



Electrónica de Potencia

UNIDAD Nº 0. INTRODUCCIÓN A LA ASIGNATURA
UNIDAD Nº 1. REPASO DE CONCEPTOS Y DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA
UNIDAD Nº 2. AMPLIFICADORES DE POTENCIA
UNIDAD Nº 3. DISPOSITIVOS DE CUATRO CAPAS
UNIDAD Nº 4. CONVERTIDORES



Tema 7.- Convertidores ac/dc: rectificación

Tema 8.- Filtrado y fuentes reguladas

Tema 9.- Convertidores dc/dc

Introducción. Convertidor reductor. Convertidor elevador. Convertidor reductor-elevador

Tema 10.- Introducción a las configuraciones básicas de las fuentes de alimentación conmutadas

Tema 11.- Convertidores dc/ac: inversores

Prof. J.D. Aguilar Peña
Departamento de Electrónica. Universidad Jaén

jaguilar@ujaen.es

<http://voltio.ujaen.es/jaguilar>



9.1 Convertidores dc/dc conmutados. Concepto	1
9.1.1 Topología general de un convertidor dc/dc. (Carga inductiva)	5
9.1.2 Ciclo de trabajo	8
9.2 Clasificación de los convertidores dc/dc	9
9.3 Tipos de convertidores dc/dc. Topologías	10
9.3.1 Convertidores tipo A	10
Convertidor STEP-DOWN (reductor, directo)	10
Convertidor STEP-UP (elevador)	21
9.3.2 Convertidores tipo B	26
9.3.3 Convertidores tipo C	27
9.3.4 Convertidores tipo E	33



9.1 Convertidores dc/dc conmutados. Concepto

Un convertidor DC/DC es un sistema electrónico cuya misión es transformar una corriente continua en otra de igual carácter pero diferente valor. Se puede encontrar un similar en alterna con los transformadores y su relación de transformación.

Para introducirnos en el funcionamiento de los convertidores DC/DC, se considerará el circuito que se recoge en la figura 9.1, conformado exclusivamente por un interruptor y una carga resistiva pura.

El interruptor se abre y se cierra siguiendo una señal de periodo “T” denominada *periodo de convertidor*. El tiempo durante el cual el interruptor está cerrado, y por tanto la carga se encuentra conectada a la fuente primaria de energía, se denominará *tiempo de conducción*, “ T_{ON} ”. Por otro lado el tiempo que el interruptor permanece abierto, dejando aislada la carga, se llamará *tiempo de bloqueo*, “ T_{OFF} ”. La suma de T_{ON} y T_{OFF} , como se puede apreciar en la figura, da el periodo de convertidor (T).

Cuando el interruptor S está cerrado, $0 < t < T_{ON}$, la tensión de la fuente se refleja en la carga, provocando la circulación de corriente a través de ella. Si por el contrario S está abierto, $T_{ON} < t < T$, el vínculo entre la fuente y carga se rompe, quedando esta última aislada de la primera. Como la carga es resistiva pura, la corriente circulante por la misma, en estas condiciones, se anula completamente.

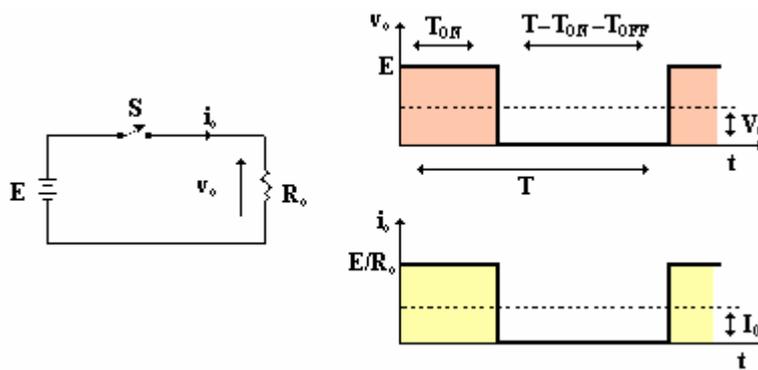


Fig. 9.1
Convertidor DC/DC con carga resistiva pura.
Circuito y formas de onda.

La *tensión media* que existe en la carga será:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o dt = \frac{T_{ON}}{T} \times E = \delta \times E \quad \text{E 9.1}$$

Al cociente entre T_{ON} y T se le denomina *ciclo de trabajo*, δ . Más adelante se estudiará este concepto con más detalle.

También se puede obtener el *valor eficaz* de la tensión en la carga:

$$V_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o^2 dt \right)} = \sqrt{\delta} E \quad \text{E 9.2}$$

Partiendo de la tensión media en la carga se puede deducir la *intensidad media* que circula por la misma:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \delta \times \frac{E}{R_o} \quad \text{E 9.3}$$

Considerando que todos los elementos que participan en el convertidor son ideales y que no se producen pérdidas en los mismos, se puede decir que la potencia de entrada es la misma que la obtenida a la salida del convertidor. Por tanto:

$$P_E = P_O = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o i_o dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \frac{v_o^2}{R_o} dt = \delta \frac{E^2}{R_o} \quad \text{E 9.4}$$

Las conclusiones más destacadas son las siguientes:

- La tensión media en la carga, V_O , es directamente proporcional a la tensión aplicada a la entrada del convertidor.
- Variando T_{ON} se consigue hacer oscilar δ entre 0 y 1, con lo que la señal de salida podrá variar entre 0 y E. De esta manera se podrá controlar el flujo de potencia a la carga. Los valores máximos de tensión y potencia media en la carga serán:

$$V_{O(MAX)} = E \quad \text{E 9.5}$$

$$P_{O(MAX)} = \frac{E^2}{R_o} \quad \text{E 9.6}$$



www.ipes.ethz.ch

Single-Phase PWM Converter

iPES-Home



Basics of Pulse Width Modulation (PWM)

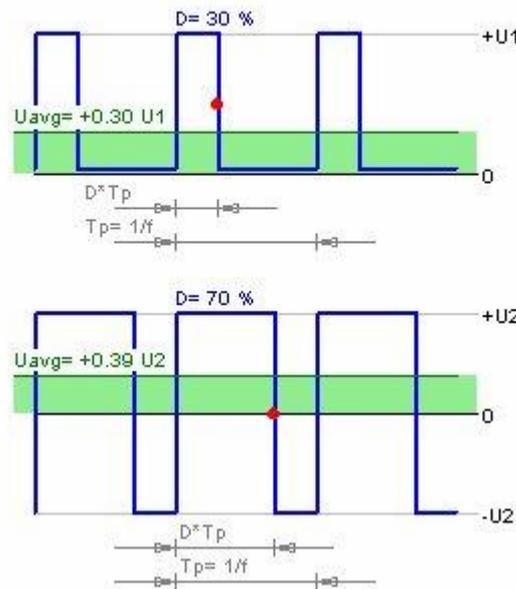


Fig. 9.2

PROBLEMA 9.1

Sea el convertidor de figura 9.1, en el que la carga es totalmente resistiva y de valor $R_o = 10 \Omega$. Si se considera que la frecuencia de operación es de 1Khz. y que cuando el interruptor se halla cerrado se produce una caída de potencial en el mismo de $V_{S(ON)} = 2 \text{ V}$. Calcular:

- Tensión media de salida, V_O .
- Valor eficaz de la tensión de salida, V_{RMS} .
- Rendimiento del convertidor.

DATOS: $E = 220 \text{ V}$; $\delta = 0.5$

...

...
Solución:

a)
$$V_O = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o dt = \frac{T_{ON}}{T} \times E = \delta \times E = 0.5(220 - 2) = 109V$$

b) Por la ecuación [E 9.2]:

$$V_{RMS} = \sqrt{\delta} E = \sqrt{0.5}(220 - 2) = 154.15V$$

c) La potencia de salida se puede extraer de:

$$\begin{aligned} P_O &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \frac{v_o^2}{R_O} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \frac{(E - V_{S(ON)})^2}{R_O} dt = \delta \frac{(E - V_{S(ON)})^2}{R_O} = \\ &= 0.5 \times \frac{(220 - 2)^2}{10} = 2376 W \end{aligned}$$

Por otro lado, la potencia de entrada

$$\begin{aligned} P_E &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} E i_e dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} E \frac{(E - V_{S(ON)})}{R_O} dt = \delta E \frac{(E - V_{S(ON)})}{R_O} = \\ &= 0.5 \times 220 \times \frac{220 - 2}{10} = 2398 W \end{aligned}$$

Con lo que el rendimiento del convertidor será

$$\frac{P_O}{P_E} = \frac{2376.2}{2398} = 99.09 \%$$

En este cálculo no se han tenido en cuenta las pérdidas correspondientes al encendido y apagado del interruptor. Esto último hace que el rendimiento de un convertidor DC/DC conmutado convencional sea relativamente inferior.



Cuestión didáctica 9.1

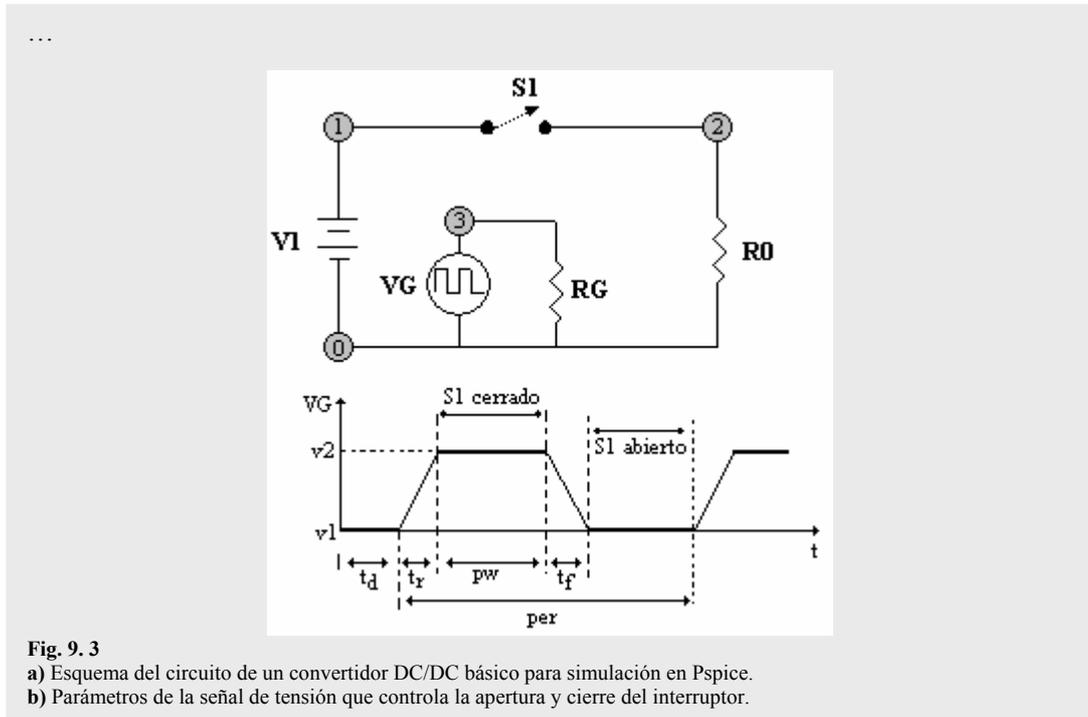
Estudiar como varía la tensión media de salida del convertidor básico de la figura 9.1 para diferentes tiempos de conducción: $T_{ON1} = 0.25$, $T_{ON2} = 0.5$, $T_{ON3} = 0.75$ ms.

DATOS: $f = 1\text{Khz}$; $E = V_1 = 220\text{ V}$; $R_0 = 10\ \Omega$.

Descripción del circuito:

```
*CD9_1: CIRCUITO BASICO CHOPPER CARGA RESISTIVA PURA
*DESCRIPCION DEL CIRCUITO
V1 1 0 DC 220V
VG 3 0 PULSE(0V 100V 0 1NS 1NS {TON} 1MS)
*   v1 v2 td tr tf pw per
RG 3 0 10MEG
R0 2 0 50
S1 1 2 3 0 SMOD ; INTERRUPTOR CONTROLADO POR TENSION
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.01 ROFF=10E+6 VON=10V VOFF=5V)
.PARAM TON=.25MS
*ANALISIS
.tran 10.000u .02 0 0 ; *ipsp*
.step PARAM TON list 250.000u 500.000u
+ 750.000u ; *ipsp*
.END
```





Un diagrama de bloques del circuito de control que se utiliza es el presentado en la figura 9.4

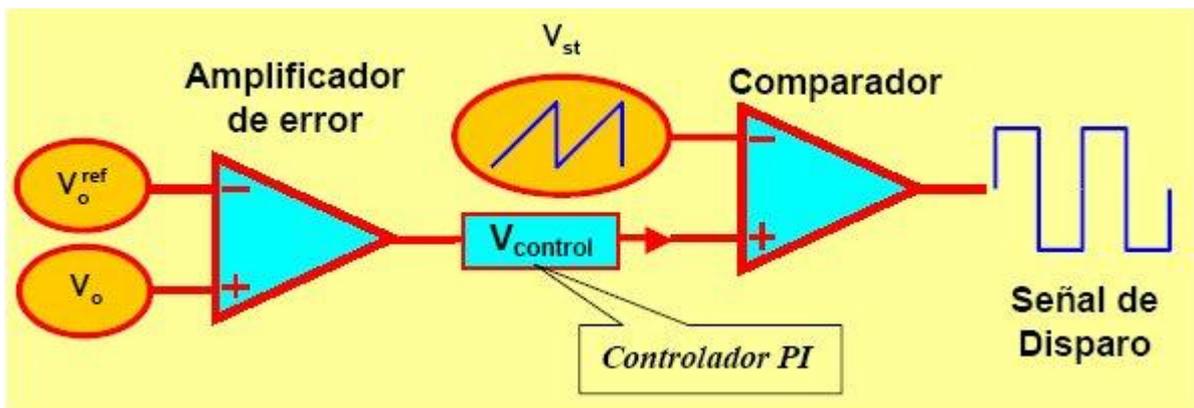


Fig. 9.4 Diagrama de bloques de un controlador PWM

La señal rampa determina la frecuencia de funcionamiento del convertidor. La figura 9.5 muestra las formas de onda asociadas al circuito de control.

Si \hat{v}_{st} es el valor de pico de la señal rampa y v_{st} la tensión rampa instantánea:

$$v_{st} = \frac{\hat{v}_{st}}{T} \cdot t$$

Cuando se igualan la señal rampa a la señal de referencia v_{cont} :

$$\frac{\hat{v}_{st}}{T} \cdot t = v_{cont} \rightarrow \text{para } t = t_{on} : \delta = \frac{v_{cont}}{\hat{v}_{st}}$$

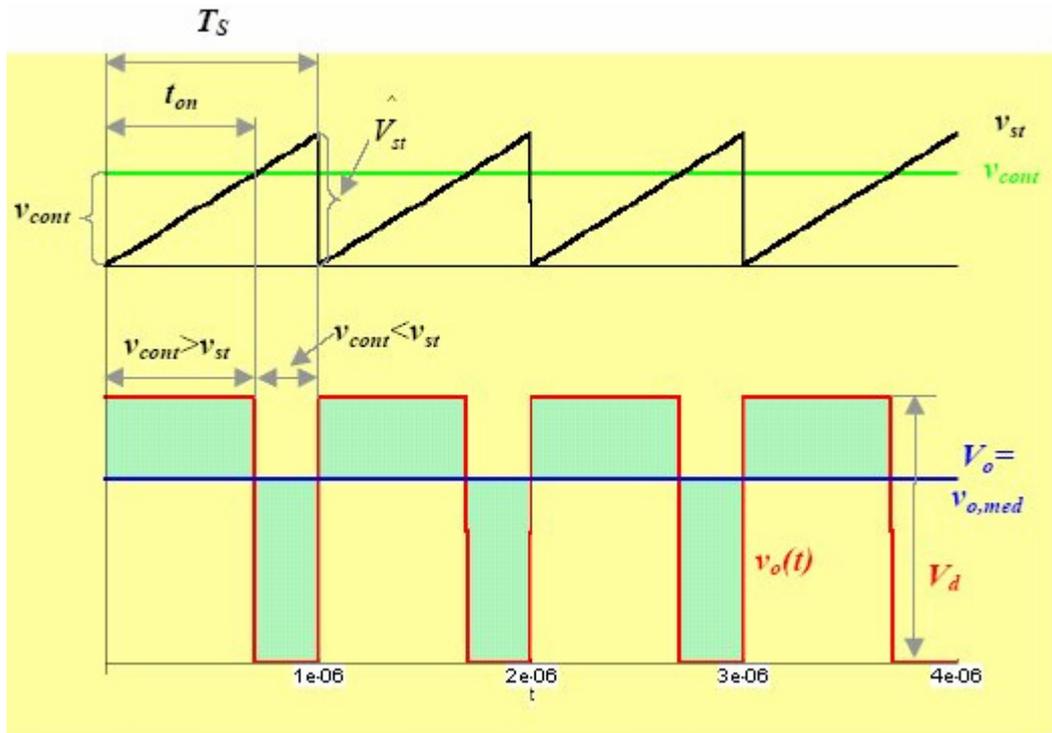


Fig. 9. 5 Generación de la Modulación por Anchura de Pulsos (PWM)

9.1.1 TOPOLOGÍA GENERAL DE UN CONVERTIDOR DC/DC. (CARGA INDUCTIVA)

Hasta ahora se ha considerado que la carga presentaba un carácter totalmente resistivo. Para variar el valor medio de la tensión en bornes de una carga que presente cierto carácter inductivo, se realiza el montaje con interruptores de la figura 9.6. El funcionamiento de ambos interruptores ha de ser complementario, o sea cuando uno se encuentre cerrado el otro permanecerá abierto, y viceversa. De esta forma se le encontrará un camino alternativo a la energía almacenada en la inductancia asociada a la carga, L_0 , durante el intervalo de conducción del tiristor.

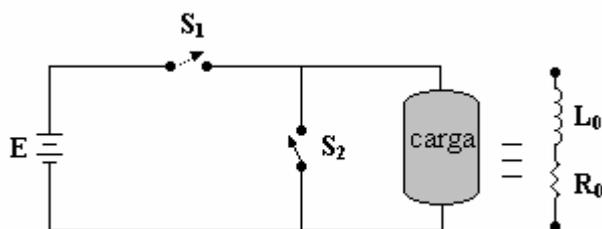


Fig 9. 6 Convertidor DC/DC con carga inductiva.

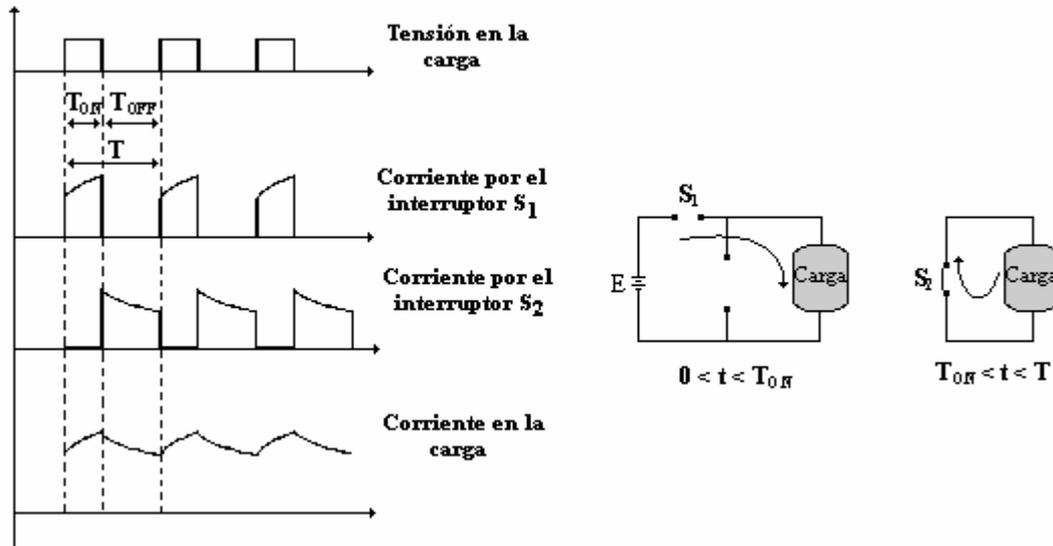


Fig. 9. 7
 a) Formas de onda para un convertidor con carga inductiva.
 b) Circuito equivalente para cada uno de los estados del interruptor.

La operación de este convertidor básico para cargas inductivas es el que sigue, y queda reflejado en las formas de onda de la figura 9.7.

- Etapa 1ª. S_1 cerrado y S_2 abierto, $0 < t < T_{ON}$: La tensión E de la fuente se aplica a la carga con lo que la intensidad crece exponencialmente.
- Etapa 2ª. S_1 abierto y S_2 cerrado, $T_{ON} < t < T$: La carga queda cortocircuitada y aislada de la fuente de energía. El cierre de S_2 y la naturaleza inductiva de la carga hace que la corriente en la misma evolucione de forma suave (la intensidad decrece exponencialmente) y no bruscamente, como era el caso de una carga resistiva pura. Si la inductancia propia de la carga no fuera suficiente para paliar el rizado de la intensidad de salida, sería recomendable colocar una inductancia de filtro en serie con ésta.

En la práctica, para realizar el convertidor estático equivalente al de la figura 9.6 se sustituye el interruptor S_2 por un diodo, D , denominado diodo volante (flywheeling diode) o diodo de circulación libre (freewheeling diode) tal y como se refleja en la figura 9.8.

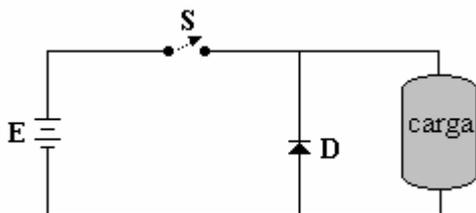


Fig. 9. 8
 Sustitución del interruptor S_2 por un diodo.

PROBLEMA 9.2

Realizar con Pspice el estudio del convertidor con carga inductiva de la figura 9.8, y ver como evoluciona la intensidad por la carga para diferentes valores de la inductancia asociada a la misma. Suponer:

$$E = 220 \text{ V}; R_0 = 5 \Omega; f = 1 \text{ KHz}; \delta = 0.5; L_1 = 0.3 \text{ mH}; L_2 = 0.951 \text{ mH}; L_3 = 3 \text{ mH}.$$

...

...
Solución:

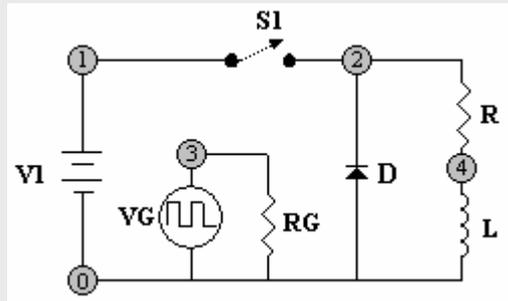


Fig. 9. 10 Convertidor DC/DC con carga inductiva. Simulación por Pspice.

Observando el circuito de la figura 9.9, se tiene el siguiente listado:

```
*Problema9_2: CONVERTIDOR BASICO. CARGA INDUCTIVA
*DESCRIPCION DEL CIRCUITO
V1 1 0 DC 220V
VG 3 0 PULSE(0V 100V 0 1NS 1NS .5MS 1MS)
RG 3 0 10MEG
R 2 4 10
L 4 0 BOBINA 1MH
.MODEL BOBINA IND(L=1MH)
DM 0 2 DMOD; MODELO DE DIODO POR DEFECTO
.MODEL DMOD D
S1 1 2 3 0 SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.01 ROFF=10E+6 VON=2 VOFF=0)
*ANALISIS
.TRAN 10US 2MS 0MS
.STEP IND BOBINA(L) LIST 0.3 0.951 3
.END
```



En la figura 9.10 se puede apreciar la intensidad de salida para cada valor de inductancia. Es interesante hacer recalcar como para diferentes valores de este valor la intensidad presenta una forma de onda totalmente diferente y que definirá su régimen de funcionamiento: la intensidad nunca llega a anularse ($L = 3 \text{ mH}$; régimen de corriente continuada), la intensidad se hace cero en el mismo instante en el que finaliza el ciclo del convertidor ($L = 0.951 \text{ mH}$; frontera entre corriente continuada) y la intensidad se anula dentro de dicho periodo ($L = 0.3 \text{ mH}$; régimen de corriente discontinuada).

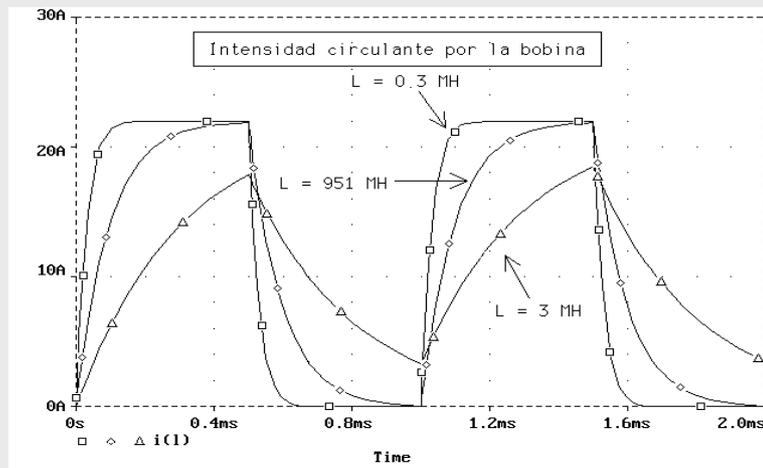


Fig. 9. 10 Diferentes evoluciones de la intensidad en la carga para diferentes valores de la inductancia asociada a la carga.

9.1.2 CICLO DE TRABAJO.

Se ha visto como la tensión, la intensidad, en definitiva la potencia entregada a la carga estaba en función de δ , cociente entre T_{ON} y T . Pues bien, a dicho cociente se le denomina “*ciclo de trabajo*”. Y se define como la fracción del periodo del convertidor en el cual el interruptor se halla cerrado.

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T}$$

Como se deduce de la ecuación [E 9.1], la señal que aparece a la salida del convertidor depende únicamente del ciclo de trabajo y del valor de la fuente de alimentación. Como esta última generalmente se mantendrá constante, disponemos de la variación del ciclo de trabajo como único medio posible de modificar la señal de salida.

Si se presta un poco de atención a la expresión que define el ciclo de trabajo se podrá deducir que se presentan tres formas diferentes de modificar el ciclo de trabajo, y por tanto la tensión de salida.

- a) Variando el tiempo de conducción T_{ON} , al mismo tiempo que se mantiene T fijo. Llamado también *Modulación por Ancho de Pulso* (PWM) ya que la frecuencia de la señal del convertidor se mantiene constante mientras que no ocurre así con la anchura del pulso que define el tiempo de conducción del convertidor.
- b) Variando T y conservando T_{ON} constante. Denominado *Modulación de Frecuencia* ya que es la frecuencia del convertidor la que varía. El inconveniente más destacado de este método de control se encuentra en la generación indeseada de armónicos a frecuencias impredecibles, por lo que el diseño del consiguiente filtro se revestirá de una complejidad en algunos casos excesiva.
- c) Modificando ambos

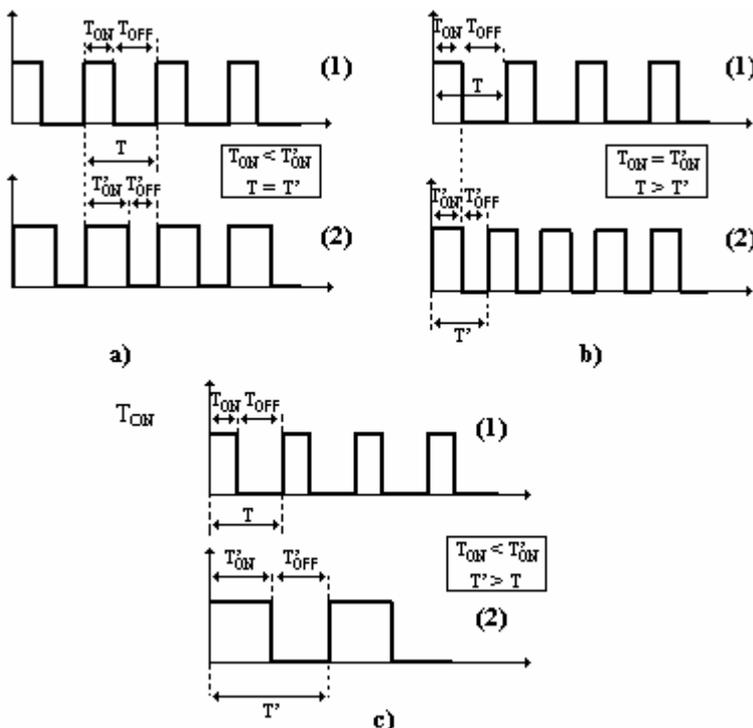


Fig. 9.11
 a) Formas de onda en la carga para un troceador de tiempo de conducción variable.
 b) Troceador de frecuencia variable.
 c) Troceador de frecuencia y tiempo de conducción variable.

9.2 Clasificación de los convertidores dc/dc

Dependiendo del sentido de la intensidad y la tensión aplicada en la carga los convertidores se pueden clasificar en cinco clases bien diferenciadas, según el o los cuadrantes del plano V-I en que puedan funcionar.

Los dos primeros convertidores, clase A y clase B, se caracterizan porque el sentido que presentan tanto la tensión como la intensidad en la carga es invariable (operación en un solo cuadrante). Mientras, los convertidores clase C y D, como se puede observar en las figuras 9.12 y 9.13, tienen su área de trabajo configurada por dos cuadrantes, con lo que un parámetro de los mismos, bien puede ser la intensidad como la tensión en la carga, puede adoptar diferente sentido. Por último, en el convertidor clase E la tensión y la intensidad pueden presentar cualquier combinación posible, pudiendo trabajar este convertidor en cualquiera de los 4 cuadrantes.

En el tipo A cuando el interruptor se cierra, la fuente de tensión E se conecta a la carga, el diodo D queda polarizado en inverso. La intensidad crece exponencialmente mientras circula a través de R , L y V . Por otro lado, cuando el interruptor se abre, la carga queda totalmente aislada de la fuente primaria de energía, la intensidad tiende a decrecer y en la bobina se induce una f.e.m. negativa que provoca que el diodo D entre en conducción, actuando como un diodo volante o de libre circulación.

El tipo B opera exclusivamente en el segundo cuadrante. Por tanto, la tensión en la carga sigue positiva, mientras que la intensidad que circula por la carga es negativa. En otras palabras, se puede decir que la intensidad escapa de la carga y fluye hacia la fuente primaria de tensión. Es por ello que este convertidor recibe también el apelativo de convertidor regenerativo.

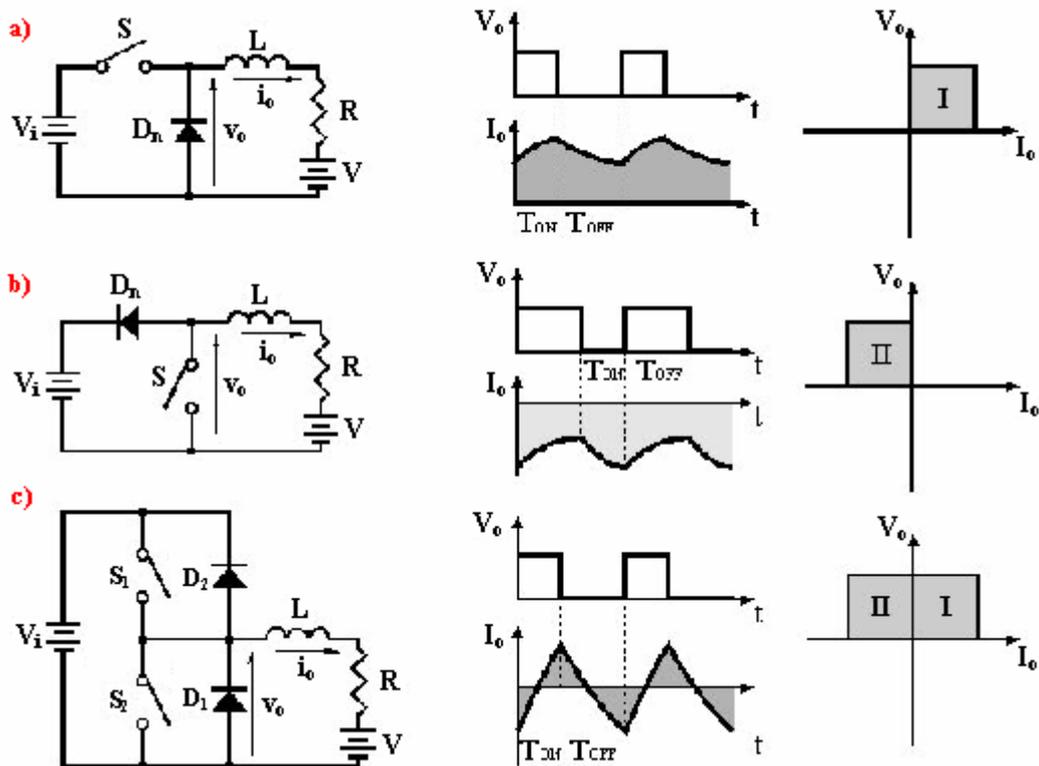


Fig. 9. 12

Clasificación de los convertidores DC/DC en función del cuadrante/s en el que opere:

- a) Convertidor tipo A (reductor)
- b) Convertidor tipo B.
- c) Convertidor tipo C

El convertidor clase C puede operar tanto en el primer como el segundo cuadrante. Por tanto, la tensión en la carga sólo puede ser positiva, mientras que la intensidad podrá adoptar tanto valores positivos como negativos. Es por ello que también se le pueda denominar chopper de dos cuadrantes.

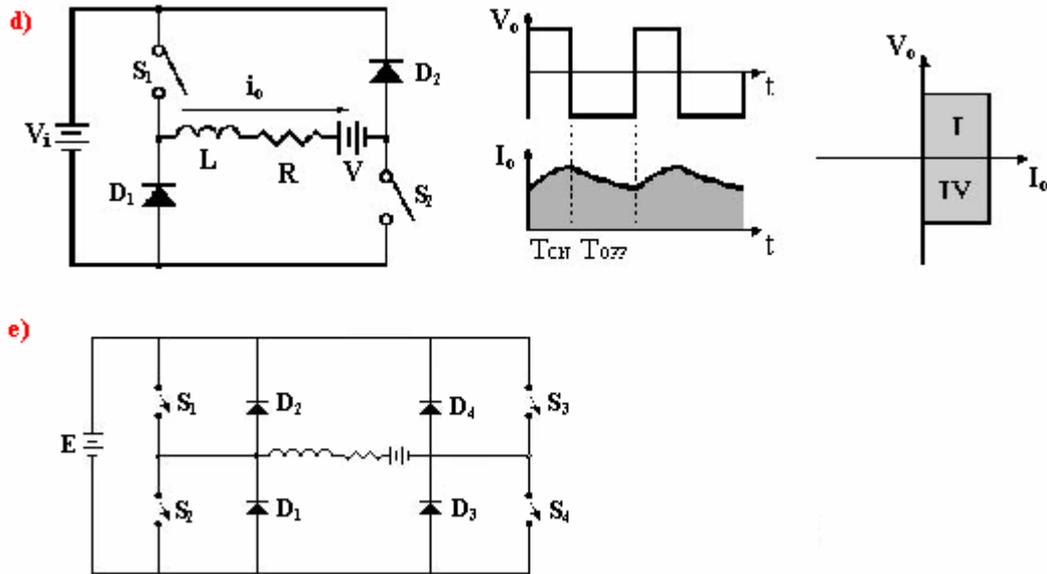


Fig. 9.13
Clasificación de los convertidores (bis).
d) Convertidor tipo D.
e) Convertidor tipo E.

9.3 Tipos de convertidores dc/dc. Topologías.

9.3.1 CONVERTIDORES TIPO A

Convertidor STEP-DOWN (reductor, directo)

Introducción

El convertidor directo, cuyo esquema está representado en la figura 9.14, trabaja como convertidor reductor, presentando una tensión media de salida inferior a la tensión aplicada a la entrada. Además, como indica la misma figura, su funcionamiento se prescribe exclusivamente al primer cuadrante de los ejes formados por V e I, de tal forma que la tensión y la intensidad en la carga siempre adoptarán valores positivos.

$$V_o = \frac{T_{on}}{T} E = \delta \cdot E \quad 0 < \delta < 1$$

El estudio del convertidor del que nos ocupamos aquí se centrará en plantear y resolver con detalle las ecuaciones matemáticas que definen al circuito al considerarse los diferentes estados del interruptor.

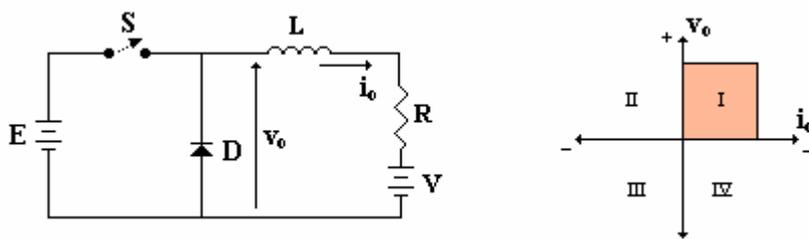


Fig. 9.14
Esquema de un convertidor reductor y su modo de trabajo en la gráfica v-i.

En primer lugar y antes de abordar el funcionamiento del circuito cabe indicar la presencia de dos modos de operación claramente definidos:

- **Régimen de corriente continuada (C.C.).**

La intensidad que fluye por la carga fluctúa entre unos valores máximo y mínimo, pero nunca llega a anularse. Esto, como se verá más adelante, se debe a la relación entre el tiempo en el que el interruptor se encuentra cerrado, y el tiempo necesario para que la bobina descargue totalmente la energía almacenada previamente.

En el circuito que nos ocupa, para asegurar un régimen continuado, el interruptor S deberá estar bloqueado un intervalo de tiempo que permita a la intensidad en la carga no hacerse cero. De este modo, al comenzar el siguiente periodo la intensidad en la carga, que es la misma que circula por la bobina, podrá partir de un valor inicial, $I_{L(MIN)}$.

- **Régimen de corriente discontinuada (C.D.).**

La intensidad en la carga se hace nula en un momento determinado a lo largo del T_{OFF} del convertidor (T_{OFF} es el periodo de tiempo en el que el interruptor está abierto). El tiempo que permanece abierto el interruptor es mayor que el tiempo que puede estar la bobina cediendo energía, con lo que al iniciarse el siguiente periodo la intensidad en la carga partirá de cero.

Ambos modos de operación quedan reflejados en la figura 9.15.

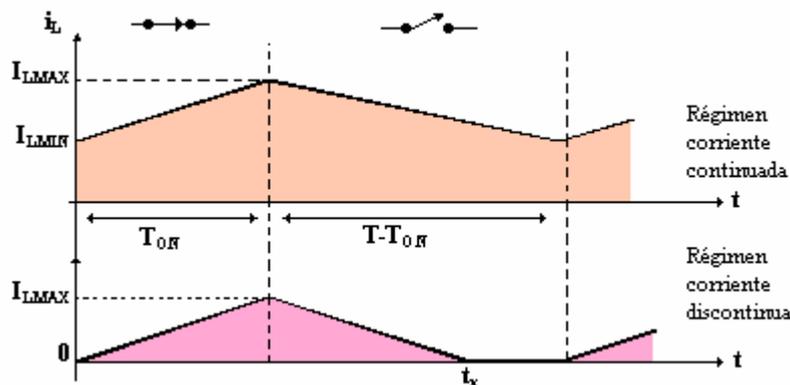


Fig. 9.15
Intensidad en la bobina de un chopper reductor para regímenes de corriente continuada y discontinua.

Funcionamiento

Para estudiar el funcionamiento del circuito se deberá plantear el circuito equivalente para cada uno de los estados posibles del interruptor (abierto y cerrado). Así, si se considera que el interruptor está cerrado, el circuito equivalente será el que se recoge en la figura 9.16.a.

Se observa en dicha figura como la fuente primaria de energía E se encuentra conectada a la carga, al mismo tiempo que el diodo D queda polarizado en inverso. Siempre y cuando $E > V$ existirá un flujo de intensidad desde la fuente hacia la carga. Esta intensidad, debido a la presencia de la red RL, seguirá una exponencial creciente hasta alcanzar un valor máximo, $I_{L(MAX)}$.

Alcanzando dicho valor se abre el interruptor, con lo que la carga queda aislada de la fuente. El circuito equivalente, en este caso, es el que aparece en la figura 9.16.b. El diodo se polariza en directo, proporcionando un camino de escape para la energía almacenada por la bobina en el periodo anterior. De esta forma, la intensidad en la carga tenderá a disminuir, siguiendo una exponencial decreciente, hasta alcanzar un valor mínimo ($I_{L(MIN)}$). En este instante el interruptor se cerrará de nuevo, la intensidad empezará a crecer, y comenzará un nuevo ciclo.

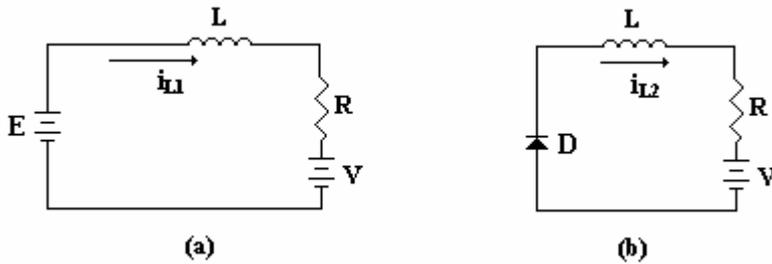


Fig. 9.16
Chopper reductor:
a) Circuito equivalente para T_{ON} .
b) Circuito equivalente para T_{OFF} .

Análisis matemático

Con lo anteriormente expuesto ya se puede abordar el estudio matemático del circuito. En la figura 9.17 se muestran las formas de onda de este convertidor.

Periodos de funcionamiento

• **Interruptor cerrado**

Independientemente de que funcione con corriente discontinuada o con corriente continuada, cuando el interruptor S esté en conducción la ecuación que define al circuito será la que se indica a continuación:

$$E = V + L \frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} \tag{E 9.7}$$

O lo que es lo mismo:

$$\frac{di_{L1}}{dt} + \frac{R}{L}i_{L1} = \frac{E - V}{L}$$

Antes de seguir, hay que hacer notar que la intensidad que circula por la bobina, i_L en esta configuración, es la misma que circula por la carga (i_o), por lo que no debe extrañar al lector, en algunos casos, la utilización de la primera para designar a la corriente de carga.

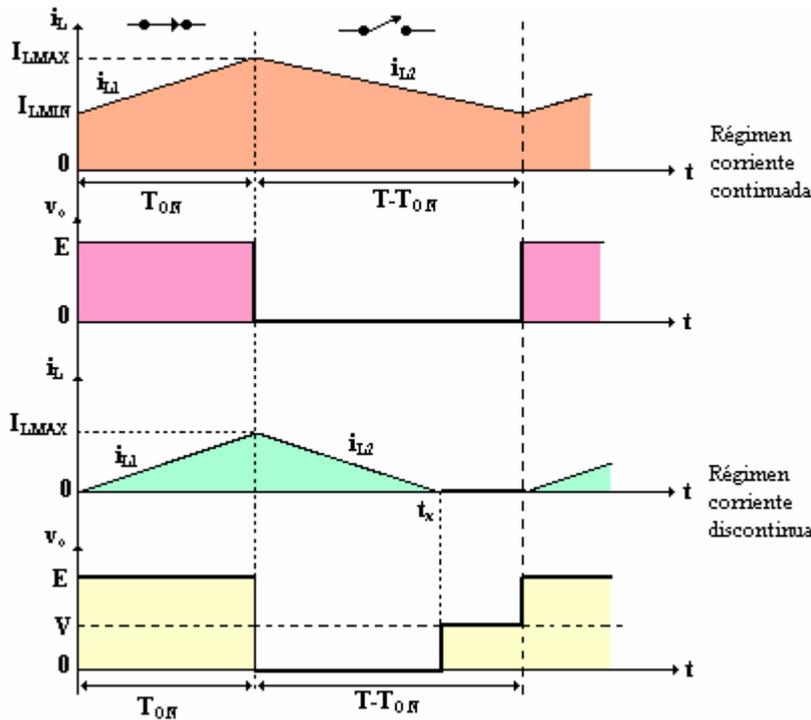


Fig. 9.17
Chopper reductor: Formas de tensión e intensidad para los regímenes posibles de funcionamiento.

La solución a la ecuación diferencial anterior vendrá dada por:

$$i_{L1} = \frac{E-V}{R} + \left(I' - \frac{E-V}{R} \right) \times e^{-t\frac{R}{L}} \quad 0 < t < T_{ON} \quad \text{E 9.8}$$

I' es el valor de la intensidad para $t = 0$. Si el convertidor opera con corriente continuada, entonces $I' = I_{MIN}$. Por otro lado, si el convertidor trabaja con corriente discontinuada, tendremos que $I' = 0$.

Suponiendo que se está en el caso de corriente continuada (C.C.):

$$i_{L1} = \frac{E-V}{R} + \left(I_{L(MIN)} - \frac{E-V}{R} \right) \times e^{-t\frac{R}{L}} \quad \text{E 9.9}$$

Como se puede observar en la figura 6.16, en el momento en que $t = T_{ON}$, la intensidad en la carga alcanzará su valor máximo. Por tanto, se puede decir:

$$I_{L(MAX)} = \frac{E-V}{R} + \left(I_{L(MIN)} - \frac{E-V}{R} \right) \times e^{-T_{ON}\frac{R}{L}} \quad \text{E 9.10}$$

• Interruptor abierto

Una vez que la intensidad alcance ese valor máximo, el interruptor se abre, quedando la carga aislada de la fuente de tensión E . Según se puede apreciar en la figura 9.16.b, se producirá una circulación de intensidad a través de R , L y el diodo volante D .

En este caso la ecuación que define al circuito, si se desprecia la caída de tensión producida en el diodo, sería la siguiente:

$$V + Ri_{L2} + L \frac{di_{L2}}{dt'} = 0 \quad \text{E 9.11}$$

siendo $t' = t - T_{ON}$.

La solución de esta ecuación diferencial vendrá dada por:

$$i_{L2} = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(MAX)} + \frac{V}{R} \right) \times e^{-t'\frac{R}{L}}$$

O bien, si se quiere expresar i_L en función de t y no de t' , se tendrá que deshacer el cambio anterior, con lo cual:

$$i_{L2} = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(MAX)} + \frac{V}{R} \right) \times e^{-(t-T_{ON})\frac{R}{L}} \quad \text{E 9.12}$$

Cuando $t = T$ la intensidad en la carga alcanzará su valor mínimo, $I_{L(MIN)}$:

$$I_{L(MIN)} = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(MAX)} + \frac{V}{R} \right) \times e^{-(T-T_{ON})\frac{R}{L}} \quad \text{E 9.13}$$

Cálculo de $I_{L(MIN)}$ e $I_{L(MAX)}$

En primer lugar se procederá al cálculo de $I_{L(MIN)}$. Sea la última ecuación obtenida en el apartado anterior:

$$I_{L(MIN)} = -\frac{V}{R} + \left(I_{L(MAX)} + \frac{V}{R} \right) \times e^{-(T-T_{ON})\frac{R}{L}}$$

Si se sustituye en esta ecuación el valor de $I_{L(MAX)}$, expresado anteriormente en la ecuación [E 9.10], obtenemos:

$$I_{L(MIN)} = -\frac{V}{R} + \left[\frac{E-V}{R} + \left(I_{L(MIN)} - \frac{E-V}{R} \right) \times e^{\left(-T_{ON} \frac{R}{L} \right)} + \frac{V}{R} \right] \times e^{-\left(T-T_{ON} \right) \frac{R}{L}}$$

Operando se consigue la siguiente expresión:

$$I_{L(MIN)} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON} R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right)} - \frac{V}{R} \quad \text{E 9.14}$$



Como puede deducirse del esquema del convertidor, I_{MIN} no puede ser nunca negativo, ya que el diodo impide el paso de corriente de ese signo. Por lo tanto, si al utilizar la ecuación [E 9.14] nos resulta una corriente negativa, tendremos que deducir que la corriente mínima será 0, y que además el convertidor está funcionando en régimen de corriente discontinua. Además, en ese caso, para calcular I_{MAX} usaremos la ecuación [E9.10], y no la que se deduce a continuación.

Para el cálculo de $I_{L(MAX)}$, se procederá de forma idéntica a la efectuada anteriormente. Si se sustituye el valor de $I_{L(MIN)}$ (obtenida en la ecuación [E 9.14]) en la ecuación [E 9.10], y que operando:

$$I_{L(MAX)} = \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T_{ON} R}{L}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{T R}{L}} \right)} - \frac{V}{R} \quad \text{E 9.15}$$



La ecuación [E 9.15] sólo puede usarse en caso de que la intensidad mínima sea superior a cero (régimen de corriente continuada). En caso contrario, deberá utilizarse la ecuación [E 9.10].

Antes de terminar el apartado cabe recalcar que en el caso de que el interruptor estuviese cerrado ($T = T_{ON}$), la intensidad en la carga se mantendría constante presentando el siguiente valor:

$$I_{L(MAX)} = I_{L(MIN)} = \frac{E-V}{R} \quad (T = T_{ON}) \quad \text{E 9.16}$$

Cálculo del rizado de la intensidad en la carga

El rizado de la intensidad en la bobina, o lo que es lo mismo, de la intensidad en la carga, viene definido por la siguiente expresión:

$$\Delta I_L = \Delta I_O = I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} \quad \text{E 9.17}$$

Sustituyendo en esta última ecuación los valores de las ecuaciones [E 9.14] y [E 9.15], poniendo dicha expresión en función del ciclo de trabajo y derivando para obtener el máximo de la función:

$$\frac{d(\Delta I_O)}{d\delta} = 0 \rightarrow \delta = 0,5$$

También se puede obtener el rizado máximo suponiendo que la intensidad es de tipo lineal, en vez de exponencial, mediante la siguiente aproximación:

$$\Delta V_L = L \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad \Rightarrow \quad \Delta I = \frac{\Delta V \times \Delta t}{L}$$

si consideramos $\Delta t = T_{ON}$:

$$\Delta I = \frac{(V_e - V_s) \times T_{ON}}{L}$$

También se deducirán las siguientes expresiones:

$$I_o = \frac{\delta E}{R} \quad ; \quad I_o = \frac{I_{MAX} + I_{MIN}}{2}$$

$$I_{MAX} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_{MIN} = I_o - \frac{\Delta I_L}{2}$$

Límite de funcionamiento entre corriente continuada y discontinuada

Si se observa la figura 9.17 se pueden discernir dos tipos de funcionamiento claramente definidos. En el primero, la intensidad en la carga oscila entre unos valores máximos y mínimos ($I_{L(MAX)}$ e $I_{L(MIN)}$) pero nunca llega a anularse, por lo que al principio de cada periodo, presentará un valor inicial $I_L = I_{L(MIN)}$. En el segundo caso, la intensidad de carga se anula en un tiempo dado t_x ($T_{ON} < t_x < T$), con lo que al empezar el siguiente periodo, i_L partirá de cero.

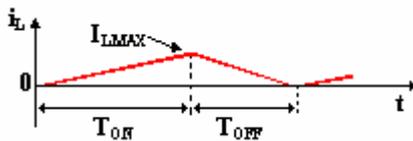


Fig. 9. 18
Chopper reductor: Límite entre corriente continuada y discontinuada

Pero existe un caso particular, que constituye el límite o frontera entre estos dos regímenes de funcionamiento, en el cual la intensidad en la carga se hace cero en el mismo instante que $t = T$ (figura 9.18).

En este apartado se va a tratar de obtener el límite diferenciador para así poder separar ambos modos de trabajo. Para ello se parte de la ecuación [E 9.14]:

$$I_{L(MIN)} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON} R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right)} - \frac{V}{R}$$

En el caso límite la intensidad se anula en $t = T$. Luego haciendo $I_{L(MIN)} = 0$ en la ecuación anterior, queda:

$$\frac{V}{R} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON} R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right)}$$

Si se considera la constante de tiempo del circuito, dada por $\tau = L/R$, y resolviendo:

$$T_{ON} = \tau \times Ln \left[1 + \frac{V}{E} \left(e^{\frac{T}{\tau}} - 1 \right) \right] \quad \text{E 9.18}$$

El valor de T_{ON} dado por la ecuación [E 9.18] es el mínimo exigido por el circuito para funcionar en régimen de corriente continuada.

Funcionamiento con corriente discontinua

Si se considera el caso en el que el troceador opere en régimen de corriente discontinua (C.D.) habrá que realizar una serie de modificaciones en las ecuaciones que definen el comportamiento del circuito.

Para el intervalo de conducción del interruptor, $0 < t < T_{ON}$, el análisis del circuito no sufre modificación alguna, con lo que se puede decir que la corriente circulante por la bobina, y por ende en la carga, sigue estando suscrita a la siguiente ecuación:

$$i_L = \frac{E - V}{R} \left(1 - e^{-t \frac{R}{L}} \right)$$

La intensidad sigue alcanzando un máximo para $t = T_{ON}$, siendo su valor:

$$I_{L(MAX)} = \frac{E - V}{R} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right)$$

A partir de $t = T_{ON}$ la ecuación del circuito será la indicada por la ecuación [E 9.12], en la cual si se sustituye el valor de $I_{L(MAX)}$ se obtiene:

$$i_L = -\frac{V}{R} + \left[\frac{E - V}{R} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) + \frac{V}{R} \right] e^{-(t - T_{ON}) \frac{R}{L}}$$

Al ser el régimen discontinuo, llegará un momento, t_x , en el que la intensidad en la carga se anule. Para hallar ese momento, se igualará a cero la ecuación anterior, con lo que:

$$t_x = T_{ON} + \frac{L}{R} Ln \left[1 + \frac{E - V}{V} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) \right] \quad \text{E 9.19}$$

Esta fórmula obtiene el instante en el que la corriente en la carga se anula.

Voltaje medio de salida para régimen de corriente discontinua

El voltaje medio de salida en este caso valdrá (figura 6.17):

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_{ON}} E dt + \int_{T_{ON}}^T V dt \right]$$

$$V_o = \delta E + V \frac{(T - t_x)}{T} \quad \text{E 9.20}$$

El valor de t_x lo calcularemos utilizando la expresión [E 9.19].

Parámetros importantes para la elección de componentes

Para la selección del componente que haga de interruptor S (por ejemplo, un tiristor) habrá que considerar los siguientes parámetros:

- **Intensidad máxima**

La intensidad máxima que ha de soportar el dispositivo que usemos como interruptor viene dada por la ecuación:

$$I_{L(MAX)} = \frac{E - V}{R} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right)$$

- **Intensidad media máxima**

La corriente media que fluye por el interruptor alcanzará su valor máximo cuando $T_{ON} = T$, en cuyo caso, y como ya se ha dicho:

$$I_{MAX} = I_{MIN} = \frac{E - V}{R}$$

- **Elección del diodo**

Para la elección del diodo también se estudiará la intensidad media máxima circulante por el mismo. Para ello, y para facilitar los cálculos, se supondrá que la inductancia L es lo suficientemente grande para considerar que la intensidad que circula por el diodo se mantiene constante e igual a su valor medio durante el tiempo en el que el interruptor está abierto. En estas condiciones durante el tiempo $T - T_{ON}$, I_D será igual a:

$$I_D = \frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^T I_O dt = I_O \frac{T - T_{ON}}{T} \quad \text{E 9.21}$$

Si L es muy grande, se puede establecer:

$$I_O = \frac{V_O - V}{R} = \frac{\delta E - V}{R} \quad \text{E 9.22}$$

V_O es la tensión media en la carga. Por tanto, se puede afirmar:

$$I_D = \frac{T - T_{ON}}{T} I_O = (1 - \delta) \left(\frac{\delta E - V}{R} \right) \quad \text{E 9.23}$$

El valor máximo de la intensidad media por el diodo, I_D , se obtendrá derivando la expresión anterior respecto a la variable que podemos controlar para variar dicha intensidad (es decir, el tiempo que esté cerrado el interruptor: T_{ON}), para a continuación igualar a cero. Así:

$$I_{D(MAX)} = \frac{E}{4R} \left(1 - \frac{V}{E} \right)^2 \quad \text{E 9.24}$$

PROBLEMA 9.3

Tenemos un chopper step-down igual al representado en la figura 9.14. Debe calcularse:

- Corriente mínima en la carga.
- Corriente máxima en la carga.
- Rizado de la intensidad en la carga.
- Valor medio de la intensidad de carga.
- Valor eficaz de la intensidad en la bobina.
- Resistencia del circuito vista desde la fuente.
- Valor eficaz de la corriente por el interruptor (suponer que se está usando un tiristor).
- Comprobar con Pspice que los valores de tensión e intensidades pedidos en los apartados anteriores son correctos.
- Límite entre corriente continuada y discontinuada (utilizar para este apartado y los siguientes una $V = 30\text{ V}$).
- Para un ciclo de trabajo $\delta = 0.1$, calcular la intensidad máxima y mínima en la carga, la tensión media de salida, así como el instante en el que la intensidad se anula, si se da el caso.
- Graficar con Pspice los valores obtenidos en el apartado anterior, y comprobar que sean correctos.

DATOS: $E = 220\text{ V}$; $R = 5\Omega$; $L = 7.5\text{ mH}$; $f = 1\text{ KHz}$; $\delta = 0.5$; $V = 0\text{ V}$.



Realizar los cálculos mediante las fórmulas dadas de las resoluciones de las ecuaciones diferenciales y posteriormente comprobar los resultados considerando la aproximación de que la corriente es lineal

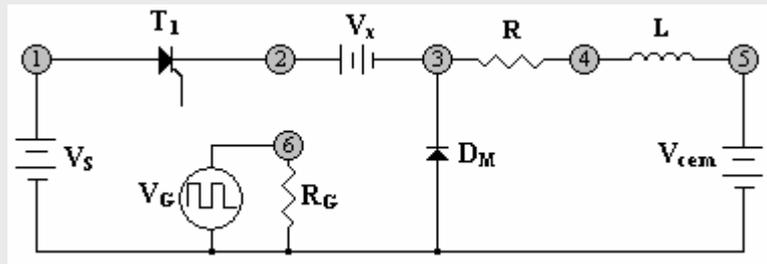


Fig. 9. 19 Esquema del circuito para Pspice.

Descripción del circuito:

```

*Problema9_3: CHOPPER STEP DOWN
*DESCRIPCION DEL CIRCUITO
**** DEFINICION DE PARAMETROS DEL CIRCUITO
.PARAM VS=220
.PARAM D=0.5
.PARAM FRECUENCIA=1k
.PARAM R=5
.PARAM L=7.5MH
.PARAM VCEM=0
VS 1 0 DC {VS}
**** FUENTE DE EXCITACION TIRISTOR
VG 6 0 PULSE(0.5V 0 1US 1US {D/FRECUENCIA} {1/FRECUENCIA})
VCEM 5 0 DC {VCEM} ;FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ DE LA CARGA
VX 2 3 DC 0V ;FUENTE PARA MEDIR LA CORRIENTE EN EL TIRISTOR
L 4 5 {L}
R 3 4 {R}
D1 0 3 DMOD
XT1 1 2 6 0 SCR ;TIRISTOR
.MODEL DMOD D ;MODELO DE DIODO POR DEFECTO
*MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA("POWER ELECTRONICS.
*CIRCUITS,DEVICES AND APPLICATIONS", MUHAMAD RASHID,
*EDITORIAL PRENTICE HALL)
.SUBCKT SCR 1 2 3 4
DT 5 2 DMOD
ST 1 5 3 4 SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.1 ROFF=10E+6 VON=4V VOFF=1V)
.ENDS SCR
*ANALISIS:
.tran 10.000u .03 0 0 ;
.probe ; *ipsp*
    
```



...

Solución:

Sustituyendo valores en las ecuaciones [E 9.10] y [E 9.13] obtendremos:

$$\begin{aligned} I_{MAX} &= 0.7165 I_{MIN} + 12.473 \\ I_{MIN} &= 0.7165 I_{MAX} + 0 \end{aligned}$$

- a) Resolvemos el sistema y obtendremos $I_{MIN} = 18.37 \text{ A}$
- b) $I_{MAX} = 25.63 \text{ A}$.

También podríamos haber aplicado directamente [E 9.14] y [E 9.15]

- c) Rizado: $\Delta I = I_{MAX} - I_{MIN} = 25.63 - 18.37 = 7.26 \text{ A}$
- d) La corriente media en la carga es aproximadamente:

$$I_O = \frac{I_{MAX} + I_{MIN}}{2} = \frac{25.63 + 18.37}{2} = 22 \text{ A}$$

- e) Suponiendo que la corriente de carga varíe linealmente desde I_{MIN} hasta I_{MAX} , su valor instantáneo puede expresarse de este modo:

$$i_o = I_{MIN} + \frac{\Delta I}{\delta T} t \quad \Rightarrow \quad 0 < t < T_{ON}$$

I_{MIN} es el valor inicial de la corriente en el intervalo $0 - T_{ON}$, mientras que $\frac{\Delta I}{\delta T}$ es la pendiente de la recta ($\Delta I = I_{MAX} - I_{MIN}$, y $\delta T = T_{ON}$).

El valor eficaz de la corriente de carga vendrá dado a partir de:

$$I_{O(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{\delta T} \int_0^{\delta T} i_o^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\delta T} \int_0^{\delta T} \left(I_{MIN} + \frac{\Delta I}{\delta T} t \right)^2 dt}$$

Resolviendo se obtiene:

$$I_{O(RMS)} = \sqrt{I_{MIN}^2 + \frac{(I_{MAX} - I_{MIN})^2}{3} + I_{MIN} (I_{MAX} - I_{MIN})}$$

Sustituimos los valores ya conocidos de I_{MIN} e I_{MAX} , y obtenemos:

$$I_{O(RMS)} = 22.1 \text{ A}$$

- f) Corriente media suministrada por la fuente:

La fuente sólo suministra corriente durante el T_{ON} del convertidor. Por lo tanto, su corriente media será (suponiendo i_o constante e igual a su valor medio):

$$I_E = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_o dt = \frac{1}{T} T_{ON} I_O = \delta I_O$$

$$I_E = \delta I_O = 0.5 \times 22 = 11 \text{ A}.$$

...

...

A partir de este dato podemos hallar la resistencia de entrada vista desde la fuente:
 $R_i = E / I_E = 220/11 = 20\Omega$.

g) Calculamos el valor eficaz de la corriente por el tiristor:

$$I_{Th(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\delta T} i_o^2 dt + \int_{\delta T}^T 0 dt \right)}$$

La intensidad i_o es la misma que utilizamos en el apartado e), luego tenemos:

$$I_{Th(RMS)} = \sqrt{\delta \left[I_{MIN}^2 + \frac{(I_{MAX} - I_{MIN})^2}{3} + I_{MIN} (I_{MAX} - I_{MIN}) \right]}$$

$$I_{Th(RMS)} = \sqrt{\delta} I_{0(RMS)} = \sqrt{0.5} \times 22.1 A = 15.63 A$$

h) La simulación en Pspice se ha hecho siguiendo el esquema de la figura 9.19.

Las formas de onda pedidas se encuentran en los siguientes enlaces:



Intensidad en la carga
[9_1]



Corriente media en la carga, intensidad eficaz en la bobina y en el tiristor
[9_2]

Comparando los valores obtenidos con Pspice con los obtenidos teóricamente, vemos que casi no hay diferencias entre ambos. Podemos decir que los cálculos han sido correctos.

i) El límite entre corriente continuada y discontinuada viene dado por la ecuación 6.24:

$$T_{ON} = \tau \times Ln \left[1 + \frac{V}{E} \left(e^{\frac{T}{\tau}} - 1 \right) \right] = \frac{L}{R} Ln \left[1 + \frac{V}{E} \left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right) \right]$$

$$T_{ON} = \frac{7.5 \times 10^{-3}}{5} \times Ln \left[1 + \frac{30}{220} \times \left(e^{1 \times 10^{-3} \times \frac{5}{7.5 \times 10^{-3}}} - 1 \right) \right] = 0.18 \text{ mseg}$$

Para poder realizar este apartado, habrá que modificar en el fichero Problema9_3.CIR el valor de T_{ON} y el de $V = 30 V$.

j) Tenemos ahora un $T_{ON} = 1/\delta = 1/0.1 = 0.1 \text{ mseg}$. Este valor es menor que el límite obtenido en el apartado anterior, por lo que tenemos que el convertidor está funcionando ahora en régimen de corriente discontinua, y por tanto

$$I_{MIN} = 0$$

Como estamos en corriente discontinua, para calcular I_{MAX} utilizaremos la ecuación [E 9.10]:

$$I_{MAX} = \frac{E - V}{R} + \left(I_{MIN} - \frac{E - V}{R} \right) \times e^{-T_{ON} \frac{R}{L}}$$

$$I_{MAX} = \frac{220 - 30}{5} + \left(0 - \frac{220 - 30}{5} \right) \times e^{-0.1 \times 10^{-3} \times \frac{5}{7.5 \times 10^{-3}}} = 2.45 A$$

Ahora calculamos el instante en el que la corriente de carga se anula, utilizando la ecuación [E9.19]:

...

...

$$t_x = T_{ON} + \frac{L}{R} \ln \left[1 + \frac{E-V}{V} \left(1 - e^{-T_{ON} \frac{R}{L}} \right) \right]$$

$$t_x = 0.1 \times 10^{-3} + \frac{7.5 \times 10^{-3}}{5} \ln \left[1 + \frac{220-30}{30} \left(1 - e^{-0.1 \times 10^{-3} \frac{5}{7.5 \times 10^{-3}}} \right) \right] = 0.6 \text{ mseg}$$

Por lo tanto, la corriente en la carga tarda 0.6 mseg en anularse, desde el comienzo de cada periodo.

Ya podemos hallar la tensión media de salida (ecuación [E9.20])

$$V_o = \delta E + V \frac{(T-t_x)}{T}$$

$$V_o = 0.1 \times 220 + 30 \frac{((1-0.6) \times 10^{-3})}{1 \times 10^{-3}} = 34 \text{ V}$$

k) Para obtener en Pspice los valores calculados en el apartado anterior deberá modificarse el valor de T_{ON} y de V . Con las gráficas podemos comprobar la veracidad de los datos que hemos calculado.

PROBLEMA 9.4



Un convertidor como el de la figura 9.14 tiene una carga resistiva pura $R = 0.25 \Omega$, se alimenta con una fuente de tensión $E = 550 \text{ V}$, y tiene una $V = 0 \text{ V}$. La frecuencia de trabajo es $f = 250 \text{ Hz}$. Calcular la inductancia L en serie con la carga que limite el rizado máximo de la intensidad en la carga a 20 A .

DATOS: $E= 550 \text{ V}$; $R= 0.25 \Omega$; $V=0 \text{ V}$; $f= 250\text{Hz}$; $T = 1/f = 0.004 \text{ seg.}$; $\Delta I_{MAX}= 20 \text{ A}$.
Solución: $L = 27.5\text{mH}$

Convertidor STEP-UP (elevador)

Modo de funcionamiento

El troceador de la figura 9.20, al igual que el anterior, funciona en el primer cuadrante, pero, a diferencia del convertidor *Step-Down*, éste puede utilizarse para incrementar una tensión continua. Cuando el interruptor S esté cerrado ($0 < t < T_{ON}$), toda la tensión de la fuente primaria E se aplica sobre la bobina (figura 9.21.a), lo que provoca que la corriente circulante por la misma aumente, almacenando la inductancia energía durante este intervalo. Si ahora el interruptor se abre ($T_{ON} < t < T$), la tensión que existe en la bobina se suma a la tensión de fuente, obteniéndose una tensión de salida v_o , siempre superior a esta última y de idéntica polaridad (figura 9.21.b). Al mismo tiempo, la energía almacenada previamente por la bobina se transfiere a la carga a través del diodo D , obligando a la corriente a disminuir. En la figura 9.22 se muestran las formas de onda correspondientes a un periodo del convertidor.

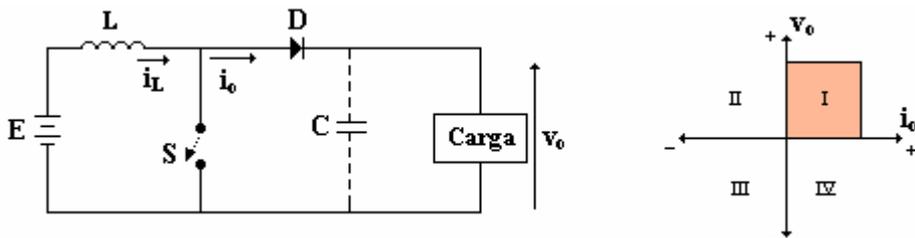


Fig. 9.20
 Esquema de un convertidor elevador, y su modo de trabajo en la gráfica v-i.

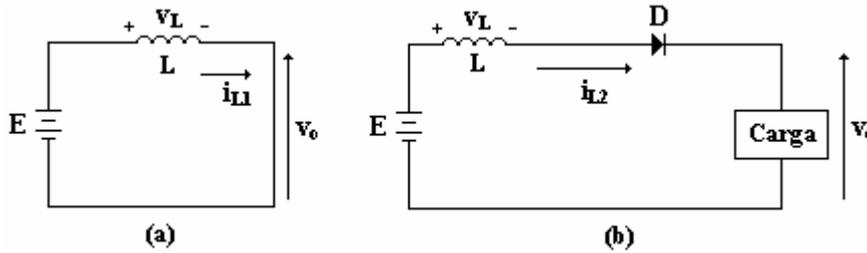


Fig.6. 21
Chopper elevador:
a) Circuito equivalente para T_{ON} .
b) Circuito equivalente para T_{OFF} .

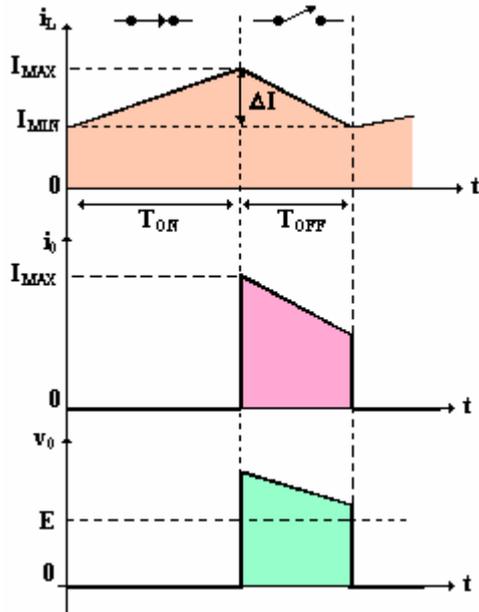


Fig.6. 22
Chopper elevador: Formas de onda.

Análisis matemático

- **Interruptor cerrado.**

Como ya se ha dicho, el circuito equivalente en este caso es el mostrado por la figura 9.21.a. Cuando el interruptor se cierra la tensión que cae en extremos de la bobina obedece a la siguiente expresión:

$$E = v_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{E 9.25}$$

Integrando esta ecuación entre 0 y T_{ON} (para dt), y desde I_{MIN} hasta I_{MAX} (para di), se puede decir:

$$\Delta I = I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} = \frac{E}{L} T_{ON} \quad \text{E 9.26}$$

- **Interruptor abierto.**

Al abrirse el interruptor el circuito queda configurado como ofrece la figura 6.21.b. Por tanto, la tensión en la carga será:

$$v_o = E + v_L = E + L \frac{di}{dt}$$

Como el incremento de la intensidad circulante por la bobina durante el T_{ON} del convertidor es idéntico al decremento de la misma durante el T_{OFF} del mismo, entonces, ayudándonos de la relación 9.26:

$$v_o = E + L \frac{\Delta I}{T_{OFF}} = E \left(1 + \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \right)$$

Operando se tiene que la tensión instantánea en la carga vale:

$$v_o = E \frac{1}{1-\delta} \quad \text{E 9.27}$$

De esta última ecuación se deducen las siguientes consecuencias:

- a) La mínima tensión de salida se corresponde con un ciclo de trabajo nulo, es decir:
 $\delta = 0 \Rightarrow v_o = E$
- b) La tensión en la carga se puede incrementar variando el ciclo de trabajo.
- c) La máxima tensión de salida se obtiene para $\delta = 1$.

Tensión media en la carga

Si colocamos un condensador suficientemente grande en paralelo con la carga (en la figura 9.20, con línea punteada), la tensión en ésta se mantendrá prácticamente constante e igual a su valor medio, que será:

$$V_o = E \frac{1}{1-\delta} \quad \text{E 9.28}$$

Cálculo de I_{MIN} e I_{MAX}

I_{MAX} se obtiene fácilmente despejándola de la ecuación [E 9.26]:

$$I_{MAX} = \frac{E}{L} T_{ON} + I_{MIN} \quad \text{E 9.29}$$

Para calcular I_{MIN} tendremos en cuenta la ecuación que define el comportamiento del circuito cuando el interruptor está abierto (figura 9.21.b). Dicha ecuación es:

$$E + L \frac{di}{dt} + Ri = v_o$$

donde operando con esta ecuación obtendremos:

$$I_{MIN} = \frac{E - V}{R} + \frac{E T_{ON} e^{-\left(T-T_{ON}\right) \frac{R}{L}}}{L \left(1 - e^{-\left(T-T_{ON}\right) \frac{R}{L}}\right)} \quad \text{E 9.30}$$

La ecuación [E 9.30] nos servirá para calcular I_{MIN} , y para I_{MAX} utilizaremos la [E 9.29], en la que sólo tendremos que sustituir I_{MIN} por su valor, calculado previamente.

PROBLEMA 9.5

El chopper step-up mostrado en la figura 9.23 está alimentado por una fuente $E = 110 \text{ V}$, $V = 220 \text{ V}$. La potencia suministrada a la fuente E es de 300 W . El rizado de la corriente en la bobina es despreciable. La frecuencia de trabajo del circuito es de 400 Hz .

Calcular:

- a) El ciclo de trabajo δ .
- b) Corriente media de entrada.
- c) Resistencia efectiva de carga (R_{EQ}).
- d) Intensidad máxima y mínima por la bobina, suponiendo un valor de 2 mH para ésta.

...

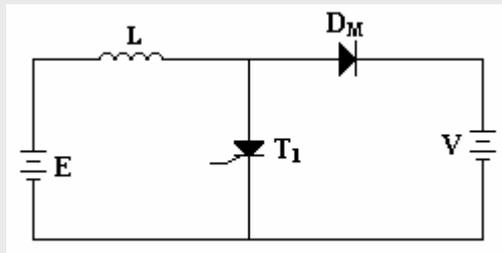


Fig. 9. 23 Esquema del convertidor elevador.

a) $v_o = V$; utilizando la ecuación [E 9.27]:

$$v_o = E \frac{1}{1 - \delta}$$

Como V es constante, e igual a su valor medio, podríamos haber utilizado la ecuación [E 9.27].

Sustituyendo obtenemos:
$$220 = 110 \times \frac{1}{1 - \delta}$$

Con lo que deducimos el valor de δ : $\delta = 0.5$

b) Vamos a obtener el valor de I_o en función de la corriente media en la bobina I_L :

$$I_o = \frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^T i_L dt = I_L \frac{(T - T_{ON})}{T}$$

(Hemos supuesto que la corriente en la bobina se mantiene prácticamente constante e igual a su valor medio).

Tenemos que averiguar el valor de I_L , y lo hacemos de este modo:

La energía entregada a la carga (a la fuente V en este caso) viene dada por :

$$W_o = (V_o - E) \times I_o \times (T - T_{ON})$$

suponiendo $v_o = V_o$ e $i_o = I_o$ (valores instantáneos constantes e iguales a sus valores medios).

Por tanto, la potencia entregada a la carga **durante todo el periodo** es:

$$\begin{aligned} P_o &= (V_o - E) I_o \frac{(T - T_{ON})}{T} = (V_o - E) I_L \frac{(T - T_{ON})(T - T_{ON})}{T \times T} = \\ &= (V_o - E) I_L \frac{(T - T_{ON})^2}{T^2} \end{aligned}$$

Sabiendo que $T_{ON} = \delta T = \delta(1/f)$, podemos despejar I_L :

$$I_L = \frac{P_o T^2}{(V_o - E)(T - T_{ON})^2} = \frac{300 \times (2.5 \times 10^{-3})^2}{(220 - 110)[(2.5 - 1.25) \times 10^{-3}]^2} = 10.5 \text{ A}$$

Ya podemos calcular el valor de I_o :

...

$$I_o = I_L \frac{T - T_{ON}}{T} = 0.5 \times I_L = 5.45 \text{ A}$$

c) El valor de la resistencia efectiva de carga es el que tendría una carga resistiva que soportase los valores de tensión e intensidad dados en este circuito, es decir:

$$R_{EQ} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{220 \text{ V}}{5.45 \text{ A}} = 40.3 \Omega$$

d) Si aplicamos la ecuación [E 9.30] para calcular I_{MIN} , comprobaremos como nos resulta un número negativo, debido a que el valor de V es superior al de la fuente E . Si observamos el circuito, vemos que este valor negativo no puede producirse, ya que el diodo D no permite el paso de corriente desde V hasta E . El valor mínimo de la corriente en este caso será $I_{MIN} = 0$.

La explicación a este valor nulo es la siguiente: suponiendo que al dejar de conducir el tiristor, la bobina tiene suficiente energía almacenada, se producirá un flujo de corriente hacia V . Al ir “soltando” la energía que acumuló, el voltaje en extremos de la bobina irá disminuyendo, y con él la intensidad que fluye hacia V . Llegará un momento en el que $E + v_L \leq V$, con lo que dejará de correr intensidad. Por eso, para este circuito en particular, la corriente mínima será nula.

Ahora, sirviéndonos de la ecuación [E 9.29], calculamos I_{MAX} :

$$I_{MAX} = I_{MIN} + \frac{E}{L} T_{ON} = 0 + \frac{110}{2 \times 10^{-3}} \times 1.25 \times 10^{-3} = 68.75 \text{ A}$$



Cuestión didáctica 9.2

Dado un convertidor step-up, como el de la figura 6.31, se pide:

- a) Valor de la tensión de alimentación E .
- b) Intensidades, máxima y mínima, en la bobina.
- c) Intensidad media de carga y en la bobina.
- d) Obtener con Pspice las formas de onda de i_L , v_o , I_L , I_o , y comprobar que coincidan con los valores calculados.

Datos: $T_{ON} = 1.4 \text{ ms}$; $f = 500 \text{ Hz}$; $V = 20 \text{ V}$; $L = 5 \text{ mH}$; $R = 5\Omega$; $v_o = 333 \text{ V}$.

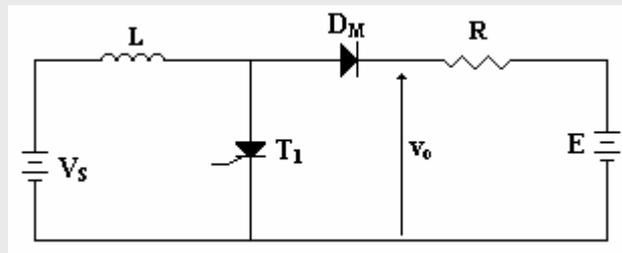


Fig. 9. 25 Esquema del convertidor elevador.

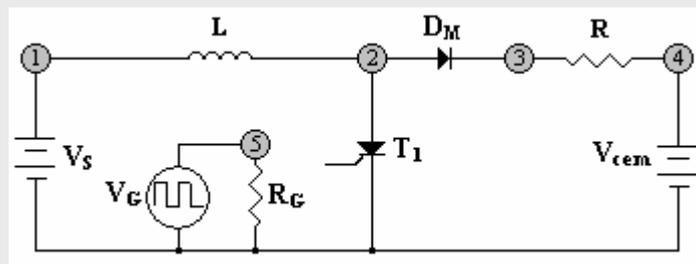


Fig. 9. 25 Esquema del circuito para Pspice.

...

...
Descripción del circuito:

```
*CD9_2: CHOPPER TIPO STEP-UP
*DESCRIPCION DEL CIRCUITO:
**** DEFINICION DE PARAMETROS DEL CIRCUITO
.PARAM VS=110
.PARAM D=0.5
.PARAM FRECUENCIA=400Hz
.PARAM R=5
.PARAM L=5MH
.PARAM VCEM=220
VS 1 0 DC {VS}
VCEM 4 0 DC {VCEM}
VG 5 0 PULSE(0 10V 0 1US 1US {D/FRECUENCIA} {1/FRECUENCIA})
D1 2 3 DMOD
XT1 2 0 5 0 SCR ;TIRISTOR
L 1 2 {L}
R 3 4 {R}
.MODEL DMOD D ;MODELO DE DIODO POR DEFECTO
*MODELO DE TIRISTOR EN CONTINUA("POWER ELECTRONICS. CIRCUIT,DEVICES
*   AND APPLICATIONS",MUHAMAD RASHID,
*   EDITORIAL PRENTICE HALL)
.SUBCKT SCR 1 2 3 4
DT 5 2 DMOD
ST 1 5 3 4 SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=.1 ROFF=10E+6 VON=5V VOFF=1V)
.ENDS SCR
.PROBE
*ANALISIS:
.tran 10.000u .1 0 0 ; *ipsp*
```



9.3.2 CONVERTIDORES TIPO B.

Introducción

Los convertidores tipo B, igual que los anteriores, siguen operando en un único cuadrante. La tensión en la carga sigue siendo positiva, pero la corriente es negativa, o sea, “escapa” de la carga.

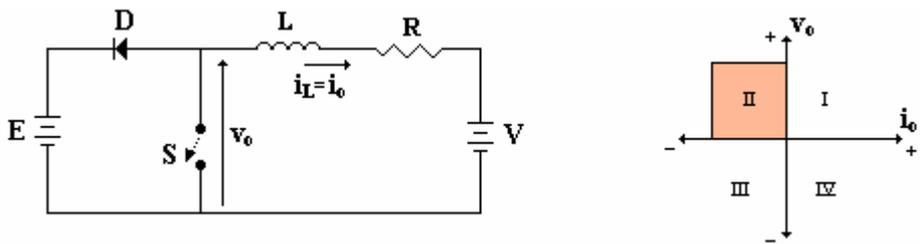


Fig. 9. 26
En la figura se muestra el esquema de un convertidor de tipo B, donde V, que forma parte de la carga, puede ser la fuerza contraelectromotriz (f.c.e.m) de un motor de corriente continua, por ejemplo.

Modo de funcionamiento

Cuando el interruptor esté cerrado (figura 9.27.a) la tensión en la carga se hace nula, y el diodo D queda polarizado en inverso. Por otro lado, V genera una corriente a través de R y de la bobina L, almacenándose energía en la misma durante el intervalo de conducción del interruptor, $0 < t < T_{ON}$. Cuando el interruptor se abre (figura 9.27.b), la intensidad en la bobina, i_L , tiende a disminuir, provocando la aparición de una fuerza electromotriz. Esta f.e.m. inducida en la bobina se suma a V con lo que el diodo D queda polarizado en directo, permitiendo el paso de corriente en sentido inverso hacia la fuente E. En la figura 9.28 aparecen una serie de formas de onda que ayudarán a la comprensión del funcionamiento de este circuito.

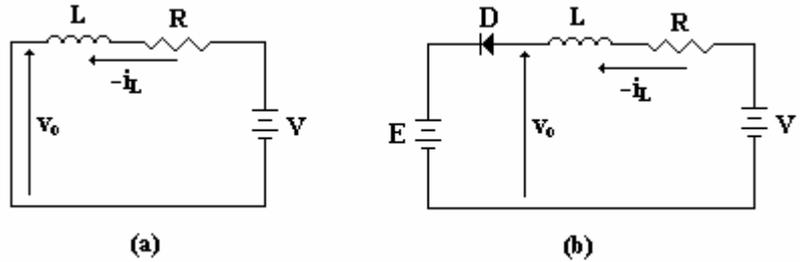


Fig. 9. 27
Convertidor tipo B:
a) Circuito equivalente para T_{ON} .
b) Circuito equivalente para T_{OFF} .

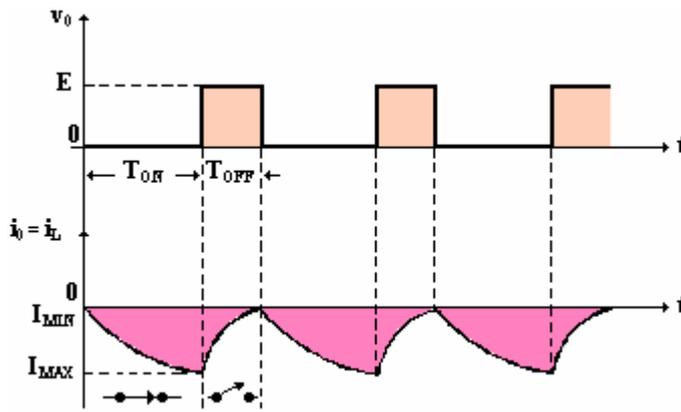


Fig. 9.28
Convertidor tipo B: Formas de onda.

Se puede demostrar [Rashid] que:

$$E = \frac{V_o}{1 - \delta}$$

Recordar que este troceador funciona en sentido inverso, es decir, transfiriendo energía desde la carga a la fuente E, luego es un **troceador regenerativo**. Si el lector está interesado puede consultar la bibliografía recomendada.

9.3.3 CONVERTIDORES TIPO C.

Introducción

Supongamos que estamos controlando un pequeño motor eléctrico con sentido de giro único, utilizando un chopper de tipo reductor (step-down), con el cual es posible variar su velocidad de giro. Para el frenado, utilizaríamos en principio componentes auxiliares para realizar un **frenado dinámico**, en el que la energía cinética del motor se disipa en forma de calor en una resistencia.

Sin embargo, con este tipo de frenado se desperdicia energía, por lo que, si queremos mejorar el rendimiento, debemos implementar un circuito que permita un **frenado regenerativo** del motor. Este frenado consiste en recuperar una parte de la energía mecánica del motor devolviéndola hacia la fuente de alimentación, y se consigue haciendo que el motor, actuando como un generador, fuerce una corriente hacia la batería. En el chopper directo (step-down) la conexión entre la fuente y el motor se realiza mediante un diodo que no permite la inversión de la corriente ni, por tanto, el frenado regenerativo del motor.

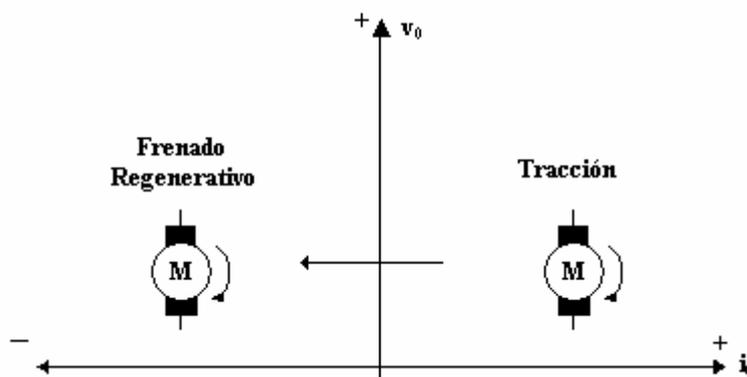


Fig. 9.29
Control de un motor de corriente continua con sentido de giro único, mediante un convertidor de dos cuadrantes.

Por lo tanto, para conseguir dicho frenado es necesaria la utilización de troceadores que permitan la circulación de corriente entre la carga y la fuente en los dos sentidos. Es aquí donde interviene el convertidor clase C.

El modo de trabajo del convertidor lo representaremos en una gráfica de corriente-tensión, tal y como lo hemos hecho para anteriores convertidores. Cuando el chopper funciona en el primer cuadrante la tensión en la carga y la corriente son ambas positivas, funcionando el motor en tracción. Cuando lo hace en el segundo cuadrante la tensión de carga es positiva y la corriente negativa, produciéndose el frenado regenerativo del motor. En la figura 9.29 se ilustra el funcionamiento del motor controlado con el convertidor clase C, mientras que en la figura 9.30 se muestra el esquema de dicho convertidor.

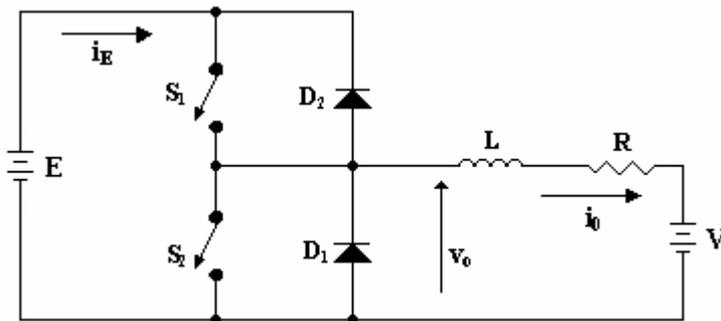


Fig. 9.30
Esquema de un convertidor tipo C.

Funcionamiento

En este convertidor la corriente en la carga puede ser positiva o negativa, mientras que el voltaje en la misma es siempre positivo. El circuito no es más que una combinación de un convertidor reductor (tipo A), y uno regenerativo (tipo B). El interruptor S_1 y el diodo D_1 operan como convertidor reductor, mientras que S_2 y D_2 lo hacen como regenerativo. **Debe tenerse cuidado de no cerrar los dos interruptores al mismo tiempo, ya que esto colocaría a la fuente en cortocircuito.**

Vamos a estudiar los semiconductores que conducen en cada intervalo, así como los circuitos por los que circula la corriente de carga i_o , durante un ciclo de funcionamiento del convertidor (figura 9.31):

- t_1-t_2 : Conduce S_1 (S_1 cerrado y S_2 abierto).
Circuito: Fuente- S_1 -carga.
 i_o : Creciente exponencialmente desde 0.
- t_2-t_3 : Conduce D_1 (S_1 abierto y S_2 cerrado).
Circuito: Carga- D_1 .
 i_o : Exponencialmente decreciente desde I_{MAX} hasta 0, forzada por la energía magnética almacenada en la bobina.
- t_3-t_4 : Conduce S_2 (S_1 abierto y S_2 cerrado).
Circuito: Carga- S_2 .
 i_o : Negativa, forzada por la fuerza contraelectromotriz del motor (V), con valor absoluto exponencialmente creciente desde 0 hasta I_{MIN} .
- t_4-t_5 : Conduce D_2 (S_1 cerrado y S_2 abierto).
Circuito: Carga- D_2 -fuente.
 i_o : Negativa, en contra de la batería, es una corriente regenerativa, forzada por la energía magnética almacenada en la parte inductiva de la carga en serie con la f.e.m. del motor, de valor absoluto exponencialmente decreciente desde I_{MIN} hasta anularse.

Como puede verse, el funcionamiento que hemos descrito se refiere a un modo de trabajo en ambos cuadrantes, ya que aunque la tensión en la carga siempre es positiva, la intensidad es positiva en unos momentos, y negativa en otros. Sin embargo, esto no siempre tiene por que ser así: de hecho, variando los tiempos de conducción de los interruptores, podemos conseguir que el chopper funcione sólo en un cuadrante a nuestra elección.

Podemos considerar como tiempo de conducción del convertidor al intervalo en que la carga tiene aplicada tensión positiva, es decir, entre t_0 y t_2 , siendo el intervalo de no conducción entre t_2 y t_4 .

Así pues, *tomaremos como ciclo de trabajo del chopper al que tenga el interruptor S_1 .*

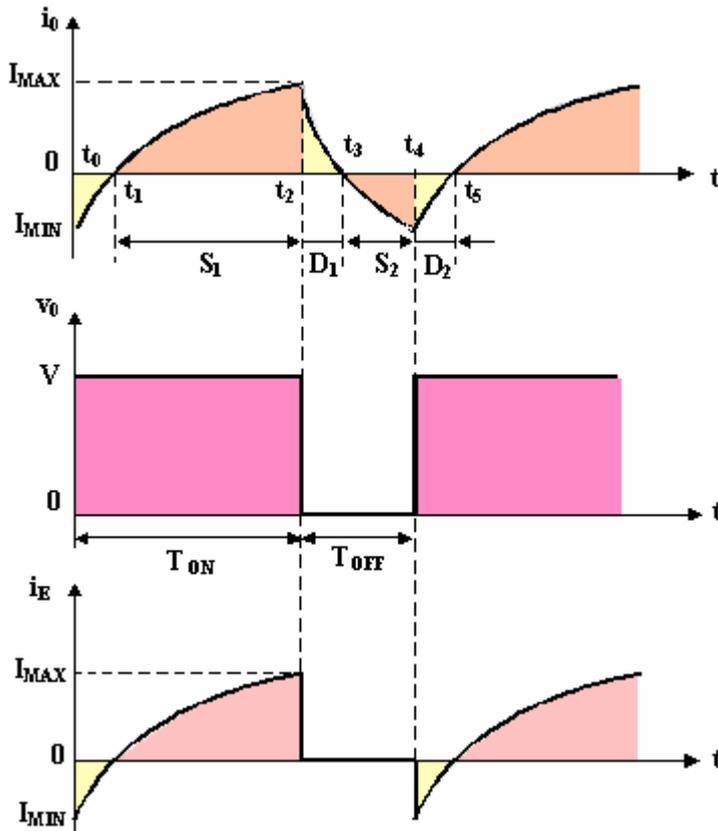


Fig. 9. 31
Chopper tipo C: Formas de onda para trabajo en los dos cuadrantes.

Análisis matemático

Vamos ahora a obtener las expresiones más importantes del chopper tipo C. Para ello nos auxiliaremos de la figura 9.33, en la cual se muestran las formas de onda más representativas del circuito. Se han utilizado tiristores, pero como en los demás tipos de convertidores, sirve cualquier clase de semiconductor controlado (transistores bipolares, MOSFET, etc.). Asimismo, en el esquema pueden observarse dos modos de funcionamiento: en el primer cuadrante (figura 9.33), y en el segundo cuadrante (figura 9.34).

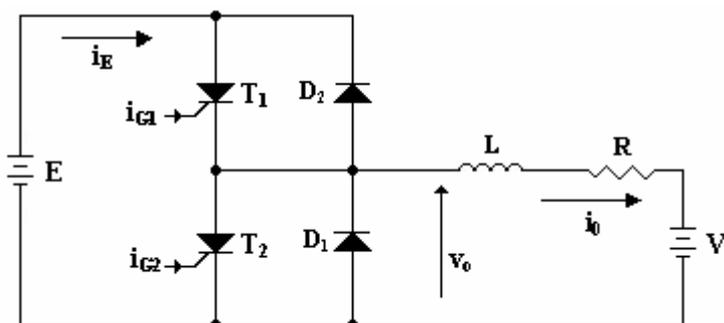


Fig. 9. 32
Chopper tipo C: Esquema del circuito utilizando tiristores.

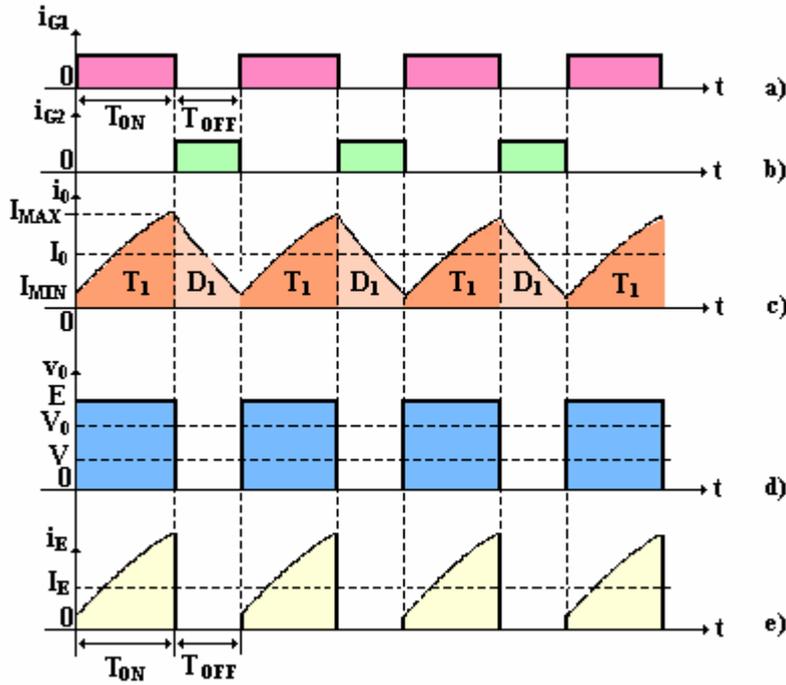


Fig. 9.33
Formas de onda para trabajo en el primer cuadrante.

Supuesto que los impulsos de puerta de los tiristores sean los representados en las figuras 9.33.b y 9.33.c, la forma de onda de la corriente sería la representada en la figura 9.33.d.

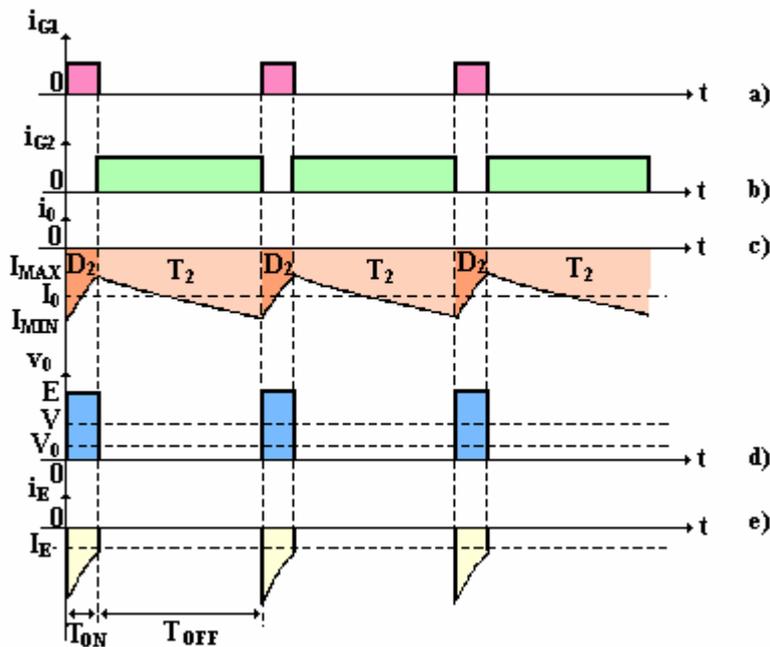


Fig. 9.34
Chopper tipo C: Formas de onda para trabajo en el segundo cuadrante.

La intensidad en el intervalo $0 < t < T_{ON}$ tendrá el valor dado por la ecuación [E 9.31]:

$$i_o = \frac{E - V}{R} + \left(I_{MIN} - \frac{E - V}{R} \right) e^{-t \frac{R}{L}} \quad \text{E 9.31}$$

En el intervalo $T_{ON} < t < T$ la intensidad tendrá este valor:

$$i_o = -\frac{V}{R} + \left(I_{MAX} + \frac{V}{R} \right) e^{-(t - T_{ON}) \frac{R}{L}} \quad \text{E 9.32}$$

Los valores de I_{MAX} e I_{MIN} vienen dados por las ecuaciones [E 9.33] y [E 9.34]:

$$I_{MIN} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON}R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T_{OFF}R}{L}} - 1 \right)} - \frac{V}{R} \quad \text{E 9.33}$$

$$I_{MAX} = \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T_{ON}R}{L}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{T_{OFF}R}{L}} \right)} - \frac{V}{R} \quad \text{E 9.34}$$

Estas dos fórmulas se obtuvieron anteriormente para el convertidor reductor (tipo A), pero ahora nos sirven para los dos cuadrantes.



Tal y como se ha advertido, el ciclo de trabajo $\delta = \frac{T_{ON}}{T}$ corresponde al interruptor (tiristor en este caso) S_1 .

Si I_{MIN} e I_{MAX} son positivas, el chopper funcionará en el primer cuadrante, y la corriente media de salida I_O será positiva. Por el contrario, si ambas intensidades son negativas, como en el caso de la figura 9.34, el chopper funcionará en el segundo cuadrante, e I_O será negativa.

En el caso intermedio ($I_{MIN} < 0$, $I_{MAX} > 0$), predominará el funcionamiento en uno u otro cuadrante dependiendo de qué intensidad (mínima o máxima) tenga mayor valor absoluto.

Los valores máximos y eficaces de las corrientes en diodos e tiristores (interruptores) se pueden calcular de forma idéntica a la realizada para los convertidores que funcionan en un solo cuadrante (tipos reductor y regenerativo). Por otra parte, la tensión media en la carga coincide con la del convertidor reductor (step-down).

PROBLEMA 9. 6



En la figura 9.35 se representa un chopper clase C, que trabaja a una frecuencia de 20 KHz.

- a) Si el ciclo de trabajo del chopper es $\delta = 0.5$, calcular los valores mínimo y máximo de intensidad en la carga.
- b) Tensión media e intensidad media en la carga.
- c) ¿Entre que valores de δ deben operar los tiristores para que el chopper funcione exclusivamente en el segundo cuadrante? ¿y en el primero?

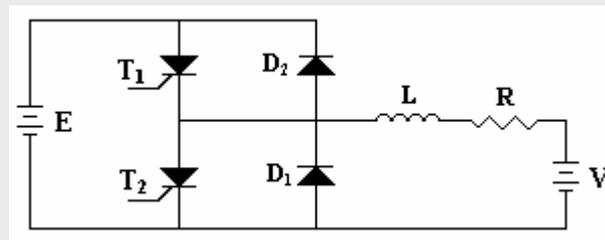


Fig. 9. 35 Esquema del convertidor tipo C.

- a) $f = 20 \text{ KHz}$; $T = 1/f = 50 \mu\text{s}$; $T_{ON} = \delta T = 25 \mu\text{s}$; $L = 20 \mu\text{H}$; $R = 1 \Omega$; $E = 110 \text{ V}$; $V = 48 \text{ V}$.

Utilizamos las fórmulas [E 9.33] y [E 9.34] para calcular I_{MAX} e I_{MIN} :

$$I_{MIN} = \frac{E}{R} \frac{\left(e^{\frac{T_{ON}R}{L}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{T_{OFF}R}{L}} - 1 \right)} - \frac{V}{R} = -23.503 \text{ A} \quad I_{MAX} = \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T_{ON}R}{L}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{T_{OFF}R}{L}} \right)} - \frac{V}{R} = 37.50.3 \text{ A}$$

... b) Calculamos la tensión media, haciendo uso de la ecuación 6.22 (convertidor reductor):

$$V_o = \delta E = 0.5 \times 110 = 55 V$$

La intensidad media en la carga la podemos calcular de dos formas. Una es ésta:

$$I_o = \frac{V_o - V}{R} = \frac{55 - 48}{1} = 7 A$$

Y la otra, es ésta:

$$I_o = \frac{I_{MAX} + I_{MIN}}{2} = \frac{37.503 - 23.503}{2} = \frac{14}{2} = 7 A$$

c) Con el fin de conseguir que el chopper funcione sólo en el segundo cuadrante, se ha de cumplir que la corriente de carga sea siempre negativa, por tanto:

$$I_{MAX} = \frac{E \left(1 - e^{-\frac{T_{ON} R}{L}} \right)}{R \left(1 - e^{-\frac{T R}{L}} \right)} - \frac{V}{R} \leq 0 \rightarrow E \left(1 - e^{-\frac{T_{ON} R}{L}} \right) < V \left(1 - e^{-\frac{T R}{L}} \right)$$

$$1 < \frac{V}{E} \left(1 - e^{-\frac{T R}{L}} \right) + e^{-\frac{T_{ON} R}{L}} \rightarrow e^{-\frac{T_{ON} R}{L}} > 1 - \frac{V}{E} \left(1 - e^{-\frac{T R}{L}} \right)$$

Ahora despejamos aplicando logaritmos:

$$-T_{ON} > \frac{L}{R} \ln \left[1 - \frac{V}{E} \left(1 - e^{-\frac{T R}{L}} \right) \right] \quad T_{ON} < -\frac{L}{R} \ln \left[1 - \frac{V}{E} \left(1 - e^{-\frac{T R}{L}} \right) \right]$$

Sustituyendo valores obtenemos $T_{ON} < 10.23 \mu s$. De este dato deducimos:

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T} < \frac{10.23}{50} = 0.2$$

Esto quiere decir que el ciclo de trabajo del convertidor debe ser menor que 0.2 para que funcione sólo en el segundo cuadrante.

Sí queremos que el convertidor funcione sólo en el primer cuadrante, deberemos imponer la condición de que:

$$I_{MIN} = \frac{E \left(e^{\frac{T_{ON} R}{L}} - 1 \right)}{R \left(e^{\frac{T R}{L}} - 1 \right)} - \frac{V}{R} \geq 0$$

Operando de forma análoga al apartado anterior, despejamos T_{ON} , y nos resulta:

$$T_{ON} > 35.43 \mu s \rightarrow \delta > \frac{35.43 \mu s}{50 \mu s} = \frac{35.43 \mu s}{50 \mu s} = 0.7$$

Por lo tanto, para que el convertidor opere exclusivamente en el primer cuadrante, el ciclo de trabajo deberá ser mayor de 0.7.

9.3.4 CONVERTIDORES TIPO E.

Para aplicaciones en que se precise el control de un motor y su frenado regenerativo en los dos sentidos de giro es necesario el empleo de un convertidor de cuatro cuadrantes como el que se muestra en la figura 9.36. A este *chopper se le denomina también como chopper de configuración puente en H*. En la figura 9.37 se muestra, asimismo, el modo de trabajo de este convertidor en los cuatro cuadrantes.

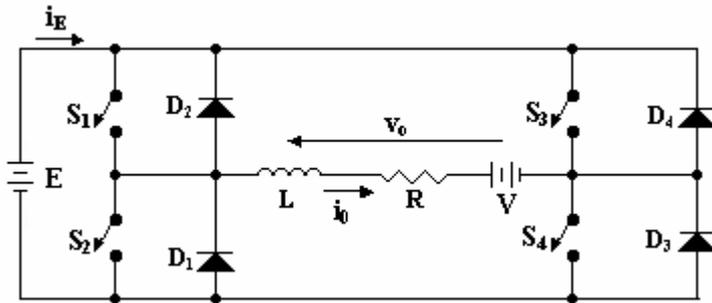


Fig. 9.36
Esquema de un convertidor tipo E.

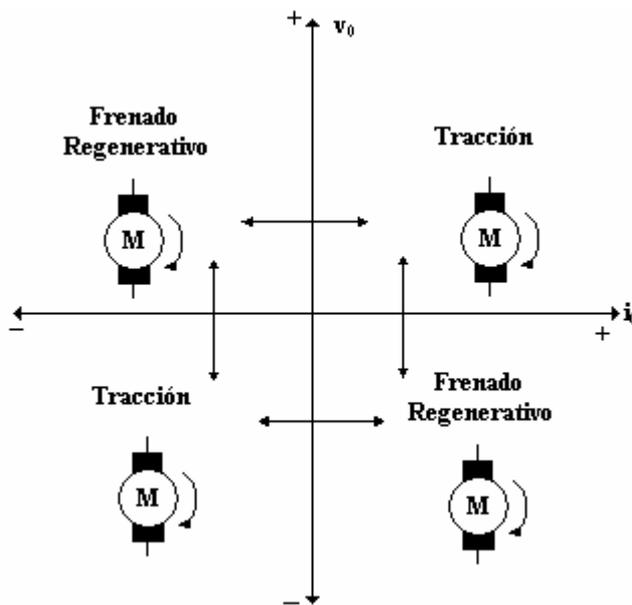


Fig. 9.37
Control de un motor de corriente continua en ambos sentidos de giro.

Existe otra versión del convertidor de cuatro cuadrantes (figura 9.38), llamada *configuración puente en T*. Como puede verse, utiliza la mitad de semiconductores que el puente de H, pero requiere una alimentación doble, por lo que es menos utilizado que el anterior. Por lo tanto, vamos a centrarnos en el estudio del puente de H.

Al poder trabajar en los cuatro cuadrantes, el estudio de este convertidor va a reducirse a ver las formas en que podemos configurarlo.

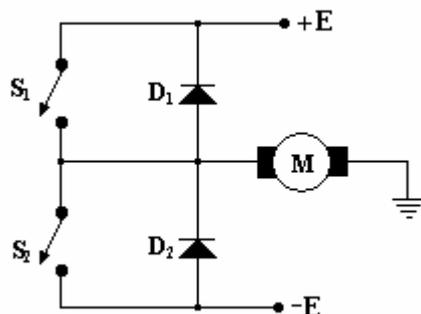


Fig. 9.38
Configuración en T de un convertidor de cuatro cuadrantes.

Modos de configuración del puente en H

Existen básicamente dos estrategias de control de los interruptores que conducen a dos formas de onda de salida distintas: PWM unipolar y PWM bipolar.

- **Método 1 (PWM unipolar).**- Manteniendo una diagonal permanentemente abierta (por ejemplo S_1 y S_4), y proporcionando un ciclo de trabajo a los otros dos interruptores (abriéndolos y cerrándolos a la vez). De esta manera tendríamos dos posibles convertidores tipo D, cada uno de los cuales se encargaría de un sentido de giro.

- **Método 2 (PWM unipolar).**- Manteniendo una diagonal permanentemente abierta, como en el caso anterior, pero dando un ciclo de trabajo sólo a uno de los otros interruptores (el restante se dejaría cerrado permanentemente). La diagonal activa define el sentido de giro del motor.

En la figura 9.39 se muestra una manera práctica de realizar este tipo de excitación.

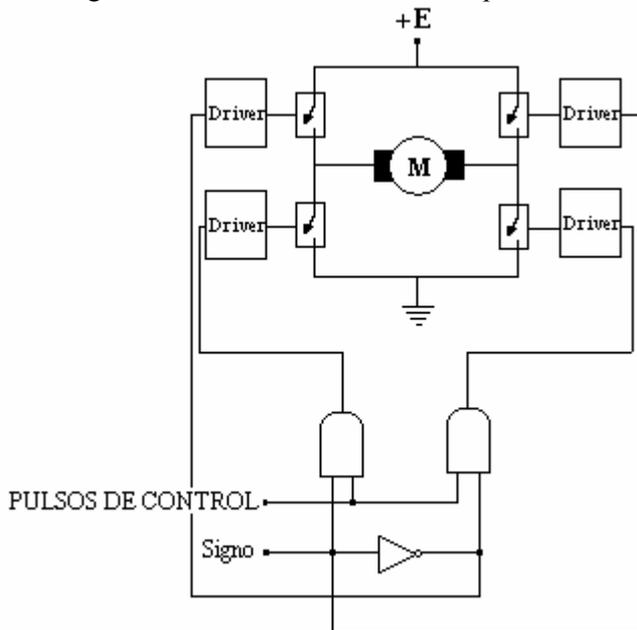


Fig. 9.39
Circuito para obtener la excitación dada por el método 2.

- **Método 3 (PWM bipolar).**- Hacer que durante el periodo del convertidor se cierren alternativamente las dos diagonales (S_1 y S_4 desde 0 hasta T_{ON} , mientras que S_2 y S_3 lo harían desde T_{ON} hasta T). De esta manera, un ciclo de trabajo del 50 % significaría que el motor está parado; ciclos por encima de 0.5 determinan un sentido de giro, mientras que por debajo corresponden al sentido de giro opuesto.



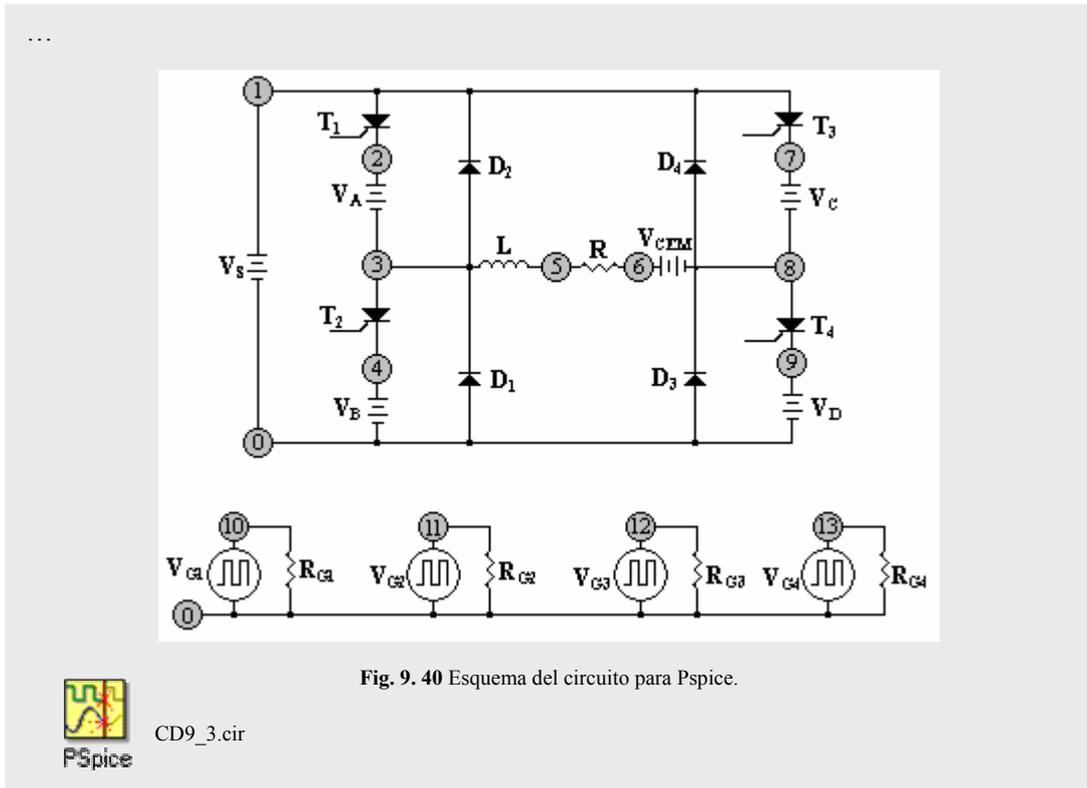
Cuestión didáctica 9.3

Dado un convertidor tipo E como el de la figura 9.36, el cual utiliza el método 2 de excitación, se pide:

- Dejar inactiva la diagonal S_2 - S_3 , y dejar permanentemente cerrado el interruptor S_1 , dando el ciclo de trabajo al S_4 . Utilizar Pspice para graficar la tensión de salida, y la intensidad en la carga (suponer que se están usando tiristores).
- Dejar ahora permanentemente cerrado S_4 y aplicar el ciclo de trabajo a S_1 . Obtener con Pspice las intensidades en ambos interruptores (tiristores), y la corriente por el diodo que conduzca en este caso.

DATOS: $E = 50 \text{ V}$; $L = 1.5 \text{ mH}$; $R = 2.5 \Omega$; $V_{CEM} = 0 \text{ V}$; $T = 4 \text{ mseg}$; $\delta = 0.75$.

...



Cuestión didáctica 9. 4

Dado un convertidor de cuatro cuadrantes como el de la figura 9.36, y suponiendo que utiliza el método 3 de excitación, se pide:

- Utilizar Pspice para graficar las formas de onda de tensión e intensidad en la carga (un motor en este caso), así como las corrientes por los semiconductores (suponer que se utilizan tiristores), utilizando un ciclo de trabajo $\delta = 0.75$ para la diagonal S_1 - S_4 .
- Obtener los mismo parámetros que en el apartado anterior, ahora para un ciclo de trabajo $\delta = 0.25$.

DATOS: $E = V_S = 50 \text{ V}$; $L = 1.5 \text{ mH}$; $R = 2.5 \text{ } \Omega$; $V_{CEM} = 0 \text{ V}$; $T = 4 \text{ ms}$.



CD9_4.cir



Bibliografía básica para estudio

RASHID, M. H. *Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Ed. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. México 1993.

AGUILAR et al. *Electrónica de Potencia: Convertidores DC-DC*. Colección de apuntes, 1995/96. Universidad de Jaén.

Bibliografía ampliación

FINNEY, D. *The power thyristor and its applications*. Ed. McGraw-Hill, 1980.

GARRIGUES J. et al. *Convertidores de continua a continua*. U. P. Valencia

GUALDA, J. A.; MARTÍNEZ, P. M. *Electrónica Industrial, Técnicas de Potencia*. Serie Electrónica de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Madrid. 2ª Edición. Marcombo, 1992.

HERRANZ ACERO, G. *Electrónica industrial*. E.T.S.I.Telecomunicación, Madrid, 1990.

LANDER, C. *Power electronics*. Ed. McGraw-Hill, 1993

Moder power electronics : evolution, technology, and applications. B. K. Bose (Ed. lit.). IEEE Press, 1992. ISBN: 0-87942-282-3

SÉGUIER, G. *Electrónica de potencia*. Ed. Gustavo Gili. Barcelona, 1976. ISBN: 84-252-0613-8