

# **REGULACIÓN, CONTROL Y PROTECCIÓN DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS**

---

**Apuntes de la asignatura**

**Convertidores electrónicos de potencia**

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ENERGÉTICA

Universidad de Cantabria

---

Mario Mañana Canteli  
Despacho S2-53

© Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicación  
Avda. Los Castros s/n, 39005 Santander  
Teléfono 942 201378 • Fax 942 201385  
[http://www.diee.unican.es/diee/mmc\\_1.html](http://www.diee.unican.es/diee/mmc_1.html)  
[mananam@unican.es](mailto:mananam@unican.es)

---



# Tabla de contenido

<i>1 Introducción .....</i>	2
<i>2 Concepto de convertidor .....</i>	3
<i>3 Tipos de convertidores .....</i>	4
<i>4 Parámetros para caracterizar los convertidores .....</i>	6
4.1 Señal periódica .....	6
4.2 Representación en el dominio del tiempo.....	7
4.3 Representación en el dominio de la frecuencia .....	9
<i>5 Semiconductores de potencia .....</i>	12
5.1 Elemento ideal .....	12
5.2 Diodo .....	14
5.3 Tiristor .....	15
5.4 GTO (Gate Turn-off Thyristor) .....	16
5.5 BJT ( <i>Bipolar Junction Transistor</i> ) .....	17
5.6 MOSFET .....	19
5.7 IGBT ( <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> ).....	20
<i>6 Convertidores ca/cc. Rectificadores.....</i>	22
6.1 Concepto de cuadrante.....	23
6.2 Rectificadores no controlados .....	25
6.2.1 Puente simple de media onda .....	25
6.2.2 Puente simple sobre un transformador con toma intermedia de onda completa .....	26
6.2.3 Puente de onda completa .....	28
6.3 Rectificadores controlados .....	29
6.3.1 Puente simple de media onda .....	30
6.3.2 Puente controlado de onda completa .....	31
<i>7 Convertidores cc/cc .....</i>	33
7.1 Convertidor cc/cc reductor .....	33
7.2 Convertidor cc/cc elevador .....	34
<i>8 Convertidores cc/ca. Inversores .....</i>	35

---

8.1 Inversor de onda cuadrada.....	36
8.2 Invesor PWM .....	38
<i>9 Convertidores ca/ca. Cicloconvertidores.....</i>	<i>39</i>
9.1 Control todo/nada .....	40
9.2 Control de fase .....	41
<i>10 Ejercicios.....</i>	<i>43</i>
<i>11 Soluciones .....</i>	<i>48</i>
<i>12 Referencias.....</i>	<i>52</i>

---



# Convertidores electrónicos de potencia

*El conocimiento de las estructuras básicas de los convertidores de potencia resulta imprescindible para comprender cómo funcionan los sistemas de alimentación electrónicos modernos y los accionamientos eléctricos. La regulación de velocidad de las máquinas eléctricas, sean estas de corriente continua, asíncronas, síncronas o especiales, como motores paso a paso, no puede desligarse en la actualidad de la electrónica de potencia. La justificación de esta necesidad reside en el hecho de que, en muchos casos, la fuente primaria de energía eléctrica presenta un formato en cuanto a sus valores de amplitud, frecuencia y número de fases, que no es compatible con el requerido por la máquina, por lo que debe introducirse un elemento convertidor que realice las labores de conversión.. Por otra parte, los sistemas electrónicos demandan fuentes de alimentación con múltiples tensiones de salida y una relación potencia/volumen cada vez mayor. Como dificultad adicional, los sistemas de alimentación deben proporcionar tensiones con tolerancias cada vez menores, mejores niveles de rizado y menores niveles de distorsión.*

## 1 Introducción

El desarrollo espectacular de la electrónica de estado sólido en los últimos años ha posibilitado la evolución de todas las ramas de la electrónica, y entre ellas la electrónica de potencia, que se ha beneficiado de la aparición de conmutadores de estado sólido que permiten reducir el volumen y prestaciones de los equipos de conversión de energía, imprescindibles en la mayoría de las aplicaciones domésticas e industriales actuales. Como resulta de sobra conocido, el más maduro, eficiente y fiable de todos los convertidores existentes es el transformador, que presenta como inconvenientes más importantes su escasa adaptabilidad a sistemas automáticos de control, excepto en el caso del autotransformador servomotorizado, que con una velocidad de respuesta en el rango de las centenas de milisegundos (no hay que olvidar que se trata de sistemas electromecánicos) no puede competir en este aspecto con la electrónica de potencia. Lógicamente, el transformador sólo puede ser utilizado para transformar valores de tensión e intensidad alternos, siendo incapaz de realizar transformaciones de la frecuencia. Desde el punto de vista electromecánico, existen también otros convertidores significativos, como el grupo Ward-Leonard, que utiliza un motor asíncrono para

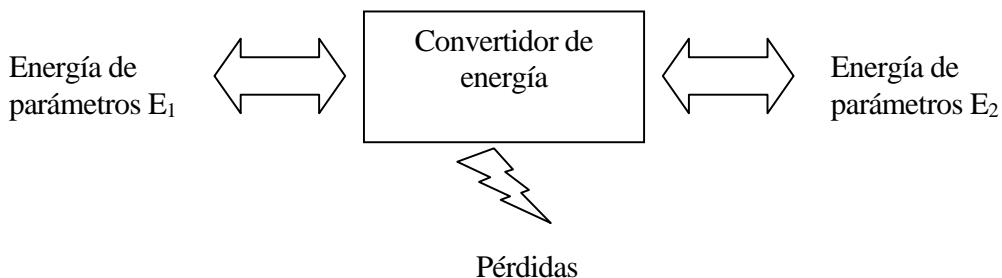
arrastrar un generador de corriente continua en derivación cuya salida se regula mediante una resistencia intercalada en el circuito de excitación. Existen también otros sistemas como la amplidina que pueden ser utilizados para obtener una tensión continua regulable. Sin embargo, prácticamente todos estos sistemas han sido desplazados por la electrónica de potencia, que posee, en general, una mejor relación precio / prestaciones. El objetivo de este capítulo es introducir la estructura y características principales de los convertidores electrónicos de energía, indicando sus aplicaciones más comunes, especialmente aquellas orientadas a los accionamientos eléctricos.

No hay duda de que la energía eléctrica constituye la fuente básica de energía de los sistemas electrónicos. Sin embargo, esta energía no se produce ni se consume de una forma unificada, esto es, está disponible con diferentes formatos: corriente continua, alterna en formato monofásico o trifásico, pulsada, etc. Es necesario, por tanto, disponer de elementos de conversión que permitan transformar la energía entre los diferentes formatos, con el máximo rendimiento posible. Uno de los problemas que aparecen cuando se diseñan convertidores de elevado rendimiento es la generación de subproductos no deseados. Sirva como ejemplo el caso de los convertidores ca/cc o rectificadores que transforman la corriente alterna en continua. Este tipo de convertidores generan a su salida componentes alternas no deseadas que se suman a la componente continua. En otras ocasiones, la conmutación de corrientes elevadas necesaria para completar el proceso de conversión de energía genera radiación electromagnética que puede producir interferencias en equipos electrónicos sensibles próximos. Existe, por tanto, una antítesis eficiencia energética – calidad de la conversión que debe tenerse en cuenta para un correcto diseño y utilización de los convertidores.

## 2 Concepto de convertidor

Un convertidor de energía es un sistema o equipo electrónico que tiene por objetivo la conversión de energía eléctrica entre dos formatos diferentes. Por ejemplo, obtener corriente continua a partir de corriente alterna.

El concepto inicial de convertidor puede extenderse para incluir aspectos como: eficiencia, reversibilidad, grado de idealidad, fiabilidad, volumen o tecnología por citar las más importantes. En la figura 1 se muestra la estructura básica de un convertidor.



**Fig. 1.** Estructura básica de un convertidor electrónico de energía.

Antes de continuar, es necesario definir los parámetros básicos que permiten caracterizar las diferentes

formas de manifestación de la energía eléctrica, considerando en una primera aproximación que la energía se manifiesta con una estructura periódica, esto es, olvidándonos de los fenómenos transitorios propios de todos los sistemas electrónicos.

### 3 Tipos de convertidores

Los convertidores pueden clasificarse según diferentes criterios. Uno de los más comúnmente utilizados es agruparlos según el formato de las energías de entrada y salida. Básicamente y según este criterio pueden establecerse cuatro grandes grupos:

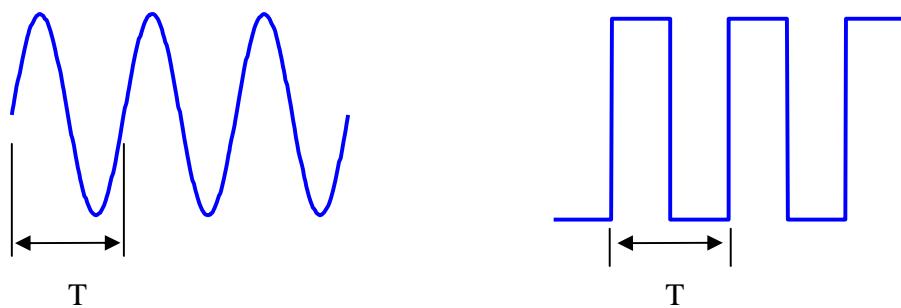
- Convertidores ca/cc o rectificadores. Este tipo de convertidores transforman corriente alterna, monofásica o trifásica, en continua. Desde el punto de vista de los accionamientos, presentan una importancia fundamental, ya que se utilizan de forma general en las máquinas siguientes:
  - Máquina de corriente continua. Alimentación tanto del circuito de excitación como del inducido.
  - Máquina asíncrona. El control, tanto escalar como vectorial de velocidad en la máquina asíncrona se realiza mediante algún tipo de convertidor cc/ca que necesita como fuente de alimentación una tensión continua. Otra aplicación de este tipo de convertidores es el frenado de los motores asíncronos.
  - Máquina síncrona. La utilización de los convertidores ca/cc en la máquina síncrona se dirigen a dos grandes grupos de aplicación. En el caso de los generadores síncronos, es necesario contar con una corriente continua para la excitación de la máquina. Desde el punto de vista de su utilización como motor, es necesario contar con un convertidor ca/cc para el control de la excitación, y en aquellos casos en que se realice un control de velocidad de la máquina, será necesario contar con una etapa rectificadora como paso previo para atacar el convertidor cc/ca que alimentará la máquina a tensión y frecuencia variables. Destacar asimismo el campo de los generadores síncronos de pequeña y media potencia que funcionan en un régimen de velocidad muy variable, como pueden ser los generadores eólicos. En este tipo de aplicaciones es común utilizar un convertidor ca/cc para transformar la energía generada en continua como paso previo a la transformador cc/ca de la misma para su acoplamiento a un sistema eléctrico de frecuencia y tensión fijas.
  - Motores especiales. Algunas máquinas como los motores paso a paso necesitan una fuente de corriente continua que debe comutarse adecuadamente para conseguir su control. Lo mismo sucede con algunas máquinas de tipo *brushless* (sin escobillas) que requieren una fuente de corriente continua como paso previo para alimentar un convertidor cc/ca.

- Convertidores cc/cc. Este tipo de convertidores transforman un determinado valor de corriente continua de entrada en uno distinto de salida, con la posibilidad de incluir, además, aislamiento galvánico entre entrada y salida. Desde el punto de vista de los accionamientos su campo de aplicación es el mismo que el de los convertidores ca/cc, con la diferencia de que la fuente de energía no es alterna, sino continua. Su utilización se restringe a sistemas embarcados, donde la distribución de energía se realiza en corriente continua, o en algunas situaciones especiales, su utilización combinada con los rectificadores no controlados permite diseñar convertidores ca/cc con un mejor factor de potencia.
- Convertidores cc/ca. Este tipo de convertidores reciben también el nombre de inversores. Básicamente, realizan una conversión de corriente continua en corriente alterna, con la posibilidad de poder controlar tanto la frecuencia como el valor eficaz de la tensión o intensidad de salida, lo que les hace fundamentales para el diseño de accionamientos basados en máquinas asincrónas y sincrónas. Dado que normalmente la distribución de energía se realiza en corriente alterna, suelen ir asociados a un rectificador. Se utilizan también para acoplar al sistema eléctrico la energía generada por los generadores eólicos, que se caracterizan por un motor primario de velocidad muy variable.
- Convertidores ca/ca. Este tipo de convertidores se utilizan ampliamente en el diseño de arrancadores suaves para reducir la intensidad demandada durante el arranque de los motores de inducción. En su estructura de control más básica, su función es modificar el valor eficaz de la tensión de entrada, conservando su frecuencia, aunque también puede conseguir una tensión de salida con una frecuencia submúltiplo de la de entrada. En este último caso reciben el nombre específico de cicloconvertidores, habiendo obtenido durante la última década un especial protagonismo en el diseño de sistemas de tracción eléctrica.

## 4 Parámetros para caracterizar los convertidores

### 4.1 Señal periódica

Se dice que una señal  $x(t)$  es periódica de periodo  $T$ , siendo  $T$  una constante real, si verifica que  $x(t+T) = x(t)$ ,  $\forall t \in \mathbb{R}$ . En la figura X se muestran dos ejemplos típicos de señales periódicas (en la figura 2a se muestra una señal sinusoidal, mientras que 2b muestra una señal cuadrada)



**Fig. 2.** (a) Señal sinusoidal; (b) Señal cuadrada.

Las señales periódicas exhiben una propiedad muy interesante; pueden ser representadas mediante una suma ponderada de funciones sinusoidales sencillas de diferente frecuencia y fase inicial. Esta propiedad fue formulada y desarrollada por Jean Baptiste Joseph Fourier a principios del siglo XIX como una herramienta matemática para sus estudios sobre transmisión y propagación del calor, donde formulaba la distribución de temperaturas en cuerpos sólidos. Uno de los aspectos anecdóticos más curiosos del trabajo de Fourier está relacionado con el rechazo frontal que sufrió por parte de un gran matemático como Lagrange que ya unos años antes había combatido la idea de generalizar la representación de funciones periódicas mediante una base sinusoidal, a pesar de que Lacroix, Monge y Laplace estaban de acuerdo con su publicación. Históricamente, la formulación inicial de Fourier no fue muy precisa y hubo que esperar hasta que Dirichlet en 1829 demostrase las condiciones de convergencia de la serie de Fourier, apoyándose en los trabajos previos de Poisson y Cauchy.

La técnica propuesta por Fourier para realizar dicha formulación se denomina Transformada de Fourier, y se apoya en el concepto ya planteado de que una señal  $x(t)$  periódica admite la siguiente representación equivalente:

$$x(t) = \sum_{h=0}^{\infty} X_h \cos\left(\frac{2\pi}{T} ht + \varphi_h\right) \quad (1)$$

El cálculo de los parámetros  $X_h$  y  $\varphi_h$  puede encontrarse en cualquier manual dedicado al análisis de

Fourier. La formulación anterior tiene una importancia extraordinaria para poder determinar la calidad del convertidor, ya que la medida de la discrepancia entre la señal ideal que debería generar el convertidor y la real se realiza en base parámetros obtenidos a partir del análisis de Fourier.

Se introducen, a continuación, los parámetros más habituales utilizados en la representación de señales periódicas cuando éstas se formulan en el dominio del tiempo.

#### 4.2 Representación en el dominio del tiempo

La representación de señales periódicas en el dominio del tiempo hace alusión a su caracterización mediante parámetros que se obtienen de expresiones que utilizan la formulación temporal de la señal o muestras instantáneas de la misma obtenidas según el teorema de muestreo de Nyquist. Se trata, en general, de parámetros con una interpretación geométrica directa. Como se comprobará en el apartado siguiente, dedicado a la representación de señales periódicas en el dominio de la frecuencia, existen parámetros que pueden calcularse mediante procedimientos distintos, aunque equivalentes.

En la tabla 1 se resumen los parámetros más importantes que pueden obtenerse utilizando la representación temporal de la señal. Las expresiones que utilizan la integral para su evaluación pueden aplicarse también sobre secuencias de muestras cambiando la integral por un sumatorio.

**Tabla 1.** Parámetros equivalentes de la señal en el dominio temporal.

Parámetro	Formulación
Valor medio $x_{medio}$	$x_{medio} = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) dt$
Valor eficaz $x_{rms}$	$x_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_{T_0} x^2(t) dt}$
Valor pico $x_p$	$x_p = \max\{x(t)\}$
Valor pico a pico $x_{pp}$	$x_{pp} = \max\{x(t)\} - \min\{x(t)\}$
Valor pico distorsión $d_p$	$d_p = \max\{ x(t) - \sqrt{2}\ X_1\  \cos(wt + \varphi_1)\   $
Derivada máxima ( $\dot{x}_{max}$ )	$\dot{x}_{max} = \max\left\{\frac{dx(t)}{dt}\right\}$
Factor de cresta FC	$FC = \frac{x_p}{x_{rms}}$
Máximo desequilibrio de amplitud	$DAM = \frac{x_{pp}}{x_p}$
Factor de forma (FF)	$FF = \frac{x_{rms}}{x_{medio}}$

Ejemplo:

Obtener los parámetros más importantes, en el dominio del tiempo, de la señal de red que puede encontrarse en los enchufes de las instalaciones eléctricas domésticas e industriales monofásicas.

$$x(t) = 220\sqrt{2} \cos(2\pi 50t) \quad (2)$$

Solución

Valor medio

$$x_{medio} = \frac{1}{2.10^{-2}} \int_0^{2.10^{-2}} 220\sqrt{2} \cos(2\pi 50t) dt = \frac{220\sqrt{2}}{2.10^{-2}} [\sin(2\pi 50t)]_0^{2.10^{-2}} = 0 \quad (3)$$

Valor eficaz

$$\begin{aligned} x_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{2.10^{-2}} \int_0^{2.10^{-2}} (220\sqrt{2})^2 \cos^2(2\pi 50t) dt} = \\ &\sqrt{\frac{1}{2.10^{-2}} \int_0^{2.10^{-2}} (220\sqrt{2})^2 \left(\frac{1 + \cos(2.2\pi 50t)}{2}\right) dt} = \\ &\sqrt{\frac{(220\sqrt{2})^2}{2.10^{-2}} \left[\frac{1}{2}t + \frac{\sin(2.2\pi 50t)}{2.2\cdot 2\pi 50}\right]_0^{2.10^{-2}}} = 220 \end{aligned} \quad (4)$$

Valor de pico

$$x_p = \max\{x(t)\} = 220\sqrt{2} \quad (5)$$

Valor pico a pico

$$x_{pp} = \max\{x(t)\} - \min\{x(t)\} = 220\sqrt{2} - (-220\sqrt{2}) = 440\sqrt{2} \quad (6)$$

Valor de pico de la distorsión

$$d_p = \max \left\{ x(t) - \sqrt{2} \|X_1\| \cos(wt + \varphi_1) \right\} = 0 \quad (7)$$

Derivada máxima

$$\dot{x}_{max} = \max \left\{ \frac{dx(t)}{dt} \right\} = \max \left\{ -220\sqrt{2}(2\pi 50) \sin(2\pi 50t) \right\} = 220\sqrt{2}(2\pi 50) \quad (8)$$

Factor de cresta

$$FC = \frac{x_p}{x_{rms}} = \frac{220\sqrt{2}}{220} = \sqrt{2} \quad (9)$$

Máximo desequilibrio de amplitud

$$DAM = \frac{x_{pp}}{x_p} = \frac{440\sqrt{2}}{220\sqrt{2}} = 2 \quad (10)$$

Factor de forma

$$FF = \frac{x_{rms}}{x_{medio}} = \frac{220}{0} = \infty \quad (11)$$

#### 4.3 Representación en el dominio de la frecuencia

La utilización de los parámetros presentados en el apartado anterior para caracterizar señales en el dominio del tiempo resulta útil en muchas aplicaciones. Sin embargo, cuando la señal presenta un elevado nivel de distorsión, resulta más adecuado utilizar otros parámetros calculados a partir de la representación de la misma en el dominio de la frecuencia. La representación de la señal en el dominio de la frecuencia se realiza empleando parámetros que se obtienen a partir del espectro de la señal, es decir, de los armónicos de la señal, que se obtienen mediante el desarrollo de la señal mediante series de Fourier. En la tabla 2 se muestra un resumen de los parámetros más importantes, junto con su formulación.

**Tabla 2.** Representación de señales periódicas mediante su espectro

Parámetro	Formulación
Valor medio $x_{medio}$	$x_{medio} = \ X_0\ $
Valor eficaz $X_{rms}$	$X_{rms} = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} \ X_h\ ^2}$

Distorsión armónica referida a la componente fundamental	$THD - F = \frac{\sqrt{\sum_{h=0, h \neq 1}^{\infty} \ X_h\ ^2}}{\ X_1\ }$
Distorsión armónica referida al valor eficaz total	$THD - R = \frac{\sqrt{\sum_{h=0, h \neq 1}^{\infty} \ X_h\ ^2}}{x_{rms}}$
Factor de distorsión (d)	$d = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \ X_h\ ^2}}{\ X_1\ }$
Factor de distorsión inductivo ( $D_{ind}$ )	$D_{ind} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left( \frac{\ X_h\ ^2}{h^\alpha} \right)}}{\ X_1\ }$ con $\alpha \in [1,2]$
Factor de distorsión capacitativo ( $D_{cap}$ )	$D_{cap} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (h \ X_h\ )^2}}{\ X_1\ }$
Factor de influencia telefónica (TIF)	$TIF = \frac{\sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (w_h \ X_h\ )^2}}{x_{rms}}$
Factor de forma (FF)	$FF = \frac{x_{rms}}{x_{medio}}$
Factor fundamental	$\frac{X_1}{x_{rms}}$
Distorsión total demandada (TDD)	$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \ X_h\ ^2}}{X_{h,max}}$

Algunos parámetros como la tasa de distorsión armónica, hacen referencia a la energía que se

concentra en las componentes armónicas de la señal, proporcionando un resultado normalizado al valor eficaz total (THD-R) o a la componente fundamental (THD-F). Tanto el THD-R como el THD-F asignan el mismo peso a todas las componentes armónicas, lo que no resulta muy adecuado en algunos casos. Supóngase por ejemplo que se pretende conectar una carga inductiva en un PCC en con una elevada tasa de distorsión armónica. Dado que la impedancia de una carga inductiva es proporcional a la frecuencia de la tensión de alimentación, debe ser posible matizar este hecho ponderando las diferentes componentes frecuenciales de la señal. Existen dos parámetros que tienen en cuenta esta situación. El factor de distorsión inductivo  $D_{ind}$  corrige la tasa de distorsión armónica clásica asignando un peso proporcional a la frecuencia de las componentes armónicas; de forma complementaria, el factor de distorsión capacitivo  $D_{cap}$  asigna un peso inversamente proporcional a la frecuencia de las componentes armónicas, ya que a medida que la frecuencia aumenta, la impedancia de las cargas capacitivas disminuye.

## 5 Semiconductores de potencia

El desarrollo de los convertidores electrónicos de potencia está ligado al desarrollo de los dispositivos de estado sólido con que se construyen. A pesar de que la historia de la electrónica de potencia comenzó hacia el año 1900 con el desarrollo del rectificador de arco de mercurio, no fue hasta la década de los años cincuenta cuando comienza un desarrollo espectacular motivado por la invención del transistor de silicio en los laboratorios Bell de la mano de Bardeen, Brattain y Shockley, que recibieron el premio Nobel de física por ello. A partir de este hito fundamental se producen otros de gran importancia como el desarrollo del tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR) en 1956. A partir de esta década, la electrónica de potencia va a estar dominada casi exclusivamente por la electrónica de estado sólido.

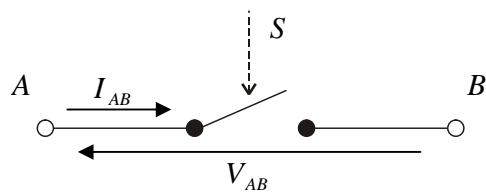
A pesar de que hoy en día existe una gran variedad de tecnologías de commutación de potencia para la fabricación de convertidores, todas ellas persiguen el mismo objetivo, que puede resumirse en las características que presenta un elemento ideal.

### 5.1 Elemento ideal

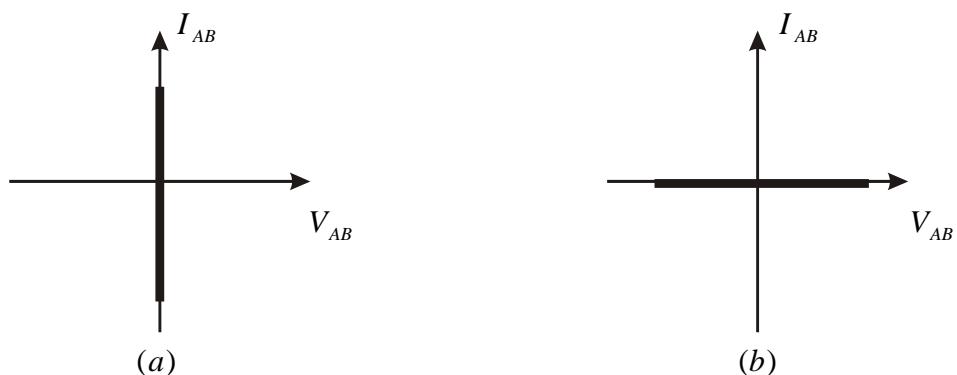
Como se ha visto al principio del tema, la idea básica de un convertidor de potencia es transformar el flujo de energía entre su entrada y salida. Para poder realizar dicha transformación, es necesario contar con interruptores controlados que tengan las siguientes características:

- $R(off) = \infty$ . Presenta una resistencia infinita entre sus terminales cuando se encuentra en el estado de bloqueo.
- $R(on) = 0$ . Presenta una resistencia nula entre sus terminales cuando se encuentra en el estado de conducción.
- $t_{off \rightarrow on} = 0$ . El tiempo para la commutación del estado de bloqueo al estado de conducción es nulo.
- $t_{on \rightarrow off} = 0$ . El tiempo para la commutación del estado de conducción al estado de bloqueo es nulo.
- $v_{off,max} = \infty$ . Soporta una tensión infinita entre sus terminales cuando se encuentra en el estado de bloqueo.
- $i_{on,max} = \infty$ . Soporta una intensidad de paso infinita cuando se encuentra en el estado de conducción.
- $P_{control} = 0$ . La potencia consumida por el circuito de control es nula.

Desde un punto de vista circuital, el elemento ideal se caracteriza por un interruptor controlado, tal como muestra la figura. Como puede observarse, presenta tres terminales: dos terminales de conexión y un tercero de control.

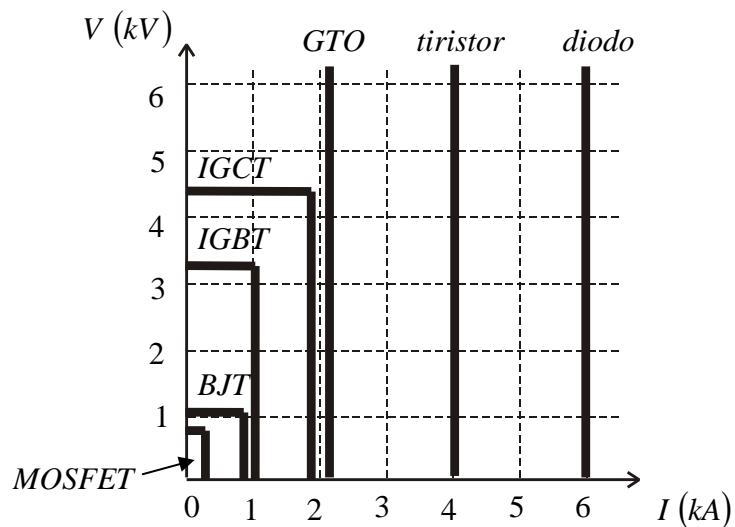
**Fig. 3.** Esquema eléctrico de un elemento de conmutación ideal.

Eléctricamente, los dispositivos se caracterizan por una curva que relaciona la intensidad de conducción con la tensión entre terminales de conexión. Tal como se han definido los terminales en la figura anterior, las curvas v-i del elemento ideal para los dos estados de conducción son las que se muestran a continuación, donde se ha considerado como positiva la circulación de la intensidad en el sentido AB. Se considera positiva la tensión AB.

**Fig. 4.** Curvas v-i de un elemento ideal. (a) Estado de conducción; (b) Estado de bloqueo.

El estado de conducción se caracteriza porque la tensión entre los puntos A y B es nula independientemente del valor de la intensidad en el sentido AB. Su representación puede observarse en la figura 4a. En el estado de bloqueo la intensidad AB es nula también independientemente del valor de la tensión AB, tal como se muestra en la figura 4b.

Las características descritas corresponden a un elemento ideal, inexistente en la práctica. Las soluciones comerciales existentes se aproximan en mayor o menor medida a estas características, sin llegar a cumplirlas de forma completa. En la figura 5 se comparan la intensidades máximas de conducción y las tensiones máximas de bloqueo soportadas por los diferentes tipos de semiconductores utilizados habitualmente.



**Fig. 5.** Curva comparativa de la capacidad v-i (en valores medios) de diferentes tecnologías de dispositivos.

Se describen, a continuación, los elementos comerciales más usuales, siguiendo un orden cronológico y presentando las ventajas y desventajas más relevantes.

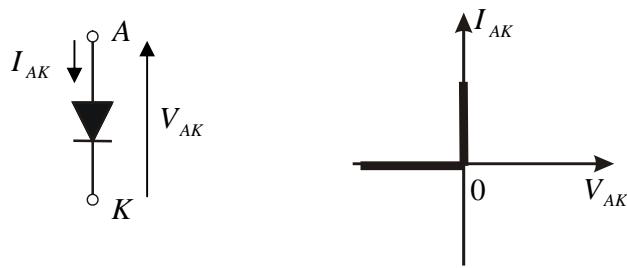


*Siempre que se analiza un circuito electrónico de potencia, los semiconductores utilizados como interruptores pueden sustituirse por circuitos abiertos o cortocircuitos en función de su estado. Así, en el caso de los transistores, éstos funcionarán siempre en el estado de corte o saturación.*

## 5.2 Diodo

Un diodo es un semiconductor de unión pn de dos terminales denominados ánodo (A) y cátodo (K). Se trata sin duda alguna del elemento más utilizado en la construcción de convertidores electrónicos de potencia. Desde un punto de vista funcional, el diodo es un elemento no controlado, ya que su conmutación del estado de bloqueo al de conducción o viceversa depende únicamente del signo de la intensidad que lo recorre y su tensión en bornes.

Dado que no es posible realizar ningún control externo sobre su estado, no posee terminal de control, disponiendo únicamente de dos terminales correspondientes a los polos del interruptor equivalente. En la figura 6 se muestra el símbolo correspondiente al diodo, así como su curva v-i.



**Fig. 6.** Símbolo del diodo y característica v-i ideal.

Como se observa de en la figura, un diodo ideal puede representarse mediante una resistencia nula en el estado de conducción, que se produce siempre que la intensidad  $I_{AK}$  es positiva en el sentido ánodo-cátodo. Por otro lado, cuando dicha intensidad es negativa el diodo pasa al estado de bloqueo y se comporta como una resistencia infinita.

Desde el punto de vista comercial, y considerando aplicaciones de MT y BT, es posible encontrar en el mercado diodos que soportan corrientes de conducción de 6 kA, así como tensiones inversas de 6 kV.

En la tabla 3 se resumen las características más sobresalientes de un diodo desde el punto de vista de utilización.

**Tabla 3.** Características funcionales básicas de un diodo.

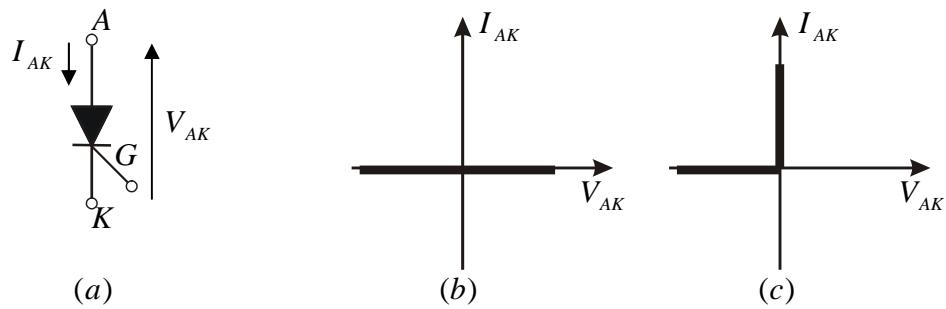
Parámetro	Valor
Número de terminales.	2
Control de la conmutación de bloqueo a conducción.	Automático en función del signo de $I_{AK}$ .
Control de la conmutación de conducción a bloqueo.	Automático en función del signo de $I_{AK}$ .

### 5.3 Tiristor

Los tiristores son dispositivos semiconductores fabricados mediante al unión de cuatro capas con una estructura pnpn que presenta, por tanto, tres uniones pn. Posee tres terminales: ánodo, cátodo y puerta.

Desde un punto de vista funcional, el tiristor se comporta como un diodo cuando se aplica una corriente de puerta por el terminal G. El proceso de activación requiere que se cumplan dos condiciones:

1. Debe aplicarse una intensidad de control en el terminal de puerta (G). En los dispositivos comerciales dicha intensidad debe tener unas condiciones de amplitud y duración determinadas.
2. En el momento de aplicar la intensidad de control en el terminal de puerta (G), la intensidad ánodo-cátodo debe ser positiva.



**Fig. 7.** Símbolo y curvas v-I de un tiristor ideal. (b) Estado de bloqueo; (c) Estado de conducción.

Una vez que se ha activado y pasa a la condición de conducción, permanece en dicho estado hasta que la intensidad ánodo-cátodo se hace negativa. Este hecho hace que si la intensidad ánodo-cátodo es de tipo alterno, el tiristor conmutará automáticamente del estado de conducción al de bloqueo cada vez que dicha intensidad cambie de signo. Comparándolo con el modelo de elemento ideal, el tiristor presenta un gran avance con respecto al diodo, ya que permite un control externo de activación. Sin embargo, se desactiva automáticamente en las mismas condiciones en las que un diodo pasa al estado de bloqueo. Además, una vez que ha conmutado al estado de bloqueo, permanece en él hasta que se aplica de nuevo una intensidad de puerta.

Desde el punto de vista comercial, y considerando aplicaciones de MT y BT, es posible encontrar en el mercado tiristores que soportan corrientes de conducción de 4 kA, así como tensiones inversas de 6 kV. En la tabla 4 se resumen las características más sobresalientes de un tiristor desde el punto de vista de utilización.

**Tabla 4.** Características funcionales básicas de un tiristor.

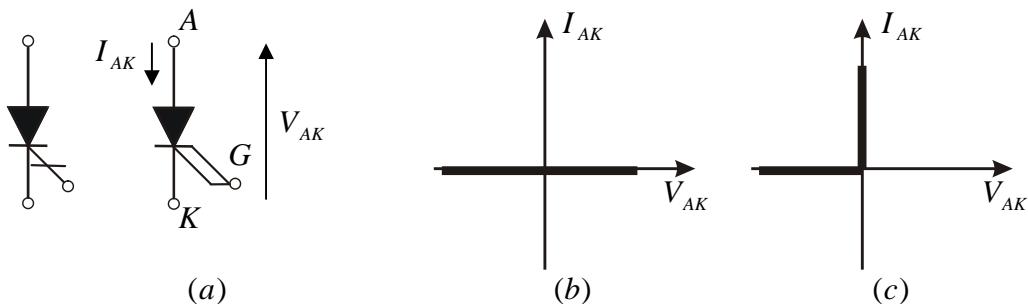
Parámetro	Valor
Número de terminales.	3
Control de la conmutación de bloqueo a conducción.	Externo mediante una intensidad aplicada al terminal de puerta (G)
Control de la conmutación de conducción a bloqueo.	Automático en función del signo de $I_{AK}$ .

En la práctica, existen formas de controlar externamente la conmutación de conducción a bloqueo, si bien requieren circuitos de control complejos, por lo que hoy en día está en desuso su utilización en circuitos que requieren control de activación y desactivación.

#### 5.4 GTO (Gate Turn-off Thyristor)

Se trata de un dispositivo con un principio de operación y aspecto físico similar a los tiristores. Al igual que éstos, dispone de tres terminales. Dos de ellos utilizados como polos del interruptor y un tercero utilizado como terminal de control. La diferencia principal de estos dispositivos con respecto a los tiristores convencionales es su capacidad para ser controlado externamente en la conmutación

del estado de conducción al de bloqueo, también utilizando una intensidad de puerta. En la figura 8 se muestra su símbolo y curvas v-i.



**Fig. 8.** Símbolo y curvas v-I de un tiristor ideal. (b) Estado de bloqueo; (c) Estado de conducción.

Desde el punto de vista comercial, y considerando aplicaciones de MT y BT, es posible encontrar en el mercado tiristores que soportan corrientes de conducción de 2 kA, así como tensiones inversas de 6 kV. En la tabla 5 se resumen las características más sobresalientes de un GTO desde el punto de vista de utilización.

**Tabla 5.** Características funcionales básicas de un GTO.

Parámetro	Valor
Número de terminales.	3
Control de la conmutación de bloqueo a conducción.	Externo mediante una intensidad aplicada al terminal de puerta (G)
Control de la conmutación de conducción a bloqueo.	Externo mediante una intensidad aplicada al terminal de puerta (G)

A partir del GTO se han desarrollado otros dispositivos como el IGCT (*Integrated Gate Commutated Thyristor*), que es un GTO en el que se ha mejorado el comportamiento de la conmutación. Puede entenderse como un GTO en el que se ha añadido un *driver* que facilita el proceso de conmutación.

Al mismo tiempo, este dispositivo mejora también el parámetro  $\frac{dv}{dt}$ .

Otro dispositivo como el MTO (MOS Turn Off Thyristor) se desarrolló también como alternativa al GTO con la idea de conservar la capacidad de conmutación del tiristor, pero reduciendo las pérdidas de conmutación y mejorando el *driver* de control, que se realiza en tensión, no en intensidad. A pesar de que se trata de un dispositivo en desarrollo, presenta unas excelentes prestaciones.

## 5.5 BJT (*Bipolar Junction Transistor*)

El transistor bipolar se construye añadiendo una segunda región p o n a un diodo de unión pn. En función de que el resultado final sean tres capas npn o pnp, el transistor recibe los nombres de NPN o PNP, respectivamente, y guarda relación, como se verá más adelante, con el sentido de conducción del dispositivo. Desde un punto de vista constructivo, disponen de tres terminales denominados:

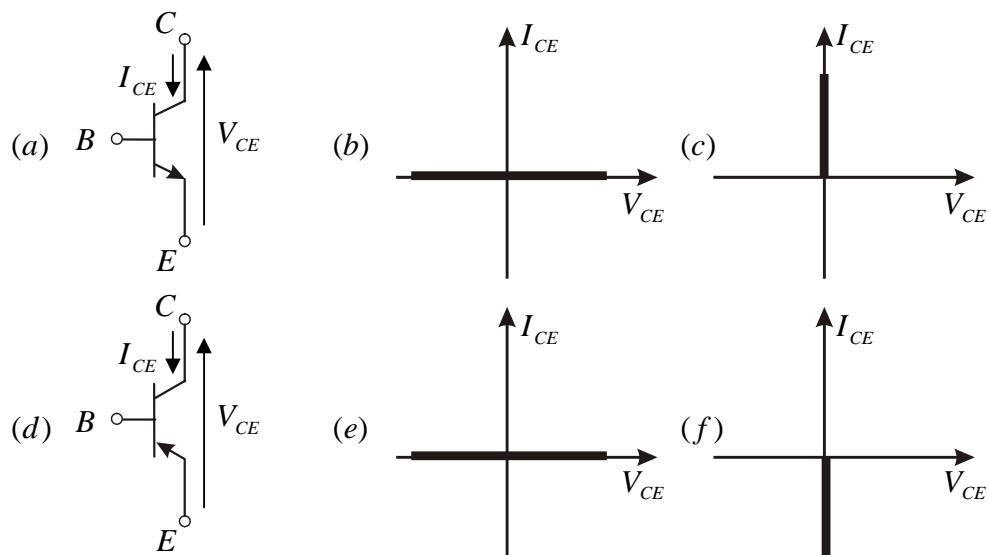
colector, emisor y base. Los terminales colector y emisor actúan como polos del interruptor equivalente, mientras que el terminal de base actúa como terminal de control.

Los transistores de potencia se caracterizan por commutar de forma controlada externamente del estado de bloqueo al de conducción y viceversa. Los transistores, a diferencia de otros elementos como los tiristores, pueden funcionar en tres zonas distintas:

Corte. En esta zona el transistor se encuentra bloqueado, de forma que puede modelarse como un interruptor abierto.

Lineal. En esta zona el transistor se comporta como un elemento amplificador, de forma que la intensidad que circula del colector al emisor es aproximadamente proporcional a la intensidad de base.

Saturación. En esta zona el transistor se encuentra en conducción, de forma que puede modelarse como un interruptor cerrado.



**Fig. 9.** Símbolo y curvas v-i de un transistor BJT. (a) BJT npn; (b) BJT npn en estado de bloqueo; (c) BJT npn en estado de conducción; (d) BJT pnp; (e) BJT pnp en estado de bloqueo; (c) BJT pnp en estado de conducción.

En la figura 9a se muestra el símbolo de un transitor bipolar NPN. A pesar de que el dispositivo presenta tres zonas de funcionamiento posibles, desde el punto de vista de los convertidores de energía nos interesan únicamente dos. En la figura 9b se muestra la característica v-i cuando el transistor se encuentra cortado, mientras que la figura 9c corresponde al estado de conducción. De forma similar, en la figura 9d se muestra el símbolo de un transistor bipolar PNP, que se diferencia del NPN en el sentido de conducción de la intensidad. Análogamente, las cuvas 9e y f se corresponden, respectivamente, con el funcionamiento en los estados de bloqueo y conducción.

Comercialmente es posible encontrar dispositivos BJT con intensidad de conducción superiores a 1 kA y tensiones de bloqueo superiores a 1 kV.

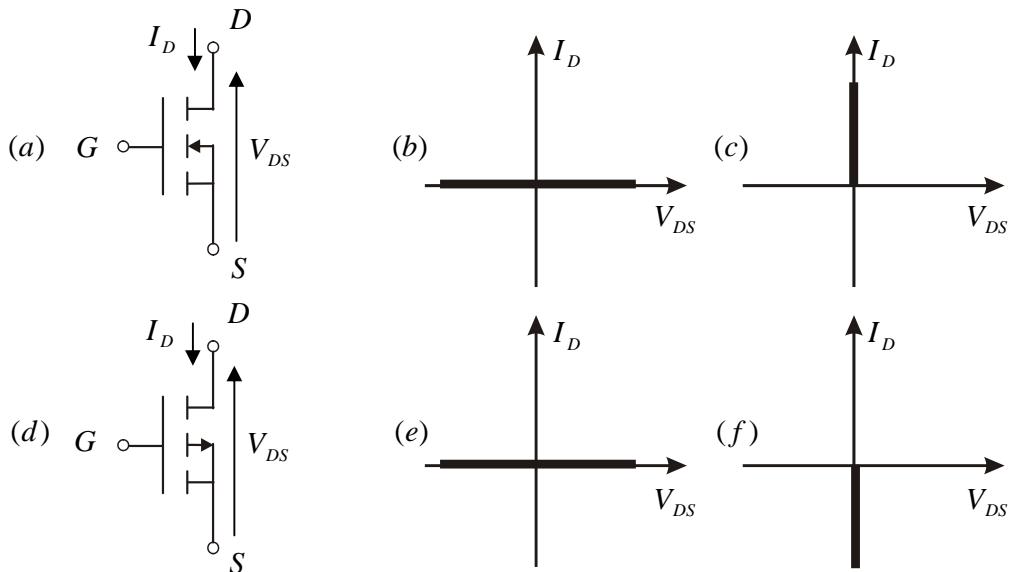
En la tabla 6 se resumen las características más sobresalientes de un BJT desde el punto de vista de utilización.

**Tabla 6.** Características funcionales básicas de un BJT.

Parámetro	Valor
Número de terminales.	3
Control de la conmutación de bloqueo a conducción.	Externo mediante una intensidad aplicada al terminal de base (B)
Control de la conmutación de conducción a bloqueo.	Externo mediante una intensidad aplicada al terminal de base (B)

## 5.6 MOSFET

El MOSFET es otro tipo de transistor. A diferencia del BJT, que es un dispositivo controlado mediante una intensidad que regula el paso de la intensidad de colector. Esta dependencia de la intensidad de base hace que el BJT tenga una ganancia que depende en gran medida de la temperatura de la unión. De forma alternativa, el MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por tensión, que requiere únicamente una pequeña intensidad de entrada. Esta situación provoca una elevada velocidad de conmutación, con unos tiempos de conmutación del orden de ns. Desde un punto de vista funcional y al igual que otros tipos de transistores, dispone de tres terminales denominados: drenador (D), surtidor (S) y puerta (G). El drenador y el surtidor son los polos del interruptor equivalente, mientras que la puerta sirve como elemento de control.



**Fig. 10.** Símbolo y curvas v-I de un MOSFET. (a) MOSFET de canal n; (b) Estado de bloqueo del MOSFET de canal n; (c) Estado de conducción del MOSFET de canal p; (d) MOSFET de canal p; (e) Estado de bloqueo del MOSFET de canal p; (f) Estado de conducción del MOSFET de canal p.

En la figura 10 se muestra su símbolo y curvas v-i. Al igual que el BJT, puede funcionar en tres zonas distintas: corte, saturación y lineal, aunque en su funcionamiento como interruptor de potencia utiliza únicamente las regiones de corte y saturación.

En la tabla 7 se resumen las características más sobresalientes de un MOSFET desde el punto de vista de utilización.

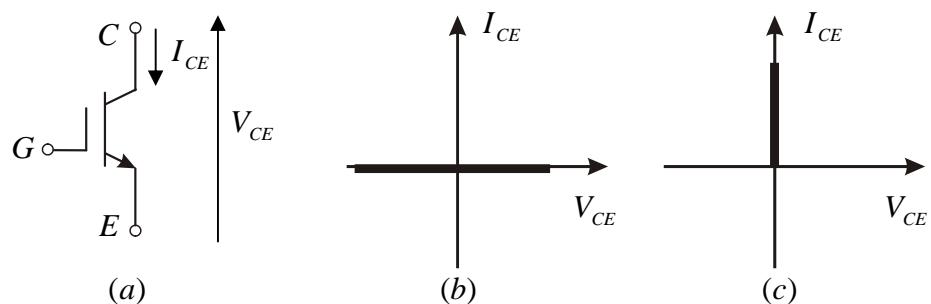
**Tabla 7.** Características funcionales básicas de un MOSFET.

Parámetro	Valor
Número de terminales.	3
Control de la commutación de bloqueo a conducción.	Externo mediante una tensión aplicada al terminal de puerta (G)
Control de la commutación de conducción a bloqueo.	Externo mediante una tensión aplicada al terminal de puerta (G)

### 5.7 IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

Se trata también de un dispositivo de tres terminales, con capacidad de control externo. El IGBT se desarrolló con la idea de aprovechar simultáneamente las ventajas de la baja resistencia de conducción de los BJT y la elevada velocidad de commutación de los MOSFET. Se trata de un dispositivo controlado por tensión, con una elevada capacidad  $\frac{dv_{CE}}{dt}$  que le permite funcionar sin *snubber*. Presentan, además, un coeficiente de temperatura positivo que les hace adecuados para funcionar en paralelo, ya que al sufrir una sobrecarga aumentan su resistencia de conducción reduciendo su carga. Su símbolo y las curvas v-i que representan los estados de bloqueo y conducción se representan en la figura 11.

En este dispositivo, se utiliza la tensión entre puerta y emisor para controlar el estado de funcionamiento.



**Fig. 11.** Símbolo y curvas v-i de un IGBT.

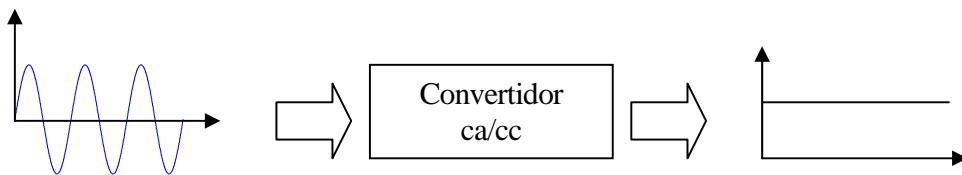
Si el dispositivo se encuentra bloqueado, la curva v-i del dispositivo sigue la ley descrita por la figura 11b. En este caso, la intensidad colector-emisor es nula, y por tanto el dispositivo se comporta como un circuito abierto. Cuando se aplica una tensión positiva entre puerta y emisor el dispositivo pasa al estado de conducción permitiendo el paso de corriente en el sentido colector-emisor. Desde el punto

de vista comercial, es posible encontrar en el mercado IGBT que soportan intensidades de 1200 A y tensiones en estado de bloqueo de 3,3 kV. Actualmente existen IGBT que integran un *driver* de control capaz de desactivar el dispositivo si se produce una situación de sobrecarga o cortocircuito.

## 6 Convertidores ca/cc. Rectificadores.

Los convertidores ca/cc, denominados también rectificadores, son aquellos equipos o sistemas electrónicos dedicados a convertir una tensión alterna sinusoidal de frecuencia y amplitud constante en una tensión continua de salida.

La estructura básica de este tipo de convertidores se muestra en la figura 12, donde se representan también las formas de onda ideales de entrada y salida.



**Fig. 12.** Estructura funcional básica de un convertidor ca/cc

Aunque el objetivo de este tipo de convertidor es transformar la tensión alterna de entrada en continua, deben tenerse en cuenta otros aspectos laterales al problema que son importantes para poder seleccionar y utilizar correctamente estos equipos. En primer lugar debe considerarse el rendimiento del convertidor, que no es más que una medida de las pérdidas generadas internamente durante el proceso de conversión. Si  $P_e$  es la potencia activa consumida por el convertidor y  $P_s$  es la potencia activa cedida a la carga, se define la potencia de pérdidas de convertidor  $P_p$  como,

$$P_p = P_e - P_s \quad (12)$$

El rendimiento del convertidor  $\eta$  puede calcularse como,

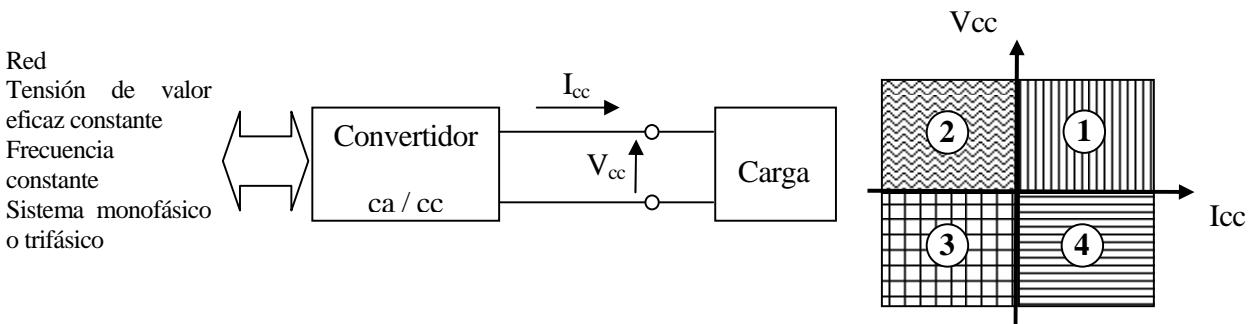
$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{P_e - P_p}{P_e} = 1 - \frac{P_p}{P_e} \quad (13)$$

Desde el punto del rendimiento, un convertidor será mejor cuanto mayor rendimiento tenga, lo que equivale a decir que sus pérdidas sean mínimas.

Sin embargo, a pesar de que el rendimiento tiene una gran importancia en una adecuada selección y utilización de los rectificadores, es necesario considerar otros aspectos. En la práctica, la tensión de salida de un convertidor ca/cc no es totalmente continua, existiendo en mayor o menor medida una componente de rizado que distorsiona esta tensión continua. Para poder comparar la calidad de la componente continua de salida entre diferentes convertidores, es necesario utilizar algunos de los parámetros presentados anteriormente.

## 6.1 Concepto de cuadrante

El concepto de cuadrantes de funcionamiento de un convertidor hace referencia a la capacidad del mismo para ceder y absorber energía. Se trata de un aspecto muy importante en el diseño de los accionamientos, ya que aunque un motor realiza una transformación de energía eléctrica en mecánica, absorbiendo energía del convertidor, es posible que durante las maniobras de frenado se comporte como un generador, por lo que es necesario que el convertidor sea bidireccional, transformando energía desde y hacia la red. En la figura 13 se muestra un convertidor junto con una representación de los cuadrantes de funcionamiento.



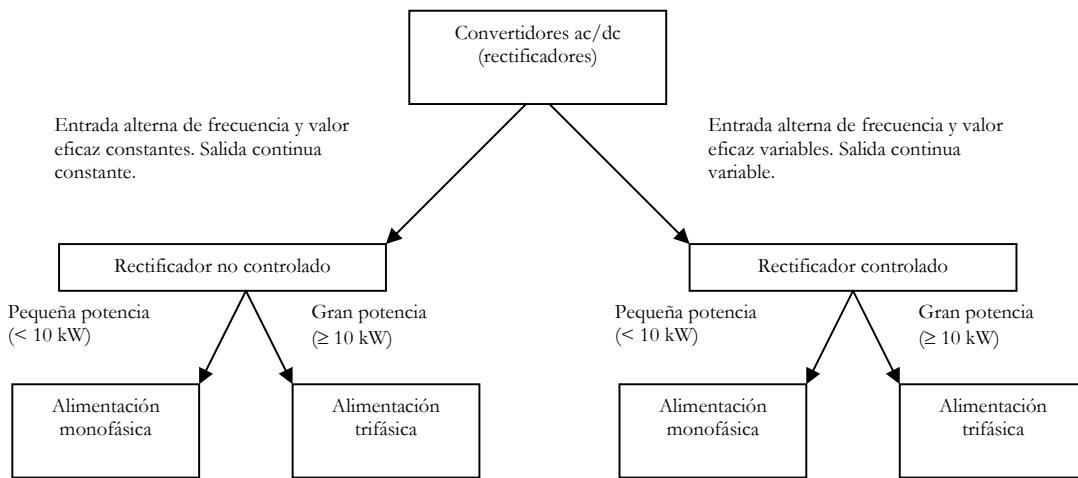
**Fig. 13.** Representación del concepto de cuadrante.

Si el convertidor de la figura es capaz de generar una tensión  $V_{cc}$  e intensidad  $I_{cc}$ , se definen los cuadrantes de funcionamiento según los signos de  $V_{cc}$  e  $I_{cc}$ :

- Cuadrante 1.  $V_{cc} > 0$ ,  $I_{cc} > 0$ . Esta condición establece que el flujo de energía se produce desde el convertidor hacia la máquina. Dado que tanto la tensión como la intensidad sólo pueden tener signo positivo, no es posible utilizar este convertidor en un flujo bidireccional de energía desde la máquina hacia la red.
- Cuadrante 2.  $V_{cc} > 0$ ,  $I_{cc} < 0$ . Esta condición establece que el flujo de energía se produce desde la máquina hacia el convertidor. De forma similar a lo que ocurre con el primer cuadrante, un convertidor que sólo opere en el segundo, sólo podrá ser utilizado para conectar un generador a la red.
- Cuadrante 3.  $V_{cc} < 0$ ,  $I_{cc} < 0$ . Esta condición es similar a la que se establece en el primer cuadrante, con la diferencia de que al invertir el signo de la tensión e intensidad, se invierte también el sentido de giro del motor.

- Cuadrante 4.  $V_{cc} < 0, I_{cc} > 0$ . Esta condición es similar a la que se establece en el segundo cuadrante, con la diferencia de que la máquina gira en sentido opuesto.

Los convertidores ca/cc presentan diferentes topologías en función de las características de las tensiones de entrada y salida. Si la tensión alterna de entrada tiene una frecuencia y valor eficaz constante, y se pretende conseguir una tensión continua de salida también constante, es posible recurrir a rectificadores estáticos no controlados. Si por el contrario la salida tiene un valor eficaz variable, o debe ser ajustada a diferentes valores, el rectificador debe presentar algún tipo de control. Básicamente, los rectificadores se clasifican según el rango de potencias en:



**Fig. 14.** Estructura básica de los rectificadores en función del tipo de entrada y salida y potencia de conversión.

A pesar de que existen múltiples topologías para el diseño de rectificadores, se plantean, a continuación, las arquitecturas más comunes, agrupadas según su carácter controlado o no controlado.



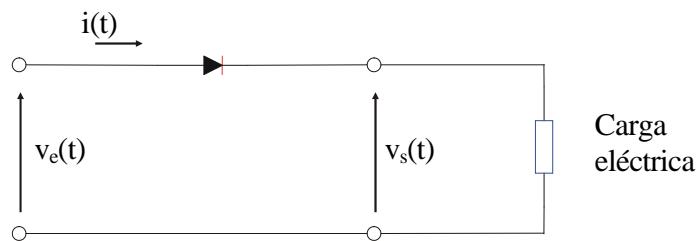
*Los rectificadores suelen alimentarse con ca monofásica hasta 10 kW. A partir de esta potencia (aproximadamente) resulta preferible alimentarlos mediante ca trifásica.*

## 6.2 Rectificadores no controlados

Se presentan, a continuación, algunas estructuras básicas de rectificación monofásica no controlada. Por su configuración, estos circuitos tienen su aplicación en fuentes de alimentación sencillas de bajo coste, para alimentación de pequeños circuitos, con la condición de que éstos no sean muy sensibles a la presencia de una componente de rizado sumada a la componente continua.

### 6.2.1 Puente simple de media onda

La estructura más sencilla de rectificador, útil en algunas aplicaciones de pequeña potencia, puede construirse con un único diodo, tal como muestra la figura 15. La tensión de entrada  $v_e(t)$  es sinusoidal de frecuencia y valor eficaz constantes,



**Fig. 15.** Rectificador monofásico de media onda alimentando una carga resistiva.

$$v_e(t) = V_{em} \sin(\omega t) \quad (14)$$

donde,

$$V_{em} = V_{e,rms} \sqrt{2} \quad \text{siendo } V_{e,rms} \text{ es el valor eficaz de la tensión de entrada.}$$

$$\omega = 2\pi f \quad \text{siendo } f \text{ la frecuencia.}$$

El diodo se comporta como un cortocircuito cuando la intensidad es positiva en el sentido ánodo a cátodo. Dado que la carga es resistiva pura, la intensidad  $i(t)$  y la tensión  $v_e(t)$  se encuentran en fase. La relación entre la tensión continua de salida y el valor eficaz de la tensión de entrada es,

$$V_{s,dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{em} \sin(\alpha) d\alpha = -\frac{V_{em}}{2\pi} \cos(\alpha) \Big|_0^\pi = -\frac{V_{em}}{2\pi} (\cos(\pi) - \cos(0)) = \frac{V_{em}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}V_{e,rms}}{\pi}$$
(15)

Ejemplo: Obtener el valor de la tensión continua de salida de un rectificador monofásico de medida onda no controlado, conectado a la tensión de red doméstica de 220 V eficaces y 50 Hz.

El valor de la tensión continua de salida está definido por la ecuación 15,

$$V_{s,dc} = \frac{220\sqrt{2}}{\pi} = 99 \text{ V}$$
(16)

El valor eficaz de la tensión de salida está definido por la ecuación siguiente,

$$V_{s,rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{em}^2 \sin^2(\alpha) d\alpha} = \sqrt{\frac{V_{em}^2 \pi}{2\pi 2}} = \frac{V_{em}}{2} = \frac{\sqrt{2}V_{e,rms}}{2} = \frac{220\sqrt{2}}{2} = 155,6 \text{ V}$$
(17)

La componente ondulatoria de la tensión de salida se obtiene a partir de la componente continua y del valor eficaz total de la tensión de salida,

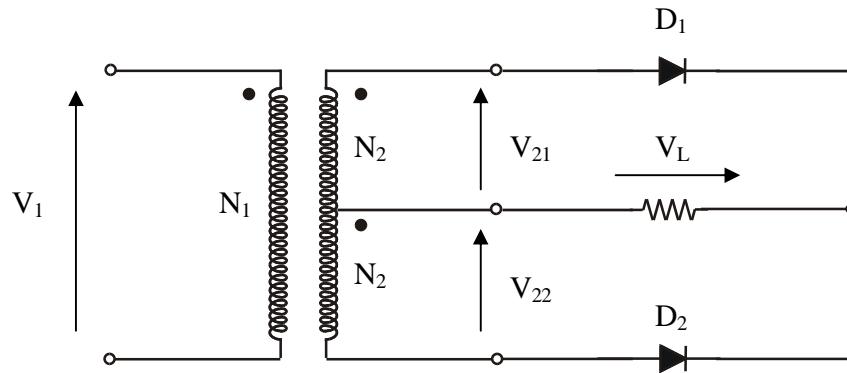
$$V_{s,ondulatoria} = \sqrt{V_{s,rms}^2 - V_{s,dc}^2} = \sqrt{\frac{V_{e,rms}^2}{2} - \frac{2V_{e,rms}^2}{\pi^2}} = V_{e,rms} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi^2}} = 0,54V_{e,rms} = 120 \text{ V}$$
(18)

La componente ondulatoria de la tensión de salida supone un 54% de la tensión eficaz de entrada. Como es lógico, el objetivo ideal de un rectificador es conseguir que dicha componente sea lo más reducida posible.

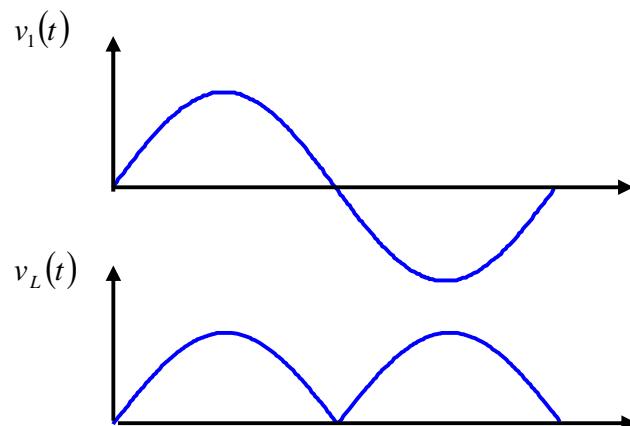
### 6.2.2 Puente simple sobre un transformador con toma intermedia de onda completa

Una forma de reducir la componente ondulatoria de la tensión continua de salida del puente simple es añadir un segundo diodo y conectar el conjunto a un transformador con toma intermedia, tal como se muestra en la figura 16.

Del circuito de la figura 16 se observa que el diodo D1 conduce durante el semiciclo positivo de la tensión V1 mientras que el diodo D2 lo hace durante el semiciclo negativo. En la figura 17 se muestran las tensiones de entrada y salida.



**Fig. 16.** Esquema eléctrico de un rectificador de onda completa de dos diodos y transformador de toma central.



**Fig. 17.** Formas de onda a la entrada/salida del convertidor.

Si la tensión de entrada es,

$$v_1(t) = V_{1,\max} \sin(\omega t) \quad (19)$$

entonces,

$$v_L(t) = V_{1,\max} \operatorname{abs}\{\sin(\omega t)\} \quad (20)$$

Utilizando el procedimiento descrito en el caso del rectificador de media onda,

$$V_{L,cc} = \text{valor medio}\{v_L(t)\} = \frac{2V_{1,\max} N_2}{N_1 \pi} \quad (21)$$

El cálculo de la componente de rizado se deja como ejercicio. Se sugiere al lector utilizar un procedimiento similar al empleado en el caso del rectificador de media onda.

### 6.2.3 Puente de onda completa

El puente monofásico de onda completa presenta una estructura como la que se muestra en la figura 18. La forma de onda de las tensiones de entrada y salida es similar a la del rectificador de onda completa con transformador de toma intermedia.

Si la tensión de entrada es,

$$v_1(t) = V_{1,\max} \sin(\omega t) \quad (22)$$

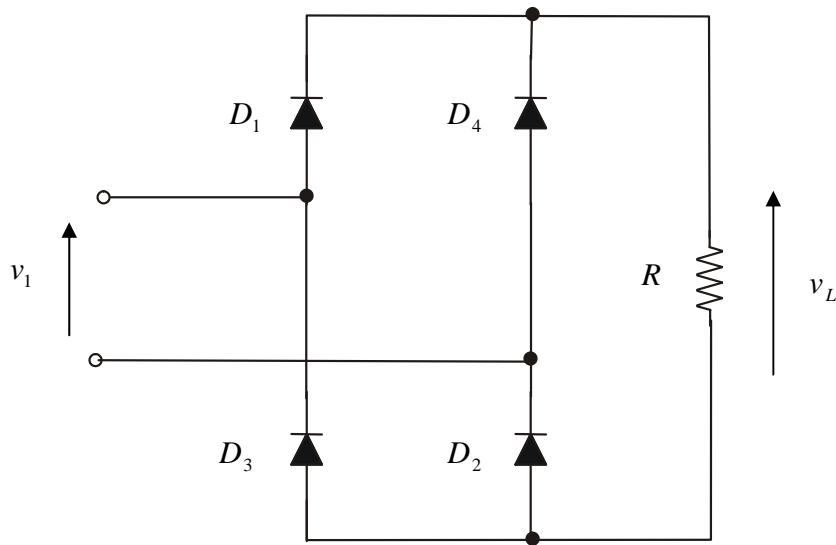
entonces,

$$v_L(t) = V_{1,\max} \text{abs}\{\sin(\omega t)\} \quad (23)$$

Utilizando el procedimiento descrito en el caso del rectificador de media onda,

$$V_{L,cc} = \text{valor medio}\{v_L(t)\} = \frac{2V_{1,\max}}{\pi} \quad (24)$$

El funcionamiento es el siguiente: durante el semiciclo positivo de  $v_1(t)$  conducen los diodos D1 y D2, mientras que en el negativo lo hacen D3 y D4.



**Fig. 18.** Rectificador monofásico de onda completa.

Al igual que en el caso anterior, se deja al lector como ejercicio el cálculo de la componente de rizado. Se sugiere utilizar un procedimiento similar al empleado en el caso del rectificador de media onda.

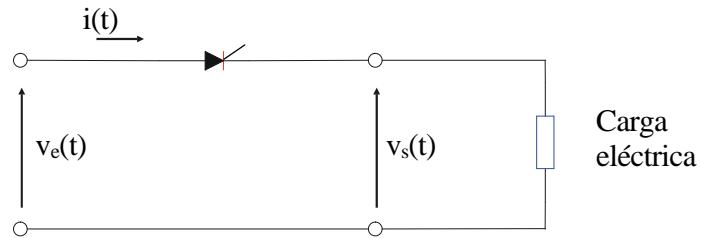
### 6.3 Rectificadores controlados

Los rectificadores no controlados se caracterizan por tener una relación rígida entre la salida y la entrada. Esta rigidez puede ser superada utilizando a la entrada un transformador con tomas o un autotransformador regulable, de forma que controlando el valor eficaz de la entrada se consigue controlar también el valor eficaz de la salida. Sin embargo, la utilización de un transformador o un autotransformador supone un incremento sustancial en el tamaño, volumen y peso del convertidor. Además, la incorporación de elementos electromecánicos, sujetos a desgaste, incrementa el mantenimiento a la par que reduce la velocidad de variación de la salida.

Una posible solución al problema anterior consiste en utilizar semiconductores con algún grado de control en el proceso de conmutación. En los apartados siguientes se presentan algunas soluciones basadas en tiristores.

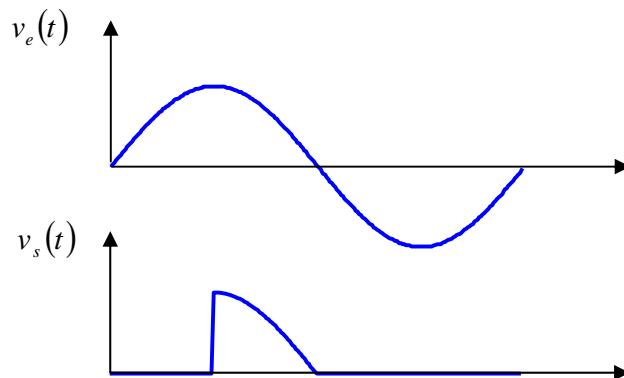
### 6.3.1 Puente simple de media onda

El puente simple de media onda semicontrolado presenta un circuito idéntico al analizado anteriormente, con la diferencia de sustituir el diodo por un tiristor. Como el lector conoce del apartado dedicado a los semiconductores, el tiristor admite un control de conducción relativamente sencillo.



**Fig. 19.** Rectificador monofásico de media onda alimentando una carga resistiva.

En la figura 20 se muestran las tensiones de entrada y salida del convertidor para un ángulo de  $90^\circ$  y suponiendo una carga resistiva.



**Fig. 20.** Forma de onda de las tensiones de entrada y salida del rectificador.

Si la tensión de entrada es,

$$v_1(t) = V_{1,\max} \sin(\omega t) \quad (25)$$

La tensión continua en la carga  $v_L(t)$  será,

$$v_{L,cc}(\alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{1,\max} \sin(\beta) d\beta = \frac{V_{1,\max}}{2\pi} [1 + \cos \alpha] \quad (26)$$

donde  $\alpha$  puede variar entre 0 y  $180^\circ$ .

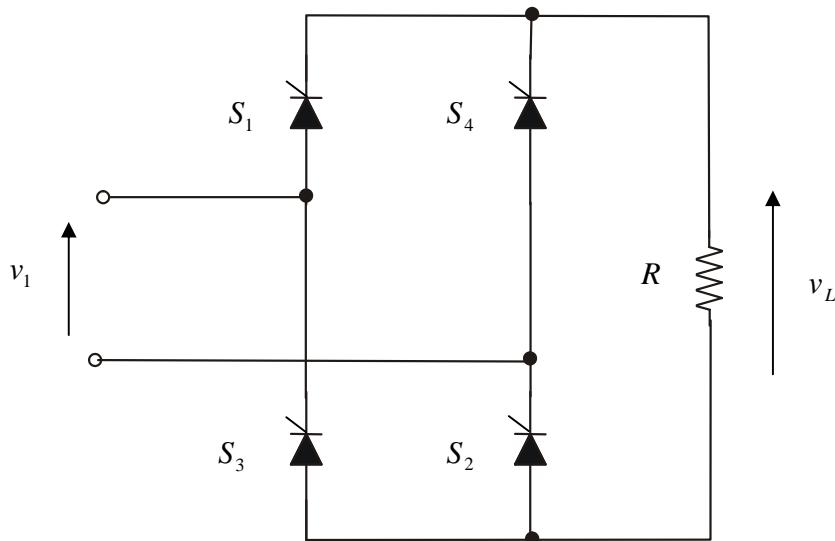
Se deja como ejercicio al lector calcular el valor eficaz de la tensión de salida, que debe proporcionar como resultado,

$$V_{L,rms} = \frac{V_{1,\max}}{2} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad (27)$$

### 6.3.2 Puente controlado de onda completa

Al igual que se hizo con el rectificador controlado de media onda, un método adecuado para controlar la salida de un rectificador de onda completa consiste en sustituir los diodos por tiristores. De esta forma, el valor de continua de la salida se ajusta variando el ángulo de encendido. En la figura 21 se muestra un rectificador controlado de onda completa con topología de puente.

En la figura 22 se muestran las tensiones de entrada y salida del convertidor para un ángulo de  $90^\circ$  y suponiendo una carga resistiva.

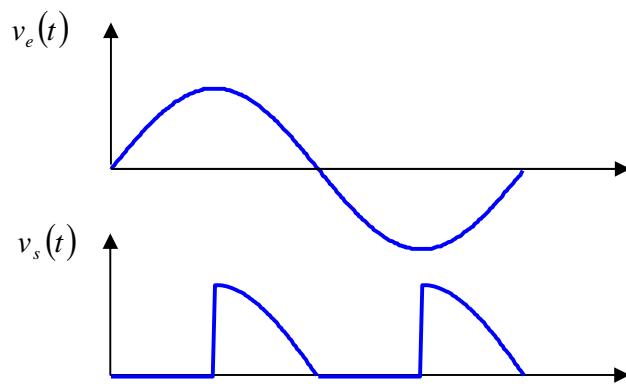


**Fig. 21.** Rectificador monofásico de onda completa totalmente controlado.

Al igual que ocurría con el rectificador de onda completa no controlado, los tiristores S1 y S2 conducen durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada, pero sólo a partir del momento en que se aplique una señal de control a sus terminales de puerta. De la misma forma, S3 y S4 conducirán durante el semiciclo negativo de la tensión de entrada, pero sólo a partir del momento en que se aplique una señal de control a sus terminales de puerta.

Si la tensión de entrada es,

$$v_1(t) = V_{1,\max} \sin(\omega t) \quad (28)$$



**Fig. 22.** Forma de onda de las tensiones de entrada y salida del rectificador.

La tensión continua en la carga  $v_L(t)$  será,

$$v_{L,cc}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{-\alpha}^{\pi} V_{1,\max} \sin(\beta) d\beta = \frac{V_{1,\max}}{\pi} [1 + \cos \alpha] \quad (29)$$

donde  $\alpha$  puede variar entre 0 y  $180^\circ$ .

Se deja como ejercicio al lector calcular el valor eficaz de la tensión de salida, que debe proporcionar como resultado,

$$V_{L,rms} = \frac{V_{1,\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad (30)$$

## 7 Convertidores cc/cc

Los convertidores continua – continua sirven para transformar una tensión de entrada continua, generalmente de valor fijo, en una tensión de salida también de corriente continua, con un valor distinto. De forma simplificada se puede pensar que realizan la misma transformación que los transformadores, pero con corriente continua. Su rango de aplicación es el mismo que el de los convertidores ca/cc, con la única diferencia de que la energía primaria de alimentación no es corriente alterna, sino continua. Desde el punto de vista práctico, su utilización suele orientarse hacia accionamientos situados en sistemas embarcados. No resulta difícil encontrar ejemplos de su aplicación en automóviles: motores de cc de los limpia parabrisas, motor de arranque del vehículo, radiocasetes y compact disk, etc. Lo mismo puede encontrarse también en otro tipo de sistemas embarcados como barcos, aviones, satélites, etc. Otro tipo de aplicaciones donde pueden encontrarse fácilmente este tipo de convertidores son los sistemas portátiles: reproductores de compact disk portátiles, walkmans, etc.

Desde el punto de vista puramente técnico, este tipo de convertidores presentan algunas ventajas sobre otras formas de regulación cuando se aplican al control de accionamientos de cc.:

- Pueden proporcionar una variación continua de salida, lo que se traduce también en una aceleración constante del accionamiento.
- Presentan una respuesta dinámica muy rápida.
- Tienen una elevada eficiencia.

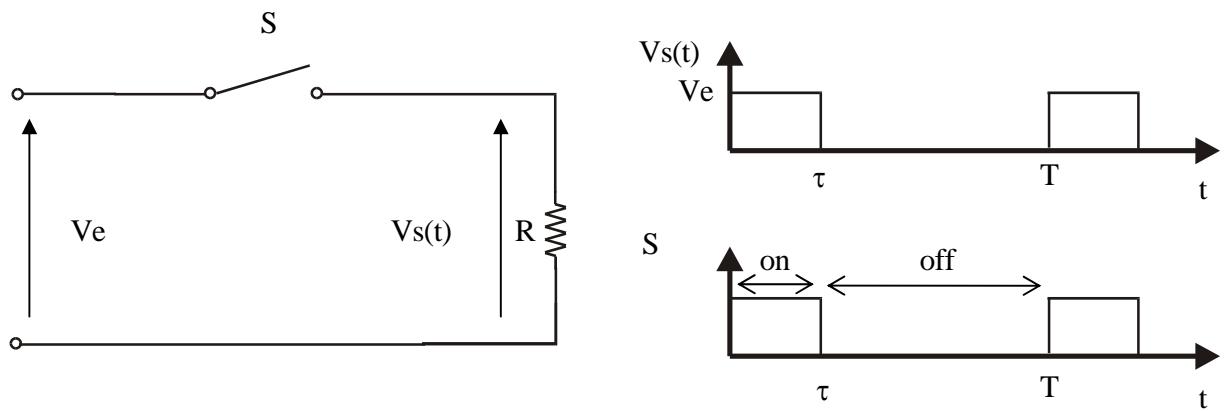
Desde el punto de vista de su arquitectura interna, este tipo de convertidores se agrupan según su capacidad para realizar transformaciones en las que la tensión de entrada se reduce, se eleva, o se reduce o eleva indistintamente. Se analizan, a continuación, las estructuras más sencillas.

Es posible realizar un análisis básico de este tipo de convertidores teniendo en cuenta las consideraciones siguientes:

- El circuito opera en régimen permanente.
- La intensidad en las inductancias es constante y positiva.

### 7.1 Convertidor cc/cc reductor

Se denominan reductores aquellos convertidores cc/cc cuya tensión de salida es siempre inferior a la de entrada. En la figura 23 se muestra el circuito equivalente de este tipo de convertidores.



**Fig. 23.** Arquitectura básica de un convertidor dc/dc reductor.

El interruptor S de la figura 23 puede ser cualquier interruptor de potencia con control de activación y desactivación, como un BJT, un Mosfet, un IGBT, un GTO, e incluso un tiristor con commutación forzada.

Si la tensión de entrada es continua de valor \$V\_e\$, el valor medio de la tensión de salida \$Vs(t)\$ será,

$$V_s = \text{valor medio } \{V_s(t)\} = \frac{1}{T} \int_0^T V_s(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^\tau V_e dt = \frac{\tau}{T} V_e \quad (31)$$

donde el cociente \$\tau/T\$ se suele representar por la letra k y recibe el nombre de ciclo de trabajo. Como se puede deducir fácilmente, k puede tomar cualquier valor en el intervalo [0,1] de forma que el valor medio de la tensión de salida puede variar entre 0 y \$V\_i\$.

## 7.2 Convertidor cc/cc elevador

Los convertidores cc/cc pueden ser utilizados también para elevar una tensión continua. A pesar de que existen múltiples topologías que pueden ser utilizadas con este objetivo, se presenta, a continuación, una estructura sencilla que permite conseguir este objetivo. En la figura 24 se muestra el circuito básico.

El funcionamiento del circuito es el siguiente. Cuando el interruptor S se cierra durante un tiempo \$t\_1\$, la inductancia L almacena energía a medida que la intensidad aumenta. La relación entre la tensión de entrada, la inductancia y la intensidad será,

$$V_e = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (32)$$

Si después del intervalo  $t_1$  el interruptor S se abre durante un tiempo  $t_2$ , la intensidad almacenada en la inductancia se transfiere a la carga a través del diodo D. Si los ciclos  $t_1$  y  $t_2$  se repiten sucesivamente, es posible obtener una tensión media en la carga superior a la tensión de entrada.

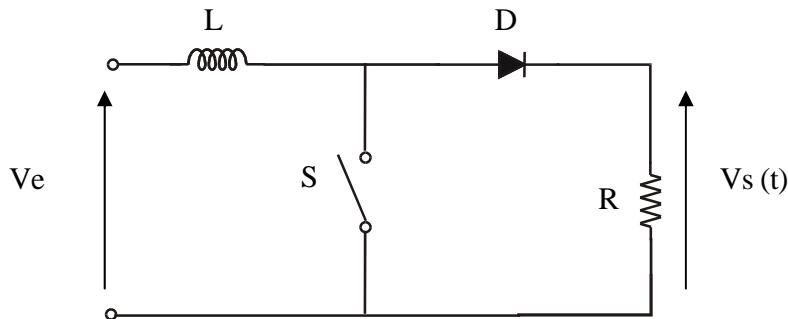
$$V_s = V_e + L \frac{\Delta I}{t_2} = V_e \left( 1 + \frac{t_1}{t_2} \right) \quad (33)$$

El ciclo de trabajo del convertidor puede expresarse como,

$$k = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \quad (34)$$

y por lo tanto,

$$V_s = V_e \frac{1}{1 - k} \quad (35)$$



**Fig. 5.24.** Estructura básica de un circuito convertidor dc/dc elevador.

## 8 Convertidores cc/ca. Inversores.

Se entiende por convertidor cc/ca o inversor aquel circuito que es capaz de transformar una corriente continua en alterna. La utilidad de este tipo de circuitos es variada. Puede pensarse en la alimentación de equipos informáticos, médicos, de comunicaciones o electrónicos en general, a partir de una fuente de alimentación de corriente continua. Este sería el caso típico de un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) que proporciona una salida alterna a partir de baterías cuando falla la alimentación. Este no es, sin embargo, el único caso en el que los convertidores cc/ca son importantes. Las máquinas asíncronas giran a una velocidad próxima a la de sincronismo, que es proporcional a la frecuencia de la tensión de alimentación. Por tanto, variando ésta es posible regular la velocidad del

accionamiento. Estas aplicaciones podrían encabezar una lista en la que se incluirían también fuentes de alimentación cc/cc con aislamiento galvánico, etc.

Desde un punto de vista general, los inversores suelen clasificarse en dos grandes grupos:

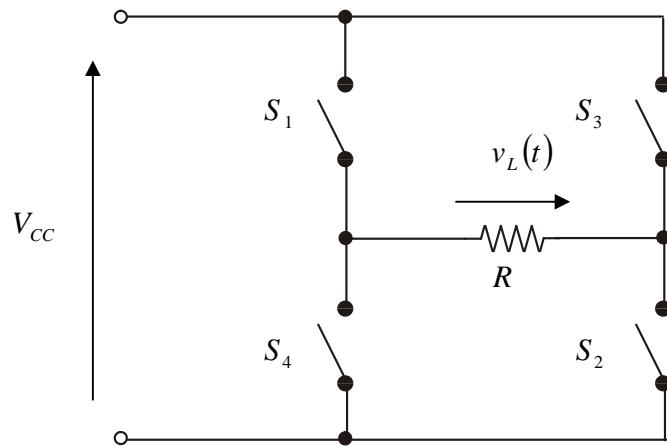
- Convertidor de onda cuadrada.
- Convertidor PWM.

### 8.1 Inversor de onda cuadrada

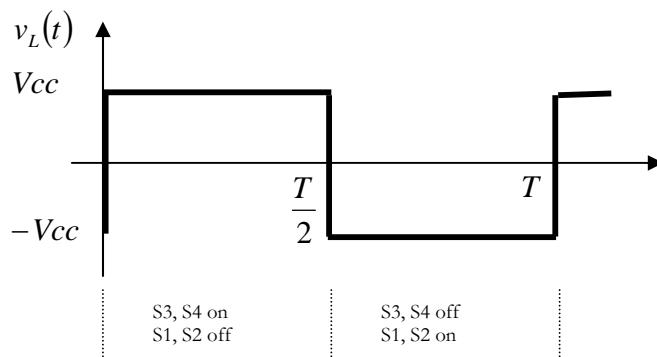
El inversor de onda cuadrada se basa en el funcionamiento alternado de los interruptores del circuito mostrado en la figura 25.

A partir de la tensión de alimentación continua Vcc es posible obtener una tensión alterna en la carga abriendo y cerrando los interruptores en una secuencia determinada. En la tabla siguiente se muestra el estado de los interruptores y la tensión en la carga.

<b>S1</b>	<b>S2</b>	<b>S3</b>	<b>S4</b>	$v_L(t)$
Off	Off	Off	Off	0
On	On	Off	Off	-Vcc
Off	Off	On	On	Vcc

**Fig. 25.** Estructura básica de un inversor en puente monofásico.

En la figura 26 se muestra la tensión en la carga en función del estado de los interruptores.

**Fig. 26.** Forma de onda de salida de un inversor de onda cuadrada.

Si las conmutaciones se realizan de forma periódica se produce una alternancia de valores  $V_{cc}$ ,  $-V_{cc}$  que da lugar a una tensión alterna de valor  $V_{cc}$  voltios eficaces. Como el lector intuye, la tensión de salida contiene, además de la componente fundamental, armónicos impares. La magnitud de dichos armónicos puede obtenerse mediante el análisis de Fourier. Como referencia para el lector, los armónicos que aparecen tienen un orden impar y magnitud  $1/h$  siendo  $n$  el orden armónico.

## 8.2 Inversor PWM

El inversor PWM no es, desde el punto de vista de la topología del circuito, una alternativa al inversor de onda cuadrada. La novedad de este tipo de inversores reside en la estrategia de control de los interruptores del puente. La modulación de anchura de pulsos<sup>1</sup> es un método de control que permite reducir la tasa de distorsión armónica, especialmente si se compara con el inversor de onda cuadrada. Las ventajas comparativas de este tipo de control, frente al de onda cuadrada son:

- Menor THD.
- Reducción de los requerimientos del filtro necesario para reducir los armónicos.
- Control de la amplitud de salida.

Como ocurre siempre en ingeniería, las soluciones llevan siempre asociados algunos inconvenientes. Entre otros:

- Circuitos de control más complejos.
- Pérdidas más elevadas en el inversor debido al incremento en la frecuencia de conmutación.

El control de los interruptores se realiza comparando una señal de referencia denominada señal moduladora que en el caso más simple es una sinusoida y una señal portadora, que en el caso más simple es una señal triangular que controla la frecuencia de conmutación. En la figura 27 se muestran las señales moduladora y portadora así como la forma de onda de la tensión de salida. En este tipo de modulación, el estado de los interruptores se obtiene a partir de la comparación entre una señal de referencia, en este caso sinusoidal y una señal portadora, en este caso triangular. Durante el semicírculo positivo, los interruptores 3 y 4 se activan cuando la señal de referencia es mayor que la portadora. En el caso del semicírculo negativo, se activan los interruptores 1 y 2 cuando la señal de referencia es mayor que la portadora, ambas expresadas en valor absoluto.

Para poder trabajar con este tipo de inversores, es necesario definir algunos parámetros importantes:

**Índice de modulación de frecuencia,  $m_f$ .** Se define como el cociente en las frecuencias de las señales portadora y referencia.

$$m_f = \frac{f_{\text{portadora}}}{f_{\text{referencia}}} \quad (36)$$

---

<sup>1</sup> Pulse Width Modulation (PWM)

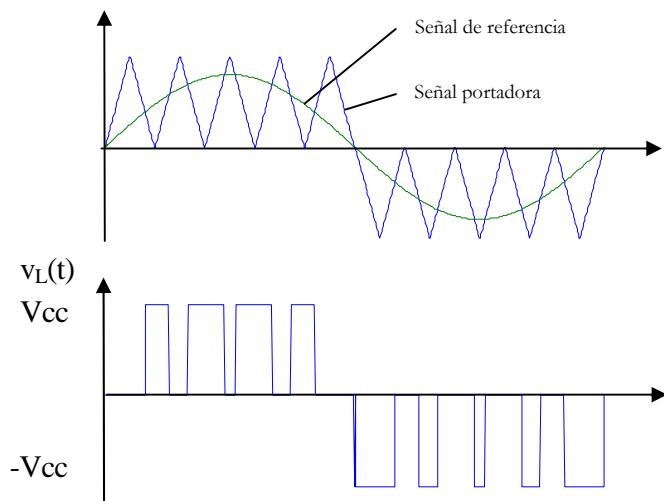
Un valor elevado de  $m_f$  provoca un incremento en la frecuencia en la que se generan los armónicos. Como desventaja, a mayor  $m_f$ , mayores pérdidas de conmutación en los semiconductores que actúan como interruptores.

**Índice de modulación de amplitud,  $m_a$ .** Se define como el cociente entre las amplitudes de las señales de referencia y portadora.

$$m_a = \frac{V_{referencia}}{V_{portadora}} \quad (37)$$

Si  $m_a \leq 1$ , la amplitud de la frecuencia fundamental de la tensión de salida,  $V_1$ , es linealmente proporcional a  $m_a$ ,

$$V_1 = m_a V_{cc} \quad (38)$$



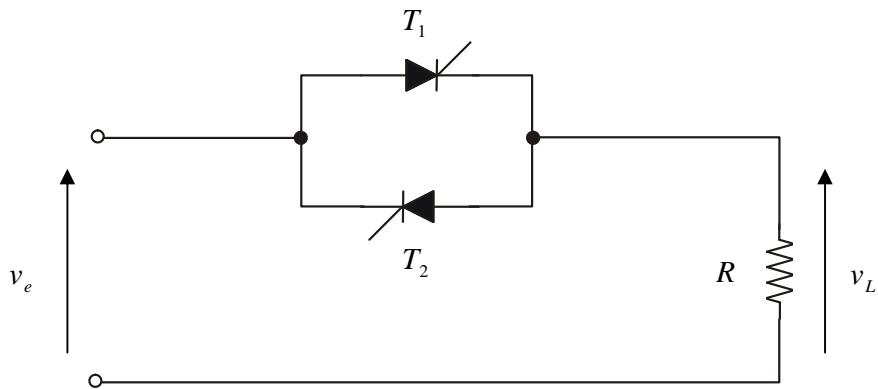
**Fig. 27.** Modulación PWM unipolar construida mediante una señal de referencia sinusoidal y una portadora triangular.

## 9 Convertidores ca/ca. Cicloconvertidores

Los convertidores ca/ca permiten realizar, en términos generales, la conversión de corriente alterna en corriente alterna. En la práctica, esta transformación se reduce a una reducción del valor eficaz de la tensión de entrada, y en algunos casos, a una reducción de la frecuencia de entrada que puede tomar únicamente algunos valores. Desde el punto de vista práctico, este tipo de convertidores se utilizan

habitualmente en la construcción de arrancadores suaves para motores asíncronos, reguladores de luz, reguladores de temperatura de calderas y calentadores y otras aplicaciones industriales. A pesar de que no se utilizan demasiado en el mundo de las telecomunicaciones, resulta interesante revisar su estructura y características de funcionamiento.

En la figura 28 se muestra el circuito eléctrico básico de un convertidor ca/ca monofásico. Como puede observarse, el circuito está formado por dos tiristores conectados en antiparalelo. En aplicaciones de poca potencia, es posible encontrar circuitos donde los tiristores se sustituyen por triacs. Sin embargo, en aplicaciones de media y gran potencia, resulta más frecuente utilizar tiristores, ya que éstos son más robustos y fiables.



**Fig. 28.** Circuito básico de un convertidor ca/ca monofásico.

Como resultado lógico, el control de la tensión de salida se realiza mediante los ángulos de encendido de los tiristores  $T_1$  y  $T_2$ . Dicho control puede ser realizado de dos formas básicas:

- Control todo/nada. Basado en la activación y desactivación de la salida durante unos ciclos de forma completa.
- Control de fase. Basado en recortar la señal de entrada para reducir su valor eficaz.

A continuación se revisan estos dos tipos de control.

### 9.1 Control todo/nada

Este tipo de control se basa en la activación/desactivación periódica de los tiristores para conseguir que la salida sea activa durante  $n$  ciclos y esté desconectada durante otros  $m$ . De esta forma, el efecto

global que se consigue es una reducción del valor eficaz. En la figura 29 se muestra la forma de onda de salida en este tipo de control.

Si el valor eficaz de la tensión de entrada al convertidor es  $V_{e,rms}$ , el valor eficaz de la tensión  $v_L$  será,

$$V_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{n+m} [nV_{e,rms}^2 + m \cdot 0]} = V_{e,rms} \sqrt{\frac{n}{n+m}} \quad (39)$$

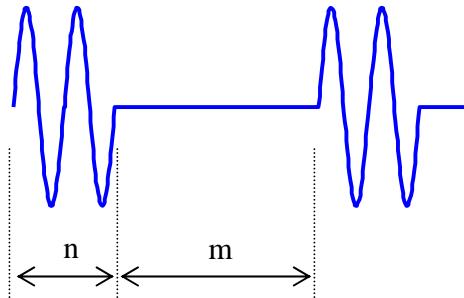
Si se denomina por la letra k al ciclo de trabajo,

$$k = \frac{n}{n+m} \quad (40)$$

y por tanto,

$$V_{L,rms} = V_{e,rms} \sqrt{k} \quad (41)$$

donde k puede variar entre 0 y 1.



**Fig 29.** Forma de onda de la tensión de salida de un convertidor ca/ca con control todo/nada.

Se observa de esta forma cómo es posible utilizar este convertidor para reducir el valor eficaz de la tensión de entrada. Este método no es aplicable, sin embargo, a cualquier tipo de aplicación. Un equipo electrónico no puede, en general, estar sin alimentación durante m ciclos, ya que es posible que los circuitos digitales sufran un *reset*. Normalmente, este tipo de control se utiliza en la gestión de resistencias de calentamiento, dado que la inercia térmica del conjunto es muy superior al ritmo de variación eléctrica.

## 9.2 Control de fase

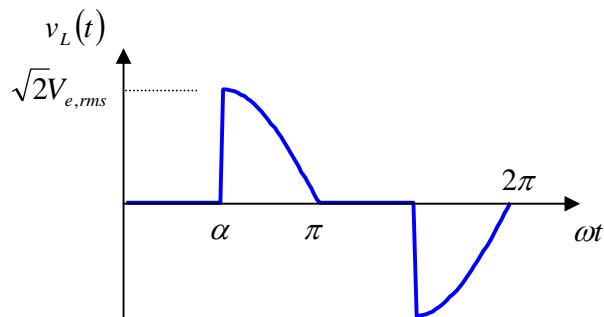
El control de fase resulta similar al realizado en el caso del rectificador de media onda controlado. La

diferencia radica únicamente en la topología simétrica de este tipo de convertidor. Así, en la figura 30 se muestra la forma de onda de la tensión de salida. A partir del ángulo  $\alpha$  de encendido es posible controlar el valor eficaz de salida,

$$V_{L,rms}(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}V_{e,rms} \sin \beta)^2 d\beta} \quad (42)$$

$$V_{L,rms}(\alpha) = V_{e,rms} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad (43)$$

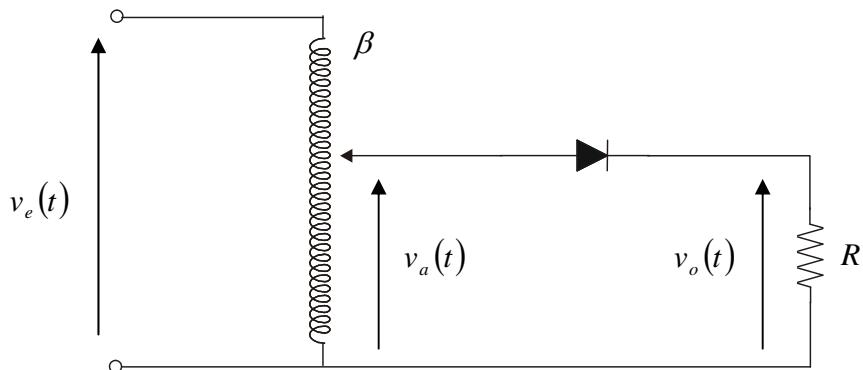
Se deja como ejercicio al lector comprobar que la tensión media de salida es nula.



**Fig. 30.** Forma de onda de la tensión de salida de un convertidor ca/ca con control de fase.

## 10 Ejercicios

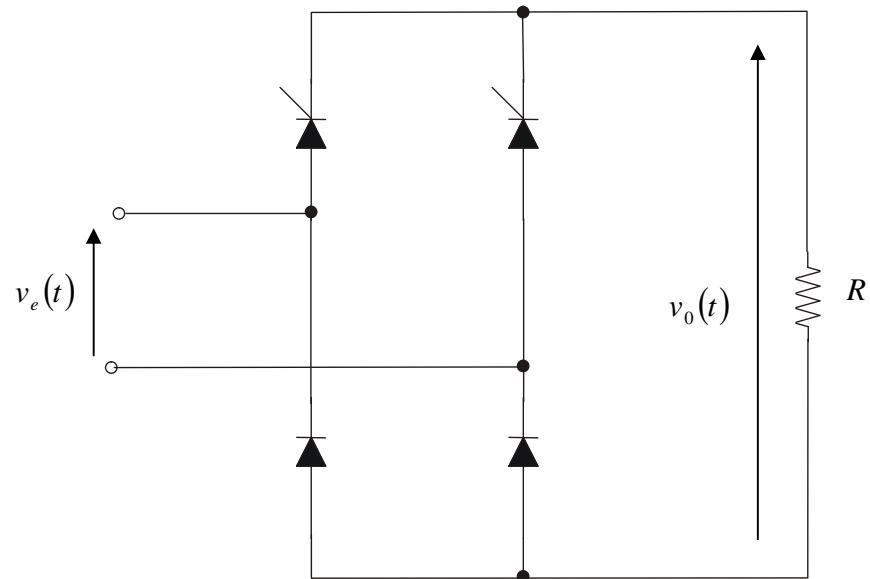
1. Se ha diseñado un convertidor ca/cc (rectificador) muy sencillo para controlar la excitación de una máquina de corriente continua (que se modela por una resistencia de valor  $R$ ) mediante un circuito con un único diodo, y cuya regulación se realiza mediante un autotrafo reductor de relación  $\beta \in [0,1]$ . Si la tensión de alimentación es monofásica de 220 V eficaces, se pide: a) Dibujar la tensión  $v_e(t)$ ; b) Dibujar la tensión  $v_a(t)$ ; c) Dibujar la tensión  $v_0(t)$ ; d) Calcular el valor medio de la tensión  $v_0(t)$  en función de  $\beta$ ; e) Calcular el valor eficaz de la tensión  $v_0(t)$  en función de  $\beta$ ; f) Calcular el factor de forma de la tensión  $v_0(t)$ ; g) ¿En qué cuadrantes puede operar el convertidor?



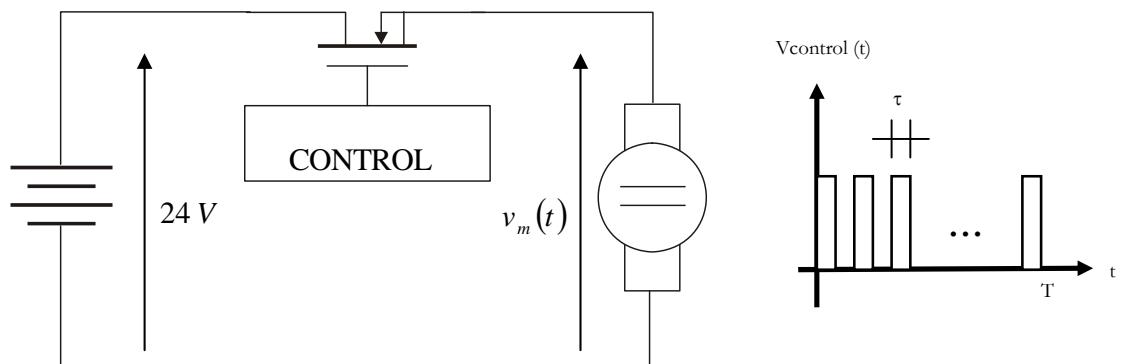
2. Se ha diseñado un rectificador monofásico semicontrolado para la regulación de la excitación de un motor de corriente continua (que se representa por una resistencia de valor  $R$ ), que tiene un esquema eléctrico como el mostrado en la figura. La tensión de alimentación  $v_e(t)$  es de 220 V eficaces y 50 Hz. Se pide: a) Dibujar  $v_0(t)$  para un ángulo de encendido  $\alpha = 90^\circ$ ; b) Calcular el valor medio de la tensión de salida  $v_0(t)$  como una función de  $\alpha$ ; c) Calcular el valor eficaz de la tensión de salida  $v_0(t)$  como una función de  $\alpha$ ; d) Calcular el valor eficaz de la componente alterna de la tensión de salida  $v_0(t)$  como una función de  $\alpha$ ; e) Calcular el factor de forma de la tensión de salida  $v_0(t)$  como una función de  $\alpha$ ; f) Completar la tabla siguiente:

Ángulo de encendido $\alpha$	Valor medio	Valor eficaz	Valor de la componente alterna	Factor de forma
0 °				
45 °				
90 °				

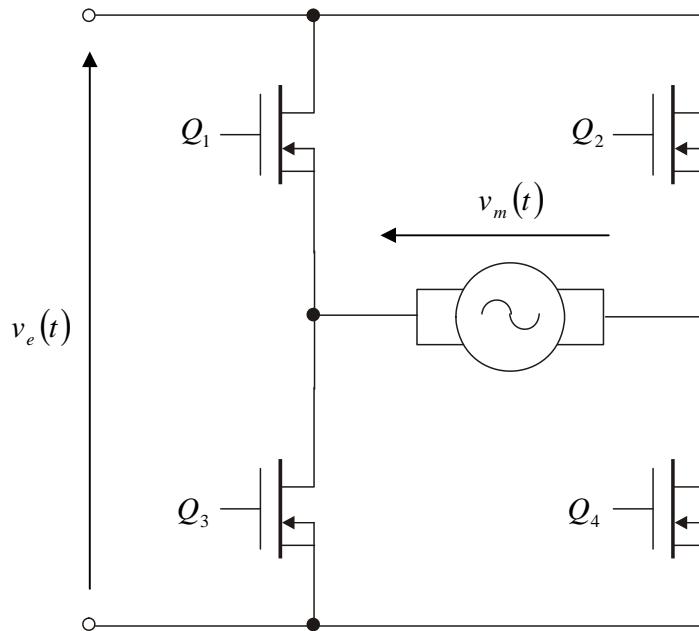
135 °				
-------	--	--	--	--



3. Se ha diseñado un convertidor reductor cc/cc para la alimentación de pequeños motores de corriente continua. El convertidor se alimenta mediante una batería de 24 V. Dado el circuito de la figura y la evolución de la tensión de control, sabiendo que cada  $T$  segundos se generan  $N$  pulsos de duración  $\tau$ , se pide: a) Obtener la expresión de la tensión media que alimenta el motor; b) Obtener el valor de  $N$  para que la tensión de alimentación del motor sea de 6 V si  $\tau/T = 1/12$ .

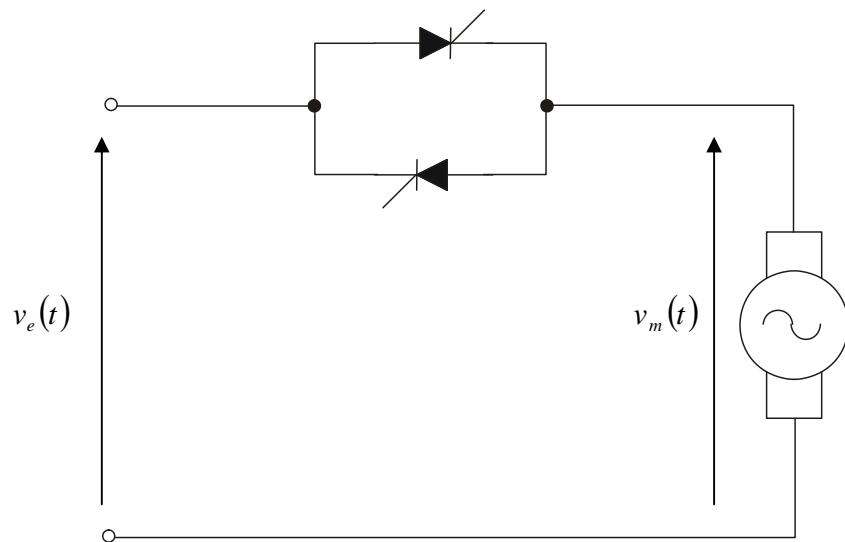


4. Se ha diseñado un inversor monofásico como el mostrado en la figura. Se pide: a) Completar el cronograma de la figura para conseguir que la frecuencia de salida sea de 10 Hz; b) Calcular el valor de la tensión continua de alimentación para que el valor eficaz de la tensión en el motor sea de 44 V; c) Calcular aproximadamente el THD de la tensión de alimentación del motor, considerando únicamente los 9 primeros armónicos; d) Indicar qué armónicos de tensión son los más importantes.



5. Se tiene un convertidor ca/ca como el mostrado en la figura que alimenta un motor monofásico que

se aproxima como una carga resistiva de valor  $R = 100 \Omega$ . La tensión de alimentación  $v_e(t)$  del convertidor es de 220 V eficaces y frecuencia 50 Hz. Los tiristores se controlan de forma que conducen con un ángulo de encendido  $\alpha = 0^\circ$  durante 25 ciclos y permanecen desactivados durante los 75 ciclos siguientes. Se pide: a) Calcular el valor eficaz de la tensión de alimentación del motor  $v_m(t)$ ; b) Calcular el valor eficaz de la intensidad consumida por el motor; c) Calcular el factor de potencia del convertidor.



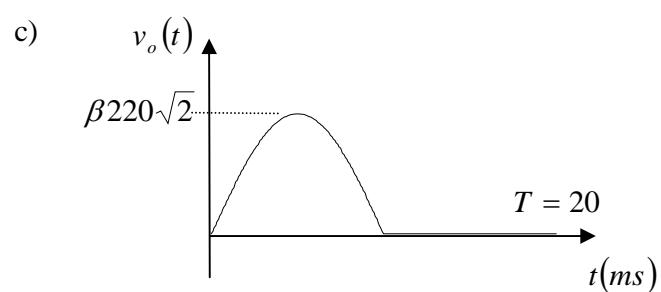
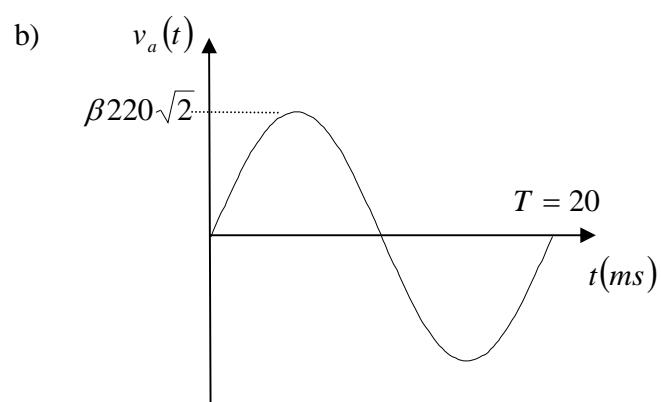
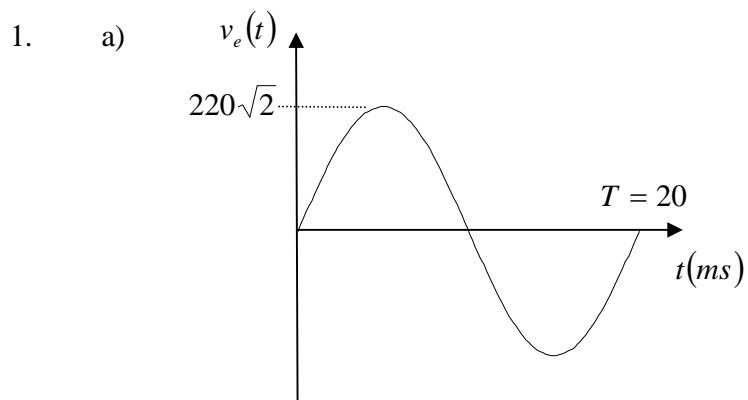
6. Repetir el ejercicio 5 si el control del convertidor se realiza mediante el principio del control de fase.  
 Nota: Resolver el problema considerando un ángulo de encendido  $\alpha$  genérico y completar la tabla siguiente:

Ángulo $\alpha$ de encendido de los tiristores ( $^\circ$ )	Intensidad eficaz consumida por el motor (A)	Potencia activa consumida por el motor (W)	Potencia aparente consumida por el convertidor (VA)	Factor de potencia del convertidor (PF)
0°				
45°				
90°				
135°				

7. Se quiere diseñar un accionamiento utilizando un motor de corriente continua con excitación derivación que se alimenta mediante un convertidor ca/cc. Indicar los cuadrantes de funcionamiento del convertidor para:

1. El accionamiento debe funcionar como motor en un único sentido de giro.
2. El accionamiento debe funcionar como motor en los dos sentidos de giro.
3. El accionamiento debe funcionar como motor en los dos sentidos de giro, pero con la posibilidad de recuperar hacia la red la energía generada durante las maniobras de frenado.

## 11 Soluciones



d)

$$\text{valor medio}\{v_o(t)\} = \frac{1}{T} \int_T^{T/2} v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \beta 220\sqrt{2} \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt = \frac{\beta 220\sqrt{2}}{T} \left[ \frac{-\cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right)}{\frac{2\pi}{T}} \right]_0^{T/2}$$

$$= \frac{\beta\sqrt{2}220}{\pi} V$$

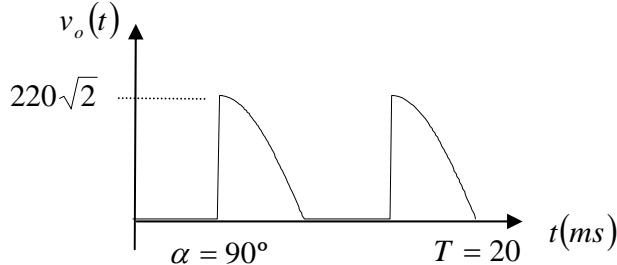
$$\text{e) valor eficaz}\{v_o(t)\} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T^{T/2} v_o^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \beta^2 \cdot 2.220^2 \int_0^{T/2} \sin^2\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt} = \frac{\beta 220}{\sqrt{2}} V$$

$$\text{f) Factor forma} = \frac{\text{valor eficaz}}{\text{valor medio}} = \frac{\pi}{2}$$

g) En el primero.

2.

a)



$$\text{b) valor medio}\{v_o(t)\} = \frac{1}{T} \int_T^{T/2} v_o(t) dt = \frac{220\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$\text{c) valor eficaz}\{v_o(t)\} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T^{T/2} v_o^2(t) dt} = 220 \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} V$$

$$\text{d) valor alterna}\{v_o(t)\} = \sqrt{(\text{valor eficaz}\{v_o(t)\})^2 - (\text{valor medio}\{v_o(t)\})^2}$$

$$= 220 \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}\right) - \frac{2}{\pi^2} (1 + \cos \alpha)^2} V$$

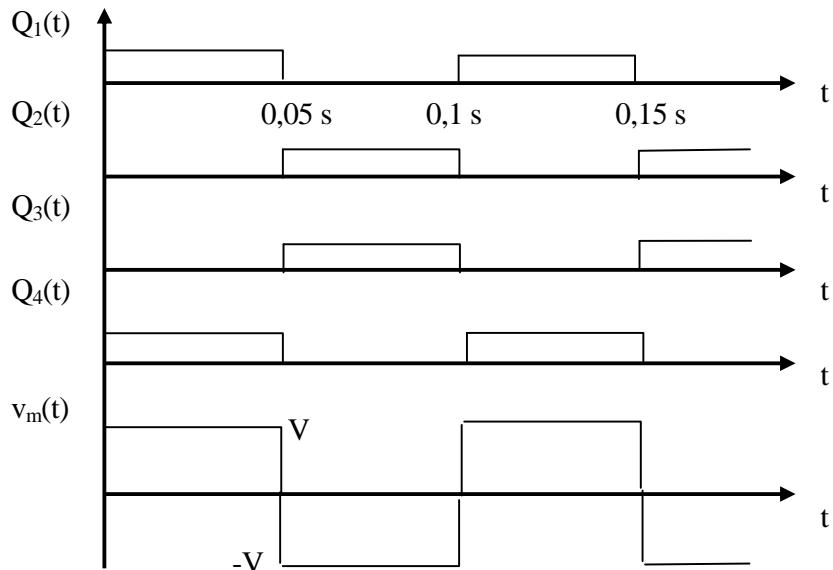
$$\text{e) factor forma} = \frac{\text{valor eficaz}}{\text{valor medio}} = \frac{220\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}}{\frac{220\sqrt{2}}{\pi}(1 + \cos\alpha)} = \frac{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}}{\frac{\sqrt{2}}{\pi}(1 + \cos\alpha)}$$

f)

Ángulo de encendido $\alpha$	Valor medio	Valor eficaz	Valor de la componente alterna	Factor de forma
0 °	198,07	220	95,75	1,11
45 °	169,06	209,77	124,18	1,24
90 °	99,03	155,56	119,97	1,57
135 °	29	66,31	59,63	2,29

3. a)  $\text{valor medio}\{v_m(t)\} = \frac{24N\tau}{T}$ ; b) N=3

4. a)



b)  $V = 44 \text{ V}$ .

c) 41 % (considerando hasta el armónico de orden 9).

d) Los armónicos existentes son únicamente los de orden impar (3, 5, 7, 9, ...) y dentro de éstos, su amplitud decrece con el orden armónico.

5.) a) 110 V; b) 1,1 A; c) 0,5

6.)  $I(\alpha) = \frac{220}{100} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$  estando  $\alpha$  en radianes.

Ángulo $\alpha$ de encendido de los tiristores ( $^{\circ}$ )	Intensidad eficaz consumida por el motor (A)	Potencia activa consumida por el motor (W)	Potencia aparente consumida por el convertidor (VA)	Factor de potencia del convertidor (PF)
0°	2,2	484	484	1
45°	2,1	440	461	0,95
90°	1,55	242	342	0,7
135°	0,66	44	145	0,3

7) 7.1. Primer cuadrante.

7.2 Primer y tercer cuadrante.

7.3 Cuatro cuadrantes.

## 12 Referencias

Hart, D.; Electrónica de potencia. Prentice-Hall. 2001.

Rashid, M.; Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones. Prentice-Hall. 1995.

Gualda, J.A.; Martínez, S.; Martínez, P.M.; Electrónica industrial: Técnicas de potencia. Editorial Marcombo. 1992.

Mohan, N.; Undeland, T.; Robbins, W.; Power electronics. Converters, Applications, and Design. John Wiley & Sons. 1995.