este efecto hace que la variable de control óptima sea la tensión de armadura y el control de la corriente de campo sea útil para ajustes fino en el entorno del punto de operación.

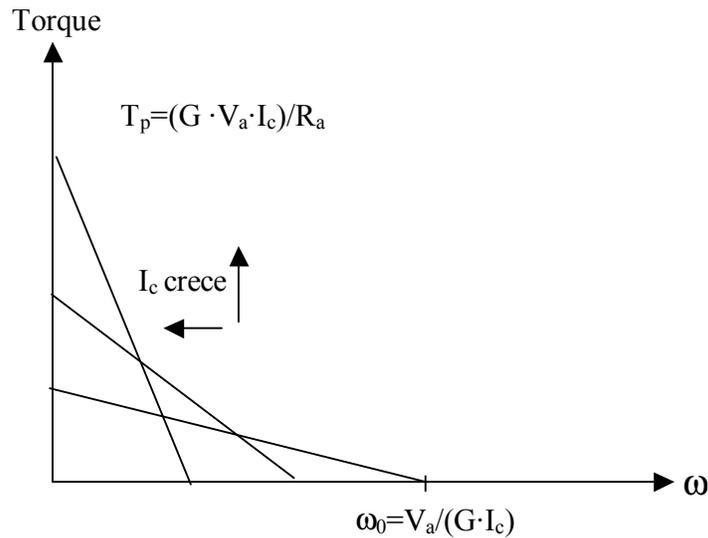


Figura 8.30. Control de motor CC de excitación separada a través de I_c .

Un motor en configuración shunt, tiene curvas de torque características muy similares al caso anterior (ver figura 8.31). Sin embargo dado que la alimentación de campo y armadura es una misma fuente, el control sobre el voltaje de alimentación (V_g) hace el que torque varíe en función cúbica de esta variable. Con esto, esta última estrategia de control es útil en el arranque, no obstante se torna poco manejable cuando el motor está en operación, por este motivo, cuando la máquina está funcionando se prefiere el control sobre R_c .

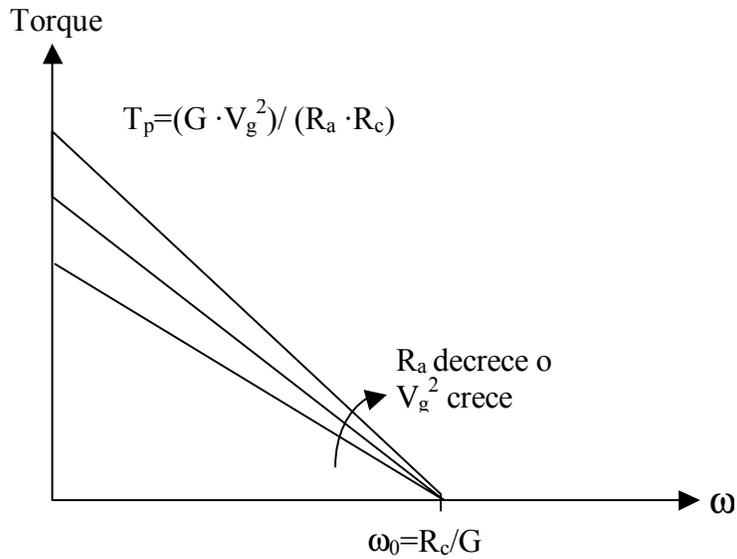


Figura 8.31. Control de motor shunt.

La figura 8.32 ilustra la situación de un motor en configuración serie. En este caso, el efecto sobre cualquiera de las variables de control (V_g , R_c o R_a) tiene básicamente el mismo efecto, lo cual hace que este motor sea más fácil de controlar tanto en operación como en la partida.

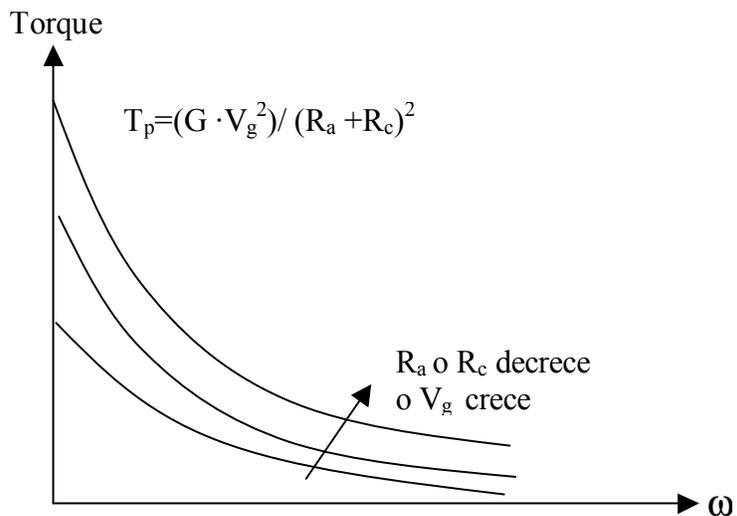


Figura 8.32. Control de motor CC serie.

De acuerdo con la información anterior, es fundamental controlar la alimentación del motor tanto en la partida como en operación, para ello existen diversas opciones tales como:

- Grupo Ward-Leonard: corresponde al sistema más antiguo y consiste básicamente en controlar la tensión de salida de un generador de CC de modo de controlar la alimentación del motor en cuestión (ver figura 8.33). En ese sentido, la máquina impulsora del generador puede ser otro motor de CC, un motor de inducción, un motor diesel, etc.

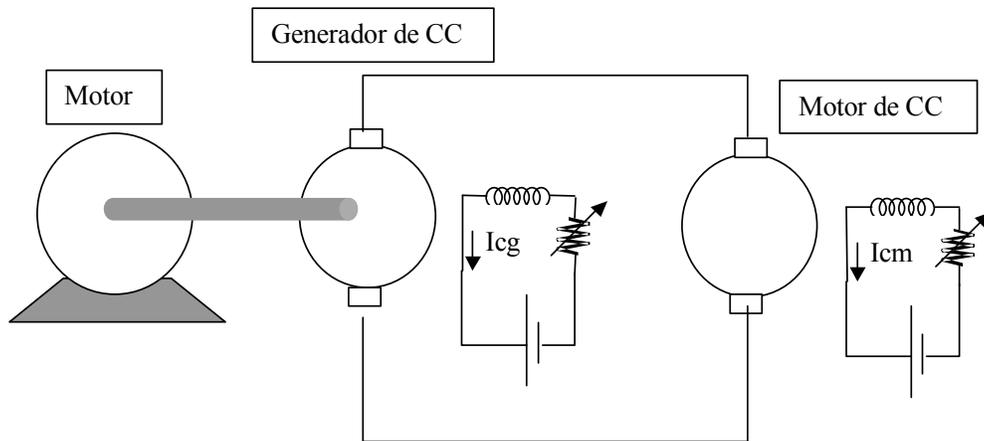


Figura 8.33. Accionamiento de un motor de CC a través de un grupo Ward-Leonard

- Convertidor de CC a CC (chopper): se emplea cuando la alimentación primaria es un voltaje continuo no regulado, como un banco de baterías. La velocidad de conmutación de la válvula de electrónica de potencia es fundamental en el funcionamiento y grado de idealización del circuito.
- Convertidor de AC a CC (rectificador): se emplea cuando la alimentación primaria es alterna. El circuito empleado en este caso es el que muestra la figura 8.34.

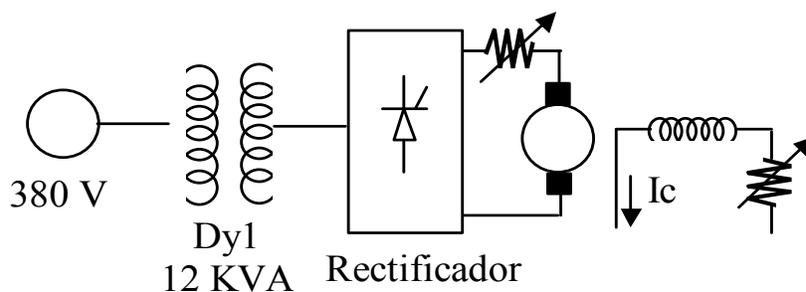
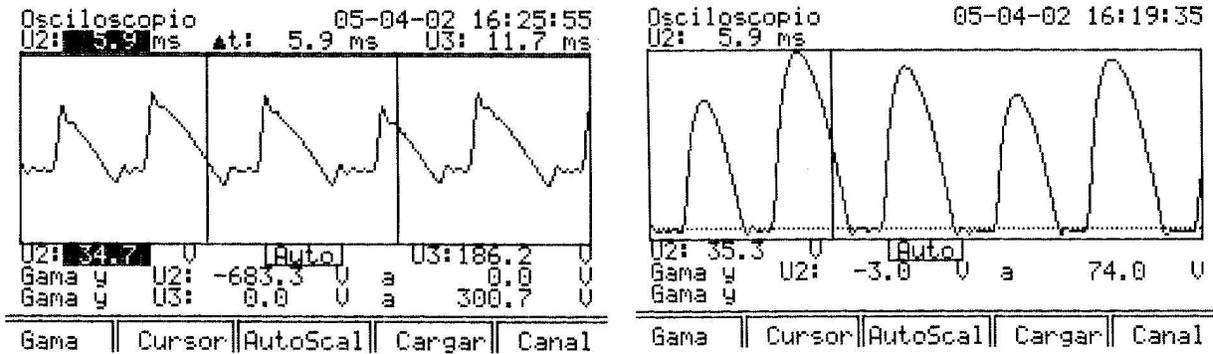


Figura 8.34. Accionamiento de un motor de CC a través de un rectificador.

En general, para este tipo de control, el arranque se efectúa con un ángulo de disparo de 90° de modo que la componente continua sea nula, posteriormente el ángulo de disparo aumenta progresivamente hasta llegar a un valor cercano a cero. Es importante que el ángulo de disparo sea pequeño en régimen permanente debido a la contaminación de armónica producida que distorsiona las formas de onda en el lado de alterna y provocan torques pulsatorios en el motor en el lado de continua. La figura 8.35 muestra el comportamiento de un motor de CC accionado mediante un rectificador operando con un ángulo de disparo alto.



Voltaje de armadura

Corriente de armadura

Figura 8.35. Voltaje y corriente de armadura de un motor de CC.

Para evitar los torques pulsatorios, muchas veces se emplean transformadores con taps de modo de ajustar el valor de tensión en forma gruesa y operar el rectificador con ángulos de disparo cercanos a cero.

8.7.2. Control de motores de inducción

Existen varias variables que permiten controlar la velocidad y torque de un motor de inducción, entre ellas se encuentra el voltaje de alimentación, la frecuencia de alimentación y adicionalmente en la máquina de rotor bobinado, la variación de la resistencia rotórica.

Las figuras 8.36 y 8.37 ilustran la variación de las curvas de torque velocidad de acuerdo con el control de las variables mencionadas.

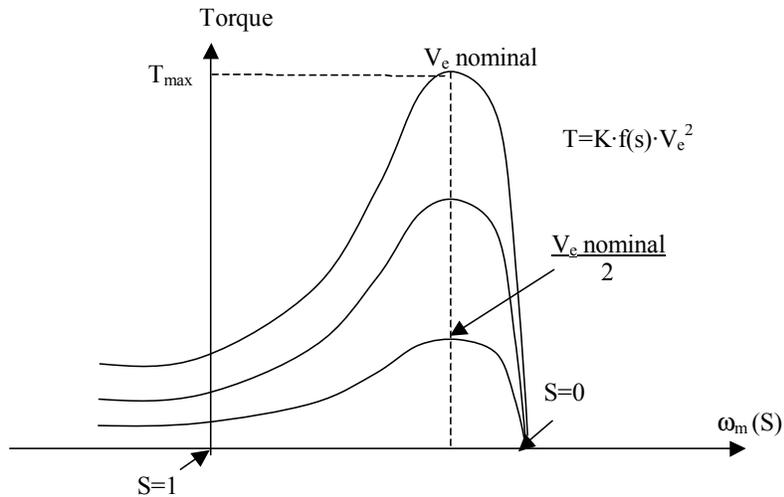


Figura 8.36. Control de motor de inducción a través del voltaje de alimentación.

En el caso del voltaje de alimentación, el control sobre esta variable genera resultados en un margen muy estrecho debido a que el torque varía en forma cuadrática con la variación de voltaje. De este modo es necesario tener un margen de seguridad mayor al 20% para evitar que el torque de la máquina se torne inferior al torque resistente de la carga.

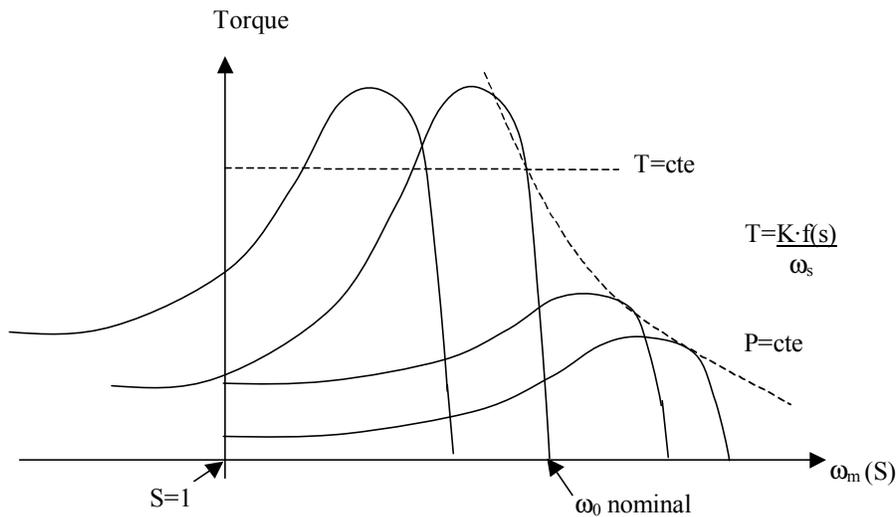


Figura 8.37. Control de motor de inducción a través de la frecuencia de alimentación. Con respecto del control de frecuencia de alimentación, debe considerarse que al bajar la frecuencia se debe reducir el voltaje de estator de modo de mantener el flujo máximo acotado y evitar efectos de saturación.

En general, ajustando las variables de voltaje y frecuencia, se tiene un control continuo en todo el rango de frecuencias. Particularmente, para velocidades menores ω_0 nominal se puede operar el motor con torque constante y pasado este límite sólo se puede operar a potencia constante.

Adicionalmente al control de velocidad mencionado, existe la necesidad de regular el arranque del motor de inducción, para lo cual se tiene las siguientes alternativas de conexión:

- Conexión directa: no hay reducción de las condiciones de partida, por tanto se obtienen altas corrientes en el arranque. Este método sirve únicamente para motores pequeños de muy baja potencia.
- Conexión a través de reóstatos: consiste en colocar una serie de resistencias en serie con la alimentación (estator) de modo que el arranque se produzca con una tensión reducida. Posteriormente las resistencias se van cortocircuitando a través de interruptores aumentando la tensión aplicada al motor.
- Conexión a través de un autotransformador: se utiliza el autotransformador de modo de controlar la tensión. Posee mejor rendimiento que el sistema anterior, pero su costo es bastante elevado.
- Partidor Estrella-delta: se arranca el motor con la alimentación conectada en estrella (menor voltaje entre fases) y una vez alcanzado un cierto punto de operación se accionan interruptores que conectan la alimentación en forma de delta (ver figura 8.38). Para poder utilizar este sistema, se debe tener acceso a ambos terminales de cada bobina del estator.

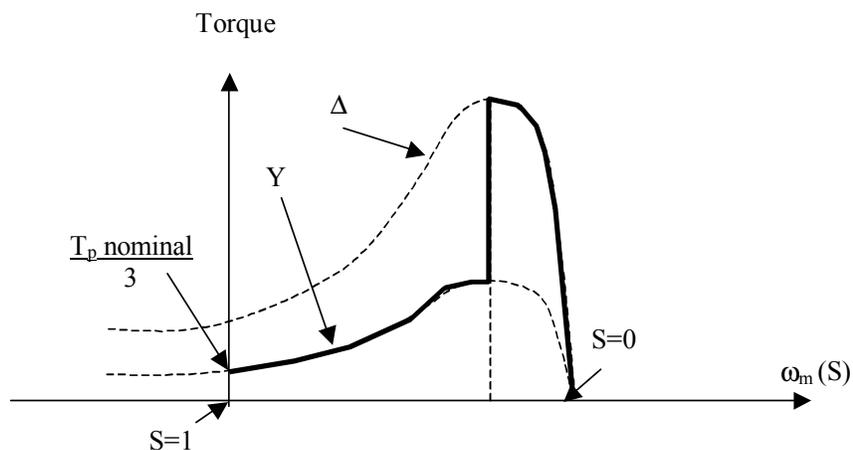


Figura 8.38. Arranque de un motor de inducción con partidor estrella-delta.

- Partidores suaves: su funcionamiento fue descrito en la sección anterior (8.6) y corresponden a una alternativa ideal de arranque de este tipo de motores.

Los métodos de arranque y de control de velocidad explicados precedentemente tienen su aplicación en motores tipo jaula de ardilla donde no se tiene acceso a los terminales del rotor. Adicionalmente, para el caso de los motores con rotor bobinado se tiene el sistema de control Kramer estático que utiliza un grupo rectificador-inversor conectado al rotor tal como muestra la figura 8.39.

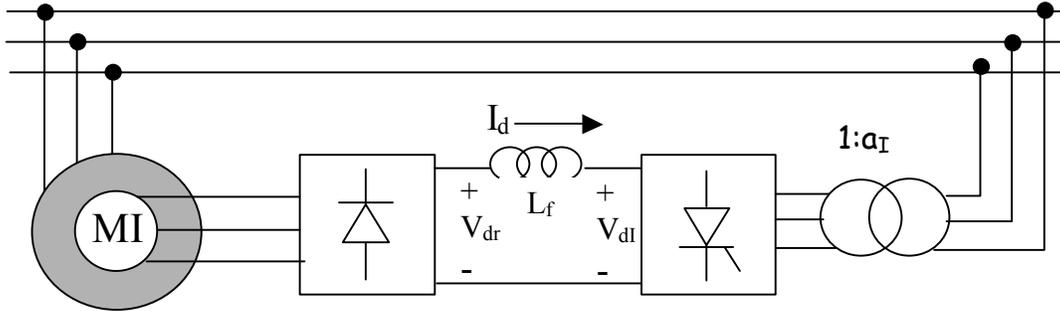


Figura 8.39. Sistema Kramer estático.

Este sistema funciona, desde el punto de vista del motor, en forma idéntica a la variación de la resistencia rotórica con la salvedad de que no existen las pérdidas de potencia que se generan en el caso de utilizar elementos pasivos de control. En efecto, un motor con control sobre la resistencia rotórica puede operar con eficiencias en torno al 70%, en cambio que con el sistema Kramer estático el rendimiento puede llegar a ser de hasta el 95% debido a que la potencia, que eventualmente se disiparía en las resistencias, es devuelta hacia la red a través del grupo rectificador-inversor.

En términos específicos, el sistema tiene las siguientes características:

- La frecuencia en el lado del rotor depende del deslizamiento y es, por lo general, de un valor entre los 3 y 6 [Hz]. El grupo rectificador-inversor permite acondicionar esta frecuencia para que sea compatible con la de la red (50-60 [Hz]).
- El rectificador se encuentra compuesto de diodos por lo tanto todo el control recae sobre la conmutación de las válvulas del inversor. Por tanto, la tensión V_{dr} es la máxima tensión factible de obtener del rotor y posee además un nivel de rizado mínimo el cual es filtrado por la inductancia L_f . Además el rectificador opera con factor de potencia unitario, de modo que en lado de alterna el voltaje y la corriente se encuentran en fase.

El principio de operación es:

- En grupos rectificador-inversor debe cumplirse que la potencia continua entregada por el rectificador sea igual a la potencia de salida del inversor en régimen permanente. Por ende, la velocidad del motor se controla a través del ángulo de encendido de los tiristores del inversor.
- Mientras los tiristores del inversor se encuentran apagados, el motor no parte, ya que el rotor se comporta como si estuviese en circuito abierto ($I_d=0$). El encendido del puente permite regular V_{dI} y con ello I_d , en medida que el ángulo de disparo del

inversor aumenta V_{di} disminuye hasta hacerse menor que V_{dr} , permitiendo la existencia de I_d .

- El inversor se encarga de retornar la energía a la red a través del transformador. Éste opera con ángulo de disparo de los tiristores mayor a 90° y menor a 180° que es el límite teórico para que el inversor trabaje con factor de potencia unitario. En la práctica el valor del ángulo de disparo no excede los 150° .

El rotor del motor ve al rectificador como una resistencia de valor (ver figura 8.40):

$$R_r = \frac{V_r}{I_r} \quad (\text{por fase}) \quad (8.9)$$

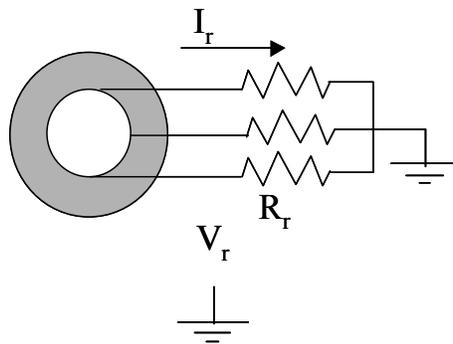


Figura 8.40. Resistencia rotórica (Sistema Kramer estático).

De acuerdo a lo estudiado, se tiene que la expresión entre V_r y V_{dr} es:

$$V_r = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} V_{dr} \quad (8.10)$$

Adicionalmente, la expresión entre I_r e I_d , considerando el valor efectivo de la fundamental, es:

$$I_r = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (8.11)$$

Por tanto la resistencia vista por el rotor es:

$$R_r = \frac{\pi^2}{18} \left(\frac{V_{dr}}{I_d} \right) \quad (8.12)$$

La expresión anterior, en función de V_{dr} , indica el modo de controlar el deslizamiento del motor, y por ende la velocidad del mismo. De este modo se tiene que:

$$V_r \approx \frac{s}{a} \cdot V_e, \quad a = \frac{N_e}{N_r} \Rightarrow V_{dr} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{\omega_d \cdot V_e}{\omega_s \cdot a}, \quad s = \frac{\omega_d}{\omega_s} \quad (8.13)$$

Por su parte, el voltaje V_{di} es:

$$V_{di} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_e}{a_I} \cdot \cos(\gamma) \quad (8.14)$$

Donde:

a_I es la razón de transformación en el lado de alterna del inversor.

γ es el ángulo de disparo de los tiristores del inversor.

En condiciones de equilibrio, debe cumplirse el balance de potencia entre la salida del rectificador y la entrada del inversor, por ello V_{dr} debe ser igual a V_{di} , con lo que:

$$\frac{\omega_d}{\omega_s} = A \cos(\gamma), \quad A = \frac{a}{a_I} \quad (8.15)$$

Finalmente, de la ecuación (8.15) es posible deducir la ley de control para el inversor mostrada en la expresión (8.16).

$$\omega_m = \omega_s (1 - A \cos(\gamma)) \quad (8.16)$$

8.7.3. Control de motores síncronos

Los motores síncronos son motores diseñados para operar con regímenes de carga fuerte y potencias elevadas desde los 10.000 a 50.000 [HP]. Una forma bastante usual de controlarlos es a través de cicloconvertidores.

La figura 8.41 muestra el circuito básico de un motor síncrono controlado por cicloconvertidores.

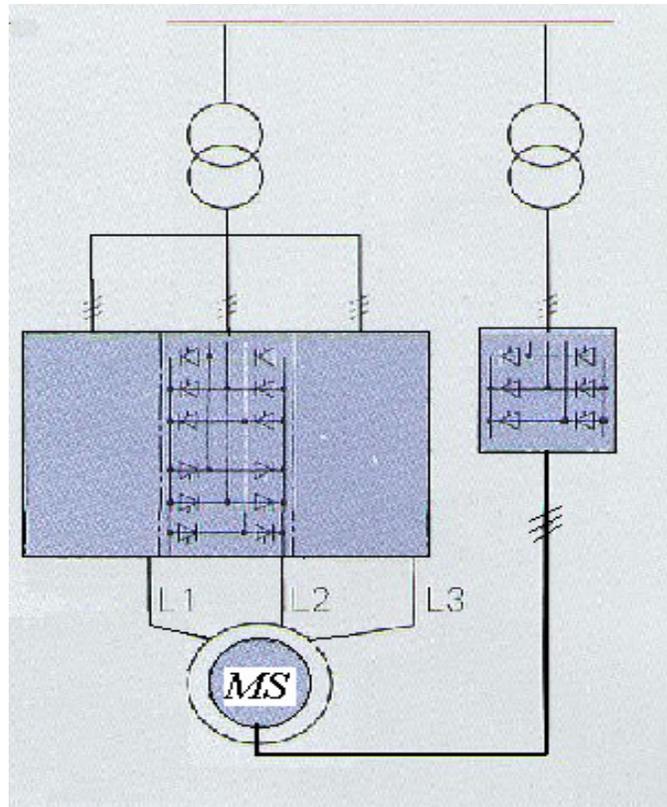


Figura 8.41. Motor síncrono controlado por cicloconvertor.

El cicloconvertor recibe a la entrada la frecuencia de la red (50-60[Hz]) y a través de la operación de sus convertidores permite reducir la frecuencia de alimentación de modo de regular las RPM del motor conforme a las condiciones de carga.

Dentro de las principales características de este sistema es posible mencionar:

- Es eficiente, los cicloconvertidores ocupan un espacio físico reducido (ver figura 8.42) y no necesitan una conexión mecánica con el motor, lo cual garantiza muy poco desgaste de las piezas mecánicas.
- Si bien el control en base cicloconvertidores produce armónicos, éstos se cuantifican en una variación en torno al 2% del torque de la maquina lo cual es un valor pequeño e inofensivo para la máquina en términos de vibraciones y vida útil.



Figura 8.42. Gabinete de cicloconvertidores.