



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE FUENTE DE ENERGIA
DE ALTO VOLTAJE, TRABAJANDO EN MODO DE
INTERRUPCION.

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A

HORACIO MORALES LOPEZ

DIRECTOR ING. ANTONIO SALVA CALLEJA

MEXICO, D.F.

1993

TESIS CON
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.

CONTENIDO

CAPITULO I	2
1.-INTRODUCCION.	2
CAPITULO 2	4
2.- GENERALIDADES	4
2.1.-PRINCIPIO DE OPERACIÓN DE FUENTES DE ENERGÍA OPERANDO EN MODO DE INTERRUPCIÓN.	4
2.2 CONVERTIDORES.	6
CAPITULO 3	7
3.- MODELO DEL CONVERTIDOR BUCK EN SEÑAL GRANDE	7
3.1.-CONVERTIDOR DE CD - A- CD TIPO ESCALON DISMINUIDO (STEP - DOWN O BUCK).	7
3.2.-ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR TIPO 'BUCK' EN EL MODO DE OPERACION CONTINUA.	9
3.2.1.-CÁLCULO DE LAS RELACIONES M Y D_1	10
3.2.2.-CÁLCULO DE I_{am} E I_{bm}	11
3.2.3.-CÁLCULOS DE POTENCIA.	11
3.2.4.-CÁLCULO DEL VALOR DE LA CORRIENTE PROMEDIO EN LA INDUCTANCIA.	12
3.2.5.-CÁLCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL CAPACITOR.	13
3.2.6.-CÁLCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN LA INDUCTANCIA	14
3.2.7.-CÁLCULO DE LA CORRIENTE PROMEDIO EN EL TRANSISTOR	15
3.2.8.-CÁLCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL TRANSISTOR.	16
3.2.9.-CÁLCULO DE LA CORRIENTE PROMEDIO EN EL DIODO	17
3.2.10.-CÁLCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL DIODO	18
CAPITULO 4	20
4.- MODELO DEL CONVERTIDOR BUCK EN SEÑAL GRANDE, PARA LA FRONTERA ENTRE EL MODO DE OPERACION CONTINUA Y DISCONTINUA	20
4.1.-CÁLCULO DE LAS RELACIONES M Y D_1	22
4.2.-CÁLCULO DE LA RELACION D_2	22
4.3.-CÁLCULO DEL VALOR MÁXIMO DE CORRIENTE EN LA INDUCTANCIA I_{bm}	22
4.4.-CÁLCULO DEL VALOR PROMEDIO DE LA CORRIENTE EN LA INDUCTANCIA.	23
CAPITULO 5	26
5.- MODELO DEL CONVERTIDOR BUCK EN SEÑAL GRANDE, PARA EL MODO DE OPERACION DISCONTINUA.	26
5.1.-CÁLCULO DEL VALOR MÁXIMO DE CORRIENTE EN L	27

5.2.-CALCULO DE LA RELACION M	28
5.3.-CALCULO DE LA CORRIENTE PROMEDIO EN LA INDUCTANCIA.	28
5.4.-CALCULO DE LAS RELACIONES M, D_1 Y D_2	29
5.5.-CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN LA INDUCTANCIA	31
5.6.-CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL CAPACITOR.	32
5.7.-CALCULO DEL VALOR PROMEDIO DE LA CORRIENTE EN EL TRANSISTOR PARA EL MODO DE OPERACION DISCONTINUO.	33
5.8.-CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL TRANSISTOR.	33
5.9.-CALCULO DEL VALOR PROMEDIO DE LA CORRIENTE EN EL DIODO	33
5.10.-CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL DIODO	34
CAPITULO 6	35
6.-RIZO EN EL VOLTAJE DE SALIDA, Y NORMALIZACION DE CALCULOS EN SEÑAL GRANDE; PARA TODOS LOS MODOS DE OPERACION.	35
6.1.-RIZO EN EL VOLTAJE DE SALIDA	35
6.2.-NORMALIZACION DE CALCULOS PARA DISEÑO EN SEÑAL GRANDE.	37
CAPITULO 7	45
7.- ANALISIS Y CONCLUSIONES ACERCA DEL CONVERTIDOR BUCK EN SEÑAL GRANDE.	45
CAPITULO 8	53
8.-MODELO DE SEÑAL PEQUEÑA PARA EL CONVERTIDOR TIPO BUCK TRABAJANDO EN MODO CONTINUO DE OPERACION	53
8.1. PASO UNO	53
8.2. PASO DOS	53
8.3. PASO TRES	53
8.4. PASO CUATRO	53
8.5. PASO CINCO	53
8.6. PASO SEIS	53
8.7. DESARROLLO DE LOS PASOS 1 AL 6.	54
CAPITULO 9	62
9. MODELADO DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO	62
9.1.-MODELO FUNCIONAL DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO.	62
9.2.-FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL M.A.P.	63
CAPITULO 10	66
10. DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALTO VOLTAJE	66
10.1.-INTRODUCCION.	66
10.2.-TOPOLOGIA DEL CIRCUITO.	66
10.3.-MODELADO EN SEÑAL GRANDE.	68
10.3.1 CALCULO DEL TRANSFORMADOR DE POTENCIA EN ALTA FRECUENCIA.	68

10.3.1.1	ESPECIFICACIONES:	68
10.3.1.2	SELECCION DEL NUCLEO DEL TRANSFORMADOR	69
10.3.1.3	DETERMINACION DE LA POTENCIA DEL TRANSFORMADOR.	69
10.3.1.4	DETERMINACION DEL NUMERO DE VUELTAS DEL TRANSFORMADOR	69
10.3.1.4.1	FACTOR DE OPERACION DE DENSIDAD DE FLUJO	70
10.3.1.4.2	NUMERO DE VUELTAS DEL DEVANADO	70
10.3.1.5	CALCULO DE LA INDUCTANCIA EN EL DEVANADO DEL PRIMARIO	71
10.3.1.6	TAMAÑO DEL CONDUCTOR Y ARREGLO DEL DEVANADO.	71
10.3.2	DISEÑO DE LA FUENTE NO REGULADA	72
10.3.2.1	INTRODUCCION.	72
10.3.2.2	ESPECIFICACIONES	72
10.3.2.3	CALCULO DEL CAPACITOR A PARTIR DE GRAFICOS.	73
10.3.2.4	CORRIENTE A LA ENTRADA	74
10.3.2.5	OBTENCION DE LAS CARACTERISTICAS DE LOS RECTIFICADORES A TRAVES DE GRAFICAS.	74
10.3.2.6	CALCULO DEL FUSIBLE DE PROTECCION A LA ENTRADA.	74
10.3.3	SELECCION DE LOS TRANSISTORES Y SUS COMPONENTES ASOCIADOS	74
10.3.4	DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE SEÑAL PEQUEÑA	75
10.3.5	CALCULO DEL FILTRO PASO BAJAS.	76
10.3.5.1	DETERMINACION DEL VALOR DE LA INDUCTANCIA.	76
10.3.5.2	DETERMINACION DEL CAPACITOR DE SALIDA	76
10.4.	MODELADO EN SEÑAL PEQUEÑA	77
PASO 1	FUENTE NO REGULADA.	77
PASO 2	ACTUADORES	78
PASO 3	ETAPA TRANSFORMADORA.	81
PASO 4	REALIMENTACION	82
PASO 4 A.	CERRANDO LA MALLA DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE.	84
PASO 4 B.	CERRANDO LA MALLA DE CONTROL DE CORRIENTE.	98
PASO 5.	CALCULO DE LOS COMPONENTES DEL OSCILADOR.	108
PASO 6.	CALCULO DE LOS COMPONENTES PARA EL ARRANQUE SUAVE.	108
PASO 7.	CALCULO DE LA RED DE MUESTREO DE CORRIENTE.	111
PASO 8	CALCULO DE LA RED DE REFERENCIA DE CORRIENTE.	112
PASO 9	CALCULO DE LA RED DE MUESTREO DE VOLTAJE.	113

PASO 10	CALCULO DE LA RED DE REFERENCIA DE VOLTAJE.	114
PASO 11	CONSIDERACIONES TECNICAS PARA USAR EL CIRCUITO DE CONMUTACION.	114
PASO 12	SELECCION DEL ACTUADOR, CALCULOS TERMICOS Y AREA DE SEGURIDAD.	115
12.1	DETERMINACION DE LA IMPEDANCIA TERMICA EFECTIVA.	115
12.2	DETERMINACION DE LA RESISTENCIA $r_{DS(on)}$ max	115
12.3	CALCULO DE LA CORRIENTE I_{RMS}	116
12.4	CALCULO DE LA POTENCIA	116
12.5	CALCULOS TERMICOS.	116
CAPITULO 11		117
11.	DISEÑO DE ARTE.	117
11.1	DISEÑO DE UBICACION DE COMPONENTES.	118
11.2	DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO.	120
11.3	LISTADO DE COMPONENTES.	123
11.4	ARMADO Y PRUEBAS.	123
CAPITULO 12		126
12.	CONCLUSIONES.	126
APENDICE A		128
A.1	CONTROLADOR DE ANCHO DE PULSO TL 594	128
A.1.1	COMPARADORES DE MAP Y DE TIEMPO MUERTO	129
A.1.2	AMPLIFICADORES DE ERROR.	129
A.1.3	CONTROL LOGICO DE SALIDA.	130
A.1.4	ETAPA DE SALIDA.	130
A.1.5	ARRANQUE SUAVE	130
A.2	EJEMPLOS	131
A.2.1	EJEMPLO 1.	131
A.2.1.1.-	DETERMINACION DE LAS RELACIONES D_1, D_2, t_{on} y t_{off}	131
A.2.1.2.-	CALCULO DEL PERÍODO T_o	131
A.2.1.4.-	CALCULO DEL VALOR DEL CAPACITOR C	132
A.2.1.5.-	CALCULO DE LA CORRIENTE PICO DE LA ECUACION 4.12	132
A.2.1.6.-	CALCULO DE LA INDUCTANCIA CRITICA L	132
A.2.1.7.-	CALCULO DE LA RESISTENCIA LIMITADORA DE CORRIENTE R	132
A.2.1.8.-	CALCULO DEL CAPACITOR DE SALIDA (FILTRO)	133
A.2.1.9.-	PROGRAMACION DEL VOLTAGE NOMINAL DE SALIDA.	133
A.2.2	EJEMPLO 2	135
A.2.2.1.-	CALCULO DE LAS RELACIONES D_1, D_2, t_{on} y t_{off}	135
A.2.2.2.-	CALCULO DE C	135
A.2.2.3.-	CALCULO DE I_p	135
A.2.2.4.-	CALCULO DE L	135

A.2.2.5.-	CALCULO DE LA RESISTENCIA LIMITADORA DE CORRIENTE	136
A.2.2.6.-	CALCULO DEL CAPACITOR DE SALIDA	136
A.2.2.7.-	PROGRAMACION DEL VOLTAJE DE SALIDA	136
A.2.3	EJEMPLO 3	138
A.2.3.1.-	CIRCUITOS DE CONTROL	138
A.2.3.1.1	OSCILADOR	138
A.2.3.1.2	AMPLIFICADOR DE ERROR	138
A.2.3.1.3	AMPLIFICADOR LIMITADOR DE CORRIENTE	139
A.2.3.1.4	ARRANQUE SUAVE	140
A.2.3.1.5	CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA:	141
A.2.3.1.6	CÁLCULO DEL CAPACITOR DE SALIDA	142
A.2.3.1.7	CÁLCULO DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA.	142

APENDICE B 144

B. TEORIA BASICA PARA EL DISEÑO DE TRANSFORMADORES E INDUCTORES. 144

B.1	INTRODUCCIÓN	144
B.2	REVISIÓN DE CONCEPTOS DE MAGNETISMO.	144
B.2.1	CONCEPTOS BÁSICOS.	144
B.2.2)	FLUJO(Φ)-	146
B.2.3)	DENSIDAD DE FLUJO (B)	146
B.2.4)	PERMEABILIDAD MAGNÉTICA	146
B.2.5).	PERMEABILIDAD RELATIVA (μ)	146
B.2.6)	RELUCTANCIA MAGNÉTICA (R)	146
B.2.7	FUERZA MAGNETOMOTRIZ (F)	147
B.2.8)	INTENSIDAD DEL CAMPO MAGNÉTICO (H)	147
B.2.9)	LEY DE FARADAY	147
B.2.10)	LEY DE LENZ	147
B.3)	EJEMPLO DE CIRCUITOS MAGNÉTICOS.	148
B.3.1)	DETERMINAR LA INDUCTANCIA DE LA BOBINA CUYO DIBUJO APARECE EN LA FIG. B.3.	148
B.3.2	DETERMINAR LA INDUCTANCIA DE LA BOBINA DE LA FIG. B.4	149
B.4)	REVISIÓN DE CONCEPTOS SOBRE TRANSFORMADORES.	150
B.4.1)	EL TRANSFORMADOR	150
B.4.2.	TRANSFORMADOR IDEAL	152
B.4.3	NOTACION	153
B.4.4.	MODELADO DE UN TRANSFORMADOR A PARTIR DE SU CIRCUITO MAGNETICO.	154
B.5.	MATERIALES Y FORMAS DE NÚCLEOS UTILIZADOS EN LA FABRICACIÓN DE INDUCTORES Y TRANSFORMADORES.	157
B.5.1	NUCLEO DE AIRE	157
B.5.2	NUCLEO DE HIERRO LAMINADO	157
B.5.3	POLVO DE FIERRO (POWDERED IRON)	158
B.5.4	NUCLEO DE FERRITA	158
B.5.6	TIPOS DE NÚCLEOS.	158
B.5.6.1	TUBULAR	158
B.5.6.2	BARRA	158

B.5.6.3 TOROIDAL	158
APENDICE C	160
C. ANALISIS TERMICOS EN TRANSISTORES	160
C.1 INTRODUCCION	160
C.2 ASPECTOS TÉRMICOS.	160
C.2.1 CONDUCCIÓN.	160
C.2.2 CONVECCIÓN.	161
C.2.3 RADIACIÓN.	161
C.3 ANALOGÍA ELECTROTÉRMICA PARA ESTADO ESTABLE.	161
C.3.1 EJEMPLO	162
C.4. MODELO ELECTROTÉRMICO PARA ESTADO ESTABLE DE UN TRANSISTOR DE POTENCIA.	163
C.4.1 RESISTENCIA TÉRMICA ENTRE JUNTURA Y CÁPSULA.	163
C.4.2 EJEMPLO	167
C.5. DISIPADORES DE CALOR.	171
C.5.1 RESISTENCIA TÉRMICA ENTRE CÁPSULA Y DISIPADOR (R_{C-D})	172
C.5.2 RESISTENCIA TÉRMICA ENTRE DISIPADOR Y AMBIENTE (R_{D-A})	173
APENDICE D, TABLAS Y GRAFICOS DE DATOS TECNICOS.	174
BIBLIOGRAFIA	190

**APLICACION DE LA TEORIA DE CIRCUITOS Y CONTROLES LINEALES
EN EL DISEÑO DE FUENTES DE INTERRUPCION.**

CAPITULO I

1. -INTRODUCCION.

Los equipos electrónicos, actúan siempre como consumidores de energía eléctrica. Para alimentar esa energía se pueden utilizar fuentes primarias de alimentación, entre las que podemos encontrar la red eléctrica.

La red eléctrica se emplea por razones de economía y disponibilidad. La red de energía eléctrica, suministra una tensión de alterna, que en nuestro país es generalmente de 127 Volts eficaces y 60 Hz. La mayor parte de los circuitos electrónicos necesitan para funcionar correctamente de una tensión continua. Por tal motivo, se precisa que estos tengan una fuente de alimentación que haga la conversión de corriente alterna a directa con la suficiente capacidad de potencia. Como ya es conocido, la tensión de red puede sufrir variaciones en sus parámetros fundamentales; además la transformación y rectificación necesaria para su utilización introduce factores indeseados, como rizo y resistencia interna. Estas consideraciones nos permiten suponer que la tensión continua obtenida no es ni estable ni pura, lo cual puede afectar en menor a mayor grado al equipo electrónico alimentado.

La fuente de alimentación es en primer grado la encargada de suministrar la energía eléctrica, en la cantidad y calidad que necesitan los circuitos, equipos o sistemas electrónicos conectados a ella.

Tradicionalmente el mercado ha estado dominado por las fuentes de alimentación lineales. Con la aparición en la década de los 60 de los transistores rápidos de alta tensión se hizo posible el desarrollo de las fuentes conmutadas, las cuales están sustituyendo paulatinamente a las fuentes lineales, en una gran mayoría de aplicaciones.

El estudio de la teoría de circuitos convertidores de potencia de CD - A - CD trabajando en modo de interrupción, tiene gran importancia, porque en las tres últimas décadas, las aplicaciones prácticas de dichos circuitos al diseño de fuentes de energía controladas en voltaje, en corriente o en potencia ha ido en aumento. Es claro que la mayoría de los fabricantes tienen la tendencia a introducir al mercado fuentes de energía, utilizando la tecnología de convertidores de potencia trabajando, en modo de interrupción, porque con esta nueva tecnología se pueden proporcionar voltajes elevados a alta capacidad de corriente, en un espacio menor a su equivalente en una fuente lineal. En el presente trabajo se estudian las aplicaciones de la teoría de circuitos al análisis de los convertidores de potencia de CD- A - CD, iniciando con la explicación del principio de funcionamiento, para posteriormente tratar las 2 topologías de circuitos básicas que son empleadas para efectuar las conversiones de energía en señal grande.

Asimismo se dan los pasos necesarios, para llegar a un modelo de señal pequeña para un tipo de topología básica. Finalmente se aplica la teoría de circuitos lineales y la teoría de control para analizar el diseño de una fuente de energía controlada en voltaje y corriente, así como regulada en las mismas variables.

La secuencia que se ha seguido para presentar este trabajo es la siguiente:

En el segundo capítulo se estudia el principio de operación de las fuentes conmutadas. En el tercero, se estudia el comportamiento de un convertidor en especial: El tipo Buck trabajando en señal grande y en el modo de operación continuo. En el cuarto capítulo, se estudia este mismo convertidor pero trabajando en el modo de operación frontera. En el quinto capítulo se estudia el comportamiento en señal grande del convertidor tipo Buck, trabajando en modo de operación discontinua. El capítulo seis presenta las características del voltaje de salida del convertidor tipo Buck, así como una normalización de todas las formulas que se obtuvieron en los capítulos precedentes. En el capítulo siete se analizan las ecuaciones de los anteriores capítulos, estudiando brevemente las curvas características del convertidor en estudio. El capítulo ocho, presenta los pasos que se siguen para obtener el modelo de señal pequeña del convertidor Buck. En el capítulo nueve, se efectúa el modelado del modulador de ancho de pulso. En el capítulo diez, se desarrollan los pasos necesarios para diseñar una fuente conmutada. En la parte final de este escrito, se presentan cuatro apéndices:

- A) Estudio del circuito integrado TL 594
- B) Teoría básica para diseño de transformadores e inductores
- C) Análisis térmicos en transistores
- D) Tablas y gráficos para diseño.

CAPITULO 2

2.- GENERALIDADES

2.1.-PRINCIPIO DE OPERACIÓN DE FUENTES DE ENERGÍA OPERANDO EN MODO DE INTERRUPCIÓN.

Este principio consiste en transferir energía eléctrica de una fuente a una carga, de manera discreta. Esta transferencia se hace por medio de pulsos de voltaje que provocan bajo ciertas condiciones, que la carga reciba un voltaje y una corriente promedio, que pueden ser controlados a niveles definidos.

En la fig.2.1.a se presenta un circuito funcional, que sirve de apoyo a nuestro análisis. En él, el voltaje a la salida es controlado con interrupciones del voltaje de entrada, estas interrupciones son realizadas con dispositivos electrónicos que permiten aplicar el voltaje de entrada durante determinado tiempo, en un periodo. fig. 2.1.b

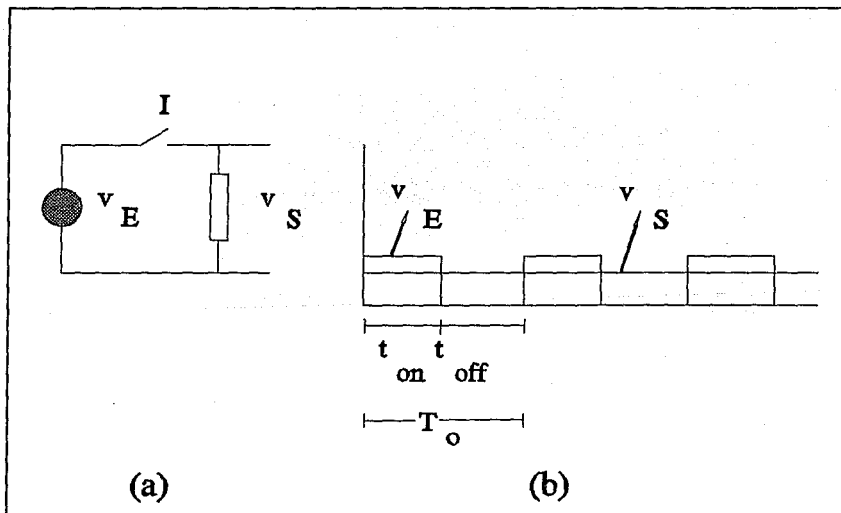


Figura 2.1

t_{on} ; es el tiempo de aplicación del voltaje de entrada
 t_{off} ; es el tiempo durante el cual no se aplica el voltaje
 T_o ; es el periodo de interrupción.

$f_o = \frac{1}{T_o}$; es la frecuencia de interrupción.

Se puede demostrar de la forma de onda de la fig. 2.1.b, que el voltaje promedio a la salida V_s depende tanto de t_{on} como de T_o .

$$V_s = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} V_E(t) dt = \frac{1}{T_o} V_E (t_{on} - 0) \quad (2.1)$$

$$\frac{V_s}{V_E} = \frac{T_{on}}{T_o} \quad (2.2)$$

$$V_s = \frac{t_{on}}{T_o} V_E \quad (2.3)$$

$$V_s = t_{on} f_o V_E \quad (2.4)$$

De la ecuación 2.2 se deriva lo siguiente:

$$0 \leq \frac{V_s}{V_E} \leq 1 \quad (2.5)$$

Se define:

$$\begin{aligned} \frac{V_s}{V_E} &= M \\ \frac{t_{on}}{T_o} &= D_1 \\ \frac{t_{off}}{T_o} &= D_2 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Las ecuaciones (2.3) y (2.4) permiten asegurar que el que el voltaje a la salida puede ser controlado de dos formas:

- a) Variando el tiempo de encendido a voltaje de entrada y frecuencia constantes. -Este método recibe el nombre de modulación por ancho de pulso -.
- b) Variando la frecuencia, manteniendo el tiempo de encendido, y el voltaje de entrada constante.

2.2 CONVERTIDORES.

Con la finalidad de obtener el voltaje y la corriente promedios en la carga, es necesario introducir entre el interruptor y la carga un circuito que desarrolle dichas funciones; es decir, que convierta las señales con formas de onda discontinuas en formas de onda continuas. A este tipo de circuitos se les denomina convertidores, que para nuestro caso recibirá el nombre de convertidor de CD - A - CD.

Existen dos tipos de convertidores de CD - A - CD básicos, de los cuales se derivan diversas topologías. Los dos tipos son:

- a) Convertidor tipo `''STEP - DOWN (BUCK)''`
- b) Convertidor tipo `''STEP - UP (BOOST)''`

De estos se obtienen otros como:

- c) Convertidor `''STEP - DOWN/UP (BUCK - BOOST)`
 - d) Convertidor `''CUK''`
 - e) Convertidor `''FULL BRIDGE''`
- Etcétera.

En este estudio se analiza solamente el convertidor tipo `''STEP - DOWN (BUCK)''`, a partir de su topología y las formas de onda de corriente y voltaje que en él ocurren; para obtener fórmulas que nos permitan analizar su comportamiento tanto en señal grande como en señal pequeña.

Se ha escogido este convertidor para efectuar el estudio, porque junto con el tipo Boost, representa el material básico para comprender el funcionamiento de los diferentes tipos de convertidores, además de que didacticamente es fácil de entender y analizar.

CAPITULO 3

3.- MODELO DEL CONVERTIDOR BUCK EN SEÑAL GRANDE

3.1.-CONVERTIDOR DE CD - A- CD TIPO ESCALON DISMINUIDO (STEP - DOWN O BUCK).

El convertidor tipo Buck presenta como característica básica, que su voltaje a la salida será siempre menor que el voltaje a la entrada, es decir, el voltaje a la salida siempre estará entre 0.0 y V_E volts.

En la fig. 3.1.a se presenta el circuito eléctrico de un convertidor tipo Buck idealizado.

Se considera en la fig. 3.1.a, que un interruptor de un polo dos tiros, cambia del estado A, al estado B, a una frecuencia constante. Cuando el interruptor se encuentra en la posición A, la topología del circuito adquiere la forma del circuito de la fig. 3.1.b, pasando a la topología del circuito de la fig. 3.1.c en otro caso.

En la fig. 3.1.d, se observa una realización práctica de los estados antes explicados:

Al operar en saturación, el transistor Q_1 realiza la función de aplicar la energía de entrada al circuito, y el diodo proporcionar un circuito cerrado en el cual, la inductancia libere su energía almacenada, una vez que el transistor a entrado a la región de corte.

Para analizar la operación de un convertidor tipo Buck, se hacen tres tipos de consideraciones que corresponden a tres modos de operación:

1.- CONTINUA. En este tipo de operación, se considera que la corriente total en la inductancia durante un ciclo completo, es continua; es decir, nunca toma el valor de 0.0 amp.

2.- FRONTERA. En este caso la corriente promedio en la inductancia nunca es cero, no así la corriente instantánea que si puede tomar valores de cero amperes.

3.- DISCONTINUA. En este modo de operación la corriente instantánea en la inductancia, puede tomar el valor de cero amperes en cualquier momento del tiempo de apagado.

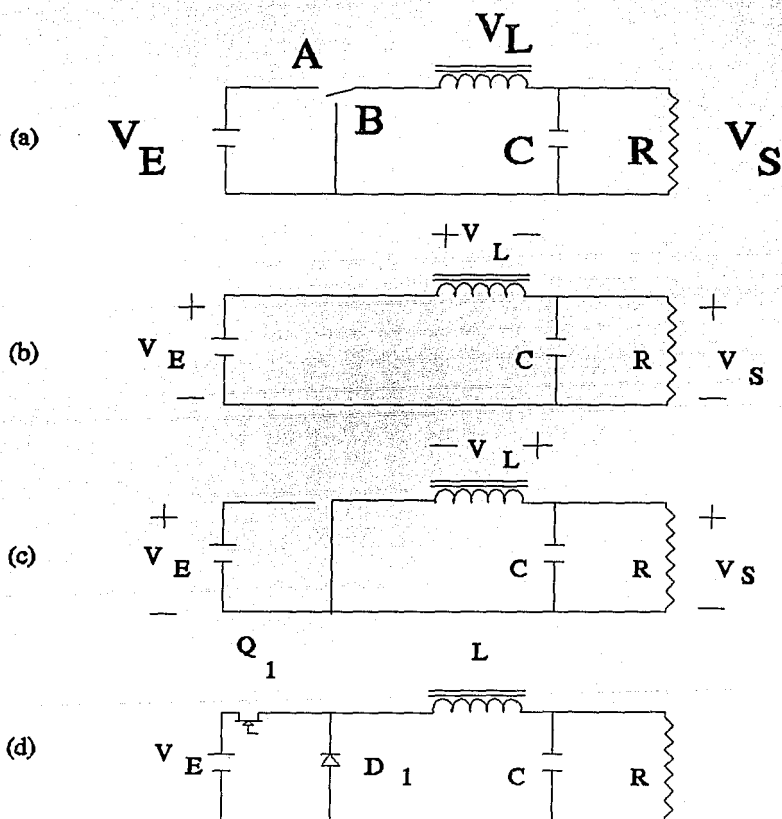


Figura 3.1

3.2.-ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR TIPO "BUCK" EN EL MODO DE OPERACION CONTINUA.

En la fig. 3.2 se presentan las formas de onda para el modo de operación continua. En este modo se considera que la corriente por el inductor fluye continuamente, que tanto su valor promedio como su valor instantáneo, nunca toman el valor de cero amperes. Esto trae como consecuencia que el valor de voltaje a la salida también tenga un valor promedio diferente de cero volts.

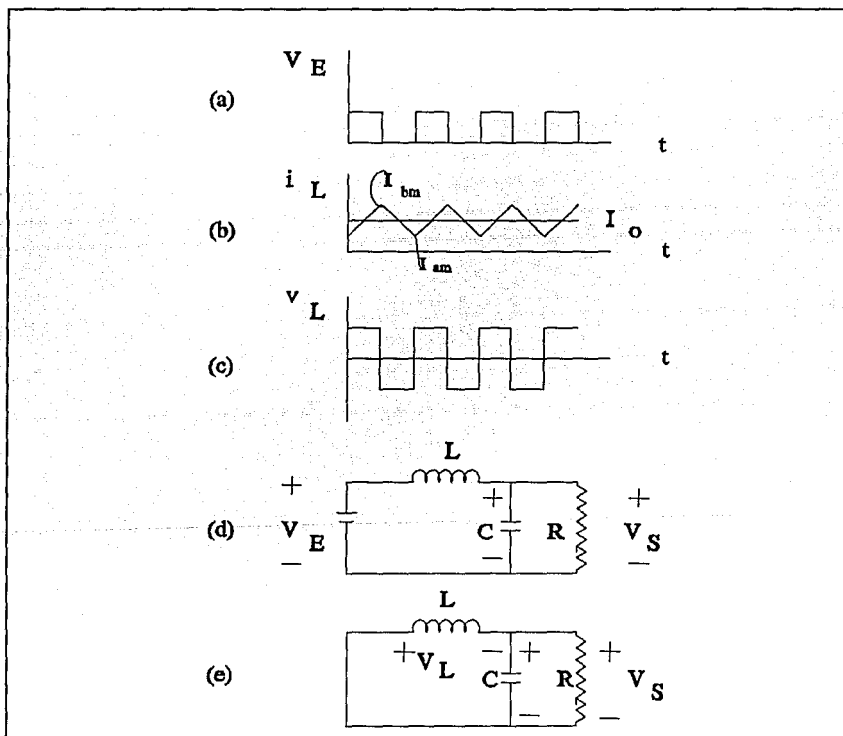


Figura 3.2

En el próximo análisis y en lo sucesivo, no se consideran las caídas de voltaje en el diodo ni en el transistor, cuando están trabajando en conducción. Con esto, se pretende generalizar los conceptos básicos, haciendo caso omiso de particularidades innecesarias para comprender la idea general.

Al momento de aplicar los conceptos, se harán las observaciones pertinentes que ayuden a desarrollar las fórmulas. Observando las figs. 3.2 Cuando el interruptor está en la posición de encendido, la topología del circuito adquiere la forma de la fig. 3.2.d, en esta situación se aplica a la inductancia un pulso de voltaje positivo que hace que la corriente instantánea en la misma pase de su valor mínimo I_{am} , a su valor máximo I_{bn} fig.3.2.b. Una vez que el interruptor apaga, el voltaje en la inductancia cambia su signo fig. 3.2.c y su corriente instantánea empieza a decaer hasta llegar a su límite inferior fig.3.2.b.

3.2.1.-CÁLCULO DE LAS RELACIONES M Y D_1

$$M = \frac{V_S}{V_E} \quad y \quad D_1 = \frac{t_{on}}{T_o}$$

En operación de estado estable, la forma de onda de la fig.3.2.c se debe repetir continuamente de un ciclo a otro. Entonces el valor promedio de voltaje en el inductor es igual a cero por lo que:

$$\int_0^{t_{on}} (V_S - V_E) dt + \int_{t_{on}}^{T_o} (-V_S) dt = 0 \quad (3.1)$$

$$(V_E - V_S) (t) \Big|_0^{t_{on}} + (-V_S) (T_o - t_{on}) = 0 \quad (3.2)$$

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{t_{on}}{T_o} \quad (3.3)$$

$$M = D_1 \quad (3.3a)$$

Estos dos factores reciben los nombres de factor de voltaje y ciclo de trabajo respectivamente.

3.2.2.-CALCULO DE I_{am} e I_{bm} . Ver figura 3.2.b

La corriente en la inductancia para este modo de operación puede obtenerse a partir Figura 3.3 como sigue:

$$V_L = V_E - V_S \quad (3.4)$$

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (3.5)$$

igualando e integrando (3.4) y (3.5) tendremos:

$$\int_{I_o}^{I_o + I_{bm}} di_L = \frac{1}{L} \int_0^{\frac{t_{on}}{2}} (V_E - V_S) dt \quad (3.6)$$

resolviendo (3.6)

$$I_o + I_{bm} = I_o + \frac{1}{L} (V_E - V_S) \frac{t_{on}}{2} \quad (3.7)$$

de igual forma se calcula I_{an}

$$\int_{I_o - I_{an}}^{I_o} di_L = \frac{1}{L} \int_0^{\frac{t_{on}}{2}} (V_E - V_S) dt \quad (3.8)$$

resolviendo (3.8)

$$I_{an} = I_o - \frac{1}{L} (V_E - V_S) \frac{t_{on}}{2} - I_o \quad (3.10)$$

3.2.3.-CALCULOS DE POTENCIA.

Despreciando pérdidas asociadas con los elementos del circuito.

$$P_E = P_S \quad (3.11)$$

$$V_E I_E = V_S I_S \quad (3.12)$$

$$\frac{I_S}{I_E} = \frac{V_E}{V_S} = \frac{1}{D_1} \quad (3.13)$$

donde:

P_E ; es la potencia de entrada
 V_E ; es el voltaje de entrada
 P_S ; es la potencia de salida
 V_S ; es el voltaje de salida
 I_E ; es la corriente a la entrada
 I_S ; es la corriente de salida

De estas últimas ecuaciones se puede decir que en modo de operación continua, el convertidor en estudio, es equivalente a un transformador donde la relación de vueltas del mismo pueden ser electrónicamente controladas en un rango de 0 a 1, controlando la relación de encendido del interruptor.

3.2.4.-CÁLCULO DEL VALOR DE LA CORRIENTE PROMEDIO EN LA INDUCTANCIA.

Se ha considerado que la corriente en la inductancia tiene dos componentes superpuestas: una de corriente continua y una de corriente alterna. Se ha supuesto que toda la corriente alterna se filtra en el capacitor de salida, con lo que la carga recibe la componente de corriente directa. Por lo tanto:

$$I_{PROM} = I_o = \frac{V_S}{R} \quad (3.14)$$

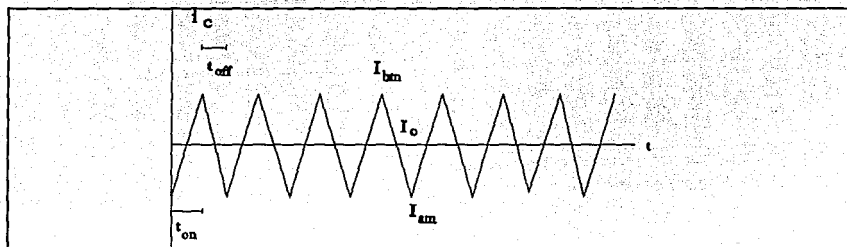


Figura 3.3

3.2.5.-CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL CAPACITOR.

La forma de onda de la corriente en el capacitor puede apreciarse en la fig. 3.3

Las acotaciones sugeridas en la forma de onda se obtuvieron de las ecuaciones 3.7 y 3.10

Rearreglando 3.7 Y 3.10

$$I_{bm} = \frac{1}{L} (V_E - V_S) \frac{t_{on}}{2} \quad (3.15)$$

$$I_{am} = -\frac{1}{L} (V_E - V_S) \frac{t_{on}}{2} \quad (3.16)$$

Rearreglando 3.15 Y 3.16 en función de M, R, T_o e I_o

$$I_{bm} = \frac{1-M}{\frac{2L}{RT_o}} I_o \quad (3.17)$$

$$I_{am} = -\frac{1-M}{\frac{2L}{RT_o}} I_o \quad (3.18)$$

De acuerdo a la fig. 3.2 la ecuación de la corriente en el capacitor es:

$$i_c = \begin{cases} I_o \left(\frac{1-M}{\frac{L}{RT_o}} \right) \frac{1}{t_{on}} t - I_o \left(\frac{1-M}{2 \frac{L}{RT_o}} \right); & 0 \leq t \leq t_{on} \\ -I_o \left(\frac{1-M}{\frac{L}{RT_o}} \right) \frac{1}{t_{off}} t + I_o \left(\frac{1-M}{\frac{L}{RT_o}} \right) \frac{1}{t_{off}} \left(t_{off} + \frac{t_{off}}{2} \right); & t_{on} \leq t \leq t_{off} \end{cases} \quad (3.19)$$

haciendo : $a = \frac{1-M}{\frac{L}{RT_o}} I_o$

La ecuación adquiere la forma:

$$i_c = \begin{cases} \frac{a}{t_{on}} t - \frac{1}{2} a; & 0 \leq t \leq t_{on} \\ -\frac{a}{t_{off}} t + \frac{a}{t_{off}} \left(t_{on} + \frac{t_{off}}{2} \right); & t_{on} \leq t \leq t_{off} \end{cases} \quad (3.20)$$

$$I_{c(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} i_c(\tau) d\tau} \quad (3.21)$$

Resolviendo esta última expresión:

$$I_{c(RMS)}^2 = \frac{1}{T_o} \int_0^{t_{on}} \left[\frac{a}{t_{on}} \tau - \frac{a}{2} \right]^2 d\tau + \frac{1}{T_o} \int_{t_{on}}^{t_{on}+t_{off}} \left[-\frac{a}{t_{off}} \tau + \frac{a}{t_{off}} \left(t_{on} + \frac{t_{off}}{2} \right) \right]^2 d\tau \quad (3.22)$$

$$I_{c(RMS)} = \frac{a}{\sqrt{12}} = I_o \left[\frac{1-M}{\sqrt{12} \frac{L}{RT_o}} \right] \quad (3.23)$$

3.2.6.-CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN LA INDUCTANCIA

De acuerdo a lo que hemos explicado en el punto 3.2.4, la corriente en la inductancia es igual a: $I + i(t)$, donde I es el valor promedio de la corriente e $i(t)$, la componente de alterna que sumada a I , da la corriente total. De acuerdo con esto:

$$I_{L(RMS)}^2 = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} [I_o + i_c(\tau)]^2 d\tau \quad (3.24)$$

Desarrollando esta ultima expresi3n se obtiene:

$$I_{L(RMS)} = \frac{V_S}{R} \left[1 + \frac{1}{12} \left[\frac{1-M}{\frac{L}{RT_o}} \right]^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.25)$$

3.2.7.-CALCULO DE LA CORRIENTE PROMEDIO EN EL TRANSISTOR $I_{T(PROM)}$

La forma de onda de la corriente en el transistor se puede apreciar en la fig. 3.4, con ella nos auxiliaremos para obtener el valor promedio de la corriente en el transistor.

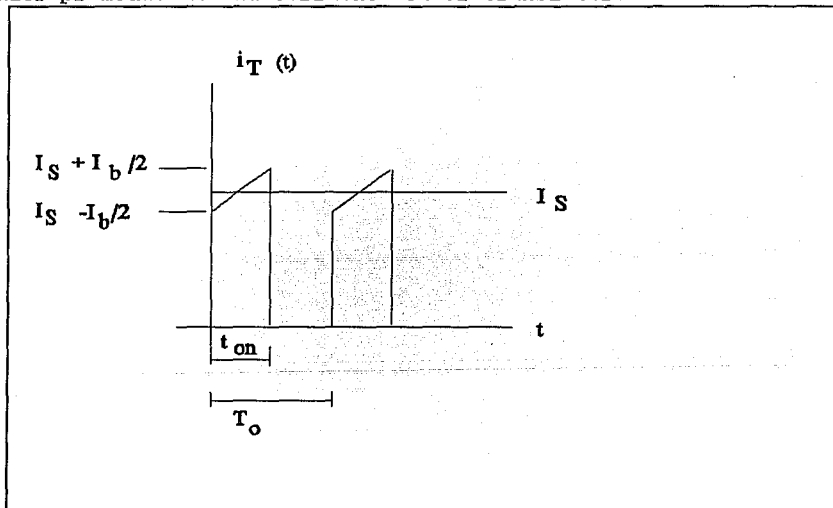


Figura 3.4

La ecuaci3n de la corriente en el transistor es:

$$i_T(t) = \frac{I_b}{t_{on}} t + I_S - \frac{I_b}{2} ; \quad 0 \leq t \leq t_{on} \quad (3.26)$$

El valor promedio de $i_T(\tau)$, se obtiene integrando la ecuación anterior en el periodo T_o . Desarrollando se obtiene:

$$I_{T(PROM)} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} \left[\frac{I_b}{t_{on}} t + I_s - \frac{I_b}{2} \right] dt \quad (3.27)$$

$$I_{T(PROM)} = I_s \cdot D_1 \quad (3.28)$$

Como en este caso:

$$D_1 = M \quad (3.29)$$

$$I_{T(PROM)} = I_s \cdot M \quad (3.30)$$

3.2.8.-CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL TRANSISTOR.

La forma de onda de la corriente en el transistor, se puede representar como la suma de dos corrientes: una que es un pulso y la otra que es una componente triangular. Ver. fig. 3.5

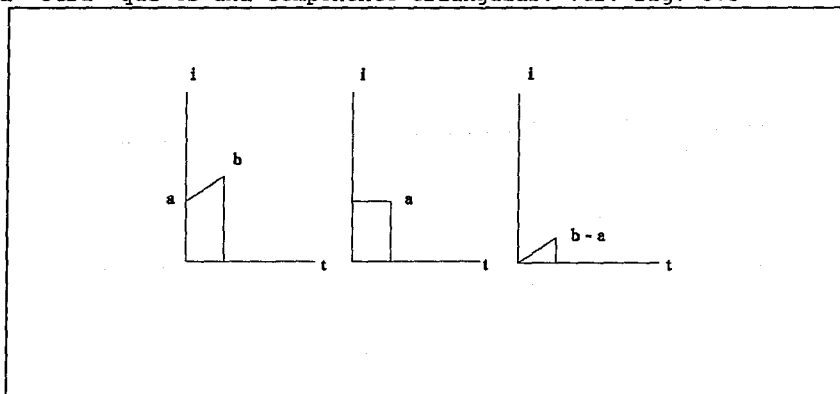


Figura 3.5

Analíticamente tenemos lo siguiente:

$$I_{T(RMS)} = \left[\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} \left[\frac{I_b}{t_{on}} \tau + I_s - \frac{I_b}{2} \right]^2 d\tau \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.31)$$

Haciendo:

$$a = I_s - \frac{I_b}{2}; \quad y \quad b = I_s + \frac{I_b}{2} \quad (3.32)$$

$$I_{T(RMS)} = D_1 \sqrt{\frac{a^2 + ab + b^2}{3}} \quad (3.33)$$

3.2.9.-CÁLCULO DE LA CORRIENTE PROMEDIO EN EL DIODO $I_{D(PROM)}$

La forma de onda de la corriente en el diodo puede apreciarse en la fig. 3.6

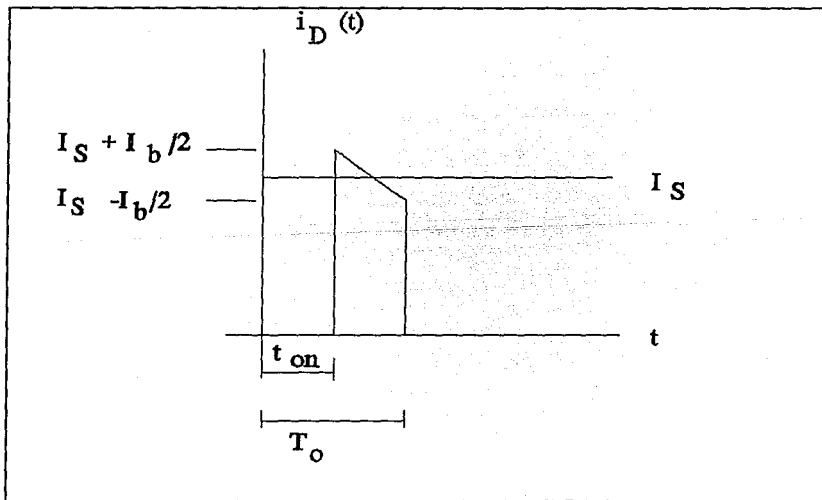


Figura 3.6

La representación matemática de esta forma de onda en un periodo es:

$$i_D(t) = -\frac{I_b}{t_{off}} t + \frac{I_b}{t_{off}} t_{on} + I_s + \frac{I_b}{2}; \quad t_{on} \leq t \leq T_o \quad (3.34)$$

El valor de la corriente promedio es:

$$I_{D(PROM)} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} \left[-\frac{I_b}{t_{off}} \tau + \frac{I_b}{t_{off}} t_{on} + I_s + \frac{I_b}{2} \right] d\tau \quad (3.35)$$

Resolviendo la integral entre los límites establecidos:

$$I_{D(PROM)} = (1 - D_1) \cdot I_s \quad (3.36)$$

3.2.10 CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL DIODO.

Como se vio para el transistor la forma de onda de la corriente en el diodo, se puede representar como aparece en la fig. 3.7

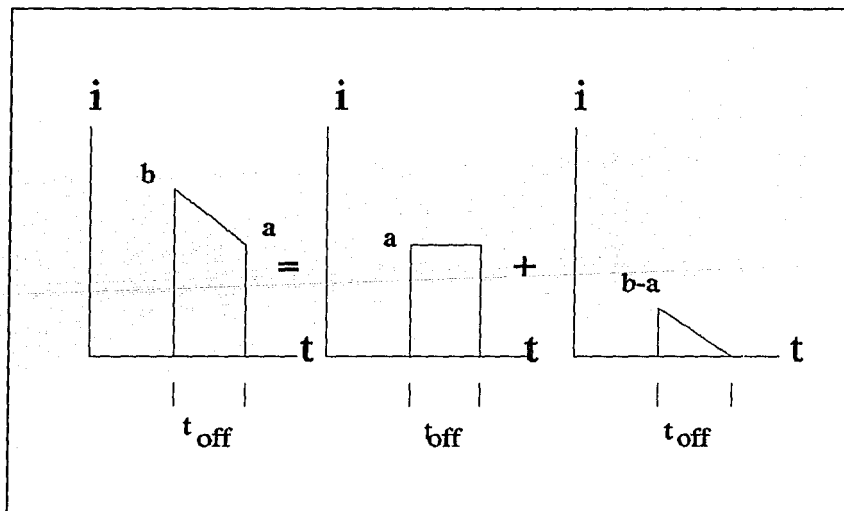


Fig. 3.7

Su representación analítica es:

$$I_{D(RMS)} = \left[\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} \left[\frac{I_b}{t_{off}} \tau + \frac{I_b}{t_{off}} t_{on} + I_s + \frac{I_b}{2} \right]^2 d\tau \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.37)$$

Resolviendo:

$$I_{D(RMS)} = (1 - D_1) \sqrt{\frac{a^2 + ab + b^2}{3}} \quad (3.38)$$

Donde: a y b son los valores que se indican en la ecuación (3.32).

CAPITULO 4

4.- MODELO DEL CONVERTIDOR BUCK EN SEÑAL GRANDE, PARA LA FRONTERA ENTRE EL MODO DE OPERACION CONTINUA Y DISCONTINUA

En esta sección se analizará el comportamiento de varios parámetros del circuito, cuando este se encuentra operando en una condición frontera. En este caso se supone que la corriente en la inductancia, parte de cero a un valor máximo, en el tiempo de encendido y retorna a cero al finalizar el período T_o . Ver fig. 4.1.

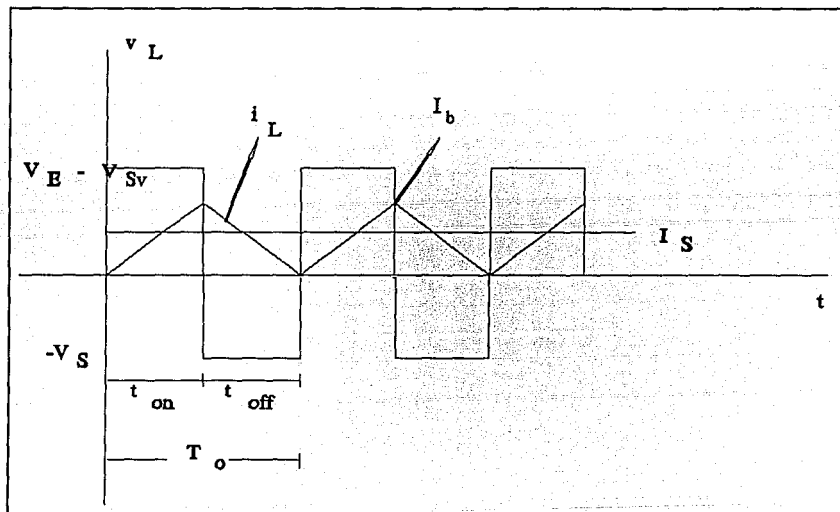
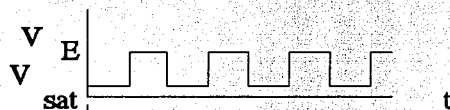


Figura 4.1

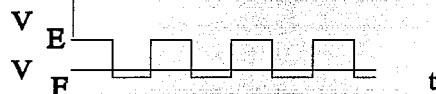
En la fig. 4.2 se presentan las formas de onda de la corriente en el interruptor Q (Fig. 4.2.a), en el diodo D (Fig. 4.2.b), la corriente en el transistor Q (Fig. 4.2.c), la corriente en el diodo D (Fig. 4.2.d), la corriente en el inductor (Fig. 4.2.f) y finalmente el voltaje de rizo en el capacitor (Fig. 4.2.g).

Las formas de onda nos permitirán obtener las corrientes promedios, RMS, máximas y mínimas, en cada uno de los componentes.

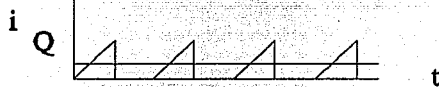
Voltaje a través del interruptor Q (a)



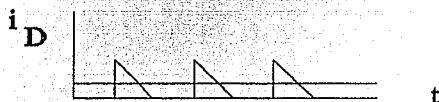
Voltaje a través del diodo D_1 (b).



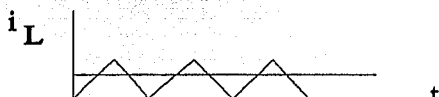
Corriente en el interruptor Q (c)



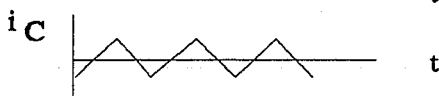
Corriente en el diodo D_1 (d)



Corriente en el inductor L (e)



Corriente en el capacitor C (f)



Voltaje de rizo en el capacitor (g)

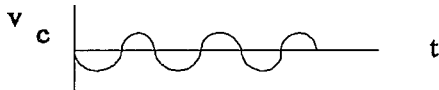


Figura 4.2

4.1.-CALCULO DE LAS RELACIONES M Y D₁

Para este caso el valor promedio de voltaje en el inductor es igual a cero de donde:

$$\int_0^{T_o} (V_E - V_S) dt + \int_{t_{on}}^{T_o} (-V_S) dt = 0 \quad (4.1)$$

Resolviendo y reorganizando:

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{t_{enc}}{T_o} \quad (4.2)$$

$$M = D_1 \quad (4.3)$$

4.2.-CALCULO DE LA RELACION D₂

$$D_2 = \frac{T_o - t_{on}}{T_o} = 1 - D_1 \quad (4.4)$$

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (4.5)$$

4.3.-CALCULO DEL VALOR MAXIMO DE CORRIENTE EN LA INDUCTANCIA I_b
este valor, se obtendrá a partir de la fig. 4.1 Y el modelo matemático de la inductancia.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.6)$$

$$di_L = \frac{1}{L} (V_E - V_S) dt \quad (4.7)$$

$$\int_0^{I_b} di = \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} (V_E - V_S) dt \quad (4.8)$$

Resolviendo:

$$I_b = \frac{1}{L} (V_E - V_S) t_{on} \quad (4.9)$$

4.4.-CALCULO DEL VALOR PROMEDIO DE LA CORRIENTE EN LA INDUCTANCIA.

La ecuación de la corriente en la inductancia para este modo de operación es:

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{I_b}{t_{on}} ; & 0 \leq t \leq t_{on} \\ -\frac{I_b}{t_{off}} t + \frac{I_b}{t_{off}} T_o ; & t_{on} \leq t \leq T_o \end{cases} \quad (4.10)$$

El valor promedio de la corriente en la inductancia se obtiene de la siguiente forma (ecuación (4.11)):

$$I_{L(PROM)} = \frac{1}{T_o} \int_0^{t_{on}} \frac{I_b}{t_{on}} t dt + \frac{1}{T_o} \int_{t_{on}}^{T_o} \left(-\frac{I_b}{t_{off}}\right) t dt + \frac{1}{T_o} \int_{t_{on}}^{T_o} \frac{I_b}{t_{off}} T_o dt \quad (4.11)$$

Resolviendo esta ultima expresión se tiene:

$$I_{L(PROM)} = \frac{1}{2} I_b = I_{LF(PROM)} \quad (4.12)$$

$I_{LF(PROM)}$; es valor promedio de la corriente en la inductancia en el caso frontera.
sustituyendo (4.9) en (4.12)

$$I_{LF(PROM)} = \frac{1}{2L} (V_E - V_S) t_{on} \quad (4.13)$$

Rearreglando en función de M, T_o, L y V_E

$$I_{LF(PROM)} = \frac{MT_o}{2L} V_E (1 - M) \quad (4.14)$$

Aquí se puede establecer la aseveración siguiente:

Si el valor de la corriente promedio a la salida es menor que el valor promedio en la frontera, entonces estamos en un modo de operación discontinuo, es decir, la corriente en la inductancia, será discontinua.

Es interesante conocer como varia el valor de la corriente cuando M varia. El valor máximo de I se puede encontrar derivando la expresión (4.14) e igualándola a cero.

$$\frac{dI_{LF}}{dM} = - \frac{V_E T_o}{2L} + \frac{V_E T_o}{2L} (1-M) \quad (4.15)$$

$$M = \frac{1}{2} = D \quad (4.16)$$

Sustituyendo este último valor en la ecuación 4.14, para encontrar el máximo valor de I en función de M .

$$I_{LFPmAx} = \frac{V_E T_o}{8L} \quad (4.17)$$

Graficando $I_{LF} = I_{LF}(M)$ se obtiene lo que aparece en la fig. 4.3.

En la gráfica 4.2 se observa que el máximo de corriente ocurre cuando el voltaje a la salida es la mitad del voltaje a la entrada. También se puede observar que cuando el voltaje a la salida se acerca al de entrada, la corriente que se puede suministrar es muy pequeña, (ver punto indicado en la fig. 4.2) antes de entrar a la forma discontinua de operación.

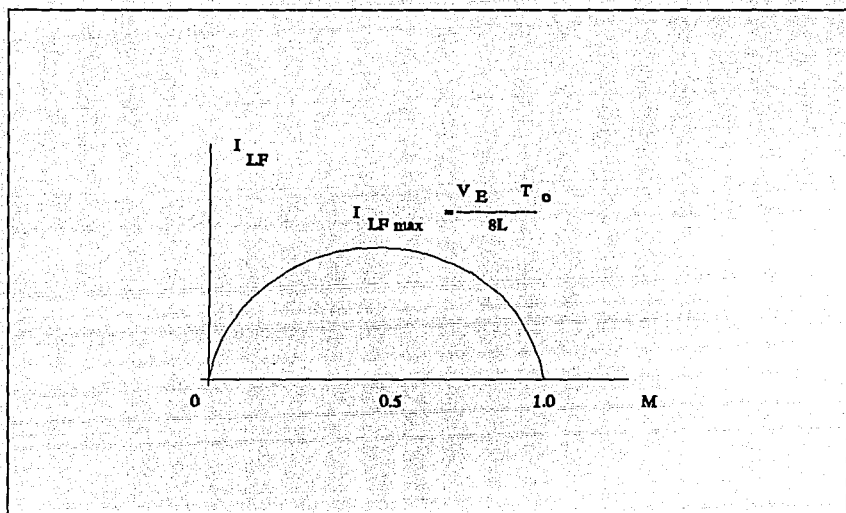


Figura 4.3

CAPITULO 5

5.- MODELO DEL CONVERTIDOR BUCK EN SEÑAL GRANDE, PARA EL MODO DE OPERACION DISCONTINUA.

Si estando en la frontera del modo de operación continua, incrementamos la carga eléctrica, la corriente promedio a la salida, se verá repentinamente disminuida, esto trae como consecuencia que el valor instantáneo de la corriente en el inductor sea discontinuo y que el voltaje a la salida se incremente en el tiempo de apagado. Ver fig. 5.1

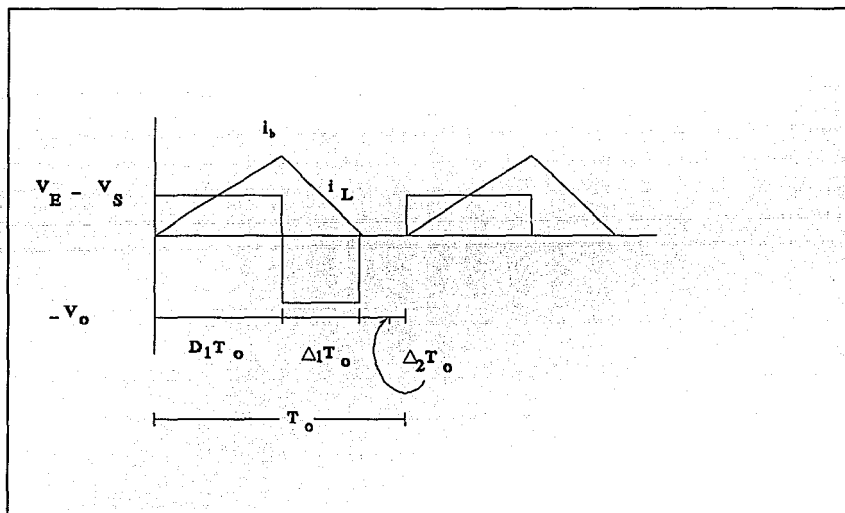


Figura 5.1

$$\Delta_1 = \frac{t_1}{T_o} \quad (5.1)$$

$$\Delta_2 = \frac{t_2}{T_o} \quad (5.2)$$

5.1.-CALCULO DEL VALOR MAXIMO DE CORRIENTE EN "L"

El valor máximo de la corriente, se puede obtener a partir de los valores de voltaje que toma la inductancia. De acuerdo a la fig. 5.1 el voltaje en la inductancia se puede representar como:

$$V_L = \begin{pmatrix} (V_E - V_S) & ; & 0 \leq t \leq D_1 T_o \\ (-V_S) & ; & D_1 T_o \leq t \leq D_1 T_o + \Delta_1 T_o \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

El modelo matemático para la inductancia es:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.4)$$

Resolviendo para 5.3a:

$$di_L = \frac{1}{L} V_L dt \quad (5.5)$$

$$\int_0^{I_b} di_L = \frac{1}{L} \int_0^{D_1 T_o} (V_E - V_S) dt \quad (5.6)$$

De donde:

$$I_b = \frac{1}{L} (V_E - V_S) D_1 T_o = T_o \frac{V_E}{L} D_1 (1 - M) \quad (5.7)$$

Resolviendo para 5.3b

$$\int_{I_b}^0 di_L = \frac{1}{L} \int_{D_1 T_o}^{D_1 T_o + \Delta_1 T_o} V_S dt \quad (5.8)$$

$$I_b = \frac{V_S}{L} \Delta_1 T_o \quad (5.9)$$

5.2.-CALCULO DE LA RELACION M

Durante el tiempo Δ_2 donde la corriente del inductor es cero, la potencia de la resistencia de carga es suministrada solamente por el capacitor.

El voltaje (V_L) en el inductor, durante este intervalo es cero, de donde la integral del voltaje en un período es igual a cero:

$$(V_E - V_S) D_1 T_o + (-V_S) \Delta_1 T_o = 0 \quad (5.10)$$

Por lo tanto:

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{D_1}{D_1 + \Delta_1} \quad (5.10a)$$

donde:

$$D_1 + \Delta_1 < 1.0 \quad (5.10b)$$

5.3.-CALCULO DE LA CORRIENTE PROMEDIO EN LA INDUCTANCIA.

La representación analítica de la corriente en la inductancia, se obtiene de la forma de onda de la fig. 5.1

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{I_b}{D_1 T_o} t & ; 0 \leq t \leq D_1 T_o \\ I_b - \frac{I_b}{\Delta_1 T_o} t + \frac{I_b}{\Delta_1} D_1 & ; D_1 T_o \leq t \leq (D_1 + \Delta_1) T_o \end{cases} \quad (5.11)$$

El valor promedio de la corriente en la inductancia se puede obtener según la siguiente ecuación:

$$I_o = I_{L(PROM)} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} i_L(t) dt \quad (5.12)$$

Resolviendo esta última expresión se tiene:

$$I_{L(PROM)} = I_b \left[\frac{D_1 + \Delta_1}{2} \right] \quad (5.13)$$

5.4.-CALCULO DE LAS RELACIONES M, D_1 Y D_2 .

Sustituyendo (5.9) en 5.13

$$I_{L(PROM)} = \frac{V_S}{L} T_o \left[\frac{D_1 + \Delta_1}{2} \right] \Delta_1 \quad (5.14)$$

Utilizando (5.10a)

$$I_{L(PROM)} = \frac{V_E T_o}{2L} D_1 \Delta_1 \quad (5.15)$$

Introduciendo la ecuación (4.17) en la (5.15)

$$I_{L(PROM)} = 4 I_{LFmax} D_1 \Delta_1 \quad (5.16)$$

Despejando Δ_1

$$\Delta_1 = \frac{I_o}{4 I_{LFmax} D_1} \quad (5.17)$$

Sustituyendo esta última ecuación (5.17) en la ecuación (5.10a)

$$M = \frac{V_S}{V_E} = \frac{D_1^2}{D_1^2 + \frac{1}{4} \left[\frac{I_o}{I_{LFmax}} \right]} \quad (5.18)$$

Sustituyendo el valor de I_o e I_{LFmax} en la ecuación 5.18 se tendrá:

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{D_1^2}{D_1^2 + \frac{1}{4} \left[\frac{\frac{V_S}{R}}{\frac{V_S}{V_E} \frac{T_o}{8L}} \right]} \quad (5.19)$$

$$M = \left[\frac{D_1^2}{D_1^2 + 2M \left[\frac{L}{RT_o} \right]} \right] \quad (5.20)$$

De esta última expresión, resulta una ecuación cuadrática de la forma:

$$M D_1^2 + 2 \frac{L}{RT} M^2 - D_1^2 = 0 \quad (5.21)$$

Resolviendo 5.21 para M,

$$M = \frac{D_1^2}{\frac{4L}{RT_o}} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{\frac{8L}{RT_o}}{D_1^2}} \right] \quad (5.22)$$

Resolviendo 5.21 para D_1

$$D_1 = M \sqrt{\frac{2 \left[\frac{L}{RT_o} \right]}{1-M}} \quad (5.23)$$

El cálculo de D_2 es:

$$D_2 = 2 \sqrt{\frac{L}{RT_o} (1-M)} \quad (5.24)$$

5.5.-CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN LA INDUCTANCIA

Tomando como base las ecuaciones 5.11a y 5.11b que representan la corriente en la inductancia.

$$I_{L(RMS)} = \left[\frac{1}{T_o} \int_0^{D_1 T_o} \left(\frac{I_b}{D_1 T_o} \right)^2 t^2 dt + \frac{1}{T_o} \int_{D_1 T_o}^{(D_1 + \Delta_1) T_o} \left[\left(I_b - \frac{I_b}{\Delta_1 T_o} t \right) + I_b \frac{D_1}{\Delta_1} \right]^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5.25)$$

Desarrollando esta última expresión queda:

$$I_{L(RMS)}^2 = \frac{1}{3} I_b (D_1 + \Delta_1) \quad (5.26)$$

La cual se puede representar como:

$$I_{L(RMS)}^2 = \frac{2}{3} I_b \frac{I_b}{2} (D_1 + \Delta_1) \quad (5.27)$$

De las ecuaciones 5.7

$$I_b = \frac{T_o V_E}{L} D_1 (1 - M) \quad (5.28)$$

desarrollando y arreglando:

$$I_b = \frac{1}{\frac{L}{RT_o}} \frac{V_E}{V_s} \frac{V_s}{R} D_1 (1 - M) \quad (5.29)$$

$$I_b = \left[\frac{1}{\frac{L}{RT_o}} \right] I_o \left[\frac{1}{M} \right] [1 - M] D_1 \quad (5.30)$$

$$I_b = \frac{V_s}{R} \left[\frac{2(1 - M)}{\frac{L}{RT_o}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5.31)$$

sustituyendo 5.13 y 5.31 en 5.27

$$I_{L(RMS)}^2 = \left[\frac{2}{3} \right] \left[\frac{V_S}{R} \right] \left[\frac{2(1-M)}{\frac{L}{RT_o}} \right]^{\frac{1}{2}} \left[\frac{V_S}{R} \right] \quad (5.32a)$$

$$I_{L(RMS)} = \frac{V_S}{R} \left[\frac{\frac{8}{9}(1-M)}{\frac{L}{RT_o}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (5.32b)$$

5.6.-CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL CAPACITOR.

$$I_{C(RMS)}^2 = \frac{1}{T_o} \int [i_C(t) + I_{L(PROM)}]^2 dt \quad (5.33)$$

$$= \frac{1}{T_o} \int i_C^2(t) dt + \frac{1}{T_o} \int 2 I_L(t) i_C(t) dt + \frac{1}{T_o} \int I_L^2(t) dt \quad (5.34)$$

de donde el segundo término del binomio elevado al cuadrado vale cero debido a su periodicidad de donde:

$$I_{L(RMS)}^2 = I_{C(RMS)}^2 + I_{L(PROM)}^2 \quad (5.35)$$

Por lo que:

$$I_{C(RMS)}^2 = I_{L(RMS)}^2 - I_{L(PROM)}^2 \quad (5.36)$$

Despejando $I_{C(RMS)}$ se obtiene el resultado siguiente:

$$I_{C(RMS)} = \frac{V_S}{R} \left[\sqrt{\frac{8}{9} \left(\frac{1-M}{\frac{L}{RT_o}} \right)} - 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5.37)$$

5.7.-CALCULO DEL VALOR PROMEDIO DE LA CORRIENTE EN EL TRANSISTOR PARA EL MODO DE OPERACION DISCONTINUO.

El cálculo es el mismo que para el modo continuo de operación

$$I_{T(PROM)} = \frac{V_S}{R} M \quad (5.38)$$

5.8.-CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL TRANSISTOR.

De acuerdo a la fig. 5.1 y de la ecuación 5.11a, la corriente instantánea en el transistor esta definida por:

$$\frac{I_b}{D_1 T_o} t ; 0 \leq t \leq D_1 T_o \quad (5.39)$$

Por lo tanto:

$$I_{T(RMS)}^2 = \frac{1}{T_o} \int_0^{D_1 T_o} \left[\frac{I_b}{D_1 T_o} t \right]^2 dt \quad (5.40)$$

Resolviendo y arreglando:

$$I_{T(RMS)} = \frac{1}{3} I_b^2 D_1 \quad (5.41)$$

Sustituyendo (5.23) y (5.31) en (5.41)

$$I_{T(RMS)} = \frac{V_S}{R} \left[\frac{8}{9} M^2 \left(\frac{1-M}{\frac{L}{RT_o}} \right) \right]^{\frac{1}{4}} \quad (5.42)$$

5.9 CALCULO DEL VALOR PROMEDIO DE LA CORRIENTE EN EL DIODO

De la fig. 5.1 y de la ecuación (5.11b)

$$I_{D_1(PROM)} = \frac{1}{T_o} \int_{D_1 T_o}^{(D_1 + \Delta_1) T_o} \left(I_b - \frac{I_b}{\Delta_1 T_o} t + \frac{I_b}{\Delta_1 T_o} \right) dt \quad (5.43)$$

Resolviendo y rearmreglando factores

$$I_{D_1(PROM)} = \frac{1}{2} I_b \Delta_1 \quad (5.44)$$

Sustituyendo el valor de I_{bma} y Δ_1

$$I_{D_1(PROM)} = \frac{V_S}{R} (1 - M) \quad (5.45)$$

5.10 CALCULO DEL VALOR RMS DE LA CORRIENTE EN EL DIODO

De la fig. y de la ecuación 5.11b

$$I_{D_1(RMS)}^2 = \frac{1}{T_o} \int_{D_1 T_o}^{(D_1 + \Delta_1) T_o} \left(I_b - \frac{I_b}{\Delta_1 T_o} t + \frac{I_b D_1}{\Delta_1} \right)^2 dt \quad (5.46)$$

Que resolviéndola da:

$$I_{D_1(RMS)}^2 = \frac{1}{3} I_b^2 \Delta_1 \quad (5.47)$$

Sustituyendo los valores de I_b y Δ

$$I_{D_1(RMS)} = \frac{V_S}{R} \left[\frac{8}{9} \frac{(1-M)^3}{\frac{L}{RT_o}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (5.48)$$

CAPITULO 6

6.-RIZO EN EL VOLTAGE DE SALIDA, Y NORMALIZACION DE CALCULOS EN SEÑAL GRANDE; PARA TODOS LOS MODOS DE OPERACION.

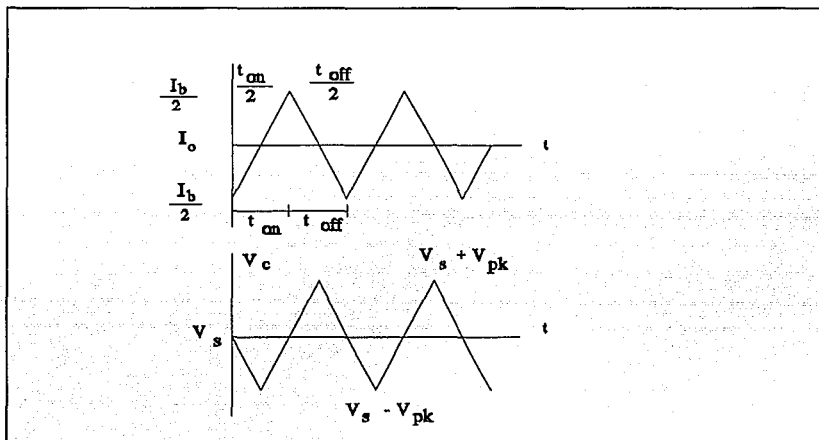


Figura 6.1

6.1.-RIZO EN EL VOLTAGE DE SALIDA

En los análisis previos, se ha supuesto para el modo de operación continua que la corriente en la inductancia tiene dos componentes fundamentales. Una componente de C.A., y una componente en corriente directa. Se ha supuesto además que la componente de corriente directa, es la que circula por la carga y las componentes de alterna por el capacitor.

La forma de onda de corriente y voltaje en el capacitor se pueden apreciar en la fig. 6.1 a y b.
La ecuación de la forma de onda de la fig. 6.1a es:

$$i_c(t) = \left[\begin{array}{ll} \frac{I_b}{t_{on}} t - \frac{I_b}{2} & ; \quad \frac{t_{on}}{2} \leq t \leq t_{on} \\ -\frac{I_b}{t_{off}} t + \frac{I_b}{2} + \frac{t_{on}}{t_{off}} I_b & ; \quad t_{on} \leq t \leq t_{on} + \frac{t_{off}}{2} \end{array} \right] \quad (6.1)$$

El modelo matemático del capacitor es:

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (6.2)$$

De donde:

$$dv_c(t) = \frac{1}{C} i_c(t) dt \quad (6.3)$$

Integrando ambos miembros:

$$\int_{v_{1c}}^{v_{2c}} dv_c = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c dt \quad (6.4)$$

$$\Delta v_c = \frac{1}{C} \Delta Q \quad (6.5)$$

$$\Delta v_c = \frac{1}{C} \int_{\frac{t_{on}}{2}}^{t_{on}} \left(\frac{I_b}{t_{on}} t - \frac{I_b}{2} \right) dt + \frac{1}{C} \int_{t_{on}}^{t_{on} + \frac{t_{off}}{2}} \left(-\frac{I_b}{t_{off}} t + \frac{I_b}{2} + \frac{t_{on}}{t_{off}} I_b \right) dt \quad (6.6)$$

Resolviendo 6.6 y factorizando:

$$\Delta v_c = \frac{1}{8} \frac{I_b}{C} T_o \quad (6.7)$$

La corriente I_b en modo de operación continua es:

$$I_b = \frac{1}{L} (V_E - V_S) t_{on}, \quad (6.8)$$

Sustituyendo 6.8 en 6.7:

$$\Delta v_c = \frac{T_o}{8C} \frac{(V_E - V_S)}{L} t_{on} \quad (6.9)$$

M = D para el modo continuo

$$(6.11)$$

$$\Delta v_c = \frac{T_o}{8C} V_E \frac{(1-M)}{L} \frac{t_{on}}{T_o} T_o \quad (6.10)$$

$$\Delta v_c = \frac{T_o}{8LC} V_s (1-D_1) T_o \quad (6.12)$$

$$\frac{\Delta v_c}{V_s} = \frac{1}{8} \frac{T_o^2 (1-D_1)}{LC} \quad (6.13)$$

$$\frac{\Delta v_c}{V_s} = \frac{\pi}{2} (1-D_1) \left(\frac{f_c}{f_o} \right)^2 \quad (6.14)$$

Donde f_o = frecuencia de interrupción (6.15)

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6.16)$$

La ecuación 6.14 demuestra que el rizo puede ser eliminado, seleccionando una frecuencia de corte del filtro de manera que $f_o \gg f_c$, se observa que el rizo es independiente de la carga, en el modo operación continua.

6.2.-NORMALIZACION DE CALCULOS PARA DISEÑO EN SEÑAL GRANDE.

En las secciones previas hemos analizado el comportamiento del convertidor tipo BUCK, en sus tres modos básicos de operación, se han visualizado las formas de onda que nos permiten obtener relaciones matemáticas entre los parámetros de interés y los componentes del circuito.

En el siguiente análisis se darán las definiciones básicas que nos permiten normalizar las variables de estudio con respecto a los parámetros básicos del circuito. Se analizará seguidamente el circuito, considerándolo con componentes ideales, es decir no se considerará la resistencia inherente a la inductancia y a la capacitancia. Esto no trae consecuencias graves en el diseño práctico del circuito, pues al final se seleccionan componentes lo más acercado a los ideales.

En la fig. 6.2 repetimos la fig. del convertidor tipo BUCK, en el se encuentran asignados los símbolos de las variables de interés, así como los símbolos de los componentes que se ocuparan en el presente trabajo.

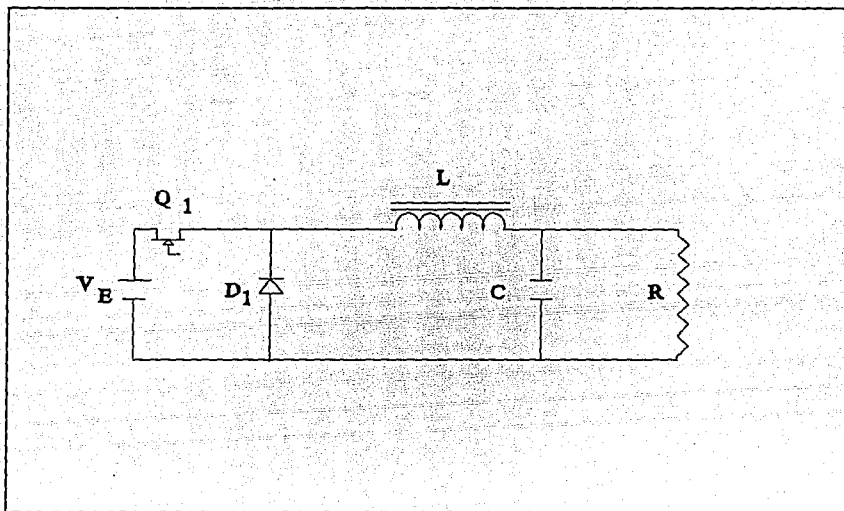


Figura 6.2

A continuación construiremos dos tablas con fórmulas donde se aplicarán las siguientes definiciones:

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_o} \quad (6.17)$$

$$D_2 = \frac{t_{off}}{T_o} \quad (6.18)$$

$$M = \frac{V_S}{V_E} \quad (6.19)$$

$$\tau_L = \frac{L}{RT_o} \quad (6.20)$$

$$I_o = \frac{V_s}{R} \quad (6.21)$$

T_o ; Periodo de interrupción.

L ; Inductancia.

$\tau_{LC} = \frac{L}{RT_o}$; Constante de tiempo crítica

D_1 ; Ciclo de trabajo de encendido.

D_2 ; Ciclo de trabajo en apagado.

I_{am} ; Corriente mínima en el inductor.

I_{bm} ; Corriente máxima en el inductor.

I_o ; Corriente promedio en la inductancia.

$I_{L(RMS)}$; Valor medio cuadrático de la corriente en la inductancia.

$I_{C(RMS)}$; Valor RMS de la corriente en el capacitor.

$I_{T(PROM)}$; Valor promedio de la corriente en el transistor.

$I_{T(RMS)}$; Valor RMS de la corriente en el transistor.

$I_{D(RMS)}$; Valor RMS de la corriente en el diodo.

TABLA 6.1 Ecuaciones del Convertidor Buck en modo de operación continua.

Variable Dependiente	$f(M, \tau_L, V, R)$	$f(D_1, \tau_L, V, R)$
M	M	D_1
D_1	M	D_1
D_2	$1 - M$	$1 - D_1$
$I_a(I_{L(\min)})$	$\frac{V}{R} \left[1 - \left(\frac{1-M}{2\tau_L} \right) \right]$	$\frac{V}{R} \left[1 - \left(\frac{1-D_1}{2\tau_L} \right) \right]$
$I_b(I_{L(\max)})$	$\frac{V}{R} \left[1 + \left(\frac{1-M}{2\tau_L} \right) \right]$	$\frac{V}{R} \left[1 + \left(\frac{1-D_1}{2\tau_L} \right) \right]$
$I_L(I_{PROV})$	$\frac{V_S}{R}$	$\frac{V_S}{R}$
$I_{L(rms)}$	$\frac{V}{R} \left[1 + \frac{1}{12} \left(\frac{1-M}{\tau_L} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$	$\frac{V}{R} \left[1 + \frac{1}{12} \left(\frac{1-D_1}{\tau_L} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$

$I_{C1(rms)}$	$\frac{V}{R} \left[M \left[(1-M) + \frac{1}{12} \left(\frac{1-M}{\tau_L} \right)^2 \right] \right]^{\frac{1}{2}}$	$\frac{V}{R} \left[D_1 \left[(1-D_1) + \frac{1}{12} \left(\frac{1-D_1}{\tau_L} \right)^2 \right] \right]^{\frac{1}{2}}$
$I_{C2(rms)}$	$\frac{V}{R} \left(\frac{1-M}{\sqrt{12} \tau_L} \right)$	$\frac{V}{R} \left(\frac{1-D_1}{\sqrt{12} \tau_L} \right)$
$I_T(prom)$	$\frac{V M}{R}$	$\frac{V D_1}{R}$
$I_T(rms)$	$\frac{V}{R} \left[M \left[1 + 12 \left(\frac{1-M}{\tau_L} \right)^2 \right] \right]^{\frac{1}{2}}$	$\frac{V}{R} \left[D_1 \left[1 + 12 \left(\frac{1-D_1}{\tau_L} \right)^2 \right] \right]^{\frac{1}{2}}$
$I_{D_1(prom)}$	$\frac{V}{R} (1 - M)$	$\frac{V}{R} (1 - D_1)$
$I_{D_1(rms)}$	$\frac{V}{R} \left[(1-M) \left[1 + \frac{1}{12} \left(\frac{1-M}{\tau_L} \right)^2 \right] \right]^{\frac{1}{2}}$	$\frac{V}{R} \left[(1-D_1) \left[1 + \frac{1}{12} \left(\frac{1-D_1}{\tau_L} \right)^2 \right] \right]^{\frac{1}{2}}$
$I_S(prom)$	$\frac{V M}{R}$	$\frac{V D_1}{R}$

la 6.2 Ecuaciones del Convertidor Buck en modo de operación discontinuo.

Variable Dependiente	$f(M, \tau_L, V, R)$	$f(D_1, \tau_L, V, R)$
M	M	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D_1^2}}}$
D_1	$M \sqrt{\frac{2\tau_L}{1-M}}$	D_1
D_2	$\sqrt{2\tau_L(1-M)}$	$\left(\frac{4\tau_L}{D_1}\right) \left(\frac{1}{1 + \sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D_1^2}}} \right)$
I_a	0	0
I_b	$\frac{V}{R} \sqrt{\frac{2(1-M)}{\tau_L}}$	$\left(\frac{V}{R}\right) \left(\frac{4}{D_1}\right) \left(\frac{1}{1 + \sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D_1^2}}} \right)$
$I_{L(prom)}$	$\frac{V}{R}$	$\frac{V}{R}$

$I_{L(rms)}$	$\frac{V}{R} \left[\frac{8}{9} \left(\frac{1-M}{\tau_L} \right) \right]^{\frac{1}{4}}$	$I_b \left[\frac{D_1 + D_2}{3} \right]^{\frac{1}{2}}$
$I_{C1(rms)}$	$\frac{V}{R} \left[M \sqrt{\frac{8}{9} \left(\frac{1-M}{\tau_L} \right) - M^2} \right]^{\frac{1}{2}}$	$I_b \sqrt{\frac{D_1}{3} - \frac{D_2}{4}}$
$I_{C2(rms)}$	$\frac{V}{R} \left[\sqrt{\frac{8}{9} \left(\frac{1-M}{\tau_L} \right)} - 1 \right]^{\frac{1}{2}}$	$I_b \left[\frac{D_1 + D_2}{3} - \frac{(D_1 + D_2)^2}{4} \right]^{\frac{1}{2}}$
$I_{T(prom)}$	$\frac{V M}{R}$	$\frac{V D_1}{R}$
$I_{T(rms)}$	$\frac{V}{R} \left[\frac{8}{9} M^2 \left(\frac{1-M}{\tau_L} \right) \right]^{\frac{1}{4}}$	$I_b \sqrt{\frac{D_1}{3}}$
$I_{D(prom)}$	$\frac{V}{R} \sqrt{2 \tau_L (1-M)}$	$\frac{V}{R} \left(\frac{4 \tau_L}{D_1^2} \right) \left(\frac{1}{1 + \sqrt{1 + 8 \frac{\tau_L}{D_1^2}}} \right)^2$
$I_{D1(rms)}$	$\frac{V}{R} \left[\frac{8}{9} \frac{(1-M)^3}{\tau_L} \right]^{\frac{1}{4}}$	$\left(\frac{V}{R} \right) \left(\frac{1}{\tau_L \sqrt{3}} \right) \left(\frac{4 \tau_L}{D_1} \right) \frac{1}{1 + \sqrt{1}}$

$I_{S(\text{prom})}$	$\frac{V M}{R}$	$\frac{V D_1}{R}$
----------------------	-----------------	-------------------

CAPITULO 7

7.- ANALISIS Y CONCLUSIONES ACERCA DEL CONVERTIDOR BUCK EN SEÑAL GRANDE.

Para diseñar un convertidor, es necesario conocer el comportamiento del circuito: es decir, las corrientes de c.a. y c.d. que fluyen a través de los componentes que tienen más importancia en su comportamiento, así como las caídas de voltaje y la función de transferencia de todo el sistema.

En este capítulo, se efectúa la representación gráfica de las fórmulas que se obtuvieron en el capítulo previo. Las gráficas nos permiten visualizar el comportamiento de las variables y parámetros que definen al circuito en un entorno teórico. Consideramos en el circuito que los componentes son ideales, es decir que despreciamos la resistencia equivalente del capacitor así como la de la inductancia. Para que un convertidor sea eficiente, es necesario que las resistencias de los elementos que almacenan energía eléctrica, sean lo mas pequeña posible.

La omisión de las resistencias parásitas ayuda a efectuar una evaluación práctica de todo el circuito de manera mas sencilla.

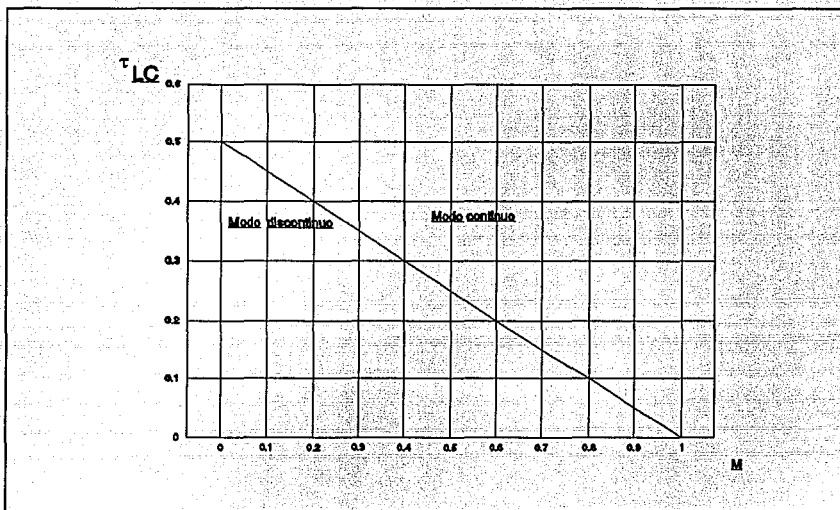
A fin de proceder a analizar el circuito, es necesario determinar el modo en el cual opera el convertidor. Definido el modo de operación, se analizan las ecuaciones de las tablas 6.1 y 6.2, donde se encuentran todas las relaciones necesarias que nos permiten caracterizar al convertidor. Es importante indicar que el modo de conducción es determinado por L y R, una vez que M se ha fijado. Por esta razón, se usa la constante de tiempo τ_{LC} . A medida que esta última constante se hace mas pequeña, el convertidor pasará del modo de conducción continuo a discontinuo el valor

crítico de la constante de tiempo es: τ_{LC} . La transición entre los modos de operación se efectúa cuando se tiene:

$$\tau_{LC} = \frac{1-M}{2} \quad (7.1)$$

Si la constante de tiempo es mayor que la constante de tiempo crítica, entonces el convertidor trabaja en modo continuo. Si se tiene el caso contrario, el convertidor, funciona en modo discontinuo.

La ecuación 7.1 se representa gráficamente en la fig.7.1. En la gráfica se observa que cualquier recta que pivotee sobre el eje de las abscisas en la unidad y cuya constante de tiempo sea mayor que 0.5, representa la característica de un circuito que opera en modo de operación continua. Se observa claramente de la gráfica que la frontera entre los dos modos de operación, es la recta representada por la ecuación 7.1.



Ilustr. 3

Fig. 7.1

$$M=f(D)$$

Una gráfica que tiene gran importancia en el diseño de convertidores es la que relaciona a M y D . Esta se puede apreciar en la Fig. 7.2.

Esta gráficas se obtuvieron a partir de las fórmulas ubicadas en las tablas 6.1 y 6.2.

Se observa en las curvas características que la operación del convertidor es muy diferente dependiendo del modo en que se encuentre operando. En el modo continuo, M se incrementa monotonamente en función de D ; además que el voltaje a la salida no depende de R , L , y C . En un convertidor ideal, el voltaje a la salida es independiente de las variaciones de la carga y puede ser autorregulado en un punto de operación siempre y cuando esté trabajando en modo de operación continuo. En la práctica sin embargo, un convertidor no tiene una perfecta autorregulación en virtud de la presencia de la resistencia de la inductancia. Pero la resistencia en la inductancia es pequeña (en los casos prácticos), entonces es razonable esperar en el convertidor Buck un alto grado de autoregulación en el voltaje de salida, cuando opera en modo continuo.

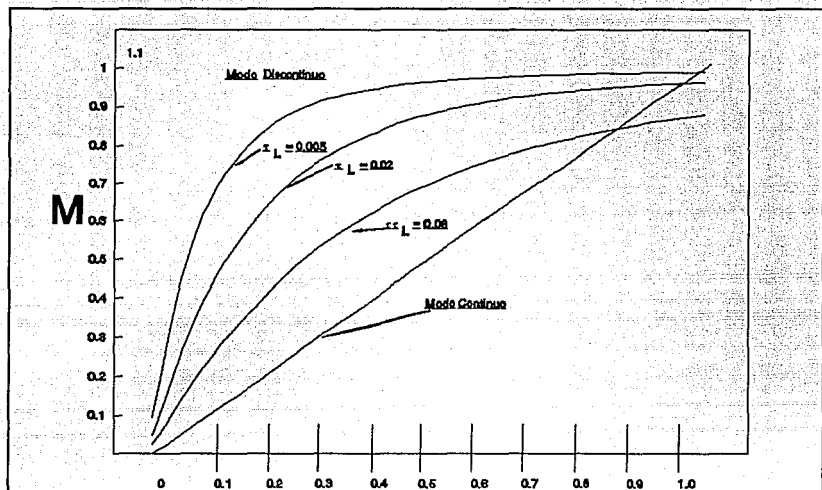


Fig. 7.2

Para el modo discontinuo del convertidor, el voltaje a la salida no es de ninguna manera autorregulado además de que es dependiente de D, R, L y del voltaje a la entrada.

La ganancia de control para ambos modos de operación, nos proporciona una idea de la facilidad con que se puede controlar al convertidor en los modos de operación posibles.

La ganancia de control en CD es:

$$G_1 = -\frac{\partial V}{\partial D_1} \quad (7.2)$$

Para el modo continuo de operación:

$$G_1 = V_E \quad (7.3)$$

Para el modo discontinuo:

$$G_1 = V_s \left[\frac{16\tau_L}{(D_1^2 + 8\tau_L)(D_1 + \sqrt{D_1^2 + 8\tau_L})^2} \right] \quad (7.4)$$

De la ecuación 7.4 vemos que la ganancia es una simple función lineal del voltaje de entrada, pero en el modo discontinuo es una función mas compleja y depende de todos los parámetros que intervienen en el circuito.

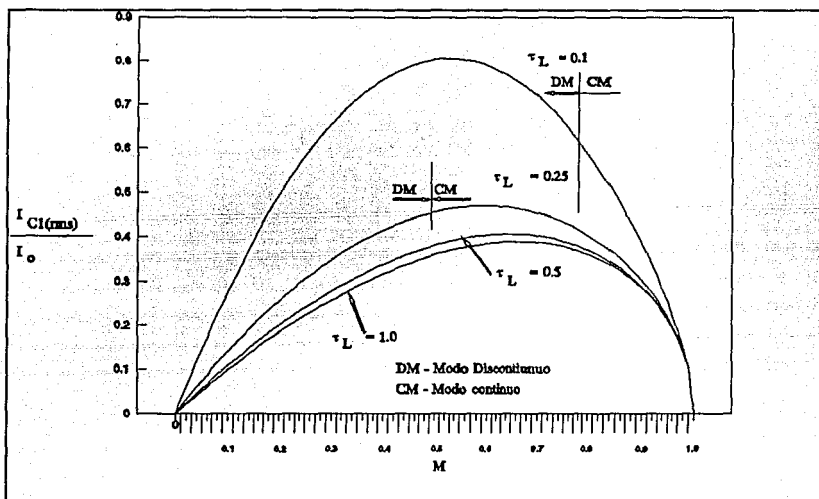


Fig.7.3

En la Figura 7.3 se presentan los gráficos, donde se puede analizar el comportamiento de la corriente en el filtro de entrada como función de M , para diferentes valores de la constante de tiempo.

Por ejemplo para seleccionar el valor correcto del capacitor del filtro de entrada, es necesario conocer la máxima corriente rms que éste experimentará. En la gráfica se observa que $I_{C1}(rms)$

varía ampliamente con el valor de M . Si el rango de M incluye 0.5, entonces la máxima corriente en el capacitor deberá ocurrir cerca de 0.5. Si el rango de M no incluye el valor de 0.5, entonces por inspección de la figura podemos determinar el máximo y el mínimo valor de M , para conocer el valor de la corriente en el capacitor de entrada.

En la Figura 7.4 que se presenta a continuación se observa que si L es grande comparada con L_c , las variaciones de L tendrán poco efecto en la corriente del capacitor de entrada. pero cuando se reduce L , la corriente se incrementa lentamente al principio y después crece rápidamente al pasar al modo discontinuo.

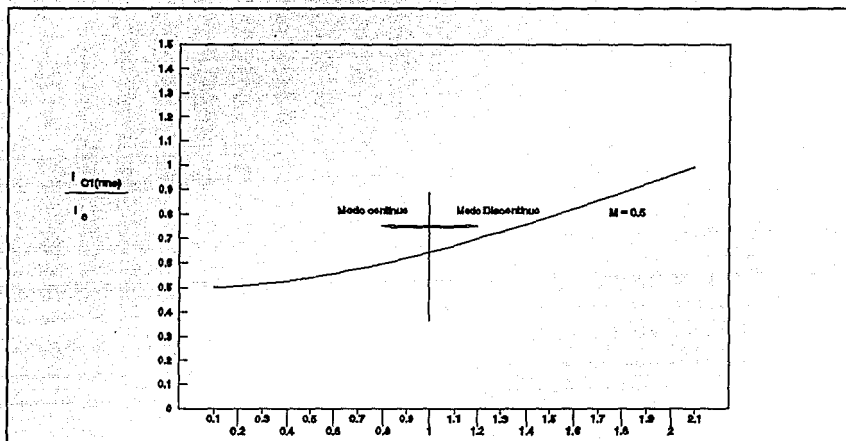


Fig.7.4

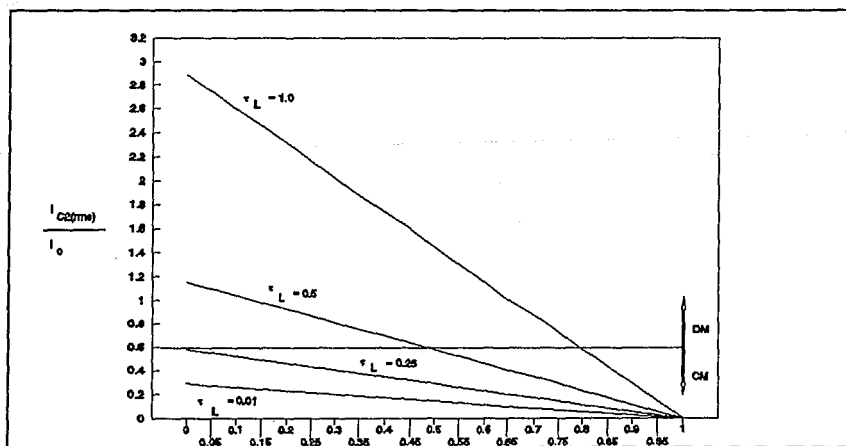


Fig.7.5

Las variaciones en el valor de la corriente de salida rms que circulan por el capacitor pueden determinarse de la Figura 7.5; se observa de esas gráficas que para I_{C2} , el máximo valor de corriente siempre ocurrirá para el mínimo valor de M . En la Figura 7.8 se puede determinar que cuando se reduce el valor de L , la corriente en el capacitor aumenta rápidamente.

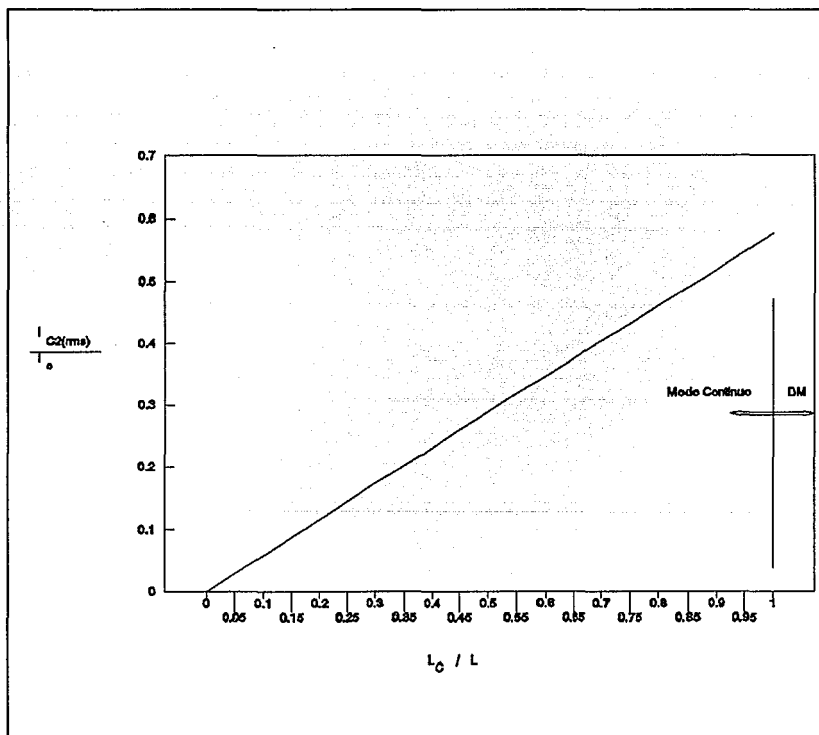


Fig.7.6

Fig. 7.7

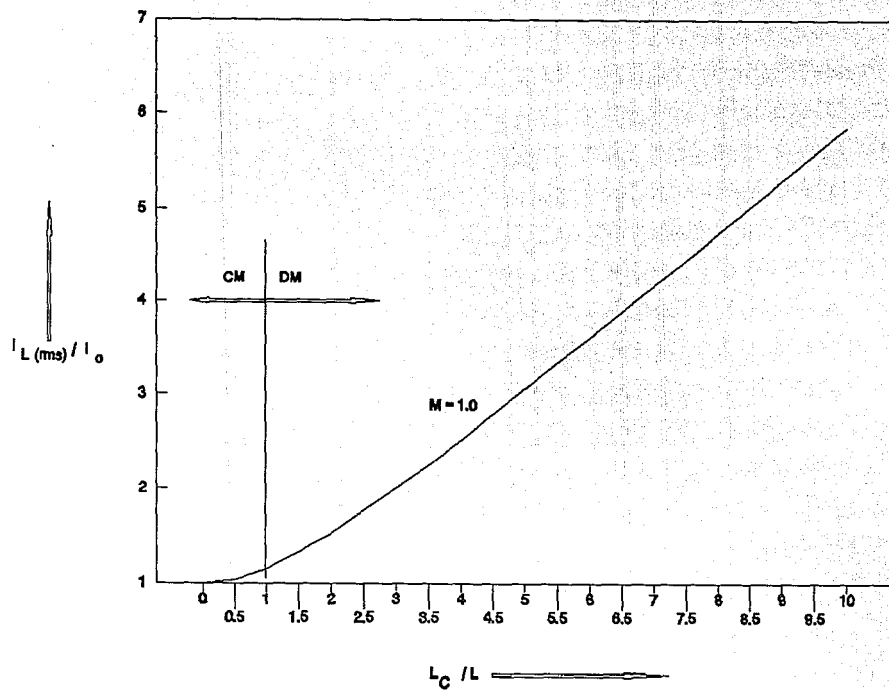
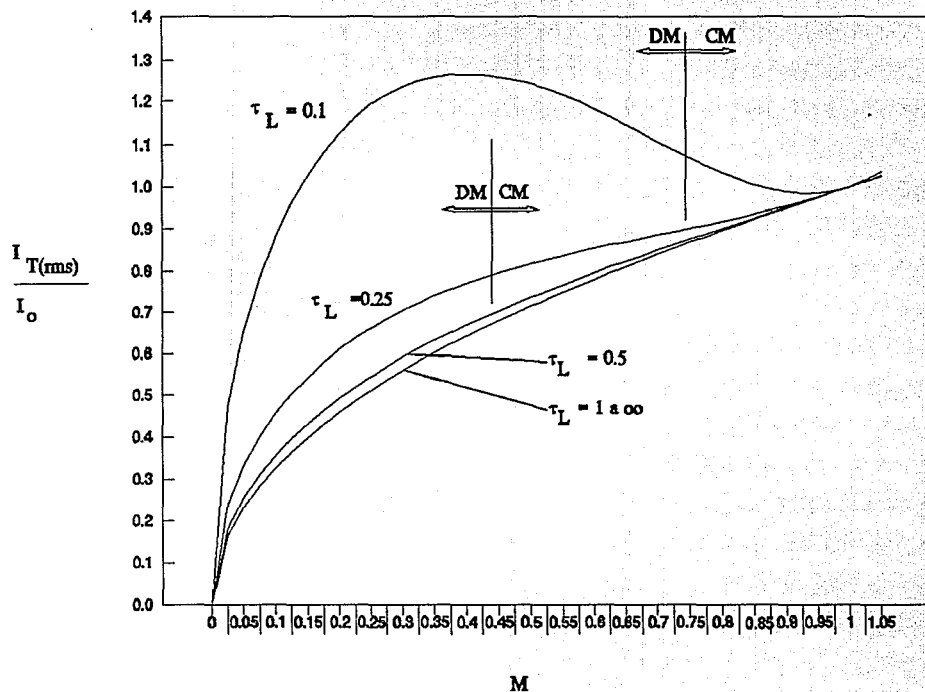


Fig. 7.8



CAPITULO 8

8.-MODELO DE SEÑAL PEQUEÑA PARA EL CONVERTIDOR TIPO BUCK TRABAJANDO EN MODO CONTINUO DE OPERACION

El modelo matemático del convertidor es obtenido a partir de las técnicas desarrolladas por los Doctores: R.D. Middlebrook and Cúk, y explicadas pedagógicamente por Rudolf P. Severns and Gordon Bloom [1]

El procedimiento para obtener el modelo debe seguir los siguientes pasos:

8.1. PASO UNO

Dibujar para cada estado del convertidor, el circuito lineal equivalente. En el caso del modo continuo, existen dos estados, cada uno corresponde a cada posición del interruptor.

8.2. PASO DOS

Escribir las ecuaciones para cada circuito equivalente en forma de variables de estado.

8.3. PASO TRES

Promediar cada conjunto de ecuaciones utilizando el ciclo de trabajo como factor de peso y entonces combinar los dos conjuntos de ecuaciones de estado en un solo conjunto sumándolos.

8.4. PASO CUATRO

Perturbar la ecuación promedio obtenida en el paso tres, para producir términos en D.C. y pequeña señal y elimine las no linealidades representadas por productos de variables.

8.5. PASO CINCO

Transforme los términos de AC en señal pequeña al dominio complejo.

8.6. PASO SEIS

Dibuje el modelo del circuito equivalente correspondiente a las ecuaciones matemáticas encontradas en las etapas anteriores.

A continuación se aplicaran cada uno de los pasos expuestos al convertidor tipo BUCK que aparece en la fig. 8.1

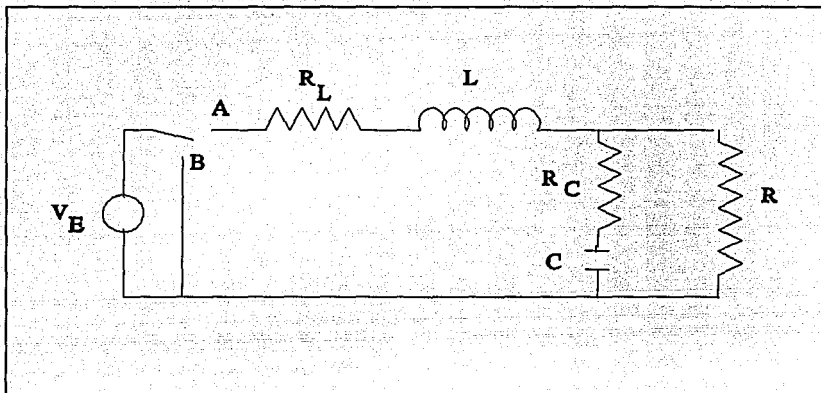


Fig.8.1

8.7. DESARROLLO DE LOS PASOS 1 AL 6.

PASO UNO.- Los dibujos del circuito para cada posición del interruptor aparecen en la fig. 8.2 a y b.

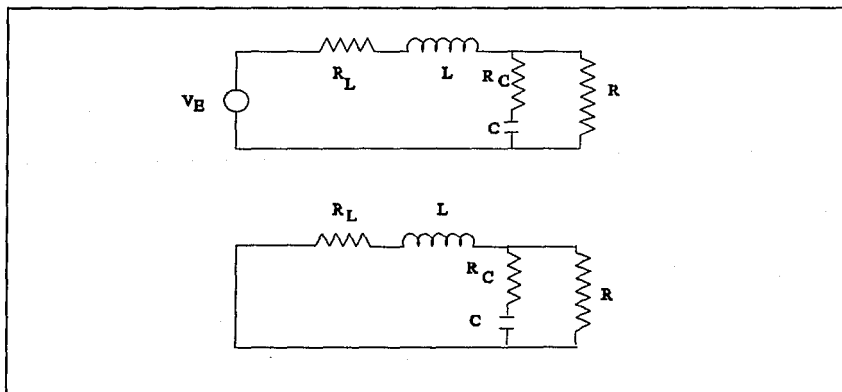


Figura 8.2

PASO DOS.-Escribir las ecuaciones que modelan cada circuito. Para el circuito de la fig. 8.2a las ecuaciones de estado que la modelan se presentan e continuación. Es necesario indicar que en todos los casos sucesivos, $n = 1$.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} \left[\frac{RR_L + nR_C R_L + nRR_C}{R + nR_C} \right] i_L - \frac{1}{L} \left[\frac{nR}{R + nR_C} \right] V_C + \frac{V_E}{L} \quad (8.1)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} \left[\frac{R}{R + nR_C} \right] i_L - \frac{1}{C} \left[\frac{n}{R + nR_C} \right] V_C \quad (8.2)$$

$$V_S = \left[\frac{nRR_C}{R + nR_C} \right] i_L + \left[\frac{nR}{R + nR_C} \right] V_C \quad (8.3)$$

$$i_E = i_L \quad (8.4)$$

Para el circuito de la fig. 8.2 b tenemos:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} \left[\frac{RR_L + nR_C R_L + nRR_C}{R + nR_C} \right] i_L - \frac{1}{L} \left[\frac{nR}{R + nR_C} \right] V_C \quad (8.5)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} \left[\frac{R}{R + nR_C} \right] i_L - \frac{1}{C} \left[\frac{n}{R + nR_C} \right] V_C \quad (8.6)$$

$$V_S = \left[\frac{nRR_C}{R + nR_C} \right] i_L + \left[\frac{nR}{R + nR_C} \right] V_C \quad (8.7)$$

$$i_E = 0 \quad (8.8)$$

PASO TRES.-Para combinar los dos circuitos en uno solo que pueda ser analizado usando teoría de circuitos lineales, necesitaremos promediar las ecuaciones sobre un ciclo. El factor de peso para promediarlos será la proporción de tiempo en que son usados uno y otro circuito; para la posición de $\Delta t = t_{on}$ para la posición

B $\Delta t = t_{off}$. El factor de peso para cada caso es:

$$d = \frac{t_{on}}{T_o} \quad (8.9)$$

$$d' = 1 - d = \frac{t_{off}}{T_o} \quad (8.10)$$

Multiplicando el conjunto formado por las ecuaciones 8.1 a 8.4 por el factor "d" y el conjunto formado por las ecuaciones 8.5 a 8.8 por el factor "(1-d)", y sumando las ecuaciones compatibles, obtendremos el resultado deseado.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} \left[\frac{RR_L + nR_c R_L + nRR_c}{R + nR_c} \right] i_L - \frac{1}{L} \left[\frac{nR}{R + nR_c} \right] V_c + \frac{V_E}{L} d \quad (8.11)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left[\frac{R}{R + nR_c} \right] i_L - \frac{1}{C} \left[\frac{n}{R + nR_c} \right] V_c \quad (8.12)$$

$$V_E = \left[\frac{nRR_c}{R + nR_c} \right] i_L + \left[\frac{nR}{R + nR_c} \right] V_c \quad (8.13)$$

$$i_E = d i_L \quad (8.14)$$

Se observa que estas últimas ecuaciones no son lineales ya que existen términos como $V_E d$ y $d i_L$, los cuales son el producto de dos variables, un modo práctico de linealizar variables, es obtener soluciones separadas tanto para C.A. como para D.C.

PASO CUATRO.- La técnica standard para resolver este problema, es asumir que los términos de C.A., pueden ser hechos arbitrariamente pequeños comparados con los términos de D.C. para hacer esto, se harán las siguientes consideraciones:

$$\begin{aligned}
 V_E &= V_E + \hat{V}_e \\
 V_C &= V_C + \hat{V}_c \\
 i_L &= I_L + \hat{i}_l \\
 d &= D + \hat{d} \\
 V_S &= V_S + \hat{V}_s \\
 i_E &= I_E + \hat{i}_e
 \end{aligned}
 \tag{8.15} - (8.20)$$

Donde los términos en mayúsculas con subíndices mayúsculas, representan las componentes de corriente directa. Los términos en minúsculas con subíndices en minúsculas son los componentes de señal pequeña. Los términos restantes, representan la cantidad total.

$$\begin{aligned}
 \frac{\hat{V}_s}{V_S} &< 1 \\
 \frac{\hat{V}_c}{V_C} &< 1 \\
 \frac{\hat{i}_l}{I_L} &< 1 \\
 \frac{\hat{d}}{D} &< 1 \\
 \frac{\hat{i}_e}{I_E} &< 1 \\
 \frac{\hat{i}_e}{I_E} &< 1
 \end{aligned}
 \tag{8.21} - (8.26)$$

Como las cantidades de señal pequeña son mínimas, cualquier producto de variables de señal pequeña puede ser ignorado.

Incorporando las consideraciones de 8.15 a 8.20 en las ecuaciones 8.11 a 8.14, obtendremos dos conjuntos de ecuaciones: una para C.D. y otra para C.A.

De lo anterior resultan dos conjuntos de ecuaciones:

a) ECUACIONES PARA CORRIENTE DIRECTA.

$$0 = -\frac{1}{L} \left[\frac{RR_L + nR_c R_L + nRR_c}{R + nR_c} \right] I_L - \frac{1}{L} \left[\frac{nR}{R + nR_c} \right] V_c + \frac{V_E}{L} D \quad (8.27)$$

$$0 = \frac{1}{C} \left[\frac{R}{R + nR_c} \right] I_L - \frac{1}{C} \left[\frac{n}{R + nR_c} \right] V_c \quad (8.28)$$

$$V_s = \left[\frac{nRR_c}{R + nR_c} \right] I_L + \left[\frac{nR}{R + nR_c} \right] V_c \quad (8.29)$$

$$I_E = D I_L \quad (8.30)$$

b) ECUACIONES PARA CORRIENTE ALTERNA.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} \left[\frac{RR_L + nR_c R_L + nRR_c}{R + nR_c} \right] \hat{i}_L - \frac{1}{L} \left[\frac{nR}{R + nR_c} \right] \hat{v}_c + \frac{V_E}{L} \hat{d} + \frac{D\hat{v}_e}{L} \quad (8.31)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} \left[\frac{R}{R + nR_c} \right] \hat{i}_L - \frac{1}{C} \left[\frac{n}{R + nR_c} \right] \hat{v}_c \quad (8.32)$$

$$\hat{v}_s = \left[\frac{nRR_c}{R + nR_c} \right] \hat{i}_1 + \left[\frac{nR}{R + nR_c} \right] \hat{v}_c \quad (8.33)$$

$$\hat{i}_e = D \hat{i}_1 + \hat{d} I_L \quad (8.34)$$

PASO CINCO.-Transformar las ecuaciones 8.31 a 8.34 al dominio de la frecuencia.

$$V_E \hat{d}(s) + D \hat{v}_e(s) = \left[SL + \frac{RR_L + nR_c R_L + nRR_c}{R + nR_c} \right] \hat{i}_L(s) + \left[\frac{nR}{R + nR_c} \right] \hat{v}_c(s) \quad (8.35)$$

$$0 = \left[\frac{R}{R + nR_c} \right] \hat{i}_1(s) - \left[SC + \frac{n}{R + nR_c} \right] \hat{v}_c(s) \quad (8.36)$$

$$\hat{v}_s(s) = \left[\frac{nRR_c}{R + nR_c} \right] \hat{i}_1(s) + \left[\frac{nR}{R + nR_c} \right] \hat{v}_c(s) \quad (8.37)$$

$$\hat{i}_\phi(s) = D \hat{i}_1(s) + I_L \hat{a}(s) \quad (8.38)$$

El circuito que representa a estas ecuaciones se ilustra en la fig. 8.3

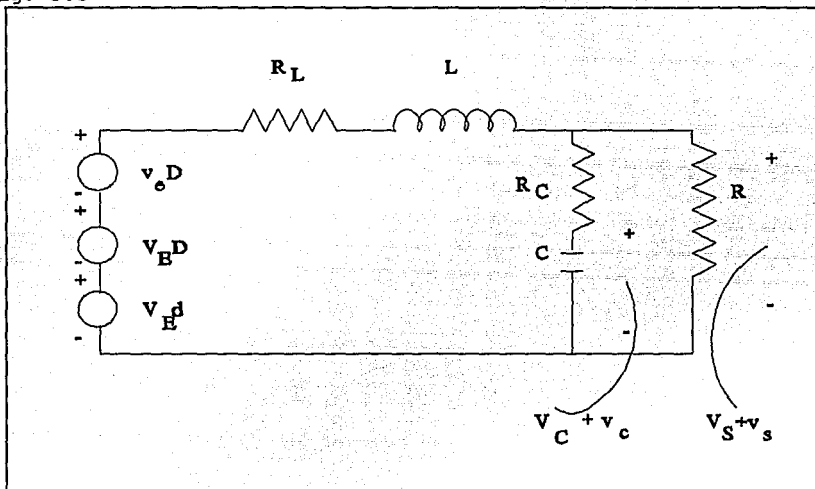


Figura 8.3

En la fig. 8.3 se observa que el modelo tiene generadores cuyos valores viene representados por el producto de dos variables. Esto hace fácil introducirlo a un sistema realimentado de conservación de potencia.

La próxima etapa en el desarrollo del modelo es separar la función de control de C.D. del valor del voltaje de entrada. En la fig. 8.4 se presenta un nuevo modelo que incluye un transformador T1. Este transformador tiene la propiedad de permitir el paso de la C.A. tanto como el de la C.D. Se indica la facilidad de la transformación, tomando como base el símbolo de un transformador ideal, al que se atraviesa con una línea recta y una línea senoidal. Otra propiedad importante de este transformador, es la de tener una relación de vueltas variable e igual a $D + d$

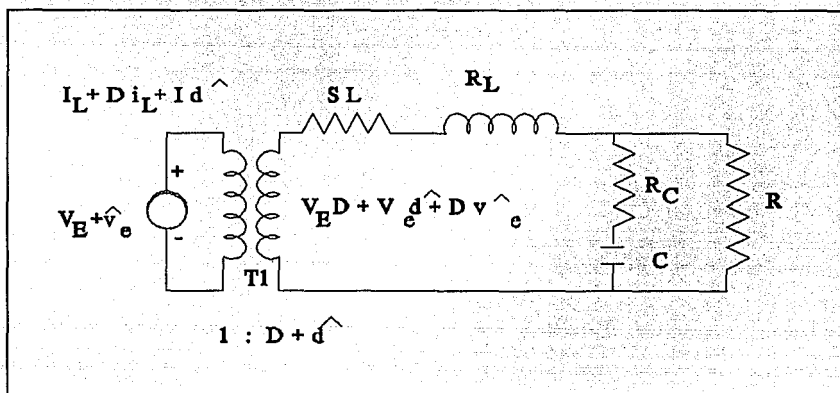


Figura 8.4

En base al circuito de la fig. 8.4 se obtiene el circuito de la fig. 8.5, se efectuaron cambios en la fig. 8.4, con la finalidad de que la relación de vueltas, quede solo en función de D .

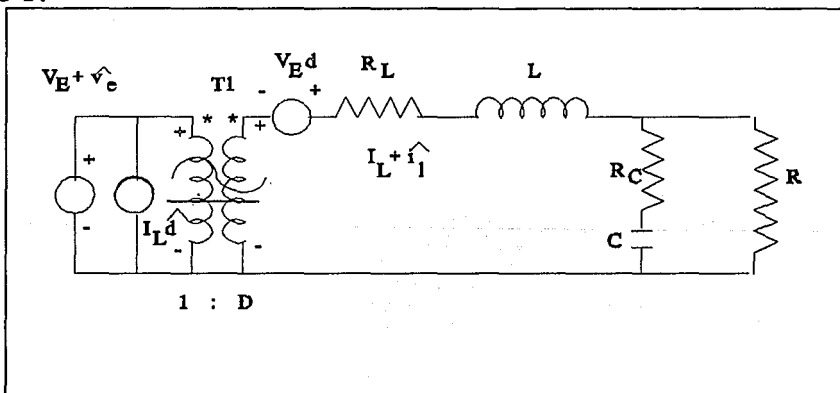


Fig.8.5

Finalmente trasladando el generador de voltaje al primario, el modelo adquiere la forma de la fig. 8.6

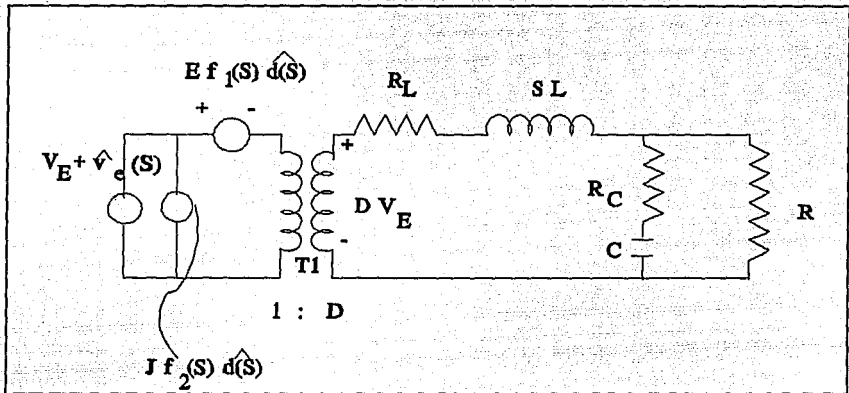


Figura 8.6

Donde:

$$E = \frac{V_S}{D^2} = \frac{V_E}{D} \quad (8.39)$$

$$f_1(s) = 1 \quad (8.40)$$

$$f_2(s) = 1 \quad (8.41)$$

$$J = \frac{V_S}{R} = I_o \quad (8.42)$$

A partir del modelo de la fig. 8.6 se obtienen las siguientes funciones de transferencia.

$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{v}_e(s)} = D \frac{R}{R + R_L} \left[\frac{(S n^2 C R_C + 1)}{1 + \left[n^2 C R_C + n C (R \| R_L) + \frac{L}{R + R_L} \right] S + L C \left[\frac{n^2 R_C + n R}{R + R_L} \right] S^2} \right] \quad (8.43)$$

$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_S}{D} \left[\frac{(S n^2 C R_C + 1)}{1 + \left[n^2 C R_C + n C (R \| R_L) + \frac{L}{R + R_L} \right] S + L C \left[\frac{n^2 R_C + n R}{R + R_L} \right] S^2} \right] \quad (8.44)$$

CAPITULO 9

9. MODELADO DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO

9.1.-Modelo funcional del Modulador de Ancho de Pulso.

El Modulador de Ancho de Pulso es un dispositivo electrónico donde se efectúa un control. Dicho control determina el ancho que deben tener un conjunto de pulsos, cuando estos aparecen continuamente, a frecuencia constante.

La realización práctica de un modulador de ancho de pulsos, puede apreciarse en el diagrama de bloques funcional de la figura 9.1. En él un oscilador genera una señal diente de sierra a frecuencia constante. La señal del oscilador es comparada con una señal que determina en cada período, que estado tendrá la salida. Esta solo puede tomar dos estados, cero o un valor menor o igual a tres volts. La señal que determina el estado de la salida del comparador, recibe el nombre de señal de control. Esta última se origina al comparar en un amplificador de error, dos señales de interés: una de referencia y una de medición.

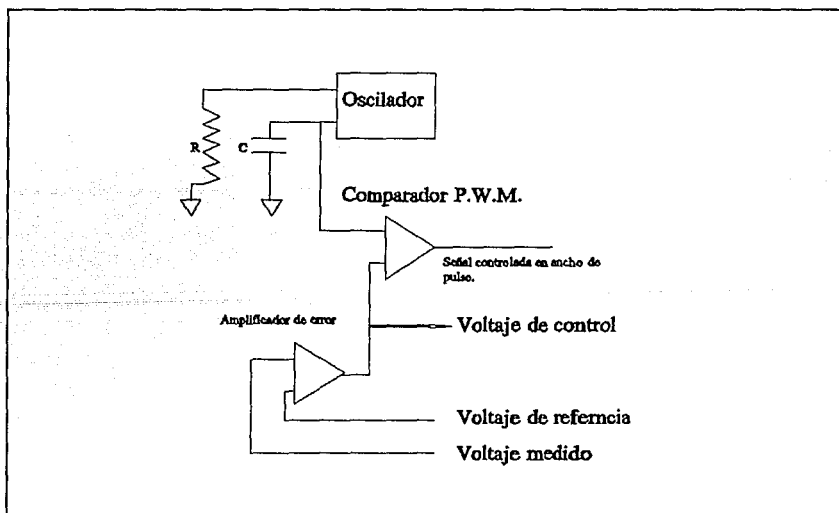


Fig. 9.1

Para el comparador de la figura 9.1 se cumple:

$$V_{(+)} - V_{(-)} = AV_{Id} \quad (9.1)$$

de aquí que si:

$$V_{(+)} > V_{(-)}, V_0 = V_{\text{saturation}} \quad (9.2)$$

en el caso de tener lo siguiente:

$$V_{(+)} < V_{(-)}, V_0 = 0 \quad (9.3)$$

Como resultado de estas ultimas relaciones, podemos dibujar las formas de onda siguientes:

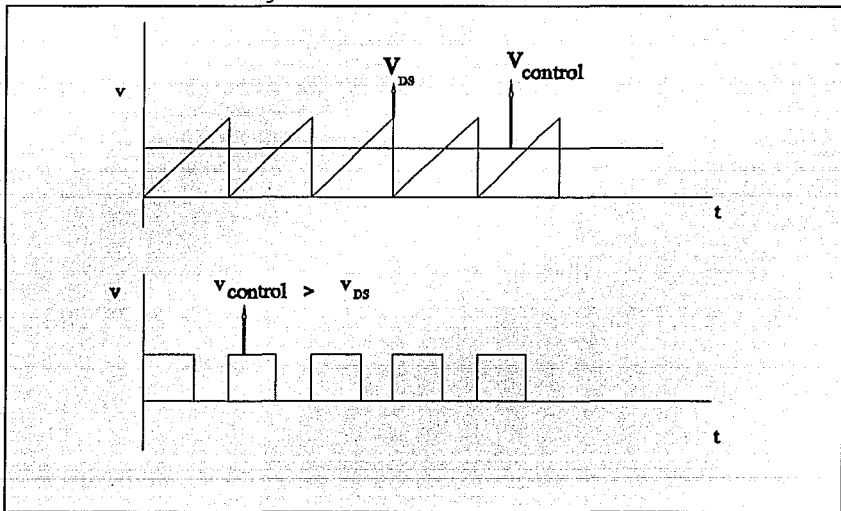


Fig. 9.2

9.2 FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL M.A.P. $\frac{d(s)}{v_c(s)}$

En el M.A.P. el voltaje de control $v_c(t)$, es comparado con una forma de onda repetitiva $v_r(t)$, la cual establece la frecuencia de interrupción f_o ver fig. 9.3a. Se considera en

este tipo de análisis, que el voltaje de control es el resultado de la suma de dos voltajes: uno que es una componente de C.D. y otro que es una perturbación de C.A.

$$v_c(t) = V_c + \hat{v}(t) \quad (9.4)$$

Donde $v_c(t)$ está en un rango comprendido entre 0 y $\hat{v}_r$, como se presenta en la figura 9.3a. $\hat{v}_c(t)$ es una perturbación en el voltaje de control a una frecuencia f , donde f es mucho menor que la frecuencia de interrupción f_o . La perturbación en el voltaje de control puede ser expresada como:

$$\hat{v}_c(t) = a \sin(\omega t + \phi) \quad (9.5)$$

donde:

a = amplitud

ϕ = ángulo de fase

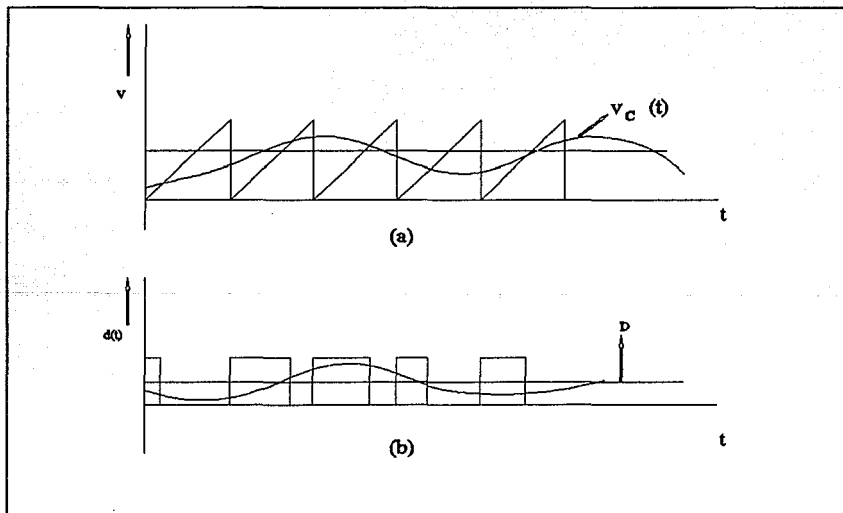


Fig.9.3

En la fig. 9.3b se observa que el valor instantáneo del ciclo de trabajo $d(t)$ es como sigue:

$$d(t) = 1.0 \quad \text{si} \quad v_c \geq v_r(t) \quad (9.6)$$

$$d(t) = 0.0 \quad \text{si} \quad v_c < v_r(t) \quad (9.7)$$

Expresando $d(t)$ en términos de series de Fourier, se tiene:

$$d(t) = \frac{V_c}{\hat{v}_r} + \frac{a}{\hat{v}_r} \sin(\omega t - \phi) + \text{componentes de alta frecuencia.} \quad (9.8)$$

Las componentes de alta frecuencia en el voltaje de salida v_s debido a los componentes de alta frecuencia de $d(t)$, son eliminados gracias al filtro pasa bajas a la salida del convertidor. Debido a lo cual, los componentes de alta frecuencia de la ecuación 9.6 pueden ser ignorados. En términos de su valor de C.D. y su perturbación de C.A.

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (9.9)$$

Comparando (9.7) con (9.6)

$$D = \frac{V_c}{\hat{v}_r} \quad (9.10)$$

$$\hat{d}(t) = \frac{a}{\hat{v}_r} \sin(\omega t - \phi) \quad (9.11)$$

Relacionando (9.5) y (9.11) obtenemos la función de transferencia del modulador.

$$\frac{\hat{d}(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{1}{\hat{v}_r} \quad (9.12)$$

CAPITULO 10

10. DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALTO VOLTAJE

10.1 INTRODUCCION.

Para hacer el diseño de cualquier circuito electrónico, es necesario definir primeramente, las características que deberá tener el equipo cuando se encuentre en operación. Después, hacer una investigación de las topologías de circuitos existentes con respecto a lo que se pretende diseñar. Una vez determinado lo anterior, se procede a efectuar su análisis tanto en señal grande como en señal pequeña del mismo, que nos permita predecir su comportamiento para cualquier tipo de condiciones previstas en el diseño.

Una ves desarrollados los pasos técnicos necesarios para efectuar el diseño, se procede a evaluar el tiempo necesario para efectuar la ingeniería, así como el costo de los componentes que se utilizan en el diseño. Lo anterior nos da algunos de los criterios que nos permiten a grandes rasgos, tomar decisiones al diseñar equipos.

El diseño puede ser de investigación ingenieril novedosa y creativa. Pero también puede ser investigación de ingeniería inversa. Esta última investigación, es la que se refiere a lo que normalmente conocemos como copiar algo. En este caso, copiar un diseño electrónico. Si la copia se efectúa sin dar una explicación de la teoría que involucra el diseño, no pasa el asunto de ser un acto que no revela ni deja al hacedor experiencia alguna en el diseño. Sin embargo, si la copia se efectúa analizando el funcionamiento del circuito y comparándolo con los conocimientos teóricos existentes en la actualidad, de manera que a partir de ellos se puedan desarrollar metodologías teóricas que permitan no ya copiar sino desarrollar nuevos diseños, se ha desarrollado ingeniería inversa.

La ingeniería inversa, tiene la ventaja, de ahorrar al ingeniero costos derivados de investigación tecnológica más no de estudios de teoría de frontera y teoría básica, que son en cualquier instancia, los que le permitirán iluminar los conceptos oscuros que se observan en los diseños electrónicos.

El diseño que ha continuación inicia es el resultado de desarrollar durante un tiempo impreciso el estudio de fuentes de voltaje que operan bajo diferentes principios.

10.2 TOPOLOGIA DEL CIRCUITO.

Las condiciones que debe reunir la fuente de voltaje son: Debe proporcionar de 0-500 Volts de C.D. constantes, 0-400 mA de C.D. constantes, 0-200 Watts de Potencia. La fuente deberá proporcionar al mismo tiempo 500 Volts a 400 mA. Las características de regulación con carga deberán ser:

VOLTAJE DE LINEA: 117 Volts (rms) +/- 15%, (99-135), 60 Hz

VOLTAJE NO REGULADO: 10.0 Volts p-p. de rizo.

SALIDA:

Voltaje: 0-500 V c.d.
 Corriente: 0- 400 mA. c.d.
 Corriente Limite: 500 mA c.d.
 Voltaje de rizo: 250 mV rms
 Corriente de rizo: 290 uA rms
 Regulación de línea: +/- 1%
 Regulación con carga: +/- 1%
 Eficiencia: 75%
 Frecuencia de interrupción: 40 KHz
 Temperatura de operación: 0 - 40 C.

OTRAS:

La topología que se ha escogido para el diseño es la que aparece en la figura 10.1. En esta se presenta después del receptáculo de entrada, una resistencia limitadora de corriente, así como un puente rectificador de corriente alterna, seguido de un filtro de entrada a base de capacitores y resistencias. Esta parte inicial es lo que se conoce como fuente de alimentación de c.d. no regulada.

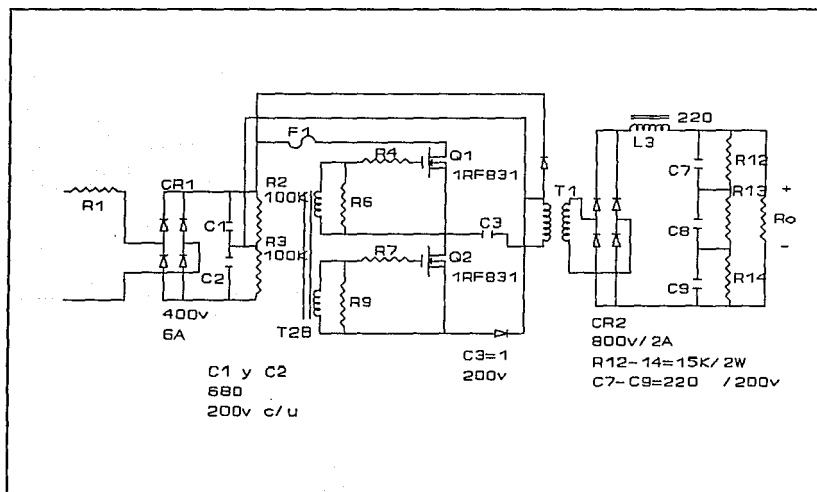


Fig.10.1

Después de la fuente no regulada, aparece un transformador de señal, cuya función es producir conmutaciones de los transistores que alimentan a un transformador de potencia. Este último, es un transformador de alta frecuencia, que tiene la finalidad de producir una elevación del voltaje de entrada. Finalmente, el voltaje en el devanado secundario del transformador de potencia, se rectifica y se alimenta al filtro pasobajas, que representa la etapa final o etapa de salida.

La primera etapa de este diseño esta enfocada a realizar los cálculos necesarios para poder determinar los voltajes, corrientes, y potencia de operación de cada uno de los componentes; es decir iniciaremos con el modelo de señal grande. La segunda etapa, consistirá en desarrollar el modelo de señal pequeña que nos permita conocer el comportamiento del mismo al estar funcionando a altas frecuencias, aplicando para ello las teorías de circuitos y control moderno.

10.3.-MODELADO EN SEÑAL GRANDE.

La sección de rectificación y filtrado de entrada, convierte la tensión de línea de corriente alterna a un voltaje de corriente directa no regulado, el cual suministra la potencia de corriente directa que necesita el regulador de interrupción controlada.

El diseño de la sección de entrada se basa en el adendum de criterios de diseño para fuentes no reguladas Apendice D, que se encuentra al final de esta tesis. La potencia de entrada requerida en esta aplicación es igual a la potencia de salida (200 watts) dividida por la eficiencia (75%) ; (267 Watts) .

10.3.1 CALCULO DEL TRANSFORMADOR DE POTENCIA EN ALTA FRECUENCIA.

Los pasos que se siguen para efectuar el diseño del transformador de pulsos, se basan en las indicaciones de diseño propuestas en el manual de diseño de transformadores de pulso (Design Manual for SMPS Power Transformers of Pulse Engineering, inc. 1990, Apendice D).

10.3.1.1 ESPECIFICACIONES:

Tipo de circuito: forward

Máximo voltaje de entrada en c.d.: 370 V c.d.

Mínimo voltaje de entrada en c.d.: 250 V c.d.

Frecuencia de operación : 50KHz

Mínimo factor de trabajo : 0.62

Máximo transitorio Volts-Seg.: 3×10^2

Máximo voltaje de salida en c.d.: 500 Volts

Caídas de voltaje: 0.6 Volts

Maxima corriente de salida: 0.4 Amperes

Tolerancia en el Voltaje de salida: +/- 5%

Máxima temperatura ambiente: 60 °C.

Máxima temperatura de operación : 105 °C.

Enfriamiento: 30 pies cúbicos por minuto.

10.3.1.2 SELECCION DEL NUCLEO DEL TRANSFORMADOR

POTENCIA DE SALIDA EN CORRIENTE DIRECTA. (P_{dc})

SECUNDARIO:

$$I_{cd} \cdot (E_o + E_{ser}) = (500 + 1) (0.4) = 200 \text{ Watts}$$

E_o = tensión de salida en c.d. del transformador

E_{ser} = caída de voltaje sin carga en salida del transformador

I_{cd} = corriente de salida en c.d. del transformador

10.3.1.3 DETERMINACION DE LA POTENCIA DEL TRANSFORMADOR.

F_v ; factor dimensional tomado de P_v de la tabla en Apendice D

F_k ; factor de enfriamiento de la curva pag. 183 en Apendice D

F_f ; factor de utilización de flujo 1 para circuitos unipolares

f = frecuencia especificada en Khz.

ΔT = incremento de temperatura en el transformador en $^{\circ}C$
 = (temperatura de operación) - (máxima temperatura amb.) -

$$P_v = 2.68 \left[\left(\frac{20}{50} \right)^{0.276} \sqrt{\frac{(0.5)(1)}{2} \cdot \frac{40}{40}} \right] 500w$$

$$P_v = 2.68[(0.776)(0.5)]500 w$$

$$= 520 \text{ watt}$$

De la tabla 1 (pag. 46 Apendice D) se selecciona el núcleo 0128.006 que corresponde a una potencia de 620 Watts. (Pag. 185)

$$P_v = F_v \left[\left(\frac{20}{f} \right)^{0.276} \sqrt{\frac{F_k F_f}{2} \frac{40}{\Delta T}} \right] P_{cd}$$

10.3.1.4 DETERMINACION DEL NUMERO DE VUELTAS DEL TRANSFORMADOR

VOLTAGE PICO REQUERIDO EN EL SECUNDARIO:

$$V_{sp} = F_{sp} E_{dc}$$

$$V_{sp} = F_{sp} (E_o + E_{ser})$$

E_{dc} ; voltaje de salida en el transformador

F_{sp} ; factor para obtener el voltaje pico en el sec.
de la tabla del Apencice D

$$F_{sp} = \frac{1}{\alpha} ; \alpha_{m\acute{a}x} = 0.95$$

$$V_{sp} = (501) (1.05)$$

$$V_{sp} = 525 \text{ Watt}$$

10.3.1.4.1 FACTOR DE OPERACION DE DENSIDAD DE FLUJO

PARA PROTECCION EN SATURACION:

$$F_o = \frac{ET_{m\acute{a}x}}{ET_{op}}$$

$$ET_{m\acute{a}x} = E_{en \ m\acute{a}x} t_{on \ m\acute{a}x} ;$$

$$F_o = \frac{E_{en \ m\acute{a}x}}{E_{en \ m\acute{i}n}}$$

$$ET_{op} = E_{en \ m\acute{i}n} t_{on \ m\acute{a}x}$$

$$F_o = \frac{336}{237} = 1.42$$

CONSIDERANDO PERDIDAS EN EL NUCLEO pag.184 :

$$F_o = (4.15) (0.5) = 2.075$$

10.3.1.4.2 NUMERO DE VUELTAS DEL DEVANADO

-MINIMO NUMERO DE VUELTAS:

$$N_{mr} = \frac{F_o \alpha_{m\acute{a}x} V_{xp} 10^8}{F_f B_{su} A_o f}$$

F_o ; el más alto factor de densidad de flujo (ya calculado)

$\alpha_{m\acute{a}x}$; máximo factor de trabajo

V_{xp} ; el voltaje pico en el secundario o ;

$E_{en \ m\acute{i}n}$ para el primario

B_{su} ; densidad de flujo máxima deseable (3000 Gauss)

f_f ; factor de utilizacion de flujo 1 para unipolar
2 para bipolar

A_o ; area transversal mínima, pag. 178 en cm^2

$$N_{mr} = \frac{2.075 (0.95) (525) (10^8)}{1 (3000) (3.46) (50000)}$$

$$N_{mr} = 199.4$$

$$N_s = 200 \text{ vueltas}$$

-VUELTAS POR VOLT:

$$t_v = \frac{N_s}{V_{sp}}$$

N_s ; número de espiras en el secundario
 V_{sp} ; voltaje pico en el secundario

-NUMERO DE VUELTAS PARA OTROS DEVANADOS:

$$\begin{aligned} N_p &= T_v E_{en \min} \\ &= 0.38(250) \\ &= 95 \end{aligned}$$

10.3.1.5 CALCULO DE LA INDUCTANCIA EN EL DEVANADO DEL PRIMARIO (USAR CM).

$$L_p = \frac{1.26 N_p^2 A_o (10^{-8})}{g + \frac{l_o}{\mu_m}}$$

g ; longitud efectiva del entrehierro
 μ_m ; permeabilidad del material del nucleo
 (2000 es la típica en este manual)

l_o ; longitud del paso magnetico
 A_o ; areatransversaldelnucleo
 N_p ; numero de espiras del primario
 $g = 2 S$

$$L_p = \frac{1.26(10000)(3.46)(10^{-8})}{0.0051 + \frac{13.0}{2000}}$$

$$S = 0.00254 \text{ cm}$$

Los datos necesarios para la aplicación de las formulas pueden verse en el Apendice D.

10.3.1.6 TAMAÑO DEL CONDUCTOR Y ARREGLO DEL DEVANADO.**-PRIMARIO:**

$$I_{pr} = F_{pr} \sum \frac{N_s I_{dc}}{N_p}$$

F_{pr} ; factor de corriente rms del primario (pag. 180)

N_x ; numero de vueltas

I_{dc} ; corriente del devanado en dc

$$I_{pr} = \sqrt{\alpha} \frac{(N_s I_{dc})}{N_p}$$

$$I_{pr} = \sqrt{0.95} \frac{200(0.5)}{95}$$

$$I_{pr} = 1.025$$

-CORRIENTE PICO EN EL PRIMARIO

$$I_{pp} = \frac{I_{pr}}{F_{pr}} = \frac{1.025}{\sqrt{\alpha}}$$

$$= 1.056$$

-corriente inductiva pico en el primario

$$\Delta I_p = \frac{E_{en} \min \alpha_{max}}{f L_p}$$

$$= \frac{250(0.95)}{50(37.58)}$$

$$= 0.126 \text{ Amp.}$$

-SECUNDARIO:

$$I_{sr} = F_{sr} I_{dc}$$

$$= \sqrt{\alpha} (0.5)$$

F_{sr} ; factor de corriente rms del secundario

I_{sr} ; corriente rms del secundario

10.3.2 DISEÑO DE LA FUENTE NO REGULADA**10.3.2.1 INTRODUCCION.**

La sección rectificadora -filtradora, convierte el voltaje de línea de corriente alterna en un voltaje filtrado y no regulado, el cual suministra la potencia requerida por el convertidor.

La sección de entrada es configurada como un puente rectificador de onda completa, cuando opera a 220 Volts y como un doblador cuando opera a 117 Volts. Esto suministra aproximadamente el mismo rango de voltajes de entrada (250-337 V dc), para el regulador de interrupción con cualquiera de los voltajes de línea.

10.3.2.2 ESPECIFICACIONES**ENTRADA:**

Voltaje de línea: 115 Volts rms +/- 15% (97.75-132.25 V), 60 Hz.

SALIDA:

Voltaje de cd : (124.4-168.3 V cd)

Voltaje de rizo : 10% Vp (13.8-16.83 Vdc)

Voltaje pico de salida : (138.23-187 Vp)

Corriente Irms : 1.025

10.3.2.3 CALCULO DEL CAPACITOR A PARTIR DE GRAFICOS.

Para calcular el valor del capacitor, nos auxiliaremos de los gráficos desarrollados en el manual de diseño de Motorola. Ver Apéndice D

$$\frac{V_c(dc)}{V_p} = \frac{124.4}{138.23} = 0.89$$

para este caso se observa que $\frac{R_g}{R_1} = 1$

y que $\omega C R_L = 50$

$$R_L = \frac{V_o}{I_o}$$

$$R_L = \frac{124.4}{1.025} = 121.3 \Omega$$

$$\omega C R_L = 2\pi f \frac{V_c(cd)}{I_o} \cdot C$$

$$C = \frac{\omega C R_L}{2\pi f \frac{V_c(cd)}{I_o}}$$

$$C = \frac{50}{377 \left(\frac{124.4}{1.025} \right)}$$

$$C = 1092 \mu F$$

$$R_g = 0.01 R_L$$

$$R_g = 1.2 \Omega$$

10.3.2.4 CORRIENTE A LA ENTRADA

A fin de limitar la corriente de los capacitores en el momento de la conexión del voltaje de línea, se introduce un termistor que tiene una resistencia de 12 ohms a 25 °C y 1 ohm a 30 °C.

Lo anterior permite la protección de los capacitores del filtro, cuando en el momento de la conexión del voltaje de línea, la onda seno pasa por su valor máximo.

-SOBRECORRIENTE I_{surge}

$$I_{surge} = \frac{V_p}{R_s + ESR}$$

$$I_{surge} = \frac{138}{12 + 0}$$

$$= 11.5 \text{ Amp.}$$

10.3.2.5 OBTENCION DE LAS CARACTERISTICAS DE LOS RECTIFICADORES A TRAVES DE GRAFICAS.

$I_o = 1.025 \text{ Amp.}$

Observando y analizando la gráfica 8-4a (Apendice D).

$$I_F(rms) = 2 I_o = 2.050 \text{ Amp.}$$

Observando y analizando la gráfica 8-4b (Apendice D)

$$I_F \text{ pico} = 9.7 I_o = 9.9425 \text{ Amp.}$$

PIV = 187 Volts (200 V).

10.3.2.6 CALCULO DEL FUSIBLE DE PROTECCION A LA ENTRADA.

$$I_{fus. (rms)} = I_F(rms) (1.75) = 3.50 \text{ Amp.}$$

10.3.3 SELECCION DE LOS TRANSISTORES Y SUS COMPONENTES ASOCIADOS

Como elementos de interrupción, se utilizan dos pares de transistores de potencia de efecto de campo canal N, trabajando en modo de enriquecido. Estos transistores son diseñados para trabajar en aplicaciones donde se requiere, alto voltaje, alta velocidad de conmutación, por eso son a menudo utilizados como reguladores de interrupciones en convertidores.

En el circuito de la figura 10.1 se presentan dos transistores Mosfet, cada uno representa a un par de transistores conectados en paralelo. Sus compuertas respectivas son alimentadas a través de una resistencia, con un voltaje que viene de un transformador de señal.

La resistencia R6 y R9 que se encuentran en paralelo con el secundario del transformador de señal, sirven como circuitos cerrados para que el transformador de señal libere su energía.

Los resistores R4 y R7 en combinacion con las capacitancias de gate-drain y gate-source, permiten controlar el tiempo de encendido y apagado de los transistores.

Los tiempos de encendido y apagado del transistor, son especificados por el fabricante, cuando el gate se polariza a través de una resistencia de 50 ohms.

Para suministrar los pulsos al transformador de señal se hace uso de un circuito totem-pole, ya que este sistema evita que existan retardos de tiempo indeseables, al polarizar circuitos del tipo que tratamos ahora.

Debido a que el voltaje de trabajo es de 376 Volts, e $I_o=1.0$ Amp. se selecciono el transistor IRF 831 de Motorola, cuyo voltaje drain source es de 450 Volts (apéndice). Como circuito alimentador de pulsos al transformador de señal se escogió el circuito integrado totem-pole DS0026.

10.3.4 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE SEÑAL PEQUEÑA

SELECCION DEL NUCLEO.

CALCULO DE POTENCIA.

Secundario:

$$(E_0 + E_{ser}) I_{cd} = 25 V_{cd} \cdot I_{cd}$$

$$(E_0 + E_{ser}) I_{cd} = 25 \times 1 = 25 \text{ VA}$$

CALCULO DEL FACTOR DE OPERACION.

$$F_0 = \frac{E_{en \max}}{E_{en \min}} = 1.0$$

CALCULO DEL NUMERO DE VUELTAS DEL DEVANADO.

$$N_{mr} = \frac{F_0 \alpha_{\max} V_{sp} (10^8)}{F_f B_{su} A_g f}$$

$$N_{mr} = \frac{1 (0.95) (25) (10^8)}{2 (300) (128) 10^5}$$

$B_{su} = 3000$ para el material de ferrita 3F3 de Ferroxcube
Se usa el Toroide 768T188.

$B_{su} = 3000$ para material de ferrita
 3 F 3 = 3 F 3 de Ferroxcube

$$N_{mr} = 30.92 = 31 \text{ vueltas}$$

$$T_v = \frac{N_s}{V_{sp}} = \frac{31}{25} = 1.24 \frac{V_u}{\text{Volt}}$$

$$N_p = 1.24 \frac{V_u}{\text{Volt}} \times 25 \text{ V} = 31$$

10.3.5 CALCULO DEL FILTRO PASO BAJAS.

10.3.5.1 DETERMINACION DEL VALOR DE LA INDUCTANCIA.

$$L = \frac{V_{EN} - V_D - V_S}{I_b} \cdot t_{on}$$

Consideraremos en este caso que el tiempo de encendido mínimo será de 5%. Haciendo referencia a este punto, la inductancia se calculara considerando que la diferencia entre los voltajes de entrada y salida es menor o igual a 25 Volts.

$$L = \frac{15}{0.8} (9.5) 10^{-6} \\ = 178.125 \mu\text{Henry}$$

En este caso se uso una inductancia de 220 microHenrios.

10.3.5.2 DETERMINACION DEL CAPACITOR DE SALIDA

$$C = \frac{I_o}{4f_o \Delta V_o} \\ = \frac{0.4}{4(5 \cdot 10^4)(0.25)} \\ C \geq 8\mu F$$

Se utiliza en este caso un capacitor de 8 microfarad o mayor con la condición de que la ESR sea lo suficientemente pequeña para evitar que el rizo no sea mayor que 250 milivolts. En este caso se utilizaron tres capacitores conectados en serie de 220 microfarad a 200 Volts.

10.4. MODELADO EN SEÑAL PEQUEÑA

En esta sección se dan los pasos necesarios, que permiten efectuar paso a paso un análisis del modelado del diagrama de la fig. 10.1.a. Para iniciar, se presenta en la fig. 10.2 el modelo canónico de los convertidores trabajando en modo de operación continua y en señal pequeña. El modelo canónico debe su paternidad a los doctores Middlebrook and Cuk de la Universidad de California.

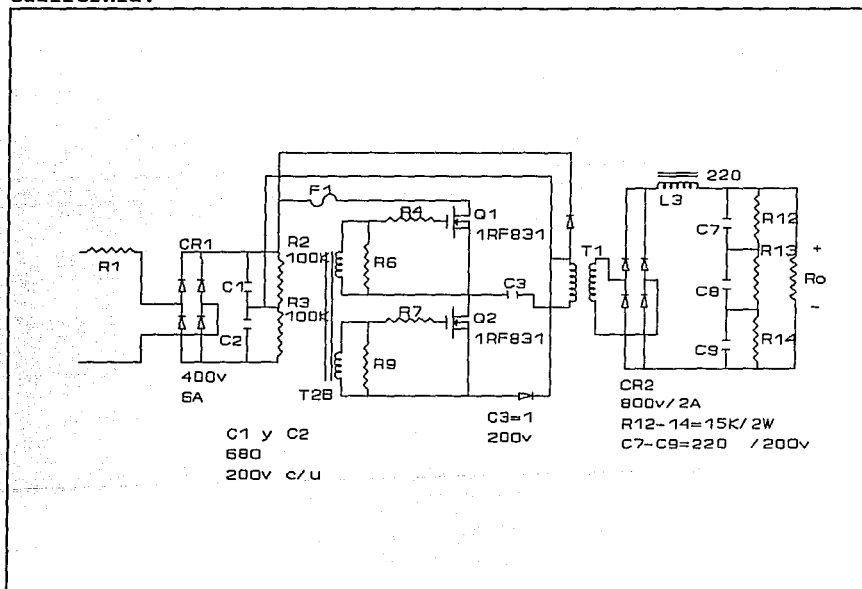


Fig.10.1.a

PASO 1 FUENTE NO REGULADA.

En la fig. 10.1.a se aprecian de izquierda a derecha, la alimentación de corriente alterna; la cual es rectificada por el puente rectificador CR1 y filtrada a través de los arreglos de resistencias y capacitores presentados.

Los componentes antes citados, constituyen la fuente de C.D. no regulada, que se modela en la fig. 10.3.

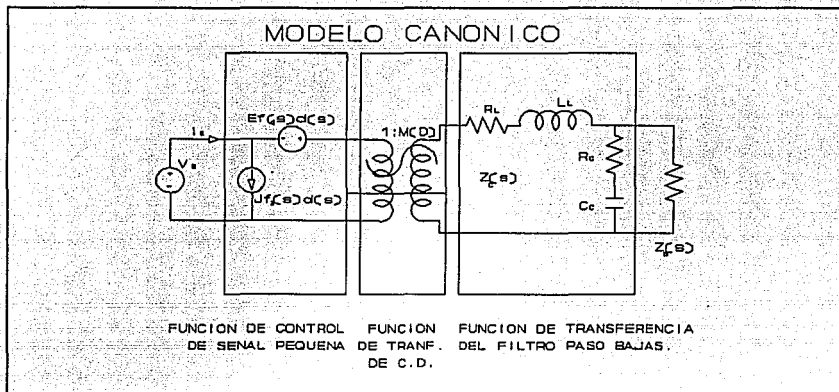


Fig.10.2

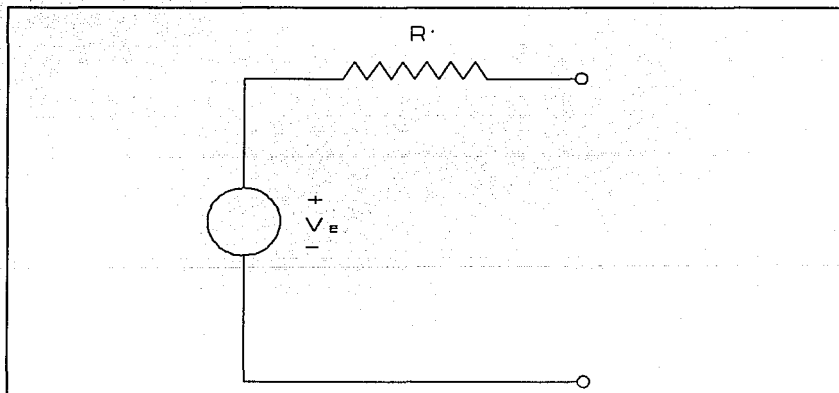


Fig.10.3

PASO 2 ACTUADORES

Después de la fuente, aparecen en el diagrama los transistores Q1 y Q2 que hacen las veces de interruptores de estado solido.

La finalidad de estos interruptores, es la de convertir la C.D. proporcionada por la fuente de potencia no regulada, en pulsos

de voltaje controlados, los cuales son promediados en un filtro pasobajas, que solo permite el paso de la componente de corriente directa a los terminales de salida de la fuente.

En base a lo anterior, los interruptores y el filtro quedan representados según el modelo canónico desarrollado por los Doctores Middlebrook and Cuk, según se observa en la fig. 10.4. En esta Figura los transistores y el modulador de ancho de pulso quedan representados por las fuentes dependientes de voltaje y corrientes $E f_1 d$ y $J f_2 d$ respectivamente; donde E , f_1 , f_2 , y J son parámetros obtenidos del convertidor tipo buck en capítulos anteriores.

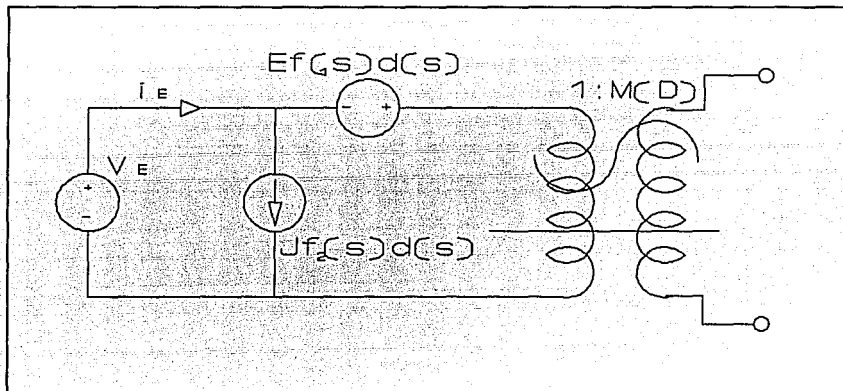


Fig.10.4

Es importante hacer notar que entre los elementos de interrupción y el filtro pasobajas, es decir la etapa de salida, existe un transformador de potencia que debe operar en condiciones de frecuencias medias (12 a 100 KHz).

Este transformador de potencia con el agregado del puente rectificador, recibe el nombre de transformador de C.D..Lo anterior porque el primario del mismo, recibe los pulsos de potencia aplicados por los actuadores (transistores), el secundario los amplifica y el puente rectificador de corriente, los convierte a C.D. nuevamente pero con una amplitud diferente a la de entrada. En otras palabras el transformador con su rectificador asociado amplifican la potencia de corriente directa. En la fig. 10.5 se puede apreciar el transformador y su puente rectificador agregado; inmediatamente después, en la fig 10.6, se encuentra el modelo del mismo.

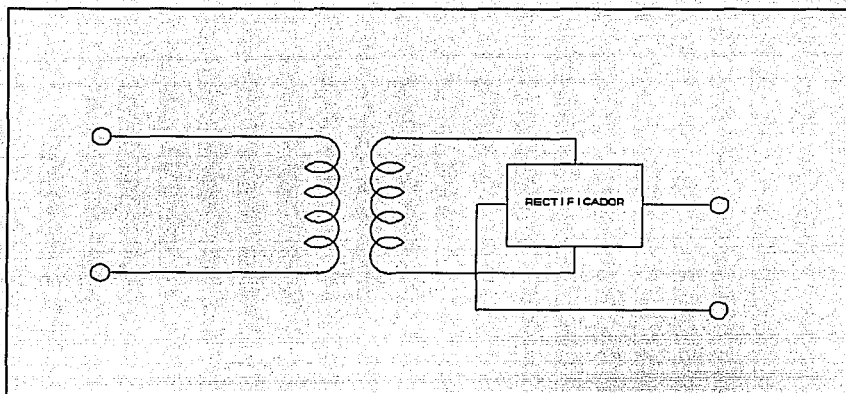


Fig.10.5

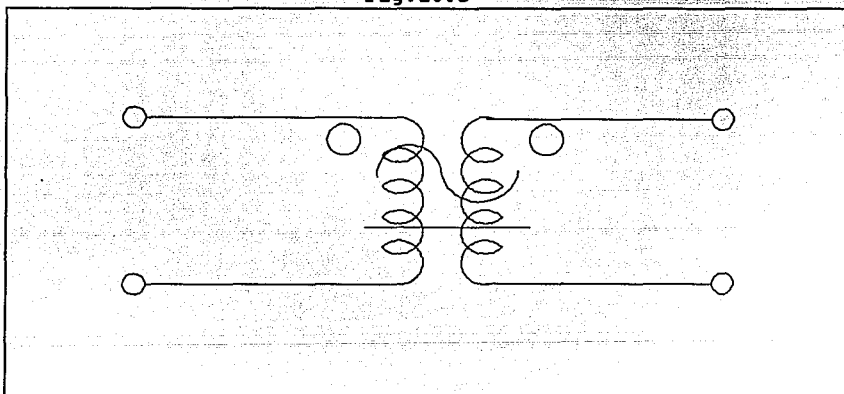


Fig.10.6

Este concepto es muy importante puesto que es ampliamente usado por los diseñadores de fuentes de potencia conmutadas. Sin embargo, debe quedar claro que el transformador de C.D. es una caracterización de la unión de dos componentes electrónicos: el transformador de alta frecuencia y un puente rectificador.

El transformador que se ha modelado, sirve de base para poderlo introducir al modelo canónico del convertidor de la fig. 10.4.

PASO 3 ETAPA TRANSFORMADORA.

La introducción del transformador de C.D. al modelo canónico, se puede apreciar en la figura 10.7. Se han agregado además del transformador, el filtro de salida y la resistencia de carga.

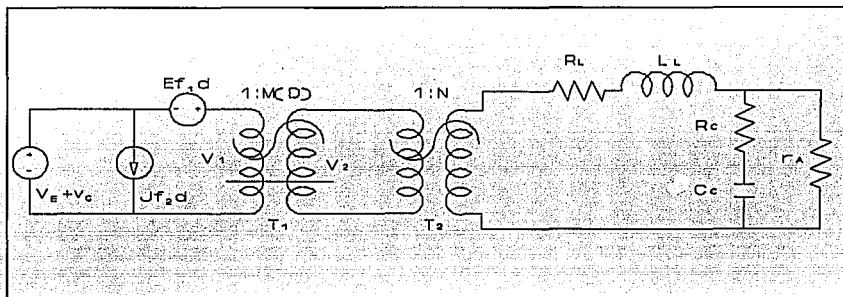


Fig.10.7

Se puede observar en la figura anterior que T1 es el transformador que modela al sistema de transistores, modulador de ancho de pulso y filtro, mientras que por otro lado T2, es un transformador con núcleo magnético y devanado primario y secundario. Una vez representados estos dos transformadores en un modelo, pueden ser manipulados de manera que se puedan efectuar simplificaciones del circuito, aplicando para ello la teoría de circuitos eléctricos lineales.

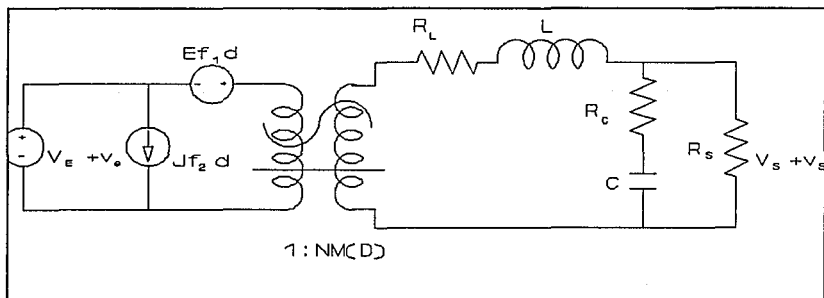


Fig.10.8

En la figura 10.8 aparece un nuevo circuito, en el cual se ha hecho un a transformación del circuito de la figura 10.7. Los transformadores T1 y T2 se han unido de manera que se sustituyen por un solo transformador cuya relación de transformación viene determinada por las relaciones de transformación de los dos transformadores iniciales.

En esa figura, también se observa que las fuentes controladas por voltaje y corriente no han sufrido ninguna modificación, puesto que no se han hecho aun un análisis de la fuente en un sistema realimentado.

PASO 4 REALIMENTACION

Una vez que se tiene el modelo del sistema en malla directa, se procede a introducir en él, las mallas de muestreo que permitan efectuar una realimentación al sistema con la finalidad de poder disponer de controles para regular sus características de salida. El sistema realimentado propuesto, puede apreciarse en la Fig. 10.9

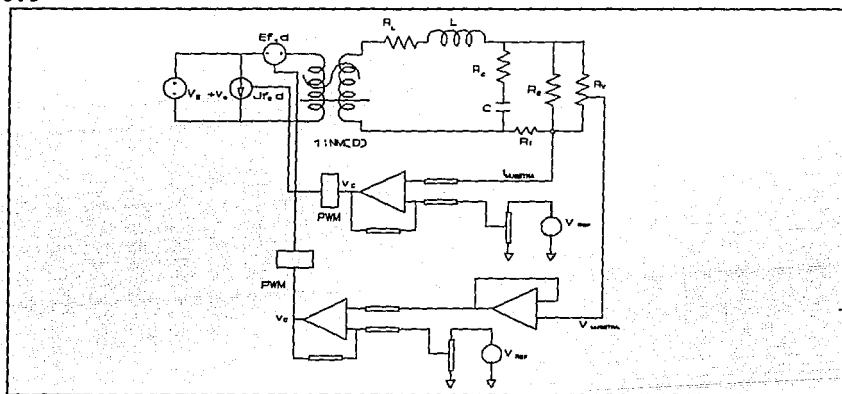


Fig.10.9

El concepto de cerrar la malla obedece al hecho de que el convertidor que se diseña debe ser regulado en su salida contra cambios en su resistencia de carga o variaciones del voltaje de entrada.

Si aplicamos el principio de superposición al diagrama de la Fig.10.9, se puede encontrar como varía el voltaje a la salida en función del voltaje de control.

A continuación se presenta el diagrama del sistema realimentado, donde solo se considera la fuente dependiente de voltaje y el voltaje de entrada; en la sección de entrada. Fig.10.10. Se puede ver en esta Figura, como el voltaje se muestrea

a partir de un arreglo de resistencias conectadas a los terminales de salida de la fuente. El voltaje muestreado, es alimentado a un amplificador con ganancia unitaria cuya única función es proporcionar una impedancia de entrada alta a la señal que viene del muestreador y así, evitar errores de carga. Después de lo anterior, se dispone de un amplificador, que hace las veces de sumador y controlador. Este, compara la señal muestreada contra una referencia de voltaje y le proporciona a la diferencia (error) una transformación deseada. Una vez que la señal se ha procesado, se aplica al modulador de ancho de pulso, quien convierte de manera inmediata la señal de control en pulsos de voltaje digital cuya anchura depende del error.

Los pulsos generados en PWM son alimentados a los actuadores, a través de un transformador de señal que es energizado a través de un totem-pull.

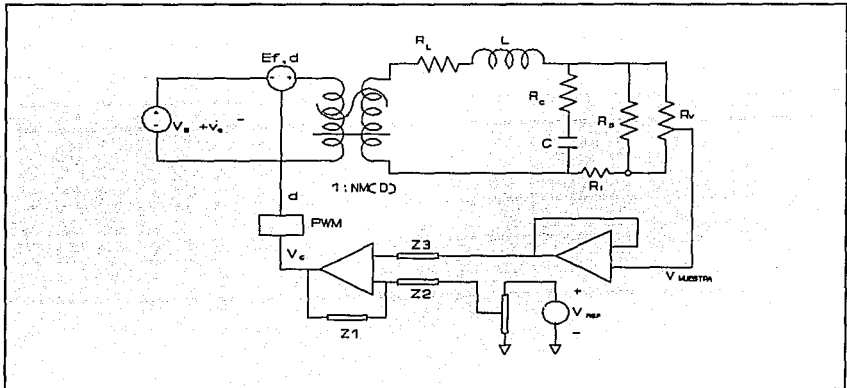


Fig.10.10

De la misma manera que en el caso anterior, para analizar el comportamiento del sistema cuando este se controla en corriente, se analiza el diagrama que aparece en la fig. 10.11

En este caso, la corriente, es muestreada a través de un resistor de carga que se encuentra antes de los bornes de salida de la fuente. Después, esta muestra indirecta de corriente, es alimentada a un amplificador que hace las veces de sumador y controlador; ya que en él, como en el caso anterior, se compara la señal muestreada con la señal de referencia y se produce una señal de control que depende del error. La señal de control se alimenta al PWM y este lo envía a los actuadores via totem-pull y un transformador de señal.

Una vez presentados los dos subsistemas que se han de analizar, se procede a efectuar un conjunto de pasos que nos llevarán a integrar el proyecto de control.

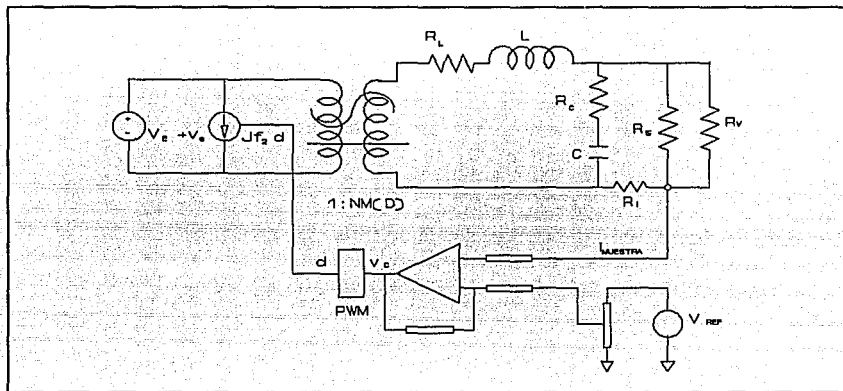


Fig.10.11

PASO 4 A. CERRANDO LA MALLA DEL CONTROLADOR DE VOLTAJE.

En este análisis se aplica el principio de superposición, con lo cual se eliminan las otras fuentes, y se deja solo la de la fuente dependiente de voltaje que aparece en la Fig. 10.10.; de esta figura, se observa que la función de transferencia del filtro es:

$$F(S) = \frac{\frac{1}{LC}}{S^2 + \frac{1}{R_s C} S + SL + \frac{1}{LC}}$$

donde:

C; es la capacitancia del filtro.

L; es la inductancia del filtro

R_s; es la resistencia de carga

Esta ecuación puede expresarse de la siguiente forma:

$$F_1(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2}$$

donde:

Los polos de la función de transferencia $F_1(S)$ son:

$$P_1 = -\zeta\omega_n + j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$$

$$P_2 = -\zeta\omega_n - j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$$

Los valores de los componentes de la etapa de salida son:

$C = 73 \text{ uF}$; $L = 220 \text{ uH}$; $R_g = 1250 \text{ ohms}$

De acuerdo a las formulas siguientes se calculan los parámetros de interés:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\zeta = \frac{1}{2 R_g C \omega_n}$$

Los valores calculados son:

$$\omega_n = 7891 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$f = 1255 \text{ Hz}$$

$$\zeta = 0.69439 \cdot 10^{-3}$$

La función de transferencia del filtro puede ser expresada al sustituir valores de la siguiente manera:

$$F(S) = \frac{62267881}{S^2 + 10.9588 S + 62267881}$$

De acuerdo a la fig. 10.12 la función de transferencia que existe entre el modulador, etapa de potencia filtro, corresponde a lo siguiente:

$$T_1(S) = M(S) \cdot P(S) \cdot F(S)$$

que puede representarse como:

$$\frac{\hat{v}_s(S)}{\hat{v}_c(S)} = \left(\frac{1}{\hat{v}_r} \right) \cdot (E f_1 \cdot NM(D)) \cdot (F(S))$$

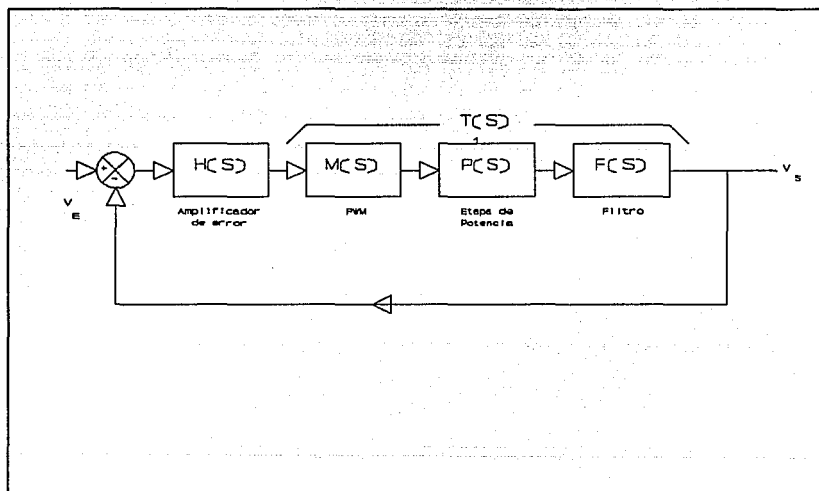


Fig.10.12

$M(S)$; es la función de transferencia del modulador

$P(S)$; es la función de transferencia de potencia

$F(S)$; es la función de transferencia del filtro

$G(S)$; es la función de transferencia de la etapa de potencia y filtro.

$T_1(S)$; es la función de transferencia de: modulador, etapa de potencia, y filtro.

Los datos con que se cuenta para continuar el análisis son:

$$\hat{V}_r = 3.7 \text{ V}$$

$$E = \frac{V_E}{D}$$

$$V_E = 370 \text{ V}$$

$$D = [0.1-0.9]$$

$$f_1 = 1$$

$$N = N_T$$

$$M(D) = D$$

Fig. 10.13a

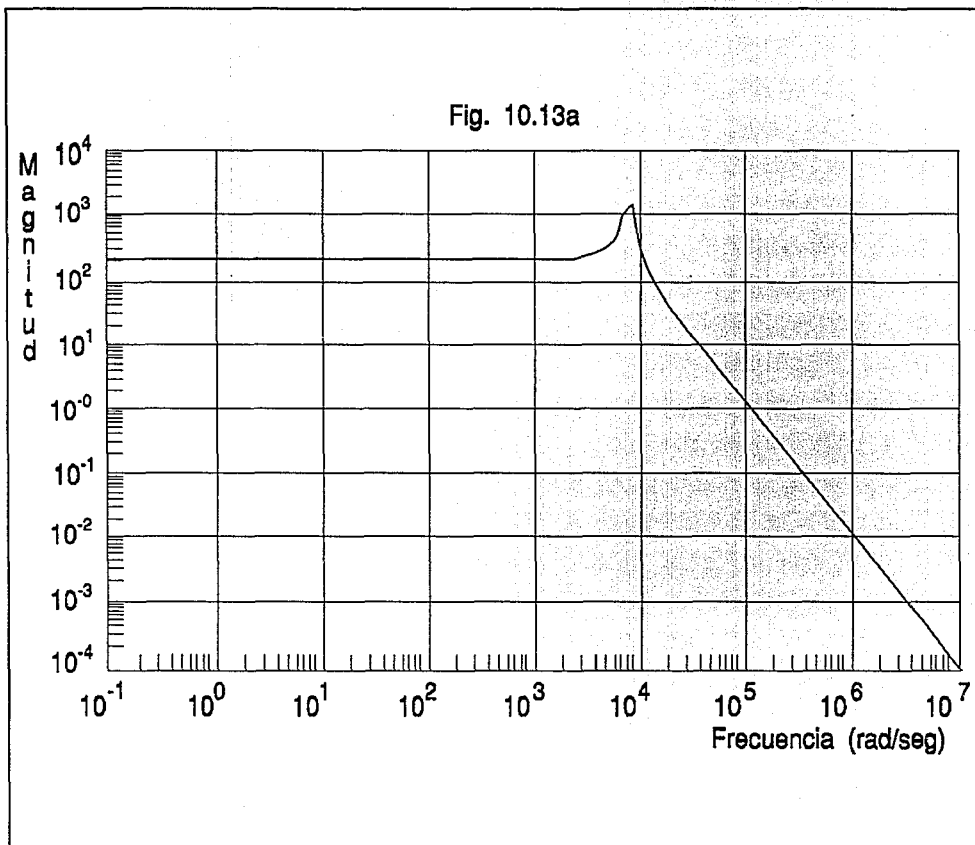


Fig. 10.13b

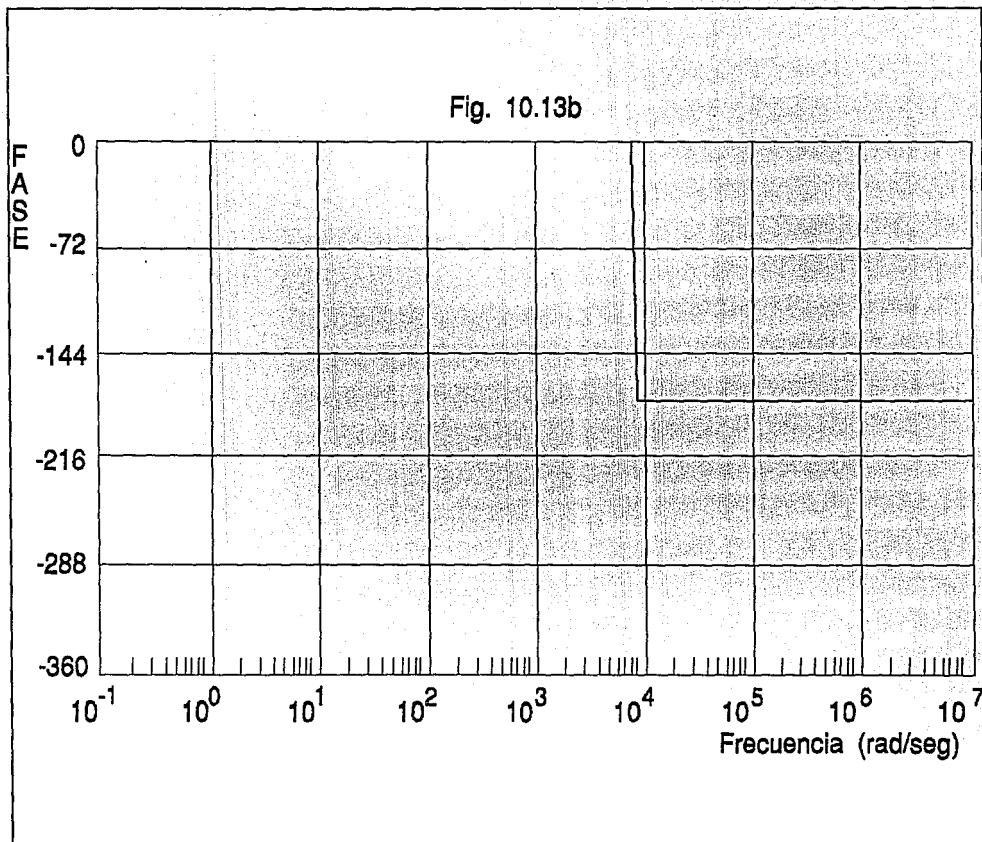


Fig.10.14a

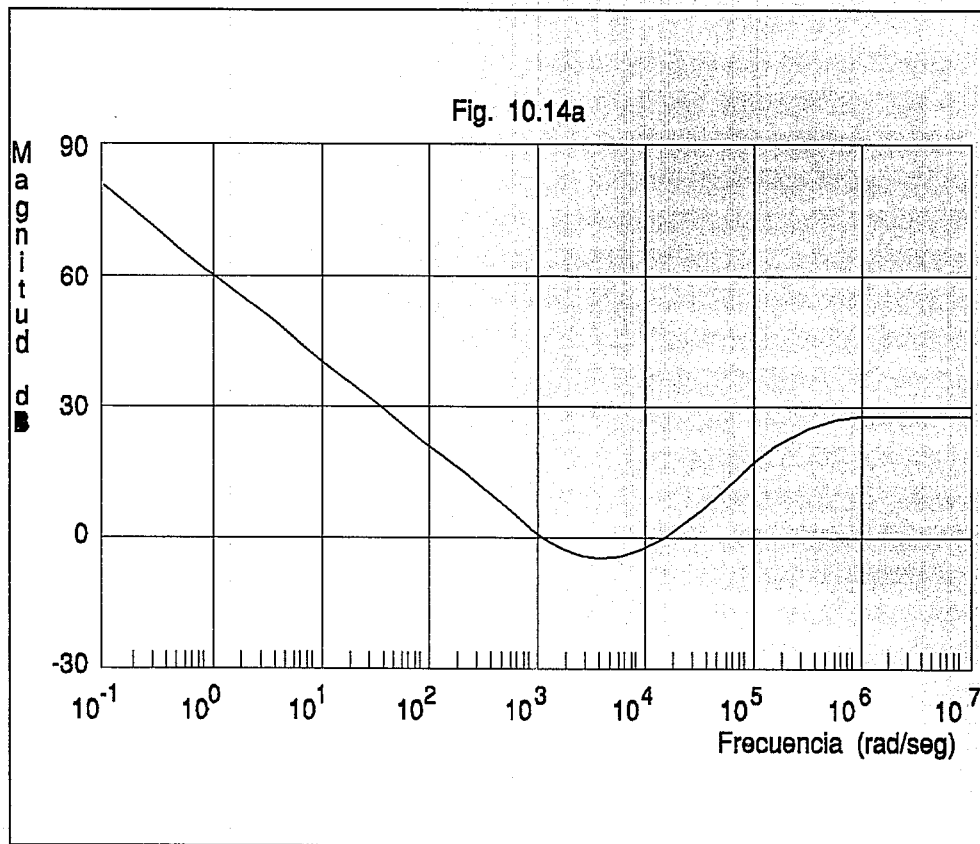
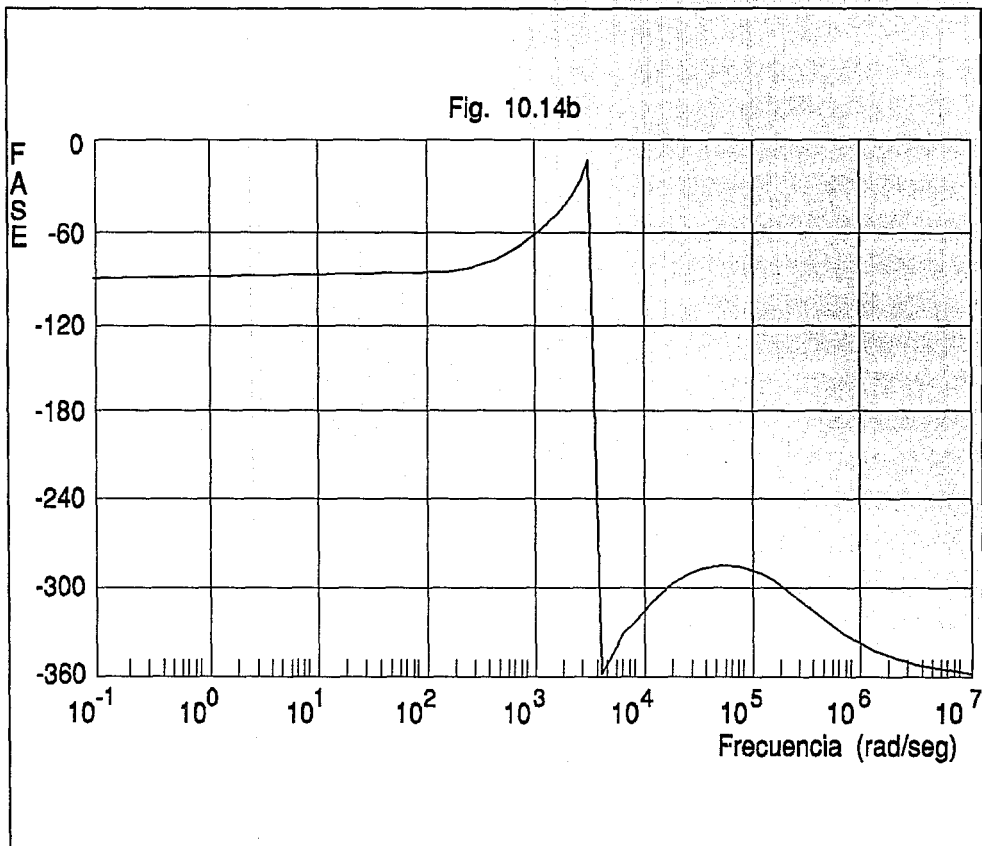


Fig. 10.14b



Haciendo a un lado la función de transferencia del filtro, el voltaje a la salida del transformador de potencia se puede escribir:

$$\hat{v}_T = \frac{V_E \cdot N_T}{\hat{v}_r} \cdot \hat{v}_c$$

$$\frac{\partial \hat{v}_T}{\partial \hat{v}_c} = \frac{V_E \cdot N_T}{\hat{v}_r}$$

Estas ultimas ecuaciones representan las características de baja frecuencia que sustituyendo los datos numéricos nos dan:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{v}_T}{\partial \hat{v}_c} &= \frac{370(2)}{3.7} \\ &= 200 \end{aligned}$$

Finalmente la función de transferencia del modulador, transformador (etapa de potencia), y filtro puede escribirse como:

$$T_1(s) = \frac{12453.6}{10^{-6}s^2 + (11)10^{-6}s + 62.267881}$$

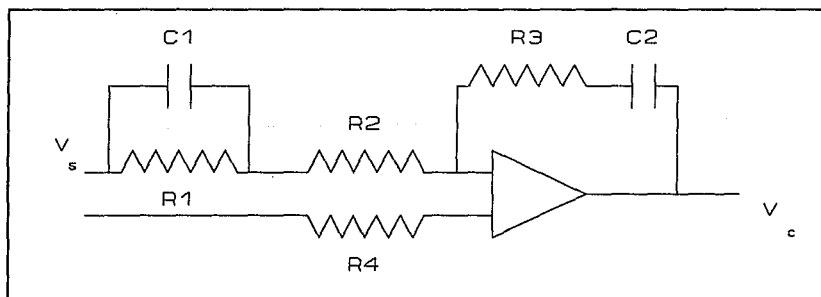


Fig.10.15

En las Figs. 10.13a, y 10.13b se observan los diagramas de Bode de magnitud y fase de esta última ecuación. Además se puede determinar que a la frecuencia de trabajo, es decir; a los 515221 rad/seg (82 KHz) la ganancia cae a -24 db, mientras que la ganancia en bajas frecuencias es de 46 db.

El filtro introduce una característica de dos polos a su frecuencia de resonancia, que es de 7889 rad/seg (1255 Hz). Arriba de esa frecuencia, la ganancia cae a 40 db/decada, y la fase tiende a -180°. Esto puede ocasionar oscilaciones e inestabilidad al menos que el sistema sea compensado.

Cerrar la malla como sabemos, consiste en realimentar una variable a la salida y compararlo con una entrada para obtener un error que puede ser amplificado. Esta operación se efectúa construyendo una malla de realimentación de tal manera que la ganancia total de la malla cruce por cero db. (con adecuado margen de fase) a la mitad de la frecuencia de interrupción.

En la Fig. 10.13a, la ganancia es de 46 db a bajas frecuencias y cae a -40 dB/Década a los 7854 rad/seg (1250 Hz). Esto trae como consecuencia que a los 314159 rad/seg (50 KHz) la ganancia de control es de -17 db. Para una ganancia de 10 db de malla abierta, la malla de realimentación debe tener una ganancia de 27 db, a 314159 rad/seg. (50 KHz).

De 50 KHz a 1250 Hz, la malla de realimentación debe tener un cero que cancele uno de los polos del filtro y reduzca el corrimiento de fase a -270°.

Abajo de la frecuencia de resonancia, los polos no influyen, sin embargo la frecuencia de resonancia puede ser menor de 1250 Hz debido a las tolerancias de los capacitores del filtro.

La malla de realimentación $H(S)$, es diseñada para tener una transición de un polo a un cero a 600 Hz, es decir, a la mitad de la frecuencia de resonancia. En las Figs. 10.14a y 10.14b se presenta el Bode de magnitud y fase para la malla de compensación.

En la fig. 10.15 se presenta el diagrama del amplificador de error, que se usa como malla de realimentación. Su función de transferencia es:

$$H(S) = \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{(S + \omega_{z1}) \cdot (S + \omega_{z2})}{S (S + \omega_{p1})}$$

donde:

$$\begin{aligned}\omega_{z1} &= \frac{1}{C_1 R_1} \\ \omega_{z2} &= \frac{1}{C_2 R_3} \\ \omega_{p1} &= \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_1 R_1}\end{aligned}$$

En base a la Fig. 10.15, la ganancia de alta frecuencia viene dada por R_3 y R_2 . Se escoge una resistencia de 33 Kohms, como R_3 , para minimizar el efecto de carga.

$$\begin{aligned}\Delta v_1 &= \frac{R_3}{R_2} \\ &= 27 \text{ dB} \\ &= 22.38\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}R_2 &= \frac{R_3}{\Delta v_1} \\ &= 1.47 \text{ K}\Omega\end{aligned}$$

De acuerdo a la Fig. 10.14a, la ganancia requerida por el amplificador a 600 Hz es:

$$\begin{aligned}\Delta v_2 &= \Delta v_1 \frac{600}{50\,000} \\ &= 0.26856 \\ &= -11.42 \text{ dB}\end{aligned}$$

La ganancia a 600 Hz, es determinada por las tres resistencias; dos a la entrada y una de realimentación.

$$\begin{aligned}R_1 &= \frac{R_3}{\Delta v_2} - R_2 \\ &= 123.13 \text{ K}\Omega \\ &\approx 120 \text{ K}\Omega\end{aligned}$$

Los dos ceros a 600 Hz que cambiaran en la malla realimentada un polo neto a un cero neto son:

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1} = \frac{1}{2 \pi R_3 C_2} = 600 \text{ Hz}$$

Despejando los valores de capacitancia:

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi (600) R_1}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \pi (600) R_3}$$

Sustituyendo valores: $C_1 = 2.2 \text{ nF}$ y $C_2 = 8 \text{ nF}$.

Con los valores calculados la función de transferencia del amplificador compensador es:

$$H(S) = 22.5 \frac{(S + 4166)(S + 3788)}{S(S + 344302)}$$

La función de transferencia de malla abierta del sistema completo es:

$$T_{OL}(S) = \frac{12453.57 (S + 3788)}{1(10^{-6}) S^2 + 11(10^{-6}) S + 62.2678} \cdot \frac{22.5 (S + 4166)}{S (S + 344302)}$$

Finalmente la función de transferencia de malla cerrada es:

$$T_{CL} = \frac{H(S) T_1(S)}{1 + H(S) T_1(S)}$$

En la figuras 10.16a y 10.16b se observa el diagrama de magnitud y fase en función de la frecuencia, de T_{OL} .

Fig. 10.16a

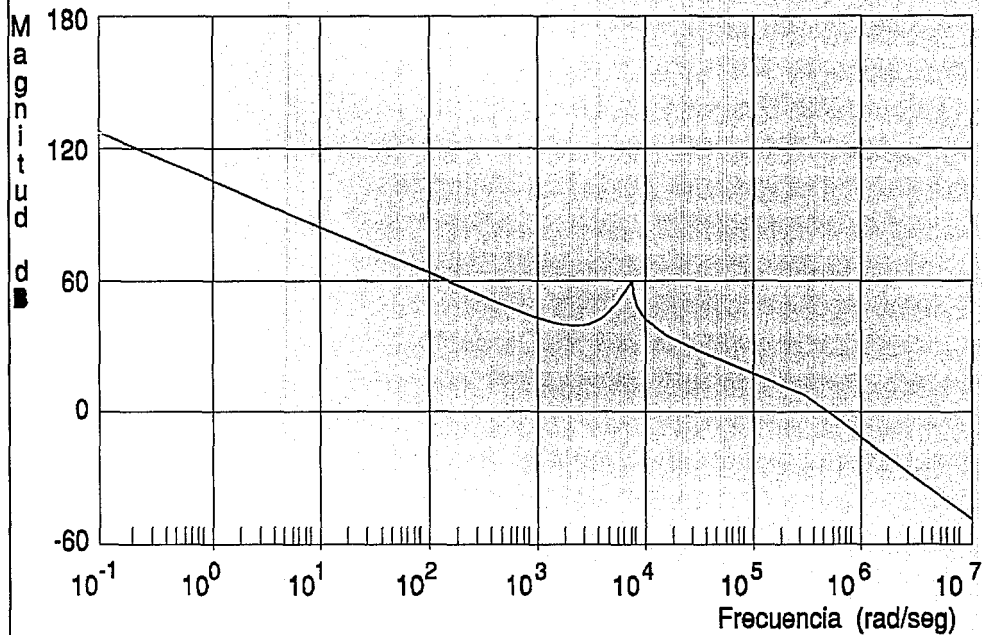
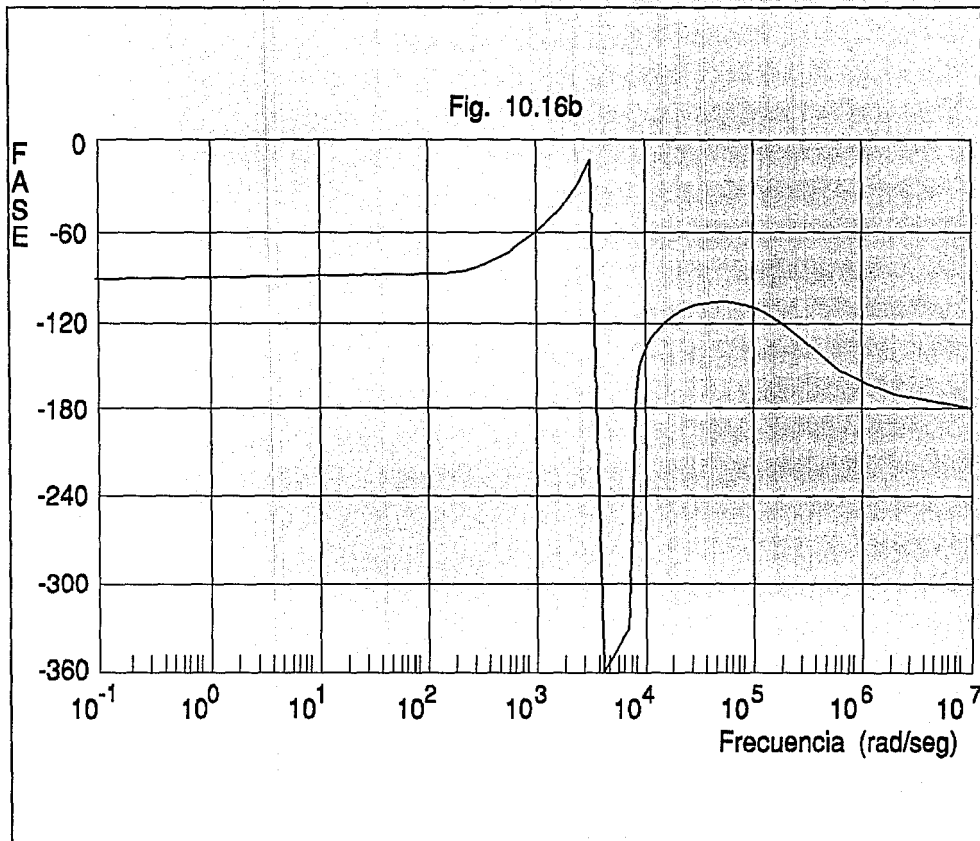


Fig. 10.16b



PASO 4 B. CERRANDO LA MALLA DE CONTROL DE CORRIENTE.

Tomando como base la figura 10.11 y 10.12, la función de transferencia entre el modulador, etapa de potencia y filtro es:

$$T_{1r} = M_I(S) \cdot P_I(S) \cdot F_I(S)$$

de las ecuaciones 8.39 y 8.42 y de la ecuación 9.12:

$$J = V_E / R_s$$

$f_2 = 1$; $N = 2$; y la función de transferencia del modulador de ancho de pulso es: $M_I(S) = 1/v_r$.

$P_I(S) = J f_2 N M(D)$; es la función de transferencia de la etapa de potencia.

$F_I(S)$; es la función de transferencia del filtro.

Haciendo a un lado la función de transferencia del filtro, la corriente a la salida del transformador se puede escribir como:

$$I_T = \frac{1}{\phi_r} \cdot \frac{V_E}{R_s} \cdot \frac{1}{N \cdot D} \cdot \phi_c$$

Derivando con respecto al voltaje de control:

$$\frac{\partial I_T}{\partial \phi_c} = \frac{1}{\phi_r} \cdot J \cdot f_2 \cdot \frac{1}{ND}$$

Estas dos últimas ecuaciones representan la característica de baja frecuencia de todo el sistema. Sustituyendo los datos numericos se tiene:

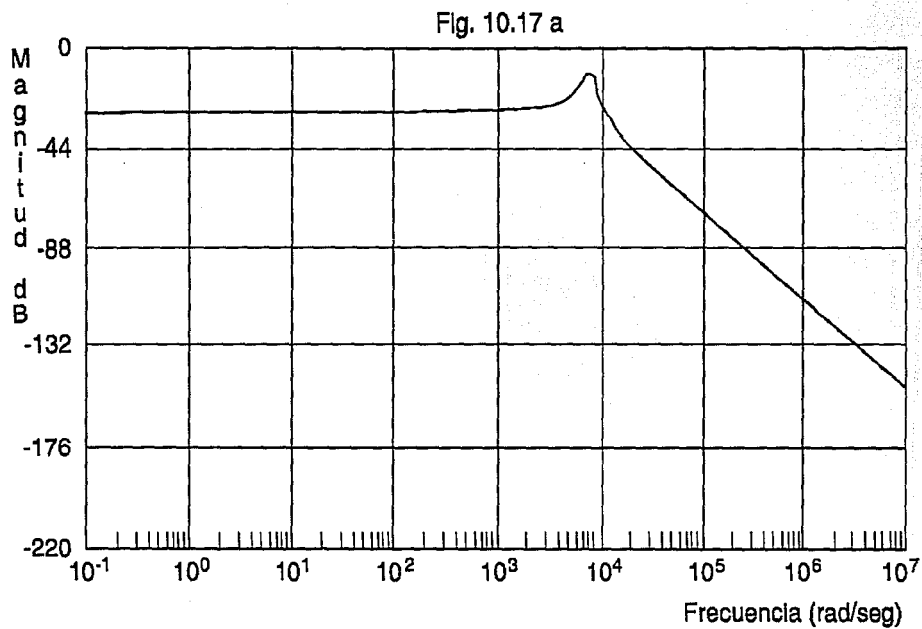
$$\begin{aligned} \frac{\partial I_T}{\partial \phi_c} &= \frac{370}{3.7(1000)(2)} \\ &= 0.05 \\ &= -26.02 \text{ dB} \end{aligned}$$

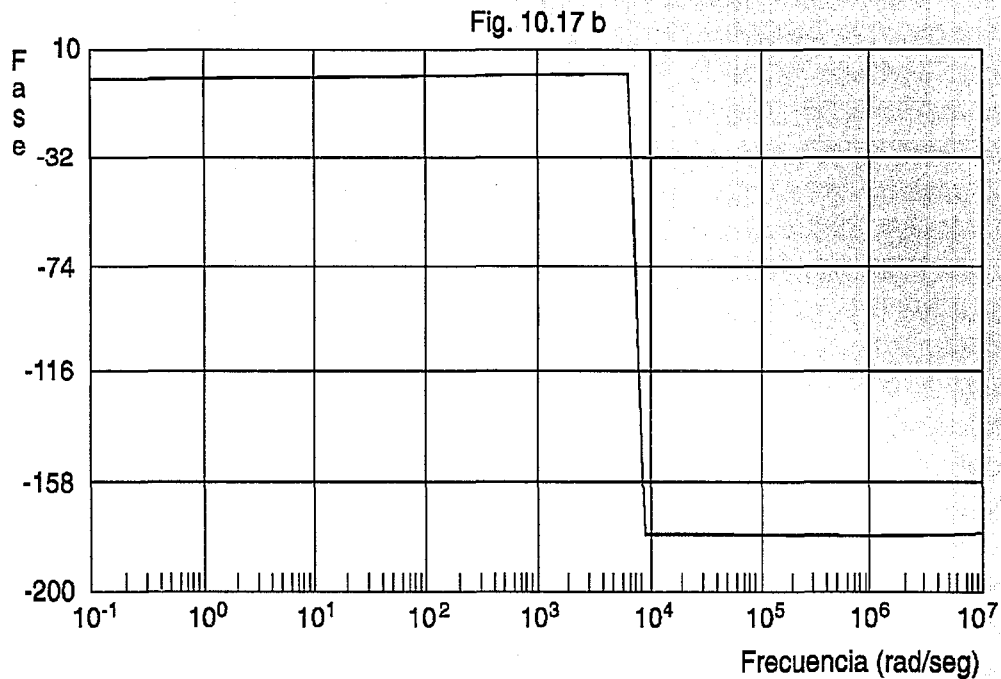
Finalmente la función de transferencia del del modulador, transformador (etapa de potencia), y filtro se puede escribir como:

$$T_{1r}(S) = \frac{3113.394}{(10^{-3})S^2 + 10.9588(10^{-3})S + 62267.881}$$

El diagrama de bode de magnitud y fase de esta función puede verse en las figs 10.17a, y 10.17b.

Fig. 10.17a





Se puede determinar que a la frecuencia de trabajo, es decir; a los 515221 rad/seg (82 KHz) la ganancia cae a -98 db, mientras que la ganancia en bajas frecuencias es de -26 db.

El filtro introduce una característica de dos polos a su frecuencia de resonancia, que es de 7889 rad/seg (1255Hz). Arriba de esa frecuencia, la ganancia cae a 40 db/decada, y la fase tiende a -180°. Esto puede ocasionar oscilaciones e inestabilidad al menos que el sistema sea compensado

Cerrar la malla como sabemos, consiste en realimentar una variable a la salida y compararlo con una entrada para obtener un error que puede ser amplificado. Esta operación se efectúa construyendo una malla de realimentación de tal manera que la ganancia total de la malla cruce por cero dB. (con adecuado margen de fase) a la mitad de la frecuencia de interrupción.

En la Fig. 10.17a, la ganancia es de -26 dB a bajas frecuencias y cae a -40 dB/Década a los 7854 rad/seg (1250 Hz). Esto trae como consecuencia que a los 314159 rad/seg (50 KHz) la ganancia de control es de -17 dB. Para una ganancia de -26 dB de malla abierta, la malla de realimentación debe tener una ganancia de 62 dB, a 314159 rad/seg. (50 KHz).

De 50 KHz a 1250 Hz, la malla de realimentación debe tener un cero que cancele uno de los polos del filtro y reduzca el corrimiento de fase a -270°.

Abajo de la frecuencia de resonancia, los polos no influyen, sin embargo la frecuencia de resonancia puede ser menor de 1250 Hz debido a las tolerancias de los capacitores del filtro.

La malla de realimentación $H(S)$, es diseñada para tener una transición de un polo a un cero a 600 Hz, es decir, a la mitad de la frecuencia de resonancia. En la Fig. 10.18.a y 10.18.b, se presenta el Bode de magnitud y fase para la malla de compensación.

En la fig. 10.15 se presenta el diagrama del amplificador de error, que se usa como malla de realimentación (el mismo que se uso para la malla de compensación de voltaje). Su función de transferencia es:

$$H(S) = \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{(S + \omega_{z1}) \cdot (S + \omega_{z2})}{S (S + \omega_{p1})}$$

Antes de continuar con los calculos necesarios para obtener los parámetros de la ecuación anterior, se presentan en las páginas siguientes, los diagramas de Bode de magnitud y fase de las Figs. 10.18a, y 10.18b

Fig. 10.18a

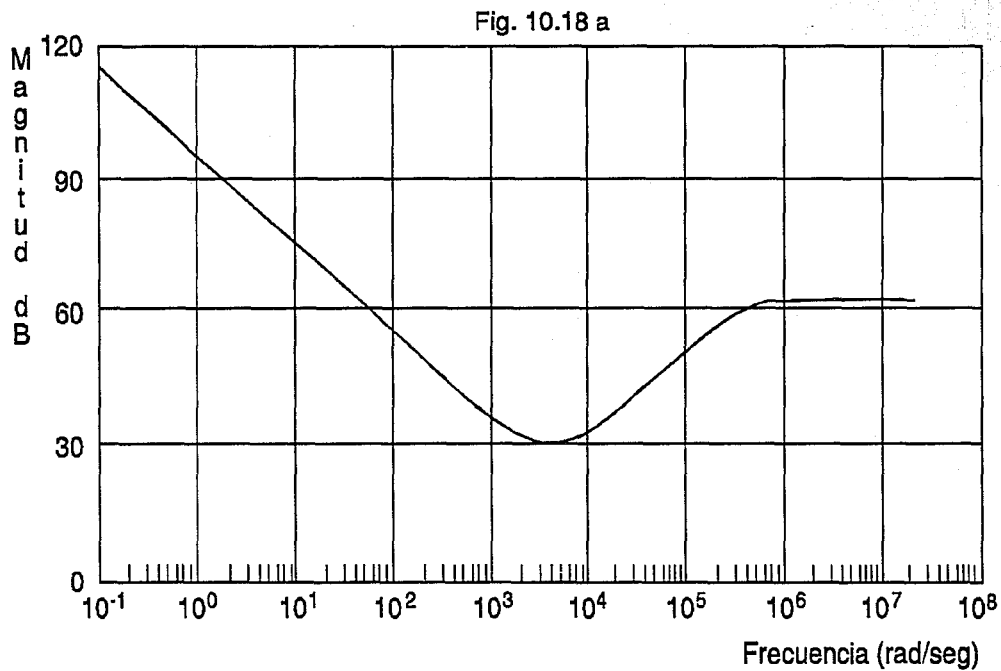
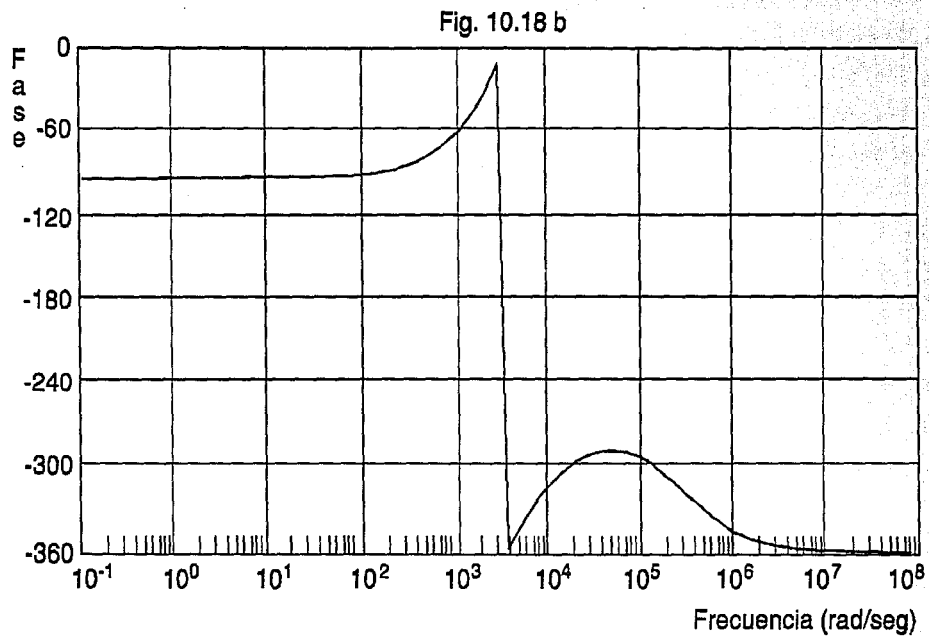


Fig. 10.18b



Los polos y ceros de la función de transferencia se determinan como a continuación se indica:

$$\begin{aligned}\omega_{z1} &= \frac{1}{C_1 R_1} \\ \omega_{z2} &= \frac{1}{C_2 R_3} \\ \omega_{p1} &= \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_1 R_1}\end{aligned}$$

En base a la Fig. 10.15, la ganancia de alta frecuencia viene dada por R_3 y R_2 . Se escoge una resistencia de 680 Kohms, como R_3 , para minimizar el efecto de carga.

$$\begin{aligned}\Delta v_1 &= \frac{R_3}{R_2} \\ &= 27 \text{ dB} \\ &= 22.38\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}R_2 &= \frac{R_3}{\Delta v_1} \\ &= 1.47 \text{ K}\Omega\end{aligned}$$

De acuerdo a la Fig. 10.18.a y 10.18.b, la ganancia requerida por el amplificador a 600 Hz es:

$$\begin{aligned}\Delta v_2 &= \Delta v_1 \frac{600}{50\,000} \\ &= 0.26856 \\ &= -11.42 \text{ dB}\end{aligned}$$

La ganancia a 600 Hz, es determinada por las tres resistencias; dos a la entrada y una de realimentación.

$$\begin{aligned}R_1 &= \frac{R_3}{\Delta v_2} - R_2 \\ &= 123.13 \text{ K}\Omega \\ &\approx 120 \text{ K}\Omega\end{aligned}$$

Los dos ceros a 600 Hz que cambiaran en la malla realimentada un polo neto a un cero neto son:

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1} = \frac{1}{2 \pi R_3 C_2} = 600 \text{ Hz}$$

Despejando los valores de capacitancia:

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi (600) R_1}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \pi (600) R_3}$$

Sustituyendo valores: $C_1 = 6.0 \text{ nF}$ y $C_2 = 0.39 \text{ nF}$.

Con los valores calculados la función de transferencia del amplificador compensador es:

$$H(S) = 22.5 \frac{(S + 4166) (S + 3788)}{S (S + 344302)}$$

La función de transferencia de malla abierta del sistema completo es:

$$T_{OL}(S) = \frac{12453.57 (S + 3788)}{1(10^{-6}) S^2 + 11(10^{-6}) S + 62.2678} \cdot \frac{22.5 (S + 4166)}{S (S + 344302)}$$

Finalmente la función de transferencia de malla cerrada es:

$$T_{CL} = \frac{H(S) T_1 (S)}{1 + H(S) T_1 (S)}$$

En la figuras 10.18c y 10.18d se observa el diagrama de magnitud y fase en función de la frecuencia, de T_{OL} .

Fig.10.18c

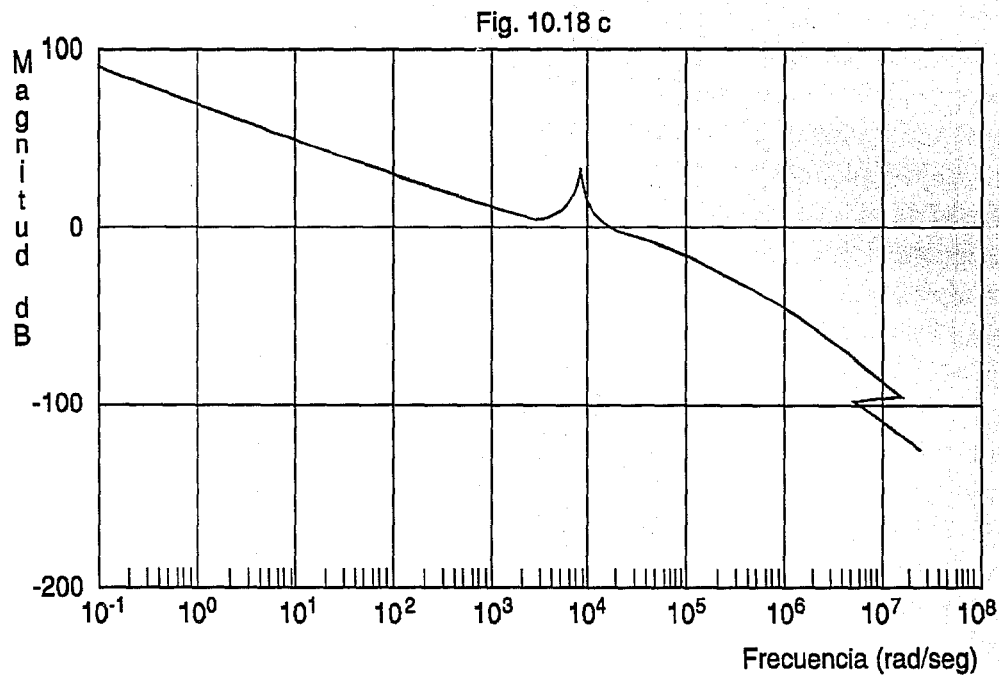
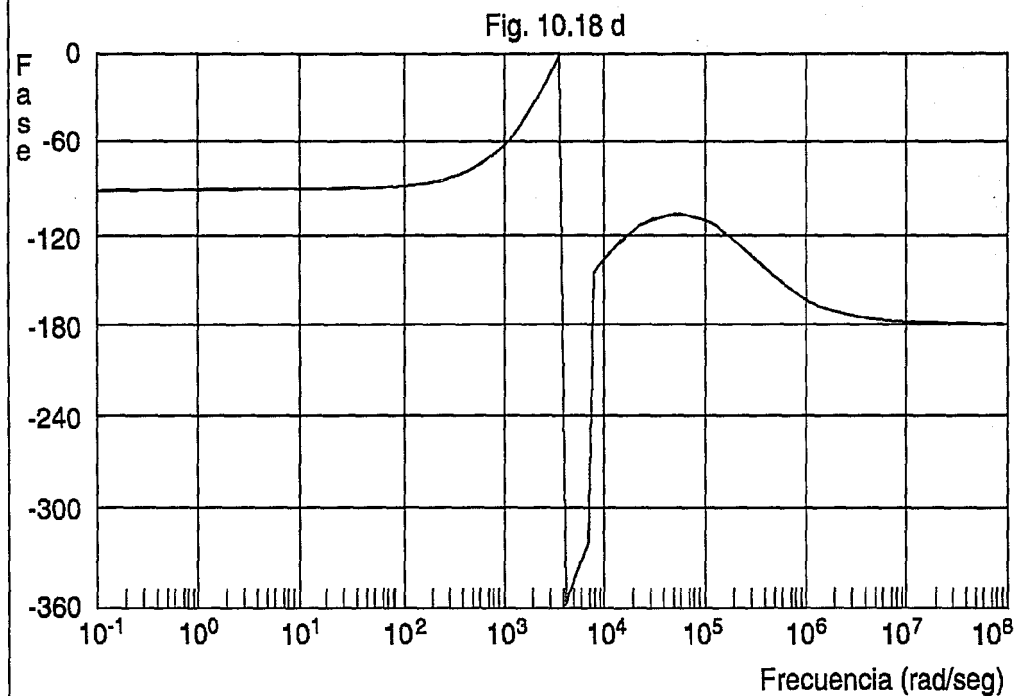


Fig.10.18d



PASO 5. CALCULO DE LOS COMPONENTES DEL OSCILADOR.

De la ecuación:

$$f = \frac{1}{R_T C_T}$$

Tomando $C_T = 0.001$ microFarad.

$$\begin{aligned} R_T &= \frac{1}{f C_T} = \frac{1}{82(10^3) (0.001) (10^{-6})} \\ &= 12195.12 \Omega \\ &\approx 12 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

PASO 6. CALCULO DE LOS COMPONENTES PARA EL ARRANQUE SUAVE.

Arranque suave

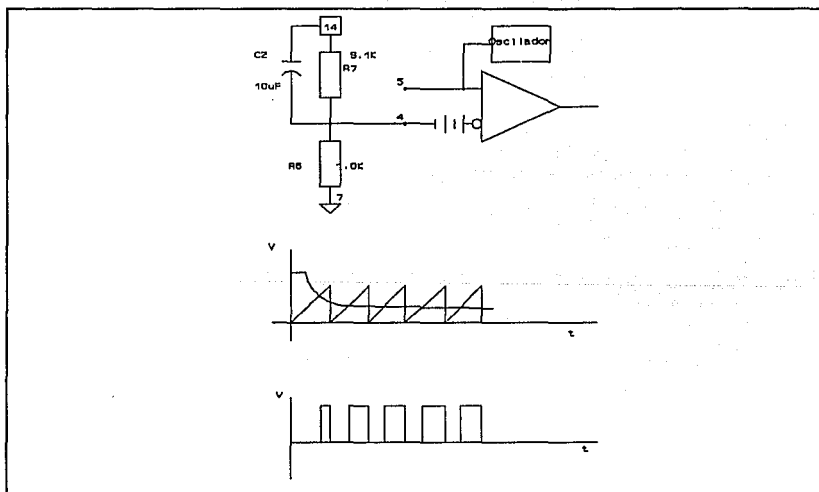


Fig.10.20

El circuito anterior permite que el ancho de pulso a la salida se incremente lentamente como se presenta en la fig.10.20,

aplicando una forma de onda decreciente al control de ciclo de trabajo (pin 4).

Inicialmente el capacitor C_2 forza al controlador de ciclo de trabajo a seguir el voltaje de 5 Volts el cual inhabilita las salidas (0 % de ciclo de trabajo). Cuando el capacitor se carga a través de R_6 el ancho del pulso se incrementa lentamente hasta que la malla de control toma el gobierno del circuito controlador. Con una relación de 1:10 entre los resistores R_6 y R_7 el voltaje en el terminal 4 después del arranque será:

$$0.1 \times 5 \text{ Volts} = 0.5 \text{ Volts}$$

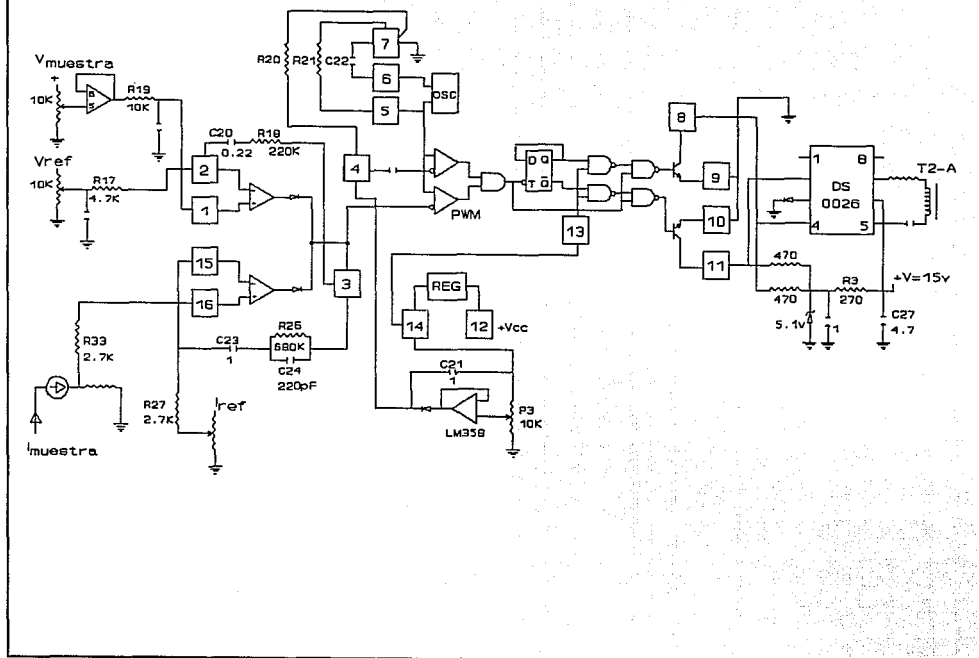
El arranque suave se hace generalmente en el rango de 25 a 100 ciclos del reloj. Si seleccionamos 50 ciclos de reloj, a 20 KHz, el arranque lento se calcula como sigue:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{(10^5)} = 10 \frac{\mu S}{\text{ciclo}}$$

$$C_2 = \frac{10 \frac{\mu S}{\text{ciclo}} \times 100 \text{ ciclos}}{1 K\Omega} = 1.0 \mu\text{Farad.}$$

En la fig.10.21, aparece el diagrama de los componentes que se han considerado en los cálculos anteriores, así como los componentes que a continuación serán analizados. Todos ellos constituyen el conjunto de elementos externos que permiten que el C.I. 594, trabaje como modulador de ancho de pulso. Después de la Fig. 10.21, se presentan los criterios utilizados para definir las mallas de muestreo, tanto de corriente como de voltaje, así como las de referencia.

Fig.10.21



PASO 7 CALCULO DE LA RED DE MUESTREO DE CORRIENTE.

La corriente a la salida de la fuente deberá ser limitada a 400 mA. Para efectuar la conversión de corriente a voltaje, se diseña un circuito compuesto de una resistencia conectada en serie con el borne de salida negativo. ver Fig. 10.22.

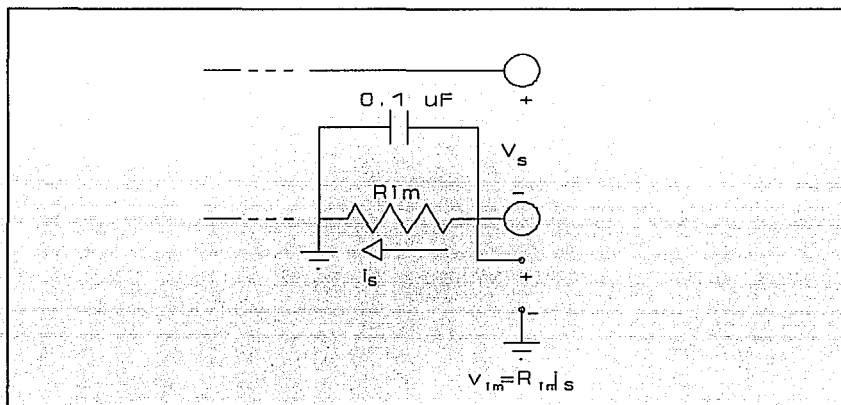


Fig.10.22

$$R_{im} = \frac{V_i}{I_s}$$

$$R_{im} = \frac{400 \text{ mV}}{400 \text{ mA}} = 1 \Omega$$

donde:

R_{im} ; resistencia muestreadora de corriente

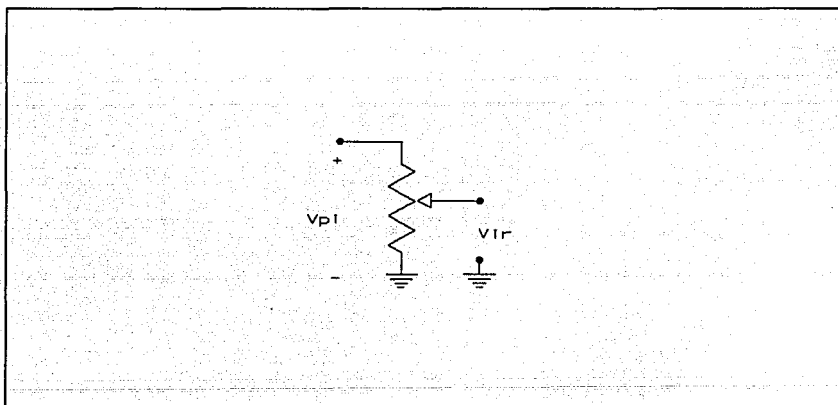
I_s ; es la corriente de salida

V_{im} ; es el voltaje proporcional a la corriente

PASO 8 CALCULO DE LA RED DE REFERENCIA DE CORRIENTE.

La red de referencia de corriente, debe proporcionar una referencia de voltaje cuyo valor sea proporcional a la corriente a la deseada a la salida. La manera mas simple de realizar esto, es utilizando un potenciómetro como elemento final de un divisor de tensión. En la figura 10.23 se observa el diagrama funcional del potenciómetro donde:

v_{ir} ; es la referencia de voltaje proporcional a la corriente
 v_{pi} ; es el voltaje de polarización deseado para el potenciómetro



$$\frac{v_{ir}}{v_{pi}} = K$$

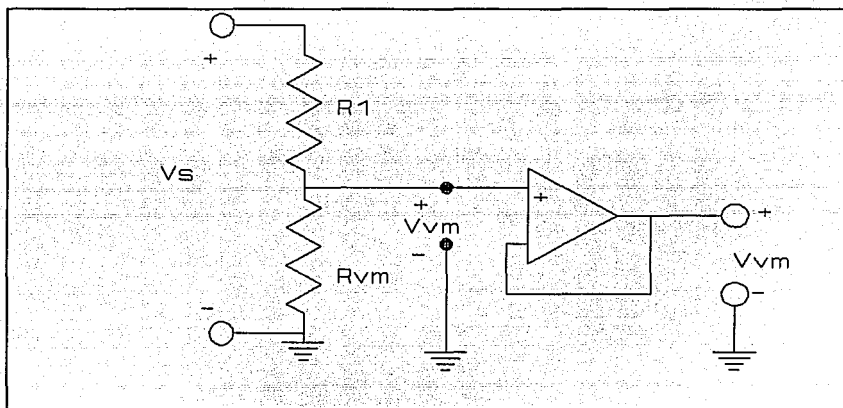
donde K es una constante que toma valores entre cero y uno. Para este caso: v_{pi} se puede hacer igual a v_{ir} es decir, 400 mV. Para este caso se escoge un potenciómetro de 10 vueltas y de 2 K ohms.

La potencia drenada a este potenciómetro es despreciable ya que la corriente no excedera los 200 microamperes, esto porque la etapa siguiente es una de alta impedancia.

PASO 9 CALCULO DE LA RED DE MUESTREO DE VOLTAJE.

La muestra de voltaje de la fuente es obtenida a traves de un circuito divisor de tensión que despues es conectado a un amplificador de ganancia unitaria ver fig. 10.24 donde:

$$V_{vm} = K V_s$$



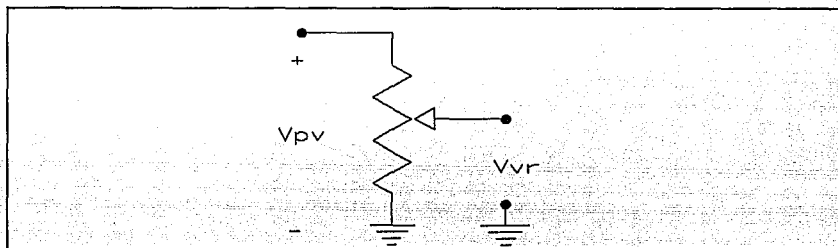
$$k = \frac{R_{vm}}{R_1 + R_{vm}}$$

$$R_{vm} = \frac{K}{1-K} R_1$$

Para este caso $V_s = 500$ Volts. Si se requiere reducir este a 5 Volts, entonces, es necesario emplear una resistencia R_{vm} de 10101 ohm y $R_1 = 999\ 999$ ohm.

PASO 10 CALCULO DE LA RED DE REFERENCIA DE VOLTAJE.

Para proporcionar el voltaje de referencia, se utiliza un potenciómetro de 10 vueltas, 10 Kohms, con una entrada de voltaje de 5 Volts. Ver fig 10.25. Con esto se asegura que la potencia drenada por el potenciómetro es mínima.



Para este caso:

V_{pv} ; voltaje de polarización a la referencia de voltaje
 V_{vr} ; voltaje de referencia

PASO 11 CONSIDERACIONES TECNICAS PARA USAR EL CIRCUITO DE CONMUTACION.

El tiempo de conmutación puede ser controlado, controlando la corriente que se suministra al gate, en el caso en que el actuador sea un mosfet. La ventaja de una rapida conmutación, es la reducción en pérdidas de potencia debida a la reducción del tiempo de cruce t_c .

LOS MOSFETs son usados casi exclusivamente para proporcionar altas frecuencias de conmutación en muchas aplicaciones electronicas que requieran potencia, esto por su capacidad para conmutar mas rapido que otros dispositivos. En tales aplicaciones la corriente del gate requerida por el MOSFET puede ser sustancial, del orden de 1 Ampere o mas, necesaria para proveer la alta velocidad de conmutación.

Debido a que la variación del voltaje drain source y la corriente de drain, con respecto al tiempo son proporcionales a la corriente de gate, los tiempos de conmutación del MOSFET dependen del voltaje de operación V_d y de la corriente de carga I_o . En las hojas de datos, los tiempos de conmutación son generalmente especificados a muy baja resistencia del gate y justamente a bajos voltajes y corrientes de operación. Por tal motivo, los tiempos de conmutación deben ser calculados usando el modelo de señal pequeña del MOSFET, y usando la tecnica de utilizar los datos de la carga necesaria en el gate, para producir la conmutación.

Una manera eficiente de transmitir los pulsos al gate, sin perder rapidez en la conmutación, es usando un arreglo TOTEM-POLE. Existe en el mercado un circuito integrado que nos da esta salida : el DS0026, el cual puede manejar corrientes mayores que 1 Amp. Este circuito es el manejador de potencia de transmisión de pulsos. Después de este, el elemento siguiente, es el transformador de señal que aplicará los pulsos al actuador final (MOSFET).

PASO 12 SELECCION DEL ACTUADOR, CALCULOS TERMICOS Y AREA DE SEGURIDAD.

Para seleccionar el mosfet se asumieron las siguientes condiciones:

*El voltaje drain-source será mayor o igual a 160 Volts.

*La corriente del drain tendrá una forma de onda trapezoidal, con la corriente de 4A a 8A.

*El ancho del pulso de la corriente será de 12.5 microseg.

*El periodo del tren de pulso será de 25 microseg.

*El ciclo de trabajo: 50%

*Se utilizará un disipador de calor para mantener la temperatura del case a 80 grados Celsius.

En base a lo anterior, seleccionaremos un MOSFET IRF831 o MTM8N35, fabricado por la Motorola. (en el apéndice D se encuentran sus características).

12.1 DETERMINACION DE LA IMPEDANCIA TERMICA EFECTIVA.

Se consultan los datos de thermal response curve del IRF831 y se determina que la impedancia térmica normalizada para un pulso de 12.5 microseg. y 50% de ciclo de trabajo, es de 0.5. De lo anterior, la impedancia térmica efectiva puede ser calculada como:

$$r(t) \times R_{\theta JC} = 0.5(1.67) = 0.835 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta JC} = 0.83 \text{ } ^\circ\text{C/W y } R_{\theta JA} = 30 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

12.2 DETERMINACION DE LA RESISTENCIA $r_{DS(on)}$ max.

Según datos del fabricante $I_D = 4 \text{ A}$, a 25°C . Para $I_D = 6 \text{ A}$ que corresponde al promedio de las alturas del trapecio, forma que tiene el pulso de corriente. Se tienen los siguientes datos $T_J = 100^\circ\text{C}$, $r_{DS(on)} = 0.8 \Omega$. Del gráfico de resistencia vs corriente de drain, se obtienen los valores de resistencia máxima y típica, para obtener un factor de

multiplicación que nos permita analizar el peor caso:

$$\frac{r_{DS(on)max}}{r_{DS(on)tip}} = \frac{0.55}{0.42} = 1.3$$

para el peor caso con una $I_D = 6 \text{ A}$, se tiene:

$$r_{DS(on)} = 0.8\Omega \times 1.3 = 1.0\Omega$$

12.3 CALCULO DE LA CORRIENTE I_{RMS} .

$$I_{RMS} = D \sqrt{\frac{a^2 + a \cdot b + b^2}{3}}$$

$$I_{RMS} = 5.29 \text{ A.}$$

12.4 CALCULO DE LA POTENCIA .

$$P_D = I_{RMS}^2 r_{DS(on)} = 28 \times 1 = 28 \text{ W}$$

12.5 CALCULOS TERMICOS.

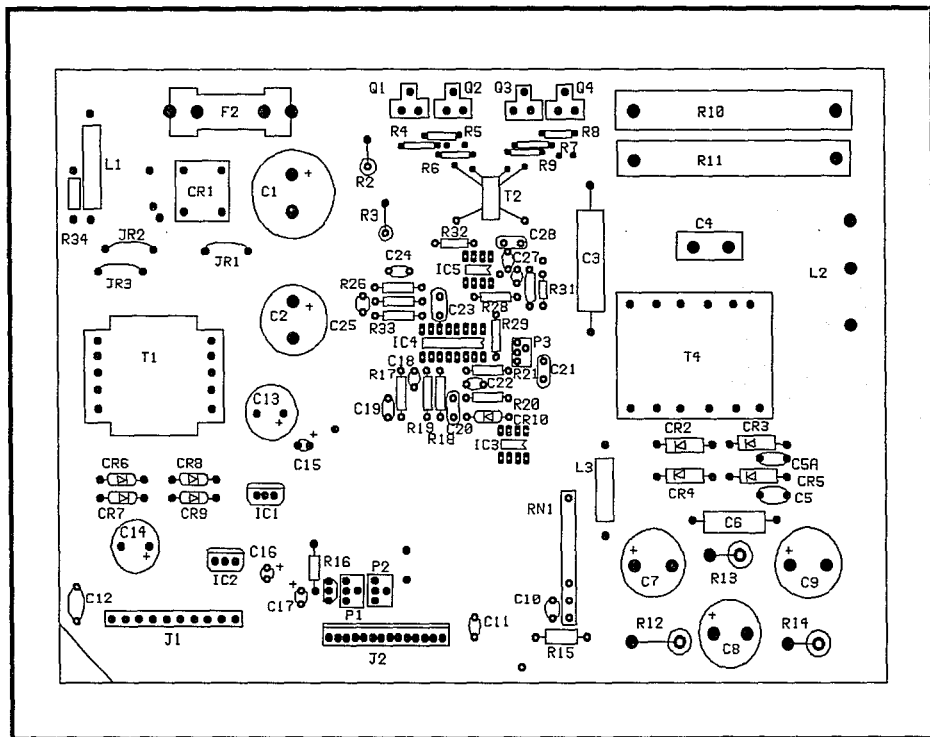
$$\begin{aligned} \Delta T_{JC} &= P_D R_{\theta JC} \\ \Delta T_{JC} &= 28 (0.835) \\ \Delta T_{JC} &= 23.38^\circ \text{C} \end{aligned}$$

$$T_J = T_C + \Delta T_{JC} = (80 + 23.38)^\circ \text{C}$$

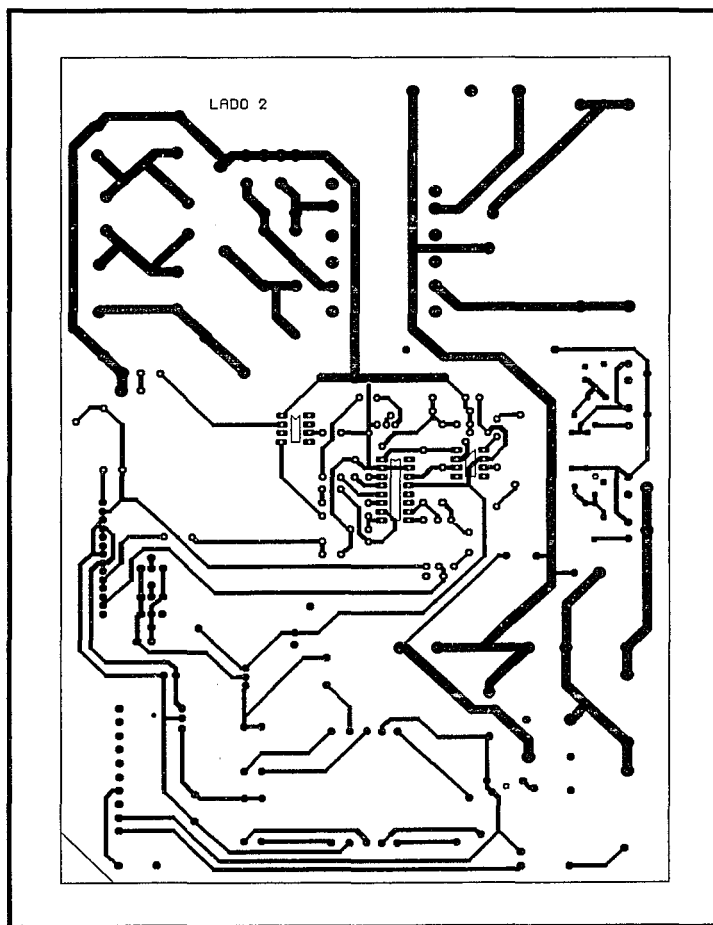
$$T_J = 103.38^\circ \text{C}$$

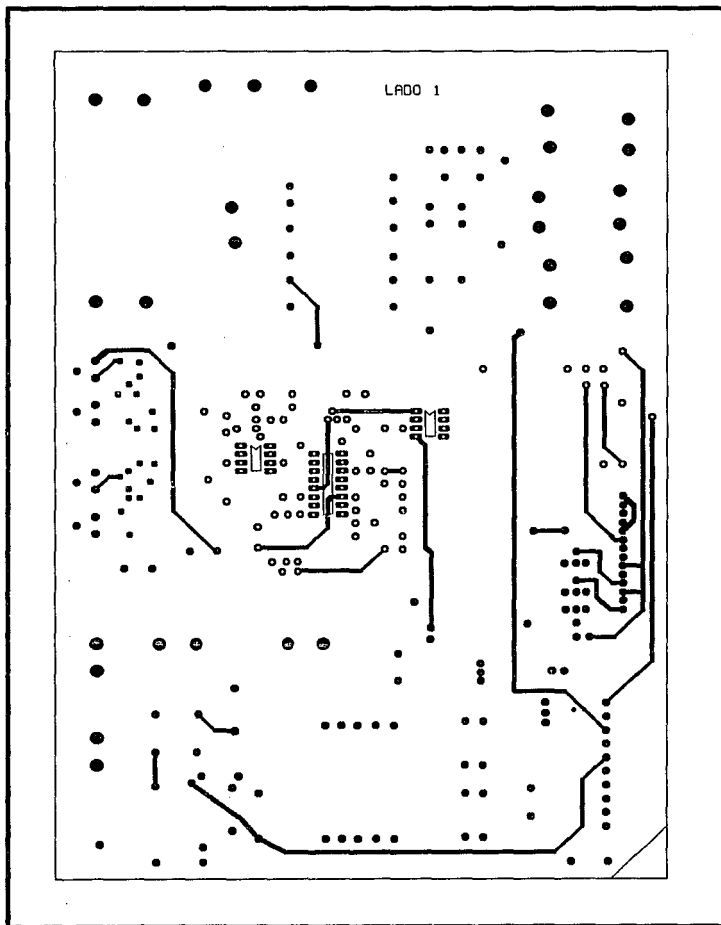
CAPITULO 11**11. DISEÑO DE ARTE.**

11.1 DISEÑO DE UBICACION DE COMPONENTES.

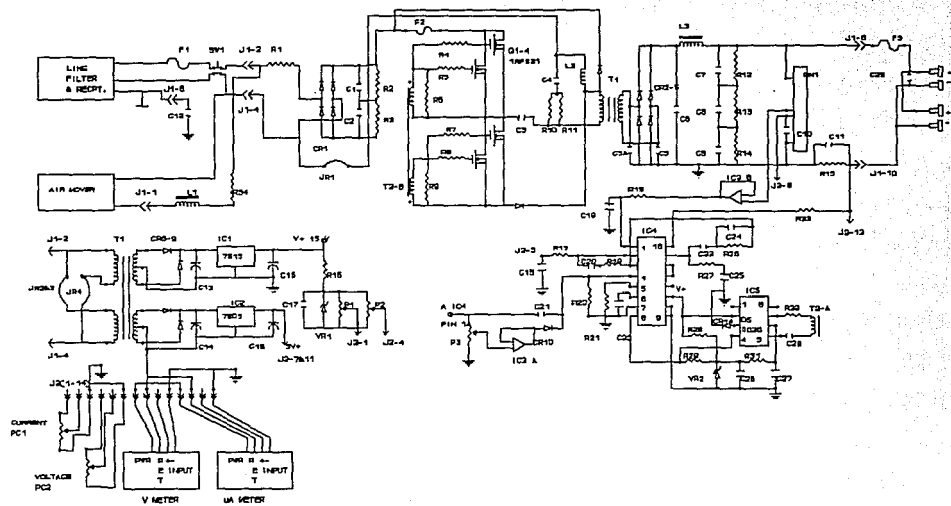


11.2 DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO.





11.3 LISTADO DE COMPONENTES.**11.4 ARMADO Y PRUEBAS.**



No	DESCRIPCION	DATOS
01	PUENTE RECTIFICADOR CR1	400V/6A
02,03	CAPACITORES C1,C2	680uF/200V
04,05	RESISTORES R2,R3	100 K /1W
6-9	RESISTORES R4,R5,R7,R8	100
10	TRANSFORMADOR DE SEÑAL T2	
11-14	TRANSISTORES MOSFET Q1,Q2,Q3,Q4	IRF 831
15,16	RESISTORES R10,R11	200 /20W
17	INDUCTOR L2	100 uH
18	TRANSFORMADOR T1	POTENCIA
19-23	DIODOS RECTIFICADORES CR2-5	600 V/2A
24	INDUCTOR L3	220 uH
25-27	CAPACITORES C7,C8,C9	220uF/220V
28-30	RESISTORES R12,R13,R14	15K /2W
31	RESISTOR R15	1 /1W
32	INDUCTOR L1	120mH
33	CIRCUITO INTEGRADO C.I.3A-B	LM358
34	POTENCIOMETRO P3	10K
35	DIODO ZENER VR2	1N5231
36	RESISTOR R31	270 /1W
37	CIRCUITO INTEGRADO C.I.-5	DS0026
38	CIRCUITO INTEGRADO C.I.-4	TL594
39-42	DIODOS CR6-9	1N4001
43,44	CAPACITORES C13,C14	2200uF/35V
45	CIRCUITO INTEGRADO C.I.-1,	7815
46	CIRCUITO INTEGRADO C.I.-2	7805
47	CAPACITOR C15	4.7 uF/40V
48	RESISTENCIA R16	2.7K /.25W
49,50	POTENCIOMETROS P1,P2	10K
51	VOLTMETRO	
52	MILIAMPERMETRO	

CAPITULO 12**12. CONCLUSIONES.**

***EXISTE TEORÍA EN EXTREMO INTERESANTE, QUE PERMITE MODELAR SISTEMAS NO LINEALES, COMO SI FUERAN LINEALES. ES EL CASO DE LA TEORÍA QUE SE APLICA A LOS CIRCUITOS CONVERTIDORES DE POTENCIA, AMPLIAMENTE USADOS EN LA CONSTRUCCIÓN DE FUENTES DE VOLTAJE.**

***EL DISEÑO DE FUENTES DE ALTO VOLTAJE QUE EMPLEA CONVERTIDORES DE POTENCIA, TIENE COMO LIMITANTES: EL DESCONOCIMIENTO DE DATOS IMPORTANTES ACERCA DE LOS TRANSFORMADORES DE POTENCIA QUE TRABAJAN FRECUENCIAS MEDIAS (20 KHZ - 100 KHZ), LO CUAL HACE BASTANTE DIFÍCIL CALCULAR LOS SISTEMAS DE CONTROL QUE SIRVEN PARA CONTROLAR LAS VARIABLES DE INTERES.**

***EXISTE EN EL MERCADO DE COMPONENTES ELECTRÓNICOS UNA AMPLIA GAMA DE CIRCUITOS QUE PERMITEN LA MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO Y QUE PUEDEN APLICARSE EN LA CONSTRUCCIÓN DE FUENTES DE ENERGÍA CONMUTADAS.**

***UNA FORMA NO MUY SIMPLE DE AVANZAR EN EL CONOCIMIENTO DE CUALQUIER SISTEMA, SIN DUDA ES EL DESARROLLO DE INGENIERÍA INVERSA, QUE CONSISTE EN COPIAR EQUIPOS, HACIENDO ANALISIS TEORICOS DE LAS PARTES QUE LOS COMPONEN.**

***EL PRESENTE TRABAJO , A MI PARECER ES LA BASE TEORICA MÍNIMA NECESARIA PARA PODER AVANZAR EN EL CAMINO DEL DISEÑO DE FUENTES DE ENERGÍA CONMUTADAS.**

APENDICE A

A.1 CONTROLADOR DE ANCHO DE PULSO TL 594

El C.I. TL 594 es un control de MAP a frecuencia constante que se utiliza en el diseño de fuentes de energía y convertidores de voltaje. El TL 594 incluye los siguientes bloques funcionales:

- a) un oscilador ajustable.
- b) Un modulador de ancho de pulso
- c) dos amplificadores de error
- d) control independiente de ciclo de trabajo
- e) una fuente regulada de precisión de 5v
- f) salida lógica que permite operación en push-pull o una sola terminal

La modulación de los pulsos de salida es efectuada por la comparación de una forma de onda tipo diente de sierra, con otras dos diferentes señales de control. La etapa de salida es habilitada cuando el voltaje diente de sierra es mayor que el voltaje de la señal de control.

De lo anterior, cuando la señal de control se incrementa, el ancho de pulso de la salida decrementa. Las señales de control son derivadas de tres fuentes: el control de ciclo de trabajo y los dos amplificadores de error. El comparador de ciclo de trabajo tiene un offset de 10 mV, el cual provee un tiempo muerto (DEAD TIME) prefijado de 5%. Este es el mínimo ciclo de trabajo que puede ser programado con el PIN 4 aterrizado.

El comparador del modulador de ancho de pulso (MAP) genera un ancho de pulso que es proporcional en señal pequeña a la señal de control. Un amplificador de error es usado para monitorear el voltaje de salida y provee los cambios de acuerdo al voltaje de control. El otro amplificador de error monitorea la corriente de salida y los cambios en el voltaje de control proveen limitación a la corriente.

REFERENCIA DE VOLTAJE.

La referencia de voltaje interno de 5 volts en el PIN 14 provee una referencia de control estable para el control lógico, el flip-flop gobernado por pulso (PULSE STEERING FLIP FLOP), el oscilador, el comparador de ciclo de trabajo y el circuito MAP. Es un circuito de banda angosta (BAND GAP) con protección de C.C. y está internamente programado a una exactitud del 5%.
OSCILADOR.

El oscilador interno provee una forma de onda diente de sierra a los comparadores del MAP y de ciclo de trabajo para su comparación con las señales de control. La frecuencia del oscilador es fijada por un capacitor y un resistor externo que se determina por la ecuación:

$$f_0 = \frac{1}{R_T C_T} \quad (\text{aplicaciones de una sola salida})$$

La frecuencia del oscilador es igual a la frecuencia de salida solo para aplicaciones de una sola salida. Para aplicaciones PUSH-PULL es la mitad.

$$f_0 = \frac{1}{2 R_T C_T} \quad (\text{aplicaciones PUSH-PULL})$$

Hay una sola variación del 5% en la frecuencia debido a las tolerancias de los componentes internos.

El oscilador carga el capacitor externo C_T con una corriente la cual es determinada por el resistor externo R_T . Este circuito produce una rampa de voltaje lineal. Cuando el voltaje a través del capacitor C alcanza los 3.0 volts, el circuito se descarga y el ciclo de carga es iniciado otra vez.

A.1.1 COMPARADORES DE MAP Y DE TIEMPO MUERTO

Existe un voltaje de OFFSET de 100 mV a la entrada del comparador de tiempo muerto por lo que existen pulsos de salida cuando el PIN 4 está aterrizado teniendo en este caso $D = 0.1$.

La entrada del comparador de ancho de pulso está acoplada internamente a las salidas de los dos amplificadores de error. Esta entrada es accesible en el PIN 3 para compensaciones de control. El ancho del pulso de salida varía del 90 % del periodo a cero, cuando el voltaje varía de 0.5 a 3.5 volts.

A.1.2 AMPLIFICADORES DE ERROR.

Ambos amplificadores son de alta ganancia $20 \log V_s/V_e$ y operan como amplificadores con una sola polarización y una sola polaridad de salida (SINGLE ENDED). Esto significa que cada salida esta activada en alto nivel de voltaje (HIGH) solamente. Esto permite que cada uno de los amplificadores se manejen independientemente para controlar el ancho del pulso a la salida. Con las salidas al mismo punto, el amplificador con más alto nivel a la salida domina. La ganancia de malla abierta de esos amplificadores es 60dB. Ambos amplificadores de error exhiben un tiempo de respuesta de 400 nseg de sus entradas a su salida en el PIN 3.

A.1.3 CONTROL LOGICO DE SALIDA.

El control lógico de salida sirve de interfase entre el modulador y la etapa de salida en el modo de una sola terminal (ambas salidas conducen simultaneamente); la señal de ancho de pulso modulada es gatillada a través de ambas salidas cuando el control de salida (PIN 3) se conecta a tierra.

Para la operación PUSH-PULL (cada una de las etapas de salida conducen alternadamente), el control de salida (PIN 13) se conecta a la referencia interna de voltaje (PIN 14), habilitando el flip-flop gobernado por pulso (PULSE STEERING FLIP-FLOP). El FLIP-FLOP es puesto en ON con la subida del pulso. El flip-flop es conmutado en el borde de la señal modulada por ancho de pulso, gatillando cada salida alternadamente. Entonces la frecuencia de interrupción de cada salida es la mitad de la frecuencia del oscilador.

El PIN 13 nunca debe estar sin conectar, debe conectarse a la referencia interna o a tierra.

A.1.4 ETAPA DE SALIDA.

Los dos transistores Darlington manejadores de la salida pueden ser operados en paralelo o en PUSH-PULL. Los terminales del colector y emisor son disponibles para realizar varias configuraciones. El $V_{CE(sat)}$ de cada salida a 200 mA es 1.1 V en configuración de emisor común y 1.5 V cuando se tiene configuración colector común. Estos drivers son protegidos contra sobrecargas pero no tienen suficiente capacidad para ser operados como fuentes de corriente de salida.

A.1.5 ARRANQUE SUAVE

El circuito de arranque lento previene contra picos de corriente durante la energización y protege contra falsas señales que pueden ser generadas por el circuito de control cuando la energía es aplicada.

La implementación de un circuito de arranque suave es relativamente simple, usando el terminal de control de ciclo de trabajo (PIN 4) y mínimo dos elementos externos.

Inicialmente, el capacitor C_s fuerza a la entrada del control de ciclo de trabajo a seguir al voltaje de referencia de 5 volts que deshabilita ambas salidas, (0 % ciclo de trabajo o 100 % de tiempo muerto). Conforme el capacitor se carga a través de R_s , el ancho de pulso a la salida, se incrementa hasta que la malla de control toma el gobierno.

A.2 EJEMPLOS**A.2.1 EJEMPLO 1.**

Diseñar una fuente de voltaje que cumpla con las siguientes condiciones:

$$V_s = 5.0 \text{ volts}$$

$$I_s = 50 \text{ mA}$$

$$f_{\min} = 50 \text{ KH}$$

$$V_{E(\min)} = 24 - 10\% = 21.6 \text{ volts}$$

$$V_{\text{ripple}(p-p)} = 0.5\% V \quad \text{o} \quad 25 \text{ mV}(p-p)$$

A.2.1.1.- DETERMINACION DE LAS RELACIONES D_1 , D_2 , t_{on} Y t_{off} .

Partiendo de la ecuación (4.1) y considerando que el voltaje de entrada en el tiempo de 0 - t_{enc} es $V_E - V_{\text{sat}}$. Además durante t_{enc} a T_0 , el voltaje en la inductancia es $V_s + V_D$.

$$D_1 = M$$

$$D_1 = \frac{V_s + V_{\text{diodo}}}{V_{E(\min)} - V_{\text{sat}}}$$

$$D_1 = \frac{5 + 0.8}{21.6 - 0.8} = 0.27884$$

$$D_2 = 1 - D_1$$

$$D_2 = 0.72116$$

$$t_{\text{off}} = D_2 T_0$$

$$t_{\text{off}} = 14.4 \mu\text{Seg}$$

$$t_{\text{on}} = D_1 T_0$$

$$t_{\text{on}} = 0.27884 \times 20 \times 10^{-6}$$

$$t_{\text{on}} = 5.6 \mu\text{Seg}$$

A.2.1.2.- CALCULO DEL PERIODO T_0 .

$$T_0 = \frac{1}{f_0}$$

$$T_0 = 20 \mu\text{Seg}$$

Hasta aquí, podemos notar que: (t_{on}/T_0) , no excede el máximo de 6/7 = 0.857, que determinan las hojas de datos del fabricante. Este máximo es definido por la relación 6:1 de la corriente de carga y descarga del capacitor C_T .

El circuito integrado usado para efectuar este diseño es el μA78S40 , de Motorola.

A.2.1.4.- CALCULO DEL VALOR DEL CAPACITOR C_T

Para seleccionar el valor de C_T , se utiliza el valor de t_{on} y de la gráfica del fabricante se busca la relación:
 $t_{on} = t_{on}(C)$.

$$\begin{aligned} C_T &= 4.0 \times 10^{-5} t_{on} \\ &= 4.0 \times 10^{-5} (5.6 \times 10^{-6}) \\ &= 224 \text{ pF} \end{aligned}$$

Usar un capacitor de 220 pF. Este capacitor se usará para producir la señal diente de sierra.

A.2.1.5.- CALCULO DE LA CORRIENTE PICO DE LA ECUACION 4.12

$$\begin{aligned} I_b &= 2 I_o \\ I_b &= 2 (50\text{mA}) = 100\text{mA} \end{aligned}$$

A.2.1.6.- CALCULO DE LA INDUCTANCIA CRITICA L

despejando L de la ecuacion (4.9) Y considerando el voltaje de sat de Q

$$\begin{aligned} L &= \frac{V_{E(\min)} - V_{sat} - V_S}{I_b} t_{on} \\ L &= \frac{21.6 - 0.8 - 5.0}{100 \times 10^{-3}} (5.6 \text{ } \mu\text{seg}) \\ L &= 158 \times 5.6 \times 10^{-6} \text{ seg} \\ L &= 884.8 \mu\text{H} \end{aligned}$$

A.2.1.7.- CALCULO DE LA RESISTENCIA LIMITADORA DE CORRIENTE R

$$\begin{aligned} I_b &= \frac{V_E - V_{sat} - V_S}{L_{(\min)}} t_{on(\max)} \\ I_b &= \frac{24 - 0.8 - 5.0}{884.8 \times 10^{-6}} \times 5.6 \times 10^{-6} \\ I_b &= 119.48 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{SC} &= \frac{0.33}{I_b} = \frac{0.33}{119.48 \times 10^{-3}} \\ R_{SC} &= 2.76 \text{ ohms} \end{aligned}$$

Usar $R_{SC} = 2.8 \text{ ohms}$

A.2.1.8.- CALCULO DEL CAPACITOR DE SALIDA (FILTRO)

De la ecuación 6.9

$$C = \frac{I_b}{8 \Delta V f_0}$$

$$C = \frac{0.119}{8 \times 25 \times 10^{-3} \times 50 \times 10^3}$$

$$C = 11.9 \times 10^{-6} F = 12 \mu F$$

Se selecciona un capacitor de $27 \mu F$ con una resistencia equivalente de 0.1 ohms.

A.2.1.9.- PROGRAMACION DEL VOLTAJE NOMINAL DE SALIDA.

$$V = 1.25 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

El divisor de corriente puede tomar 100 mA sin afectar la perfromancia del circuito.

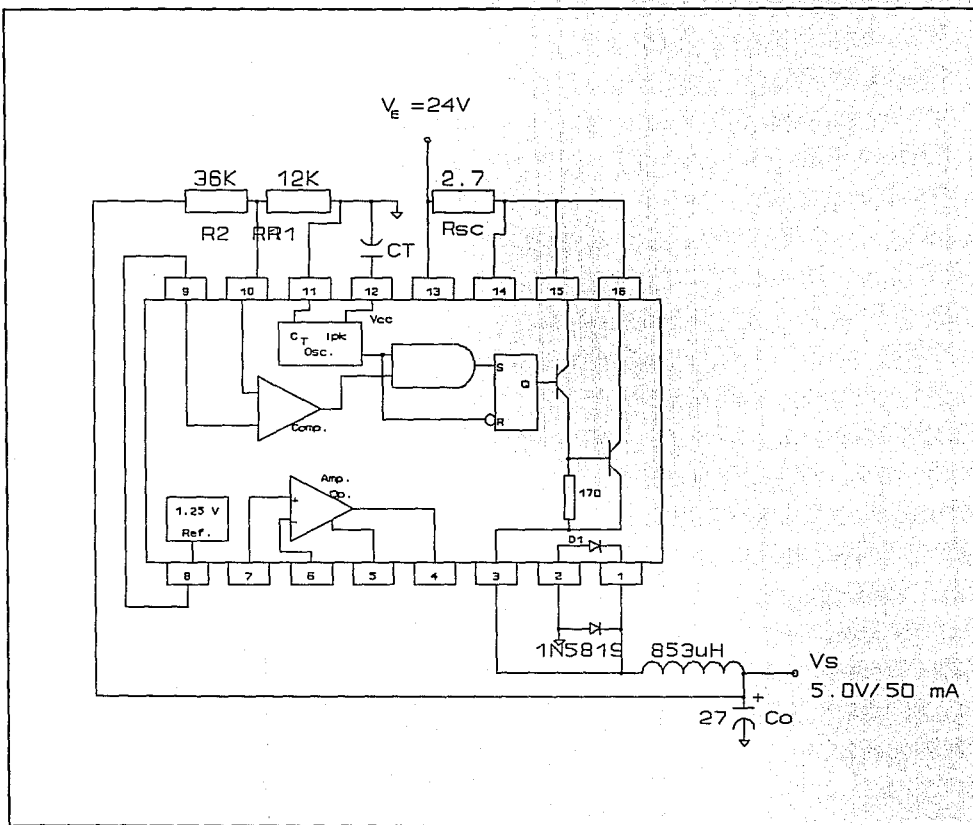
$$R_1 = \frac{1.25}{100 \times 10^{-6}} = 12500 \text{ ohms}$$

$$R_2 = R_1 \left(\frac{V_{out}}{1.25} - 1 \right)$$

$$R_2 = 12.5 \text{ K}\Omega \left(\frac{5}{1.25} - 1 \right)$$

$$R_2 = 37.5 \text{ K}\Omega$$

Fig.A.1



A.2.2 EJEMPLO 2

$$V_S = 12 \text{ V}$$

$$I_S = 750 \text{ mA}$$

$$f_o = 50 \text{ KHz}$$

$$V_E = 20\text{-}40\text{V}$$

A.2.2.1.- CALCULO DE LAS RELACIONES D_1 , D_2 , t_{on} Y t_{off}

$$D_1 = M$$

$$D_1 = \frac{V_S + V_{diodo}}{V_{en(min)} - V_{sat}}$$

$$D_1 = \frac{12 + 0.8}{20 - 0.8} = 0.666$$

$$D_2 = 1 - D_1$$

$$D_2 = 1 - 0.6666 = 0.3334$$

$$t_{on} = D_1 T_o$$

$$t_{on} = 0.6666 \times 20 \text{ } \mu\text{Seg} = 13.332 \text{ } \mu\text{Seg}$$

$$t_{off} = D_2 T_o$$

$$t_{off} = 0.3334 \times 20 \text{ } \mu\text{Seg} = 6.668 \text{ } \mu\text{Seg}$$

A.2.2.2.- CALCULO DE C_T

$$C_T = 4 \times 10^{-5} t_{on}$$

$$C_T = 4 \times 10^{-5} \times 13.332 \times 10^{-6}$$

$$C_T = 533.28 \text{ pF}$$

A.2.2.3.- CALCULO DE I_b

$$I_b = 2 I_o$$

$$I_b = 2 (750 \text{ mA})$$

$$I_b = 1.5 \text{ A}$$

A.2.2.4.- CALCULO DE L

$$L_{min} = \frac{V_{E(min)} - V_{sat} - V_S}{I_b} t_{on}$$

$$L_{min} = \frac{20 - 0.8 - 12}{1.5} \times 13.332 \times 10^{-6}$$

$$L_{min} = 63.99 \text{ } \mu\text{H}$$

A.2.2.5.- CALCULO DE LA RESISTENCIA LIMITADORA DE CORRIENTE

$$I_b = \frac{V_E - V_{sat} - V_S}{I_{min}} t_{on}$$

$$I_b = \frac{20 - 0.8 - 12}{63.99 \mu H} 13.332 \mu S$$

$$I_b = 1.5 A$$

$$R_{SC} = \frac{0.33}{1.5} = 0.22 \text{ ohms}$$

Usar $R_{SC} = 0.22 \text{ ohms}$

A.2.2.6.- CALCULO DEL CAPACITOR DE SALIDA

$$C = \frac{I_b}{8 \Delta V f_0}$$

$$C = \frac{1.5}{8 \times 60 \times 10^{-3} \times 50 \times 10^3}$$

$$C = 62.5 \mu F$$

Se escoge 470 micro Farads por su ESR de 0.05 ohms.

A.2.2.7.- PROGRAMACION DEL VOLTAJE DE SALIDA

$$V = 1.25 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

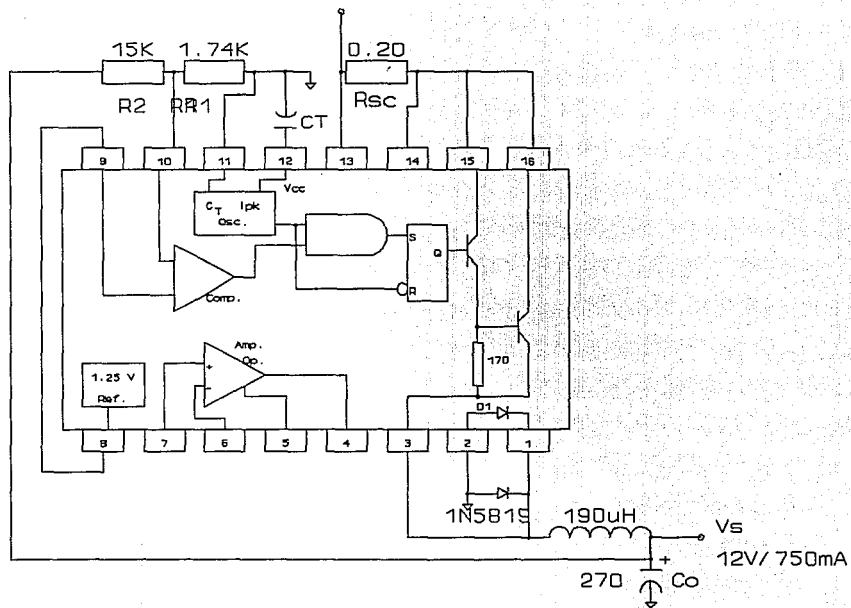
$$R_1 = 1.74 K\Omega$$

$$R_2 = R_1 \left(\frac{5}{1.25} - 1 \right)$$

$$R_2 = 1.74 K\Omega \times 3 = 5.22 K\Omega$$

Para realizar este proyecto, se pueden utilizar los siguientes circuitos integrados: uA78S40, o MC34063 de Motorola.

Fig.A.2



A.2.3 EJEMPLO 3

Diseñar una fuente de voltaje con las siguientes características (usar el TL 594)

$$V_S = 5 \text{ V} \quad f_o = 20 \text{ KHz}$$

$$V_E = 32 \text{ V} \quad V_{\text{rizo}} = 100 \text{ mV (p-p)}$$

$$I_O = 10 \text{ A} \quad I_L = 1.5 \text{ (cambio de la corriente en el inductor)}$$

A.2.3.1.-CIRCUITOS DE CONTROL**A.2.3.1.1 OSCILADOR**

$$f_o = \frac{1}{R_T C_T}$$

escogiendo $C_T = 0.001 \mu\text{F}$

$$R_T = \frac{1}{f_o C_T} = \frac{1}{20 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6}}$$

$$R_T = 50 \text{ K}\Omega$$

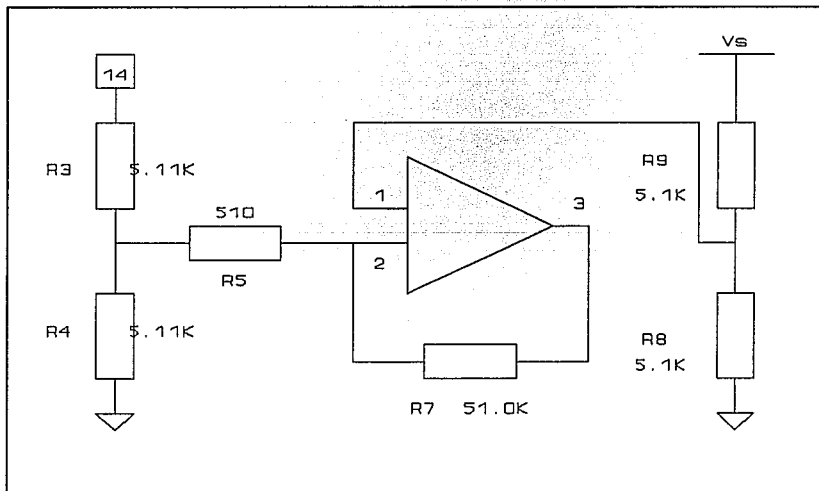
A.2.3.1.2 AMPLIFICADOR DE ERROR

Fig.A.3

El amplificador de error compara una muestra de 5 Volts de salida con un voltaje de referencia y ajusta el ancho de pulso para mantener una salida constante.

El voltaje de referencia interno de 5 Volts (pin 14) es dividido a 2.5 Volts por los resistores R_3 y R_4 . El voltaje a la salida se divide también entre dos por el divisor de voltaje compuesto por las resistencias R_8 y R_9 .

Para incrementar la estabilidad del amplificador de error, la salida del amplificador es realimentada para reducir su ganancia a 100.

A.2.3.1.3 AMPLIFICADOR LIMITADOR DE CORRIENTE

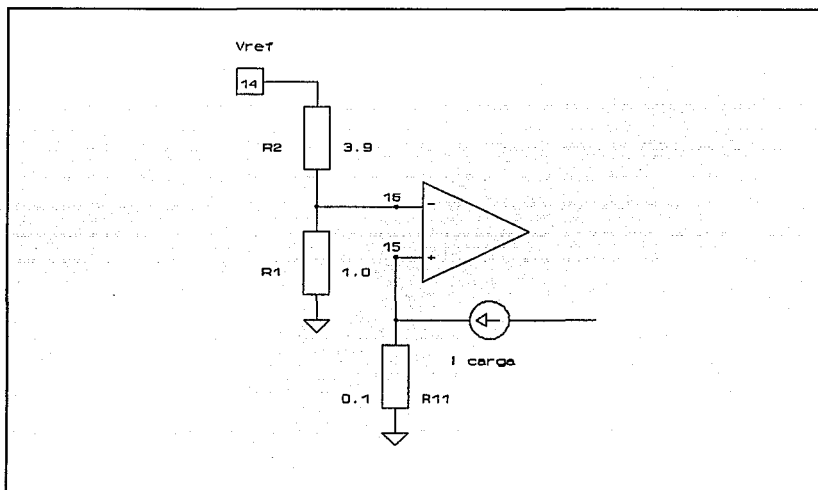


Fig.A.4

La fuente se diseña para una corriente de salida a la carga de 10 Amp. y una excursión máxima de corriente en la inductancia de 1.5 Amp. La corriente de cortocircuito se determina como sigue:

$$I_{sc} = I_o + \frac{I_L}{2} = 10.75$$

En las resistencias R_1 y R_2 permiten aplicar a la entrada inversora del amplificador de error, un volt de referencia. El resistor R_{11} en serie con la carga, aplica un volt a la entrada no

inversora cuando la corriente en la carga llega a los 10 Amperes. La resistencia R_{11} se calcula como sigue:

$$R_{11} = \frac{1 \text{ V}}{10 \text{ A}} = 0.1 \Omega$$

A.2.3.1.4 Arranque suave

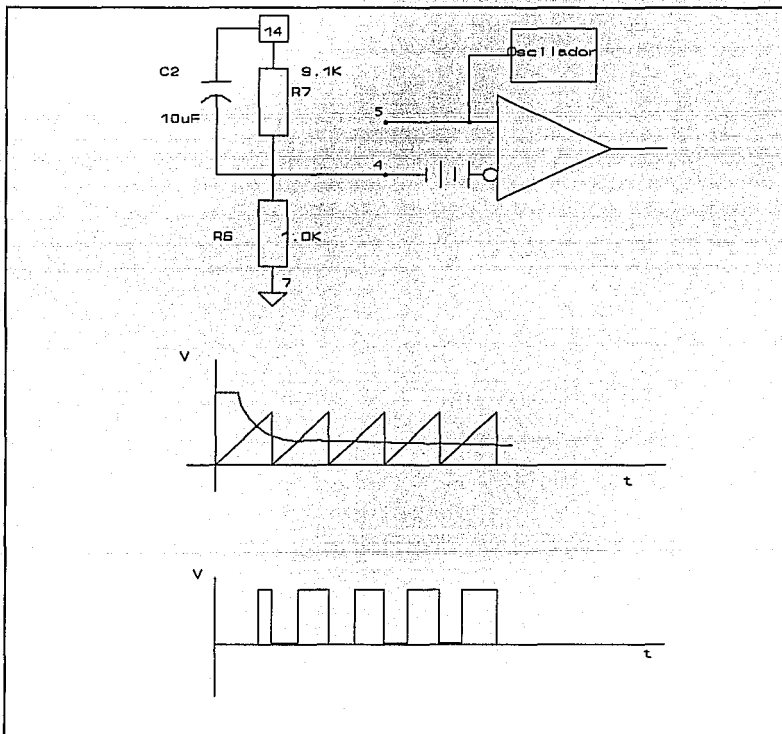


Fig.A.5

El circuito anterior permite que el ancho de pulso a la salida se incremente lentamente como se presenta en la fig.A.5, aplicando

una forma de onda decreciente al control de ciclo de trabajo (pin 4).

Inicialmente el capacitor C_2 forza al controlador de ciclo de trabajo a seguir el voltaje de 5 Volts el cual inhabilita las salidas (0 % de ciclo de trabajo). Cuando el capacitor se carga a través de R_6 el ancho del pulso se incrementa lentamente hasta que la malla de control toma el gobierno del circuito controlador. Con una relación de 1:10 entre los resistores R_6 y R_7 el voltaje en el terminal 4 después del arranque será:

$$0.1 \times 5 \text{ Volts} = 0.5 \text{ Volts}$$

El arranque suave se hace generalmente en el rango de 25 a 100 ciclos del reloj. Si seleccionamos 50 ciclos de reloj, a 20 KHz, el arranque lento se calcula como sigue:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{20\text{KHz}} = 50 \mu\text{Seg/ciclo}$$

$$C_2 = \frac{50 \mu\text{seg} \times 50 \text{ ciclos}}{1 \text{ K}\Omega} = 2.5 \mu\text{F}$$

A.2.3.1.5 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA:

$$D = \frac{V_S}{V_E} = \frac{5}{32} = 0.156$$

$$t_{on} = D_1 T_o = \frac{1}{f_o} D_1 = 7.8 \mu\text{F}$$

$$t_{off} = D_2 T_o = \frac{1}{f_o} D_2 = 42.2 \mu\text{F}$$

$$L = \frac{(V_E - V_S)}{\Delta I_L} t_{on} = \frac{(32 - 5) \text{ Volts} \times 7.8 \mu\text{seg}}{1.5 \text{ Amp.}}$$

$$L = 140.4 \mu H$$

A.2.3.1.6 CÁLCULO DEL CAPACITOR DE SALIDA

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 f \Delta V_o} = \frac{1.5}{8 \times 20 \times 10^3 \times 0.1} = 94 \mu F$$

$$ESR = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = \frac{0.1 \text{ volts}}{1.5 \text{ Amp.}} = 0.067 \Omega$$

Se selecciona un capacitor de 220 μF /60 Volts. Porque su máxima ESR es de 0.074 Ω y su máxima corriente de rizo 2.8 A.

A.2.3.1.7 CÁLCULO DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA.

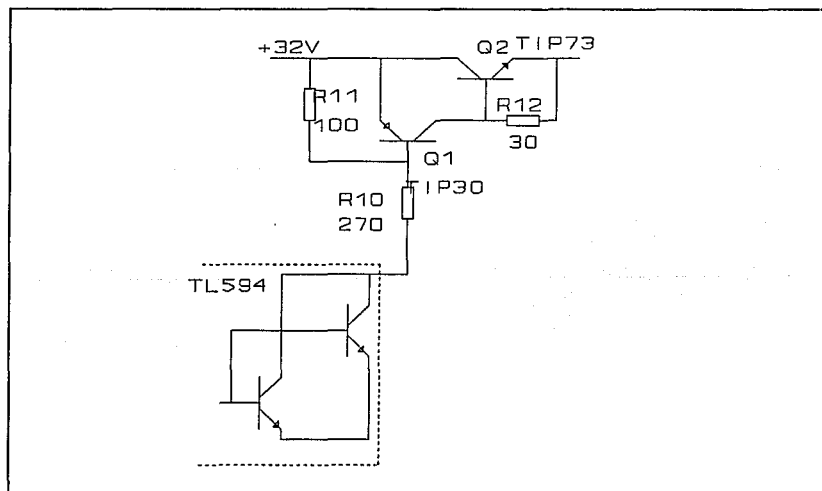


Fig.A.6

El Darlington híbrido debe ser saturado a una corriente máxima de 10.8 Amp. La h_{FE} del Darlington a 10.8 Amp. debe ser lo suficientemente alta para no exceder los 250 mAmp. que es la máxima corriente permitida en el colector del TL 594.

$$h_{FE}(Q_1) \text{ a } I_C \text{ de } 1.2 \text{ A} = 10$$

$$h_{FE}(Q_2) \text{ a } I_C \text{ de } 12.0 \text{ A} = 10$$

$$i_B = \frac{I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}}{h_{FE}(Q_2) \times h_{FE}(Q_1)} \geq 108 \text{ mA}$$

Ya que según las especificaciones de los transistores TIP 30 y TIP 73 la mínima corriente que deben manejar es de 108 mA.

$$R_{10} \leq \frac{V_E - (V_{BE}(Q_1) + V_{CE}(TL 594))}{i_B}$$

$$R_{10} \leq \frac{32 - (1.3 + 0.7)}{0.108}$$

$$R_{10} \leq 277 \Omega$$

La resistencia comercial mas cercana a este último valor, es de 270 Ω . R_{11} y R_{12} permiten la descarga de portadores en la conmutación, cuando los transistores se apagan.

APENDICE B

B. TEORIA BASICA PARA EL DISEÑO DE TRANSFORMADORES E INDUCTORES.

B.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se revisan los conceptos básicos del magnetismo, que permitan recordar los fundamentos teóricos de: circuitos magnéticos, inductancias y transformadores. Asimismo se estudian de manera breve, los tipos de materiales utilizados en la construcción de transformadores e inductores, para finalmente presentar los pasos que se siguen al diseñar inductores o transformadores, haciendo un ejemplo de cada uno.

B.2 REVISIÓN DE CONCEPTOS DE MAGNETISMO.

Los conceptos de magnetismo, generalmente son explicados en los libros de física clásica, sin abundar en la aplicación práctica de dichos conceptos. La finalidad de esta revisión, es la de aplicar de manera general, los conceptos de magnetismo al diseño de transformadores e inductores.

Recordemos que existe una similitud entre las leyes de Kirchhoff para voltajes y corrientes aplicados a circuitos eléctricos y la ley de Ampere aplicada a circuitos magnéticos lineales. Estos métodos de análisis permiten hacer análogas las siguientes variables: fuerza magnetomotriz (F) igual al voltaje; flujo magnético análogo a la corriente, y la resistencia eléctrica análoga a la reluctancia magnética.

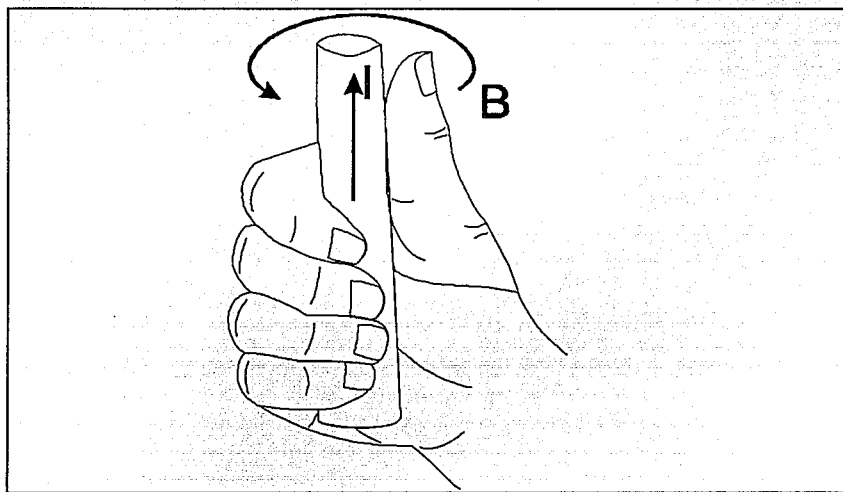
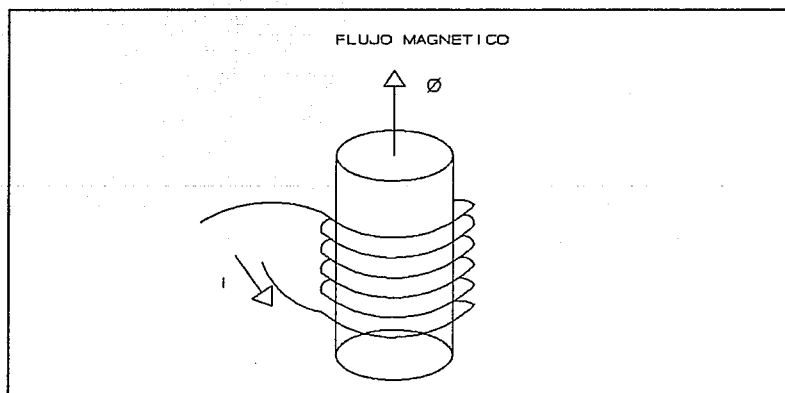
Debido a que dichos circuitos, se pueden considerar como sistemas lineales; pueden ser manipulados de diversas maneras.

B.2.1 CONCEPTOS BÁSICOS.

a).-Al circular una corriente por un conductor eléctrico, aparece a su alrededor un campo magnético cuyas líneas de campo, son círculos concéntricos.

b).-Existe una regla que relaciona la dirección de la corriente con el flujo que la produce: regla de la mano derecha. Si tomamos hipotéticamente un conductor rodeándolo con los dedos de la mano derecha, de manera que el dedo pulgar apunte en el sentido que lleva la corriente, los dedos que rodean al cable nos darán el sentido de rotación de las líneas de campo magnético. Ver fig. (B.1)

c).-Bobina.- consiste en un alambre enrollado alrededor de un núcleo. A cada una de las vueltas, se le llama espira. El flujo magnético total de una bobina, consiste en la concatenación de cada uno de los flujos producidos por cada espira.

**Fig.B.1****Fig.B.2**

El flujo que se produce en una bobina se aprecia en la fig. B.2 y su sentido puede determinarse con la ley de la mano derecha. Se toma hipotéticamente la bobina de manera que los dedos indiquen el sentido de la corriente, y el dedo pulgar determinará el sentido del flujo.

B.2.2) Flujo(Φ).— a fin de cuantificar el campo magnético, se considera que el flujo magnético, consiste en líneas de campo que salen de norte a sur. De ahí que las unidades que cuantifican el campo sean las siguientes:

$$\text{weber} = 10^8 \text{ Maxwell} = 10^8 \text{ líneas de flujo}$$

B.2.3) DENSIDAD DE FLUJO (B)

Es el número de líneas de flujo que concurren a una superficie. Las unidades que cuantifican la densidad del campo magnético son las siguientes:

$$B \left[\frac{\text{weber}}{\text{m}^2} \right] = 10^4 \text{ Gauss} = 64\,520 \frac{\text{líneas}}{\text{plg}^2}$$

B.2.4) PERMEABILIDAD MAGNÉTICA

Es la capacidad que tienen los materiales para permitir el paso de líneas de flujo a través de su volumen (μ).

B.2.5).-PERMEABILIDAD RELATIVA (μ_r)

Indica cuántas veces es mayor la permeabilidad de un material con respecto a la del vacío.

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_o}$$

μ_r : permeabilidad relativa.

μ : permeabilidad del material.

B.2.6) RELUCTANCIA MAGNÉTICA (R)

Es la oposición que presenta un material al paso del flujo magnético.

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A}$$

Donde:

l: es la longitud del circuito magnético

A: es el área que atraviesan las líneas de flujo en el circuito magnético.

B.2.7 FUERZA MAGNETOMOTRÍZ (F)

es el número de circuitos magnéticos (espiras magnéticas) producidos en una bobina.

$$F = N I$$

donde:

I: es la corriente que pasa por la espira.

N: es el número de espiras.

Ley de ohm para los circuitos magnéticos.

$$\begin{aligned}\phi &= \frac{F}{\mathfrak{R}} \\ &= \frac{N I}{\frac{l}{\mu A}} \\ &= \frac{N I A \mu}{l}\end{aligned}$$

Se observa que el flujo en la bobina, está en relación directa con la corriente que la produce.

B.2.8) INTENSIDAD DEL CAMPO MAGNÉTICO (H)

Es la fuerza magnetomotriz por unidad de longitud. Es independiente del tipo de material del núcleo.

$$H = \frac{F}{l} = \frac{B}{\mu}$$

B.2.9) LEY DE FARADAY

El voltaje inducido en una bobina expuesta a un flujo magnético variable, es proporcional al número de espiras y a la rapidez con que varía el flujo.

$$e = N \frac{d\phi}{dt}$$

B.2.10) LEY DE LENZ

Establece que un efecto inducido, es siempre de tal índole que se opone a la causa que lo produce.

en base a lo anterior la ecuación 6.8 quedaría como:

$$e = -N \frac{d\phi}{dt}$$

A partir de los anteriores conceptos se analizarán las fórmulas, que permitan determinar de qué parámetros depende la inductancia.

Derivando con respecto al tiempo la ecuación 6.6 se tiene:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{\mu AN}{l} \frac{di}{dt}$$

Aplicando la ley de Faraday y la ley de Lenz se tiene:

$$e = - \frac{\mu AN^2}{l} \frac{di}{dt}$$

Al coeficiente de la derivada de la corriente con respecto al tiempo se le llama inductancia y se mide en Henrys.

$$L = \frac{\mu AN^2}{l}$$

B.3) EJEMPLO DE CIRCUITOS MAGNÉTICOS.

B.3.1) DETERMINAR LA INDUCTANCIA DE LA BOBINA CUYO DIBUJO APARECE EN LA FIG. B.3.

$N = 100$ vueltas

$l = .08$ metros

$d = 0.004$ metros

Solución:

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l} = \frac{(10^4) (4\pi 10^{-7}) \left(\frac{\pi (0.004)^2}{4} \right)}{0.08}$$

$$L = 19.8 \cdot 10^{-7} H = 1.98 \mu H$$

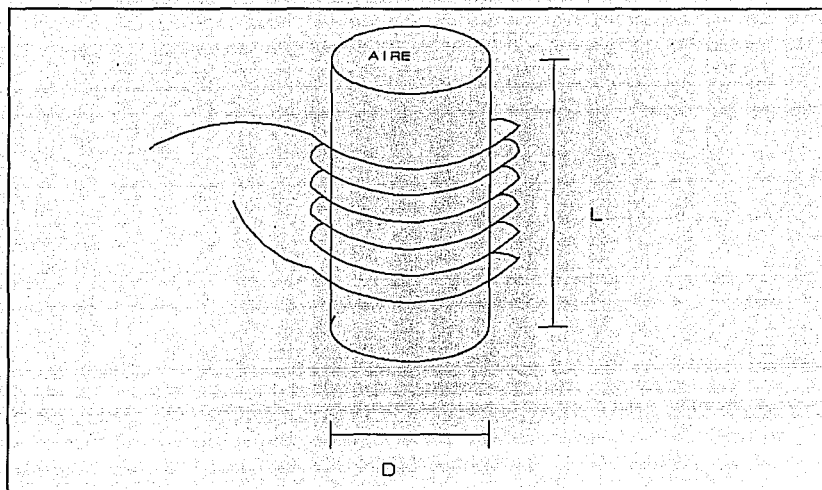


Fig.B.3

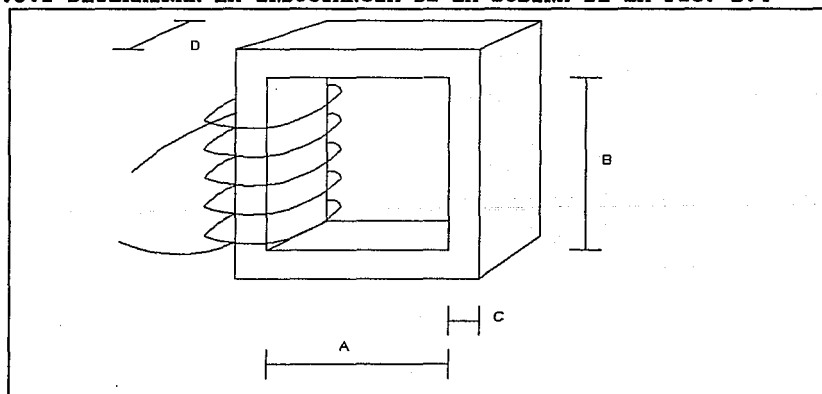
B.3.2 DETERMINAR LA INDUCTANCIA DE LA BOBINA DE LA FIG. B.4

Fig.B.4

$$A = 12 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad B = 12 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad C = 5 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad D = 12 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

$$N = 200; \quad \mu_r = 200; \quad A = 60 \cdot 10^{-6} \text{ m}; \quad l = 68 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

$$L = \frac{(200^2) (4 \pi \times 10^{-7}) (12 \times 5 \times 10^{-6}) (200)}{68 \times 10^{-3}} = 8.87 \text{ mH}$$

B.4) REVISIÓN DE CONCEPTOS SOBRE TRANSFORMADORES.

Los transformadores de energía eléctrica son elementos inductivos, que presentan debido a su construcción, el fenómeno conocido de inductancia mutua. En esta sección estudia los siguientes conceptos: coeficiente de acoplamiento, autoinductancias, inductancia mutua y relaciones generales entre los devanados.

B.4.1) EL TRANSFORMADOR

se construye con al menos dos bobinas colocadas de tal manera, que el flujo variable desarrollado por una de ellas, enlazará a la otra, como puede observarse en la fig.B.5.

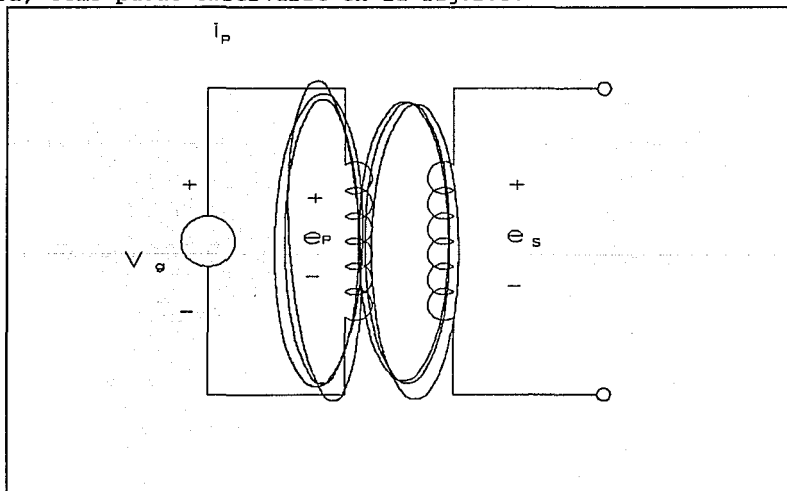


Fig.B.5

El resultado de estos enlazamientos, es tensión inducida en cada bobina. Para distinguirlas entre si, será la bobina del primario donde se aplique la fuente y el secundario, donde se aplique la carga.

aplicando las leyes de Faraday y de Lenz al transformador, se tiene:

Para el primario:

$$e_p = N_p \frac{d\phi}{dt}$$

$$e_p = L_p \frac{di_p}{dt}$$

para el secundario:

$$e_s = N_s \frac{d\phi}{dt}$$

$$e_s = L_s \frac{di_s}{dt}$$

donde ϕ_m , es la porción de flujo del primario que enlaza al secundario. Si todo el flujo que enlaza al primario, enlaza también al secundario, $\phi_p = \phi_m$ Y :

$$e_s = N_s \frac{d\phi_p}{dt}$$

El coeficiente de acoplamiento de dos bobinas se determina por la razón de: ϕ_m / ϕ_p , y se indica con la letra K.

$$K = \frac{\phi_m}{\phi_p}$$

Puesto que el máximo flujo variable que enlaza al secundario, nunca es mayor que el que enlaza al primario, K siempre es menor que la unidad. La inductancia mutua entre las dos bobinas se determina como a continuación se indica:

$$e_s = N_s \frac{d \phi_m}{dt} = N_s K \frac{d \phi_p}{dt}$$

$$M = N_s \frac{d \phi_m}{d i_p} = N_p \frac{d \phi_m}{d i_s}$$

Esto indica que la inductancia mutua, puede determinarse en términos de la media geométrica de las inductancias en juego y del factor de acoplamiento:

$$M = K \sqrt{L_p L_s}$$

B.4.2. TRANSFORMADOR IDEAL

A fin de tener una idea clara del funcionamiento del transformador, éste se analiza en las condiciones mas favorables para el que lo estudia; es decir, se considera que el coeficiente de acoplamiento es la unidad, la resistencia del devanado al paso de la corriente es cero, no existen flujos de dispersión. No hay pérdidas por histéresis, ni pérdidas por corrientes parásitas.

En la práctica, la mayoría de los transformadores pueden ser analizados como si fueran transformadores ideales.

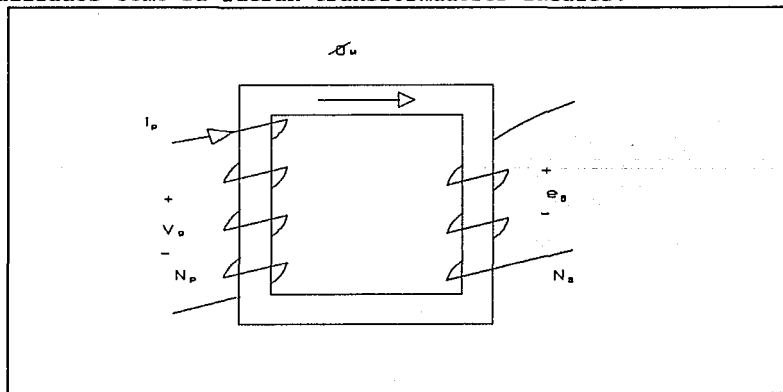


Fig.B.6

Si:

$$i_p = \sqrt{2} i_{p \max} \text{sen}(\omega t)$$

entonces:

$$\phi_m = \phi_{m \max} \text{sen}(\omega t)$$

Lo anterior es válido debido a la proporcionalidad que existe entre la corriente y el flujo que ella produce.
La tensión inducida en el primario debido a la entrada senoidal es: sustituyendo ϕ_m se tendrá:

$$e_p = N_p \frac{d}{dt} (\phi_{m \max} \text{sen}(\omega t))$$

El valor efectivo de e_p es:

$$E_p = 4.44 f N_p \phi_{m \max}$$

La tensión inducida en el secundario será:

$$E_s = 4.44 f N_s \phi_{m \max}$$

de donde:

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{N_p}{N_s}$$

Lo anterior solo es válido para una entrada de voltaje senoidal. Una vez que se ha analizado el comportamiento en vacío, queda solo el análisis del transformador ideal con carga.

B.4.3 NOTACION

para representar transformadores en diagramas de circuitos eléctricos, es costumbre utilizar la notación de puntos. Para hacer convenciones entre las polaridades relativas de los devanados existen 3 reglas básicas:

-Los voltajes inducidos en dos devanados cualquiera debido a cambios en su flujo mutuo, deberá tener la misma polaridad en las terminales marcadas con punto.

-Si corrientes positivas fluyen desde las terminales marcadas con puntos, las FMM producidas en los dos devanados tendrán polaridad aditiva. Si uno de los dos devanados es un circuito abierto, y si la corriente fluye desde la terminal marcada con punto en el otro devanado a una razón de cambio positivo entonces el voltaje inducido en el circuito abierto será positivo en la terminal marcada con punto.

-Cuando un ensamble magnético tiene más de dos devanados, y contiene múltiples trayectorias magnéticas de material, entonces será necesario un marcado múltiple. Este se hace fácilmente usando la regla de la mano derecha, y las tres relaciones básicas arriba dadas.

Un ejemplo de marcado múltiple se presenta en la fig. B.7 Aquí, tres conjuntos de marcas son necesarias para expresar las polaridades de voltaje relativas a cada uno de los tres devanados.

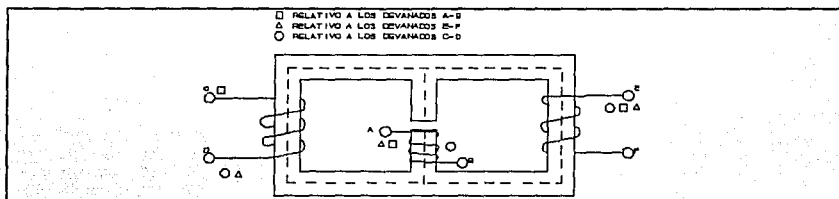


Fig.B.7

B.4.4. MODELADO DE UN TRANSFORMADOR A PARTIR DE SU CIRCUITO MAGNETICO.

En la fig.B.8 se presenta un transformador con núcleo toroidal y con flujos de dispersión en el primario y el secundario, que producirán inductancias de dispersión correspondientes. El flujo que une ambos devanados es : ϕ_m , el voltaje aplicado al primario es V_E . Los números de espiras en el primario y en el secundario respectivamente son: N_p y N_s . Ambos devanados tienen sus marcas de referencia.

Nótese que ϕ_m y ϕ_1 , tienen la misma polaridad en el devanado primario, ya que son ocasionados por i_E . Sin embargo en el devanado secundario, ϕ_m y ϕ_2 , tienen polaridad opuesta. Entonces, un flujo

produce i_s mientras que el otro es una consecuencia de i_s .

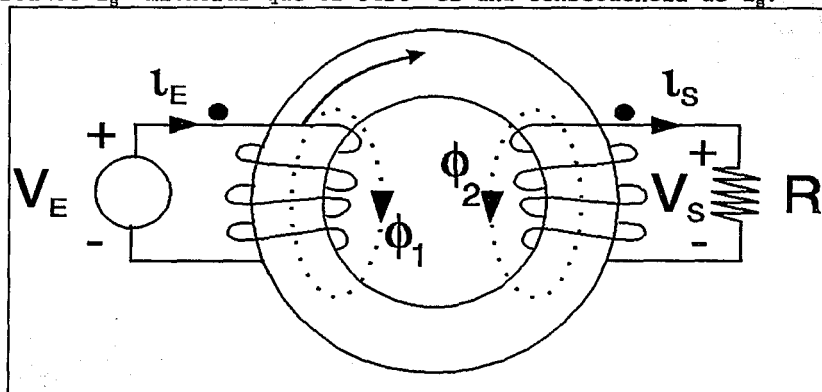


Fig. B.8

A partir del diagrama de la fig.B.8, se hace el circuito magnético al cual se aplicaran los conceptos de fuerza magnetomotriz, flujo magnético y reluctancia.

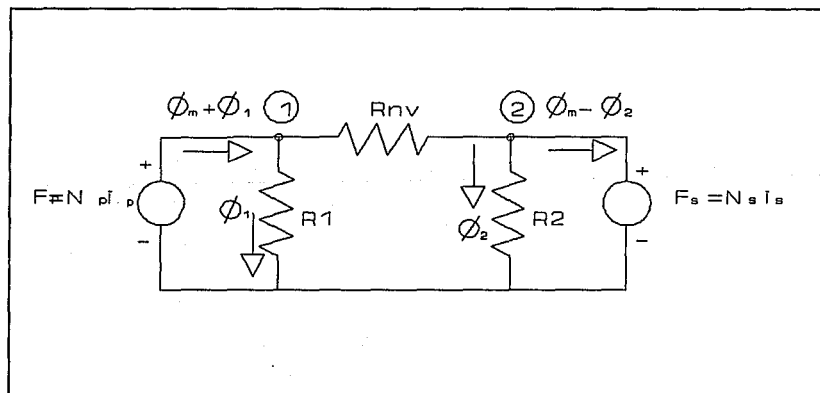


Fig.B.9

A fin de simplificar el análisis de éste circuito se procede a obtener su gráfica dual, a partir de su gráfica planar representada en la fig.B.10.

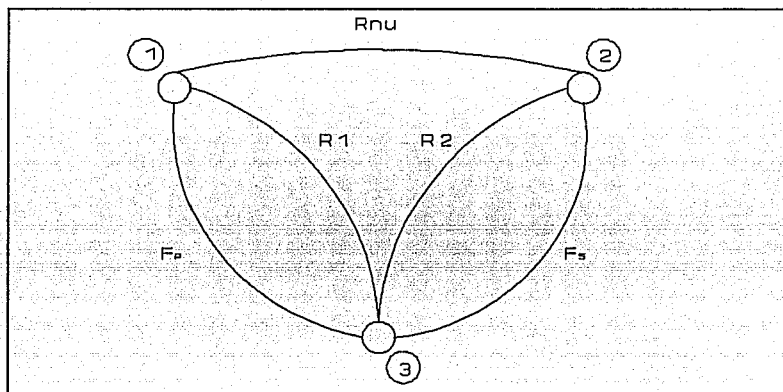


Fig.B.10

Aplicando el algoritmo de dualidad obtenemos la gráfica planar dual en líneas punteadas. fig.B.11.

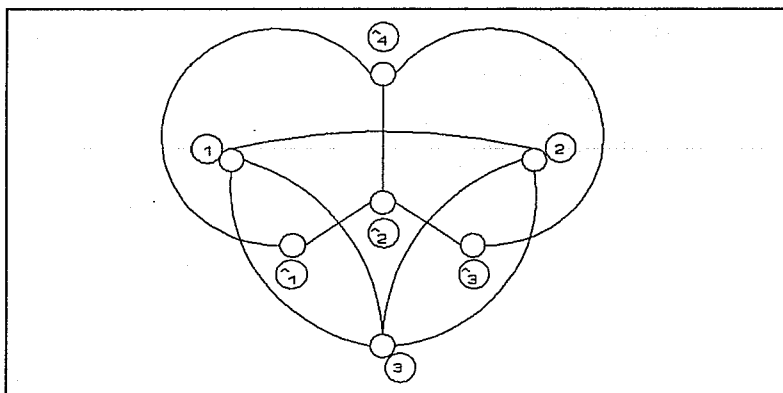


Fig.B.11

El resultado de la aplicación del algoritmo se observa en la fig. B.12

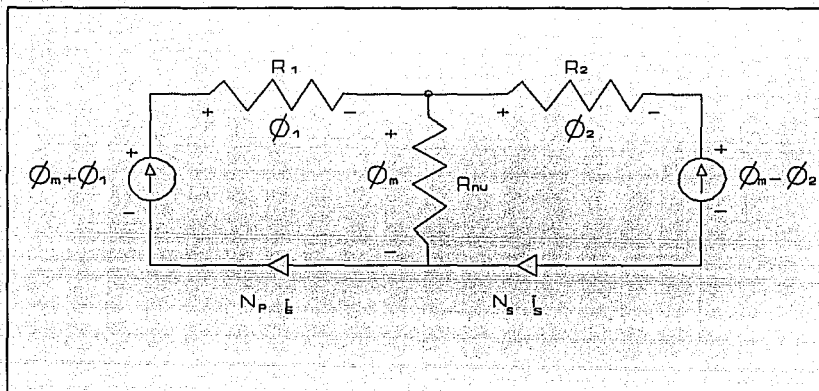


Fig.B.12

B.5. MATERIALES Y FORMAS DE NÚCLEOS UTILIZADOS EN LA FABRICACIÓN DE INDUCTORES Y TRANSFORMADORES.

Existen 4 tipos de materiales usados en la fabricación de transformadores e inductores, los cuales tienen características especiales que los hacen aplicables a uno u otro tipo de diseño.

B.5.1 NÚCLEO DE AIRE

Los núcleos de aire se utilizan donde no son tolerables las distorsiones del campo magnético. Los devanados del transformador o inductor son hechos alrededor de una base, que le da forma al devanado, con el propósito además de sostenerlo. Los materiales donde se arrollan los devanados deben tener una cte. dieléctrica baja y las pérdidas no deben ser afectadas por variaciones de humedad y temperatura.

B.5.2 NÚCLEO DE HIERRO LAMINADO

Este tipo de núcleos son utilizados en la fabricación de transformadores e inductores que trabajan en baja frecuencia. Son fabricados en láminas de fierro suave. El espesor y el número de laminaciones empleadas para la construcción de un núcleo, son determinadas por la frecuencia y la potencia que requiera el diseño. Los espesores de las laminaciones varían entre 0.003 y 0.014 pulgadas, y son recubiertos con un aislamiento eléctrico, para restringir las corrientes de Eddy a través del núcleo. La permeabilidad y las pérdidas de histéresis del núcleo, son controladas por ajustes del entrehierro, los cuales varían el campo magnético dentro del núcleo.

B.5.3 POLVO DE FIERRO (POWDERED IRON)

Este tipo de núcleo se usa cuando se requiere un factor de calidad (Q) grande, en el rango de frecuencias de 5Hz a 500 KHz, dependiendo de la geometría del núcleo. Sin embargo, las pérdidas por corrientes parásitas deben ser seriamente consideradas cuando un inductor o transformador va a ser usado a frecuencias superiores de 30KHz. Este tipo de núcleo, está compuesto de partículas ferromagnéticas recubiertas con material aislante eléctrico, y comprimidos en su conjunto, en una masa uniforme. La permeabilidad y las pérdidas en el núcleo son controladas por el tamaño y el espaciamiento de las partículas magnéticas, así como la composición y espesor de las mismas. La temperatura y la humedad, también afectan la permeabilidad y las pérdidas en el núcleo.

B.5.4 NUCLEO DE FERRITA

Este tipo de núcleo posee una alta permeabilidad magnética, además de una alta resistividad a las corrientes parásitas. Se puede usar en frecuencias de hasta 100MHz. El flujo de saturación sin embargo es considerablemente mas bajo que los anteriores. Los núcleos de ferrita pueden ser usados para reemplazar a los anteriores en muchas aplicaciones. Lo anterior, se logra controlando la geometría del núcleo. Los materiales de ferrita, son materiales no conductores como: $MnFeO$ y $NiFeO$.

B.5.6 TIPOS DE NUCLEOS.

La selección del tipo de núcleo generalmente está limitado por los requerimientos eléctricos y electromecánicos. Las formas de núcleos normalmente usados en el diseño de inductores y transformadores son: tubulares, barras, toroidales, pot..

B.5.6.1 TUBULAR

Este tipo de núcleo es ideal para inductores de aire donde los valores de inductancia son bajos y donde el diámetro, longitud y espaciamiento entre vueltas es crítico. El tubo se hace generalmente de un material no magnético y además aislante eléctrico.

B.5.6.2 BARRA

El núcleo tipo barra ofrece mayor resistencia mecánica y puede estar hecho de una material magnético o no magnético. Se pueden obtener altos valores de inductancia, si este tipo de núcleo está hecho de material magnético.

B.5.6.3 TOROIDAL

Este núcleo, cuando se compone de polvo de hierro, es usado en rangos de frecuencia entre 5Hz y 50KHz. Este núcleo provee alta permeabilidad magnética y bajas pérdidas dieléctricas, debido a que el flujo magnético pasa por una trayectoria de baja y continua reluctancia. Este núcleo puede estar hecho de material magnético o no magnético. Sin embargo, el núcleo tipo toroide es ideal cuando

se hace de polvo de hierro y donde los entrehierros no sean necesarios. También se fabrican núcleos toroidales, con ferritas y acero laminado, en aplicaciones especiales. Muchos diseños de convertidores e inversores usan núcleos toroidales. Se puede decir de manera general, que los núcleos toroidales son usados en aplicaciones de alta potencia, donde además, la interferencia electromagnética no es de importancia primaria.

APENDICE C

C. ANALISIS TERMICOS EN TRANSISTORES

C.1 INTRODUCCION

La consideración de ciertos aspectos relacionados con disipación de calor, temperaturas de operación de semiconductores y protección térmica en circuitos de alta potencia, representa una de las partes más importantes y necesarias en el diseño de circuitos electrónicos de potencia. En este trabajo se contemplan los aspectos térmicos más importantes que ocurren dentro de un semiconductor; se presenta una analogía electrotérmica de estado estable; se obtiene un modelo electrotérmico sencillo de un transistor de potencia, dejándose el cambio abierto para modelar electrotérmicamente cualquier otro tipo de semiconductores; y, finalmente, se dan algunas herramientas para cálculo y diseño de disipadores de calor por convección natural.

C.2 ASPECTOS TÉRMICOS.

El principal problema al utilizar un semiconductor para el manejo de potencia, consiste en mantener la temperatura de la juntura (de un diodo rectificador o de un transistor) por debajo de un nivel máximo permitido para asegurar que el dispositivo se comporte como tal; dicho nivel máximo permitido se le denomina nivel intrínseco de temperatura y oscila entre 150° y 200°C .

Tres mecanismos básicos intervienen para remover la temperatura de la juntura al ambiente, suponiendo que la temperatura ambiente es menos que la temperatura de la juntura; estos mecanismos son: conducción, convección y radiación.

C.2.1 CONDUCCIÓN.

La conducción es un proceso mediante el cual fluye el calor desde una región de mayor temperatura a una región de menor temperatura dentro de un medio (sólido, líquido o gaseoso) o entre medios diferentes en contacto físico directo. En el flujo de calor por conducción, la energía se transmite por comunicación molecular directa sin desplazamiento apreciable de las moléculas.

C.2.2 CONVECCIÓN.

La convección es un proceso de transporte de energía por la acción combinada de conducción de calor, almacenamiento de energía y movimiento de mezcla. La convección tiene gran importancia como mecanismo de transferencia de energía entre una superficie sólida y el aire. La transferencia de energía por convección, desde una superficie cuya temperatura es superior a la del fluido que la rodea, se realiza en varias etapas. Primero, el calor fluirá por conducción desde la superficie hacia las partículas adyacentes de fluido. La energía así transferida servirá para incrementar la temperatura y la energía interna de esas partículas del fluido. Entonces, las partículas del fluido se moverán hacia una región del fluido con temperatura más baja, donde se mezclarán y transferirán una parte de su energía a otras partículas del mismo. Cuando el movimiento del mezclado tiene lugar exclusivamente como resultado de la diferencia de densidades causando por los gradientes de temperatura, se habla de convección natural.

Cuando el movimiento del mezclado es inducido por algún agente externo (tal como un ventilador o un agitador), el proceso se conoce como convección forzada.

C.2.3 RADIACIÓN.

La radiación es un proceso por el cual fluye calor desde un cuerpo de alta temperatura a un cuerpo de baja temperatura, cuando éstos están separados por un espacio que incluso puede ser el vacío. El análisis de los procesos que ocurren dentro de un diodo rectificador o un transistor de potencia, por lo que respecta al fenómeno de disipación de calor es bastante complejo, ya que se involucran los tres casos de transporte de energía antes mencionados, esto es, conducción, convección y radiación. Esto nos lleva a la justificación de una analogía electrotérmica para una mejor comprensión del fenómeno.

C.3 ANALOGÍA ELECTROTÉRMICA PARA ESTADO ESTABLE.

Se dice que dos sistemas son analógicos cuando ambos obedecen a ecuaciones similares y tienen también similares condiciones de frontera. Esto significa que la ecuación que describe el comportamiento de un sistema, puede transformarse en la ecuación para el otro sistema, simplemente cambiando los símbolos de las variables.

Por ejemplo, el flujo de calor a través de una resistencia térmica es análogo al flujo de corriente directa a través de una resistencia eléctrica, debido a que ambos tipos de flujo obedecen a ecuaciones similares. Si en la ecuación del flujo de calor

- q = Flujo de calor (watts)
- ΔT = Diferencia de temperatura entre los puntos en que se desea calcular el flujo de calor.
- R_T = Resistencia térmica de material

Si se sustituye el símbolo de diferencia de temperatura ΔT por el símbolo de diferencia de potencial eléctrico V , y el símbolo de resistencia térmica R_T por el símbolo de resistencia eléctrica R_E , se obtiene la ecuación para la rapidez del flujo de cargas eléctricas i (corriente eléctrica), esto es:

$$i = \frac{\Delta E}{R_E}$$

CANTIDAD	SISTEMA TÉRMICO	SISTEMA ELÉCTRICO
Potencial	°C	Voltios
Flujo	watts	Amperios
Resistencia	°C	Ohmios

Tabla No. 1 Unidades análogas (sistema térmico-eléctrico)

C.3.1 EJEMPLO

Calcular la resistencia térmica necesaria en la pared de un horno donde internamente el flujo de calor es de 100 watts y la temperatura ambiente es de 25°C, si se desea que la temperatura en el interior del horno no baje de 200°C.

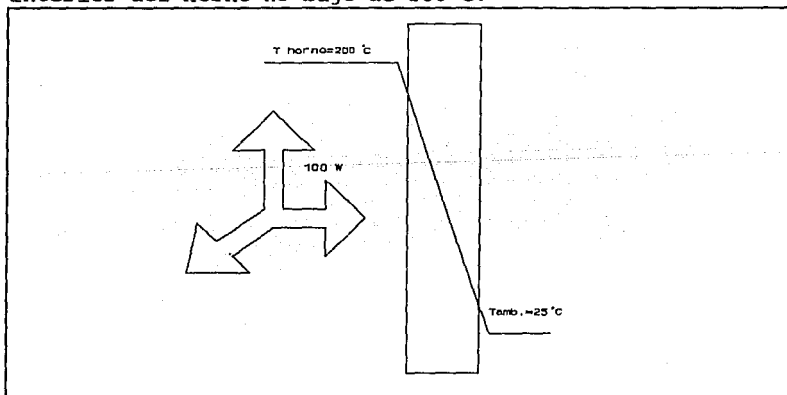


Fig.C.2

Haciendo la analogía eléctrica

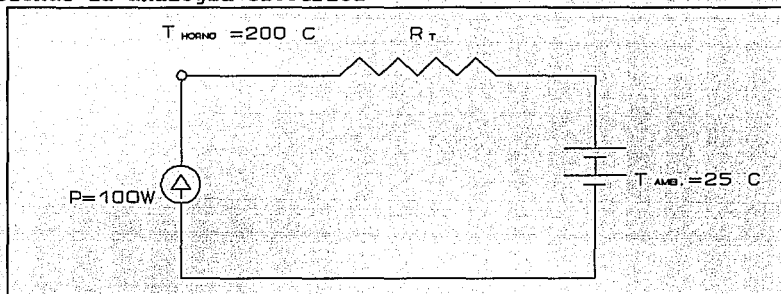


Fig.C.3

mediante una ecuación de malla podemos ver que:

$$T_{\text{horno}} = T_{\text{AMB}} + R_T P$$

$$R_T = \frac{T_{\text{horno}} - T_{\text{AMB}}}{P} = \frac{200 - 25}{100} = 1.75 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

o sea que una resistencia térmica de 1.75°C/W nos asegura que la temperatura en el interior del horno se mantiene a 200°C .

C.4. MODELO ELECTROTÉRMICO PARA ESTADO ESTABLE DE UN TRANSISTOR DE POTENCIA.

C.4.1 RESISTENCIA TÉRMICA ENTRE JUNTURA Y CÁPSULA.

Se analizará el problema del flujo de calor en un transistor de potencia, utilizando el modelo eléctrico, como analogía que se estudió en la sección C.3. Con base en este modelo se podrá saber como varía la temperatura de un transistor desde su juntura hasta el encapsulado.

La fig. C.4 muestra la estructura interna de un transistor de potencia, donde la terminal del colector es el propio encapsulado. La juntura colector-base es la mayor fuente de calor, debido a que en la juntura base-emisor circulan corrientes "n" veces menores que en el colector a voltajes relativamente constantes y bajos (del orden de 1 volt para silicio). El calor tenderá a fluir, debido al gradiente de temperatura, de la juntura al ambiente; por un lado, por los terminales de base y de emisor a través de la resistencia térmica presentada por el silicio y las soldaduras de los contactos y, por otro lado, a través de las resistencias térmicas presentadas por la difusión del colector (cierta área de

silicio) la soldadura del colector al encapsulado y del encapsulado al ambiente. La analogía electrotérmica se muestran en la Fig. C.5.

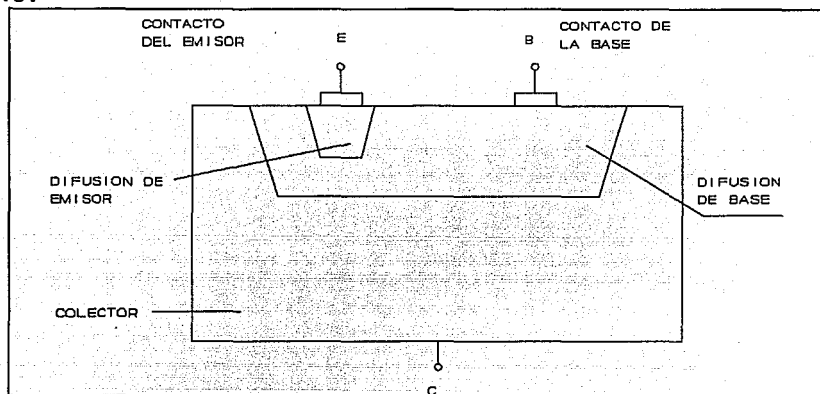


Fig. C.4

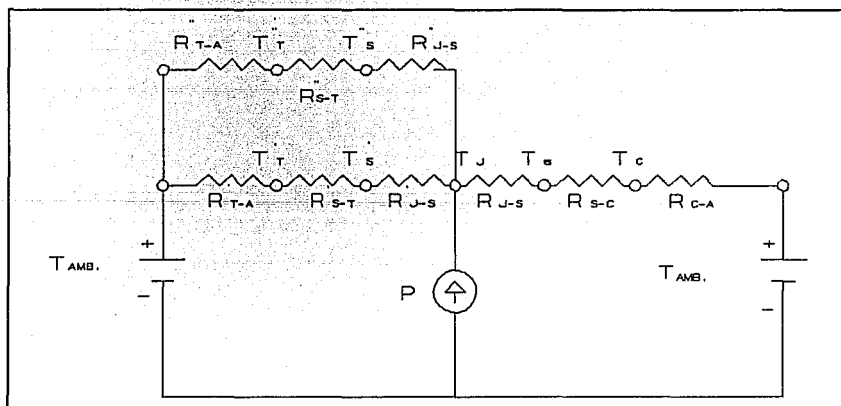


FIG. C.5 CIRCUITO EQUIVALENTE TERMICO PARA EL TRANSISTOR MOSTRADO EN LA FIG. C.4.

T_J	=	temperatura de juntura
T_S	=	temperatura de soldadura (colector)
T_C	=	temperatura de encapsulado
T_A	=	temperatura ambiente
T_{J-S}'	=	temperatura en soldadura (emisor)
T_{S-T}	=	temperatura en terminal (emisor)
T_S	=	temperatura en soldadura (base)
T_T	=	temperatura en terminal (base)

Resistencias térmicas:

R_{J-S}	=	entre juntura y soldadura (colector)
R_{S-C}	=	entre soldadura y encapsulado (colector)
R_{C-A}	=	entre encapsulado y ambiente
R_{J-S}'	=	entre juntura y soldadura (emisor)
R_{S-T}'	=	entre soldadura y terminal (emisor)
R_{T-A}'	=	entre terminal y ambiente
R_{S-T}''	=	entre soldadura y terminal (base)
R_{T-A}''	=	entre terminal y ambiente

En general, las resistencias térmicas de los elementos a la izquierda de la juntura en la Fig. C.5, son demasiado grandes, debido principalmente al área de silicio de las difusiones de base y de emisor y el área efectiva de las terminales de base y de emisor, las cuales son mínimas comparadas con el área de difusión del colector y del encapsulado; esto es:

$$(R_{T-A}'' + R_{S-T}'' + R_{J-S}') \parallel (R_{T-A}' + R_{S-T}' + R_{J-S}') \ll (R_{J-S} + R_{S-C} + R_{C-A})$$

Debido a esto, resulta conveniente hacer una simplificación del circuito térmico mostrado en la Fig. C.5, despreciando la trayectoria de flujo de calor existente entre la juntura y ambiente por el lado izquierdo de la figura, como se muestra en la Fig. C.6

tomando:

$$R_{J-S} + R_{S-C} = R_{J-C}$$

donde R_{J-C} se define como resistencia térmica entre juntura y cápsula.

y

$$R_{J-S} + R_{S-C} + R_{C-A} = R_{J-A}$$

donde R_{J-A} se define como resistencia térmica entre juntura y ambiente, y podemos formar un segundo equivalente simplificado, como se muestra en la Fig. C.7.

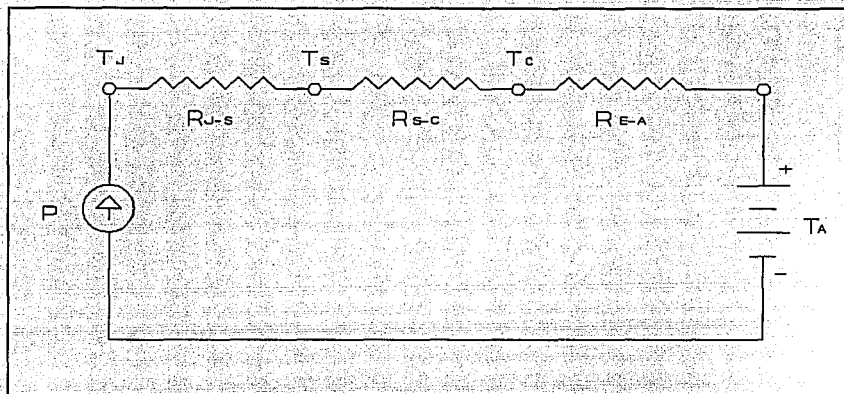


Fig. C.6

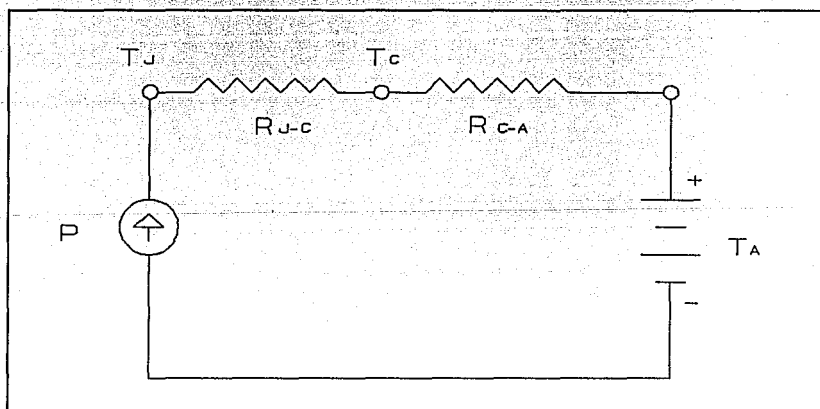


FIGURA C.7 CIRCUITO EQUIVALENTE TERMICO SIMPLIFICADO

Sustituyendo (3.2) en (3.3)

$$R_{J-A} = R_{J-C} + R_{C-A}$$

Para resistores de potencia la resistencia térmica entre juntura y cápsula, varía de 50°C/W hasta menos de 1°C/W, y este valor es un dato proporcionado por el fabricante.

Si el transistor no es montado en un disipador de calor, la resistencia térmica entre la cápsula y el ambiente, R_{C-A} , es demasiado grande en comparación con la resistencia térmica entre juntura y cápsula. Consecuentemente, la resistencia térmica total entre juntura y ambiente, R_{J-A} , será básicamente la existente entre cápsula y ambiente.

Encapsulado	R (°c/w)
TO-18	300
TO-46	300
TO-5	150
TO-39	150
TO-8	75
TO-66	60
TO-60	70
TO-3	30
TO-36	25

Tabla No. II: Resistencias térmicas de encapsulados más comunes

La tabla No. II muestra las resistencias de algunos encapsulados más comúnmente utilizados. Como puede observarse, el límite de operación queda restringido a unos cuantos watts, ya que resultaría impráctico incrementar el tamaño del encapsulado para hacer R_{C-A} comparable con R_{J-C} .

Como resultado de esto, muchos transistores de potencia son diseñados para usarse con un disipador de calor externo.

C.4.2 EJEMPLO

Calcular la potencia máxima disipar a un transistor TIP41 (Texas Instruments) cuando la temperatura del ambiente que lo rodea es de 40° y no es utilizado algún montaje especial de disipación.

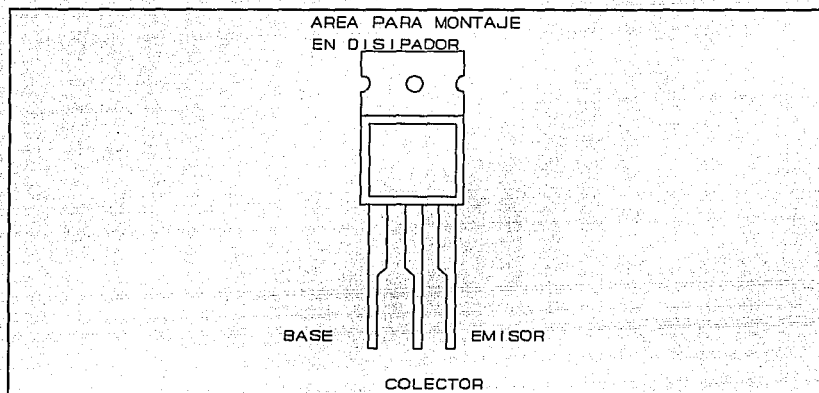


Fig. C.8

Las características de potencia del dispositivo son las siguientes:

Transistor	TIP-41
Cápsula	TO-66
Potencia	65 Watt a 25°C en la cápsula
R_{J-C}	1.92°C/W
R_{J-A}	62.5°C/W

De las características del dispositivo podemos obtener el diagrama térmico equivalente:

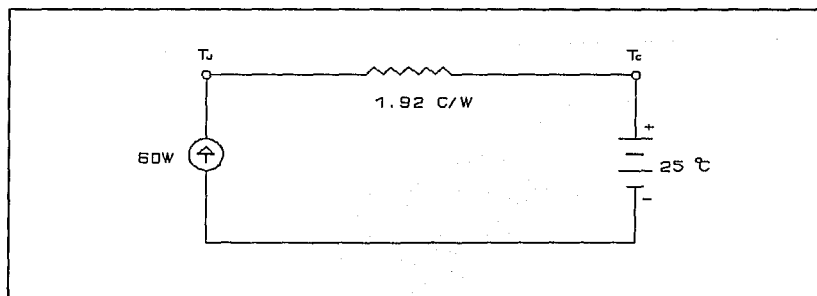


Fig. C.9

$$R_{J-C} = 1.92^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{C-A} = R_{J-A} - R_{J-C} = 60.58^{\circ}\text{C/W}$$

Para encontrar la temperatura máxima permisible en la juntura, se hace el cálculo para potencia máxima permisible a la temperatura indicada para la cápsula, esto es:

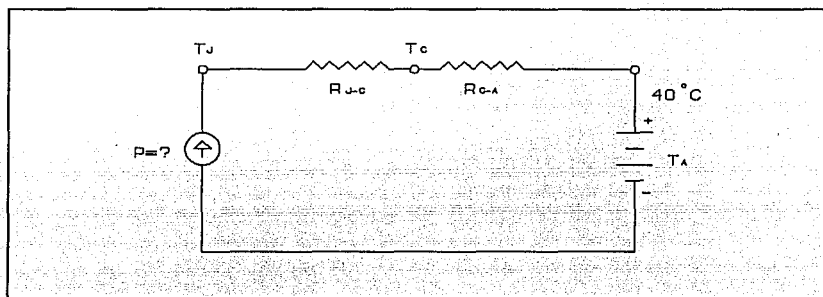


Fig. C.10.

$$T_{J|_{\text{máx}}} = T_C + P (R_{J-C})$$

$$T_{J|_{\text{máx}}} = 25^{\circ}\text{C} + 60\text{W}(1.92^{\circ}\text{C/W}) = 140.2^{\circ}\text{C}$$

Conociendo la temperatura máxima permisible en la juntura, pasamos al diagrama térmico equivalente para encontrar la potencia máxima permisible para condiciones dadas en el problema

$$40^{\circ}\text{C} + P|1.92 + 60.58| = 140.2^{\circ}\text{C}$$

$$P = \frac{100.2^{\circ}\text{C}}{65.5^{\circ}\text{C/W}}$$

Esto es, la eficiencia que se obtiene del transistor, por lo que respecta a disipación de calor es apenas de:

$$\eta_t = \frac{P_{\text{máx}}}{P_d} = \frac{1.6}{60} = 2.6\%$$

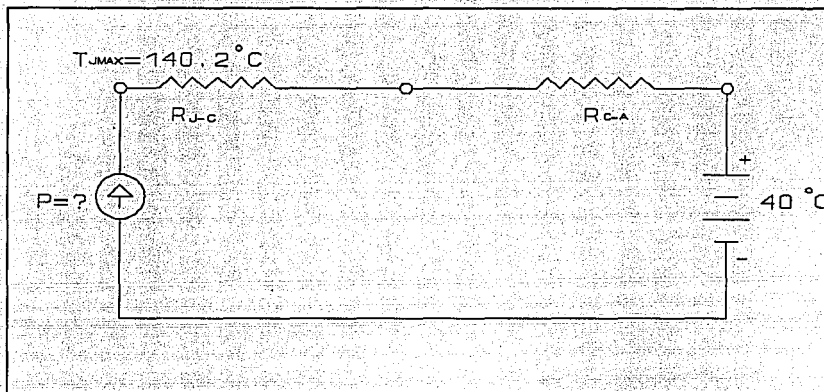


Fig.C.11

resumiendo:

$$t_{J|max} = T_c + P R_{J-c}$$

$$P_{max} = \frac{T_{J|max} - T_A}{R_{J-c}}$$

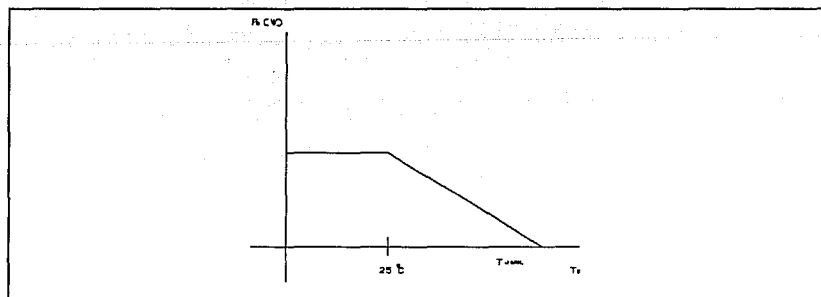


Fig. C.12.

La fig. C.12 muestra la relación entre potencia que se puede obtener del dispositivo en función de la temperatura de la cápsula.

C.5. DISIPADORES DE CALOR.

El propósito principal de un disipador de calor es incrementar el área efectiva de disipación lo que equivale a reducir la resistencia térmica entre el encapsulado y el ambiente.

El efecto del disipador de calor es proveer una trayectoria adicional (en paralelo) de baja resistencia térmica entre el encapsulado y el medio ambiente.

La resistencia térmica formada por la introducción de un disipador consta básicamente de dos elementos en serie, como se muestra en la Fig. C.13. Uno de estos elementos es la resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador (R_{C-D}), y el otro es la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente (R_{D-A}).

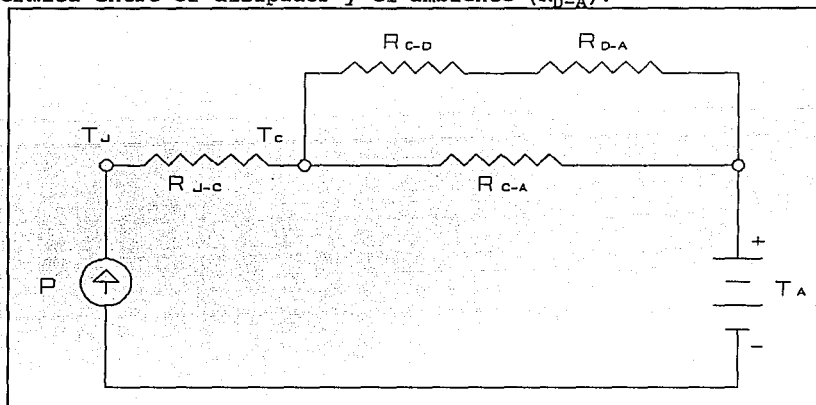


Fig.C.13

Cuando un transistor o un diodo de potencia son usados con un disipador de calor, la transferencia de calor por convección y radiación a través del encapsulado es pequeña comparada con la transferencia de calor a través del disipador al ambiente. Si se desprecia el efecto de la resistencia térmica del encapsulado, se puede formar un nuevo circuito equivalente térmico mostrado en la Fig. C.14.

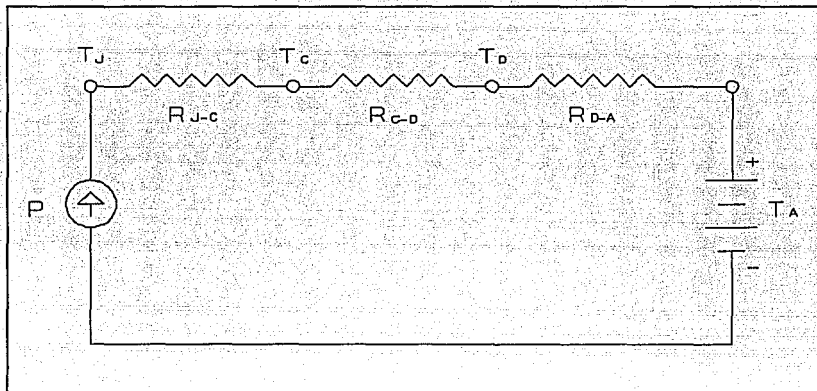


Fig.C.14
Circuito equivalente térmico utilizando un disipador

C.5.1 RESISTENCIA TÉRMICA ENTRE CÁPSULA Y DISIPADOR (R_{C-D})

En la mayoría de los casos, el encapsulado debe aislarse eléctricamente del disipador excepto para circuitos que llevan el colector aterrizado. Con esta restricción, la resistencia térmica entre cápsula y disipador incluye dos componentes:

1. Causada por las irregularidades de las superficies de contacto, la cual puede ser minimizar mediante el uso de un componente con base en grasa de silicio.
2. Causada por el aislador eléctrico requerido entre cápsula y disipador.

Definitivamente la resistencia térmica entre cápsula y disipador depende del tipo de montaje utilizado y del área efectiva de contacto (conducción) entre el montaje y el disipador. Desafortunadamente, los aisladores eléctricos buenos, son malos conductores de calor. Es difícil proveer un buen aislamiento eléctrico sin introducir una alta resistencia térmica entre la cápsula y el disipador. Los mejores materiales para esta aplicación son la mica, el óxido de berilio y el aluminio anodizado. Las irregularidades superficiales entre el transistor o el diodo, el aislante y el disipador deberán ser minimizadas por medio del componente con base en grasa de silicio.

La tabla No. III muestra algunas de las propiedades de estos materiales aislantes cuando son utilizados entre un encapsulado del tipo TO-3 y el disipador.

Acabado del disipador	R_{C-D} °C/W		R_{C-D} °C/W	
	sin grasa de silicio		con grasa de silicio	
	con mica	sin mica	con mica	sin mica
	aislante	aislante	aislante	aislante

Aluminio

brillante	1.2	0.4	0.55	0.18
-----------	-----	-----	------	------

Aluminio

anodizado	-	0.8	-	0.4
-----------	---	-----	---	-----

Tabla No. III Resistencia térmica para tipos diferentes de montajes
(encapsulado TO-3)

C.5.2 RESISTENCIA TÉRMICA ENTRE DISIPADOR Y AMBIENTE (R_{D-A})

La resistencia térmica entre disipador y ambiente es una de las partes más importantes a considerar en el diseño térmico. El disipador de calor transfiere energía al ambiente por medio de convección y radiación. Las pérdidas de energía por conducción dentro del mismo disipador son también un parámetro importante a considerar.

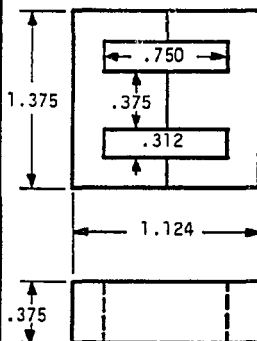
APENDICE D
TABLAS Y GRAFICOS DE DATOS TECNICOS

SW-1

**PULSE ENGINEERING
LAYER WOUND COIL DESIGN CHART
CORE DATA:**

0128.009

175



$$A_e = .91 \text{ CM}^2 \quad l_e = 7.30 \text{ CM} \quad V_e = 6.64 \text{ CM}^3$$

$$A_s = 4.97 \text{ IN}^2 \quad A_L (\text{nH/N}^2) = 2350 \text{ MIN NO GAP}$$

$$l_e = 2.87 \text{ IN} \quad V_e = .405 \text{ IN}^3$$

COIL DATA: DIMENSIONS IN INCHES

TUBE INSIDE DIMENSIONS: .391 x .391 x .030 THICK
TUBE PERIMETER: 1.80 MEAN TURN: 2.52
CUT COIL: .720 BUILD: .250 (80%)
WDG LGTH: .420 MARGINS: .150 NOM.

REFERENCE RATINGS FOR 40°C TEMPERATURE RISE:

$$P_t = 2.10 \text{ W} \quad P_{cu} = 1.40 \text{ W} \quad P_{fe} = .70 \text{ W} \quad J_r = 300 \text{ CM/A}$$

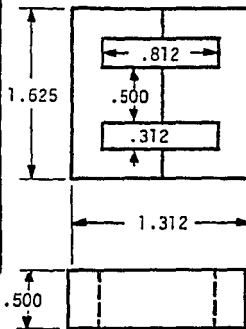
AWG	MAX DIA	WIRE CIRC MILS	LAYER PAPER	URNS LAYER	TOTAL LAYERS	TOTAL TURNS	DCR	COIL BUILD
32	.0091	64	.0015	41	20	820	27.9	.251
31	.010	79.2	"	37	18	666	18.2	.246
30	.0112	100	"	33	17	561	12.3	.254
29	.0126	128	"	29	15	435	7.4	.250
28	.014	159	"	26	14	364	5.03	.256
27	.0156	202	.002	23	12	276	2.97	.249
26	.0173	253	"	21	11	231	1.99	.250
25	.0194	320	"	18	10	180	1.23	.252
24	.0217	404	"	16	9	144	.778	.251
23	.0243	511	.005	14	7	98	.412	.240
22	.0270	640	"	13	6	78	.257	.227
21	.0303	812	"	11	6	66	.176	.247
20	.0339	1024	"	10	5	50	.103	.230
19	.0379	1289	"	9	5	45	.077	.250
18	.0424	1624	.007	8	4	32	.042	.231
17	.0475	2052	"	7	4	28	.030	.251
16	.0531	2581	"	6	3	18	.014	.213
15	.0594	3260	"	5	3	15	.0098	.232
14	.0666	4109	.010	4	2	8	.0039	.183
5 x 30	.029	500	.005	11	6	66	.283	.239
7 x 30	.0342	700	"	9	4	45	.136	.231
10 x 30	.0408	1000	.007	7	4	28	.059	.224
15 x 30	.0498	1500	"	6	3	18	.024	.203
20 x 30	.0573	2000	"	5	3	15	.015	.226
25 x 30	.0639	2500	.010	4	3	12	.010	.252
.005 CU	.005	2223	.002	1 x .350	31	31	.031	.255
.0063 "	.0063	2800	"	1 x .350	26	26	.020	.254
.0108 "	.0108	4801	"	1 x .350	17	17	.0078	.256
.0135 "	.0135	6601	.005	1 x .350	11	11	.0039	.239
.0162 "	.0162	7201	"	1 x .350	10	10	.0030	.247
NOM WIRE WEIGHT, LB.			SOLID WIRE .035		TWISTED WIRE .024		FOIL .054	

SW-2

**PULSE ENGINEERING
LAYER WOUND COIL DESIGN CHART
CORE DATA:**

0128.005

176



$$A_e = 1.61 \text{ CM}^2 \quad l_e = 8.26 \text{ CM} \quad v_e = 13.30 \text{ CM}^3$$

$$.250 \text{ IN}^2 \quad 3.25 \text{ IN} \quad .812 \text{ IN}^3$$

$$A_s = 7.20 \text{ IN}^2 \quad A_L \quad (nH/N^2) = 3705 \text{ MIN NO GAP}$$

COIL DATA: DIMENSIONS IN INCHES

TUBE INSIDE DIMENSIONS: .520 x .520 x .030 THICK

TUBE PERIMETER: 2.32 MEAN TURN: 3.05

CUT COIL: .782 BUILD: .250 (80%)

WDG LGTH: .482 MARGINS: .150 NOM.

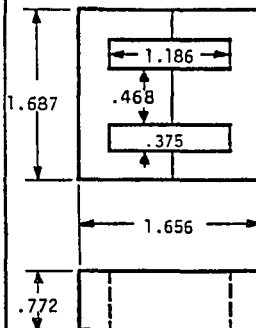
REFERENCE RATINGS FOR 40°C TEMPERATURE RISE

$$P_t = 2.78 \quad P_{cu} = 1.85 \quad P_{fe} = .93 \quad J_r = 310 \text{ CM/A}$$

AWG	MAX DIA	WIRE CIRC MILS	LAYER PAPER	TURNS LAYERS	TOTAL LAYERS	TOTAL TURNS	DCR	COIL BUILD
32	.0091	64	.0015	47	20	940	38.7	.251
31	.010	79.2	"	42	18	756	25.0	.246
30	.0112	100	"	38	17	646	17.0	.254
29	.0126	128	"	34	15	510	10.5	.250
28	.014	159	"	30	14	420	6.99	.256
27	.0156	202	.002	27	12	324	4.21	.249
26	.0173	253	"	24	11	264	2.75	.250
25	.0194	328	"	21	10	210	1.73	.252
24	.0217	404	"	19	9	171	1.11	.251
23	.0243	511	.005	17	7	119	.605	.240
22	.0270	640	"	15	6	90	.360	.227
21	.0303	812	"	13	6	78	.251	.247
20	.0339	1024	"	12	5	60	.157	.230
19	.0379	1289	"	10	5	50	.102	.250
18	.0424	1624	.007	9	4	36	.057	.231
17	.0475	2052	"	8	4	32	.041	.251
16	.0531	2581	"	7	3	21	.021	.213
15	.0594	3260	"	6	3	18	.014	.232
14	.0666	4109	.010	5	2	10	.0059	.183
5 x 30	.029	500	.005	13	6	78	.405	.239
7 x 30	.0342	700	"	11	5	55	.202	.231
10 x 30	.0408	1000	.007	9	4	36	.092	.224
15 x 30	.0498	1500	"	7	3	21	.035	.203
20 x 30	.0573	2000	"	6	3	18	.023	.226
25 x 30	.0639	2500	.010	5	3	15	.016	.252
.005 CU	.005	2604	.002	1 x .410	31	31	.031	.255
.0063 "	.0063	3280	"	1 x .410	26	26	.021	.254
.0108 "	.0108	5624	"	1 x .410	17	17	.0080	.256
.0135 "	.0135	7029	.005	1 x .410	11	11	.0041	.239
.0162 "	.0162	8435	"	1 x .410	10	10	.0031	.247
NOM WIRE WEIGHT, LB.			SOLID WIRE .043		TWISTED WIRE .031		FOIL .075	

SW-4

**PULSE ENGINEERING
LAYER WOUND COIL DESIGN CHART
CORE DATA:**

0128.008**177**

$$A_e = 2.33 \text{ CM}^2 \quad l_e = 10.32 \text{ CM} \quad v_e = 24.05 \text{ CM}^3$$

$$A_s = 10.75 \text{ IN}^2 \quad A_L \quad (nH/N^2) = 4259 \text{ MIN NO GAP}$$

COIL DATA: DIMENSIONS IN INCHES

TUBE INSIDE DIMENSIONS: .489 x .80x x .040 THICK
 TUBE PERIMETER: 2.90 MEAN TURN: 3.77
 CUT COIL: 1.156 BUILD: .300 (80%)
 WDG LGTH: .856 MARGINS: 150 NOM

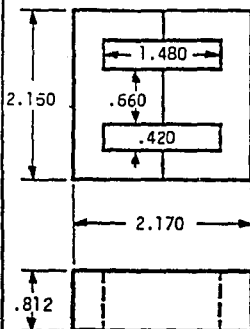
REFERENCE RATINGS FOR 40°C TEMPERATURE RISE

$$P_t = 3.95 \text{ W} \quad P_{cu} = 2.63 \text{ W} \quad P_{fe} = 1.32 \text{ W} \quad J_r = 425 \text{ CM/A}$$

AWG	MAX DIA	WIRE CIRC MILS	LAYER PAPER	TURNS LAYER	TOTAL LAYERS	TOTAL TURNS	DCR	COIL BUILD
32	.0091	64	.0015	85	24	2040	104	.303
31	.010	79.2	"	77	22	1694	69.6	.302
30	.0112	100	"	69	20	1380	45.0	.303
29	.0126	128	"	61	18	1098	27.9	.302
28	.014	159	"	55	16	880	17.9	.297
27	.0156	202	.002	49	14	686	11.0	.294
26	.0173	253	"	44	13	572	7.34	.299
25	.0194	320	"	39	12	468	4.77	.305
24	.0217	404	"	35	10	350	2.78	.285
23	.0243	511	.005	31	8	248	1.55	.279
22	.0270	640	"	28	8	224	1.14	.301
21	.0303	812	"	24	7	168	.668	.292
20	.0339	1024	"	22	6	132	.411	.278
19	.0379	1289	"	19	6	114	.288	.302
18	.0424	1624	.007	17	5	85	.169	.290
17	.0475	2052	"	15	4	60	.092	.261
16	.0531	2581	"	13	4	52	.064	.283
15	.0594	3260	"	12	3	36	.034	.242
14	.0666	4109	.010	10	3	30	.023	.270
5 x 30	.029	500	.005	26	7	182	1.16	.283
7 x 30	.0342	700	"	21	6	126	.574	.280
10 x 30	.0408	1000	.007	18	5	90	.288	.282
15 x 30	.0498	1500	"	14	4	56	.118	.270
20 x 30	.0573	2000	"	12	4	48	.078	.300
25 x 30	.0639	2500	.010	11	3	33	.041	.262
.005 CU	.005	5017	.002	1 x .790	37	37	.024	.307
.0063 "	.0063	6320	"	1 x .790	31	31	.016	.305
.0108 "	.0108	10835	"	1 x .790	20	20	.0060	.304
.0135 "	.0135	13544	.005	1 x .790	14	14	.0034	.304
.0162 "	.0162	16253	"	1 x .790	12	12	.0024	.299
NOM WIRE WEIGHT, LB.			SOLID WIRE .131		TWISTED WIRE .086		FOIL .193	

SW-5

**PULSE ENGINEERING
LAYER WOUND COIL DESIGN CHART
CORE DATA:**

0128.006
178


$$A_e = 3.46 \text{ CM}^2 \quad l_e = 13.00 \text{ CM} \quad V_e = 44.99 \text{ CM}^3$$

$$A_s = .536 \text{ IN}^2 \quad l_e = 5.12 \text{ IN} \quad V_e = 2.75 \text{ IN}^3$$

$$A_s = 16.41 \text{ IN}^2 \quad A_L (nH/N^2) = 4985 \text{ MIN NO GAP}$$

COIL DATA: DIMENSIONS IN INCHES
TUBE INSIDE DIMENSIONS: .691 x .847 x .040 THICK
TUBE PERIMETER: 3.40
MEAN TURN: 4.37
CUT COIL: 1.450
BUILD: .336 (80%)
WDG LGTH: 1.150
MARGINS: .150 NOM
REFERENCE RATINGS FOR 40°C TEMPERATURE RISE:

$$P_t = 5.81 \text{ W} \quad P_{cu} = 3.87 \text{ W} \quad P_{fe} = 1.94 \text{ W} \quad J_r = 470 \text{ CM/A}$$

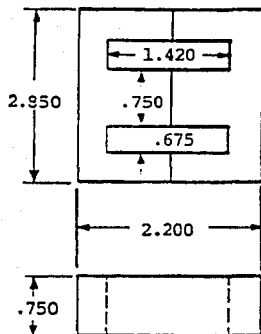
AWG	MAX DIA	WIRE CIRC MILS	LAYER PAPER	TURNS LAYER	TOTAL LAYERS	TOTAL TURNS	DCR	COIL BUILD
32	.0091	64	.0015	115	27	3105	.184	.335
31	.010	79.2	"	103	25	2575	.123	.336
30	.0112	100	"	93	23	2139	.81.4	.341
29	.0126	128	"	83	20	1660	48.9	.331
28	.014	159	"	74	19	1406	33.7	.343
27	.0156	202	.002	66	16	1056	19.7	.330
26	.0173	253	"	59	15	885	13.3	.338
25	.0194	320	"	52	13	676	7.94	.326
24	.0217	404	"	47	12	564	5.28	.332
23	.0243	511	.005	42	10	420	3.12	.338
22	.0270	640	"	37	9	333	1.97	.333
21	.0303	812	"	33	8	264	1.22	.327
20	.0339	1024	"	30	7	210	.766	.317
19	.0379	1289	"	26	6	156	.447	.302
18	.0424	1624	.007	23	6	138	.323	.339
17	.0475	2052	"	21	5	105	.191	.316
16	.0531	2581	"	18	5	90	.133	.344
15	.0594	3260	"	16	4	64	.072	.309
14	.0666	4109	.010	14	3	42	.036	.270
5 x 30	.029	500	.005	36	8	288	2.15	.317
7 x 30	.0342	700	"	30	7	210	1.12	.319
10 x 30	.0408	1000	.007	25	6	150	.566	.330
15 x 30	.0498	1500	"	20	5	100	.251	.327
20 x 30	.0573	2000	"	17	4	68	.125	.300
25 x 30	.0639	2500	.010	15	4	60	.091	.336
.005 CU	.005	6858	.002	1 x 1.08	42	42	.023	.342
.0063 "	.0063	8641	"	1 x 1.08	35	35	.015	.339
.0108 "	.0108	14813	"	1 x 1.08	23	23	.0059	.342
.0135 "	.0135	18517	.005	1 x 1.08	16	16	.0033	.341
.0162 "	.0162	22220	"	1 x 1.08	14	14	.0024	.342
NOM WIRE WEIGHT, LB.			SOLID WIRE .239		TWISTED WIRE .162		FOIL .367	

SW6

PULSE ENGINEERING LAYER WOUND COIL DESIGN CHART CORE DATA:

0128.011

179



$$A_e = 3.63 \text{ CM}^2 \quad l_e = 14.53 \text{ CM} \quad V_e = 52.74 \text{ CM}^3$$

$$.563 \text{ IN}^2 \quad 5.72 \text{ IN} \quad 3.22 \text{ IN}^3$$

$$A_s = 20.11 \text{ IN}^2 \quad A_L (\text{nH/N}^2) = 4710 \text{ NO GAP}$$

COIL DATA: DIMENSIONS IN INCHES

TUBE INSIDE DIMENSIONS: .780 X .780 X .040 THICK
TUBE PERIMETER: 3.44 MEAN TURN: 5.14
CUT COIL: 1.390 BUILD: .540 (80%)
WDG LGTH: 1.020 MARGINS: .185 NOM.

REFERENCE RATINGS FOR 40° C TEMPERATURE RISE:

$$P_t = 6.84 \quad P_{cu} = 4.56 \quad P_{fe} = 2.28 \quad J_r = 600$$

AWG	MAX DIA	WIRE CIRC MILS	LAYER PAPER	TURNS LAYER	TOTAL LAYERS	TOTAL TURNS	DCR	COIL BUILD
32	.0091	64	.0015	102	47	4794	333	.547
31	.010	79	"	91	43	3913	219	.543
30	.0112	100	"	83	39	3237	144	.544
29	.0126	128	"	73	35	2555	88.4	.542
28	.014	159	"	66	32	2112	58.9	.545
27	.0156	202	.002	58	28	1624	35.6	.541
26	.0173	253	"	52	26	1352	23.8	.550
25	.0194	320	"	46	23	1058	14.6	.540
24	.0217	404	"	42	21	882	9.68	.546
23	.0243	511	.005	37	17	629	5.46	.543
22	.0270	640	"	33	15	495	3.39	.525
21	.0303	812	"	29	14	406	2.21	.539
20	.0339	1024	"	26	13	338	1.47	.551
19	.0379	1289	"	23	11	253	.856	.517
18	.0424	1624	.007	20	10	200	.544	.537
17	.0475	2052	"	18	9	162	.347	.534
16	.0531	2581	"	16	8	128	.217	.524
15	.0594	3260	"	14	7	98	.130	.508
14	.0666	4109	.010	12	6	72	.075	.500
5 X 30	.029	500	.005	34	14	476	4.16	.521
7 X 30	.0342	700	"	28	12	336	2.09	.515
10 X 30	.0408	1000	.007	24	10	240	1.04	.521
15 X 30	.0498	1500	"	19	8	152	.436	.497
20 X 30	.0573	2000	"	16	7	112	.240	.493
25 X 30	.0639	2500	.010	14	6	84	.143	.483
.005 CU	.005	6477	.002	1 X 1.02	72	72	.050	.552
.0063 "	.0063	8161	"	1 X 1.02	60	60	.033	.546
.0108 "	.0108	13990	"	1 X 1.02	39	39	.0124	.547
.0135 "	.0135	17488	.005	1 X 1.02	27	27	.0069	.545
.0162 "	.0162	20985	"	1 X 1.02	23	23	.0048	.533
NOM WIRE WGT, LB.			SOLID WIRE .495		TWISTED WIRE .32		FOIL .629	

Pulse Engineering Inc.	SMPS TRANSFORMER DESIGN DATA TABLE									
	BIPOLAR CIRCUITS					UNIPOLAR CIRCUITS				
	BRIDGE		CURRENT FED		PUSH PULL		FORWARD		FLYBACK	
CIRCUIT (SEE NOTE 1)										
VOLTAGE										
CURRENT (PER LEG FOR CENTER TAPPED WINDINGS)										
	SYM	α VARIABLE	$\alpha = .40$	α NOT APPLICABLE	α VARIABLE	$\alpha = .40$	α VARIABLE	$\alpha = .40$	αp & αs VAR.	$\alpha p = \alpha s = 0.4$
DUTY FACTOR	q	$1/T$	.40	1.00	$1/T$	.40	$1/T$	.40	$1/p/T$ & $1/s/T$	.40
SEC PEAK VOLTAGE	V_{sp}	$1/2\alpha$	1.25	1	$1/2\alpha$	1.25	$1/\alpha$	2.50	1	1
SEC PEAK CURRENT	I_{sp}	1	1	1	1	1	1	1	$2/\alpha s$	5.0
SEC RMS CURRENT	I_{sr}	$\sqrt{1+2\alpha}/2$	.671	.707	$\sqrt{1+2\alpha}/2$	.671	$\sqrt{\alpha}$	.632	$2/\sqrt{3}\alpha s$	1.826
PRI PEAK VOLTAGE	V_{pp}	$1/2\alpha$	1.25	1	$1/2\alpha$	1.25	$1/\alpha$	2.50	$\alpha s/\alpha p$	1
PRI FLYBACK VOLT	V_{fa}						$1/\alpha$	2.50	1	1
PRI PEAK CURRENT	I_{pp}	1	1	1	1	1	1	1	$2/\alpha s$	5.0
PRI RMS CURRENT	I_{pr}	$\sqrt{2\alpha}$	.894	1	$\sqrt{\alpha}$	.632	$\sqrt{\alpha}$	.632	$1.155/\alpha p/\alpha s$	1.826
CATCH PEAK VOLT	V_c						$1/\alpha$	2.50		
CATCH RMS CURRENT	I_{cr}									
PRI WINDOW FAC	F_{wp}	(SEE NOTE 6)	.400	.414	(SEE NOTE 6)	.468	(SEE NOTE 6)	.473	(SEE NOTE 6)	.50
SIZING VA	P_v	(SEE NOTE 5)	1.118	1.207	(SEE NOTE 5)	1.304	(SEE NOTE 5)	2.676	(SEE NOTE 5)	2.921

1- ALL FACTORS IN TABLE ARE TO BE MULTIPLIED BY THE RESPECTIVE D.C VALUE(E_{dc} , I_{dc} , OR P_{dc}) $E_{dc} = E_s + E_d$ AND $P_{dc} = E_{dc} I_{dc}$.

2- EXCEPT FOR F_{wp} IN THE FORWARD CIRCUIT, IDEAL TRANSFORMERS AND INFINITE LOSSLESS INDUCTORS AND CAPACITORS ARE ASSUMED.

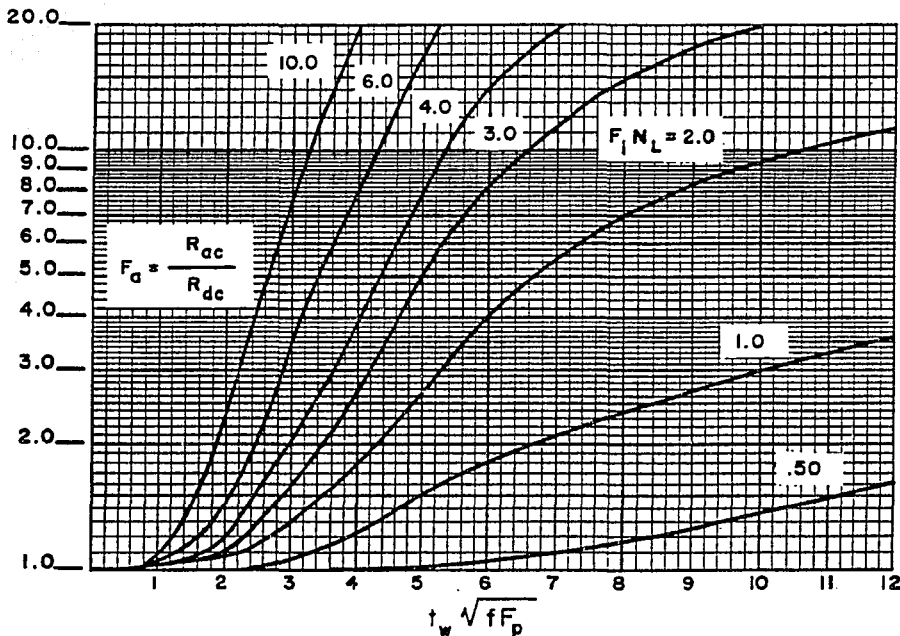
3- VALUE OF SOLVED " α " IS ASSUMED TYP FOR LOW LINE, MAX. LOAD CONDITION AND PRODUCES WORST CASE RMS CURRENT.

4- FLYBACK WINDING ON TIME (t_p & t_s) MAY BE DIFFERENT ($\alpha p \neq \alpha s$), BUT $\alpha p + \alpha s \leq 1$. $L_s = (E_{dc} \alpha s)^2 / T / 2 \geq E_{dc} I_{dc}$ TO PROVIDE SUFFICIENT ENERGY DURING $\alpha s T$. L_s AND E_{dc} FOR SELECTED SECONDARY.

5- SIZING VA: $P_v = F_v P_{dc} = 2 \sum \alpha x V_{sp} I_{sr} / F_r$. X FOR EACH WINDING, $F_r = 1$ FOR UNIPOLAR OR 2 FOR BIPOLAR.

6- PRIMARY WINDING FACTOR; $F_{wp} = \alpha p V_{pp} I_{pr} / \sum (\alpha x V_{sp} I_{sr})$, X FOR EACH WINDING.

AC RESISTANCE CURVES



t_w = THICKNESS (DIA) OF A SOLID STRAND OR FOIL

f = OPERATING FREQUENCY

F_p IS THE LAYER SPACE FACTOR

FOR FOIL CONDUCTORS, $F_p = 1$

FOR ROUND CONDUCTORS:

$$F_p = (t_w - 1) N_L t_w / L_w$$

t_w = THICKNESS OF LAYER

N_L = NO OF PARALLEL WOUND CONDUCTORS,
1 = 2 FOR BIFILAR

t_w = DIA OF A ROUND CONDUCTOR
NOTE: $t_w = t_w$ FOR SOLID CONDUCTOR

L_w = WINDING LENGTH

N_L = TOTAL NO. OF LAYERS IN ACTIVE WINDINGS

F_1 = WINDING INTERLEAVE FACTOR

WINDING ARRANGEMENTS

SIMPLE, $F_1 = 1$

WDG 2

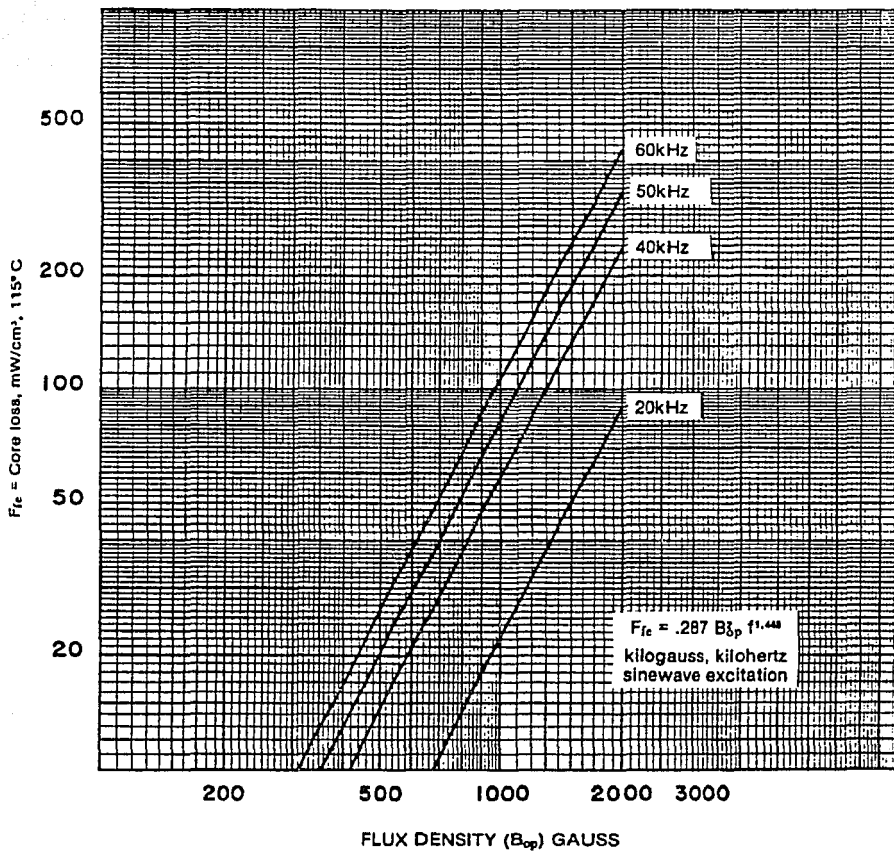
WDG 1

SPLIT, $F_1 = .50$

1/2 WDG 1

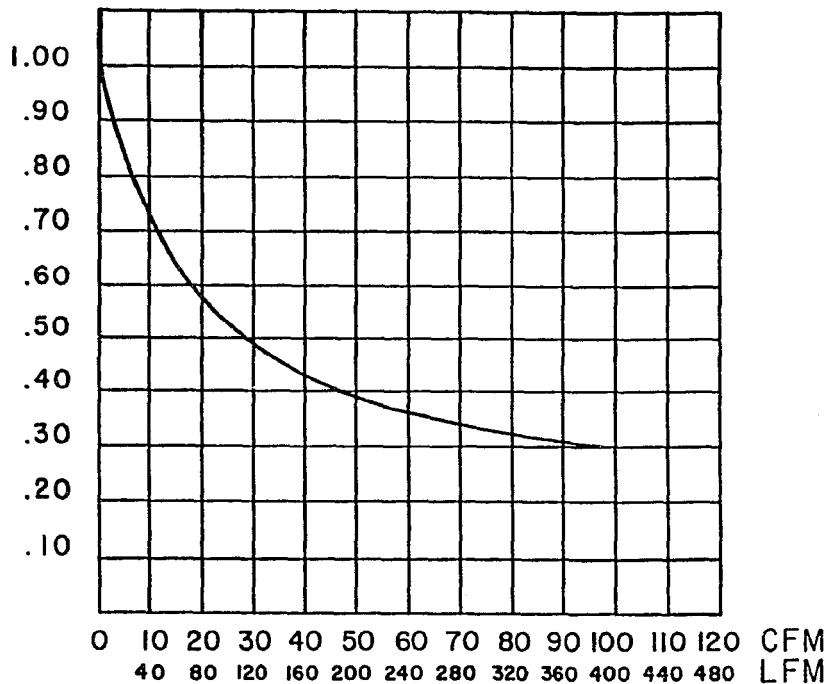
WDG 2

1/2 WDG 1



TEMPERATURE RISE VS FORCED AIR COOLING

$$F_K = \frac{\Delta T}{\Delta T_0}$$



APPROX. AIR FLOW 6X6 OPEN END TUNNEL

OPERATING FLUX DENSITY FACTOR VERSUS FREQUENCY

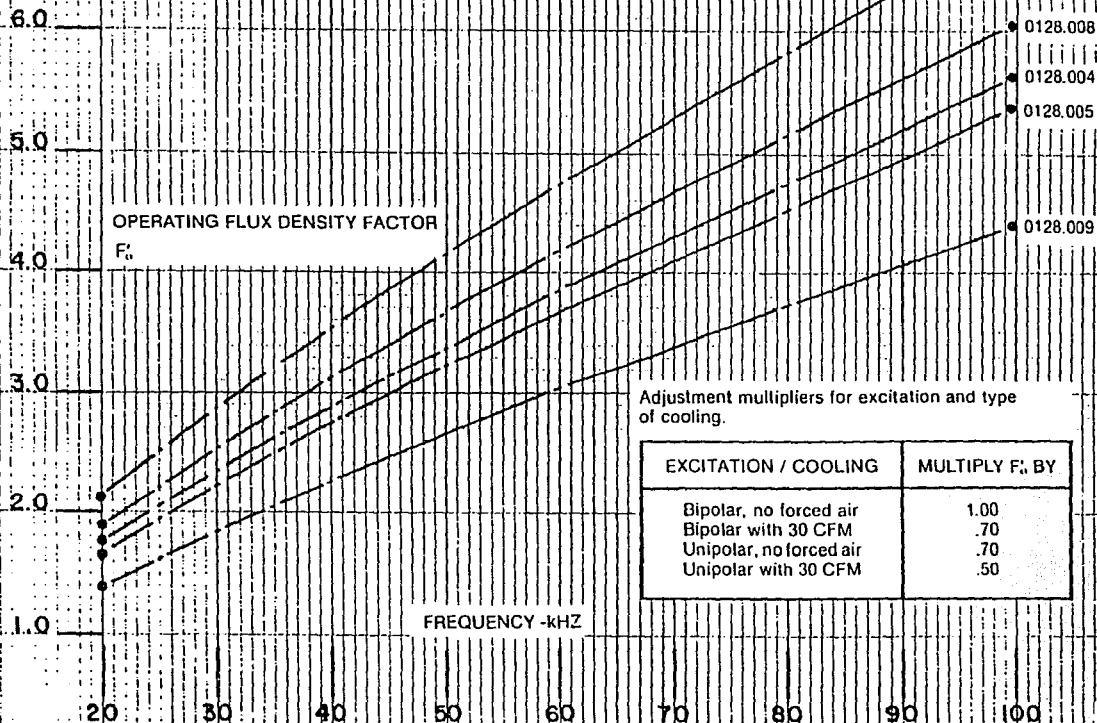
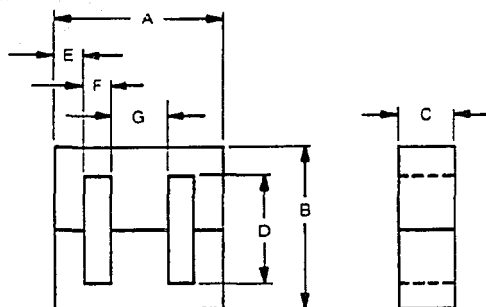


FIGURE 1 — POWER RATED CORE TABLE

185

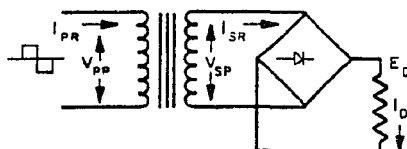


Inches
Millimeters

CORE PART NUMBER	A	B	C	D	E	F	G	POWER RATING WATTS	MOUNTING PACKAGE
0128.009	1.375 34.93	1.124 28.55	.375 9.53	.750 19.05	.187 4.75	.312 7.92	.375 9.53	95	SW 1
0128.005	1.625 41.28	1.312 33.32	.500 12.70	.812 20.62	.250 6.35	.312 7.92	.500 12.70	175	SW 2
0128.004	1.687 42.85	1.656 42.06	.609 15.47	1.186 30.12	.234 5.94	.375 9.53	.468 11.89	320	SW 3
0128.008	1.687 42.85	1.656 42.06	.772 19.6	1.186 30.12	.234 5.94	.375 9.53	.468 11.89	360	SW 4
0128.006	2.160 54.86	2.170 55.12	.812 20.62	1.480 37.59	.330 8.38	.420 10.67	.660 16.76	620	SW 5
0128.011	2.850 72.39	2.200 55.88	.750 19.05	1.420 36.07	.375 9.53	.675 17.15	.750 19.05	790	SW6

FIGURE 2 — REFERENCE CONDITIONS

IDEAL BRIDGE



1. Operating frequency (f): 20kHz
2. Temperature rise (T): 40°C
3. Cooling (F_k): 1 (no forced air).
4. Operating flux density factor (F_0): see table.
5. AC resistance factor (F_A): see table.

Core	0128.009	0128.005	0128.004	0128.008	0128.006	0128.011
F_0	1.75	1.75	1.75	1.90	2.15	2.15
F_A	1.60	1.90	2.00	2.00	2.30	2.5
Mounting Package	SW1	SW2	SW3	SW4	SW5	SW6

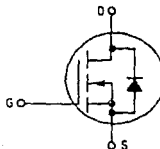
Power Field Effect Transistor

N-Channel Enhancement Mode

Silicon Gate TMOS

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



IRF830
IRF831
IRF832
IRF833

TMOS POWER FETs
4 and 4.5 AMPERES
 $r_{DS(on)} = 1.5 \text{ OHMS}$
450 and 500 VOLTS
 $r_{DS(on)} = 2 \text{ OHMS}$
450 and 500 VOLTS



CASE 221A-02
(TO-220AB)

MAXIMUM RATINGS

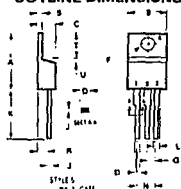
Rating	Symbol	IRF				Unit
		830	831	832	833	
Drain-Source Voltage	V_{DS}	500	450	500	450	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 20 \text{ kil}$)	V_{DGR}	500	450	500	450	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	20				Vdc
Drain Current Continuous, $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$ Peak, $T_C = 25^\circ\text{C}$	I_D	4.5 3 18		4 2.5 16		Adc
Total Power Dissipation in $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	75 0.6				Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance — Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.67	°C/W
— Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8" from Case for 5 Seconds	T_L	300	°C

See the MTM4N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet. Design curves of the MTP4N45 are applicable for this series of product.

OUTLINE DIMENSIONS



NOTES:
1. DIMENSION A APPLIES TO ALL TYPES.
2. DIMENSION A APPLIES TO LEADS 1 AND 2.
3. DIMENSION E DIMENSION F DIMENSION G DIMENSION H DIMENSION I DIMENSION J DIMENSION K DIMENSION L DIMENSION M DIMENSION N DIMENSION O DIMENSION P DIMENSION Q DIMENSION R DIMENSION S DIMENSION T DIMENSION U DIMENSION V DIMENSION W DIMENSION X DIMENSION Y DIMENSION Z
4. DIMENSION A DIMENSION B DIMENSION C DIMENSION D DIMENSION E DIMENSION F DIMENSION G DIMENSION H DIMENSION I DIMENSION J DIMENSION K DIMENSION L DIMENSION M DIMENSION N DIMENSION O DIMENSION P DIMENSION Q DIMENSION R DIMENSION S DIMENSION T DIMENSION U DIMENSION V DIMENSION W DIMENSION X DIMENSION Y DIMENSION Z
5. CONTROLLING DIMENSION: INCH

DWG	REV	DATE	BY	CHK
A	1	11/78	03/78	03/78
B	1	11/78	03/78	03/78
C	1	11/78	03/78	03/78
D	1	11/78	03/78	03/78
E	1	11/78	03/78	03/78
F	1	11/78	03/78	03/78
G	1	11/78	03/78	03/78
H	1	11/78	03/78	03/78
I	1	11/78	03/78	03/78
J	1	11/78	03/78	03/78
K	1	11/78	03/78	03/78
L	1	11/78	03/78	03/78
M	1	11/78	03/78	03/78
N	1	11/78	03/78	03/78
O	1	11/78	03/78	03/78
P	1	11/78	03/78	03/78
Q	1	11/78	03/78	03/78
R	1	11/78	03/78	03/78
S	1	11/78	03/78	03/78
T	1	11/78	03/78	03/78
U	1	11/78	03/78	03/78
V	1	11/78	03/78	03/78
W	1	11/78	03/78	03/78
X	1	11/78	03/78	03/78
Y	1	11/78	03/78	03/78
Z	1	11/78	03/78	03/78

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

187

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0, I_D = 0.25 \text{ mA}$)	$V_{(BR)DSS}$	450 500	—	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = \text{Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0$) ($V_{DS} = 0.8 \text{ Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0, T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{DSS}	—	0.2 1	mA _{dc}
Gate-Body Leakage Current, Forward ($V_{GSF} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)	I_{GSSF}	—	100	nA _{dc}
Gate-Body Leakage Current, Reverse ($V_{GSR} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)	I_{GSSR}	—	100	nA _{dc}

ON CHARACTERISTICS*

Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}, I_D = 0.25 \text{ mA}$)	$V_{GS(th)}$	2	4	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance ($V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 2.5 \text{ Adc}$)	$r_{DS(on)}$	— —	1.5 2	Ohm
On-State Drain Current ($V_{GS} = 10 \text{ V}$) ($V_{DS} \geq 6.75 \text{ Vdc}$) ($V_{DS} \geq 8 \text{ Vdc}$)	$I_{D(on)}$	4.5 4	—	Adc
Forward Transconductance ($V_{DS} \geq 6.75 \text{ V}, I_D = 2.5 \text{ A}$) ($V_{DS} \geq 8 \text{ V}, I_D = 2.5 \text{ A}$)	g_{FS}	2.5 2.5	—	mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	$(V_{DS} = 25 \text{ V}, V_{GS} = 0, f = 1 \text{ MHz})$	C_{iss}	—	800	pF
Output Capacitance		C_{oss}	—	200	
Reverse Transfer Capacitance		C_{rss}	—	60	

SWITCHING CHARACTERISTICS*

Turn-On Delay Time	$(V_{DD} = 200 \text{ V}, I_D = 2.5 \text{ Apk}, R_{gen} = 15 \text{ Ohms})$	$t_{d(on)}$	—	30	ns
Rise Time		t_r	—	30	
Turn-Off Delay Time		$t_{d(off)}$	—	55	
Fall Time		t_f	—	30	
Total Gate Charge	$(V_{DS} = 0.8 \text{ Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = \text{Rated } I_D)$	Q_g	22 (Typ)	30	nC
Gate-Source Charge		Q_{gs}	12 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q_{gd}	10 (Typ)	—	

SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*

Forward On-Voltage	$(I_S = \text{Rated } I_D, V_{GS} = 0)$	V_{SD}	1.1 (Typ)	1.5 ⁽¹⁾	Vdc
Forward Turn-On Time		t_{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t_{rr}	450 (Typ)	—	ns

INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE

Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L_d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	—	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L_s	7.5 (Typ)	—	

*Pulse Test: Pulse Width $\approx 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\approx 2\%$.

(1) Add 0.1 V for IRF830 and IRF831.

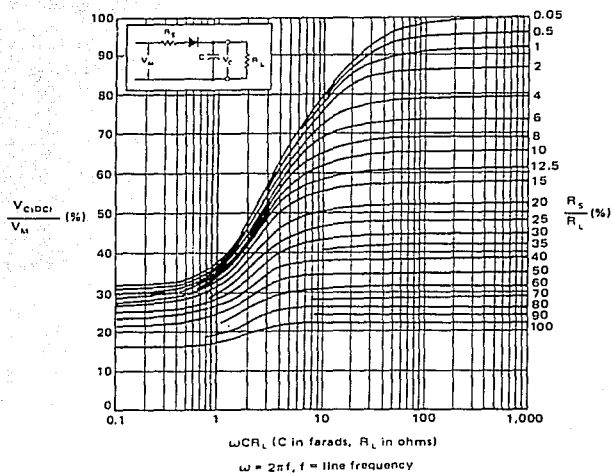


Figure 8-2. Relation of applied alternating peak voltage to direct output voltage in half-wave capacitor-input circuits. (From O. H. Schade, *Proc. IRE*, vol. 31, p. 356, 1943.)

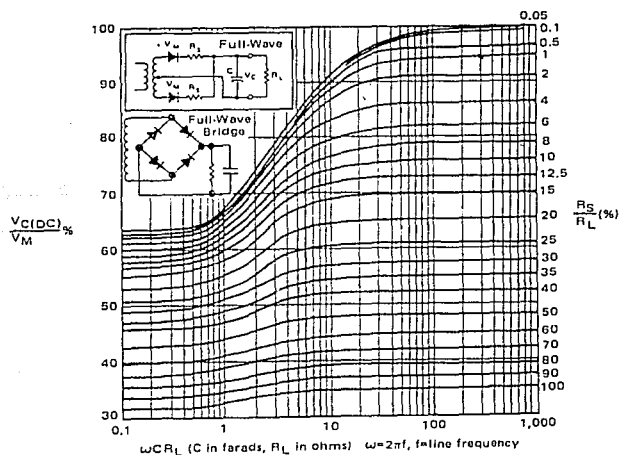


Figure 8-3. Relation of applied alternating peak voltage to direct output voltage in full-wave capacitor-input circuits. (From O. H. Schade, *Proc. IRE*, vol. 31, p. 356, 1943.)

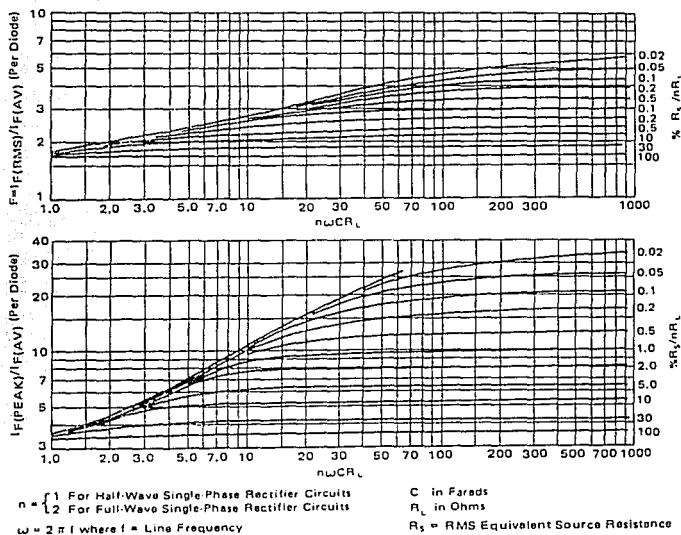


Figure 8-4. Relation of RMS and peak to average diode current in capacitor-input circuits. (From O. H. Schade, *Proc. IRE*, vol. 31, p. 356, 1943.)

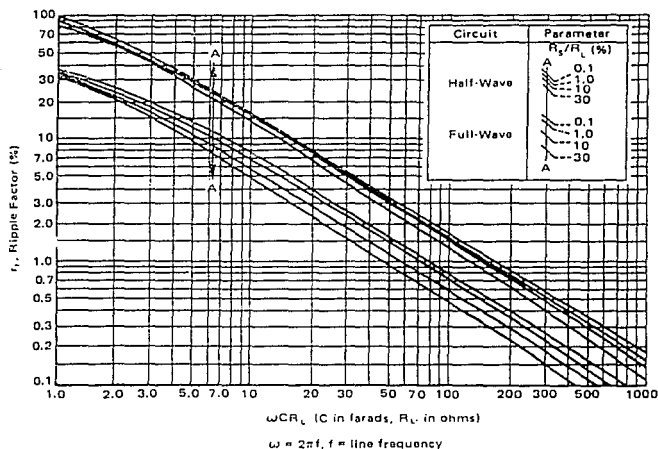


Figure 8-5. Root-mean-square ripple voltage for capacitor-input circuits. (From O. H. Schade, *Proc. IRE*, vol. 31, p. 356, 1943.)

BIBLIOGRAFIA BASICA

- [1] RUDOLF P. SEVERNS Y GORDON BLOOM
MODERN DC-TO-DC SWITCHMODE POWER CONVERTER CIRCUITS.
VAN NOSTRAND REINHOLD COMPANY
N.Y. 1985.
- [2] NED MOHAN, TORE M. UNDELAND AND
WILLIAM P. ROBBINS.
POWER ELECTRONICS: CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN.
JOHN WILEY AND SONS, N.Y. 1989
- [3] EUGENE R. HNATEK.
DESIGN OF SOLID STATE POWER SUPPLIES.
VAN NOSTRAND TEINHOLD COMPANY, N.Y. 1981
- [4] PULSE ENGINEERING.
DESIGN MANUAL FOR SMPS POWER TRANSFORMERS, 1990.
- [5] MOTOROLA.
LINEAR/SWITCHMODE VOLTAGE REGULATOR, HANDBOOK, 1985.
POWER MOSFET TRANSISTOR DATA , 1988.
LINEAR AND INTERFASE INTEGRATED CIRCUITS, 1988
- [6] C.A. DESOER Y E.S. KUH.
BASIC CIRCUIT THEORY, MC GRAW-HILL ,N.Y. 1969.
- [7] KATSUHIKO OGATA.
INGENIERIA DE CONTROL MODERNA, PRENTICE/HALL INTERNATIONAL,
ESPAÑA 1980.
- [8] EDUARDO CRISTO ALVAREZ
CONSIDERACIONES TERMICAS PARA SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.
DIVISION DE ESTUDIOS SUPERIORES DE LA F.I. DE LA U.N.A.M.
SECCIN DE ELECTRONICA-1978.
- [9] ROBERT L. BOYLESTAD.
ANALISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS, TRILLAS MEXICO, 1978
- [10] TEXAS INSTRUMENTS ENGINEERING STAFF.
LINEAR AND INTERFASE CIRCUITS APLICATION.
MC GRAW HILL BOOK COMPANY SECOND EDITION 1988, N.Y.
- [11] FAIRCHILD.
LINEAR INTEGRATED CIRCUITS DATA BOOK, 1982.