

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**METODOLOGÍA DE DISEÑO DE UNA FUENTE CONMUTADA
UTILIZANDO TRANSISTORES BIPOLARES DE POTENCIA**

INFORME DE SUFICIENCIA

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE
INGENIERO ELECTRÓNICO**

PRESENTADO POR:

PEDRO PABLO DIAZ VILELA

**PROMOCIÓN
1994-I**

**LIMA – PERÚ
2002**

A mis queridos padres.

*A mis hijos Diana, Pedro y Pablo,
incentivo constante en mi desarrollo
profesional.*

**METODOLOGÍA DE DISEÑO DE UNA FUENTE
CONMUTADA UTILIZANDO TRANSISTORES
BIPOLARES DE POTENCIA**

SUMARIO

El presente Informe de Suficiencia, presenta un prototipo de diseño proyectado a una generalización concluyendo en una propuesta metodológica para el diseño de sistemas electrónicos de potencia.

Este trabajo incluye una breve introducción del tema, para luego mencionar las bases teóricas necesarias para entender el funcionamiento de las fuentes conmutadas.

También se hace referencia a los tipos de fuentes que van a permitir el desarrollo para su diseño.

Se presenta un procedimiento general para el diseño, con algunos cálculos que van a servir para seleccionar los dispositivos adecuados.

Concluimos utilizando herramientas computacionales que van a permitir la simulación de circuitos diseñados en el presente trabajo, que son de mucha utilidad y nos va a permitir tener una idea clara de nuestro diseño.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
 CAPÍTULO I : BASES TEÓRICAS DE LAS FUENTES CONMUTADAS	
1.1 Introducción	2
1.2. Comparación con los Reguladores Lineales	2
1.3. El Futuro	5
1.4. Configuraciones Básicas	8
 CAPÍTULO II : SELECCIÓN DE TIPOS DE FUENTES CONMUTADAS QUE CONSTITUYEN EL PROTOTIPO EN EL DESARROLLO DE LA METODOLOGÍA	
2.1. Convertidor de corriente continua a corriente continua cc-cc.	10
2.2. Desarrollo de convertidores	11
2.3. Cuadro comparativo	31
2.4. Materiales Magnéticos	31
2.5. Pérdidas de energía en el núcleo	34
2.6. Elección del tipo de material	36
2.7. Geometría del núcleo	37

2.8.	Efecto de proximidad: fuerza entre conductores paralelos	42
2.9.	Almacenamiento de energía en inductores	43
2.10.	Definición de factores (k) utilizados en el diseño de inductores y Transformadores de conmutación	44
2.11.	Pérdidas de energía en el devanado.	47
2.12.	Determinación de la densidad de flujo	49
2.13.	Deducción de ecuaciones	50
2.14.	Condensadores de filtro para F.A.C: respuesta en frecuencia	58
2.15.	Condensadores: características eléctricas	59
2.16.	Análisis de la impedancia del condensador	62
2.17.	Respuesta en frecuencia	64
2.18.	Filtros de primer orden	69
2.19.	Filtros de segundo orden	70
2.20	Lazos de control: Descripción y circuitos	78
2.21	Sistema de control a frecuencia fija	80
2.22	Técnicas de muestreo	83
2.23.	Margen de control y estabilidad	88
2.24	Amplificador de error	88
2.25	Modulador de ancho de impulsos	97
2.26	Lazos de control: modelos de pequeña señal	103
2.27.	Comparador PWM: Modelo idealizado de pequeña señal	105
2.28	Sistema completo: función de transferencia	109
2.29	Convertidor directo (buck)	111
2.30	Condiciones básicas de los lazos de control	120

2.31.	Lazos de control por muestra de tensión: análisis cualitativo	124
2.32.	Lazo de control por muestra de corriente: análisis cualitativo	129
2.33.	Componentes activos discretos utilizados en si tema de alimentación conmutados : descripción	132
2.34.	Diodos de potencia	132
2.35.	Transistores de potencia	137
2.36.	Estudio del circuito driver	144
2.37	Escape térmico: radiadores	148
2.38.	Circuitos de protección para el transistor de conmutación y diodos conectados en ramas inductivas	159
2.39.	Fuentes conmutadas con transformador	162
2.40.	Características básicas del transformador de conmutación	163
2.41.	Reguladores de conmutación con transformador: topologías básicas	166

CAPÍTULO III : DESARROLLO DE PROCEDIMIENTO DE DISEÑO

TÍPICO

3.1.	Diseño de la Fuente Primaria	176
3.2.	Diseño de la bobina y el condensador de un convertidor directo	182
3.3.	Diseño práctico de un inductor de filtro para un convertidor directo	188
3.4.	Diseño de condensadores de filtro para fuentes conmutadas: Respuesta en frecuencia	202
3.5.	Lazos de control. Diseño de componentes: respuesta en frecuencia	206
3.6.	Diseño práctico de los componentes que forman parte del driver según Condiciones de funcionamiento	212
3.7.	Diseño de un radiador de forma rectangular para el transistor	218

CAPÍTULO IV : ELABORACIÓN DE UNA PROPUESTA

METODOLÓGICA GENERAL

4.1.	Criterios de diseño	222
4.2	El Filtro EMI	222
4.3	El capacitor del Filtro de Entrada (Almacenamiento)	223
4.4.	El Transformador	224
4.5.	Los Conmutadores de Potencia	224
4.6.	Los Rectificadores de Salida	225
4.7.	La sección del Filtro de Salida	225
4.8.	Elementos de Detección de Corriente	226
4.9.	Elementos de Realimentación de Voltaje	226
4.10.	La Sección de Control	227

CAPÍTULO V : HERRAMIENTAS COMPUTACIONALES QUE

COMPLEMENTAN PASOS DE LAS PROPUESTAS

PRESENTADAS

5.1.	Ejemplo de Simulación de una Fuente Primaria	232
5.2.	Ejemplo de Simulación de un Convertidor Directo	234
5.3.	Ejemplo de Simulación de los Componentes que forman parte del driver..	236
	CONCLUSIONES	245
	APÉNDICE	247
	BIBLIOGRAFÍA	251

INTRODUCCIÓN

La mayoría de los equipos electrónicos, necesitan estar alimentados con tensiones continuas por esta razón nos vemos en la necesidad de utilizar fuentes primarias de energía, que dependen de las tensiones alternas de la red. Para ello es necesario utilizar sistemas electrónicos que transformen la energía alterna, de tensión y frecuencia fijas, en tensiones continuas, según la necesidad de cada aplicación.

Estos sistemas electrónicos, reciben el nombre de fuentes de alimentación y su diseño va a depender de los requerimientos impuestos por el equipo al cual deben alimentar.

En la actualidad hay dos tipos de fuentes de alimentación:

- ◆ Fuentes de alimentación convencionales.
- ◆ Fuentes de alimentación conmutados.

De los sistemas de alimentación anteriormente mencionados el rendimiento depende de muchos factores tales como su regulación, factor de rizado, etc. y de la aplicación que se le quiera dar.

Debemos tener presente que estos sistemas pueden ofrecer buenos resultados dependiendo de su aplicación.

CAPÍTULO I

BASES TEÓRICAS DE LAS FUENTES CONMUTADAS

1.1. Introducción

Las fuentes de alimentación conmutadas continúan en incremento su popularidad y es uno de los mercados de más rápido crecimiento en el mundo de la conversión de energía. Su ventaja en rendimiento y tamaño reúne las necesidades del equipamiento compacto y moderno actual y la variedad creciente de los componentes dirigidos a estas aplicaciones hacen a los nuevos diseños aún más prácticos.

Este Trabajo intenta proporcionar al diseñador un panorama de los circuitos conversores más populares, su teoría básica de información y algunas de las características sutiles en seleccionar un circuito y los componentes apropiados. También incluye algunas sugerencias valiosas de diseño sobre los mayores componentes activos y pasivos requeridos para un diseño exitoso.

1.2 Comparación con los Reguladores Lineales

Las ventajas primarias de una fuente de alimentación conmutada son eficiencia, tamaño y peso. Es también un diseño más complejo, no puede reunir algunas de las capacidades de rendimiento de las fuentes lineales y genera una considerable cantidad de ruido eléctrico. Sin embargo están siendo aceptadas en la

industria, particularmente donde el tamaño y eficiencia son de importancia principal. El rendimiento continúa mejorando y para la mayoría de aplicaciones ellas normalmente son de costo competitivo bajo el nivel de potencia de los 20 W.

En el pasado la ventaja de las fuentes conmutadas sobre los reguladores de línea era en el campo de la alta potencia donde los componentes pasivos tales como transformadores y filtros eran pequeños comparados en el mismo nivel de potencia. Sin embargo la cantidad de componentes activos era alta y tendía a hacer las fuentes conmutadas de menos costo efectivo en niveles de potencia bajos. En los últimos años, las fuentes conmutadas han sido significativamente de costo reducido porque los diseñadores han sido capaces de simplificar los circuitos de control con circuitos de costo efectivo nuevos y han encontrado aún alternativas de más bajo costo en el área de componentes pasivos.

Una gráfica de comparación del rendimiento de las fuentes conmutadas contra las fuentes lineales es mostrada en la Tabla 1-1. Las eficiencias de las fuentes de conmutación funcionan desde el 70 al 80% pero ocasionalmente caen al (60-65%) cuando reguladores post lineales son usados para las salidas auxiliares.

Tabla 1-1. Rendimiento fuentes conmutadas vs. Fuentes lineales

Parámetros	Fuentes conmutadas	Fuentes Lineales
Eficiencia	75%	30%
Tamaño	2 W/IN ³	0.5 W/IN ³
Peso	40 W/lb	10 W/lb
Regulación de carga y línea	0.1%	0.1%
Salida de rizado V _{p-p}	50 mV	5 mV
Ruido	50-200 mV	--
Respuesta Transitoria	1 ms	20 μ s
Tiempo de retardo	20-30ms	1-2 ms

Algunas fuentes de alimentación lineales por otro lado son operados hasta con 50% de eficiencia pero en áreas donde los problemas de variaciones de línea o tiempos de retardo o mantenimiento son mínimos. La mayoría de fuentes lineales operan con eficiencias típicas de solamente 30%. La reducción de tamaño global de una fuente conmutada de 20KHz es de 4 a 1 y los diseños más recientes en la región de los 100 a 200 KHz termina en aproximadamente de 8 a 1 (contra una lineal). Otras características tales como especificaciones de regulación estáticas, mientras el rizado y la respuesta transitoria de carga son normalmente peores. Las especificaciones de ruido a la salida pueden ser un poco engañosas. Muchas veces un sobrepico de una fuente conmutada de 500 mV en la salida puede ser atenuada considerablemente en

la carga misma debido a la inductancia en serie de los cables conectores y los filtros capacitores adicionales encontrados en muchos circuitos lógicos. En el futuro, el ruido generado en las frecuencias de las fuentes conmutada más altas (100-500 KHz) probablemente serán más fáciles de filtrar y la respuesta del transitorio será más rápida. El tiempo de retardo o mantenimiento es mucho mayor para las fuentes conmutadas porque es más fácil almacenar energía en capacitores de alto voltaje (200-400 V) que en los capacitores filtro de menor voltaje (20-50 voltios) comunes para fuentes de alimentación lineales. Esto es debido al hecho que el tamaño físico de un capacitor es dependiente de su producto CV mientras que el almacenamiento de energía es proporcional a CV^2 .

1.3. El Futuro

El futuro ofrece mucho potencial de crecimiento para las fuentes de conmutación en general y fuentes de conmutación de baja potencia (20 a 100 Watts) en particular. Los más recientes están respondiendo al crecimiento en equipamiento basados en microprocesadores, así como periféricos de computadoras. Las configuraciones de hoy han sido ya desafiadas por el convertor de onda senoidal el cual reduce el ruido y mejora la fiabilidad del transistor pero si lleva a cabo un costo prohibitivo "cost penalty". También, una tendencia a frecuencias de fuentes conmutadas más altas para reducir el tamaño y costo aun más extenso se ha iniciado. Los diseños bipolares últimos operan eficientemente hasta los 100 KHz y el FET parece destinado a tener el rango de 200 a 500 KHz.

Parece probable, sin embargo, que los ingenieros o diseñadores de fuentes de alimentación serán capaces de agregar los filtros de línea necesarios y blindajes EMI sin evocar un error de costo significativo en el diseño. La señal más óptima que

preocupa de las fuentes conmutadas está en el área de los componentes. Los componentes de las fuentes de alimentación de las fuentes conmutadas han desarrollado realmente o evolucionado desde los componentes usados en aplicaciones similares. Y es muy probable que los más nuevos y maduros productos específicamente para fuentes de alimentación continuaran apareciendo durante los próximos años. El último efecto de esta evolución será para simplificar más allá, reducir costos e incrementar la fiabilidad de estos diseños.

Las características generalmente asociadas con esta clase de fuentes de alimentación son enumeradas en la Tabla 1-2.

Tabla. 1.2: Características de fuentes conmutadas.

Características	Descripción
Frecuencias altas	En la actualidad el diseño de las líneas de operación utilizan ondas senoidales que van desde 500 Khz a 1 Mhz de rango.
Tamaño pequeño	El transformador de ferrita y el capacitor de acoplo de polipropileno son más pequeños que aquellos que se encuentran en el diseño de onda cuadrada a frecuencias bajas.
Bajo ruido	La conmutación se produce en el cruce por cero, el cual reduce el estrés de los componentes y disminuye las interferencias electromagnéticas (EMI).
Eficiencia	Debido a que las pérdidas de conmutación son reducidas, la eficiencia se incrementa (típicamente 80%).
Relación de corriente pico a corriente promedio	Las relaciones de corriente en los transistores y rectificadores son dos veces mayor que los similares diseños en los flyback
Circuito de control especial	Se utiliza controles PDM (densidad) en vez de los PWM (ancho) y requiere el control de un circuito integrado con un VCO (osciladores controlados por tensión) programable.

1.4. Configuraciones Básicas

Una fuente de alimentación conmutada es un circuito relativamente complejo como es mostrado por los cuatro bloques básicos construidos de la figura 1.1

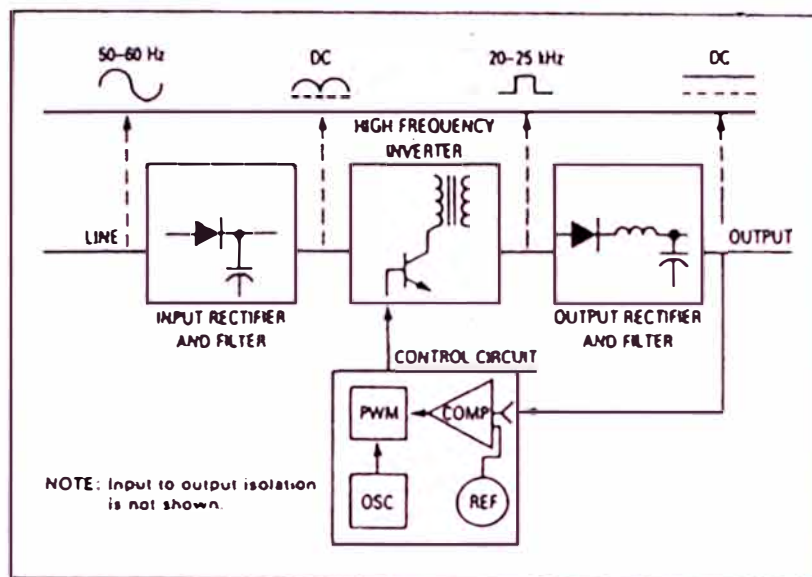


Figura. 1.1. Functional Block Diagram – Switching Power Supply

El elemento esencial, en el que se basa el funcionamiento de toda fuente de alimentación conmutada, es un convertidor de corriente continua a corriente continua (cc-cc), cuya misión es tomar intervalos (conducción-bloqueo) de la señal continua presente en su entrada y, una vez eliminado su carácter pulsatorio, entregar a la salida otra señal continua ya regulada. Estos convertidores están formados por componentes discretos y generalmente se subdividen en dos bloques bien diferenciados:

- Bloque de conmutación.
- Filtro paso-bajo.

El bloque de conmutación está formado básicamente por un transistor (o cualquier elemento capaz de trabajar en régimen de conmutación), y su misión es adaptar la señal de entrada al filtro en función de la señal presente en su elemento de mando.

La misión que cumple el filtro paso-bajo es devolver el carácter continuo a la señal pulsatoria presente en su entrada. Internamente está formado por una bobina (L) un condensador (C) y un diodo (D) de recirculación de características especiales.

La frecuencia de trabajo de los convertidores de conmutación suele ser elevada, ya que del valor de esta frecuencia dependen las características del mismo.

CAPÍTULO II

SELECCIÓN DE TIPOS DE FUENTES CONMUTADAS QUE CONSTITUYEN EL PROTOTIPO EN EL DESARROLLO DE LA METODOLOGÍA

2.1 Convertidor de corriente continua a corriente continua cc-cc

El diagrama de bloques del convertidor, integrado en una fuente de alimentación conmutada, puede ser el que se muestra en la Figura 2.1.

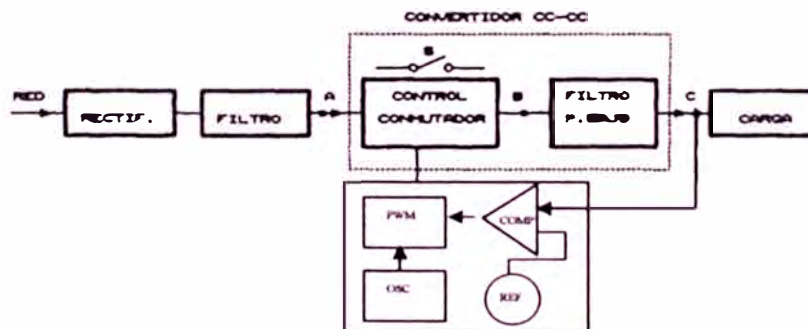


Figura 2.1

Con las dos posiciones del interruptor S , a partir de la señal continua recibida V_A (tensión en el punto A a la entrada del Convertidor), se obtiene una señal pulsatoria V_B (tensión en el punto B a la salida del transistor conmutador),

correspondiendo t_1 a la posición S-cerrado y t_2 a la posición S-abierto (Figura 2.2); con el filtro se consigue, mediante el almacenamiento y distribución de la energía, la continuidad de la señal que va a ser entregada a la carga V_c . El elemento de control es el que ha de regular los intervalos de las dos posiciones del interruptor S.

Básicamente existen tres tipos de convertidores:

- Convertidor directo.
- Convertidor inversor o de retroceso.
- Convertidor inverso.

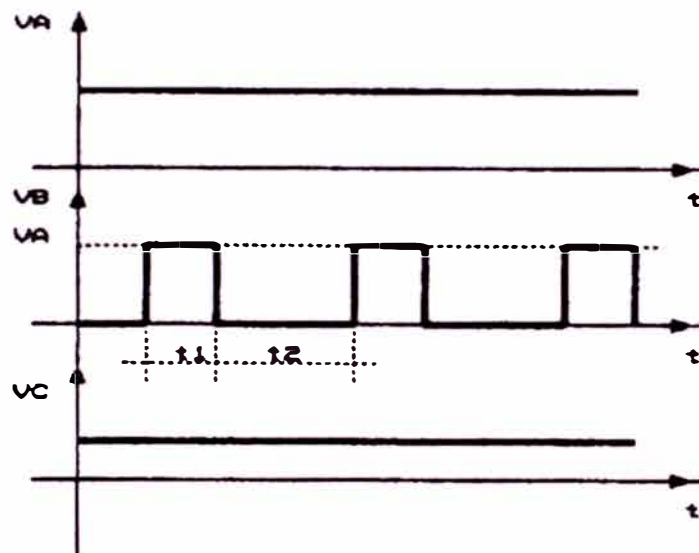


Figura 2.2

2.2 Desarrollo de Convertidores

2.2.1. Convertidor Directo (Step-Down o Forward Converter)

En este tipo de convertidor (Figura 2.3), el elemento interruptor es el transistor, que permanecerá en los estados de conducción y bloqueo durante los intervalos que disponga la señal de control introducida en la base del mismo.

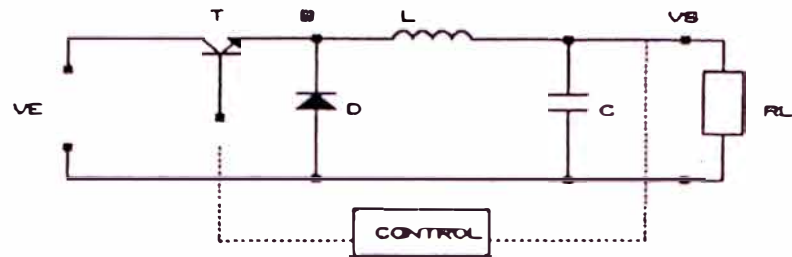


Figura 2.3

El funcionamiento del circuito (en el que se supondrá para simplificar el concepto, que la base del transistor es atacada por un generador de onda cuadrada), puede resumirse de la siguiente forma:

Funcionamiento

En el instante inicial ($t = 0$), estando el condensador descargado, la base del transistor es atacada mediante el flanco de subida de la señal entregada por el generador, cuya amplitud se supone lo suficientemente elevada como para llevar al conmutador a la zona de saturación. En estas condiciones ($V_{CE} = 0$ V), toda la tensión de entrada está aplicada directamente en los bornes del diodo D, polarizándolo en inverso (Figura 2.4).

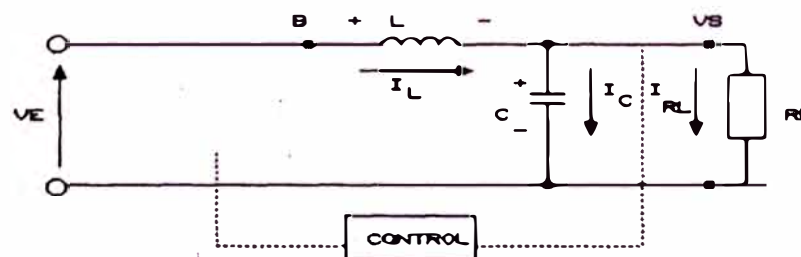


Figura 2.4

La bobina que tiende a mantener las condiciones iniciales de corriente por el circuito, opone entre sus extremos una diferencia de potencial igual a la tensión de alimentación V_E . El incremento del tiempo permite que por la bobina circule una corriente (I_L) que se divide a través de la carga (I_{RL}) y a través del condensador (I_C). La tensión de salida aumenta a medida que aumenta la diferencia de potencial en los bornes del condensador, estableciéndose a partir de este momento un régimen transitorio.

Al alcanzarse el nivel bajo de la señal de ataque, se produce la conmutación del transistor hacia la zona de corte comportándose idealmente, durante este intervalo, como un circuito abierto y aislando así al filtro de la señal de entrada. En este momento, la bobina que tiende nuevamente a mantener las condiciones de corriente por el circuito, libera la energía almacenada durante el período de conducción, haciendo circular una corriente (I'_L) que polariza directamente al diodo D, el cual se comporta idealmente como un cortocircuito (Figura 2.5).

Durante el régimen transitorio, el condensador tiende a que su tensión en bornes se iguale a la tensión de entrada (V_E), para lo cual, la corriente que circula a su través tenderá a disminuir. La bobina que tiende a que por ella circule la corriente máxima (limitada por la resistencia instantánea del circuito durante cada período), se opone a los cambios de corriente disminuyendo su diferencia de potencial en Bornes.

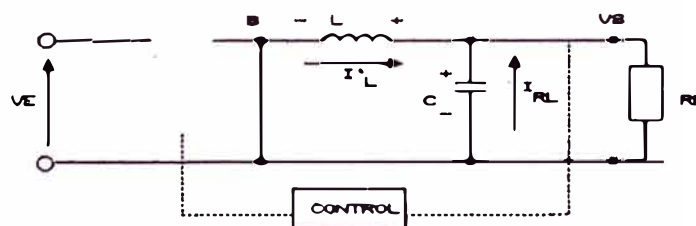


Figura 2.5

Al finalizar el régimen transitorio, cuya duración depende de las características y de los valores de los componentes que forman el convertidor, se establece un régimen permanente, en el que la bobina y el condensador alcanzan unos niveles medios, tanto de tensión como de corriente, a los que se denominaran V_{SO} e I_{L0} respectivamente.

Como puede comprobarse en este circuito, la energía es transferida durante los períodos de saturación del transistor directamente desde la entrada hasta la salida a través de la bobina. Este hecho da nombre a este tipo de convertidor.

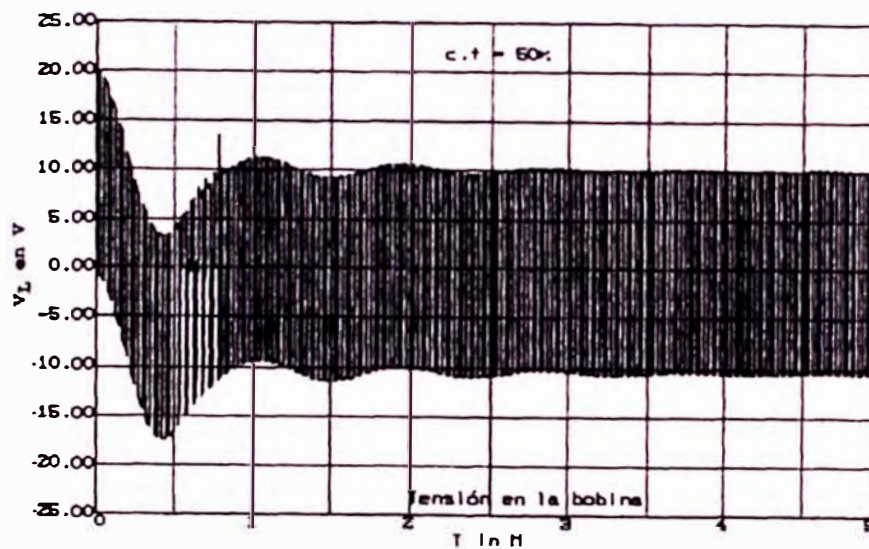


Figura 2.6

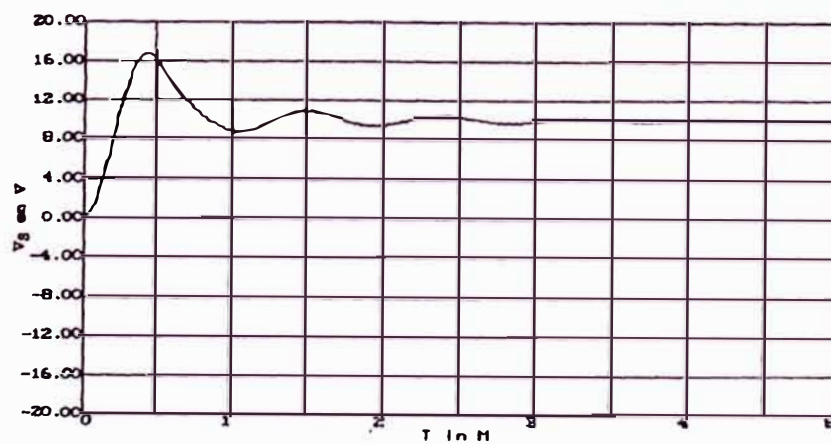


Figura 2.7

En las Figuras 2.6 y 2.7 se muestran, respectivamente, las tensiones presentes en la bobina y en la salida, desde $t = 0$ hasta que se alcanza el régimen permanente.

Relación del convertidor con la frecuencia

Al funcionar el circuito en régimen de impulsos, no es posible hablar de los componentes reactivos del filtro (L y C) en términos de impedancia, ya que $\omega = 2\pi F$, únicamente esta definida para señales de tipo seno o coseno. De cualquier forma, tanto la bobina como el condensador presentan una determinada oposición al paso de la corriente. A esta oposición la denominaremos inercia al cambio o simplemente inercia. El valor de esta depende de la frecuencia de la señal aplicada.

Por ejemplo; teniendo en cuenta la Ecuación 2.1, es fácil comprender que un aumento de la frecuencia (disminución de t) producirá en la bobina un aumento de su tensión, presentando por tanto una mayor oposición al paso de la corriente:

$$V_L = -L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (2.1)$$

Cuanto mayor sea el valor de la frecuencia de conmutación, mayor será la inercia que presenta la bobina, por tanto, el condensador que tiende a descargarse a través de su resistencia instantánea en paralelo, encontrará un camino de descarga más fácil a través de la resistencia de carga, tendiendo a entregar a esta la mayor parte de la energía acumulada durante el período de saturación.

Si la resistencia de carga no existiera (salida en circuito abierto), el condensador seguiría descargándose a través de la resistencia instantánea que presentan el resto de los componentes, explicándose así el rizado típico en vacío en

las fuentes de alimentación conmutadas que incluyen en su diseño este tipo de convertidor.

De la misma forma, la inercia al cambio que presenta el condensador disminuye proporcionalmente con el aumento de frecuencia (Ecuación 2.2):

$$i_c = C \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (2.2.)$$

Para frecuencias relativamente elevadas, el condensador presentará una inercia lo suficientemente baja como para proporcionar a la bobina un camino fácil de descarga, almacenando la energía liberada por ésta y tendiendo, por tanto, a mantener constante la tensión de salida durante el período de corte del transistor.

El tamaño físico de los componentes que forman el filtro también está directamente relacionado con la frecuencia; por ejemplo, el valor del condensador necesario para esta aplicación disminuye proporcionalmente con su aumento según la siguiente ecuación:

$$C = \frac{i}{VF} \quad (2.3)$$

De forma análoga, es posible demostrar que el valor de la bobina necesaria, es menor cuanto mayor sea la frecuencia de trabajo.

Por otra parte, el rizado de la señal de salida disminuye proporcionalmente con el aumento de la frecuencia. Interesa, por tanto, que la frecuencia de conmutación sea lo mas elevada posible dentro de ciertos márgenes.

A medida que aumenta la frecuencia, también aparecen fenómenos indeseables; Entre otros, ruidos eléctricos y capacidades e inductancias parásitas, que

al crearse en los terminales de los componentes y entre las pistas de cobre del circuito impreso, modifican el funcionamiento de la fuente y complican los cálculos y el diseño de la misma. Por tanto, el valor de la frecuencia de conmutación debe ser un valor de compromiso. Generalmente, los valores de esta frecuencia están comprendidos actualmente entre 20 y 100 KHz.

Ciclo de trabajo

Se denomina ciclo de trabajo a la relación existente entre el tiempo de conducción (t_{ON}) y el período total (T) de la señal de ataque al elemento conmutador:

$$c.t. = \frac{t_{ON}}{T} \quad (2.4)$$

Para obtener esta relación es necesario tener en cuenta que la potencia consumida por los elementos reactivos (L y C) es nula (la energía almacenada por la bobina durante los períodos de saturación del transistor es entregada en su totalidad durante el tiempo en que éste permanece cortado), y que el ciclo de trabajo se calcula cuando el circuito ha alcanzado el régimen permanente.

Teniendo en cuenta que la energía en la bobina viene dada por:

$$W = \frac{1}{2} L i^2 \quad (2.5)$$

y que el balance de energía durante un ciclo debe ser nulo, se concluye que los incrementos de corriente por la bobina durante los períodos de corte y saturación del elemento conmutador son idénticos:

$$\Delta i_{ON} = \Delta i_{OFF} \quad (2.6)$$

Durante el período de saturación del transistor (Figura 2.8).

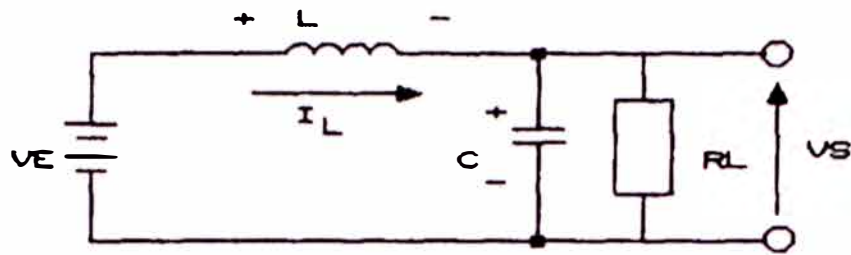


Figura 2.8

La ecuación de malla del circuito equivalente es:

$$0 = -V_E + V_L + V_S \Rightarrow V_L = V_E - V_S$$

Teniendo en cuenta la Ecuación 2.1, y sustituyendo el valor de la tensión en la bobina, se obtiene, despejando, el incremento de corriente sufrido por la bobina en un tiempo igual a t_{ON} .

$$\Delta i_{L ON} = - \frac{V_L}{L} \Delta t = - \frac{(V_E - V_S)}{L} t_{ON} \quad (2.7)$$

Durante el período de corte del elemento conmutador se obtiene el circuito equivalente representado en la Figura 2.9.

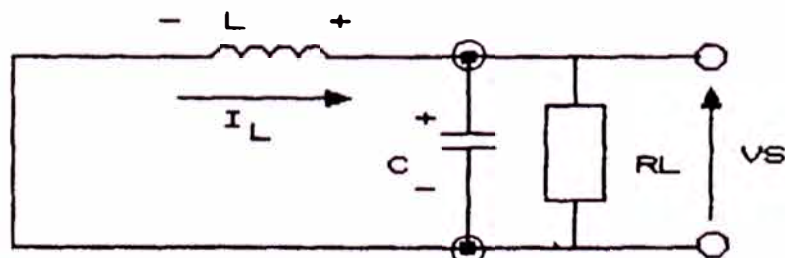


Figura 2.9

cuya ecuación de malla es:

$$0 = -V_L + V_S \Rightarrow V_L = V_S$$

Sustituyendo y despejando en (2.1), se obtiene el incremento de corriente sufrido por la bobina hasta alcanzar el tiempo t_{OFF} .

$$\Delta i_{L\ OFF} = - \frac{V_L}{L} \Delta t = - \frac{V_S}{L} t_{OFF} \quad (2.8)$$

Igualando ambos incrementos (2.7) = (2.8) se obtiene:

$$\Delta i_{L\ ON} = \Delta i_{L\ OFF} \Rightarrow - \frac{(V_E - V_S)}{L} t_{ON} = - \frac{V_S}{L} t_{OFF}$$

Simplificando y operando:

$$V_E t_{ON} - V_S t_{ON} = V_S t_{OFF} \quad \rightarrow$$

$$V_E t_{ON} = V_S t_{OFF} + V_S t_{ON} \quad \rightarrow$$

$$V_E t_{ON} = V_S T$$

Como $c.t = \frac{t_{ON}}{T}$ se obtiene la relación de éste con las tensiones

de entrada y de salida del circuito:

$$c.t. = \frac{t_{ON}}{T} = \frac{V_S}{V_E} \quad (2.9)$$

Esta misma relación puede obtenerse basándose en la Figura 2.10, en la que se muestra el diagrama ideal de tensiones presentes en el punto B (Figura 2.3) y en la salida del circuito bajo estudio.

En efecto, la tensión de salida del convertidor (V_s) es igual al valor medio ($V_{e_{med}}$) de la señal presente en la entrada del filtro (V_B). Su magnitud se calcula gráficamente realizando la suma algebraica de las áreas encerradas durante los tiempos de corte y saturación del transistor y dividiendo el total por el período T de la señal de entrada:

$$V_s = V_{e_{med}} = \frac{\sum V_E(t)}{T} = \frac{V_E \cdot t_{ON} + 0 \cdot t_{OFF}}{T} \quad \therefore \quad V_s = \frac{V_E \cdot t_{ON}}{T} \quad (2.10)$$

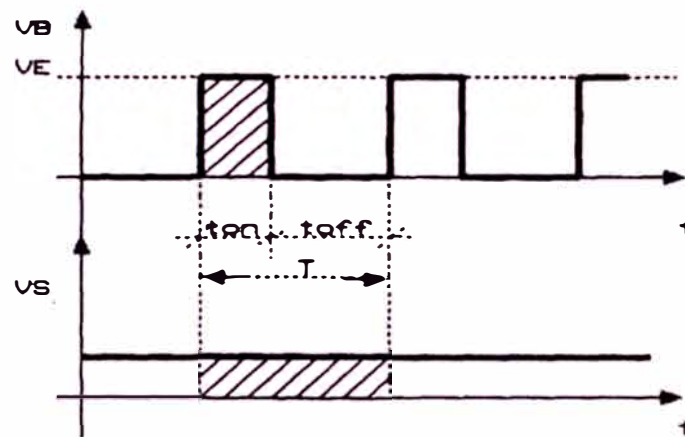


Figura 2.10

Despejando se obtiene nuevamente el ciclo de trabajo correspondiente al convertidor:

La variación del ciclo de trabajo, aunque existen otros métodos, suele realizarse actuando sobre el tiempo de conducción del conmutador, manteniendo fijo, por tanto, el valor de la frecuencia de la señal de control.

El valor adimensional del ciclo de trabajo puede variar entre 0 y 1:

- Si $c.t = 0 \Rightarrow V = 0$
- Si $c.t = 1 \Rightarrow V = V_E$

Estos dos valores limiten, de producirse en un sistema de alimentación conmutado, indicarían un mal funcionamiento del mismo, ya que en cualquiera de los dos casos, la señal presente en el punto B sería continua y por tanto, el filtro trabajaría en régimen permanente proporcionando una señal de salida idéntica a la de su entrada.

En la práctica, y para salvar este inconveniente, la variación del ciclo de trabajo oscila entre el 30 y el 80% del período total (T).

Regulación de la tensión de salida

Los posibles cambios en la tensión de salida, son detectados por el elemento de muestra, de forma que actuando sobre el terminal de control del elemento conmutador modifica el tiempo de conducción de este, variando hasta el ciclo de trabajo del convertidor.

Un aumento de la tensión de salida producirá a través del elemento de control la disminución proporcional del tiempo de conducción del transistor (t_{ON}), de esta forma, la bobina almacenará menor energía durante los tiempos de conducción y, por tanto, la tensión de salida tiende a disminuir durante los períodos de bloqueo.

En las Figuras 2.11 y 2.12 se representa el convertidor y la respuesta de éste (tensión de salida), así como las variaciones de tensión en la bobina para una frecuencia de conmutación de 20 KHz., y un ciclo de trabajo del 30%.

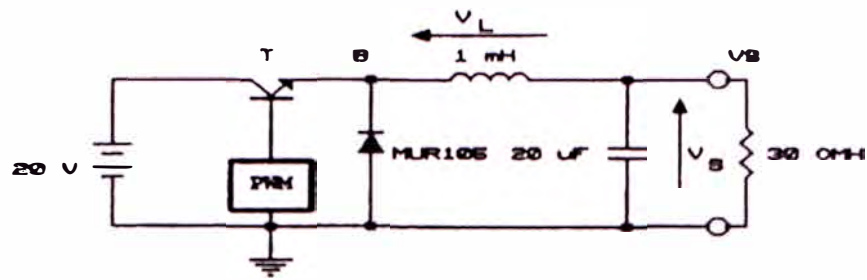


Figura 2.11

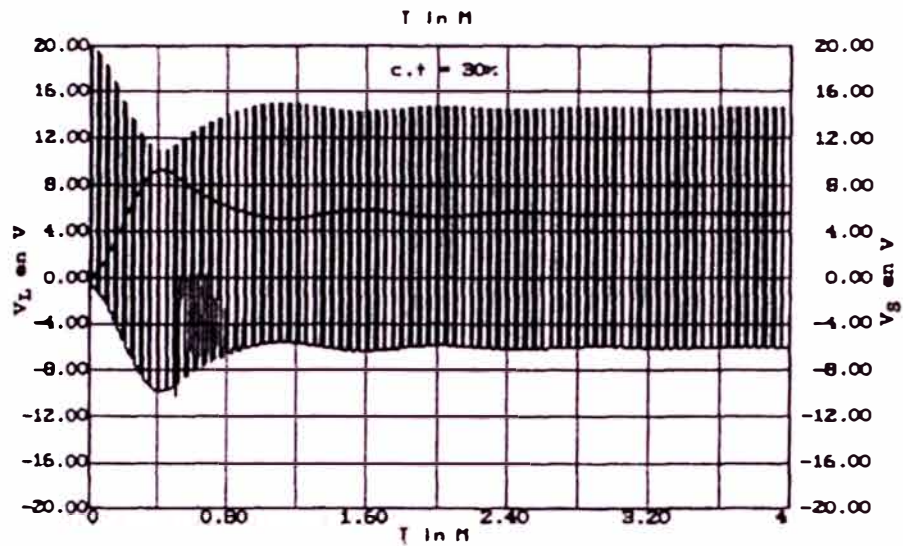


Figura 2.12.

Análogamente, la disminución de la tensión de salida produce el aumento proporcional del tiempo de conducción del transistor, que actuará a través del filtro, aumentando la tensión de salida del circuito.

En la Figura 2.13 se representan V_L y V_S para un ciclo de trabajo del 70%.

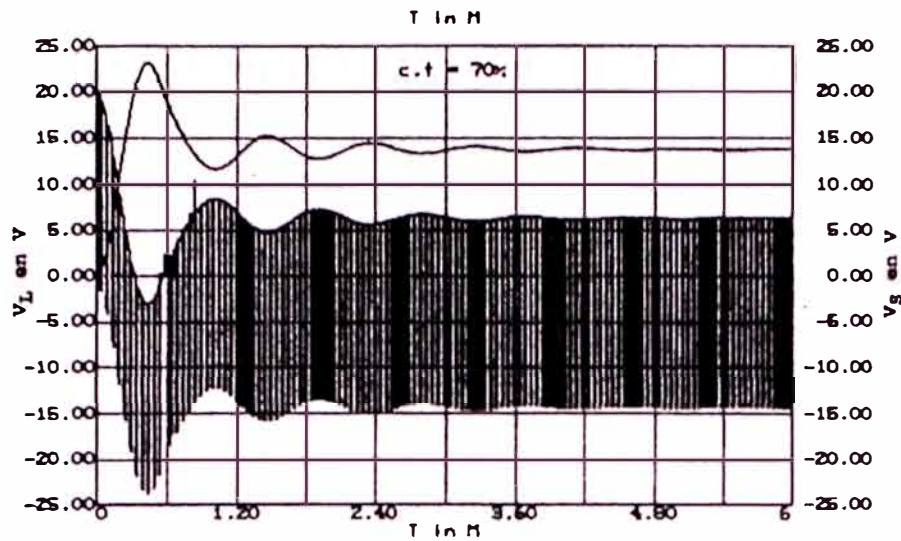


Figura 2.13

La regulación de la tensión de salida no es inmediata y depende de la magnitud de la variación, por tanto, es posible que el circuito necesite de varios ciclos de conmutación para llevar la señal de salida al nivel deseado.

Consideraciones adicionales

Si la bobina está sometida a una tensión constante, la corriente que circula a través de ella varía según una rampa, cuya pendiente, depende de los tiempos de corte y saturación del transistor (Fig 2.14).

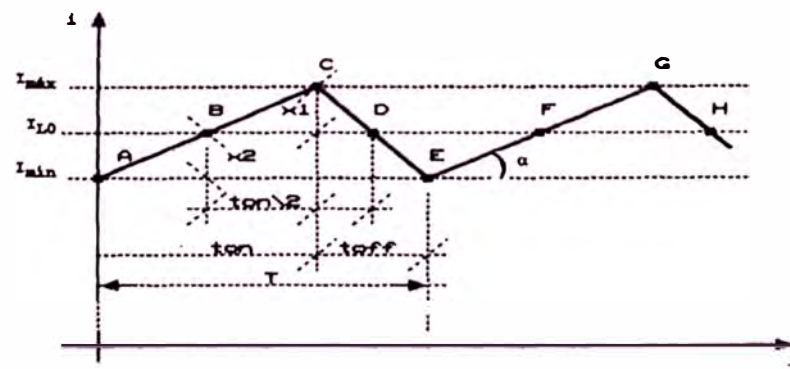


Figura 2.14

Al alcanzarse el régimen permanente queda establecido un nivel medio de corriente por la bobina (I_L) sobre el que existirán variaciones simétricas de corriente que dan lugar en cada período a un valor máximo y a otro mínimo. Si se suponen constantes tanto la tensión de entrada como la de salida, pueden escribirse las ecuaciones presentadas a continuación:

$$\frac{di}{dt} = \frac{(V_E - V_S)}{L} \quad (0 < t < t_{ON}) \quad (2.11)$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{V_S}{L} \quad (t_{ON} < t < T) \quad (2.12)$$

cuyas pendientes son $\frac{(V_E - V_S)}{L}$ y $-\frac{V_S}{L}$ respectivamente,

La solución de la Ecuación 2.11, es:

$$\int di = \int \frac{V_E - V_S}{L} dt \quad \Rightarrow \quad i = \frac{V_E - V_S}{L} t \quad (0 < t < t_{ON}) \quad (2.13)$$

Sumando a esta ecuación el valor medio de la corriente, se obtiene el valor instantáneo de la corriente por la bobina:

$$i_L = I_{LO} \pm \frac{V_E - V_S}{L} t \quad (0 < t < t_{ON}) \quad (2.14)$$

Obteniéndose el valor máximo de la corriente por la bobina directamente de la Figura 2.14. Así:

$$I_{L,máx} = I_{LO} + X_I$$

Y :

$$Tag \alpha \frac{X_1}{\frac{t_{ON}}{2}} = \frac{V_E - V_S}{L}$$

Por tanto :

$$I_{Lmax} = I_{LO} + \frac{(V_E - V_S)}{L} \frac{t_{ON}}{2} \quad (2.15)$$

análogamente:

$$I_{Lmin} = I_{LO} - X_2$$

operando, se deduce el valor correspondiente a I_{Lmin} , que será:

$$I_{Lmin} = I_{LO} - \frac{(V_E - V_S)}{L} \frac{t_{ON}}{2}$$

2.2.2 Convertidor de retroceso (flyback o Inverting converter)

Este convertidor (Figura 2.15), posee la particularidad de que la polaridad de la tensión de salida tiene signo contrario a la polaridad de la tensión de entrada.

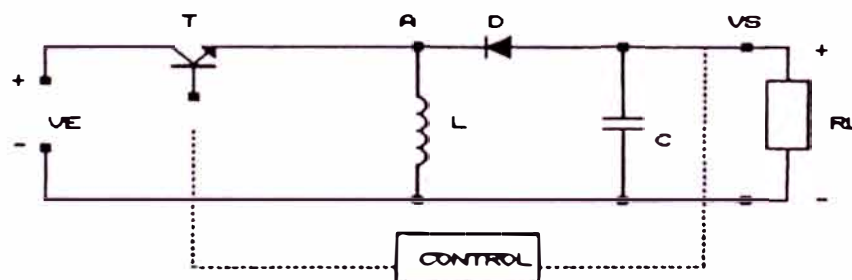


Figura 2.15

Funcionamiento

En el instante inicial, suponiendo el condensador descargado, se aplica un impulso a la base del transistor de forma que éste queda polarizado en zona de

saturación, comportándose como un cortocircuito. En estas condiciones, la bobina intenta mantener constante la corriente por el circuito (inicialmente igual a cero), oponiendo una diferencia de potencial del mismo valor que la tensión de entrada y con la polaridad indicada en la Figura 2.16.

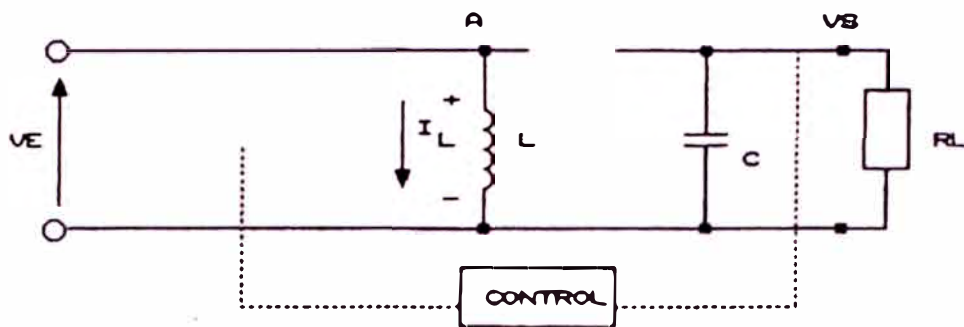


Figura 2.16

A medida que transcurre el tiempo, la diferencia de potencial en-extremos de la bobina permanece constante y deja circular por el circuito una corriente que polariza en inverso al diodo D. Al comportarse éste idealmente como un circuito abierto impide el paso de corriente a través del condensador y, por tanto, de la carga. Si al período de saturación del transistor no le siguiera otro de corte, se alcanzaría un régimen permanente que ocasionaría la destrucción del transistor, de la bobina o de ambos componentes debido al aumento de la corriente por el circuito. Por tanto, la corriente máxima de saturación del transistor debe calcularse en función de las características de la bobina y del ciclo de trabajo máximo.

Durante el tiempo de corte, el transistor se comporta idealmente como un circuito abierto (Figura 2.17), por ello, la bobina que tiende a mantener invariable la corriente por el circuito, genera entre sus extremos una diferencia de potencial de

signo contrario al establecido durante el período de saturación. Esta tensión puede tomar valores superiores al de la tensión entrada del convertidor, dependiendo su magnitud de la corriente que circula por el inductor en el instante de la conmutación.

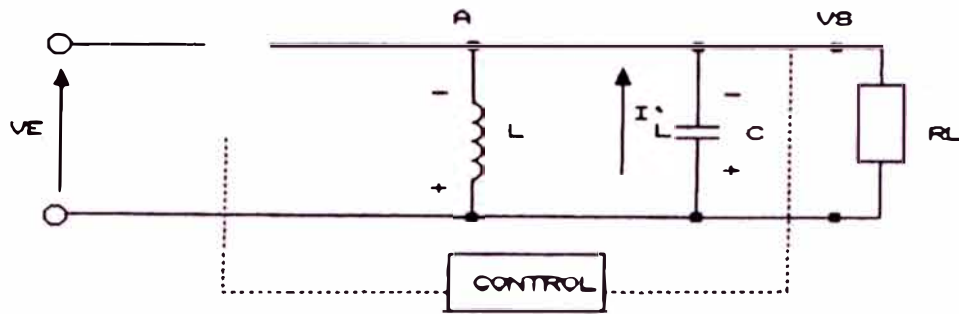


Figura 2.17

Al liberarse la energía almacenada por la bobina, se genera una corriente que polariza en directo al diodo y que carga al condensador con la polaridad indicada, quedando justificada de esta forma la polaridad contraria de la tensión de salida.

Como puede comprobarse, la carga únicamente recibe energía durante los períodos de corte del elemento conmutador y siempre lo hace a través de la bobina estando, por tanto, esta totalmente aislada de la tensión de entrada. Puede afirmarse entonces que la energía se transfiere a la carga de forma indirecta.

Al igual que ocurría en el convertidor directo, interesa que la frecuencia de conmutación sea lo más elevada posible dentro de los márgenes permisibles, ya que se debe asegurar el rendimiento óptimo del sistema sin complicar excesivamente el desarrollo y el diseño del convertidor.

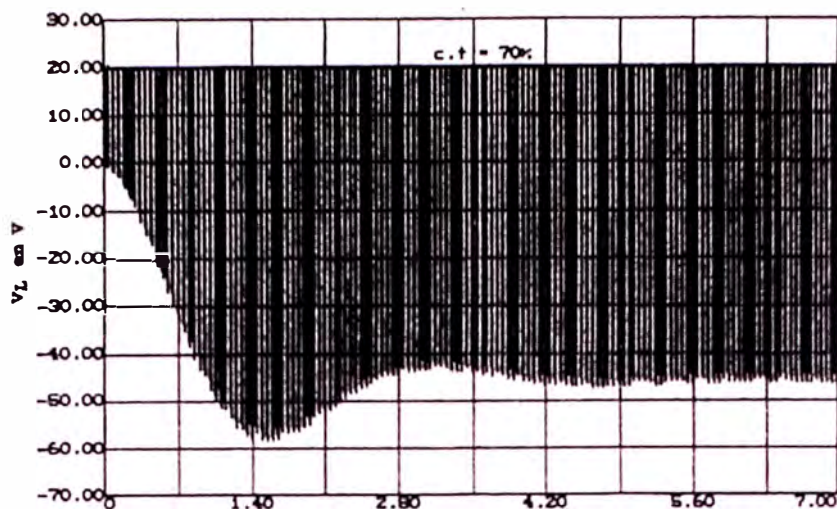


Figura 2.18

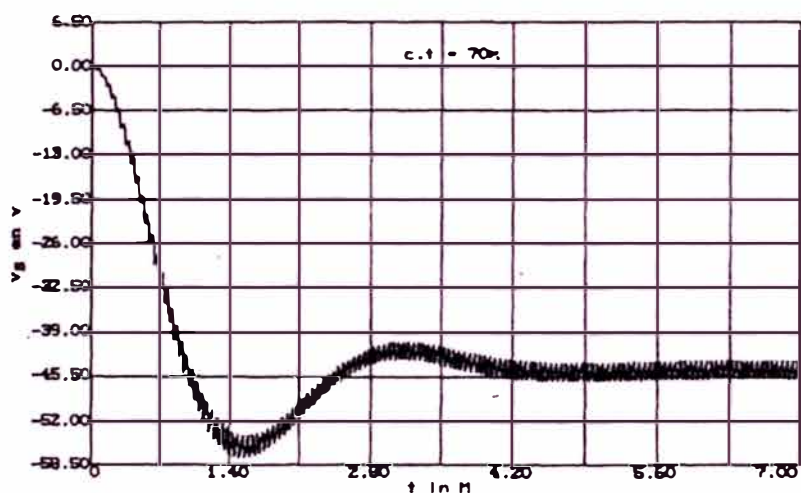


Figura 2.19

En las Figuras 2.18 y 2.19 se muestran, respectivamente, las formas de onda reales, obtenidas en extremos de la bobina y en la salida del circuito. El ciclo de trabajo corresponde aproximadamente a un 70% y se representan desde $t = 0$ hasta que el Circuito alcanza el régimen permanente.

2.2.3 Convertidor inverso (set-up converter)

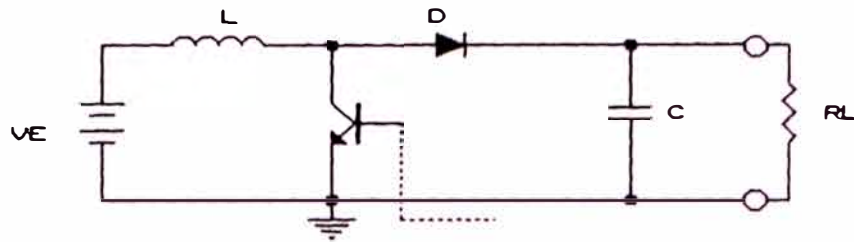


Figura 20

El circuito mostrado en la Figura 2.20 corresponde al convertidor inverso, cuyo estudio se abordará en las siguientes páginas. Dicho convertidor posee la singularidad de que su tensión de salida es siempre mayor que su tensión de entrada.

Funcionamiento

Suponiendo que el circuito parte de una situación inicial de reposo, en $t = 0$ se aplica un impulso a la base del transistor de forma que este entra en saturación, comportándose idealmente durante $0 < t < t_{ON}$, como un cortocircuito. En estas condiciones, la bobina intenta mantener constante la corriente por el circuito para lo que opone una diferencia de potencial del mismo valor que la tensión de entrada y con la polaridad indicada en la Figura 2.21.

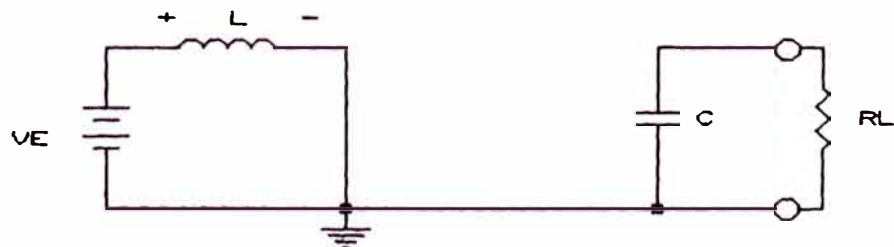


Figura 2.21

Durante este intervalo, la corriente en aumento, que circula por la bobina, se cierra a través del elemento conmutador, quedando el ánodo del diodo conectado idealmente a potencial cero y, por tanto, polarizado en zona inversa.

Durante el intervalo de tiempo comprendido entre $t_{ON} < t < T$, el transistor se comporta idealmente como un circuito abierto (Figura 2.22), por ello, al tender la bobina a mantener constante el valor de la corriente que circula a su través, genera entre sus extremos una diferencia de potencial de signo contrario al establecido durante el período anterior y cuya magnitud depende directamente del tiempo de saturación.



Figura. 2.22

La corriente inducida, generada al liberarse la energía almacenada en la bobina, se suma a la corriente entregada por la fuente de energía primaria (V_E) polarizando directamente al diodo, siendo por tanto el valor de la tensión de salida mayor que el valor de la tensión de entrada.

$$V_S = V_L + V_E$$

2.3. Cuadro Comparativo

A fin de facilitar una guía de referencia rápida acerca de los convertidores analizados, se ofrece a continuación una tabla comparativa donde se relacionan los puntos más importantes.

Convertidor	Directo	Retroceso	Inverso
Referencia	Set-down	Fly-back	Set-up
Ciclo de trabajo	$c.f. = \frac{V_s}{V_E}$	$c.f. = \frac{V_s}{V_s - V_E}$	$c.f. = \frac{V_s - V_E}{V_s}$
Tensión de salida	Siempre positiva y menor que V_E	Siempre negativa y mayor o menor en módulo que V_E dependiendo del c.t.	Siempre positiva y mayor que V_E
Relación I_{L0}, I_{B0}		$I_{L0} = I_{B0} \left(\frac{1}{1 - c.f.} \right)$	$I_{L0} = I_{B0} \left(\frac{1}{1 - c.f.} \right)$
Relación I_{B0}, I_{B0}		$I_{B0} = I_{B0} \left(\frac{c.f.}{1 - c.f.} \right)$	$I_{B0} = I_{B0} \left(\frac{1}{1 - c.f.} \right)$
Valor de I_{Lmax}	$I_{Lmax} = I_{L0} + \frac{(V_E - V_s) t_{ON}}{L} \frac{1}{2}$	$I_{Lmax} = I_{L0} + \frac{V_E t_{ON}}{L} \frac{1}{2}$	$I_{Lmax} = I_{L0} + \frac{V_E t_{ON}}{L} \frac{1}{2}$
Valor de I_{Lmin}	$I_{Lmin} = I_{L0} - \frac{(V_E - V_s) t_{ON}}{L} \frac{1}{2}$	$I_{Lmin} = I_{L0} - \frac{V_E t_{ON}}{L} \frac{1}{2}$	$I_{Lmin} = I_{L0} - \frac{V_E t_{ON}}{L} \frac{1}{2}$

2.4. Materiales Magnéticos

Los materiales magnéticos, a partir de los cuales se efectúa la construcción del núcleo, pueden definirse como aquellos que poseen un momento magnético propio, de forma que la acción de un campo, relativamente pequeño, produce una imantación de valor elevado, susceptible de conservarse parcialmente, después de

cesar la acción del campo. Los conceptos básicos y las características a tener en cuenta en su elección son los siguientes:

2.4.1 Curva de primera imantación

La permeabilidad magnética (μ), definida como la relación existente entre el campo magnético (B) y el vector de intensidad de campo (H):

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (2.16)$$

varía en función de H , calculándose su valor, en el punto elegido, como la tangente del ángulo α (Figura 2.23).

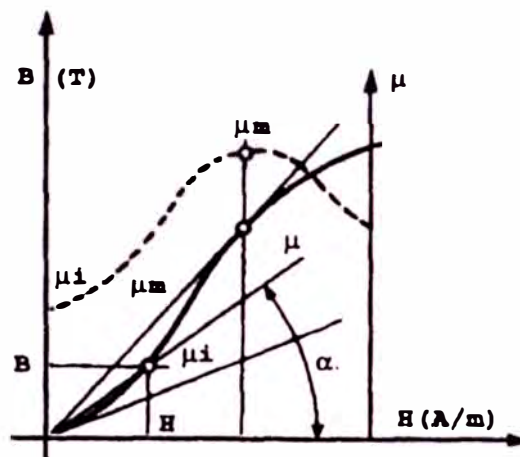


Figura 2.23

La figura mostrada, denominada curva de primera imantación, se obtiene al someter el núcleo a la acción de un campo magnético, siempre que este posea un campo inicial nulo. Mediante el uso de la misma, se calcula el valor de la permeabilidad inicial (μ_i), definida como la pendiente de la recta, tangente a la curva, trazada desde el origen. El valor de μ_i , incluido generalmente en los catálogos de los

fabricantes, es determinante en la elección del núcleo, ya que el valor de la energía almacenada disminuye proporcionalmente con su aumento, según la ecuación:

$$\omega = \frac{B^2 A_e l_e}{2 \mu_i} \text{ (Julios)} \quad (2.17)$$

donde A_e y l_e corresponden, respectivamente, al área efectiva y a la longitud efectiva del núcleo (Figura 2.25).

En los núcleos utilizados para aplicaciones de conmutación de potencia, los valores de μ_i varían en el rango de 800 a 2.800 con una tolerancia próxima al $\pm 25 \%$.

2.4.2 Ciclo de histéresis

La imantación de los materiales magnéticos depende no solamente del valor del campo magnético en un momento determinado, sino también de los estados magnéticos anteriores. Como consecuencia, al disminuir a cero el valor de H (Figura 2.24), la imantación resultante toma un valor superior a la curva de primera imantación, quedando almacenado en el núcleo un campo magnético remanente (B_R). El punto representado como H_C , denominado fuerza coercitiva, indica el valor necesario que debe alcanzar H para anular el campo remanente.

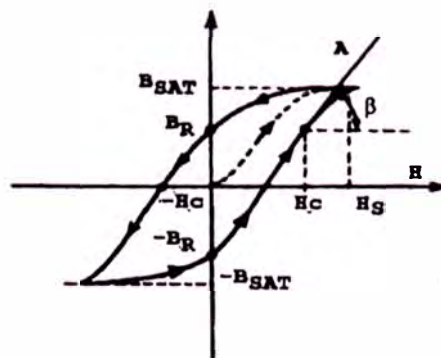


Figura 2.24

El límite de variación del campo magnético (B_{sat}) depende del material utilizado, por tanto, una vez alcanzado este punto, el núcleo se satura y su valor permanece constante e independiente de la excitación magnética. La variación máxima del campo magnético depende por otra parte de la temperatura, de forma que, al aumentar ésta el campo disminuye. Los valores típicos de los materiales utilizados para aplicaciones de conmutación de potencia varían entre 0,3 y 0,5 Teslas (T).

2.4.3 Punto de Curie

Al incrementar la temperatura en los materiales magnéticos, se produce una agitación térmica que anula, a partir de un valor determinado, la acción del campo molecular. Una vez alcanzado este valor, denominado punto de Curie, el efecto magnético desaparece. Por ello, es necesario diseñar el sistema de forma que la temperatura de funcionamiento, tanto de inductores como de transformadores de conmutación, no supere en ningún caso la temperatura máxima establecida, recurriendo en caso necesario a sistemas de ventilación forzada. Cuando la temperatura desciende por debajo de este punto, los materiales magnéticos recuperan sus características, de forma que el magnetismo remanente, previamente almacenado, desaparece.

En los materiales utilizados actualmente para la fabricación de núcleos de potencia, el punto de Curie se alcanza a temperaturas próximas a 250°C.

2.5. Pérdidas de energía en el núcleo

Al someter un material magnético a imantaciones alternas (flujo variable) se producen pérdidas de energía, que se manifiestan en forma de calor.

2.5.1 Pérdidas de histéresis

El trabajo necesario para magnetizar un núcleo de volumen V , se expresa mediante la integral curvilínea:

$$\omega = V \int_C H dB \quad (2.18)$$

donde se puede comprobar que las pérdidas de energía en el núcleo son proporcionales al área del ciclo de histéresis y dependen del tipo de material y de la frecuencia de conmutación. Su valor, según la formula de Steinmetz, se calcula como:

$$P_h = K_H F B_{m\acute{a}x}^\eta \left(\frac{W}{m^3} \right) \quad (2.19)$$

donde K_H es el coeficiente de pérdidas de histéresis, cuyo valor es proporcional, para cada tipo de material, a la superficie del ciclo de histéresis; F es la frecuencia de conmutación; $B_{m\acute{a}x}$ corresponde al campo máximo al que se somete al núcleo ($B_{m\acute{a}x} \leq B_{sat}$) y η es una constante dependiente del material y del valor del campo aplicado. Para ferritas de potencia $\eta \approx 2.4$.

2.5.2 Pérdidas de Foucault

Son las pérdidas en la masa del material del núcleo producidas por las corrientes de conducción resultantes de la fuerza electromotriz inducida (f.e.m.) por la variación del campo magnético. Estas pérdidas aumentan con el cuadrado de la frecuencia, estando su efecto minimizado en materiales de tipo ferromagnéticos.

2.6. Elección del tipo de material

Generalmente, las corrientes de Foucault limitan, por sus pérdidas, el empleo de núcleos metálicos para aplicaciones de alta frecuencia. Por ello, es necesario reducir el metal a polvo de forma que la permeabilidad resultante queda disminuida, a la vez que aumenta la resistividad del núcleo. Los materiales de este tipo son denominados ferritas o materiales ferromagnéticos y se utilizan ampliamente en aplicaciones comerciales donde se requiere calidad y bajas pérdidas a determinadas frecuencias. En aplicaciones de conmutación, se utilizan ferritas de tipo Mn-Zn (Ferroxcube 3, Ferralite, Ferrinox B o T), que dependiendo de la concentración de cada uno de los compuestos, da lugar a distintos tipos de materiales. Las características de los mismos, en cuanto a frecuencia de trabajo, campo magnético, permeabilidad inicial, etc., son determinantes en su elección.

En la Tabla 2.1, cuyos datos han sido obtenidos del databook de Siemens-Matshita, se relacionan las características de los materiales tipo N (Mn-Zn), utilizados en aplicaciones de conmutación de potencia.

Tabla 2.1

Características		Tipo de material								
		N59	N49	N47	N62	N27	N67	N87	N72	N41
Margen de frecuencia (kHz)	F_{min}	500	300	200	-	-	-	-	-	-
	F_{max}	1.500	1.000	1.000	300	150	300	500	300	150
Campo (B) mT H = 1200 A/m F = 2 kHz	25 °C	460	430	420	500	480	480	480	480	470
	100 °C	370	340	330	410	400	380	380	370	380
Permeabilidad inicial (μ_0)		850 ±25%	1.300 ±20%	1.400 ±20%	1.900 ±20%	2.000 ±20%	2.100 ±25%	2.200 ±25%	2.500 ±25%	2.800 ±25%
Constante de histéresis $10^3/mT$		-	< 0,8	< 0,8	-	< 1,5	< 1,4	< 1,4	-	< 1,4
Pérdida coercitiva (H_c) A/m	25 °C	60	33	33	18	27	20	16	15	20
	100 °C	50	27	27	11	20	14	9	11	22
Punto de curie °C		>240	>200	>200	>240	>220	>220	>210	>210	>220
Densidad kg/m ³		4.750	4.600	4.600	4.800	4.750	4.800	4.800	4.800	4.800
Resistividad (ρ) $\mu\Omega$		26	25	20	4	3	8	8	12	2
Estructuras de construcción del núcleo		EFD	RM, Q, RING, EFD, ER	RM, RING, Q	ETD, E, U	P, PM, ETD, EC, EDER, E, U, CC, RING	RM, P, EP, E, ETD, UER, ED, EFD, RING	E, EFD, RM, ETD	EFD, E	RM, P

2.7. Geometría del núcleo

Una vez conocidos los distintos tipos de materiales utilizados en la construcción de núcleos para inductores y transformadores de conmutación, es necesario conocer la forma en que se construyen. En la Figura 2.25 se muestra el esquema de un modelo típico en E, en el que se relacionan sus medidas.

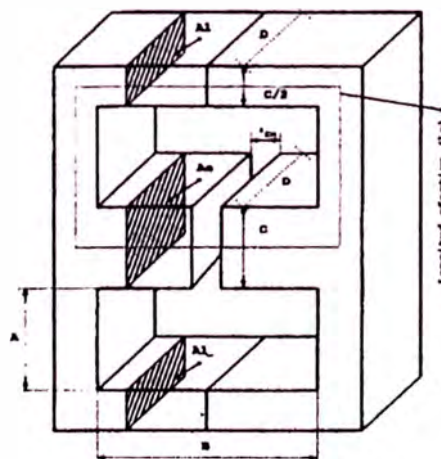


Figura 2.25

La elección final de la forma depende de cada aplicación particular así, por ejemplo, si el material elegido es del tipo N62, únicamente es posible elegir entre núcleos de tipo ETD, E o U (Tabla 2.1). El tamaño del núcleo depende, a su vez, de las distintas magnitudes, eléctricas y magnéticas, ya que ha de ser capaz de almacenar la energía de pico requerida sin saturación y con pérdidas aceptables, tanto en el devanado como en el propio núcleo, ocupando el menor espacio posible. Por ello, los fabricantes realizan núcleos de distintos tamaños dentro de un mismo tipo. Generalmente, una vez elegido el material, la determinación del tamaño puede hacerse a través de un proceso de iteraciones que comprende el ensayo de las diversas soluciones, no obstante, la determinación previa del producto área, definida como el producto del área de la ventana (A_w) (A.B) y el área de la sección transversal del núcleo (A_c) (C.D.), ofrece una estimación bastante aproximada acerca del tamaño final del núcleo a utilizar.

$$PA = A_w, A_c \quad (2.20)$$

Los datos relativos a los núcleos más utilizados quedan referidos a la Tabla 2.2, donde V_e es el volumen efectivo del núcleo, R_t es el valor de su resistencia térmica y LMV corresponde a la longitud media de una vuelta de hilo de cobre, perteneciente al devanado y alojada en el interior de la ventana.

Tabla 2.2

Núcleo	PA (cm ⁴)	A _v (cm ²)	A _w (cm ²)	V _v (cm ³)	R _i (°C/W)	LMV (cm)
EC 70	17,83	2,79	6,39	40,10	7,50	9,571
EC70 CB*	14,36	2,79	5,15	40,10	7,50	10,081
ETD 49	7,78	2,11	3,73	24,20	11,00	8,39
PQ40/40	6,40	2,01	3,18	20,50	12,00	8,20
ECS2	5,59	1,80	3,11	18,80	11,00	7,29
ETD 44	5,28	1,74	3,04	18,00	12,00	7,57
EC 52 CB	4,63	1,80	2,57	18,80	11,00	7,73
PQ 35/35	4,21	1,96	2,15	17,26	16,00	7,32
ETD 39	3,21	1,25	2,57	11,50	15,00	6,69
EC 41	2,59	1,21	2,14	10,80	16,50	6,06
PQ 32/30	2,33	1,61	1,45	11,97	18,50	6,47
EC41 CB	1,90	1,21	1,57	10,80	16,50	6,47
ETD 34	1,83	0,97	1,89	7,64	19,00	5,81
EC 35	1,36	0,84	1,62	6,53	18,50	5,06
PQ 32/30	1,31	1,70	0,77	9,42	22,00	6,47
PQ 26/25	0,96	1,18	0,81	6,53	24,00	5,45
EC 35 CB	0,94	0,84	1,12	6,53	18,50	5,50
PQ 26/20	0,69	1,19	0,58	5,49	30,00	5,45
PQ 20/20	0,39	0,62	0,63	2,79	36,00	4,24
PQ 20/16	0,28	0,62	0,45	2,31	42,00	4,24

* Las siglas CB indican "Con Bobbin". Se trata de un carrete de material plástico aislante, introducido en la ventana del núcleo.

Las dimensiones físicas de los núcleos, de acuerdo con la Figura 2.26, se relacionan en la Tabla 2.3.

EC, ETD Núcleos

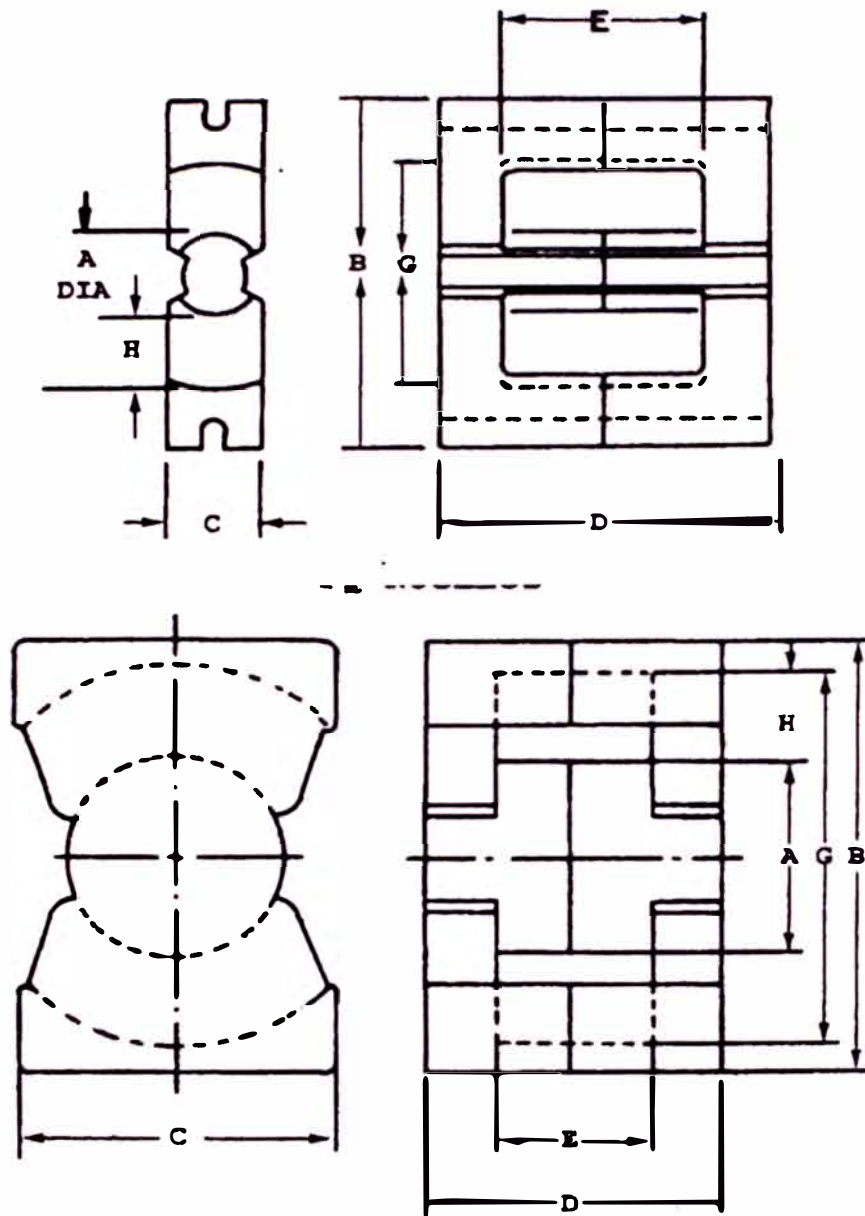


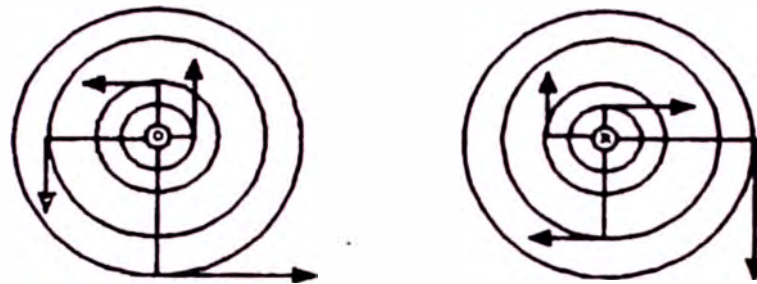
Figura 2.26

Tabla 2.3

Núcleo	A (cm)	B (cm)	C (cm)	D (cm)	E (cm)	G (cm)	H (cm)
EC 70	1,64	7,00	1,64	6,90	4,55	4,45	1,41
EC70 CB	1,64	7,00	1,64	6,90	4,15	4,45	1,24
ETD 49	1,63	4,87	1,63	4,94	3,62	3,70	1,03
PQ40/40	1,52	4,00	2,80	4,00	2,92	3,70	1,09
EC52	1,34	5,22	1,34	4,84	3,17	3,30	0,98
ETD 44	1,48	4,40	1,48	4,46	3,30	3,33	0,92
EC 52 CB	1,34	5,22	1,34	4,84	3,06	3,30	0,84
PQ 35/35	1,46	3,50	2,60	3,50	2,47	3,20	0,87
ETD 39	1,25	3,91	1,25	3,96	2,92	3,01	0,88
EC 41	1,16	4,06	1,16	3,90	2,78	2,70	0,77
PQ 32/30	1,37	3,06	2,20	3,06	2,10	2,75	0,69
EC41 CB	1,16	3,90	1,16	3,90	2,45	2,70	0,64
ETD 34	1,08	3,46	1,08	3,46	2,42	2,63	0,78
EC 35	0,95	3,46	0,95	3,46	2,45	2,27	0,66
PQ 32/30	1,37	2,08	2,20	2,08	1,12	2,75	0,69
PQ 26/25	1,22	2,50	1,90	2,50	1,58	2,25	0,52
EC 35 CB	0,95	3,46	0,95	3,46	2,16	2,27	0,52
PQ 26/20	1,22	2,04	1,90	2,04	1,12	2,25	0,52
PQ 20/20	0,90	2,04	1,40	2,04	1,40	1,80	0,45
PQ 20/16	0,90	1,64	1,40	1,64	1,00	1,80	0,45

2.8. Efecto de proximidad: fuerza entre conductores paralelos

Al circular corriente a través de un conductor rectilíneo e indefinido, se crea un campo magnético (B) que se extiende radialmente en todas las direcciones, por tanto, las líneas de campo creadas (líneas amperianas), son circunferencias concéntricas, cuya separación es mayor cuanto más alejadas están del conductor. El sentido del desplazamiento del campo magnético, depende, tal como se muestra en la Figura 2.27, del sentido de la corriente, calculándose su valor, a una distancia d del conductor, a partir del teorema de Ampere.



O representa una corriente entrante, y R, una corriente saliente

Figura 2.27

$$B = \frac{\mu_0 I}{2 \pi d} \quad (2.21)$$

Cuando dos conductores, dispuestos paralelamente, se encuentran próximos, sus campos se suman vectorialmente, creándose una fuerza entre ambos. Por ejemplo, si ambos hilos transportan una corriente del mismo valor, en el mismo sentido, el campo se cancelará entre los dos hilos y se sumará en el exterior.

Considerando un camino cerrado para la corriente, tal como sucede en el devanado de un inductor la fuerza magnetomotriz total (F), es igual, según el teorema de Ampere, a la corriente total (I_t) encerrada por el camino magnético.

$$F = \oint H dl = I_t = N I \quad (A) \quad (2..22)$$

2.9. Almacenamiento de energía en inductores

En un inductor sin núcleo, la disposición de sus espiras puede ser considerada como dos superficies enfrentadas, formadas por conductores en paralelo, en los que la corriente circula en sentido contrario. Como consecuencia, el campo magnético se suma en el interior del devanado y se cancela de forma prácticamente total en el exterior. El campo entre los conductores es también nulo, ya que, en cada superficie, la corriente a través de los conductores circula en el mismo sentido.

Al arrollar el inductor sobre un núcleo de ferrita, debido a su alta permeabilidad, el campo exterior del devanado es totalmente nulo, lo que significa que todo el campo está contenido, a través de la ventana en el interior del devanado. Por otra parte, la energía magnética almacenada, esta confinada en aquellas regiones del núcleo donde la intensidad de campo (H), es relativamente constante, siendo el valor de la energía almacenada:

$$\omega = \frac{1}{2} \mu_0 \mu_r H^2 A_e l_e \quad (\text{Julios}) \quad (2.23)$$

Efectuando divisiones del núcleo, se observa, que prácticamente la totalidad de la energía queda almacenada en el entrehierro. A partir de esta consideración, el calculo de la longitud del entrehierro (l_{eh}), adquiere una importancia especial en el diseño del inductor.

En los núcleos de tipo RM, P, PM, ETD, EC y E, el fabricante deja un rebaje en la junta central (entrehierro), de forma que en él puede introducirse, si se quiere, un material con μ_r adecuado. En el resto de los núcleos, el espesor del entrehierro debe repartirse entre las tres juntas de unión, lo cual permite una alta dispersión de flujo y una posible emisión de interferencias electromagnéticas (I.E.M.), por tanto, puede concluirse que un entrehierro efectivo es difícil de conseguir y que su ajuste debe implementarse mediante ensayos sucesivos.

2.10 Definición de factores (k) utilizados en el diseño de inductores y transformadores de conmutación

Los parámetros utilizados son los siguientes:

- Factor de forma (K_F). Este factor, también denominado factor de topología, relaciona el valor medio de la componente continua, de la corriente (I_{MDC} , y su valor eficaz (I_E):

$$K_F = \frac{I_{MDC}}{I_E} \quad (2.24)$$

ambas magnitudes, por otra parte, están relacionadas mediante la ecuación:

$$I_E^2 = I_{MDC}^2 + I_{AC}^2$$

donde I_{AC} es el valor eficaz de la componente continua.

Generalmente, los inductores utilizados en sistemas de conmutación trabajan en modo continuo, por tanto, la variación de la corriente a su través, sobre su valor medio, nunca alcanza valores nulos (Figura 2.28) y su factor de forma es igual a la unidad.

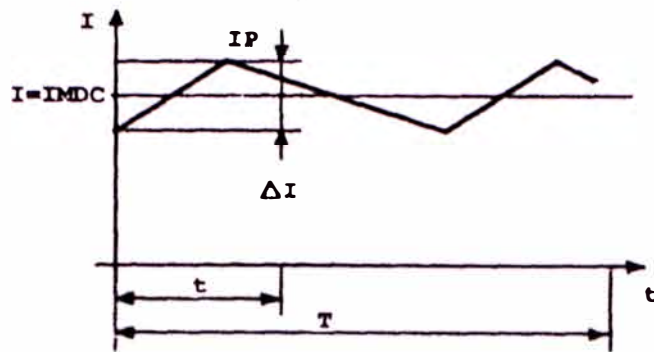


Figura 2.28

La relación existente entre las distintas magnitudes, calculadas a partir de la Figura 2.28, son las siguientes:

$$I_E = I_{MDC} = I_P - \frac{\Delta I}{2} \quad (2.25)$$

por tanto:

$$I_{AC} = \frac{\Delta I}{2\sqrt{3}} \quad (2.26)$$

Por otra parte, las formas de onda obtenidas con mayor frecuencia, en el caso de trabajo en modo discontinuo, se muestran en la Figura 2.29

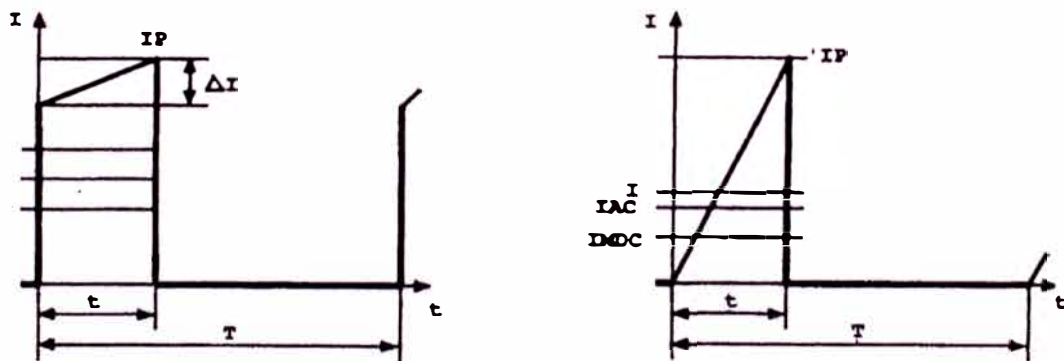


Figura 2.29

En la Figura 2.29 (izquierda), los valores de las componentes de la corriente eficaz, son:

$$I_E = \left(I_P - \frac{\Delta I}{2} \right) \sqrt{\frac{t}{T}} \quad (2.27)$$

por tanto:

$$I_{MDC} = \left(I_P - \frac{\Delta I}{2} \right) \frac{t}{T} \quad I_{AC} = \left(I_P - \frac{\Delta I}{2} \right) \sqrt{\frac{t}{T} \left(1 - \frac{t}{T} \right)} \quad (2.28)$$

En el segundo caso:

$$I_{MDC} = I_P \frac{t}{2T} \quad I_{AC} = I_P \sqrt{\frac{t}{3T} - \frac{t^2}{4T^2}} \quad (2.29)$$

siendo el valor de la corriente eficaz:

$$I_E = I_P \sqrt{\frac{t}{3T}} \quad (2.30)$$

- Factor de ocupación de la ventana (K_U) y factor de proporcionalidad de área del devanado (K_P). Indica el espacio ocupado por el material conductor del devanado, dentro de la ventana, y se define como el cociente del área del material conductor (A_W), y el área total de la ventana.

$$K_U = \frac{A_W}{A_W} \quad (2.31)$$

Por otra parte, el factor de proporcionalidad de área, indica, en el caso de existir más de un devanado, la parte proporcional, que ocupa el material conductor del devanado primario, sobre el valor total de ocupación de la ventana.

$$K_P = \frac{A_P}{A_W} \quad (2.32)$$

Los valores de (K_U) y (K_p) utilizados, se relacionan en la Tabla 2.4.

Tabla 2.4			
Convertidor	K_U	K_p	$K = K_U K_p$
Step-down y set-up	0.7	1.0	0.7
Transformador flyback	0.4	0.5	0.2

2.11. Pérdidas de energía en el devanado

Al someter un conductor a una circulación de corriente continua o a una comente de baja frecuencia, se crea un campo magnético, radial y simétrico, dentro y fuera del conductor, por lo que la corriente se distribuye uniformemente a su través. En estas condiciones, la resistencia presentada por el conductor es:

$$R = \rho \frac{L}{S} \quad (\Omega) \quad (2.33)$$

donde L es la longitud del conductor, S la superficie total del mismo y ρ la resistividad, cuyo valor, dependiente de la temperatura, se calcula como:

$$\rho = 1,724 [1 + 0.0042 (T - 20)] 10^{-6} \quad (\Omega \text{ cm}) \quad (2.34)$$

2.11.1 Efecto de superficie (skin effect)

Al aumentar la frecuencia de funcionamiento, tal como ocurre en los sistemas de alimentación conmutados, la corriente a través del conductor varía rápidamente, así como el campo en el interior del mismo. Este cambio de flujo induce unos lazos de tensión próximos a la superficie, creándose, como consecuencia, una corriente denominada de Eddy, que fluye hacia la superficie. Por tanto, al aumentar la frecuencia, la densidad de corriente aumenta en la superficie del conductor y

disminuye, de forma exponencial, hacia el centro. En esta situación, la sección efectiva del conductor (S') disminuye, experimentándose un aumento proporcional de su resistencia.

$$R' = \rho \frac{L}{S'} \quad (\Omega) \quad (2.35)$$

Por tanto, definiendo las pérdidas en el devanado (P_p) como:

$$P_D = I_E^2 R \quad (W) \quad (2.36)$$

Se observa que para una misma densidad de corriente ($I = \text{cte}$), las pérdidas en el devanado aumentan proporcionalmente con la frecuencia.

2.11.2 Profundidad de penetración (P_p)

Para cuantificar las pérdidas por corrientes de Eddy, es necesario obtener la sección efectiva del conductor, calculando que parte de este permite que circule corriente a su través. Haciendo una aproximación lineal, la profundidad de penetración se define como la distancia a la superficie en la que la densidad de corriente disminuye $1/e$ veces respecto de su valor en la superficie del conductor, siendo e la base del logaritmo neperiano (Figura 2.30).

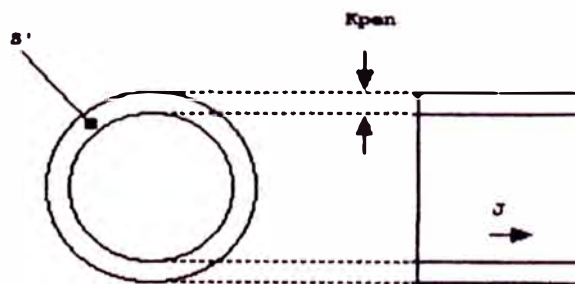


Figura 2.30

En función de la frecuencia (F), P_p se calcula como:

$$P_p = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \pi F}} \quad (2.37)$$

Una vez calculado el factor de profundidad de penetración, el área efectiva del conductor se calcula como:

$$S' = \pi P_p (2r - P_p) \quad (cm^2) \quad (2.38)$$

donde r es el radio del conductor.

Las pérdidas en el devanado, en alta frecuencia, debidas al efecto Joule, se denominan pérdidas de Eddy y se calculan, por tanto, como:

$$P_D = I_E^2 R' \quad (W) \quad (2.39)$$

2.12. Determinación de la densidad de flujo

La energía máxima que debe almacenar un núcleo en el entrehierro esta determinada, en cada aplicación, por los valores de la inductancia requerida (L) y de la corriente máxima ocasional o corriente de pico de cortocircuito (IMP), definida como la corriente limite del dispositivo, cuyo valor, evidentemente, es distinto de infinito.

$$\omega = \frac{1}{2} L I_{MP}^2 \quad (2.40)$$

Esta energía, debe ser almacenada sin saturación del núcleo y con pérdidas aceptables, tanto en el devanado como en el propio núcleo. Por tanto, en cualquier caso, la variación de flujo magnético (Φ), o variación del campo, debe ser inferior al valor de saturación (B_{sat}). Tal como se ha comentado, el valor máximo del campo depende del tipo de material, de la temperatura de funcionamiento y de la frecuencia

de conmutación, de forma que al aumentar estas magnitudes, se experimenta una disminución del mismo.

En la práctica, puede distinguirse claramente entre dos situaciones. En la primera, el campo máximo, está limitado por la saturación del núcleo, hecho que se produce cuando las pérdidas, a la frecuencia de trabajo son insignificantes. Este caso se aplica en el cálculo de inductores, diseñados para trabajar en modo continuo, a frecuencias inferiores a 500 KHz., ya que el incremento de campo (ΔB) es una pequeña fracción del valor medio de flujo, o flujo estacionario. En una segunda situación, que generalmente aparece cuando el inductor se diseña para trabajar en modo discontinuo, se considera que la variación de flujo está limitada por las pérdidas del núcleo. En este caso, la densidad de flujo recorre el camino desde 0 a $B_{\text{máx}}$, del ciclo de histéresis, por tanto, su variación máxima ($\Delta B_{\text{máx}}$) alcanza valores iguales al de saturación, aumentando considerablemente las pérdidas en el núcleo. Este hecho, lleva a limitar el campo máximo a valores muy inferiores al de saturación. En la práctica, el diseño se optimiza, asignando la mitad de las pérdidas al núcleo y la otra mitad al devanado.

2.13 Deducción de ecuaciones

Cuando circula una corriente variable en el tiempo, a través de un conductor cerrado, se crea un campo magnético (B), de tal forma que la energía utilizada en establecer dicha corriente queda almacenada en el espacio circundante. Por tanto, en el caso de un inductor o bobina, el valor de esta energía puede calcularse en función de la corriente que lo atraviesa:

$$\omega = \frac{1}{2} L I^2 \quad (Ws) \quad (2.41)$$

o bien en función de las características del material sobre el cual está arrollado el inductor, esto es, del núcleo. En este caso, el valor de la energía se calcula partiendo de la ley de Faraday:

$$E dt = N d\Phi \quad \rightarrow \quad E = N \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.42)$$

donde N es el número de espiras del inductor y Φ es el flujo magnético, definido en este caso, como el producto del área efectiva del núcleo (A_e) por el campo magnético creado:

$$d\Phi = A_e dB \quad (2.43)$$

por tanto:

$$E = N \frac{A_e dB}{dt} \quad (2.44)$$

Por otra parte se cumple, según la ley de Ampere, que:

$$H l_e = NI \quad \rightarrow \quad I = \frac{H l_e}{N} \quad (2.45)$$

donde H es el valor de la intensidad del campo magnético y l_e , es la longitud efectiva del camino magnético.

Relacionando las Ecuaciones 2.103 y 2.104, la energía almacenada se calcula como:

$$\omega = \int E I dt = \int \frac{N A_e dB l_e H}{N} \quad (2.46)$$

En el caso que nos ocupa, la longitud del camino magnético, a través del cual se almacena prácticamente la totalidad de la energía, coincide con la longitud del entrehierro (l_{eh} , por tanto, al considerar el campo magnético constante:

$$\omega = \frac{1}{2} l_{eh} A_e B H \quad (Ws) \quad (2.47)$$

2.13.1 Cálculo del número de espiras

El valor de la energía calculada coincide bajo sus dos formas de expresión, por tanto:

$$\frac{1}{2} L I^2 = \frac{1}{2} A_e l_{oh} B H \quad (2.48)$$

simplificando y sustituyendo en (2.48) la Ecuación 2.45, se obtiene el número de espiras en función del valor del inductor, de la corriente que lo atraviesa, del campo magnético y del área efectiva del núcleo.

$$N = \frac{L I}{B A_e} \quad (2.49)$$

En el caso de que la variación de flujo magnético esta, limitada por la saturación del núcleo, el número mínimo de espiras del inductor depende de la corriente máxima ocasional de pico, o corriente máxima de cortocircuito (I_{MP}), y por tanto, del campo magnético máximo creado por esta corriente ($B_{m\acute{a}x}$), cuya magnitud, deberá ser siempre inferior al valor de saturación (B_{sat}).

$$N_{m\acute{a}n} = \frac{L I_{MP}}{B_{m\acute{a}x} A_e} \quad (2.50)$$

Si, por el contrario, la variación de flujo magnético esta limitada por las pérdidas del núcleo, la variación de flujo (ΔB) depende de la variación pico a pico de la corriente (ΔI) sobre su valor medio de continua. En este caso el número mínimo de espiras es:

$$N_{m\acute{a}n} = \frac{L \Delta I}{\Delta B A_e} \quad (2.51)$$

2.13.2 Cálculo de la longitud del entrehierro

La longitud del entrehierro se obtiene sustituyendo en (2.45) la Ecuación 2.49:

$$N = \frac{L H l_{eh}}{N B A_e} \quad (2.52)$$

Si se tiene en cuenta que B y H están relacionados mediante el factor de permeabilidad μ :

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (2.53)$$

se alcanza la expresión final utilizada:

$$l_{eh} = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A_e}{L} \quad (2.54)$$

2.13.3 Deducción de la expresión producto área

El producto área, definido como el producto del área efectiva y del área de la ventana (A_w) (Figura 2.25), ofrece una idea bastante aproximada acerca del tamaño del núcleo a utilizar. La primera se obtiene directamente despejando en la Ecuación 2.49:

$$A_e = \frac{L I}{B N} \quad (2.55)$$

por tanto, queda por calcular el área de la ventana, cuyo valor se obtiene en función del área del material conductor del devanado (A_p) y de los parámetros de utilización de la ventana (K_U) y de ocupación del devanado dentro de la misma (K_P):

$$A_w = \frac{A_p}{K_U K_P} \quad (2.56)$$

Por otra parte, el área del devanado también puede expresarse mediante el producto del número de espiras y su sección (S):

$$A_p = N S \quad (2.57)$$

obteniéndose a partir de esta ecuación el área del devanado, en función del número de espiras y de la corriente eficaz (I_E) a través del mismo.

$$A_p = \frac{N S I_E}{I_E} \quad (2.58)$$

Teniendo en cuenta que la densidad de corriente que atraviesa el conductor es:

$$J = \frac{I_E}{S} \quad (2.59)$$

el área de la ventana se obtiene sustituyendo las Ecuaciones 2.58 y 2.59 en la Ecuación 2.56:

$$A_w = \frac{N I_E}{K_u K_p J} \quad (2.60)$$

Por tanto, la expresión producto área es:

$$PA = A_w A_e = \frac{L I_E I}{B J K_u K_p} \quad (m^4) \quad (2.61)$$

Expresión (PA) en el caso de que la variación de flujo esta, limitada por la saturación del núcleo

En este caso, las pérdidas debidas al núcleo son prácticamente despreciables, por lo que se considera que las pérdidas totales, así como la elevación de la temperatura, son debidas al devanado del inductor. En estas condiciones, el producto área, expresado en cm^4 se calcula como:

$$PA = \frac{L I_{E\text{ m}dx} I_{MP} 10^4}{B_{\text{m}dx} J_{\text{m}dx} K_U K_P} \quad (\text{cm}^4) \quad (2.62)$$

La máxima densidad de corriente ($J_{\text{m}dx}$) correspondiente a un núcleo con un producto área de 1 cm^4 , es de 450 A/cm^2 , lo que produce, suponiendo una ventilación normal por convección, una elevación de la temperatura del inductor de $30 \text{ }^\circ\text{C}$ sobre la temperatura ambiente.

A medida que el producto área aumenta, la densidad máxima de corriente disminuye, según la expresión empírica:

$$J_{\text{m}dx} = 450 PA^{-0.24} \left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \right) \quad (2.63)$$

por tanto, sustituyendo la Ecuación 2.63 en (2.62) y despejando, se obtiene:

$$PA = \left(\frac{L I_{E\text{ m}dx} I_{MP} 10^4}{450 B_{\text{m}dx} K_U K_P} \right)^{1.31} \quad (\text{cm}^4) \quad (2.64)$$

cuya expresión final suele encontrarse como:

$$PA = \left(\frac{22.2 L I_{E\text{ m}dx} I_{MP}}{K B_{\text{m}dx}} \right)^{1.31} \quad (\text{cm}^4) \quad (2.65)$$

Expresión (PA) en el caso de que la variación de flujo esta, limitada por las pérdidas del núcleo

En el caso de que la variación de flujo esté limitada por las pérdidas del núcleo, la elevación total de la temperatura se reparte al 50% entre el núcleo y el devanado. En efecto, la energía que libera el inductor por unidad de tiempo durante el período de desactivación del elemento conmutador (P_S), es siempre inferior a la

potencia puesta en juego durante el período de conducción (P_E) debido a las pérdidas. Por tanto, la relación:

$$\eta = \frac{P_S}{P_E} \quad (2.66)$$

es el rendimiento del inductor y la diferencia $P_S - P_E$ representa las pérdidas por efecto Joule en el devanado (P_D) y por corrientes de Foucault e histéresis en el núcleo (P_N).

La potencia de pérdidas en el devanado se calcula según la expresión 2.36. ya que las pérdidas por corrientes de Eddy no son tenidas en cuenta en el cálculo, corrigiéndose su efecto al realizar el devanado. Teniendo en cuenta que la corriente a través del inductor es proporcional a la potencia de salida, se admite que las pérdidas por efecto Joule en el devanado son, asimismo, proporcionales al cuadrado de esta potencia. Por tanto:

$$P_D = C P_S^2 \quad (2.67)$$

donde C es un factor de proporcionalidad.

Teniendo en cuenta que la potencia de entrada es la suma de la potencia de salida más la potencia de pérdidas, la Ecuación 2.66 puede escribirse como:

$$\eta = \frac{P_S}{P_S + P_N + C P_S^2} \quad (2.68)$$

dividiendo numerador y denominador por P_S :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_N}{P_S} + C P_S} \quad (2.69)$$

se observa que el rendimiento será máximo cuando $(P_N / P_S) + C P_S$ sea mínimo, es decir, cuando:

$$\frac{P_N}{P_S} = C P_S \quad - \quad P_N = C P_S^2 \quad - \quad P_N = P_D \quad (2.70)$$

esto es, cuando las pérdidas en el devanado sean iguales a las pérdidas en el núcleo.

En estas condiciones de diseño, las pérdidas debidas al devanado varían con la densidad máxima de corriente, según la fórmula empírica:

$$J_{\text{mdt}} = J_{15^\circ} = 297 P A^{-0.24} \left(\frac{A}{\text{cm}^2} \right) \quad (2.71)$$

por otra parte, el incremento de la temperatura en núcleo está relacionada con su resistencia térmica (R_t) con el volumen efectivo

del propio núcleo (V_e) y con las pérdidas del mismo por cm^3

(P_N / cm^3), mediante la expresión:

$$\Delta T_N = R_t V_e \frac{P_N}{\text{cm}^3} \quad (2.72)$$

siendo las relaciones empíricas existentes entre la resistencia térmica y el volumen del núcleo con el producto área, las siguientes:

$$R_t = 23 P A^{-0.37} \left(\frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right) \quad (2.73)$$

$$V_e = 5,7 P A^{0.64} \quad (\text{cm}^3) \quad (2.74)$$

Por otra parte, las pérdidas del núcleo por cm^3 están relacionadas con la variación del flujo magnético, según la fórmula empírica:

$$\frac{P_N}{\text{cm}^3} = (\Delta B_{\text{mdt}})^{2.4} (K_H F + K_E F^2) \quad (2.75)$$

donde F es la frecuencia de conmutación del sistema, correspondiendo K_H y K_E , respectivamente, a los coeficientes de histéresis y de Eddy. Para la mayoría de las ferritas de potencia $K_H = 4 \cdot 10^{-5}$ y $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$.

Una vez conocidas las ecuaciones que relacionan el incremento de la temperatura en el núcleo con la variación del flujo magnético, es necesario calcular la máxima variación de flujo producida por un incremento de temperatura de 15 °C. Así, la Ecuación 2.75 puede expresarse como:

$$\Delta T_N = 15 \text{ }^\circ\text{C} = 131,1 PA^{0,31} \Delta B_{\text{máx}}^{2,4} (K_H F + K_E F^2) \quad (2.76)$$

despejando $\Delta B_{\text{máx}}$ se obtiene:

$$\Delta B_{\text{máx}} = \frac{0,405 PA^{-0,129}}{(K_H F + K_E F^2)^{0,417}} \quad (2.77)$$

El valor del producto área, en este caso, se obtiene a partir de las Ecuaciones 2.51 y 2.60.

$$PA = \frac{L \Delta I I_{E \text{ máx}} 10^4}{K \Delta B j_{\text{máx}}} \quad (\text{cm}^4) \quad (2.78)$$

sustituyendo en esta ecuación los resultados obtenidos en (2.71) y (2.77) y operando, se obtiene:

$$PA = \left(\frac{L \Delta I I_{E \text{ máx}} 83,3}{K} \right)^{1,58} (K_H F + K_E F^2)^{0,66} \quad (\text{cm}^4) \quad (2.79)$$

2.14 Condensadores de filtro para F.A.C. Respuesta en Frecuencia

Los condensadores de filtro de las fuentes de alimentación conmutadas son utilizados para mantener constante la tensión de salida del sistema, disminuyendo, a su vez, la señal de rizado. La capacidad y el tamaño del condensador a utilizar en estos circuitos, están directamente relacionados con la frecuencia de funcionamiento del sistema, de forma que, para frecuencias de conmutación relativamente bajas, es obligado el uso de condensadores de tantalio o electrolíticos de aluminio de gran capacidad, cuya ESR (resistencia equivalente serie o resistencia de pérdidas) es alta.

El aumento de la frecuencia de conmutación permite utilizar condensadores de menor capacidad, no obstante, para frecuencias elevadas, el efecto de inducción producido en la ESL del componente (inductancia equivalente serie o inductancia de fugas), hace que estos condensadores sean poco adecuados para la aplicación.

Actualmente, mediante la tecnología de multicapa cerámica, se obtienen componentes, cuya capacidad se encuentra en el rango de 10 a 100 μF . Estos elementos, de gran fiabilidad, soportan grandes picos de corriente de rizado, con valores muy bajos, tanto de inductancia como de resistencia equivalente serie. Sus bajas pérdidas y su calentamiento mínimo, convierten a estos componentes en ideales para filtros en fuentes de alimentación conmutadas.

2.15 Condensadores: Características Eléctricas

Una primera forma de estudiar las propiedades eléctricas de un condensador es mediante el análisis de su circuito equivalente serie (Figura 2.31).



Figura 2.31

La resistencia equivalente serie (ESR), está formada por varios elementos, algunos de los cuales son dependientes de la frecuencia. La capacidad equivalente serie (ESC) y la inducción equivalente serie (ESL) pueden ser consideradas constantes con la frecuencia, para el propósito de este estudio.

2.15.1 ESR: Definición

La resistencia equivalente serie del condensador incluye elementos tales como la resistencia de los terminales, la conexión de soldadura entre las patillas y el circuito, la resistencia de los terminales de chip, etc. Todos estos elementos, que son

fácilmente medibles, son independientes de la frecuencia de operación y pueden ser considerados como la verdadera resistencia serie del condensador. No obstante, existen otros elementos que no son tan fáciles de medir, ya que su valor depende de la frecuencia. La resistencia de pérdidas del dieléctrico es un ejemplo. Otro, es la resistencia paralelo del encapsulado, cuyos efectos en corriente alterna son despreciables para condensadores cerámicos pero no para condensadores electrolíticos a los que afecta negativamente en sus características. Mientras que la resistencia serie sea independiente de la frecuencia, su valor afectará al condensador, únicamente en términos de pérdidas por disipación, existiendo, consecuentemente, un aumento de temperatura de funcionamiento del mismo. Por tanto, la ESR total se define como la suma de varios efectos, y debe ser especificada a una frecuencia determinada para que tenga significado.

Pérdidas en la ESR

Teniendo en cuenta que la ESR es el único elemento disipativo en el circuito equivalente de un condensador, su valor es el que determina las pérdidas de potencia y, por tanto, la elevación de temperatura en cualquier aplicación. En el caso de un condensador utilizado como filtro de salida en una fuente de alimentación, la potencia de pérdidas del mismo se calcula como:

$$P_p = I^2 \cdot ESR \quad (2.80)$$

Donde I es el valor eficaz de la corriente de rizado del condensador.

Esta potencia es disipada en forma de calor, y constituye un factor importante en el funcionamiento y la fiabilidad del dispositivo. Su diseño se realiza teniendo en cuenta los efectos producidos sobre los valores de la capacidad, resistencia de aislamiento, factor de disipación térmico, etc., ya que todos estos parámetros

experimentan variaciones con la temperatura. Por ejemplo, la ESR de un condensador cerámico disminuye al aumentar la temperatura en todo el rango de operación manteniéndose estable para una corriente dada.

Para asegurar la fiabilidad de un condensador cerámico dentro del circuito, éste puede calcularse a partir de la corriente eficaz que a de atravesarlo, estableciendo a su vez el incremento de la temperatura de operación. Estos componentes funcionan fiablemente con temperaturas de 20 °C por encima de la temperatura ambiente. En este campo, los condensadores electrolíticos encuentran dificultades, debido a su peor conductividad térmica. La evaporación del electrolito, componente fundamental de la estructura del dieléctrico, disminuye el tiempo medio de vida del condensador, estimándose que este queda dividido por dos al experimentarse un aumento de la temperatura de funcionamiento de 10 °C.

ESR: Comparación

El valor de la ESR presentada por los condensadores cerámicos es significativamente inferior al valor que presentan los condensadores electrolíticos de aluminio o de tantalio, siendo su magnitud prácticamente despreciable, a efectos de rizado, en la mayoría de las aplicaciones prácticas en fuentes de alimentación conmutadas. Por otro lado, la ESR es dominante en la impedancia de los condensadores electrolíticos, para el margen de frecuencias comprendidas entre 1 y 20 Khz. Comparativamente, un condensador cerámico de 10 μF tiene una ESR, típica, inferior a 10 m Ω , mientras que un condensador electrolítico, de aluminio o de tantalio, requiere una capacidad aproximada de 1.000 μF para tener la misma ESR.

Teniendo en cuenta que la ESR es un factor importante en el rendimiento del sistema, su cálculo se convierte en una consideración de peso en la elección del condensador de filtro para fuentes de alimentación conmutadas.

2.15.2 Inductancia equivalente serie (ESL)

El efecto producido por la ESL del condensador adquiere una importancia especial en el funcionamiento del circuito al aumentar la frecuencia de conmutación. Este parámetro, cuyo valor puede considerarse constante para cada condensador, está directamente relacionado con su tamaño y forma. En este punto de vista, el valor de la inductancia depende, tal como se muestra en la Figura 2.32, del área del lazo entre los terminales (zona sombreada) y de la separación existente entre los mismos. De esta forma, cuanto mayor es el condensador, mayor es el campo magnético efectivo, aumentando el valor de la ESL, ya que esta es proporcional al campo magnético (B).



Figura 2.32

En general, la posición abatida y las formas planas minimizan el efecto inductivo, a lo que contribuye el uso de terminales lo más cortos posibles.

2.16 Análisis de la Impedancia del Condensador

Una forma práctica de analizar globalmente el efecto de los componentes serie de un condensador (ESR, ESL y ESC), consiste en representar la variación de la impedancia del mismo, en función de la frecuencia (Figura 2.33).

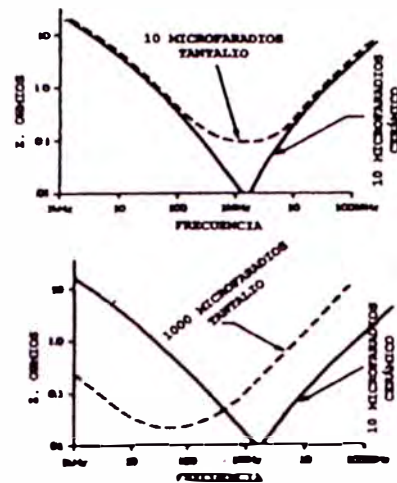


Figura 2.33

La parte izquierda de la curva muestra el valor de la impedancia debida al efecto de la reactancia capacitiva, dominante en bajas frecuencias. La parte derecha corresponde al efecto inductivo, dominante en frecuencias altas. El vértice central (Dip), corresponde a la zona de resonancia serie, donde la impedancia del condensador es puramente resistiva y de valor ESR. En ambas curvas, correspondientes a condensadores de $10 \mu\text{F}$, se observa la diferencia de características en cuanto a la ESR, siendo mucho menor para el condensador cerámico. El comportamiento de este elemento en alta frecuencia, precisamente en el margen donde se establecen los armónicos debidos a las formas de onda discontinuas, presentes en los filtros para fuentes conmutadas, mejora bastante su comportamiento, frente a los condensadores de tipo electrolítico.

Las estimaciones anteriores permiten determinar si el uso de condensadores cerámicos, en filtros para FAC, esta justificado. En determinadas aplicaciones, es posible utilizar combinadamente condensadores de ambos tipos, lo cual permite obtener buenos resultados, haciendo uso de las propiedades de ambos elementos,

mediante su conexión en paralelo. Este aspecto es importante, sobre todo cuando la reducción de tamaño y peso es un factor determinante. Asimismo, es importante considerar que los cambios bruscos en la carga pueden dar lugar a sobreoscilaciones, debidas al efecto de la ESL. La capacidad extra, obtenida mediante el diseño con condensadores electrolíticos permite minimizar este efecto.

2.16.1 Formas de Onda

La Figura 2.34 muestra las formas de onda básicas en el condensador de filtro de salida de un convertidor directo, considerando que cada elemento actúa por separado. De esta forma, V_L (V_I) representa la tensión en ESL, V_r (V_{cl}) es la tensión en ESR y V_R (V_{cr}) representa la tensión de rizado en ESC.

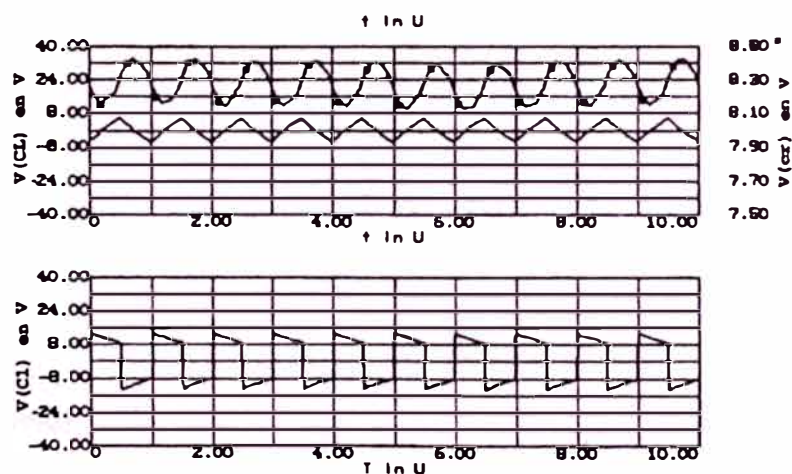


Figura 2.34

En general, en el cálculo práctico de condensadores para filtros en fuentes conmutadas, el efecto producido por la ESL sobre el rizado de salida, se supone despreciable, optimizándose el diseño, tal como se comentará, cuando el rizado debido a ESC es mucho menor que la tensión de rizado V_r .

2.17. Respuesta en Frecuencia

Al incluir elementos reactivos en una red lineal, se experimenta una variación

de la ganancia del circuito, en función de la frecuencia, debida al cambio de la impedancia de estos componentes. Bajo este aspecto, tal como se muestra en la Ecuación 2.81 una bobina o inductor aumenta su impedancia al aumentar la frecuencia, contrariamente a lo que ocurre con los elementos de comportamiento capacitivo.

$$Z_L = j X_L = j \omega L \quad Z_C = -j X_C = \frac{1}{j \omega C} \quad (2.81)$$

Bajo un punto de vista formal, el análisis del comportamiento con la frecuencia de los sistemas de alimentación conmutados se efectúa, en su caso, mediante el uso de circuitos equivalentes, o modelos de pequeña señal, que permiten obtener de forma sencilla la respuesta de un circuito. Por otra parte, realizando el proceso inverso, es posible efectuar el cálculo de los componentes y de las redes de compensación necesarias, a partir de la respuesta deseada, trazada generalmente en función de la estabilidad del circuito.

2.17.1 Diagramas de Bode

La ganancia de tensión o de corriente de un circuito dependiente de la frecuencia es generalmente un cociente factorizado de polinomios que puede expresarse en función de una variable compleja ($s = j\omega$). Este cociente, denominado función de transferencia, puede representarse gráficamente, obteniéndose dos curvas. La primera de ellas corresponde al módulo de la función o magnitud de la función de transferencia, mientras que la segunda representa la fase del sistema. Esta forma de representación de módulo y fase, denominada diagramas de Bode, constituye una potente herramienta, cuya filosofía está basada en un trazado asintótico en el que únicamente es necesario calcular los valores de la magnitud y de la fase de

determinadas frecuencias frontera, a partir de las cuales, las asíntotas a la curva real cambian de dirección. De esta forma se puede analizar rápidamente y con suficiente exactitud el comportamiento de cualquier red o sistema electrónico.

Escalas

Con objeto de representar adecuadamente los diagramas de Bode, se utilizan, de forma general, escalas logarítmicas, ya que mediante su uso es posible visualizar en un pequeño espacio un amplio margen de frecuencia, facilitando de esta forma la construcción e interpretación de los diagramas. La frecuencia del sistema, común a los diagramas de módulo y fase, se representa en el eje de abscisas y se divide en décadas; por su parte, el eje de ordenadas correspondiente a la representación del módulo de la ganancia se expresa en decibelios (dB), mientras que en la representación de fase este eje se divide en grados. La relación que permite expresar el módulo de la ganancia en dB coincide con la expresión 2.82.

$$\Delta \text{ dB} = 20 \log_{10} \frac{X_S}{X_E} \quad (2.82)$$

donde X_S y X_E representan la tensión o corriente de salida y entrada, respectivamente.

Polos y ceros

Se denominan polos y ceros de una función de transferencia aquellos valores a partir de los cuales las curvas de Bode cambian de dirección. De esta forma, todos aquellos valores de la variable compleja que anulan el numerador de la función, se denominan ceros. Cada cero introduce un incremento de ganancia de 20 dB/dec (o 6 dB/octava) y un incremento de fase de 45°/dec, desde una década anterior hasta una

década posterior a la posición donde está situado el cero. Análogamente, los polos de la función, coincidentes con el número de elementos reactivos independientes de la red, se definen como aquellos valores de s que anulan el denominador, introduciendo en la respuesta una caída de ganancia de 20 dB/dec y una variación de fase de $-45^\circ/\text{dec}$, desde la década anterior hasta la posterior a la frecuencia donde se traza la curva.

En la Figura 2.35 se representa la respuesta real y el diagrama asintótico de Bode, en módulo y fase (■), de la función de transferencia determinada por la Ecuación 2.83:

$$F(s) = \frac{(s + 20 \pi)}{(s + 220 \pi)(s + 430 \cdot 10^3 \pi)} \quad (2.83)$$

Como puede observarse, dicha función dispone de un cero en:

$$|s| = |-20 \pi| \quad \Rightarrow \quad F = \frac{\omega}{2 \pi} = 10 \text{ Hz} \quad (2.84)$$

y de dos polos:

$$|s| = |-220 \pi| \quad \text{y} \quad |s| = |-430 \cdot 10^3 \pi| \quad (2.85)$$

ubicados, respectivamente en:

$$F = 110 \text{ Hz} \quad \text{y} \quad F = 215 \text{ KHz} \quad (2.86)$$

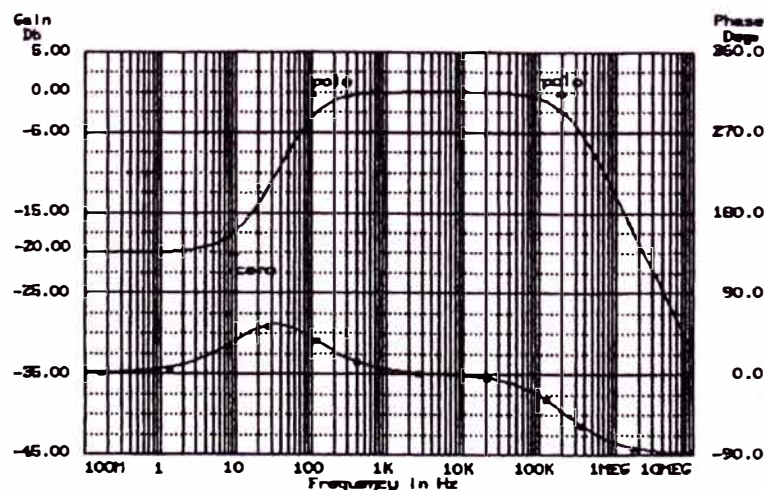


Figura 2.35

El error cometido, en la frecuencia frontera, mediante el uso de los diagramas de Bode es, aproximadamente, de $\pm 3 \text{ dB}/5,7^\circ$, lo cual resulta bastante aceptable.

El trazado de los diagramas de Bode puede realizarse a partir de cualquier frecuencia, siempre y cuando se conozca la pendiente de la curva en ese punto. No obstante, de forma general, lo más sencillo consiste en calcular el módulo y la fase, para $F = 0$, en la función de transferencia original de la cual se derivan las soluciones. En el caso que nos ocupa, la Ecuación 2.83 deriva de:

$$F(s) = \frac{s C R_1 R_2 + R_2}{s^2 L C R_1 + s (L + C R_1 R_2) + R_1 + R_2} \quad (2.87)$$

correspondiendo esta última a la función de transferencia del circuito mostrado en la Figura 2.36.

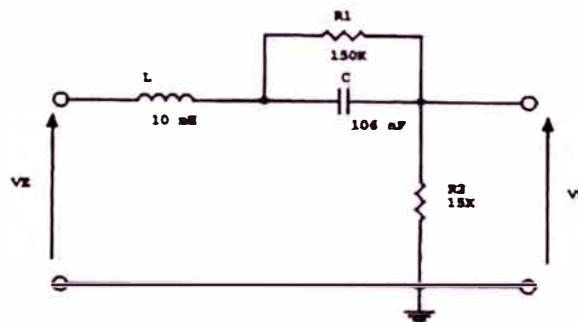


Figura 2.36

En este circuito, para $F = 0$, el módulo de la función de transferencia toma el valor:

$$|F(s)| = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,1 = -20 \text{ dB} \quad (2.88)$$

mientras que la fase de $F(s) = 0$, tal como puede comprobarse en la Figura 2.35 y en la propia función de transferencia .

Generalmente, las redes de los sistemas de alimentación conmutados incluyen un pequeño número de polos y/o ceros por ejemplo, en una red RC o RL existe un

único polo. En los amplificadores de compensación, utilizados para cerrar el lazo de control, pueden encontrarse, generalmente, de uno a dos pares polo/cero, mientras que en la red de un convertidor directo, en la que el inductor forma parte del filtro, se dispone de dos polos y de un cero, debiéndose este último a la resistencia serie equivalente del condensador (ESR), que alcanza una gran importancia en el diseño del sistema.

2.18 Filtros de Primer Orden

Dentro de este tipo de filtro se incluyen los circuitos denominados integradores o diferenciadores (filtros RC o LR), que por su disposición y número de elementos reactivos disponen de un único polo (Figura 2.37).

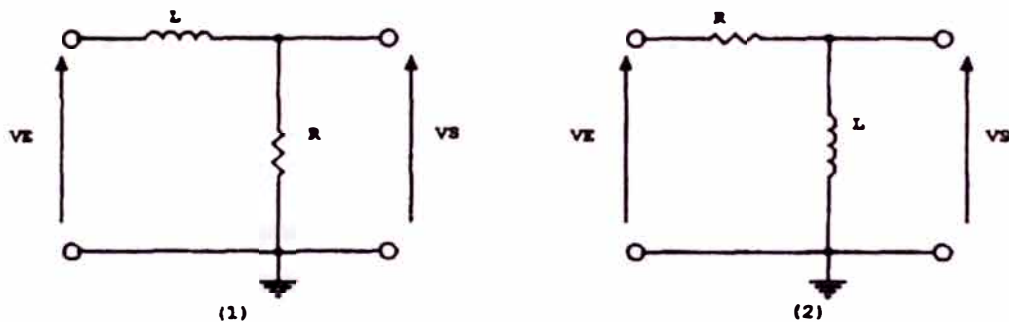


Figura 2.37

$$\Delta V = \frac{V_S}{V_E}; \quad V_S = I R; \quad I = \frac{V_E}{Z_L + R} \quad \rightarrow \quad \Delta V = \frac{R}{Z_L + R} \quad (2.89)$$

La expresión de la ganancia del circuito de la Figura 2.37 (1), es:

expresándose su función de transferencia como:

$$F(\omega) = \frac{R}{sL + R} \quad (2.90)$$

donde puede comprobarse que el circuito dispone de un único polo en $s = -R/L$. La representación real y asintótica en módulo y fase se muestra en la Figura 2.38.

Análogamente, la función de transferencia del circuito de la Figura 2.37 (2) se calcula como:

$$F(\omega) = \frac{sL}{sL + R} \quad \text{o} \quad F(\omega) = \frac{L}{L + \frac{R}{s}} \quad (2.91)$$

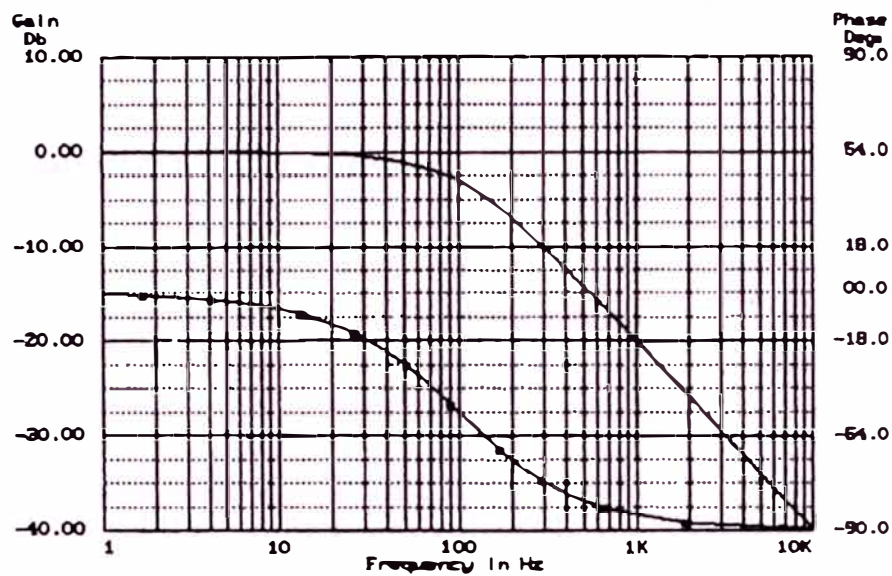


Figura 2.38

donde se observa que el circuito dispone de un único polo, coincidente con el obtenido en el circuito anterior. En la Figura 2.39 se muestra la respuesta del circuito que, en este caso, se comporta como un filtro paso alto.

2.19 Filtros de Segundo Orden

El filtro más completo y habitual, utilizado en sistemas de alimentación conmutados, corresponde a la asociación LC del convertidor directo. El estudio de este filtro se realiza desde un punto de vista formal y exacto, añadiendo a L y C la resistencia de carga del sistema (R_S) y la resistencia de pérdidas del condensador (ESR). Además, sería necesario añadir la resistencia de pérdidas del inductor (R_L), la inductancia de pérdidas del condensador (ESL), la resistencia de la inductancia de

fugas (R_i) y la resistencia dinámica del diodo de recuperación. No obstante, un estudio aproximado, desde el punto de vista práctico, permite, en principio, eliminar todas las resistencias de pérdidas, exceptuando la ESR, ya que su presencia influye notablemente en la forma de la tensión de salida y en el rendimiento del filtro. De hecho, en el control combinado tensión-corriente, el flanco de OFF de esta señal se aprovecha para compensar el lazo de control.

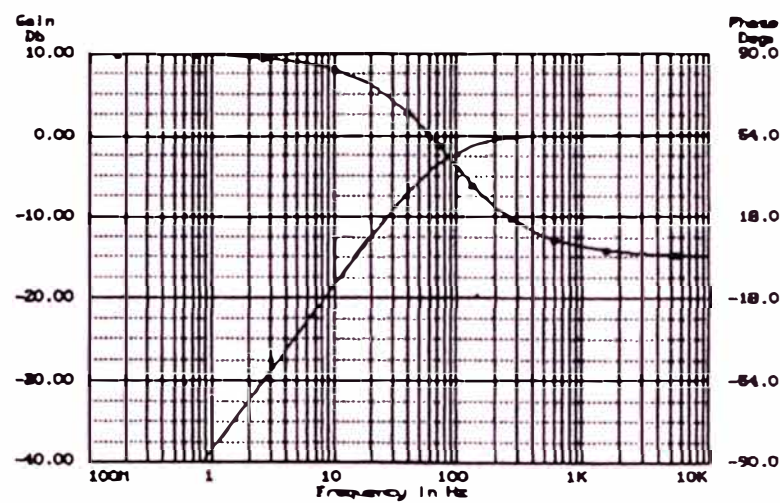


Figura 2.39

A la vista de estas apreciaciones, puede concluirse que un análisis preciso y complicado del sistema no justifica el cálculo, ya que las tolerancias y los valores comerciales de los componentes no permiten ajustar el circuito de acuerdo a los valores obtenidos en el diseño.

El circuito mostrado en la Figura 2.40 corresponde, por tanto, al filtro simplificado de un convertidor directo, cuya ganancia en tensión se calcula como:

$$\Delta V = \frac{V_S}{V_B}; \quad V_S = I Z_S; \quad I = \frac{V_E}{Z_L + Z_S} \quad - \quad \Delta V = \frac{Z_S}{Z_E} \quad (2.92)$$

tomando Z_S el valor:

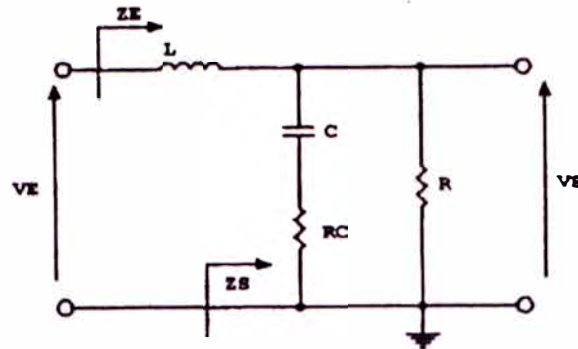


Figura 2.40

$$Z_s = \frac{R \left(R_C + \frac{1}{j \omega C} \right)}{R + R_C + \frac{1}{j \omega C}} \quad (2.93)$$

por tanto:

$$Z_E = j \omega L + \frac{R \left(R_C + \frac{1}{j \omega C} \right)}{R + R_C + \frac{1}{j \omega C}} \quad (2.94)$$

a partir de estos valores, la función de transferencia del circuito de la Figura 2.39 puede calcularse como:

$$F_{\omega} = \frac{s C R_C + 1}{s^2 \left(\frac{R + R_C}{R} \right) L C + s \left(\frac{L}{C} + R_C C \right) + 1} \quad (2.95)$$

Donde se observa que el circuito dispone de un cero, debido a la ESR del condensador y de dos polos, cuyo valor se calcula igualando a cero el denominador y resolviendo la ecuación compleja de segundo grado.

2.19.1 Respuesta del filtro al escalón

Suponiendo que en el instante inicial, $t = 0$, el circuito parte de una situación de reposo en la que el condensador está descargado y la energía almacenada en la bobina es nula, se introduce un impulso positivo de tensión en la entrada del circuito.

En este instante se inicia un régimen transitorio, cuyo análisis se aborda resolviendo la transformada inversa de Laplace correspondiente a la función de transferencia del circuito.

$$F(s) = \frac{V_S(s)}{V_E(s)}; \quad L^{-1} [F(s)] = f(t) \quad (2.96)$$

Evidentemente, al tratarse de un filtro LC, existe una frecuencia para la cual los valores de las reactancias inductiva y capacitiva se igualan, entrando el circuito en resonancia. En este instante la energía acumulada es máxima. Para esta frecuencia, se calcula la pulsación de resonancia (ω_0), cuyo valor se obtiene mediante la expresión:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.97)$$

Por otra parte, para $\omega = \omega_0$, el factor de calidad del circuito (Q) se define como:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energía máxima acumulada}}{\text{Energía disipada por ciclo}} \quad (2.98)$$

Cuyo valor, para el filtro del convertidor directo es:

$$Q = \frac{R_T}{L \omega_0} \quad (2.99)$$

siendo R_T la resistencia equivalente del filtro.

Otro factor importante que se introduce en este estudio es el factor de amortiguamiento, definido como:

$$K = \frac{1}{2Q} \quad (2.100)$$

Sustituyendo las expresiones 2.97 y 2.99 con $R_T \approx R$, en la función de transferencia del filtro, se obtiene:

$$F(s) = \frac{s C R_C + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 \left(\frac{R + R_C}{R}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right) \left(\frac{1}{Q} + R_C C\right) + 1} \quad (2.101)$$

Teniendo en cuenta que $R_c \ll R$ y que $1/Q \gg R_c \cdot C$, la función $F(s)$ puede aproximarse, a efectos de diseño, a:

$$F(s) = \frac{s C R_c + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q} + 1} \quad (2.102)$$

por tanto, el módulo de la respuesta del circuito tiene un cero en:

$$\omega = \frac{1}{C R_c} \quad (2.103)$$

y dos polos en:

$$|s| = \left| \frac{-\frac{\omega_0}{Q} \pm \omega_0 \sqrt{\frac{1}{Q^2} - 4}}{2} \right| \quad (2.104)$$

sustituyendo en (2.104) la Ecuación 2.100 y simplificando, se obtiene:

$$|s| = \left| -\omega_0 (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \right| \quad (2.105)$$

en esta última ecuación se observa que la posición de los polos depende del valor de K , existiendo tres posibles soluciones; éstas son:

- **Amortiguamiento crítico.** Se produce cuando $K = 1$. En este caso existe un polo doble, real, coincidente con la frecuencia de resonancia, que supone una variación de fase de $-90^\circ/\text{dec}$ y una caída de ganancia de -40 dB/dec . La expresión matemática de la respuesta temporal, al igual que en los casos posteriores, se obtiene aplicando la transformada inversa de Laplace de la Ecuación 2.102, en la que se prescinde del numerador, con el objeto de simplificar los cálculos.

$$V_s = V_{EC} [1 - (1 + \omega_0 t)] e^{-\omega_0 t} \quad (2.106)$$

Donde V_{EC} corresponde a la amplitud del escalón de entrada.

- **Sobreamortiguamiento.** Se produce siempre que $K > 1$ y da lugar a dos polos reales. La tensión de salida del filtro asciende de forma lenta y sin oscilaciones,

calculándose aproximadamente su expresión, para $4 K^2 \gg 1$, mediante la ecuación:

$$V_s = V_{EC} \left(1 - e^{-\frac{\omega_0 t}{2K}} \right); \quad (2.107)$$

• **Subamortiguamiento.** Si $K < 1$, aparecen dos polos complejos y conjugados, cuyo módulo, al ser idéntico, introduce en la respuesta en frecuencia un polo doble. La respuesta al escalón corresponde a una subida rápida de la tensión de salida, en la que aparece un sobreimpulso y una oscilación amortiguada. Su expresión en función del tiempo, viene dada mediante la Ecuación 2.108.

$$V_s = V_{EC} \left[1 - \left(\frac{K \omega_0}{\omega_d} \operatorname{sen} \omega_d + \cos \omega_d \right) e^{-K \omega_0 t} \right] \quad (2.108)$$

Donde:

$$\omega_d = \omega_0 \sqrt{1 - K^2} \quad (2.109)$$

Los valores máximos y mínimos de la función, se calculan mediante el método clásico, derivando la Ecuación 2.108 respecto de "t", obteniéndose los puntos:

$$t = \frac{n\pi}{2\sqrt{1-K^2}} \quad \text{y} \quad V = (1 - (-1)^n) e^{-2nKt} \quad (2.110)$$

Donde n es un número entero y positivo, cuyos valores impares corresponden a los máximos de la función, y cuyos valores pares dan lugar a los mínimos de la oscilación amortiguada.

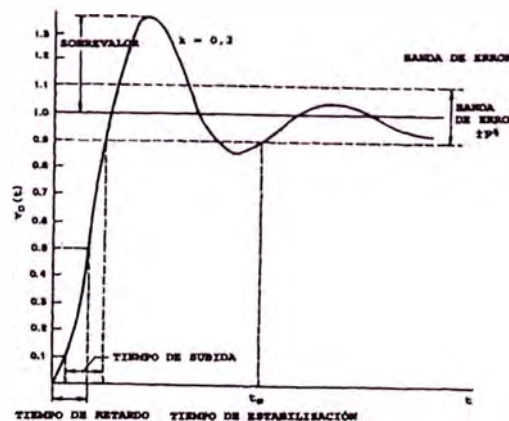


Figura 2.41

En la Figura 2.41 se representa una posible respuesta a una tensión de entrada en escalón, para el circuito de la Figura 2.40 con $ESR = 0$.

Los parámetros más representativos de esta respuesta son los siguientes:

- **Tiempo de subida (rise time).** Es el tiempo que tarda la onda en pasar del 10 al 90% de su valor final permanente.
- **Sobrevalor o sobreimpulso (overshoot).** Es la amplitud máxima que alcanza la señal, sobre el valor final. Este valor se alcanza en el primer máximo de la función.
- **Tiempo de retardo (Delay Time).** Es el tiempo que invierte la señal en alcanzar el 50% de su valor permanente.
- **Tiempo de estabilización.** Es el tiempo que transcurre desde $t = 0$ hasta que la señal queda estabilizada dentro de una banda de error.

Por último, en la Figura 2.42 se muestra la respuesta del circuito para distintos valores de K . Obsérvese que cuando el circuito está fuertemente amortiguado, el tiempo de subida es extraordinariamente largo, decreciendo a medida que aumenta el factor de calidad (Q) del filtro.

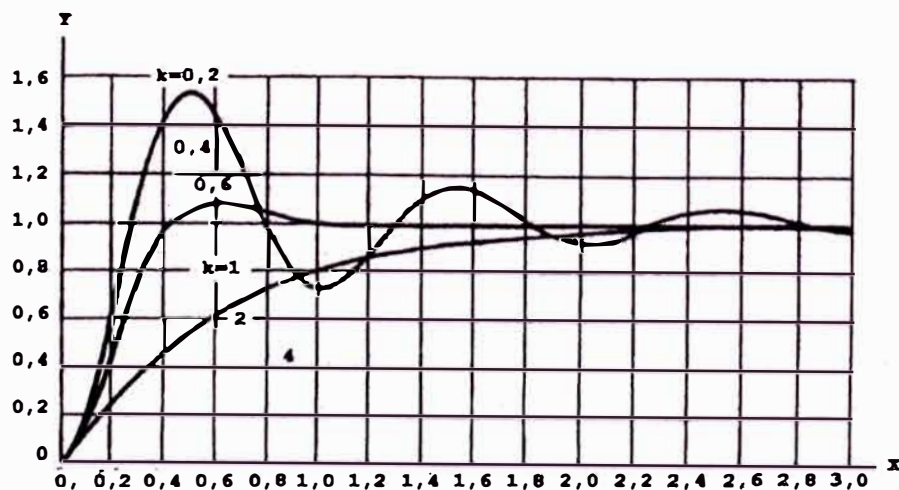


Figura 2.42

2.19.2 Consideraciones acerca del filtro del convertidor directo

Tal como se observa en el desarrollo del convertidor directo se diseña para que la respuesta al escalón sea subamortiguada. Este tipo de respuesta ofrece la ventaja de presentar un tiempo de subida relativamente corto, alcanzando la salida del sistema su valor final en un tiempo aceptable. Tanto la oscilación amortiguada como la amplitud del sobre impulso son irrelevantes dentro del sistema (siempre que el filtro esta, bien calculado), ya que serán eliminados posteriormente mediante la acción del lazo de control.

Se ha comentado que para simplificar el cálculo, la respuesta al escalón se realiza omitiendo el efecto producido por la ESR del condensador. No obstante, esta resistencia está presente en el circuito y modifica la respuesta del mismo, de tal forma que tanto el tiempo de subida como el valor final del sobreimpulso disminuyen (Figura 2.43).

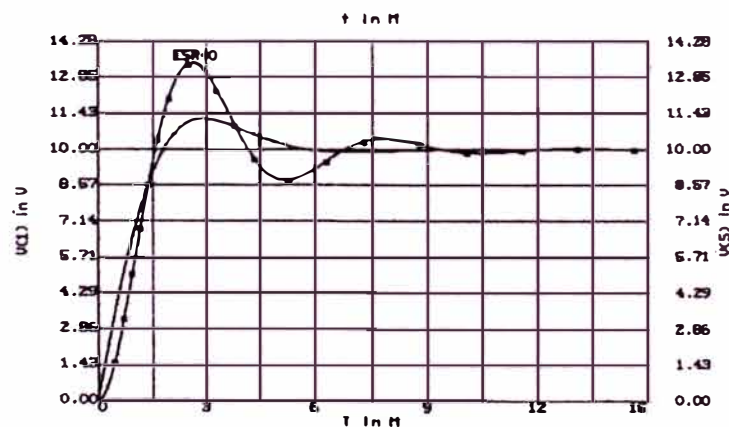


Figura 2.43

Una respuesta lenta no conlleva sobreimpulso, pero el funcionamiento dinámico del sistema es mediocre. Una respuesta rápida lleva añadido un sobreimpulso que puede dar lugar a la existencia de oscilaciones y a una merma de la estabilidad del sistema. Por ello, deberá alcanzarse un valor de compromiso entre el

tiempo de subida y la dificultad del lazo de control para eliminar el sobreimpulso, utilizado, por otra parte, para restaurar el déficit de carga del condensador ante demandas bruscas de la corriente de salida. En esta perspectiva, una buena respuesta del circuito se obtiene para valores de K inferiores a 0,3 ($Q = 4$), siendo aceptables valores de 0,1 e incluso inferiores.

2.20. Lazos de control: Descripción y circuitos

El elemento (bloque) encargado de regular los tiempos de conducción y bloqueo del conmutador, se denomina lazo de control o simplemente control. Este lazo se cierra a través del combinado convertidor-carga, y está formado por los elementos que se relacionan en la Figura 2.44

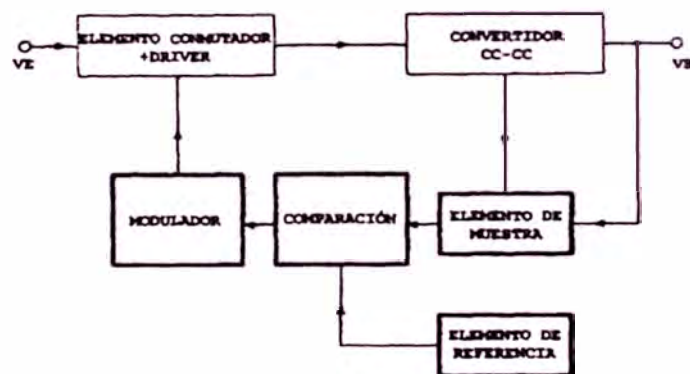


Figura 2.44

El modulador es el elemento encargado de regular el ciclo de trabajo de la señal de conmutación, en función de las señales recibidas desde los elementos de muestra y referencia. Así ante posibles variaciones de la señal de entrada, el sistema debe reaccionar para compensar dicha variación. Por ejemplo, en el caso de que la tensión de entrada disminuya, el circuito de control aumentará el ciclo de trabajo de la señal de ataque al conmutador a fin de mantener constante la tensión de salida. Por

otra parte, si la carga varía de valor, el control actuará de forma similar a lo explicado respecto de la entrada. Naturalmente, la variación del ciclo de trabajo o margen de control tiene siempre unos límites que dependen, en general, de las tensiones de entrada y de salida de la frecuencia de conmutación y de la rapidez con que el sistema deba retornar a sus condiciones de equilibrio.

Básicamente, el control de la señal de salida puede efectuarse de dos formas diferentes, cuya naturaleza, dependiente de las características de la señal de conmutación, da lugar a dos sistemas de control diferentes:

- Sistema de control a frecuencia fija.
- Sistema de control a frecuencia variable.

Dentro del primer sistema, la frecuencia de conmutación se mantiene constante, variando únicamente el tiempo de conducción (t_{ON}) de la señal (fig. 2.45).

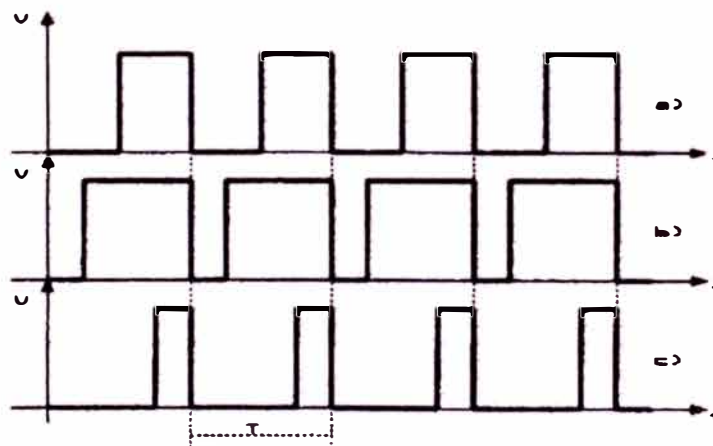


Figura 2.45

El sistema de control a frecuencia variable puede efectuarse a su vez de dos formas diferentes, según que el tiempo de conducción sea fijo (2.46a) o variable (Figura 2.46b).

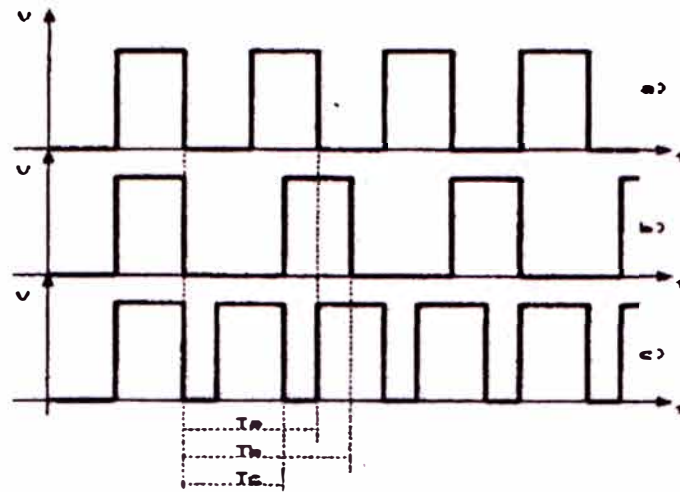


Figura 2.46 a

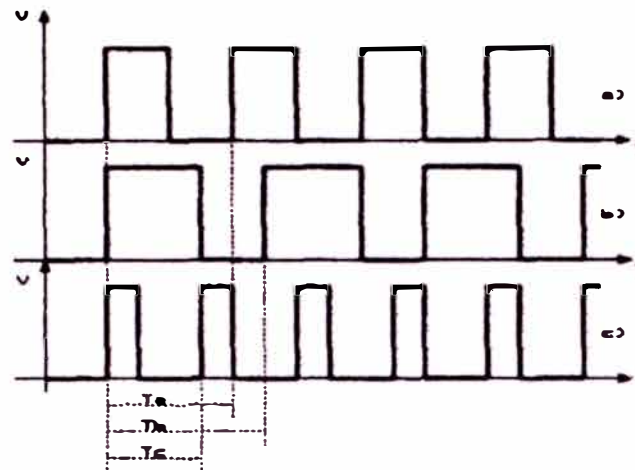


Figura 2.46 b

La diferencia básica existente entre ambos sistemas radica únicamente en el modulador de ancho de impulso, siendo común a ambos el resto de los bloques.

2.21 Sistema de control a frecuencia fija

Este método es, actualmente, el más utilizado. Consiste en combinar la señal de error, obtenida al efectuar la comparación entre la señal de muestra y la señal de referencia, con otra señal de frecuencia fija procedente de un oscilador que determina la frecuencia de funcionamiento del sistema. El resultado de esta combinación es otra señal, cuya frecuencia queda fijada por el oscilador y cuyo ciclo de trabajo es función de la señal de salida. Se dice entonces que la señal obtenida está modulada en ancho de impulso.

Dependiendo de la forma en que se toma la muestra, estos sistemas pueden clasificarse a su vez en:

- Sistema de control por muestra de tensión.
- Sistemas de control por muestra de corriente.
- Sistemas de control por muestra combinada tensión-corriente.

Asimismo, la regulación del ciclo de trabajo puede controlarse básicamente de dos modos diferentes, dependientes en general de la forma de onda de salida del oscilador. De esta forma, la regulación puede efectuarse, mediante la comparación de la señal de error con una señal en forma de rampa o bien, mediante el control de la constante de tiempo de un condensador si la señal de salida del oscilador es cuadrada. Este método actualmente es menos utilizado.

2.21.1 Sistema de control por muestra de tensión

En el diagrama de bloques mostrado en la Figura 2.47 se observa que la muestra se toma directamente de la salida del circuito. Esta muestra es combinada analógicamente con una tensión de referencia, cuyo valor, dependiente de la magnitud de la tensión de salida deseada, se establece previamente. El resultado da lugar a una señal de error, que modifica, en función de su magnitud, la salida del modulador de ancho de impulso obligándole a variar su ciclo de trabajo.

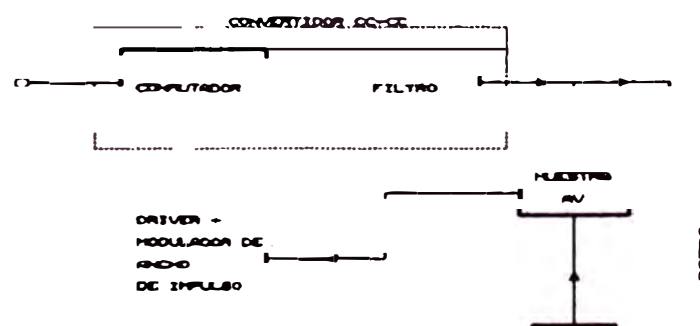


Figura 2.47

2.21.2 Sistema de control por muestra de corriente

Este sistema estabiliza al circuito frente a las posibles variaciones de la señal de entrada. Normalmente la muestra se toma a la entrada del filtro, ya que es la zona donde se producen las máximas variaciones de corriente. Una vez obtenida la señal de muestra, proporcional a las variaciones de la corriente por la carga, se convierte en tensión y se amplifica, de forma que el ciclo de trabajo se regula mediante la comparación con la señal de rampa, de acuerdo a lo expuesto en el apartado anterior. En la Figura 2.48 se muestra el diagrama de bloques correspondiente.

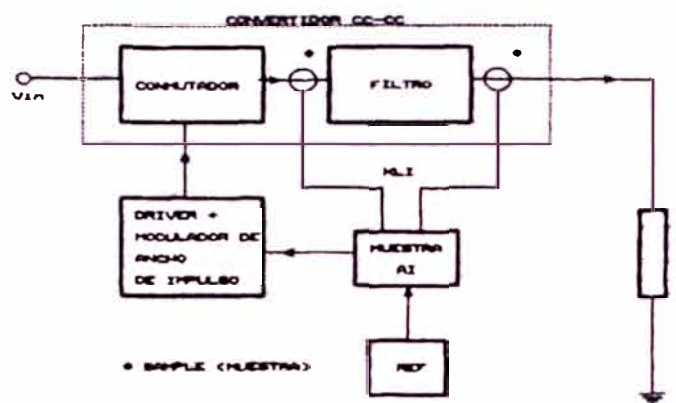


Figura 2.48

En ambos modos de control es necesario efectuar el cálculo de los sensores de forma que estos no supongan una carga apreciable en la parte del circuito donde han de conectarse.

2.21.3 Sistema de control por muestra combinada tensión-corriente

Combinando ambos efectos, el circuito obtenido queda estabilizado ante cualquier variación, tanto de las tensiones de entrada como del valor de la carga. Este tipo de control es actualmente el más completo y se utiliza generalmente cuando el bloque regulador se diseña a partir de circuitos integrados (Figura 2.49).

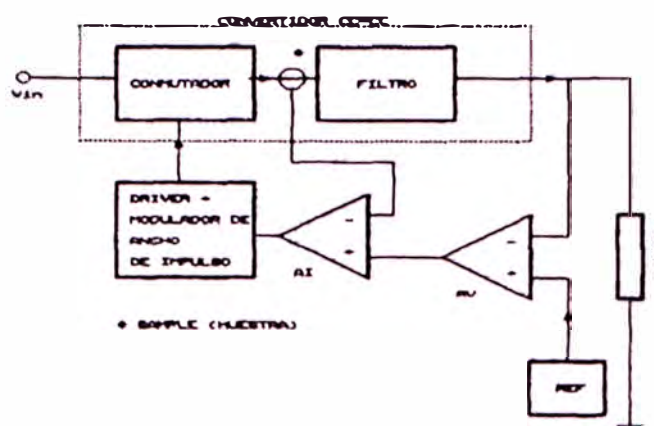


Figura 2.49

Mediante este sistema, la señal de error obtenida en el circuito de control por tensión se combina analógicamente con la señal generada por el circuito de control por corriente. La señal resultante, proporcional a las variaciones tanto de la entrada como de la salida del regulador, actúa reestableciendo las condiciones de régimen prefijadas para la carga.

2.22 Técnicas de muestreo

Tal como se ha comentado, el elemento de muestra analiza las variaciones presentes en la entrada del convertidor, también denominada sección de conmutación, y/o en la salida. A la información obtenida en términos de tensión o de corriente se denomina muestra y, al elemento que la toma, sensor.

2.22.1 Sensor de tensión

Consiste en un divisor de tensión conectado a la salida del circuito (Figura 2.50), de forma que eligiendo adecuadamente los valores de las resistencias, se obtiene del terminal intermedio una tensión, cuya magnitud es proporcional al valor de la señal de salida.

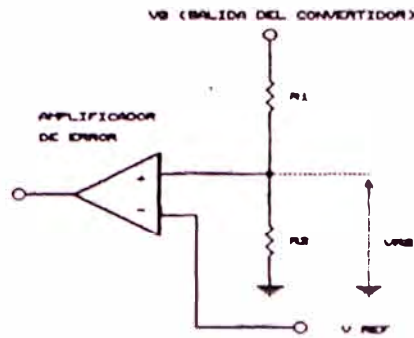


Figura 2.50

Una vez muestreada la señal, se aplica generalmente a la entrada de un amplificador operacional con lo que se consigue entre otros efectos, aumentar la sensibilidad del sensor a la vez que se aísla la salida del sistema, del circuito de control.

El valor de las resistencias R_1 y R_2 del divisor se calcula en función de las características del amplificador de error utilizado y de la magnitud de la señal de referencia elegida. No obstante, en determinadas ocasiones, la muestra se toma directamente de la salida.

2.22.2 Sensor de corriente

Este sensor puede ser una simple resistencia conectada en serie con la fuente de entrada, ya que la tensión medida en ella es proporcional a la corriente que circula. Sin embargo, para no cargar el circuito y no afectar a su rendimiento, su valor deber ser muy pequeño (máximo 1Ω), por lo que un sensor de este tipo resulta poco sensible. Para eliminar el inconveniente, es posible adoptar, entre otras posibles, las siguientes soluciones:

- Conectar una resistencia sensora de bajo valor, en paralelo con las entradas de un amplificador operacional diferencial de alta impedancia de entrada.

- Eliminar la resistencia sensora y conectar en su lugar, los terminales de un transformador de corriente de relación 1/N. Esta solución es generalmente adoptada, dada la calidad de la muestra.

Implementación de transformadores de corriente

Actualmente es posible obtener resultados aceptables en la toma de muestra de corriente, mediante el uso de transformadores comerciales de bajo costo. Por ejemplo el transformador sensor 51688 de pulse engineering es un transformador toroidal cuyo primario está formado por una única espira y cuyo secundario, de inductancia 80 mH, dispone de 200 espiras.

El pulso de tensión producido a través de los devanados de un transformador, genera una corriente magnetizante que comienza en cero y que crece, idealmente, de forma lineal en relación al tiempo. En la práctica, la corriente que circula a través de la carga conectada en el secundario toma el valor:

$$I_s = I_p \frac{N_p}{N_s} \quad (2.111)$$

A medida que transcurre el tiempo, el incremento de esta corriente no es proporcional al aumento de la corriente del primario, debido a la saturación del núcleo. Este efecto se denomina "caída" (drop) y, normalmente no constituye problema si se tienen en cuenta ciertas precauciones. Su valor se calcula mediante la Ecuación 2.112.

$$\Delta I_p (drop) = \frac{N_s V_s}{N_p L_s} \Delta t \quad (2.112)$$

Donde:

- N_s y N_p = relación de espiras del secundario y primario, respectivamente.
- V_s = tensión del secundario.

- L_s = inductancia del secundario.
- Δt = valor máximo de ancho del impulso.

Las precauciones que pueden tomarse para evitar este efecto son las siguientes:

- Aumentar el valor de la inductancia del secundario, hasta el valor máximo posible en función del nivel de la muestra deseada.
- Elegir el valor de la carga a conectar en la salida del transformador (R_c), de forma que no lo cargue apreciablemente (no es recomendable utilizar valores muy altos de R_c , ya que, aunque presenta la ventaja de obtener valores de tensión de salida más elevados, aparecen dificultades en el reset del transformador).
- Hacer la relación de espiras tan pequeña como se pueda, aumentando su número en el primario hasta 2 o 3 si hay espacio disponible.
- No reducir la relación de espiras reduciendo el devanado secundario.
- Tener en cuenta que las espiras achatadas o de forma seudocuadradas reducen la inductancia.
- Utilizar núcleos toroidales, ya que a igualdad de superficie, el campo magnético creado por una espira circular es mayor que el campo magnético creado por una espira cuadrada. De esta forma, se aumenta la inductancia total del devanado.

EJEMPLO

Considérese el prerregulador inverso mostrado en la Figura 2.51.

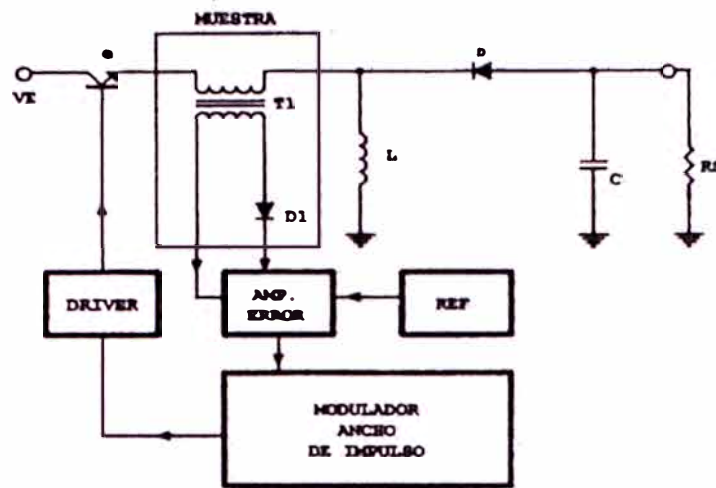


Figura 2.51

Suponiendo que la muestra de corriente se obtiene a través del transformador 51688 de pulse engineering, y que el pulso máximo de corriente de sobrecarga en el emisor del transistor de conmutación es de 20 A, en el secundario del transformador, según la relación de transformación (a) se induce un pulso de corriente de 0,1 A.

$$a = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} = \frac{1}{200} = \frac{I_s}{20} = I_s = 0,1 \text{ A}$$

Conectando en el secundario una carga de 10Ω , la caída de tensión en ella, sería de 1 V. Incluyendo la caída de tensión directa del diodo, la tensión de salida del secundario, alcanzaría una tensión de 1,7 V. Si el valor máximo del ancho de impulso previsto es de $6 \mu\text{s}$ (Δt), el valor de la caída es de 25,5 mA sobre 20 A.

$$\Delta I_p (\text{drop}) = \frac{200 \cdot 1,7}{80 \cdot 10^{-3}} \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 0,0255 \text{ A}$$

2.23 Margen de control y estabilidad

Una vez estudiados los métodos para muestrear la tensión y corriente en el sistema, es necesario conjugar estas posibilidades para obtener un margen de control y estabilidad que está de acuerdo con las especificaciones y necesidades iniciales (generalmente tensión de salida, estabilidad y cobertura de control para variaciones, tanto de la fuente primaria como de la carga).

El significado de estos términos es el siguiente:

- **Margen de control o variación del ciclo de trabajo.** Son los límites entre los que puede variar la tensión de entrada y la carga, de forma que el sistema detecte estas variaciones y responda automáticamente, restaurando la tensión de salida a su valor prefijado.
- **Estabilidad.** Se considera que un circuito está estabilizado cuando su respuesta se mantiene constante frente a cualquier tipo de variación (variaciones de la entrada o de la carga, temperatura, tolerancia de componentes, autooscilaciones, etc.).

Si se sobrepasa el margen de control, el sistema exhibir valores erráticos e incluso peligrosos para la integridad de los componentes que lo constituyen y sus asociados. Por otra parte, si los lazos de control realimentan inadecuadamente el sistema, este autooscilar, comportándose de forma totalmente diferente e inadecuada.

2.24. Amplificador de error

La función básica del amplificador de error consiste en evaluar las posibles desviaciones de la tensión o corriente de salida, de forma que actuando sobre el modulador de ancho de impulso, la salida retorne, a través del elemento conmutador,

a su valor de régimen. Este bloque generalmente está basado en un controlador de acción proporcional, cuya forma más simple se muestra en la Figura 2.52.

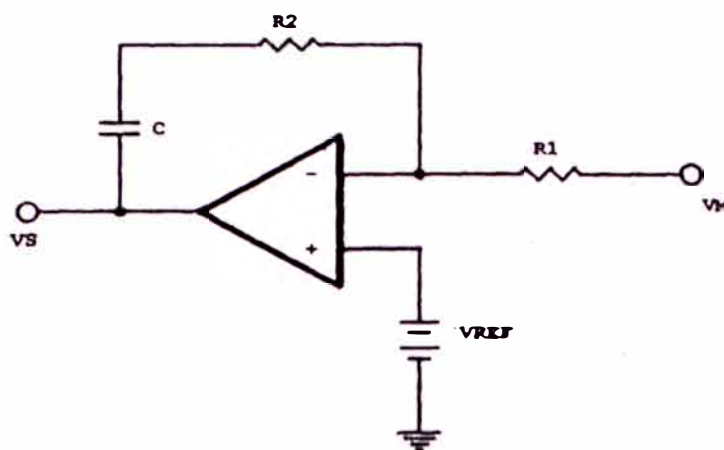


Figura 2.52

Como puede observarse, las entradas del circuito están atacadas mediante dos señales: la señal de muestra (V_M), formada por una componente continua (proporcional a la tensión media de salida, si la muestra tomada es de tensión, o proporcional a la corriente a través de la bobina, si la muestra tomada es de corriente), a la que se superpone una señal variable correspondiente a la señal de rizado y la señal de referencia (V_{REF}), consistente en una señal continua pura. De esta forma, la salida del circuito se obtiene como la suma de los efectos producidos por cada componente.

Frente a la componente continua de la señal de muestra, el circuito se comporta como un comparador. Así, si el valor de la señal de muestra es menor que el correspondiente a la señal de referencia, el circuito tenderá a conmutar a saturación positiva, pero debido a la presencia del condensador, este paso no se realiza de forma inmediata, por lo que el estado de saturación se alcanza una vez que

el condensador haya completado su carga. Análogamente, el circuito tenderá a saturación negativa cuando el valor de la señal de referencia sea mayor que el nivel de continua de la señal de muestra. (Figura 2.53).

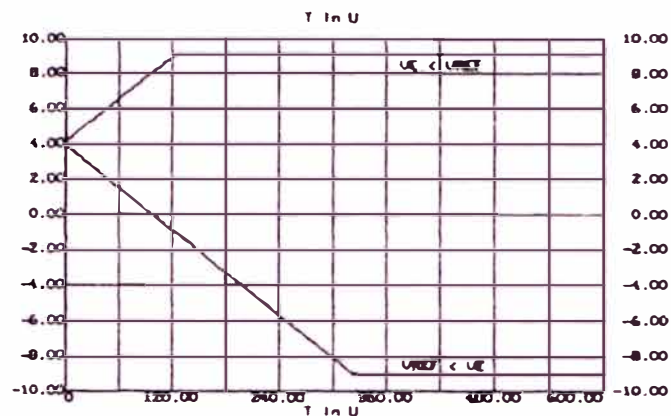


Figura 2.53

Obsérvese que en $t = 0$ (C descargado, $V_c = 0$, $I_{R2} = 0$), la salida del amplificador de error experimenta un valor inicial igual al de la tensión de referencia, siendo independiente de la magnitud continua de la señal de muestra. Por otra parte, ante las variaciones correspondientes al rizado de la señal de muestra (VM_R), el circuito debe comportarse, a la frecuencia de conmutación, como un amplificador inversor, cuya señal de salida toma el valor:

$$V_s = - \frac{R_2}{R_1} VM_R \quad (2.113)$$

2.24.1 Circuito de compensación para el amplificador de error

El lazo de control de cualquier sistema de alimentación conmutado se cierra mediante una red de realimentación, consistente en un amplificador operacional (AO), cuyo funcionamiento está afectado por una red de compensación por cada control. Para los lazos simples (lazo por muestra de tensión o por muestra de

corriente), la entrada inversora corresponde a la muestra o señal de control y la no inversora a la tensión de referencia. En el caso de utilizar un lazo doble (control combinado corriente/tensión), la señal de referencia del lazo de corriente será la señal de salida del lazo de tensión, el cual dispone de una señal de referencia fija. Estas redes de compensación determinan la ganancia del AO (Fig. 2.54).

$$\Delta_{AO} = -\frac{Z2}{Z1} \quad (2.114)$$

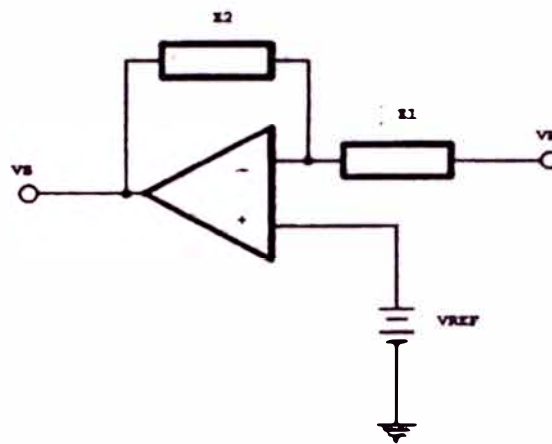


Figura 2.54

La función de transferencia de esta red introduce un conjunto de polos y/o ceros, de forma que, situados convenientemente, compensan la respuesta en frecuencia del convertidor en lazo abierto, según las especificaciones del diseño. Esta salida compensada, se envía como señal de control al comparador PWM, de forma que a la frecuencia de cruce del lazo, el producto $\Delta_{AO} \cdot \Delta_{PWM}$, debe ser igual en módulo a la inversa de la ganancia del resto del sistema (circuito de potencia filtro/carga), con un margen de fase comprendido entre 40 y 60°, asegurándose así la estabilidad del sistema.

Por otra parte dependiendo de la topología utilizada, debe tenerse en cuenta que no siempre es posible conseguir una compensación perfecta. Por ejemplo, en el caso de las topologías fly-back, la ganancia del circuito de potencia/filtro/carga, varía con la tensión de salida y con las variaciones de corriente a través de la carga. No obstante, eligiendo convenientemente el tipo de muestra y las características de la red de compensación, es posible compensar satisfactoriamente casi todas las topologías, pudiéndose llegar en caso contrario, a una solución de compromiso.

Redes de compensación

En este punto, se muestran las redes de compensación más utilizadas. En cada una de ellas se incluye:

- El tipo de convertidor donde se implementa.
- El modo de funcionamiento del convertidor.
- El modo de control utilizado.
- La topología de la red.
- Su circuito correspondiente.
- La expresión de la función de transferencia de tensión.
- La expresión de los polos y ceros.
- El diagrama de Bode de magnitud y fase.

Convertidor directo

- Modo de funcionamiento: continuo
- Modo de control: modo de corriente, corriente por el inductor.
- Topología de la red: cero único.
- Circuito (Fig. 2.55)

- Expresión de la función de la transferencia. Se obtiene, al igual que en los casos posteriores, calculando la ganancia de tensión del circuito (para lo cual la señal de referencia se cortocircuita a masa), y expresando su resultado en función de la variable compleja $s = j\omega$. De esta forma:

$$F(s) = - \frac{\left(R_2 + \frac{1}{s C} \right)}{R_1}$$

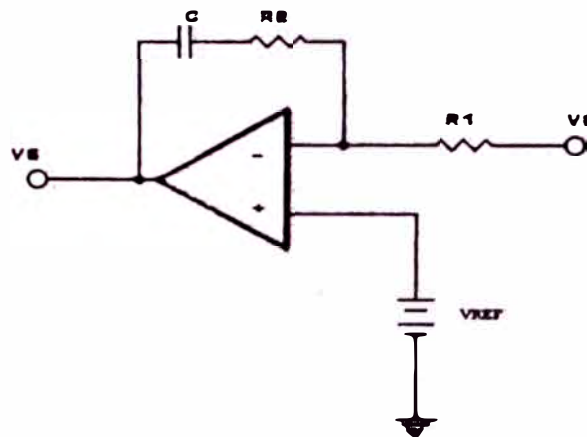


Figura 2.55

- **Expresión de polos y ceros.** Existe un único cero (ω_z) en:

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C}$$

- **Diagrama de bode magnitud/fase.**

Se representa en la Figura 2.56

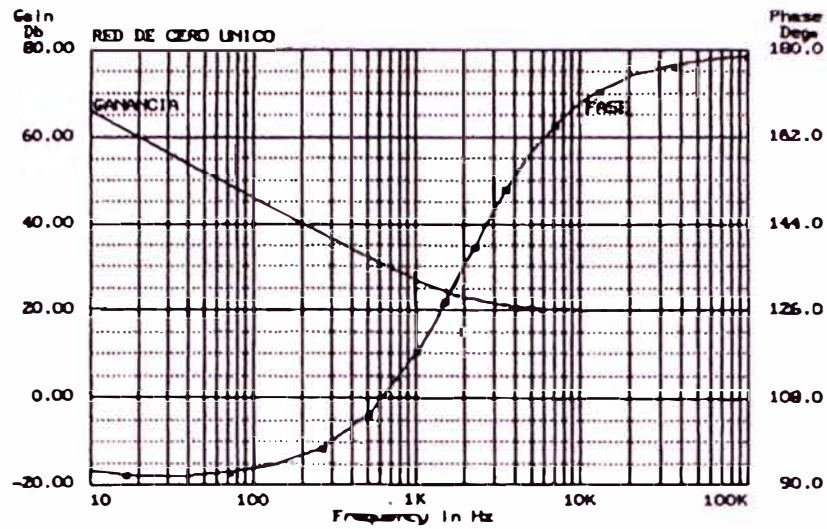


Figura 2.56

Convertidor directo, inversor e inverso (Buck, Fly-Back y Boost)

- Modo de funcionamiento: continuo.
- Modo de control: Buck: modo de tensión, tensión de salida. Fly-back y boost modo de corriente, corriente por diodo.
- Topología de la red: par polo/cero.
- Circuito (Fig. 2.57).

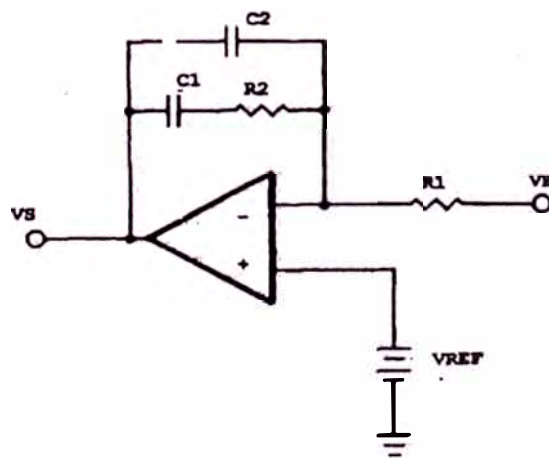


Figura 2.57

- Expresión de la función de la transferencia. Calculando nuevamente la función de transferencia como $-Z_2/Z_1$, se obtiene:

$$F(s) = - \frac{s(R_2 C_1) + 1}{s R_1 (s R_2 C_1 C_2 + C_1 + C_2)} \quad (2.115)$$

- Expresión de polos y ceros. Existe un cero en ω_z :

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1}$$

y un polo en ω_p :

$$\omega_p = \frac{1}{R_2} \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2}$$

Teniendo en cuenta estas expresiones, la función de transferencia puede escribirse como:

$$F(s) = - \frac{1}{R_1 C_2} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)} \quad (2.116)$$

- Diagrama de Bode magnitud/fase. Se muestra en la Figura 2.58.

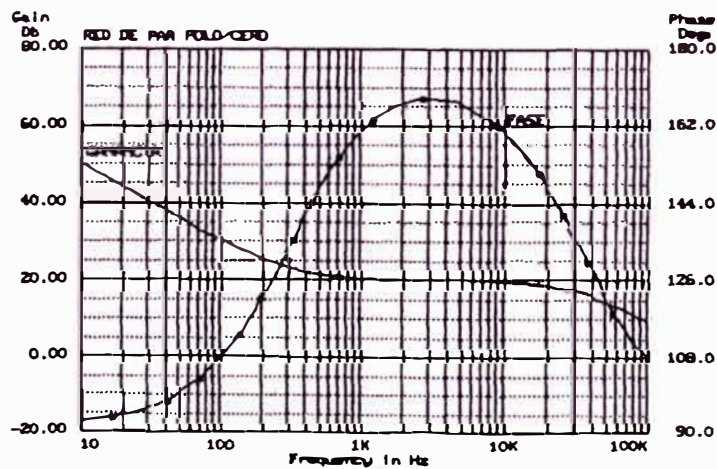


Figura 2.58

Convertidor directo e inverso (buck y boost)

- Modo de funcionamiento: continuo.
- Modo de control: modo de corriente. Buck, corriente por el inductor. Boost, corriente de entrada al convertidor.
- Topología de la red: par polo/cero.
- Circuito (Fig. 2.59).

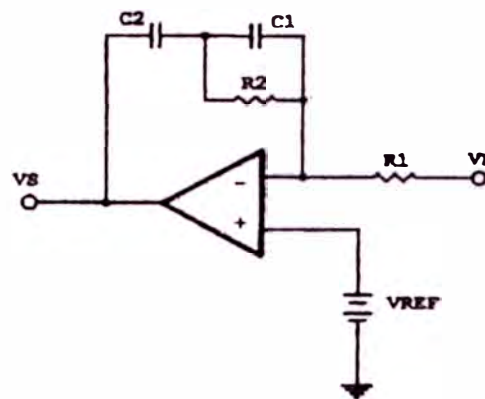


Figura 2.59

- Expresión de la función de la transferencia.

$$F(s) = - \frac{s R_2 (C_1 + C_2) + 1}{s C_1 (s R_2 C_2 + 1)} \quad (2.117)$$

- Expresión de polos y ceros. Este circuito introduce un cero en ω_z .

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 (C_1 + C_2)} \quad (2.118)$$

y un polo en ω_p :

$$\omega_p = \frac{1}{R_2 C_2} \quad (2.119)$$

Sustituyendo las Ecuaciones 2.118 y 2.119, la función de transferencia puede expresarse como:

$$F(s) = - \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{s C_1 \left(1 + \frac{s}{\omega_p} \right)} \quad (2.120)$$

- Diagrama de bode magnitud/fase. Se representa en la Figura 2.60.

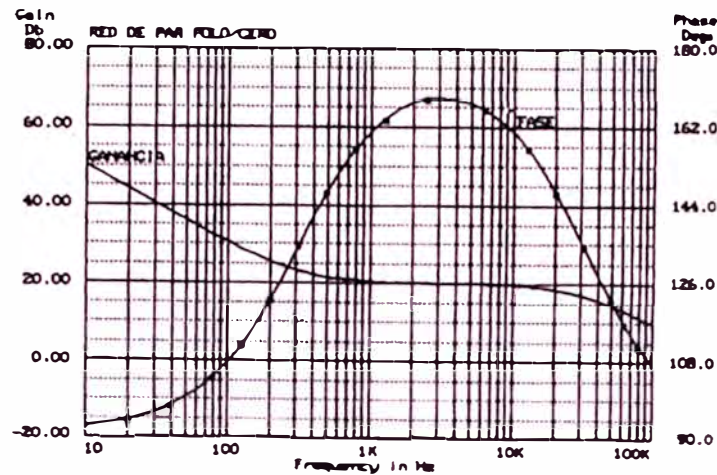


Figura 2.60

2.25 Modulador de ancho de impulsos

Modular una señal en ancho de impulso, consiste en variar su ciclo de trabajo, manteniendo constante su frecuencia. Este efecto puede conseguirse básicamente tal como se comentó en el punto 2.20, de dos formas distintas.

- Por comparación de señal de rampa.
- Por control de constante de tiempo.

2.25.1 Modulador de ancho de impulsos por comparación de señal de rampa

Este método de modulación es actualmente el más utilizado. El circuito está basado en un amplificador operacional de características especiales conectado en modo comparador, de forma que su entrada no inversora es atacada por un oscilador en diente de sierra u oscilador de rampa, que fija la frecuencia de funcionamiento del sistema. La comparación de esta señal con la señal de error, presente en la entrada

inversora, da lugar a una señal cuadrada cuya frecuencia coincide con la del oscilador y cuyo ciclo de trabajo es función de la comparación realizada (Figuras 2.61 y 2.62).

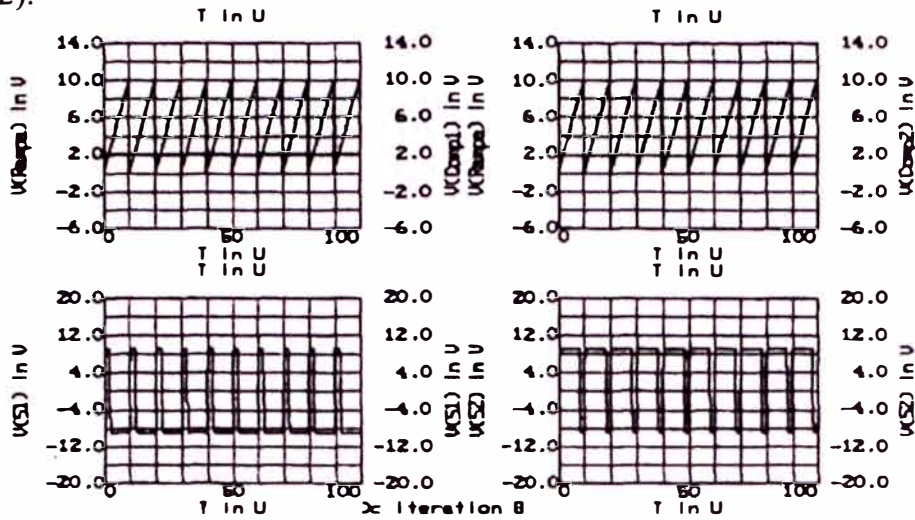


Figura 2.61

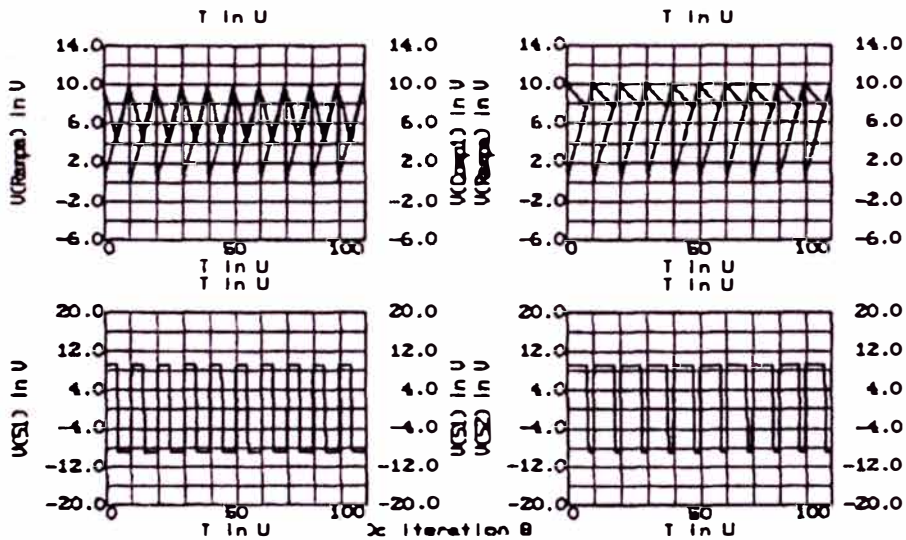


Figura 2.62

En el primer caso, la señal presente en la entrada inversora proviene de una muestra de tensión tomada a la salida del sistema. Si la señal de salida aumenta, el nivel de la señal de muestra aumentará, provocando la disminución del ciclo de trabajo y el retorno de la salida a su nivel de régimen.

En la Figura 2.62 la comparación se realiza con otra señal de rampa, tomada como muestra de corriente, en la bobina del convertidor o bien como muestra de

tensión tomada a la salida del sistema. En este último caso, dicha variación es producida por la corriente que atraviesa la bobina y que es convertida en tensión en la ESR del condensador de filtro. En ambos casos, la muestra obtenida debe ser invertida y amplificada, para conseguir el enganche con la señal del oscilador de rampa. Dada la exactitud de la muestra tomada y la rapidez con la que la salida retorna a su valor nominal, este último método es el más utilizado.

En cualquier caso, la modulación del ancho de impulso puede efectuarse de dos formas diferentes, dependiendo del modo en que se realicen las comparaciones mencionadas; como lo apreciamos en las figuras 2.61 y 2.62.

- Por comparación con señal de rampa de amplitud fija.
- Por comparación con señal de rampa de amplitud variable.

Modulación de ancho de impulso por comparación con señal de rampa de amplitud fija

Es el método más extendido y, por tanto, utilizado en la mayoría de los CI de regulación por conmutación. Como se observa en la Figura 2.63, la señal en forma de rampa, de amplitud y frecuencia constante, se compara a través del PWM con la señal de error.

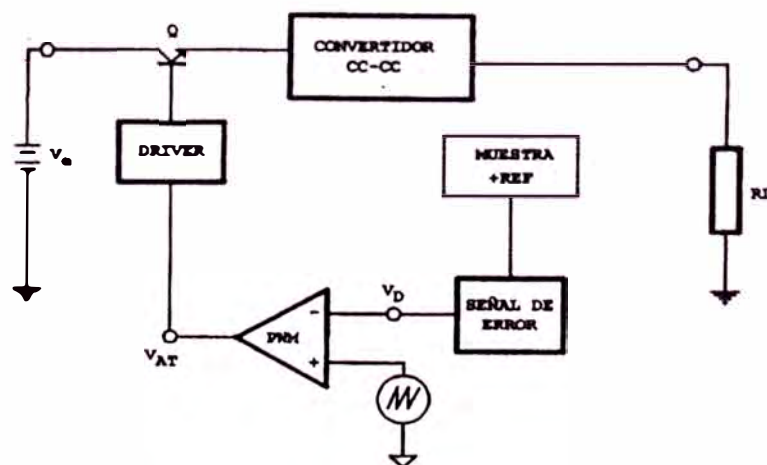


Figura 2.63

Las formas de onda de la señal de salida, tanto para muestra de tensión como de corriente, son idénticas a las mostradas en la Figura 2.62.

Modulación de ancho de impulso por comparación con señal de rampa de amplitud variable

El funcionamiento de este circuito (Figura 2.64) es idéntico al del apartado anterior, variando únicamente la forma de comparación de las señales, variando, en este caso la amplitud de la señal de rampa en función de las variaciones de la señal de muestra.

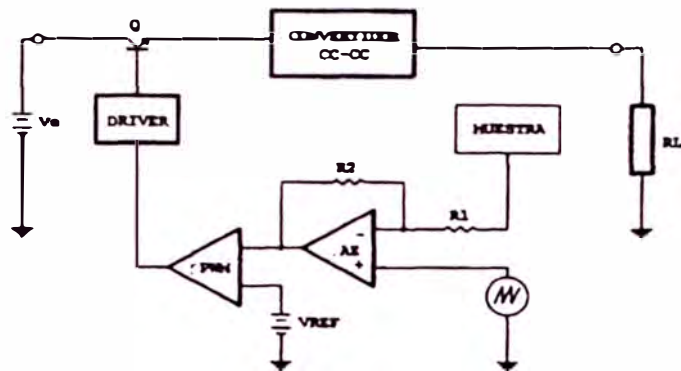


Figura 2.64

Para ello, la tensión de referencia debe atacar directamente a la entrada no inversora del PWM, mientras que la señal presente en la entrada inversora es el resultado de modular en amplitud la señal en diente de sierra. Los CI de control, de última generación, como por ejemplo el CI UC1840 de Unitrode, incorporan esta característica.

En la Figura 2.65 se muestra la respuesta del modulador, en función de las señales presentes en su entrada.

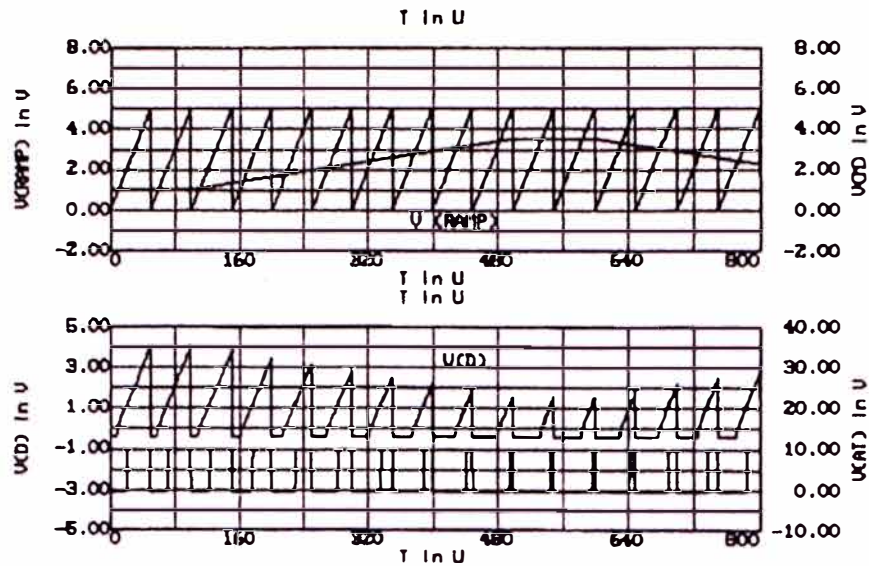


Figura 2.65

2.25.2 Modulación de ancho de impulso por generación interna de rampa

En este caso el amplificador de error suministra una señal diferencia entre la tensión de referencia y la señal de error, que coincide con la señal de salida del convertidor (Figura 2.66).

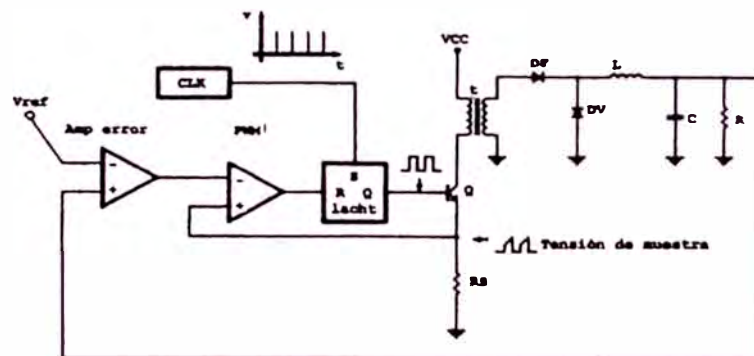


Figura 2.66

Esta señal se compara con el diente de sierra obtenido en los terminales de la resistencia R_s , por la que circula la corriente de emisor del transistor de conmutación, esto es, un diente de sierra incompleto formado por el flanco de subida debido al tiempo de saturación del transistor. Esta realimentación es lo que se denomina lazo interno. Como puede observarse, el circuito dispone de dos lazos de realimentación:

uno de tensión, para el amplificador de error, y otro de corriente parcial e interno, para el comparador PWM.

La salida del comparador se aplica a la entrada R del biestable que está controlado por una señal de reloj (CLK aplicada a la entrada S). La salida del biestable (Q) guía al transistor de conmutación. El resto del circuito está formado por un transformador de conmutación, el diodo DF (forward), el diodo de recuperación (DV) y el filtro LC con la resistencia de carga.

2.25.3 Modulador de ancho de impulsos por control digital

En el circuito de la Figura 2.67 se muestra el diagrama de bloques de un circuito integrado convencional de control digital de conmutación.

La frecuencia de oscilación de OSC está controlada mediante el condensador C_f , generándose internamente la señal en diente de sierra (V_c), que da como salida un tren de impulsos de frecuencia f y ciclo de trabajo d (punto A). El comparador K obtiene su salida (B) de la comparación entre la señal de referencia y la muestra de la tensión de salida (V_{error}). Mediante la combinación lógica en la puerta AND, se obtiene $A \cdot B$. Esta señal y la complementaria de A se aplican al biestable SR, obteniéndose finalmente la señal de ataque al conmutador Q.

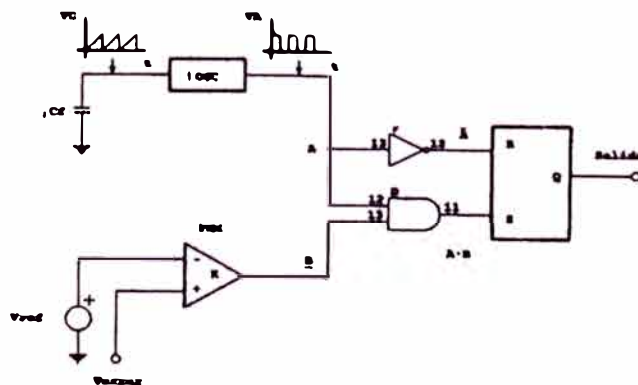


Figura 2.67

En la Figura 2.68 se muestra el diagrama de tiempos de conmutación, donde puede observarse que, al rebasar la señal de salida el valor especificado, el comparador cambia de nivel y la salida del biestable RS inhibe al conmutador Q.

Este circuito incluye, además, un sensor de corriente de pico por la carga que actúa desplazando el pico del diente de sierra del oscilador, de manera que el tren de impulsos de salida, durante el tiempo de sobrecorriente, carece de 0 por lo que la salida A siempre está a uno y el biestable se RS pone su salida a 0 inhibiendo al conmutador durante este tiempo.

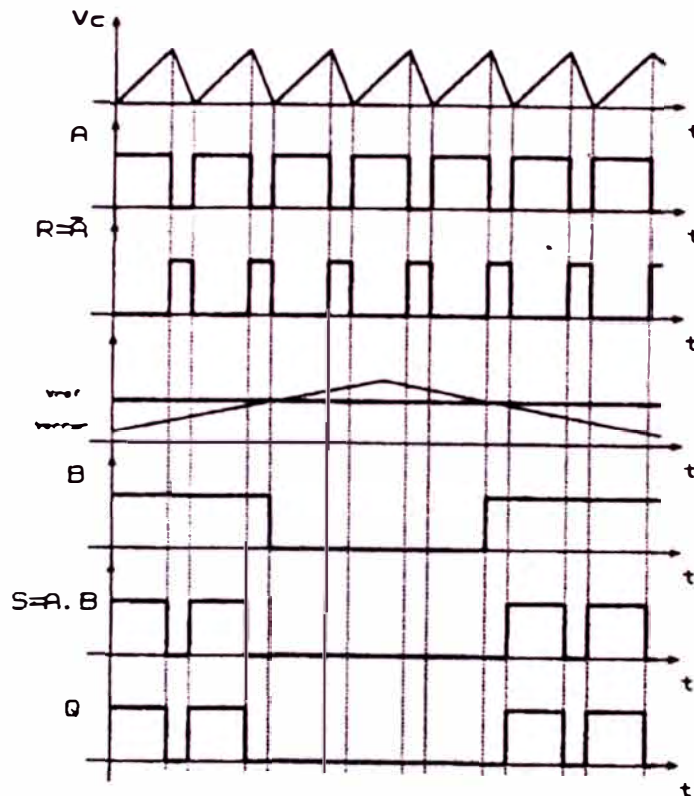


Figura 2.68

2.26 Lazos de control: modelos de pequeña señal

El diseño del lazo de control (amplificador de error y su red asociada) y su cierre, exige conocer con anterioridad el comportamiento promediado, durante el período completo de la señal de conmutación (F_c), del circuito de potencia del

convertidor (filtro más carga) y del modulador de ancho de impulso ante pequeñas variaciones del ciclo de trabajo (d). En este estudio se supone que la tensión de entrada al sistema permanece constante durante este intervalo.

La obtención de modelos de pequeña señal, utilizados para simplificar el cálculo del lazo de control, parte de las ecuaciones del circuito en régimen permanente, añadiendo a los valores medios de tensión y corriente una señal alterna de pequeño nivel en forma de perturbación o pseudomodulación. Como consecuencia de esta perturbación, las demás magnitudes variarán de valor de forma lineal y simétrica, alrededor de su valor medio estacionario de cc. Separando las componentes de ca y despreciando los términos puros de ca, se obtiene, en función de la frecuencia, la ecuación de comportamiento del circuito ante las pequeñas variaciones introducidas. De esta forma, la magnitud total (tensión o corriente), puede expresarse como:

Magnitud total = valor medio estacionario cc + perturbación ca

$$V_T = V_{C.C} + v_{C.A} \quad (2.121)$$

Por tanto, este método permite representar, mediante diagramas de Bode, la respuesta en frecuencia del circuito ante las variaciones conocidas de una magnitud determinada. Este método es conocido como linealización.

Del análisis independiente de las distintas redes del sistema, se deducen, mediante la ecuación general 2.122, las características del circuito de realimentación para el control del convertidor, en función de los criterios de estabilidad impuestos en el capítulo anterior.

$$\Delta_T = \Delta_{Md} \Delta_{PWM} \Delta_{AE} = \Delta_{MP} \Delta_{AE} = 1 \quad \text{en } f_c \quad (2.122)$$

Donde α es el ángulo de fase deseado a la frecuencia de cruce por cero dB (ganancia = 1).

La notación empleada es la siguiente:

- Δ_r Función de transferencia general o ganancia total del sistema.
- Δ_{Md} Función de transferencia (muestra-ciclo de trabajo) de pequeña señal para el circuito del convertidor (filtro + carga).
- Δ_{PWM} Función de transferencia del comparador PWM.
- Δ_{MP} Función de transferencia completa ($\Delta_{Md} \Delta_{PWM}$).
- Δ_{AE} Función de transferencia del amplificador de error o lazo de control ($\Delta_{AE} = 1/\Delta_{Md} \Delta_{PWM}$ en f_c).

2.27 Comparador PWM: Modelo Idealizado de Pequeña Señal

El modelo idealizado de esta parte del sistema se obtiene a partir de un amplificador operacional en lazo abierto, con la entrada no inversora conectada a la señal de control del amplificador de compensación ($V_C + v_{c(t)}$) y la entrada inversora conectada a un generador de señal rampa de frecuencia F_C y amplitud de pico V_S (Figura 2.69).

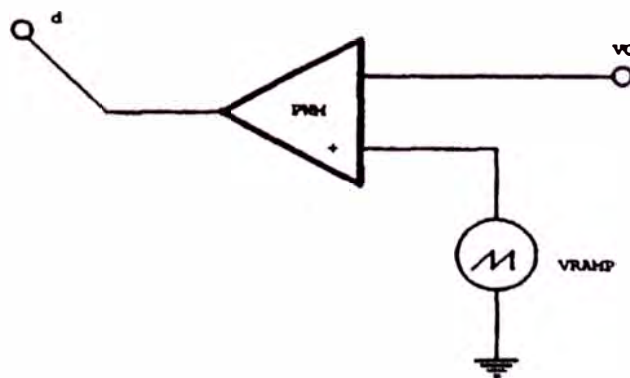


Figura 2.69

La amplitud de la señal de salida del comparador es constante y depende únicamente de las tensiones de polarización y del margen de excursión de señal de salida impuesta por las limitaciones del mismo. Por tanto, lo que interesa de esta señal son las variaciones del ciclo de trabajo respecto del tiempo ($d_{(t)}$), quedando la salida definida por esta magnitud.

2.27.1 Proceso de modulación del ancho de impulso

En la Figura 2.70 se observa el proceso de modulación de la señal de salida del comparador PWM, mediante la señal en diente de sierra y la señal de modulación. Esta última constituida por un nivel medio de continua (V_C) sobre el que se superpone una variación senoidal, expresada como $v_{C(t)} = a \cdot f_{(t)}$.

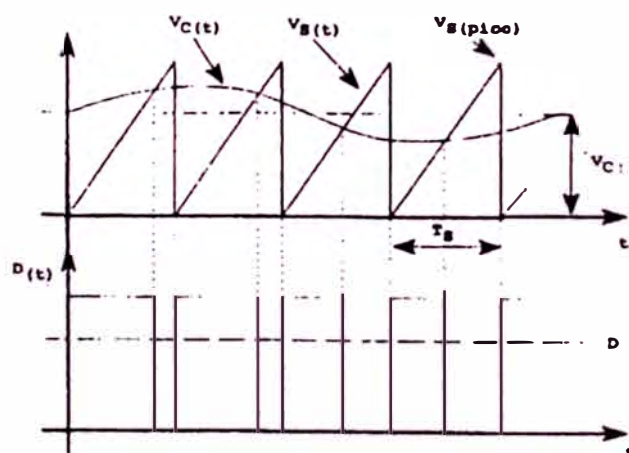


Figura 2.70

La señal de salida $d_{(t)}$ es, como puede observarse, un tren de impulsos, cuyo ciclo de trabajo instantáneo depende de la comparación de ambas señales. De esta forma, $d_{(t)} = 1$ cuando se cumple la relación $v_{C(t)} \geq v_B(t)$, tomando el valor cero en el

caso de que $v_{c(t)} < v_{s(t)}$. Desarrollando esta señal en series de Fourier se obtiene la expresión:

$$d_{(t)} = \frac{V_C}{V_S} + \frac{a f_{(t)}}{V_S} + \Sigma (\text{otras frecuencias eliminadas por el filtro}) \quad (2.123)$$

Generalmente, dependiendo del tipo de convertidor, la frecuencia de cruce del lazo de control está una o dos décadas por debajo de la frecuencia de conmutación (Figura 2.71).

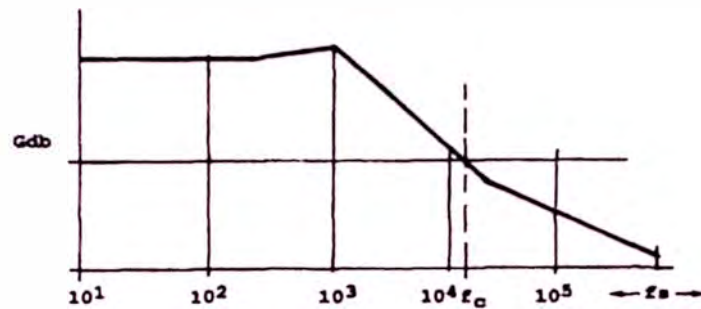


Figura 2.71

2.27.2 Función de transferencia

Suprimiendo de la Ecuación 2.123 las frecuencias eliminadas por el filtro paso bajo del convertidor, la expresión anterior puede escribirse como:

$$d_{(t)} = \frac{V_C}{V_S} + \frac{a f_{(t)}}{V_S} = D_{CC} + d_{CA(t)} \quad (2.124)$$

Por tanto, el ciclo de trabajo en función del tiempo puede expresarse como la variación debida al nivel medio de la señal de entrada (D_{CC}) más la variación originada por la perturbación introducida $d_{CA(t)}$.

Separando las componentes de continua y alterna, la ganancia del PWM en función de tiempo puede expresarse como:

$$d_{(t)} = \frac{a f_{(t)}}{V_s} = d_{CA(t)} \quad \rightarrow \quad \Delta_{PWM(t)} = \frac{d_{CA(t)}}{v_{C(t)}} = \frac{1}{V_s} \quad (2.125.)$$

Por tanto:

$$d = \frac{v_c}{V_s} \quad (2.126)$$

Esta expresión determina el intervalo de apertura y cierre del lazo de control a lo largo del tiempo.

Teniendo en cuenta que el control es de tipo ON-OFF, el muestreo será de frecuencia fija, determinada por la señal de rampa, realizándose el control de ancho de impulso mediante las variaciones de la señal de realimentación v_c .

2.27.3 PWM ideal y real

En la Figura 2.72 se muestran las gráficas de la función de transferencia de un PWM ideal (a) y de otro real (b), obtenido a partir de las características del fabricante.

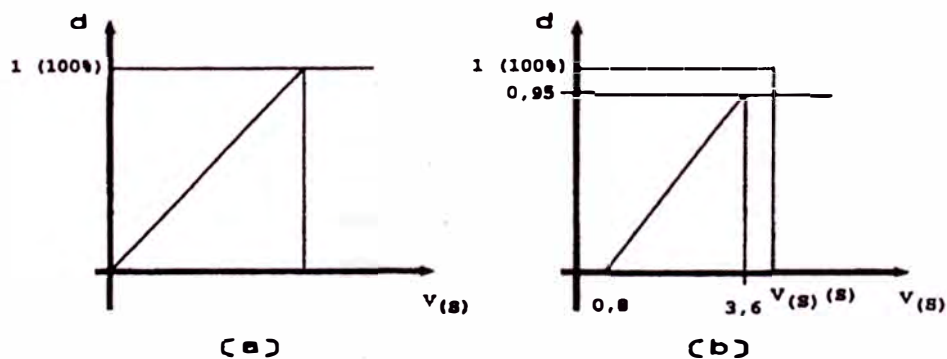


Figura 2.72

Asignando, por ejemplo, a V_S un valor de 5 V y al ciclo de trabajo una variación del 0 al 100%, la ganancia del PWM ideal toma el valor:

$$\Delta_{PWM(a)} = \frac{1}{5} = 0,2 \quad (2.127)$$

Mientras que la ganancia para el PWM real, sería:

$$\Delta_{PWM(b)} = \frac{0,95}{2,8} = 0,34 \quad (2.128)$$

Aunque el comparador real tiene una histéresis o zona muerta de aproximadamente un voltio y no puede llegar a funcionar con un ciclo de trabajo del 100%, su ganancia es aproximadamente el doble de la ganancia del PWM ideal. Esta circunstancia debe tenerse en cuenta al realizar el diseño, disminuyendo, en esta misma proporción, la ganancia del amplificador que suministra la señal de control v_C a la frecuencia de conmutación. Por otra parte, el comparador introduce un retardo que se traduce en un desplazamiento de la frecuencia de cruce y en una variación del margen de fase que determina la estabilidad. Supóngase, por ejemplo, que el retardo introducido es de $1\mu s$. Para una frecuencia de 100 kHz ($T = 10\mu s$) este retardo equivale a 36° . Admitiendo que la respuesta del lazo tiene la frecuencia de cruce sobre 20 kHz, la variación del margen de fase sería de aproximadamente 7° , lo cual supone más de un 10% del valor del margen de fase (40 o 50°). Este recorte afectaría, en gran medida, a la estabilidad del sistema ante cambios bruscos de las condiciones de la carga.

2.28 Sistema completo: función de transferencia

La primera cuestión a plantear es: ¿qué función de transferencia se desea?. En el circuito del convertidor aislado, esta sería aquella que relacione la señal

de muestra con el ciclo de trabajo de pequeña señal en corriente alterna d .

Por ejemplo, una expresión del tipo:

$$\Delta_{Md}(s) = \frac{v_0(s)}{d(s)} \quad (2.129)$$

indica la relación en función de la frecuencia, entre las variaciones de la tensión de salida (la muestra en este caso) y el ciclo de trabajo expresado como función de la pulsación compleja ($s = jm$) de la transformada de Laplace. Como la función de transferencia del PWM es, según la Ecuación 2.125.

$$\Delta_{PWM}(s) = \frac{d(s)}{v_C(s)} \quad (2.130)$$

Donde $v_C(s)$ es la señal de control.

El producto de las dos expresiones 2.129 y 2.130, es precisamente la ganancia en lazo abierto de la red del convertidor aislado mas la ganancia del PWM, definida como:

$$\Delta_{MP}(s) = \frac{v_0(s)}{v_C(s)} \quad (2.131)$$

Una vez obtenida la ganancia de la red de realimentación de control (β) como:

$$\Delta_{\beta} = \frac{1}{\Delta_{MP}(s)} = \frac{v_C(s)}{v_0(s)} \quad (2.132)$$

se obtiene la expresión general de la ganancia total del lazo $\Delta_{\tau} = \Delta_{MP} \cdot \Delta_{\beta}$, a la que debe imponerse las condiciones de estabilidad requeridas.

En la Figura 2.73 se representa el diagrama de bloques de realimentación del sistema completo.

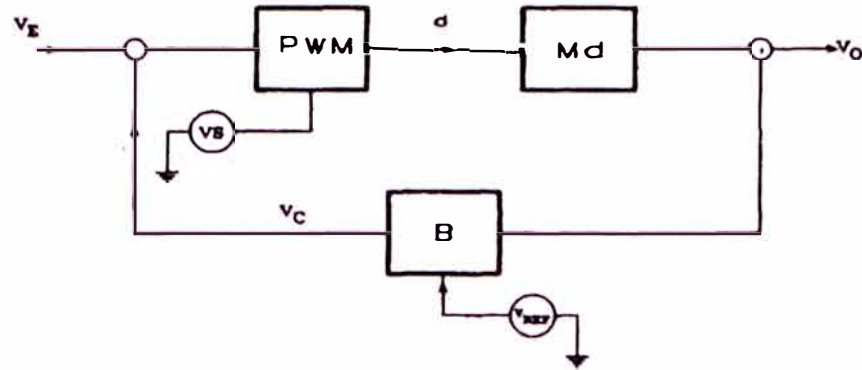


Figura 2.73

2.29 Convertidor directo (buck)

El control de este convertidor, tal como se ha analizado, puede efectuarse por los modos tensión, corriente y por el modo combinado tensión-corriente.

Control directo del ciclo de trabajo o control por el modo de tensión

En la Figura 2.74 se muestra el circuito del convertidor aislado, donde la ganancia de la sección filtro-carga, según la Figura 2.73, se expresa como:

$$\Delta_{M_d} = \frac{v_o}{d} \quad (2.133)$$

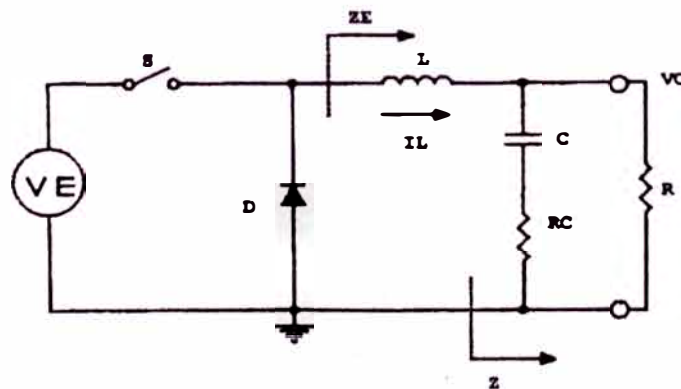


Figura 2.74

Teniendo en cuenta las expresiones:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad Q = \frac{R}{\omega_0 L}, \quad s = j\omega \quad (2.134)$$

y haciendo:

$$\frac{1}{RC} > \frac{R_C}{L} \quad (2.135)$$

la función de transferencia del convertidor aislado ($H(s)$) se calcula según la Ecuación

:

$$F(s) = \frac{s C R_C + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q} + 1}$$

como:

$$\frac{Z(s)}{Z_E(s)} = H(s) = \frac{1 + s C R_C}{1 + \frac{s}{\omega_0} \frac{1}{Q} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (2.136)$$

Por otra parte, el valor medio de la tensión en la bobina en continua ($V_L = V_E - V_0$),

en función del ciclo de trabajo, se calcula como (Figura 2.75):

$$V_L = (V_E - V_0) D - V_0 (1 - D) = V_E D - V_0 \quad (2.137)$$

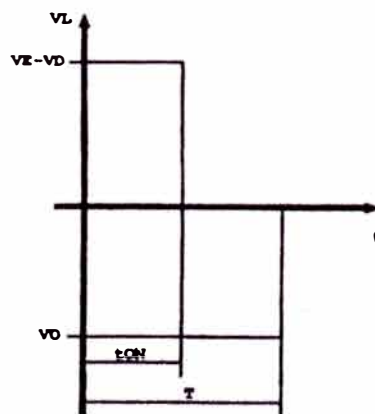


Figura 2.75

Introduciendo una perturbación de alterna, la Ecuación 2.137 puede escribirse como:

$$V_L + v_L = V_E (D + d) - (V_0 + v_0) \quad (2.138)$$

Operando y eliminando los términos de continua, se obtiene:

$$v_L = V_E d - v_0 \quad (2.139)$$

Teniendo en cuenta que la componente de alterna de la tensión de salida es:

$$v_0 = i_L Z \quad (2.140)$$

La ecuación para pequeña señal, a partir de la cual puede dibujarse el modelo correspondiente, se obtiene sustituyendo la Ecuación 2.140 en (2.139) y despejando (Figura 2.76):

$$V_E d = v_L + i_L Z \quad (2.141)$$

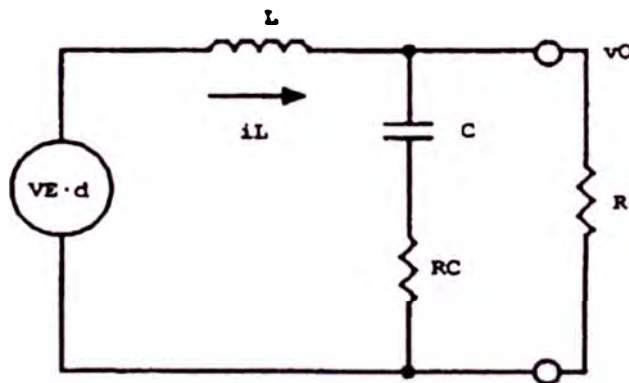


Figura 2.76

Por otra parte, en el circuito de la Figura 2.76 se cumple que:

$$V_E d = i_L Z_E \quad - \quad d = \frac{i_L Z_E}{V_E} \quad (2.142)$$

Sustituyendo las Ecuaciones 2.141 y 2.140 en la Ecuación 2.133 se obtiene la ganancia Δ_{Md} en función de la señal de entrada continua y de las impedancias Z y Z_E del convertidor.

$$\Delta_{Md} = \frac{V_E Z}{Z_E} \quad (2.143)$$

Calculando, por otra parte, la ganancia del PWM como:

$$\Delta_{PWM} = \frac{d}{v_c} = \frac{1}{V_s} \quad (2.144)$$

la función de transferencia completa ($\Delta_{Md} \cdot \Delta_{PWM} = \Delta_{MP}$) se expresa como:

$$\Delta_{MP} = \frac{V_E}{V_s} H(s) \quad (2.145)$$

Red de compensación (control)

En este circuito se utiliza la red de compensación por polo-cero, analizada anteriormente, Figura 2.58. El sistema completo se muestra en la Figura 2.77, donde la ganancia y el cálculo de los componentes de la red de realimentación se realiza a partir de la expresión:

$$\Delta\beta = \frac{1}{\Delta_{MP}} = \frac{V_s}{V_E H(s)} \quad (2.146)$$

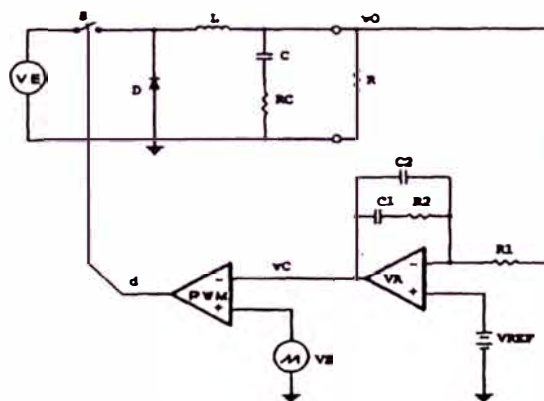


Figura 2.77

Control por el modo de corriente

El circuito completo utilizado en este caso se muestra en la Figura 2.78,

donde la red de realimentación utilizada introduce un cero único, correspondiendo, por tanto, al circuito analizado anteriormente (Figura 2.55).

En este circuito se observa que la muestra de corriente es convertida en tensión a través de R_t . Esta transresistencia corresponde, en realidad, al efecto producido por cualquier elemento de toma de muestra analizado en el capítulo anterior, siendo su resistencia o impedancia despreciable frente a la impedancia presentada por la bobina del convertidor. De esta forma, la muestra no se ve alterada y la corriente a través de R_t coincide, al menos teóricamente, con la corriente a través de la asociación paralelo de los elementos de salida del convertidor.

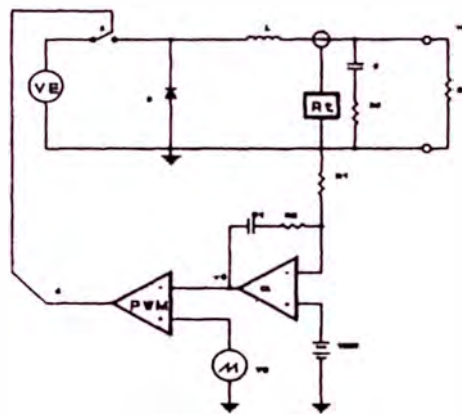


Figura 2.78

Abriendo de nuevo el lazo de realimentación, el circuito del convertidor aislado queda representado en la Figura 2.79.

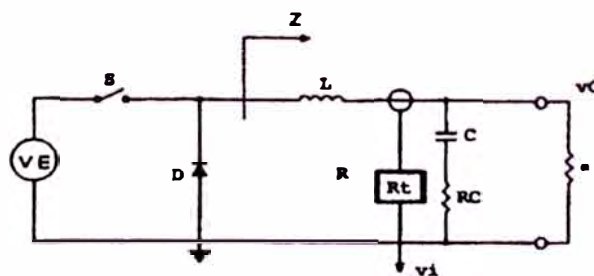


Figura 2.79

De esta forma, al no afectar la toma de muestra al funcionamiento del circuito, tanto el modelo de pequeña señal como las ecuaciones para su obtención no difieren de lo analizado en apartado anterior, pudiéndose representar el modelo mediante la Figura 2.80.

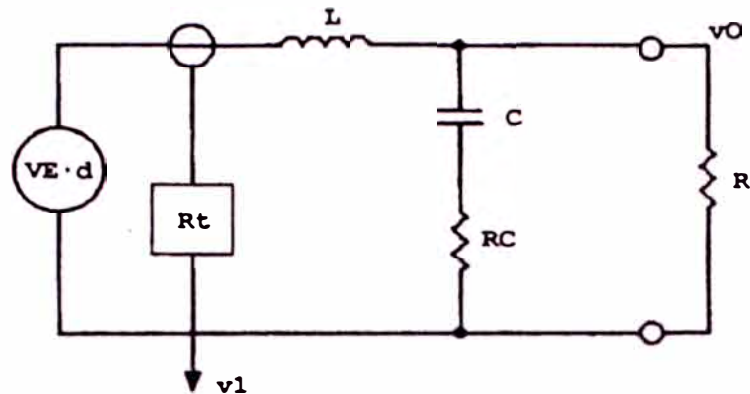


Figura 2.80

Función de transferencia

Del circuito de la figura anterior se obtiene:

$$V_E d = i_L Z \quad (2.147)$$

Donde se cumple, tal como se ha comentado, que:

$$v_i = i_L R_i \quad (2.148)$$

Por tanto:

$$v_i = \frac{V_E d R_i}{Z} \quad (2.149)$$

Al estar definida la ganancia Δ_{Md} como:

$$\Delta_{Md} = \frac{v_i}{d} \quad (2.150)$$

y teniendo en cuenta que Δ_{PWM} queda definida según la Ecuación 2.144, la función de transferencia completa (Δ_{MP}) se expresa como:

Donde Z toma el valor:

$$Z = sL + \frac{R \left(R_C + \frac{1}{sC} \right)}{R + R_C + \frac{1}{sC}} \quad (2.151)$$

Control por el modo combinado tensión-corriente

El circuito completo, cerrado por dos redes de cero único, se muestra en la Figura 2.81.

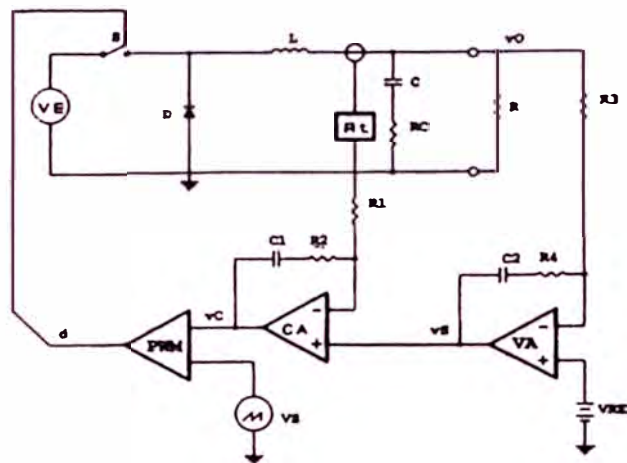


Figura 2.81

En primer lugar, se supone que el circuito está cerrado a través del lazo de corriente, obteniéndose el modelo de pequeña señal representado en la Figura 2.80, siendo su función de transferencia la calculada anteriormente. Una vez obtenido el primer modelo se añade al circuito el lazo de tensión. De esta forma, el control combinado tensión-corriente dispone de dos modelos de pequeña señal.

Modelo de pequeña señal para el lazo de tensión

El análisis del lazo de tensión merece un pequeño comentario. En primer lugar se considera que al añadir el lazo de tensión, el lazo de corriente está cerrado. Es decir, en este momento se está ejerciendo control sobre la corriente de salida,

porque esta o la tensión han variado. De lo contrario el lazo estaría abierto y no sería necesario el control. En estas condiciones, suponiendo que el condensador C_1 (Fig. 2.81) alcanzado el régimen permanente, la corriente a través de las resistencias R_1 y R_2 es nula. Por tanto, la tensión de salida del amplificador V_A (V_{VA}) coincide con la tensión de muestra $i_L \cdot R_T$. De esta forma:

$$i_L = \frac{V_{VA}}{R_T} \quad (2.152)$$

Por lo que el modelo de pequeña señal para el lazo de tensión queda representado en la Figura 2.82.

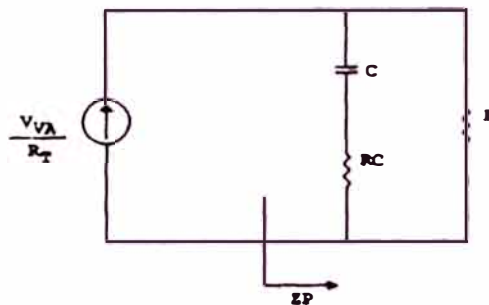


Figura 2.82

Por otra parte, la tensión de salida del operacional V_A puede expresarse, en función de su ganancia, como:

$$V_{VA} = v_0 \Delta_{VA} \quad (2.153)$$

y a su vez Δ_{VA} es:

$$\Delta_{VA} = - \frac{Z_2}{Z_1} \quad (2.154)$$

Donde:

$$Z_2 = R_4 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad \text{y} \quad Z_1 = R_3 \quad (2.155)$$

Sustituyendo la Ecuación 6.36 en (6.35) y operando:

$$\Delta_{v_A} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_4 + \frac{1}{j\omega C_2}}{R_3} = -\frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{1}{j\omega C_2 R_4} \right) \quad (2.156)$$

Haciendo:

$$\omega_c = -\frac{1}{R_4 C_2} \quad (2.157)$$

La Ecuación 2.156 puede escribirse como:

$$\Delta_{v_A} = -\frac{R_4}{R_3} \left(1 - \frac{\omega_c}{j\omega} \right) \quad (2.158)$$

Que en términos de frecuencia puede expresarse como:

$$\Delta_{v_A} = \frac{R_4}{R_3} \left(-1 + \frac{f_c}{jf} \right) \quad (2.159)$$

De esta forma, el generador de corriente del modelo de pequeña señal, determinado por la relación entre la tensión v_{v_A} y la transresistencia de muestra R_T , puede expresarse en función de la tensión de salida de pequeña señal (v_0) y de la ganancia Δ_{v_A} del amplificador de la red de compensación (Ecuación 2.160).

$$\frac{v_{v_A}}{R_T} = \frac{v_0 \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{f_c}{jf} - 1 \right)}{R_T} \quad (2.160)$$

Es interesante notar que el inductor no se incluye en el modelo de pequeña señal de este lazo, ya que el generador de corriente suministra la corriente i_L de pequeña señal. Por otra parte, se debe tener en cuenta que el lazo de tensión se comporta como un generador de tensión de referencia dinámica para el lazo de corriente.

2.30 Condiciones básicas de los lazos de control

El lazo de control de un sistema conmutado de altas prestaciones debe cumplir ciertas condiciones de funcionamiento, que afectan principalmente a su estabilidad y a la rapidez de respuesta ante las potenciales variaciones transitorias, tanto de la señal de línea como de las condiciones de la carga.

En un primer paso, la información relativa a la estabilidad del sistema se obtiene mediante el análisis del producto $A\beta$, cuya expresión es función de la variable complejas. Esta función de transferencia, correspondiente a la ganancia en lazo abierto del sistema, permite conocer, de forma exacta, el comportamiento del mismo en lazo cerrado. Por otra parte, la velocidad de respuesta del sistema es función directa del producto ganancia-ancho de banda (ΔB), que responderá con mayor rapidez cuanto mayor sea ΔB .

2.30.1 Criterios de estabilidad

Como es sabido, la ganancia de cualquier sistema realimentado cae inevitablemente con el aumento de frecuencia, de forma que la disminución va acompañada por un desplazamiento de fase que indica la rapidez con la que esta decae.

De acuerdo con el criterio de estabilidad de Nyquist, el sistema será estable si el módulo de la ganancia del lazo $|A\beta|$ es menor que la unidad (0 dB) cuando el ángulo de fase de $A\beta$ sea de 180° . De otra forma, si en la frecuencia de cruce (f_c , definida como aquella a la que el módulo de la ganancia $|A\beta|$ pasa por 0 dB el ángulo de fase es mayor o igual a 180° el sistema será inestable, produciéndose oscilaciones que alejarán al circuito de su funcionamiento ideal.

Margen de ganancia y margen de fase

Estas magnitudes indican en que medida el sistema es estable. De esta forma, el margen de ganancia se define como el valor en dB de $|A\beta|$, desde la frecuencia de cruce hasta la frecuencia a la cual el desfase es de 180° . El margen de fase, por su parte, se define como la diferencia entre 180° y la fase de $A\beta$, correspondiente a la frecuencia para la cual el módulo de la ganancia pasa por 0 dB (Fig. 2.83).

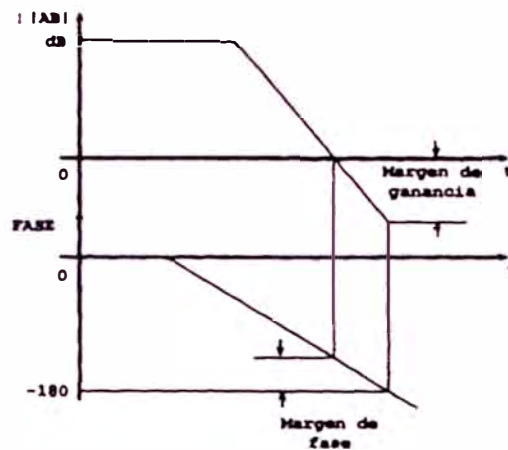


Figura 2.83

Si la fase correspondiente a f_c está muy cerca de 180° , el sistema será estable, pero para respuestas transitorias (variaciones de las condiciones de funcionamiento) se producirán oscilaciones subamortiguadas (ringing). En este punto de vista, se considera que una respuesta estable requiere, como mínimo, un margen de ganancia de 10 dB y un margen de fase de 50° .

2.30.2 Velocidad de respuesta

Supóngase un sistema de alimentación conmutado en lazo cerrado, trabajando a una frecuencia de conmutación F_c . Supóngase, por ejemplo, que en el instante inicial se experimenta una variación brusca en la tensión de entrada en forma de

escalón. Ante esta situación, el condensador del convertidor tenderá a cargarse hasta que su tensión en sus bornes sean iguales a la tensión media de salida requerida. Ahora bien, esta variación de tensión depende de la constante de tiempo de carga del condensador, de forma que el tiempo necesario para que este alcance el régimen permanente es muy grande comparado con el tiempo correspondiente a la frecuencia de trabajo del sistema. De esta forma, al igual que ocurre con el resto de los posibles transitorios, el sistema, funcionando a F_c , experimenta una variación de baja frecuencia.

Continuando con el ejemplo, supóngase que en el diagrama correspondiente a la representación asintótica de Bode existe un único polo activo, de forma que la respuesta $A\beta$, cruza el eje de 0 dB con una pendiente de -1 (20 dB/dec). En estas condiciones, el margen de fase es de 90° y el sistema es estable. Como contrapartida, la ganancia aumenta lentamente desde f_c hacia bajas frecuencias, por lo que la respuesta transitoria al escalón queda amortiguada (Fig. 2.84). Si, por el contrario, la respuesta del sistema dispone de dos polos activos en baja frecuencia, la pendiente será de -2 y la fase, correspondiente a f_c de 180° . En este caso, el sistema es inestable y se producen oscilaciones indeseadas. No obstante, la ganancia hacia bajas frecuencias aumenta de forma rápida, por lo que se obtiene una respuesta transitoria subamortiguada que permite un cierre mucho más rápido del lazo de control y un aporte de carga extra al condensador de salida.

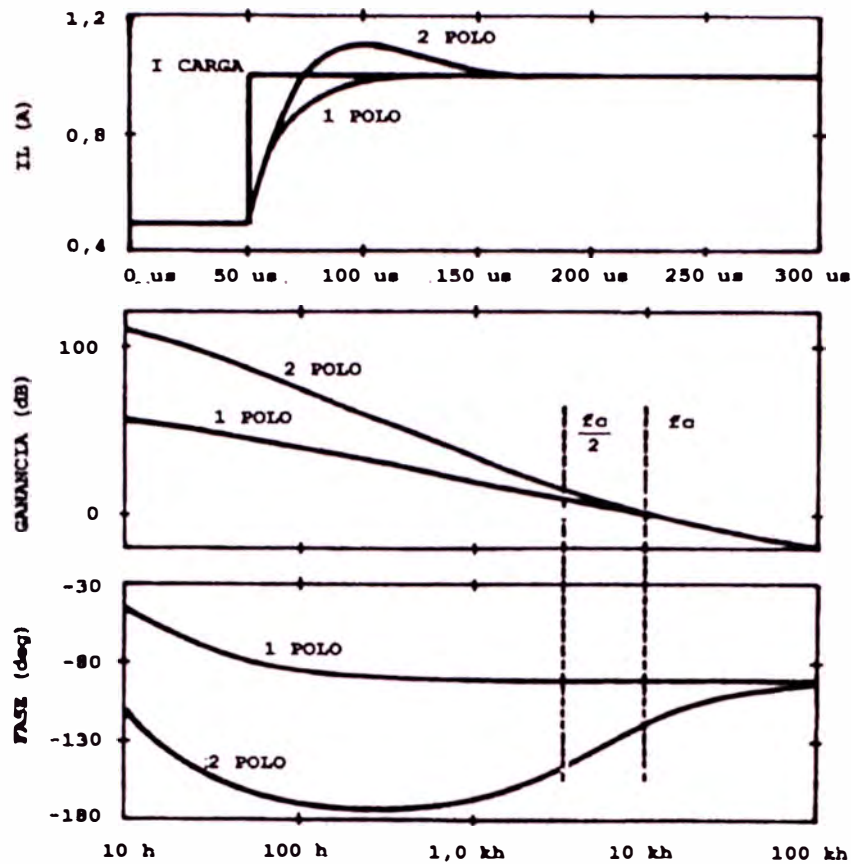


Figura 2.84

Introduciendo un cero en la respuesta en $f_c/2$, a través del amplificador de compensación (Fig. 2.84), la pendiente varía de -2 a -1, de forma que la fase en f_c es de aproximadamente 117° obteniéndose entonces un margen de fase de 63° . En estas condiciones el sistema es estable y la velocidad de respuesta transitoria hacia las bajas frecuencias aumenta a partir del cero introducido, aumentándose así el producto ganancia-ancho de banda.

A la vista de estas consideraciones, se obtienen los siguientes criterios de diseño:

- El sistema debe ser estable; para ello, el producto $A\beta$ debe llegar a la frecuencia de cruce con una pendiente no mayor de -20 dB/dec (-1) y el amplificador

de compensación debe introducir los polos o ceros necesarios para que el margen de fase en f_c sea menor de 180° .

- Se necesita rapidez, para ello, en $f_c/2$ el amplificador de error debe introducir la modificación necesaria, de forma que la pendiente cambie a -2 cuando se recorre la frecuencia en sentido inverso.
- La ganancia unidad en f_c es el mejor punto de partida para obtener un diseño óptimo del lazo de control, debiéndose trabajar hacia las bajas frecuencias para obtener el mejor producto ganancia-ancho de banda posible.

2.31. Lazo de control por muestra de tensión: análisis cualitativo

En una primera aproximación y a modo de introducción, se analiza el funcionamiento de un sistema de control por muestra de tensión (Figura 2.85), basado en la comparación de la tensión media de salida.

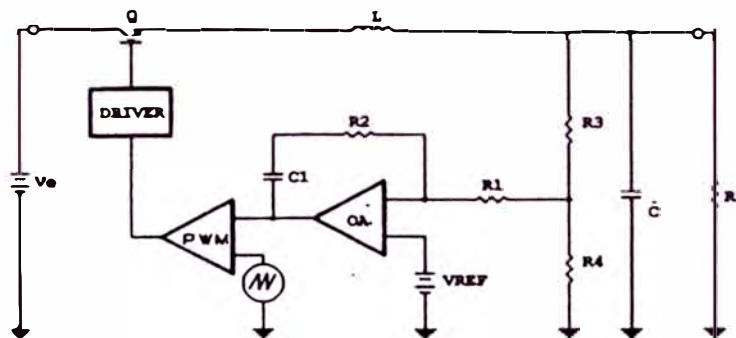


Figura 2.85

Para comprender su funcionamiento, es necesario tener en cuenta que el lazo de control se encuentra abierto cuando el interruptor (Q) está cerrado, debiéndose, en este momento, la tensión de salida únicamente al efecto producido, a través del filtro, por la señal primaria de entrada. Por el contrario, cuando la salida tiende a aumentar

sobre el valor previsto, el lazo de control se cierra provocando la apertura del interruptor. En este aspecto, el análisis cualitativo del sistema se efectúa desde $t = 0$ (situación de reposo con tensión de salida $V_S = 0$) hasta alcanzar el régimen permanente.

En el instante inicial, suponiendo todos los condensadores descargados, la tensión de salida del amplificador OA toma el valor:

$$V_{OA} = I R_2 + V_{REF} \quad (2.161)$$

circulando I desde la salida del operacional hacia su entrada inversora. El valor de esta corriente queda fijado por el circuito de entrada del operacional, y puede calcularse mediante el circuito equivalente mostrado en la Figura 2.86.

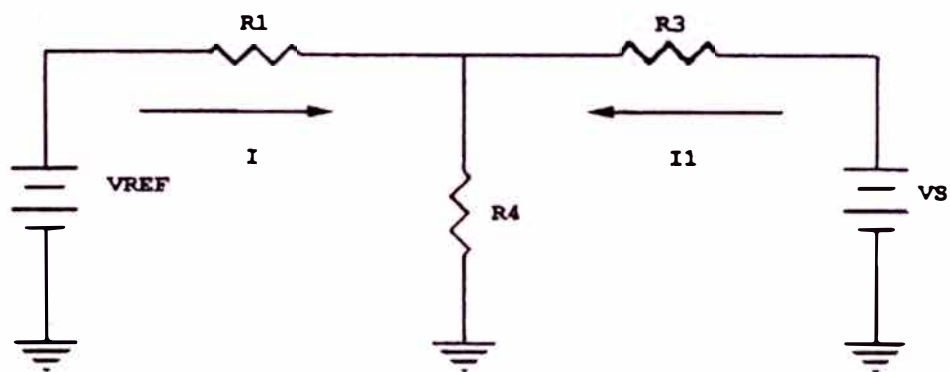


Figura 2.86

Obteniéndose un valor:

$$I = \frac{V_{REF} (R_3 + R_4) - R_4 V_S}{(R_1 + R_4) (R_3 + R_4) - R_4^2} \quad (2.162)$$

A partir de este valor inicial, el circuito comienza a regular el ciclo de trabajo de forma que la tensión de salida V_{OA} aumenta al mismo ritmo que aumenta la tensión en el condensador C_1 , permitiendo así un mayor valor inicial del ciclo de trabajo y, por tanto, una variación rápida, en aumento, de la tensión de salida. La

corriente que circula a través del circuito de entrada (I_1) aumenta su valor, oponiéndose al efecto producido por la corriente I . La tensión final en el condensador depende directamente de la relación existente entre la tensión de entrada al sistema y la tensión de salida elegida para el mismo (c.t). Por ejemplo, suponiendo que la amplitud de la señal de rampa sea igual al doble de la tensión de referencia, para ciclos de trabajo superiores al 50%, el condensador quedará cargado a la tensión que le corresponda, siendo positivo el terminal en contacto con la salida del amplificador OA. Asimismo, si la tensión de entrada alcanza un valor igual al doble de la tensión prevista de salida (c.t = 50%) la tensión final en condensador será de cero voltios, aumentando su tensión y cambiando de signo si el ciclo de trabajo esta por debajo de este 50%.

Las variaciones experimentadas por C_1 , y la tensión de salida, correspondientes a un ciclo de trabajo final del 25 %, se muestran en la Figura 2.87, en la que puede observarse que las variaciones experimentadas por la señal de salida del sistema, en régimen transitorio, son una función compleja, en la que intervienen, tanto el lazo de control, como la respuesta del propio filtro.

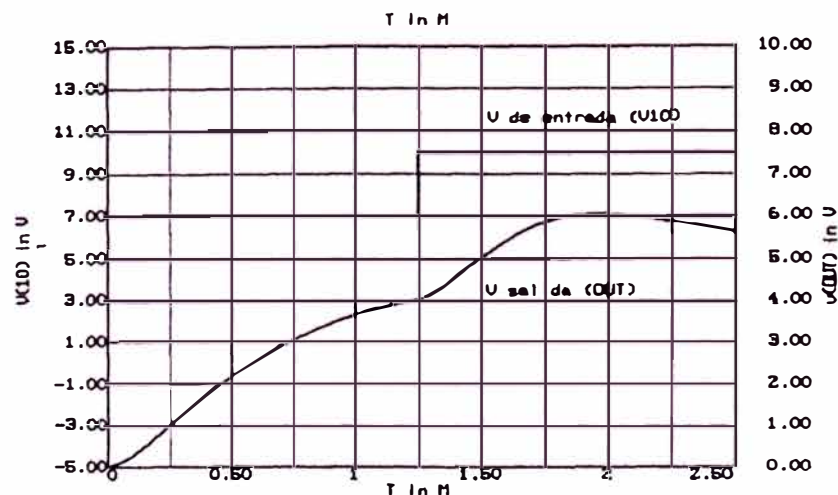


Figura 2.87

Cuando la caída de tensión en la resistencia R_4 (una vez transcurrido el régimen transitorio), alcanza una magnitud del mismo valor que la tensión de referencia, la corriente que circula a través de las resistencias R_1 , y R_2 toma el valor cero cesando la carga del condensador, por lo que se alcanza en este instante el régimen permanente. Cualquier variación, tanto en aumento como en descenso de la tensión de salida, permitirá que circule corriente a través de R_2 , produciendo cambios en la tensión en el condensador y, por tanto, en la salida de OA. El ciclo de trabajo queda regulado a través del comparador PWM.

Frente a su simplicidad, tal como puede observarse en la Figura 2.88, este método presenta el inconveniente de su pobre respuesta dinámica en alta frecuencia y de su lenta respuesta ante cambios bruscos en las condiciones de entrada, por lo cual se desaconseja su uso.

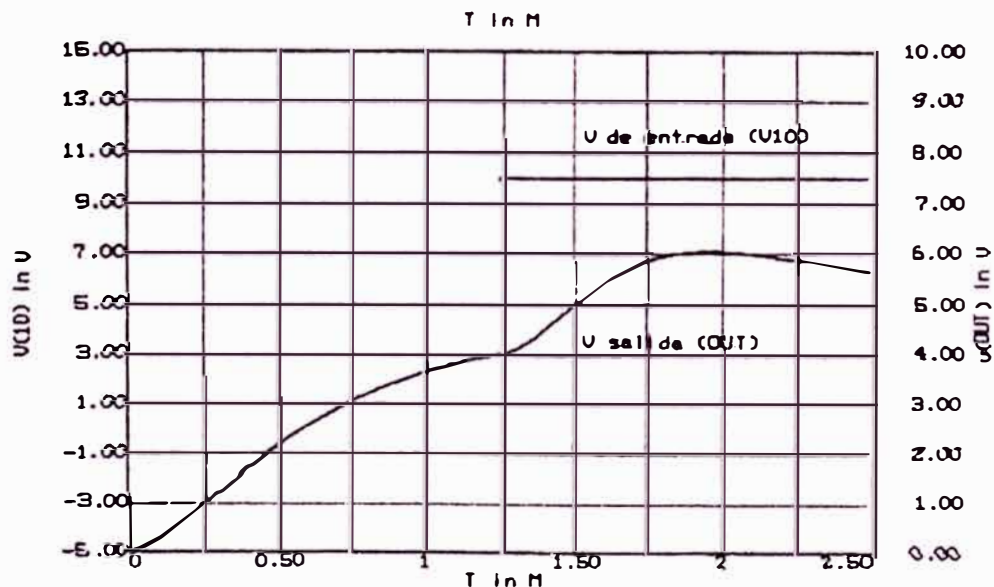


Figura 2.88

Una variante de este circuito (en cuanto a su filosofía de funcionamiento), que mejora notablemente sus características (Fig. 2.89), consiste en utilizar los cambios de tensión producidos en la ESR del condensador, amplificándolos, hasta conseguir que la pendiente de esta variación, tomada a la salida del amplificador de error, coincida con la pendiente de la señal de rampa, durante el período de OFF de la señal de conmutación. Se dice entonces que ambas señales (V_{OA} y V_R) están enganchadas.

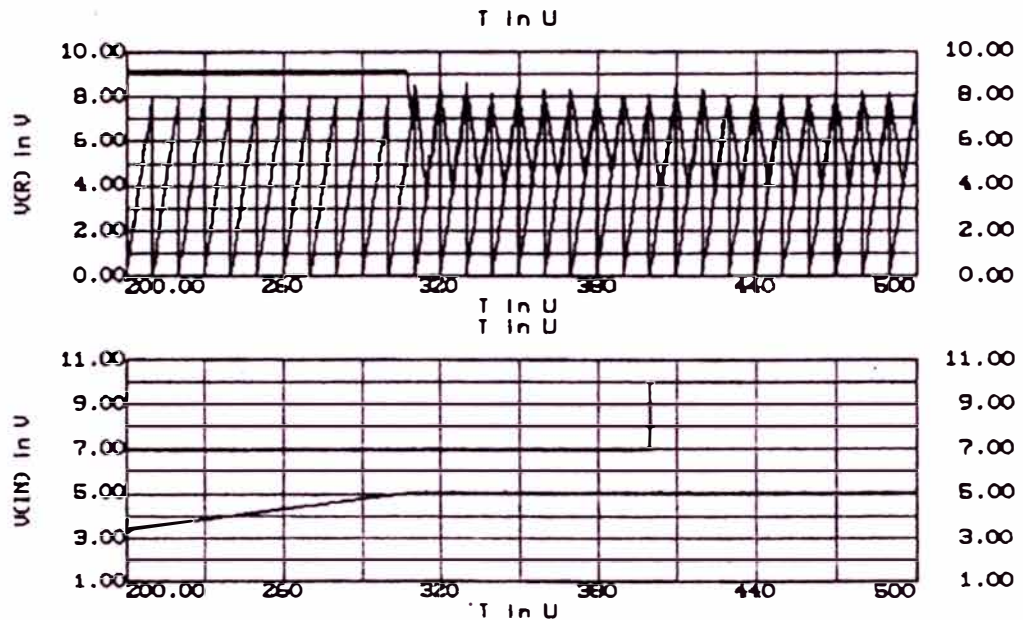


Figura 2.89

Efectivamente, debido a las variaciones de corriente en forma de rampa a través de la bobina, se crean variaciones proporcionales de tensión en la ESR del condensador. Si el valor de este es lo suficientemente elevado, la señal de rizado debida a C será despreciable frente a las variaciones producidas en su resistencia serie que, por tanto, estarán presentes a la salida del circuito.

La diferencia existente entre ambos circuitos, radica en que el primero de ellos debe variar la tensión del condensador C_1 (variación lenta) hasta regular convenientemente el ciclo de trabajo, mientras que en segundo caso, cualquier cambio brusco en las condiciones de funcionamiento afecta proporcionalmente a las variaciones de corriente a través de la bobina y, por tanto, a la salida del amplificador de error, que responde de forma prácticamente inmediata ante estas variaciones.

2.32. Lazo de control por muestra de corriente: análisis cualitativo

Mediante este método se realiza igualmente la combinación de la señal de error con la señal de rampa (Fig. 2.90), utilizándose únicamente, en este caso, las variaciones proporcionales de corriente, convertidas en tensión a través de R_M . Una vez amplificadas y dotadas del nivel de continua necesario, dichas variaciones enganchan con la señal de rampa, regulándose el ciclo de trabajo a través del PWM.

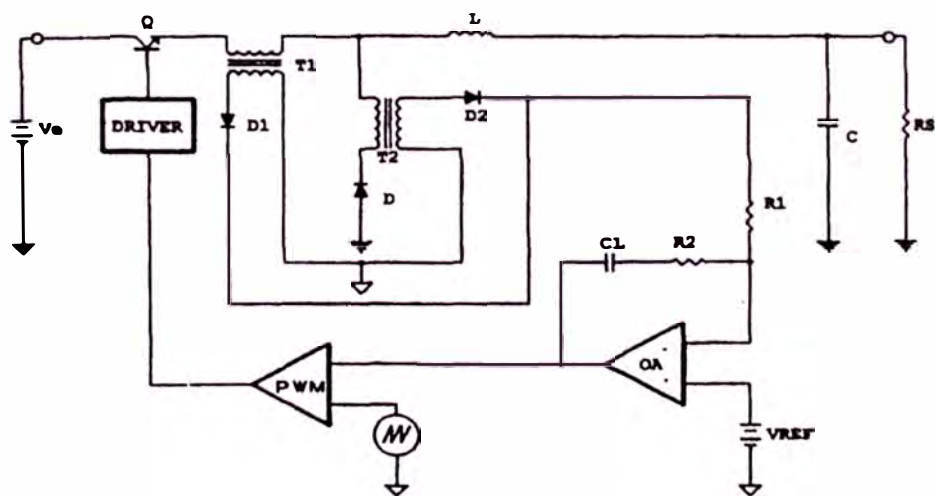


Figura 2.90

La corriente que circula a través de la bobina L, es detectada mediante los transformadores de corriente T1, T2 y convertida en otra señal (V_M), cuya tensión es proporcional al número de espiras del primario y secundario de cada transformador.

La señal obtenida tras la toma es amplificada mediante el operacional OA, cuya salida (V_{OA}) es comparada por el modulador de ancho de impulso con la señal en diente de sierra. La salida de este circuito modifica a través del drive el ciclo de trabajo del conmutador de potencia, Q, que controla a su vez la señal aplicada al inductor y varía su corriente hasta conseguir igualar el valor medio de la señal de muestra (V_M) y la tensión de referencia.

Una vez alcanzado el régimen permanente, el valor medio de la muestra coincide con el valor fijado para la tensión de referencia, de forma que la corriente que circula a través de la bobina queda estabilizada al valor calculado y es independiente del nivel de la señal de entrada, siempre que esta se encuentre dentro de los márgenes de variación previstos.

En estas condiciones, la corriente a través de la carga, teóricamente del mismo valor que la corriente que circula a través de la bobina, toma el valor:

$$I_L = \frac{V_{REF}}{R_M} \quad (2.163)$$

Donde V_{REF} es la tensión de referencia y R_M es el valor equivalente de la resistencia, que colocada en serie con la bobina, produciría una caída de tensión igual a la obtenida a la salida del circuito de muestra.

Ante cualquier variación de las condiciones de la carga, la tensión de salida del sistema (Ecuación 2.164) variará ya que la corriente a su través se mantiene constante.

$$V_{OUT} = I_L R_S \quad (2.164)$$

En la Figura 2.91, en la que se muestra la respuesta del circuito desde $t=0$, se observa que la señal de error comienza a disminuir a medida que aumenta la tensión de salida. Una vez establecidas las condiciones de funcionamiento en régimen permanente, la salida del amplificador de error se superpone sobre la señal de rampa, regulándose siempre el ciclo de trabajo a través del comparador PWM.

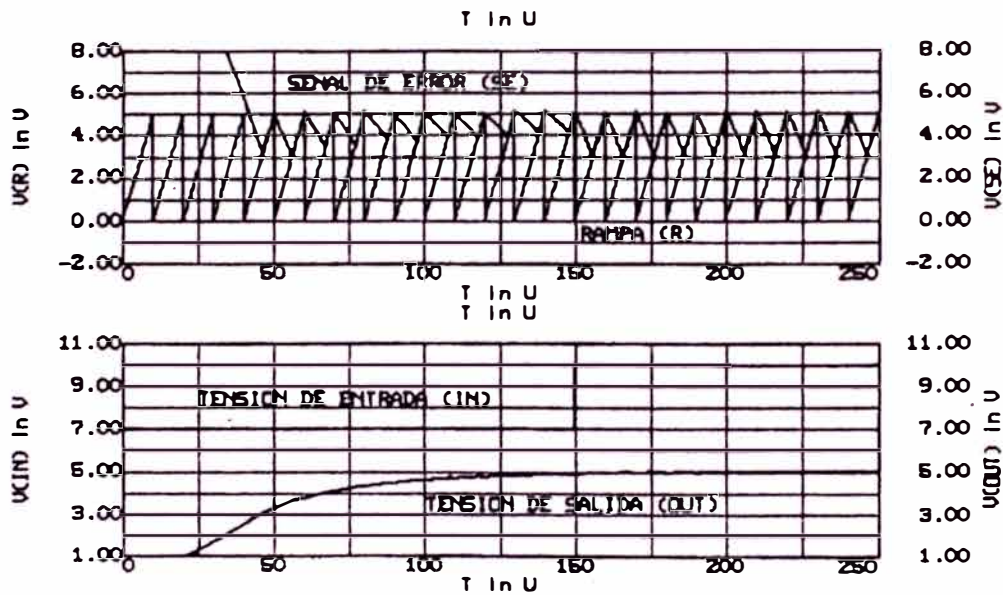


Figura 2.91

Para un tiempo $t = 150 \mu S$ se experimenta un cambio brusco de la tensión de entrada. En este instante, la tensión en extremos de la bobina aumenta y, por tanto, su corriente tiende también a aumentar, no obstante, al disminuir el ciclo de trabajo de forma proporcional a la variación, la bobina dispone de menor tiempo para

almacenar energía, por lo que responde aumentando la amplitud de las variaciones de corriente a su través, regulando el ciclo de trabajo de forma prácticamente instantánea.

2.33 Componentes activos discretos utilizados en sistemas de alimentación conmutados: descripción

Como se ha comentado en diversas ocasiones, los componentes o elementos activos utilizados en estos circuitos, deben operar siempre en régimen de conmutación, asemejándose, por tanto, a un interruptor.

Estos componentes, pueden ser de dos tipos:

- Componentes no gobernados son aquellos que disponen de dos terminales (entrada y salida).
- Componentes gobernados son aquellos que disponen de tres terminales (entrada, salida y control).

Al primer tipo pertenecen los diodos y en ellos, el estado de conducción o bloqueo, depende únicamente de la polarización de sus terminales.

Al segundo grupo pertenecen, entre otros, el SCR, TRIAC, GTO, transistores bipolares y FET, etc. En ocasiones, el elemento idealizado como interruptor, puede estar formado por más de un componente, tal es el caso de los dispositivos Darlington, BIMOS, etc., cuya forma usual de comercialización aparece integrada en un mismo encapsulado.

2.34 Diodos de potencia

El diodo semiconductor es un dispositivo electrónico compuesto por una unión PN (Figura 2.94) conectada a dos terminales (ánodo y cátodo). Cuando el nodo se polariza positivamente respecto al cátodo, permite el paso de corriente,

oponiendo una baja diferencia de potencial entre sus terminales (polarización directa). Cuando el diodo se polariza en inversa (ánodo negativo respecto a cátodo), este ofrece una alta resistencia al paso de la corriente, aumentando la tensión entre sus bornes.

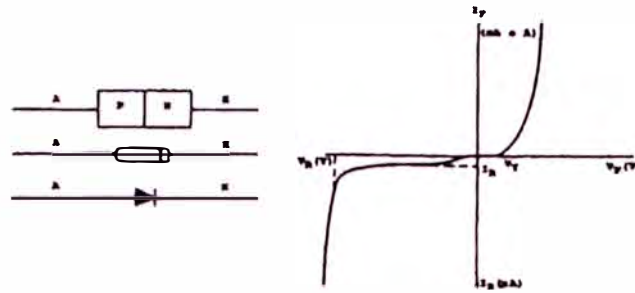


Figura 2.92

Donde:

- V_V = Tensión umbral o de difusión.
- I_F = Corriente directa o de conducción.
- I_R = Corriente inversa de saturación.
- r_d = Resistencia dinámica en conducción, $r_d = \frac{\Delta v_F}{\Delta i_F}$.

En los diodos de silicio, la caída de tensión en conducción es del orden de 1 voltio a la corriente nominal del diodo, mientras que en polarización inversa, la corriente I_S , dependiente de la temperatura, es del orden de cien mil veces menor que I_d .

En las fuentes de alimentación conmutadas, es necesario disponer de diodos que no sólo sean capaces de conducir decenas de amperios y de bloquear tensiones de varios centenares de voltios, sino que, además, su repuesta debe realizarse dentro de límites de tiempo muy pequeños (del orden de nanosegundos), es decir, el tiempo

de conmutación debe ser suficientemente pequeño, para que este no sea significativo en el período de conmutación.

La velocidad de respuesta de un dispositivo de estas características puede ser estimada en función de diversos parámetros. Uno de ellos, quizás el más importante (Figura 2.93), es el tiempo de recuperación inversa (t_{rr}), definido como el tiempo que transcurre desde el momento en que la corriente pasa a ser inversa, hasta que desciende al 10% de su valor de pico. En el momento en que el diodo se polariza directamente, no existen portadores mayoritarios presentes en la unión, por tanto, la caída de tensión directa puede ser inicialmente elevada. Al tener lugar una modulación de conductividad por generación de carga, esta caída de tensión disminuye rápidamente a un valor estable. Su valor de pico es conocido como tensión de recuperación directa (V_{fr}), mientras que el tiempo transcurrido desde que esta tensión alcanza el 10% de su valor estable hasta el 100% de su valor final, corresponde al tiempo de recuperación directa (t_{fr}). En muchos casos se contempla un tiempo de recuperación total, suma de ambos tiempos parciales. En general, los tiempos de conmutación, aumentan en función de diversos parámetros, tales como la corriente, la tensión y la temperatura.

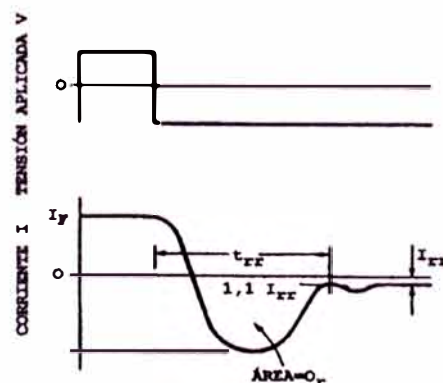


Figura 2.93

Los diodos capaces de conducir corrientes comprendidas entre 1 y 100 amperios, se consideran, en el panorama general de la electrónica de potencia, como de potencia media. No obstante, en el caso de los sistemas de alimentación conmutados la corriente nominal a través de los diodos utilizados, suele ser inferior a 50 amperios. El tiempo de conmutación de estos dispositivos aumenta a medida que aumenta la corriente, pudiendo llegar incluso hasta el μs , sin embargo, existen en el mercado diodos especiales denominados de recuperación ultrarrápida (ultrafast recovery rectifiers), cuyos tiempos de recuperación están comprendidos entre 25 y 100 nS. Estos diodos actualmente se utilizan en el terreno de las fuentes conmutadas y sistemas de alimentación ininterrumpidas (UPS), siempre que su función no sea la recuperación de energía.

2.34.1 Diodos schottky: estructura y funcionamiento

Los diodos Schottky (unión semiconductor-metal) se caracterizan por disponer de tiempos de recuperación inferiores a 10 nS, encontrándose sus valores de tensión inversa comprendidos entre 15 y 200 V para corrientes nominales de la 600 A.

Su fabricación parte de la unión de un metal (platino), que actúa como aceptador de electrones y de un material semiconductor extrínseco de tipo N (silicio). Inicialmente, los portadores de carga negativos (electrones) se difunden en el metal, por lo que existe una carencia de estos en las proximidades de la unión, que adquiere un potencial de carga positivo. Como consecuencia de ello, el componente resultante posee un factor de almacenamiento de carga muy bajo, lo cual le confiere una alta velocidad de conmutación.

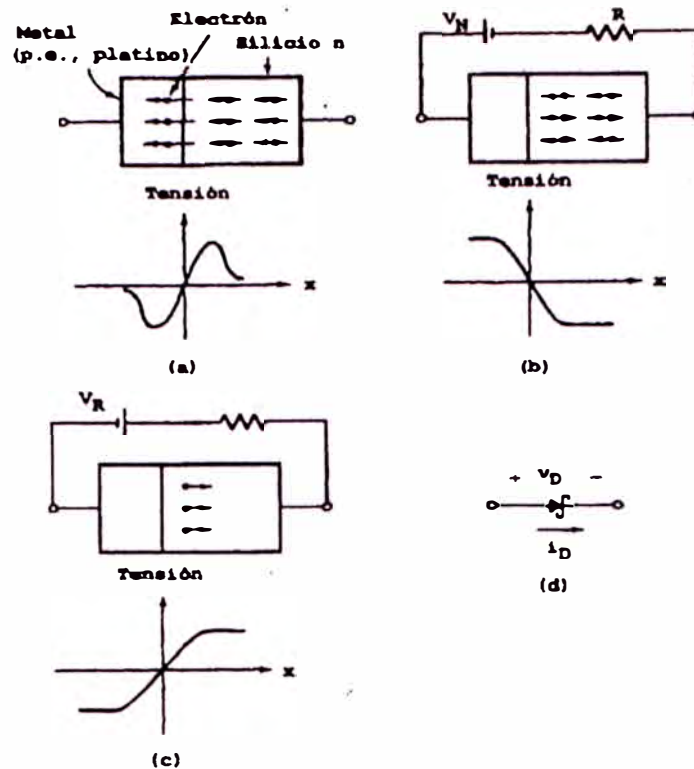


Figura 2.94

Cuando la polarización directa del diodo es lo suficientemente elevada, el movimiento de electrones en el metal es relativamente libre, por lo que el tiempo de recombinación de estos es muy pequeño (del orden de 10 pS). Una vez alcanzado el nivel de tensión de conducción (aproximadamente de 0,3 V), los electrones difundidos en el metal son atraídos hacia el terminal positivo del elemento de polarización, estableciéndose una circulación de electrones a través de la unión. Para evitar la influencia de los contactos óhmicos, indispensables en el proceso de construcción, el punto de silicio destinado al contacto, se impurifica con un exceso de electrones. Así, las características de los materiales en contacto son similares y este es puramente óhmico.

Dadas sus características, este componente se utiliza en general como diodo de recuperación, ya que de la rapidez de su respuesta depende en gran medida el funcionamiento y el rendimiento del sistema.

2.35 Transistores de potencia

El avance tecnológico en cuanto a la fabricación de componentes discretos de conmutación mejora actualmente de forma constante las características y respuesta de estos dispositivos. Bajo este aspecto, los transistores, tanto bipolares como unipolares, e incluso combinaciones de estos, ocupan en este momento un lugar importante como interruptores de potencia, sustituyendo a componentes específicos, como el Tiristor, ya que permiten trabajar a frecuencias de conmutación mucho más elevadas.

- En este apartado, se describen las principales características y aplicaciones de los siguientes dispositivos:
- Transistores de potencia bipolares.
- Transistor Darlington.
- Transistores unipolares: FET, VMOS, etc.
- Transistores híbridos.

Bimos.

Transistor de puerta aislada (IGT).

Transistor de inducción estática (SIT).

Dispositivos inteligentes de potencia.

2.35.1 Transistores bipolares

Como es sabido, la corriente principal o corriente de colector en un transistor bipolar, ya sea este NPN o PNP, se controla mediante la corriente de base del mismo. En aplicaciones de potencia, estos elementos trabajan generalmente en régimen de conmutación, controlando una potencia elevada, a partir de señales de bajo nivel introducidas en su base.

La desventaja que presenta la utilización de estos componentes como interruptores es su incapacidad de soportar valores elevados de tensión inversa, ya que conducen en un único sentido, por ello es necesario recurrir a circuitos adicionales de protección que impidan la acción destructiva de estas tensiones.

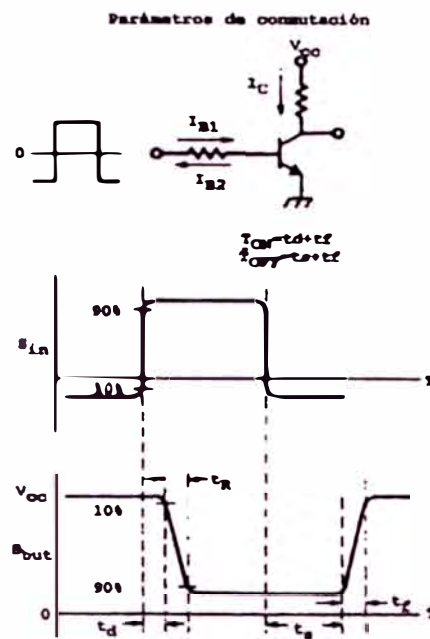


Figura 2.95

En la Figura 2.95 se muestra un circuito típico que permite realizar el test de conmutación. Se incluye, asimismo, la onda de salida, obtenida a partir de una señal cuadrada de entrada (obsérvese que para aumentar la velocidad de conmutación, el final del pulso de base tiene polaridad negativa) y los parámetros que caracterizan al transistor de conmutación.

Estos son los siguientes:

- t_d = Tiempo de retraso (delay time).
- t_r = Tiempo de subida (rise time).
- t_s = Tiempo de almacenamiento (storage time).

- t_r = Tiempo de caída (fall time).

Evidentemente, es necesario efectuar la elección del transistor, teniendo en cuenta además las siguientes características:

- $V_{CEmáx}$ e $I_{Cmáx}$ = Tensión e intensidad máxima de colector
- h_{FE} o β = Ganancia estática de corriente.

Este parámetro alcanza especial importancia en el dimensionado del circuito de control (driver). A medida que aumenta la potencia nominal del transistor, h_{FE} disminuye, llegando incluso a estar por debajo de 10.

2.35.2 Transistor de potencia Darlington

Este dispositivo está formado básicamente por dos transistores bipolares (Figura 2.96). El primero de ellos controla al segundo, de forma que se garantiza una elevada β del conjunto y, por tanto, un aumento considerable de la potencia de conmutación. Gran parte de los elementos de conmutación en los reguladores actuales utilizan esta configuración. Dada la tendencia actual, el par Darlington suele suministrarse en forma de módulo incluyendo los elementos de protección necesarios. Esta solución constituye una ventaja adicional, pues reduce el número de componentes externos y se facilita el montaje.

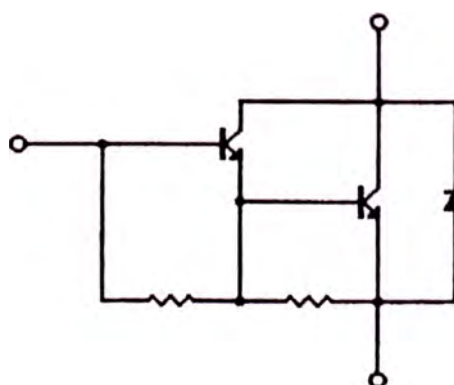


Figura 2.96

2.35.3 Transistores unipolares

El transistor unipolar o de efecto de campo FET (field effect transistor), difiere fundamentalmente del transistor bipolar en que el control de este se efectúa por tensión. Una variante, el MOSFET (metal oxide semiconductor), encuentra cada vez mayor número de aplicaciones en los circuitos conmutadores de potencia.

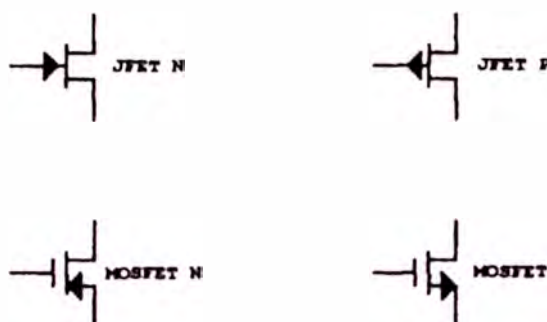


Figura 2.97

En la Figura 2.97 se muestran los símbolos de ambos transistores.

La configuración del Mosfet es similar a la del transistor bipolar. Si no se aplica tensión entre puerta y fuente ($V_{gs} = 0$), el transistor no permite circulación de corriente entre drenaje y fuente, comportándose como un interruptor abierto, por lo que presenta, en estas condiciones, una impedancia teórica de entrada de valor infinito ($Z_e = \infty$). En la práctica, su valor se establece en torno a $10^{10} \Omega$, ya que los cambios en la conmutación implican la carga y descarga de ciertas capacidades parásitas del transistor. Al aplicar una cierta tensión (por ejemplo, $V_{gs} = 5 \text{ v}$), el dispositivo se comporta como un interruptor cerrado, presentando una baja resistencia R_{sd} (típicamente $0,12 \Omega$ para un transistor MOS de 20 A).

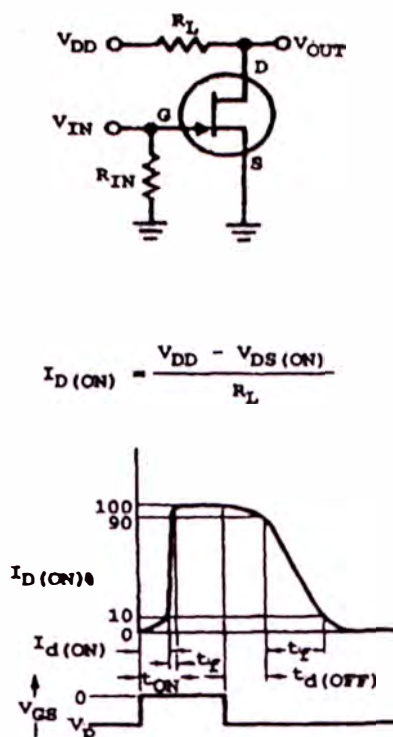


Figura 2.98

En la Figura 2.98 se muestran las características de entrada-salida de un transistor MOSFET de potencia y el circuito típico utilizado para efectuar el test de conmutación.

Las características más importantes que presentan estos dispositivos pueden resumirse de la siguiente manera:

- Alta impedancia de entrada.
- Velocidad de conmutación aproximadamente 10 veces superior a la ofrecida por el transistor bipolar (estos dispositivos pueden trabajar sin problemas a frecuencias de 500 kHz).
- Para magnitudes elevadas de tensión, la corriente se mantiene prácticamente constante.
- Con altas intensidades, presenta tensiones de pérdidas.

Siendo los parámetros a considerar, los siguientes:

- Resistencia drenador/fuente en estado ON ($R_{dS_{ON}}$).

- Corriente y tensión máxima de drenador.
- Capacidad de entrada ($C_{gs} = 1500 \text{ pf}$).
- Tensión umbral (V_t); mínimo valor de V_{gs} para que el transistor comience a conducir.

Actualmente se fabrican transistores MOS que permiten controlar corrientes de hasta 50 A y tensiones de 1.000 V; la utilización de estos componentes se abre camino, gracias a las importantes ventajas derivadas de su uso. No obstante, frente a ellas, aparece el inconveniente de su fragilidad con respecto a la tensión de puerta, ya que si esta supera las especificaciones marcadas por el fabricante, generalmente resulta dañada. Ante este problema, es necesario limitar esta tensión, utilizando circuitos adicionales de protección. No obstante, los fabricantes intentan subsanar estas desventajas incorporando al mercado numerosas variantes; así, aparecen los VMOS (vertical MOS) y los DMOS (doubled diffused MOS), en los que en lugar de la estructura planar propia de los MOS (que supone una elevada $R_{ds(ON)}$), utilizan una conducción vertical para las corrientes entre drenador y fuente. La diferencia entre VMOS y DMOS estriba en su tensión de utilización, siendo mayor en los últimos.

2.35.4. Transistores híbridos

Son componentes realizados a partir de la unión de varias tecnologías. Los más importantes son:

- **BIMOS.** Este componente, relativamente nuevo, consiste en un Darlington formado por un transistor MOS de gobierno y un transistor bipolar (Figura 2.99). El conjunto se encuentra integrado en una misma pastilla o chip.

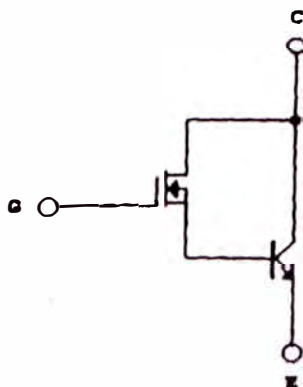


Figura 2.99

Las ventajas obtenidas, consisten en una elevada impedancia de entrada, un bajo tiempo de conmutación y bajas pérdidas.

- IGT (insulated gate transistor). Puede considerarse como un tiristor MOS de desconexión; combina las características de un transistor MOS, un transistor bipolar y un tiristor (Figura 2.100)

Este dispositivo, gobernado mediante tensión, presenta la impedancia de entrada característica del MOS y el bajo valor resistivo en estado de conducción, característico del transistor bipolar. Típicamente, los IGT trabajan con tensiones de conmutación de 500 V-10 A. Su tiempo de subida es de 120 ns y su tiempo de bajada de 4,4 μ s.

El bajo consumo necesario para su gobierno y su robustez hacen de este componente el conmutador ideal para aplicaciones de baja frecuencia hasta 50 kHz.

- SIT. El desarrollo de este componente indica el estado actual de la investigación en el campo de los semiconductores de potencia. La compañía japonesa TOKIN, propone un transistor denominado SIT, cuya frecuencia de funcionamiento alcanza los 12 MHz y puede disipar potencias cercanas a los 3 KW. Su estructura MOS, en línea con los componentes citados anteriormente, puede soportar tensiones de 1.500

V conmutando 100 A con una R_{dsON} , de $0,5 \Omega$. Este componente presenta el inconveniente de que su tensión de gobierno es alta (aproximadamente 30 V)

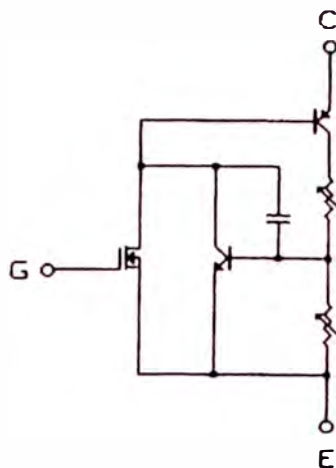


Figura 2.100

2.36 Estudio del circuito driver

Tal como se ha comentado, este circuito es el encargado de adecuar la señal proveniente del modulador de ancho de impulsos (PWM), de forma que la señal en él modificada ataque de forma efectiva al elemento conmutador, cuyo cálculo se incluye en este estudio.

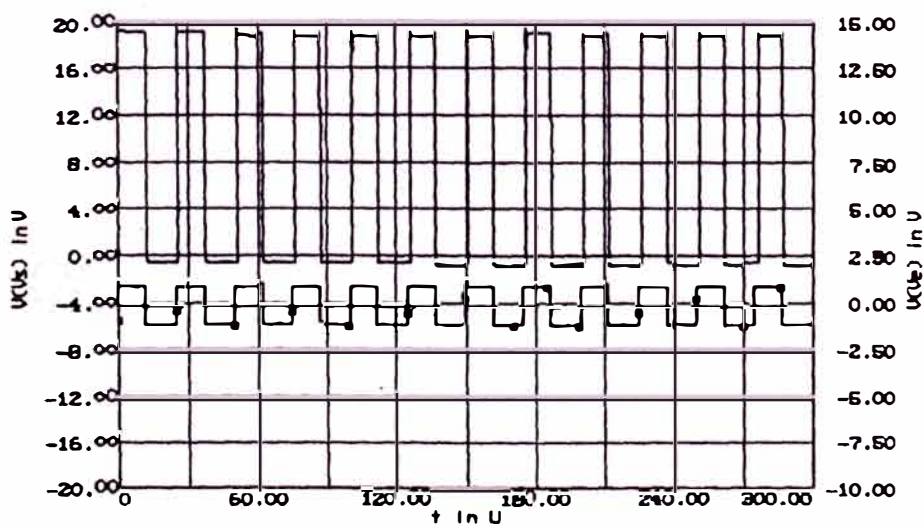


Figura 2.101

En la Figura 2.101 se muestran las señales de entrada y salida de este circuito.

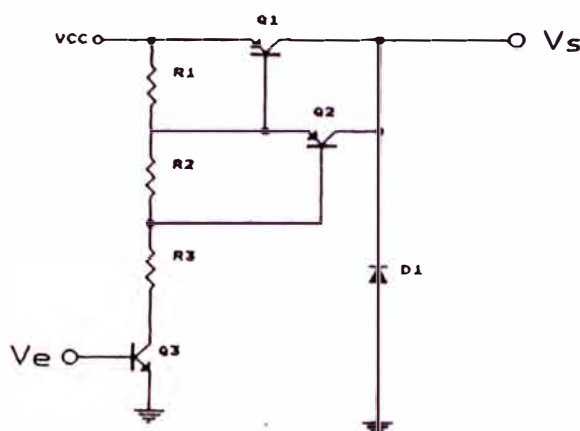


Figura 2.102

Básicamente, el driver puede obtenerse mediante la combinación adecuada de componentes discretos. Así, en la Figura 2.102 se muestra un circuito sencillo cuyo análisis se aborda a continuación.

Como puede observarse, el circuito está formado por el diodo de recuperación (D1), un conjunto Darlington, integrado por los transistores Q1 y Q2, que aseguran una alta ganancia en corriente y un tercer transistor de mando (Q3), sobre el que actúa directamente la señal de salida del modulador de ancho de impulsos. El funcionamiento de este circuito, diseñado para un convertidor directo, puede resumirse de la siguiente forma:

En el instante inicial, suponiendo una tensión de salida igual cero, el nivel de tensión en la base de Q3 a de tener el valor suficiente para permitir que la corriente que fluye hacia el transistor lleve a este a la zona de conducción. En este instante, los transistores Q2 y Q1, polarizados a través de las resistencias R1, R2 y R3, entran en saturación, polarizando en inversa al diodo D1 y permitiendo que circule corriente a través de la bobina del filtro. Como consecuencia de ello, la tensión de salida

Este circuito requiere alimentación simétrica, y posee la particularidad de que la señal de control es recibida a través de un sistema de enlace optoacoplado. El diodo zéner fija la tensión del punto medio del amplificador de salida, constituido por una etapa de mediana potencia en simetría complementaria. La salida del conjunto excita la base del transistor conmutador de potencia.

2.36.2 Driver para FET

En la Figura 2.104 se muestra el esquema correspondiente al driver de un regulador conmutado del tipo stepdown, en el que el conmutador es un transistor FET (1RF641). La señal de control se aplica a la base de Q2 y la salida por colector excita a Q3 a través del condensador C8. El diodo zéner protege la puerta de Q3 contra tensiones superiores a 10 V y afina su disparo. Cuando se activa Q3, el transistor Q1 entra en saturación, permitiendo circulación de corriente a su través hacia el inductor de filtro. Cuando Q2 entra en zona de corte, Q3 se desactiva produciendo el corte de Q1.

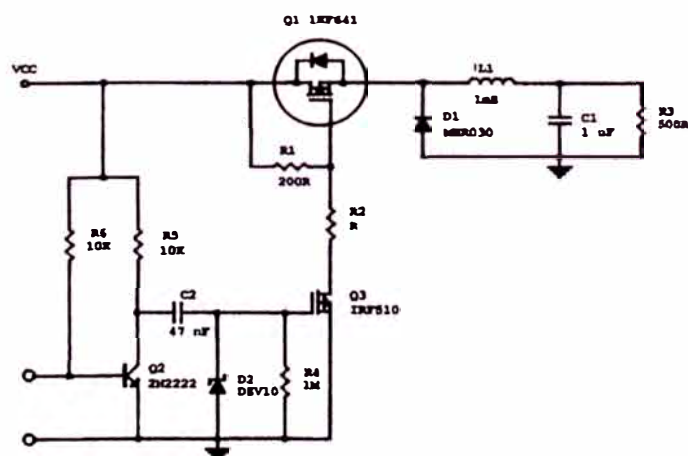


Figura 2.104

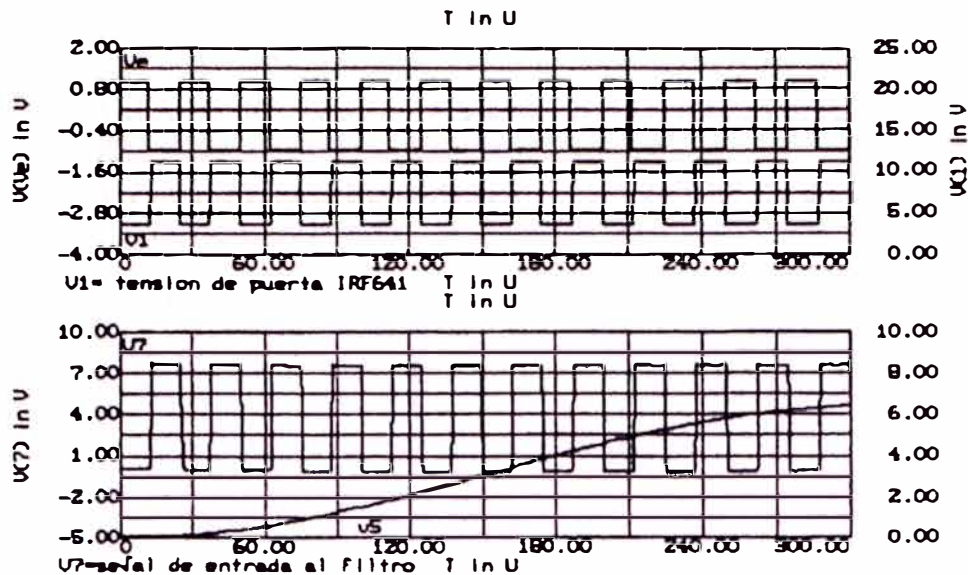


Figura 2.105

En la Figura 2.105 se muestran las formas de onda obtenidas en los puntos más notables del circuito.

2.37. Escape térmico: radiadores

La protección térmica del elemento conmutador consiste casi siempre en añadir solidariamente al cuerpo del componente una pieza, generalmente metálica, cuyas características de conducción y radiación térmica permitan mantener, de forma efectiva, la temperatura de funcionamiento dentro de los límites de seguridad marcados por el fabricante. Estos elementos reciben el nombre de disipadores o radiadores.

El diseño del conjunto de disipación se realiza a partir de la ecuación térmica del componente, la cual se establece mediante un circuito de flujo de calor en el que intervienen las diversas temperaturas de los elementos del conjunto y sus propiedades en cuanto a evacuación o retención, denominadas resistencias térmicas.

2.37.1 Ecuación térmica

En general, los cálculos de las leyes de conducción de calor pueden comprenderse fácilmente, ya que presentan una gran analogía con la ley de Ohm. En

la Figura 2.106a se muestra de forma simplificada un circuito térmico, donde el componente (A) transmite calor hacia el radiador (B). En la figura 2.106b se muestra su equivalente eléctrico, donde se cumple la ley de Ohm, al circular una corriente (I) entre los puntos A y B conectados a través de una resistencia (R).

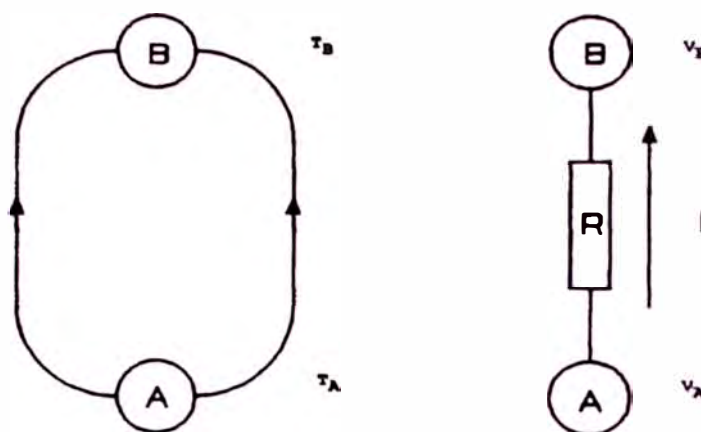


Figura 2.106

Entre ambos circuitos, térmico y eléctrico, puede establecerse la siguiente relación:

Circuito térmico	Circuito eléctrico
Resistencia térmica	Resistencia eléctrica
Temperatura	Potencial
Potencia térmica	Corriente eléctrica

de esta forma, la ecuación térmica puede expresarse mediante la ecuación:

$$T_A - T_B = R_{AB} P_d \quad (2.165)$$

En dicha ecuación:

$$T_A - T_B = T_j - T_a = T_{ja} = R_{ja} P_d \quad (2.166)$$

Donde:

- T_j = temperatura de la unión del semiconductor en °C.
- T_a = temperatura ambiente en °C.
- P_d = potencia disipada por el dispositivo en vatios (W).
- R_{ja} = resistencia térmica unión-ambiente en °C/W.
- En la que R_{ja} puede expresarse como la suma de las resistencias térmicas existentes entre ambiente y unión (Ecuación 2.167):

Donde:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cr} + R_{ra} \quad (2.167)$$

- R_{ja} = resistencia térmica unión-cápsula °C/W
- R_{cr} = resistencia térmica cápsula-radiador °C/W
- R_{ra} = resistencia térmica radiador-ambiente. °C/W

El equivalente de un circuito térmico puede compararse, por tanto, a un circuito eléctrico formado por un generador capaz de entregar la potencia necesaria, que será consumida proporcionalmente por cada una de las resistencias (Figura 2.107).

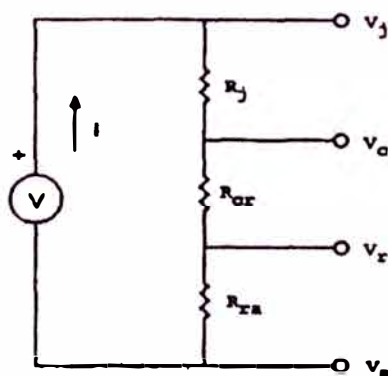


Figura 2.107

El valor de la resistencia térmica R_{jc} , depende del componente y de su encapsulado. R_{sa} es propia del radiador y R_{cs} depende del tipo de sustancia interpuesta entre la cápsula y el radiador. Todos estos valores, generalmente están relacionados en los catálogos de los fabricantes, no obstante, a modo de ejemplo, en la Tabla 2.5 se especifican algunos valores típicos para R_{cr} .

Tabla 2.5

Cápsula tipo	Valores típicos de R_{cr}			
	Nota: las superficies deben estar limpias de óxido, pintura o anodización			
	Metal con metal		con aislante	
	Al aire	Con rad	Con rad	Tipo
TO 204	0,5 °C/W	0,1 °C/W	0,36 °C/W	3 milésimas de mica
			0,28 °C/W	Aluminio anodizado
TO 220	1,2 °C/W	1,0 °C/W	1,6 °C/W	2 milésimas de mica

2.37.2 Elección del radiador

Generalmente, la elección del radiador se realiza en función de las condiciones de funcionamiento y de las características del componente al que se a de proteger térmicamente.

Por ello, la temperatura ambiente máxima, así como la temperatura de la unión, potencia disipada y valor de la resistencia térmica R_{jc} , datos generalmente conocidos, permiten calcular, mediante las Ecuaciones 2.165 y 2.167, el valor de R_{ra} . A partir de este punto, se debe elegir el radiador comercial cuyas características se adecuen más a los cálculos realizados, o bien, si el diseño y/o la economía lo requieren, efectuar el diseño y la construcción del mismo.

2.37.3 Radiadores comerciales

Con objeto de proporcionar información a cerca de los radiadores comerciales más utilizados, se muestra en las Tablas 2.6 – 2.7 una lista representativa.

Tabla 2.6

TO-285AA (TO-5)	
#SA*(°C/W)	Fabricante/Serie o número de pieza
12,0-20,0	Wakefield—260 Thermalloy—1101, 1103 Staver—V3A-5
20,0-30,0	Wakefield—209 Thermalloy—1116, 1121, 1123, 1130, 1131, 1132, 2227, 3005
30,0-50,0	Wakefield—207 Thermalloy—2212, 2215, 225, 2228, 2259, 2263, 2264 Staver—F5-5, F6-5
	Wakefield—204, 205, 208 Thermalloy—1115, 1129, 2205, 2207, 2209, 2210, 2211, 2226, 2230, 2257, 2260, 2262 Staver—F1-5, F5-5
#SA*(°C/W)	TO-220AB
5,0-10,0	Serie IERC H P3 Staver—V3-7-225, V3-7-96
10,0-15,0	Thermalloy—6030, 6032, 6034 Staver—V4-3-192, V-5-1
15,0-20,0	Thermalloy—6106 Staver—V4-3-128, V6-2
20,0-30,0	Wakefield—295 Thermalloy—6025, 6107

Tabla 2.7

TO-226AA (TO-92)	
#SA*(°C/W)	Fabricante/Serie o número de pieza
46	Staver F5-7A, F5-8
50	IERC RUR
57	Staver F5-7D
65	IERC RU
72	Staver F1-8, F2-7
80-90	Wakefield 292
85	Thermalloy 2224
DUAL-INLINE-PIN ICS	
20	Thermalloy—6007
30	Thermalloy—6010
32	Thermalloy—6011
34	Thermalloy—6012
45	IERC-LIC
60	Wakefield—650, 651

Diseño de radiadores

Las condiciones de funcionamiento de los radiadores, en cuanto a ventilación, es generalmente de dos tipos:

- Ventilación forzada o refrigeración por aire circulante.
- Ventilación normal o refrigeración por convección.

En el primer caso el diseño se efectúa normalmente de forma empírica, debido a las dificultades que se plantean en la medición exacta del flujo de aire. Por otra parte, los disipadores refrigerados por convección natural, deben sobredimensionarse al efectuar el diseño, para poder predecir con seguridad sus características, siendo aconsejable colocar estos componentes en una zona de circulación natural de aire. Aún así, cualquier diseño debe ser previamente ensayado.

Diseño de radiadores por convección

La estrategia básica permite diseñar un radiador eficientemente, parte del cálculo correcto de la resistencia térmica R_{ra} , ya que su valor es determinante en el diseño. Desgraciadamente, el método exacto para efectuar el cálculo de esta resistencia excede los límites de este estudio, no obstante, mediante el método ofrecido, se obtiene una muy buena aproximación en el diseño, siempre que se mantengan las siguientes condiciones:

- 1) El radiador a de estar construido con una pletina rectangular o circular, muy delgada en relación con sus dimensiones.
- 2) El radiador debe estar alejado de otras fuentes de calor.
- 3) La relación largo-ancho de la pletina no debe exceder de 2:1.
- 4) No debe haber restricciones anteriores, la resistencia térmica R_{ra} puede calcularse, de forma aproximada, mediante la Ecuación 2.168.

$$R_m = \frac{1}{A\eta(kc + \epsilon Hr)} = \frac{1}{A\eta h_T} \left(\frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right) \quad (2.168)$$

Donde:

- A = Area de la superficie del radiador.
- η = Factor de efectividad del radiador.
- Fc = Factor de corrección.
- hc = Coeficiente de transferencia de calor por convección.
- ϵ = Emisividad.
- Hr = Coeficiente normalizado de transferencia de calor por radiación.

Términos utilizados

El coeficiente de transferencia de calor por convección (hc), se obtiene a partir de la Figura 2.108.

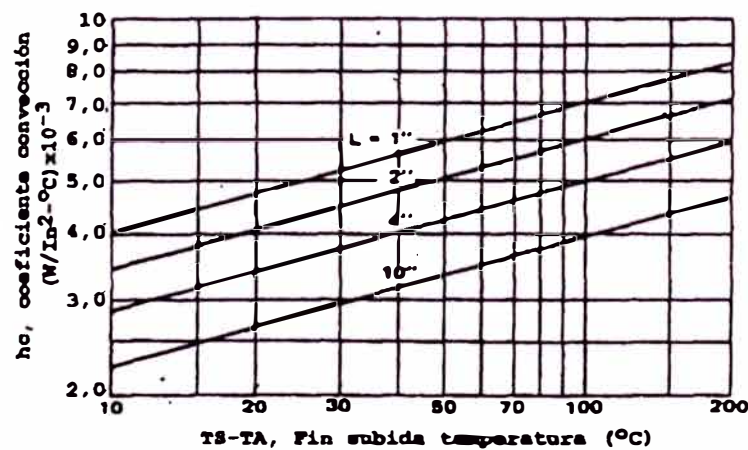


Figura 2.108

Este parámetro, como puede apreciarse, depende del incremento de la temperatura en el disipador ($T_r - T_a$) y del factor de forma (L), cumpliéndose que:

$$T_r - T_a = R_{ra} P_d \quad (2.169)$$

Donde T_r es la temperatura del radiador y T_a es la temperatura ambiente.

El parámetro L , dependiente de la forma del radiador y de la posición de montaje (vertical u horizontal), se ofrece en la Tabla 2.8, junto con el factor de corrección K_c .

Tabla 2.8

Superficie	Posición	K_L	K_c
Rectangular plana	Vertical	Altura	1,0
	Horizontal	$(L^*)/(L+H)$	1,35
Circular plana	Vertical	$\pi^*/\text{diámetro}$	0,9

El factor normalizado de transferencia de calor por radiación (H_r), función de la temperatura ambiente (T_a), y del incremento de temperatura, ($T_r - T_a$), puede obtenerse a partir de la Figura 2.109.

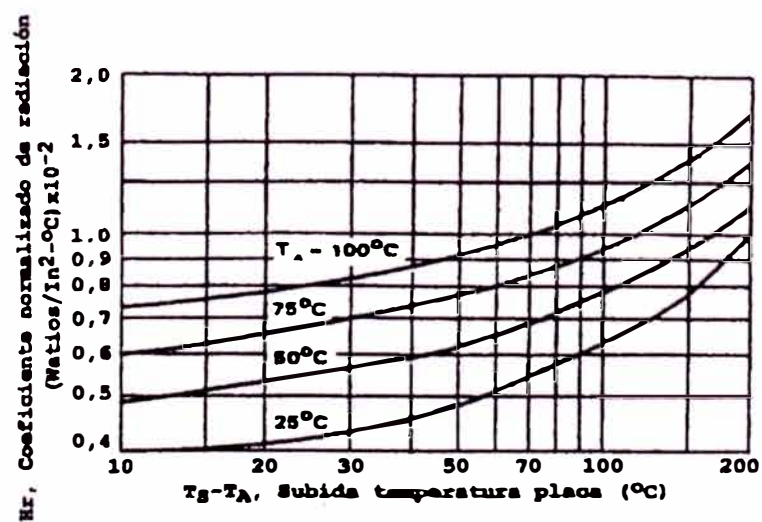


Figura 2.109

El valor de ϵ , para distintos tipos de material, se obtiene a partir de la Tabla 2.9. Finalmente, el coeficiente η , se obtiene a partir del nomograma de la Figura 2.109.

Tabla 2.9

Material	Emisividad (ϵ)
Aluminio anodizado	0,80
Alodine sobre aluminio	0,15
Aluminio pulido	0,05
Cobre pulido	0,07
Cobre oxidado	0,70
Tira de cinta de acero ondulado	0,66
Esmalte	0,85
Pintura al aceite	0,95
Barniz	0,93

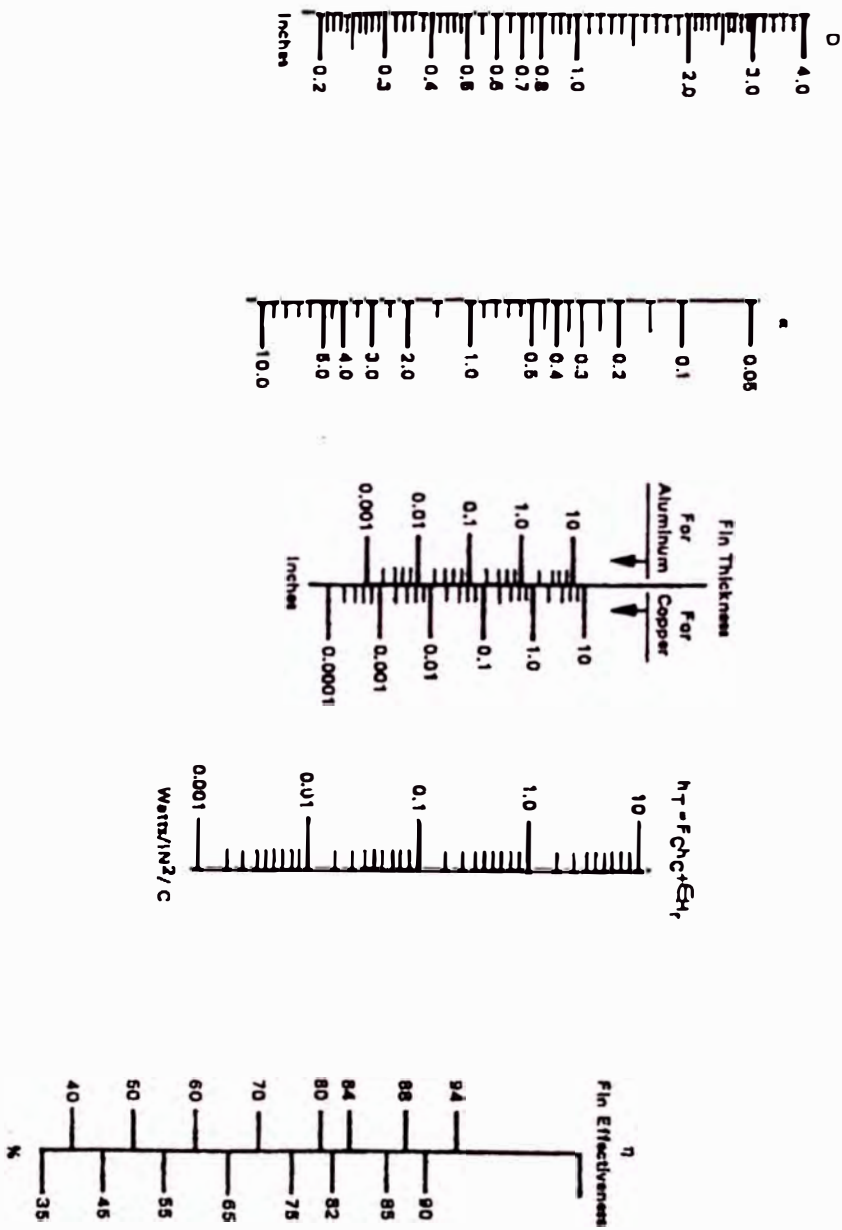


Figura 2.110

Este se usa de la siguiente forma:

- A partir de las Figuras 2.107 y 2.108 y de las Tablas 2.8 y 2.9, se calcula el valor de:

$$h_T = F_C h_C + \epsilon H_r \quad (2.170)$$

y se localiza el punto calculado en el nomograma.

- A continuación se traza una línea desde h_T a través del espesor elegido, hasta cortar en α .
- A partir de la figura 2.110 se determina D . Una vez localizado dicho valor, se traza una línea por los puntos D y α hasta cortar a la columna η .
- Si el radiador no es de forma simétrica, y está, además, colocado verticalmente η debe multiplicarse por 0,7.
- A partir de la Figura 2.110 se determina D . Una vez localizado dicho valor, se traza un línea por los puntos D y a hasta cortar a la columna η .
- Si el radiador no es de forma simétrica, y está además, colocado verticalmente, η debe multiplicarse por 0,7.

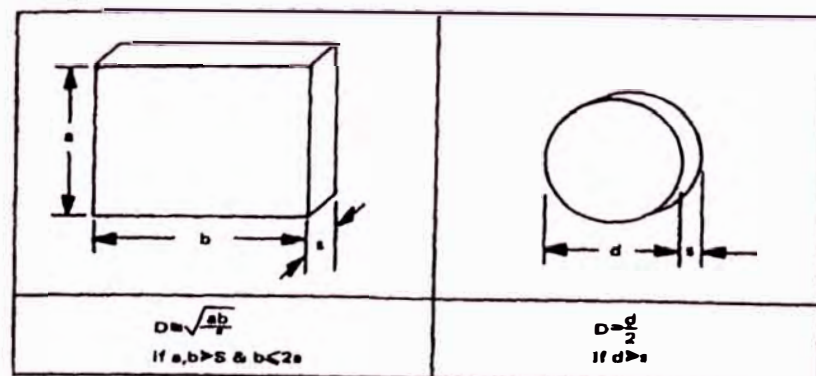


Figura 2.111

Si se desea obtener exactitud, es necesario efectuar varios ensayos por iteración, comenzando por un tamaño que resulte pequeño e ir agrandándolo hasta obtener el tamaño y forma deseados.

2.38 Circuitos de protección para el transistor de conmutación y diodos conectados en ramas inductivas

La carga para el transistor de conmutación o el diodo de rectificación de salida en convertidores cc-cc con transformador es la mayor parte de las veces inductiva durante los intervalos de conmutación TON y TOFF.

En el caso del transistor de conmutación, cuando éste se cortocircuita, la corriente que lo recorre crece linealmente, debido a que el primario del transformador de conmutación (L_p) está conectado prácticamente en serie con el transistor y la fuente de alimentación primaria (V_{cc}) de manera que toda la tensión de la fuente primaria está en los extremos de L_p . El transistor pasa a saturarse sin problemas de sobretensión, pero cuando se abre, la corriente disminuye rápidamente, dando lugar a una fuerza contraelectromotriz en L_p de un valor tal que sumada al valor de V_{cc} , puede destruir el transistor. Por otra parte, debido a la inductancia de fugas del primario, se produce un desfase entre la corriente y la tensión, de manera que este cambio no se produce simultáneamente, coexistiendo durante un cierto tiempo tensión y corriente por el transistor, disipando esta cierta potencia que afecta negativamente al rendimiento de circuito.

En el caso del diodo de rectificación de salida, el problema es similar. El diodo se cortocircuita fácilmente y la corriente fluye hacia la salida a través del inductor de filtro. Cuando el diodo se abre, interviene la inductancia de fugas del secundario, que junto con la capacidad de la unión del diodo (C_j) forma un circuito

resonante. Este fenómeno da lugar a la aparición de un sobre pulso de tensión inversa en C_j , capaz de destruir el dispositivo.

2.38.1 Circuitos de protección para el transistor

En todos los circuitos de protección se denominan redes clamp a aquéllas en las que los diodos actúan devolviendo a la línea parte de la energía de la bobina y los diodos zéner mantienen una tensión determinada permitiendo el paso de la corriente. Por otra parte, los circuitos snubber, actúan, fundamentalmente, amortiguando la corriente previamente derivada. En contraposición con las redes clamp, los circuitos snubber son redes disipativas.

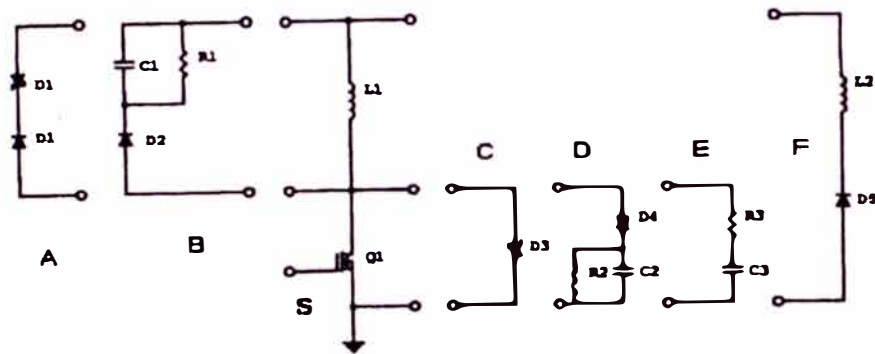


Figura 2.112

En la Figura 2.112 se muestra la línea de conmutación de un convertidor con transformador (S), con tres grupos de redes de protección para el transistor. El primer grupo lo constituyen las redes A y B que se conectan en paralelo con el devanado del primario.

- La red A (clamp) deriva la corriente de $L1$ durante T_{OFF} , ya que el diodo $D1$ queda polarizado directamente y el diodo D (zéner) mantiene su tensión de referencia permitiendo el paso de la corriente.
- En el caso de la red B (snubber-clamp), $D2$, polarizado directamente en T_{OFF} , permite el paso de la corriente que es amortiguada parcialmente por la red $R1-C1$.

El segundo grupo lo constituyen las redes C, D y E.

- La red C (clamp) protege el transistor del sobreimpulso de tensión inversa, mediante la fijación de la tensión entre sus terminales a la tensión de referencia zéner.
- La red D (snubber-clamp), permite el paso de corriente a través del diodo $D4$, amortiguando en parte la corriente mediante la red $R2-C2$.
- Por último, la red E (snubber), amortigua el paso del sobreimpulso de corriente en ambas direcciones. Su acción es la de un filtro paso bajo.

En el tercer grupo, la red F (clampwinding), toma la tensión inversa inducida de $L1$ a $L2$, devolviendo la energía a la red.

Circuitos snubber

El diseño de las redes snubber no entraña ninguna dificultad, ya que pueden ser tratadas como cualquier otra red pasiva. Aunque existen diferentes criterios para definir los valores de los componentes, su cálculo puede abordarse mediante el método relacionado en este apartado. Así, el valor del condensador se obtiene a partir de la ecuación fundamental de carga:

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{I \cdot t_r}{V} \quad (2.171)$$

Donde:

- I es la corriente de pico de conmutación .
- t_r es el tiempo de caída del transistor.
- V es la tensión de pico de conmutación (aproximadamente dos veces la tensión de alimentación).

En el cálculo de la resistencia snubber interviene, lógicamente, la constante de tiempo del condensador. Teniendo en cuenta que este almacena carga durante el intervalo t_{ON} , este es el tiempo utilizado en el cálculo:

$$\tau = R \cdot C \quad - \quad R = \frac{t_{ON}}{C} \quad (2.172)$$

La potencia que debe disipar la resistencia es:

$$W_C = \frac{1}{2} C \cdot V^2 \quad ; \quad P = \frac{W}{t} \quad - \quad P_r = \frac{C \cdot V^2 \cdot f}{2} \quad (2.173)$$

Donde f es la frecuencia de conmutación.

Por último, el diodo utilizado en este tipo de redes es generalmente un diodo de conmutación ultrafast.

2.39 Fuentes conmutadas con transformador

La inclusión de transformadores de conmutación, generalmente conectados en serie con el elemento conmutador (Figura 2.113), queda justificada, dentro del campo de los sistemas de alimentación conmutados, por varias razones. La primera suele ser la gran diferencia existente entre el valor de la tensión de entrada y su polaridad respecto a la tensión de salida. La segunda toma especial importancia en aquellos sistemas que requieren, por sus características, la utilización de varios secundarios que permitan suministrar diferentes tensiones de alimentación a un

mismo equipo, tal es el caso, por ejemplo, de un ordenador o un receptor de televisión, en los que normalmente se necesitan niveles bajos de tensión destinados a la alimentación de la circuitería interna (TTL 5V) y niveles de tensión elevados, para alimentar, por ejemplo, al tubo de rayos catódicos.

Teniendo en cuenta que el transformador es un elemento que teóricamente no consume energía, su inclusión, desde el punto de vista del rendimiento, no supone una gran merma del mismo, aunque su presencia es significativa a efectos de diseño, ya que su tamaño, peso y características de linealidad y respuesta en frecuencia, limita en ocasiones, el desarrollo del sistema.

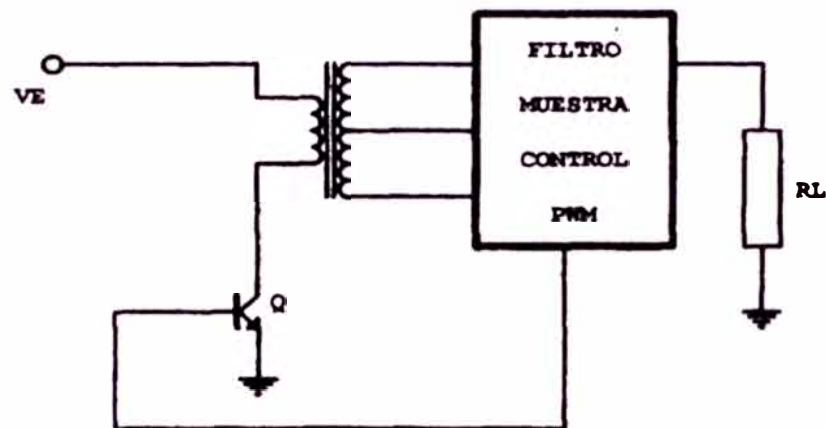


Figura 2.113

2.40 Características básicas del transformador de conmutación

El parámetro principal que diferencia un transformador conmutador de un transformador convencional es, precisamente, su frecuencia de funcionamiento. Mientras que estos últimos funcionan a frecuencias inferiores a 2 ó 3 kHz, los transformadores utilizados en sistemas de alimentación conmutados deben trabajar, en la mayoría de los casos, a frecuencias superiores a 100 kHz, siendo previsible que

en un futuro y dependiendo de la evolución tecnológica, estos componentes puedan trabajar a frecuencias superiores a varios MHz.

Los núcleos para transformadores, fabricados a base de chapas magnéticas de hierro dulce o de permalloy, limitan la utilización de estos, ya que la rapidez de su respuesta, debida a su ciclo de histéresis, es muy inferior a la solicitada. Por otra parte, el fenómeno de las corrientes de Foucault aumenta las pérdidas en el núcleo de forma prohibitiva, por lo que su respuesta y rendimiento resultan inadecuados para aplicaciones de conmutación

Los núcleos fabricados a base de ferrita y de diversos aglomerados de este y otros materiales, permiten diseñar transformadores cuya respuesta en frecuencia resulta aceptable, presentando bajas pérdidas. Por otra parte, la permeabilidad en este tipo de transformadores es mayor y más constante, en función de la excitación magnética, lo que los convierte en lineales en su respuesta, necesitándose por ello devanados con un menor número espiras. En cuanto a su forma, se imponen los núcleos de tipo EC, ETD, PM y PQ, alguno de ellos disponibles en versión SMD (Figura 2.114).

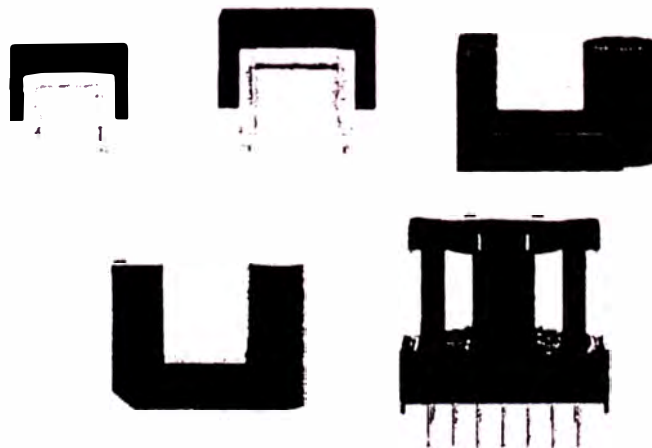


Figura 2.114

En cuanto a su teoría, modo de funcionamiento y cálculo, cabe hacer una importante distinción, dependiente del tipo de convertidor utilizado. Mientras que en los convertidores de tipo directo el transformador tiene como misión la transferencia de energía entre devanados, en el resto de los convertidores (flyback y boost), el secundario del transformador se utiliza para almacenar, durante cierto tiempo, la energía transferida desde el primario, sustituyendo de este modo la bobina del convertidor.

En la Figura 2.115 se muestra el modelo aproximado para un transformador de dos devanados de relación $N1:N2$, en el que aparece la inductancia magnetizante L_m , referida al primario y las inductancias de fugas L_{f1} y L_{f2} correspondientes a cada uno de los devanados.

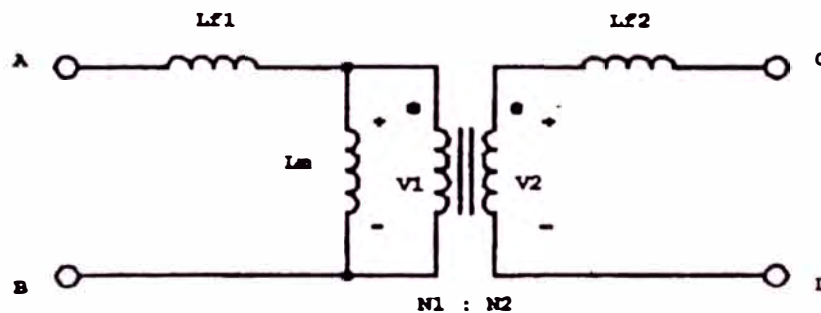


Figura 2.115

En los transformadores utilizados en aplicaciones de conmutación, es deseable que el valor de las inductancias de fugas sea lo menor posible, lo cual se consigue mediante un fuerte acoplamiento entre los devanados, debiendo ser absorbida la energía asociada a estas inductancias por los elementos de conmutación y por sus circuitos de amortiguamiento asociados (snubber). De igual forma, el valor de la

inductancia magnetizante, debido al núcleo del transformador, debe ser lo mayor posible, con objeto de disminuir la corriente a su través, siendo entonces mínima la energía residual almacenada en ella. En cuanto al elemento ideal, al igual que en el caso de los transformadores convencionales, la relación de transformación (a) se expresa como:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} = \frac{N_s}{N_p} = a \quad (2.174)$$

Por otra parte, es necesario tener en cuenta que, para cada impulso de entrada, la corriente por el primario es un diente de sierra, cuya pendiente depende tanto de los valores de las inductancias de ambos devanados (L_p y L_s), como del factor de inductancia mutua entre ambos (M). Estas magnitudes, como se recordará están relacionadas mediante la Ecuación 2.175, donde K es el coeficiente de acoplamiento, cuyo valor es prácticamente igual a la unidad.

$$M = K \sqrt{l_p l_s} \quad (2.175)$$

2.41 Reguladores de conmutación con transformador: topologías básicas

Las versiones con transformador de los tres tipos básicos de convertidores ofrecen ciertas ventajas, sobre todo si se trata de reguladores en los que la fuente primaria de suministro es la red de 220 V. En primer lugar, el transformador proporciona el aislamiento necesario requerido para las fuentes *off line*. En segundo término, este, debido a su relación de transformación, permite que circule a través del primario una corriente media de bajo valor, eliminándose así los problemas relativos al conmutador. Al mismo tiempo y por otra parte, se obvia el problema de la polaridad de la señal de salida, presente en dos de las tres topologías básicas.

Naturalmente, existen ciertas desventajas asociadas, como por ejemplo, el coste adicional, el mayor peso y tamaño final del sistema, las pérdidas en el núcleo y en los devanados, así como los problemas debidos a la potencial saturación del núcleo (sobre todo en las topologías push pull) y a su puesta a cero.

2.41.1 Convertidor directo (buck o forward converter)

En cuanto a su construcción y filosofía de funcionamiento, este circuito es idéntico al convertidor directo analizado en este capítulo, exceptuando la inclusión del transformador y de los diodos D_1 y D_2 , (Figura 2.116).

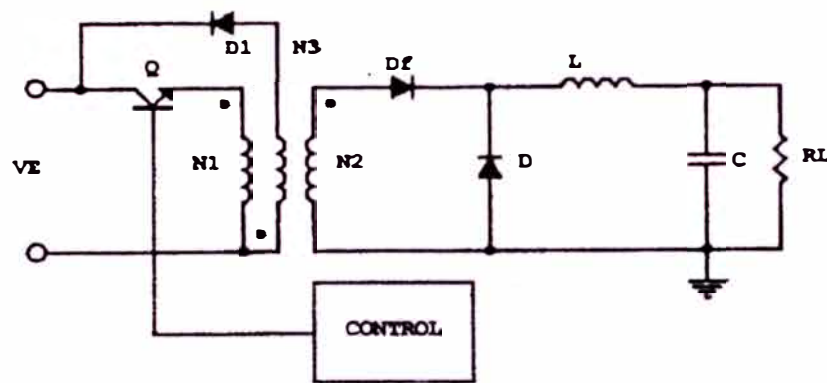


Figura 2.116

La relación de espiras del transformador en esta configuración es, generalmente, bastante elevada cuando el sistema opera a partir de una fuente primaria de entrada de tipo of-line. Por ejemplo, en el caso de alimentar el circuito con tensiones continuas comprendidas entre 200 y 400 V, para una tensión de salida del sistema de 20 V, la relación de espiras será de 5:1, suponiendo un ciclo de trabajo igual o inferior al 50%, lo cual permite obtener una reducción drástica de la corriente de pico a través del primario.

Funcionamiento

En los convertidores de tipo directo, el valor final de la energía almacenada en el transformador durante un ciclo de conmutación debe ser cero, ya que, de lo contrario, se produciría inevitablemente la saturación del núcleo. Por tanto, es necesario tener en cuenta la presencia de la inductancia magnetizante, para que el crecimiento de la corriente y del campo magnético, durante el intervalo de conducción, se cancele con la disminución de esta, durante el intervalo de bloqueo del conmutador. En los convertidores de tipo *push pull*, tal como se demostrará, este problema no se presenta, debido a la simetría de las señales aplicadas durante los intervalos de conmutación.

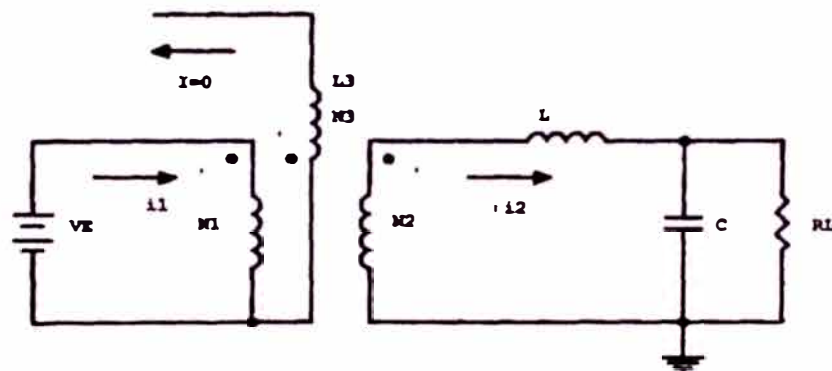


Figura 2.117

Suponiendo en principio un funcionamiento ideal del transformador, durante el intervalo de conducción del conmutador (Figura 2.117), el devanado primario del transformador queda conectado en paralelo con la fuente de entrada, por lo que la corriente a su través aumenta en forma de rampa polarizando en inverso al diodo D_1 . El campo magnético creado induce entonces, en el secundario, una tensión del

mismo signo (V_S), afectada por la relación de transformación, que polariza en directo el diodo D_f , y en inverso el diodo D .

Durante este intervalo, la tensión en extremos de la bobina del convertidor (v_L) toma el valor:

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_E - V_S \quad (2.176)$$

donde V_E y V_S son, respectivamente, las tensiones de entrada y salida del circuito.

Durante el tiempo de bloqueo (Figura 2.118), el primario queda aislado de la entrada, de forma que ambos devanados invierten su polaridad. El diodo D_f se introduce con el objeto de desacoplar el circuito del secundario, permitiendo el retorno de la bobina (*backswing*), y por tanto, el funcionamiento normal del convertidor.

La tensión en sus bornes de la bobina alcanza entonces el valor:

$$v_L = -V_S \quad (2.177)$$

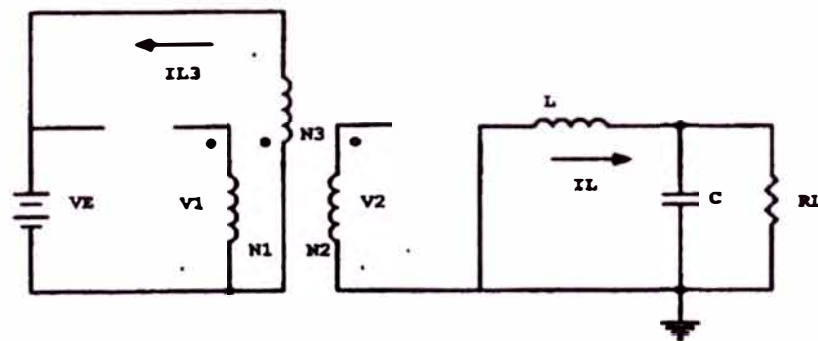


Figura 2.118

Como el nivel medio de la tensión en la bobina es igual a cero durante un ciclo de conmutación, la tensión de salida del circuito se calcula como:

$$\left(\frac{N_2}{N_1} V_E - V_S \right) \frac{t_{ON}}{T} - V_S \frac{t_{OFF}}{T} = 0 \quad (2.178)$$

teniendo en cuenta que $t_{ON}/T = c.t.$ y que $t_{OFF}/T = 1 - c.t.$, se obtiene:

$$V_S = \frac{N_2}{N_1} c.t. V_E \quad (2.179)$$

ecuación idéntica a la obtenida para el convertidor directo en el caso de que $N_2/N_1 = 1$.

Volviendo al funcionamiento real, se observa (Figura 2.119), tal como se ha comentado, una disminución de la corriente a través del devanado primario, durante el intervalo de ON, debida a la energía residual almacenada en la inductancia magnetizante.

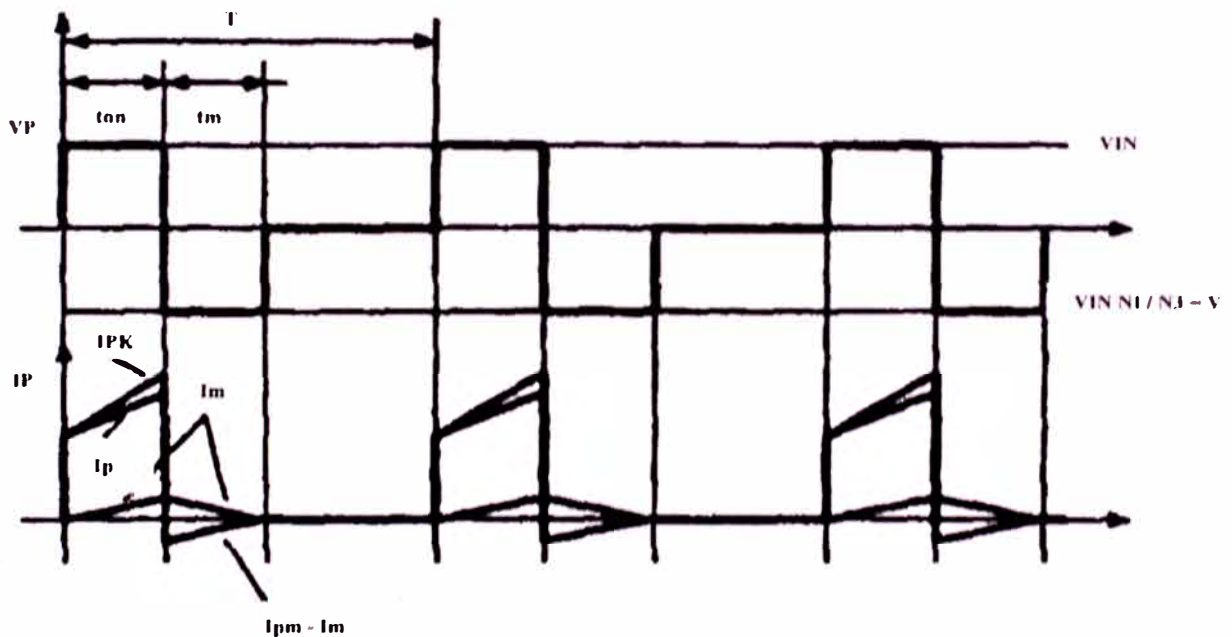


Figura 2.119

despreciando el efecto producido por las inductancias de fuga, en este intervalo, la tensión del devanado primario es igual a la tensión de entrada, creciendo la corriente residual desde cero hasta su valor máximo. Esta energía almacenada debe ser liberada durante el período de bloqueo, ya que, de lo contrario, el efecto

acumulativo de la misma produciría la saturación del núcleo. El problema se resuelve mediante la adición del devanado bifilar L_3 , en serie con el diodo de recuperación D_1 .

Cuando el conmutador deja de conducir, la corriente a través del primario toma el valor:

$$i_1 = -i_m \quad (2.180)$$

cumpléndose la relación :

$$N_1 i_1 + N_3 i_e = N_2 i_2 \quad (2.181)$$

Teniendo en cuenta por otra parte que durante este intervalo $i_2 = 0$, se cumple que:

$$i_3 = \frac{N_1}{N_3} i_m \quad (2.182)$$

por lo que al circular esta corriente a través de D_1 y V_E , la tensión en el devanado primario es constante y de valor:

$$v_1 = -V_E \frac{N_1}{N_3} \quad (2.183)$$

Una vez que el transformador se desmagnetiza, tanto la corriente magnetizante, como la tensión en primario del transformador se hacen cero, protegiendo al elemento conmutador y evitando la saturación del núcleo.

Recordando que durante un ciclo de conmutación la tensión media en el primario es nula, el ciclo máximo de trabajo se calcula como:

$$\frac{V_E t_{ON} - V_E \frac{N_1}{N_3} t_m}{T} = 0 \quad (2.184)$$

donde el máximo valor de $t_m = t_{OFF} = 1 - c.t.$, siendo la relación existente entre t_m y t_{ON} , obtenida a partir de la Ecuación 2.184, la siguiente:

$$t_m = \frac{N_3}{N_1} t_{ON} \quad (2.185)$$

generalmente, desde el punto de vista constructivo, la bobina L_3 y el primario deben estar íntimamente acoplados para evitar impulsos parásitos, por lo que ambos se arrollan simultáneamente sobre el mismo núcleo. Por otra parte, la relación de espiras $N_1:N_3$ se hace igual a la unidad, con objeto de conseguir que la variación de la corriente, en función del tiempo, a su través sea idéntica, lo cual limita el ciclo máximo de trabajo del sistema al 50%, ya que, de lo contrario, la energía almacenada en el núcleo no podría ser liberada en su totalidad. Asimismo y como consecuencia de ello, la tensión en extremos del conmutador toma, durante este intervalo, un valor igual al doble de la tensión de entrada.

En la Figura 2.120 se muestran las formas de onda, de tensión, correspondientes a la señal de conmutación y a las señales obtenidas tanto en los devanados primario y secundario (V_P y V_S) como elemento conmutador (V_{AS}). Asimismo, pueden observarse las variaciones de la corriente a través del primario, de los diodos I_{D1} y D_{DF} y de la bobina del convertidor (I_L).

2.41.2 Convertidor directo push-pull con toma central (*buck push pull*)

En la Figura 2.121 se muestra una versión con toma central para un convertidor con dos salidas, cuyas tensiones están en concordancia con las relaciones de espiras existentes entre el primario y cada uno de los secundarios.

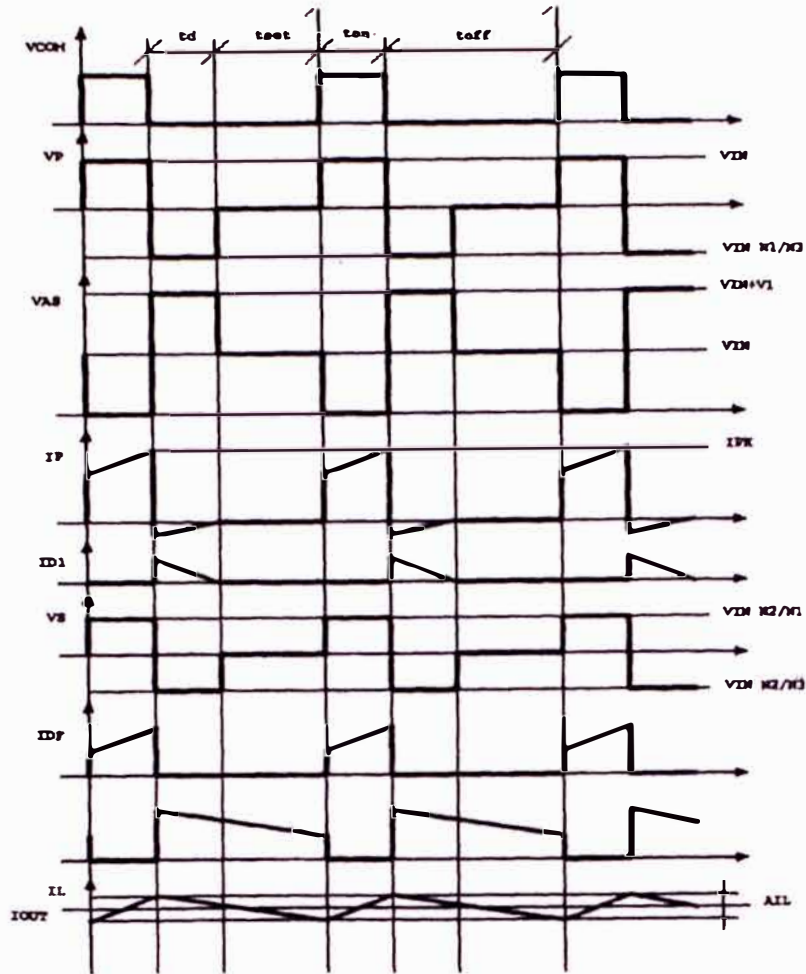


Figura 2.120

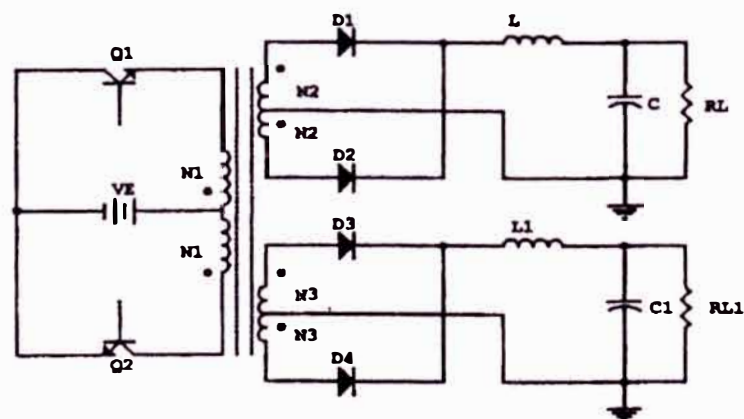


Figura 2.121

2.41.3 Convertidor directo en medio puente (*buck half-bridge*)

Se trata de una versión *push-pull* del convertidor directo. (Figura 2.122).

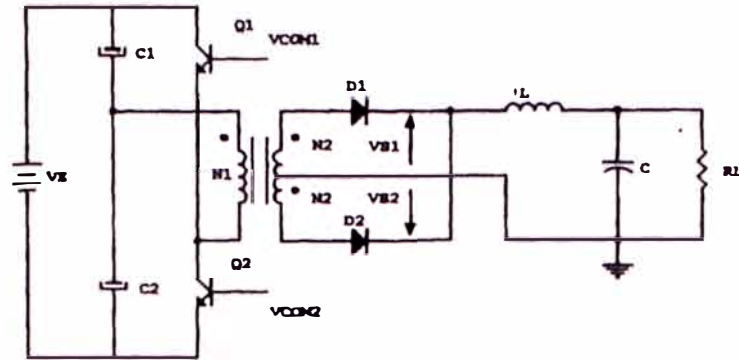


Figura 2.122

2.41.4 Convertidor directo en puente completo (*buck full-bridge*)

El convertidor en puente completo es una ampliación en términos de potencia del convertidor en medio puente. El circuito es idéntico al de la Figura 2.122, exceptuando la sustitución del divisor capacitivo por dos transistores de las mismas características a los existentes que completan el puente (Figura 2.123).

En este convertidor, para un nivel de corriente de salida idéntico al del convertidor en medio puente, manteniendo el mismo transformador, la potencia entregada a la carga es el doble, manteniéndose el mismo margen de tensión para los transistores.

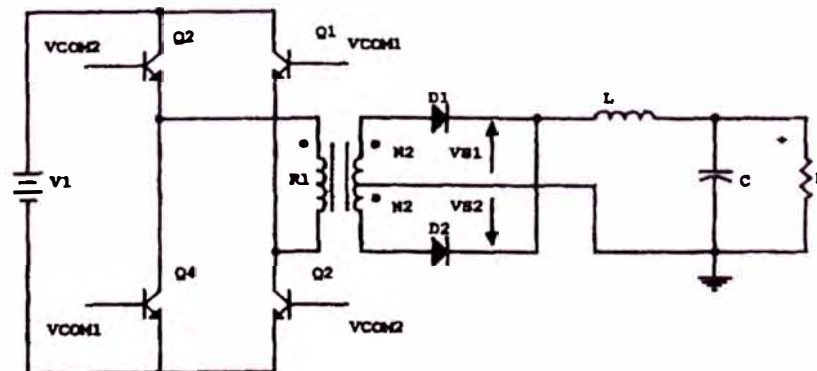


Figura 2.123

2.41.5 Convertidor de retroceso simple (*single-ended flyback*)

El circuito mostrado en la Figura 2.124 corresponde a un convertidor inversor aislado de la señal de entrada. En este circuito, el transformador que realiza esta función, tal como se ha comentado, difiere notablemente en cuanto a sus características y modo de construcción respecto a los transformadores utilizados en las configuraciones bucle, ya que el devanado secundario cumple la función de inductor de filtro, almacenando energía durante los períodos de conducción del conmutador. Por otra parte, el transformador flyback, provee al circuito del aislamiento necesario y permite que la polaridad de la tensión de salida del convertidor sea positiva respecto de masa, gracias al sentido del arrollamiento de los devanados. Se trata pues de un inductor formado por dos devanados acoplados.

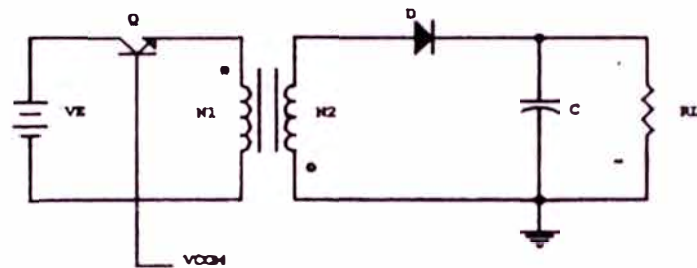


Figura 2.124

Convertidor fly-back con dos conmutadores

El circuito mostrado en la Figura 2.125 es más que una modificación efectuada sobre el convertidor de retroceso simple.

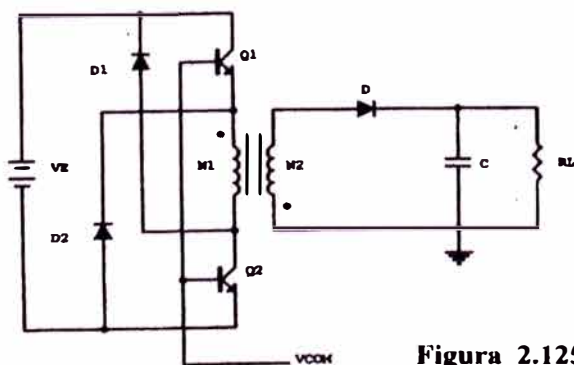


Figura 2.125

CAPITULO III

DESARROLLO DE PROCEDIMIENTO DE DISEÑO TÍPICO

3.1. Diseño de la fuente primaria

Al igual que en el resto de los sistemas de alimentación, la sección de entrada de una fuente conmutada, denominada fuente primaria, tiene como misión la conversión de la tensión alterna de la red, de frecuencia 60 hz., en una tensión continua (V_E). Esta fuente primaria debe ser capaz, por otra parte, de suministrar la potencia necesaria requerida por la sección de conmutación de alta frecuencia.

En una primera división, los sistemas de alimentación conmutados pueden clasificarse según su forma de conexión a la red. Así, si la conexión se realiza a través de un transformador de alimentación, a través del cual se obtienen tensiones de entrada continua de menor valor, el sistema recibe el nombre de fuente ON-LINE. Recibiendo el nombre de fuentes OFF-LINE, aquellas cuya conexión se realiza directamente a la red.

Aunque técnicamente es posible diseñar fuentes conmutadas capaces de trabajar con cualquier nivel de tensión continua de entrada, proveyendo al sistema del aislamiento necesario (fuentes ON-LINE), el hecho de incluir transformadores de alimentación disminuye el rendimiento del sistema y amplía sensiblemente su costo y tamaño final. Por ello, la mayoría de los sistemas de alimentación actuales son del tipo OFF-LINE. En estos sistemas, el problema de aislamiento, se resuelve mediante la inclusión de transformadores de conmutación.

En la Figura 3.1 se muestra el circuito típico utilizado en fuentes OFF-LINE, para tensiones de entrada de línea de 120 y 220 V. En el caso poco probable de utilizar tensiones alternas de entrada de 120 V, el circuito se configura como doblador de tensión. Por supuesto, en ambos casos, ha de tenerse en cuenta, al efectuar el diseño, el margen de variación de la tensión de la red sobre su valor nominal (± 20 V para 120 V y ± 40 V para 220 V, aproximadamente).

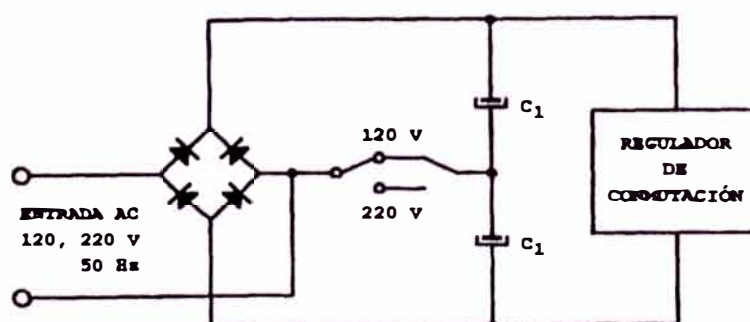


Figura 3.1

3.1.1 Cálculo del condensador de filtro para fuentes off-line 220 v AC, 50 Hz: ecuaciones de diseño

Aunque virtualmente todas las pérdidas del sistema se desarrollan a partir de

la fuente primaria, ésta debe suministrar toda la potencia demandada por el conjunto (P_E). Para ello, el condensador de filtro debe entregar, de forma constante durante su descarga, la totalidad de la energía demandada por la fuente, manteniendo la tensión de rizado (V_r) lo suficientemente pequeña y asegurando una tensión de entrada al sistema mayor o igual a la tensión de entrada mínima requerida ($V_{E\text{ mín}}$) en las peores condiciones, esto es, ante la mínima tensión de entrada de línea y a plena carga. Este valor es de especial importancia en el diseño del sistema, ya que determina la relación de espiras del transformador de conmutación.

Asumiendo que la corriente de recarga del condensador de filtro ($C=C_1 / 2$), que se muestra en la Figura 3.2, se aproxima a un pulso rectangular, el tiempo de recarga (t_c) queda delimitado por la intersección de la forma de onda de tensión del condensador ($V_{\text{mín}}$), con la señal de línea rectificada y el valor de pico (V_{PK}) de dicha señal, a partir del cual, el conjunto rectificador-carga queda aislado al polarizarse en inversa los diodos asociados a cada semiciclo.

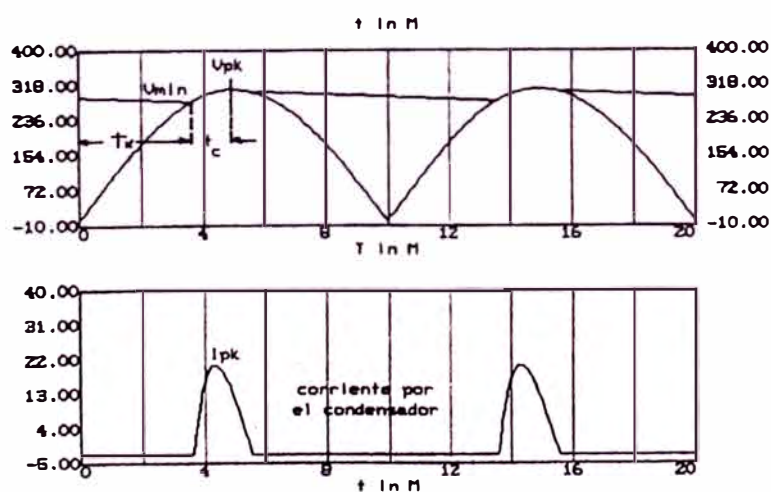


Figura 3.2

$V_{mín}$, en función de la señal de línea, es:

$$V_{mín} = V_{PK} \cos(\omega t_c) \quad (3.1)$$

ya que:

$$t_c = \frac{T}{4} = -t_x$$

El valor del tiempo de recarga se calcula según la ecuación:

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{mín}}{V_{PK}}\right)}{\omega} \quad (3.2)$$

Donde $\omega = 2 \pi F = 2 \pi 50$

Por otra parte, en función de la potencia de salida requerida, la corriente a través de la carga, en las peores condiciones, es:

$$I_L = \frac{P_E}{V_{E\ mín}} \quad (3.3)$$

Cuyo valor debe ser mantenido durante el período completo de la señal alterna de entrada. A fin de mantener este valor, el valor medio de la corriente de recarga del condensador (véase Fig. 3.1) debe ser igual a:

$$I_m = \frac{t_c I_{PK}}{T} = \frac{P_E}{V_{E\ mín}} \quad (3.4)$$

Por lo que el valor de la corriente de pico es:

$$I_{PK} = \frac{T P_E}{t_c V_{E\ mín}} \quad (3.5)$$

Al estar la señal rectificada en doble onda, $T = 1 / F = 0,01$ s.

Teniendo en cuenta la Ecuación 3.6, donde $\Delta t = t_c$ e $\Delta V = V_r$.

$$\Delta Q = C \Delta V = I_{PK} \Delta t \quad (3.6)$$

La expresión de cálculo del condensador, obtenida tras sustituir (3.5) en (3.6), es:

$$C = \frac{T P_E}{V_{E \min} V_r} (F) \quad (3.7)$$

Si el condensador de filtro utilizado es mucho menor que el calculado, el resultado obtenido será una mayor tensión de rizado, lo cual supone un inadecuado funcionamiento del transformador de conmutación y de sus componentes asociados. Si por el contrario, el valor elegido es mucho mayor, los pulsos de corriente de recarga, a su vez, aumentarían su amplitud (Figura 3.1), afectando al puente rectificador, empeorando el factor de potencia y aumentando la emisión de interferencias electromagnéticas (EMI). Un criterio razonable de cálculo, consiste en asumir una tensión de rizado ($V_r = V_{PK} - V_{\min}$) comprendida entre el 25 y el 30% del valor mínimo de pico de la tensión de línea, obteniéndose de esta forma un condensador de tamaño, peso y coste aceptables.

3.1.2 Elección del condensador

La corriente de recarga del condensador, tal como se muestra en la Figura 3.2, está formada por pulsos rectangulares, cuyo valor eficaz (I_{ef}), referido, en este caso, a un ciclo completo de la señal rectificada en doble onda ($F = 100$ Hz.), puede descomponerse en el valor medio de la componente continua (I_{DC}), que no atraviesa el condensador y, por tanto, no contribuye a su calentamiento, y en el valor eficaz de

la corriente componente alterna (I_{AC}), que atraviesa el condensador y contribuye al calentamiento del mismo.

Estas componentes están relacionadas mediante la ecuación:

$$I_{ef}^2 = I_{AC}^2 + I_{DC}^2 \quad (3.8)$$

De forma general, el valor eficaz de la señal, se calcula como:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I^2(t) dt} \quad (3.9)$$

Cuyo valor, para el caso particularizado es:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_c} I_{PK}^2 dt + \int_{t_c}^T (0)^2 dt} = I_{PK} \sqrt{\frac{t_c}{T}} \quad (3.10)$$

Siendo el valor de la componente continua de la señal:

$$I_{DC} = \frac{t_c I_{PK}}{T} \quad (3.11)$$

Por tanto, sustituyendo las Ecuaciones 3.10 y 3.11 en (3.7), se obtiene el valor eficaz de la componente alterna de la señal:

$$I_{AC} = I_{PK} \sqrt{\frac{t_c}{T} \left(1 - \frac{t_c}{T} \right)} \quad (3.12)$$

Por otra parte, a diferencia de lo que ocurre en los sistemas de alimentación convencionales, los circuitos conectados a la fuente primaria de un sistema conmutado, demandan una corriente pulsante de alta frecuencia que descarga los condensadores de filtro. El valor de esta corriente de descarga (I_{desc}), que también

contribuye al calentamiento del condensador, depende del tipo de convertidor utilizado en el sistema, no obstante, su valor es mucho menor que I_{AC} .

Teniendo en cuenta que a través del condensador ha de circular una de corriente total (I_T) de "carga / descarga", de valor:

$$I_T = \sqrt{I_{AC}^2 + I_{desc}^2} \quad (3.13)$$

Este debe ser elegido de forma que su resistencia equivalente serie (ESR) permita alcanzar dicho valor. En caso contrario, no podrá obtenerse la amplitud I_{PK} deseada.

3.1.3 Selección de los diodos rectificadores

La selección de estos componentes, al igual que en el resto de los sistemas de alimentación, se realiza en función de los valores máximos de corriente a su través:

$$I_{máx} = \frac{V_{PK\ máx}}{R_L} \quad (3.14)$$

y del margen de tensión inversa que han de soportar (V_{inv}), cuyo valor para circuitos con rectificador en puente es:

$$V_{inv} = V_{PK\ máx} \quad (3.15)$$

3.2. Diseño de la bobina y el condensador de un convertidor directo

3.2.1. Cálculo de la bobina

Si el ciclo de trabajo disminuye, disminuirá el valor medio de la corriente por la bobina acercándose a cero. A partir de un determinado valor de I_{LO} , las variaciones de corriente pasaran por valores instantáneos nulos. Se dice entonces, que el circuito funciona en modo discontinuo (Figura 3.3).

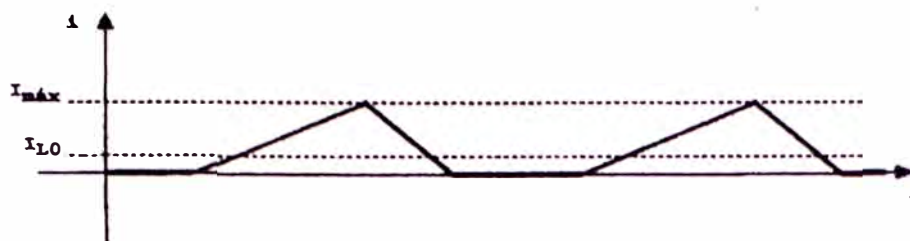


Figura 3.3

El valor del ciclo de trabajo a partir del cual se pasa de funcionamiento con corriente continua a funcionamiento con corriente discontinua, se calcula igualando a cero $I_{L\min}$, denominándose al ciclo de trabajo así calculado ciclo de trabajo crítico.

Suponiendo que la tensión de salida es constante, es posible admitir que toda la corriente que circula por la bobina lo hará a través de la carga, siendo por tanto la tensión de salida:

$$V_{SO} = I_{LO} R_L$$

si además tenemos en cuenta que:

$$t_{ON} = c.t. T \text{ y que } V_{SO} = V_{EO} c.t.$$

podemos escribir, sustituyendo en (2.16) :

$$I_{L\min} = 0 = \frac{V_{EO} c.t.}{R_L} - \frac{V_{EO} (1 - c.t.)}{L} \frac{T c.t.}{2}$$

operando:

$$2 L c.t. - R_L T c.t. (1 - c.t.) = 0$$

$$2 L - R_L T (1 - c.t.) = 0$$

$$T R_L c.t. = T R_L - 2 L$$

por tanto:

$$c.t. = 1 - \frac{2 L}{R_L T} = c.t._{crítico} \quad (3.16)$$

Para asegurar el funcionamiento correcto del circuito se debe cumplir que el ciclo de trabajo mínimo sea igual o superior al ciclo de trabajo crítico, asegurando de esta forma, el funcionamiento con corriente continuada.

$$c.f_{mín} \geq 1 - \frac{2L}{R_L T} \quad (3.17)$$

El diseño de estos convertidores se realiza suponiendo que se conocen tanto las variaciones de la tensión de entrada como el margen permisible de variación de la tensión de salida. En función de estas variaciones, se calculan los valores máxima, y mínima, del ciclo de trabajo.

$$c.f = \frac{t_{ON}}{T} = \frac{V_S}{V_E} \quad - \quad c.f_{máx} = \frac{V_{Smáx}}{V_{Emín}}, \quad c.f_{mín} = \frac{V_{Smín}}{V_{Emáx}}$$

Una vez conocido el valor del ciclo de trabajo mínima, mediante la Ecuación 3.17, se obtiene el valor de la bobina a utilizar, en cuyo cálculo el valor de R_L será el máximo, previsible.

$$L_{mín} \geq \frac{R_{Lmáx} T (1 - c.f_{mín})}{2} \quad (3.18)$$

En la Ecuación 3.18 puede comprobarse nuevamente que el valor y, por tanto, el tamaño de la bobina, depende de la frecuencia de conmutación, disminuyendo a medida que ésta aumenta.

3.2.2 Factor de rizado y cálculo del condensador

Al existir variaciones de corriente por la bobina, la tensión en el condensador (igual a la tensión de salida) no permanece constante, por lo que varía a partir del valor medio de la tensión de salida ($V_{SO} = V_S$) entre un valor máxima, y otro

mínima. Estos incrementos de la tensión tienen forma parabólica, debido a la variación en forma de rampa de la corriente que atraviesa la bobina.

En efecto, teniendo en cuenta que:

$$V_C = \frac{1}{C} \int i \, dt \quad (3.19)$$

y según la Ecuación 2.13, por ejemplo:

$$V_C = \frac{1}{C} \int \frac{V_E - V_S}{L} t \, dt = \frac{1}{C} \frac{(V_E - V_S)}{L} \frac{t^2}{2}$$

puede comprobarse que la representación de la tensión en el condensador varía en forma de parábola.

Durante el intervalo de tiempo comprendido entre los puntos B y D (Figura 2.14) la corriente que circula a través de la bobina tiende a aumentar sobre el valor medio establecido ($I_L > I_{LO}$), por tanto, el condensador se carga durante este período, alcanzando su valor máximo en el punto D. Asimismo, el condensador tiende a descargarse durante el tiempo comprendido entre los puntos D y F, ya que la corriente en este caso disminuye sobre la media ($I_{LO} < I_{LO}$), alcanzándose el valor mínimo de tensión en los puntos B y F.

Teniendo esto en cuenta, el incremento de la tensión de salida se puede expresar como:

$$\Delta V_L = V_{S\text{máx}} - V_{S\text{mín}} = V_D - V_B$$

cuyo cálculo se realiza, según la Ecuación 3.19, de la siguiente forma:

$$\Delta V_S = \frac{1}{C} \int_{\frac{T_{ON}}{2}}^{\frac{T_{ON} + T}{2}} (i_L - I_0) \, dt$$

La integral anterior puede realizarse de forma sencilla ya que su valor es proporcional al área encerrada por el triángulo BCD (Figura 2.14). De esta forma:

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \text{área } BCD$$

siendo el área de dicho triángulo el siguiente:

$$\text{área } BCD = \frac{\frac{T}{2} (I_{L\text{máx}} - I_{LO})}{2}$$

donde la base es $T/2$ y la altura $(I_{L\text{máx}} - I_{LO})$.

Sustituyendo $I_{L\text{máx}}$, cuyo valor fue calculado en):

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \frac{\frac{T}{2} \frac{t_{ON} (V_E - V_s)}{2} \frac{L}{2}}{2} = \frac{T}{8 C L} (V_E - V_s) t_{ON} \quad (3.20)$$

teniendo nuevamente en cuenta que:

$$t_{ON} = c.t. \quad T \quad Y \quad V_s = V_{SO} = V_E \quad c.t. \quad (3.21)$$

Y sustituyendo en la Ecuación 3.20, se calcula el valor final del incremento de la tensión de salida.

$$\Delta V_s = \frac{T^2}{8 C L} V_E (1 - c.t.) \quad c.t. \quad (3.22)$$

Recordando, por otra parte, que el factor de rizado o factor de ondulación, se define como el cociente entre el valor eficaz de las componentes alternas de la señal de salida y el valor medio de dicha señal:

Valor eficaz de los componentes alternas de la señal de salida

$$FR = \frac{\text{Valor eficaz de los componentes alternas de la señal de salida}}{\text{Valor medio de la señal de salida}} \quad (3.23)$$

y teniendo en cuenta que el valor eficaz de las componentes alternas de dicha señal puede aproximarse (siendo aceptable el error) a " $\Delta V_S / 2$ ", puede escribirse:

$$\rho_0 = \frac{\Delta V_S}{2 V_{SO}} \quad (3.24)$$

Sustituyendo en (3.24) las Ecuaciones 3.21 y 3.22, se obtiene el factor de rizado para el convertidor directo.

$$\rho_0 = \frac{\Delta V_S}{2 V_{SO}} = \frac{\Delta V_S}{2 V_E c.t} = \frac{T^2}{16 C L} (1 - c.t) \quad (3.25)$$

Despejando C de la Ecuación 3.25 se calcula el valor del condensador, para lo cual, previamente se debe haber calculado el valor de L y fijado el valor máximo de la ondulación de la señal de salida. El valor de c.t ha de ser el mínimo previsible e igual al valor utilizado en el cálculo de la bobina.

$$C = \frac{T^2}{16 \rho_0 L} (1 - c.t) \quad (3.26)$$

Como se puede comprobar en la Ecuación 3.26, el valor del condensador depende de la frecuencia, por tanto, su tamaño disminuye proporcionalmente con su aumento. Asimismo, se puede deducir de la Ecuación 3.25 que el factor de rizado de la señal de salida también disminuye de forma proporcional al aumento de ésta.

3.2.3. Cuadro Comparativo

A fin de facilitar una guía de referencia rápida acerca de los convertidores analizados, se ofrece a continuación una tabla comparativa donde se relacionan los puntos más importantes.

Convertidor	Directo	Retroceso	Inverso
Referencia	Set-down	Fly-back	Set-up
Cálculo de $I_{L_{máx}}$	$L_{máx} \geq \frac{R_L T (1 - c.f_{máx})}{2}$	$L_{máx} \geq \frac{V_E t_{ON} (1 - c.f_{máx})}{2 I_{30}}$	$L_{máx} \geq \frac{V_E t_{ON} (1 - c.f_{máx})}{2 I_{30}}$
Cálculo del factor de rizado	$\rho_0 = \frac{T^2}{16 C L} (1 - c.f)$	$\rho_0 = \frac{T c.f}{2 C R_L}$	$\rho_0 = \frac{T c.f}{2 C R_L}$
Cálculo del condensador	$C = \frac{T^2}{16 \rho_0 L} (1 - c.f)$	$C = \frac{T c.f}{2 \rho_0 R_L}$	$C = \frac{T c.f}{2 \rho_0 R_L}$
<p style="text-align: center;"><i>Convertidor directo</i> <i>Convertidor inverso</i> <i>Convertidor de retroceso</i></p>			

3.3. Diseño práctico de un inductor de filtro para un convertidor directo

En el presente apartado se realiza, a modo de ejemplo, el cálculo de un inductor de filtro para un convertidor directo, ofreciéndose, al mismo tiempo, las aclaraciones necesarias que permitan realizar el diseño de cualquier tipo de inductor.

El primer paso consiste en definir el valor del inductor, en función de las características de funcionamiento del sistema (en el ejemplo se asume $L = 10 \mu\text{H}$), determinando claramente todos aquellos parámetros que intervienen en el diseño práctico del mismo. Estos son:

Parámetros de diseño	En el ejemplo
• Modo de funcionamiento	Continuo
• Frecuencia de conmutación	100 kHz
• Corriente máxima de cortocircuito (I_{MP})	60 A
• Corriente eficaz máxima ($I_{Emáx}$)	25 A
• Máxima variación de corriente pico a pico (ΔI)	4 A
• Incremento estimado de temperatura	40 °C
• $K = K_U \cdot K_P$	0,7

3.3.1 Elección del núcleo

Independientemente de la topología utilizada, la estimación del tamaño del núcleo, en una primera aproximación, se efectúa mediante el cálculo del producto área.

Si el sistema va a trabajar en modo continuo, con frecuencias de conmutación inferiores a 500 KHz., dicho producto se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$PA = \left(\frac{22.2 L I_{Emáx} I_{MP}}{K B_{máx}} \right)^{1,31} \quad (\text{cm}^4) \quad (3.27)$$

donde la máxima densidad de flujo esta limitada por el material de construcción del núcleo.

Tabla 3.1

Características		Tipo de material								
		N59	N49	N47	N62	N27	N67	N87	N72	N41
Margen de frecuencia (kHz)	F_{max} F_{min}	500 1.500	300 1.000	200 1.000	- 300	- 150	- 300	- 500	- 300	- 150
Campo (B) mT H = 1200 A/M F = 2 kHz	25 °C 100 °C	460 370	430 340	420 330	500 410	480 400	480 380	480 380	480 370	470 380
Permeabilidad inicial (μ)		850 $\pm 25\%$	1.300 $\pm 20\%$	1.400 $\pm 20\%$	1.900 $\pm 20\%$	2.000 $\pm 20\%$	2.100 $\pm 25\%$	2.200 $\pm 25\%$	2.500 $\pm 25\%$	2.800 $\pm 25\%$
Constante de histéresis $10^6/mT$		-	< 0,8	< 0,8	-	< 1,5	< 1,4	< 1,4	-	< 1,4
Fuerza coercitiva (H_c) A/m	25 °C 100 °C	60 50	33 27	33 27	18 11	27 20	20 14	16 9	15 11	20 22
Punto de curie °C		>240	>200	>200	>240	>220	>220	>210	>210	>220
Densidad kg/m ³		4.750	4.600	4.600	4.800	4.750	4.800	4.800	4.800	4.800
Resistividad (ρ) μm		26	25	20	4	3	8	8	12	2
Formas de construcción del núcleo		EFD	RM, Q, RING, EFD, ER	RM, RING, Q	ETD, E, U	P, PM, ETD, EC, EDER E, U, CC, RING	RM, P, EP, E, ETD, UER, ED, EFD, RING	E, EFD, RM, ETD	EFD, E	RM, P

Entrando en la Tabla 3.1, el material se elige inicialmente en función de la frecuencia de conmutación. De los materiales disponibles, que permiten funcionar a la frecuencia de conmutación especificada para la aplicación, se selecciona, en una primera estimación, aquel material cuya permeabilidad inicial sea menor. En este caso se opta, en principio, por un material de tipo N62.

De forma general, el valor del campo máximo suele limitarse, en previsión de una posible saturación indeseada del núcleo, durante el régimen transitorio. Por tanto, el valor máximo del campo puede limitarse, en la práctica, para los materiales incluidos en la tabla, a 0,38 Teslas, siendo posible variar este valor en caso necesario.

Sustituyendo los datos del ejemplo en la Ecuación (3.27), se obtiene un producto área inicial de:

$$PA = \left(\frac{22,2 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 25 \cdot 60}{0,7 \cdot 0,38} \right)^{1,31} = 1,36 \text{ cm}^4$$

Si está previsto que el inductor trabaje en modo discontinuo, o a frecuencias superiores a 500 kHz, el producto área se calcula, generalmente, mediante la siguiente ecuación

$$PA = \left(\frac{L \Delta I I_{E \text{ máx}} 83,3}{K} \right)^{1,58} (K_H F + K_E F^2)^{0,66} \text{ (cm}^4\text{)}$$

No obstante, en cualquier caso, es una buena práctica resolver ambas ecuaciones, aceptando aquella de mayor valor.

Al utilizar estas ecuaciones, se asume una elevación de temperatura en el inductor de 30 °C, siempre que la densidad de corriente sea máxima y exista una ventilación normal por convección. Si el incremento fijado de temperatura es distinto de 30 °C, la estimación del producto área se realiza mediante las mismas ecuaciones, aunque generalmente es necesario efectuar correcciones al realizar el cálculo del devanado.

Tabla 3.2

Núcleo	PA (cm ⁴)	A _o (cm ²)	A _w (cm ²)	V _o (cm ³)	R _i (°C/W)	LMV (cm)
EC 70	17,83	2,79	6,39	40,10	7,50	9,571
EC70 CB*	14,36	2,79	5,15	40,10	7,50	10,081
ETD 49	7,78	2,11	3,73	24,20	11,00	8,39
PQ40/40	6,40	2,01	3,18	20,50	12,00	8,20
EC52	5,59	1,80	3,11	18,80	11,00	7,29
ETD 44	5,28	1,74	3,04	18,00	12,00	7,57
EC 52 CB	4,63	1,80	2,57	18,80	11,00	7,73
PQ 35/35	4,21	1,96	2,15	17,26	16,00	7,32
ETD 39	3,21	1,25	2,57	11,50	15,00	6,69
EC 41	2,59	1,21	2,14	10,80	16,50	6,06
PQ 32/30	2,33	1,61	1,45	11,97	18,50	6,47
EC41 CB	1,90	1,21	1,57	10,80	16,50	6,47
ETD 34	1,83	0,97	1,89	7,64	19,00	5,81
EC 35	1,36	0,84	1,62	6,53	18,50	5,06
PQ 32/30	1,31	1,70	0,77	9,42	22,00	6,47
PQ 26/25	0,96	1,18	0,81	6,53	24,00	5,45
EC 35 CB	0,94	0,84	1,12	6,53	18,50	5,50
PQ 26/20	0,69	1,19	0,58	5,49	30,00	5,45
PQ 20/20	0,39	0,62	0,63	2,79	36,00	4,24
PQ 20/16	0,28	0,62	0,45	2,31	42,00	4,24

Una vez obtenido el valor aproximado del producto área, mediante la Tabla 3.2 se selecciona el núcleo, cuyo producto área sea más próximo, por exceso, al calculado. En el ejemplo, se selecciona el núcleo ETD34. Entrando nuevamente en la Tabla 3.1, se observa que el núcleo elegido está disponible en material N62. De no ser así, sería necesario seleccionar un núcleo diferente, o bien, elegir otro tipo de material

Los datos relativos al núcleo ETD34 son los siguientes:

- Producto área 1,83 cm³
- Area efectiva (A_e) 0,97 cm³
- Resistencia térmica (R_t) 19 °C/W
- Longitud media de una espira (LMV) 5,81 cm
- Area de la ventana (A_w) 1,89 cm²
- Volumen efectivo (V_e) 7,64 cm³

3.3.2 Determinación del número de espiras

El número mínimo de espiras se calcula mediante la siguiente ecuación, en el caso de que la variación de flujo esté limitada por la saturación del núcleo.

$$N_{min} = \frac{L I_{MP}}{B_{max} A_e}$$

En la práctica, el número final se obtiene como el número entero, por exceso, más próximo al calculado. En el ejemplo, multiplicando la ecuación anterior por 10^4 , para operar en centímetros, se obtiene:

$$N_{min} = \frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^4}{0,38 \cdot 0,97} = 16,28$$

utilizándose finalmente 17 espiras o vueltas.

En el caso de que la variación de flujo esté limitada por las pérdidas del núcleo, el cálculo del número mínimo de espiras se realiza mediante la ecuación

$$N_{min} = \frac{L \Delta I}{\Delta B A_e}$$

donde ΔB se calcula a partir del valor del incremento de la corriente.

3.3.3 Cálculo de la longitud del entrehierro

El calculo de la longitud del entrehierro, tal como se ha comentado, es fundamental, ya que en él se almacena prácticamente la totalidad de la energía. Su calculo se realiza mediante la siguiente ecuación:

$$l_{eh} = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A_e}{L} \quad (3.27)$$

donde $\mu_r = 1$ (ya que el material contenido en el entrehierro es el aire) y N corresponde al número mínimo de espiras calculado en el apartado anterior.

En el ejemplo, efectuando la conversión a centímetros, se obtiene:

$$l_{eh} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 17^2 \cdot 0,97}{10 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,352 \text{ cm}$$

En el caso de que la longitud del entrehierro, del núcleo elegido, no corresponda a la calculada, será necesario efectuar la mecanización del mismo, con el objeto de garantizar la cantidad de energía a almacenar.

En los núcleos de tipo toroidal (ring), la energía almacenada queda distribuida entre el aglomerante de las partículas magnéticas, por lo que el entrehierro equivalente no puede ser físicamente medido o ajustado. No obstante, el valor de la energía máxima almacenada puede calcularse, según la ecuación:

$$\omega = \frac{1}{2} \mu_0 \mu_r H^2 A_c l_e \quad (\text{Julios})$$

introduciendo en ella el valor de μ_r , especificado por el fabricante. En el caso de no disponer de este dato, el valor máximo de permeabilidad relativa se calcula despejando en la Ecuación 3.27, donde l_e , corresponde a la longitud efectiva del núcleo:

$$\mu_{r, \text{máx}} = \frac{L l_e}{\mu_0 N^2 A_c} 10^2 \quad (3.28)$$

3.3.4 Cálculo de la sección del hilo

Aunque existen varios métodos que permiten calcular la sección del hilo del devanado o área del conductor (A_c), quizás el más sencillo consiste en despejar esta, directamente de la ecuación:

$$J = \frac{I_E}{S}$$

Teniendo en cuenta que la sección del hilo debe calcularse para que este soporte la corriente máxima a la que va a ser sometido; la expresión para su cálculo, es:

$$A_c = \frac{I_{E, \text{máx}}}{J_{\text{máx}}} \quad (\text{cm}^2) \quad (3.29)$$

donde $J_{\text{máx}}$ se calcula, una vez más, dependiendo de la causa del límite de la variación de flujo magnético. En el caso de que la variación esté limitada por la saturación del núcleo, $J_{\text{máx}}$ se calcula mediante la siguiente ecuación ya que todas las pérdidas corresponden, entonces, al devanado.

$$J_{\text{máx}} = 450 PA^{-0.24} \left(\frac{A}{\text{cm}^2} \right)$$

En el caso de que la variación de flujo esté limitada por las pérdidas del núcleo, se asume, con el objeto de optimizar el diseño, que las pérdidas ocasionadas por el devanado, corresponden al 50% del total. Por tanto, ante estas circunstancias, $J_{\text{máx}}$ se calcula mediante la ecuación:

$$J_{\text{máx}} = J_{15^{\circ}} = 297 PA^{-0,24} \left(\frac{A}{\text{cm}^2} \right)$$

En el ejemplo:

$$J_{\text{máx}} = 450 \cdot 1,83^{-0,24} = 389,25 \frac{A}{\text{cm}^2}$$

por tanto, la sección del hilo, sustituyendo en la Ecuación 3.29, resulta:

$$A_c = \frac{25}{389,25} = 0,0642 \text{ cm}^2$$

Una vez obtenido el valor del área del conductor, se entra en la tabla de hilos American Wire Gauge (AWG) (Tabla 3.3), cuyos datos quedan referidos al cobre como material conductor, donde se obtiene, por exceso, el calibre del hilo buscado.

Tabla 3.3

Calibre AWG	Díámetro del conductor (Dc) en cm	Área del conductor (Ac) en cm ²	R _p / cm T = 20 °C	R _p / cm T = 100 °C	Corriente para 450 A/cm ²
10	0,259	0,052620	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,000066	0,000088	11,809
14	0,163	0,020811	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006257	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,013621	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,017165	0,022932	0,045
38	0,009	0,000080	0,021644	0,028917	0,036
39	0,008	0,000063	0,027293	0,036464	0,028
40	0,007	0,000050	0,034471	0,045981	0,023

Las ecuaciones que se han utilizado en la obtención de los datos de las tablas, son las siguientes:

- Diámetro del conductor (D_c):

$$D_c = \frac{2.54}{\pi} 10^{-\left(\frac{AWG}{20}\right)} \quad (cm) \quad (3.30)$$

- Area del conductor:

$$A_c = \frac{\pi D_c^2}{4} \quad (cm^2) \quad (3.31)$$

- Resistencia de pérdidas por centímetro:

$$\frac{R_p}{cm} = \frac{\rho}{A_c} \left(\frac{\Omega}{cm} \right) \quad (3.32)$$

siendo ρ es la resistividad del cobre, cuyo valor, en función de la temperatura, se calcula según la Ecuación 3.32 obteniéndose ρ a $20\text{ }^\circ\text{C} = 1,724 \cdot 10^{-6} \text{ } (\Omega \text{ cm})$ y ρ a $100\text{ }^\circ\text{C} = 2,34 \cdot 10^{-6} \text{ } (\Omega \text{ cm})$.

El diámetro total del hilo y de su área, una vez añadido el material aislante, se calcula mediante las expresiones 3.33 y 3.34:

$$D_c' = D_c + 0,028 \sqrt{D_c} \quad (cm) \quad (3.33)$$

$$A_c' = \frac{\pi D_c'^2}{4} \quad (cm^2) \quad (3.34)$$

En el caso de que la sección calculada no esté comprendida en los datos de la tabla, será necesario hacer uso de las ecuaciones para obtener el calibre del hilo. En

el ejemplo, a la temperatura de funcionamiento ($T = t_{\text{amb}} + \Delta_t = 65 \text{ }^\circ\text{C}$), se obtiene para un hilo de calibre 9 los siguientes datos:

- Diámetro del conductor = 0,286 cm
- Area del conductor = 0,064242 cm²
- R_p / cm = $3,19 \cdot 10^{-5} \text{ } \Omega / \text{cm}$

Dicho conductor, a la densidad de corriente calculada ($418 \text{ A} / \text{cm}^2$) permite a su través una circulación máxima de corriente de:

$$I_{E \text{ máx}} = 418 \cdot 0,06424 = 26,85 \text{ A}$$

siendo, por tanto, apto para la aplicación.

3.3.5 Cálculo de la longitud del hilo (I_h)

La longitud del hilo se calcula multiplicando el número de vueltas por la longitud de la circunferencia de la sección del núcleo elegido, cuyos datos están referidos a la Tabla 2.3 (Figura 2.26). En el caso de que el bobinado deba realizarse en varias capas, la longitud del hilo se calcula en función de la longitud media de una vuelta.

En el ejemplo es necesario efectuar el devanado en más de una capa, ya que siendo la longitud de la ventana, $E = 2,42$ (Tabla 3.3 y figura asociada):

$$D_C \cdot \text{núm vueltas} = 0,286 \cdot 17 = 4,862 > E$$

utilizando, por tanto, la longitud media de una vuelta:

$$I_h = N \cdot LMV = 17 \cdot 5,81 = 98,77 \text{ cm}$$

a la longitud calculada, es necesario añadir algunos centímetros, en previsión de las conexiones que han de efectuarse. Por tanto, la longitud total del conductor, se aproxima a 100 cm.

Una vez calculada la sección del hilo, debe comprobarse que el devanado cabe perfectamente en la ventana del núcleo. De no ser así, sería necesario recurrir a un núcleo de tamaño superior, rehaciendo todos los cálculos, o elegir un hilo de menor diámetro, asumiendo un incremento en la temperatura de funcionamiento, debido al aumento de la resistencia del hilo.

Esta comprobación se realiza mediante la ecuación:

$$A_P = N A_C \leq K_U K_P A_w \quad (3.35)$$

En el caso de que $K \cdot A_w$ fuese significativamente mayor (entre el 15 y el 20%) que el producto $N \cdot A_C$, sería deseable, en función de las dimensiones finales del equipo, elegir un núcleo de menor tamaño.

En el ejemplo:

$$A_P = 17 \cdot 0,064242 \approx 1,1 \leq 1,323 = 0,7 \cdot 1,89$$

3.3.6 Evaluación de pérdidas y temperatura de funcionamiento

En un último paso debe comprobarse que las pérdidas totales, y por tanto, la temperatura de funcionamiento del transformador, no exceden, al menos significativamente, de las estimaciones teóricas realizadas.

Las pérdidas totales (P_T), suma de las pérdidas asignadas al núcleo (en su caso) y al devanado (P_r), se obtienen, a partir de los cálculos a realizar como:

$$P_T = P_N + P_r \quad (W) \quad (3.36)$$

donde las pérdidas totales, teóricas, se calculan como:

$$P_T = \frac{\Delta T}{R_t} \quad (W) \quad (3.37)$$

En el caso de que la variación de flujo esté limitada por la saturación del núcleo, las pérdidas se deben únicamente al devanado del inductor, calculándose su valor práctico mediante la expresión:

$$P_P = I^2 R = I_{EP \text{ máx}}^2 \cdot l_h \cdot \frac{R_P}{cm} \quad (W) \quad (3.38)$$

donde R_P/cm se obtiene a partir de la Ecuación 3.32.

En el ejemplo:

$$P_T = \frac{40 \text{ }^\circ\text{C}}{19 \text{ }^\circ\text{C}} = 2,1 \text{ W}$$

tomando en la practica el valor:

$$P_P = 25^2 \cdot 100 \cdot 3,19 \cdot 10^{-5} \approx 1,99 \text{ W}$$

Observándose que las pérdidas reales son menores que las pérdidas teóricas calculadas.

En el caso de que la variación de flujo esté limitada por las pérdidas del núcleo, se asignan la mitad de las pérdidas al núcleo y la otra mitad al devanado. Por tanto, las pérdidas en el núcleo se calculan, ahora como:

$$P_N = \frac{\Delta T}{2R_l} \quad (W) \quad (3.39)$$

En ambos casos, una vez calculadas las pérdidas totales, el incremento de la temperatura de funcionamiento del inductor se obtienen mediante la expresión:

$$\Delta T = 1,99 P_T \cdot R_l \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.40)$$

cuyo valor a de ser menor o igual al incremento previsto. En caso contrario, será necesario rehacer los cálculos o bien asumir el nuevo incremento de temperatura, con

la consiguiente disminución del rendimiento.

En el ejemplo, la temperatura de funcionamiento:

$$\Delta T = 1,99 \cdot 19 = 37,81 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Las consideraciones a tener en cuenta acerca de la forma de realizar el devanado quedan especificadas a continuación:

Al realizar el cálculo de la sección de los hilos del bobinado, no se tiene en cuenta el efecto de superficie producido por Corrientes de Eddys. Estas Corrientes, generadas en alta frecuencia, ocasionan pérdidas, que a veces, dependiendo de la forma en que se realice el devanado, toman valores importantes, afectando negativamente al rendimiento, tanto de transformadores como de inductores. Con objeto de disminuir estas pérdidas, tal como se analiza en este punto, se recurre, siempre que la frecuencia de conmutación sea superior a 50 kHz, a devanados intercalados, de varios hilos arrollados de menor sección (twisted). Estos hilos se cortocircuitan en los extremos obteniéndose un conjunto de mayor o igual sección efectiva, que reduce el valor de la inductancia de fugas y minimiza las pérdidas por Corrientes de Eddy. Por este mismo motivo, el devanado secundario, siempre que sea de alta corriente, se realiza mediante el uso de cinta de cobre (thin strip).

3.4. Diseño de condensadores de filtro para fuentes conmutadas: Respuesta en Frecuencia

3.4.1 Cálculo del filtro

El diseño se realizará partiendo de la respuesta deseada del filtro al escalón y del rizado máximo permitido de salida, para C ideal. Además, es necesario tener en cuenta las condiciones de funcionamiento del circuito (tensión y corriente media de salida, ciclo de trabajo mínimo, valor de la carga, etc.).

3.4.2. Cálculo de la ESR

El valor de la ESR es un parámetro definitivo, ya que indica el tipo y las características del condensador a utilizar. Su cálculo se realiza teniendo en cuenta, en primer lugar, la tensión de rizado máxima admisible. Por otra parte, la potencia disipada en el condensador debe ser despreciable frente a la potencia disipada en la carga, fijándose este valor, aproximadamente, en el 1% de la potencia máxima de salida. El valor de la ESR, debe ser, por tanto, despreciable frente al valor de la resistencia de carga.

3.4.3. Rizado de salida

El rizado de la señal de salida dispone de dos componentes, la primera, es debida al proceso de carga y descarga del condensador, durante los intervalos de conmutación. Esta señal (V_R) tiene forma parabólica y está directamente relacionada con el valor de la capacidad, mediante la Ecuación 3.41, calculada previamente en el Capítulo 2.

$$C = \frac{2 V_{so} T^2}{16 V_R L} (1 - c.f_{m(a)}) \quad (3.41)$$

La segunda componente es debida al efecto producido por la ESR del condensador. Efectivamente, las variaciones de corriente en forma de rampa, procedentes de la bobina, que atraviesan el condensador, crean, en su resistencia equivalente serie, variaciones proporcionales de tensión. El rizado total de la señal de salida, se calcula por tanto, como la suma de ambas componentes (Figura 3.4).

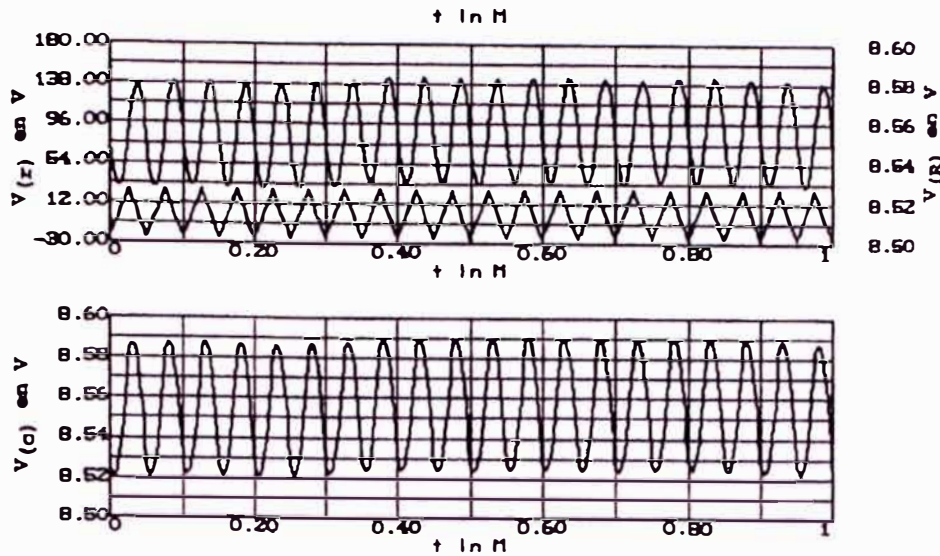


Figura 3.4

Donde $V(r)$ es la tensión de rizado en ESR (señal triangular); $V(R)$ es la tensión de rizado en el condensador como elemento ideal. $V(C) = V(r) + V(R)$ es la tensión de rizado en el condensador como elemento real.

El diseño se considera optimizado cuando el rizado debido al condensador, ideal, es despreciable. Al menos 10 veces menor que el rizado debido a la ESR. En este punto de vista, si V_R es mínimo, puede considerarse que su tensión es constante, durante el período total de la señal de conmutación. Por tanto, aplicando el teorema de Thevenin al circuito, visto desde el terminal de L hasta la carga, se observa que la corriente a través de la ESR es debida únicamente a las variaciones de la corriente a través de la bobina, ya que la corriente media a través del condensador es nula. Para que el circuito funcione correctamente, ESR debe ser al menos 10 veces menor que la resistencia de carga. Considerándose, entonces, que esta resistencia interna es la causante del rizado total de salida del filtro.

Teniendo en cuenta que la variación de corriente a través de la bobina (I_r), calculada a partir de las Ecuaciones 2.15 y 2.16 es

$$I_r = \frac{(V_E - V_S)}{L} t_{ON} \quad (3.42)$$

el valor máximo de rizado de salida se producir cuando la tensión de entrada sea máxima, lo que corresponde a un ciclo de trabajo mínimo, permaneciendo constante el valor de la tensión de salida, debido a la acción del lazo de control.

$$V_{r, \text{máx}} = ESR \frac{(V_{E, \text{máx}} - V_S)}{L} t_{ON, \text{mín}} \quad (3.43)$$

Ecuación, a partir de la cual es posible calcular el valor de ESR.

3.4.4 Cálculo de componentes

Una vez calculado el valor de la ESR, se fija el factor de amortiguamiento, en función de la respuesta deseada.

Teniendo en cuenta que:

$$K = \frac{1}{2Q}, \quad Q = \frac{R}{\omega_0 L}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.44)$$

donde R corresponde al valor de la resistencia de carga, se obtiene:

$$L = (2RK)^2 C \quad (3.45)$$

Sustituyendo esta última expresión en la Ecuación 3.41 y fijando el valor de V_R , se calcula el valor del condensador:

$$C = \frac{T}{8RK} \sqrt{\frac{2V_{SO}(1 - c \cdot t_{mín})}{V_R}} \quad (3.46)$$

obteniéndose L a partir de este valor, sustituyendo en la Ecuación 3.45. Por último, queda por comprobar que el valor fijado para V_R es despreciable frente al valor mínimo de la señal de rizado de salida. En caso contrario, será necesario rehacer los cálculos, fijando un valor más bajo para V_R .

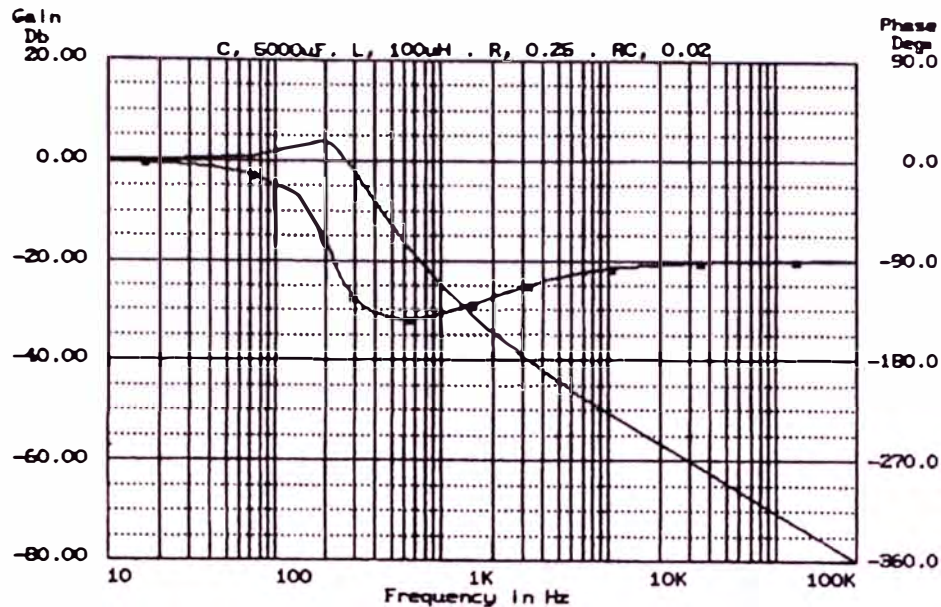


Figura 3.5

En la Figura 3.5 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro. Obsérvese que a la frecuencia de resonancia (f_0) se introduce un polo doble, por lo que la pendiente disminuye a razón de 40 dB/dec. Para $f = 1.590$ Hz, la ESR del condensador introduce un cero.

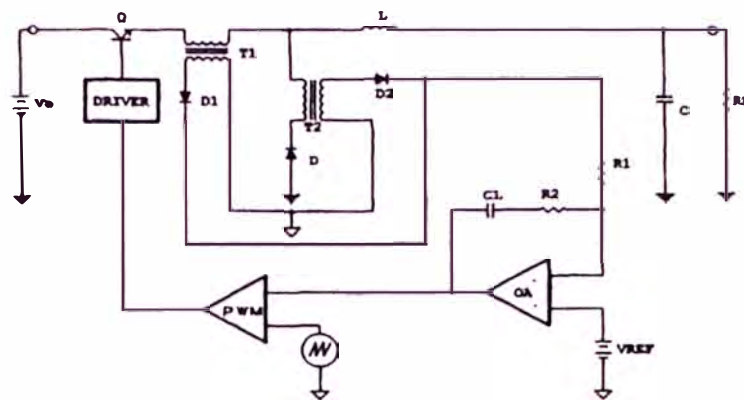
El cero debido a la ESR se sitúa, en general, en bajas frecuencias. La ganancia tiene un pico en ω_0 que depende del Q del circuito.

3.5. Lazos de control. Diseño de componentes: Respuesta en frecuencia

Una vez establecidas las condiciones de funcionamiento del sistema, se definen los valores y características de los componentes del filtro, en función de la frecuencia de conmutación (FC) y de los requerimientos de corriente por la carga

(I_S). Partiendo de este punto y teniendo en cuenta las siguientes consideraciones, el cálculo del resto de los componentes se realiza de la siguiente forma:

- **Consideraciones iniciales.** Haciendo referencia al circuito de la figura, en el que se basa este análisis, es necesario tener en cuenta que el lazo de control se encuentra abierto cuando el interruptor (Q) está cerrado.



Cuando la salida tiende a aumentar sobre el valor previsto, el lazo de control se cierra provocando la apertura del interruptor, tomando la ganancia del sistema el valor:

$$G = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (3.47)$$

Tal como se estableció anteriormente, interesa controlar la estabilidad del sistema con objeto de evitar oscilaciones, manteniendo el régimen de funcionamiento, aun ante el envejecimiento de los componentes. Por tanto, es necesario conseguir que el producto $|A\beta|$ sea apreciablemente menor de 0 dB a la frecuencia de funcionamiento del sistema. Por otra parte, una pendiente de -20 dB/dec, a partir de $f_c/2$, asegurará una buena respuesta ante los cambios de la señal de entrada.

- Proceso.** Una vez alcanzado el régimen permanente, a través de la bobina circula una corriente sobre la que se superponen, a su valor medio, variaciones en forma de diente de sierra, que como es sabido, constituyen el rizado de la señal. Una vez muestreada, la toma es procesada por el amplificador de error, que se comporta como un amplificador inversor ante estas variaciones. Por tanto, la señal en diente de sierra, proveniente de la muestra, es invertida y amplificada, de forma que su pendiente, durante el intervalo de OFF de la señal de conmutación (lazo cerrado), coincida con la pendiente de la señal de rampa (V_R). En este punto se calcula la ganancia que debe tener el amplificador de error a la frecuencia de conmutación. Una vez calculada dicha ganancia, se calcula el valor del condensador C_1 para que este introduzca un polo a la frecuencia $f_c/2$, de forma que la ganancia a la frecuencia de conmutación, coincida con la calculada. Por otra parte, deben definirse en este proceso las características del amplificador operacional que constituye el modulador de ancho de impulsos.

Para una mejor comprensión, el cálculo de los componentes se ilustrará también, mediante un ejemplo.

- Condiciones de funcionamiento**

- Tensión nominal de salida = (V_S) 5 V
- Corriente de salida = (I_S) Variable 10-20 A
- Rizado máximo de salida = ($V_{r\text{máx}}$) < 1 % (0,005 V)
- Frecuencia de conmutación = (FC) 100 Khz
- Tensión de entrada = (V_E) Variable 7-20 V
- Amplitud de la señal de rampa = (V_R) 5 V
- Valor de la resistencia de muestra equivalente = (R_M) 0,052 Ω

- **Cálculo de L y C.** El cálculo de L_{\min} , para asegurar el funcionamiento con corriente continuada (modo continuo) dentro del margen de entrada, se efectúa de la siguiente forma:

$$L_{\min} \geq \frac{R_{L\text{mdx}} T (1 - c.f_{\min})}{2} \quad (3.48)$$

donde:

$$R_{L\text{mdx}} = \frac{V_s}{I_{L\min}} = 0,5 \, \Omega \quad (3.49)$$

$$c.f_{\min} = \frac{V_s}{V_{E\text{mdx}}} = 0,25, \quad c.f_{\text{mdx}} = \frac{V_s}{V_{E\min}} = 0,71 \quad (3.50)$$

Sustituyendo valores se obtiene $L_{\min} = 1,87 \, \mu\text{H}$. El valor elegido para el filtro puede ser, por ejemplo:

$$L = 10 \, \mu\text{H}$$

Partiendo de este valor, el núcleo de la bobina, así como el diámetro del hilo y el número de vueltas necesarias, se calculará según la teoría expuesta en Materiales Magnéticos del Capítulo 2.

Con la bobina calculada, a partir de la Ecuación 3.44, el valor de ESR será :

$$ESR = \frac{V_{r\text{mdx}} L}{(V_{E\text{mdx}} - V_s) t_{ON\min}} = 0,013 \, \Omega \quad (3.51)$$

Este valor deber tenerse en cuenta en la elección del condensador. Si no se dispone de condensadores cuya ESR coincida con la calculada, es posible asociar estos elementos hasta conseguir el valor adecuado.

En el peor de los casos, el rizado debido al condensador ideal (V_{RC}) debe ser despreciable frente al rizado debido a la ESR. Por tanto:

$$V_{r, \text{mín}} = ESR \frac{(V_{E, \text{mín}} - V_S)}{L} t_{ON, \text{mín}} = 0,02 \text{ V} \quad (3.52)$$

Haciendo:

$$V_{RC} \leq \frac{V_{r, \text{mín}}}{100} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ V} \quad (3.53)$$

En este aspecto, el valor del condensador se calcula teniendo en cuenta la

Ecuación 3.26:

$$C = \frac{T^2}{16 \rho_0 L} (1 - c \cdot t_{\text{mín}}) \quad (3.54)$$

En la cual:

$$\rho_0 = \frac{\Delta V_S}{2 V_{SO}} \quad (3.55)$$

ΔV_S es la máxima variación de rizado permitida ($V_{RC} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ V}$) y V_{SO} es la tensión media de salida ($V_S = 5 \text{ V}$).

Sustituyendo valores se obtiene $C = 2343,75 \mu\text{F}$, aproximándose para el filtro del ejemplo a:

$$C = 3300 \mu\text{F}$$

Sustituyendo en las ecuaciones (3.45):

$$K = \frac{1}{2Q}, \quad Q = \frac{R}{\omega_0 L}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.56)$$

Se comprueba que el factor de amortiguamiento $K = 0,11$, por lo que se obtiene una respuesta subamortiguada.

- **Cálculo de R_1 y R_2 .** En el cálculo de estos componentes se supone que el circuito ha alcanzado el régimen permanente, por lo que se tienen en cuenta únicamente las variaciones de la señal sobre su valor medio.
- La pendiente de subida de la señal de rampa (V_R), dependiente de la frecuencia de conmutación, se define como:

$$P = \frac{dV_R}{dt} \quad (3.57)$$

por tanto:

$$\frac{dV_R}{dt} = \frac{V_R}{t_C} \quad (3.58)$$

donde $t_C = 1/FC$

En el ejemplo:

$$\frac{dV_R}{dt} = \frac{V_R}{t_C} = \frac{5V}{10\mu S} = 0,5 \frac{V}{\mu S} \quad (3.59)$$

Por otra parte, la pendiente de bajada de la corriente que circula a través de la bobina, observa una variación durante el intervalo $t = T_{OFF}$, de valor:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_S}{L} \quad (3.60)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_S}{L} = \frac{5V}{10\mu H} = 0,5 \frac{V}{\mu H} \quad (3.60a)$$

cuya variación, una vez convertida en tensión (V_M), a través de R_M , toma el valor:

$$\frac{dV_M}{dt} = \frac{R_M di}{dt} \quad (3.61)$$

$$\frac{dV_M}{dt} = \frac{R_M di}{dt} = 0,05 \Omega 0,5 \frac{A}{\mu S} = 0,025 \frac{V}{\mu S} \quad (3.61a)$$

La ganancia del amplificador OA, se calcula, tal como se ha comentado, para que la variación de su señal de salida tenga la misma pendiente de ataque al modulador que la señal V_R , por tanto:

$$A_{\omega} = \frac{V_{OA}}{V_M} = \frac{d V_R}{R_M di} \quad (3.62)$$

$$A_{OA} = \frac{V_{OA}}{V_M} = \frac{d V_R}{R_M di} = \frac{0,5}{0,025} = 20 \quad (3.62a)$$

- Para variaciones cercanas a la frecuencia de conmutación, la reactancia presentada por el condensador C_1 es prácticamente nula, por tanto, OA se comporta como un amplificador inversor de ganancia:

$$\Delta_{\omega} = - \frac{R_2}{R_1} \quad (3.63)$$

obteniéndose por ejemplo:

$$R_1 = 5 \text{ K}\Omega \rightarrow R_2 = 100 \text{ K}\Omega \quad (3.64)$$

3.6 Diseño práctico de los componentes que forman parte del driver según condiciones de funcionamiento

En este punto se efectúa el cálculo y elección de los componentes que forman parte del driver mostrado en la Figura 3.6, suponiendo las siguientes condiciones de funcionamiento:

- Tensión de entrada (V_{cc}) = 20 V
- Frecuencia de conmutación (F_c) = 50 kHz.
- Corriente máxima de carga (I_S) = 1 A.

- Corriente de salida de pico (I_p) = 5 A.
- Señal PWM = Pulsos de 2 Vpp, c.t 50%.
- Resistencia prevista de carga (R_t) = 10

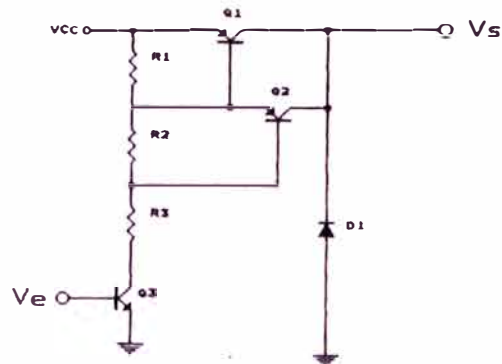


Figura 3.6

3.6.1 Descripción

El transistor Q3 es excitado por la señal proveniente del PWM, cuyo valor se ha fijado en el diseño en ± 1 V. A partir de este valor debe conseguirse la saturación del transistor durante el intervalo ON de esta señal. Una vez saturado, la corriente que circula a través del divisor R1-R3, saturará a los transistores Q1 y Q2, de manera que la tensión de alimentación Vcc aparece en la salida, permitiendo la circulación de corriente a través del inductor de filtro.

Durante el intervalo OFF, la base de Q3 está polarizada inversamente. Al permanecer este transistor abierto, no circula corriente a través del divisor de tensión R1-R3 por lo que los transistores Q1 y Q2 entran en zona de corte. En esta situación, la tensión de salida queda desligada de la entrada y el diodo D1 queda polarizado directamente por la acción del filtro.

3.6.2 Estrategia

En principio se fijan las tensiones emisor-base (V_{EB}) del par Darlington, aproximadamente en 1 V. Dichas tensiones estarán presentes en ambos transistores cuando estos están en saturación. Con los resultados obtenidos se comparan las condiciones en la carga (corriente, tensión, etc.) con los datos teóricos a partir de los cuales se realiza el diseño.

3.6.3 Proceso

La tensión de saturación (V_{CE}) de Q3 es aproximadamente de 0,2 V, por tanto, la tensión de R3 será de:

$$V_{R3} = V_{CC} - V_{EB Q1} - V_{EB Q2} - V_{CE Q3} = 20 - 1 - 1 - 0,2 = 17,8 \text{ V} \quad (3.65)$$

Como el ciclo de trabajo es del 50%, la tensión media de salida será :

$$V_s = V_{CC} \cdot d - V_{sat Q1} \quad (3.66)$$

Teniendo en cuenta que el transistor Q3 ha de ser un transistor de potencia, su tensión de saturación se fija en principio en 0,4V, por lo que se obtiene, sustituyendo en (3.66):

$$V_s = 20 \cdot 0,5 - 0,4 = 9,6 \text{ V} \quad (3.67)$$

Para la resistencia de carga prevista ($R_L = 10\Omega$), el valor medio de la corriente a su través será de:

$$I_{Lm} = \frac{V_s}{R_L} = \frac{9,6}{10} = 0,96 \text{ A} \quad (3.68)$$

que coincide prácticamente con la corriente máxima del enunciado (si no fuese así, debido al valor menor de R_L , la corriente máxima la determinaría únicamente la tensión de salida y la carga).

Fijando por el divisor una corriente mil veces menor que I_{LM} ($I_R = 0,96$ mA), a efectos de rendimiento, se obtienen los siguientes valores:

$$R1 = \frac{V_{R1}}{I_R} = \frac{1}{0,96} = 1 \text{ K}\Omega \quad (3.69)$$

$$R2 = \frac{V_{R2}}{I_R} = \frac{1}{0,96} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R3 = \frac{V_{R3}}{I_R} = \frac{17,8}{0,96} = 18 \text{ K}\Omega$$

El valor de $R3$ se rebaja hasta 15Ω para asegurar la saturación de $Q1$ y $Q2$.

3.6.4 Elección de semiconductores

El transistor $Q1$ debe tener una $\beta > 100$ para que su base pueda ser excitada con un valor bajo de corriente. Además debe poder soportar como mínimo una tensión colector-emisor de 20 V, estando su frecuencia de corte por encima (20 ó 30 veces) de la frecuencia de conmutación para asegurar que no introduce distorsión. Por tanto, f_c debe ser mayor de 1,5 MHz. Según este punto de vista, el transistor de propósito general 2N2222A, es ideal para conmutación de pequeña señal. Eligiéndolo de cápsula metálica, puede disipar una potencia superior a 500 mW. Este transistor puede cumplir perfectamente el objetivo, ya que, en el peor de los casos, la potencia que debe disipar el transistor (Ecuación 3.70):

$$P_{sat Q3} = 0,2 \text{ V} \cdot 1 \text{ mA} = 0,2 \text{ mW} \quad (3.70)$$

está muy debajo del límite.

El transistor Q1 se elige para que pueda soportar como mínimo una tensión de pico colector-emisor cercana a los 40V, debido a la tensión de reacción del inductor del filtro. Además sus características deben ser de conmutación. Como el regulador debe suministrar hasta 5 A (cuando la carga baje a 2Ω o por un cortocircuito accidental), la variación de la corriente por la bobina será cercana a 10 A de pico a pico por lo que se elige el transistor MPSU 60, cuyas características están muy por encima de estas condiciones. La β de estos transistores es mayor de 150 por lo que la corriente de base de Q2 en saturación será del orden de 0,08 mA. Esta corriente es, al menos diez veces menor que la corriente nominal a través del divisor de tensión.

En cuanto al diodo de recuperación, se ha elegido el MR 2401, ya que soporta tensiones inversas superiores a 40 V con una caída de tensión directa del orden de 0,45 V.

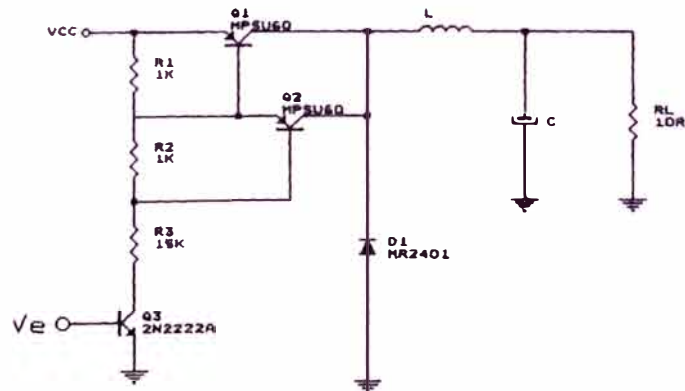


Figura 3.7

En la Figura 3.7 se muestra de nuevo el circuito al que se le han añadido los valores calculados.

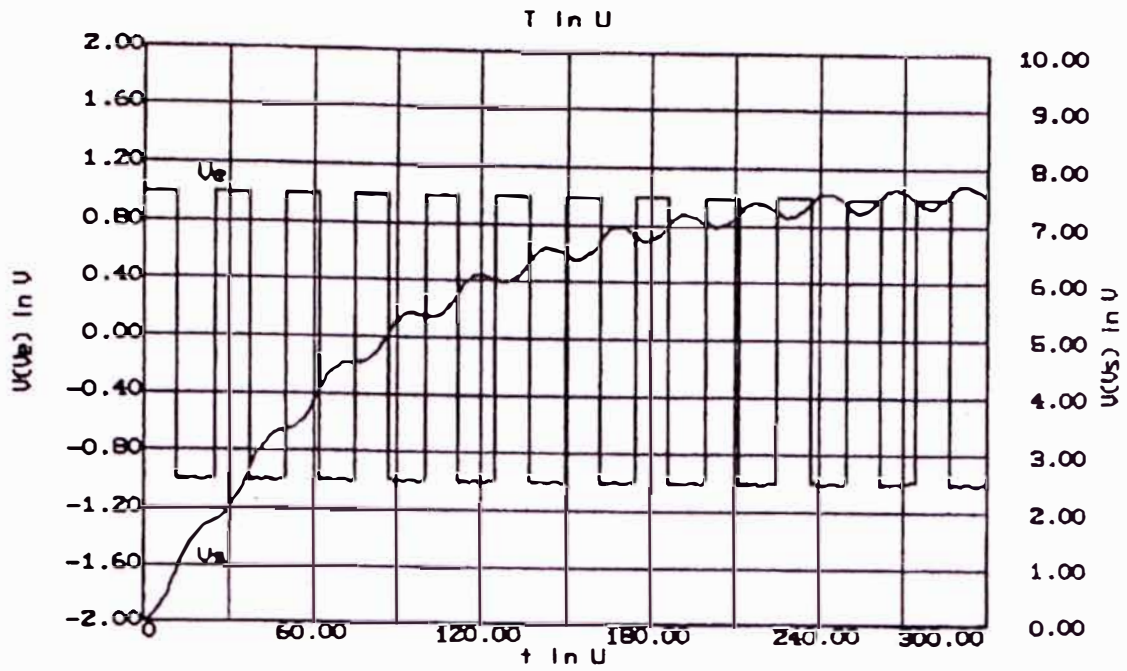


Figura 3.8

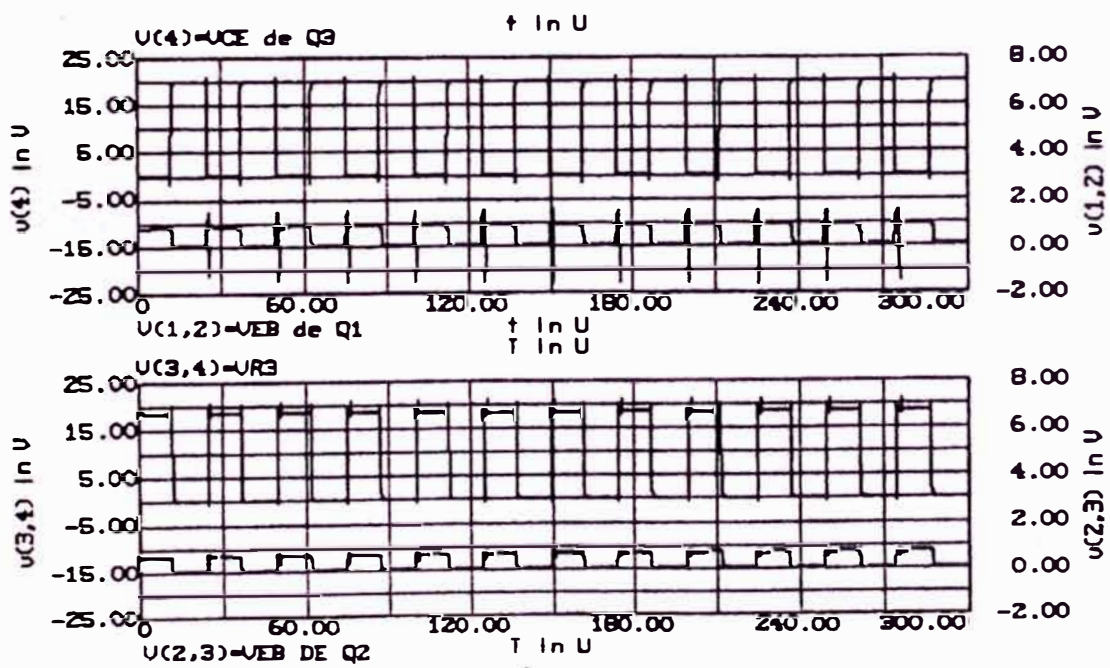


Figura 3.9

En las Figuras 3.8 a 3.10 se muestran las formas de onda del circuito para un tiempo de simulación de $300 \mu s$, para el que prácticamente se ha alcanzado el régimen permanente estacionario.

La Figura 3.8 muestra la señal de salida del filtro, en función de la señal de entrada del circuito driver para un ciclo de trabajo del 50%. Obsérvese que al carecer de circuito de control, el filtro se ha calculado para evitar el sobreimpulso.

Por su parte, la Figura 3.9 muestra las variaciones de la tensión base-emisor en los transistores Q1 y Q2, la variación en R3, así como la variación de la señal entre colector y emisor de Q3.

Por último, en la Figura 3.10 puede observarse la variación de corriente a través del inductor de filtro, en función de la señal de entrada al mismo (tensión en el diodo de recuperación).

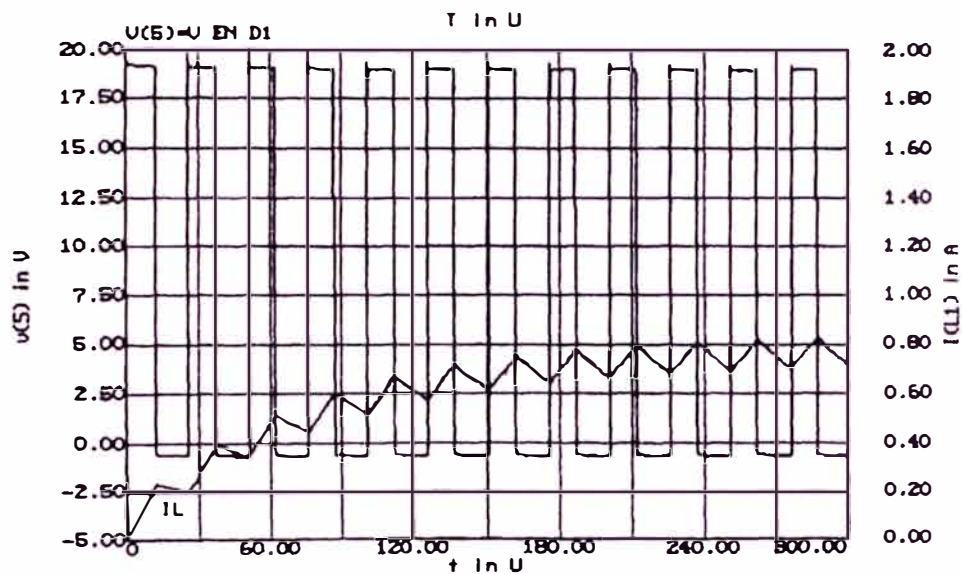


Figura 3.10

3.7. Diseño de un radiador de forma rectangular para el transistor

Diseñar un radiador plano de forma rectangular, para uso horizontal, montado sobre el transistor MPSU 60 elegido en el driver del punto 3.6.

De las características del transistor se obtienen los siguientes parámetros:

- Máxima temperatura de la unión = 150 °C.
- Potencia máxima disipable = 10 W.

- Resistencia térmica unión-ambiente ($R_{j,a}$) = 125 °C/W.
- Resistencia térmica unión-cápsula ($R_{j,c}$) = 12,5 °C/W.

Para una temperatura de funcionamiento de la cápsula del transistor de 40 °C, cuando este disipe la máxima potencia (10 W), se obtiene un equivalente de resistencia térmica cápsula-ambiente de 4 °C/W. Como la resistencia térmica entre unión y cápsula es de 12,5 °C/W la diferencia entre estas dos resistencias térmicas debe asumirla el radiador. Por tanto, la resistencia térmica del radiador debe ser $12,5 - 4 = 7,5$ °C/W.

- Condiciones

Radiador de $R_{ra} = 7,5$ °C/W

Potencia a disipar, $P_d = 10$ W.

Máxima temperatura ambiente, $T_a = 50$ °C.

El material disponible es aluminio anodizado. Platina de 1/8".

- Estrategia

En primer lugar se realiza una estimación del tamaño del radiador en función del componente y de la potencia a disipar (con un poco de experiencia es posible simplificar y reducir el número de iteraciones). En este caso se elige un radiador de ensayo de 3". 3"

Los factores de la Ecuación 2.169.

Son evaluados usando las figuras y tablas relacionadas en el Capítulo 2 (2.33) y el presente capítulo.

$$R_{ra} = \frac{l}{A \eta (K_c h_c + \epsilon H_r)} \left(\frac{^\circ\text{C}}{W} \right) \quad (3.71)$$

- Proceso

- Area del disipador (A):

$$A = 3'' \cdot 3'' = 9 \text{ pulgadas cuadradas} \quad (3.72)$$

- El factor K_L se obtiene a partir de la tabla 2.8:

$$K_L = \frac{L \cdot H}{L + H} = \frac{3 \cdot 3}{3 + 3} = 1,5 \text{ pulgadas} \quad (3.73)$$

- De la Ecuación $T_r - T_a = R_{ra} P_d$

$$T_r - T_a = 75 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.74)$$

- A partir del valor de K_L t de la figura 2.110, se obtiene h_c :

$$h_c = 6 \cdot 10^{-3} \frac{W}{\text{pulgada cuadrada}} \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.75)$$

- De la Tabla 2.8 se obtiene $K_c = 1,35$.

- A partir del valor obtenido en la Ecuación 3.74, para una temperatura ambiente de 50°C se obtiene, de la figura 2.111:

$$H_r = 0,7 \cdot 10^{-2} \frac{W}{\text{pulgada cuadrada}} \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.76)$$

- De la Tabla 2.7, se obtiene para aluminio anodizado $\epsilon = 0,8$.

- Con los valores obtenidos se calcula h_t :

$$\begin{aligned}
 h_t &= K_c \cdot h_c + H_r \cdot \epsilon = 1,35 \cdot 6 \cdot 10^{-3} + 0,7 \cdot 10^{-2} \cdot 0,8 = \\
 &= 13,7 \cdot 10^{-3} \frac{W}{\text{pulgada cuadrada}} \text{ } ^\circ\text{C} \quad (3.77)
 \end{aligned}$$

- Del nomograma de la Figura 2.112, se obtiene $\alpha = 0,17$.
- De la Figura 2.113:

$$D = \frac{\sqrt{9}}{\sqrt{\pi}} = 1,69 \quad (3.78)$$

- Trazando, en el nomograma una línea desde D hasta α y prolongando hasta cortar en η , se obtiene $\eta \approx 0,98$.
- Utilizando la Ecuación 3.71 se obtiene:

$$R_{ra} = \frac{1}{9 \cdot 0,98 \cdot 13,7 \cdot 10^{-3}} = 8,27 \left(\frac{^\circ\text{C}}{W} \right) \quad (3.79)$$

El valor de R_{ra} calculado es ligeramente mayor de $7,5 \text{ } ^\circ\text{C}/W$ (valor propuesto en el diseño). Por tanto el tamaño estimado del radiador (3". 3") resulta algo pequeño. En este punto se puede optar por asumir una pequeña elevación de temperatura sobre el valor previsto, o bien, repetir el proceso con un valor mayor (por ejemplo 4". 3").

CAPITULO IV

ELABORACIÓN DE UNA PROPUESTA

METODOLÓGICA GENERAL

4.1. Criterios de diseño

Para el diseño de una fuente de alimentación conmutada, se debe tener conocimientos necesarios de los principales bloques del cual esta compuesta una fuente conmutada. A continuación se describe un sistema típico de una fuente con los elementos mínimos, que tiene una salida simple con un regulador de tipo push-pull.

Los circuitos de los bloques y formas de ondas se muestran en las figuras 4.1 y 4.2 respectivamente.

4.2 El filtro EMI

Este bloque esta compuesto por un pequeño filtro L-C ubicado entre la línea de entrada y el regulador. Este bloque cumple un propósito doble. Primero, los componentes C_1 y L_1 actúan como un filtro de alta frecuencia RFI (Radio-Frecuencia Interferente), el cual reduce la conducción de los componentes del ruido a alta frecuencia quedando estos en las líneas de entrada de la fuente. Luego estas corrientes de ruido serán irradiadas al exterior desde las líneas de entrada de potencia como si fueran una antena. La frecuencia de corte inferior de este filtro no debe ser

mayor que 2 a 3 veces la frecuencia de operación de la fuente. El segundo propósito de esta etapa es el de agregar una pequeña impedancia (L_1) entre la línea de entrada y el bloque del capacitor de entrada. Esto reduce básicamente cualquier voltaje transitorio que sea peligroso y esto permite al capacitor del filtro de entrada y cualquier protección de sobre corriente, absorber energías destructivas desde las líneas de entrada.

4.3 El capacitor del filtro de entrada (Almacenamiento).

Este condensador es relativamente alto en su valor. Tiene la responsabilidad de almacenar la energía de frecuencia alta - y baja- que será requerida por la fuente durante cada ciclo de conducción del transistor de potencia. Usualmente esta compuesto por lo menos de dos condensadores, uno electrolítico o de tantalio para los componentes de corriente a la frecuencia de conmutación de la fuente y otro condensador de cerámica para los armónicos a la frecuencia de conmutación. Esta capacidad debe representar una impedancia baja a corriente directa (DC) de varias veces al de la frecuencia de conmutación de la fuente. Otro factor que hace necesario el uso del condensador de entrada es que la línea de entrada debe tener una longitud amplia de cable o pista en el circuito impreso, el cual agrega cierta resistencia e impedancia en serie entre la fuente de energía y la fuente de alimentación. La línea de entrada a altas frecuencias se comporta como una fuente limitada en corriente y no puede distribuir la corriente de alta frecuencia a la fuente necesaria para las transiciones rápidas de voltaje y corriente dentro de la fuente. El condensador de entrada se carga a frecuencias bajas y suministra corrientes a rangos muchos mas altos de frecuencia. Sin ambos condensadores, el electrolítico para bajas frecuencias

y el de cerámica para altas frecuencias, la fuente podría verse afectado en su estabilidad debido a la falta de corrientes y voltajes de alta frecuencia.

4.4. El transformador

En esta configuración, el transformador provee aislamiento entre las líneas de entrada y de salida. También realiza la función de subir o bajar los niveles de voltaje para la fuente. El transformador no almacena energía en esta configuración. Salidas adicionales se pueden agregar implemente añadiendo otro cableado en el secundario. Esto permite a la fuente conmutada suministrar todo los voltajes necesarios para la mayoría de componentes diseñados. El transformador es también la columna vertebral de la fuente de potencia conmutada. Si el transformador es diseñado en forma inapropiada, puede afectar el funcionamiento de la fuente y la confiabilidad de los semiconductores.

4.5. Los conmutadores de potencia

Existen transistores o MOSFETs de potencia que rápidamente alternan entre los estados de saturación y de corte. Estos sirve como puertas para la entrada de energía de la fuente y que es sucesivamente derivado a la carga. El flujo de energía es regulado por el circuito de control, el cual sensa la energía necesitada por la carga y luego varia el porcentaje de puntualidad para la conmutación de potencia, el cual luego regula la distribución de la energía a la carga para satisfacer sus demandas. También representan a este bloque componentes de menor confiabilidad en le fuente. Si alguno de los componentes falla durante una condición de operación adversa, estos transistores serán los primeros en falla. Así que habría que tener un gran cuidado durante la fase de diseño y selección para asegurar una performance confiable.

4.6. Los rectificadores de salida

En esta configuración de regulación los rectificadores de salida conducen al mismo tiempo a los conmutadores de potencia. La forma de onda del voltaje secundario en configuración aislada tiene un valor promedio DC de cero (centrado alrededor de 0 voltios), pero durante el momento en que la potencia conmuta el voltaje de secundario alcanza valores pico de varias veces el voltaje de entrada. Estos rectificadores convierten la forma de onda bipolar a un tren de pulsos unipolares. Para cambiar la polaridad del voltaje de salida, simplemente se invierte la polaridad del rectificador. Aunque el rectificador conduce una corriente promedio igual al de la corriente de carga, el valor pico de la corriente será bastante mayor que la promedio. Así que durante el proceso de selección de rectificación el diseñador debe considerar una pérdida adicional debido a las corrientes de pico altas y agregar un margen a la especificación de corriente.

4.7. La sección del filtro de salida

Este es un ejemplo de la sección del filtro de salida de un convertidor en modo directo. Este es llamado un filtro *de entrada de choque* (o *L filter*) y es una inductancia en serie seguido por condensador en derivación. Su propósito es el de almacenar energía para la carga durante el tiempo en el cual los conmutadores de potencia no están conduciendo. Básicamente opera como el equivalente eléctrico de una rueda mecánica. Al momento del encendido de los conmutadores de potencia sirve solamente para recargar la energía perdida por la inductancia durante el tiempo de no conducción. Típicamente, se almacena el 50 % mas de energía en el inductor y capacitor que es el necesitado por la carga durante su triodo completo. Esta reserva puede ser considerada par un incremento imprevisto en la demanda de carga hasta

que el lazo de control pueda proveer más energía mediante el incremento de tiempo de conducción en los conmutadores de potencia.

4.8. Elementos de detección de corriente

El método presentado es sólo una forma de como implementar la función de detección de sobrecorriente. Esencialmente, el propósito es desarrollar un voltaje que sea proporcional a la corriente de carga en la salida. Este voltaje es luego amplificado y si llega a ser demasiado alto (condición de sobrecorriente), este sobrepasa al voltaje del regulador en el lazo de control y obliga a una reducción en el voltaje de salida. Dependiendo de la forma como se detecta la corriente de salida, otros parámetros pueden ser considerados, y la ganancia de amplificación de la corriente detectada, uno puede conseguir una limitación de potencia constante, una limitada corriente constante, o una limitada corriente. El tipo de selección de limitación depende de cuanta potencia la carga puede soportar durante una sobrecorriente o falla de corto circuito. En la regulación de modo voltaje esta característica se mantiene completamente inactivo hasta que una anormal condición de sobrecorriente se presente. En la regulación del control en modo corriente, la corriente primaria del transformador es detectado y utilizado como parte de la estrategia de control global de la fuente, ofreciendo no solamente protección de sobrecorriente si no también mejorando la sensibilidad de la fuente.

4.9. Elementos de realimentación de voltaje

Usualmente es un divisor de resistencia, el cual reduce la relación del voltaje de salida al mismo voltaje que aparece como referencia en la entrada del amplificador de error de voltaje. El amplificador de error de voltaje incrementa la diferencia entre el nivel ideal -fijado por el voltaje de referencia- y el voltaje de

salida actual presentado por los elementos de realimentación y control en el encendido de los conmutadores de potencia correspondientemente.

4.10. La sección de control

Esta función está típicamente centrado alrededor de un circuito integrado de la fuente de energía conmutado. Realiza la función de detectar y corregir el voltaje de salida DC, conversión del voltaje a pulsos, voltaje de referencia fijo, un oscilador, detección y sustitución de sobre corriente, y los controladores de conmutación de energía. También puede incluir un circuito 'soft-start', 'dead-time limiting', y una remota desconexión. El oscilador define la frecuencia de operación de la fuente y generar una forma de onda diente de sierra para el convertidor de DC a pulso. El error de voltaje amplificado incrementa la diferencia entre el voltaje de referencia ideal y el voltaje detectado a la salida por el divisor de resistencia de los elementos de realimentación. El voltaje de salida del amplificador de error representa el error entre la referencia y la salida actual multiplicado por la ganancia DC del amplificador operacional montado sobre el offset DC. Esta señal de error es transmitida al convertidor DC-ancho de pulso el cual produce un tren de pulsos cuyo ciclo de trabajo representa el error de esta señal. Este tren de pulso es luego transmitido a los controladores de los conmutadores de potencia. Si la fuente es de un solo terminal, es decir solo tiene un conmutador de potencia, la forma de onda es utilizada para manejar al controlador de salida directamente. Si es una fuente de doble terminal (dos conmutadores de potencia), este tren de pulsos es inyectado a un flip-flop digital que dirige los pulsos en forma alternativa entre los controladores de salida. Los drivers de salida usualmente toman una de dos formas. Primero es el transistor libre, en donde el emisor y colector del transistor de salida son traídos fuera

del transistor de salida y son mejor reemplazados por transistores de conmutación de potencia. El segundo tipo es el driver push-pull. Este tipo es preferido por los controladores de potencia MOSFETs. Estas funciones de control representan la mínima funcionalidad de IC de control.

Funcionalidad complementaria, el cual varía de IC a IC, deberá ser considerado con mucho cuidado, manteniendo en mente el diseño del sistema. Esto podrá incluir Soft-start, apagado remoto y sincronización. Soft-start reduce la corriente interna dentro de la fuente durante el inicio mediante la sustitución del error amplificado y limitando fuertemente los anchos de pulso máximo hasta que la fuente haya obtenido su salida deseada. Apagado remoto es un circuito el cual inhibe operación de la fuente eléctricamente mediante el cierre de las funciones de control sin la necesidad de remover las secciones de potencia de la fuente. Esta característica se entiende para aquellas aplicaciones que no le es práctico interrumpir las corrientes altas de la fuente. La sincronización se necesita para aquellos sistemas que tengan secciones donde el rizado de la salida a frecuencia fija de la fuente de potencia podría interferir con un circuito crítico del sistema tales como un visualizador de tubo de rayos catódicos un convertidor A/D o D/A. En estos casos los pulsos de conducción deberán estar sincronizados en fase y frecuencia con el circuito crítico y podría ponerse en fase de tal modo que el circuito crítico sea inmune al rizado del voltaje de la fuente. También será necesario sincronizar más de una fuente de energía conmutada. El diseñador deberá estudiar cada IC de control cuidadosamente para la selección apropiada del IC para la aplicación.

Estas subsecciones básicas representan la funcionalidad mínima que una fuente típica procesa. Funciones adicionales que se pueden considerar serían

protección contra transitorios, corte de subvoltajes, protección de voltaje de salida y alguna secuencialidad de potencia que la fuente puede necesitar para proveer al sistema. Muchos elementos necesitan ser considerados en el diseño de las especificaciones del sistema y deberá ser discutido oportunamente. Esto ayudará al diseñador en fijar una estrategia de diseño para fuentes de energía conmutadas y evitar cambios de ultimo momento.

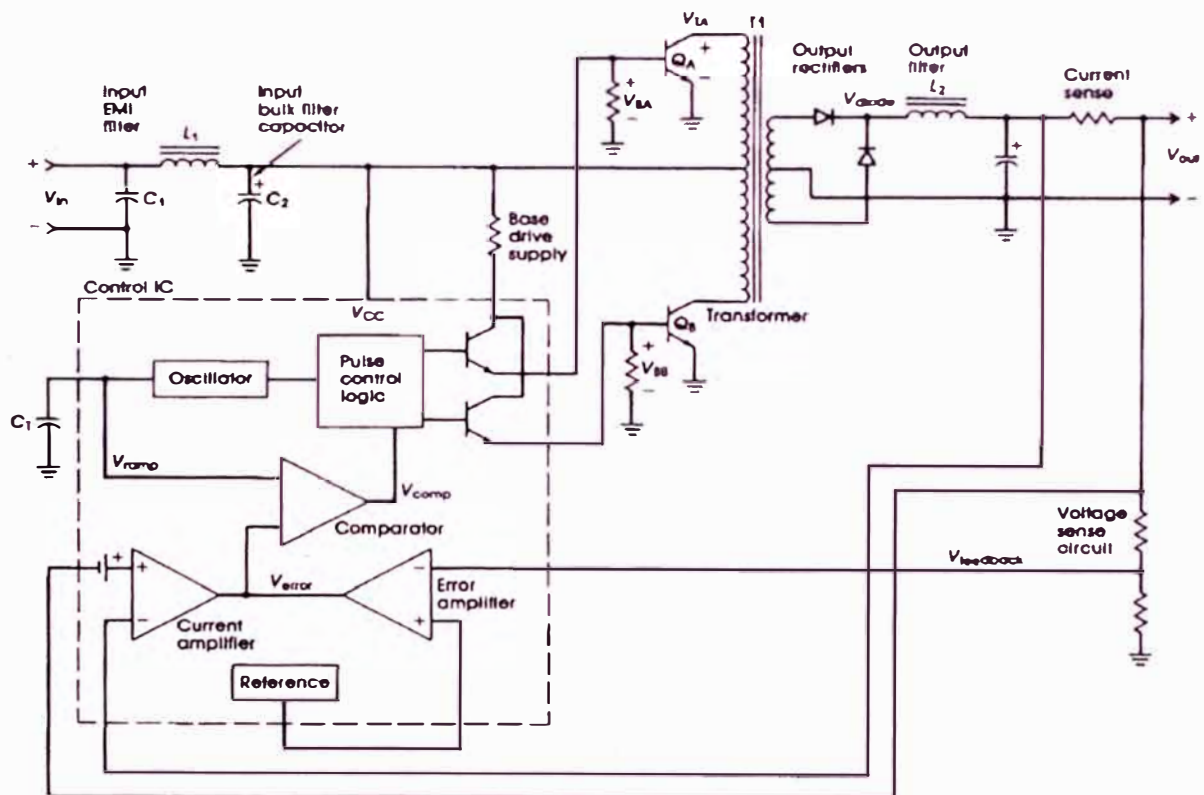


Figura 4.1.

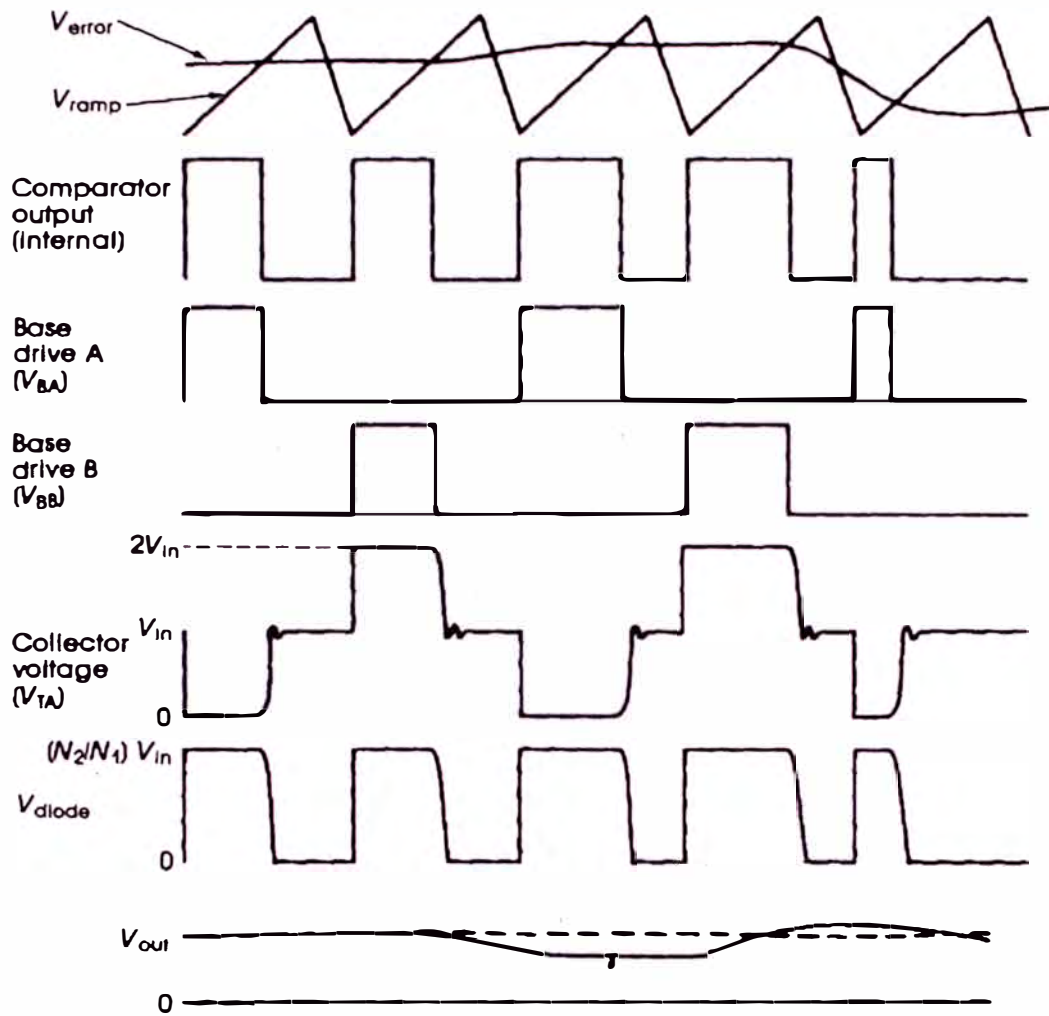


Figura 4.2.

CAPITULO V
HERRAMIENTAS COMPUTACIONALES QUE COMPLEMENTAN
PASOS DE LAS PROPUESTAS PRESENTADAS

En este capítulo se hace referencia al uso de los programas aplicativos que permiten la simulación de diferentes circuitos electrónicos, como son el MATLAB, SIMULINK, PSPICE, etc.

Los diseños desarrollados en el Capítulo III, son analizados a través del simulador PSPICE, en el cual se muestran las formas de ondas en puntos específicos del circuito.

5.1. Ejemplo de simulación de una fuente primaria

Fuente vista en el Capítulo III. (3.1)

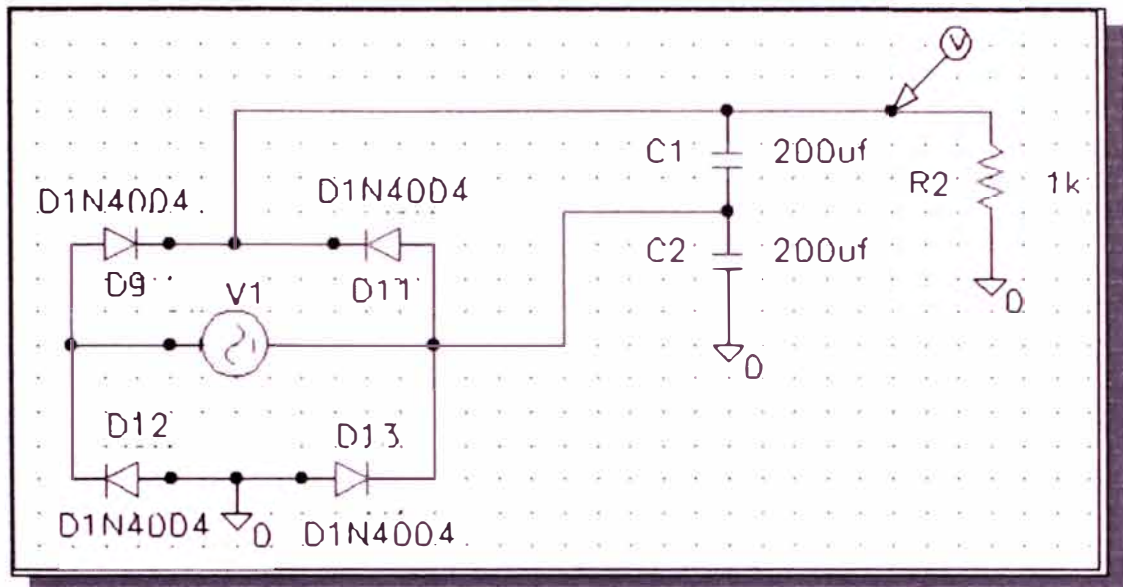


Figura 5.1. : V1 = 110 VAC
 Característica : D1N4004
 Si, Peak reverse voltage PRV máx V = 600
 Average rectified forward current I_0 máx 1A
 Forward voltage drop máx. $V_f = 0.8V$ at 1A

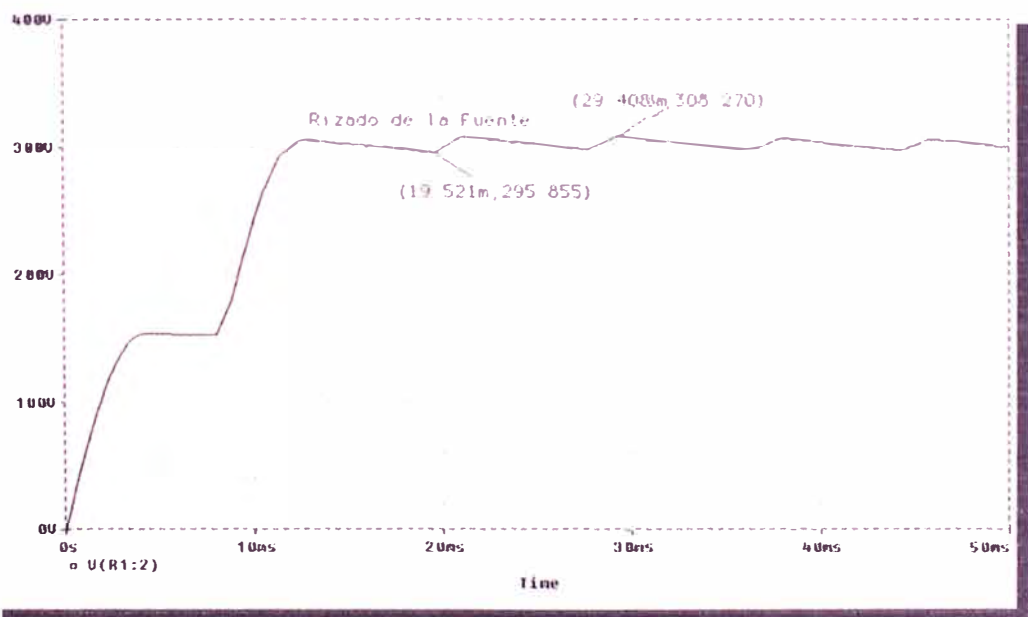


Figura 51(a) La gráfica muestra la forma de onda en voltios de la carga.
 El circuito se configura como un doblador de tensión.

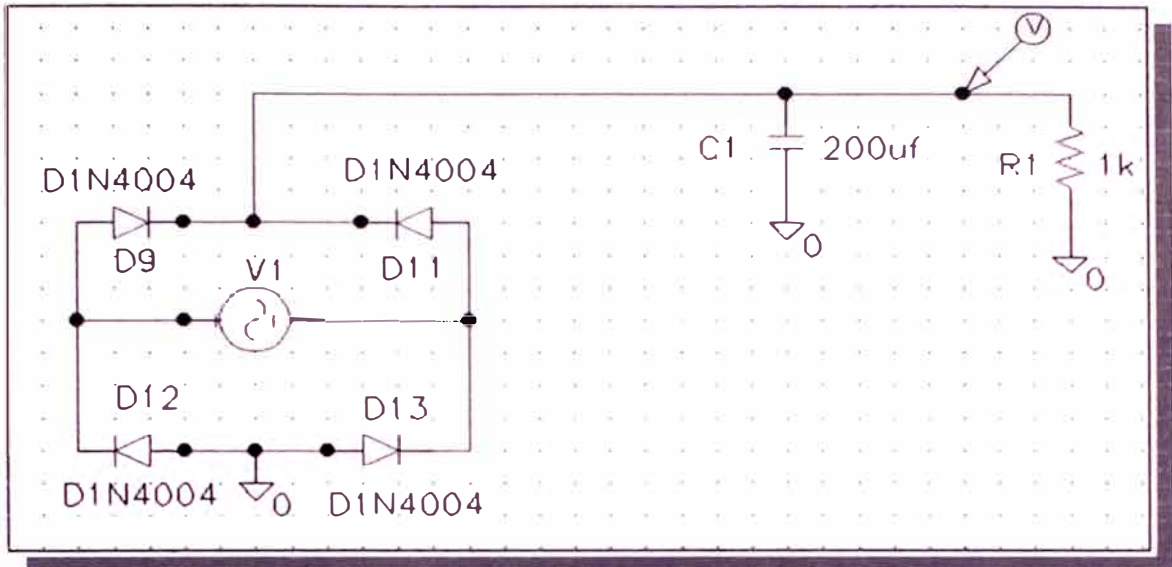


Figura 5.2. **V1 = 220 VAC** **Diodo : D1N4004**

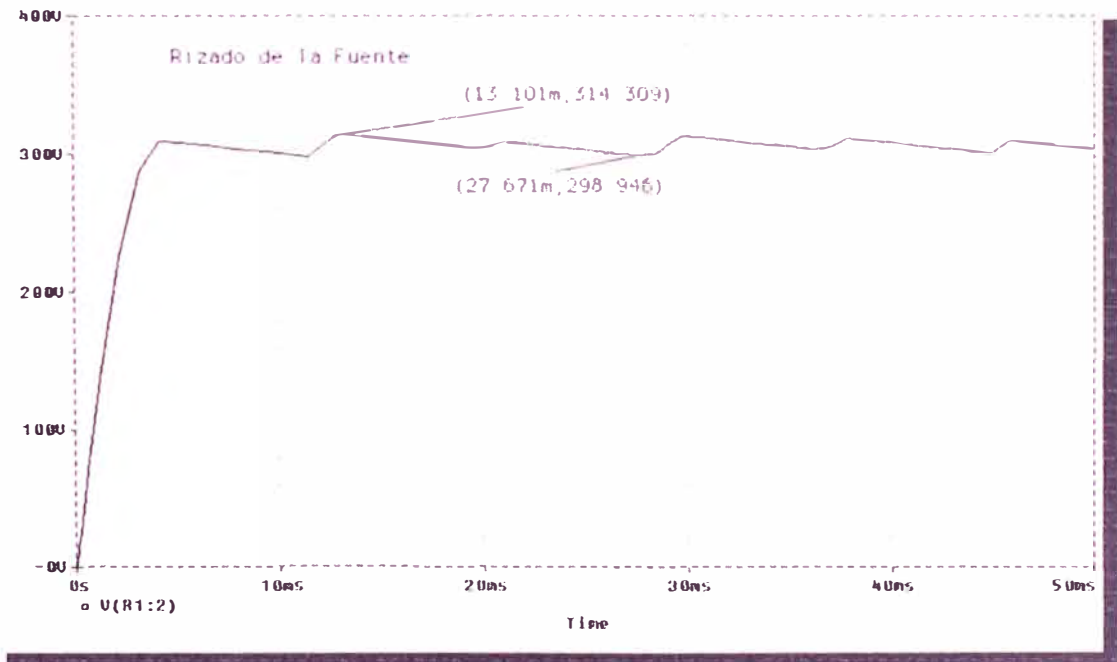


Figura 5.2(a) La gráfica muestra la forma de onda en voltios de la carga.

5.2. Ejemplo de simulación de un convertidor directo

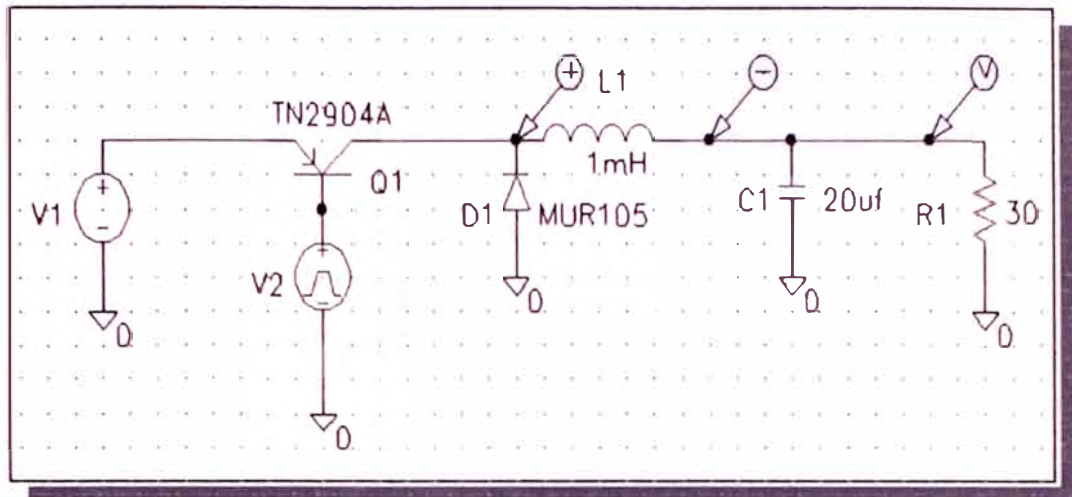
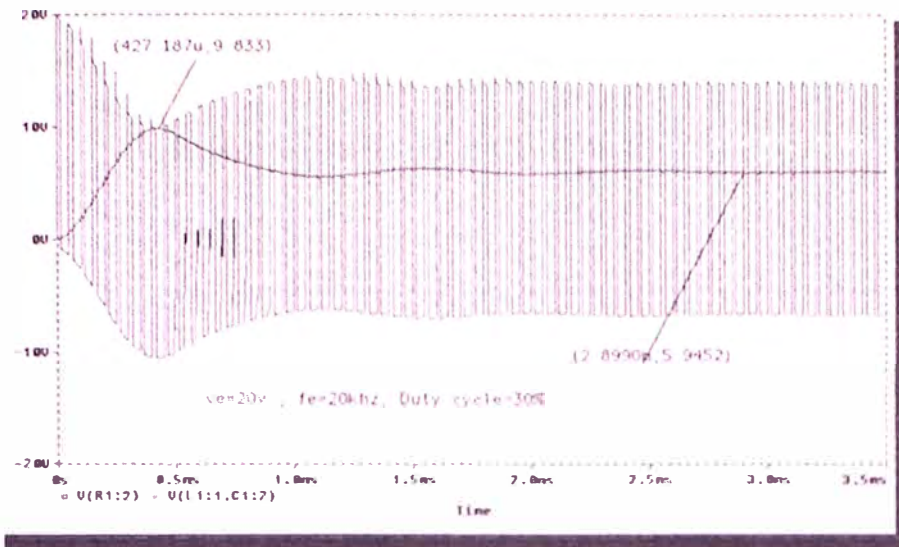


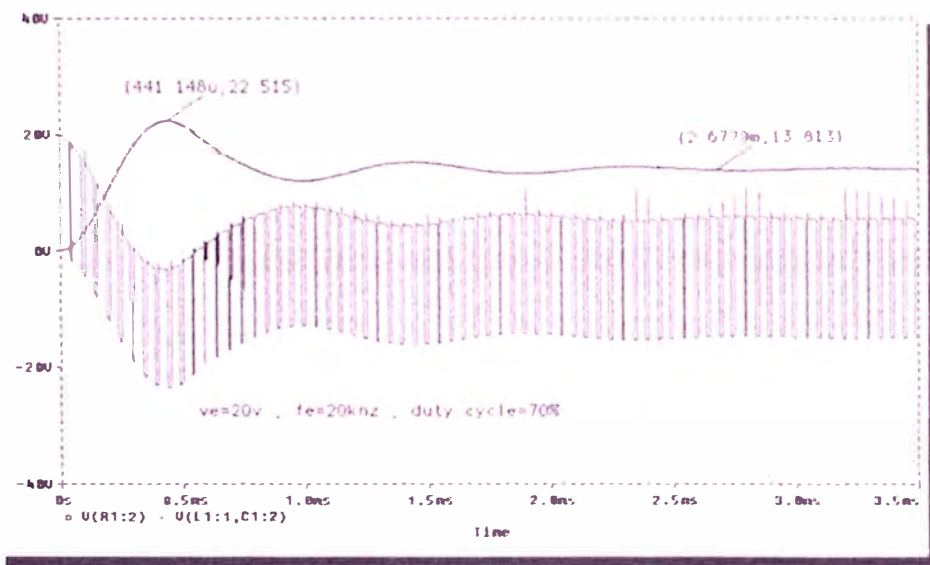
Figura 5.3

Type	Description		Peak Reverse Voltage PRV Max V	Average Rectified Forward Current IO Max	Forward Current Repetitive Peak IFRM Max	Reverse Recovery Time trr	Forward Voltage Drop Max VF
MUR105	SW, Ultra Fast Recovery	Si	200	1 A	30 A	35 ns	.95 V at 1 A
DIN 4004	Gen Purp Rect	Si	600	1 A	---	---	0.8 V at 1A

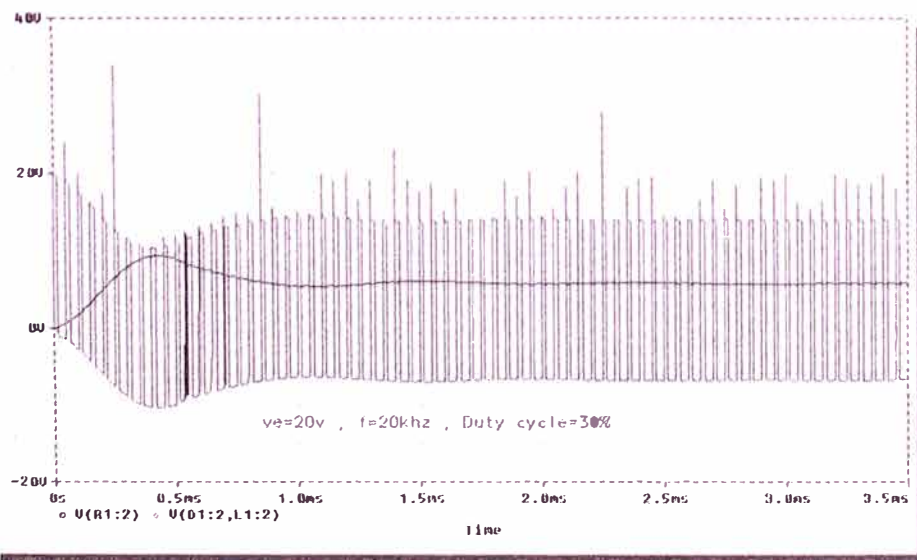
Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV _{CBO}	Collector To Emitter Volts BV _{CEO}	Base to Emitter Volts BV _{EBO}	Max. Collector Current I _C Amps	Max. Device Diss.P _D Watts	Freq. In MHz f _i	Current Gain h _{FE}
TN2904A	PNP-Si, Gen Purp Amp, Sw (compl. To ECG128P)	80	80	7	1	1	150	100 min

**Figura 5.3(a)**

$V_1 = 20\text{VDC}$
 VPULSE:
 $V = 20\text{ V}$
 $\text{PW} = 15\text{ us}$
 $\text{PER} = 50\text{ us}$

**Figura 5.3(b)**

$V_1 = 20\text{VDC}$
 VPULSE:
 $V = 20\text{ V}$
 $\text{PW} = 35\text{ us}$
 $\text{PER} = 50\text{ us}$
 Obs: Al aumentar
 c.t. aumenta la
 tensión en la salida
 y se produce un
 retardo para
 estabilizarse.

**Figura 5.3(c)**

$V_1 = 20\text{VDC}$
 VPULSE:
 $V = 20\text{ V}$
 $\text{PW} = 15\text{ us}$
 $\text{PER} = 50\text{ us}$
 Diodo D1N4004
 Obs.: Se produce
 unos sobrepicos
 debido al diodo
 que no reúne las
 características de
 un diodo switcher
 de alta velocidad.

5.3. Ejemplo de simulación de diseño de los componentes que forman parte del driver

Diseño realizado en el Capítulo III (3.6).

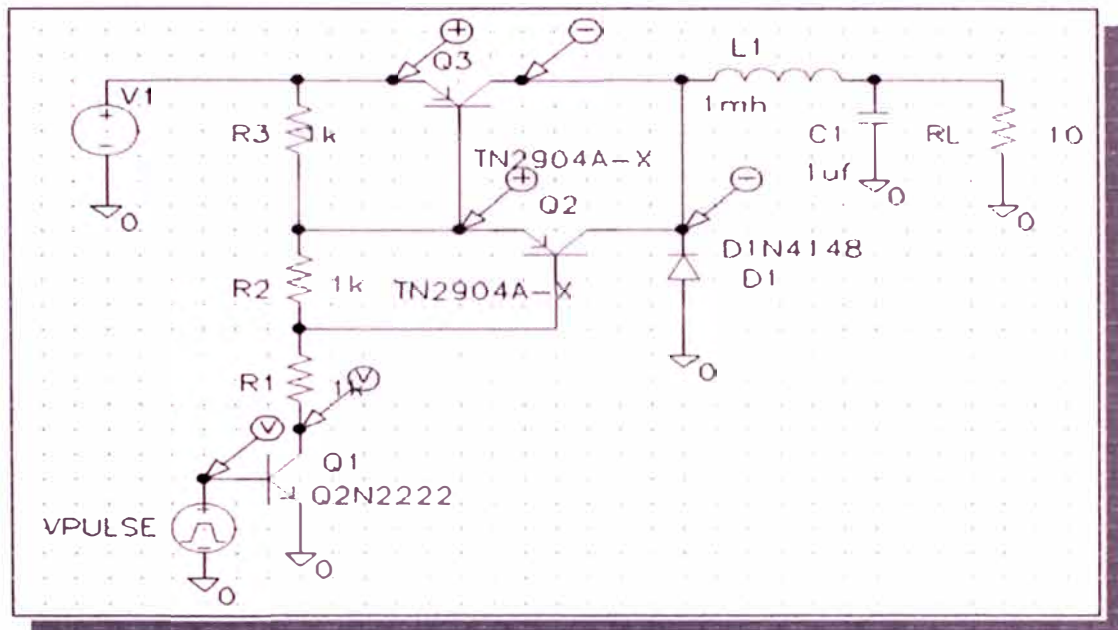


Figura. 5.4.

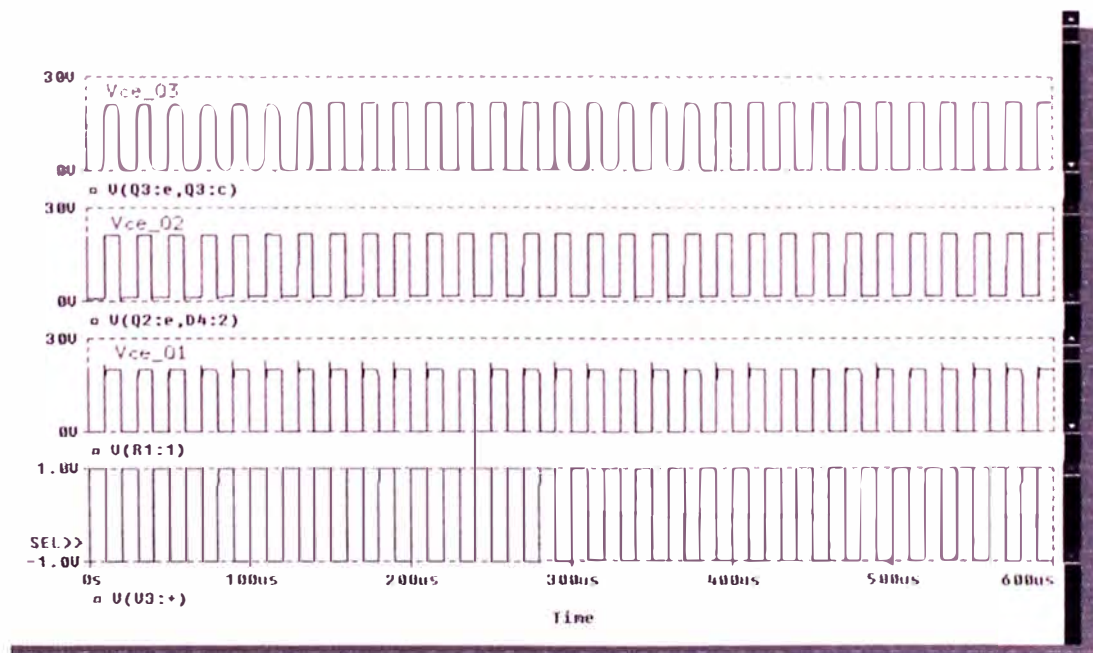


Figura 5.4.(a) En el gráfico se muestran las formas de onda de la fuente VPULSE y de conmutación de los transistores.

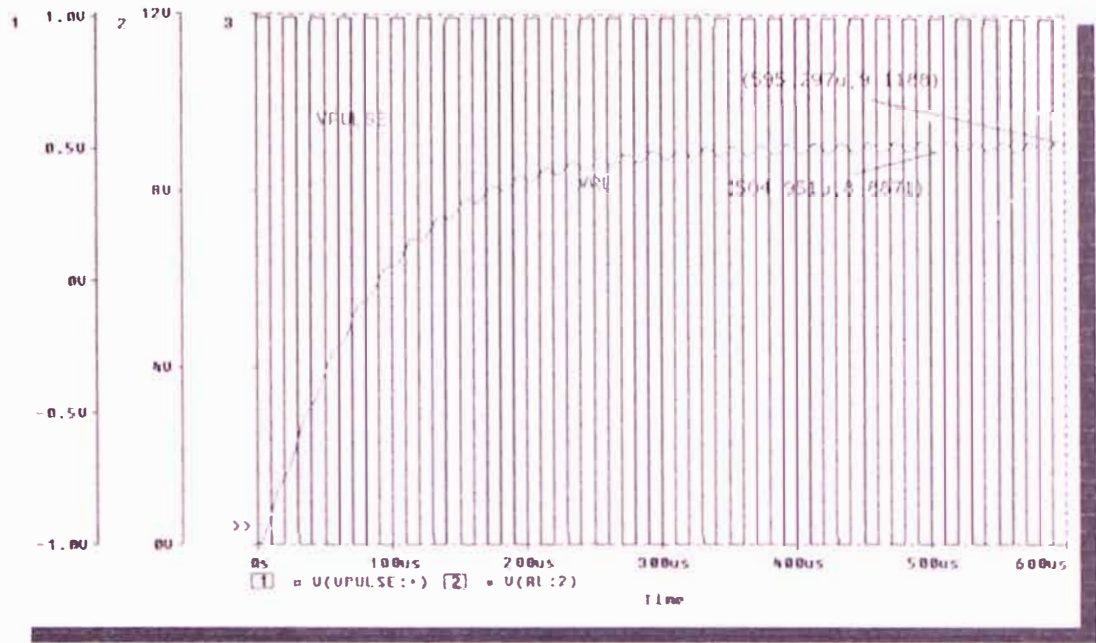


Figura 5.4.(b) En la gráfica se muestra las formas de onda de la fuente VPULSE y la salida en la carga V_{RL}.

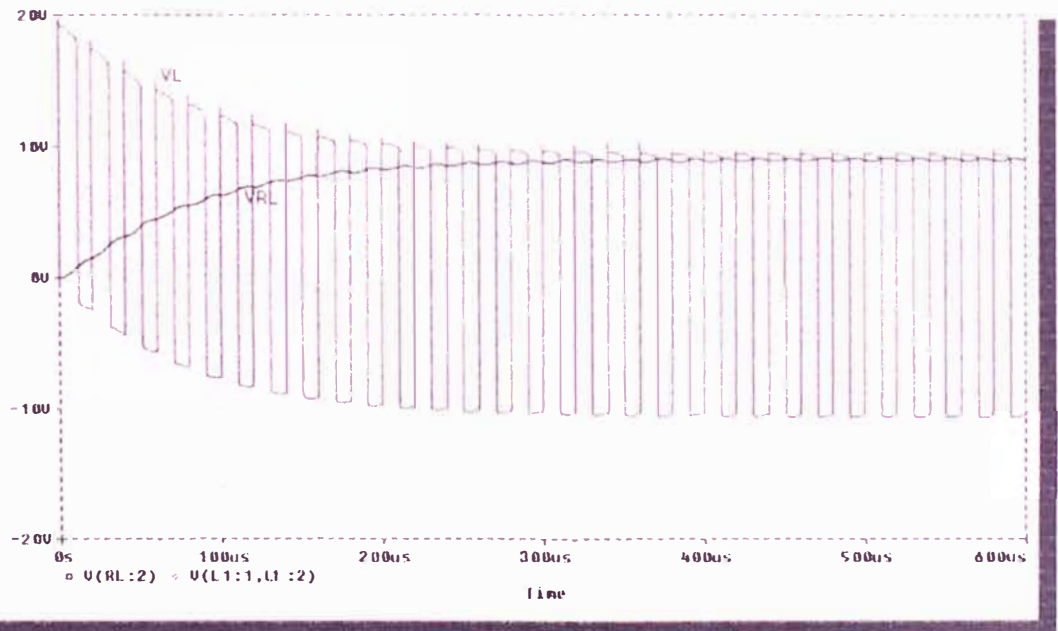


Figura 5.4.(c) La gráfica muestra las formas de onda en la bobina V_L y en la carga V_{RL}.

5.4. Librerías del PSPICE

El PSPICE tiene una librería donde muestra los componentes a usar para la simulación.

A continuación se muestran las características de un transistor con sus respectivos parámetros que nos servirán para seleccionar el adecuado.

Q Bipolar Transistor			
General Form			
Q<name> <collector node> <base node> <emitter node>			
+ [substrate node] <model name> [area value]			
Examples			
Q1 14 2 13 PNP NOM			
Q13 15 3 0 1 NPN STRONG 1.5			
Q7 VC 5 12 [SUB] LATPNP			
Model Forms			
.MODEL <model name> NPN [model parameters]			
.MODEL <model name> PNP [model parameters]			
.MODEL <model name> LPNP [model parameters]			
Model Parameters		Units	Default
IS	transport saturation current	amp	1E-16
BF	ideal maximum forward beta		100
NF	forward current emission coefficient		1
VAF (VA)	forward Early voltage	volt	infinite
IKF (IK)	corner for forward-beta high-current roll-off	amp	infinite
ISE (C2)	base-emitter leakage saturation current	amp	0
NE	base-emitter leakage emission coefficient		1.5

BR	ideal maximum reverse beta		1
NR	reverse current emission coefficient		1
VAR (VB)	reverse Early voltage	volt	infinite
IKR	corner for reverse-beta high-current roll-off	amp	infinite
ISC (C4)	base-collector leakage saturation current	amp	0
NC	base-collector leakage emission coefficient		2
NK	high-current roll-off coefficient		.5
ISS	substrate p-n saturation current	amp	0
NS	substrate p-n emission coefficient		1
RE	emitter ohmic resistance	ohm	0
RB	zero-bias (maximum) base resistance	ohm	0
RBM	minimum base resistance	ohm	RB
IRB	current at which Rb falls halfway to RBM	amp	
	infinite		
RC	collector ohmic resistance	ohm	0
CJE	base-emitter zero-bias p-n capacitance	farad	0
VJE (PE)	base-emitter built-in potential	volt	0.75
MJE (ME)	base-emitter p-n grading factor		0.33
CJC	base-collector zero-bias p-n capacitance	farad	0
VJC (PC)	base-collector built-in potential	volt	0.75
MJC (MC)	base-collector p-n grading factor		0.33
XCJC	fraction of Cbc connected internal to Rb		1
CJS (CCS)	substrate zero-bias p-n capacitance	farad	0
VJS (PS)	substrate p-n built-in potential	volt	0.75
MJS (MS)	substrate p-n grading factor		0
FC	forward-bias depletion capacitor coefficient		0.5

TF	ideal forward transit time	sec	0
XTF	transit time bias dependence coefficient		0
VTF	transit time dependency on Vbc	volt	
	infinite		
ITF	transit time dependency on Ic	amp	0
PTF	excess phase @ $1/(2\pi * TF)$ Hz	degree	0
TR	ideal reverse transit time	sec	0
QCO	epitaxial region charge factor	coulomb	0
RCO	epitaxial region resistance	ohm	0
VO	carrier mobility "knee" voltage	volt	10
GAMMA	epitaxial region doping factor		1E-
11			
EG	bandgap voltage (barrier height)	eV	1.11
XTB	forward and reverse beta temperature coefficient		0
XTI (PT)	IS temperature effect exponent		3
TRE1	RE temperature coefficient (linear)	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TRE2	RE temperature coefficient (quadratic)	$^{\circ}\text{C}^{-2}$	0
TRB1	RB temperature coefficient (linear)	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TRB2	RB temperature coefficient (quadratic)	$^{\circ}\text{C}^{-2}$	0
TRM1	RBM temperature coefficient (linear)	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TRM2	RBM temperature coefficient (quadratic)	$^{\circ}\text{C}^{-2}$	0
TRC1	RC temperature coefficient (linear)	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TRC2	RC temperature coefficient (quadratic)	$^{\circ}\text{C}^{-2}$	0
KF	flicker noise coefficient		0
AF	flicker noise exponent		1

The bipolar transistor is modeled as an intrinsic transistor with ohmic resistances in series with the collector (R_C/area), the base (value varies with current, see equations below), and with the emitter (R_E/area). Positive current is current flowing into a terminal. [area value] is the relative device area and defaults to 1. For those model parameters which have alternate

names, such as VAF and VA (the alternate name is indicated with parentheses), either name may be used.

The substrate node is optional, and if not specified it defaults to ground. Because PSpice allows alphanumeric names for nodes, and because there is no easy way to distinguish these from the model names, it makes it necessary to enclose the name (not a number) used for the substrate node with square brackets "[]". Otherwise it is interpreted as a model name. See the third example.

For model types NPN and PNP, the isolation junction capacitance is connected between the intrinsic-collector and substrate nodes. This is the same as inSPICE2, or SPICE3, and works well for vertical IC transistor structures. For lateral IC transistor structures there is a third model, LPNP, where the isolation junction capacitance is connected between the intrinsic-base and substrate nodes.

The parameters ISE (C2) and ISC (C4) may be set to be greater than 1. In this case, they are interpreted as multipliers of IS instead of absolute currents: that is, if $ISE > 1$ then it is replaced by $ISE \cdot IS$. Likewise for ISC.

If the model parameter RCO is specified, then quasi-saturation effects are included.

In the following equations:

V_{be} = intrinsic base-intrinsic emitter voltage

V_{bc} = intrinsic base-intrinsic collector voltage

V_{bs} = intrinsic base-substrate voltage

V_{bw} = intrinsic base-extrinsic collector voltage (quasi-saturation only)

V_{bx} = extrinsic base-intrinsic collector voltage

V_{ce} = intrinsic collector-intrinsic emitter voltage

V_{js} = (NPN) intrinsic collector-substrate voltage

= (PNP) intrinsic substrate-collector voltage

= (LPNP) intrinsic base-substrate voltage

$V_t = k \cdot T / q$ (thermal voltage)

k = Boltzmann's constant

q = electron charge

T = analysis temperature (°K)

T_{nom} = nominal temperature (set with TNOM option)

Other variables are from the model parameter list. These equations describe an NPN transistor. For the PNP and LPNP devices, reverse the signs of all voltages and currents.

```

*$
.model TN2904A-X PNP(
Is=650.6E-18      transport saturation current
Xti=3            IS temperature effect exponent
Eg=1.11         bandgap voltage (barrier height
Vaf=115.7      forward Early voltage
Bf=94.38       ideal maximum forward beta
Ne=1.829        base-emitter leakage emission coefficient
Ise=134.5f      base-emitter leakage saturation current
Ikf=1.079       corner for forward-beta high-current roll-off amp
Xtb=1.5         forward and reverse beta temperature coefficient

Br=3.912      ideal maximum reverse beta

Nc=2           base-collector leakage emission coefficient
Isc=0          base-collector leakage saturation current    amp
Ikr=0          corner for reverse-beta high-current roll-off amp
Rc=.715        collector ohmic resistance
Cjc=14.76p     base-collector zero-bias p-n capacitance    farad
Mjc=.5383      base-collector p-n grading factor
Vjc=.75        base-collector built-in potential
Fc=.5          forward-bias depletion capacitor coefficient
Cje=19.82p     base-emitter zero-bias p-n capacitance
Mje=.3357      base-emitter p-n grading factor
Vje=.75        base-emitter built-in potential
Tr=116.8n      ideal reverse transit time

```

Tf=603.7p	ideal forward transit time
Itf=.65	transit time dependency on Ic
Vtf=5	transit time dependency on Vbc
Xtf=1.7	transit time bias dependence coefficient
Rb=10)	zero-bias (maximum) base resistance
*	National pid=63 case=TO237
*	88-09-09 bam creation
*\$	

CONCLUSIONES

De los dos tipos de alimentación podemos concluir lo siguiente:

Fuente de Alimentación Convencional

- Su proceso de conversión y regulación de tensión es poco suficiente.
- Genera importantes pérdidas de potencia en forma de calor.
- Generalmente son más pesadas.
- Su funcionamiento se ve afectado por variaciones en la tensión de línea CA (opera dentro de un rango pequeño).
- Cuenta con un transformador muy grande, conectado directamente a la línea.
- Utilizan un regulador de tensión.

Fuente de Alimentación Conmutada

- Producen tensiones perfectamente reguladas.
- Minimiza la pérdida de potencia por calor.
- Son más resistentes a las variaciones de tensión de línea.

- Su construcción es más compleja y, en consecuencia, su costo es más elevado.
- Cuenta con un transformador de alta frecuencia.
- Son más livianas.
- Puede operar con un margen de tensiones de entrada muy amplio (85Vca a 240Vca).

Al contrario de las fuentes comunes, las fuentes conmutadas producen múltiples tensiones perfectamente reguladas, minimizando cualquier pérdida de potencia por calor; además de ser más resistentes a las variaciones en la línea de CA, manteniendo un funcionamiento óptimo incluso cuando se presenten variaciones de más de 40V (una fuente conmutada típica tolera variaciones de entre 90 y 135Vca sin problema alguno, aunque hay fuentes que operan entre un voltaje de 85 a 240 volt.). Sin embargo, su principal desventaja es que, debido a su construcción más compleja, su reparación puede resultar de igual manera más difícil y costosa, aunque por experiencia podemos comentar que si se comprende el funcionamiento de las fuentes conmutadas, el trabajo de servicio podrá realizarse de una forma más sencilla.

APÉNDICE

A.1. Parámetros fundamentales

Las características relativas a la calidad de cualquier sistema, ya sea éste, o no, de alimentación, se definen mediante indicadores, generalmente adimensionales, que reciben el nombre de parámetros. Estos parámetros, permiten conocer y comparar dispositivos de prestaciones similares.

Los parámetros más importantes, relativos a sistemas de alimentación, son los siguientes:

- **Factor de regulación (F_r)**. Indica el rechazo que proporciona el sistema ante variaciones lentas de la tensión de entrada (V_E). Se define como:

$$F_r = \frac{\Delta V_S}{\Delta V_E}$$

Para temperatura (T) constante y corriente de salida (I_S) constante ($V_S =$ tensión de salida).

Este parámetro interesa que sea lo menor posible, ya que una fuente estará bien regulada cuando para variaciones elevadas de la tensión de entrada se obtengan pequeñas variaciones en la tensión de salida.

- **Resistencia de salida para variaciones lentas.** Se define como la variación de la tensión continua de salida, en función de la corriente continua en la carga:

$$R_s = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_s}$$

Para temperatura (T) constante y tensión de entrada (V_E) constante:

En ocasiones este parámetro se define como:

$$\Delta V_s = R_s I_{s1} - R_s I_{s2}$$

Donde $I_{s1} - I_{s2} = \Delta I_s$.

o bien como:

$$F_{rc} = \frac{V_{sc} \text{ en vacío} - V_{sc} \text{ a plena carga}}{V_{sc} \text{ a plena carga}}$$

Donde V_{sc} es la variable continua de la tensión de salida, denominándose entonces factor de regulación en la carga.

Este factor será cero cuando lo sea su numerador, esto es, cuando al conectar la resistencia de carga máxima a la salida de la fuente, no existan variaciones de tensión respecto a la salida en vacío.

- **Impedancia de salida.** Si las variaciones de la corriente de salida experimentan cambios rápidos, la resistencia de salida queda definida entonces en función de la frecuencia:

$$Z_s = \frac{\Delta V_s(\omega)}{\Delta I_s(\omega)}$$

Este parámetro adquiere una gran importancia en alta frecuencia por lo que es necesario reducirlo, conectando para ello, a la salida del circuito, condensadores que presenten buenas características a la frecuencia de funcionamiento.

- **Factor de rizado.** Indica en qué medida la tensión de salida no es constante :

$$F_r = \frac{\text{Valor eficaz de las componentes alternas de salida}}{\text{Valor medio de la onda de salida}}$$

Calculándose su valor mediante la ecuación:

$$F_r = \sqrt{\left(\frac{V_{Lef}}{V_{Lmed}}\right)^2 - 1}$$

Donde V_{Lef} es la tensión eficaz en la carga y V_{Lmed} corresponde a la tensión media en la carga. Esta última tensión toma el valor:

$$V_{med} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi}$$

Cuando la señal de entrada está rectificadas en media onda, duplicándose su valor si esta está rectificadas en onda completa. Por otra parte, el valor eficaz para señales de tipo triangular se expresa como:

$$V_{ef} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{2\sqrt{3}}$$

- **Factor de reducción del rizado.** Se define como la corriente entre el rizado eficaz de salida y el rizado eficaz de entrada.

$$K_r = \frac{\text{Rizado eficaz a la salida}}{\text{Rizado eficaz a la entrada}}$$

Este parámetro siempre debe ser menor que la unidad.

- **Coefficiente de temperatura.** Indica en qué medida el sistema es estable frente a cambios de temperatura. Interesa que su valor sea lo menor posible. Se define como:

$$K_T = \frac{\Delta V_S}{\Delta T}$$

Para tensión de entrada (V_E) constante y corriente de salida (I_S) constante.

- **Rendimiento.** Se define como la corriente entre la potencia entregada a la carga y la potencia suministrada por la fuente primaria de energía. Interesa que su valor sea lo más cercano posible a la unidad:

$$\eta = \frac{P_S}{P_E}$$

Donde P_S y P_E son las potencias de salida y entrada, respectivamente.

BIBLIOGRAFÍA

BROWN, Marty. (1990). Practical Switching Power Suppli Design, Motorola Semiconductor.

LINEAR/SWITCH MODE VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK. Motorola Inc. (1989).

LINEAR FERRITE MATERIALS AND COMPONENTE Ferroxcube Corp. 6º edición.

MALONEY Timothy J. Electrónica Industrial. Dispositivos y Sistemas. Edición 1983 (respecto a la primera edición).

MILLMAN & TAUB. Circuito de pulsos, digitales y de conmutación. Macgraw Hill international, Ediciones del castillo, Madrid.

MOTOROLA. (1980).
Motorola silicon rectifier manual.

MUHAMMAD A. Rashid. Electrónica de Potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. Segunda edición.

MUÑOZ SAEZ J. LUIS – HERNÁNDEZ GONZÁLES S. (1997).
Sistemas de Alimentación Conmutados.

REYNEL TORRES ENRIQUE D. Pspice Simulation of Power Electronics Circuits.

SÉGUIER Guy. Electrónica de Potencia. Editorial Gustavo Gili S.A.. Barcelona 1979.