

# **ELECTRONICA DE POTENCIA**

## **Aplicaciones de la conversión CC-CC**

### **Fuentes Conmutadas**

Antonio Nachez

A-5-36-1 ELECTIVA III - Electrónica de Potencia



A-5.36.1



Electrónica de Potencia

## INDICE

<b>1.- Introducción.....</b>	<b>3</b>
1.1.- Número de Salidas	
1.2.- Corriente de Salida	
1.3.- Tensión de Entrada	
1.4.- Aislación	
1.5.- Ripple de la tensión de salida	
1.6.- Regulación	
1.7.- Respuesta transitoria	
1.8.- Eficiencia	
1.9.- Protección	
1.10.- Interferencia electromagnética	
1.11.- Tiempo de mantenimiento	
1.12.- Rango de Temperatura	
1.13.- Dimensiones	
1.14.- Certificación	
<b>2.- Rectificador y Filtro de Entrada.....</b>	<b>8</b>
<b>3.- Rectificador y Filtro de Salida.....</b>	<b>10</b>
<b>4.- Elementos Inductivos.....</b>	<b>11</b>
4.1.- Introducción.	
4.1.1.- <i>Inducción electromagnética: Ley de Faraday</i>	
4.1.2.- <i>Circuitos magnéticos: Ley de Ampere</i>	
4.1.3.- <i>Densidad de flujo B</i>	
4.1.4.- <i>Relación B-H</i>	
4.2.- Inductancias.	
4.2.1.- <i>Expresión de la inductancia L</i>	
4.2.2.- <i>Almacenamiento de energía en campos magnéticos</i>	
4.2.3.- <i>Características B-H para distintas permeabilidades</i>	
4.2.4.- <i>Entrehierro</i>	
4.2.5.- <i>Diseño de inductancias</i>	
4.3.- Transformadores	
4.3.1.- <i>Ecuaciones Básicas</i>	
4.3.2.- <i>Diseño de transformadores</i>	
<b>5.- Circuito Convertidor.....</b>	<b>21</b>
5.1.- Convertidor tipo "reductor/elevador o flyback"	
5.1.1.- <i>Convertidor reductor/elevador: Conducción ininterrumpida por la inductancia L</i>	
5.1.2.- <i>Convertidor reductor/elevador: Conducción interrumpida por la inductancia L</i>	
5.2.- Convertidor tipo "reductor, directo, buck o forward"	
5.2.1.- <i>Convertidor reductor: Conducción ininterrumpida por la inductancia L</i>	
5.2.2.- <i>Convertidor reductor: Conducción interrumpida por la inductancia L</i>	
5.3.- Convertidor elevador o tipo "boost"	
5.3.1.- <i>Convertidor elevador: Conducción ininterrumpida por la inductancia L</i>	
5.3.2.- <i>Convertidor elevador: Conducción interrumpida por la inductancia L</i>	
5.4.- Comparación de los Circuitos Convertidores Básicos	
5.4.1.- <i>Cuadro comparativo</i>	
5.4.2.- <i>Modos de Operación</i>	
5.5.- Otros Circuitos Convertidores No Aislados	
5.5.1.- <i>Convertidor de Cuk</i>	
5.5.2.- <i>Convertidores Resonantes</i>	
5.5.2.1.- <i>Convertidores Resonantes con Corriente Nula</i>	

5.5.2.2.- *Convertidores Resonantes con Tensión Nula*

5.5.2.3.- *Convertidores Resonantes con Corriente o Tensión Nula, Conclusiones*

**6.- Convertidores Aislados.....50**

6.1.- Convertidor flyback aislado

6.1.1.- *Ecuaciones y funcionamiento*

6.1.2.- *Funcionamiento en vacío*

6.2.- Convertidor forward aislado

6.2.1.- *Ecuaciones y funcionamiento*

6.3.- Convertidor Boost Aislado

6.4.- Convertidores con múltiples dispositivos activos

6.4.1- *Convertidor "push-pull"*

6.4.1.1.- *Ecuaciones y funcionamiento*

6.4.2- *Convertidor "semi puente"*

6.4.2.1.- *Ecuaciones y funcionamiento*

6.4.3- *Convertidor "puente completo"*

6.4.3.1.- *Ecuaciones y funcionamiento*

6.5.- Rango de utilización de los convertidores aislados

6.6.- Otros Circuitos Convertidores Aislados

6.6.1.- *Convertidor de Cuk Aislado*

6.6.2.- *Convertidor Resonante Aislado*

**7.- Conmutación de alta frecuencia.....69**

7.1.- Dispositivos de conmutación de potencia

7.2.- Circuitos auxiliares de protección del elemento de conmutación

7.2.1. *Protección en el corte*

7.2.2.- *Protección para el encendido*

7.2.3.- *Protección ante sobretensiones*

7.3.- Circuitos auxiliares de protección de fuentes conmutadas

**8.- Circuito de Control.....74**

**Ultima actualización y compaginación: año 2003**

## 1.- Introducción

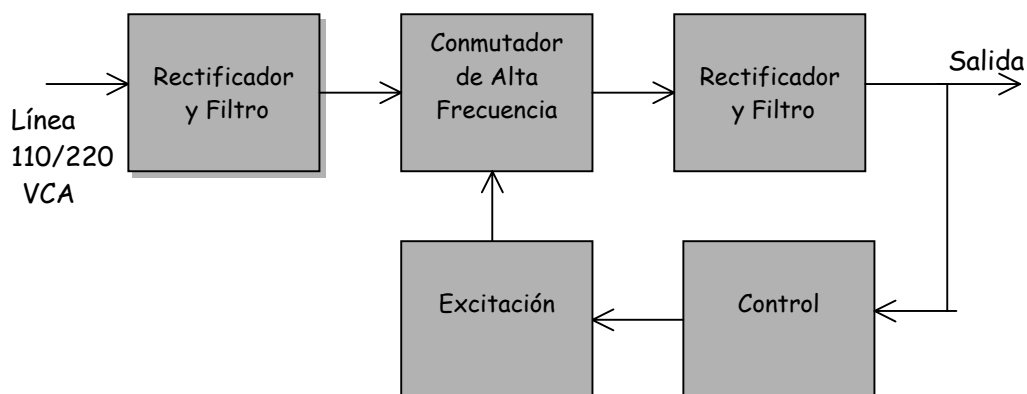
Todo dispositivo electrónico requiere de una fuente de alimentación para su funcionamiento. Si bien bajos consumos pueden ser alimentados desde baterías, la mayoría de los equipos toman su alimentación de la red, convirtiendo la tensión alterna en adecuados valores de continua.

Prácticamente todas las fuentes de alimentación incluidas en equipos actuales, tanto en los de uso industrial o de instrumentación, como en computadoras o en dispositivos de consumo masivo, cuentan con fuentes del tipo conmutado, conocidas también por las iniciales SMPS, derivadas de su denominación en inglés, Switched Mode Power Supply.

En este tipo de reguladores, la transferencia de energía desde la entrada a la salida no se realiza en forma continua, sino en forma de paquetes mediante la inclusión de elementos reactivos que actúan como acumuladores de energía. Esto es posible gracias a las tecnologías desarrolladas para la fabricación de los elementos activos y pasivos requeridos en el diseño de fuentes conmutadas. El advenimiento de transistores MOSFET de potencia con altas capacidades de conmutación, junto con la disponibilidad de diodos de alta velocidad y superiores materiales magnéticos han impulsado definitivamente la adopción de este tipo de circuitos convertidores como base de diseño de todo tipo de fuentes de alimentación.

El objeto de esta publicación es el análisis y diseño de fuentes conmutadas, y en particular de los distintos circuitos convertidores en los que se encuentran basadas.

El esquema básico de una fuente conmutada es el siguiente:



**Fig. 1.1**

A los elementos funcionales indicados, normalmente se agrega un transformador entre la etapa de conmutación de alta frecuencia y el filtro de salida para aislar galvánicamente la entrada de la salida.

El principio de funcionamiento de las fuentes conmutadas, permite que las mismas presenten las siguientes ventajas:

- ✓ Tamaño y peso reducido. La operación a frecuencias elevadas permite la reducción del tamaño de los elementos inductivos, transformadores e inductancias.

- ✓ Mayor frecuencia del ripple de salida, facilitando las tareas de filtrado y reduciendo el tamaño de los elementos requeridos.
- ✓ Alta eficiencia. El elemento activo de conmutación (transistor o MOSFET), opera entre corte y saturación, reduciendo su disipación de potencia. Rendimientos típicos del 80 al 90% pueden ser fácilmente obtenidos (en oposición al 30 a 40% ofrecido por las fuentes reguladas linealmente). Adicionalmente las fuentes conmutadas alcanzan su máximo rendimiento a plena carga, en contraposición de las fuentes convencionales donde su mayor rendimiento se obtiene en vacío.
- ✓ Bajo costo. Debido a su reducido volumen y disipación, los elementos activos, pasivos y de disipación son más pequeños, con el consecuente ahorro en el gabinete, montaje y ventilación.
- ✓ Amplio rango de tensión de entrada. Mediante la variación del ciclo de trabajo, estas variaciones pueden ser fácilmente compensadas.

Como desventajas pueden considerarse su mayor complejidad de diseño, emisión de señales de interferencia de radiofrecuencia y menor velocidad de respuesta ante bruscas variaciones de carga.

Las dos últimas son superadas mediante un adecuado diseño. Diseño que si bien es más complejo, al poder amortizarse en la producción de un elevado número de unidades, resulta en un incremento marginal del costo.

Para el adecuado diseño de fuentes conmutadas se requiere el dominio de diversas tecnologías, tales como:

- Diseño de circuitos de conmutación de potencia.
- Diseño de elementos inductivos.
- Teoría de control y su aplicación específica al funcionamiento de las fuentes conmutadas.
- Teoría de compatibilidad electromagnética.
- Intercambio de calor aplicado a dispositivos electrónicos y su influencia sobre los componentes

Estos conceptos se desarrollan en el presente texto, complementando conocimientos vertidos en asignaturas anteriores, cubriéndose todos los aspectos fundamentales del diseño de una fuente conmutada.

Se realiza para cada uno de sus cinco bloques funcionales, el análisis de su comportamiento, el desarrollo de las expresiones que determinan su funcionamiento y se presentan consideraciones de diseño.

Al plantearse los requerimientos de una fuente de alimentación, debe considerarse que si bien inicialmente solo se contemplan la tensión y corriente requeridas, éstas especificaciones de tensión y corriente son tan solo el comienzo de una larga lista de parámetros que deben ser especificados. Se mencionan a continuación todos los parámetros que deben ser incluidos en las especificaciones de una fuente conmutada.

### 1.1.- Número de Salidas

En general, se requiere solo una tensión de salida de +5 voltios para la alimentación de circuitos electrónicos. Sin embargo tensiones auxiliares pueden ser requeridas en el funcionamiento del dispositivo a alimentar. Por ej. +/- 12 voltios para señales RS232, 24 voltios para el accionamiento de motores paso a paso, etc. Toda salida requerida debe ser completamente especificada.

### 1.2.- Corriente de Salida

Cada corriente de salida debe ser especificada por el máximo valor a entregar en operación normal, junto con los requerimientos impulsivos, preferiblemente en forma de diagramas temporales.

### 1.3.- Tensión de Entrada

El rango admisible de tensiones de entrada, sean estas de alterna o continua, debe ser indicado.

### 1.4.- Aislación

Aplicaciones que requieran aislamiento galvánica entre la entrada y la salida, deben utilizar fuentes conmutadas que incluyan un transformador o inductancia de dos arrollamientos en su diseño. De no requerirse aislamiento, diseños más pequeños y económicos pueden ser utilizados.

### 1.5.- Ripple de la tensión de salida

Expresado habitualmente como una tensión pico a pico a la frecuencia fundamental

### 1.6.- Regulación

La tensión de salida de una fuente conmutada se encuentra afectada por los siguientes factores:

- Variación en la tensión de entrada
- Variación en la corriente de carga
- Variación de la temperatura

Como puede observarse en el esquema en bloques de la **Figura 1.1**, una fuente regulada incluye un circuito de realimentación que compensa estos cambios y mantiene la tensión de salida dentro de los márgenes deseados. Deben especificarse en consecuencia en forma diferenciada las regulaciones de carga, de línea y de temperatura requeridas.

#### - Regulación de Línea

La regulación de línea es una medida de la variación en la tensión de salida producida por variaciones en la tensión de entrada. Puede ser especificada en diversas formas, siendo lo más usual presentarla como una variación en tanto por ciento por voltios de entrada. De acuerdo a esta definición, se obtiene:

$$\text{Regulación de línea} = \Delta V_o / V_o \times 1 / \Delta V_i \times 100 \quad (\% / \text{voltios de variación en } V_i)$$

Esta definición implica una relación lineal entre la entrada y la salida. Como esta relación lineal no es siempre aplicable, muchos fabricantes especifican el rango de tensiones de entrada dentro del cual es válida la regulación especificada.

#### - Regulación de Carga.

Expresada como el porcentaje en el cambio de la tensión de salida cuando la corriente de carga varía entre vacío y plena carga, según unos fabricantes, o entre el 50 y 100 % de plena carga, según otros. No se considera para esta expresión, cualquier transitorio que pudiese producirse.

$$\text{Regulación de carga} = (V_{NL} - V_{FL}) / V_{nom} \times 100 \quad (\%)$$

Siendo:  $V_{NL}$  Tensión sin carga o al 50%, según especificación  
 $V_{FL}$  Tensión a plena carga

$V_{nom}$  Tensión nominal

- *Regulación de temperatura*

También, existen diversas maneras de cuantificar la influencia de la temperatura en la tensión de salida. Una forma aceptada por numerosos fabricantes es especificar un coeficiente de temperatura TC en %/°C de la siguiente forma:

$$\text{Regulación de temperatura} = (V_{oM} - V_{om}) / V_{Onom} \times 1 / (T_{max} - T_{min}) \times 100 \text{ ( \% / } ^\circ\text{C )}$$

Siendo:

$V_{oM}$	Tensión de salida a la máxima temperatura especificada
$V_{om}$	Tensión de salida a la mínima temperatura especificada
$V_{Onom}$	Tensión nominal de salida
$T_{max}$	Máxima temperatura de operación
$T_{min}$	Mínima temperatura de operación

### 1.7.- Respuesta transitoria

Una especificación comúnmente ignorada en las fuentes conmutadas es su respuesta frente a variaciones bruscas de la corriente de carga. Si una fuente se encuentra operando en bajas condiciones de carga, y súbitamente se le demanda la máxima corriente, su tensión de salida puede caer por debajo de los valores especificados en la regulación de carga. En forma análoga, una fuente operando en condiciones de máxima carga, si bruscamente pasa a operar a poca carga, puede elevar su tensión de salida por encima de los valores especificados.

Estas condiciones de operación se especifican como la variación porcentual de la tensión de salida al producirse una variación del 100 % de la corriente de carga, acompañadas con el tiempo requerido para volver a los márgenes especificados en operación normal. Su expresión resulta:

$$V_{dev} / V_{nom} \times 100 \quad (\text{para \% de variación de carga})$$

Siendo:

$V_{dev}$	Desviación de la tensión de salida para un 100 % de variación en la corriente
$V_{nom}$	Tensión nominal de salida

Este valor es muy dependiente del tipo de circuito convertidor utilizado, del circuito de realimentación y del filtro de salida.

### 1.8.- Eficiencia

Parámetro requerido para el cálculo final de consumo y del diseño de la ventilación del dispositivo. Una baja eficiencia significa innecesario consumo de la red, más la necesidad de prever costos adicionales de ventilación para asegurar una determinada temperatura de operación.

### 1.9.- Protección

Existen múltiples implementaciones, siendo las más comunes:

- *Sobretensión*

Normalmente esta protección actúa protegiendo a la carga de sobretensiones mediante su desconexión de la fuente. Otra alternativa es la presencia de un tiristor en configuración "crowbar", el que es disparado si la tensión de salida sobrepasa un determinado umbral. Al dispararse, el tiristor cortocircuita la salida, enclavándola a un bajo valor y manteniéndose la corriente de salida controlada por el circuito de protección ante corto circuitos.

- *Sobrecorriente*

Límite al cual se mantiene la corriente de salida ante condiciones de sobrecarga.

- *Corto circuito*

Puede incluirse en la protección anterior o ser un circuito autónomo que solo opere bajo esta circunstancia.

- *Corriente de pico de entrada*

Las fuentes del tipo conmutado usualmente tienen grandes condensadores de filtro en su entrada. Estos condensadores pueden demandar al momento de encenderlas, una excesiva corriente de pico de la red. A este efecto las fuentes conmutadas incluyen circuitos que no permiten la circulación de corrientes excesivas.

### **1.10.- Interferencia electromagnética**

Conocida por sus iniciales del inglés EMI (Electromagnetic Interference), se asocian problemas de interferencia con fuentes operando por encima de los 20 KHz, aumentando su importancia al elevarse la frecuencia de operación. Es en estos casos indispensable la colocación de filtros tanto a la entrada como a la salida de la fuente.

### **1.11.- Tiempo de mantenimiento**

Es deseable que las fuentes mantengan su operación de régimen, aún ante interrupciones de uno o dos ciclos de la tensión de entrada. El tiempo de mantenimiento o "hold-up time", fija los límites de operación ante este tipo de interrupciones.

### **1.12.- Rango de Temperatura**

Rango de operación permitida de la fuente. Debe tenerse en cuenta que este rango de temperatura es la interna del gabinete donde debe alojarse la fuente.

### **1.13.- Dimensiones**

Junto con la especificación anterior, condición de diseño necesaria para la definición del gabinete que alojará la fuente y a los dispositivos a ser alimentados.

### **1.14.- Certificación**

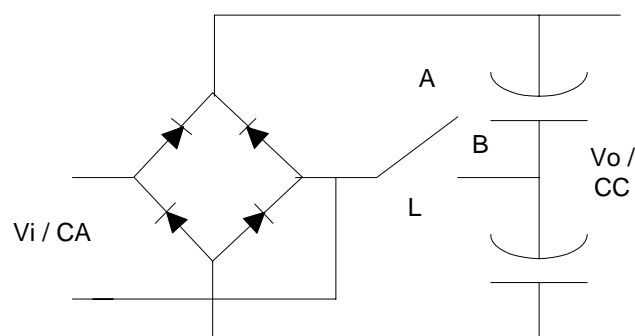
Las autoridades de normalización de cada país, IRAM en el nuestro, periódicamente incluyen recomendaciones que deben ser satisfechas para permitir su comercialización en su ámbito de incumbencia.



## 2.- Rectificador y Filtro de Entrada

Generalmente se adopta la configuración puente por presentar menor ripple, no reflejar componentes de continua en la red y ser suficiente un condensador más pequeño para mantener la tensión de salida constante ante el fallo por unos ciclos de la tensión de entrada. Estas consideraciones son comunes con todo tipo de fuente que opere conectada a la línea, por lo que no existen requerimientos especiales para los rectificadores y filtros de entrada utilizados en las fuentes conmutadas.

Como se indica en la **Figura 2.1**, el rectificador tipo puente se conecta directamente a la red, evitando la inclusión de un transformador de baja frecuencia, que incrementaría considerablemente el volumen, peso y costo de la fuente.



**Fig. 2.1**

En algunos modelos suele incluirse la llave **L** y los condensadores **C1** y **C2** en serie, para su uso indistinto en redes de corriente alterna de 220/240 o 110 voltios eficaces.

Para su operación en redes de 220/240 voltios, la llave se coloca en la posición **A**, por lo que el circuito opera como una configuración puente convencional con un valor pico de continua de:

$$VM = \sqrt{2} \cdot 240 = 340 \text{ voltios.}$$

Según el tamaño del condensador, este se descarga hasta un valor mínimo **Vm**, antes de comenzar a recargarse nuevamente hasta un máximo de **VM**.

Puede demostrarse que el valor de capacidad requerido para una frecuencia **f** es:

$$C = Pc / (V^2M - V^2m) f$$

Siendo:

<b>Pc</b>	la potencia puesta en juego en el condensador <b>C</b> .
<b>VM</b>	máxima tensión de continua que alcanza <b>C</b>
<b>Vm</b>	mínima tensión de continua que alcanza <b>C</b>
<b>f</b>	frecuencia de red

El condensador recupera su carga en un breve período mediante una espiga de corriente, de mayor amplitud y menor duración cuanto mayor sea  $V_m$ . La amplitud de la espiga resulta igual a:

$$I_{\text{pico}} = C (VM - V_m) / t_c$$

Siendo,

$$t_c = \frac{1}{2\pi f} \cos^{-1}(V_m / VM)$$

Este pico de corriente puede introducir armónicas en la fuente de alimentación o superar valores permitidos, por lo que es aconsejable incorporar elementos que la limiten a valores permitidos.

El capacitor de entrada debe seleccionarse para soportar la tensión de pico de entrada y proveer la energía necesaria para mantener la tensión necesaria ante fallas de la tensión de entrada. Se estima un valor de capacidad de 1 uF por watt de salida si no se consideran fallas de línea. Si se estima medio ciclo de falta, el valor requerido es de 2,2 uF y se incrementa a 3,3 uF por watt para soportar un ciclo completo de falta

Si la fuente es alimentada desde una red de 110 voltios, la llave de la **Figura 2.1**, debe conmutarse a la posición **B**. En este caso ambos condensadores se cargan a la tensión de pico, uno de ellos en el semiciclo positivo y el otro en el negativo, resultando en una tensión de pico total de:

$$VoM = 2 \sqrt{2} \times 110 = 310 \text{ voltios}$$

Idéntico valor al que se obtiene con la llave en la posición A y rectificador puente con 220 voltios de entrada o un 9% menor si ésta es de 240 voltios.

### 3.- Rectificador y Filtro de Salida

Dada la alta frecuencia a que se hace operar al circuito de conmutación para reducir el peso y volumen de los elementos reactivos, los dispositivos rectificadores de salida sí presentan requerimientos especiales en el diseño de fuentes conmutadas. Deben ser diodos de alta velocidad y con tiempos de conmutación cortos para minimizar las pérdidas. Si la tensión de salida es baja, deben presentar una caída directa pequeña como los diodos Schottky.

Para la selección del capacitor de filtro de salida, los requerimientos funcionales de las fuentes conmutadas exigen un alto valor (decenas de milifaradios) para el capacitor de salida. A los niveles de corriente de ripple que debe circular por estos capacitores, junto con las elevadas frecuencias de operación, se tornan críticos los valores que tomen los parámetros de resistencia e inductancia equivalentes serie (ESR y ESL). Estos parámetros que fijan la desviación de un capacitor real respecto a un capacitor ideal puramente capacitivo, se encuentran presentes en todo capacitor comercial y deben adoptar valores muy pequeños para aplicaciones de fuentes conmutadas. Para que en aplicaciones de alta potencia y bajos voltajes la conmutación produzca un ripple despreciable y pequeños transitorios a la salida debidos a cambios bruscos en la carga, el ESR no debe ser mayor de unos pocos miliohms y a frecuencias de 50 KHz, el ESL debe ser de algunas decenas de nH.

Para alcanzar estos valores se necesitan consideraciones especiales de diseño y fabricación. Debe verificarse que los dispositivos seleccionados para una implementación real cumplan con estos estrictos requerimientos.

Según el tipo de configuración circuital básica utilizada por el convertidor, difieren los requerimientos en cuanto a la corriente eficaz. En el caso de una configuración tipo conocida como "elevador/reductor o flyback", el capacitor de salida debe ser capaz de soportar una corriente eficaz comparable con la corriente de carga. Esto no ocurre en otras configuraciones como la denominada "reductor, directo, buck o forward", donde la presencia de un filtro LC de salida ejerce una acción de alisado y reduce la corriente de ripple a cerca del 5% de la corriente de carga.

## 4.- ELEMENTOS INDUCTIVOS

### 4.1.- Introducción.

#### 4.1.1.- Inducción electromagnética: Ley de Faraday

La ley de Faraday expresa que la tensión inducida  $E$  en  $N$  espiras sometidas a un campo magnético variable es igual al producto del número de espiras por la variación de flujo

$$E = N d\phi / dt \quad [Volt]$$

La variación del flujo puede deberse a múltiples causas, tales como:

- ✓ Un imán permanente gira dentro de las espiras de la bobina.
- ✓ La bobina gira dentro de un campo magnético.
- ✓ Las espiras se encuentran bobinadas sobre un núcleo cuya permeabilidad efectiva se modifica.
- ✓ La bobina es el arrollamiento secundario de un transformador cuya corriente primaria varía.

Estas situaciones pueden presentarse en forma aislada o combinada, como en los motores y en los generadores eléctricos, pero sin importar cual es la causa del cambio del flujo en el circuito magnético, el resultado es siempre una tensión inducida, y de mayor valor cuanto más rápida sea esta variación. Incluso, dado que una corriente circulando en una espira produce un campo magnético, la Ley de Faraday también se aplica a bobinas circuladas por una corriente variable.

#### 4.1.2.- Circuitos magnéticos: Ley de Ampere

La ley de Ampere establece que la suma de las caídas de fuerzas magnetomotrices ( $fmm$ ) a lo largo de un camino cerrado es igual al potencial magnético total.

$$fmm = NI = \int H dl = HI \quad [Amperes]$$

Tomando por ejemplo el caso de un conductor circulado por una corriente, como el campo magnético total es independiente del camino recorrido, la intensidad de campo  $H$  es inversamente proporcional a la distancia  $r$  desde el centro del conductor.

$$H = NI / l$$

$$l = 2\pi r$$

$$H = NI / 2\pi r$$

Para un circuito magnético establecido sobre un núcleo, los fabricantes suministran el parámetro  $le$ , longitud efectiva. La longitud efectiva de un núcleo es la distancia que recorren las líneas de flujo para abarcarlo totalmente. Generalmente se corresponde con sus dimensiones físicas, pero como el flujo tiene una tendencia a concentrarse en las esquinas interiores del recorrido, el parámetro  $le$  tiene en cuenta este efecto. La Ley de Ampere queda expresada como:

$$H = NI / le$$

#### 4.1.3.- Densidad de flujo $B$

La densidad de flujo  $B$  es el cociente del flujo total y el área de la sección transversal por donde se establece dicho flujo.

$$B = \phi / Ae \quad [Tesla]$$

Donde  $\phi$  es el flujo total expresado en Weber y  $Ae$  es el área efectiva expresada en  $m^2$ . El área efectiva de un núcleo representa la superficie de la sección transversal por donde se establece el flujo. Normalmente coincide con las dimensiones físicas del núcleo, pero como el flujo puede no establecerse en forma completamente regular, los fabricantes proveen el valor de  $Ae$  para contemplar esta irregularidad.

#### 4.1.4.- Relación B-H

La densidad de flujo  $B$ , es proporcional a la intensidad del campo magnético  $H$  a través de la permeabilidad del material sobre el cual se establece.

$$B = \mu H \quad [Tesla]$$

La permeabilidad  $\mu$  es una característica propia del material magnético utilizado, la que puede ser interpretada como la facilidad con que se establece el flujo en un núcleo. A mayor permeabilidad del material, mayor será el flujo establecido para una misma intensidad de campo.

La menor permeabilidad posible es la del vacío, cuyo valor es:

$$\mu_0 = 1,257 \times 10^{-6} \quad [H/m]$$

La permeabilidad  $\mu$  de un medio magnético es generalmente suministrada como la permeabilidad relativa  $\mu_r$  del material, la que indica cuantas veces mayor es su permeabilidad en forma relativa a la correspondiente al aire.

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

Los materiales con elevados valores de  $\mu_r$  son clasificados como ferromagnéticos. Ferrites utilizados para circuitos de potencia presentan valores de  $\mu_r$  del orden de 3.000. El supermaloy utilizado para cabezas reproductoras puede alcanzar valores de 1.000.000.

La permeabilidad de un material ferromagnético no es constante y su valor depende de la densidad de flujo establecida y de la temperatura. Una variación de 20 a 80 °C puede producir en un ferrite típico una caída del orden del 25% en su permeabilidad.

La variación de la permeabilidad con la densidad de flujo puede ser observada en la curva de magnetización del material, que grafica la relación  $B$  vs  $H$ .

La curva indicada en la **Figura 4.1**, es una curva de magnetización típica, correspondiente a la de magnetización inicial del material dado que se obtiene a partir de una muestra no magnetizada. Esta curva presenta una zona inicial, próxima al origen, donde la densidad de flujo  $B$  crece lentamente con la intensidad de campo  $H$ . Luego puede observarse una segunda zona de mayor extensión, donde  $B$  crece en forma casi lineal con  $H$ . Alcanzado un cierto valor de  $B$ , puede observarse una tercer zona donde la curva presenta una pendiente menor hasta que finalmente se ingresa a la cuarta zona, zona de saturación, donde nuevos incrementos de la intensidad de campo solo se reflejan en mínimos incrementos de la densidad de flujo. Para la curva indicada, puede observarse que el valor de  $B$  debe mantenerse por debajo de 350 mT para evitar la saturación.

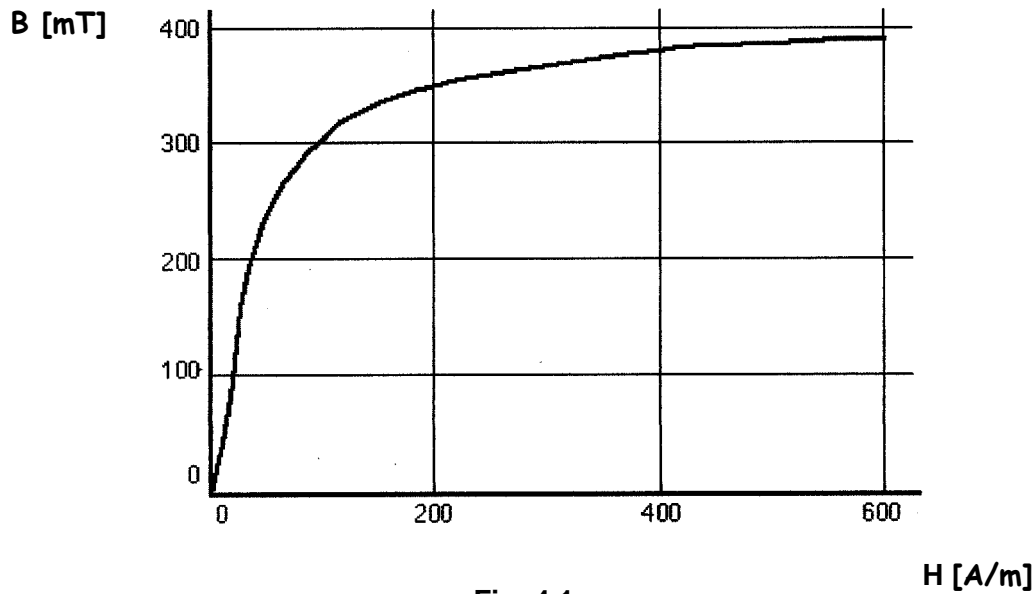


Fig. 4.1

Esta curva permite conocer la permeabilidad del material en cualquier punto de operación, mediante la relación  $\mu = B / H$ . Este valor no debe confundirse con el de la permeabilidad incremental, obtenida como la pendiente de la curva en un punto dado.

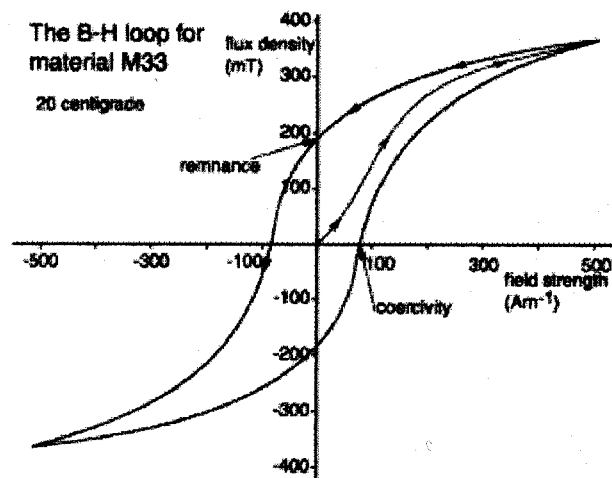


Fig 4.2

Una vez recorrida por primera vez la curva de magnetización inicial, si  $H$  es llevado nuevamente a cero, se regresa siguiendo una curva de histéresis como la indicada en la **Figura 4.2**. Sin excitación externa ( $H = 0$ ) la densidad de flujo remanente en el circuito magnético se identifica con el valor  $B_r$ . Análogamente, el valor de intensidad de campo requerido para llevar a cero el flujo se denomina  $H_c$ , fuerza coercitiva.

## 4.2.- Inductancias.

### 4.2.1.- Expresión de la inductancia $L$

Partiendo de la ley de Faraday se obtiene la expresión que vincula la tensión en una inductancia con la variación de su corriente:

$$E = N \, d\phi / dt$$

$$E = N \, Ae \, dB / dt$$

$$E = N \, Ae \, \mu \, dH / dt$$

$$E = (N \, Ae \, \mu \, N / le) \, dI / dt$$

$$E = L \, dI / dt$$

donde la expresión de la inductancia resulta:

$$L = N^2 \, Ae \, \mu / le$$

La inductancia de una bobina, depende de las características magnéticas ( $\mu$ ) y físicas ( $Ae/le$ ) del material por el cuadrado del número de espiras. Cabe destacar que si bien para los fines prácticos, el valor de  $L$  se considera constante, esta suposición es cierta en la medida que también lo sea la permeabilidad  $\mu$ . Aceptar este supuesto implica que en el rango de utilización de la inductancia no se alcance la saturación del núcleo, momento a partir de la cual no puede considerarse que la permeabilidad es constante.

### 4.2.2.- Almacenamiento de energía en campos magnéticos

Las fuentes conmutadas basan su funcionamiento en el almacenamiento de energía en campos magnéticos. Partiendo de las expresiones de las leyes de Faraday y de Ampere, puede deducirse la expresión de la energía almacenada en estos campos.

$$W = \int EI \, dt$$

$$E = N \, Ae \, dB / dt$$

$$I = Hle / N$$

$$W = \int EI \, dt = \int (NAe \, Hle / N) \, dB = Ac \, le \int H \, dB$$

Como  $H = \mu B$ , la energía almacenada en un campo magnético por unidad de volumen:

$$W/m^3 = \int H \, dB = \frac{1}{2} BH \quad [Joule / m^3]$$

$$W = \frac{1}{2} BH \, Ae \, le = \frac{1}{2} \mu H^2 \, Ac \, le = \frac{1}{2} \mu (NI/le)^2 \, Ae \, le$$

$$W = \frac{1}{2} (\mu N^2 \, Ae / le) I^2 \quad [Joule]$$

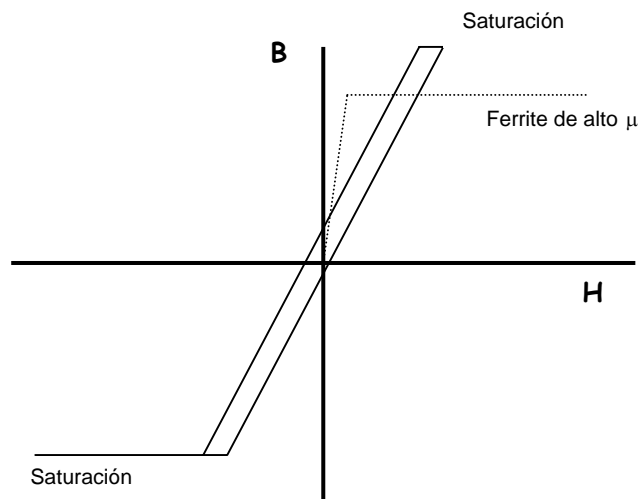
$$W = \frac{1}{2} L I^2 \quad [Joule]$$

#### 4.2.3.- Características B-H para distintas permeabilidades

En la **Figura 4.3**, se indican dos características **B-H**. Una de ellas corresponde a un ferrite sin entrehierro, la restante corresponde a la composición de la anterior con la influencia de un entrehierro.

Para la curva B-H sin entrehierro se observa una gran pendiente correspondiente a un elevado valor de permeabilidad, junto con una saturación a un valor relativamente bajo de la densidad de flujo **B**.

Por el contrario, la curva en trazo lleno, de menor pendiente, refleja la permeabilidad relativa resultado de combinar a lo largo de todo el camino magnético, la permeabilidad del aire con la elevada permeabilidad del ferrite.



**Fig 4.3**

Como la energía almacenada en un campo magnético por unidad de volumen es  $W/m^3 = \int H dB = \frac{1}{2} BH$ , la energía almacenada en cualquier punto de operación es el área a la izquierda de la curva de magnetización, tomada desde el origen hasta el punto de operación. Para los ferrites, esta área es muy pequeña, lo que significa es imposible el almacenamiento de elevados valores de energía.

Esta situación es ideal para un transformador, donde el almacenamiento de energía es indeseable. Por el contrario, es inadecuada para una inductancia cuya función principal es la acumulación de energía.

#### 4.2.4.- Entrehierro

Si un conductor es arrollado alrededor de una forma de material magnético de alta permeabilidad – ferrite por ejemplo – dejando un pequeño entrehierro  $l_h$ , el flujo en el ferrite es el mismo que en el entrehierro. Si éste es pequeño, puede considerarse que el flujo lo atraviesa en líneas rectas, y en consecuencia la densidad de flujo en el entrehierro es igual que en el ferrite.

Como la permeabilidad del ferrite tiene un valor típico 3000 veces superior al del aire, la intensidad de campo  $H = B / \mu$ , será 3000 veces superior en el entrehierro que en el ferrite. Para valores típicos de permeabilidad puede considerarse como primera aproximación que toda la **fm** se concentra exclusivamente en el entrehierro, despreciándose la del ferrite.

$$H = NI / l_h$$



Con toda la energía magnética almacenada en el entrehierro, ésta puede ser fácilmente calculada. Para pequeños entrehierros, despreciar la energía almacenada en el material magnético produce un error completamente despreciable a los fines prácticos. La energía total es el producto de la densidad de energía presente en el campo por el volumen del entrehierro:

$$W = \frac{1}{2} BH Ac l_h = \frac{1}{2} \mu_0 H^2 Ac l_h = \frac{1}{2} \mu_0 N^2 I^2 Ac / l_h = \frac{1}{2} L I^2$$

Siendo:

$$L = \mu_0 N^2 Ac / l_h \quad [Henry]$$

De las expresiones anteriores puede destacarse:

- ✓ La energía total almacenada en el entrehierro, es igual a la mitad del producto del flujo total  $BAC$  por el campo magnético  $Hl_h$ .
- ✓ A igual arrollamiento, la energía almacenada en el entrehierro aumenta si se disminuye su longitud. Esto se debe que a iguales amperes-vuelta,  $NI$ , si  $l_h$  disminuye,  $H$  debe incrementarse.
- ✓ Para esta situación, la inductancia  $L$  aumenta si en entrehierro disminuye.

#### 4.2.5.- Diseño de inductancias

Las especificaciones de diseño para el cálculo de inductancias son las siguientes:

- Valor mínimo de inductancia
- Corriente media
- Máxima variación de corriente
- Frecuencia de operación
- Caída directa
- Tensión
- Temperatura ambiente

En el diseño de inductancias, al igual que en el correspondiente a transformadores, todos los cálculos se apoyan en tablas dadas por los fabricantes. Estas tablas vinculan las características mecánicas y magnéticas de los materiales, permitiendo definir el núcleo adecuado en función de los datos de diseño.

En el caso de diseño de inductancias, su valor mínimo junto con la corriente media determinan el producto  $LI^2$ , proporcional a la energía a ser almacenada. Distintos fabricantes proveen distintas tablas o gráficas a las que se acceden mediante este valor y los derivados de los requerimientos de corriente para determinar el núcleo de las dimensiones adecuadas para la energía a controlar.

Asociado a un núcleo se encuentra el denominado factor de Inductancia  $A_L$ , definido como la inductancia de un devanado en ese núcleo, dividido por el cuadrado del número de espiras:

$$A_L = L / N^2 = \mu Ae / l_h$$

$A_L$  toma un entorno de valores posibles para un núcleo determinado según sea el entrehierro. Una nueva tabla permite definir la longitud del entrehierro requerido para un valor de  $A_L$ . Fijado el entrehierro y a partir del valor del factor de inductancia utilizado, se calcula el número de espiras necesario para la inductancia deseada.

Fijado el número de espiras  $N$ , la longitud del entrehierro  $l_h$  y la corriente  $I$ , queda fijado el valor de  $H$  y de la densidad de flujo  $B = \mu H$ . Como la máxima corriente es  $I + \Delta I$ , debe verificarse que el valor de  $B$  en estas condiciones sea inferior al valor de saturación en las peores condiciones de operación.

Como  $B_{sat}$  disminuye con la temperatura, debe considerarse el valor de  $B_{sat}$  para la mayor temperatura de operación, y afectarlo por un factor de seguridad del orden de un tercio para incluir condiciones anormales de funcionamiento.

Cuando una inductancia se encuentra circulada por una componente de corriente continua, tiende a pre-magnetizar al núcleo y reducir su inductancia. Si bien la permeabilidad de los ferrites medida con una corriente continua de muy pocos amperes vuelta puede incrementarse, la permeabilidad decrece al incrementarse la corriente y al aproximarse a saturación. Si como es normal en inductancias para fuentes conmutadas, se introduce un entrehierro en el camino magnético, la reluctancia se incrementa y la inductancia decrece, sin embargo la capacidad de soportar amperes vuelta de continua sin degradación es significativamente mejorada. Debido a esta degradación, los fabricantes incluyen información sobre este fenómeno y la influencia de la corriente continua debe ser contrastada con la información suministrada por los fabricantes a este respecto.

Las características del alambre para el devanado surgen de la densidad de corriente admisible y de las pérdidas máximas deseadas. Debe considerarse el efecto pericular a la frecuencia de operación, dado que es inútil incrementar el diámetro del alambre si su sección no es integralmente utilizada para el transporte de corriente.

El número de espiras, la sección del alambre y el espesor de las capas de aislación deben caber dentro de la ventana del núcleo seleccionado. En caso contrario, el núcleo seleccionado es inadecuado y debe recomenzarse el diseño con un nuevo núcleo de mayores dimensiones.

#### 4.3.- Transformadores

En un transformador, excepto por la relativamente pequeña corriente magnetizante, la suma de los amperes vuelta de todos los arrollamientos es cero. El campo creado por los amperes vuelta debidos a la corriente de carga por el arrollamiento secundario, se cancela por el campo opuesto generado por la corriente primaria derivada de la fuente. Estos dos campos opuestos crean un campo magnético significativo entre los dos arrollamientos. La energía almacenada en este campo representa la inductancia de pérdidas.

##### 4.3.1.- Ecuaciones Básicas

Un transformador ideal tiene arrollamientos con resistencia nula, inductancia primaria infinita y acoplamiento perfecto entre sus arrollamientos primario y secundario por lo que en condiciones de vacío solo circula una corriente infinitesimal por su arrollamiento primario. Esta corriente se encuentra desfasada  $90^\circ$  de la tensión aplicada y es la que establece el flujo de acoplamiento entre ambos devanados del transformador. Como el flujo es idéntico tanto en el arrollamiento primario como en el secundario, las tensiones inducidas son proporcionales al número de espiras en cada arrollamiento.

$$V_2 / V_1 = N_2 / N_1$$

Si el transformador se encuentra cargado, existe una corriente de carga tal que

$$\begin{aligned} I_1 N_1 &= I_2 N_2 \\ I_1 / I_2 &= N_2 / N_1 = V_2 / V_1 \end{aligned}$$

$$Z_2 / Z_1 = (V_2 / I_2) / (V_1 / I_1) = I_1 V_2 / I_2 V_1 = N_2^2 / N_1^2$$

En un transformador real, la inductancia primaria es finita, así como la resistencia del devanado también lo es. Existe una circulación de corriente por el arrollamiento primario, aún con el secundario en vacío. Esta corriente es la corriente magnetizante o de vacío presente en todo transformador real.

Si se considera acoplamiento perfecto entre los arrollamientos primarios y secundarios, un transformador real puede ser modelizado por un transformador ideal, con un arrollamiento en paralelo de inductancia  $L$ , por donde circula la corriente de magnetización. Este modelo será el utilizado para el cálculo de las corrientes y tensiones en las fuentes conmutadas aisladas que incluyen transformadores en sus circuitos de potencia.

En general, si el primario de un transformador se encuentra excitado por una tensión senoidal, la variación del flujo también lo es:

$$\phi = \phi_M \text{sen}\omega t$$

De acuerdo a la ley de Faraday, la tensión inducida en el primario es:

$$e_1 = - N_1 d\phi / dt$$

$$e_1 = - N_1 \phi_M \cos\omega t$$

$$e_1 = - 2\pi f N_1 \phi_M \cos\omega t$$

Siendo su máxima tensión y valor eficaz:

$$E_{1\text{Max}} = - 2\pi f N_1 \phi_M$$

$$E_{1\text{rms}} = (2\pi / \sqrt{2}) f N_1 \phi_M = - 4,44 f N_1 \phi_M$$

La expresión anterior, conocida como la forma integral de la Ley de Faraday y ecuación básica para el diseño de transformadores, se expresa en general para cualquier forma de onda como:

$$V_1 = K f N_1 \phi_M$$

Siendo:

$$\begin{array}{ll} K = 4,44 & \text{para senoides y} \\ K = 4 & \text{para ondas rectangulares} \end{array}$$

En el caso de utilizarse otras formas de onda, como es normalmente el caso en aplicaciones de fuentes conmutadas, debe corregirse la expresión anterior de una onda rectangular, mediante la aplicación de un factor de forma  $ff$ . Una onda rectangular implica la circulación permanente de corriente (en un sentido o el opuesto) por el devanado. El  $ff$ , definido como la relación entre el valor medio y eficaz de la onda considerada, tiene por objeto tener en cuenta la influencia de los períodos de no conducción.

#### 4.3.2.- Diseño de transformadores

En el caso de convertidores aislados, el transformador debe transmitir una señal de alta frecuencia, con el nivel de potencia requerido por la salida. Como puede derivarse de la expresión integral de la Ley de Faraday,  $\phi_M = E_{1\text{rms}} / 4,44 f N_1$ , para una misma tensión y potencia, a mayor frecuencia menor flujo, lo que implica menor tamaño. El uso de alta frecuencia permite en consecuencia utilizar transformadores relativamente pequeños, brindando economías en peso y volumen de alrededor del 60% en comparación con fuentes convencionales.

En un diseño deben considerarse los siguientes elementos:

*- Frecuencia de operación*

En aplicaciones de baja potencia, hasta los 50 W, y dependiendo de la aplicación, pueden elegirse frecuencias en el rango de los 100 KHz al MHz.. Para fuentes de potencias entre los 50 y 500 W, las frecuencias comúnmente utilizadas son del orden de los 200 a 500 KHz. 200 KHz para mayor eficiencia y 500 KHz para obtener una mayor densidad y facilidad de filtrado. Potencias entre los 500 W y 5 KW, utilizan frecuencias entre los 100 y 200 KHz.

*- Material magnético*

El material para el núcleo debe reunir las siguientes condiciones:

- Alta densidad de flujo de saturación para lograr un pequeño volumen.
- Alto valor de permeabilidad para reducir los requerimientos del núcleo y de los bobinados
- Alta resistencia específica para mantener bajas las pérdidas por corrientes parásitas

Los diseños se ajustan para que la máxima densidad de flujo que se produzca en la operación del transformador no supere al 50 o 60% de la densidad de flujo de saturación. Este margen de seguridad cubre la disminución de  $B_{sat}$  al aumentar la temperatura y prevé la operación en condiciones anormales como sobrecargas o cortocircuitos. Se recomienda el uso de materiales tipo ferrite al manganeso-zinc, que presentan valores del orden de los 0,32 tesla de densidad de flujo pico a 100 °C sin saturación y un mínimo valor de permeabilidad relativa de 1000. Las pérdidas decrecen entre 25 °C y 100 °C, lo cual provee estabilidad térmica.

*- Formato del núcleo*

Existen distintos formatos de núcleos, tales como:

- E/I
- Toroidal
- Cazoletas

La geometría del núcleo es un compromiso entre los campos dispersos y la facilidad para bobinar. Una bobina completamente rodeada por un núcleo de alta permeabilidad produce campos dispersos muy pequeños. Un ejemplo de este tipo de núcleos es la cubeta, que en muchos aspectos podría considerarse la forma ideal. En aplicaciones de potencia, donde se utilizan conductores de gran diámetro, es necesario disponer de los accesos adecuados para llegar al bobinado. Para estas aplicaciones se utilizan los núcleos toroidales o E/I. Con este tipo de núcleo, los bobinados no están completamente rodeados y la inductancia de pérdidas y el campo disperso son mayores que con una cubeta, pero menores que los que existirían en el caso de usarse núcleos tipo U.

*- Arrollamientos*

Para los bobinados, el material mas utilizado es el cobre. Su resistividad debe ser tenida en cuenta en el cálculo de las pérdidas y en la regulación de las salidas. La resistividad del cobre es de  $1,724 \cdot 10^{-8}$  ohm/m a los 25°C. A una temperatura T, su resistividad es  $1,724 (1 + 0,0042 (T-20)) \cdot 10^{-8}$  ohm / m.

El incremento de temperatura en los arrollamientos debido a su resistencia, determina la máxima densidad de corriente que puede circular por los mismos. Es normal tomar densidades de corriente eficaz comprendidas entre los 450 a 950 A/cm<sup>2</sup> . Una densidad de 450 A/cm<sup>2</sup> produce un incremento de 30°C con ventilación natural y núcleos medianos. Núcleos de gran volumen facilitan la disipación, provocando menores incrementos de temperatura a igual densidad de corriente.

Para reducir las inductancias de pérdida, las capacidades parásitas y optimizar el acoplamiento, en aplicaciones de alta frecuencia, puede recurrirse a múltiples técnicas de devanado, incluyendo entrelazado, multifilar o de pares enlazados. En vez de los usuales conductores de sección circular, a altas frecuencias suelen conductores multifilares o cintas de cobre para optimizar su aprovechamiento, ya que el efecto periclar que se torna importante a altas frecuencias.

Los arrollamientos de un bobinado deben tener una capa de material aislante, normalmente de 0,012mm de espesor para cable fino y entre 0,025 y 0,05 mm para cables de mayor diámetro. Además debe incluirse una capa de material poliéster entre distintos arrollamientos por tener un mayor dieléctrico y resistencia mecánica. El tipo de conductor utilizado en los arrollamientos, mas los materiales aislantes utilizados fijan el grado de ocupación de la ventana del núcleo magnético.

- *Especificaciones de diseño:*

Antes de abordar el diseño de un transformador, deben encontrarse previamente determinadas todas sus características de operación. Las condiciones de partida para el diseño de un transformador que deben encontrarse disponibles son las siguientes:

- VA de salida
- Frecuencia de operación y forma de onda de la tensión primaria
- Tensión de entrada, de régimen y transitorios
- Arrollamiento de Salida:
  - Número de arrollamientos
  - Cantidad de derivaciones por arrollamiento
  - Tensión eficaz por arrollamiento
  - Regulación
  - Corriente por arrollamiento
  - Tipo de carga
  - Impedancia
- Características mecánicas
  - Volumen: valores máximos de alto largo y ancho
  - Diámetro máximo en caso de utilizarse formas toroidales
  - Método de montaje
  - Peso máximo
  - Tipo de conexiones al circuito
- Características ambientales
  - Temperaturas: de operación y de almacenamiento
  - Vibraciones: frecuencia y amplitud

## 5.- Circuito Convertidor

Para el estudio de los circuitos de potencia, consideraremos estos circuitos separados en dos grandes grupos:

- ✓ Convertidores no aislados
- ✓ Convertidores aislados

Ambos grupos utilizan las mismas configuraciones básicas, incorporándose en el segundo caso transformadores o inductancias de dos arrollamientos a las configuraciones básicas para asegurar la aislación galvánica entre la alimentación de red y la tensión aplicada a la carga. Si bien esta aislación es indispensable en fuentes que deban alimentar circuitos electrónicos, no existe diferencia conceptual en el estudio de las configuraciones básicas de los circuitos de potencia de ambos grupos. En consecuencia, en el presente capítulo se desarrollarán los convertidores no aislados, para estudiar en el capítulo siguiente las modificaciones requeridas a los circuitos básicos para introducir aislación galvánica entre la entrada y salida.

Las tres configuraciones circuitales básicas utilizadas en el diseño del circuito de potencia de fuentes conmutadas son conocidas en la literatura como:

- ✓ Convertidor tipo “elevador/reductor o tipo flyback”
- ✓ Convertidor tipo “reductor, directo, buck o forward”
- ✓ Convertidor tipo “elevador o boost”

En el estudio de estos convertidores, se adoptan los siguientes criterios:

a) En todos los casos se considera que el elemento de conmutación opera como una llave ideal a una frecuencia  $f$ , pasando de un estado de conducción ( $R_{on} = 0$ ) a un estado de corte ( $R_{off} = infinito$ ). Igualmente se consideran despreciables las caídas de las juntas del dispositivo de conmutación y de los diodos directamente polarizados.

b) Dada la alternancia entre conducción y corte del dispositivo de conmutación, durante un período  $T=1/f$ , existe en consecuencia un tiempo de conducción  $tc$  y un tiempo de no conducción  $T - tc$ . Se define como ciclo de trabajo  $\delta$  a la relación entre tiempo de conducción  $tc$  y el período  $T$ :

$$\delta = tc/T$$

c) Se considera además que las inductancias no alcanzan nunca la condición de saturación, y que su resistencia es despreciable. En consecuencia, al encontrarse sometidas a tensiones continuas, su corriente crece o decrece linealmente. Ambas consideraciones se cumplen en implementaciones reales, donde las inductancias son diseñadas para que no saturen y la corriente es lineal dentro de márgenes de error despreciables.

d) Si bien la corriente en la inductancia presenta siempre una pendiente constante dada por  $V/L$ , el umbral a partir de la cual crece o decrece es una función de la carga del circuito. A mayor carga, ésta demanda mas corriente, por lo que el umbral aumenta, de modo tal que la energía tomada de la entrada sea la necesaria para esta nueva condición de carga. Por el contrario, si la carga disminuye, menor energía es requerida de la entrada y el umbral de la corriente por la inductancia se reduce para acomodarse a esta nueva condición de operación con menor consumo. Para la operación indicada, las corrientes en las inductancias son trapezoidales con un umbral inicial variable en función de la carga.

e) Por lo anteriormente expresado, si la resistencia de carga toma un valor lo suficientemente grande, el umbral de la corriente en la inductancia se reduce hasta hacerse cero, límite a partir del cual la corriente en la inductancia se hace discontinua. Las expresiones que determinan el funcionamiento

de las tres configuraciones básicas del circuito convertidor varían según éste opere en modo de conducción ininterrumpida o de conducción discontinua por la inductancia. Se consideran ambas condiciones de operación en el estudio de cada convertidor.

f) Las inductancias, almacenan energía en su campo magnético cuando se encuentren conectadas a la red de alimentación, para por el contrario, devolverla a la carga en el período que se encuentren desconectadas de la misma. En régimen de operación permanente, la energía almacenada en el período de conducción debe ser igual a la entregada en el de no-conducción.

g) En cuanto a las pérdidas presentes en los circuitos convertidores, éstas son debidas a los siguientes factores:

- Pérdidas en el elemento activo de conmutación cuando se encuentra en conducción.
- Pérdidas por conmutación en este dispositivo debido al pasaje del estado de conducción al de corte y viceversa.
- Pérdidas en los diodos cuando se encuentran en conducción.
- Pérdidas en la resistencia equivalente serie de los elementos inductivos y capacitivos.
- Pérdidas en los circuitos magnéticos

En general, consideraremos despreciables estas pérdidas en los cálculos de los circuitos convertidores. Esta aproximación permite obtener expresiones sencillas que en la gran mayoría de los casos prácticos coinciden con los valores reales dentro de márgenes de error muy pequeños.

h) Finalmente, dada la alta frecuencia de operación, junto con los elevados valores de capacidad del filtro de salida, el ripple resultante es muy pequeño, pudiéndose considerar para la mayoría de los cálculos que la tensión  $V_o$  de salida es constante. Se analizan a continuación la operación de cada uno de los distintos tipos de convertidores mencionados.

### 5.1.- Convertidor tipo “reductor/elevador o flyback”

El esquema circuital de este convertidor y sus formas de onda asociadas para conducción ininterrumpida por la inductancia  $L$  se presentan en las **Figuras 5.1a y 5.1b**.

En régimen permanente, durante el período de conducción  $t_c = \delta T$  del elemento de conmutación, la tensión de entrada  $V_i$  es aplicada sobre la inductancia  $L$ . El diodo  $D$  queda inversamente polarizado y la salida  $-V_o$  se mantiene constante debido al condensador  $C$ .

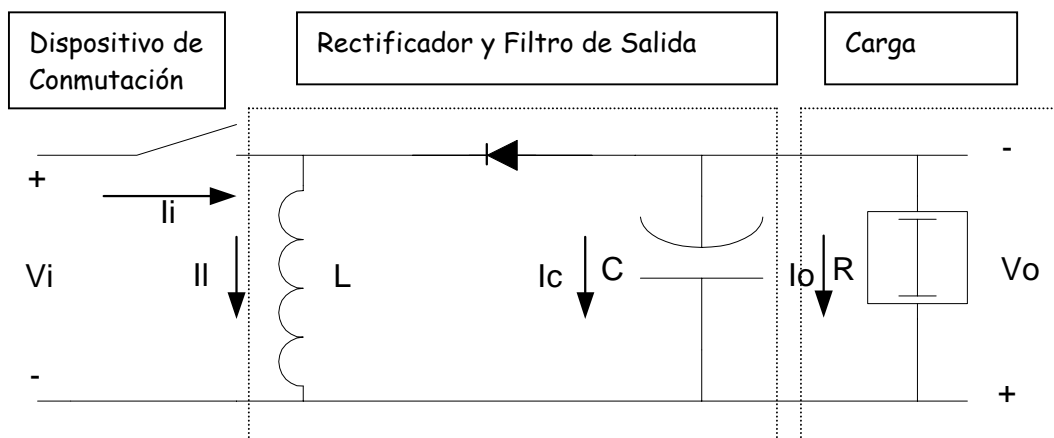


Fig. 5.1a

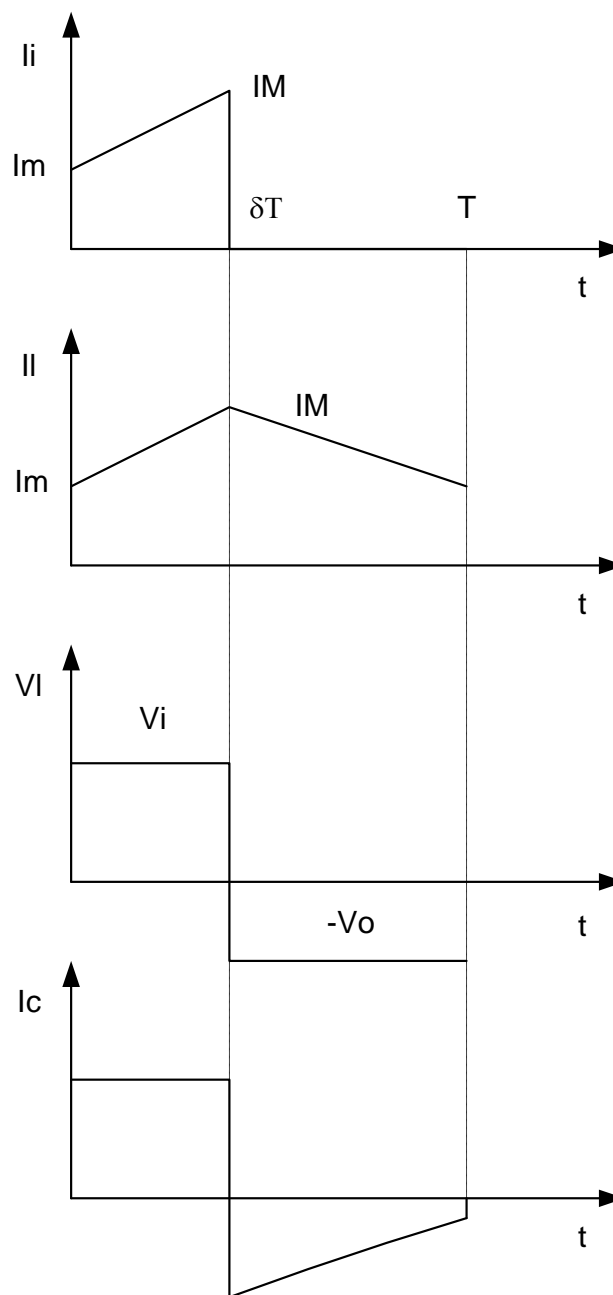


Fig. 5.1b

La corriente en la inductancia crece linealmente con una pendiente  $V_i / L$ , a partir de un umbral fijado por la resistencia de carga  $R$ . La corriente de entrada  $i_l$  coincide durante el período de conducción con la corriente  $II$  en la inductancia. Dado los elevados valores de  $C$  y  $f$ , se puede considerar despreciable la descarga de  $C$  en el período  $tc = \delta T$ .  $V_o$  es constante con ripple despreciable y las corrientes  $i_o = -i_c$  son también constantes e iguales a  $V_o/R$ .



En lo expresado no se ha considerado la existencia de la resistencia equivalente serie presente en todo condensador real. La circulación de la corriente de ripple por esta resistencia, denominada **ESR** (de la expresión inglesa Equivalent Series Resistor), es la que normalmente fija el valor de la tensión de ripple en la implementación de circuitos convertidores. En el convertidor flyback, el capacitor de salida debe proveer toda la corriente a la carga en el período de conducción  $\delta T$ . Por lo tanto la corriente de ripple es importante, fijando un mayor nivel de exigencia en el valor permitido de la **ESR** del capacitor de salida

En el período de no conducción  $T - tc$ , la tensión de entrada **Vi** se desconecta del resto del circuito y la corriente **ii** cae a cero. Como debe mantenerse el flujo establecido en la inductancia, su tensión se invierte y la corriente **ii** se establece a través de la carga y el condensador de filtro a través del diodo **D**, devolviendo la energía acumulada durante el período  $\delta T$ . La conducción del diodo **D** fija en la inductancia la tensión **Vo** del capacitor. En consecuencia la **ii** decrece en forma lineal con una pendiente  $-Vo/L$  durante el tiempo  $T - tc$ . La corriente **ic** en este período, por ser  $ic = -(ii + io)$ , varía con pendiente positiva, manteniendo **io** constante y con un valor medio nulo de **ic** en el período **T**.

Es claramente visible que la transferencia de energía desde la entrada a la salida no se realiza en forma instantánea, sino que la misma se almacena en la bobina, para que luego ser entregada a la carga.

A continuación se desarrollan las expresiones correspondientes a la condición de corriente ininterrumpida dibujadas en las gráficas de la **Figura 5.1b**.

#### 5.1.1.- Convertidor reductor/elevador: Conducción ininterrumpida por la inductancia L

Como la energía almacenada por una inductancia en el período de conducción es igual a la devuelta durante en período de no-conducción, el valor medio de su tensión debe ser nulo.

$$V_i \delta T = V_o (1 - \delta) T$$

De donde se extrae la siguiente relación entre las tensiones de entrada y salida del convertidor flyback para operación ininterrumpida:

$$V_o = V_i \delta / (1 - \delta)$$

De la expresión anterior puede concluirse que para conducción ininterrumpida en la inductancia::

- ✓ La tensión de salida es independiente de la carga
- ✓ La tensión de salida puede ser fácilmente modificada mediante la variación de  $\delta$ .

La relación entre **Vi** y **Vo** se ve afectada por la resistencia efectiva de la inductancia, especialmente si el valor de  $\delta$  se aproxima a la unidad. Considerando un valor **r** de resistencia en la inductancia, se obtiene:

$$V_o / V_i = (\delta / 1 - \delta) [ (1 - \delta)^2 R / (1 - \delta)^2 R + r ]$$

*Ejemplo 1: Hallar las formas de onda con valores numéricos de un convertidor reductor/elevador, trabajando en modo de corriente ininterrumpida, cargado con una  $R = 5 \text{ ohm}$ , si  $V_o = 5 \text{ voltios}$ ,  $V_i = 20 \text{ voltios}$ ,  $f = 10 \text{ KHz}$ ,  $L = 1 \text{ mHy}$  y  $C = 10000 \text{ } \mu\text{F}$ .*

a) *Determinación del Ciclo de Trabajo:*

$$\begin{aligned} V_o &= V_i \delta / (1 - \delta) \\ \delta &= V_o / (V_i + V_o) = 0,2 \\ \delta T &= 0,2 \cdot 10^{-4} \text{ seg} \end{aligned}$$

b) *Determinación de la diferencia entre los valores máximo y mínimo de  $i_l$*

Durante el período de conducción  $i_l = I$ , en consecuencia:

$$\begin{aligned} V_i &= L \, di/dt \\ V_i &= L \, \Delta i / \delta T \\ \Delta i / \delta T &= 20 \text{ V} / 10^{-3} \text{ Hy} = 20 \cdot 10^3 \text{ A/seg} \\ \Delta i &= 20 \cdot 10^3 \text{ A/seg} \cdot 0,2 \cdot 10^{-4} \text{ seg} = 400 \text{ mA} \end{aligned}$$

c) *Determinación del valor medio de la corriente de entrada:*

Despreciando las pérdidas, la energía de entrada debe ser igual a la de salida,

$$\begin{aligned} V_i i_l &= V_o i_o \\ i_l &= V_o i_o / V_i = 5 \times 1 / 20 = 0,25 \text{ A} \\ i_l &= I_m \delta T / T + \delta T (I_M - I_m) / 2T = \delta (I_m + I_M) / 2 \end{aligned}$$

d) *Cálculo de  $I_m$  e  $I_M$ .*

$$\begin{aligned} I_M + I_m &= 2 i_l / \delta = 2 \times 0,25 / 0,2 = 2,5 \text{ A} \\ I_M - I_m &= \Delta i = 0,4 \text{ A} \\ I_M &= 1,45 \text{ A} \\ I_m &= 1,05 \text{ A} \end{aligned}$$

e) *Cálculo de  $i_c$*

Como la corriente de salida se considera constante e igual a  $V_o/R = 1 \text{ A}$ , durante el período de no conducción, la corriente  $i_c$  varía linealmente entre  $-0,45 \text{ A}$  y  $-0,05 \text{ A}$

f) *Verificación de la suposición de  $V_o$  constante con ripple despreciable*

Como la variación de tensión en el capacitor  $C$  es igual en los períodos de conducción y de no conducción, y considerando  $i_c$  constante durante  $\delta T$ , esta variación puede calcularse como:

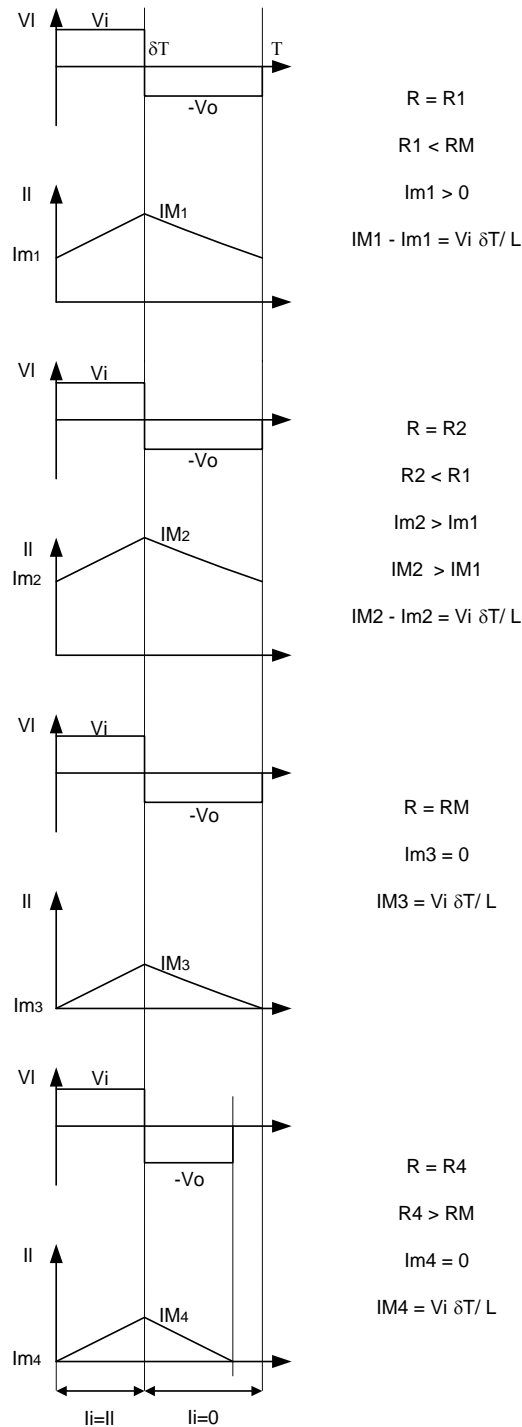
$$\Delta V_c = 1/C \int_0^{\delta T} i \, dt = \delta T i_c / C = 2 \text{ mV}$$

El cálculo realizado es el del peor caso, ya que si de acuerdo al circuito, se considera una descarga exponencial, se obtiene necesariamente un valor menor. Sin embargo, dados los valores involucrados, el valor del ripple pico a pico obtenido por uno y otro método es prácticamente idéntico.

Con el valor calculado, se verifica que el ripple es despreciable y la suposición adecuada.

**5.1.2.- Convertidor reductor/elevador: Conducción interrumpida por la inductancia L**

En la **Figura 5.2** pueden observarse las formas de onda de un convertidor flyback con distintas condiciones de carga.



**Fig. 5.2**

En estado de régimen permanente, es decir para condiciones estables de tensión de entrada, carga y ciclo de trabajo, sea cual fuese la forma de operación del convertidor, toda la energía tomada por el convertidor de la red es suministrada a la carga. Despreciando las pérdidas,

$$V_i I_i = V_o I_o$$

Donde los valores de tensiones y corrientes son los valores medios de entrada y salida respectivamente.

En operación con corriente ininterrumpida por la inductancia, ésta crece linealmente a partir de un umbral  $I_m$ . Como  $V_o$  es constante, si la carga aumenta (disminuye la  $R$  de carga), existe una mayor demanda de energía de la red. Dado que en esta condición de operación, la pendiente de la corriente en la inductancia es independiente de la corriente de carga, la mayor demanda de energía se refleja en un aumento del umbral  $I_m$ .

Por el contrario, si la carga disminuye (aumenta la  $R$  de carga), la demanda de energía será menor, resultando en una disminución de  $I_m$ . En consecuencia existirá un valor de  $R_M$  a partir del cual el umbral se hace cero, la corriente por la inductancia pasa a ser discontinua y se modifica la forma de operación del convertidor. La tensión de salida ya no es más independiente de la carga, sino que se eleva lo necesario para mantener el balance entre la energía acumulada y entregada en cada ciclo.

Adicionalmente, la energía en la inductancia es devuelta completamente antes del período  $T$ . En ese instante el diodo  $D$  se abre nuevamente y el condensador  $C$  mantiene constante la tensión de salida en el valor de  $-V_o$ .

Para  $R$  mayor o igual a  $R_M$ , la forma de onda de la corriente de entrada  $I_i$  permanece inalterada, por lo que para mantener el equilibrio energético  $V_o$  debe aumentar al incrementarse  $R$ .

En condiciones de operación discontinua, deja de ser válida la expresión que vincula las tensiones de salida y de entrada hallada en el apartado anterior. Si  $R$  es mayor o igual a  $R_M$ , el valor medio de la corriente de entrada  $I_i$  puede ser expresado como:

$$I_i = \delta I_M / 2$$

Además se verifica:

$$V_i = L di/dt$$

$$V_i = L I_M / \delta T$$

$$I_M = V_i \delta T / L$$

La determinación de la resistencia máxima resulta de las siguientes expresiones:

$$V_i I_i = V_o^2 / R_M$$

$$V_i \delta I_M / 2 = V_o^2 / R_M$$

$$V_i^2 \delta^2 T / 2 L = V_o^2 / R_M$$

En esta condición límite aún se satisface la relación  $V_o / V_i = \delta / 1 - \delta$

$$R_M = 2 L / (1 - \delta)^2 T.$$

Para valores de  $R > RM$ , la conducción es discontinua. Para determinar la nueva relación de las tensiones de entrada y salida se parte de la condición de conservación de energía:

$$V_i I_i = V_o I_o$$

En operación discontinua sigue siendo válida la expresión anterior de la corriente media de entrada  $I_i$

$$I_i = IM \delta / 2$$

Utilizando la expresión de  $IM$ ,

$$I_i = V_i \delta^2 T / 2L$$

Reemplazando en la ecuación inicial, se encuentra la relación buscada entre las tensiones de entrada y salida:

$$V_i^2 \delta^2 T / 2L = V_o I_o$$

O bien, como  $I_o = V_o / R$

$$V_o / V_i = \delta \sqrt{(RT / 2L)}$$

Se verifica que la tensión de salida no depende solo de la entrada y del ciclo de trabajo, sino que es también función de la carga. El mantener la tensión constante en esta forma de operación requiere que el circuito de control opere permanentemente sobre el ciclo de trabajo. Sin embargo, esta forma de operación presenta una mejor regulación frente a bruscas variaciones de carga, por lo que es normal encontrar convertidores que operen en una u otra condición.

La expresión anterior puede ser re escrita como

$$V_o / V_i = V_i \delta^2 T / 2 L I_o$$

Para un convertidor en particular, la tensión de entrada, la frecuencia de operación y la inductancia son valores fijos de operación. La característica de salida de este convertidor, puede ser dada como una curva normalizada en función de los siguientes valores:

$$V_n = V_o / V_i$$

$$I_n = L I_o / V_i T$$

Reemplazando en la expresión anterior por los valores normalizados,

$$V_n = \delta^2 / 2 I_n$$

Aplicando igual concepto de normalización para operación ininterrumpida, de la expresión que vincula las tensiones de entrada y salida en esta forma de operación,

$$V_o / V_i = \delta / (1 - \delta)$$

$$V_n = \delta / (1 - \delta)$$

En la **Figura 5.3** se ha representado en forma gráfica la característica normalizada de salida para ambas formas de operación. Puede observarse en la misma, el lugar geométrico que fija el límite de operación entre ambos modos.

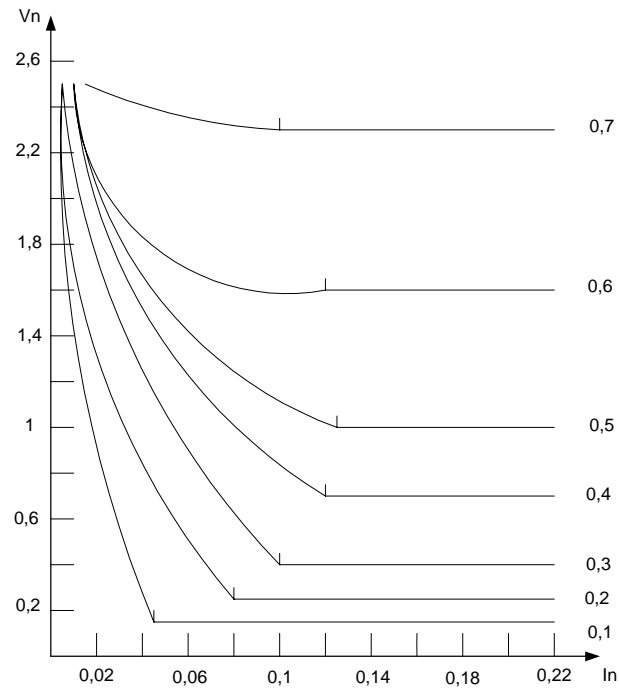
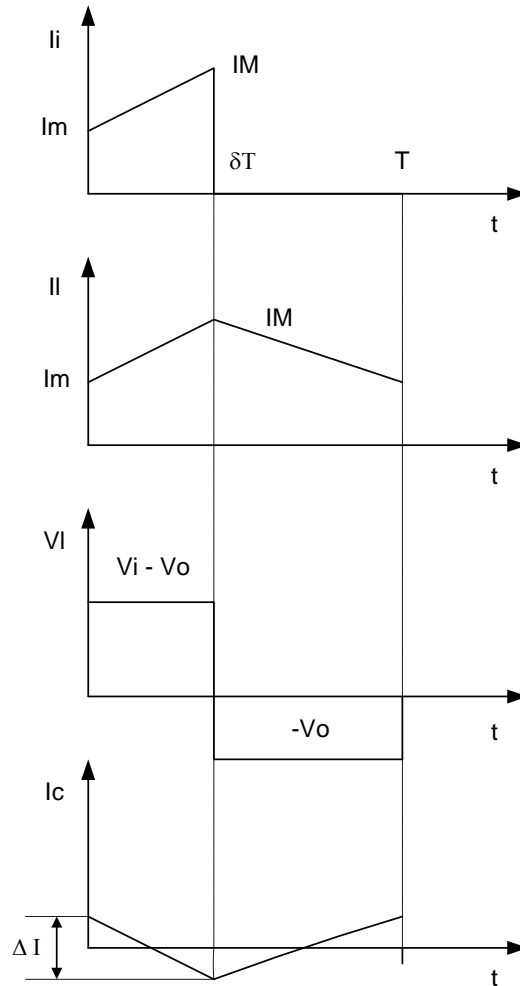
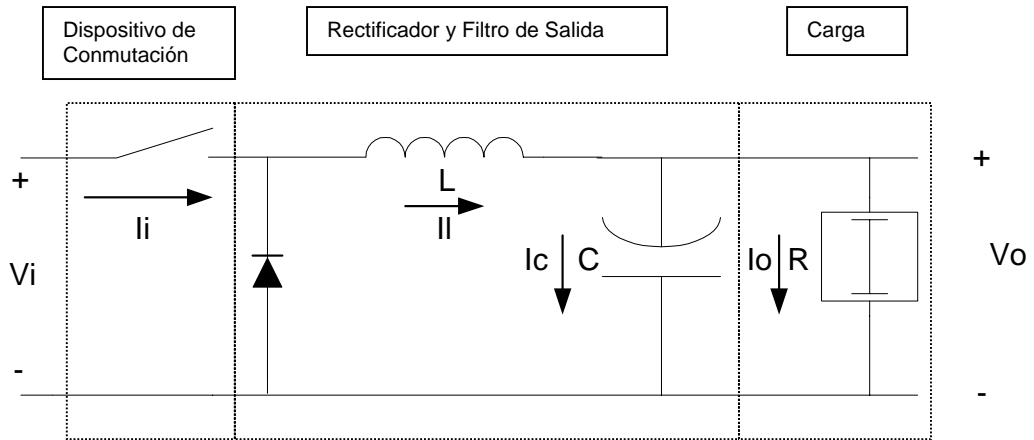


Fig. 5.3

$\delta$	$I_n$	$V_n$
0,1	0,045	0,11
0,2	0,08	0,25
0,3	0,105	0,43
0,4	0,12	0,66
0,5	0,125	1
0,6	0,12	1,5
0,7	0,105	2,33
0,8	0,08	4
0,9	0,045	9

**5.2.- Convertidor tipo “reductor, directo, buck o forward”**

El esquema circuital de este convertidor, así como sus formas de onda para conducción ininterrumpida por la inductancia se indican en la **Figura 5.4**.



**Fig. 5.4**

Durante el período  $t_c = \delta T$  de conducción del elemento de conmutación, y en régimen permanente, la tensión en la inductancia  $L$  es la diferencia entre las tensiones de entrada  $V_i$  y de salida  $V_o$ . Su corriente crece linealmente con una pendiente  $(V_i - V_o) / L$ , con un valor inicial fijado por la carga del circuito.

La corriente de entrada  $I_i$  coincide en este período con la corriente  $I$  en la inductancia. Como se supone  $V_o$  constante con ripple despreciable, la corriente  $I_o$  es constante e igual a  $V_o/R$ . La corriente en el condensador es la diferencia entre ambas corrientes  $I_c = I - I_o$ , resultando en una corriente con pendiente negativa.

En circuitos reales, el **ESR** del capacitor es determinante del valor del ripple de tensión de salida. Para este convertidor, dado que la inductancia colabora en el suministro de la corriente de carga durante el intervalo de no-conducción, las exigencias en cuanto al valor de la ESR del capacitor son menores que en el convertidor flyback.

En el período de no-conducción  $T - t_c$ , la tensión de entrada  $V_i$  se desconecta del resto del circuito. La corriente  $I$  cae a cero y la inductancia devuelve su energía a la carga y al condensador de filtro a través del diodo  $D$ . La conducción del diodo  $D$  fija a la inductancia la tensión  $V_o$  con polaridad inversa a la del período de conducción. Su corriente decrece en forma lineal con una pendiente  $-V_o/L$  durante el tiempo  $T - t_c$ . La corriente  $I_c$  varía en forma correspondiente manteniendo a  $I_o$  constante, y con un valor medio nulo para que la energía tomada y entregada por el condensador resulten iguales.

Al igual que en el convertidor flyback, la transferencia de energía desde la entrada a la salida se realiza en forma de paquetes.

De las gráficas de la **Figura 5.4** se observa que se ha supuesto una condición de carga correspondiente a conducción ininterrumpida por la inductancia. Se desarrollarán en primer lugar las expresiones correspondientes a esta condición de operación

### 5.2.1.- Convertidor reductor: Conducción ininterrumpida por la inductancia $L$

Para que durante esta operación, la energía almacenada por la inductancia  $L$  en el período  $\delta T$ , sea igual al devuelto durante en período  $T - t_c$ , debe satisfacerse:

$$(V_i - V_o) \delta T = V_o (1 - \delta) T$$

La relación entre tensión de entrada y salida para operación ininterrumpida resulta:

$$V_o = \delta V_i$$

Para corriente ininterrumpida puede observarse:

- ✓ La tensión de salida es independiente de la carga
- ✓ La tensión de salida puede ser fácilmente modificada mediante la variación de  $\delta$ .



*Ejemplo 2: Hallar las formas de onda con valores numéricos de un convertidor reductor, en modo corriente ininterrumpida, cargado con una  $R = 10 \text{ ohm}$ , si  $V_o = 10 \text{ voltios}$ ,  $V_i = 100 \text{ voltios}$ ,  $f = 10 \text{ KHz}$ ,  $L = 1 \text{ mHy}$  y  $C = 10000 \text{ } \mu\text{F}$ .*

a) *Determinación del Ciclo de Trabajo:*

$$\begin{aligned} V_o &= \delta V_i \\ \delta &= V_o/V_i = 0,1 \\ \delta T &= 0,1 \cdot 10^{-4} \text{ seg} = 10^{-5} \text{ seg} \end{aligned}$$

b) *Determinación de la diferencia entre los valores máximos y mínimos de  $i_l$*

Durante el período de conducción  $i_l = I_l$ , en consecuencia:

$$\begin{aligned} V_i - V_o &= L \, di/dt \\ V_i - V_o &= L \, \Delta i/\delta T \\ \Delta i/\delta T &= 90 \text{ V}/10^{-3} \text{ Hy} = 9 \cdot 10^4 \text{ A/seg} \\ \Delta i &= 0,9 \text{ A} \end{aligned}$$

c) *Determinación del valor medio de la corriente de entrada:*

Como la energía de entrada debe ser igual a la de salida,

$$\begin{aligned} V_i i_l &= V_o I_o \\ i_l &= V_o I_o / V_i = 10 \text{ W} / 100 = 0,1 \text{ A} \\ i_l &= I_m \delta T / T + \delta T (I_M - I_m) / 2T = \delta (I_m + I_M) / 2 \end{aligned}$$

d) *Cálculo de  $I_m$  e  $I_M$ .*

$$\begin{aligned} I_M + I_m &= 2 i_l / \delta = 2 \times 0,1 / 0,1 = 2 \text{ A} \\ I_M - I_m &= \Delta i = 0,9 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_M &= 1,45 \text{ A} \\ I_m &= 0,55 \text{ A} \end{aligned}$$

e) *Cálculo de  $I_c$*

Como la corriente de salida se considera constante e igual a  $V_o/R = 1 \text{ A}$ , la corriente  $I_c$  varía linealmente entre  $+0,45 \text{ A}$  y  $-0,45 \text{ A}$

f) *Verificación de la suposición de  $V_o$  constante con ripple despreciable*

$$V_c = 1/C \int_0^t i \, dt = 1/C \left[ \int_0^{\delta T/2} i \, dt + \int_{\delta T+(1-\delta T)/2}^T i \, dt \right]$$

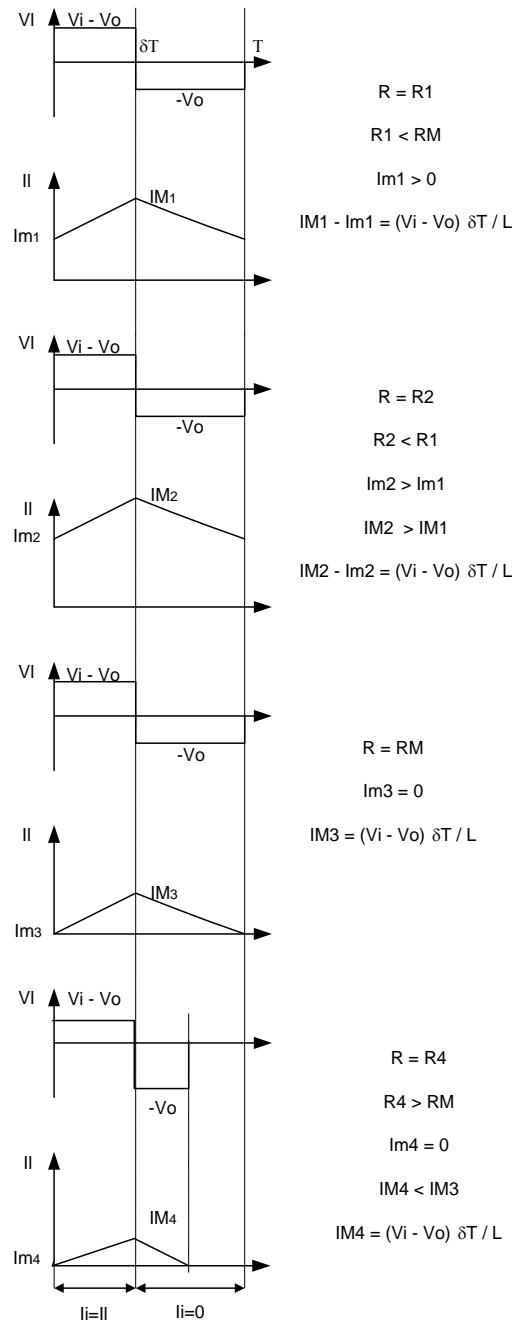
Resolviendo para la excursión lineal de la corriente en el condensador, y considerando  $\Delta I = V_o (1 - \delta) T / L$

$$V_c = 10 \cdot 10^{-8} \cdot 0,9 / 8 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-2} = 1,1 \text{ mV}$$

Con lo que se verifica que el ripple es despreciable y la suposición aceptable.

**5.2.2.- Convertidor reductor: Conducción interrumpida por la inductancia L**

Como en todo convertidor, en operación con corriente ininterrumpida por la inductancia, ésta crece y decrece linealmente a partir de un umbral **Im**. Este umbral aumenta o disminuye en relación inversa a **R**, existiendo un valor de **RM** a partir del cual el umbral se hace cero, la corriente por la inductancia pasa a ser discontinua y se modifica la forma de operación del convertidor. La tensión de salida ya no es más independiente de la carga, sino que se eleva lo necesario para mantener el balance entre la energía acumulada y la entregada en cada ciclo.



**Fig. 5.5**

La situación límite se produce cuando  $I_m = 0$ . De las gráficas de la figura anterior, para  $R$  menor o igual a  $RM$  el valor medio de la corriente de entrada es

$$I_i = \delta (I_M + I_m) / 2$$

Por lo que la condición límite se produce para

$$I_i = \delta I_M / 2$$

Correspondiendo en esta operación

$$V_i - V_o = L di/dt$$

$$V_i - V_o = L I_M / \delta T$$

$$I_M = (V_i - V_o) \delta T / L$$

La determinación de la resistencia máxima resulta de las siguientes expresiones:

$$V_i I_i = V_o^2 / R_M$$

$$V_i \delta I_M / 2 = V_o^2 / R_M$$

$$V_i (V_i - V_o) \delta^2 T / 2 L = V_o^2 / R_M$$

En esta condición límite aún se satisface la relación  $V_o / V_i = \delta$

$$R_M = 2 L / (1 - \delta) T$$

Para valores de  $R > R_M$ , la conducción es discontinua. La nueva relación de las tensiones de entrada y salida es la siguiente:

$$I_i = I_M \delta / 2$$

$$I_i = (V_i - V_o) \delta^2 T / 2L$$

Partiendo de  $V_i I_i = V_o I_o$ , se encuentra la relación buscada entre las tensiones de entrada y salida:

$$V_i (V_i - V_o) \delta^2 T / 2L = V_o I_o$$

La tensión de salida depende de la entrada, del ciclo de trabajo y de la carga.

La expresión anterior puede ser re escrita como

$$V_o / V_i = (V_i - V_o) \delta^2 T / 2 L I_o$$

Para un convertidor en particular, la tensión de entrada, la frecuencia de operación y la inductancia son valores fijos de operación. La característica de salida de este convertidor, puede ser dada como una curva normalizada en función de los siguientes valores:

$$V_n = V_o / V_i$$

$$I_n = L I_o / V_i T$$

Reemplazando en la expresión anterior por los valores normalizados

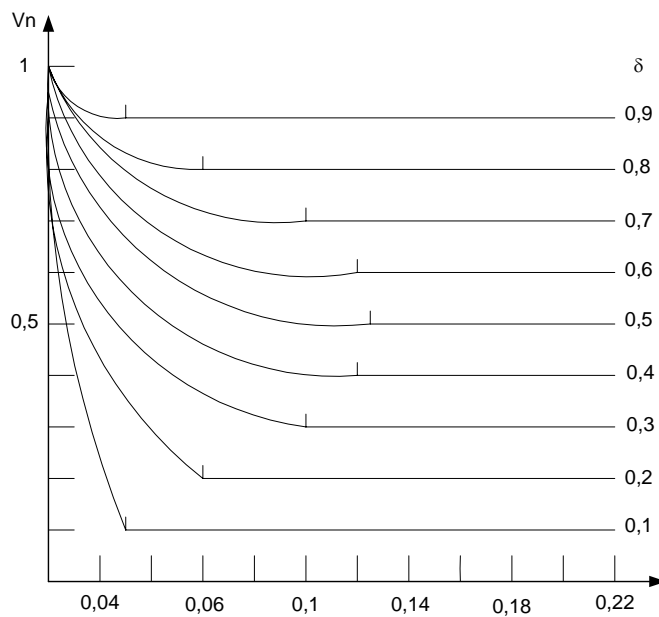
$$V_n = \delta^2 / 2 \ln + \delta^2$$

Aplicando igual concepto de normalización para operación ininterrumpida, de la expresión que vincula las tensiones de entrada y salida en esta forma de operación,

$$V_o / V_i = \delta$$

$$V_n = \delta$$

En la siguiente figura se ha representado en forma gráfica la característica normalizada de salida para ambas formas de operación.

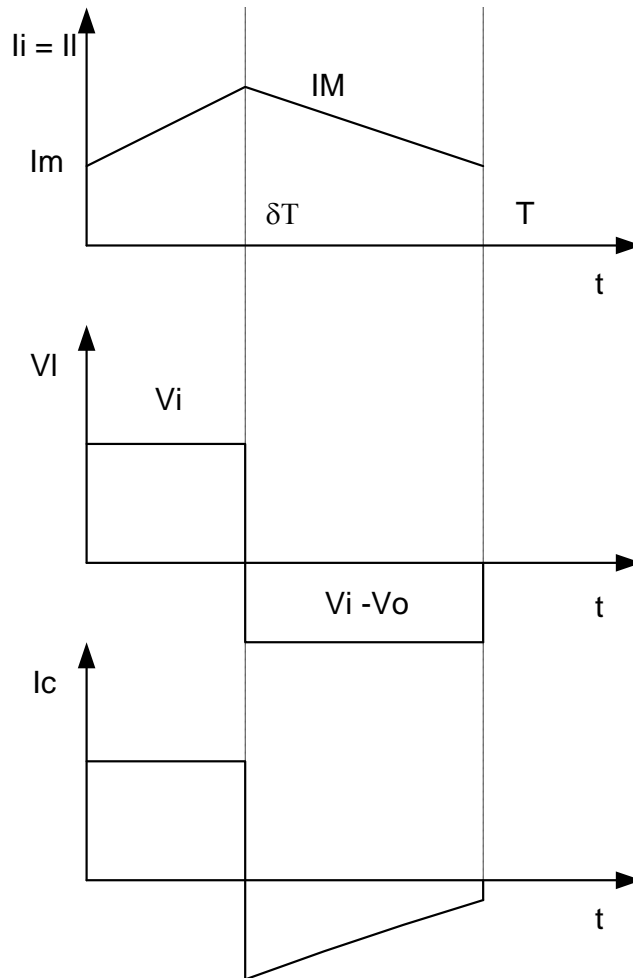
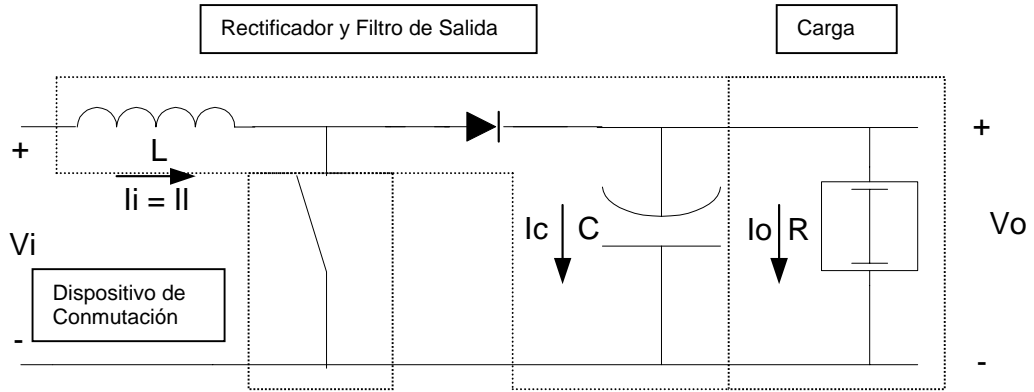


**Fig. 5.6**

$\delta$	$l_n$	$V_n$
0,1	0,045	0,1
0,2	0,08	0,2
0,3	0,105	0,3
0,4	0,12	0,4
0,5	0,125	0,5
0,6	0,12	0,6
0,7	0,105	0,7
0,8	0,08	0,8
0,9	0,045	0,9

**5.3.- Convertidor elevador o tipo “boost”**

En la **Figura 5.7** se presenta el esquema circuital de este convertidor y sus formas de onda asociadas para conducción ininterrumpida



**Fig. 5.7**

Durante el período  $tc = \delta T$  de conducción del elemento de conmutación, y en régimen permanente, la tensión de entrada  $V_i$  se aplica sobre la inductancia  $L$ . Por ser  $V_o > V_i$ , el diodo  $D$  queda inversamente polarizado y el condensador  $C$  mantiene constante la tensión de salida  $V_o$ . La corriente en la inductancia crece linealmente con una pendiente  $V_i / L$ , con un valor inicial de la rampa fijado por la resistencia  $R$  de carga del circuito.

En este convertidor, la corriente de entrada  $I_i$  coincide siempre con la corriente  $I$  en la inductancia. Considerando despreciable la descarga de  $C$  en el período  $tc = \delta T$ ,  $V_o$  es constante con ripple despreciable y la corriente  $I_o$  es también constante e igual a  $V_o/R$ .

En el período de no-conducción  $T - tc$ , la tensión de entrada  $V_i$  se aplica a la inductancia en serie con la carga. La corriente  $I_i$  continúa siendo igual a  $I$  y la inductancia devuelve su energía a la carga y al condensador de filtro de salida a través del diodo  $D$ . La conducción del diodo  $D$  fija en la inductancia la tensión  $V_i - V_o$ , con polaridad inversa a la del período de conducción. Su corriente decrece en forma lineal con una pendiente  $-(V_o - V_i)/L$  durante el tiempo  $T - tc$ . La corriente  $I_c$  por ser  $I_c = I - I_o$ , varía con pendiente positiva, manteniendo  $I_o$  constante y con un valor medio nulo.

Las gráficas de la **Figura 5.7** corresponden a conducción ininterrumpida por la inductancia, desarrollándose a continuación las expresiones para este modo de operación

### 5.3.1.- Convertidor elevador: Conducción ininterrumpida por la inductancia $L$

La energía almacenada por la inductancia  $L$  en el período  $\delta T$ , es igual al devuelto durante en período  $T - tc$ :

$$V_i \delta T = (V_o - V_i) (1 - \delta)T$$

La relación entre tensión de entrada y salida para operación ininterrumpida resulta:

$$V_o = V_i / (1 - \delta)$$

- ✓ La tensión de salida es independiente de la carga
- ✓ La tensión de salida puede ser fácilmente modificada mediante la variación de  $\delta$ .

En este convertidor, la ganancia de continua  $V_o/V_i$  se encuentra considerablemente afectada por la resistencia interna de la inductancia, especialmente cuando  $\delta$  tiende a 1. Considerando una resistencia de carga  $R$  y una resistencia interna  $r$  en la inductancia, se obtiene una nueva expresión de la ganancia dada por:

$$V_o/V_i = \{1 / (1 - \delta)\} \{ (1 - \delta)^2 R / (1 - \delta)^2 R + r \}, \text{ con un máximo } V_o/V_i = \frac{1}{2} \sqrt{R/r}$$

La diferencia entre la ganancia ideal y real se indica en la **Figura 5.8**

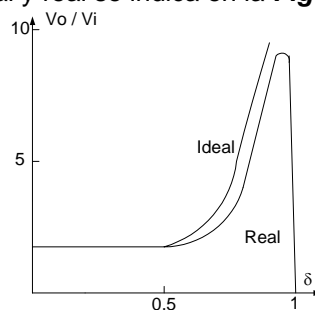


Fig. 5.8

*Ejemplo 3: Hallar las formas de onda con valores numéricos de un convertidor elevador, operando en modo ininterrumpido, cargado con una  $R = 20 \text{ ohm}$ , si  $V_o = 20 \text{ voltios}$ ,  $V_i = 12 \text{ voltios}$ ,  $f = 10 \text{ KHz}$ ,  $L = 1 \text{ mHy}$  y  $C = 10000 \text{ } \mu\text{F}$ .*

a) *Determinación del Ciclo de Trabajo:*

$$\begin{aligned} V_o &= V_i / (1 - \delta) \\ \delta &= V_o - V_i / V_o = 0,4 \\ \delta T &= 0,4 \cdot 10^{-4} \text{ seg} = 4 \cdot 10^{-5} \text{ seg} \end{aligned}$$

b) *Determinación de la diferencia entre los valores máximos de  $i_l$*

Durante el período de conducción  $i_l = I_l$ , en consecuencia:

$$\begin{aligned} V_i &= L \, di/dt \\ V_i &= L \, \Delta i / \delta T \\ \Delta i / \delta T &= 12 \text{ V} / 10^{-3} \text{ Hy} = 12 \cdot 10^3 \text{ A/seg} \\ \Delta i &= 12 \text{ A/seg} \cdot 4 \cdot 10^{-5} \text{ seg} = 480 \text{ mA} \end{aligned}$$

c) *Determinación del valor medio de la corriente de entrada:*

Como la energía de entrada debe ser igual a la de salida,

$$\begin{aligned} V_i i_l &= V_o I_o \\ i_l &= V_o I_o / V_i = 20 \times 1 / 12 = 1,67 \text{ A} \\ i_l &= I_m \delta T / \delta T + \delta T (I_M - I_m) / 2\delta T = (I_m + I_M) / 2 \end{aligned}$$

d) *Cálculo de  $I_m$  e  $I_M$ .*

$$\begin{aligned} I_M + I_m &= 2 i_l = 2 \times 1,67 = 3,34 \text{ A} \\ I_M - I_m &= \Delta i = 0,48 \text{ A} \\ I_M &= 1,905 \text{ A} \\ I_m &= 1,425 \text{ A} \end{aligned}$$

e) *Cálculo de  $I_c$*

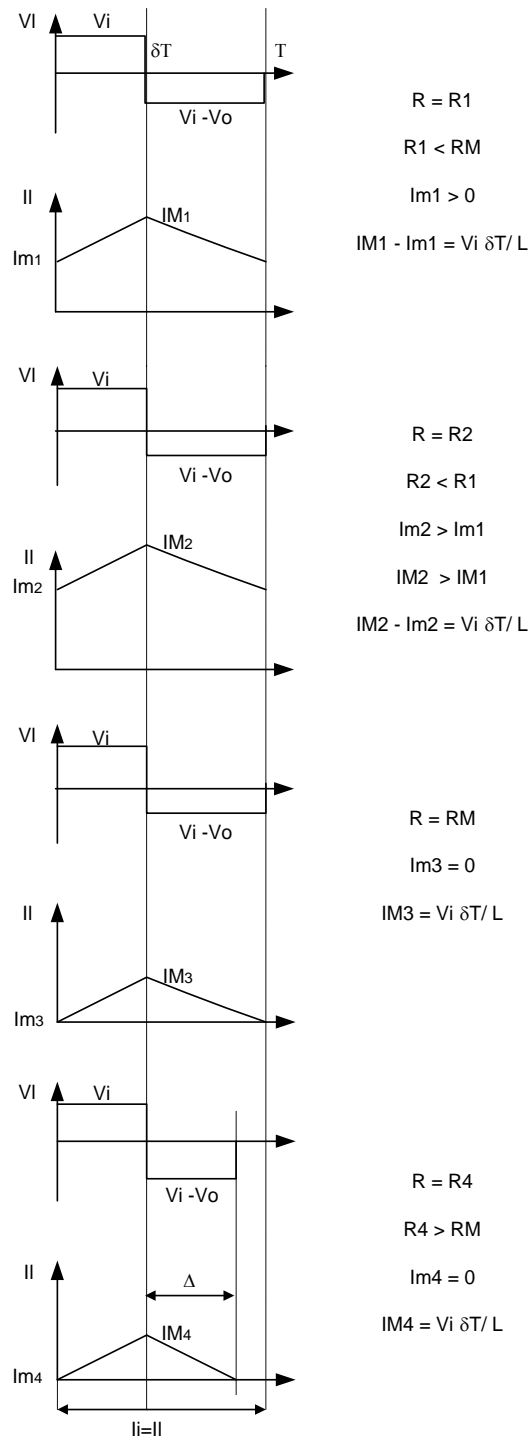
Como la corriente de salida se considera constante e igual a  $V_o/R = 1 \text{ A}$  durante el período de conducción, la corriente  $I_c$  varía linealmente entre  $-0,905 \text{ A}$  y  $0,425 \text{ A}$

f) *Verificación de la suposición de  $V_o$  constante con ripple despreciable*

$$\Delta V_c = 1 / C \int_0^{\delta T} i \, dt = \delta T I_c / C = 4 \cdot 10^{-5} \cdot 1 / 10^{-2} = 4 \text{ mV}$$

**5.3.2.- Convertidor elevador: Conducción interrumpida por la inductancia L**

En la siguiente figura se indican las gráficas correspondientes a este tipo de convertidor ante variaciones de la resistencia de carga.



**Fig. 5.9**



El valor medio de la corriente en conducción ininterrumpida es

$$I = I_M + I_m / 2$$

La condición límite se corresponde a  $I_m = 0$

$$I = I_M / 2$$

Correspondiendo en esta operación

$$V_i = L di/dt$$

$$V_i = L I_M / \delta T$$

$$I_M = V_i \delta T / L$$

La resistencia máxima resulta de las siguientes expresiones:

$$V_i I_i = V_o^2 / R_M$$

$$V_i I_M / 2 = V_o^2 / R_M$$

$$V_i^2 \delta T / 2 L = V_o^2 / R_M$$

Como aún se satisface la relación  $V_o / V_i = 1 / 1 - \delta$

$$R_M = 2 L / \delta (1 - \delta)^2 T$$

Para  $R > R_M$ , la conducción es discontinua. Se determina la nueva relación de las tensiones de entrada y salida partiendo de la expresión:

$$V_i I_i = V_o I_o$$

En operación discontinua se satisface durante el período de conducción que

$$V_i = L di/dt$$

$$V_i = L I_M / \delta T$$

$$I_M = V_i \delta T / L$$

Para el período de no conducción,

$$V_o - V_i = L I_M / \Delta$$

$$\Delta = L I_M / V_o - V_i$$

$$\Delta = V_i \delta T / V_o - V_i$$

Por lo que el valor medio de la corriente de entrada resulta:

$$I_i = I_M \delta T / 2T + I_M \Delta / 2T$$

$$I_i = I_M \delta V_o / 2 (V_o - V_i)$$

$$I_i = \delta^2 T V_o V_i / 2L (V_o - V_i)$$

Reemplazando este valor en la igualdad de potencia de entrada y salida:

$$V_i \delta^2 T V_o V_i / 2L (V_o - V_i) = V_o I_o$$

Expresión que vincula la tensión de salida con la de entrada, ciclo de trabajo y resistencia de carga.

La expresión anterior puede ser re escrita como

$$V_o / V_i = \delta^2 / (2 L I_o / V_i T) (V_o - V_i) / V_o$$

Para un convertidor en particular, la tensión de entrada, la frecuencia de operación y la inductancia son valores fijos de operación. La característica de salida de este convertidor, puede ser dada como una curva normalizada en función de los siguientes valores:

$$V_n = V_o / V_i$$

$$I_n = L I_o / V_i T$$

$$V_n = 1 + \delta^2 / 2 I_n$$

Aplicando igual concepto de normalización para operación ininterrumpida, de la expresión que vincula las tensiones de entrada y salida en esta forma de operación,

$$V_o / V_i = 1 / 1 - \delta$$

$$V_n = 1 / 1 - \delta$$

En la siguiente figura se ha representado en forma gráfica la característica de salida para ambas formas de operación.

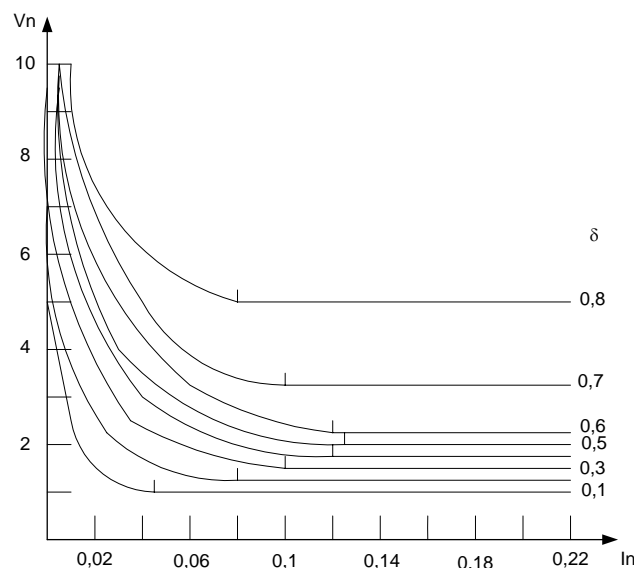


Fig. 5.10

$\delta$	$I_n$	$V_n$
0,1	0,045	1,11
0,2	0,08	1,25
0,3	0,105	1,43
0,4	0,12	1,67
0,5	0,125	2
0,6	0,12	2,5
0,7	0,105	3,33
0,8	0,08	5
0,9	0,045	10

## 5.4.- Comparación de los Circuitos Convertidores Básicos

A continuación se realiza una comparación de los circuitos convertidores básicos estudiados.

### 5.4.1.- Cuadro comparativo

Topología	Polaridades de $V_o$ y $V_i$	Magnitudes de $V_o$ y $V_i$
<b>Flyback</b>	Polaridad inversa	Elevador o Reductor
<b>Forward, Directo o Buck</b>	Igual polaridad	Reductor
<b>Boost</b>	Igual polaridad	Elevador

### 5.4.2.- Modos de Operación

Cada uno de los tres circuitos convertidores estudiados presentan muy diferentes características de funcionamiento a lazo abierto y cerrado, según trabajen en uno u otro modo de operación. Diseños realizados para un modo no pueden ser operados en el otro, ya que puede producirse un comportamiento inestable debido a las diferentes características de los circuitos de realimentación.

Convertidores diseñados para operación ininterrumpida no deben ser operados en condiciones de baja carga.

#### **Operación con corriente ininterrumpida**

En este modo de operación, la corriente por la inductancia nunca permanece en un valor nulo durante cualquier intervalo del ciclo de operación. Esta condición implica una inductancia significativamente mayor que la requerida para operar en modo discontinuo.

Debe considerarse que si bien en este modo de operación la corriente en la inductancia es ininterrumpida en todos los tipos de convertidores, en los del tipo flyback y boost la corriente en la etapa de salida (por ejemplo la corriente por el diodo), no lo es. Por el contrario en el convertidor forward, por ser la corriente en la inductancia la misma que la de la etapa de salida, ésta es ininterrumpida en ambos casos, resultando en un menor ripple. Este convertidor es en consecuencia más fácil de filtrar y su uso se incrementa al aumentar la potencia del convertidor.

Las relaciones  $V_o / V_i$  deducidas en los apartados anteriores son las siguientes:

<b>Flyback</b>	<b>Forward o Buck</b>	<b>Boost</b>
$V_o/V_i = \delta / 1 - \delta$	$V_o/V_i = \delta$	$V_o/V_i = 1/1 - \delta$

En operación ininterrumpida, y siempre dentro de las aproximaciones realizadas, la relación entre la tensión de entrada y salida es independiente de la carga. Esto resulta en una excelente regulación frente a variaciones de carga. Por el contrario, la dependencia de la tensión de salida de la de entrada significa en una mala regulación frente a variaciones de  $V_i$ .

Finalmente, los altos valores de inductancia requeridos para operar en este modo, junto con el capacitor de salida, constituyen un retardo de segundo orden en el lazo de realimentación, provocando una baja velocidad de respuesta de lazo cerrado.

**Operación con corriente interrumpida**

Operando en este modo, la corriente en la inductancia cae a cero en cada ciclo de operación. Esto implica mayores picos de corriente para los mismos requerimientos de energía, aumentando las exigencias tanto del dispositivo de conmutación, como del capacitor de filtro y de la propia inductancia.

En cuanto a la regulación frente a variaciones de carga, la operación en este modo de cualquiera de los convertidores estudiados es peor que en modo ininterrumpido. Tal como se demostró anteriormente, la tensión de salida es en este modo de operación, función de la resistencia de carga. La dependencia de la tensión de salida de las variaciones de la de entrada resulta también en una baja regulación frente a las variaciones de tensión de línea.

Las relaciones  $V_o / V_i$  deducidas en los apartados anteriores son las siguientes:

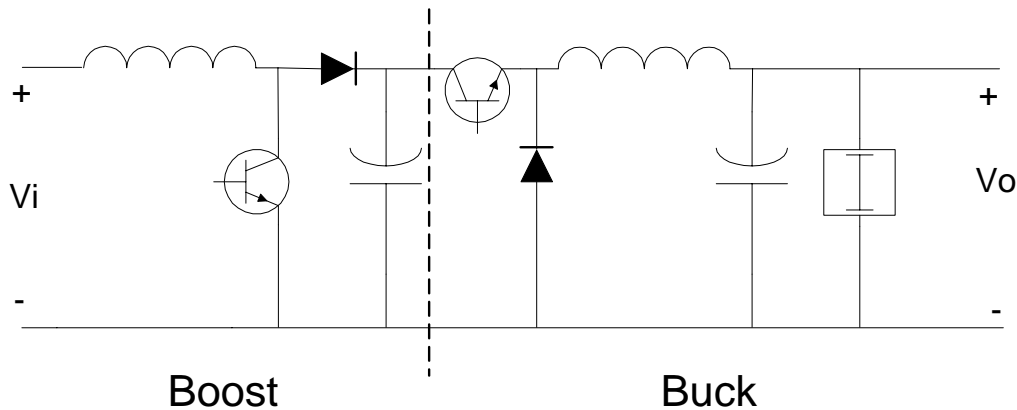
Flyback	Forward o Buck	Boost
$V_o / V_i = \delta^2 V_i T / 2 L I_o$	$V_o/V_i = \delta^2 / (2(LI_o / V_i T) + \delta^2)$	$V_o / V_i = \delta^2 / ( 2LI_o / V_i T ) (V_o - V_i) / V_o$

La principal ventaja de este modo de operación es que los convertidores operando en modo discontinuo presentan una muy buena respuesta de lazo cerrado y son muy estables. Estas características son debidas a que la inductancia comienza cada ciclo sin energía almacenada, permitiendo al circuito de control obtener el nivel necesario de energía y en consecuencia entregar la corriente requerida ciclo a ciclo. La inductancia no influye en las características de señal de lazo cerrado, resultando el capacitor el único elemento de retardo dentro del lazo.

**5.5.- Otros Circuitos Convertidores No Aislados**

**5.5.1.- Convertidor de Cuk**

El convertidor de Cuk se deriva de los convertidores tipo boost y buck como se refleja en la **Figura 5.11**. De esta forma se combinan el bajo ripple de la corriente de entrada característico del convertidor boost con el bajo ripple de salida típico del convertidor buck.



**Fig. 5.11**

Basado en el circuito anterior, el convertidor de Cuk presenta el circuito definitivo indicado en la **Figura 5.12**.

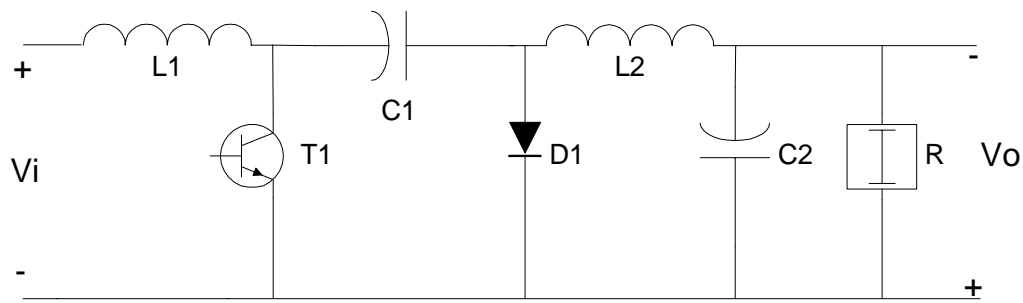


Fig. 5.12

Durante el período de conducción del transistor, la corriente por la inductancia  $L_1$  crece linealmente de acuerdo a la expresión:

$$di/dt = V_i / L_1$$

Simultáneamente, el capacitor  $C_1$  se descarga en el lazo constituido por  $C_1$ ,  $T_1$ ,  $C_2$  en paralelo con  $R$  y  $L_2$ , cargando a  $C_1$  con polaridad inversa a  $V_i$ .

Cuando el transistor  $T_1$  se corta, la corriente de la inductancia  $L_1$  recarga al capacitor  $C_1$  a través del diodo  $D_1$ . Durante este lapso, la inductancia  $L_2$  mantiene la corriente en el lazo constituido por  $L_2$ ,  $D_1$  y  $C_2$  en paralelo con  $R$ .

Este circuito, en forma análoga al convertidor buck, tiene un bajo ripple de corriente de salida debido a la presencia de  $L_2$ . Análogamente, la presencia de  $L_1$  asegura un bajo ripple de corriente de entrada en forma similar an convertidor tipo boost. Como ventaja adicional, el convertidor de Cuk requiere un solo dispositivo activo.

La relación entre las tensiones de entrada y salida de este convertidor para operación ininterrumpida:

$$V_o = V_i \delta / (1 - \delta)$$

Con  $V_o$  de polaridad opuesta a  $V_i$ .

La desventaja del convertidor de Cuk radica en que el condensador en serie es el dispositivo principal para almacenar y transferir energía, a diferencia de los convertidores básicos que utilizan un elemento inductivo. Este condensador debe en consecuencia ser relativamente grande y capaz de soportar valores eficaces de corrientes elevados, requiriendo de un bajo valor de ESR.

### 5.5.2.- Convertidores Resonantes

Operar los convertidores con frecuencias de conmutación elevadas ofrece diversas ventajas entre las que se incluyen:

- ✓ Tamaño reducido de los elementos inductivos, transformadores e inductancias.
- ✓ Tamaño reducido de los capacitores
- ✓ Mejores tiempos de respuesta

Sin embargo la conmutación a frecuencias elevadas presenta dos inconvenientes fundamentales:

- ✓ Mayores pérdidas de conmutación
- ✓ Mayor interferencia electromagnética.

Los convertidores resonantes se diseñan de modo de reducir estos dos inconvenientes.

Al pasar un transistor de la condición de plena conducción a la de corte, o viceversa, la corriente evoluciona entre sus dos valores extremos mientras la tensión entre los terminales del dispositivo ( $V_{CE}$  o  $V_{DS}$  según sea el elemento utilizado), también varía.

La potencia disipada durante estos tiempos puede ser importante, incrementándose junto con la frecuencia de operación. Para reducir significativamente estas pérdidas, los convertidores resonantes se diseñan para conmutar ondas senoidales en vez de rectangulares, produciendo la conmutación del elemento activo cuando la corriente se anula (convertidores de conmutación con corriente nula) o cuando la tensión se hace cero (convertidores de conmutación con tensión nula).

### 5.5.2.1.- Convertidores Resonantes con Corriente Nula

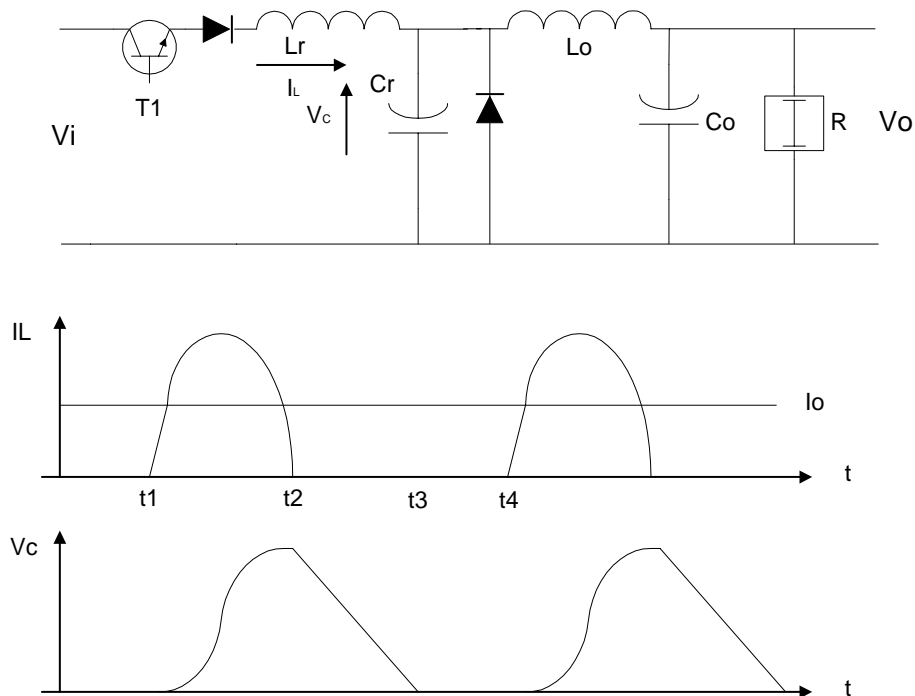


Fig. 5.13

El circuito de la **Figura 5.13** es el de un convertidor tipo buck convencional, modificado para su operación con conmutación a corriente cero. Su operación es la siguiente:

En  $t_1$  se excita al transistor llevándolo a conducción. Debido a la inductancia  $L_r$  la corriente  $I_L$  no puede crecer instantáneamente por lo que la corriente de carga continúa siendo provista por  $L_o$  y  $C_o$ , y cerrándose por el diodo. La tensión  $V_c$  se mantiene igual a cero y la corriente por la inductancia  $L_r$  crece linealmente según la expresión:

$$V_i = L \frac{dI_L}{dt}$$

Cuando  $I_L = I_o$ , la corriente deja de circular por el diodo. El exceso de corriente ( $I_L - I_o$ ) carga al capacitor  $C_r$ . Tanto  $I_L$  como  $V_c$  varían senoidalmente a la frecuencia de resonancia hasta  $t_2$ , produciéndose el pico de tensión cuando  $I_L = I_o$ .

A partir de  $t_2$ ,  $I_L = 0$  e  $I_o$  es suministrada por  $C_r$ , el que se descarga linealmente hasta  $t_3$ . Como a partir de  $t_2$  el transistor ya deja de conducir, su excitación debe interrumpirse en el período comprendido entre  $t_2$  y  $t_3$  para impedir que conduzca nuevamente luego de  $t_3$ . Con esta condición, luego de  $t_3$ ,  $V_c = 0$  e  $I_o$  circula a través del diodo.

En  $t_4$  el transistor es nuevamente puesto en conducción y el ciclo se repite.

Del funcionamiento expresado, se desprende que tanto la conducción como el corte del elemento activo se produce solo cuando la corriente es nula, reduciéndose las pérdidas por conmutación. Adicionalmente al no existir tensiones y corrientes que presenten rápidos flancos de conmutación se reduce también considerablemente la interferencia electromagnética.

El diodo en serie con el transistor, previene la inversión de la corriente por la inductancia  $L_r$ , obteniéndose un funcionamiento tipo  $\frac{1}{2}$  onda del convertidor con conmutación en corriente cero. Si se reubica el diodo en anti paralelo con el transistor como se indica en la **Figura 5.13**, la corriente en la inductancia puede invertirse, implementando un funcionamiento tipo onda completa de este convertidor.

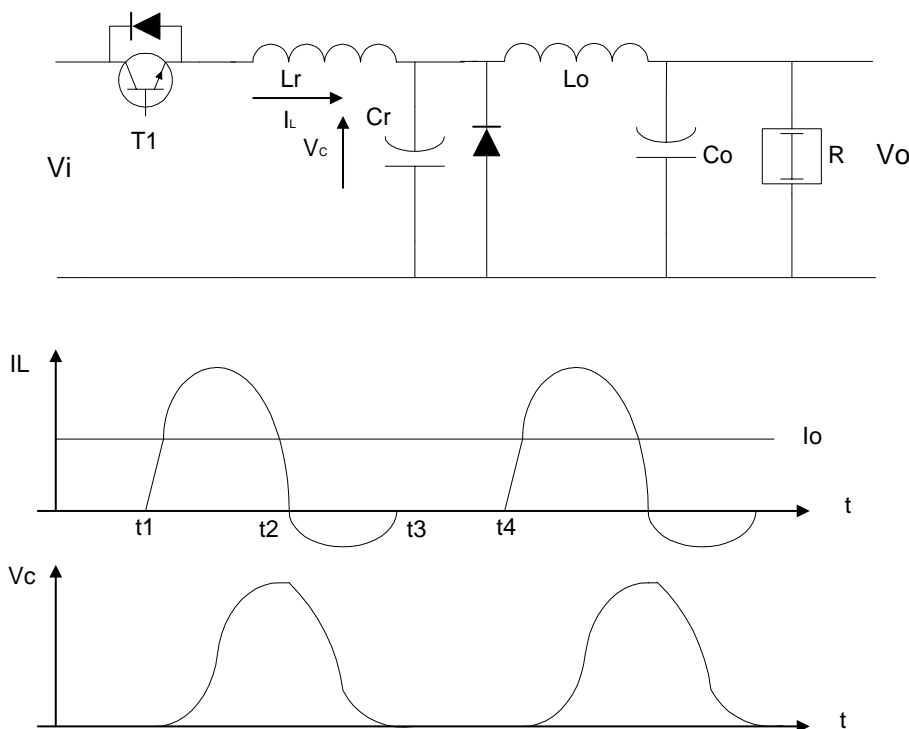


Fig. 5.14



Este último tipo de funcionamiento, presenta como ventaja sobre el tipo ½ onda en que su tensión de salida es independiente de la carga. Puede demostrarse que la expresión de la ganancia es la siguiente:

$$V_o / V_i = f_s / f_n$$

Donde

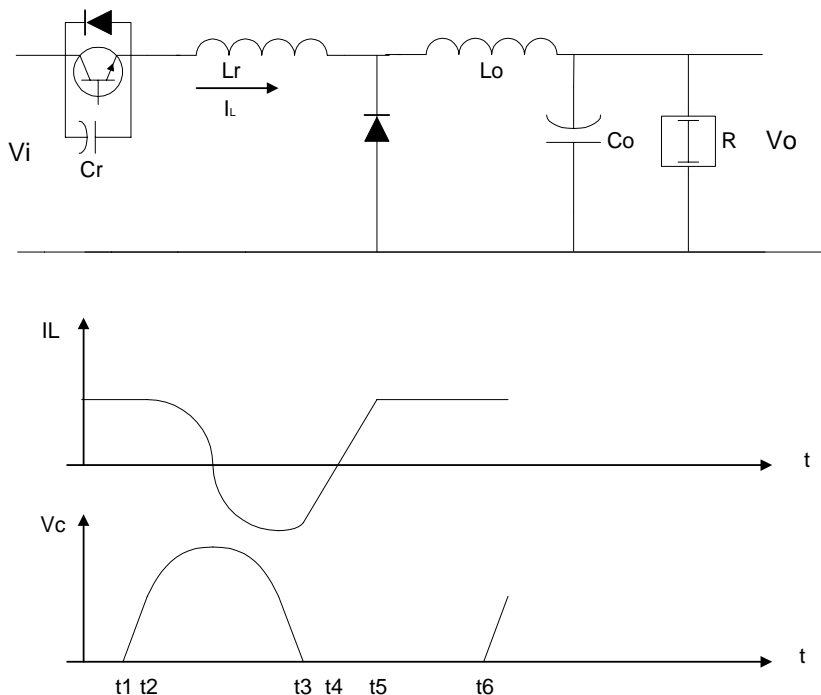
$f_s$  = frecuencia de conmutación

$$f_n = \text{frecuencia resonante} = 1 / 2 \pi \sqrt{L_r C_r}$$

En consecuencia en este tipo de convertidores, la regulación de la salida se obtiene por modulación de frecuencia en lugar de la modificación del ciclo de trabajo  $\delta$  a una frecuencia fija de operación.

### 5.5.2.2.- Convertidores Resonantes con Tensión Nula

El circuito de la **Figura 5.15** representa una implementación de este tipo de convertidor y sus formas de onda asociadas.



**Fig. 5.15**

En  $t_1$  se excita al elemento activo para cortarlo. La tensión sobre el condensador  $C_r$  no puede cambiar instantáneamente, en consecuencia el transistor o MOSFET no tiene una tensión aplicada entre sus terminales durante el apagado. Como la corriente de carga  $I_o$  es aproximadamente constante, la tensión  $V_c$  crece linealmente.

En  $t_2$  la tensión  $V_c$  alcanza el valor de  $V_i$  por lo que el diodo de oscilación libre deja de estar inversamente polarizado y comienza a conducir la corriente de carga.  $I_L$  comienza a decrecer con una oscilación de resonancia fijada por  $C_r$  y  $L_r$ .

En  $t_3$  la tensión  $V_c$  se anula. Esta tensión no puede invertirse debido a la presencia del diodo en antiparalelo, por lo que la corriente  $I_L$  pasa a incrementarse linealmente. Durante este período se aplica la excitación de conducción del elemento activo, ya que como el diodo en antiparalelo se encuentra conduciendo, el mismo no comenzará a conducir hasta  $t_4$ .

En  $t_5$  la corriente  $I_L$  alcanza el valor de  $I_o$  y el diodo de oscilación libre vuelve a polarizarse inversamente.

En  $t_6$  el transistor o MOSFET se apaga nuevamente y el ciclo recomienza.

Puede observarse que el elemento activo se enciende y apaga en condición de tensión nula, reduciéndose las pérdidas por conmutación.

El control de la tensión de salida se logra controlando el período de  $t_6 - t_5$ , mediante por ejemplo modulación de frecuencia.

### **5.5.2.3.- Convertidores Resonantes con Corriente o Tensión Nula, Conclusiones**

Numerosos diferentes circuitos se han desarrollados utilizando técnicas de convertidores resonantes. En todos ellos se obtiene la reducción de las pérdidas de conmutación y de la interferencia electromagnética a costo de una mayor complejidad de diseño. Un inconveniente común a la mayoría de estos diseños es que el período de transferencia de energía es comparativamente solo un pequeño porcentaje del utilizado en los convertidores convencionales de onda completa. En consecuencia las implementaciones de fuentes conmutadas mediante convertidores resonantes tienden a tener mayores picos de corriente, y en consecuencia mayores pérdidas por  $I^2R$ , y/o picos de tensión mas elevados.

A frecuencias elevadas, los convertidores resonantes con tensión nula presentan como ventaja sobre los de corriente nula debido a la capacidad interna del elemento activo que actúa como llave. En los convertidores resonantes con corriente nula, la energía almacenada en esta capacidad debe disiparse en el dispositivo al encenderse, incrementando las pérdidas por conmutación. Este problema no existe en el convertidor resonante con tensión nula.

Estos últimos convertidores se utilizan a frecuencias de hasta 1MHz, mientras que los de corriente nula pueden operar a frecuencias por encima de 10 MHz.

## 6.- Convertidores Aislados

La mayoría de las aplicaciones como fuentes de alimentación de los circuitos convertidores, requieren la existencia de una aislación galvánica entre la entrada y la salida. Esta condición se obtiene mediante la introducción en los convertidores anteriores de un acoplamiento inductivo entre la entrada y la salida.

La inclusión de este acoplamiento presenta las siguientes ventajas:

- ✓ La salida y la entrada se encuentran eléctricamente aisladas. Esto es prácticamente indispensable cuando se opera con conexión directa a la línea, tanto para aislar los 220 VCA del bajo valor de continua, como para permitir la puesta a tierra del circuito de salida.
- ✓ Puede escogerse libremente el valor de la relación de espiras mas adecuada para obtener el valor deseado en la tensión de salida. Los convertidores previamente estudiados presentan una relación máxima de diez entre los valores de entrada y salida.
- ✓ Su inclusión deja sin efecto la relación fija de polaridades entre la entrada y la salida.
- ✓ Mediante el uso de varios secundarios, pueden obtenerse múltiples salidas con distintos valores de tensión.

Sin embargo, debe tenerse en cuenta que la introducción de un nuevo elemento inductivo, no solo incide en aumentar el tamaño, peso y costo de la fuente, sino que introduce pérdidas adicionales al funcionamiento del circuito. Además, las inductancias de pérdida puede introducir elevadas espigas de tensión en los momentos de conmutación, las que deben ser consideradas al momento del diseño.

De las tres configuraciones básicas descritas, solo las configuraciones flyback y forward se adaptan en forma sencilla para su operación con aislación entre entrada y salida. La configuración tipo boost requiere de dos elementos de conmutación para su operación aislada por lo que raramente se la utiliza en este tipo de aplicaciones.

## 6.1.- Convertidor flyback aislado

### 6.1.1.- Ecuaciones y funcionamiento

A continuación se incluye en la **Figura 6.1**, el circuito correspondiente a un convertidor flyback aislado y sus formas de onda asociadas. En el mismo se ha considerado que el elemento activo es un transistor bipolar. Esta elección es arbitraria, obteniéndose idénticas gráficas mediante la utilización de cualquier otro dispositivo como llave, tal como MOSFET de potencia. Se ha incluido también la correspondencia entre bornes homólogos de los dos arrollamientos requeridos para el correcto funcionamiento del circuito.

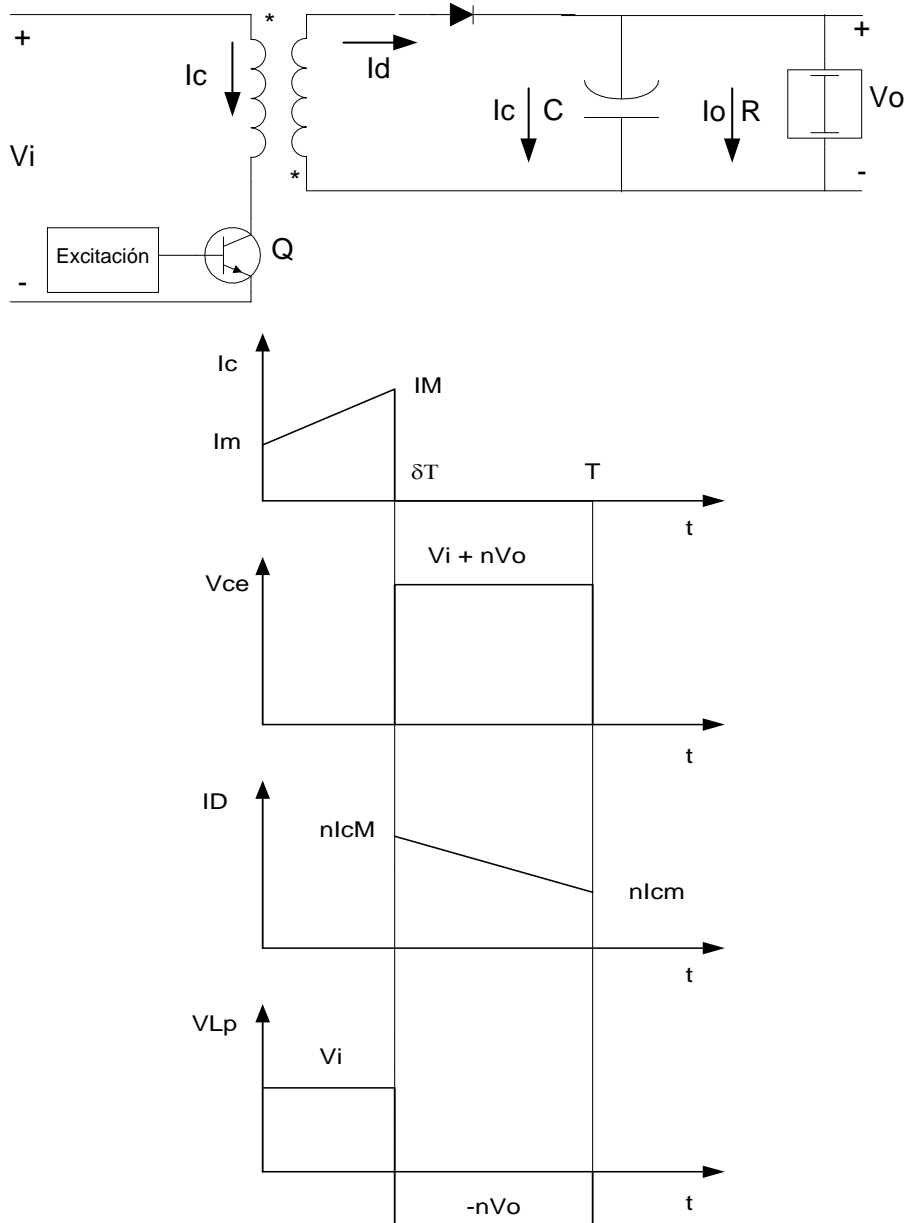


Fig. 6.1

Para la obtención de las formas de onda asociadas al funcionamiento de este convertidor, se considera:

- Relación de transformación  $n = V_i/V_o$
- Corriente ininterrumpida en la inductancia
- Resistencia equivalente serie de la inductancia despreciable
- Núcleo no saturado
- Pérdidas despreciables
- Régimen permanente

Un primer elemento a tener en cuenta en el funcionamiento de este convertidor, es que dada la homología indicada, en el elemento inductivo utilizado para aislar entrada y salida no hay conducción simultánea en sus arrollamientos primarios y secundarios. Cuando el elemento activo conduce, se establece la corriente primaria, mientras que la corriente secundaria se ve impedida de circular debido a la presencia del diodo **D**.

Esto significa que en el presente circuito, la aislación galvánica entre la entrada y la salida se realiza mediante una inductancia de dos arrollamientos y no mediante un transformador. La inductancia de dos arrollamientos se utiliza para implementar la doble función de aislación eléctrica entre entrada y salida y las de elemento almacenador de energía descritas en el circuito básico de esta configuración. Dado el requerimiento de almacenar energía, debe incluirse un entrehierro en el circuito magnético. Un transformador ideal transfiere energía del primario al secundario sin almacenar energía, como en este circuito el almacenamiento de energía es parte del funcionamiento, la existencia de un entrehierro es indispensable

Durante el tiempo  $\delta T$  de conducción del elemento activo, la relación entre la corriente de colector **ic** (idéntica a la de entrada **ii**), y la tensión de entrada **Vi** es:

$$V_i = L_p di/dt$$

Siendo **Lp** la inductancia del arrollamiento primario (resistencia óhmica despreciable)

Como **Vi** es constante, la corriente de colector crece en forma lineal entre un valor mínimo **icm** y un máximo **icM**, en  $t = 0$  y  $t = \delta T$  respectivamente. Nuevamente, el valor umbral **icm** está fijado por la magnitud de la carga del convertidor.

Durante este período de conducción  $\delta T$ , la tensión de colector **Vce** permanece en el valor de saturación, valor que consideraremos despreciable a los fines prácticos. Por su parte el arrollamiento primario de la inductancia se encuentra sometido a la tensión de entrada **Vi**, mientras que, dada la relación **n** de espiras y la homología indicada, el secundario se encontrará a **-Vi/n**

Durante este período, el diodo **D** se encuentra cortado y la tensión de salida **Vo** se mantiene constante por la presencia del capacitor **C** de salida.

Al cortarse el transistor, éste bloquea la circulación de corriente por el arrollamiento primario. Como el flujo establecido en el circuito magnético no puede modificarse, la tensión en el arrollamiento secundario se invierte hasta alcanzar el valor **Vo**. A partir de ese instante el diodo **D** conduce y la energía de la inductancia es entregada a la carga y al capacitor **C**.

Nuevamente la inductancia se encuentra sometida a una tensión constante, resultando

$$V_o = L_s di/dt$$

Siendo **Ls** la inductancia del arrollamiento secundario (resistencia óhmica despreciable)

En régimen permanente, la corriente en la inductancia decrece desde su valor inicial  $n I_{cM}$  en el instante  $\delta T$  hasta el valor final  $n I_{cm}$  en  $T$ .

Durante este período, la tensión  $V_{ce}$  del transistor es igual a la suma de la tensión de entrada  $V_i$  mas la reflejada en el primario. Como la tensión del secundario se encuentra a  $V_o$ ,

$$V_{ce} = V_i + n V_o$$

Con idénticas consideraciones a las realizadas en el estudio del circuito convertidor flyback básico, la relación entre la tensión de entrada y salida para conducción ininterrumpida resulta:

$$V_o = (V_i / n) (\delta / 1 - \delta)$$

La tensión  $V_{ce}$  que debe soportar el transistor mientras se encuentre cortado puede ser expresada como:

$$V_{ce} = V_i / (1 - \delta)$$

De donde se desprende que si el ciclo de trabajo tiende a uno, la tensión colector emisor tiende a infinito.

En forma análoga, para conducción discontinua puede hallarse:

$$n V_o / V_i = \delta^2 V_i T / 2 n L_s I_o$$

Expresión que solo difiere de la correspondiente al circuito básico en el factor  $n$ . En consecuencia su comportamiento será equivalente, al igual que las gráficas normalizadas de tensión de salida en función de la corriente. La igualdad anterior puede también ser expresada en función de la inductancia primaria  $L_p$ , utilizando la relación

$$L_p = n^2 L_s$$

El convertidor flyback tiene como ventajas inherentes la de permitir elevar la tensión de entrada (independientemente de la relación de vueltas) haciéndolo extremadamente útil en aplicaciones de alta tensión y baja potencia (televisores, monitores, etc). Como ventaja adicional, la doble función del elemento inductivo de almacenar la energía y proveer aislación, permite disponer de nuevas tensiones mediante el solo agregado de nuevos arrollamientos con sus elementos rectificadores y filtros.

El convertidor flyback es usualmente diseñado para operar en modo discontinuo por las siguientes razones:

- ✓ Necesidad de una inductancia de menor valor
- ✓ Mejor respuesta de lazo cerrado

Lo que trae aparejadas las siguientes desventajas:

- ✓ Elevada corriente de pico en el elemento activo
- ✓ Necesidad de mayor capacitor de filtro

Este tipo de convertidor es muy común en fuentes de alimentación hasta 200 vatios.

### 6.1.2.- Funcionamiento en vacío

En este circuito, al igual que en todos los caso estudiados, siempre se ha considerado la existencia de una carga a la cual la inductancia entrega la energía que previamente a tomado de la entrada.

Una vez desconectada de la entrada, la inductancia debe poder establecer una circulación de corriente sometida a una tensión fijada por el circuito. Caso contrario, la tensión entre sus bornes se eleva lo necesario hasta alcanzar un valor de ruptura (de las juntas o de otro elemento del circuito) que permita establecer la circulación de la corriente, permitiendo la continuidad del flujo magnético.

En el caso particular del convertidor flyback, si éste opera sin carga, en cada ciclo la energía tomada de la entrada es entregada al capacitor, aumentando su tensión hasta que ésta, o la reflejada sobre el colector del transistor produzca la destrucción de algún elemento del circuito

Otra condición similar ocurre si se desconecta o abre el diodo **D**. En este caso no hay posibilidad circuital alguna de establecer una circulación de corriente y la tensión en la inductancia se elevará hasta alcanzar una condición de ruptura.

Este anormal funcionamiento en vacío puede ser controlado mediante el agregado de un tercer arrollamiento, como se indica en la **Figura 6.2**.

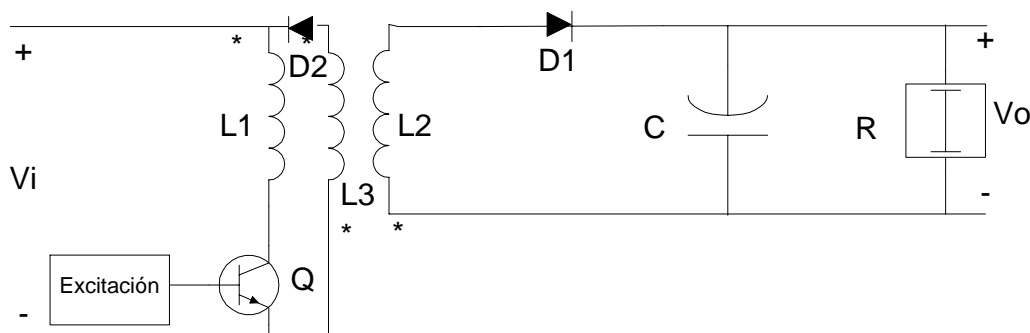


Fig. 6.2

Cuando el transistor conduce, la tensión a la cual se ve sometido el arrollamiento primario se refleja en los dos restantes a través de sus respectivas relaciones de transformación. Sin embargo, dadas las homologías indicadas no existe circulación de corriente.

Cuando el transistor se corta en operación normal, se invierte la variación de flujo y la polaridad de las tensiones inducidas. El arrollamiento secundario queda fijado por el circuito a  $V_o$ , y en consecuencia también se fijan las tensiones sobre los arrollamientos primario y terciario.

Para que la presencia de este nuevo arrollamiento no altere en absoluto su funcionamiento, ecuaciones y formas de onda, debe satisfacerse que en operación normal la tensión inducida sobre el terciario nunca supere a  $V_i$ , el diodo **D2** se encuentra siempre bloqueado y en ningún momento del ciclo de operación puede establecerse una circulación de corriente por este arrollamiento.

Por el contrario, ante una condición anormal de funcionamiento, la presencia del diodo **D2** asegura que la tensión sobre el arrollamiento terciario nunca puede superar a  $V_i$ , enclavando la tensión de

este arrollamiento, y por ende, de los otros dos. Para que la protección sea válida, la energía almacenada en la inductancia durante el ciclo de conducción del transistor debe ser devuelta a la red durante el período de no conducción.

Estos dos requerimientos condicionan la elección de la relación de transformación  $n_{13} = V_{pri} / V_{ter}$  entre el primario y el terciario, así como el máximo valor posible del ciclo de trabajo.

En general, para asegurar su máximo acoplamiento, los arrollamientos primario y terciario, se bobinan juntos en forma bifilar con una relación de uno a uno. Si bien esta situación es la usual, la relación  $n_{13}$  puede ser distinta de uno ante requerimientos especiales de diseño.

Siempre debe preverse que la inductancia tenga, en operación anormal, el tiempo suficiente para devolver la energía acumulada a la red. Para el caso usual de  $n_{13} = 1$ , como la tensión en la inductancia es  $V_i$ , tanto durante el período de conducción como el de no-conducción, el máximo ciclo de trabajo resulta  $\delta = 0,5$ .

Si es necesario incrementar el valor máximo de  $\delta$ , debe reducirse el número de espiras del arrollamiento terciario de modo que el mayor tiempo de conducción se compense con una mayor tensión equivalente.

A modo de ejemplo, si el primario tiene el doble de espiras del secundario,  $n_{13} = 2$ , y planteando la igualdad de energías referidas al primario:

$$V_i \delta = n_{13} V_i (1 - \delta)$$

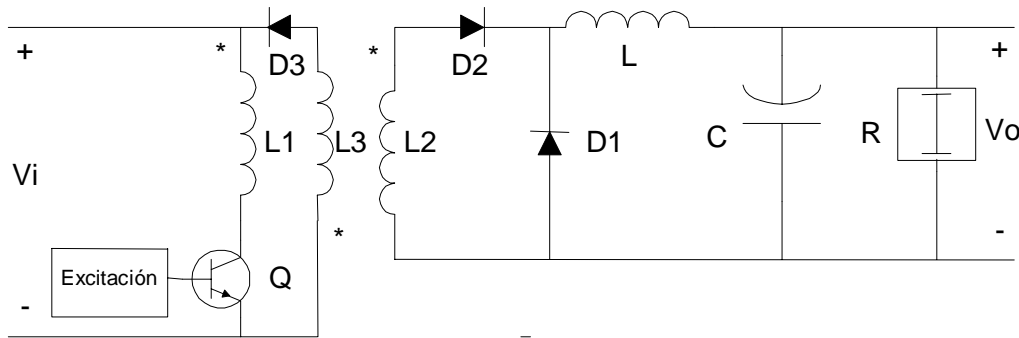
$$\delta = 3/2$$



## 6.2.- Convertidor forward aislado

### 6.2.1.- Ecuaciones y funcionamiento

La **Figura 6.3** contiene las modificaciones introducidas al convertidor básico para incluir un transformador. Nuevamente se ha considerado que el elemento activo es un transistor bipolar. Se puede apreciar que los elementos agregados son un transformador de tres arrollamientos y los diodos **D2** y **D3**. Ambos son indispensables para establecer un correcto funcionamiento.



**Fig. 6.3**

Para la obtención de las formas de onda asociadas al funcionamiento de este convertidor, se considera:

- Relación de transformación  $n$  entre primario y secundario
- Relación de transformación  $n_{13}$  entre primario y terciario
- Corriente ininterrumpida en la inductancia
- Resistencia equivalente serie de la inductancia despreciable
- Núcleo no saturado
- Pérdidas despreciables
- Régimen permanente

De la figura anterior puede comprobarse que la implementación de este convertidor contiene dos elementos reactivos. A la ya existente inductancia del circuito básico, se le ha agregado un transformador. Como el primario de este último es circulado por corriente unidireccional, es indispensable asegurar la eliminación de la corriente magnetizante en cada ciclo. A este efecto se ha incluido el tercer arrollamiento y los diodos **D2** y **D3**. En el período de no conducción el diodo **D2** impide la circulación por el secundario, mientras que el diodo **D3** al conducir enclava la tensión del tercer arrollamiento a  $V_i$  y establece un camino de circulación para eliminar la corriente magnetizante.

Cabe destacar que este tercer arrollamiento, es en consecuencia, parte indispensable en el funcionamiento del circuito convertidor, y no solo un arrollamiento de protección como en el caso del convertidor flyback. Para obtener un elevado grado de acoplamiento, el tercer arrollamiento es usualmente bobinado conjuntamente con el primario con una relación de transformación  $n_{13} = 1$ .

Para la determinación de las formas de onda, se ha re dibujado en la **Figura 6.4** el circuito del convertidor para el estado de conducción del transistor. En el mismo se ha reemplazado al transformador por su modelo equivalente, al diodo **D2** por una llave cerrada por encontrarse en conducción y se ha omitido al tercer arrollamiento y al diodo **D3** por encontrarse éste bloqueado

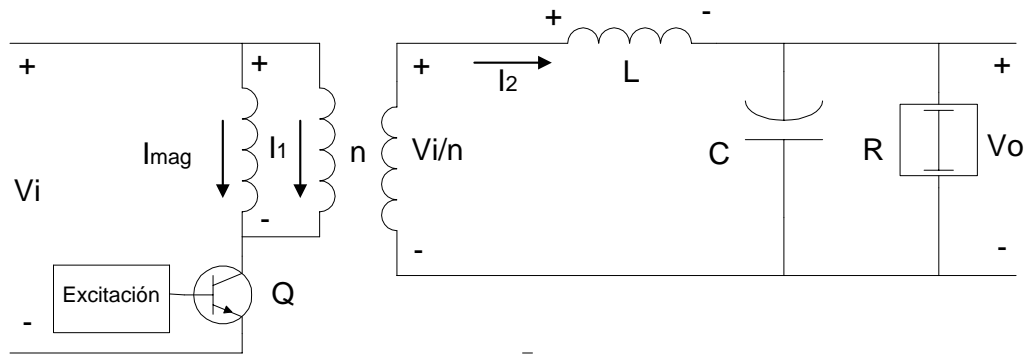


Fig. 6.4

Las formas de onda correspondientes al convertidor forward aislado se encuentran en la **Figura 6.5**

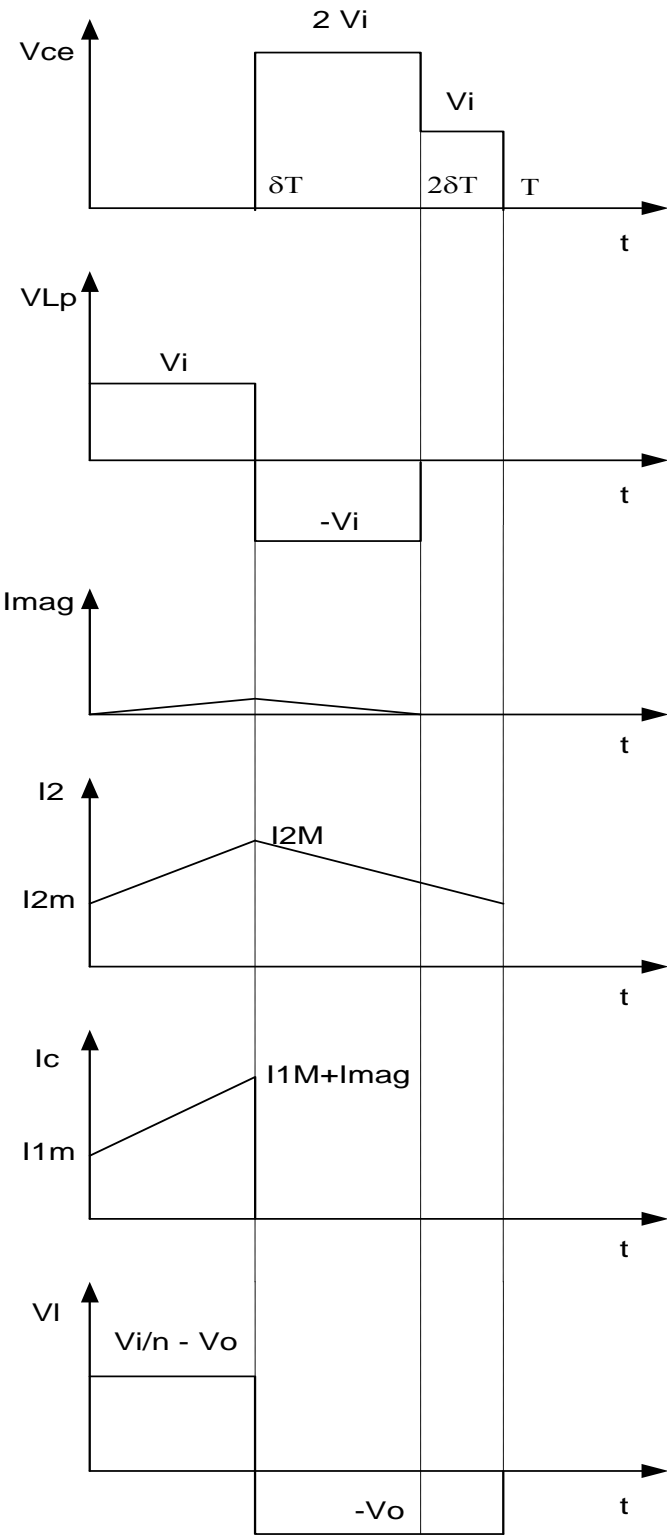


Fig. 6.5

Suponiendo un transformador perfecto,  $I_{mag}$  es la corriente magnetizante o de vacío e  $I_1$  es la corriente reflejada sobre el primario,  $I_1 = I_2 / n$ .

En este período de conducción, el transistor se encuentra saturado, y considerando su caída de tensión despreciable, el arrollamiento primario se encuentra sometido a la tensión  $V_i$ . Durante el tiempo  $\delta T$  de conducción del elemento activo, la relación entre la corriente magnetizante  $I_{mag}$ , y la tensión de entrada  $V_i$  es:

$$V_i = L_p \, dI_{mag}/dt$$

Siendo  $L_p$  la inductancia del arrollamiento primario (resistencia óhmica despreciable)

Como  $V_i$  es constante, la corriente magnetizante crece en forma lineal entre un valor nulo y un valor máximo  $I_{M}$ , entre  $t = 0$  y  $t = \delta T$  respectivamente. El valor inicial debe ser cero en cada ciclo para asegurar que el núcleo no se sature.

La corriente por el arrollamiento secundario coincide con el de la inductancia, por lo que la expresión de  $I_2$  es

$$V_i / n - V_o = L \, dI_2/dt$$

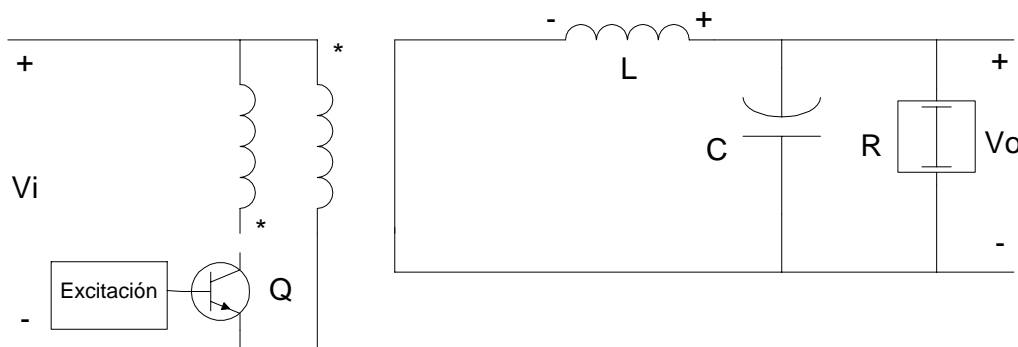
Como la tensión en bornes de la inductancia es constante, su corriente crece en forma lineal entre un valor mínimo  $I_{2m}$  y un máximo  $I_{2M}$ , entre  $t = 0$  y  $t = \delta T$  respectivamente. El valor umbral  $I_{2m}$  esta fijado por la magnitud de la carga del convertidor.

La corriente de colector tiene también un crecimiento lineal dado por la suma de las corrientes magnetizante y reflejada de la salida:

$$I_c = I_{mag} + I_1$$

$$I_c = I_{mag} + I_2 / n$$

Al cortarse el transistor, el circuito del convertidor forward puede dibujarse como en la **Figura 6.6**. En esta figura los diodos **D1** y **D3**, por encontrarse en conducción, se han considerado llaves cerradas. Por el contrario, debido a la condición de bloqueo del diodo **D2**, se lo ha omitido junto con el arrollamiento secundario



**Fig. 6.6**

El corte del transistor bloquea la circulación de corriente por el arrollamiento primario. Como el flujo establecido en el circuito magnético no puede modificarse, la tensión en los arrollamientos secundario y terciario se invierten. La presencia del diodo **D2** bloquea la circulación de corriente por el secundario, mientras que al alcanzar el terciario el valor  $V_i$ , conduce **D3** fijando las tensiones de todos los arrollamientos. Si como es usual, los devanados primario y terciario tienen igual número de espiras, la corriente magnetizante decrece a cero en igual tiempo que el requerido para establecerse.

Esta condición nos fija un límite máximo al valor del ciclo de trabajo en función de la relación  $n13$ . Para  $n13 = 1$ , el máximo ciclo de trabajo resulta igual a  $\delta = 0,5$ . Otros valores de  $\delta$  pueden ser utilizados modificando la relación  $n13$ . Sin embargo aplicaciones con  $n13$  diferente a uno son poco frecuentes.

Durante el período de no conducción, la inductancia se encuentra nuevamente sometida a una tensión constante, resultando

$$V_o = L di/dt$$

Siendo  $L$  la inductancia del filtro (resistencia óhmica despreciable)

Por lo expresado y por realizar el estudio en régimen permanente, la corriente en la inductancia decrecerá desde su valor inicial  $n I_2 M$  en el tiempo  $\delta T$  hasta el valor final  $n I_2 m$  en el tiempo  $T$ .

Durante este período, la tensión  $V_{ce}$  del transistor es igual a la suma de la tensión de entrada  $V_i$  mas la reflejada en el primario. Como la tensión del terciario se encuentra fijada a  $V_i$ ,

$$V_{ce} = V_i + n13 V_i$$

Que para  $n13 = 1$  resulta

$$V_{ce} = 2 V_i$$

Con idénticas consideraciones a las realizadas en el estudio del circuito convertidor forward básico, la relación entre la tensión de entrada y salida para conducción ininterrumpida resulta:

$$V_o = (V_i / n) \delta$$

En forma análoga, para conducción discontinua puede hallarse:

$$n V_o / V_i = \delta^2 / 2 (n L I_o / V_i T) + \delta^2$$

Expresión que solo difiere de la correspondiente al circuito básico en el factor  $n$ . En consecuencia su comportamiento será equivalente al circuito básico, al igual que las gráficas de tensión de salida normalizada en función de la corriente normalizada.

El circuito convertidor forward es normalmente utilizado en operación en modo ininterrumpido, donde la baja corriente de ripple no plantea condicionamientos al capacitor de salida. Sin embargo, la respuesta de lazo cerrado es pobre y puede tender a ser inestable.

### 6.3.- Convertidor Boost Aislado

En la siguiente figura se muestra la necesidad de dos transistores para implementar un circuito tipo boost aislado.

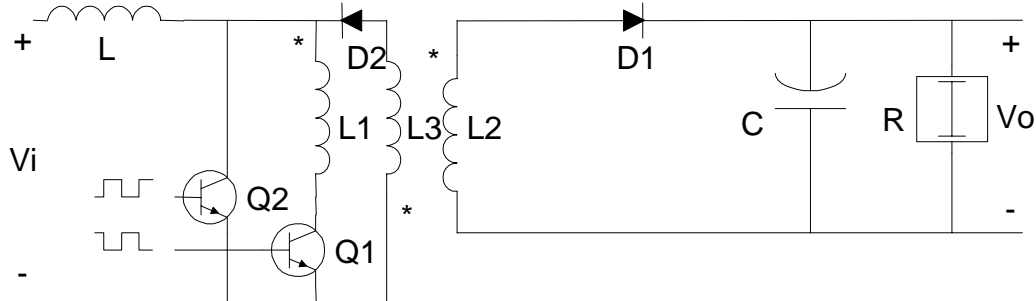


Fig. 6.7

Sin embargo la presencia de dos elementos activos encarece la solución y torna más compleja la excitación sin agregar ninguna ventaja adicional como las ofrecidas por otras configuraciones basadas en dos transistores o MOSFETS. En consecuencia esta implementación no es normalmente utilizada

### 6.4.- Convertidores con múltiples dispositivos activos

Un inconveniente de las anteriores topologías de convertidores aislados basados en un solo dispositivo activo que trabaja como llave, consiste en la necesidad de que los mismos dispongan de una elevada capacidad de bloqueo, especialmente cuando operan desde una tensión alterna rectificadas. Por ejemplo, la tensión de  $2V_i$  que debe soportar el dispositivo de conmutación en un convertidor forward aislado, significa un requerimiento de al menos 620 V, los que con el agregado de los sobrepicos debidos a las reactancias de dispersión, elevan este requerimiento al orden de los 1000 V de tensión de ruptura. Estos altos valores encarecen al dispositivo y en los casos de utilización de transistores MOSFET, el requerimiento de altos valores de tensión de ruptura perjudica sus características de conducción. Además esta topología no es la mas adecuada en aplicaciones de potencia donde la capacidad de corriente del dispositivo activo debe ser elevada.

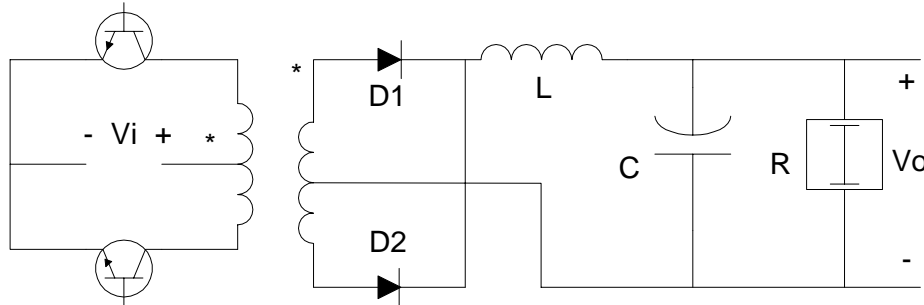
Adicionalmente, a potencias superiores a los 500 watts, el ineficiente uso del transformador debido a su utilización con corrientes unidireccionales, los hacen inadecuados frente a otras configuraciones con dos o mas dispositivos activos.

Se estudia a continuación un nuevo grupo de convertidores aislados, tales como los convertidores tipo **“push-pull”**, **“semi puente”** o **“puente completo”**. El funcionamiento de estos tres convertidores se deriva del convertidor tipo forward o buck estudiado

### 6.4.1- Convertidor “push-pull”

#### 6.4.1.1.- Ecuaciones y funcionamiento

La **Figura 6.8** contiene el circuito del convertidor tipo “push-pull”



**Fig. 6.8**

Los transistores **Q1** y **Q2** se alternan en la conducción en cada semiperíodo transfiriendo energía al filtro **LC** y a la carga.

Cuando uno de los transistores conduce, la tensión de entrada es aplicada a una mitad del arrollamiento primario, conduce el diodo conectado al devanado secundario de la polaridad adecuada, y la energía es transferida al filtro y a la carga. Durante este tiempo, el otro transistor permanece cortado, sometido a dos veces la tensión de entrada, resultado de la suma de ésta mas la reflejada sobre la mitad del arrollamiento que no se encuentra en conducción.

Durante el resto del semiperíodo ambos transistores se cortan y el filtro de salida provee energía a la carga mediante la circulación de corriente por ésta y por los diodos **D1** y **D2**. Ambos diodos conducen en el período de corte de los dos transistores por ofrecer idénticas posibilidades de circulación a la corriente de la inductancia **L**. La conducción de ambos diodos y la consecuente distribución de la corriente en la inductancia por dos caminos simétricos, resulta en un flujo neto nulo. No hay en consecuencia tensiones inducidas en los arrollamientos, la inductancia **L** queda sometida a la tensión **Vo** del condensador **C** y los transistores **Q1** y **Q2** a la tensión de entrada **Vi**.

El ciclo de trabajo de cada transistor debe ser inferior a 0,5 para evitar que la fuente sea cortocircuitada por la conducción simultanea de ambos transistores. Debe tenerse especial cuidado en asegurar que los dos transistores conduzcan idénticos períodos, caso contrario la circulación de una corriente de continua produce la saturación del transformador. También puede llegarse a esta situación de saturación si el comportamiento de los transistores **Q1** y **Q2** es asimétrico, por ejemplo por presentar distintos tiempos de almacenamiento o tensión colector emisor de saturación. Para prevenir la saturación del transformador, usualmente se incluye un entrehierro en su diseño.

En la **Figura 6.9** se han dibujado las formas de onda correspondientes a este convertidor, despreciando la pequeña corriente de magnetización.

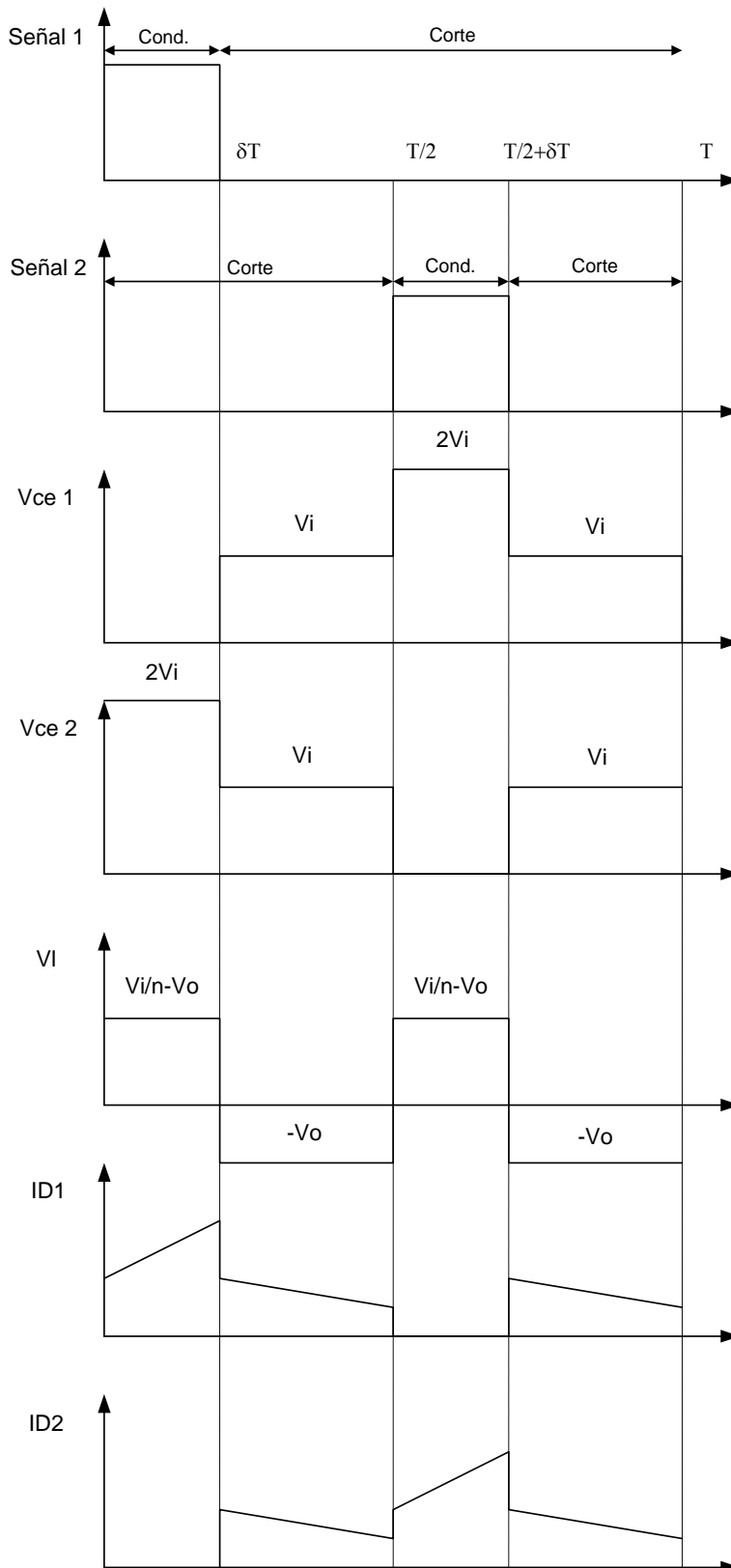


Fig 9.5



Dado el funcionamiento del convertidor “push-pull”, las ecuaciones que determinan su funcionamiento resultan similares al del convertidor forward, con dos conducciones por ciclo en vez de solo uno.

La relación entre tensiones de entrada y salida es:

$$V_o = 2 \delta V_i / n.$$

Al igual que el convertidor forward, al operar generalmente en modo ininterrumpido, presenta un muy bajo ripple con mínimos requerimientos de servicio del condensador de salida. Este modo de operación, como ya se ha expresado, presenta una mala respuesta de lazo cerrado y puede presentar un comportamiento inestable.

Como ventajas de la configuración “push-pull” pueden mencionarse:

- ✓ Alta eficiencia
- ✓ Diseño compacto
- ✓ Aislación entre entrada y salida
- ✓ Eficiente aprovechamiento del núcleo debido a circulación de corrientes bidireccionales
- ✓ Mayor frecuencia de ripple

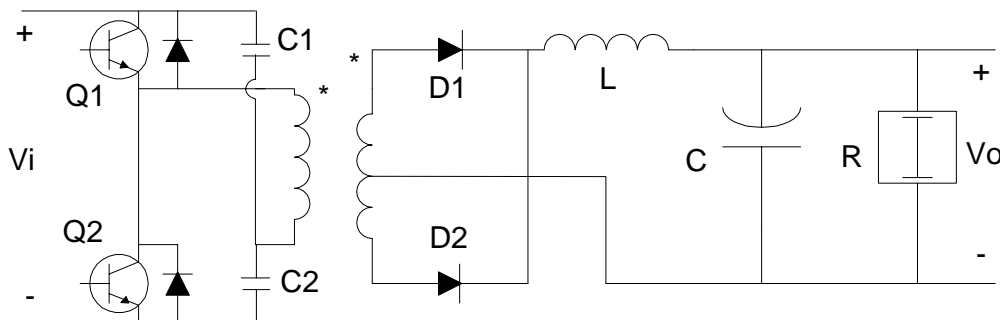
Sus desventajas son:

- ✓ Se requieren dos transistores
- ✓ Los transistores deben soportar una tensión igual a dos veces  $V_i$
- ✓ Los transistores deben presentar idéntico comportamiento y conducir iguales periodos.

#### 6.4.2- Convertidor “semi puente”

##### 6.4.2.1.- Ecuaciones y funcionamiento

En la **Figura 6.10** se muestra el circuito del convertidor tipo “semi puente”.



**Fig. 6.10**

Los capacitores **C1** y **C2** forman un divisor de tensión, de modo que los transistores **Q1** y **Q2** al conducir en forma alternada, conmutan la tensión primaria entre  $+1/2 V_i$  y  $-1/2 V_i$ .

Los transistores deben en consecuencia soportar una tensión máxima de  $V_i$ , la mitad que un convertidor push pull, pero para igual potencia deben conducir el doble de corriente

La ganancia de corriente del convertidor resulta igual a:

$$V_o = \delta V_i / n.$$

Al igual que en el convertidor push pull, el ciclo de trabajo  $\delta$  de cada transistor no puede superar el 50% para evitar la conducción simultánea de ambos transistores y provocar el cortocircuito de la fuente de alimentación.

Una ventaja del convertidor semi puente es que la presencia de los capacitores **C1** y **C2** asegura el bloqueo de cualquier componente de continua en el primario del transformador, reduciendo el riesgo de saturación del núcleo debido a desiguales intervalos de conducción de **Q1** y **Q2**.

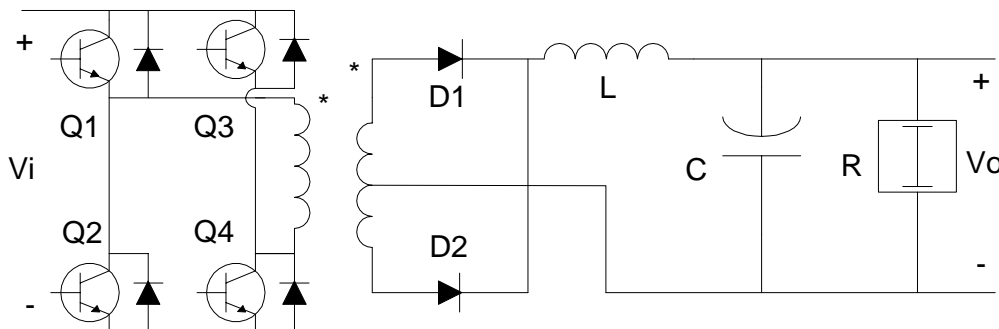
Como ambos transistores se encuentran en serie, sus bases no pueden ser controladas por una fuente común. Debe recurrirse a métodos de aislación mediante transformadores u optoacopladores, lo que agrega una complejidad adicional de diseño.

Su utilización se encuentra en el rango de potencias de salida comprendidas entre los 500 a 2000 vatios.

### 6.4.3- Convertidor “puente completo”

#### 6.4.3.1.- Ecuaciones y funcionamiento

La **Figura 6.11** muestra al circuito de un convertidor tipo “puente completo”



**Fig. 6.11**

En el convertidor tipo puente completo, el arrollamiento primario se ve sometido a una tensión primaria igual a  $\pm V_i$ , debido a la conducción simultánea de **Q1** y **Q4** o **Q2** y **Q3**.

La ganancia de corriente del convertidor resulta igual a:

$$V_o = 2 \delta V_i / n.$$

Para iguales transistores, la tensión de salida es el doble que en el convertidor semi puente, sin embargo, se requiere el agregado de dos transistores mas y se mantiene la complejidad del circuito de excitación de base.

El rango de utilización de este convertidor es para potencias de salida superiores a los 750 vatios, potencias que requieren el uso de capacitores demasiado grandes en los convertidores tipo semi puente.

Para evitar los inconvenientes derivados de diferentes períodos de conducción entre los pares de transistores, se le puede agregar al circuito de este convertidor un capacitor en serie con el arrollamiento primario. Sin embargo este recurso se utiliza para potencias inferiores al Kilovatio, a partir del cual el valor del capacitor se torna demasiado elevado.

### 6.5.- Rango de utilización de los convertidores aislados

Como se ha mencionado, cada tipo de convertidor se adapta mas eficazmente en un cierto rango de tensiones y potencias de salida.

La gráfica de la **Figura 6.12** contiene los rangos mas favorables de utilización para los convertidores estudiados :

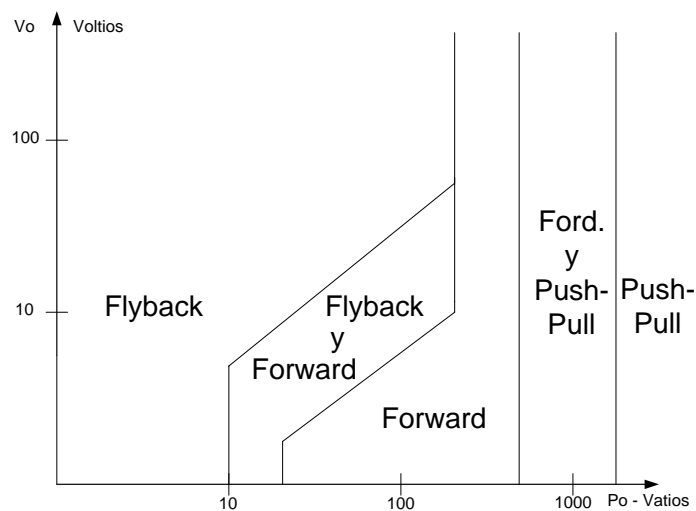


Fig. 6.12

Ejemplo 4: Diseñar un convertidor asilado con las siguientes especificaciones:

- Tensión de entrada 300 voltios +/- 10%
- Tensión de salida: 5 voltios
- Ripple de la tensión de salida: < 50 mV pico a pico
- Frecuencia de operación: 100 KHz
- Corriente de salida 3 A a 30 A

a) Selección del convertidor básico:

La máxima potencia de salida es de 150 vatios. De acuerdo a esta potencia, las topologías adecuadas son tipo flyback o forward. Se elige el tipo forward y operación en modo ininterrumpido

b) Selección de la relación de transformación:

Para un convertidor forward:  $V_o = (V_i / n) \delta$

Como  $\delta < 0,5$ , fijo  $\delta_{max} = 0,45$ . Por ser la tensión de salida baja, se considera una caída de tensión de 0,8 V sobre el diodo en conducción y la resistencia del inductor.

$$5,8 = 0,45 (300 - 10\%) / n \Rightarrow n = 20,83$$

$$\boxed{\text{Fijo } n = 21}$$

c) Selección del valor de la inductancia:

La mínima carga que debe alimentar el convertidor es de  $5 \text{ V} / 3 \text{ A} = 1,67 \text{ ohm}$

Como en operación ininterrumpida, las tensiones de salida y entrada se encuentran solo vinculadas por el ciclo de trabajo, el mínimo valor de  $\delta$  se corresponde a una  $V_i = 300 + 10 \% = 330 \text{ V}$

$$\delta_{min} = n V_o / V_i = 28,5 / 330 = 0,32$$

$$RM = 2 L / (1 - \delta) T \Rightarrow L > \frac{1}{2} (1 - \delta_{min}) RM T = 5,7 \text{ uH}$$

$$\boxed{\text{Fijo } L = 10 \text{ uH}}$$

d) Selección del valor del capacitor:

El ripple de salida pico a pico es  $\Delta V_o = V_o T^2 (1 - \delta) / 8 L C \Rightarrow C > (1 - \delta_{min}) V_o T^2 / 8 \Delta V_o L$ .

$$C > (1 - 0,32) 5 \cdot 10^{-10} / 8 \cdot 50 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 85 \text{ uF}$$

$$\boxed{\text{Fijo } C = 100 \text{ uF}}$$

e) Cálculo de la corriente de ripple:

Durante el  $t_{off}$ , la tensión en la inductancia  $V_l = 5 \text{ voltios}$ .  $V_l = L di/dt = L \Delta I / (1 - \delta) T$

$$\Delta I = V_o (1 - \delta_{min}) T / L = 5 (1 - 0,32) 10^{-5} / 10 \cdot 10^{-6} = 3,4 \text{ A}$$

f) Selección del valor de la ESR del capacitor:

$$\Delta V_o = ESR \Delta I \Rightarrow ESR < 14,7 \text{ mohm}$$

g) Selección del transistor

El transistor debe soportar dos veces la tensión de entrada mas las espigas de conmutación

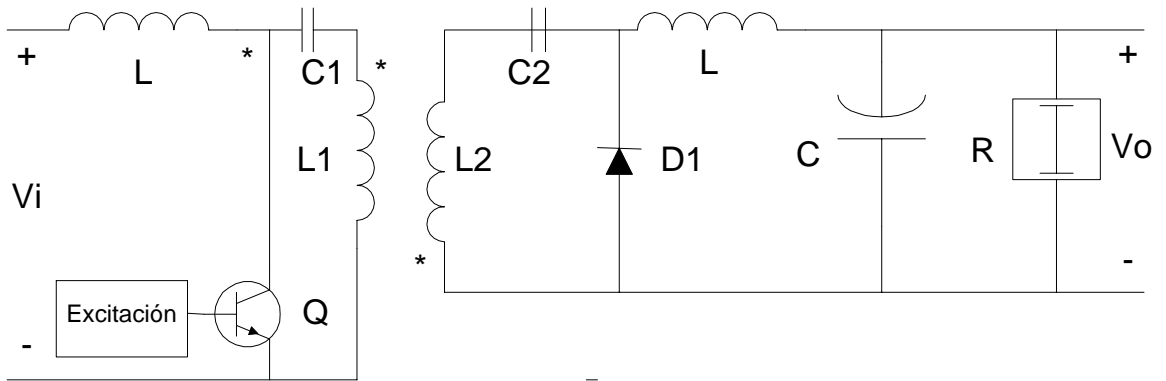
$$V_{ce} = 2 V_{i_{max}} = 660 \text{ V}$$

$$\boxed{\text{Fijo } V_{ce} = 1000 \text{ V}} \text{ e } \boxed{I_{ce} = (I_o + \Delta I / 2) / n = 1,5 \text{ A}}$$

**6.6.- Otros Circuitos Convertidores Aislados**

**6.6.1.- Convertidor de Cuk Aislado**

En la **Figura 6.13** se incluye el circuito de un convertidor de Cuk aislado



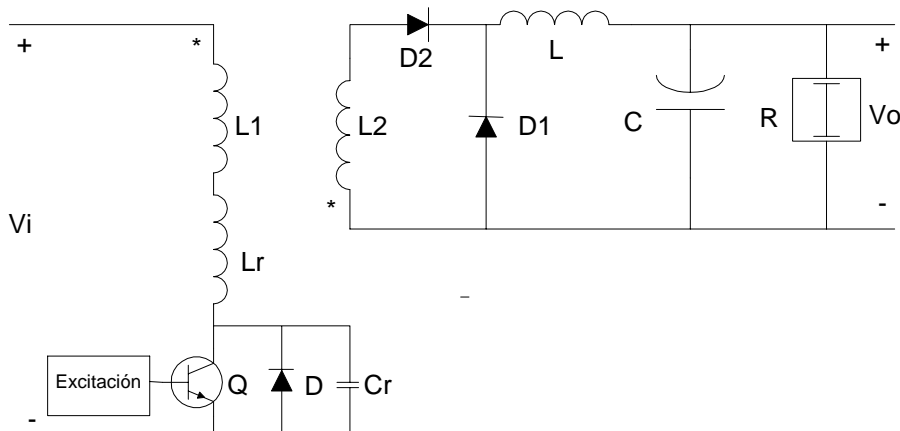
**Fig. 6.13**

Este circuito opera en forma equivalente al convertidor de Cuk básico, con el capacitor dividido en dos, uno en serie con la entrada y otro con la salida. La presencia de estos capacitores, al encontrarse en serie con los arrollamientos primario y secundario, previene la existencia de corrientes continuas que puedan producir la saturación del núcleo.

**6.6.2.- Convertidor Resonante Aislado**

Existe una gran variedad de circuitos resonantes que incluyen un transformador de aislación.

A modo de ejemplo, en la figura siguiente se gráfica una posible implementación de un convertidor resonante con tensión nula del tipo media onda. Su operación es similar a su equivalente sin transformador de aislación.



**Fig. 6.14**

## 7.- Conmutación de alta frecuencia

### 7.1.- Dispositivos de conmutación de potencia

Los dispositivos mas utilizados para implementar las funciones de conmutación de alta frecuencia son los transistores bipolares y MOSFETs de potencia.

En las aplicaciones de fuentes conmutadas, estos dispositivos operan conectados en forma directa a la tensión de línea, obligando a utilizar transistores o MOSFETs con altas tensiones de ruptura. Este requerimiento de elevada tensión de ruptura se ve acentuado por las oscilaciones asociadas a toda conmutación de circuitos inductivos. Deben extremarse las precauciones para evitar la destrucción de los elementos de conmutación mediante el agregado de circuitos de protección que limiten el crecimiento de sus tensiones de colector o drain, debido a las oscilaciones provocadas por la energía existente en las reactancias de pérdida.

Además, por trabajar a frecuencias superiores a los 20 KHz, los dispositivos utilizados en fuentes conmutadas deben ser de alta velocidad de conmutación. Para mantener las pérdidas durante su transición de corte a conducción y viceversa dentro de límites aceptables, los tiempos de  $t_{on}$  y de  $t_{off}$  no deben superar el 2% del tiempo de un ciclo del convertidor. Para fijar la máxima frecuencia de operación, también debe tenerse en cuenta el tiempo de almacenamiento.

La corriente de pico de colector o drain, depende de la potencia de salida requerida, así como del transformador y de la inductancia. El transformador determina el valor medio de la corriente de colector y la inductancia la pendiente con que crece la corriente durante el período de conducción. Es aconsejable que la corriente de pico a plena carga no sea muy diferente que aquella para la cual se especifican los tiempos de conmutación

De acuerdo al dispositivo de potencia utilizado, debe diseñarse el circuito excitador correspondiente. Este circuito debe adecuarse para que los tiempos y forma de la conmutación del elemento de potencia sean los óptimos. Por encontrarse desarrollado el tema de circuitos de excitación, sus requerimientos y formas de onda en la asignatura Electrónica IV, no se incluyen en el presente texto.

Para protegerlos y asegurar su vida útil, los dispositivos de conmutación de potencia incluyen redes de retardo que impiden el aumento de las tensiones colector - emisor o de fuente - drain, antes que la corriente se reduzca. Esta forma de la excursión del punto de trabajo, permite mantenerlo dentro de la curva SOAR del dispositivo, asegurando su máxima vida útil. Estas redes son particularmente importantes en el caso de los transistores bipolares donde la existencia de segunda ruptura fija un límite más exigente en cuanto a la excursión del punto de trabajo que en el caso de los MOSFETs

### 7.2.- Circuitos auxiliares de protección del elemento de conmutación

Para el correcto funcionamiento del transistor dentro del circuito convertidor, deben satisfacerse todos los requisitos especificados por el fabricante. Por tratarse de una operación en conmutación, el punto de trabajo del transistor no debe en ningún momento cruzar los límites establecidos por la curva SOAR.

#### 7.2.1. Protección en el corte

Como se indica en la **Figura 7.1**, para asegurar un desplazamiento alejado de los límites al momento de cortarse, la corriente debe decrecer antes que la tensión colector emisor aumente. El pasaje de

corte a conducción no es crítico, pues al tratarse de un circuito inductivo, la tensión colector emisor siempre decrecerá antes que la corriente de colector o drain aumenten.

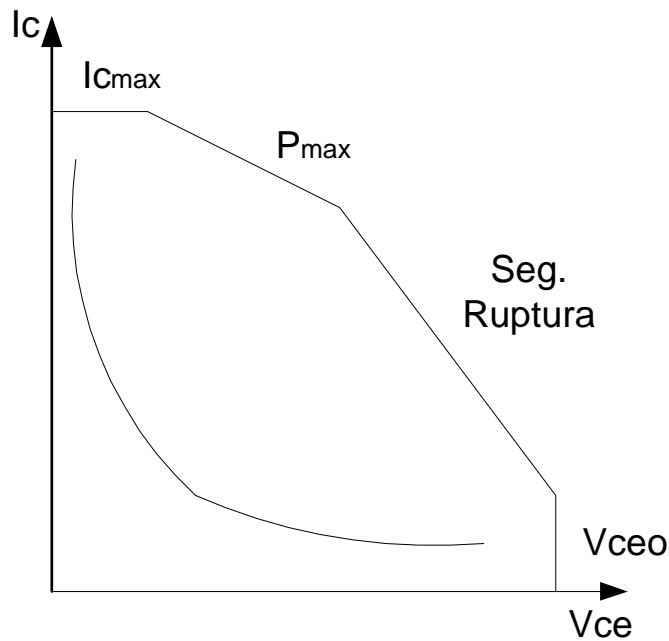


Fig. 7.1

La red de crecimiento lento indicada en la **Figura 7.2**, asegura el adecuado tránsito del punto de trabajo dentro del área SOAR.

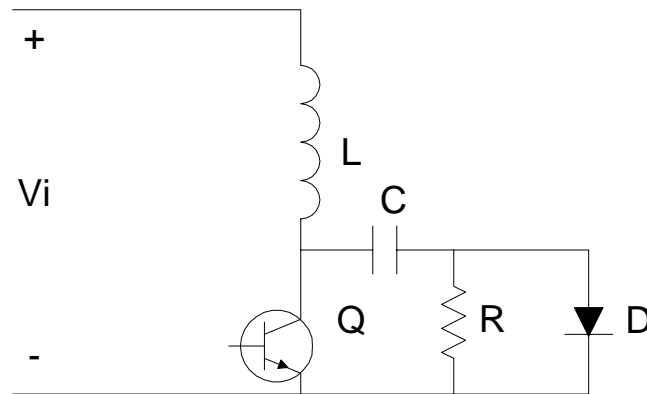


Fig. 7.2

Cuando el transistor se corta, la corriente del primario carga al capacitor  $C$  a través del diodo  $D$ . El valor del condensador  $C$  se elige de un valor tal que  $V_{ce}$  alcance su valor máximo en un tiempo mayor que el tiempo de caída  $t_f$ . Se incluye la resistencia  $R$  para limitar a un valor permitido los picos

repetitivos de corriente producidos por la descarga del capacitor cada vez que el transistor se satura durante el período de conducción.

Para estimar los valores requeridos de  $C$  y  $R$ , se considera que el capacitor se carga a su valor máximo en un tiempo mayor al  $tf$ , requerido por la corriente de colector en decrecer a cero.

$$V_{cond} = 1/C \int_0^t i \, dt$$

La corriente de colector decrece desde su valor máximo a cero. Si a los efectos de este cálculo se la considera constante e igual al máximo, se estará en una situación de peor caso.

$$V_{cond} = I_{cM} t / C$$

$$C > I_{cM} t_f / V_{ceM}$$

La resistencia  $R$  debe ser lo suficientemente elevada para que el pico de corriente de descarga pueda ser absorbido por el transistor, y lo suficientemente pequeña para permitir la descarga del capacitor en el período de conducción.

$$R > V_{ceM} / I_{M \text{ pico rep.}}$$

$$RC < \delta T_{min} / 2$$

La presencia de este circuito también disminuye la disipación de potencia en el dispositivo de conmutación, al permanecer baja la  $V_{ce}$  mientras se extingue la  $I_c$ .

### 7.2.2.- Protección para el encendido

La disipación de potencia durante el encendido puede disminuirse con el circuito de la **Figura 7.3**.

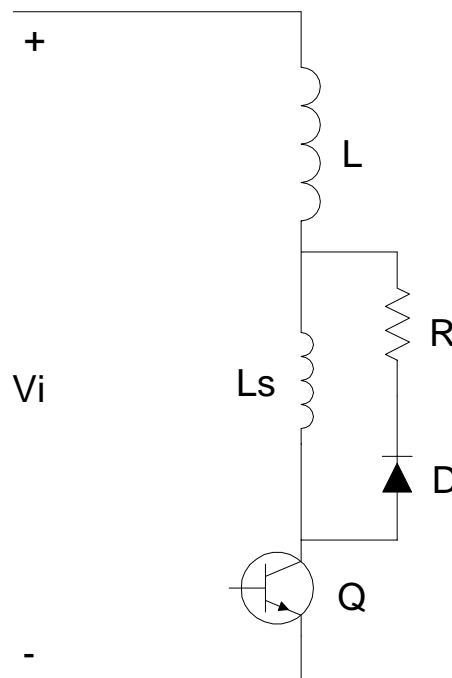


Fig. 7.3



Durante el encendido, la inductancia en serie aísla al transistor de la carga, permitiendo su encendido antes que comience a conducir un valor significativo de corriente. El crecimiento de la corriente de colector es:

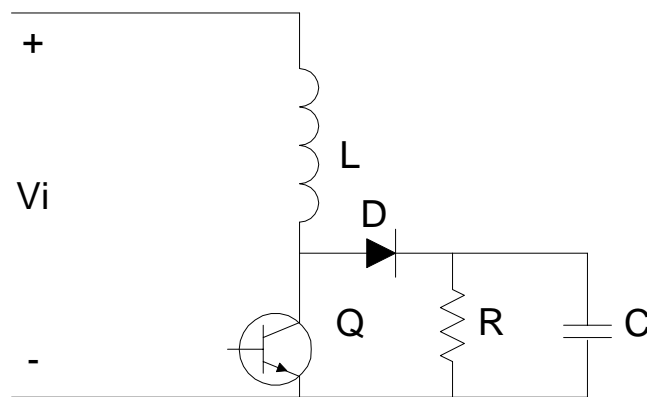
$$di_c / dt = V_{in} / L$$

La red constituida por la resistencia y el diodo provee un paso para la descarga de la energía acumulada en la inductancia durante el período de apagado

Tanto este circuito como el anterior, si bien disminuyen la disipación de potencia en el elemento conmutador, no reducen las pérdidas totales. La energía que no es disipada por el dispositivo de conmutación, es en cambio disipada en las resistencias de los circuitos auxiliares.

### 7.2.3.- Protección ante sobretensiones

En caso de operar el circuito con tensiones elevadas próximas a las tensiones de ruptura del transistor, se suele colocar un segundo circuito auxiliar constituido por un rectificador de pico como se indica en la **Figura 7.4**



**Fig. 7.4**

Este circuito opera protegiendo al transistor de las naturales sobretensiones presentes en el circuito, principalmente debidas al flujo de dispersión en el momento del corte.

El capacitor se encuentra permanentemente cargado a una tensión aproximada de  $V_{ceM}$ . Si esta tensión tiende a aumentar, el diodo conduce e incorpora una constante de tiempo en la elevación de la tensión. Como luego el condensador debe volver a su condición estable, se toma como inicio de diseño

$$RC > 5 T$$

Los circuitos auxiliares mencionados, al operar como protección del transistor, pueden ser incluidos en todos los convertidores sea cual sea su esquema circuital.

### 7.3.- Circuitos auxiliares de protección de fuentes conmutadas

Tanto las fuentes de alimentación en si mismas como sus circuitos asociados deben ser protegidos ante anormales condiciones de funcionamiento dadas por:

- Cortocircuitos y sobrecorrientes de salida
- Sobretensiones de salida
- Sobrecorrientes de entrada

Para proveer mecanismos de protección ante cortocircuitos y sobrecorrientes de salida, debe implementarse un método de censado de la corriente provista por la fuente. Por debajo de un valor umbral preestablecido, el circuito opera en condiciones normales. Si en cambio el umbral es superado, se actúa sobre el PWM de control limitando la corriente o bien cortando al elemento de conmutación.

En forma análoga, se disponen de mecanismos de censado de condiciones de tensiones de salida superiores a los permitidos, que actuando sobre el circuito de control, desconectan a la fuente. Si se requieren menores tiempos de respuesta o no es admisible que los elementos de filtro se descarguen sobre la carga, puede recurrirse a un circuito del tipo "crowbar". Este circuito de protección consta de un tiristor en paralelo con la carga, el que es disparado en condiciones de sobretensión. Al dispararse el tiristor, cortocircuita la carga accionando mecanismos de protección ante sobrecorrientes como los mencionados anteriormente. Este esquema requiere que el tiristor y la protección de sobrecorriente se encuentren ajustados para que el tiristor actúe sin sobrepasar sus valores límites.

Finalmente no deben despreciarse los picos de corriente requeridos de la tensión de entrada al momento del encendido de las fuentes conmutadas debido a la carga de los condensadores de entrada y salida. En caso que la fuente no pueda entregar el pico de corriente de carga del capacitor de entrada debe preverse una limitación de la misma mediante el agregado de una resistencia de valor adecuado. Esta resistencia puede ser fija en caso de valores pequeños, o bien deben ser cortocircuitadas en operación normal, una vez pasado el transitorio de encendido.

El transitorio de encendido debe también ser considerado para cargar a los capacitores de salida y asegurar que ésta tensión se establezca en forma gradual sobre la carga sin sobretensiones y manteniendo el PWM de control dentro de márgenes de estabilidad. Esta condición se encuentra generalmente incluida en el diseño del PWM controlando el ciclo de trabajo hasta llegar a condición de operación normal.

## 8.- Circuito de Control

Una fuente de alimentación debe satisfacer los siguientes requerimientos:

- ✓ Buena regulación de línea
- ✓ Buena regulación de carga
- ✓ Buena respuesta frente a bruscas variaciones de carga o de la tensión de entrada
- ✓ Ser estable en todo su rango de operación

Un adecuado diseño del circuito de realimentación permite satisfacer estas condiciones al regular la tensión de salida mediante la variación del ciclo de trabajo,.

No se encuentra dentro de los objetivos del presente texto el análisis y diseño del circuito de realimentación. Solo se realiza una breve introducción al empleo de las técnicas de PWM en las que se basan estos circuitos. Sus implementaciones en circuitos prácticos utilizan circuitos integrados de uso específicos, perfectamente documentados por sus fabricantes, y el estudio de las funciones de transferencia, tipo de respuesta y estabilidad se realiza empleando métodos ampliamente tratados en asignaturas de control.

En la mayoría de las fuentes conmutadas el control de la tensión de salida se realiza utilizando técnicas de PWM. La tensión de salida  $V_o$  se compara en un amplificador de error con una tensión de referencia  $V_{ref}$ , generando una señal de error  $V_c$ . La señal final de control se genera modulando el ancho de pulso de excitación mediante la comparación del nivel de error  $V_c$  con una tensión diente de sierra de amplitud y frecuencia fija  $V_s$ .

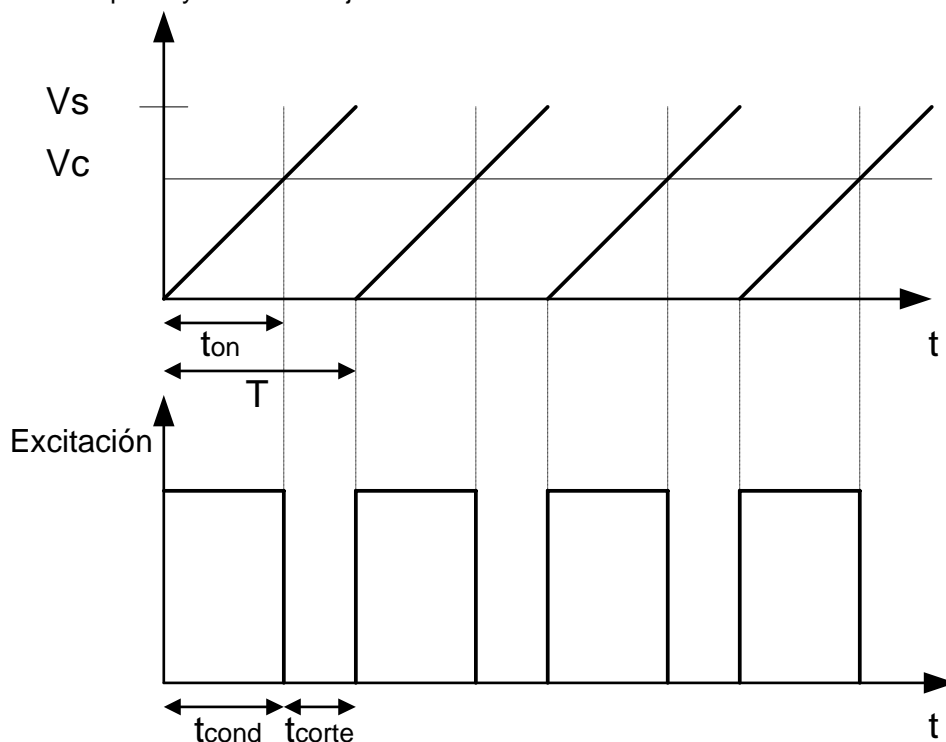


Fig. 8.1

Si el nivel de comparación  $V_c$  se eleva, debido por ejemplo a una reducción de la tensión de salida, el ciclo de trabajo se incrementa:

$$\delta = t_{on} / T = V_c / V_s$$

Esta técnica de control directo del ciclo de trabajo es simple pero limitada. La regulación a lazo abierto es pobre y si se corta el circuito de realimentación, las variaciones de la entrada causan significativas variaciones en la salida. En su respuesta transitoria de lazo cerrado presenta un bajo tiempo de respuesta ya que las variaciones de  $\delta$  debido a variaciones de  $V_i$  se ven retardadas por el filtro  $LC$  de salida.

Una mejora en el principio de control consiste en que la amplitud del diente de sierra no sea constante sino proporcional a la tensión de entrada  $V_i$ .

$$V_s = V_i / K \quad \text{con } K = \text{constante}$$

$$\delta = V_c / V_s$$

$$\delta = K V_c / V_i$$

Substituyendo la expresión anterior en las ecuaciones que fijan la relación de las tensiones de entrada y salida de los diferentes convertidores básicos, puede comprobarse que  $V_o$  se vuelve independiente de  $V_i$  para el convertidor forward operando en modo continuo y el convertidor flyback operando en modo discontinuo.

En el convertidor forward, modo continuo:

$$V_o / V_i = \delta \quad \Rightarrow \quad V_o = K V_c$$

Para el convertidor flyback, modo discontinuo:

$$V_o / V_i = \delta \sqrt{RT/2L} \quad \Rightarrow \quad V_o = K V_c \sqrt{RT/2L}$$

En los restantes convertidores este método solo provee compensación parcial y es raramente utilizado. Dado que los convertidores en los que sí provee compensación son los mayormente utilizados, esta técnica de control en función de la de entrada se encuentra muy difundida.

Debe tenerse en cuenta que la dependencia de la amplitud del diente de sierra de la tensión de entrada es una operación a lazo abierto, por lo que se torna indispensable adoptar el correcto factor de proporcionalidad.

Un tercer método de control consiste en formar un segundo lazo interno de control al comparar la salida del amplificador de error  $V_c$  con una señal derivada de la corriente en la inductancia, en lugar de hacerlo con un diente de sierra generado en forma independiente. El inicio del ciclo de trabajo es generado por un reloj de la frecuencia deseada y el final del mismo es determinado por la comparación de la corriente con la tensión  $V_c$ .

Al igual que en el caso anterior, el método de control en modo corriente, también asegura la independencia de  $V_o$  de las variaciones de  $V_i$ . Adicionalmente, este método de control permite la fácil implementación de protección por sobrecorriente limitando el valor máximo de la tensión de error  $V_c$ .

Finalmente, cabe mencionar que la alimentación de todos los elementos que componen el circuito de control debe ser, al menos inicialmente, derivada de la tensión de entrada  $V_i$ . Su alimentación no puede ser tomada de la salida regulada ya que el circuito de control debe encontrarse alimentado en forma previa para que la tensión de salida pueda ser establecida.