

46  
21



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO**

**FACULTAD DE INGENIERIA**

**DISEÑO ASISTIDO POR COMPUTADORA  
DE FUENTES DE PODER CONMUTADAS**

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

**INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

**P R E S E N T A :**

**FERNANDO FELIX QUIROZ**

Director de Tesis: Ing. Roberto Macías Pérez

Asesor: Ing Roberto Vivero Flores

Ciudad Universitaria, México

1989



**FALLA DE ORIGEN**



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

# INDICE

INTRODUCCION . . . . .	1
Capítulo I: Circuito de entrada . . . . .	4
I.1 Rectificador y filtro de entrada . . . . .	4
I.1.1 Características . . . . .	4
I.1.2 Ecuaciones de diseño . . . . .	7
I.1.3 Operación puente completo . . . . .	8
I.1.4 Operación como doblador de voltaje. . . . .	12
Capítulo II: Transformador de aislamiento . . . . .	16
II.1 Materiales magnéticos . . . . .	16
II.2 Características . . . . .	19
II.2.1 Eficiencia en tamaño y peso. . . . .	19
II.2.2 Pérdidas en el núcleo y en los devanados . . . . .	23
II.3 Diseño del transformador. . . . .	25
II.3.1 Excursión del flujo magnético. . . . .	25
II.3.2 Cálculo de relación de transformación. . . . .	26
II.3.3 Efecto piel en los devanados . . . . .	28
Capítulo III: Dispositivos de conmutación y cálculo térmico . . . . .	39
III.1 Comparación entre dispositivos TBJ y MOSFET de potencia . . . . .	39
III.2 Area segura de operación y cálculo térmico . . . . .	47
III.3 Consideraciones en el manejo de compuerta y tiempos de conmutación . . . . .	71
III.4 Red de amortiguamiento . . . . .	74
III.5 Filtro de salida . . . . .	76
III.6 Circuito de control. . . . .	78
Capítulo IV: Circuito de realimentación . . . . .	81
IV.1 Determinación del esquema de realimentación . . . . .	81
IV.2 Ganancia de lazo. . . . .	84
IV.3 Ubicación de polos y ceros en el circuito de realimentación. . . . .	86

Capítulo V: Estructura del programa de diseño . . . . .	88
V.1 Introducción . . . . .	88
V.2 Descripción de la base de datos . . . . .	90
V.2.1 Descripción de relaciones y atributos . . . . .	90
V.3 Arquitectura de menús . . . . .	93
V.4 Diseño nuevo de fuente conmutada . . . . .	95
V.5 Revisión y/o cambio de parámetros de entrada . . . . .	97
V.6 Genera reportes, altas y bajas . . . . .	98
V.7 Archivos que forman 'DFC'. . . . .	98
Conclusiones y comentarios . . . . .	100
Apendice	
Bibliografía	

## INTRODUCCION

Los modernos equipos electrónicos, tales como computadoras y aparatos para instrumentación y control, típicamente requieren de varios voltajes de alimentación en Corriente Directa (C.D.), tales como 5v,  $\pm 12v$ , etc., en rangos de potencia que van desde varios watts a algunos kilowatts. La solución a esto había sido durante años el uso de una estructura de regulador con funcionamiento lineal es sus diversos dispositivos integrantes.

En esencia, un regulador de tensión lineal, se basa en el uso de un elemento serie, ó paralelo, que comúnmente es un transistor utilizado en su región lineal; el gran inconveniente del esquema serie es que prácticamente toda la corriente de carga pasa por el elemento serie, lo cual provoca que, a mayor diferencia entre las tensiones de entrada y salida, mayores sean las pérdidas resultando en un rango de eficiencia típico de 30% a 50%, el cual es también válido para el regulador paralelo.

En la actualidad los requerimientos en las fuentes de alimentación, son cada vez más fuertes, y el camino alternativo lo proporcionan las fuentes de poder conmutadas con las cuales tenemos una manera muy eficiente de convertir un voltaje de entrada C.D. en varios voltajes de salida C.D., para esto se investigó en la dirección de hacer trabajar al dispositivo activo (transistor) en régimen de conmutación, como si fuese un

interruptor controlado, además de evitar en el diseño, las resistencias, que en cualquier caso introducen pérdidas. Si bien el modo de conmutación, cuando la alimentación es rectificando la línea de Corriente Alterna (C.A.) es la parte dominante del uso de este tipo de fuentes, existe una gran variedad de otras aplicaciones en las cuales se dispone de un voltaje C.D., tales como celdas solares, baterías, etc., con lo cual únicamente es requerida una conversión C.D. a C.D.

El siguiente paso en la evolución de las fuentes de alimentación, es el desarrollo de las Fuentes de Poder Resonantes, con las cuales se introducen nuevas ventajas, tales como menor contaminación electromagnética y menor volumen.

En este trabajo se presenta una metodología sencilla y confiable para el diseño de fuentes de poder conmutadas, asistido por una computadora personal, para lo cual se desarrolló el sistema "DFC", Diseño de Fuentes Conmutadas. Con el sistema "DFC" se tiene una aceleración en el proceso de diseño, evitando que éste sea el tradicional abrumador diseño debido al gran número de ecuaciones y su interdependencia. Se consideraron tres configuraciones: Forward, Puente y Push-Pull, con las cuales se abarca una extensa gama de aplicaciones, sin embargo, para lograr las ventajas de cada una de éstas, es necesario conocer las configuraciones básicas, así como sus características de operación. En la configuración Forward se tiene un solo elemento de conmutación, lo cual hace un diseño relativamente simple, y esta configuración se vuelve atractiva para rangos de potencia

menores a 500 watts. En la configuración Puente, la potencia total disipada es ahora dividida sobre cuatro dispositivos semiconductores, es por esto que esta topología de convertidores ha sido reservada para altos niveles de potencia (1Kw - 2Kw). La configuración Push-Pull presenta la alternativa de eliminar dos transistores del convertidor Puente, y el uso de esta topología es ideal en el rango intermedio de potencia (300W - 1Kw).

# CAPITULO I

## CIRCUITO DE ENTRADA

### 1.1 RECTIFICADOR Y FILTRO DE ENTRADA

#### 1.1.1. CARACTERISTICAS

La sección rectificado/filtrado de una fuente de poder conmutada, convierte la tensión alterna de la línea de entrada C.A. (50-60 Hz) a un voltaje de entrada  $V_{in}$  en C.D., con el cual se alimenta la etapa de conmutación en alta frecuencia para bajar el flujo de corriente, comparada con la de la salida. El diagrama de un circuito típico de rectificado/filtrado de doble rango de entrada es mostrado en la figura 1.1. Para operación con línea de 230 V, el rectificador de entrada es configurado como un puente de onda completa. Para operación con línea de 117 V, el circuito de entrada es reconfigurado como doblador de voltaje, por lo tanto  $V_{in}$  es aproximadamente el mismo que bajo la operación con 230 V.

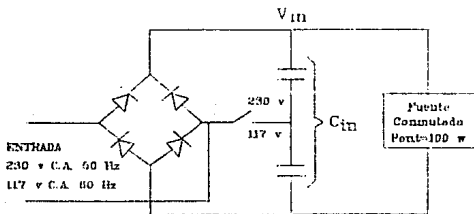


Figura 1.1  
Circuito de rectificado y filtrado de doble rango de entrada



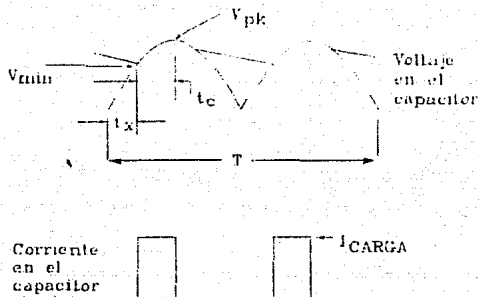


Figura 1.2

*Formas de onda en configuración Puente*

El filtro capacitivo  $C_{in}$  determina  $V_r$ , el valor pico a pico del voltaje de rizo, componente de  $V_{in}$  (ver figura 1.2). Cuando la línea esta baja,  $V_r$  determina el mínimo voltaje de entrada,  $V_{min}$ , el cual es una importante consideración en el diseño de fuentes conmutadas.  $V_{min}$  define la relación de vueltas requeridas en el transformador para conseguir la salida especificada al máximo ciclo de trabajo.

-Si el filtro capacitivo es muy pequeño, resulta un rizo grande, con el cual se requiere incrementar el rango del ciclo de trabajo y la ganancia de realimentación para mantener el voltaje de salida deseado.  $V_{min}$  puede ser menor, pero esto resultaría en una pobre utilización del transformador, altos picos de corriente a través de los transistores de conmutación, y un alto pico de

voltaje inverso a través de los rectificadores de salida.

-Si el filtro capacitivo es más grande de lo necesario, no sólo el costo será mayor, la corriente de recarga se perfilará más estrecha y de mayor amplitud, ésto deteriora el factor de potencia de la línea y provoca un incremento en la interferencia electromagnética (EMI), un alto valor de corriente RMS provoca incrementos en las pérdidas de línea, rectificadores de entrada y filtro capacitivo, y ésto daña la confiabilidad de la fuente.

Una regla práctica es establecer que el rizo de voltaje sea de 25% a 30% del valor pico mínimo en la línea de voltaje, con ésto resulta un capacitor aceptable en tamaño, peso, y costo. La tabla I.1 muestra los valores obtenidos para operación como doblador de voltaje con alimentación de 117 V, con un voltaje mínimo de 100 V, y en operación puente con  $V_{\min}$  de 200 V, para una fuente conmutada de 100 watts de potencia de entrada. El filtro capacitivo de entrada es diseñado para suplir la energía a plena carga y tomar  $V_{in}$  por arriba del valor deseado  $V_{\min}$  entre los picos de la línea c.a.

Como se verá más adelante, en un circuito rectificador/filtrado con doble rango de entrada, los requerimientos serán determinados con la configuración de doblador de voltaje.

		117 V	117 V	230 V	
		Puente	Doblador	Puente	
		(60 Hz)	(60 Hz)	(50 Hz)	
Voltaje RMS de la línea	$V_{ac}$	99-135	99-135	195-265	[V]
Voltaje pico en la línea	$V_{pk}$	140-191	280-382	276-375	[V]
Máximo rizo de voltaje	$V_r$	40	80	76	[V]
Voltaje c.d. de entrada	$V_{in}$	140-191	200-382	200-375	[V]
Capacitancia de entrada	$*C_{in}$	198	76	57	[ $\mu F$ ]
Capacitancia doble	$*C1, C2$	-	152	(114)	[ $\mu F$ ]
Tiempo de carga	$t_c$	1.983	2.36	2.431	[ms]
Corriente pico de carga	$*I_{chg}$	3.6	3.22	1.76	[A]
Corriente rms de carga	$*I_{chg}$	1.53	1.123	0.755	[A]

\*Para niveles de potencia diferentes de 100 watts, multiplique las capacitancias y corrientes por  $P_{in}/100$  ( $P_{in} = P_o/\text{eficiencia}$ )

Tabla I.1 Diseño de sección rectificado/filtrado para una fuente de 100 W.

### 1.1.2. ECUACIONES DE DISEÑO

Los siguientes cálculos son llevados para operación puente de onda completa de una línea de 230 V (195V - 265V), y operación doblador de voltaje de una línea de 117 V (99V - 135V).

Puesto que virtualmente todas las pérdidas en la fuente de poder conmutada son después del filtro de entrada, la sección de

entrada manipula la potencia de entrada íntegramente,  $P_{in}$  (igual a la potencia de salida a plena carga, dividida por la eficiencia). La potencia de entrada en esta sección se escoge de 100 watts a plena carga, con la finalidad de hacer una clara comparación de resultados. Los valores de capacitores y corrientes pueden ajustarse para cualquier otra potencia de entrada mediante la multiplicación por la potencia actual  $P_{in}/100$ .

El filtro capacitivo deberá suplir la totalidad de la energía requerida a la fuente. El rizo de voltaje  $V_r$  deberá ser lo suficientemente pequeño para mantener  $V_{in}$  mayor que el voltaje mínimo  $V_{min}$  bajo las peores condiciones de baja frecuencia en la línea, bajo voltaje, y plena carga. La energía requerida a 100 watts por un ciclo completo a 50 Hz (peor caso usando la línea de 230 V).

$$W_{in} = P_{in}/f = 100/50 = 2 \text{ Joules (Watt-segundo)} \dots (1)$$

Donde:  $P_{in}$  = Potencia de entrada en watts

$f$  = Frecuencia de la línea en Hz

A 60 Hz, la energía requerida para un ciclo de la línea a 100 watts es reducida a 1.667 Joules.

### 1.1.3. OPERACION COMO PUENTE COMPLETO

Refiriéndonos a las figuras 1.1 y 1.2, el filtro capacitivo de entrada  $C_{in}$  ( $C_1$  en serie con  $C_2$ ) carga a el valor pico de voltaje en la línea cada medio ciclo. Entonces  $C_{in}$  descarga,

suministrando toda la energía requerida por la fuente conmutada, mientras es recargado en el siguiente medio ciclo. La energía para  $C_{in}$  cada medio ciclo de la línea es:

por lo tanto 
$$W_{in}/2 = C_{in} (V_{pk}^2 + V_{min}^2)/2$$

$$C_{in} = W_{in} / (V_{pk}^2 + V_{min}^2) \dots (1.2)$$

Donde:  $C_{in}$  = capacitor requerido de entrada.  
 $W_{in}$  = energía para  $C_{in}$  cada medio ciclo.  
 $V_{pk}$  = voltaje máximo en el capacitor.  
 $V_{min}$  = voltaje mínimo en el capacitor.

Como se muestra en la figura 1.2, el tiempo de recarga,  $t_c$ , es establecido por la intersección del voltaje en el capacitor, con la línea C.A. rectificada.

$$V_{min} = V_{pk} \cos(2\pi f t_c)$$

$$t_c = \cos^{-1}(V_{min} / V_{pk}) / 2f \dots (1.3)$$

Donde  $t_c$  = tiempo de recarga del capacitor.

$V_{min}$  = voltaje mínimo en el capacitor.

$V_{pk}$  = voltaje máximo en el capacitor.

Asumiendo una carga rectangular de corriente de la amplitud pico (corriente constante durante el intervalo de carga):

$$\Delta Q = i_{chg} \Delta t = C \Delta v$$

$$i_{chg} = C_{in} (V_{pk} - V_{min}) / t_c \dots (1.4)$$

Donde  $i_{chg}$  = componente C.A. de la corriente de carga en el capacitor.

La componente rms C.A. de la corriente de carga,  $I_{chg}$ , es conducida a través del filtro capacitivo y contribuye a que el capacitor se caliente, debido a su resistencia serie equivalente (ESR). La componente C.D. del valor total rms de la corriente de carga no puede pasar a través del capacitor, y esta no contribuye en el calentamiento del capacitor.

$$\begin{aligned}
 I_{chg} &= \sqrt{(I_{CHG})^2 - (I_{DC})^2} \\
 &= \sqrt{(i_{chg})^2 t_c^2 / T - (i_{chg})^2 (t_c^2 / T)^2} \\
 &= i_{chg} \sqrt{t_c^2 f - (t_c^2 f)^2} \quad \dots (1.5)
 \end{aligned}$$

La fuente de poder conmutada descarga al capacitor por medio de pulsos de corriente de alta frecuencia. La componente C.A. de la corriente rms de descarga,  $I_{dis}$ , causa además el calentamiento del filtro capacitivo. El capacitor debe ser seleccionado para tener un rango de corriente rms más grande que el total de las componentes rms C.A. . Esta resulta ser una consideración muy importante para la confiabilidad en el capacitor.

$$\text{TOTAL} \quad I_{CAP} = \sqrt{(I_{chg})^2 + (I_{dis})^2} \quad \dots (1.6)$$

La componente C.D. en los pulsos de corriente de descarga en alta frecuencia, equivale a la componente C.D. de corriente de carga en la línea. Debido a que el factor de potencia en la forma de onda de corriente de descarga a bajo voltaje es mucho mejor

(cercano a 1.0), que el de la forma de onda en la carga, la corriente de descarga C.A. rms,  $I_{dis}$ , es mucho menor que  $I_{chg}$  dependiendo un poco de la topología del circuito de conmutación. PARA OPERACION 230 v (50 Hz): A un voltaje mínimo en la línea de 195 v, el valor mínimo del pico de voltaje,  $V_{pk}$ , es 276v. Conservadoramente se asume un voltaje pico de 270 v, el cual permite caídas en los rectificadores, y en la línea. De la ecuación (1.2):

$$C_{in} = \frac{2}{(270)^2 - (195)^2} = 57 \mu F$$

ancho de pulso de carga, de la ecuación (1.3):

$$t_c = \frac{\cos^{-1} (195/270)}{2 \pi (50)} = 2.431 \text{ ms}$$

corriente pico de carga, de ecuación (1.4):

$$i_{chg} = 57 \times 10^{-6} (270 - 195)/2.431 \times 10^{-3} = 1.76 \text{ A}$$

corriente rms de carga, de ecuación (1.5):

$$t_c 2 f = (2.431 \times 10^{-3}) (2) (50) = 0.2431$$

$$I_{chg} = 1.76 \sqrt{(0.2431) - (0.2431)^2} = 0.755 \text{ A}$$

PARA OPERACION PUENTE 117v (60Hz). (Normalmente usado solo para rango sencillo de entrada 117v.): A 99 v de voltaje mínimo en la línea, el valor mínimo  $V_{pk}$  es 140 v. Conservadoramente asumimos 135 v pico, permitiendo caídas en los rectificadores y en la

línea.

$$C_{in} = \frac{1.667}{(135)^2 - (99)^2} = 198 \mu F$$

$$t_c = \frac{\cos^{-1} (99/135)}{2 \pi 60} = 1.983 \text{ ms}$$

$$i_{chg} = 198 \times 10^{-6} (135 - 99) / 1.98 \times 10^{-3} = 3.6 \text{ A}$$

$$t_c 2 f = (1.98 \times 10^{-3}) (2) (60) = 0.2379$$

$$I_{chg} = 3.6 \sqrt{0.2379 - (0.2379)^2} = 1.53 \text{ A}$$

#### 1.1.4. OPERACION COMO DOBLADOR DE VOLTAJE, 117 VOLTS (60 Hz) EN LINEA.

Refiriéndonos a las figuras 1.1 y 1.3, al voltaje mínimo en la línea (99V) el voltaje pico es 140 V, y conservadoramente asumiremos 135 V, permitiendo caídas en los rectificadores y en la línea de alimentación.

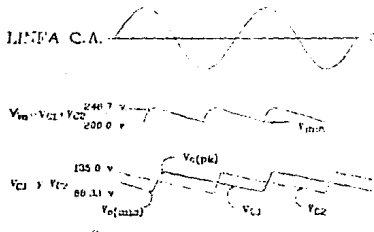


Figura 1.3  
Formas de onda en los capacitores  
en operación doblador de voltaje



C1 y C2 cargan alternadamente a el voltaje pico de la línea. Note que cuando el voltaje de entrada,  $V_{in}$ , es instantáneamente el valor mínimo, un capacitor esta a su mínimo voltaje, pero el otro capacitor esta a la mitad entre el voltaje pico y el voltaje mínimo. El voltaje mínimo en cada capacitor puede aproximarse de la siguiente manera:

$$V_{min} = V_{C1min} + V_{C2prom} = V_{cmin} + \frac{V_{cmin} + V_{cpk}}{2}$$

de donde:

$$V_{cmin} = \frac{2 V_{min} - V_{cpk}}{3} = \frac{2(195) - (135)}{3} = 85 \text{ v} \quad (1.7)$$

C1 y C2 cada uno descarga para un ciclo completo. Cada capacitor debe proporcionar la mitad de la energía requerida por la fuente conmutada, para un ciclo completo de la línea:

$$\frac{W}{2} = \frac{1}{2} C1 ( V_{cpk}^2 - V_{cmin}^2 )$$

$$C1 = C2 = \frac{W}{V_{cpk}^2 - V_{cmin}^2} = \frac{1.667}{(135)^2 - (85)^2} = 152 \mu\text{F} \quad (1.8)$$

$C_{in}$  es la combinación serie de C1 y C2, igual a 76  $\mu\text{F}$ . Note que a operación como doblador de voltaje para una línea 117 v, se requiere un valor mayor de  $C_{in}$ , que cuando la entrada es tipo puente con 230 v en la línea, por lo tanto para fuentes de poder con doble rango de entrada 117v/230v, la operación como doblador

de voltaje (entrada 117 V) dictará los requerimientos del filtro capacitivo.

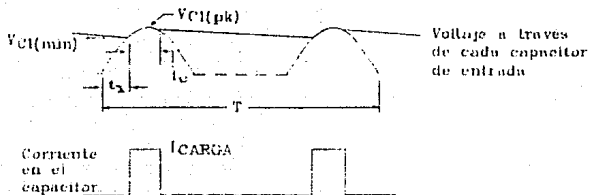


Figura 1.4

Formas de onda en configuración doblador de voltaje

La figura 1.4 muestra la forma de onda asociada con la carga de cada uno de los capacitores de entrada en la configuración de doblador de voltaje a plena carga y mínimo valor en la línea de voltaje. El tiempo de recarga,  $t_c$ , es establecido por la intersección de la forma de onda del voltaje en el capacitor, con la forma de onda en el voltaje de la línea rectificada C.A.

$$V_{c1min} = V_{c1pk} \cos(2\pi f t_c)$$

$$t_c = \frac{\cos^{-1}(V_{c1min} / V_{c1pk})}{2\pi f} \dots (1.9)$$

$$t_c = \frac{\cos^{-1}(85/115)}{2\pi(60)} = 2.36 \text{ ms}$$

Asumiendo una forma de onda rectangular en la corriente de carga de magnitud del valor pico  $i_{chg}$  (corriente constante durante el intervalo de carga):

$$\Delta Q = i_{\text{chg}} \Delta t = C \Delta V$$

$$i_{\text{chg}} = C (V_{\text{pk}} - V_{\text{min}}) / t_c \quad \dots (1.10)$$

$$i_{\text{chg}} = 152 \times 10^{-6} (135-85) / 2.36 \times 10^{-3} = 3.22 \text{ A}$$

La corriente rms en cada capacitor es:

$$I_{\text{chg}} = i_{\text{chg}} \sqrt{t_c f - t_c^2 f^2}$$

$$t_c f = 2.36 \times 10^{-3} (60) = 0.1416$$

$$I_{\text{chg}} = 3.28 \sqrt{0.1416 - (0.1416)^2} = 1.123 \text{ A}$$

## CAPITULO II

### TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO

#### 2.1 MATERIALES MAGNETICOS

De igual manera que alrededor de una carga eléctrica se tiene un campo eléctrico, E; para el caso de un conductor conduciendo una corriente I se tiene un campo magnético B circundante a él, como es sugerido en la figura 2.1

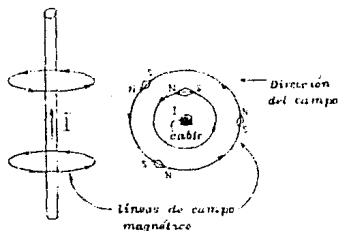


Figura 2.1

*Campo magnético alrededor de un cable conduciendo corriente.*

Si consideramos un enrollado sobre un toroide con núcleo de aire, con un área A en su sección transversal y radio R, con N vueltas como en la figura 2.2 tenemos:

$$B_0 = \mu_0 \frac{N_0 I}{2 \pi R}$$

$$\text{si } K = \frac{N_0 I}{2 \pi R}$$

$$B_0 = \mu_0 K = \mu_0 H \quad \dots (2.1)$$

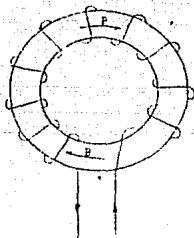


Figura 2.2  
Toroide

Aunque se tomó el ejemplo para el caso particular de un toroide, la ecuación (2.1) es válida para cualquier enrollado. En una extensa clase de materiales, existe una relación aproximadamente lineal entre B y H :

$$B = \mu H$$

donde  $\mu$  = permeabilidad =  $\mu_0 (1 + X_m)$  . . . (2.2)

$X_m$  = susceptibilidad magnética

Si  $X_m$  es positiva, el material se llama paramagnético y la inducción magnética es reforzada por la presencia del material. Si  $X_m$  es negativa, el material es diamagnético y la inducción magnética es debilitada por la presencia del material.

La curva de la figura 2.3 se llama "curva de histéresis" del material. El valor de B en el punto r se llama retentividad o remanencia; la magnitud de H en el punto c se llama fuerza

coercitiva o coercitividad del material.

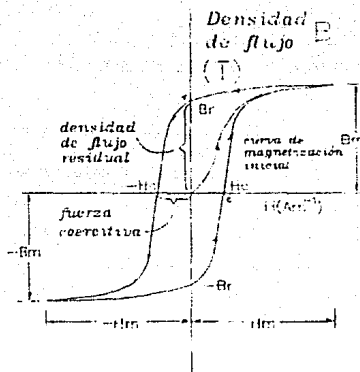


Figura 2.3  
Curva de histéresis

De la figura 2.3 se deduce que el valor de  $\mu$ , definido por la ecuación (2.2), es negativo en el segundo y cuarto cuadrante del diagrama. La forma de la curva de histéresis no sólo depende de la naturaleza del material magnético, sino también del valor máximo de  $H$  al cual está sometido el material. Sin embargo una vez que  $H_{max}$  es suficiente para producir la saturación en el material, la curva de histéresis no cambia su forma al aumentar  $H_{max}$ .

## 2.2 CARACTERISTICAS

### 2.2.1 EFICIENCIA EN TAMAÑO Y PESO

En la actualidad existen una gran diversidad de materiales con los cuales se tiene una extensa gama en el valor de la densidad de flujo de saturación, a continuación se presentan algunos ejemplos.

Supermendur, con 50% hierro - 50% materiales de cobalto, con 22 Kilogauss de densidad de flujo, dará el menor tamaño y peso, particularmente a bajas frecuencias. Abajo de 1000 Hz, el material Supermendur dará una real reducción en tamaño y peso, con el material de magnesio tenemos la segunda mejor selección.

A frecuencias arriba de 2500 Hz el material Orthonol se convierte en una buena selección. Este material tiene pérdidas mucho menores en el núcleo que los materiales Supermendur o magnesio, y generalmente puede ser usado un tamaño moderado en el grosor del material a medianas frecuencias. A 3000 Hz por ejemplo, un material de Orthonol con dos milésimas de pulgada en el espesor podrá tener menores pérdidas que un material supermendur o magnesio de una milésima de espesor.

Para altas frecuencias se han desarrollado materiales a base de ferritas, con las cuales se obtienen costos bajos, gran estabilidad térmica, y un volumen reducido, es por esto que para frecuencias desde 10 KHz a 50 MHz las ferritas se convierten en la mejor selección.

### Selección del tamaño del núcleo

Después de la selección del material del núcleo y el grueso del material, el siguiente paso es la selección del tamaño adecuado para un transformador con una frecuencia de operación y una potencia de salida dada. La capacidad de potencia manejada por un núcleo puede ser determinada por el producto  $W_a A_c$ , donde  $W_a$  es el área posible en la ventana del núcleo en milésimas circulares y  $A_c$  es el área efectiva de la sección transversal del núcleo en centímetros cuadrados. Las curvas en la tabla II muestran los productos  $W_a A_c$  requeridos para el núcleo para algunos materiales comunes para núcleos graficados nuevamente para salidas de potencia en transformadores para una frecuencia dada.

Las relaciones  $W_a A_c$  son obtenidas mediante la solución con la ley de Faraday en la siguiente manera:

$$\text{Ley de Faraday} = E = 4 B_m A_c N f \times 10^{-8}$$

$$\text{Resolviendo para } N A_c = \frac{E}{4 B_m f \times 10^{-8}} \quad \text{Sin embargo el}$$

factor de utilización de ventana

$$K = \frac{N A_w}{W_a} = 0.1$$

$$N A_w = 0.1 W_a$$

$$\text{Multiplicando ambos lados por } A_c \text{ y transportando: } N A_c = \frac{.1 W_a A_c}{A_w}$$

Combinando y resolviendo para  $W_a A_c$ :



$$\frac{.1 \text{ Wa AC}}{\text{Aw}} = \frac{\text{E}}{4 \times \text{Bm} \times \text{f} \times 10^{-8}}, \text{ Wa AC} = \frac{\text{E Aw}}{.4 \times \text{Bm} \times \text{f} \times 10^{-8}}$$

$$\text{Wa AC} = \frac{2.5 \times \text{E} \times \text{Aw}}{\text{Bm} \times \text{f} \times 10^{-8}}$$

Asume 85% de eficiencia y 750 mils cir/amp de capacidad de corriente en el cable. Sin embargo, el enrollado primario tiene 50% de factor de trabajo dando una capacidad de corriente de 375 mils cir/amp

Por lo tanto la ecuación se convierte:

$$\text{Wa AC} = \frac{1.1 \times \text{Potencia de salida}}{\text{Bm} \times \text{f} \times 10^{-11}}$$

A continuación se proporcionan algunos valores para Bm de diferentes materiales.

Bm = 21,000 (50% Cobalto)

Bm = 14,500 (50% Niquel)

Bm = 17,000 (3% Silicio)

Bm = 7,000 (80% Niquel)

Bm = 3,500 (Ferritas)

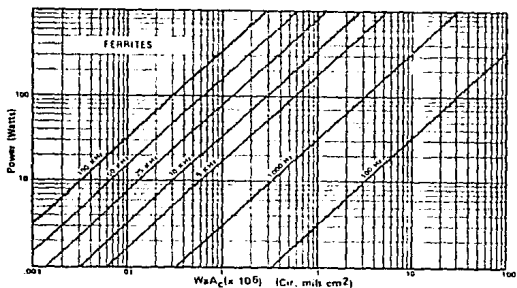
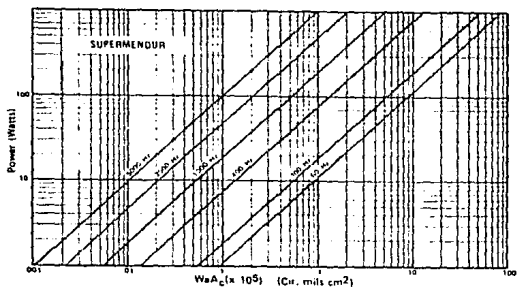
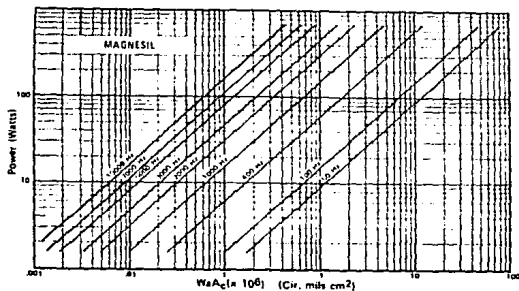


Tabla II Relación del producto  $waac$  con la capacidad de potencia de salida.

### 2.2.2 PERDIDAS EN EL NUCLEO Y EN LOS DEVANADOS

Lo que se muestra en la tabla III son las curvas de pérdidas para varios materiales y espesores de materiales. Estas curvas muestran las pérdidas típicas en watts por libra contra niveles de operación en la densidad de flujo para varias frecuencias. Para encontrar el peso de un tamaño de toroide dado, determinamos el volumen del núcleo en pulgadas cúbicas como sigue:

$$\text{Volumen} = 0.75(\text{O.D.} + \text{I.D.})(\text{O.D.} - \text{I.D.})(\text{Ht})$$

Donde las medidas del núcleo desnudo: diámetro interno (I.D.), diámetro externo (O.D.) y altura (Ht) están dadas en pulgadas. Peso del núcleo en libras = volumen \* factor de almacenamiento \* densidad.

La densidad de varios materiales de núcleos son los siguientes:

MATERIAL	DENSIDAD [lbs/in <sup>3</sup> ]
3% Silicio	0.29
50% Niquel y 50% Cobalto	0.31
80% Niquel	0.33
Ferritas (MnZn)	0.19

Conociendo el peso del núcleo, las pérdidas esperadas del núcleo pueden ser encontradas por estas curvas.

La selección del núcleo para fuentes conmutadas, comúnmente incluye un compromiso con efectos de funcionamiento en la fuente.

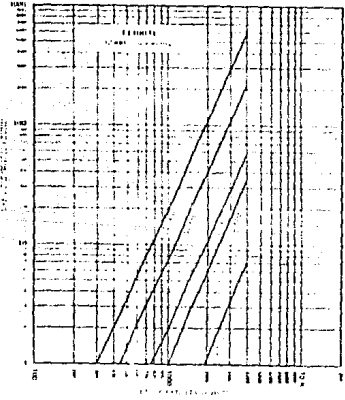
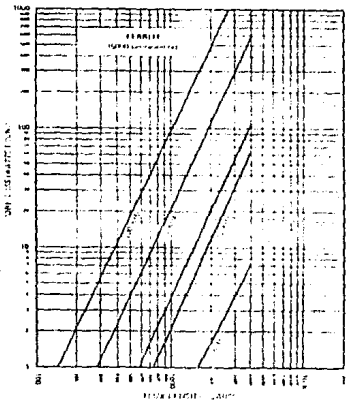
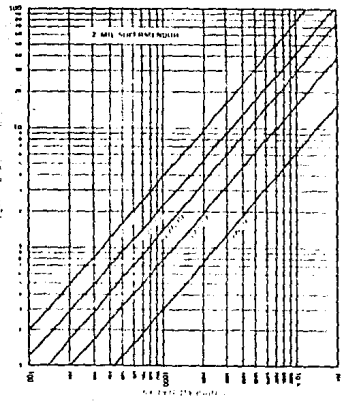
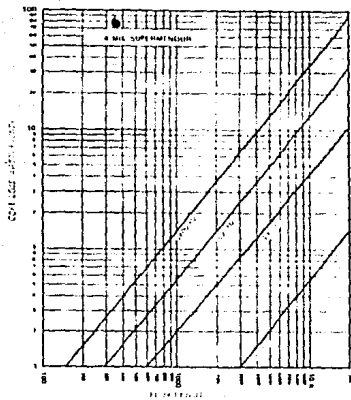


Tabla III. Curvas de pérdidas en el núcleo.

Para determinar las pérdidas en los devanados del transformador se calcula la resistencia en el cable del devanado, para ésto se multiplica el valor de la longitud promedio por vuelta, por el número de vueltas del transformador, y por la resistencia por unidad de longitud del cable seleccionado. Una vez teniendo este valor se puede utilizar la ecuación:

$$P_{dev} = R_{dev} I^2 \quad . . . (2.3)$$

## 2.3 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

### 2.3.1. EXCURSION DEL FLUJO MAGNETICO

Una vez que se han seleccionado el material y el tamaño del núcleo, el siguiente paso en el procedimiento de diseño del transformador, es definir la excursión de la densidad de flujo,  $\Delta B$ , la cual ocurrirá con la operación normal en estado estable. El transformador deberá ser diseñado para operar con un  $\Delta B$  lo más grande posible pero sin llegar cerca de la saturación, resultando un menor número de vueltas en el enrollado, incrementándose el rango de potencia, y reduciendo las pérdidas en la inductancia de dispersión. En la práctica  $\Delta B$  es limitada por la saturación del núcleo,  $B_{sat}$ , o por las pérdidas en el núcleo. En casi todos los circuitos: puente completo, medio puente, y onda completa con derivación central, el transformador es manejado simétricamente, por lo tanto la excursión del flujo es simétrica alrededor del cero, en la característica B-H. Esto permite un máximo  $\Delta B$  teórico de dos veces  $B_{sat}$ . Por otro lado en la mayoría de los circuitos sin derivación central, como el convertidor Forward, la

desviación del flujo es enteramente dentro del primer cuadrante de la característica B-H, desde cero hacia  $B_{sat}$ . Esto limita el máximo valor de  $\Delta B$  a  $B_{sat}$  en vez de  $2B_{sat}$ , por esto el transformador trabaja sólo a la mitad de su capacidad en este caso.

Para la mayoría de los materiales de ferrita, en aplicaciones de potencia, como es el material 3C8,  $B_{sat}$  está por arriba de 0.3 Tesla (3000 Gauss). En aplicaciones push-pull,  $B_{max}$  es limitado a 0.15 T y  $\Delta B$  a 0.3 T. Las pérdidas en el núcleo a 50 KHz pueden ser la mayoría de las veces insignificantes con esta pequeña variación del flujo. Con un encadenamiento en el producto volt-segundo, el cual es posible con el control IC UC1840 un  $\Delta B$  cercano a 0.3 T es aceptable, reduciendo significativamente el tamaño del transformador.

### 2.3.2. CALCULO DE RELACION DE TRANSFORMACION

Para circuitos voltage-fed, la ecuación 2.4 calcula el mínimo número de vueltas en el primario,  $N_p$ , requerido para soportar el producto normal volt-segundo (para la configuración medio puente, se puede utilizar  $V_{in(min)}$  igual a la mitad del voltaje de entrada, a través de estos cálculos)

$$t_{on(max)} = D_{max}/f = 0.5/f \text{ segundos}$$

$$N_p \frac{V_{in(min)} t_{on(max)}}{\Delta B A_e} \times 10^4 = \frac{5000 V_{in(min)}}{\Delta B A_e f} \dots (2.4)$$

La relación de vueltas requerida del primario a secundario,

$n$ , es calculada a mínimo  $V_{in}$  y máximo ciclo de trabajo.  $V_f$  es la caída del diodo rectificador en directa. El factor 0.9 permite inexactitudes y tiempos de almacenamiento en el transistor:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{0.9 [ V_{in(\min)} - V_{ce(\text{sat})} ] D}{V_o + V_f} \dots (2.5)$$

Se calcula el número de vueltas requerido por el más bajo voltaje secundario, y se redondea hacia arriba al siguiente número de vueltas mayor.

$$N_s = \text{entero} \left[ \frac{N_p}{n} \right] \dots (2.6)$$

Se recalculan las vueltas en el primario

$$N_p = n N_s \dots (2.7)$$

La corriente rms en el enrollado primario,  $I_p$ , es:

$$I_p(\text{max}) = I_{in(\text{max})} / K_t = \frac{P_{in(\text{max})}}{V_{in(\min)} K_t} A \dots (2.8)$$

Encontrando la máxima densidad de corriente para 30 grados centígrados con enfriamiento natural por aire para el núcleo AP

$$J_{\text{max}} = 450 \text{ AP} \quad \text{A/cm}^2 \dots (2.9)$$

La mínima área en el enrollado primario,  $A_{xp}$ , es:

$$A_{xp} = I_{p\text{max}} / J_{\text{max}} \quad \text{cm}^2 \dots (2.10)$$

La máxima corriente RMS en el secundario,  $I_S$ , ocurre a 50% de ciclo de trabajo:

$$I_S(\max) = I_O(\max)/1.414 \text{ A} \dots (2.11)$$

La mínima área de alambre en el secundario,  $A_{XS}$ , es:

$$A_{XS} = I_S(\max)/J_{\max} \text{ cm}^2 \dots (2.12)$$

$$A_W N_P A_{XP} + N_S A_{XS} \text{ cm}^2 \dots (2.13)$$

### 2.3.3 EFECTO PIEL EN LOS DEVANADOS

En el diseño de dispositivos magnéticos operando en alta frecuencia, se tiene un fenómeno de gran importancia llamado "efecto piel", y como se verá posteriormente, éste afecta directamente en el diseño de los devanados del transformador.

Si consideramos una onda en un medio conductor, y asumimos un plano en el que atraviesan las ondas en un medio conductor, como lo muestra la figura 2.4. Una porción de la energía incidente es reflejada, mientras la energía restante entra en el medio conductor. Vamos a ignorar la onda reflejada y enfoquemos nuestra atención en la onda transmitida.

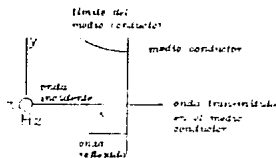


Figura 2.4

Plano de una onda entrante en un medio conductor, con incidencia normal



Acorde con la primera ecuación de Maxwell para onda senoidal:

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad \dots (2.14)$$

En un medio no conductor  $J = 0$ , pero en un medio conductor  $J$  no se puede despreciar. Recordando que  $J = \sigma E$ , la ecuación (2.14) se convierte en:

$$\nabla \times H = \sigma E + \frac{\partial D}{\partial t} \quad \dots (2.15)$$

Para un plano con polarización lineal con la onda atravesando en la dirección  $x$  con  $E$  en la dirección  $y$ , el vector de la ecuación (2.15) se reduce a la siguiente ecuación escalar, incluyendo las componentes  $E_y$  y  $H_z$ :

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = \sigma E_y + \epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} \quad \dots (2.16)$$

Esta ecuación tiene dos términos en  $E_y$ . Asumiendo que  $E_y$  es una función armónica del tiempo, esto es,  $E_y = E_0 e^{j\omega t}$ , (2.16) se transforma en:

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = \sigma E_y + j\omega\epsilon E_y \quad \dots (2.17)$$

Los términos en la ecuación (2.17) cada uno tiene dimensiones de densidad de corriente, la cual es expresada en

$A/m^2$ . El término  $\sigma E_y$  representa la densidad de conducción de corriente, mientras que el término  $j\omega\epsilon E_y$  representa la densidad de desplazamiento de corriente. Esto concuerda con (2.17) en que la relación de cambio de  $H_z$  es igual a la suma de conducción y desplazamiento de densidades de corriente. Si la conductividad es cero, el término conducción de corriente desaparece. Si  $\sigma$  no es igual a cero, pueden ser definidas estas tres condiciones.

$$(i) \omega\epsilon \gg \sigma$$

$$(ii) \omega\epsilon = \sigma$$

$$(iii) \omega\epsilon \ll \sigma$$

Cuando el desplazamiento de corriente es mucho más grande que la conducción de corriente, como en la condición (i), el medio puede comportarse como un dieléctrico. Si  $\sigma = 0$ , el medio es perfecto. Para  $\sigma$  diferente de cero existen pérdidas en el medio, o se considera un dieléctrico imperfecto. Sin embargo, si  $\omega\epsilon \gg \sigma$ , este se comporta como un dieléctrico más que de cualquier otra manera, para propósitos prácticos, puede ser clasificado como un dieléctrico. Por el otro lado, cuando la conducción de corriente es mucho más grande que el desplazamiento de corriente, como en la condición (iii), el medio puede ser clasificado como un conductor. Bajo condiciones intermedias de estas dos, cuando la conducción de corriente es del mismo orden de la magnitud de desplazamiento de corriente, el medio puede ser clasificado como un cuasi-conductor.

Podemos ser aún más específicos en la clasificación del medio de uno a tres tipos, acorde con la relación  $\sigma/\omega\epsilon$  como

sigue:

$$\begin{array}{l} \text{Dieléctricos} \quad \frac{\sigma}{\omega\epsilon} < \frac{1}{100} \\ \text{Cuasi-conductores} \quad \frac{1}{100} < \frac{\sigma}{\omega\epsilon} < 100 \\ \text{Conductores} \quad 100 < \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \end{array}$$

donde:  $\sigma$  = conductividad del medio [ $\Omega\text{m}^{-1}$ ]

$\epsilon$  = permeabilidad del medio [ $\text{Fm}^{-1}$ ]

$\omega$  = frecuencia en radianes =  $2\pi f$ , donde  $f$  es la frecuencia en  $\text{Hz}$ .

Esto hace notar que la frecuencia es un importante factor en la determinación de que si un medio actúa como un dieléctrico o como un conductor. Por ejemplo, si tomamos el caso del promedio de tierra natural para la cual  $\epsilon_r = 14$  (a bajas frecuencias) y  $\sigma = 10^{-2} \Omega\text{m}^{-1}$ . Asumiendo que no hay cambios en estos valores como una función de la frecuencia, la relación  $\sigma/\omega\epsilon$  se tabula a tres diferentes frecuencias.

Frecuencia [Hz]	Relación $\sigma/\omega\epsilon$
$10^3$	$1.3 \times 10^4$
$10^7$	1.3
$3 \times 10^{10}$	$4.3 \times 10^{-4}$

A 1 KHz la tierra se comporta como un conductor, mientras que a frecuencias de microonda de 30 GHz ésta actúa como un

dieléctrico. A 10 MHz se comporta como cuasi-conductor.

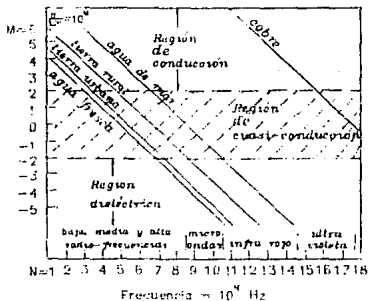


Figura 2.5  
Relación  $\sigma/\omega$  como una función de la frecuencia

En la figura 2.5 la relación  $\sigma/\omega$  es graficada como una función de la frecuencia para diferentes medios comunes. Las curvas de la figura 2.5 no son exactas por arriba de la región de microondas, ya que las constantes del medio pueden variar con la frecuencia, particularmente a frecuencias mayores de 1 GHz.

Ecuación de onda para un medio conductor

Una onda electromagnética es rápidamente atenuada en un medio conductor. En realidad, en un buen conductor la atenuación es igualmente rápida, a altas frecuencias la onda penetra al

conductor sólo en una pequeña profundidad.

Esta profundidad de la penetración es un hecho de considerable interés. Para calcular éste, vamos primero a desarrollar una ecuación de onda en el sentido  $E_y$  para un plano de onda en un medio conductor. De la solución a esta ecuación, se obtiene una expresión para la profundidad de penetración.

De la ecuación de Maxwell tenemos para una polarización lineal de onda a través de la dirección  $x$  con  $E$  en la dirección  $y$

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = \sigma E_y + \epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} \quad \dots (2.18)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad \dots (2.19)$$

Derivando (2.18) con respecto a  $t$  y (2.19) con respecto a  $x$ , obtenemos:

$$\frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial H_z}{\partial x} = -\sigma \frac{\partial E_y}{\partial t} - \epsilon \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} \quad \dots (2.20)$$

$$-\frac{1}{\mu} \frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} = \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad \dots (2.21)$$

Debido a que el orden de la diferenciación es indiferente, el lado izquierdo de (2.20) es igual al lado derecho de (2.21), por lo tanto:

$$\frac{1}{\mu} \frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} - \epsilon \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} - \sigma \frac{\partial E_y}{\partial t} = 0 \quad \dots (2.22)$$

Esta ecuación de onda en  $E_y$  para el plano de onda de un medio conductor. En esta ecuación el tercer término involucra la conductividad.

Asumiendo una variación armónica de  $E_y$  con respecto a  $t$ , podemos escribir:

$$E_y = E_0 e^{j\omega t} \quad \dots (2.23)$$

Tomando la primera y segunda derivadas de (2.23) con respecto a  $t$ , y sustituyendo estos valores en (2.22) tenemos:

$$\frac{1}{\mu} \frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} + \omega^2 \epsilon E_y - j\omega\sigma E_y = 0 \quad \dots (2.24)$$

la cual, después de un rearrreglo de términos, se convierte en:

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} - (j\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon) E_y = 0 \quad \dots (2.25)$$

$$\text{haciendo} \quad \beta^2 = j\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon \quad \dots (2.26)$$

entonces (2.25) se reduce a:

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} - \beta^2 E_y = 0 \quad \dots (2.27)$$

Esta ecuación es una forma simplificada de (2.22), donde  $\beta$  es llamada constante de propagación.

Una solución de (2.27) para una onda atravesando en la dirección del eje  $x$  positivo es:

$$E_y = E_0 e^{-\beta x} \quad \dots (2.28)$$

Para conductores ,  $\sigma \gg \omega\epsilon$ , por lo tanto (2.26) se reduce a:

$$\alpha^2 = j\omega\mu\sigma \quad \dots (2.29)$$

$$\alpha = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = (1 + j) \sqrt{(\omega\mu\sigma)/2} \quad \dots (2.30)$$

De este modo,  $\alpha$  tiene una parte real y una imaginaria. Haciendo  $\alpha = \alpha + j\beta$ , vemos que  $\alpha$ , la parte real, es asociada con la atenuación y  $\beta$ , la parte imaginaria, es asociada con la fase. Sustituyendo el valor de  $\alpha$  de (2.30) en (2.28) nos da:

$$\begin{aligned} E_y &= E_0 \exp \left[ -(1 + j) \sqrt{(\omega\mu\sigma)/2} x \right] \\ &= E_0 \exp \left[ -\sqrt{(\omega\mu\sigma)/2} x \right] \exp \left[ -j \sqrt{(\omega\mu\sigma)/2} x \right] \\ &\dots (2.31) \end{aligned}$$

En (2.31) el factor de atenuación es dado por

$$\exp \left[ -\sqrt{(\omega\mu\sigma)/2} x \right] \quad \dots (2.32)$$

y el factor de fase por:

$$\exp \left[ -j \sqrt{(\omega\mu\sigma)/2} x \right] \quad \dots (2.33)$$

donde  $\omega$  = frecuencia en radianes =  $2\pi f$  [rad s<sup>-1</sup>]

$\mu$  = permeabilidad del medio [Hm<sup>-1</sup>]

$\sigma$  = conductividad del medio [O<sup>-1</sup>m<sup>-1</sup>]

$x$  = distancia [m]

$j$  = operador complejo [1]

La ecuación (2.31) es una solución de la ecuación de onda para el plano de onda avanzando en la dirección del eje  $x$  positivo sobre un medio conductor. Este da la variación de  $E_y$ , en ambas magnitud y fase como función de  $x$ . El campo se atenúa exponencialmente y es retardado linealmente en fase incrementando  $x$ .

#### Profundidad de penetración

Teniendo como base los resultados anteriores, ahora podemos obtener una medida cuantitativa de la penetración de una onda en un medio conductor. Refiriéndonos a la figura 2.4, consideremos que la onda penetra en un medio conductor, por lo tanto  $x$  incrementa positivamente dentro de este medio.

Si escribimos (2.31) en la forma:

$$E_y = E_0 e^{-(x/\Delta)} e^{-j(x/\Delta)} \dots \text{(I)}$$

donde  $\Delta = \sqrt{2/(\omega\mu\sigma)}$ . A  $x = 0$ ,  $E_y = E_0$ . Esta es la amplitud del campo en la superficie del medio conductor. Ahora  $\Delta$  en (I) tiene las dimensiones de distancia. A una distancia  $x = \Delta$  la amplitud del campo es:

$$|E_y| = E_0 e^{-1} = E_0/e \dots \text{(II)}$$

De este modo,  $E_y$  decrece a 1/e (36.8%) de su valor inicial, mientras que la onda penetra a la distancia  $\Delta$ . De aquí que  $\Delta$  es llamada profundidad de penetración.



Para nuestra aplicación, consideramos la profundidad de penetración de una onda incidiendo normalmente sobre un buen conductor tal como el cobre. Ya que  $\omega = 2\pi f$ , la profundidad  $1/e$  se convierte en:

$$\Delta = \frac{1}{\sqrt{f\mu\sigma}} \dots \text{(III)}$$

Para el cobre  $\mu_r = 1$  por lo tanto  $\mu = 1.26 \mu\text{Hm}^{-1}$ . La conductividad  $\sigma = 58 \text{ M}\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$ . Poniendo este valor en (III), obtenemos para el cobre:

$$\Delta = \frac{6.6 \times 10^{-2}}{\sqrt{f}} \dots \text{(IV)}$$

donde  $\Delta = 1/e$  profundidad de penetración [m]

$f =$  frecuencia [Hz]

Evaluando (IV) en algunas frecuencias tenemos:

A 60 Hz  $\Delta = 8.5 \times 10^{-3}$  m

A 1 MHz  $\Delta = 6.6 \times 10^{-5}$  m

A 30 GHz  $\Delta = 3.8 \times 10^{-7}$  m

Esto es, mientras a 60 Hz la profundidad de penetración es 8.5 mm, la penetración decrece en forma inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. A una longitud de onda de 10 mm (30 GHz) la penetración es solamente 0.00038 mm, o menos que  $1/2 \mu\text{m}$ . Este fenómeno es comúnmente llamado efecto piel, y con el se deduce que en el transformador, operando en alta frecuencia se podrán tener arrollados multifilares, es decir varios cables

en paralelo con el objeto de optimar el calibre del cable a utilizar, sin tener que aumentar innecesariamente su área.

# CAPITULO III

## DISPOSITIVOS DE CONMUTACION Y CALCULO TERMICO

### 3.1 COMPARACION ENTRE DISPOSITIVOS TBJ Y MOSFET'S DE POTENCIA

#### DESCRIPCION GENERAL DEL FET

Un transistor de unión bipolar (TBJ) construido como npn o pnp es un dispositivo controlado por corriente en el que están involucradas ambas corrientes las de electrones y las de huecos. El transistor de efecto de campo (FET) es un dispositivo unipolar. Opera como un dispositivo controlado por voltaje con corrientes de electrones en un canal -n FET o corrientes de huecos en un canal -p FET.

Pueden hacerse unas pocas comparaciones generales entre los dispositivos FET y TBJ y sus circuitos resultantes.

- 1.- El FET tiene una resistencia de entrada extremadamente alta de alrededor de 100 MD.
- 2.- El FET no tiene voltaje de offset cuando se utiliza como un interruptor (o choper).
- 3.- El FET es menos "ruidoso" que el TBJ y así es más adecuado para etapas de entrada de amplificadores de bajo nivel.
- 4.- El FET puede ser operado para proporcionar gran estabilidad térmica comparado con el TBJ.

- 5.- El FET no se encuentra propenso a la segunda ruptura en directa o en inversa, como sucede en los dispositivos bipolares, esto es debido al coeficiente positivo de temperatura del canal de resistencia.

Los fabricantes especifican un número de parámetros para describir el dispositivo FET y proporcionar datos necesarios para seleccionar entre varias unidades. Algunos de los parámetros especificados más útiles son:

- 1.-  $I_{DSS}$ , la corriente de saturación drenaje-fuente;
- 2.-  $V_p = V_{GS(OFF)}$ , el voltaje de estrangulamiento o voltaje de apagado (off) compuerta-fuente.
- 3.-  $BV_{GSS}$ , el voltaje de ruptura del dispositivo con el drenaje cortocircuitado;
- 4.-  $g_m = g_{fs}$ , la transconductancia del dispositivo; y
- 5.-  $r_{ds(on)}$ , la resistencia drenaje-fuente cuando el dispositivo está en conducción.

También son suministrados usualmente en las hojas de especificación otros parámetros que relacionan la capacidad del dispositivo, voltaje de ruido, tiempos de conducción y de corte, y manejo de potencia.

#### PRINCIPIOS DE OPERACION DEL MOSFET

Una de las características atractivas de los MOSFET's es la facilidad con la cual los principios básicos de operación pueden ser entendidos. En muchas maneras, el MOSFET es el equivalente en estado sólido a un tubo de vacío.

Usaremos un modelo simplificado del MOSFET para explicar la

manera de trabajar de éste. Aunque el modelo escogido no representa cómo los dispositivos prácticos están actualmente contruidos, éste opera de la misma manera y hace la explicación más fácil. Esta explicación se llevará para un dispositivo canal n. Un dispositivo canal p es complementario al FET de canal n, por lo tanto, la operación básica sigue siendo la misma.

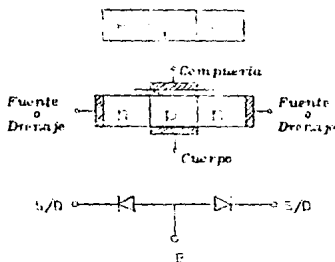


Figura 3.1  
Estructura de un MOSFET canal-n

La figura 3.1 muestra una estructura de unión npn. En varias formas, esta estructura es idéntica a la unión de un transistor bipolar; la diferencia radica en las conexiones hechas a esta estructura básica. Como se ve en la figura 3.1 b, para un MOSFET (Metal- Oxide- Semiconductor- Field- Effect- Transistor), se acondicionan tres contactos óhmicos y un capacitor aislado a la estructura npn. A lo largo como el potencial entre el cuerpo y la compuerta no es positivo, este dispositivo es esencialmente dos diodos espalda con espalda (figura 3.1 c) y solamente una

pequeña corriente de fuga en la unión podrá fluir si se aplica una diferencia de potencial + o - entre los contactos óhmicos de la región n. En este estado el dispositivo esta "apagado". Aunque los huecos son mayores en número que los electrones, sigue existiendo una abundancia de electrones libres en la región P, y si la compuerta es positiva con respecto al cuerpo, algunos de estos electrones pueden ser atraídos a la estructura de la compuerta aislada de óxido, la compuerta de metal y el cuerpo del semiconductor forma un capacitor el cual acumula carga. Aun si el potencial entre la compuerta y el cuerpo es pequeño (0-3 V), la densidad de electrones en el lado del capacitor en el cuerpo puede ser menor que la densidad de huecos y el dispositivo se comporta como dos diodos espalda con espalda con un incremento moderado en la corriente de fuga.

Como el potencial compuerta a cuerpo es incrementado, en todo caso, la densidad de carga en el cuerpo, en la región inmediata adyacente a la compuerta de óxido, puede incrementar al punto donde la densidad de electrones excede a la densidad de huecos, y una porción de la región del cuerpo (el canal) se invierte convirtiéndose en una región n antes que p. Esto es mostrado en la figura 3.2 b. La estructura del semiconductor es ahora n-n-n y se convierte en un simple resistor de silicio a través del cual la corriente puede fluir fácilmente en cualquier dirección (figura 3.2 c) . Esto es un resistor variable en el cual la resistencia del canal es controlada por el potencial de la compuerta al cuerpo.

Hay un límite de la mínima resistencia del canal. A medida que el potencial compuerta-cuerpo es incrementado, más carga se colecta en la región del canal. Esta carga actúa como un escudo electrostático para reducir el campo en el resto del cuerpo.

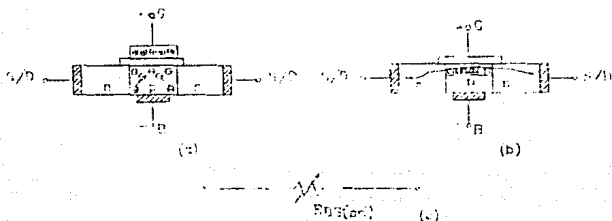


Figura 3.2

Canal del MOSFET en estado de "encendido"

Este escenario de carga puede ser usado para explicar la característica  $R_{DS(ON)}$  contra  $V_{GS}$  mostrada en la figura 3.3 la cual es típica para todos los MOSFETS de potencia. La región I corresponde a la condición cuando la carga acumulativa no es suficiente para causar una inversión. La región II corresponde a la condición donde se presenta suficiente carga para invertir una porción de la región P, formando el canal, pero no lo suficiente tal que el efecto "espacio de carga" es importante. La región III corresponde a la condición de carga límite donde  $R_{DS(ON)}$  ya no cambia apreciablemente a medida que el potencial compuerta-cuerpo es elevado.

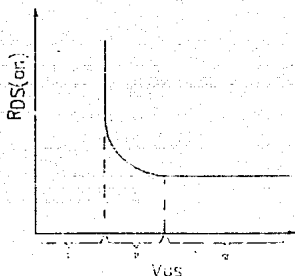


Figura 3.3

*Característica de encendido del MOSFET*

En la medida que el voltaje drenaje-fuente ( $V_{DS}$ ) se eleva desde un voltaje bajo, y el MOSFET cambia al estado "encendido", actúa en forma muy parecida a un resistor normal. Sin embargo, cuando  $V_{DS}$  va incrementado,  $R_{DS(ON)}$  se convierte en una función de  $V_{DS}$  como es ilustrado en la figura 3.4. Para valores altos de  $V_{DS}$  ( $> 10-20$  V), el MOSFET no se convierte en un resistor mayor, y este actúa como una fuente de corriente si el voltaje compuerta-cuerpo ( $V_{GS}$ ) es fijado. La transición de resistor a fuente de corriente puede depender de  $V_{GS}$ , como se indica en la figura 3.4. El comportamiento en la región de resistor puede variar dependiendo de los compromisos adoptados en el diseño para un dispositivo particular.



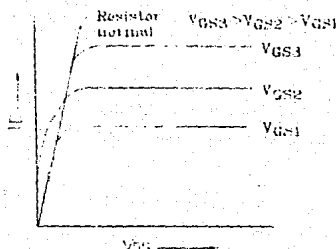


Figura 3.4

Comparación entre un MOSFET y un resistor normal

Por ejemplo, algunos MOSFET's de potencia tiene una curva  $R_{DS(ON)}/V_{DS}$  lineal, como un resistor normal. Otros diseños, donde se desea una mínima  $R_{DS(ON)}$  a un nivel bajo de  $V_{DS}$ , podría tener una curva característica como es indicado por la línea punteada en la figura 3.4.

Ambos de estos efectos son causados por un estrangulamiento o "pinch off" del canal a medida que  $V_{DS}$  es incrementado. La figura 3.5 ilustra el estrechamiento de canal o pinch off.

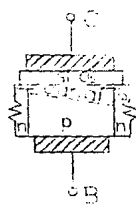


Figura 3.5

Estrangulamiento de canal en un MOSFET

Por una variedad de razones, el MOSFET de potencia práctico no tiene cuatro terminales. La práctica normal es conectar el cuerpo directamente a una de las regiones n como es mostrado en la figura 3.6 a. Cuando esto es hecho, la región n a la cual el cuerpo es conectado es definida para ser la conexión de fuente. La otra región n se convierte en la conexión de drenaje. Para cambiar el dispositivo a encendido, la compuerta se hace positiva con respecto a la fuente.

La conexión cuerpo-fuente forma una pequeña región entre la base y el emisor de un transistor TBJ parásito como es mostrado en la figura 3.6 b. El circuito equivalente para el MOSFET es un MOSFET en paralelo con un diodo como es mostrado en la figura 3.6 c. Para la mayoría de las aplicaciones, este circuito equivalente es adecuado, pero en algunos casos, se requiere de un modelo más exacto.

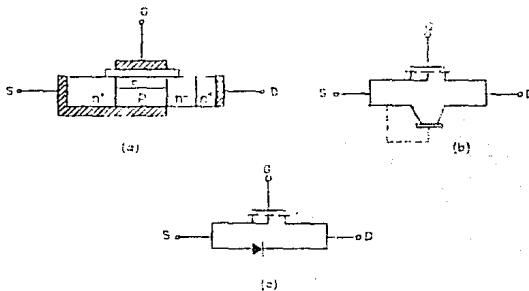


Figura 3.6

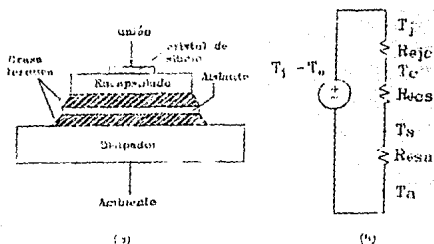
El cuerpo del diodo en un MOSFET

### 3.2 AREA SEGURA DE OPERACION Y CALCULO TERMICO

Los transistores MOSFET, como cualquier semiconductor de potencia, tiene limitaciones eléctricas y térmicas las cuales deben ser observadas para tener un comportamiento aceptable y vida útil para el uso que se le dará al dispositivo. Para ayudar en esta tarea, la mayoría de los manuales contienen información de la máxima temperatura permisible en la unión, área segura de operación (SOA), máximos rangos de voltaje y corriente, también impedancias térmicas en estado estable y transitorio. A pesar de la riqueza de la información presentada en un buen manual, no es posible proporcionar gráficas y tablas de referencia para cubrir todas las posibles aplicaciones. El diseñador sigue teniendo el problema de la exactitud de cálculo de varias cantidades, como la temperatura en la unión ( $T_j$ ), la disipación total de potencia ( $P_T$ ) y la curva correcta de área segura de operación para la aplicación.

Empezaremos por la discusión de los modelos térmicos para un MOSFET. Con esta información, podremos resolver entonces  $T_j$  y  $P_T$ .

El modelo térmico del MOSFET  
El estado estable del modelo térmico



- $T_j$  ~ Temperatura en la unión
- $R_{\theta jc}$  ~ Resistencia térmica de la unión al encapsulado
- $T_c$  ~ Temperatura en el encapsulado
- $R_{\theta cs}$  ~ Resistencia térmica del encapsulado al disipador
- $T_s$  ~ Temperatura en el disipador
- $R_{\theta sa}$  ~ Resistencia térmica del disipador al medio ambiente
- $T_a$  ~ Temperatura ambiente

Figura 3.7

Modelo térmico de un MOSFET para estado estable

La figura 3.7 muestra un diagrama de un sistema térmico simplificado para un MOSFET y la analogía del circuito eléctrico para estado estable. Por la inspección de la figura 3.7B, podemos escribir una expresión para  $T_j$ :

$$T_j = T_a + (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa})P_T \quad \dots (1)$$

Por conveniencia usaremos:

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa} \quad \dots (2)$$

Por lo tanto:

$$T_j = T_a + R_{\theta ja} P_T \quad \dots (3)$$

Esta parecería una expresión muy sencilla, pero tiene un gran problema: En un MOSFET,  $P_T$  es una función exponencial de  $T_j$  lo cual trae como consecuencia varias dificultades en el cálculo de  $T_j$  y  $P_T$ . Antes de resolver este problema haremos un recuento de los elementos de la ecuación (1) y considerar en que grado se puede tener el control de estos elementos:

- 1.-  $T_a$  está usualmente impuesta externamente en términos de la máxima temperatura del medio ambiente.
- 2.-  $T_{j\text{máx}}$  puede ser impuesta externamente, como en una aplicación militar donde  $T_{j\text{máx}}$  puede ser limitada de  $105^\circ$  a  $125^\circ$  C. Este es por supuesto, el máximo rango para el cual el dispositivo fué contruido, excederlo sólo ocasiona una drástica reducción en la vida útil de operación. En cualquier caso, el usuario toma la decisión de los límites aceptables.
- 3.- Para un tamaño determinado, el valor de  $R_{\theta j c}$  puede depender del encapsulado escogido. El mismo dispositivo, por ejemplo, puede tener una menor resistencia térmica en un encapsulado TO-3 que en un encapsulado TO-39. Sin embargo, comúnmente, hay una pequeña flexibilidad en la selección del encapsulado, particularmente para dispositivos grandes. Otro camino para reducir  $R_{\theta j c}$  es el uso de dispositivos en paralelo.
- 4.-  $R_{\theta c s}$  es determinada por el encapsulado escogido y el método de montaje en el disipador de calor. Si el dispositivo es montado directamente en una superficie

plana, sin un aislante, con una pequeña cantidad de grasa térmica y un correcto torque en los tornillos de sujeción, podrá bajar el valor de  $R_{\theta CS}$ . Si por otro lado, al montar se usa una mica limpia sin engrasar perderá superficie de contacto, debido a la rugosidad en la superficie, y entonces  $R_{\theta CS}$  será más grande.

- 5.-  $R_{\theta SA}$  el diseño del disipador está completamente bajo el control del diseñador con sus límites prácticos y económicos. El uso de dispositivos múltiples en paralelo pueda ayudar en la reducción de  $R_{\theta SA}$ , porque el funcionamiento del disipador estará más disperso que cuando se concentra en un solo punto (si se utiliza un solo dispositivo). La impedancia efectiva térmica puede ser menor para un disipador en especial.

#### El modelo térmico transitorio

En nuestra aplicación, la potencia disipada en el MOSFET es pulsante más que en forma continua. Para esta aplicación, el modelo térmico deberá ser modificado para contar con la capacidad térmica introducida por el apagado, el encapsulado, el aislante del encapsulado, y la caída de temperatura. Un modelo térmico para operación pulsante es mostrado en la figura 3.8 donde la inercia de cada componente es representada por un capacitor. Las constantes de tiempo térmicas de dispositivos encapsulados se muestran en la tabla 1.

Tabla 1  
Constantes de tiempo en elementos térmicos

Elemento	Constante de tiempo térmica
Cristal de Si.	50-500 microsegundos
Unión	1-5 milisegundos
Encapsulado	1-5 segundos

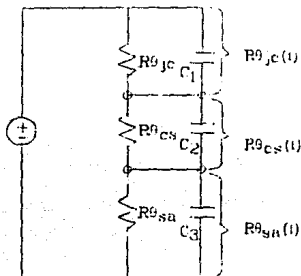


Figura 3.8

*Modelo transitorio de impedancia térmica*

La constante de tiempo dominante depende de la longitud del pulso de potencia. Por ejemplo, si el ancho del pulso es de 100 microsegundos, entonces la respuesta térmica es determinada por la característica del cristal de Si.

En la mayoría de los sistemas, la constante de tiempo en el disipador es grande comparada con la constante de tiempo del

dispositivo y no entra en el cálculo excepto para pulsos muy largos (mayores a 10 segundos). Cuando un pulso es aplicado a esta red, el valor pico para  $T_j$  dependerá del pico de potencia y del ancho del pulso ( $t_p$ ).

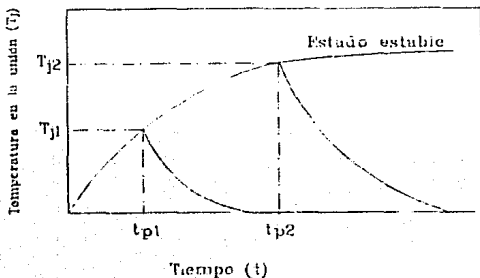


Figura 3.9

*Respuesta térmica a un solo pulso de potencia*

La figura 3.9 muestra la respuesta de  $T_j$  para pulsos de diferentes anchos pero con el mismo valor pico. El acortamiento del pulso ocasiona un menor rizo en  $T_j$ . La variación en  $R_{\theta jc}(t)$  con  $t_p$  es mostrada gráficamente en la figura 3.10 donde  $R_{\theta jc}(t)$  es normalizada, por lo tanto:

$$r(t) = \frac{R_{\theta jc}(t)}{R_{\theta jc}} \quad \dots (4)$$

Para pulsos muy cortos,  $r(t)$  es considerablemente pequeña, pero a medida que  $t_p$  es incrementada  $r(t)$  se aproxima a 1, con lo cual se podría decir que para pulsos largos la impedancia transitoria



se aproxima a la impedancia de estado estable. De esta curva podemos calcular fácilmente  $T_j$  si conocemos  $P_T$ ,  $R_{\theta jc}$  y  $t_c$ , usando la expresión:

$$T_j = T_c + P_T r(t) R_{\theta jc} \dots (5)$$

Hasta este punto hemos venido discutiendo la respuesta térmica para un solo pulso; sin embargo, para nuestra aplicación en donde se tienen pulsos repetitivos. Las variaciones en  $T_j$  son mostradas en la figura 3.11. En este caso  $T_{jmax}$  puede ser mucho más grande (para el mismo  $t_p$ ) que con un solo pulso debido al incremento de temperatura resultado de la potencia promedio de disipación.

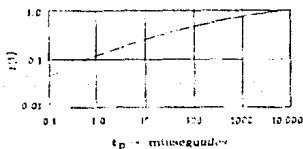


Figura 3.10  
Impedancia térmica normalizada  
transitoria para un solo pulso

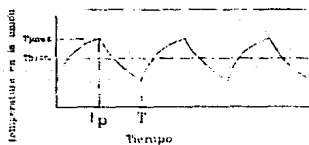


Figura 3.11  
Respuesta térmica a pulsos  
repetitivos de potencia

### Disipación de potencia en los MOSFET's

Existen varias posibles fuentes de pérdidas de potencia en los MOSFET's :

- 1.- Pérdidas en las transiciones de conmutación.

- 2.-  $P_G$  La porción de la potencia disipada en la estructura del impulsor de compuerta.
- 3.-  $P_L$  La pérdida de potencia debido a la corriente de fuga Drenaje-Fuente ( $I_{DSS}$ ) cuando el dispositivo está "apagado".
- 4.-  $P_D$  La conducción en reversa del diodo y pérdidas por el tiempo de recuperación inversa ( $t_{rr}$ ).
- 5.-  $P_C$  La pérdida en la conducción mientras el dispositivo está "encendido".

#### Pérdidas en la transición de conmutación.

Comparadas con las de un transistor bipolar (TBJ), las pérdidas por conmutación en un MOSFET pueden ser mucho menores, si es seleccionado un MOSFET adecuado, pero siguen existiendo algunas pérdidas, las cuales debemos de tomar en cuenta. Las pérdidas en la conmutación dependerán de dos cosas: de los tiempos de transición en la conmutación y del tipo de carga conmutada.

Las pérdidas de potencia pueden ser calculadas por la expresión general:

$$P_S = f_S \left[ t_{s1} \int_0^{t_{s1}} V_{DS} I_D dt + t_{s2} \int_0^{t_{s2}} V_{DS} I_D dt \right] \dots (8)$$

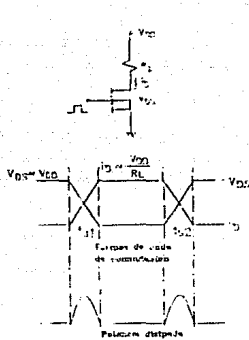


Figura 3.12  
Formas de onda para carga resistiva conmutada

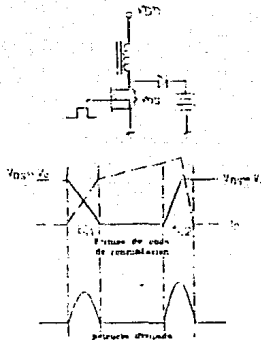


Figura 3.13  
Formas de onda para carga inductiva conmutada conmutada

La tabla 2 da una comparación de las pérdidas por conmutación para carga resistiva, inductiva con voltaje fijo, e inductiva sin voltaje fijo en conmutación usando valores representativos.

Tabla 2  
Comparación de pérdidas por conmutación.

Fig.	V	$I_{D1}$	$I_{D2}$	$t_{S1}$	$t_{S2}$	f	$P_S$
3.12	100 v	1 A	1 A	100 ns	100 ns	100 KHz	0.33 w
3.13	100 v	1 A	1 A	100 ns	100 ns	100 KHz	1.0 w
3.14	150 v	0 A	2 A	100 ns	400 ns	100 KHz	6.0 w

Notamos que las pérdidas son mucho mayores para inductor conmutado, particularmente el caso donde no se fija el voltaje. También observamos en la figura 3.14 que  $t_{S2}$  no es el tiempo de apagado del FET.

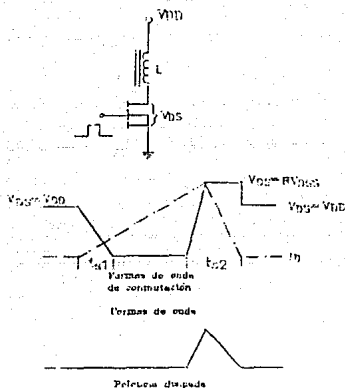


Figura 3.14

Formas de onda para carga inductiva no encadenada conmutada.

### Pérdidas en el impulsor de compuerta

La compuerta en un MOSFET representa una carga capacitiva con alguna resistencia en serie para el impulsor, tal como se muestra en el circuito equivalente de la figura 3.15, la potencia total del impulsor de compuerta ( $P_{GT}$ ) es:

$$P_{GT} = V_{gs} Q_g f_s = (C_{gs} V_{gs}^2 f_s) / 2 \quad \dots (9)$$

Donde:

$Q_g$  = es la carga pico en la capacitancia de compuerta.

$V_{gs}$  = es el voltaje pico en la compuerta.

$f_s$  = es la frecuencia de conmutación.

La porción de  $P_{GT}$  la cual es disipada internamente en el MOSFET la calculamos de la siguiente manera:

$$P_G = (R_S + R_G) (i_{rms})^2 \implies i_{rms}^2 = \frac{V_{gs} Q_g f_s}{R_G + R_S}$$

por lo tanto:

$$P_G = R_G (i_{rms})^2$$

$$P_G = V_{gs} Q_g f_s \left[ \frac{R_G}{R_S + R_G} \right] \dots (10)$$

valores típicos para  $R_G$  estan en el rango de 0.05 a 4.0  $\Omega$  dependiendo del dispositivo seleccionado.

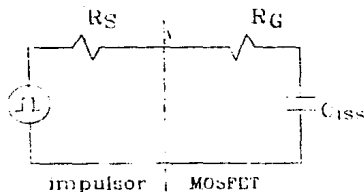


Figura 3.15

Circuito equivalente del impulsor de compuerta

#### Pérdidas por corriente de fuga de drenaje a fuente

Cuando un MOSFET es apagado y  $V_{DS}$  sigue estando presente, una pequeña corriente de fuga ( $I_{DSS}$ ) fluye de drenaje a fuente. Esto puede causar alguna disipación de potencia ( $P_L$ ) durante el intervalo de apagado:

$$P_L = I_{DSS} V_{DS} (1-D) \quad . . . (11)$$

Donde:  $D$  = Es el ciclo de trabajo de la conmutación.  
 $I_{DSS}$  = Corriente de fuga.  
 $V_{DS}$  = Voltaje Drenaje-Fuente.

Normalmente  $P_L$  deberá ser muy pequeño, ya que  $I_{DSS}$  es típicamente de sólo unos microamperes y puede ser ignorada. Sin embargo, si  $T_j$  es alto o  $V_{GS}$ , durante el período de apagado no está muy abajo del voltaje umbral del dispositivo, entonces  $P_L$  podría ser significativa.  $I_D$  no es fácil de medir en un circuito conmutado porque  $I_D$  alterna entre amperes y microamperes. Si existe alguna duda sobre el valor de  $P_L$ , se puede implementar aparte, reproduciendo los valores de  $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$  y  $T_j$  durante el intervalo de apagado en estado estable, y aquí  $I_{DSS}$  podrá ser medida directamente.

#### Pérdidas en el diodo interno

La estructura del MOSFET contiene un diodo interno orientado como se ve en la figura 3.16A. En la mayoría de los casos éste es un diodo normal de unión pn, y en algunas aplicaciones éste permite la conducción durante una parte de la secuencia de operación, eliminando la necesidad de un diodo externo adicional. Las pérdidas en el diodo durante la conducción son proporcionales al producto de  $I_{RD}$  y  $V_F$ , con lo cual tenemos la relación usual del diodo (figura 3.16B). La pérdidas en el diodo ( $P_D$ ) pueden aproximarse mediante:

$$P_D = I_{RD}(\text{prom}) V_F(\text{prom}) \quad . . . (12)$$

Alguna pérdida adicional puede ocurrir durante el intervalo de apagado ( $t_{rr}$ ) (turn-off). Esta pérdida es comúnmente pequeña,

pero a medida que la frecuencia de conmutación aumenta (100 KHz) ésta puede convertirse en significativa.

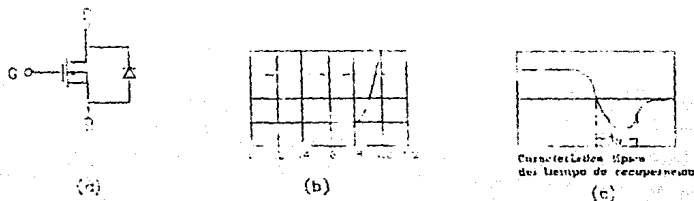


Figura 3.16

Características del diodo interno en el MOSFET

### Pérdidas en la conducción

En la mayoría de las aplicaciones, la mayor pérdida en el MOSFET es debido a la resistencia diferente de cero,  $R_{DS(ON)}$ , a través de la cual fluye la corriente de drenaje a fuente ( $I_D$ ). Cuando conduce el dispositivo, éste es un simple resistor, y las pérdidas por conducción ( $P_C$ ) son:

$$P_C = (I_{D(rms)})^2 R_{DS(ON)} \quad \dots (13)$$

Note que es especificado el valor rms para  $I_D$ . Esta es totalmente diferente de la de un TBJ en el cual normalmente es usado el valor promedio de corriente en el colector.

La expresión para  $P_C$  se ve simple, pero es engañosa porque  $R_{DS(ON)}$  es una función de algunas variables: la temperatura en la juntura ( $T_j$ ), el voltaje compuerta a fuente ( $V_{GS}$ ), la corriente

de drenaje ( $I_D$ ) y de variaciones en la construcción.

La dependencia típica de  $R_{DS(ON)}$  en  $T_j$  es mostrada en la figura 3.17. Esta curva ha sido normalizada para  $R_{DS(ON)} = 1$  cuando  $T_j = 25^\circ\text{C}$ . En esta figura se encuentran dos curvas: una para dispositivos de bajo voltaje y otra para dispositivos de alto voltaje. Ambas curvas tienen un coeficiente positivo de temperatura, i.e. a un incremento en  $T_j$ ,  $R_{DS}$  incrementa. Esta es una característica de todos los MOSFET's de potencia.

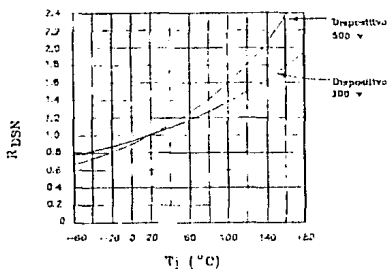


Figura 3.17

Relación entre  $R_{DS(on)}$ ,  $T_j$  y  $V_{DS}$

La dependencia de  $R_{DS(ON)}$  sobre  $V_{GS}$  e  $I_D$  es mostrada en la figura 3.18. Para cada valor de  $I_D$ , se definen tres regiones: apagado, transición, y encendido. En la región de apagado, el dispositivo tiene una muy alta resistencia (del orden de megaohms) y la corriente fluyendo es solamente la corriente de fuga ( $I_{DSS}$ ). En la región de transición del dispositivo se convierte en un resistor lineal controlado por  $V_{GS}$ . En la medida que  $V_{GS}$  es incrementado,  $R_{DS(ON)}$  comienza a estabilizarse;



rápidamente es alcanzado un punto en donde otro incremento mayor en  $V_{GS}$  lleva a una pequeña o nula reducción en  $R_{DS(ON)}$ .

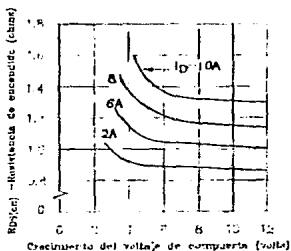


Figura 1.13

Afecto de la corriente de drenaje sobre  $R_{DS(ON)}$

A medida que  $I_D$  es incrementada, los valores para  $V_{GS}$  en la región de transición y el mínimo valor de  $R_{DS(ON)}$  incrementará, esto es debido al efecto inherente, que en mucho se parece a un JFET, con el cual oprime el flujo de corriente en la región de drenaje a medida que  $I_D$  incrementa.

Llevando un orden para resolver la ecuación (13), se especificará  $T_J$ ,  $I_D$  y  $V_{GS}$ .  $V_{GS}$  es impuesto externamente, por lo tanto no es problema para definirlo, el problema real en solucionar la ecuación (13) es que  $R_{DS(ON)}$  es una función de  $T_J$ , la cual a su vez es una función de  $P_T$ . No podemos resolver una sin la otra; para hacer las cosas aun más difíciles la característica  $R_{DS(ON)}/T_J$  es derivada empíricamente; y no se dispone necesariamente de una ecuación para representar esto.

### Determinación de $P_T$ y $T_j$

Podemos resumir nuestro progreso hasta este punto mediante las siguientes ecuaciones:

$$P_T = P_1 + (I_{D(rms)})^2 R_{DS(25^\circ)} R_{DSN} \quad \dots (15)$$

$$T_j = T_a + R_{\theta ja} P_T \quad \dots (16)$$

donde:  $P_1 = P_S + P_G + P_L + P_D \quad \dots (17)$

$P_1$  no varía mucho con  $T_j$ ; por lo cual en este análisis consideramos a  $P_1$  constante. Para encontrar  $P_T$  y  $T_j$ , debemos resolver dos ecuaciones para dos incógnitas. Existen dos posibles métodos de solución; el primero es gráfico y usa las curvas proporcionadas en los manuales para  $R_{DSN}$ , el segundo método es numérico, y es el que utilizamos en este trabajo por razones obvias. La solución numérica comienza mediante el ajuste de la curva a una recta en una región de temperatura en la cual la curva es muy próxima a una recta, y se acomoda al rango de temperatura de operación en que puede ser utilizada, y entonces proceder a resolver  $P_T$  en una temperatura de unión  $T_j$  máxima la cual fijaremos nosotros.

El ajuste de la curva se realiza mediante el método de mínimos cuadrados, tomando pares de puntos de la curva original; para hacer la explicación más clara se desarrolla el siguiente ejemplo:

Tenemos un dispositivo IRF352, el cual comparado con otros MOSFET's, tiene una de las curvas con característica menos lineal, como se muestra en la figura 3.19

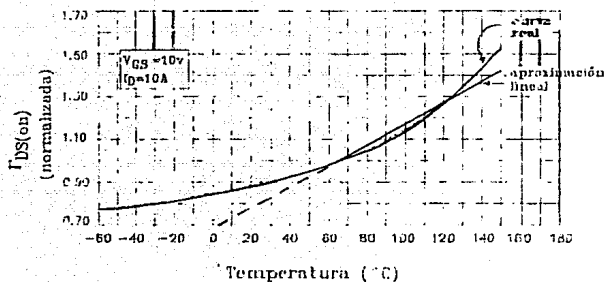


Figura 3.19

Aproximación lineal del efecto de la temperatura sobre  $R_{DS(on)}$

Se toman de la curva original los siguientes valores:

Temp. [°C]	40°	50°	60°	70°	80°	90°
$r_{DS(on)}$ (normalizada)	1.05	1.12	1.18	1.24	1.32	1.4

Temp. [°C]	100°	110°	120°	130°	140°
$r_{DS(on)}$ (normalizada)	1.5	1.62	1.74	1.9	2.06

Ajustamos la curva a una recta de la forma:

$$R_{DS}(T_j) = m T_j + b$$

donde:

$$\begin{aligned}
 R_{DS}(T_j) &= r_{DS(on)} \text{ (normalizada) [1]} \\
 T_j &= \text{Temperatura en la unión [°C]} \\
 m &= \text{pendiente [1/°C]} \\
 b &= \text{ordenada al origen [1]}
 \end{aligned}$$

y por mínimos cuadrados tenemos:

$$m = \frac{n * \sum T_j(i) * r_{DS(on)}(i) - \sum T_j(i) * \sum r_{DS(on)}(i)}{n * \sum T_j(i)^2 - (\sum T_j(i))^2} \quad (18)$$

$$b = \bar{r}_{DS(on)} - m \bar{T}_j \quad \dots (19)$$

donde:

- $n = 11$  (número de pares de puntos).
- $T_j(i)$  = Temperatura en la unión en el punto (i).
- $r_{DS(on)}(i)$  = Resistencia normalizada Drenaje-Fuente en el punto (i).
- $\bar{r}_{DS(on)}$  = media de la resistencia normalizada Drenaje-Fuente.
- $\bar{T}_j$  = media de la temperatura en la unión.

Al evaluar (18) y (19) tenemos:

$$R_{DS}(T_j) = 9.8091 \times 10^{-3} T_j + 583.55 \times 10^{-3} \quad \dots (20)$$

evaluando dos puntos:

$$R_{DS}(40^\circ) = 975.91 \times 10^{-3}$$

$$R_{DS}(140^\circ) = 1.95$$

Con estos resultados, los cuales se pueden apreciar en la figura 3.19 se puede concluir lo siguiente:

- 1) La aproximación lineal la podemos usar en el rango de 65°C a 120°C.
- 2) Puesto que la aproximación nos dará una resistencia  $R_{DS(on)}$  mayor a la real, el cálculo térmico estará en mejores condiciones de las esperadas, ya que como se verá en el cálculo de pérdidas, la mayor disipación es causada por el producto  $(I_{D(rms)})^2 * R_{DS(on)}$ . Esto asegura que el dispositivo nunca llegará a la máxima temperatura permisible.

Para tener una comparación más real entre las diferentes pérdidas en un MOSFET, y teniendo como base las ecuaciones desarrolladas para el cálculo de éstas, asumimos las siguientes características para el cálculo de pérdidas:

Potencia de salida de la fuente: 200 watts.

Frecuencia de conmutación: 40 KHz.

Dispositivo de conmutación: MOSFET IRF352.

Temperatura máxima permisible en la unión del MOSFET: 90°C

Voltaje Drenaje-Fuente en estado de "apagado": 200 v.

Máximo ciclo de trabajo: 50%.

Fuente operando con carga inductiva.

Pérdidas en el impulsor de compuerta, de ecuación (9):

$$P_{GT} = (3000 \times 10^{-12}) (4)^2 (40 \times 10^3) = 960 \mu W.$$

Pérdidas por corriente de fuga de Drenaje a Fuente, de ecuación (11):

$$P_L = (.25 \times 10^{-3}) (200) (1-0.5) = 25 \text{ mW}.$$

Pérdidas en el diodo interno, de ecuación (12):

$$P_D = (15) (1.5) (400 \times 10^{-9}) (25 \times 10^3) = 360 \mu W$$

Pérdidas por conmutación, (carga inductiva de Tabla II):

$$P_S = 1.0 \text{ Watts}.$$

Pérdidas en la conducción, de ecuación (13):

$$P_C = (3.6)^2 (0.5865) = 7.6 \text{ Watts}.$$

Los resultados de este ejemplo se aprecian mejor en la figura 3.20:

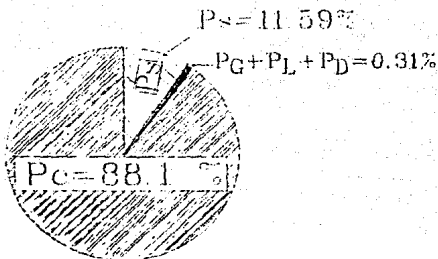


Figura 3.20

### Comparación de pérdidas en un MOSFET

Interpretando la figura 3.20, podemos decir que las pérdidas totales en el MOSFET, se componen únicamente por las pérdidas en la conducción, y las pérdidas por conmutación.

#### La curva SOA

Un ejemplo típico de curva SOA tomada de un manual para MOSFET está dada en la figura 3.21. La curva muestra cuatro límites trazados: máxima corriente (A-B), máxima potencia (B-C), máximo voltaje (C-D), y el límite  $R_{DS(ON)}$  (E-A). La curva trazada SOA es seleccionada para estar dentro de todas las variaciones normales.

La curva SOA de manual no es única, aun para un dispositivo en particular. La razón es que el trazo generalmente no representa los límites, con los cuales si se exceden podría resultar en una destrucción inmediata. Lo que puede ser aceptable en una aplicación, puede no serlo en otra. Para ilustrar este punto, adicionaremos un tercer eje a la curva SOA (Figura 3.22) para representar la vida útil del dispositivo. Esto es porque en

aplicaciones especiales de largo servicio deberán cumplir especificaciones más allá de las proporcionadas por el fabricante.

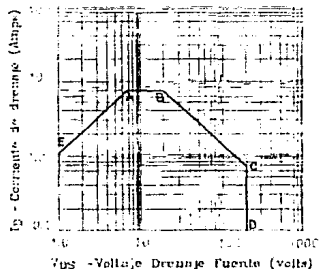


Figura 3.21  
Curva SOA típica de un MOSFET

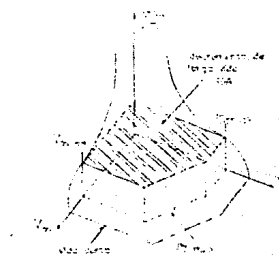


Figura 3.22  
Representación en tres dimensiones de la curva SOA para un MOSFET

Como crear en el mundo real las curvas SOA

La figura 3.23 es una gráfica típica de la curva SOA de un manual. Esta gráfica es válida solamente para el grupo de condiciones cuyo caso es:

- 1.- Temperatura máxima en la unión  $T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ .
- 2.- Temperatura del encapsulado  $T_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ .
- 3.- Ciclo de trabajo  $D = 0$  (un solo pulso de potencia).
- 4.- Tiempo del pulso  $t_p = 100 \text{ } \mu\text{s}$ .

A un usuario típico le gustaría hacer las siguientes modificaciones:

- 1.- Temperatura en el encapsulado  $T_c$  más alta.
- 2.- Temperatura máxima en la unión  $T_j$  más baja.

- 3.- Pulsos repetitivos,  $D < 0$ .
  - 4.- Subir límites para  $V_{DS}$  e  $I_D$ .
  - 5.- El tiempo del pulso  $t_p$  otro que el mostrado en la gráfica.
- La nueva gráfica SOA puede ser creada con un procedimiento paso a paso, el cual se mostrará con el siguiente ejemplo.

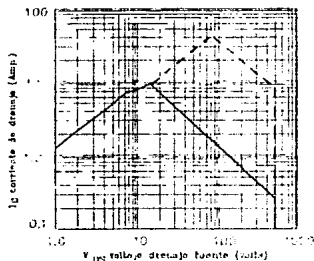


Figura 1.21  
Curva SOA para el IRF440

**Asumimos:**

- 1.- Factor de decremento en el voltaje y corriente = 0.8
- 2.- Temperatura en la unión  $T_{jmax} = 125$  °C.
- 3.- Temperatura en el encapsulado  $T_c = 85$  °C.
- 4.- Tiempo del pulso  $t_p = 200$  microsegundos.
- 5.- Ciclo de trabajo  $D = 0.25$
- 6.- El dispositivo es un IRF440
- 7.-  $R_{\theta jc} = 1$  °C/W
- 8.-  $r(t) = 0.25$

Paso 1: Redibujar el límite  $R_{DS(ON)}$ .

Puntos sobre la gráfica para  $T_j < 125$  °C pueden ser calculados



por las siguientes expresiones:

$$\sqrt{\frac{T_j - T_c}{R_{\theta j c} r(t) R_{DS(ON)} R_{DSN}}} \dots (33)$$

$$\sqrt{\frac{(T_j - T_c) R_{DS(ON)} R_{DSN}}{R_{\theta j c} r(t)}} \dots (34)$$

Para  $T_j = 125 \text{ } ^\circ\text{C}$  la curva es definida por:

$$V_{DS} = I_D R_{DS(25^\circ\text{C})} R_{DSN(125^\circ\text{C})} \dots (35)$$

Los valores para  $R_{DSN}$  son tomados de la figura 3.24.

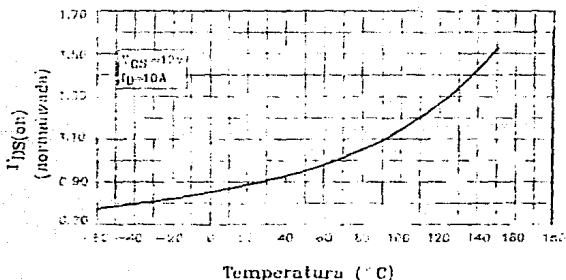


Figura 3.24

Resistencia de canal normalizada para el IRF410

Paso 2: Redibujar las curvas  $I_D$  y  $V_{DS}$  paralelas a la curva original pero reducida por un factor de 0.8 como se muestra en la figura 3.25. Note que en este caso la curva de  $I_D$  no existe porque la curva  $R_{DS}$  toma la prioridad.

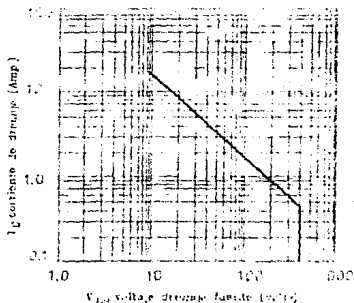


Figura 3.25  
Límites multiplicados para  $V_{DS}$  y  $I_D$  nueva

Paso 3: Redibujar la limitación térmica. La potencia total para la línea limitadora puede ser determinada por:

$$P_T = \frac{T_j - T_c}{r(t) R_{\theta jc}} \dots (36)$$

Dos puntos correspondientes a esta potencia son:

	V	I
A	50 v	2.97 A
B	200 v	0.74 A

Ahora graficar estos dos puntos y dibujar una línea punteada entre éstos. Esta se convierte en la línea limitadora de la

potencia pulsada, como se ve en la figura 3.26.

La gráfica en la figura 3.26 (línea sólida) es la curva final SOA para el IRF440, dado para las condiciones de operación especificadas. En comparación con la curva original SOA (línea punteada), la nueva curva es muy diferente. Claramente se observa que, si usamos la curva no modificada, existe una gran probabilidad de que el dispositivo falle lo cual podría ocurrir si el dispositivo es operado en cualquier lugar cerca de los límites originales.

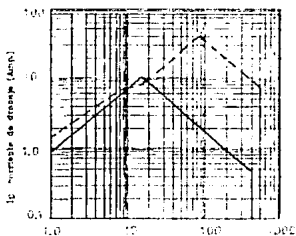
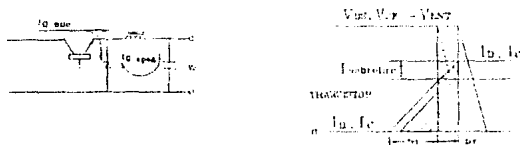


Figura 3.26  
Curva Final SOA para el IRF440

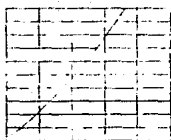
### 3.3 CONSIDERACIONES EN EL MANEJO DE COMPUERTA

El MOSFET de potencia es un dispositivo manejador de carga, y los tiempos de conmutación son controlados por un circuito externo. En una aplicación con convertidor directo (Forward), o un circuito similar, el tiempo de subida del MOSFET puede ser controlado para prevenir excesivos picos de corriente y una disipación de potencia debido a los tiempos de recuperación inversa de los rectificadores. Los picos de corriente, además

producen una resonancia no deseada. La relación entre el tiempo de recuperación inversa, el tiempo de subida de corriente, y la disipación en el MOSFET es mostrada en la figura 3.27 Durante el tiempo de apagado, los picos de voltaje ocurren como resultado de la energía almacenada en la inductancia de fuga del circuito de drenaje durante el tiempo de encendido previo. La magnitud de estos picos dependen directamente de la velocidad con la cual el dispositivo es conmutado al estado de 'apagado'. En ocasiones puede ser requerida una red amortiguadora en el drenaje para limitar estos picos de voltaje. La disipación de potencia del apagado puede ser optimada con un rápido tiempo de apagado, junto con el circuito de la red amortiguadora.



(a) Corriente en el transistor durante el encendido



$t_{on}$ [ns]	$I_{pk}$ [A]	$P_{AV}$ [mW]	$\eta$ [%]
0	6	300	10
42	7.5	390	31
50	9	450	85
100	12	600	12

(b) Efecto de la recuperación en inversa sobre las pérdidas

Figura 3.27

Importancia del tiempo de crecimiento de corriente en un Transistor y recuperación inversa en un rectificador.

El circuito impulsor descrito en esta sección permite el control del tiempo de subida en un MOSFET durante el encendido, mientras proporciona un rápido tiempo de apagado.

En la figura 3.28 se muestra un circuito impulsor de compuerta para MOSFET's con aislamiento de línea. El circuito proporciona un rango controlado en el incremento de la corriente de drenaje para minimizar picos debido a la recuperación inversa del filtro de salida. El tiempo de subida del MOSFET es controlado suministrando un incremento lineal en el voltaje de compuerta. El capacitor relativamente grande  $C_1$  (comparado con  $C_{GS}$ ) es puesto en paralelo con la compuerta y la fuente para minimizar el efecto de variaciones de  $C_{dg}$  sobre las características de conmutación del dispositivo.  $C_1$  es cargado con una corriente constante del circuito manejador, proporcionando un incremento lineal de voltaje a la compuerta del MOSFET  $Q_2$ . El tiempo de subida del MOSFET depende de la razón a la cual  $C_1$  carga. El circuito manejador descrito proporciona un tiempo de subida de alrededor de 70 ns y un tiempo de caída de corriente de alrededor de 40 ns.

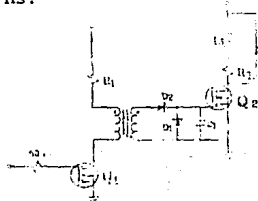


Figura 3.28

Circuito impulsor de compuerta

### 3.4 RED DE AMORTIGUAMIENTO

Para tener las condiciones favorables durante la conmutación de un MOSFET, se requieren equipar con ciertos elementos adicionales, a estos elementos se les conoce como circuitos pasivos de conmutación o redes amortiguadoras. El propósito usual de las redes amortiguadoras es la reducción en el esfuerzo en el voltaje y/o la corriente, mediante la alteración de las formas de onda en la conmutación. Esto permite el enfriamiento del dispositivo, y en su oportunidad reduce las pérdidas por conducción ( $P_C$ ). En algunos casos el uso de una red amortiguadora puede significar una mejora sobre todo el sistema. En realidad, el uso de las redes amortiguadoras deberá ser considerado aún cuando no se necesite protección al dispositivo.

La red que utilizamos se conecta en paralelo con el transistor entre sus terminales de fuente y drenaje, consiste de una red DRC, la cual es una configuración muy sencilla, el circuito se muestra en la figura 3.29, junto con su gráfica de respuesta.

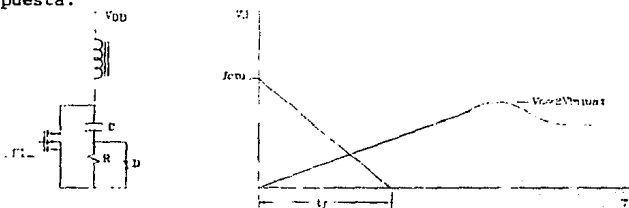


Figura 3.29

Red amortiguadora con gráfica de respuesta

Tenemos la ecuación característica de voltaje en un capacitor:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad \dots (1)$$

Como tenemos tiempos de caída típicos de 50 ns, podemos suponer  $i(t) = \text{cte.}$  durante la carga del capacitor, por lo tanto:

$$V_C(t) = \frac{i}{C} t \quad \dots (2)$$

$i(t) = \text{cte} = \text{corriente en el primario}$

$$i(t) = \frac{P_{\text{inp}}}{V_{\text{inmin}} D_{\text{max}}} \quad \dots (3)$$

de (2):  $C = \frac{i}{V_C} t \quad \dots (4)$

(3) en (4):

$$C = \frac{t}{V_C} \frac{P_{\text{inp}}}{V_{\text{inmin}} D_{\text{max}}} \quad \dots (5)$$

donde  $t = \text{tiempo en alcanzar } V_C = 2V_{\text{inmax}}$

por lo tanto:

$$C = \frac{t}{2 V_{\text{inmax}}} \frac{P_{\text{inp}}}{V_{\text{inmin}} D_{\text{max}}} \quad \dots (6)$$

donde  $C = \text{capacitor de la red amortiguadora [F]}$

$t = \text{tiempo en alcanzar } V_C = 2V_{\text{inmax}} [\text{s}]$

$P_{\text{inp}} = \text{potencia de entrada a la fuente [w]}$

$V_{\text{inmax}} = \text{voltaje D.C. máximo de alimentación [v]}$

$V_{\text{inmin}} = \text{voltaje D.C. mínimo de alimentación [v]}$

$f_c$  = frecuencia de conmutación [Hz]

Para el cálculo de la resistencia de la red amortiguadora tenemos la siguiente consideración: El capacitor de la red debe descargarse en un tiempo menor que  $t_{onmin}$ . En la práctica la constante RC debe ser aproximadamente 1/4 de  $t_{onmin}$ , es decir:

$$4RC = t_{onmin} \implies R = \frac{t_{onmin}}{4C}$$

y tenemos que:  $t_{onmin} = \frac{D_{max}}{f_c} \frac{V_{inmin}}{V_{inmax}}$

por lo tanto:

$$R \leq \frac{1}{4C} \left[ \frac{D_{max} V_{inmin}}{f_c V_{inmax}} \right] \dots (7)$$

donde:

R = valor de la resistencia de la red amortiguadora [Ω]

$D_{max}$  = máximo ciclo de trabajo en la conmutación [1]

$V_{inmin}$  = voltaje D.C. mínimo de alimentación [V]

$V_{inmax}$  = voltaje D.C. máximo de alimentación [V]

$f_c$  = frecuencia de conmutación [Hz]

### 3.5 FILTRO DE SALIDA

El filtro de salida y su forma de onda asociada son mostrados en la figura 3.30. El cálculo del filtro inductivo se



basa en el máximo tiempo de apagado:

$$D_{(\min)} = D_{(\max)} \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}}$$

$$t_{off(\max)} = \frac{1 - D_{(\min)}}{f_c}$$

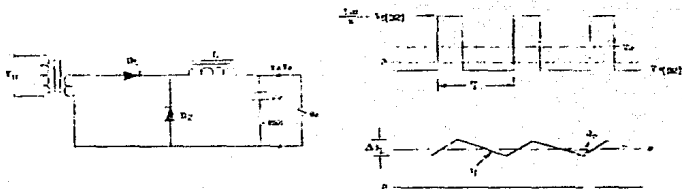


Figura 3.30  
Diseño del filtro de salida

La inductancia requerida para prevenir el modo discontinuo de operación dependerá de la máxima corriente de carga.

Tenemos la ecuación característica para un inductor:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{====>} \quad L = \frac{V_L \Delta t}{\Delta i}$$

de donde:

$$L = \frac{(V_o + V_f) t_{off(\max)}}{\Delta I_L(\max)} \quad \dots (8)$$

donde: L = inductor del filtro de salida [Hy]

$V_f$  = voltaje de encendido del diodo

$V_o$  = voltaje de salida [v]

$t_{off(max)}$  = tiempo máximo de apagado [s]

$\Delta I_L(max)$  = rizo de corriente [A]

El valor de la capacitancia requerida para conseguir la especificación del rizo de voltaje la obtenemos de la ecuación característica para un capacitor:

$$I_C = C \frac{dv_C}{dt} \implies C = I_C \frac{\Delta t}{\Delta v}$$

de donde:

$$C_o = \frac{\Delta I_L(max)}{2} \frac{1}{2f_C} \frac{1}{2V_o} \dots (9)$$

La máxima resistencia serie equivalente (ESR) del capacitor es:

$$ESR = V_o / \Delta I_L(max)$$

Para obtener la ESR necesaria, se requiere de un capacitor mucho más grande que el calculado por la ecuación (9). En los diseños prácticos se utilizan capacitores en paralelo, con lo cual se reducen la ESR, y el costo del capacitor.

### 3.6 CIRCUITO DE CONTROL

Los contradictorios requerimientos de mínimo costo y compatibilidad con especificaciones de aislamiento de línea hacen que el control primario sea muy atractivo, se utiliza la técnica de Modulación por Ancho de Pulso (PWM), y para esto existen

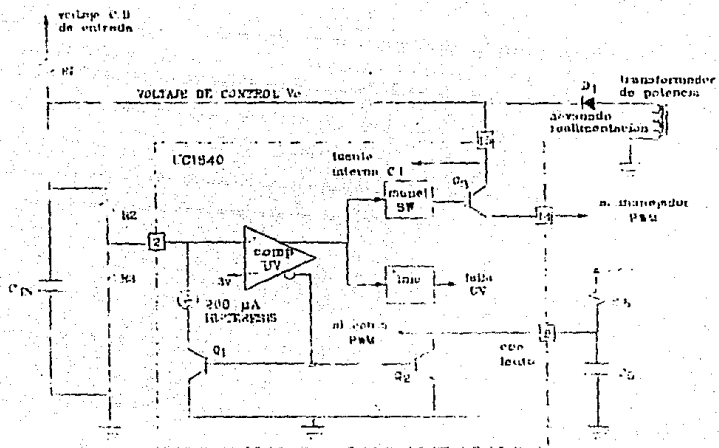
circuitos integrados tales como el UC1840, dicho circuito incorpora además características tales como coalimentación (feed-forward), limitación de sobrecorriente, protección contra corto circuito, y protecciones de sobre y bajo voltaje.

#### DESCRIPCION FUNCIONAL DEL UC1840

##### Secuencia de potencia.

Un esquema interno simplificado del UC1840 de la circuitería de encendido es mostrado en la figura 3.31. Los elementos clave de esta función son (1) El manejador de polarización  $Q_3$ , el cual mantiene la carga sobre el control del voltaje de línea,  $V_C$ , a un mínimo durante el comienzo de subida; (2) el comparador de bajo voltaje, el cual proporciona funciones como el detector de umbral con histéresis programable; y (3) una referencia auxiliar en el primario, un arrollado de bajo voltaje en el transformador principal de potencia el cual proporciona un control normal de la potencia después del encendido.

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA



*Figura 3.31*  
 Diagrama simplificado del circuito integrado UC1840

## CAPITULO IV

### CIRCUITO DE REALIMENTACION

#### 4.1 DETERMINACION DEL ESQUEMA DE REALIMENTACION

Con el fin de lograr una mejor regulación de carga, y línea se presentan dos esquemas de realimentación: por devanado auxiliar, y un esquema basado en optoacoplador. El primero, como su nombre lo indica, se basa en un devanado adicional que se arrolla en el mismo transformador de salida. Las variaciones en la tensión de salida de este devanado se utilizan para generar una acción de control en un modulador por ancho de pulso (PWM), que tiende a estabilizar la tensión de salida a un valor preajustado. En este método de realimentación magnético, se presenta el inconveniente de tener una resistencia diferente de cero en la salida del devanado principal, al igual que la resistencia que presentan los cables que conectan a la carga; sobre todo a altas corrientes donde las caídas óhmicas llegan a tener valores considerables, entonces, la calidad de la regulación dependerá principalmente de las resistencias mencionadas, y de la magnitud de la corriente de carga.

El segundo método cambia el esquema de muestreo del parámetro de salida por regularse. En este caso se utiliza un esquema en el que el sensado, la comparación con la referencia y la compensación, se realizan en el lado de la salida regulada de la fuente de alimentación, esto es, del lado aislado. Una vez generado el voltaje de error, éste es transmitido al primario mediante un circuito optoacoplador (diodo emisor de luz y

fototransistor), utilizado en su región lineal; el voltaje así generado es el que se compara con la rampa para generar la modulación por ancho de pulso. Este esquema es el que se analizará, debido a sus ventajas y a que ha probado en la práctica ser el más eficiente.

Para tener una mayor claridad de la operación del circuito de realimentación, se presenta en la figura 4.1 un diagrama de bloques de una fuente conmutada, en donde se incluye el circuito en el lazo de realimentación. El rectificador tipo puente proporciona una tensión rectificada que se filtra por un capacitor. La tensión C.D. así obtenida contiene una componente de rizo compuesto. Este rizo tiene una frecuencia de 120 Hz, y contiene una componente de rizo de alta frecuencia superpuesto al primero, y su magnitud dependerá de la corriente que se extrae del filtro.

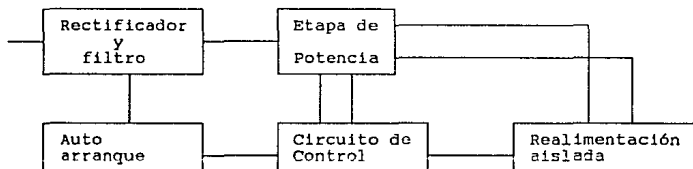


Figura 4.1 Diagrama simplificado de una Fuente de Poder Conmutada

La tensión filtrada alimenta una etapa de potencia, la cual consiste de un MOSFET de potencia y un transformador de salida; el ó los devanados secundarios, para el caso de fuentes con

salidas múltiples, poseen rectificadores y filtros que proporcionan las salidas de tensión efectivas. El circuito de control está formado por un generador PWM, cuyo ciclo de trabajo se controla mediante una tensión  $V_C$ . Esta tensión debe ser generada de acuerdo al voltaje de salida del devanado principal, mediante un circuito que está aislado eléctricamente de la salida.

El circuito de realimentación produce el voltaje de control  $V_C$  y lo alimenta al generador PWM a través de un optotransistor, que en el caso de un MOC8050, asegura un aislamiento mínimo de 1500 volts entre la entrada y la salida. La figura 4.2 muestra el diagrama eléctrico del circuito de realimentación.

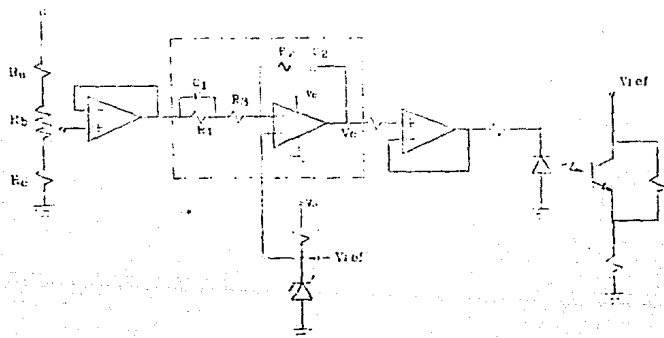


Figura 4.2

Diagrama eléctrico del circuito de realimentación

Este esquema evita la no linealidad que pudiera existir en el dispositivo de transferencia, en el caso de realimentación por devanado auxiliar, y la imperfección en el seguimiento de voltaje del devanado principal, sobre todo a altas corrientes. La otra ventaja de este esquema es que permite el sensado remoto. Esto es de gran utilidad cuando la carga se encuentra relativamente lejos de la fuente de poder y consume corrientes elevadas.

#### 4.2 GANANCIA DE LAZO

El circuito se basa en el integrado LM10CLH, el cual consiste de una referencia de voltaje con muy bajo coeficiente de temperatura, y un amplificador operacional. La referencia entra a la terminal no inversora a través de un divisor resistivo, con ajuste de esta tensión mediante  $R_b$ . Los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  tienen diferentes funciones.  $C_1$  proporciona compensación en adelanto mientras que  $C_2$  forma un filtro pasa bajas en conjunto con  $R_2$ .

Para el análisis del circuito propuesto en la figura 4.2, hacemos uso de la transformada de Laplace, con ayuda de la figura 4.3:

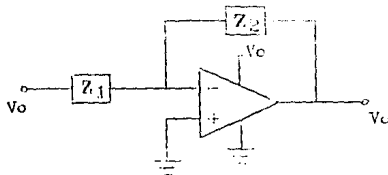


Figura 4.3

La trama esquemática con transformada de Laplace del circuito de realimentación



$$\text{donde } z_1 = \frac{R_1 + R_3(1+R_1SC_1)}{1 + R_1SC_1} \dots (4.1)$$

$$z_2 = \frac{1 + R_2SC_2}{SC_2} \dots (4.2)$$

Por lo tanto la función de transferencia queda como sigue:

$$\frac{V_C}{V_O} = \frac{(1 + R_2SC_2)(1 + R_1SC_1)}{SC_2[R_3(1 + R_1SC_1) + R_1]} \dots (4.3)$$

La ecuación (4.3) la podemos escribir en la forma:

$$\frac{V_C}{V_O} = \frac{(1 + \sigma_1S)(1 + \sigma_2S)}{S(1 + \sigma_3S)} \dots (4.4)$$

De la ecuación (4.4) localizamos los ceros y polos del sistema:

$$SC_1 = -\frac{1}{\sigma_1} \implies f_{C1} = \frac{1}{2\pi\sigma_1} \text{ [Hz]}$$

$$SC_2 = -\frac{1}{\sigma_2} \implies f_{C2} = \frac{1}{2\pi\sigma_2} \text{ [Hz]}$$

$$Sp_1 = 0 \implies fp_1 = 0 \text{ [Hz]}$$

$$Sp_2 = -\frac{1}{\sigma_3} \implies fp_2 = \frac{1}{2\pi\sigma_3} \text{ [Hz]}$$

Por lo tanto:

$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \dots (4.5)$$

$$f_{C2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \dots (4.6)$$

$$f_{p1} = 0 \dots (4.7)$$

$$f_{p2} = \frac{R_3 + R_1}{2\pi R_1 R_3 C_1} \dots (4.8)$$

#### 4.3 UBICACION DE POLOS Y CEROS

La curva de respuesta a la frecuencia deseada del sistema, junto con la curva de respuesta del filtro de salida L-C es mostrada en la figura 4.4

Para localizar  $f_{C1} = f_{C2} = 2f_0$ ; en donde  $f_0$  es la frecuencia natural del filtro de la salida maestra, tenemos de las ecuaciones (4.5) y (4.6):

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = \frac{1}{4\pi f_0} \implies R_1 = \frac{1}{4\pi f_0 C_1} \dots (4.9)$$

$$R_2 = \frac{1}{4\pi f_0 C_2} \dots (4.10)$$

Para  $f_{p2} = (f_{\text{conmutación}}/2)$ ; de ecuación (4.8):

$$\frac{f_{\text{conmutación}}}{2} = \frac{R_1 + R_3}{2\pi R_1 R_3 C_1}$$

$$\implies R_3 = \frac{R_1}{\pi(f_{\text{conmutación}})R_1 C_1 - 1} \dots (4.11)$$

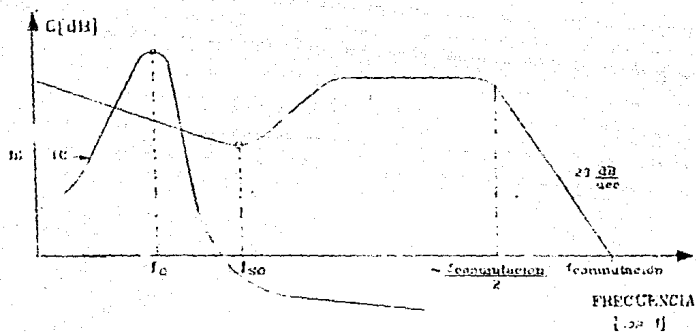


Figura 4.4  
 Curva deseada de respuesta a la frecuencia

## CAPITULO V ESTRUCTURA DEL PROGRAMA DE DISEÑO

### 5.1 INTRODUCCION

En las fuentes de poder conmutadas se llegan a tener estrictos requerimientos en tamaño, peso, confiabilidad, y funcionamiento, y frecuentemente cada fuente de poder es diseñada para los requerimientos de un solo sistema. Un diseño exitoso requiere de un balance preciso de confiabilidad en sus componentes, ésto toma un tiempo considerable, y se podría decir que es un arte el llegar a un balance de parámetros. El proceso de diseño es un constante ajuste de requerimientos, el ingeniero diseñador deberá ejecutar varias iteraciones de rediseño. En ocasiones el diseñador siente que el diseño ha tenido poco cambio y se ha tenido que mover al siguiente paso de desarrollo debido a compromisos con el tiempo. Cuando se ha conseguido un diseño razonable, se hará una búsqueda en catálogos para los componentes correctos. Lo siguiente es alambrear en una tablilla de experimentación para demostrar que el diseño puede ser construido. Si los requerimientos cambian nuevamente se repetirá el ciclo.

En la práctica el ingeniero diseña y prueba las fuentes de poder varias veces. El estado dinámico del diseño es todavía más desanimante cuando se incluye la verdadera documentación de dispositivos, ya que el producto final es completado por la documentación exacta, éste se convierte en un nuevo problema.

- De este modo el problema de diseño se engloba en tres áreas:
- 1° Balance para conseguir requerimientos.
  - 2° Alterar el diseño rápidamente y confiadamente, en la medida que los requerimientos cambien.
  - 3° Instrucción o adiestramiento a ingenieros nuevos en el diseño de fuentes de poder conmutadas.

Con el sistema Diseño de Fuentes Conmutadas 'DFC' se pretende una aceleración del ciclo de diseño descrito, sin que sea el tradicional abrumador diseño por el número de fórmulas y su interdependencia, el sistema 'DFC' tiene las siguientes características:

- La solución requiere de la experiencia humana. El problema no es algorítmico en varios casos, y el experto humano es necesario para obtener un diseño de calidad necesaria.
- La solución necesita un flujo entre hombre-máquina. La interacción entre el ingeniero y la aplicación requiere de una presentación de resultados intermedios, con los cuales el diseñador podrá tomar decisiones.
- Despliegues de advertencia cuando los valores excedan los márgenes permitidos y ofrece sugerencias para corregir la situación.
- Habilidad de iniciar un nuevo diseño.
- Capacidad de regresar y hacer cambios en el diseño.
- Seleccionar componentes de una base de datos existente.

## 5.2. DESCRIPCION DE LA BASE DE DATOS (RELACIONES Y ATRIBUTOS)

Es conveniente definir en este momento, algunos de los conceptos básicos que se utilizan en esta sección.

Dado una colección de conjuntos  $D_1, D_2, \dots, D_N$  (no necesariamente distintos), el producto cartesiano de estos  $N$  conjuntos, escrita  $D_1 \times D_2 \times \dots \times D_N$ , es el conjunto de todos los  $N$ -tuples ordenados  $\langle d_1, d_2, \dots, d_N \rangle$  tal que  $d_1$  pertenece a  $D_1$ ,  $d_2$  pertenece a  $D_2$  y  $d_N$  pertenece a  $D_N$ . Ahora se define que  $R$  es una RELACION sobre los conjuntos  $D_1, D_2, \dots, D_N$  si es un subconjunto del producto cartesiano  $D_1 \times D_2 \times \dots \times D_N$ . Los conjuntos  $D_1, D_2, \dots, D_N$  son los DOMINIOS de  $R$ .

Es conveniente representar una relación como una tabla, donde cada renglón de la tabla representa un tuple. Es importante apreciar la diferencia entre un dominio, por un lado, y columnas o ATRIBUTOS por el otro lado, los cuales son extraídos de ese dominio. Un atributo representa el uso de un dominio dentro de una relación; ésto implica que un atributo sólo puede pertenecer a un solo dominio y a una sola relación.

A continuación se presentan las estructuras de las relaciones más importantes usadas en 'DFC'.

### Estructura de la base de datos entrada.dbf

Campo	Nombre	Tipo	Ancho	Dec
1	SALIDASE	Numérico	2	0
2	EFICIENCIE	Numérico	4	2
3	VLINAE	Numérico	3	0
4	VARVOLE	Numérico	2	0
5	FRECLINEAE	Numérico	2	0
6	VARFRECE	Numérico	2	0
7	FRECUENCIE	Numérico	5	0
8	DTRABE	Numérico	4	1

Campo	Nombre	Tipo	Ancho	Dec
9	RANGOE	Caracter	1	
10	AMBIENTE	Númérico	2	0
11	T_JUN_PERM	Númérico	3	0
12	ALIMENTE	Caracter	1	

<SALIDASE> Representa el número de salidas de a fuente de poder.  
 <EFICIENCIE> Representa la eficiencia esperada de la fuente de poder.  
 <VLINEAE> Representa el voltaje de línea (rms) nominal [V].  
 <VARVOLE> Representa el % de variación en el voltaje de línea.  
 <FRECLINEAE> Representa la frecuencia de la línea [Hz].  
 <VARFRECE> Representa el % de variación en la frecuencia de línea.  
 <FRECUENCIE> Representa la frecuencia de operación de la fuente de poder [Hz].  
 <DTRABE> Representa el ciclo de trabajo máximo en la fuente de poder [%].  
 <RANGOE> Representa el rango de voltajes de entrada (117/220v), (117 v).  
 <AMBIENTE> Representa la temperatura ambiente [°C].  
 <T\_JUN\_PERM> Representa la temperatura máxima permisible en la unión [°C].  
 <ALIMENTE> Representa el tipo de alimentación (C.A.), (C.D.).

Estructura de la base de datos: fuent.dbf

Campo	Nombre	Tipo	Ancho	Dec
1	NO_SALIDA	Númérico	2	0
2	VOLTAJE_S	Númérico	7	3
3	CORRIEN_S	Númérico	7	3
4	RIZO_VOLT	Númérico	7	3
5	RIZO_CORR	Númérico	7	3
6	POTEN_SAL	Númérico	7	3
7	VUEL_SEC	Númérico	5	0
8	AREA_C_M	Númérico	5	0
9	MULTIFILAR	Númérico	2	0
10	NO_COND	Númérico	2	0
11	ID_ENCEND	Númérico	10	3

<NO\_SALIDA> Representa el número de salida en el transformador.  
 <VOLTAJE\_S> Representa el voltaje de salida (i) en el transformador [V].  
 <CORRIEN\_S> Representa la corriente de salida (i) en el transformador [A].  
 <RIZO\_VOLT> Representa el rizo de voltaje (i) en el transformador [V].  
 <RIZO\_CORR> Representa el rizo de corriente (i) en el transformador [A].

- <POTEN\_SAL> Representa la potencia de salida en el devanado (i) del transformador [W].
- <VUEL\_SEC> Representa las vueltas calculadas para el devanado (i) en el transformador.
- <AREA\_C\_M> Representa el área necesaria en el devanado (i) del transformador [M.C.].
- <MULTIFILAR> Representa el calibre A.W.G. a usar con devanados multifilares.
- <NO\_COND> Representa el número de conductores a usar en paralelo en los devanados multifilares.
- <ID\_ENCEND> Representa la corriente que se refleja al primario debido a la salida (i).

Estructura de la base de datos: transist.dbf

Campo	Nombre	Tipo	Ancho	Dec
1	PART_NUM	Caracter	8	0
2	BVDS5	Numérico	3	0
3	RDSON	Numérico	4	2
4	IDON	Numérico	5	2
5	VDSO	Numérico	4	2
6	PD_MAX25	Numérico	3	0
7	JUN_AMB	Numérico	5	3
8	TJMAX	Numérico	3	0
9	ORDENADA	Numérico	7	5
10	VI_DIODO	Numérico	5	2
11	PENDIENTE	Numérico	9	7
12	T_FALL	Numérico	2	0

- <PART\_NUM> Representa el número de parte del MOSFET.
- <BVDS5> Representa el voltaje drenaje-fuente de ruptura en inversa [V].
- <RDSON> Representa la resistencia drenaje-fuente @ 25°C [Ω].
- <IDON> Representa la capacidad de corriente de drenaje en directa [A].
- <VDSO> Representa el voltaje drenaje-fuente de encendido @ 25°C [V].
- <PD\_MAX25> Representa la máxima potencia que podrá disipar @ 25°C [W].
- <JUN\_AMB> Representa la resistencia térmica de la unión al encapsulado [°C/W].
- <TJMAX> Representa la máxima temperatura permisible en la unión del MOSFET [°C].
- <ORDENADA> Representa la ordenada al origen de la aproximación lineal de resistencia de drenaje, en función de la temperatura.
- <PENDIENTE> Representa la pendiente de la aproximación lineal de resistencia de drenaje, en función de la temperatura.
- <VI\_DIODO> Representa la potencia en el diodo interno del MOSFET [W].



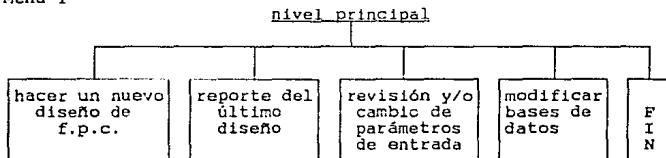
<T\_FALL> Representa el tiempo de caída máximo en nanosegundos.

### 5.3 ARQUITECTURA DE MENUS

La técnica que utilizamos para comunicar al usuario con el sistema 'DFC', se conoce como interacción basada en menús. Esta técnica es en realidad una secuencia de modelos, estructurados jerárquicamente, en la cual cada modelo se genera de su predecesor en respuesta a la selección de una opción, dentro de un conjunto de opciones que tenía el usuario.

Para describir el sistema de menús usado por el sistema 'DFC' se esquematiza cada menú (ventana) partiendo del nodo raíz, y hasta llegar a las últimas ramas del árbol. Se describe cada menú, y en las secciones siguientes se enumera y analiza la información que se solicita en cada uno.

Menú 1



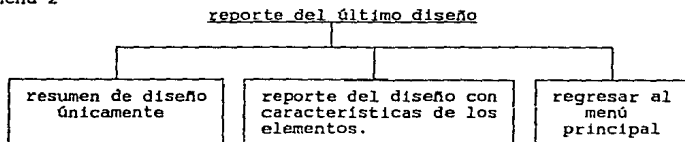
El propósito de este menú es la presentación del sistema 'DFC' con sus cuatro funciones principales.

#### HACER UN NUEVO DISEÑO DE FUENTE DE PODER CONMUTADA

En este módulo se borran archivos de almacenamiento de cálculo de última fuente de poder conmutada, y se inicia la

interacción con el usuario.

#### Menú 2

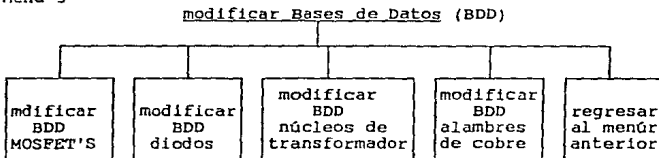


Se tienen dos opciones para el reporte del último diseño, en la primera opción se tiene únicamente una lista de partes, y en la segunda opción se obtiene el resultado del diseño con las características más importantes de cada dispositivo seleccionado, en los dos casos se tienen dos vías de salida: la pantalla, y la impresora.

#### REVISIÓN Y/O CAMBIO DE PARAMETROS DE ENTRADA

Este módulo recupera archivos de almacenamiento de cálculo del último diseño, y despliega los datos iniciales de entrada introducidos anteriormente, adicionalmente se le permite modificar los datos que desee.

#### Menú 3



En este menú se puede decidir a que base de datos (BDD) se accederá para su modificación. Para poder tener acceso a esta

rama se implementó una "clave de entrada" para controlar la entrada únicamente a usuarios autorizados.

#### 5.4 DISEÑO NUEVO DE FUENTE CONMUTADA

Aquí se verifica que los archivos de almacenamiento de cálculo de la última fuente de poder estén en 'blanco', y se inicia la interacción con el usuario. A continuación se presenta la serie de preguntas con que inicia el sistema 'DFC', y se hace una explicación en los casos necesarios:

-¿Cuántas salidas tendrá la fuente ?

-¿La eficiencia esperada por la fuente es ?

El dato de eficiencia esperada se proporciona en decimal [0,1].

-¿La temperatura ambiente es ?

La temperatura a la cual estará el medio ambiente de los dispositivos. A continuación se despliega la siguiente pantalla las veces que sea necesario, dependiendo del número de salidas.

##### SALIDA NUMERO N

EL VOLTAJE DE SALIDA \_\_\_\_ [V]      LA CORRIENTE DE SALIDA \_\_\_\_ [A]

EL RIZO DE VOLTAJE \_\_\_\_ [V]      EL RIZO DE CORRIENTE \_\_\_\_ [A]

Se despliegan las tres configuraciones con las que cuenta actualmente: FORWARD, PUSH-PULL, Y PUENTE, se pide el número de la configuración deseada.

-¿La fuente conmutada tendrá alimentación C.A. ó C.D. ?

a) Corriente Alterna.

-¿La fuente tendrá doble rango de entrada ?

Esta pregunta se refiere al tipo de alimentación en C.A. ya

sea para 117/220 v, o bien, únicamente 117 v.

-¿Voltaje (rms) de línea \_\_\_\_ [V] ?

-¿Variación en el voltaje de línea \_\_\_\_ [%] ?

-¿Frecuencia nominal de la línea? \_\_\_\_ [Hz] ?

-¿Variación en la frecuencia de línea \_\_\_\_ [%] ?

-¿Valor del rizo deseado en la salida del filtro capacitivo ?

Esta pregunta es para el diseño del filtro capacitivo de entrada, este valor deberá ser un porcentaje sobre el valor pico mínimo en la línea de voltaje.

b) Corriente Directa

-¿Voltaje C.D. nominal \_\_\_\_ [V] ?

-¿% de variación en el voltaje C.D.? \_\_\_\_ [%] ?

-¿Ciclo de trabajo ?

Se proporciona en porcentaje y su rango puede ser [0,50] ó [0,90], dependiendo de la configuración que se esté diseñando.

-¿Temperatura máxima permisible \_\_\_\_ [°C] ?

Se refiere a la temperatura máxima en la unión de los dispositivos de conmutación, en condiciones de plena carga.

A continuación se despliegan los materiales con que se cuenta en la BDD de núcleos para transformador, y se pide que se seleccione un número.

-¿Densidad de flujo de trabajo \_\_\_\_ [Tesla] ?

Es la máxima variación de la densidad de flujo a la que trabajará el núcleo del transformador.

-¿Densidad de corriente en los devanados (M.C./A) \_\_\_\_ ?

Es la máxima densidad de corriente a la cual operarán los cables

de los devanados del transformador, cuando se encuentra a plena carga.

-¿Frecuencia de conmutación [KHz] ?

-¿Tiempo de retraso en nanosegundos ?

En el diseño de la red amortiguadora se tiene un tiempo de retraso en el apagado del MOSFET.

-¿Seguir con aproximación de cálculo del circuito de realimentación ?

a) Sí

Se despliegan todas las salidas de la fuente de poder, con las frecuencias naturales de los filtros de salida correspondientes.

-¿Número de la salida maestra ? \_\_\_\_

-¿Voltaje de referencia en el circuito de realimentación \_\_\_\_  
[V] ?

b) No

Regresa al menú principal.

#### 5.5 REVISION Y/O CAMBIO DE PARAMETROS DE ENTRADA.

En esta opción se despliegan prácticamente todos los datos pedidos en la opción anterior (Diseño nuevo de Fuente Conmutada), y se proporciona la opción de modificar los que se desee. Esta opción es especialmente útil no sólo para corregir errores, tiene gran utilidad como ya se mencionó antes para ejecutar varias iteraciones de rediseño, en la medida que los requerimientos cambien.

## 5.6 GENERA REPORTES. ALTAS Y BAJAS DE BASES DE DATOS

Durante el proceso de cálculo y selección de dispositivos se generaron archivos de salida, como son transistores, diodos, capacitores, etc.. En la generación de reportes de salida se podrán desplegar todos estos datos, así como los datos de entrada, con opción a tener únicamente los datos mínimos necesarios para poder armar una fuente de poder, o bien, desplegar también una serie de características particulares de los dispositivos seleccionados.

La opción de Altas y Bajas de Bases de Datos nos permite visualizar los elementos existentes en diodos, cables de cobre, MOSFET'S, núcleos para transformador, y capacitores, podemos dar de baja elementos y para dar de alta elementos, proporciona una guía para los datos necesarios en cada caso.

## 5.7 ARCHIVOS QUE FORMAN 'DFC'

Para poder correr el sistema 'DFC' son necesarios los archivos del manejador de bases de datos DBASE III :

DBASE.EXE      DBPRINT.PTB      DBASE.OVL      HELP.DBS

Los archivos de programas son:

MENU.PRG	BAJA.PRG	INICIO.PRG	BORRA.PRG
PRUEBA.PRG	ARCOSENO.PRG	SAL1.PRG	ALTA.PRG
REPORTE.PRG	CAMBIO.PRG	REPORDI.PRG	LEEUSR.PRG
FUENTE.PRG	REPORES.PRG	SAL3.PRG	SAL2.PRG
PRUEBA2.PRG	VISUALIZ.PRG	UNICO.PRG	ROLLO.PRG

Los archivos de Bases De Datos (BDD):

COMERCIA.DBF	SENOIDE.DBF	TRANSAL.DBF	NUCLESAL.DBF
SNUBBER.DBF	CABLES.DBF	MATERIAL.DBF	DIODOSAL.DBF
FIL_SALI.DBF	TOPOLOG.DBF	ENTRADA.DBF	SAL_FUEN.DBF
FIL_ENTR.DBF	NUCLEOS.DBF	RANGO0.DBF	RANGO1.DBF
RANGO2.DBF	RANGO3.DBF	DIODOS.DBF	CAPACIT.DBF
TRANSIST.DBF			

Y los archivos de formatos de pantalla:

PANT1.FMT	PANT2.FMT	PANT3.FMT	PANT4.FMT
PANT5.FMT	PANT6.FMT	PANT7.FMT	PANT8.FMT
PANT9.FMT	PANT10.FMT	PANT11.FMT	PANT12.FMT
PANT13.FMT			

## Conclusiones y comentarios

Las fuentes diseñadas con el sistema de Diseño de Fuentes Conmutadas 'DFC', resultaron ser igual de eficaces y eficientes que las realizadas mediante métodos tradicionales, sin embargo se logró aumentar la eficiencia del diseñador, disminuyendo considerablemente el tiempo requerido para el diseño de estos equipos.

Dentro de las diferentes metodologías empleadas en el sistema 'DFC', se desarrolló una nueva de alta confiabilidad para el cálculo de disipación de potencia en un MOSFET, para un amplio rango de temperaturas de operación.

El sistema fué desarrollado bajo un esquema modular para permitir posibles expansiones futuras, de manera que se podrán aumentar módulos con nuevas topologías de fuentes no consideradas inicialmente, aumentando la gama de diseños realizables por el sistema.



1

# 3C8 FERRITE

## 3C8 FERRITE

### 3C8 MATERIAL

A Manganese-Zinc ferrite designed for high flux density applications. It offers medium permeability, low losses under high flux levels, high B saturation, and a high Curie temperature.

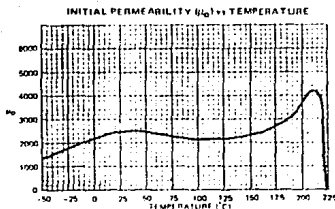
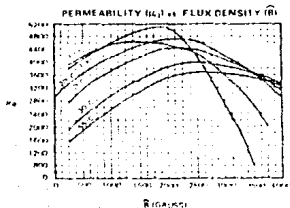
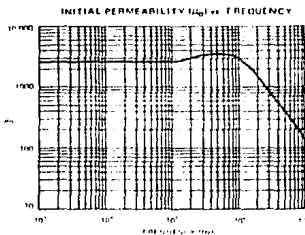
Available in  
 POT CORES  
 E, U, & I CORES  
 TOROIDS

### 3C8 CHARACTERISTICS

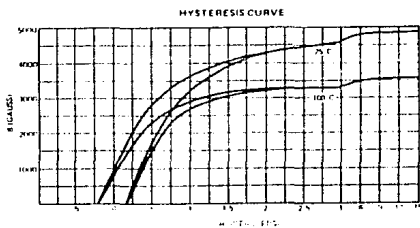
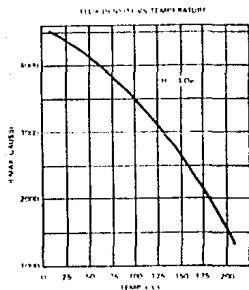
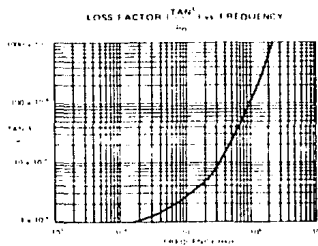
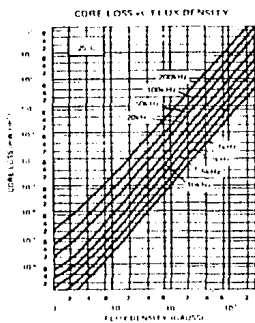
Parameters shown are typical values based upon measurements of a 1" toroid.

Initial Permeability at 25°C, 100KHz, 1 gauss	$\mu_0$	2100 (120%)
Saturation Flux Density (H = 3 oersteds) at 25°C	$B_s$	≥ 4400 gauss
at 100°C	$B_s$	≥ 3300 gauss
Coercive Force	$H_c$	≤ 20 oersteds*
Residual Flux Density	$B_r$	1000 gauss*
Loss Factor at 100KHz, 1 gauss	$\frac{\tan \delta}{\mu_0}$	≤ 10 × 10 <sup>-4</sup>
Losses at 25KHz, 100°C, 1600 gauss		115 mW/cm <sup>3</sup>
Curie Temperature	$T_c$	≥ 210°C

\* Typical Values



**3C8 FERRITE  
CHARACTERISTIC CURVES**



IRF450 ■ IRF451 ■ IRF452 ■ IRF453



N-Channel Enhancement Mode  
**MOSPOWER**

**APPLICATIONS**

- Switching Regulators
- Converters
- Motor Drivers



PIN 1 Gate  
PIN 2 Source  
CAST Drain

TO-204AA (1D-3)

**PRODUCT SUMMARY**

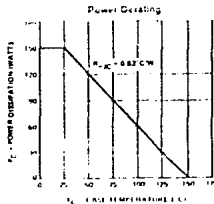
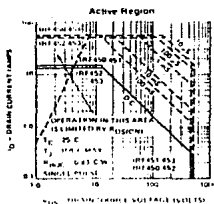
Part Number	V <sub>DS</sub> (V)	I <sub>DSM</sub> (A)	Package
IRF450	500	0.4	TO 204AA
IRF451	450	0.4	TO 204AA
IRF452	500	0.5	TO 204AA
IRF453	450	0.5	TO 204AA

For Additional Curves  
See Section 5: VNDC50 - 2

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T<sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted)**

Parameter	IRF450	IRF451	IRF452	IRF453	Units
V <sub>DS</sub>	500	450	500	450	V
V <sub>GS</sub>	500	450	400	450	V
T <sub>g</sub> = T <sub>C</sub> = 25°C	+13	+13	+12	+12	°C
T <sub>g</sub> = T <sub>C</sub> = 100°C	+8	+8	+7	+7	°C
T <sub>DM</sub>	+52	+52	+16	+18	°C
V <sub>GS</sub>	+40	+40	+40	+40	V
P <sub>tot</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	150	150	150	150	W
P <sub>tot</sub> @ T <sub>C</sub> = 100°C	60	60	60	60	W
Amplitude	1.2	1.2	1.2	1.2	V <sub>GS</sub>
Amplitude	0.13	0.13	0.13	0.13	V <sub>DS</sub>
T <sub>g</sub>	55 To 150	55 To 150	55 To 150	55 To 150	°C
Lead Temperature	300	300	300	300	°C

1 Pulse Test Pulsewidth: 10µs, Duty Cycle: 2%



**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub> = 25° C unless otherwise noted)**
**STATIC**

Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
BV <sub>DSS</sub>	Drain-Source Breakdown Voltage	IRF450,452	500		V	V <sub>GS</sub> = 0 I <sub>D</sub> = 250 μA
		IRF451,453	450		V	
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	AR	3.0		V	V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 1 mA
I <sub>GSS(F)</sub>	Gate Body Leakage Forward	All		100	nA	V <sub>GS</sub> = 20V
I <sub>GSS(R)</sub>	Gate Body Leakage Reverse	All		100	nA	V <sub>GS</sub> = -20V
I <sub>DSS</sub>	Zero Gate Voltage Drain Current	AR	0.1		mA	V <sub>GS</sub> = Max. Rating, V <sub>DS</sub> = 0
		AR	0.2	1.0	mA	V <sub>GS</sub> = 0, Max. Rating, V <sub>DS</sub> = 125°C
I <sub>D(on)</sub>	On State Drain Current <sup>1</sup>	IRF450,451	13		A	V <sub>GS</sub> = 2V, V <sub>DS(on)</sub> , V <sub>GS</sub> = 10V
		IRF452,453	12		A	V <sub>GS</sub> = 2V, V <sub>DS(on)</sub> , V <sub>GS</sub> = 10V
V <sub>DS(on)</sub>	State Drain-Source On State Voltage <sup>1</sup>	IRF450,451	2.1	2.8	V	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 7.8A
		IRF452,453	2.8	3.5	V	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 7.0A
R <sub>DS(on)</sub>	State Drain-Source On State Resistance <sup>1</sup>	IRF450,451	0.3	0.4	Ω	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 7.8A
		IRF452,453	0.4	0.5	Ω	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 7.0A
R <sub>DS(th)</sub>	State Drain-Source On State Resistance <sup>1</sup>	IRF450,451	0.84	0.88	Ω	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 7.0A, T <sub>C</sub> = 125°C
		IRF452,453	0.88	1.10	Ω	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 7.0A, T <sub>C</sub> = 125°C


**DYNAMIC**

Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
h <sub>FE</sub>	Forward Transconductance <sup>1</sup>	AR	8.0		S/Hz	V <sub>GS</sub> = 2V, V <sub>DS(on)</sub> , I <sub>D</sub> = 7.8A
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	All	2600	3000	pF	V <sub>GS</sub> = 0, V <sub>DS</sub> = 25V
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	All	280	600	pF	f = 1 MHz
C <sub>rag</sub>	Reverse Transfer Capacitance	All	40	200	pF	
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	All	33	35	ns	V <sub>DD</sub> = 210V, I <sub>D</sub> = 2.0A
t <sub>r</sub>	Rise Time	All	48	50	ns	R <sub>θ</sub> = 511, I <sub>L</sub> = 301
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	All	78	150	ns	(MUSFET switching times are primarily independent of operating temperature.)
t <sub>f</sub>	Fall Time	All	31	70	ns	

**THERMAL RESISTANCE**

Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
R <sub>th(jc)</sub>	Junction to Case	All		0.83	°C/W	
R <sub>th(ja)</sub>	Junction to Ambient	All		30	°C/W	Free Air Operation

**BODY-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS**

Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I <sub>S</sub>	Continuous Source Current (Body Diode)	IRF450,451		13	A	Must be MOSPOWER <sup>SM</sup> (showing the integral P-N junction section)
		IRF452,453		-12	A	
I <sub>SM</sub>	Source Current <sup>1</sup> (Body Diode)	IRF450,451		-52	A	
		IRF452,453		-48	A	
V <sub>SD</sub>	Diode Forward Voltage <sup>1</sup>	IRF450,451		-1.4	V	T <sub>C</sub> = 25°C, I <sub>S</sub> = -13A, V <sub>GS</sub> = 0
		IRF452,453		-1.7	V	
t <sub>r</sub>	Reverse Recovery Time	AR		400	ns	T <sub>J</sub> = 150°C, I <sub>F</sub> = I <sub>S</sub> , dI <sub>F</sub> /dt = 100 A/μs

<sup>1</sup> Pulse Test. Pulse Width ≤ 200 μs; Duty Cycle ≤ 2%

Data Sheet Cover VNDC30 J

# LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

## Programmable, Off-Line, PWM Controller

UC1840  
UC2840  
UC3840

### FEATURES

- All control, driving, monitoring and protection functions included
- Low current, off line start circuit
- Feed forward line regulation over 4 to 1 input range
- PWM latch for single pulse per period
- Pulse by pulse current limiting plus shutdown for over current fault
- No start up or shutdown transients
- Slow turn on and maximum duty cycle clamp
- Shutdown upon over or under voltage sensing
- Latch off or continuous retry after fault
- Remote, pulse commandable start/stop
- PWM output switch enable to 1A peak current
- 1% reference accuracy
- 500kHz operation
- 18 pin DIL package

### DESCRIPTION

Although containing most of the features required by all types of switching power supply controllers, the UC1840 family has been optimized for highly efficient boost strapped primary side operation in forward or flyback power converters. Two important features for this mode are a starting circuit which requires little current from the primary input voltage and feed forward control for constant volt second operation over a wide input voltage range.

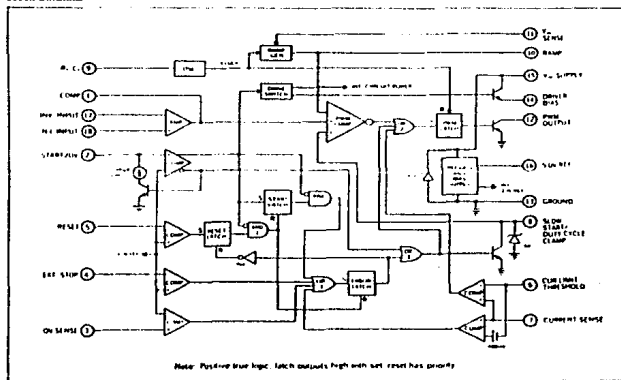
In addition to startup and normal regulating PWM functions, these devices offer built in protection from over voltage, under voltage, and over current fault conditions. This monitoring circuitry contains the added features that any fault will initiate a complete shutdown with provisions for either latch off or automatic restart. In the latch off mode, the controller may be started and stopped with external pulsed or steady state commands.

Other performance features of these devices include a 1% accurate reference, provision for slow turn-on and duty cycle limiting and high speed pulse by pulse current limiting in addition to current fault shutdown.

The UC1840's PWM output stage includes a latch to insure only a single pulse per period and is designed to optimize the turn off of an external switching device by conducting during the "OFF" time with a capability for both high peak current and low saturation voltage. These devices are available in an 18 pin dual in line plastic or ceramic package.

The UC1840 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to +125°C. The UC2840 and UC3840 are designed for operation from -25°C to +85°C and 0°C to +70°C, respectively.

### BLOCK DIAGRAM

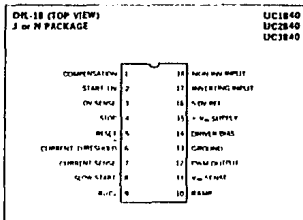


**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)**

Supply Voltage, $V_{in}$ (Pin 15)	Self limiting
Voltage Driven	+32V
Current Driven, 100mA maximum	Self limiting
PWM Output Voltage (Pin 12)	+40V
PWM Output Current, Steady State (Pin 12)	400mA
PWM Output Peak Energy Discharge	20 Joules
Driver Bias Current (Pin 14)	200mA
Reference Output Current (Pin 16)	50mA
Slow Start Sink Current (Pin 8)	20mA
V <sub>ce</sub> Sense Current (Pin 11)	10mA
Current Limit Inputs (Pins A & 7)	-0.5 to +5.5V
Comparator Inputs (Pins 2, 3, 4, 5, 17, 18)	-0.1 to +3.2V
Power Dissipation at $T_a = 25^{\circ}\text{C}$	1000mW
Derate at 10 mW/ $^{\circ}\text{C}$ for $T_a$ above 50 $^{\circ}\text{C}$	
Power Dissipation at $T_c = 25^{\circ}\text{C}$	2000mW
Derate at 16 mW/ $^{\circ}\text{C}$ for $T_c$ above 25 $^{\circ}\text{C}$	
Thermal Resistance, Junction to Ambient	100 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	60 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Operating Junction Temperature	-55 $^{\circ}\text{C}$ to +150 $^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	-65 $^{\circ}\text{C}$ to +150 $^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	+300 $^{\circ}\text{C}$

Note 1: All voltages are with respect to ground. Pin 13 currents are positive into negative out of the specified terminal.

**CONNECTION DIAGRAM**



**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Unless otherwise stated, these specifications apply for  $T_a = -55^{\circ}\text{C}$  to +125 $^{\circ}\text{C}$  for the UC1840, -25 $^{\circ}\text{C}$  to +85 $^{\circ}\text{C}$  for the UC2840, and 0 $^{\circ}\text{C}$  to 70 $^{\circ}\text{C}$  for the UC3840.  $V_{in} = 20\text{V}$ ,  $R_L = 20\Omega$ ,  $C_L = 100\mu\text{mfd}$ ,  $C_A = 100\mu\text{mfd}$ , Current Limit Threshold = 200mA)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	UC1840 UC2840			UC3840			UNITS
		MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	
<b>Power Inputs</b>								
Start Up Current	$V_{in} = 30\text{V}$ , Pin 2 = 2.5V, $T_a = 25^{\circ}\text{C}$		4	5.5	4	5.5		mA
Start Up Current I C *	$V_{in} = 30\text{V}$ , Pin 2 = 2.5V		-0.1	-0.2	-0.1	-0.2		%/°C
Operating Current	$V_{in} = 30\text{V}$ , Pin 2 = 3.5V	5	10	15	5	10	15	mA
Supply DV Clamp	$I_{in} = 20\text{mA}$	33	40	45	33	40	48	V
<b>Reference Section</b>								
Reference Voltage	$T_a = 25^{\circ}\text{C}$	4.95	5.0	5.05	4.9	5.0	5.1	V
Line Regulation	$V_{in} = R$ to 30V		10	15		10	20	mV
Load Regulation	$I_L = 0$ to 20mA		10	20		10	30	mV
Temperature Coefficient*	Over operating temperature range			10.4			10.4	mV/°C
Short Circuit Current	$V_{out} = 0$ , $T_a = 25^{\circ}\text{C}$		-80	-100		-80	-100	mA
<b> oscillator</b>								
Nominal Frequency	$T_a = 25^{\circ}\text{C}$	47	50	53	45	50	55	kHz
Voltage Stability	$V_{in} = R$ to 30V		0.5	1		0.5	1	%
Temperature Coefficient*	Over operating temperature range			1.08			1.08	%/°C
Maximum Frequency	$R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 10\mu\text{F}$	500			500			kHz
<b>Ramp Generator</b>								
Ramp Current, Minimum	$I_{sense} = -10\mu\text{A}$		-11	-14		-11	-14	$\mu\text{A}$
Ramp Current, Maximum	$I_{sense} = 10\text{mA}$		-0.9	-95		-0.9	-95	mA
Ramp Valley		0.3	0.5	0.7	0.3	0.5	0.7	V
Ramp Peak	Clamping Level	3.9	4.2	4.5	3.9	4.2	4.5	V

\*Temperature Coefficient is based on 100% tested production lot.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise stated, these specifications apply for  $T_A = -55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$  for the UC1840,  $-25^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  for the UC2840, and  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$  for the UC3840.  $V_{in} = 20\text{V}$ ,  $R_L = 20\Omega$ ,  $C_T = 0.01\text{mfd}$ ,  $C_A = 0.01\text{mfd}$ , Current Limit Threshold =  $200\text{mV}$ )

PARAMETER	TEST CONDITIONS	UC1840 UC2840			UC3840			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
<b>Error Amplifier</b>								
Input Offset Voltage	$V_{OS} = 5.0\text{V}$		0.5	5		2	10	mV
Input Bias Current			0.5	2		1	5	$\mu\text{A}$
Input Offset Current				0.5			0.5	$\mu\text{A}$
Open Loop Gain	$\Delta V_O = 1$ to $3\text{V}$	60	66		60	66		dB
Output Swing (Max. Output = Ramp Peak - $100\text{mV}$ )	Minimum Total Range	0.3		3.5	0.3		3.5	V
CMRR	$V_{OS} = 1.5$ to $5.5\text{V}$	70	80		70	80		dB
PSRR	$V_{OS} = 8$ to $30\text{V}$	40	50		40	50		dB
Short Circuit Current	$V_{OS} = 0\text{V}$		-4	-10		-4	-10	mA
Gain Bandwidth*	$f_T = 25^\circ\text{C}$ , $A_{VOL} = 0\text{dB}$	1	2		1	2		MHz
Slew Rate*	$f_T = 25^\circ\text{C}$ , $A_{VOL} = 0\text{dB}$		0.8			0.8		V/ $\mu\text{s}$
<b>PWM Section</b>								
Continuous Duty Cycle Range*	Minimum Total Continuous Range Ramp Peak < $4.2\text{V}$	5		95	5		95	%
Output Saturation	$I_{OUT} = 20\text{mA}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
Output Saturation	$I_{OUT} = 200\text{mA}$		1.7	2.2		1.7	2.2	V
Output Leakage	$V_{OUT} = 40\text{V}$		0.1	1.0		0.1	1.0	$\mu\text{A}$
Comparator Delay*	Pin 8 to Pin 12 $f_T = 25^\circ\text{C}$ , $R_L = 1\text{k}\Omega$		300	500		300	500	ns
<b>Sequencing Functions</b>								
Comparator Thresholds	Pins 2, 3, 4, 5	2.8	3.0	3.2	2.8	3.0	3.2	V
Input Bias Current	Pins 3, 4, 5 = $0\text{V}$		-1.0	-3.0		-1.0	-3.0	$\mu\text{A}$
Start/UV Hysteresis Current	Pin 2 = $2.5\text{V}$ , $f_T = 25^\circ\text{C}$	180	200	220	170	200	230	$\mu\text{A}$
Input Leakage	Input V = $20\text{V}$		0.1	1.0		0.1	1.0	$\mu\text{A}$
Driver Bias Saturation Voltage, $V_{DS} - V_{DS}$	$I_D = -50\text{mA}$		2	3		2	3	V
Driver Bias Leakage	$V_D = 0\text{V}$		0.1	-1.0		-0.1	-1.0	$\mu\text{A}$
Slow Start Saturation	$I_S = 2.0\text{A}$		0.2	0.5		0.2	0.5	V
Slow Start Leakage	$V_S = 4.5\text{V}$		0.1	2.0		0.1	2.0	$\mu\text{A}$
<b>Current Control</b>								
Current Limit Offset			0	5		0	10	mV
Current Shutdown Offset		370	400	430	360	400	440	mV
Input Bias Current	Pin 7 = $0\text{V}$		-2	-5		-2	-5	$\mu\text{A}$
Common Mode Range*		-0.4		3.0	-0.4		3.0	V
Current Limit Delay*	$f_T = 25^\circ\text{C}$ , Pin 7 to 12, $R_L = 1\text{k}\Omega$		200	400		200	400	ns

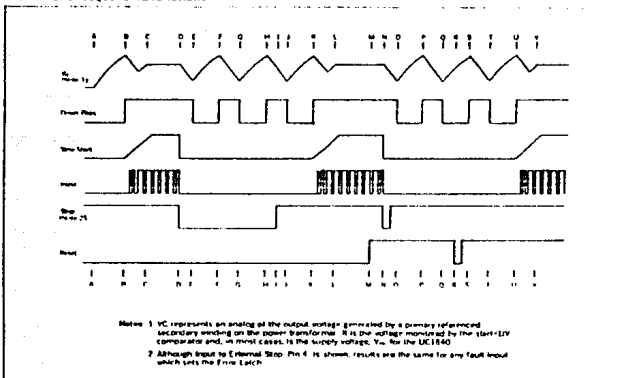
\* Guaranteed by design. Past 100% tested in production.

## FUNCTIONAL DESCRIPTION

<b>PWM CONTROL</b>	
1. Oscillator	Generates a fixed frequency internal clock from an external $R_1$ and $C_1$ . Frequency = $\frac{1}{R_1 C_1}$ , where $R_1$ is a first order correction factor = $0.3 \text{ k}\Omega$ ( $C_1 \times 10^3$ )
2. Ramp Generator	Develops a linear ramp with a slope defined externally by $\frac{V_{\text{RAMP}}}{R_2 C_2}$ slope voltage di $R_2 C_2$ . $C_2$ is normally selected < $C_1$ and its value will have some effect upon valley voltage. $C_2$ terminal can be used as an input port for current mode control.
3. Error Amplifier	Conventional operational amplifier for closed loop gain and phase compensation. Low output impedance, unity gain stable.
4. Reference Generator	Precision 5.0V for internal and external usage to 50mA. Tracking 3.0V reference for internal usage only with nominal accuracy of 1.2%. 40V clamp sense for chip UV protection (100mA maximum current).
5. PWM Comparator	Generates output pulse which starts at termination of clock pulse and ends when the ramp input crosses the lowest of two positive inputs.
6. PWM Latch	Terminates the PWM output pulse when set by inputs from either the PWM comparator, the pulse by pulse current limit comparator, or the error latch. Resets with each internal clock pulse.
7. PWM Output Switch	Transistor capable of sinking current to ground which is off during the PWM on time and turns on to terminate the power pulse. Current capacity is 400mA saturated with peak capacitance discharge in excess of one amp.
<b>SEQUENCING FUNCTIONS</b>	
1. Start/UV Sense	This comparator performs three functions. With an increasing voltage, it generates a turn on signal at a start threshold. With a decreasing voltage, it generates a UV fault signal at a turn level specified by a 20% hysteresis current.
2. Drive Switch	At the UV threshold, it also resets the Error Latch if the Reset Latch has been set. Disables most of the chip to hold internal current consumption low, and Driver Bus OFF, until input voltage reaches start threshold.
3. Driver Bias	Supplies drive current to external power switch to provide turn on bias.
4. Slow Start	Clamps low to hold PWM OFF. Upon release rises with rate controlled by $R_3 C_3$ for slow increase of output pulse width.
5. Start Latch	Also used to clamp maximum duty cycle with divider $R_4 R_5$ . Keeps low input voltage at until turn on has been defined as a UV fault. Sets all start level by monitor $V_{\text{UV}}$ fault.
6. Reset Latch	When reset, this latch removes on level signal to either Start or Error Latches so that first fault will lock the PWM off. When set, this latch resets the Start and Error latches at the UV low threshold, allowing a restart.
<b>PROTECTION FUNCTIONS</b>	
1. Error Latch	When set by momentary input, this latch causes immediate PWM shutdown and hold off until reset. Inputs to Error Latch are: a. UV low (after turn on) b. UV high c. Stop low d. Current Sense 400mV over threshold. Error Latch resets at UV threshold if Reset Latch is set.
2. Current Limiting	Differential input comparison for overcurrent, which will output pulse width time sense, will see error, allow threshold. When sense voltage rises to 400mV above threshold, a shutdown signal is sent to Error Latch.



## UC1840 POWER SEQUENCING FUNCTIONS



## UC1840 POWER SEQUENCING FUNCTIONS

TIME	EVENT
A	Initial turn on, V <sub>c</sub> rises with light load
B	Start threshold. Driver Bias loads V <sub>c</sub>
C	Operating PWM regulates V <sub>c</sub>
D	Stop input sets Error Latch turning off PWM
E	UV low threshold. Error Latch remains set
F	Start turns on Driver Bias but Error Latch still set
G	V <sub>c</sub> and Driver Bias continue to cycle
H	
I	Stop command removed
J	Error Latch reset at UV low threshold
K	Start threshold now removes slow start clamp
L	Return to normal run state
M	Reset Latch set signal removed
N	Error Latch set with momentary fault
O	Error Latch does not reset as Reset Latch is reset
P	V <sub>c</sub> and Driver Bias recycle with no turn on
Q	
R	Reset Latch set is set with momentary Reset signal
S	V <sub>c</sub> must complete cycle to turn on
T	Start and Error Latches reset
U	Normal start initiated
V	Return to normal run state

## BIBLIOGRAFIA

- Switching and linear power supply, power converter design.  
Pressman, Abraham I  
Hayden Book company, Inc. 1977.
- Survey of switched-mode power supplies  
S. Cuk  
The California Institute of Technology, U.S.A. 1980.
- Parametric study of minimum converter loss in an energy-storage DC-to-DC converter.  
Ronald C. Wong, Harry A. Owen, Jr. and Thomas G. Wilson.  
Department of Electrical Engineering.  
Duke University 1982.
- How to select the proper core for saturating transformers.  
Magnetic Technology Center 1983.
- Toward a Formal Specification of Menu-Based Systems.  
James D. Arthur.  
Department of computer Sciences, Virginia Polytechnic.  
Blacksburg, Virginia 1988
- Expert System Aids Power Supply Designers For Space Systems.  
John R. Grogan, Tracy B. Gunderman & Richard V. Van Riper.  
Sperry Space Systems Division.  
Phoenix, Arizona 1987.
- Diseño óptimo de redes amortiguadoras para transistores bipolares de potencia en inversores.  
Eusebio Ramirez Gómez.  
Tesis profesional U.N.A.M. 1988.
- Electromagnetics  
Kraus and Carver.  
Mc Graw-Hill Kogakusha, Ltd. 1973.
- Electrónica teoría de circuitos.  
Boylestad, Nashelsky.  
Editorial Prentice/Hall Internacional 1983.
- Fuente de poder conmutada de 5 V @ 20 A.  
Roberto Vivero Flores y Alberto Campos Violante.  
Reporte interno IIE/33/3995/06/P, Dic. 1987.
- Lazo de realimentación para fuentes conmutadas.  
Roberto Vivero Flores y Alberto Campos Violante.  
Reporte interno IIE/33/3995/05/P, Dic. 1987.

- **Unitrode Switching Regulated Power Supply Design.**  
Seminar Manual.  
Unitrode Corporation 1983.
- **Linear Ferrite Materials & Components.**  
Ferroxcube 1983
- **Manual Disipadores de Calor.**  
Disipadores electrónicos, S.A. 1986
- **Mospower Applications Handbook.**  
Rudy Severns & Jack Armijos.  
Siliconix Incorporated 1984.
- **Mospower Databook**  
Siliconix Incorporated 1985.
- **Capacitors catalogue.**  
RIFA 1982.