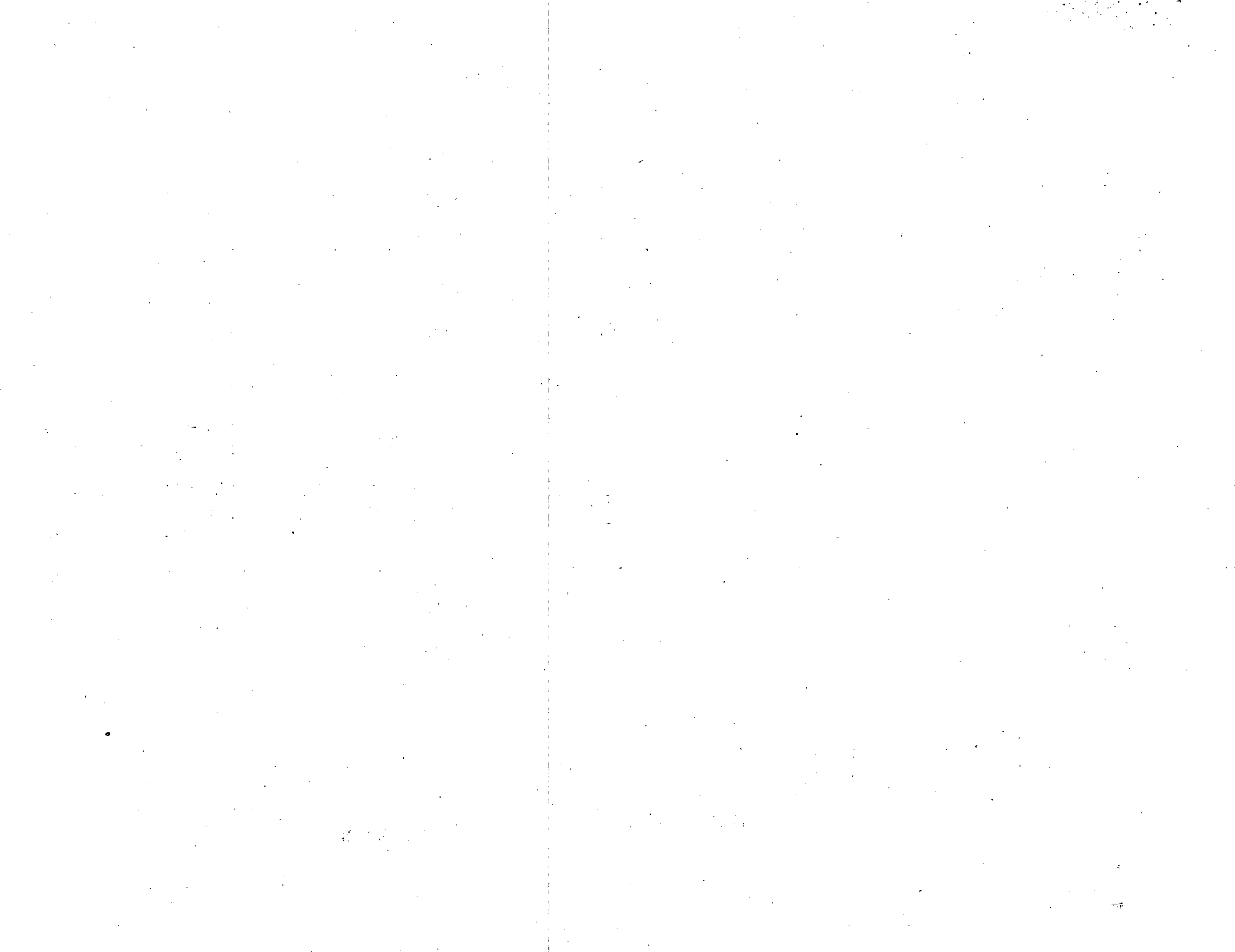


REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

| Fecha | Duración | Tema | Profesor |
|---------|-----------|-----------------------------------|--|
| Nov. 27 | 17 a 19 h | Introducción | M. en C. Luis Marcial Hernández Ortega |
| Nov. 28 | 19 a 21 h | Transformador | M. en C. Jerry Reider Burstin |
| | 17 a 21 h | " | " " " " |
| Nov. 29 | 17 a 21 h | Regulación C.A. | " " " " |
| Nov. 30 | 17 a 21 h | Conversión C.A.-CD | M. en I. Eduardo Cristo Alvarez |
| Dic. 1° | 17 a 21 h | Regulación Lineal | Dr. José Francisco Albarrán Núñez |
| Dic. 2 | 9 a 10 h | Práctica Transformadores (C.U.) | M. en C. Jerry Reider Burstin |
| | 10 a 12 h | " Regulación A C (C.U.) | " " " " |
| | 12 a 13 h | " Rectificación y Filtrado (C.U.) | M. en I. Eduardo Cristo Alvarez |
| Dic. 4 | 17 a 21 h | Regulación Lineal | Dr. José Francisco Albarrán Núñez |
| Dic. 5 | 17 a 19 h | " " | " " " " " |
| | 19 a 21 h | Regulación Comutación | M. en C. Luis Marcial Hernández Ortega |
| Dic. 6 | 9 a 13 h | Práctica Regulación Lineal (C.U.) | Dr. José Francisco Albarrán Núñez |
| Dic. 7 | 17 a 21 h | Regulación Comutación | M. en C. Luis Marcial Hernández Ortega |
| Dic. 8 | 17 a 21 h | Aspectos Técnicos | M. en I. Eduardo Cristo Alvarez |
| Dic. 9 | 9 a 13 h | Práctica Conmutación (CU.) | M. en C. Luis Marcial Hernández Ortega |

edcs.



DIRECTORIO DE PROFESORES DEL CURSO:

REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

DR. JOSE FRANCISCO ALBARRAN NUÑEZ
Instituto de Investigaciones Eléctricas
Internado Palmira
Cuernavaca, Mor.
Tel. 42088

M. EN I. EDUARDO CRISTO ALVAREZ
Asociado "A"
D. E. S. F. I.
UNAM.
México 20, D.F.
Tel. 550.18.24

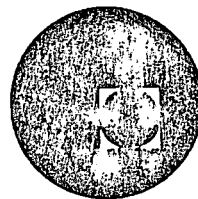
M. EN C. LUIS MARCIAL HERNANDEZ ORTEGA
Jefe del Departamento de Electrónica
U. A. M.
Azcapotzalco, D.F.
México 16, D.F.

M. EN C. JERRY REIDER BUSTIN
DEPTO. de Electrónica, Comunicacio es
e Instrumentación
U. A. M.
Unidad Azcapotzalco
México 16, D.F.
Tel. 382.50.00 Ext.114





centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, unam

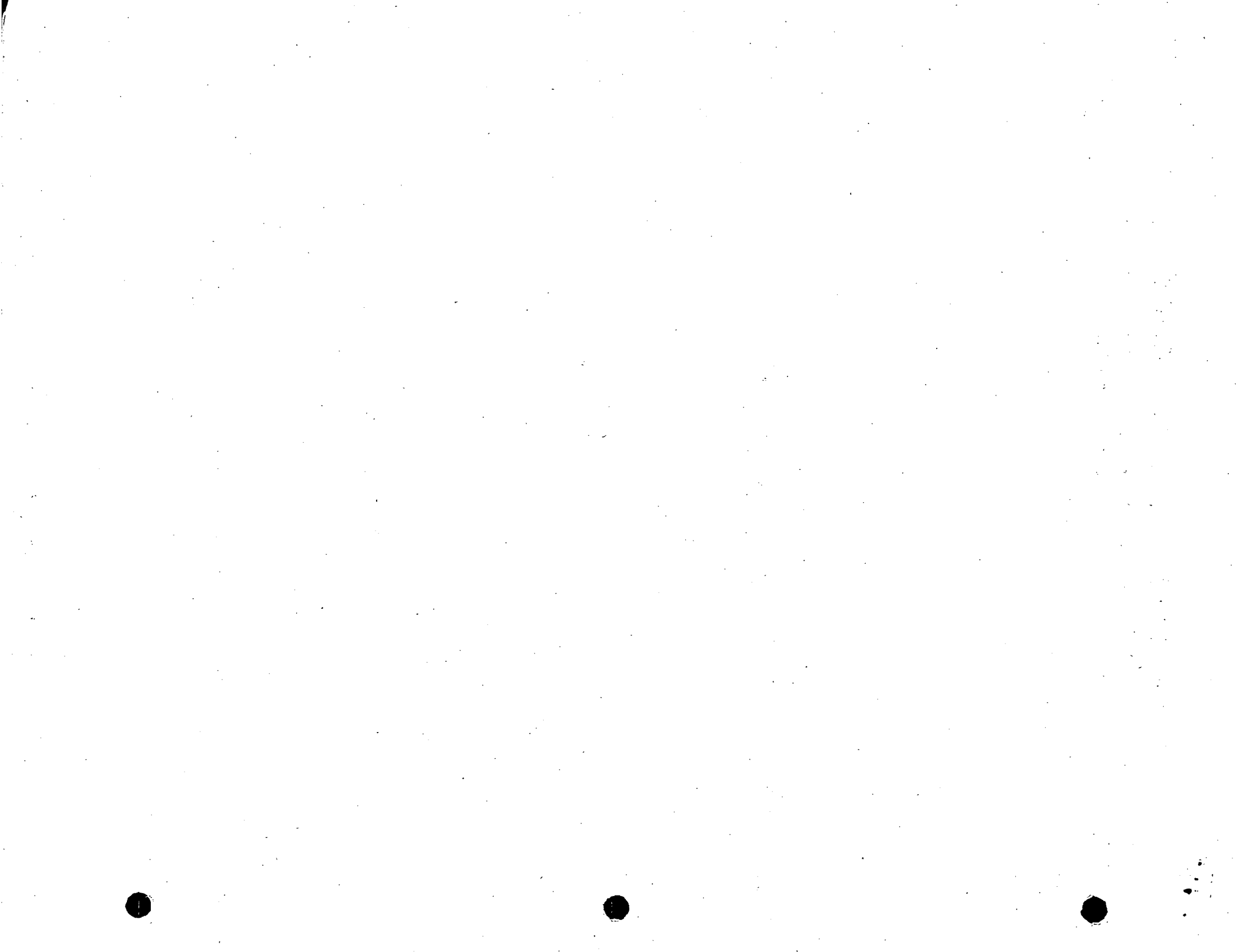


REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

EL TRANSFORMADOR

M. EN C. JERRY N. REIDER B.

DICIEMBRE, 1978.



CAPITULO 2: EL TRANSFORMADOR.

2.1. Funcionamiento del Transformador

2.2. Modelos de Transformadores

2.2.1 El Transformador Ideal

2.2.2 El Transformador Real

2.2.2.1 Ejemplo Numérico

2.3. Mediciones de Transformadores

2.3.1 Medición de la Relación de Transformación

2.3.2 Prueba en Circuito Abierto

2.3.3 Prueba en Cortocircuito

2.3.4 Ejemplo de Medición.

2.4. Diseño de Transformadores

2.4.1 Procedimiento de Diseño

2.4.2 Ejemplo de Diseño

2.5. Blindajes

2.5.1 Blindaje Electrostatico

2.5.2 Blindaje Electromagnético.

**M en C. JERRY N. REIDER B.
UAM. AZCAPOTZALCO.**

2. EL TRANSFORMADOR

2.1. Funcionamiento del Transformador

Un transformador es un dispositivo convertidor de la energía. La conversión es de tipo eléctrico-electromagnético-eléctrico. Esto significa que la energía eléctrica induce un campo magnético, el cual, a su vez induce una fuerza electro-motriz en otro circuito.

Para realizar esta secuencia de conversiones se embobinan dos o más devanados sobre un núcleo magnético común. Al aplicar un voltaje alternante a uno de los devanados se inducirán fuerzas electromotrices en los otros devanados.

Considérese el caso de un transformador con sólo dos devanados, (figura 2.1). Se le llama primario al devanado al cuál está conectada la fuente de voltaje alternante. Al otro devanado se le llama secundario.

Supóngase que el secundario del transformador en la figura 2.1 está abierto. Al aplicar un voltaje V_1 alternante al primario circula una corriente tal, que se induce un flujo ϕ en el núcleo de hierro. Este flujo variable induce en el secundario una fuerza electromotriz.

Ocurre también que el flujo ϕ induce en el primario otra fuerza electromotriz tal, que se opone al voltaje V_1 aplicado, (Ley de Lenz). En estas condiciones la corriente en el primario tiene un valor muy pequeño y es sólo el necesario para mantener la magnetización en el núcleo.

Si se conecta una carga al secundario, (resistencia R en la figura 2.1), circula una corriente secundaria. Esta corriente induce un flujo tal, que tiende a cancelar al flujo ϕ inducido por el primario. Entonces, como el flujo total disminuye, decrece también la fuerza electromotriz contraria en el primario y aumenta la corriente primaria. Se vé como un transformador "refleja" al primario la carga en el secundario además de transferir la energía de una fuente a una carga.

De las explicaciones anteriores se pueden deducir las características básicas de un transformador:

- a) No es posible transformar una corriente continua. Esto se debe a que el flujo inducido es constante y no induce, a su vez, ninguna fuerza electromotriz en los devanados. Ocurre, además, que como no existe una fuerza electromotriz contraria en el primario, la corriente primaria alcanzará valores muy altos provocando la destrucción del dispositivo.

FUNCIONAMIENTO DEL TRANSFORMADOR.

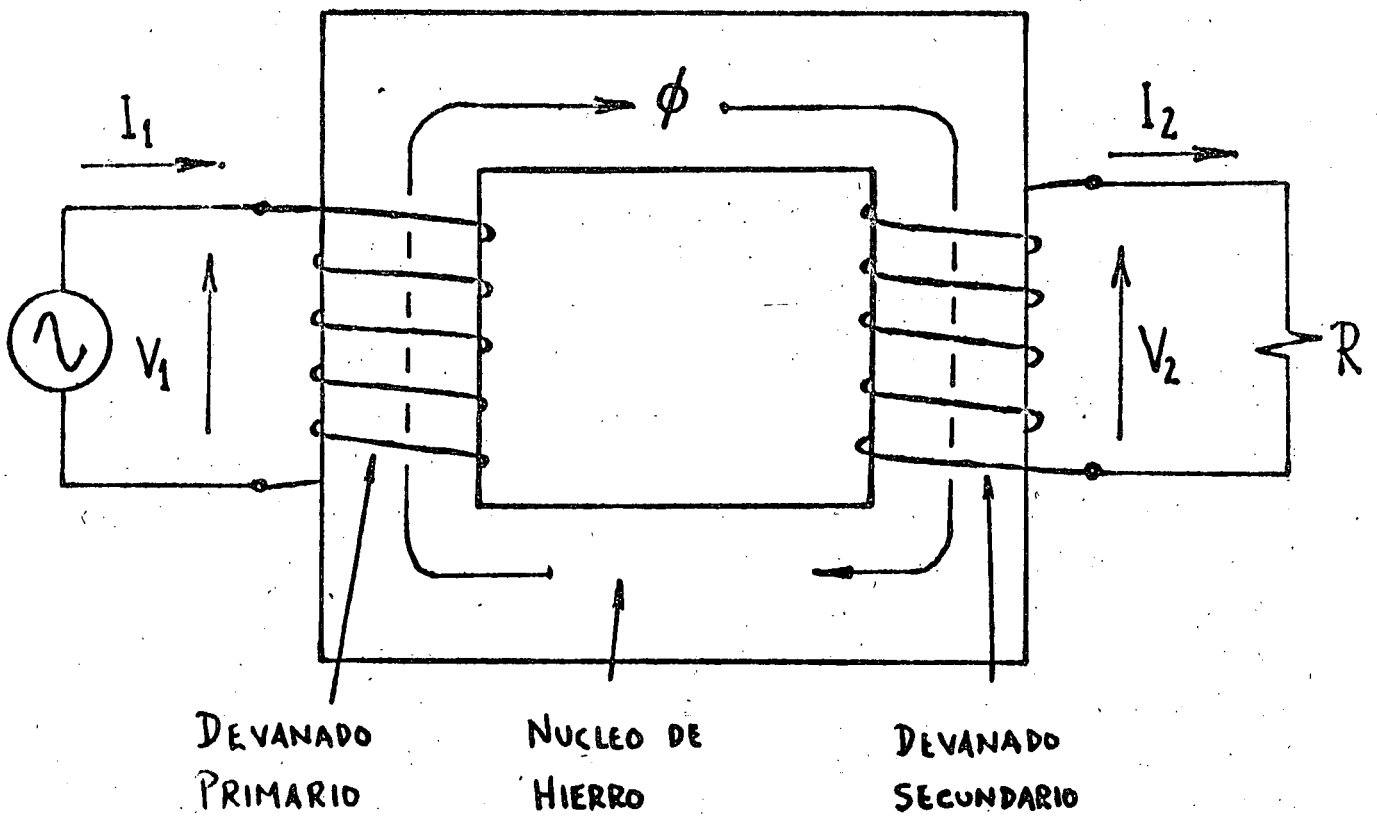


FIGURA 2.1

B) Suponiendo que todas las líneas del flujo ϕ concatenan a todas las vueltas en el primario y a todas las vueltas en el secundario por igual se tiene que el voltaje inducido es proporcional al número de vueltas. Esto se aprecia más claramente si se considera que el voltaje inducido en una sola vuelta es el mismo para cada una de las vueltas de ambos devanados.

Así pues, todos los voltajes de todas las vueltas de un devanado se suman en serie para dar el voltaje total de dicho devanado.

C) La corriente en el primario reacciona de acuerdo a las variaciones de corriente en el secundario. Se dice, entonces, que existe un Balance de Amperes-Vuelta en el transformador. Si ocurre un cambio en la corriente del secundario, la corriente del primario variará en forma inversamente proporcional al número de vueltas primarias para mantener la excitación magnética del núcleo. En conclusión, la corriente en un devanado es inversamente proporcional al número de vueltas de dicho devanado. Este mismo efecto puede ser explicado también mediante la ley de la conservación de la energía, como se verá más adelante.

A continuación se ilustran dos modelos de un transformador.

2.2. Modelos de Transformadores

Los modelos de transformadores son representaciones matemáticas equivalentes de estos dispositivos convertidores de la energía. Estos modelos son necesarios para la solución de problemas de análisis o diseño. La complejidad de cada modelo depende de la exactitud con que se quieran explicar teóricamente los fenómenos observados en la práctica.

Los modelos que se ilustran a continuación son de tipo lineal. Estos modelos no son del todo precisos, pero si son útiles para el enfoque de este curso considerando que los transformadores que se utilizan en fuentes de alimentación funcionan en un rango bastante limitado de voltajes y frecuencias de alimentación.

2.2.1 El Transformador Ideal

El modelo del transformador ideal se ilustra en la figura 2.2 y consiste únicamente en dos fuentes:

- A) El voltaje inducido en el secundario se representa mediante una fuente de voltaje controlada por voltaje:

$$E_2 = \frac{1}{n} E_1;$$

- B) La corriente reflejada en el primario se representa mediante una fuente de corriente controlada por corriente:

$$I_2' = \frac{1}{n} I_1; \quad (2.2)$$

Al parámetro n se le llama Relación de Transformación o Relación de Voltajes de Primario a Secundario.

$$n \equiv \frac{N_1}{N_2}; \quad (\text{por definición}) \quad (2.3)$$

n solo puede tener valores reales y positivos y según sea su magnitud existen tres posibilidades:

- A) Si $n > 1$ entonces $E_2 < E_1$, Transformador Reductor
 B) Si $n < 1$ entonces $E_2 > E_1$, Transformador Elevador
 C) Si $n = 1$ entonces $E_2 = E_1$, El Transformador sirve

Solo para aislar eléctricamente dos circuitos que se encuentren a distinto potencial continuo.

Si al transformador modelado en la Figura 2.2 se le conecta una carga reactiva en el secundario, entonces la corriente secundaria y el voltaje secundario estarán defasados en un ángulo γ_L . Como n es real y positivo entonces E_1 tiene la misma fase que E_2 e I_1 tiene la misma fase que I_2 . O sea que se conserva el defasamiento. Esto significa que un transformador ideal. Refleja al primario el factor de potencia de la carga en el secundario.

Un transformador ideal es 100% eficiente por definición. Lo anterior implica que toda la potencia tomada de la fuente es transferida a la carga. La explicación es como sigue:

$$\text{Potencia en la Carga: } P_L = V_2 \times I_2 \times \cos \gamma_L; \quad (2.4)$$

$$\text{Potencia tomada de la Fuente: } P_S = V_1 \times I_1 \times \cos \gamma_1; \quad (2.5)$$

$$\text{Como: } \gamma_1 = \gamma_L; \Rightarrow \cos \gamma_L \quad (2.6)$$

$$V_2 = \frac{1}{n} V_1; \quad (2.1)$$

$$E: I_1 = \frac{1}{n} I_2; \Rightarrow I_2 = n I_1; \text{ entonces:} \quad (2.7)$$

$$P_L = \frac{1}{n} V_1 \times n I_1 \times \cos \gamma_1; \quad (2.8)$$

$$P_L = V_1 \times I_1 \times \cos \gamma_1; \quad (2.9)$$

$$P_L = P_S; \left(\eta = \frac{P_L}{P_S} = 1.0; \right) \quad (2.10)$$

Lo anterior es una forma de la ley de la conservación de la energía y constituye una explicación adicional de por qué la corriente en un devanado es inversamente proporcional al número de vueltas en dicho devanado.

Entre las desventajas de este modelo se tienen:

- A) No justifica la corriente de magnetización. Si en el modelo de la Figura 2.2 se desconecta la carga, la corriente del secundario se vuelve cero por lo cual la corriente del primario también desaparece. Sin embargo, cuando un transformador está conectado a una fuente primaria pero con el secundario abierto circula una cierta corriente de magnetización que no es despreciable.
- B) No justifica las pérdidas en el cobre del alambre ni el hierro del núcleo. El alambre de cobre tiene una resistencia que, aunque pequeña, no es cero. Por esta razón, una corriente que circule en este alambre causará una disipación de calor de tipo I^2R , (efecto Joule). Por otro lado, el hierro tiene una propiedad llamada Histéresis además de que el núcleo mismo se comporta como una vuelta cortocircuitada, (Figura 2.3). En esta "vuelta cortocircuitada" circula una corriente, (corriente parásita o corriente de Eddy) que puede ser motivo de calentamientos muy intensos. Es por esto que los núcleos de los transformadores no son sólidos sino laminados. Además, la laminación tiene un acabado aislante para dividir la corriente parásita en una serie de múltiples corrientes de mucho menor intensidad. Asimismo, la Histéresis es causa de disipación de calor. (El producto $B \times H$ en la figura 2.3 está expresado en unidades de Joule/m³ lo cual implica que a una frecuencia de alternación dada en seg⁻¹ cada volumen del núcleo es responsable de una cierta pérdida expresada en watts).
- C) En el modelo de la figura 2.2 es posible conectar una fuente de cualquier voltaje, por grande que éste sea. Sin embargo, un transforma-

HISTÉRESIS, SATURACIÓN Y CORRIENTES PARÁSITAS EN UN NUCLEO DE HIERRO

$[B] = \text{Tesla} = \text{Volt} \cdot \text{seg} / \text{m}^2;$

$[H] = \text{Amp} \cdot \text{vta} / \text{m} = \text{Amp} / \text{m};$

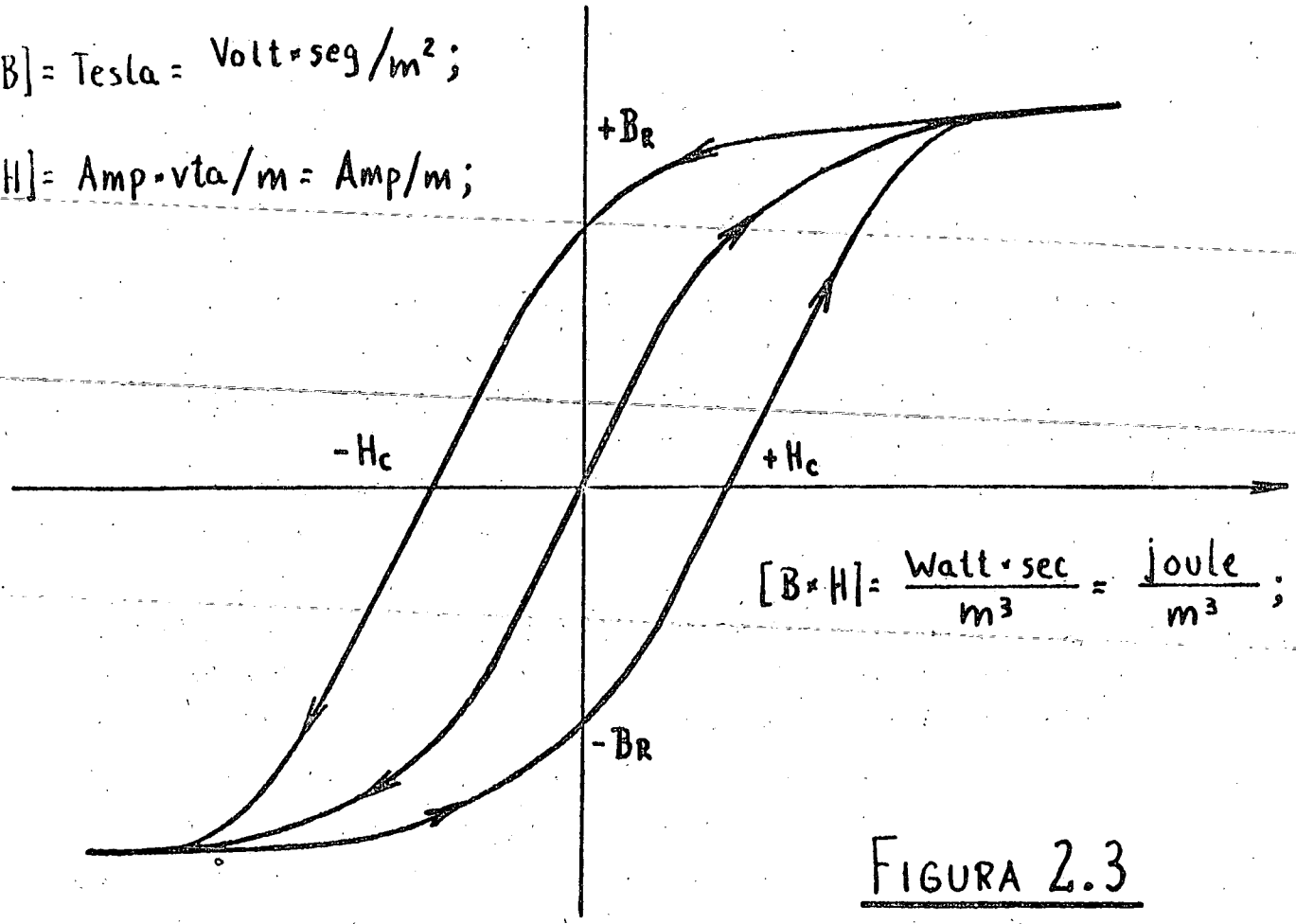
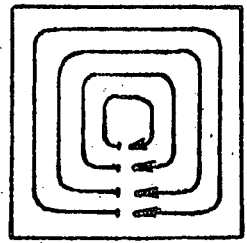
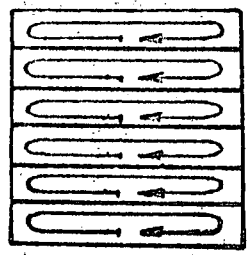


FIGURA 2.3



CORRIENTES PARÁSITAS EN NUCLEO SÓLIDO.



CORRIENTES PARÁSITAS EN NUCLEO LÁMINADO.

dor diseñado para entregar, por ejemplo, 12V en el secundario al conectarse 120V al primario no funcionará si se le conecta una fuente de 300V al primario para obtener 30V en el secundario. Tampoco es posible conectar 120V al secundario para tener 1200V en el primario. Lo más seguro es que se destruya la unidad a los pocos segundos de conectada. En un transformador real los devanados se diseñan para un voltaje máximo de operación y se requiere un modelo que refleje esta limitación.

- D) En el modelo de la figura 2.2 es posible conectar una fuente de cualquier frecuencia. Sin embargo, un transformador diseñado para funcionar en el rango de 50-60 Hz dará malos resultados, si se intenta usarlo a una frecuencia menor a 40Hz o mayor a 400Hz.

2.2.2. El transformador Real

Este modelo supera todos los defectos antes mencionados excepto que está limitado a transformadores cuyo rango de voltajes y frecuencias de operación es estrecho. Esta limitación es con el objeto de permitir que el modelo sea de tipo lineal. De otro modo, su manejo sería muy complicado. Este modelo se recomienda para su aplicación en los siguientes casos:

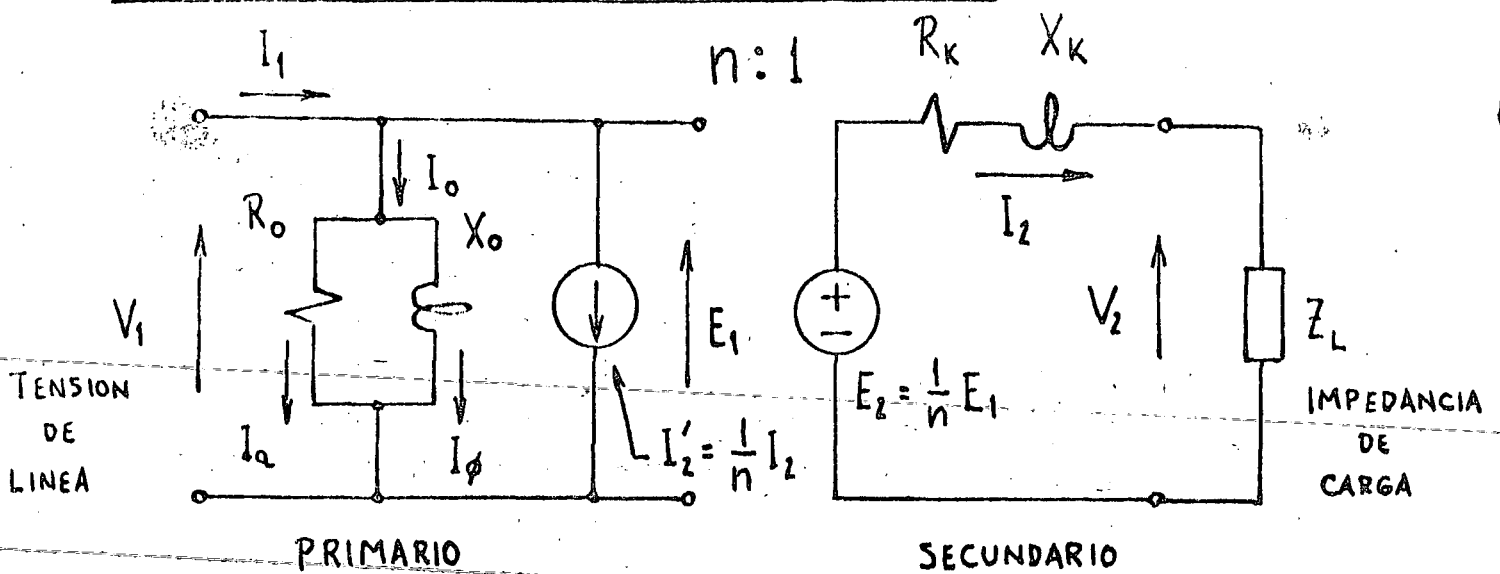
- A) Variación del voltaje de operación: $\pm 10\%$ alrededor del voltaje nominal de Diseño.
 B) Rango de frecuencia de operación: 40 Hz a 400 Hz.

Para poder aplicar este modelo es necesario que tanto (A) como (B) se cumplan.

Este modelo no considera otros efectos tales como la capacitancia distribuida en los devanados, los efectos magneto-strictivos o la deformación de la forma de onda de la corriente magnetizante debido a la saturación del hierro. La saturación del hierro se usa solo para justificar las limitaciones en voltaje de operación.

La figura 2.4 ilustra el modelo del transformador real y las tablas 2.1 y 2.2 muestran una lista de las variables que intervienen en este modelo. Las pérdidas en el hierro están referidas al circuito primario, (resistencia R_0), mientras que las pérdidas en el cobre están referidas al circuito secundario, (Resistencia R_k). A continuación se explica el significado de algunas variables:

MODELO DEL TRANSFORMADOR REAL.



LAS SIGUIENTES RELACIONES SON DE TIPO VECTORIAL:

$$E_1 = V_1;$$

$$P_0 = V_1 \cdot I_a;$$

FIGURA 2.4

$$I_0 = I_a + I_\phi;$$

$$P_K = I_2^2 \cdot R_K;$$

$$E_2 = \frac{1}{n} E_1;$$

$$\tan \varphi_0 = \frac{R_0}{X_0};$$

$$I_2' = \frac{1}{n} I_2;$$

$$\tan \varphi_K = \frac{X_K}{R_K};$$

$$I_1 = I_0 + I_2';$$

$$P_L = V_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_L;$$

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_L};$$

$$P_S = V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1;$$

$$V_2 = E_2 - Z_K \cdot I_2;$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{P_L}{P_L + P_0 + P_K};$$

VARIABLES DEL TRANSFORMADOR REAL; (1) TABLA 2.1

- E_1 : FUERZA ELECTROMOTRIZ DE TRABAJO EN EL PRIMARIO.
- E_2 : FUERZA ELECTROMOTRIZ INDUCIDA EN EL SECUNDARIO.
- I_0 : CORRIENTE DE MAGNETIZACIÓN.
- I_1 : CORRIENTE TOTAL DEL PRIMARIO.
- I_2 : CORRIENTE DE CARGA EN EL SECUNDARIO.
- I_2' : CORRIENTE REFLEJADA DEL SECUNDARIO AL PRIMARIO.
- I_a : COMPONENTE ACTIVA DE LA CORRIENTE DE MAGNETIZACIÓN.
- I_ϕ : COMPONENTE REACTIVA DE LA CORRIENTE DE MAGNETIZACIÓN.
- n : RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN DE PRIMARIO A SECUNDARIO.
- P_s : POTENCIA CONSUMIDA DE LA LINEA.
- P_L : POTENCIA ENTREGADA A LA CARGA.
- P_K : PÉRDIDAS EN EL COBRE.
- P_o : PÉRDIDAS EN EL HIERRO.

VARIABLES DEL TRANSFORMADOR REAL; (2)TABLA 2.2

R_k : RESISTENCIA EQUIVALENTE DE LOS DEVANADOS.

R_0 : RESISTENCIA EQUIVALENTE DE LAS PÉRDIDAS DEL HIERRO.

R_L : COMPONENTE ACTIVA EN LA CARGA.

V_1 : TENSIÓN DE LINEA.

V_2 : TENSIÓN EN LA CARGA.

X_k : REACTANCIA DE DISPERSIÓN.

X_0 : REACTANCIA DE MAGNETIZACIÓN.

X_L : COMPONENTE REACTIVA EN LA CARGA.

Z_k : IMPEDANCIA DEL TRANSFORMADOR EN CORTO-CIRCUITO.

Z_0 : IMPEDANCIA DEL TRANSFORMADOR EN CIRCUITO ABIERTO.

Z_L : IMPEDANCIA DE CARGA.

$\cos \varphi_1$: FACTOR DE POTENCIA EQUIVALENTE PRESENTADO A LA LINEA

$\cos \varphi_L$: FACTOR DE POTENCIA DE LA CARGA.

φ_k : ANGULO DE FASE DE LA IMPEDANCIA EN CORTO-CIRCUITO.

φ_0 : ANGULO DE FASE DE LA IMPEDANCIA EN CIRCUITO ABIERTO.

Ro; Resistencia Equivalente de las Pérdidas en el Hierro:

Esta resistencia justifica las pérdidas en el hierro en base a la ecuación siguiente:

$$R_o = \frac{V_1^2}{P_o} = \frac{V_1}{I_a} = \frac{V_1}{I_o \cos \gamma_o} = \frac{Z_o}{\cos \gamma_o}; \quad (2.11)$$

$$(I_a = I_o \times \cos \gamma_o)$$

Esta resistencia no es lineal y se comporta como una resistencia controlada por voltaje de tal modo que R_o disminuye al aumentar V_1 . Esto se explica en la figura 2.5 donde se puede observar como la corriente de magnetización aumenta muy rápidamente al legarse a la saturación del núcleo.

Xo; Reactancia de Magnetización:

Esta reactancia justifica el hecho de que la corriente de magnetización tenga un ángulo γ_o de atraso con respecto a la fuerza electromotriz E_1 en el primario, (ver figura 2.6B). La corriente total de magnetización I_a , (debido a R_o) y una componente reactiva I_ϕ , (debido a X_o). La componente reactiva I_ϕ es la que induce al flujo ϕ . Matemáticamente, X_o está dado por:

$$X_o = \frac{V_1}{I_\phi} = \frac{V_1}{I_o \sin \gamma_o} = \frac{R_o}{\tan \gamma_o} = \frac{Z_o}{\sin \gamma_o}; \quad (2.12)$$

$$(I_\phi = I_o \times \sin \gamma_o)$$

Zo; Impedancia del Transformador en Circuito abierto:

Si se desconecta la carga del secundario solo circula la corriente I_o en el primario pues $I_2 = 0$ e $I_2' = 0$, (Figuras 2.5A y 2.6C).

En estas condiciones el transformador presenta una impedancia definida a la línea:

$$Z_o = \frac{V_1}{I_o} = \frac{R_o X_o^2}{R_o^2 + X_o^2} + j \frac{R_o^2 X_o}{R_o^2 + X_o^2} \angle \text{ARC TAN } \frac{R_o}{X_o}; \quad (2.13)$$

El ángulo de fase de Z_o con respecto a V_1 es γ_o . Como I_o está atrasada respecto a V_1 entonces $\gamma_o > 0$; $-\gamma_o < 0$.

Rk; Resistencia equivalente de los Devanados:

Este parámetro consiste en la Resistencia Ohmica que los devana-

EFFECTO DE LA SATURACIÓN DEL HIERRO SOBRE LA CORRIENTE

MAGNETIZANTE

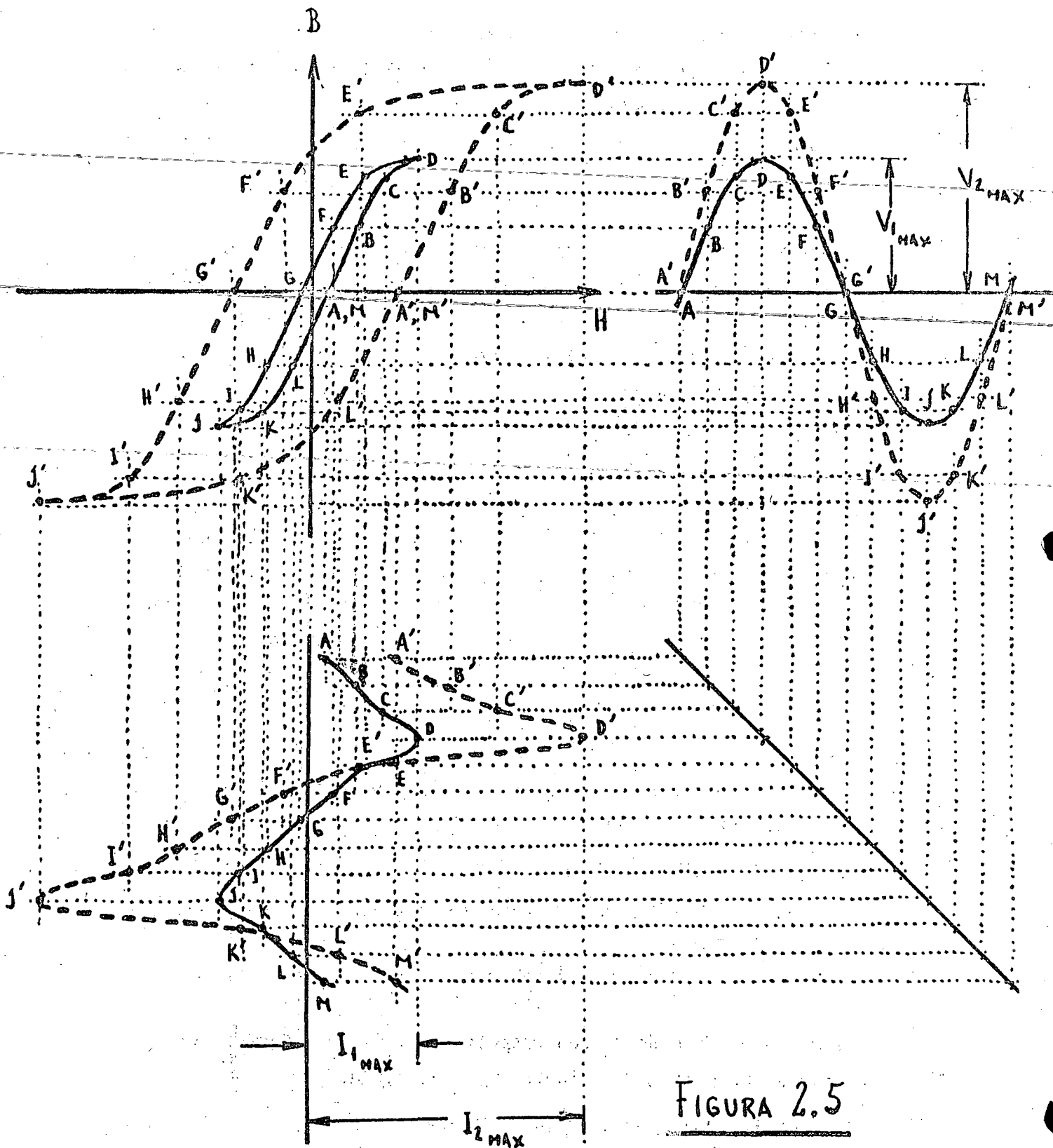
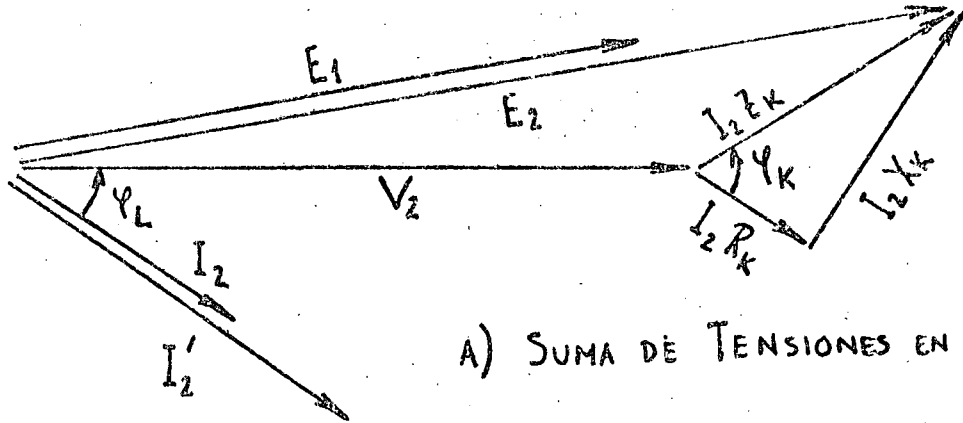
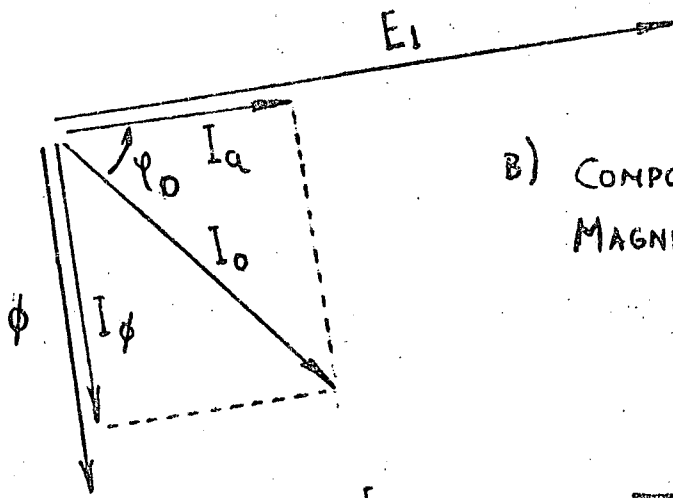


FIGURA 2.5

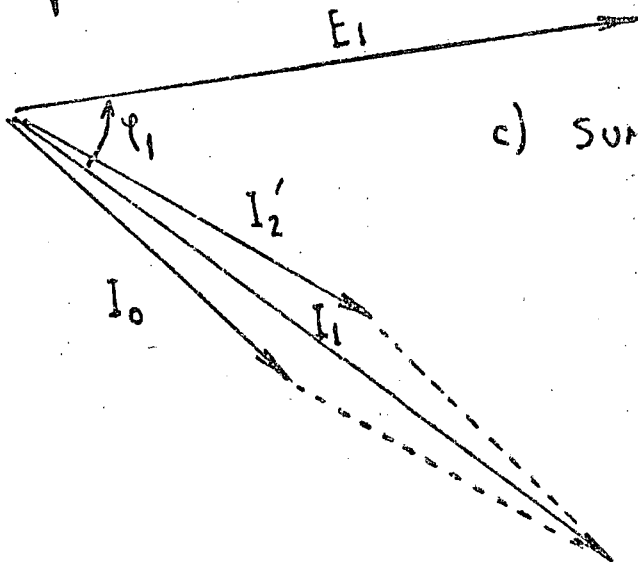
DIAGRAMAS FASORIALES PARA EL TRANSFORMADOR REAL.



A) SUMA DE TENSIONES EN EL SECUNDARIO.



B) COMPONENTES DE LA CORRIENTE DE MAGNETIZACIÓN.



C) SUMA DE CORRIENTES EN EL PRIMARIO.

FIGURA 2.6

nados presentan a la frecuencia de operación. El valor de R_k toma en cuenta el efecto pelicular debido a una circulación de corriente alterna. R_k está dado por:

$$R_k = Z_k \cos \gamma_k = \frac{P_k}{I_2^2}; \quad (2.14)$$

X_k ; Reactancia de Dispersión:

Al explicar el funcionamiento del transformador se supuso que todas las líneas del flujo ϕ concatenaban a todas las vueltas del primario y todas las vueltas del secundario por igual. Sin embargo, esto no es cierto en la práctica y en realidad ocurre lo siguiente:

- A) No todas las líneas de flujo debido a la corriente en el primario cortan a todas las vueltas del primario.
- B) No todas las líneas de flujo debido a la corriente en el primario cortan a todas las vueltas del secundario.
- C) No todas las líneas de flujo debido a la corriente en el secundario cortan a todas las vueltas del primario.
- D) No todas las líneas de flujo debido a la corriente en el secundario cortan a todas las vueltas del secundario.

En general, el hecho de que existan vueltas primarias o secundarias que no están del todo concatenadas da lugar a la aparición de inductancias debido a la dispersión del flujo magnético. El cálculo teórico de este parámetro es sumamente complicado y se prefiere medir o suponer al evaluar o diseñar un transformador, respectivamente. Esto último vale solo para transformadores relativamente pequeños, (menos de 1000 volt-amperes de capacidad). Para los transformadores más grandes la reactancia de dispersión adquiere mayor importancia, por lo que requiere de un cálculo detallado. X_k se puede calcular como sigue:

$$X_k = Z_k \text{ SIN } \gamma_x = R_k \text{ TAN } \gamma_k; \quad (2.15)$$

Z_k ; Impedancia del Transformador en corto-circuito:

A este parámetro se le conoce también como impedancia interna. Esto se aprecia con claridad en la figura 2.6A en la cual se vé como al cargar un transformador con una corriente I_2 en el secundario el voltaje V_z en la carga no se mantiene al mismo valor que la fuerza electromotriz inducida E_2 :

$$V_2 = E_2 - Z_k I_2 \quad (2.16)$$

Z_k se puede medir cortocircuitando el secundario y aplicando una tensión reducida al primario. Si se miden, respectivamente, la tensión V_k' y la corriente I_k' en el primario se tiene:

$$Z_k = \frac{1}{n^2} \times \frac{V_k'}{I_k'} = R_k + jX_k = \sqrt{R_k^2 + X_k^2} \angle \text{ARC TAN } \frac{X_k}{R_k} \quad (2.17)$$

El factor $1/n^2$ se debe a que la medición se hace en el primario y se refiere Z_k al secundario. En la sección de mediciones se justificarán con mayor detalle los procedimientos para la observación de los distintos parámetros.

Conociendo los valores de Z_o , γ_o , Z_k y γ_k es posible predecir con relativa exactitud el funcionamiento de un transformador al cual se le alimenta un voltaje V_1 de determinada frecuencia y se le conecta una carga de valor Z_L , γ_L .

2.2.2.1 Ejemplo Numérico

Se tienen los siguientes datos de un transformador:

$$Z_o = 1,500\Omega; \quad (2.18)$$

$$\gamma_o = 75^\circ; \quad (2.19)$$

$$Z_k = 2,500\Omega; \quad (2.20)$$

$$\gamma_k = 20^\circ; \quad (2.21)$$

$$n = 10; \quad (2.22)$$

Este transformador se conecta a una línea de 120V, 60Hz y se carga con una impedancia de 10Ω y ángulo de fase -45° , (impedancia capacitiva).

$$V_1 = 120V \quad (2.23)$$

$$f = 60\text{Hz}; \quad (2.24)$$

$$Z_L = 10\Omega; \quad (2.25)$$

$$\gamma_L = -45^\circ; \quad (2.26)$$

Se requiere hacer una evaluación en cuanto a la operación de este transformador en las condiciones ya indicadas.

Solución:

A) La fuerza electromotriz del primario es, según la figura 2.4:

$$E_1 = V_1 = \underline{120 / 0^\circ \text{ V}}; \quad (2.27)$$

B) Parámetros del transformador:

$$R_K = Z_k \cos \gamma_k = 2.500 \times \cos 20^\circ = \underline{2.349\Omega} \quad (2.28)$$

$$X_K = Z_k \sin \gamma_k = 2.500 \times \sin 20^\circ = \underline{0.8551\Omega}; \quad (2.29)$$

o sea:

$$Z_K = 2.500 / 20^\circ = 2.369 + j 0.8551 \Omega; \quad (2.30)$$

$$R_o = \frac{Z_o}{\cos \gamma_o} = \frac{1,500}{\cos 75^\circ} = \underline{5,796\Omega}; \quad (2.31)$$

$$X_o = \frac{Z_o}{\sin \gamma_o} = \frac{1,500}{\sin 75^\circ} = \underline{1,553\Omega}$$

C) Parámetros de la carga:

$$R_L = Z_L \cos \gamma_L = 10 \times \cos (-45^\circ) = 7.071\Omega \quad (2.32)$$

$$X_L = Z_L \sin \gamma_L = 10 \times \sin (-45^\circ) = -7.071\Omega;$$

Es decir:

$$Z_L = /-45^\circ = 7.071 - j7.071 \Omega; \quad (2.34)$$

D) Fuerza electromotriz inducida en el secundario;

$$E_2 = \frac{1}{n} E_1 = \frac{1}{10} \times 120 / 0^\circ = \underline{12 / 0^\circ \text{ V}}; \quad (2.35)$$

E) Corriente en el secundario:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{E_2}{Z_k + Z_L} = \frac{E_2}{(R_K + R_L) + j(X_K + X_L)} = \frac{12 / 0^\circ}{(2.349 + 7.071) + j(0.8551 - 7.071)} = \\ &= \frac{12 / 0^\circ}{9.420 - j6.216} = \frac{12 / 0^\circ}{11.29 \angle -33.42^\circ} = \underline{1.063 / 33.42^\circ = 0.8874 + j0.5856 \text{ A}}; \end{aligned} \quad (2.36)$$

F) Voltaje en la carga:

$$V_2 = Z_L \times I_2 = 10 \angle -45^\circ \times 1.063 / 33.42^\circ = \underline{10.63 \angle -11.58^\circ = 10.42 - j2.134 \text{ V}}; \quad (2.37)$$

G) Potencia en la carga:

$$P_L = V_2 \times I_2 \cos \gamma_L = 10.63 \times 1.063 \times 1.063 \times \cos(-45^\circ) = \underline{7.994 \text{ W}} \quad (2.38)$$

H) Pérdidas en el cobre:

$$P_k = R_k \times I_2^2 = 2.349 \times 1.063^2 = \underline{2.656 \text{ W}}; \quad (2.39)$$

I) Corriente reflejada al primario:

$$I_2' = \frac{1}{n} I_2 = \frac{1}{10} \times 1.063 / 33.42^\circ = \underline{0.1063 / 33.42^\circ = 0.08874 + j0.05856 \text{ A}};$$

J) Corriente de magnetización:

$$I_0 = \frac{V_1}{Z_0} = \frac{120/0^\circ}{1,500/75^\circ} = 0.80/-75^\circ = 0.02071 - j0.07727 \text{ A}; \quad (2.41)$$

o sea:

$$I_a = 0.02071 \text{ A}; \quad (2.42)$$

$$I_\phi = 0.7727 \text{ A}; \quad (2.43)$$

K) Pérdidas en el hierro:

$$P_0 = \frac{V_1^2}{R_0} = \frac{120^2}{5,796} = 2.485 \text{ W}; \quad (2.44)$$

L) Corriente total en el primario:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_0 + I_1' = (0.02071 - j 0.07727) + (0.08874 + j 0.05856) = \\ &= 0.1095 - j 0.01872 = 0.1110/-9.704^\circ; \end{aligned} \quad (2.45)$$

de donde:

$$\gamma_1 = -9.704^\circ; \quad (2.46)$$

El transformador presenta un factor de potencia $\cos \gamma_1 = 0.9857$; inductivo a la línea.

M) Potencia tomada de la línea:

$$P_s = V_1 \times I_1 \times \cos \gamma_1 = 120 \times 0.1110 \times \cos (-9.704^\circ) = 13.13 \text{ W}; \quad (2.47)$$

como comprobación

$$P_s = P_L + P_k + P_0 = 7.994 + 2.656 + 2.485 = 13.13 \text{ W}; \quad (2.48)$$

N) Eficiencia:

$$\eta = \frac{P_o}{P_s} = \frac{7.994}{13.13} = 0.6086 = 60.86\% \quad (2.49)$$

Este transformador resultó ser muy ineficiente porque se utilizó un valor muy bajo de Z_L en relación a su impedancia interna Z_k . Por otro lado la corriente de magnetización resultó ser alta en comparación a la corriente reflejada. Por regla general un transformador resultará razonablemente eficiente si se cumple lo siguiente:

$$|Z_k| < 0.1 |Z_L|; \quad (2.50)$$

$$|I_0| < 0.2 |I_2|; \quad (2.51)$$

En la ecuación (2.50) Z_L es el valor más bajo de impedancia de carga tal que la corriente I_2 en el secundario tenga un valor igual al nominal de diseño. Del mismo modo, en la ecuación (2.51) I_2' tiene un valor que co-

responde a una corriente I_2 nominal. Para aclarar ésto se puede suponer un transformador como sigue:

$$V_2 = 12V; \quad (2.52)$$

$$I_2 = 2A; \quad (2.53)$$

$$n = 10; \quad (2.54)$$

Estos valores son nominales de diseño. Aplicando los criterios que se mencionan se tiene:

- A) La mínima impedancia de carga es 6Ω
- B) La impedancia interna máxima admisible es 0.6Ω
- C) La corriente reflejada nominal es $0.2A$.
- D) La corriente de magnetización máxima admisible es $0.04 A$.

Si se cumplen estas condiciones el transformador operará de modo satisfactorio.

2.3. Mediciones de Transformadores:

Es posible evaluar el comportamiento de un transformador en distintas condiciones de operación si se dispone de los parámetros que integran su modelo, (específicamente: n , R_o , X_o , R_k y X_k). Para encontrar los valores de los parámetros es necesario llevar a cabo una serie de mediciones. Los valores medidos pueden, entonces, ser sustituidos en las ecuaciones del modelo.

Se requieren tres tipos distintos de mediciones.

2.3.1 Medición de la relación de Transformación:

Para el modelo real del transformador ilustrado en la figura 2.4, la relación de transformación está dada por:

$$n = \frac{E_1}{E_2}; \quad (2.55)$$

No es posible medir E_1 y E_2 pero se sabe que:

$$E_1 = V_1; \quad (2.56)$$

$$E_2 = V_2 + Z_k I_2; \quad (2.57)$$

$$E_2 = V_2 \quad ; \quad | I_2 = 0 \quad (2.58)$$

Resultando que:

MEDICIÓN DE LA RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN.

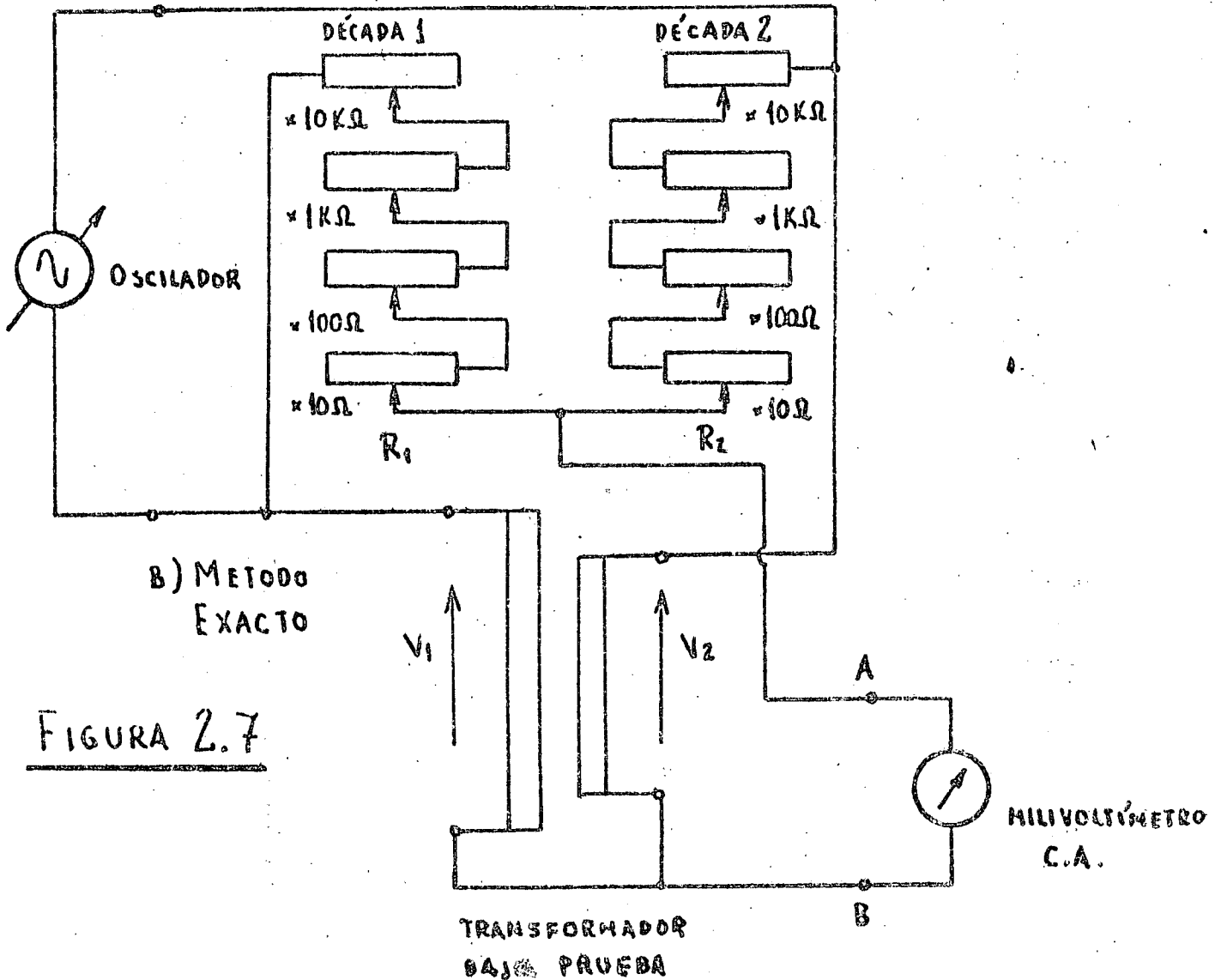
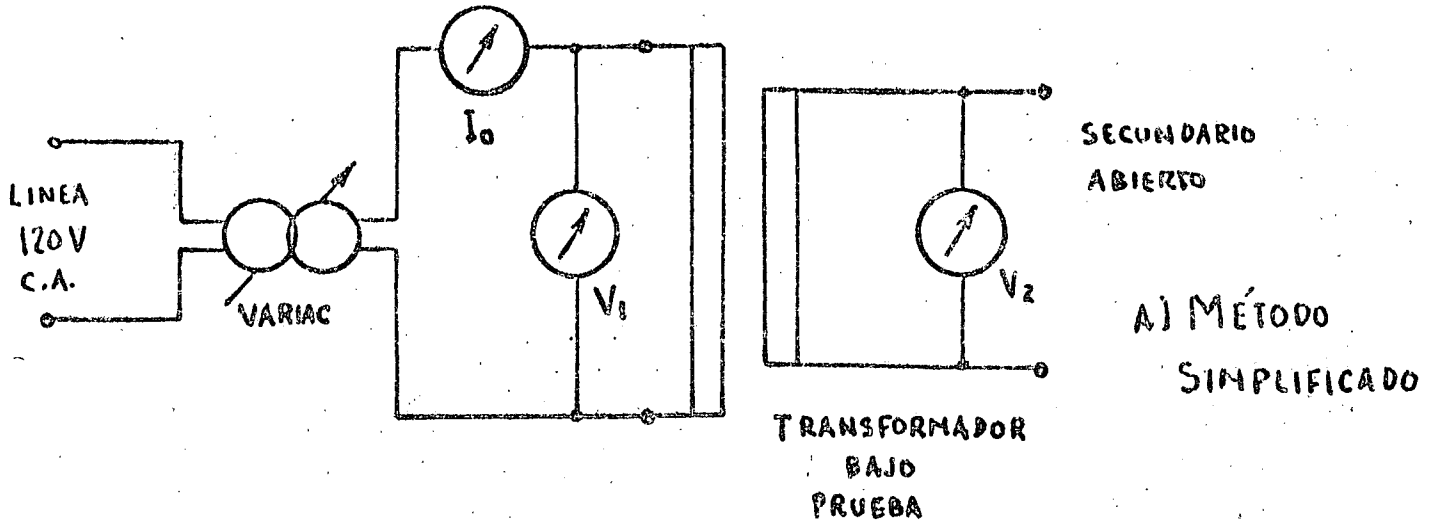


FIGURA 2.7

$$n = \frac{V_2}{V_1} \quad | I_2 = 0 \quad (2.59)$$

La figura 2.7A muestra el método simplificado para la medición de n . Si se tiene un transformador del cual se conoce el voltaje nominal del primario basta con ajustar el variac para que V_1 sea igual a este valor nominal y leer V_2 .

Puede ocurrir, sin embargo, que se requiera medir un transformador del cual no se tenga información alguna en cuanto a identificación de devanados y voltajes de trabajo.

En este caso se procede de la siguiente manera:

- A) Se utiliza un ohmetro para la identificación de los devanados. El devanado de mayor resistencia, (a la corriente continua), deberá servir como primario, esto evita que accidentalmente se aplique un voltaje excesivo a un devanado de baja tensión. Se puede conectar un amperímetro de corriente alterna en serie a la salida del variac, como medida de precaución, para evitar causar un daño por corriente excesiva a uno de los devanados. La figura 2.10 muestra dos ejemplos típicos del código de colores utilizado en transformadores de poder. Si se logra identificar al primario con auxilio del código se puede continuar el procedimiento de medición.
- B) Se aumenta gradualmente la tensión del primario comenzando desde cero volts. El límite de la tensión que se puede aplicar depende del transformador que se mida. No es obligatorio aplicar 120V a un primario de 120V para encontrar el valor de n , pudiéndose efectuar esta medición, por ejemplo, a 50V. El amperímetro en serie con el variac es útil para saber si no se excede la tensión nominal de un devanado. Posteriormente se dará un criterio para predecir de que orden debe ser la corriente I_0 para esta medición.

La figura 2.7b ilustra un método de mayor precisión para medir el valor de n . Las dos décadas de resistencias y los dos devanados del transformador forman un circuito puente. Si R_A es la resistencia en la década 1 y R_B es la resistencia en la década 2 el puente estará balanceado cuando:

$$\frac{R_A}{R_B} = \frac{V_1}{V_2} \quad (2.60)$$

Como la corriente es cero cuando el puente está balanceado:

$$\frac{R_A}{R_B} = \frac{E_1}{E_2} = n; \quad (2.61)$$

La relación de transformación está dada por el cociente R_A/R_B .

Estando balanceado el puente la señal entre los puntos A y B alcanza un nulo. Este nulo puede ser detectado con un milivoltímetro de C.A. o un osciloscopio con amplificador diferencial.

El oscilador puede estar ajustado a cualquier frecuencia y cualquier amplitud. Es preferible, sin embargo, utilizar una frecuencia de 1KHz en vez de 60Hz pues se minimiza la corriente reactiva circulando en la reactancia X_0 y se reduce el requerimiento de corriente del oscilador. Esto último permitirá observar nulos más pronunciados.

Este método, aunque más complicado, permite resoluciones del orden del 0.1% en el valor de n . Asimismo, es posible montar este circuito de prueba en una línea de producción y solo se requiere personal no calificado para observar si se cumple o no el nulo para un ajuste pre-establecido de las décadas R_1 y R_2 .

2.3.2 Prueba en circuito abierto

El objetivo de esta prueba es conocer las pérdidas en el hierro, así como los valores de la resistencia y reactancia equivalentes de magnetización, (R_0 y X_0).

El circuito empleado aparece en la figura 2.8. Como el secundario está abierto no circula corriente I_2' reflejada en el primario y el amperímetro en serie mide solo la corriente de magnetización, I_0 . Para conocer el ángulo γ_0 de atraso entre I_0 y V_1 se utiliza el Wattmetro que además indica las pérdidas en el hierro, P_0 , en forma directa.

Es importante, al efectuar la medición, comprobar que el Wattmetro está conectado en forma correcta pues, de lo contrario, será dañado. Del mismo modo es conveniente aumentar la salida del variac en forma gradual desde cero hasta que V_1 tenga un valor igual al nominal del primario. De este modo se puede observar en el Amperímetro si I_0 crece demasiado rápido.

De la medición se obtienen P_0 , V_1 e I_0 y se procede como sigue:

PRUEBA EN CIRCUITO ABIERTO

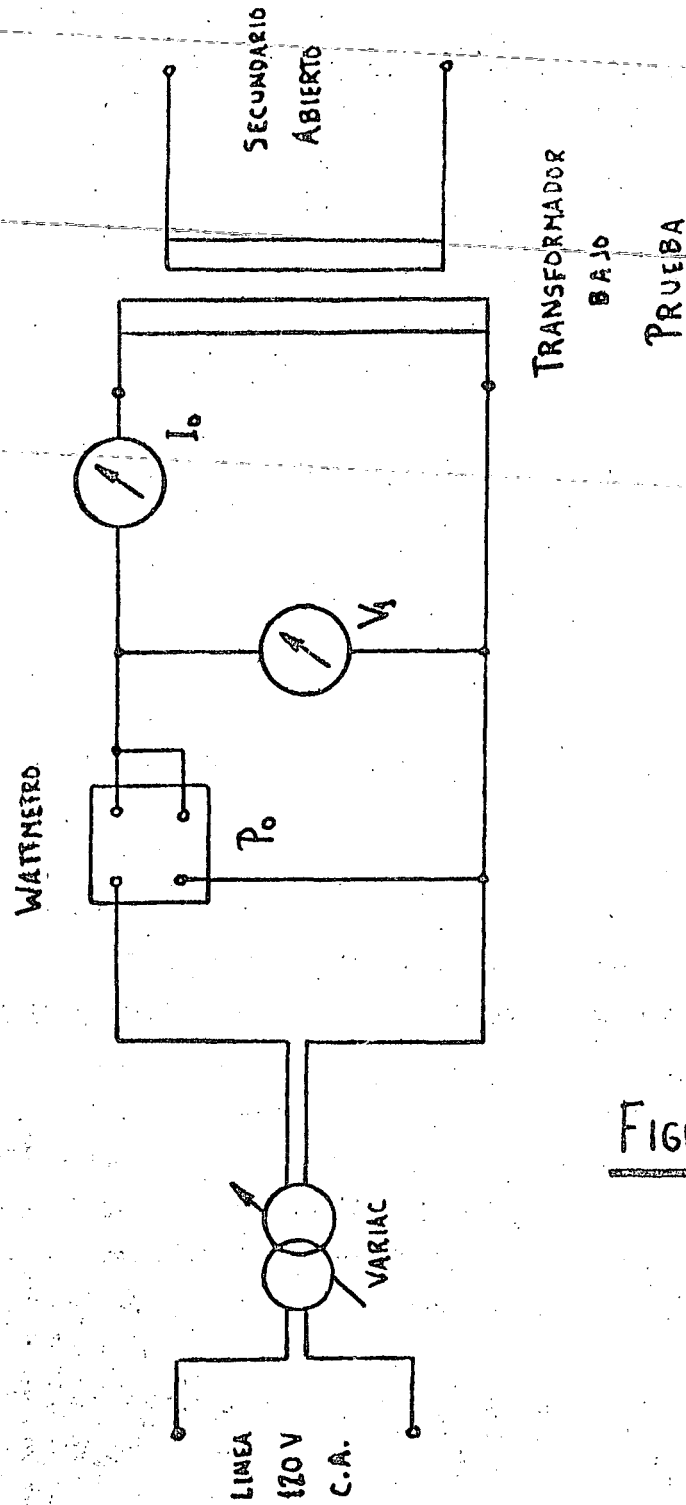


FIGURA 2.8.

$$\cos \gamma_0 = \frac{P_0}{V_1 \times I_0} ; \quad (2.62)$$

$$Z_0 = \frac{V_1}{I_0} \quad (2.13)$$

$$R_0 = \frac{V_1}{I_0 \cos \gamma_0} = \frac{Z_0}{\cos \gamma_0} ; \quad (2.11)$$

$$X_0 = \frac{V_1}{I_0 \sin \gamma_0} = \frac{Z_0}{\sin \gamma_0} = \frac{R_0}{\tan \gamma_0} \quad (2.12)$$

También es posible conocer I_a e I_ϕ si se desea

2.3.3 Prueba en cortocircuito:

En esta prueba es posible conocer las pérdidas en el cobre así como la impedancia interna, la resistencia de los devanados en corriente alterna y la reactancia de dispersión.

El circuito necesario se indica en la figura 2.9. En esta prueba es totalmente más importante aumentar lentamente la salida del variac comenzando desde cero pues I_k' crece muy rápidamente.

Si se conoce el valor de la corriente nominal del secundario I_{2nom} basta con ajustar I_k' igual a $\frac{1}{n} \times I_{2nom}$ pero cuidando que este valor esté dentro del límite de corriente que el amperímetro y el wattmetro pueden soportar. Si no se conoce I_{2nom} entonces se puede estimar en base a un criterio que se dará posteriormente.

Como para una medición de este tipo el voltaje V_k' a través del primario es muy pequeña entonces la corriente de magnetización es despreciable.

Esto se debe a que la corriente de magnetización varía en una forma que es aproximadamente proporcional al voltaje del primario. Entonces, se puede pensar que I_k' es prácticamente igual a I_2/n .

Teniendo P_k , V_k' e I_k' , se calcula lo siguiente:

$$\cos \gamma_k = \frac{P_k}{V_k' \times I_k'} ; \quad (2.63)$$

$$Z_k = \frac{1}{n^2} \times \frac{V_k'}{I_k'} ; \quad (2.17)$$

$$R_k = Z_k \cos \gamma_k ; \quad (2.14)$$

$$X_k = Z_k \sin \gamma_k = R_k \tan \gamma_k ; \quad (2.15)$$

PRUEBA EN CORTOCIRCUITO.

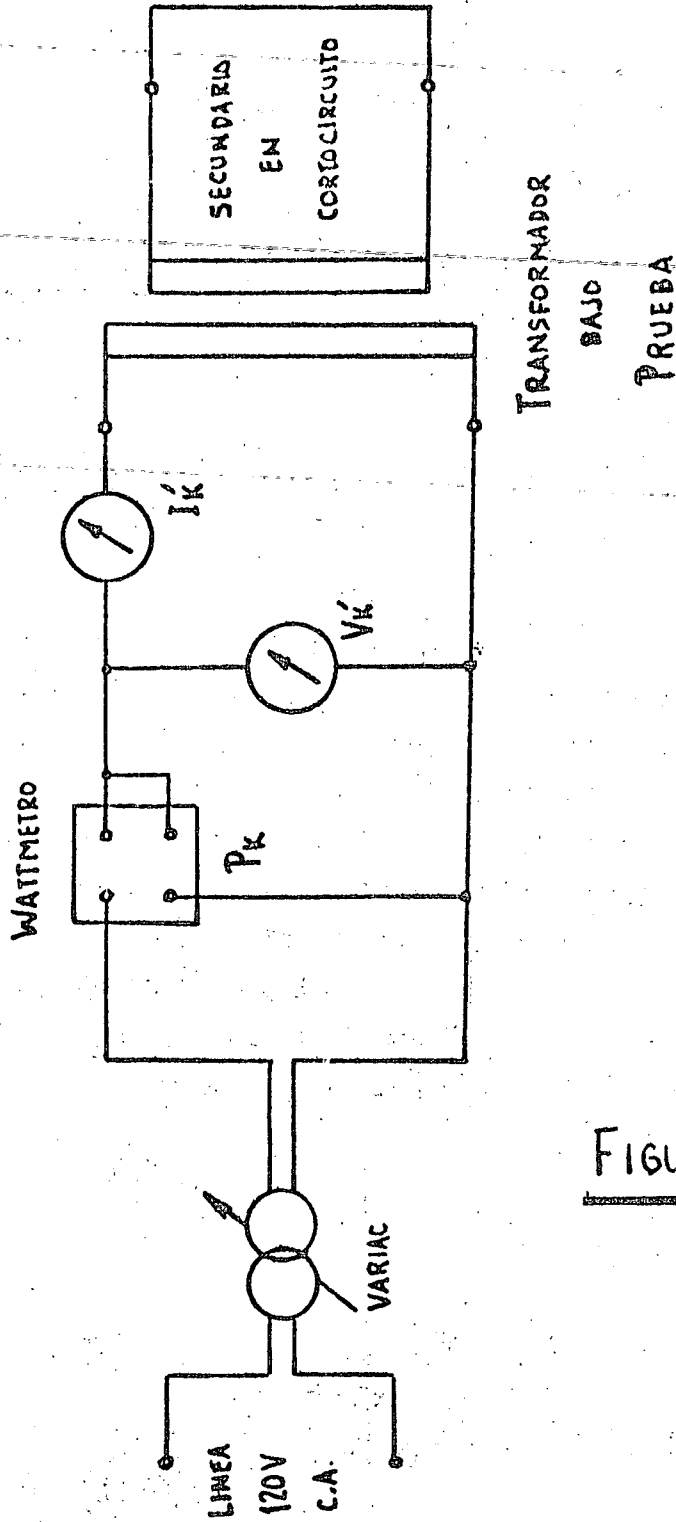


FIGURA 2.9

2.3.4 Ejemplo de Medición:

De las mediciones efectuadas en el laboratorio sobre un transformador resultó:

A) Medición de Relación de Transformación:

$$V_1 = 120V; \quad (2.64)$$

$$V_2 = 42V; \quad (2.65)$$

B) Prueba en Circuito abierto:

$$V_1 = 120V; \quad (2.66)$$

$$I_0 = 118mA; \quad (2.67)$$

$$P_0 = 5.6W; \quad (2.68)$$

C) Prueba en cortocircuito:

$$V_k' = 4.22V; \quad (2.69)$$

$$I_k' = 1.0A; \quad (2.70)$$

$$P_k = 4.1W; \quad (2.71)$$

I_k' se limitó a 1A por ser ésta la máxima corriente que soporta la bobina amperimétrica del Wattmetro. $I_{2\text{nom}}/n$ vale unos 3.6A.

Se calculan los parámetros a continuación:

$$n = \frac{120}{42} = \underline{2.857}; \quad (2.72)$$

$$Z_0 = \frac{120}{0.118} = \underline{1,017\Omega}; \quad (2.73)$$

$$\cos \gamma_0 = \frac{5.6}{120 \times 0.118} = 0.3955 \quad (2.74)$$

$$\gamma_0 = \underline{66.70^\circ}; \quad (2.75)$$

$$R_0 = \frac{1,017}{\cos 66.70^\circ} = \underline{2,571\Omega} \quad (2.76)$$

$$X_0 = \frac{1,017}{\sin 66.70^\circ} = \underline{1,107\Omega} \quad (2.77)$$

$$Z_k = \frac{1}{2.857^2} \times \frac{4.22}{1.0} = \underline{0.5170\Omega}; \quad (2.78)$$

$$\cos \gamma_k = \frac{4.1}{4.22 \times 1.0} = \underline{0.9716}; \quad (2.79)$$

$$\gamma_k = \underline{13.70^\circ} \quad (2.80)$$

$$R_k = 0.5170 \times \cos 13.70^\circ = \underline{0.5073\Omega}; \quad (2.81)$$

$$X_k = 0.5170 \times \sin 13.70^\circ = \underline{0.1224\Omega} \quad (2.82)$$

CÓDIGO DE COLORES USADO PARA IDENTIFICACION DE DEVANADOS.

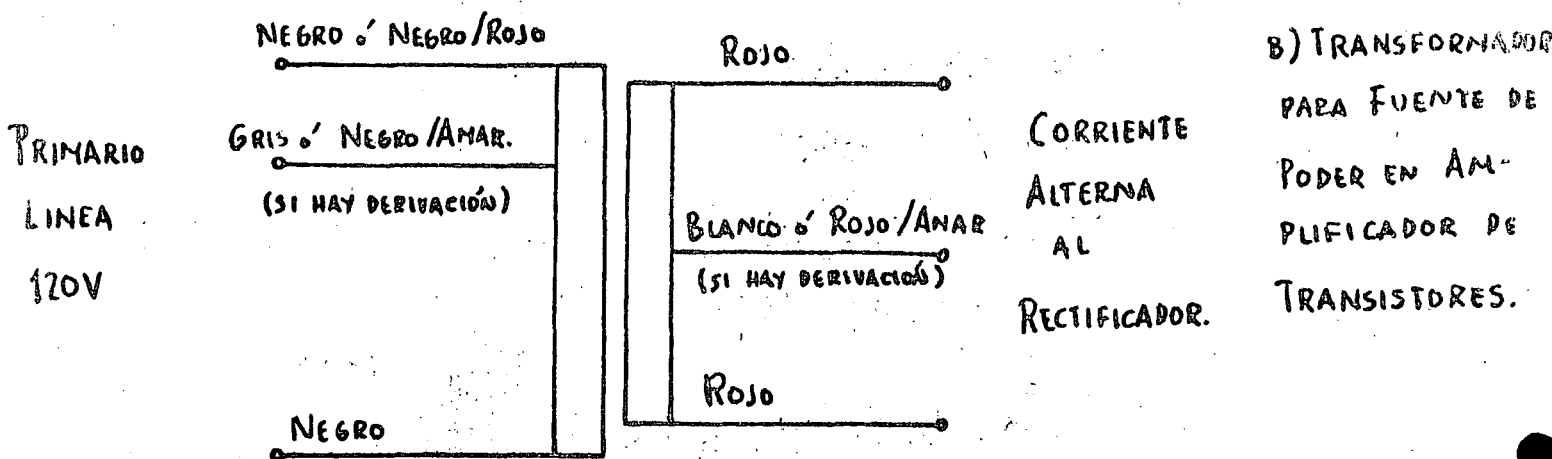
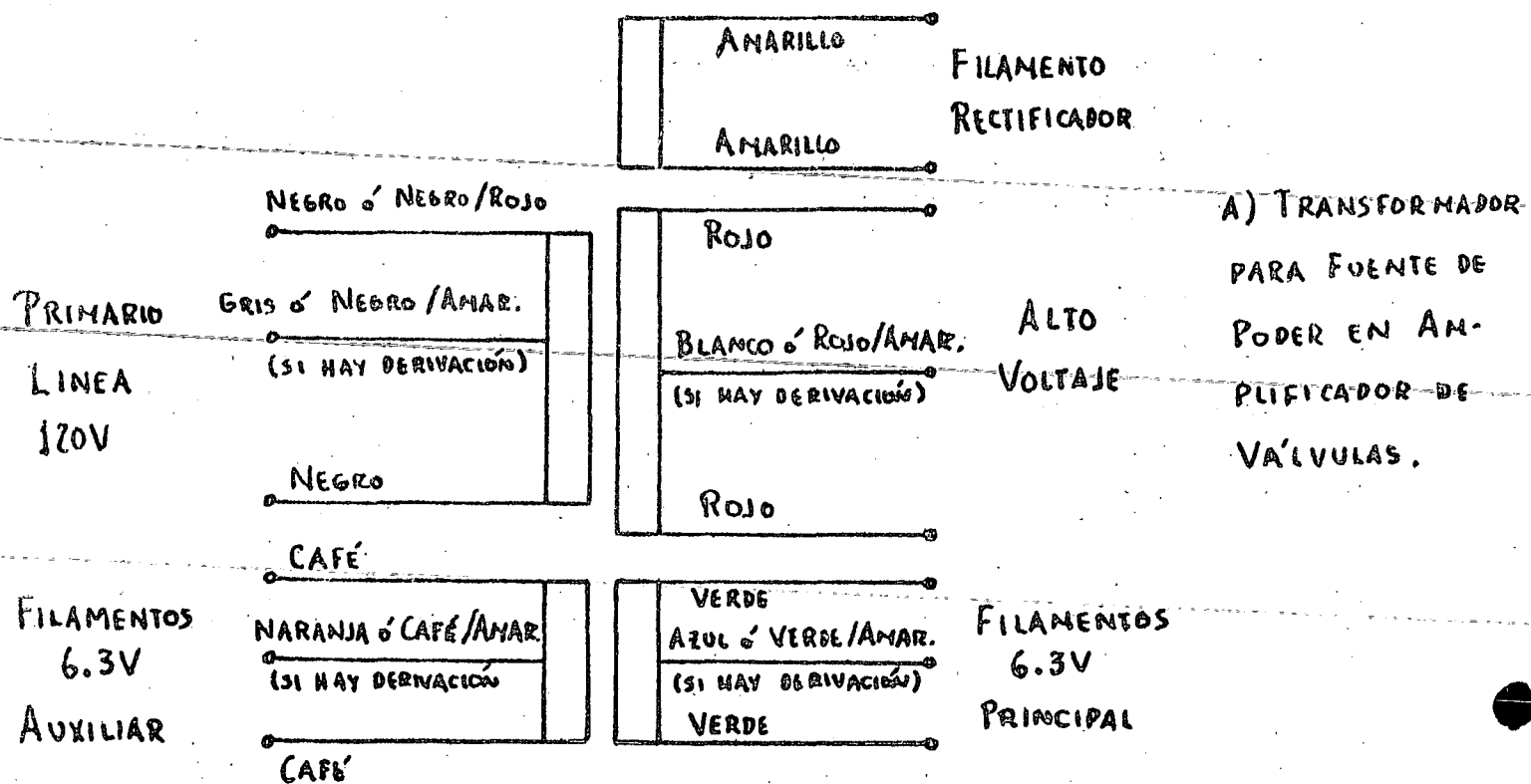


FIGURA 2.10

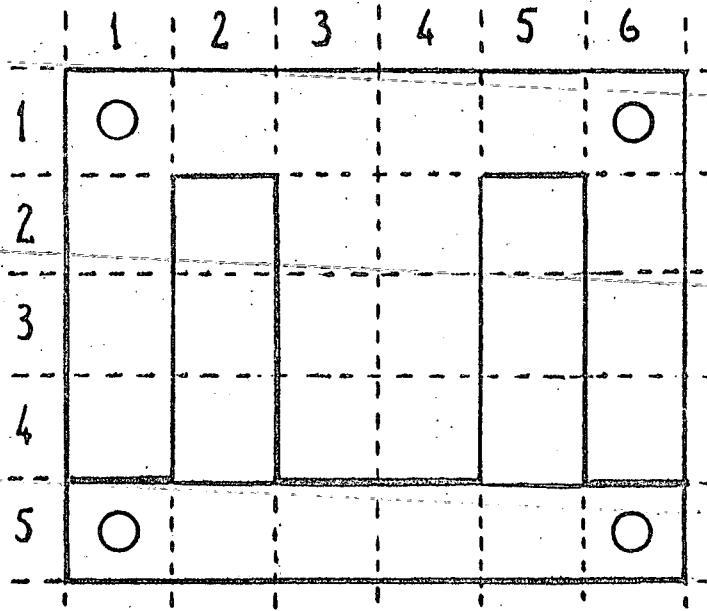
A partir de todos estos datos es posible evaluar el rendimiento del transformador para cualquier tipo de operación.

2.4 Diseño de Transformadores:

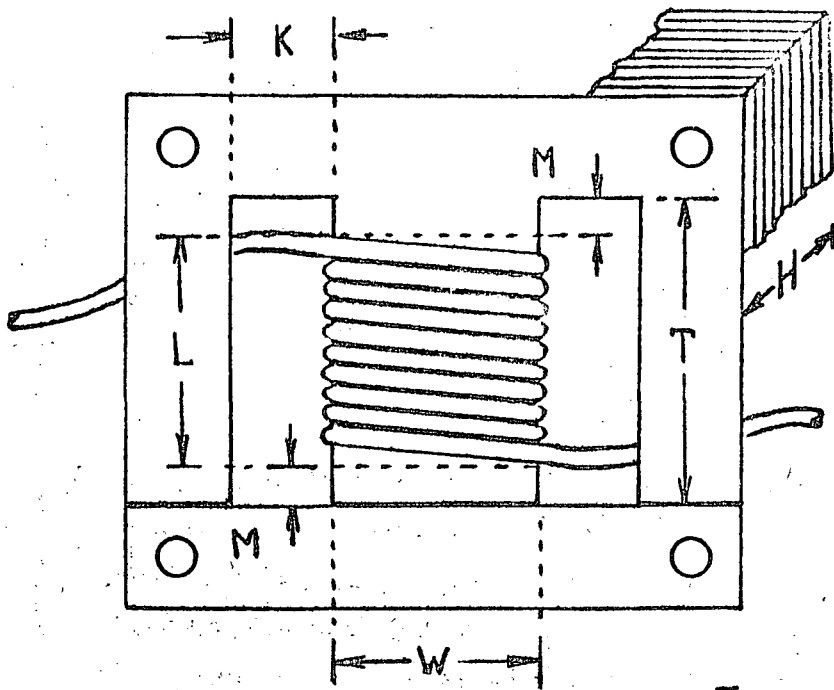
A continuación se ilustra un procedimiento de diseño que ha dado buenos resultados en la práctica y que es de bastante fácil aplicación. Para dicho procedimiento se toman en cuenta las condiciones siguientes:

- A) Los transformadores más pequeños que se justifican diseñar de este modo son de unos 5 Volt-Amperes de capacidad. Los transformadores más grandes que se pueden diseñar sin requerir consideraciones especiales tienen una capacidad que va de 500 a 1,000 volt-amperes dependiendo de lo crítico del diseño. Una unidad de mayor tamaño requiere un estudio más detallado pudiendo ser ya el trabajo de un fabricante especialista en el ramo.
- B) Cualquier diseño debe hacer uso de los tamaños standard de laminación y calibres de alambre de cobre tipo magneto.
- C) En todo caso se requieren como datos:
 - i) Voltaje nominal del primario
 - ii) Voltaje nominal del secundario especificando a que corriente debe tenerse dicho voltaje.
 - iii) Frecuencia de Operación, (comúnmente 60Hz).
 - iv) Máxima densidad de flujo magnético admisible para el núcleo.
 - v) Máxima densidad de corriente admisible en el alambre
 - vi) Potencia real o aparente en la carga para condiciones de máxima carga.
 - vii) Factor de potencia de la carga.
 - viii) Voltaje de aislación entre ambos devanados o entre cualquier devanado y el núcleo.
- D) Es posible suponer, lo que sigue:
 - i) Las pérdidas en el hierro son de un 2 a un 20% de la potencia total transferida por el transformador. El valor de 20% se aplica a las unidades más pequeñas y el valor de 2% a las unidades más grandes. Este criterio es válido para la laminación existente en el comercio, (hierro al silicio 6%), y densidades de flujo magnético de 1.0 tesla, (10,000 gauss).

DIMENSIONES DE LA LAMINACIÓN TIPO "E-1"; (1)



A) PROPORCIONES.



B) MEDIDAS.

FIGURA 2.11

DIMENSIONES DE LA LAMINACIÓN TIPO "E-1"; (2):

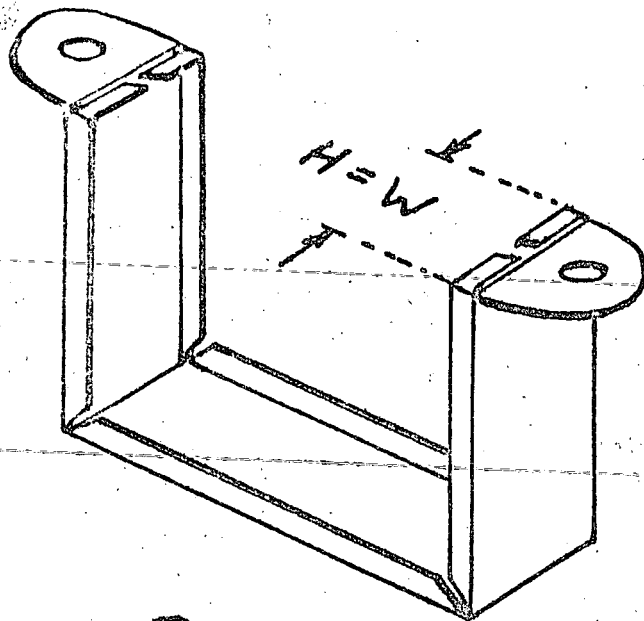
EN PULGADAS.

| Nº LAM. | W | T | K | M* | L |
|---------|-------|--------|--------|--------|--------|
| 62 | 0.625 | 0.9375 | 0.3125 | 0.1125 | 0.7125 |
| 75 | 0.750 | 1.1250 | 0.3750 | 0.1250 | 0.8750 |
| 87 | 0.875 | 1.3125 | 0.4375 | 0.1250 | 1.0625 |
| 100 | 1.000 | 1.5000 | 0.5000 | 0.1500 | 1.2000 |
| 112 | 1.125 | 1.6875 | 0.5625 | 0.1500 | 1.3875 |
| 125 | 1.250 | 1.8750 | 0.6250 | 0.1500 | 1.5750 |
| 137 | 1.375 | 2.0625 | 0.6875 | 0.1575 | 1.7475 |
| 150 | 1.500 | 2.2500 | 0.7500 | 0.1625 | 1.9250 |
| 175 | 1.750 | 2.625 | 0.8750 | 0.1750 | 2.2750 |
| 200 | 2.000 | 3.0000 | 1.0000 | 0.1875 | 2.6250 |

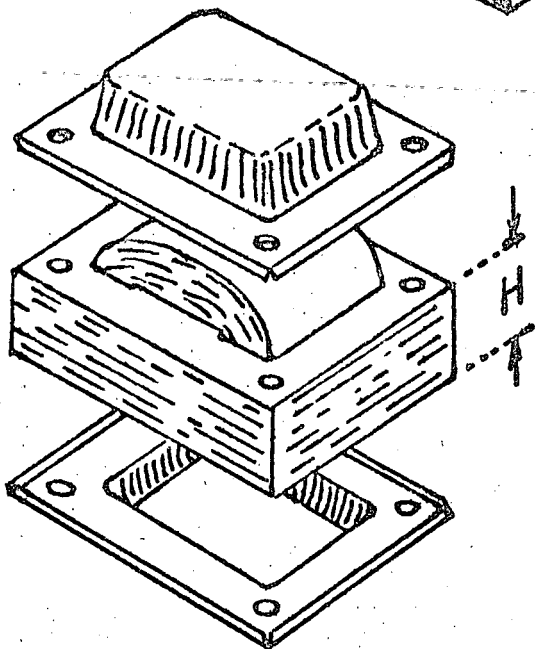
* PARA AISLACION DE 2,000 VOLTS.

FIGURA 2.12

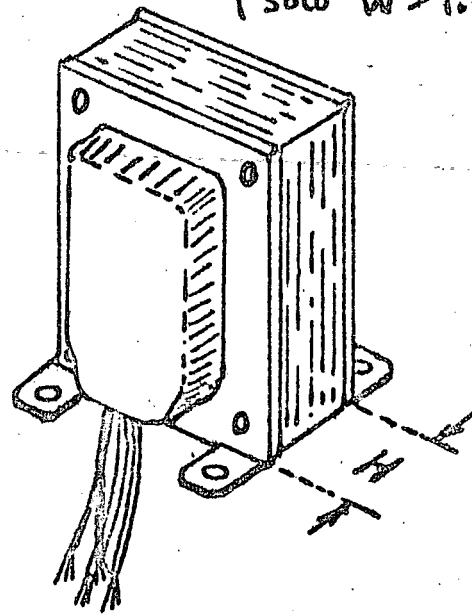
TIPOS DE ARMADO DE TRANSFORMADORES.



A) MARCO CERRADO
(PARA LAM. N° 100 ó MENOR).



C) CONCHAS HORIZONTALES.
(solo $W > 1.0 \text{ ln}$)



B) CONCHAS
VERTICALES
(solo $W > 1.0 \text{ ln}$)

D) MARCOS
ABIERTOS
(solo $W > 1.0 \text{ ln}$)

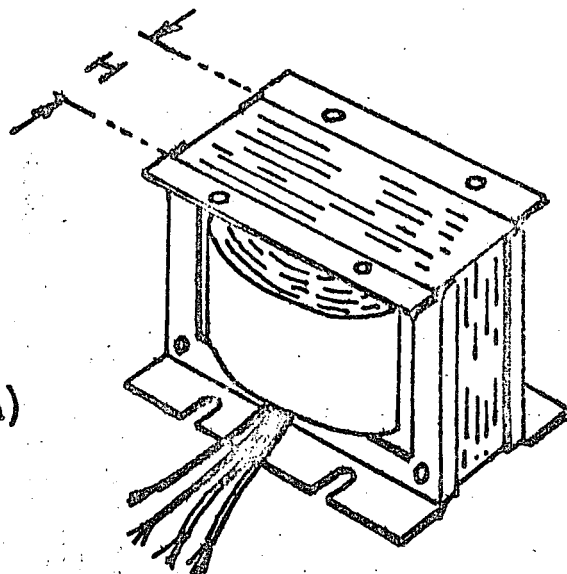


FIGURA 2.13

- ii) El ángulo de fase para la corriente de magnetización es de unos 65° en las unidades más grandes y aumenta a 75° en las unidades más pequeñas.
- iii) Las pérdidas en el cobre son, también, de un 2 a un 20% de la potencia total transferida. La cifra 20% se aplica a las unidades más pequeñas y 2% vale para las unidades más grandes. Esto es válido considerando densidades de corriente del orden de 4A/mm^2 , (500 mil circulares/a)
- iv) El ángulo de fase para la impedancia interna no excede los 15° en las unidades más grandes y llega, prácticamente, a 0° en las unidades más pequeñas.

Lo contenido en los puntos (i) y (iv) no puede ser justificado en forma teórica y se deriva únicamente de la experiencia adquirida tras del diseño, armado y medición de un número grande de unidades. Utilizando estos criterios es posible lograr diseños cuyo rendimiento no varíe más del 5% respecto a lo calculado.

Debe aclararse que la potencia total transferida tal y como se expresa en los puntos (i) e (iii) se refiere a la potencia aparente expresada en Volt-Amperes. En caso de requerirse mayor exactitud, es posible hacer un diseño preliminar y medir el prototipo para hacer las correcciones necesarias.

2.4.1 Procedimiento de diseño:

En base a los datos y suposiciones antes mencionados se puede diseñar un transformador de acuerdo a los pasos que se indican:

1. Para una potencia aparente en la carga, S_L , el área de corte del núcleo mínim admisible está dada por:

$$A_{Fe_{min}} = 9 \sqrt{\frac{S_L}{f}} ; \quad (2.83)$$

Esta ecuación considera un coeficiente de llenado de la laminación de un 90%. Esto significa que del volumen total ocupado por el núcleo un 90% está ocupado por el hierro mismo y el 10% restante consiste en el barniz aislante de la laminación y espacios residuales de aire entre láminas adyacentes.

Para transformadores en el rango indicado de 5 a 1,000 VA es de uso casi general la laminación de tipo E-I. Las dimensiones típicas de esta laminación aparecen en las figuras 2.11 y 2.12. La porción sobre la cual se embobinan los devanados es la columna central de la E y tiene un área de corte dada por el producto $W \times H$. Las columnas exteriores sirven solo para el retorno del flujo magnético.

La laminación E - I está cortada en medidas standard, (figura 2.12). Para los números del 100 hacia abajo el único método de armado del núcleo consiste en el montaje en un marco de lámina que admite un espesor del núcleo, H , igual al ancho de la columna central W_1 (figura 2.13a). Esto obliga a que la sección de corte del núcleo sea cuadrada. Para números de laminación mayores a 100 ya no se tiene esta restricción, pero es buena práctica considerar una sección cuadrada como punto de partida tal que:

$$W_{\min} = \sqrt{A_{f_e \min}}; \quad (2.84)$$

Se ajusta, entonces, W al número inmediato superior de laminación y, si se desea un diseño más reforzado se toma un número adicional al inmediato superior.

Para el número de laminación utilizado el área del núcleo es:

$$A_{f_e} = W \times H; \quad (2.85)$$

Considerando un coeficiente de llenado del 90%:

$$A'_{f_e} = 0.9 \times A_{f_e}; \quad (2.86)$$

2. Suponiendo que en la carga se requiere un voltaje V_2 a una corriente I_2 tal que:

$$S_L = V_2 \times I_2; \quad (2.87)$$

$$Z_L = \frac{V_2}{I_2}; \quad (2.88)$$

Y si el factor de potencia en la carga es γ_L tal que se conoce lo siguiente:

$$R_L = Z_L \times \cos \gamma_L; \quad (2.89)$$

$$X_L = Z_L \times \sin \gamma_L; \quad (2.90)$$

Entonces para un valor de pérdidas en el cobre tal que se conocen R_k y X_k es posible calcular E_z para luego encontrar n :

$$E_2 = |(R_L + R_K) + j(X_L + X_K)| \times I_2; \quad (2.91)$$

$$n = \frac{E_1}{E_2}; \quad (2.55)$$

$$\text{pues } E_1 = V_1;$$

3. Para un voltaje V_1 en el primario las vueltas en el primario y en el secundario son:

$$N_1 = \frac{V_1}{4.44 \times f \times B \times A'_{f_e}} \quad (2.92)$$

$$(A'_{f_e} \text{ en m}^2) \quad (B \approx 1 \text{tesla})$$

$$N_2 = \frac{1}{n} N_1; \quad (2.93)$$

Si N_1 y N_2 resultan números fraccionarios se procede:

A) Si $N_2 < N_1$ se aproxima N_2 al entero más próximo.

B) Se toma $N_1 = nN_2$; (2.94)

C) Se aproxima N_1 al entero más próximo

D) Si $N_2 > N_1$ se siguen los pasos (i) a (iii) pero aproximando N_1 primeramente y tomando:

$$N_2 = \frac{1}{n} N_1. \quad (2.93)$$

4. Se calcula la corriente $I_0 = I_a + jI_\phi$ y se suma con $I'_2 = \frac{1}{n} I_2$ para tener la corriente total I_1 .

Debe recordarse que I'_2 puede o no ser un número complejo.

5. Con las corrientes I_1 e I_2 se calculan los calibres necesarios de alambre para el primario y el secundario. Se consideran densidades de corriente máximas de 4.0 A/mm² ó 500 mil circulares /A:

$$A_{cu1_{\min}} = 500 \times I_1 \text{ [mil circulares]}; \quad (2.95)$$

$$A_{cu2_{\min}} = 500 \times I_2 \text{ [mil circulares]}; \quad (2.96)$$

Para aclarar el concepto de mil circular se tiene lo siguiente:

Un mil es una longitud igual a 0.001 in

Un mil circular es el área de una circunferencia cuyo diámetro es 1 mil.

Si una circunferencia tiene un diámetro de X mil entonces su área es X² mil circulares.

DIMENSIONES Y PROPIEDADES DEL ALAMBRE DE COBRE; (1).

* DIÁMETRO EN MILS; ÁREA EN MILS CIRCULARES.

† DENSIDAD DE CORRIENTE MÁXIMA: $J_{MAX} = 500$ MIL CIRC/A.

DATOS PARA ALAMBRE DESNUDO.

| Nº A.W.G. | d_{Cu} * | A_{Cu} * | $I [A]$ † | $\Omega/1000$ ft | Lb/1000 ft |
|-----------|------------|------------|-----------|------------------|------------|
| 10 | 101.9 | 10,384 | 20.77 | 0.9989 | 31.43 |
| 11 | 90.74 | 8,234 | 16.47 | 1.260 | 24.92 |
| 12 | 80.81 | 6,530 | 13.06 | 1.588 | 19.77 |
| 13 | 71.96 | 5,178 | 10.36 | 2.003 | 15.68 |
| 14 | 64.08 | 4,106 | 8.212 | 2.525 | 12.43 |
| 15 | 57.07 | 3,257 | 6.514 | 3.184 | 9.858 |
| 16 | 50.82 | 2,583 | 5.165 | 4.016 | 7.818 |
| 17 | 45.26 | 2,048 | 4.097 | 5.064 | 6.200 |
| 18 | 40.30 | 1,624 | 3.248 | 6.385 | 4.917 |
| 19 | 35.89 | 1,288 | 2.576 | 8.051 | 3.899 |
| 20 | 31.96 | 1,021 | 2.043 | 10.15 | 3.092 |
| 21 | 28.46 | 810.0 | 1.620 | 12.80 | 2.452 |

FIGURA 2.14

DIMENSIONES Y PROPIEDADES DEL ALAMBRE DE COBRE; (2).

* DIÁMETRO EN MILS ; AREA EN MILS CIRCULARES.

† DENSIDAD DE CORRIENTE MÁXIMA : $J_{MAX} = 500 \text{ MIL CIRC/A.}$

DATOS PARA ALAMBRE DESNUDO.

| Nº A.W.G. | d_{cu}^* | A_{cu}^* | $I [A]^{\dagger}$ | $\Omega/1000 \text{ ft}$ | Lb/1000 ft |
|-----------|------------|------------|-------------------|--------------------------|------------|
| 22 | 25.35 | 642.6 | 1.285 | 16.14 | 1.945 |
| 23 | 22.57 | 509.4 | 1.019 | 20.36 | 1.542 |
| 24 | 20.10 | 404.0 | 0.8080 | 25.67 | 1.223 |
| 25 | 17.90 | 320.4 | 0.6408 | 32.37 | 0.9699 |
| 26 | 15.94 | 254.1 | 0.5802 | 40.81 | 0.7692 |
| 27 | 14.20 | 201.6 | 0.4033 | 51.47 | 0.6100 |
| 28 | 12.64 | 159.8 | 0.3195 | 64.90 | 0.4837 |
| 29 | 11.26 | 126.8 | 0.2536 | 81.83 | 0.3836 |
| 30 | 10.03 | 100.6 | 0.2012 | 103.2 | 0.3042 |
| 31 | 8.928 | 79.71 | 0.1594 | 130.1 | 0.2413 |
| 32 | 7.950 | 63.20 | 0.1264 | 164.1 | 0.1913 |
| 33 | 7.080 | 50.13 | 0.1003 | 206.9 | 0.1517 |

FIGURA 2.15

Para las áreas mínimas calculadas en las ecuaciones (2.95) y (2.96) se puede consultar la tabla de calibres de alambre de cobre mostrada en las figuras 2.14 y 2.15. También se pueden calcular los diámetros de los alambres:

$$d_{cu1_{min}} = \sqrt{A_{cu1_{min}}}; \quad (2.97)$$

$$d_{cu2_{min}} = \sqrt{A_{cu2_{min}}}; \quad (2.98)$$

Se escoge de la tabla el calibre de alambre inmediato superior para cada caso. Si se desea una unidad más reforzada se puede tomar un calibre adicional.

6. De los pasos anteriores ya se conoce el tamaño de la laminación, el número de vueltas de cada devanado, así como los calibres necesarios para alambres. Resta ahora saber el acomodamiento de cada devanado en capas así como los aislamientos necesarios.

De la tabla de calibres de alambre se escogieron tamaños tales que se tienen d_{cu1} y d_{cu2} . Estos valores se refieren únicamente al alambre desnudo, sin barniz aislante. Para conocer el diámetro total, incluyendo el barniz, se aplica la siguiente fórmula empírica:

$$d = 1.019 d_{cu} + 1.045; \quad (2.99)$$

(d y d_{cu} en mil)

En la figura 2.11B se observa que la longitud del embobinado L no es igual al largo de la columna T pues se han dejado dos márgenes M para aislación tal que:

$$L = T - 2M; \quad (2.100)$$

En la tabla de la figura 2.12 se especifican los valores de M para una aislación de 2,000 V. Estos 2,000 V incluyen una componente continua más un valor pico de componente alterna. Si se desea una aislación para mayor voltaje se puede aumentar M en forma proporcional. No se recomienda utilizar una aislación para menos de 2,000 V.

Conociendo el largo del embobinado L y los espesores de los alambres d_1 y d_2 se calcula el número de vueltas que cabe en cada capa:

$$U_1 = \frac{L}{d_1} - 1; \quad (2.101)$$

$$U_2 = \frac{L}{d_2} - 1; \quad (2.102)$$

Se resta el número 1 de cada cociente porque entre la primera y última vueltas de cada capa, se utiliza el espacio de tres vueltas, (figura 2.11). Como no es posible tener un número fraccionario de vueltas por capa se aproximan U_1 y U_2 al entero inmediato inferior.

El número de capas para acomodar todo un devanado se conoce por:

$$C_1 = \frac{N_1}{U_1}; \quad (2.103)$$

$$C_2 = \frac{N_2}{U_2}; \quad (2.104)$$

Como una fracción de capa ocupa el lugar de una completa se aproximan C_1 y C_2 al entero inmediato superior.

Se deben calcular tres tipos de aislaciones:

- i) Entre capas adyacentes de un devanado.
- ii) Entre un devanado y otro
- iii) Entre el devanado interno y la columna central del núcleo.

Para los tres casos citados se puede considerar una aislación a base de papel encerado a razón de 0.001 in por cada 50V. Las aislaciones entre devanados o entre devanado interno y núcleo se calculan comúnmente para 2,000 V. Si se requiere mayor aislación el espesor de la capa aislante aumenta proporcionalmente. La aislación entre capas adyacentes se encuentra conociendo el voltaje entre capas.

Este voltaje es máximo entre la primera vuelta de una capa y la última vuelta de la siguiente capa, o sea, el voltaje a través de dos capas completas. Entonces, para cada devanado el voltaje de aislación mínimo requerido, V_c , es de:

$$V_{c_1} = 2 \times \frac{V_1}{C_1}; \quad (2.105)$$

$$V_{c_2} = 2 \times \frac{V_2}{C_2}; \quad (2.106)$$

Es conveniente aumentar el 50% a 100% a las cantidades anteriores como margen de seguridad.

7. El último paso del procedimiento es verificar que toda la bobina cabe en la ventana de la laminación. La ventana tiene un ancho K que es igual a $W/2$ tal y como se aprecia en la figura 2.11. Si g_T es el espesor total de la bobina debe cumplirse:

$$g_T \leq 0.9K; \quad (2.107)$$

El coeficiente 0.9 es un margen de seguridad y prevee variaciones en el diámetro del alambre o el espesor del papel aislante.

Una bobina típica está estructurada de la siguiente manera, en orden desde la columna central, hasta la parte externa; (suponiendo un solo secundario):

- A) forma de embobinado
- B) aislamiento entre primario y núcleo
- C) primario
- D) aislamiento entre primario y secundario
- E) secundario
- F) aislamiento externo, (se considera que constituye un aislamiento entre secundario y núcleo).

Si el transformador incluye un blindaje electrostático entonces el aislamiento entre primario y secundario se hace de doble espesor y se incluye este blindaje a la mitad quedando:

Primario

Aislamiento entre primario y blindaje

Blindaje

Aislamiento entre blindaje y secundario

Secundario

Es posible embobinar primero el secundario y después el primario si se desea. En todo caso, el espesor total está dado por:

$$g_T = g_1 + g_2 + g_A + g_B; \quad (2.108)$$

g_1 es el espesor del primario y g_2 es el del secundario. Si g_C es el espesor del aislamiento entre capas adyacentes:

$$g_1 = C_1 \times d_1 + (C_1 - 1)g_C; \quad (2.109)$$

$$g_2 = C_2 \times d_2 + (C_2 - 1)g_C; \quad (2.110)$$

g_A es el espesor de todos los aislamientos y g_B es el espesor del blindaje, si se usa.

Si la ecuación (2.107) no se cumple entonces será imposible meter la bobina en la laminación y es necesario rediseñar el transformador. Para ésto, se requiere aumentar el área de corte del núcleo lo que trae una disminución en las vueltas requeridas para los devanados. Hay dos posibilidades:

A) aumentar H

B) pasar al número de laminación siguiente, (aumentar W).

La segunda posibilidad da mucho mejores resultados pues también aumenta K.

2.4.2 Ejemplo de Diseño

Se requiere diseñar un transformador que entregue 12V a 2.5A a una carga resistiva pura. Los 12V deben tenerse en las terminales del secundario cuando estén fluyendo los 2.5A. La tensión de línea es 120V a 60Hz. La aislación debe ser para 2,000V y se incluirá un blindaje electrostático, (a base de alambre No. 36 con un espesor total de 0.006 in). Las pérdidas se suponen como sigue:

$$P_o = 0.05 P_L; \quad (2.111)$$

$$\gamma_o = 70^\circ; \quad (2.112)$$

$$P_k = 0.05 P_L; \quad (2.113)$$

$$\gamma_k = 0^\circ; \quad (2.114)$$

La máxima densidad de flujo magnético admisible en el núcleo es 1.0 tesla y la máxima densidad de corriente admisible en el alambre es 4A/mm².

Usar núcleo cuadrado.

Solución:

Los datos son:

$$V_1 = 120V; \quad (2.115)$$

$$V_2 = 12V \text{ a } I_2 \quad (2.116)$$

$$I_2 = 2.5A; \quad (2.117)$$

$$\gamma_L = 0^\circ; \quad (2.118)$$

$$f = 60 \text{ Hz}; \quad (2.119)$$

$$g_B = 0.006 \text{ in} = 0.1524 \text{ mm}; \quad (2.120)$$

$$V_A = 2,000 \text{ V}; \quad (2.121)$$

$$B = 1 \text{ Tesla} \quad (2.122)$$

$$J = 4A/mm^2; \quad (2.123)$$

$$a = 1/J = 500 \text{ mil circ/A}; \quad (2.124)$$

Procediendo de acuerdo a los pasos enumerados:

$$1. S_L = P_L = 12 \times 2.5 = 30W; \quad (2.125)$$

$$A_{Fe_{min}} = 9 \sqrt{\frac{30}{60}} = \underline{\underline{6.364 \text{ cm}^2}} \quad (2.126)$$

$$W_{\min} = \sqrt{6.364} = \underline{2.523 \text{ cm} = 0.9932 \text{ in;}} \quad (2.127)$$

Se puede usar laminación número 100 pero quedaría muy justo el diseño. Se prefiere usar laminación 112:

$$W = \underline{1.125 \text{ in} = 2.858 \text{ cm;}} \quad (2.128)$$

Para un núcleo cuadrado:

$$A_{Fe} = 2.858^2 = \underline{8.165 \text{ cm}^2}; \quad (2.129)$$

$$A_{Fe}' = 0.9 \times 8.165 = \underline{7.349 \text{ cm}^2} = \underline{7.349 \times 10^{-4} \text{ m}^2}; \quad (2.130)$$

$$2. \quad Z_L = \frac{12}{2.5} = \underline{4.8\Omega} \quad (2.131)$$

como $\gamma_L = 0^\circ$:

$$R_L = Z_L = \underline{4.8\Omega}; \quad (2.132)$$

$$P_K = 0.05 \times 30 = \underline{1.5W}; \quad (2.133)$$

$$R_K = \frac{1.5}{2.5^2} = \underline{0.2400\Omega} \quad (2.134)$$

como $\gamma_k = 0^\circ$:

$$X_K = \underline{0\Omega}; \quad (2.135)$$

Entonces:

Si $V_2 = 12/0^\circ$; e $I_2 = 2.5/0^\circ$:

$$E_2 = |4.8 + 0.24| \times 2.5/0^\circ = \underline{12.60V}; \quad (2.136)$$

$$n = \frac{120}{12.6} = \underline{9.524}; \quad (2.137)$$

$$3. \quad N_1 = \frac{120}{4.44 \times 60 \times 1 \times 7.349 \times 10^{-4}} = \underline{613.0 \text{ vueltas;}} \quad (2.138)$$

$$N_2 = \frac{1}{9.524} \times 613.0 = \underline{64.36 \text{ vueltas;}} \quad (2.139)$$

Como $N_2 < N_1$:

$$A) \text{ se aproxima } N_2 = \underline{64 \text{ vueltas;}} \quad (2.140)$$

$$B) N_1 = 9.524 \times 64 = \underline{609.5 \text{ vueltas;}} \quad (2.141)$$

$$C) \text{ aproximar } N_2 = \underline{610 \text{ vueltas;}} \quad (2.142)$$

V_2 resultará ser $\frac{64}{610} \times 120 = 12.59V$; por lo cual el error es mínimo.

El valor de n varió también:

$$n = \frac{610}{64} = \underline{9.531}; \quad (2.143)$$

$$4. \quad I_2' = \frac{1}{9.531} \times 2.5/0^\circ = \underline{0.2623/0^\circ} = \underline{0.2623 + j0A}; \quad (2.144)$$

$$P_o = 0.05 \times 30 = \underline{1.5W}; \quad (2.145)$$

$$R_o = \frac{120^2}{1.5} = \underline{9,600\Omega}; \quad (2.146)$$

$$X_o = \frac{9,600}{\tan 70^\circ} = \underline{3,494\Omega}; \quad (2.147)$$

$$I_a = \frac{120}{9,600} = \underline{0.0125 A}; \quad (2.148)$$

$$I_\phi = \frac{120}{3,494} = \underline{0.03434 A}; \quad (2.149)$$

$$I_o = 0.0125 - j0.03434 = \underline{0.03655/-70^\circ A}; \quad (2.150)$$

$$I_1 = (0.2623 + 0.0125) + j(0-0.03434) = \underline{0.2748-j0.03434} = \underline{0.2760/-7.124^\circ A}; \quad (2.151)$$

Factor de potencia presentado a la línea:

$$\cos \gamma_1 = \cos (-7.124) = \underline{0.9923}; \quad (2.152)$$

Potencia tomada de la línea y eficiencia:

$$P_S = 120 \times 0.2769 \times 0.9923 = \underline{32.98W}; \quad (2.153)$$

$$\eta = \frac{30.0}{32.98} = \underline{0.9098} = \underline{90.98\%}; \quad (2.154)$$

$$5. \text{ Acu}_1 \text{ min} = 500 \times 0.2769 = \underline{138.5 \text{ mil circ}}; \quad (2.155)$$

$$\text{Acu}_2 \text{ min} = 500 \times 2.5 = \underline{1,250 \text{ mil circ}}; \quad (2.156)$$

$$\text{dcu}_1 \text{ min} = \sqrt{138.5} = \underline{11.77 \text{ mil}}; \quad (2.157)$$

$$\text{dcu}_2 \text{ min} = \sqrt{1,250} = \underline{35.36 \text{ mil}}; \quad (2.158)$$

De la figura 2.15 se escoge No. 28 A.W.G. para el primario:

$$\text{dcu}_1 = \underline{12.64 \text{ mil}}; \quad (2.159)$$

De la figura 2.14 se escoge No. 18 A.W.G. para el secundario. El No. 19 hubiera quedado muy justo.

$$\text{dcu}_2 = \underline{40.30 \text{ mil}}; \quad (2.160)$$

$$6. \text{ d}_1 = 1.019 \times 12.64 + 1.045 = \underline{13.93 \text{ mil}} = \underline{0.3537 \text{ mm}}; \quad (2.161)$$

$$\text{d}_2 = 1.019 \times 40.30 + 1.045 = \underline{42.11 \text{ mil}} = \underline{1,070 \text{ mm}}; \quad (2.162)$$

Para laminación No. 112 aislación de 2,000 V se tiene, de la figura 2.12:

$$T = \underline{1,6875 \text{ in}}; \quad (2.163)$$

$$M = \underline{0.1500 \text{ in}}; \quad (2.164)$$

$$L = \underline{1,3875 \text{ in}} = \underline{35.24 \text{ mm}}; \quad (2.65)$$

$$U_1 = \frac{35.64}{0.3577} - 1 = 98.64 \rightarrow \underline{98 \text{ vueltas/capa}}; \quad (2.166)$$

$$U_2 = \frac{35.64}{1.070} - 1 = 31.95 \rightarrow \underline{31 \text{ vueltas/capa}}; \quad (2.167)$$

En este caso se pueden admitir 32 vueltas/capa para el secundario y así lograr

$$C_2 = \underline{2 \text{ capas}}; \quad (2.168)$$

$$C_1 = \frac{610}{98} = 6.224 \rightarrow \underline{7 \text{ capas}}; \quad (2.169)$$

Si se desea tener capas completas se puede embobinar una primera capa de 88 vueltas y otras 6 capas de 87 vueltas.

$$\frac{N_1}{C_1} = \frac{610}{7} = \underline{87.14 = 87 + 1/7 \text{ vueltas/capa}}; \quad (2.170)$$

Para aprovechar mejor el espacio es posible usar alambre No. 27 A.W.G. en el primario ($d_{cu1} = 14.20 \text{ mil}$; $d_1 = 15.51 \text{ mil} = 0.3941 \text{ mm}$;) el cual permite precisamente:

$$U_1' = \frac{35.24}{0.3941} - 1 = 88.43 = \underline{88 \text{ vueltas/capa}}; \quad (2.171)$$

Aislaciones: ($V_A = 2,000V$;))

A) Entre núcleo y primario:

$$g_{A_{1,0}} = \frac{2,000}{50V/mil} = \underline{40mil = 1.016 \text{ mm}}; \quad (2.172)$$

Esto incluye, ya, a la forma de embobinado.

B) Entre primario y blindaje:

$$g_{A_{B,1}} = \underline{1.016 \text{ mm}}; \quad (2.173)$$

C) Entre blindaje y secundario:

$$g_{A_{2,B}} = \underline{1.016 \text{ mm}}; \quad (2.174)$$

D) Entre secundario y núcleo, (externa):

$$g_{A_{0,2}} = \underline{1.016 \text{ mm}}; \quad (2.175)$$

Resultando:

$$g_A = g_{A_{1,0}} + g_{A_{B,1}} + g_{A_{2,B}} + g_{A_{0,2}} = \underline{4.064mm} \quad (2.176)$$

E) Entre capas del primario:

$$V_{C_1} = 2 \times \frac{120}{7} = \underline{34.29V}; \quad (2.177)$$

Se requieren 0.001 in o sea una sola capa de papel.

Usando dos capas el factor de seguridad es 100%:

$$g_{C_1} = 0.002 \text{ in} = \underline{0.0508 \text{ mm}}; \quad (2.178)$$

F) Entre capas del secundario:

$$V_{C_2} = 2 \times \frac{12.59}{2} = \underline{12.59V};$$

$$g_{C_2} = \underline{0.001 \text{ in} = 0.0254 \text{ mm}}; \quad (2.179)$$

En este caso, una sola capa aislante es adecuada

$$7. \quad g_1 = 7 \times 0.3941 + (7-1) \times 0.0508 = \underline{3.063 \text{ mm}}; \quad (2.180)$$

$$g_2 = 2 \times 1.070 + (2-1) \times 0.0254 = \underline{2.165 \text{ mm}}; \quad (2.181)$$

$$g_B = \underline{0.006 \text{ in} = 0.1524 \text{ mm}}; \quad (2.182)$$

$$g_T = 3.063 + 2.165 + 4.064 + 0.1524 = 9.444 \text{ mm} = 0.6610 \text{ K}; \quad (2.183)$$

pues $K = 14.29 \text{ mm}$;

La bobina si cabe en el núcleo y el transformador ha quedado totalmente diseñado.

En resumen se tiene:

Núcleo: De sección cuadrada en laminación No. 112.

Primario: 610 vueltas No. 27 A.W.G.

1 capa de 88 vueltas y 6 capas de 87 vueltas

Secundario: 64 vueltas No. 18 A.W.G.

2 capas de 32 vueltas

Blindaje: De tipo electrostático. Una capa completa de alambre No. 36 A.W.G. con terminal conectada en un solo extremo de la capa.

Aislaciones: 0.040 in entre:

Núcleo y primario

Primario y blindaje

Blindaje y Secundario

Externa.

2 capas de 0.001 in entre capas primarias adyacentes.

1 capa de 0.001 in entre capas secundarias adyacentes.

2.5 Blindajes:

Los blindaje tienen por objetivo la disminución de las perturbaciones que pudiesen afectar la operación de un circuito sensible alimentado por el transformador o situado en su cercanía. Existen dos tipos básicos de blindajes:

2.5.1 Blindaje Electroestático:

Consiste en una pantalla electrostática conectada a tierra y situada entre el devanado primario y el secundario. Si se llegase a inducir una señal espuria en la red de alimentación la pantalla electrostática minimizaría la transferencia de dicha señal del primario al secundario.

Como ejemplos típicos de señales espurias se tienen: Ruidos debido a motores con colector segmentado, señales de radio, equipos de rayos X, etc.

La pantalla electrostática consiste en una capa de alambre delgado, (típicamente No. 36 A.W.G. pues no lleva corriente), y que se conecta en un solo extremo a la tierra del equipo. El otro extremo de este devanado se deja sin conectar.

2.5.2 Blindaje Electromagnético:

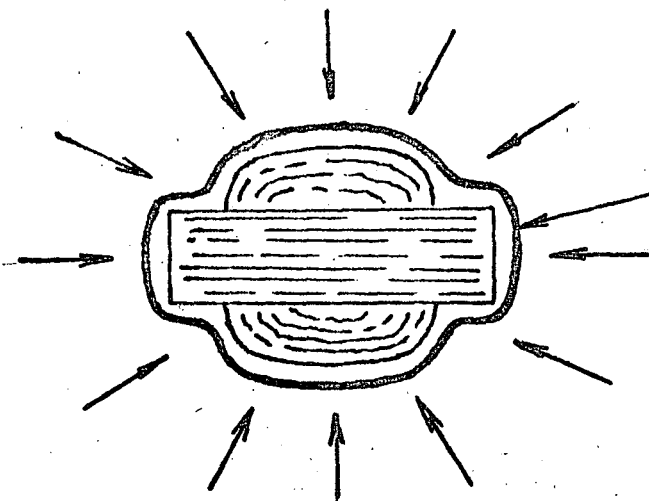
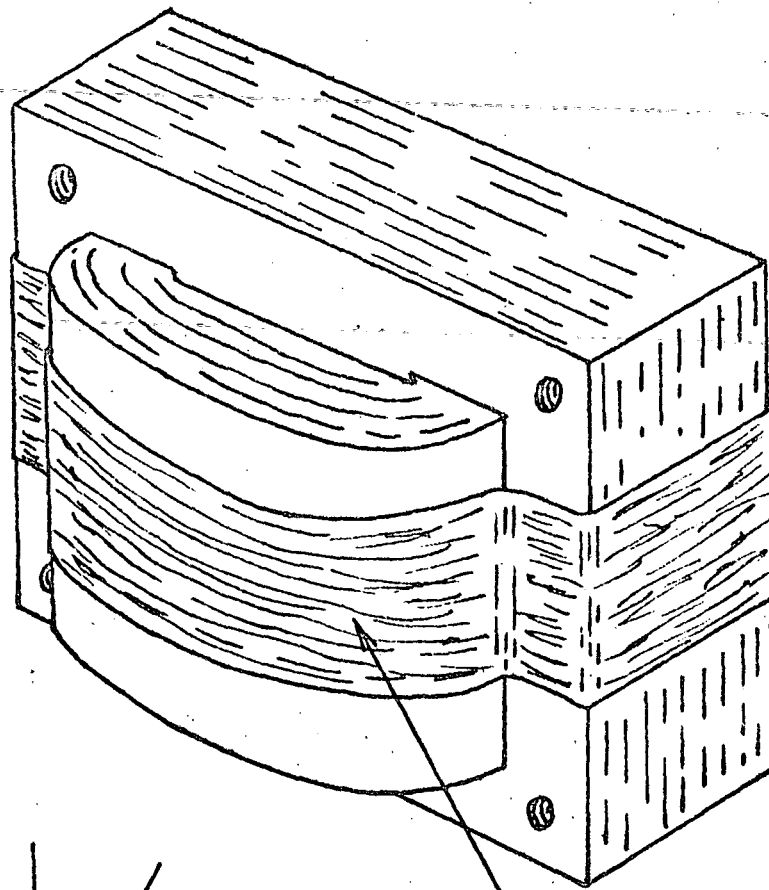
Este blindaje evita que el flujo magnético que pueda dispersarse hacia el exterior del núcleo vaya a inducir zumbido en algún circuito de alta sensibilidad.

Consiste en una banda ancha y gruesa de cobre que se coloca apretadamente alrededor del transformador ya embobinado tal y como muestra la Figura 2.16.

El funcionamiento es el siguiente: La banda de cobre constituye una vuelta en cortocircuito. Como el flujo en el núcleo sigue un camino cerrado sin concatenar a esta vuelta, no existe corriente alguna en dicha vuelta debido al flujo propio del núcleo. Pero, sin una porción del flujo se dispersará al exterior entonces seguiría un camino cerrado concatenando a la vuelta cortocircuitada. La corriente que resultará induciría un campo magnético opuesto, (ley de Lenz), de tal modo que se cancelaría el flujo disperso. Para que este blindaje opere en forma efectiva debe ofrecer muy baja impedancia a

las corrientes inducidas por el flujo disperso y es por esto que se emplea una banda de cobre ancha y gruesa.

BLINDAJE ELECTROMAGNÉTICO



BANDA DE COBRE

FIGURA 2.16

CAPITULO 3: REGULACION DE C.A.

3.1. Regulación por Control de Amplitud

3.1.1 Regulador de Reactor Resonante

3.1.2 Regulador con Variac y Servomotor

3.2. Regulación por control de Fase

3.2.1 Variación del Valor Efectivo en función del ángulo de disparo.

3.2.2 Dispositivos utilizados en circuitos de control de fase.

3.2.2.1 El rectificador controlado de Silicio; SCR.

3.2.2.2 El Triac

3.2.2.3 El Diac

3.2.2.4 Otros dispositivos

3.2.3 Circuitos sencillos de control de fase

3.2.3.1 Control de fase con constante de tiempo única.

3.2.3.2 Control de fase con constante de tiempo doble

3.2.3.3 Control de fase con SCR

3.3. Bibliografía.

M en C. Jerry N. Reider B
UAM Azcapotzalco.

3. Regulación en corriente alterna:

El objetivo de este capítulo es revisar en forma resumida los dispositivos y métodos empleados para la implementación de reguladores de voltajes alternantes.

La generalidad de los circuitos reguladores realiza la función de regulación, sobre el lado de corriente continua pues es mucho más fácil de implementar y ofrece gran flexibilidad. La limitación en la regulación de corrientes continuas sobreviene, para los reguladores de tipo lineal, cuando se requieren altos voltajes, altas corrientes o altas potencias. Los reguladores a base de conmutación no son tan afectados por esta limitación.

Las aplicaciones típicas de los reguladores de corriente se tienen cuando ocurre uno o mas de las condiciones siguientes:

- A) La carga funciona solo con corriente alternante.
- B) Se requiere controlar una carga muy pesada, sea en voltaje, corriente o potencia.
- C) Se requiere un circuito muy eficiente.
- D) La regulación no es muy crítica y/o se puede tolerar distorsión en la forma de onda del voltaje de alimentación.

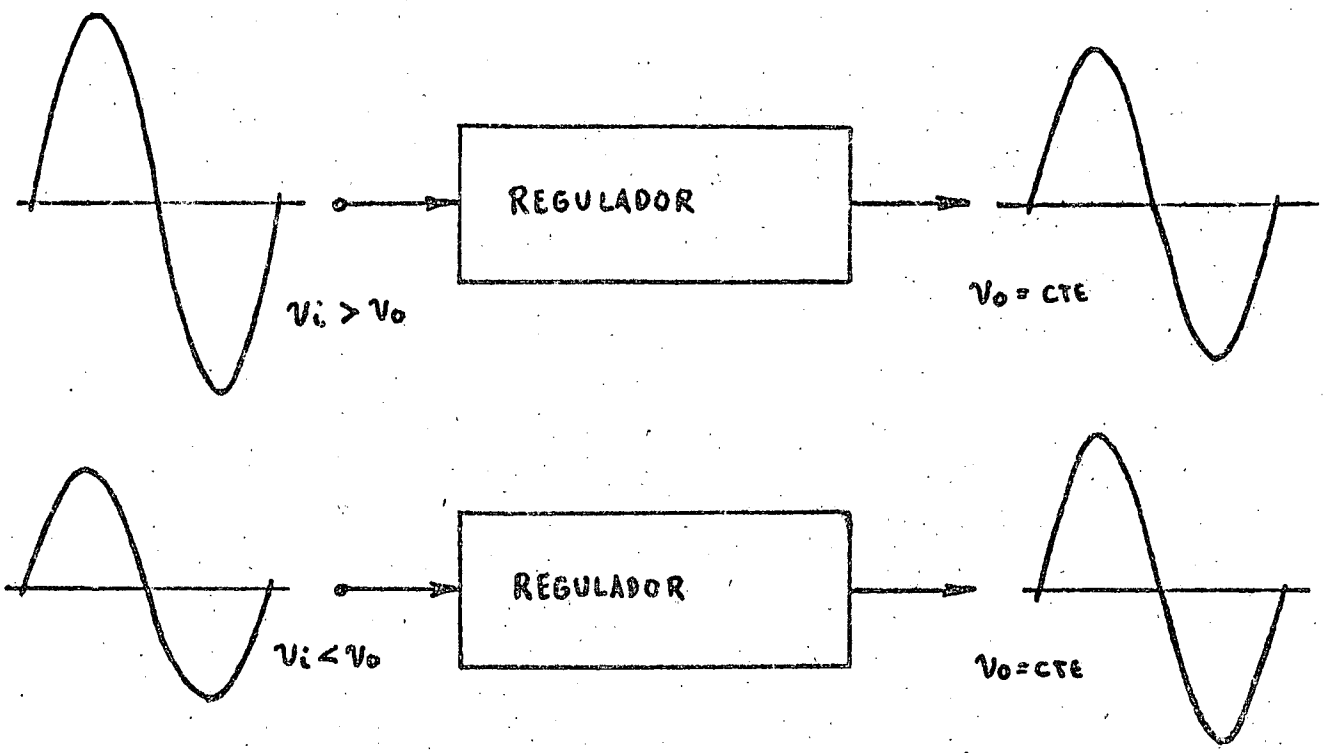
3.1 Regulación por Control de Amplitud:

La regulación se realiza mediante la variación del valor pico de la onda de voltaje. De este modo, varía también el valor efectivo y se puede conservar constante el voltaje de salida, (Figura 3.1).

La ventaja principal del método de control de amplitud está en la poca o nula deformación que se causa a la forma de onda. Esto es muy importante si la carga es muy sensible a las componentes espurias que se originan de la distorsión; (motores sincrónicos y asincrónicos, fuentes para computadoras o sistemas de procesamiento de datos).

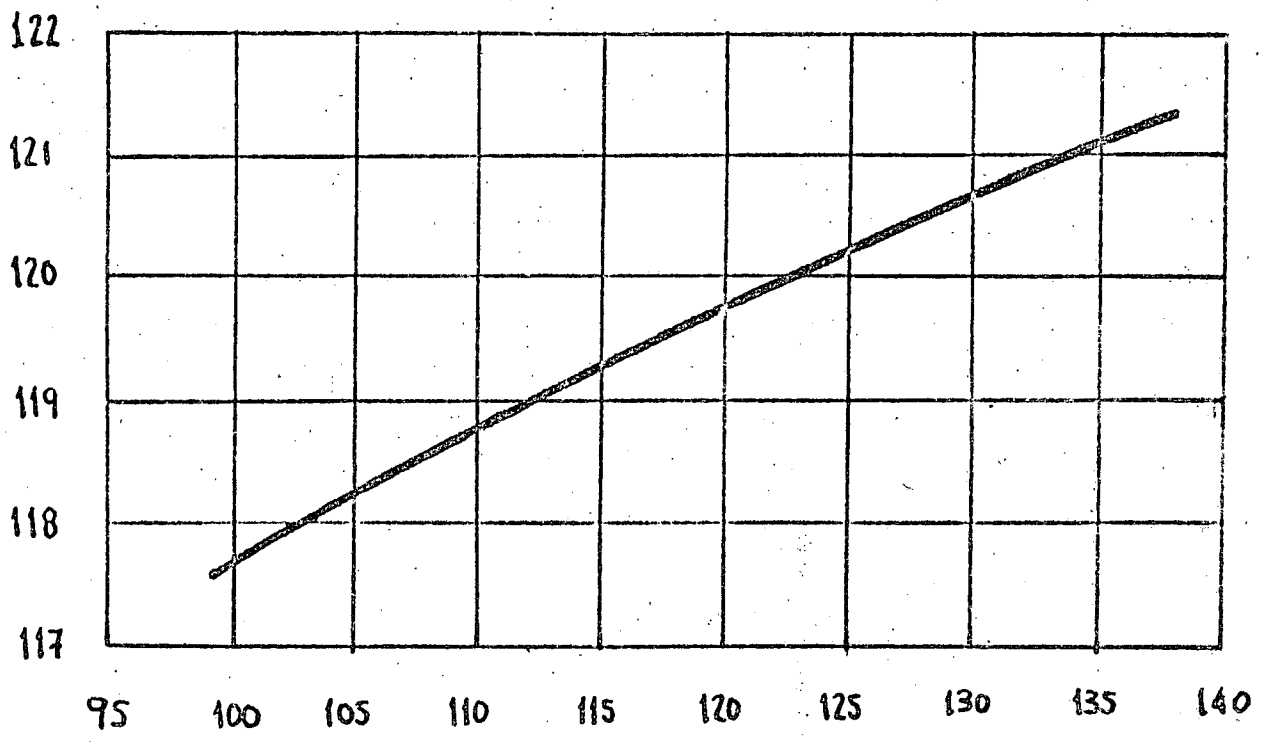
La desventaja principal de este método está en la falta de precisión y la baja velocidad de respuesta. Es usual encontrar que un sistema de regulación por control de amplitud to

REGULACION POR CONTROL DE AMPLITUD.



A) PRINCIPIO DE REGULACIÓN POR CONTROL DE AMPLITUD

v_o [V]



B) CURVA TÍPICA DE REGULACIÓN.

FIGURA 3.1

ma varios ciclos de alternación de línea para recuperar su estado estable. Además, rara vez se logran regulaciones mejores que 0.5%.

3.1.1 Regulador de Reactor Resonante: (1)

Este regulador es un ejemplo típico de un sistema de control de amplitud y aparece ilustrado en la Figura 3.2.

Consiste en un inductor lineal L_1 , un inductor saturable L_2 y un capacitor C_2 . El inductor L_2 y el capacitor C_2 tienen una frecuencia de resonancia que es muy cercana a la de la línea de alimentación. Para el voltaje de salida, v_0 , el inductor L_2 se halla al borde de la saturación de tal modo que la corriente inductiva en la combinación L_2-C_2 es balanceada por la corriente capacitiva.

Si el voltaje de entrada, v_i , aumenta entonces L_2 entra en saturación y la corriente inductiva excede a la capacitiva lo cual causa que la corriente en L_1 tenga un atraso de fase y cause una caída adicional de voltaje. Esta caída adicional compensa el aumento de v_i , (Figura 3.3a).

En caso de que el voltaje v_i disminuya L_2 sale de la saturación causando que la corriente tomada por la combinación L_2-C_2 sea netamente capacitiva, (adelantada en fase). La corriente capacitiva en L_1 induce un aumento de tensión que compensa a la caída en el valor de v_i , (Figura 3.3b).

Este circuito permite obtener una regulación del orde de 1% para variaciones del voltaje de línea de 10% o variación de la carga de nula a plena. La deformación de la forma de onda es imperceptible pues el circuito resonante fuerza al voltaje de salida a ser senoidal. Pueda ocurrir, inclusive, que la forma de onda a la salida del regulador sea mejor que la forma de onda entregada por la línea.

Es importante que se use a este regulador con una línea cuya frecuencia sea estable pues, de lo contrario, el voltaje de salida variará de acuerdo a los desplazamientos en frecuencia, (V_0 aumenta al aumentar f).

REGULADOR DE REACTOR RESONANTE :

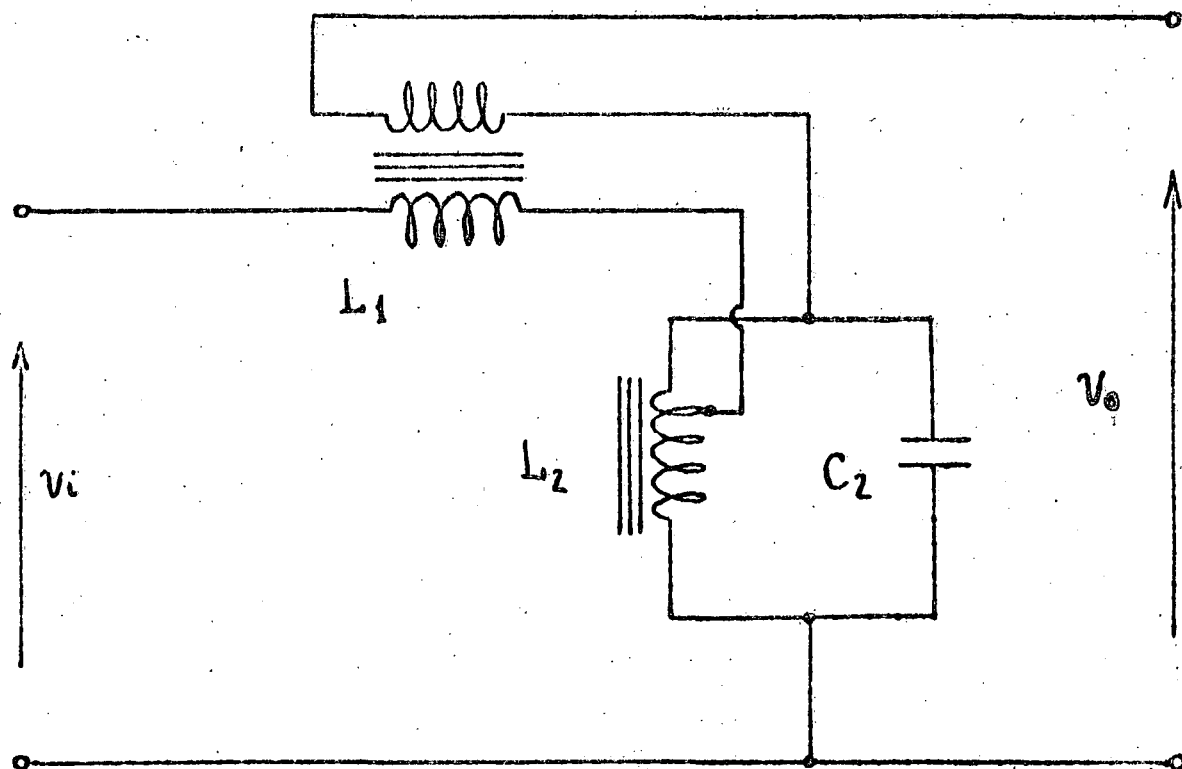
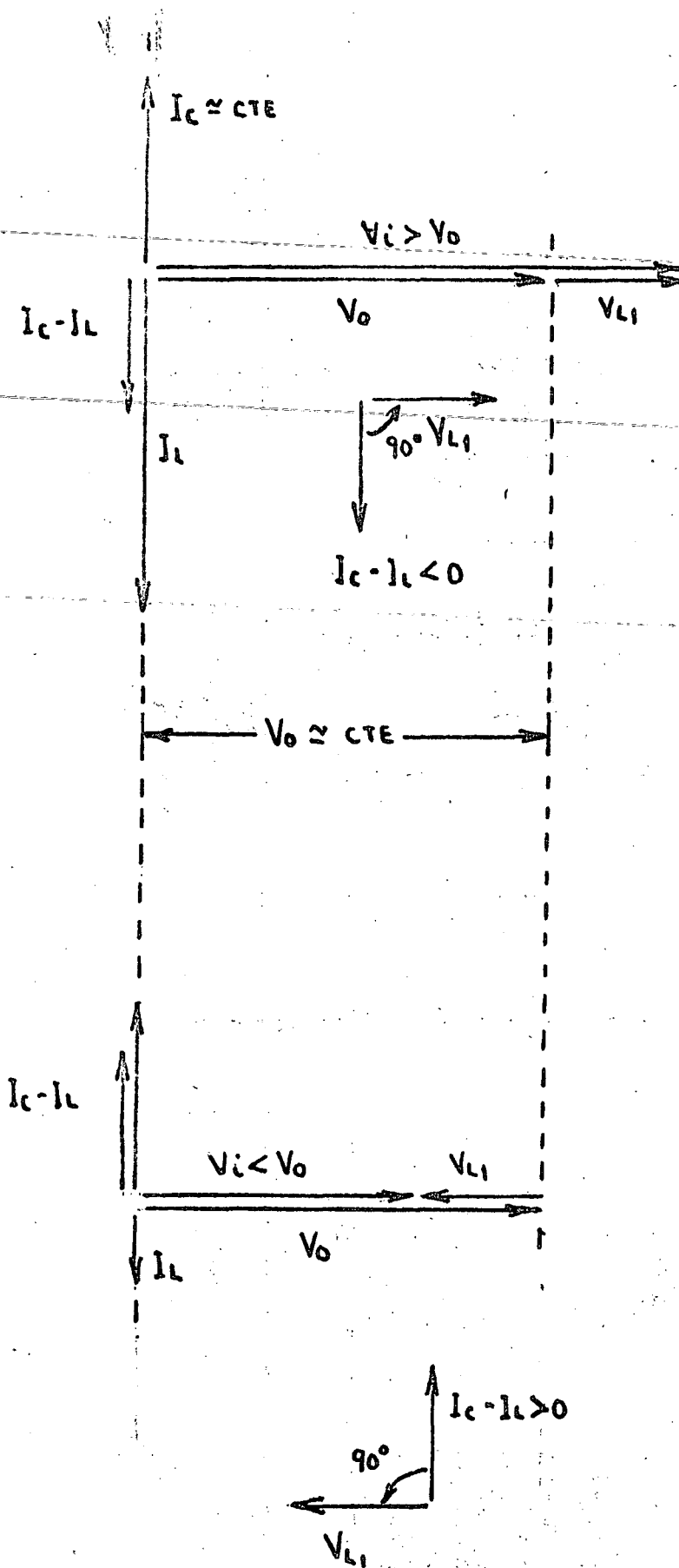


FIGURA 3.2

DIAGRAMAS FASORIALES PARA EL REGULADOR DE REACTOR RESONANTE



B) VOLTAGE DE LINEA BAJO.

FIGURA 3.3

Este sistema es el utilizado para los reguladores de voltaje de tipo doméstico pero es posible construir sistemas con capacidades del orden de 10 KVA.

3.1.2 Regulador con variac y Servomotor:

Este sistema se ilustra en la Figura 3.4. El cursor del variac se acciona mediante un sistema de control de lazo cerrado. El escalador es, básicamente, un circuito rectificador con un filtro que entrega un análogo exacto del voltaje a la salida del variac. Si, por ejemplo, el valor efectivo de V_0 es 115V entonces el escalador puede entregar un voltaje continuo de + 11.5V. La salida del escalador se compara con una referencia establecida y se amplifica para accionar al servomotor.

3.2. Regulación por Control de Fase:

Los tiristores son dispositivos de estado sólido que permiten controlar grandes potencias mediante pulsos de corriente aplicados a una terminal de control llamada compuerta. La operación de estos dispositivos es como sigue:

- A) Al aplicar un voltaje entre las terminales principales del dispositivo no circulará corriente alguna pues el dispositivo se comporta como un interruptor abierto.
- B) Si se aplica un pulso de corriente a la compuerta el dispositivo entrará en estado de conducción siendo ahora equivalente a un interruptor cerrado.
- C) La conducción del dispositivo continuara aún después de haberse removido la corriente de la compuerta. Aún cuando se intente forzar una corriente opuesta en la compuerta la conducción no se interrumpirá.
- D) La única forma de extinguir la conducción del dispositivo consiste en interrumpir el suministro de corriente en las terminales principales o bien forzando una corriente opuesta en dichas terminales.

Existen varios tipos distintos de tiristores. Los más importantes para aplicaciones de regulación son dos:

SISTEMA REGULADOR CON VARIAC Y SERVOMOTOR:

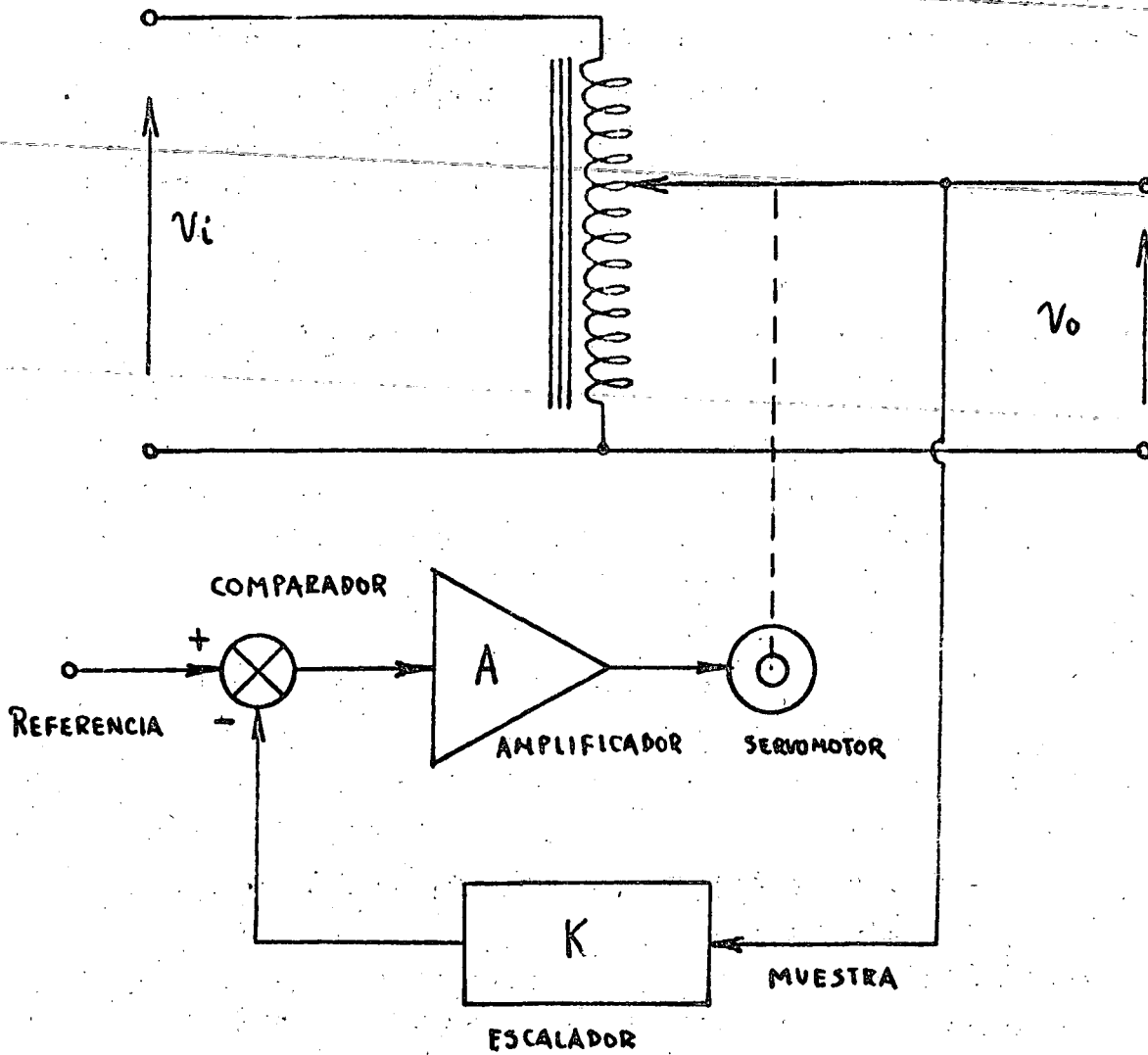


FIGURA 3.4

- A) El rectificador controlado de Silicio o SCR: Este dispositivo se comporta como un diodo controlado y su conducción es unidireccional. A diferencia de los diodos comunes el SCR puede bloquear la conducción aunque su ánodo sea más positivo que su cátodo. Al aplicar un pulso a la compuerta el SCR comienza a conducir como si fuese un diodo normal. El SCR es unidireccional porque no conducirá bajo polarización inversa, aunque se apliquen impulsos a su compuerta. La Figura 3.5 ilustra la forma en que opera un SCR.
- B) El Triac: Este dispositivo es bidireccional pues mantiene la conducción en los dos sentidos. Se comporta como dos SCR en conexión antiparalelo; el cátodo de uno está conectado al ánodo del otro y viceversa. Tiene, sin embargo, una sola compuerta. Se detalla su principio de operación en la Figura 3.6.

Más adelante se verán con más detalle las características de estos dispositivos.

3.2.1 Variación del valor efectivo en función del ángulo de disparo:

Para lograr un acción estable de regulación un circuito de control de fase debe funcionar de tal modo que los pulsos a la compuerta del dispositivo están sincronizados con las alternaciones de la línea. En la Figura 3.7a se ilustra como los pulsos a la compuerta son aplicados con un retardo dado en relación a los cruces del voltaje de la línea por cero. A este retardo se le llama ángulo de disparo y se le denomina α . El valor de α puede variar de 0° a 180° y así cambiar la fracción del periodo durante el cual se aplica voltaje a la carga, (Figura 3.7b). Sin embargo, ya ajustado el valor de α el disparo se efectuará siempre en el mismo instante en cada medio ciclo. El análisis a continuación permite encontrar la variación del valor efectivo y la potencia en la carga en función del ángulo de disparo, los resultados se ilustran en las gráficas de las Figuras 3.8a y 3.8b.

PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL SCR

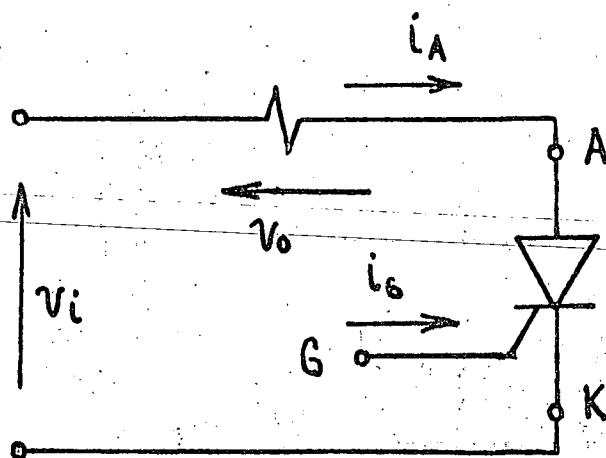
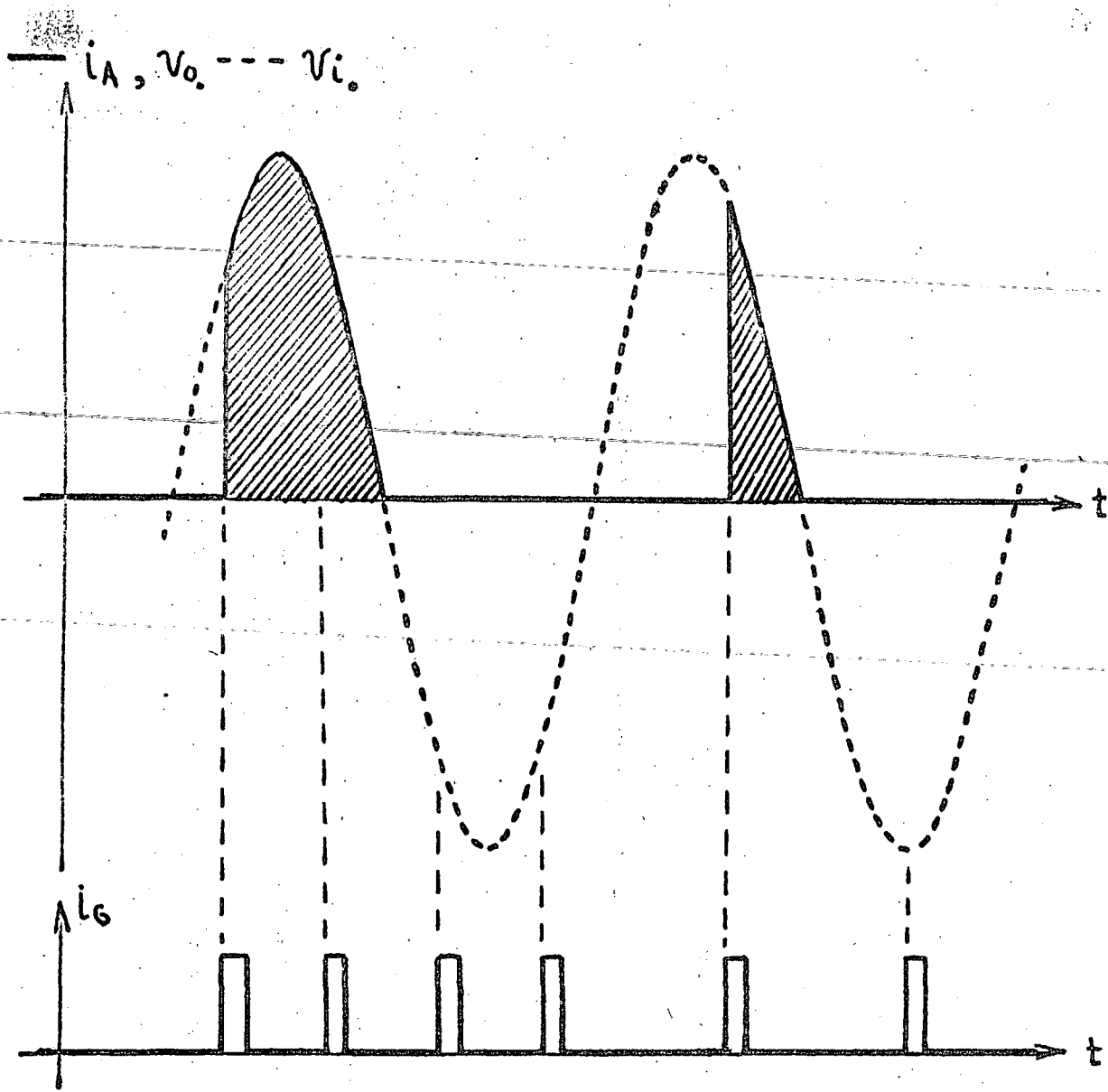


FIGURA 3.5

PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL TRIAC.

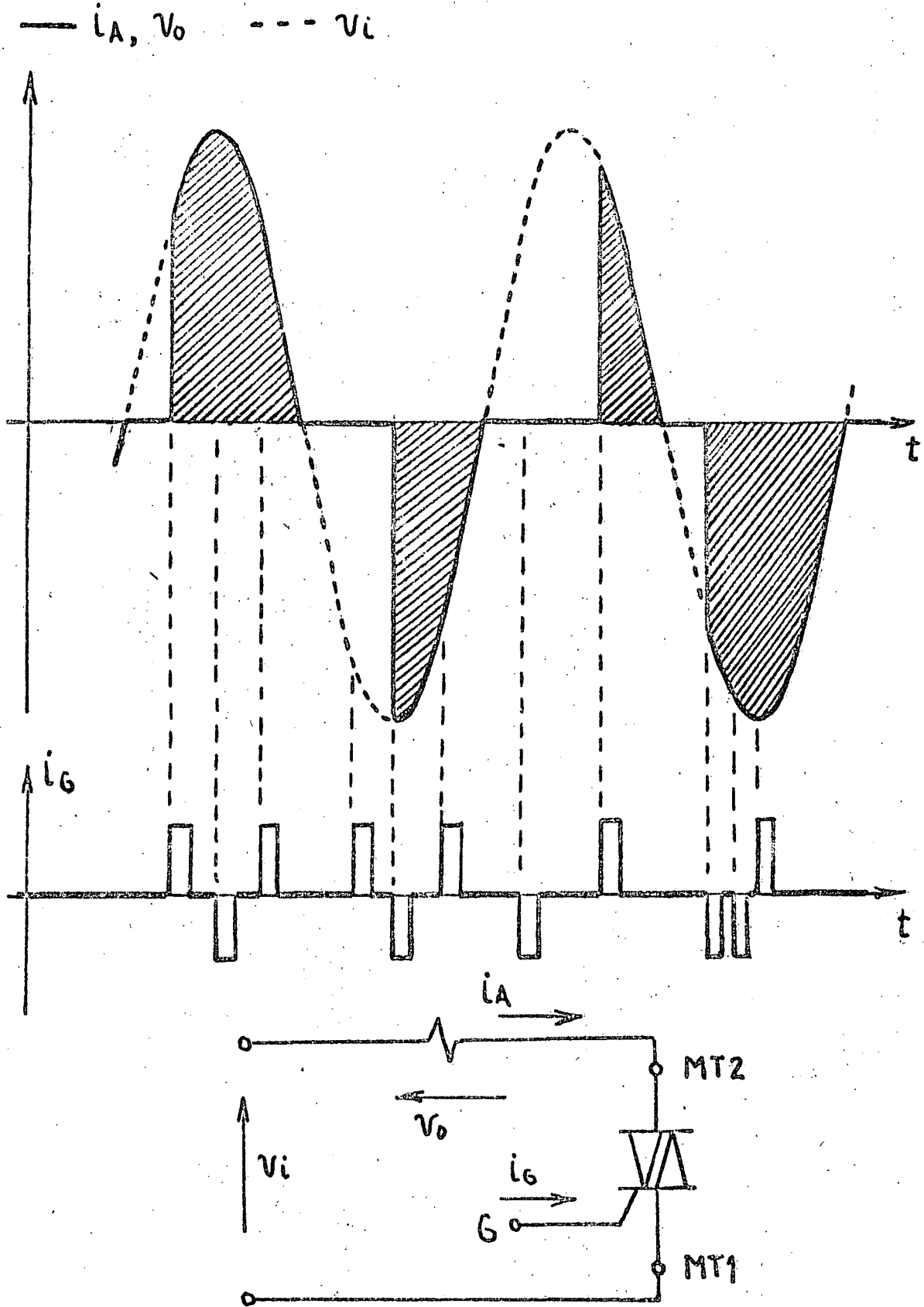
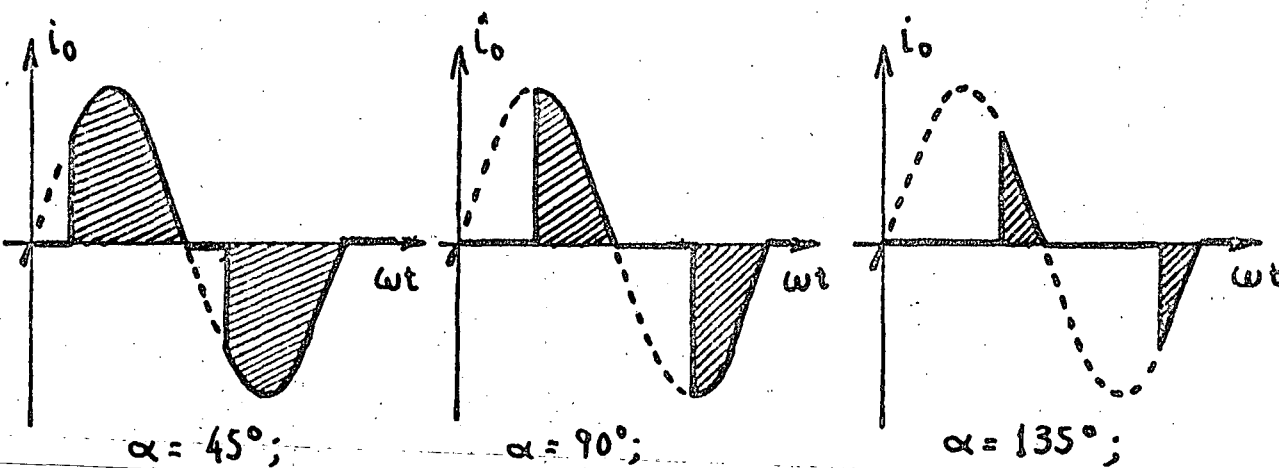
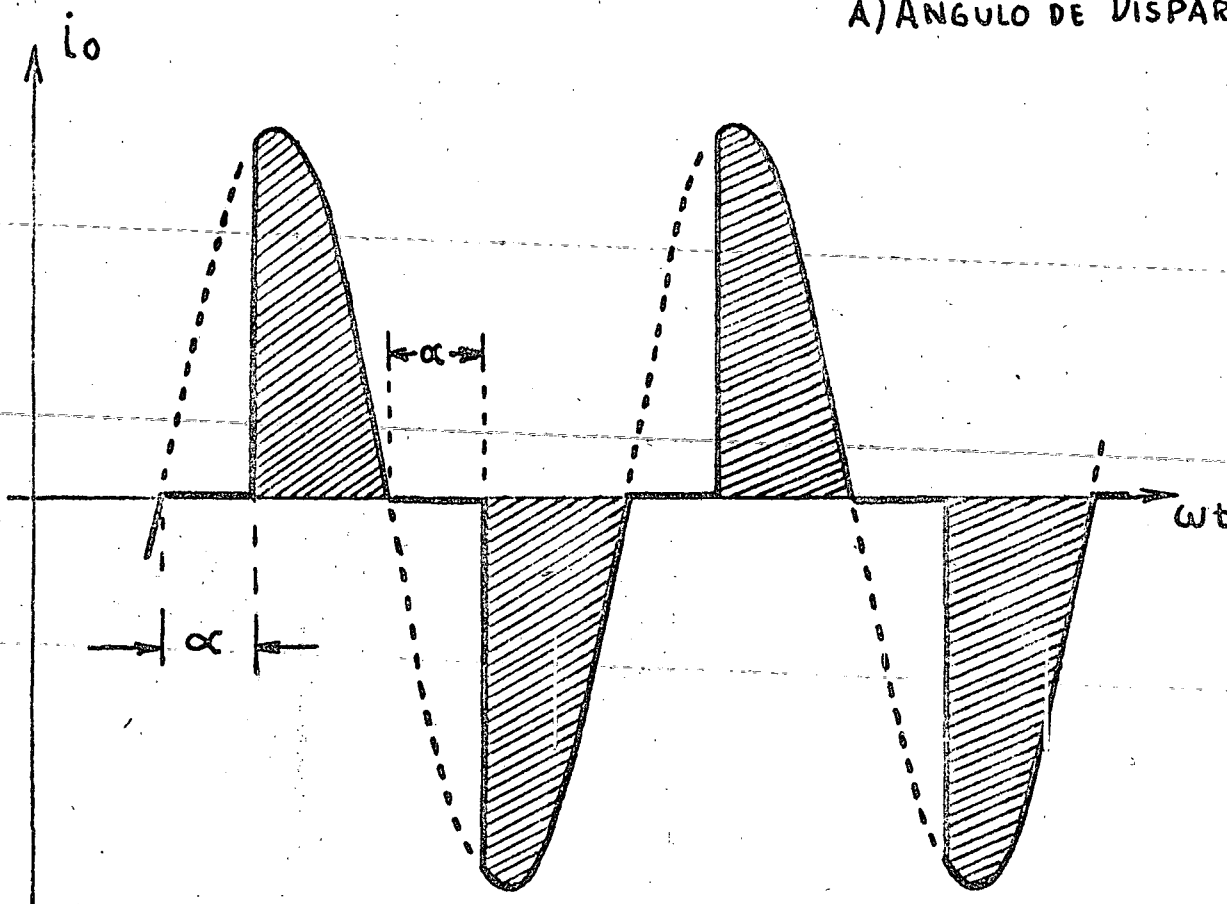


FIGURA 3.6

PRINCIPIO DEL CONTROL DE FASE.

A) ANGULO DE DISPARO. α



B) FORMAS DE ONDA PARA VARIOS VALORES DE α .

FIGURA 3.7

Para la forma de onda de la Figura 3.7a se tiene la función:

$$v(\omega t) = 0; \quad 0 \leq \omega t < \alpha \quad (3.1)$$

$$v(\omega t) = V_{\max} \text{ SIN } \omega t; \quad \alpha \leq \omega t \leq \pi \quad (3.2)$$

$$v(\omega t) = 0; \quad \pi \leq \omega t < \pi + \alpha \quad (3.3)$$

$$v(\omega t) = V_{\max} \text{ SIN } t; \quad \pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi \quad (3.4)$$

El valor efectivo de una función se define:

$$V_{\text{ef}_\alpha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |v(\omega t)|^2 d\omega t}; \quad (3.5)$$

La integral de 0 a 2π consiste en la suma de las integrales individuales tomadas entre los distintos límites:

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} |v(\omega t)|^2 d\omega t &= \int_0^\alpha |v(\omega t)|^2 d\omega t + \int_\alpha^\pi |v(\omega t)|^2 d\omega t + \\ &+ \int_\pi^{\pi+\alpha} |v(\omega t)|^2 d\omega t + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} |v(\omega t)|^2 d\omega t; \end{aligned} \quad (3.6)$$

Como la función seno es impar:

$$v(\omega t + \pi) = -v(\omega t); \quad (3.7)$$

Entonces la función cuadrática tiene idéntica forma en el intervalo de 0 a π y en el intervalo de π a 2π . Es posible, por tanto, integrar de 0 a π en (3.5) y promediar sobre dicho intervalo:

$$V_{\text{ef}_\alpha} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi V_{\max}^2 \text{ SIN}^2 \omega t d\omega t}; \quad (3.8)$$

Substituyendo en (3.7):

$$\text{SIN}^2 \omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \quad (3.9)$$

$$V_{\text{ef}_\alpha} = \sqrt{\frac{V_{\max}^2}{2\pi} \left| \int_\alpha^\pi d\omega t - \int_\alpha^\pi \cos 2\omega t d\omega t \right|}; \quad (3.10)$$

$$V_{\text{ef}_\alpha} = \sqrt{\frac{V_{\max}^2}{2\pi} \left| \omega t \Big|_\alpha^\pi - \frac{1}{2} \text{SIN} 2t \Big|_\alpha^\pi \right|}; \quad (3.11)$$

$$V_{ef\alpha} = \sqrt{\frac{V_{max}^2}{2\pi} \left| (\pi - \alpha) - \frac{1}{2}(\text{SIN}2\pi - \text{SIN}2\alpha) \right|}; \quad (3.12)$$

$$V_{ef\alpha} = \sqrt{\frac{V_{max}^2}{2\pi} \left| \pi - \alpha + \frac{1}{2} \text{SIN} 2\alpha \right|}; \quad (3.13)$$

pues $\sin 2\pi = 0$;

$$V_{ef\alpha} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \text{SIN} 2\alpha}; \quad (3.14)$$

Como $V_{max}/\sqrt{2} = V_{ef}$ es el voltaje efectivo cuando la senoide es completa, ($\alpha = 0$), se tiene la relación:

$$\frac{V_{ef\alpha}}{V_{ef}} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \text{SIN} 2\alpha}; \quad (3.15)$$

La figura 3.8a muestra la variación de esta relación para valores de α de 0° a 180° .

La relación de potencias en función del ángulo de disparo se obtiene como sigue:

Para una impedancia de carga Z_L cuyo factor de potencia sea $\cos \gamma_L$ la potencia cuando $\alpha = 0$ es:

$$P = \frac{V_{ef}^2}{Z_L} \times \cos \gamma_L; \quad (3.16)$$

y para cualquier valor de α :

$$P_\alpha = \frac{V_{ef\alpha}^2}{Z_L} \times \cos \gamma_L; \quad (3.17)$$

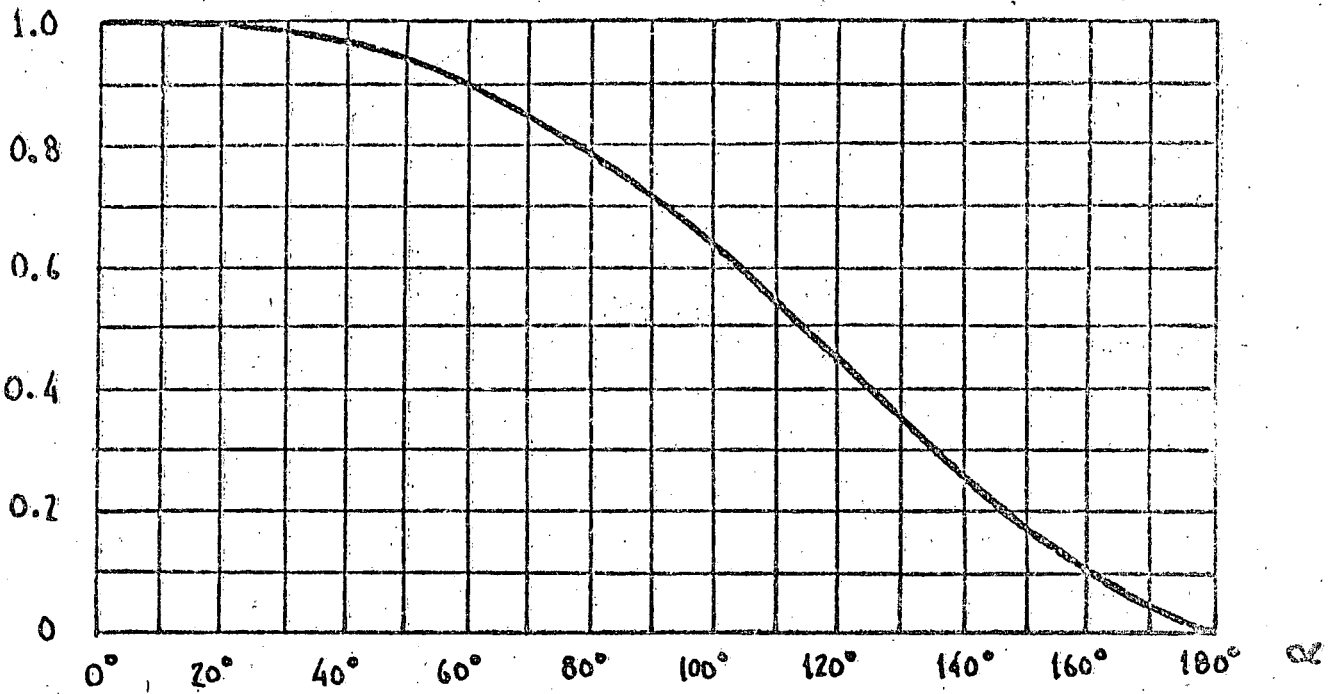
quedando la relación:

$$\frac{P_\alpha}{P} = \frac{\frac{V_{ef\alpha}^2}{Z_L} \times \cos \gamma_L}{\frac{V_{ef}^2}{Z_L} \times \cos \gamma_L};$$

$$\frac{P_\alpha}{P} = \frac{V_{ef\alpha}^2}{V_{ef}^2} = \left(\frac{V_{ef\alpha}}{V_{ef}}\right)^2; \quad (3.18)$$

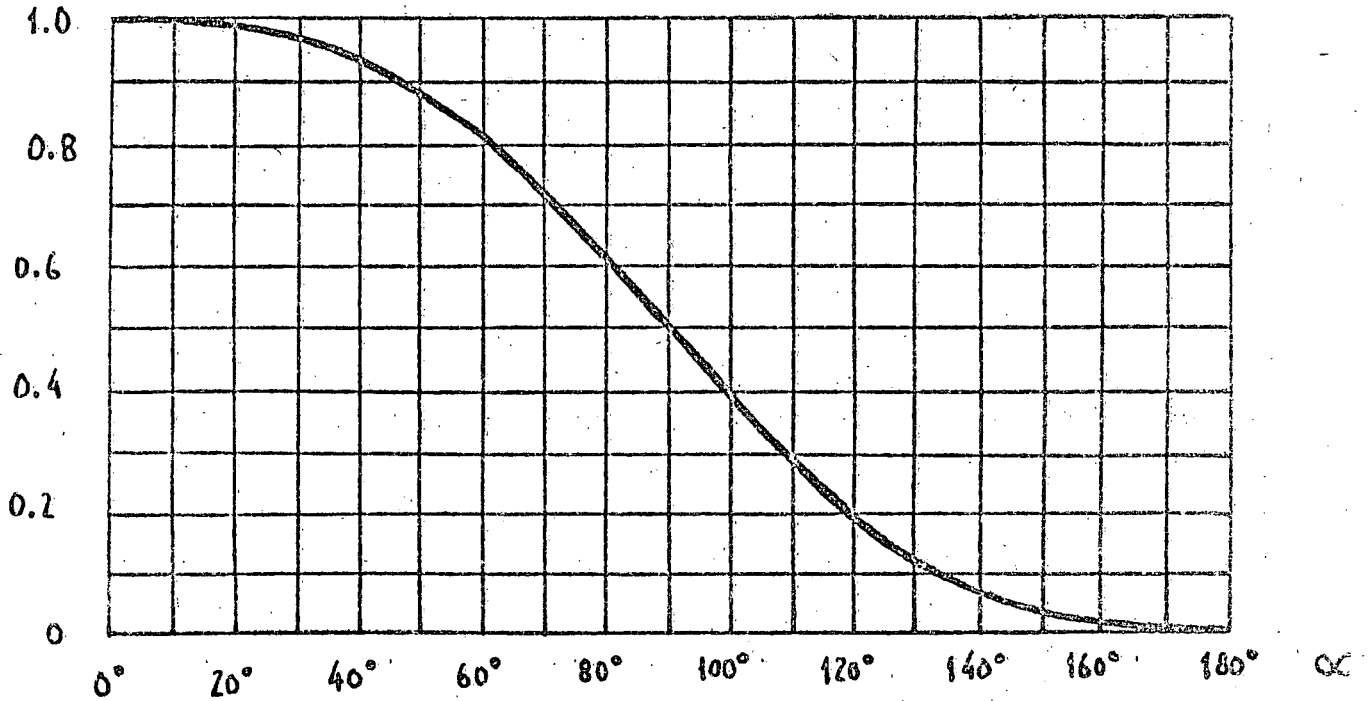
VARIACION DEL VOLTAJE EFECTIVO Y LA POTENCIA EN FUNCION DEL ANGULO DE DISPARO.

V_{α}/V



A) RELACION V_{α}/V .

P_{α}/P



B) RELACION P_{α}/P .

FIGURA 3.8

Esta última función se muestra en la Figura 3.8b.

En la siguiente sección se verán las características de los dispositivos utilizados en circuitos de control de fase.

3.2.2 Dispositivos utilizados en Circuitos de Control de Fase:

Los dispositivos semiconductores diseñados para circuitos de control de fase o que operan con pulsos difieren notablemente de otros dispositivos diseñados para aplicaciones lineales, (BJT, FET, MOS, etc.). La principal característica en la operación de estos dispositivos está en el fenómeno de avalancha.

Este fenómeno consiste en dos estados:

- A) Estado de Bloqueo: El dispositivo puede soportar un voltaje entre sus terminales sin que exista conducción alguna.
- B) Estado de Conducción: Si se sobrepasa un umbral crítico el dispositivo en cuestión cambia de estado y la resistencia equivalente vista entre sus terminales cae bruscamente a un valor muy bajo. De este modo la conducción es posible y la intensidad de la corriente que circule dependerá solo de la impedancia del resto del circuito. El umbral crítico que se menciona puede consistir en un voltaje dado entre las terminales del dispositivo, una corriente aplicada a la terminal de control o ambas condiciones simultáneas.

La avalancha en estos dispositivos puede entenderse como un proceso de tipo regenerativo. En los instantes en los cuales se presenta la condición de umbral crítico comienzan a fluir unos portadores de carga en el seno del material semiconductor. Estos portadores, además de constituir en sí una corriente, actúan liberando mas portadores y estos portadores liberados actúan, a su vez, liberando nuevas cargas hasta que la conductividad del material es muy alta. Este proceso regenerativo transcurre en su totalidad en unos pocos microsegundos y se le denomina Disparo del Dispositivo.

Algunos dispositivos de avalancha pueden ser devueltos del estado de conducción al de bloqueo mediante un pulso diferente en la terminal de control o aplicando un pulso a otra ter-

minal de control si ésta existe. Los dispositivos que aquí se estudiarán recuperan la capacidad de bloqueo, sólo si se interrumpe la alimentación a los terminales principales del dispositivo de tal modo que la corriente caiga por debajo de un valor mínimo. A esta recuperación del estado de bloqueo se le llama Extinción del Dispositivo. Normalmente es necesario mantener la condición que causa la extinción durante un tiempo dado para evitar que el dispositivo se dispare por sí mismo. A este tiempo de espera se le llama Tiempo de Recuperación.

A continuación se detallan las características de algunos dispositivos:

3.2.2.1 El Rectificador contrado de Silicio; SCR:

Las curvas características del SCR aparecen en la Figura 3.9 y la estructura y modelo equivalente están en la Figura 3.10. El SCR se comporta como un diodo rectificador convencional excepto que puede bloquear voltajes directos entre su ánodo y su cátodo. Si a un SCR se le aplica un voltaje positivo al ánodo y con la compuerta abierta circulará solo una pequeña corriente de fuga en el ánodo. Al aumentar este voltaje positivo no se detecta cambio alguno, hasta que se llega a la ruptura del dispositivo. Es entonces cuando se presenta la avalancha y el dispositivo comienza a conducir. A este voltaje de ruptura se le denomina V_{BO} (Break-over). Se puede observar que el valor de V_{BO} disminuye cuando rápidamente si se aplica una corriente a la compuerta tal que $V_G > 0$, (medido respecto al cátodo). Si la alimentación a la compuerta es lo bastante grande V_{BO} se reduce a unos cuantos volts pero si $V_G = 0$ entonces V_{BO} vale algunos centenares de volts.

En la práctica es conveniente disparar al dispositivo mediante la compuerta pues el disparo por exceso de voltaje anódico causa altas disipaciones transitorias que dañan rápidamente la unidad. Además, el disparo en la compuerta requiere poca potencia pues un pulso de 3V y 200mA pueden activar a una unidad cuya especificación de corriente sea de centenares de amperes.

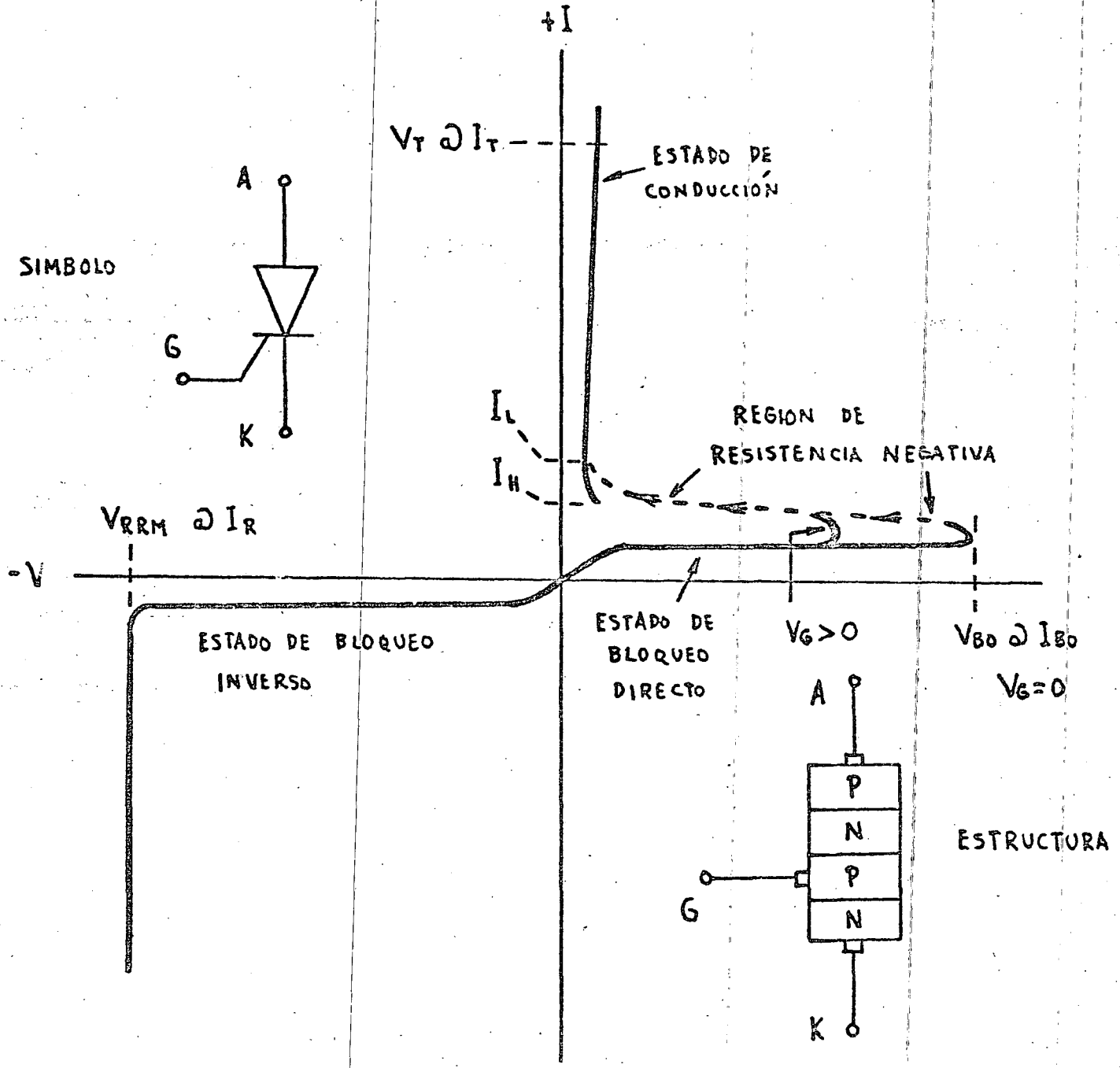
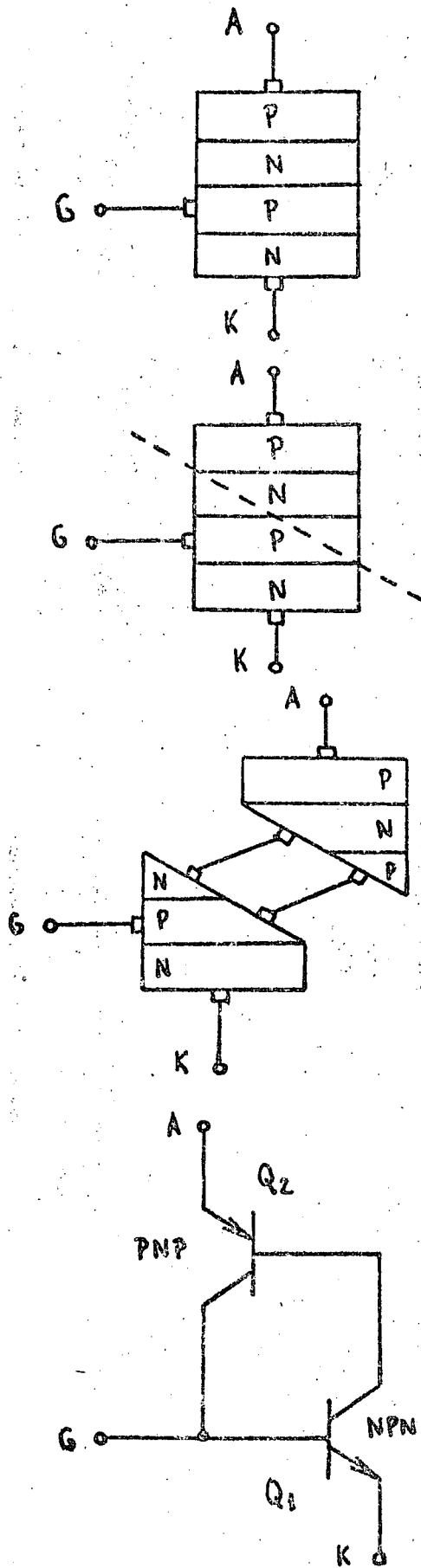


FIGURA 3.9

MODELO EQUIVALENTE DEL SCR.



A) SCR COMPLETO CON 4 CAPAS PNPN.

B) PARTICION DE LAS CAPAS INTERMEDIAS NP.

C) SEPARACION EN DOS ESTRUCTURAS DE 3 CAPAS: PNP Y NPN.

D) MODELO EQUIVALENTE CON DOS TRANSISTORES BIPOLARES.

FIGURA 3.10

Al ocurrir el disparo del dispositivo la característica viaja a lo largo de una pendiente de resistencia negativa hasta alcanzar la curva del estado de conducción. En estas condiciones, la caída a través del dispositivo se aproxima a la de dos diodos rectificadores de silicio conectados en serie y vale típicamente de 1.4 a 2.0 Volts. Si la caída excede a los 2.0 volts eso indica de que se está sobrepasando la especificación de corriente y se requiere una unidad más robusta. Para que un disparo sea exitoso el ánodo debe ser más positivo que el cátodo y debe dispararse a una carga tal que la corriente que circule sea mayor que la Corriente de Enganche, I_L . Si la corriente anódica al momento de disparo es menor que I_L entonces la conducción se interrumpe tan pronto cesa la excitación en la compuerta.

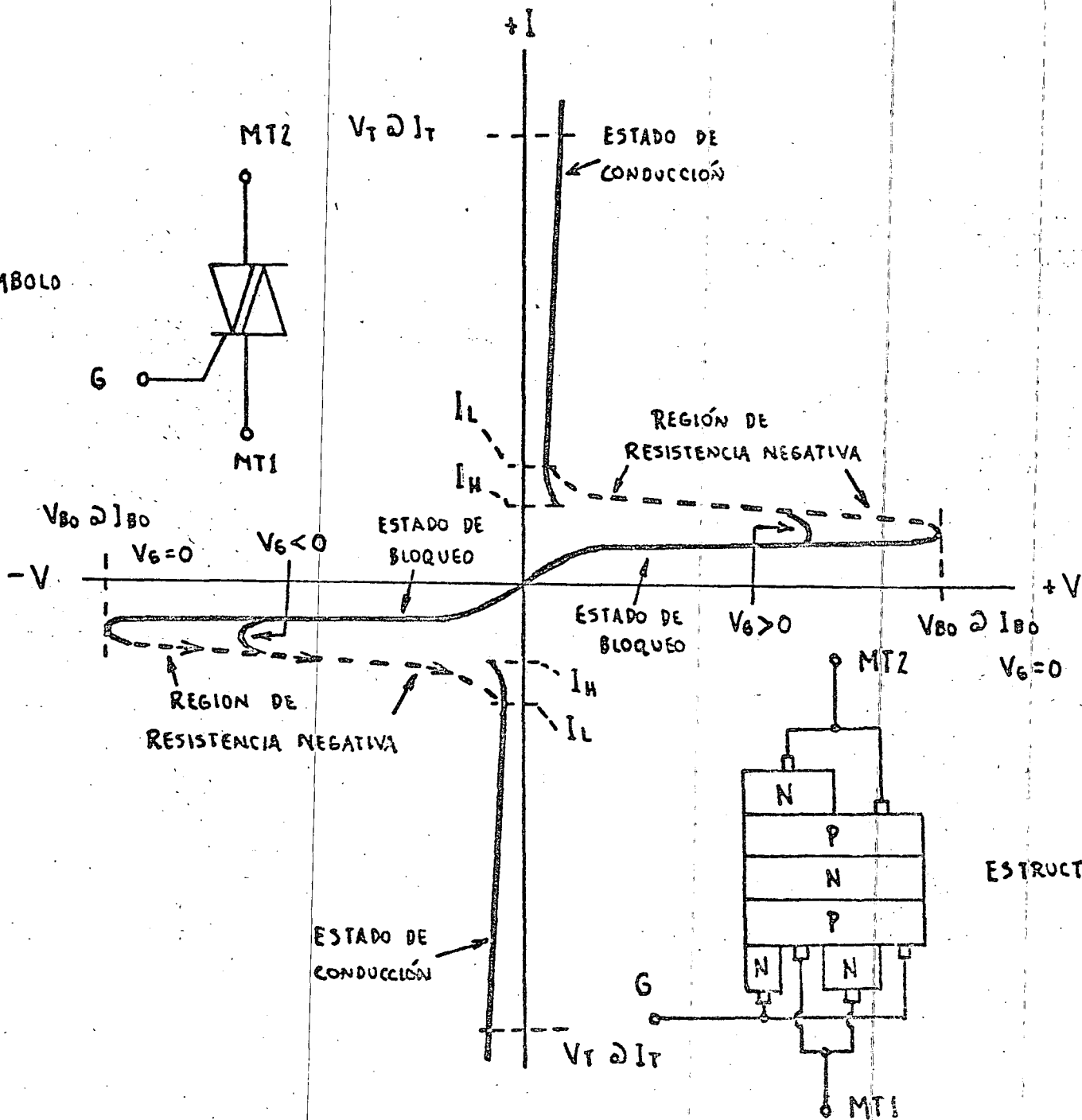
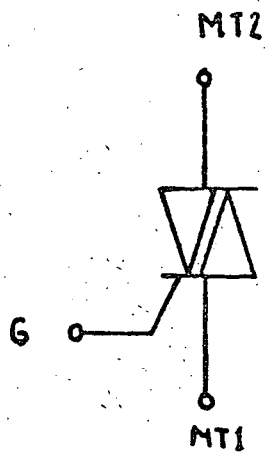
Si el dispositivo ya fue disparado en forma correcta y la corriente disminuye, es posible tener corrientes menores a I_L mientras no estén por debajo de un valor mínimo absoluto llamado Corriente de Mantenimiento, I_H .

Al aplicar un voltaje negativo al ánodo el SCR bloquea como lo haría un diodo normal. El máximo voltaje negativo aplicable es V_{RRM} . No ocurrirá disparo alguno con voltajes negativos en el ánodo.

La figura 3.10 ilustra como es posible representar al SCR mediante dos transistores bipolares, uno NPN y el otro PNP. En condiciones de reposo Q_1 y Q_2 están en corte. Si se aplica un pulso positivo a la base de Q_1 éste tenderá a conducir. La corriente de colector que resulta fluye a través de la base de Q_2 , por lo que este último también conduce. La corriente de colector de Q_2 alimenta a la base de Q_1 incrementando su conducción. A los pocos microsegundos tanto Q_1 , como Q_2 están en saturación. La explicación matemática de este fenómeno se puede encontrar en el capítulo 1 de la referencia (2). Las especificaciones dadas para un SCR son numerosas y se pueden encontrar en las referencias (2) y (3). Las más importantes son:

- V_{DRM} : Máximo voltaje repetitivo directo que es posible aplicar al ánodo sin que se llegue al punto V_{BO} .
- I_D a V_{DRM} : Corriente de fuga directa medida a un voltaje V_{DRM} .
- V_{RRM} : Máximo voltaje repetitivo inverso que es posible aplicar al ánodo sin causar la ruptura inversa. En la mayoría de los casos se tiene que $|V_{RRM}| = |V_{DRM}|$.
- I_R a V_{RRM} : Corriente de fuga inversa medida a un voltaje V_{RRM} .
- I_{TRMS} : Máxima corriente efectiva permisible a través del dispositivo en estado de conducción. Con frecuencia se especifica I_{TAV} , el valor promedio. Existen factores de conversión para estos valores, (2).
- V_T a I_T : Caída de voltaje a través del dispositivo en estado de conducción especificada para una cierta corriente anódica.
- I_L : Corriente de enganche.
- I_H : Corriente de Mantenimiento.
- t_{g_t} a I_T : Tiempo de disparo necesario para la conmutación de una corriente dada.
- t_q : Tiempo de Recuperación.
- d_v/d_t : Máxima razón de incremento de voltaje admisible.
- d_i/d_t : Máxima razón de incremento de corriente admisible.
- Los dos últimos parámetros expresan lo siguiente:
- A) d_v/d_t : Si se aplica un voltaje positivo al ánodo de un SCR en estado de bloqueo y este voltaje crece demasiado rápidamente se provocará un disparo espurio del dispositivo, aún cuando no se llegue a V_{BO} . El valor de d_v/d_t es la máxima razón de crecimiento de voltaje anódico directo que soporta el dispositivo sin perder la condición de bloqueo. Esta especificación se da en $V/\mu\text{seg}$.
- B) d_i/d_t : Si al momento de disparo aumenta demasiado rápidamente la corriente anódica se dañará el dispositivo. El

SÍMBOLO



ESTRUCTURA

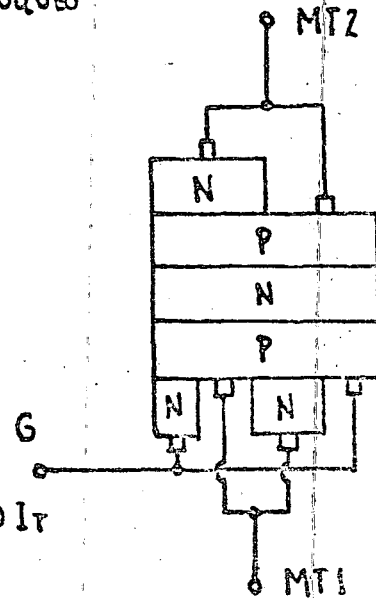
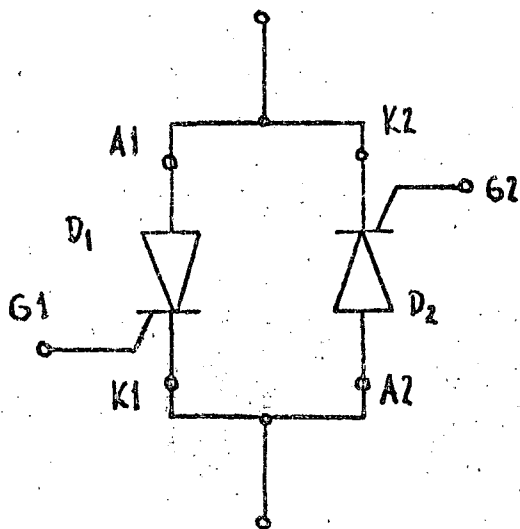
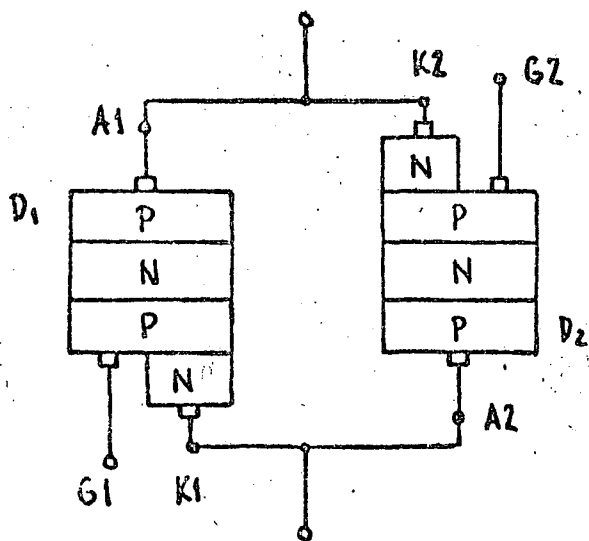


FIGURA 3.11

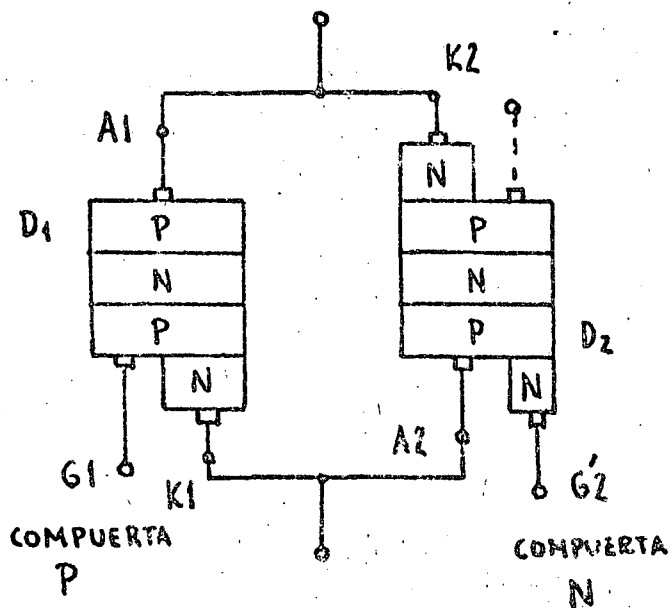
DESARROLLO DEL TRIAC A PARTIR DE 2 SCR EN ANTIPARALELO, (1)



A) CONEXION ANTIPARALELO DE DOS SCR.



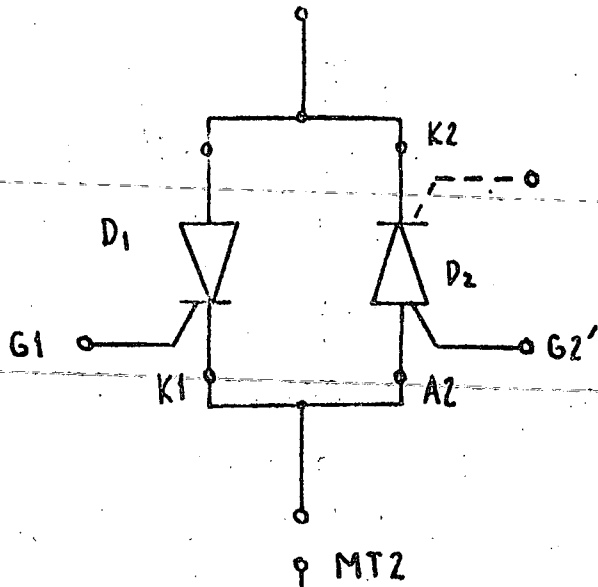
B) ESTRUCTURA DE CAPAS.



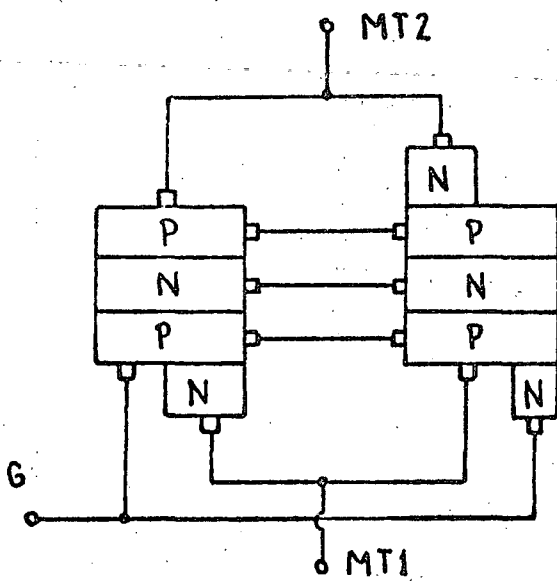
C) ALTERACIÓN DE D₂ CON UNA NUEVA CAPA N PARA FORMAR UNA COMPUERTA DE DISPARO NEGATIVO.

FIGURA 3.12.1

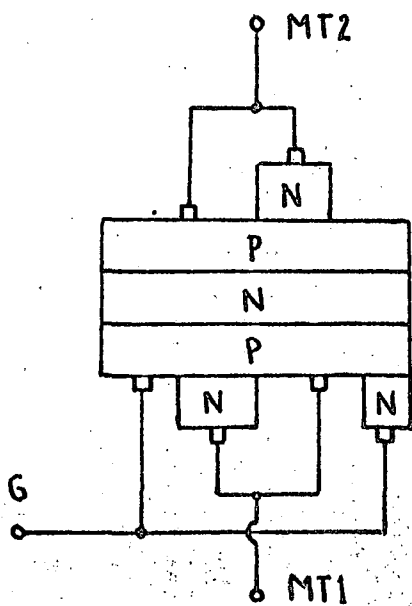
DESARROLLO DEL TRIAC A PARTIR DE 2 SCR EN ANTIPARALELO, (2)



D) REPRESENTACIÓN SIMBÓLICA MOSTRANDO UN SCR DE COMPUERTA P, (D₁), Y UN SCR DE COMPUERTA N, (D₂), EN CONEXIÓN ANTIPARALELO.



E) UNIÓN DE TODAS LAS CAPAS CORRESPONDIENTES PARA LA FORMACIÓN DE UN SOLO DISPOSITIVO.



F) EL TRIAC COMPLETO ILUSTRADO COMO DISPOSITIVO DE 5 CAPAS.

FIGURA 3.12.2

valor de d_i/d_t indica la máxima velocidad de aumento de corriente anódica que soporta el dispositivo en forma segura y se especifica en A/ μ seg.

Otro dato importante en la especificación de un SCR es la máxima temperatura de operación y se especifica la temperatura de las juntas o, bien, la de la cápsula.

Valores típicos encontrados en las especificaciones de SCR's; (de acuerdo a la referencia (3)):

V_{DRM} y V_{RRM} : De 15 V a 4,000 V

I_{TRMS} : De 14mA a 5,000 A.

t_q : De 500nseg a 350 μ seg.

d_v/d_t : De 1.0V/ μ seg a 1,000V/ μ seg.

Un parámetro adicional que especifica la corriente de falla que un SCR puede conducir durante medio ciclo de alternación de la línea debido a un cortocircuito se denomina I_{TSM} . Como ejemplo, el SCR de 5,000 A de especificación I_{TRMS} soporta hasta 40,000 A de impulso de falla.

3.2.2.2 El Triac:

Este es un dispositivo bidireccional que permite el control de voltajes y corrientes alternos del mismo modo que se necesitarían 2 SCR o un circuito híbrido de diodos rectificadores y un solo SCR.

Las características del dispositivo en la Figura 3.11 muestran como un Triac puede operar en el 3er. cuadrante del mismo modo que lo hace en el primero. Los parámetros que definen a un Triac son los mismos que definen a un SCR con excepción de V_{RRM} e I_R .

Las Figuras 3.12.1 y 3.12.2 demuestran como un Triac puede ser implementado a partir de dos SCR en conexión antiparalelo.

Las especificaciones típicas para Triacs son iguales a las mencionadas para el SCR. No se da un valor para t_q pues el Triac está diseñado para trabajar en circuitos de 60Hz. Es

CARACTERISTICAS DEL DIAC

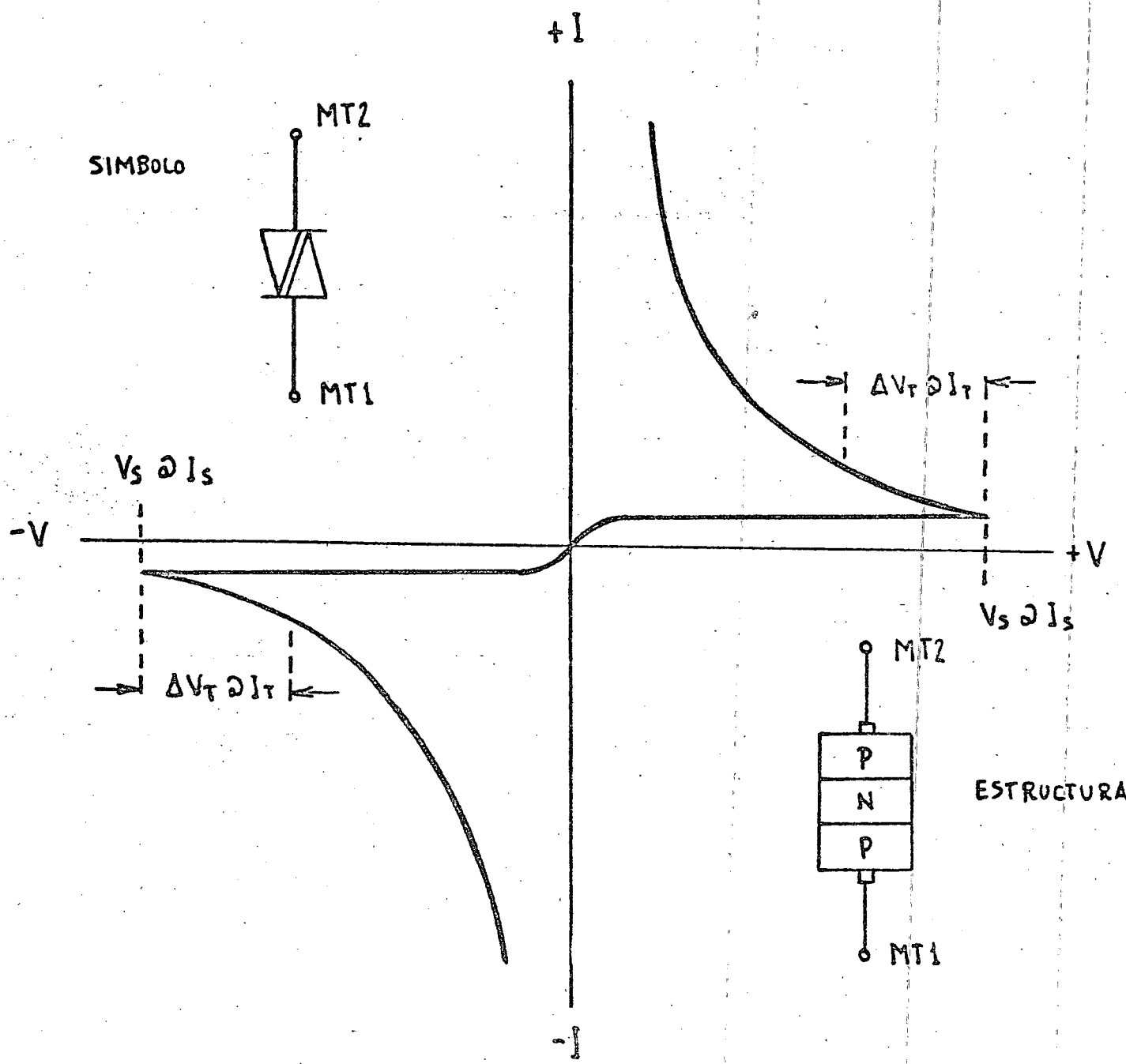


FIGURA 3.13

posible encontrar un SCR para operación en 20KHz pero es raro encontrar un Triac que dé servicio satisfactorio más allá de los 400 Hz.

Valores típicos para especificaciones de Triacs son, (3):

V_{DRM} : De 25 V a 1,600 V.

$I_{T_{RMS}}$: De 400mA a 300A.

d_v/d_t : De 5.0V/ μ seg a 450V/ μ seg;

Un Triac de 300A tiene especificación de I_{TSM} de 3,000A.

3.2.2.3 El Diac:

Este dispositivo se utiliza como auxiliar en el disparo de SCR's o Triacs. Un SCR o un Triac disparan al aplicar un pulso de corriente a la compuerta. El disparo es más confiable si este pulso de corriente tiene un borde de entrada agudo. El uso de un Diac en el circuito de compuerta de un SCR o un Triac garantiza esta condición pues es un dispositivo de avalancha. Aunque el voltaje de disparo sea aplicado en forma gradual a la entrada del circuito de compuerta llegará un punto en que se alcance la ruptura del Diac y la corriente aumente casi instantáneamente de cero a un valor determinado por el resto del circuito.

La característica del Diac se muestra en la Figura 3.13 y se puede observar el marcado efecto de resistencia negativa que exhibe el dispositivo después de pasar el punto de ruptura.

Los datos utilizados para especificar a un Diac son; (3):

V_S : Tensión del punto de ruptura. Esta especificación tiene un valor máximo y un valor mínimo para varias muestras del mismo tipo.

I_{TRM} : Corriente repetitiva máxima

I_S a V_S : Corriente en el punto de conmutación.

ΔV_T a I_T : Decremento de voltaje posterior a la conmutación; dado para una corriente predeterminada.

V_{SYM} : Voltaje de Asimetría: La generalidad de los diacs no son perfectamente simétricos y el voltaje V_S del primer cuadrante difiere ligeramente del valor correspondiente para el tercer cuadrante. En circuitos de control de fase esto implica que el ángulo de disparo α para el semiciclo negativo no sea igual al ángulo de disparo para el semiciclo positivo. El resultado de esta condición es una componente de corriente continua fluyendo a través de la carga.

Otros parámetros son el ancho de pulso resultante y la frecuencia de repetición típica de dichos pulsos. Algunos valores típicos son: (3):

V_S : De 20V a 63V.

I_{TRM} : De 2.0mA a 2.0A.

AV_T a I_T : Típicamente 6.0V a 10mA.

V_{SYM} : De 2.0V a 4.0V.

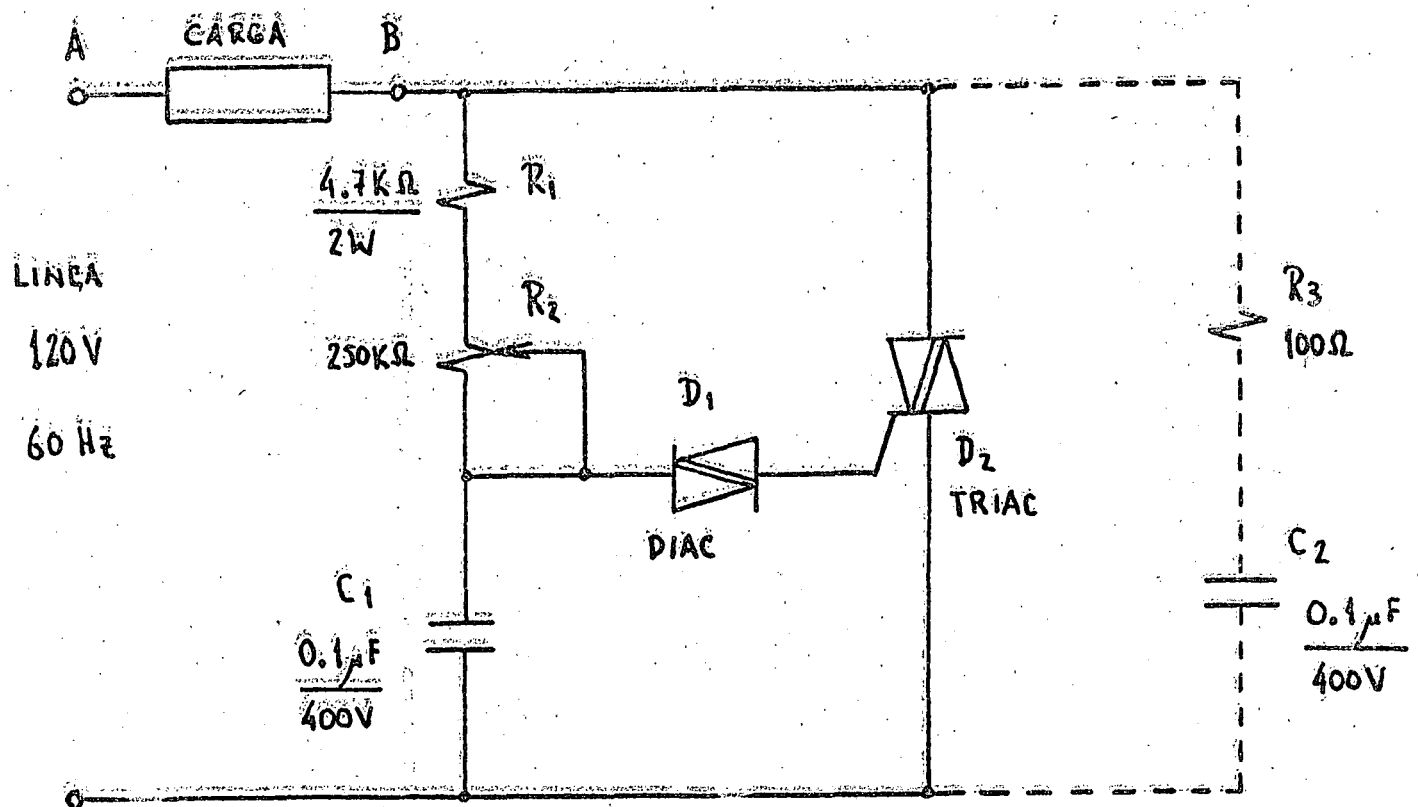
Los anchos de pulso típicos van de 10 μ seg a 30 μ seg para una frecuencia de repetición de 10Hz. Un Diac tiene también una especificación par I_{TSM} . El valor más grande para I_{TSM} es de 2.0A.

3.2.2.4 Otros Dispositivos:

Otros dispositivos ampliamente utilizados para estos circuitos, sobre todo con fines de disparo son los siguientes:

A) El Transistor de Unijuntura, (UJT): Se utiliza como oscilador de relajamiento para la generación de trenes de pulsos con un tiempo de crecimiento muy corto. La frecuencia de oscilación puede ser sincronizada con la de la línea, a un múltiplo de ella o ser ajustada en forma independiente. Este dispositivo encuentra así mismo aplicación en sistemas complicados de disparo tales como generadores de pulsos para inversores trifásicos, inversores autónomos, choppers de corriente continua, cicloconvertidores, así como en circuitos de base de tiempo y sincronía.

CONTROL DE FASE CON CONSTANTE DE TIEMPO UNICA.



R_3 Y C_2 SUPRIMEN LAS TRANSITORIAS DE VOLTAJE A TRAVÉS DEL TRIAC CUANDO SE MANEJAN CARGAS INDUCTIVAS.

FIGURA 3.14

- B) La Lámpara Neón: Su funcionamiento es parecido al del Diac, pero su característica de existencia negativa no es tan pronunciada. Substituye al Diac cuando el factor económico es importante, pero es necesario puntualizar que el voltaje de ruptura es del orden de los 60 Volts.
- C) El Transformador de Pulsos: Se utiliza cuando se requiere aislación eléctrica entre el circuito de disparo y el circuito controlado. Es necesario usar un amplificador de pulsos con transistores BJT o transistor UJT para la excitación del transformador. Este dispositivo tiene la gran ventaja de hacer muy fácil y flexible un diseño. La desventaja consiste en la dificultad y el costo de diseñar un transformador con una banda de paso lo suficientemente ancha como para transferir pulsos sin afectar adversamente el tiempo de crecimiento de éstos.

3.2.3 Circuitos Sencillos de Control de Fase:

A continuación se explica el funcionamiento de los circuitos más sencillos de control de fase y cuya aplicación es la más generalizada. En estos circuitos la regulación es de tipo manual y no existe ninguna retroalimentación que automatice la acción.

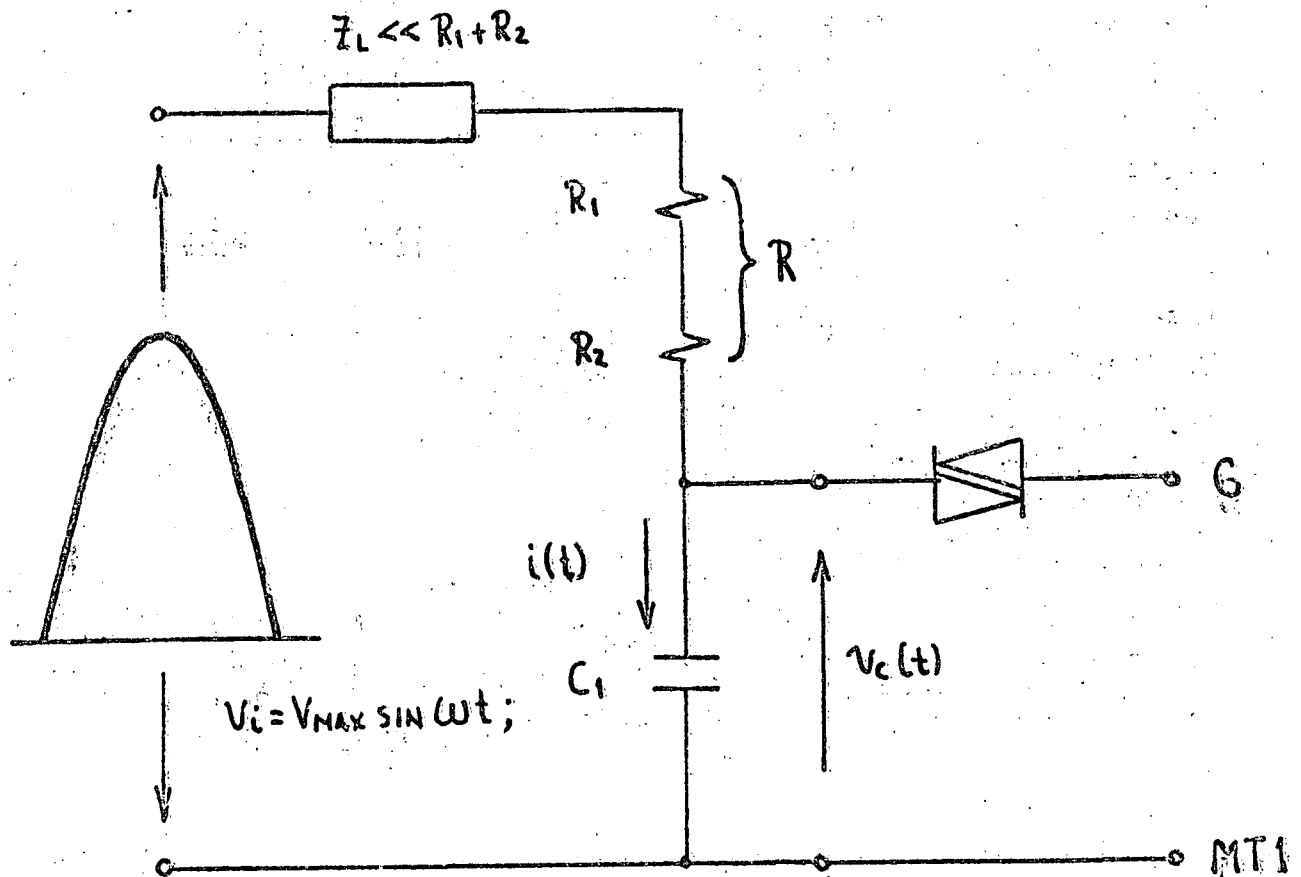
3.2.3.1 Control de Fase con Constante de Tiempo Unica:

El circuito mostrado en la figura 3.14 opera de siguiente modo:

Al instante en que comienza uno de los semiciclos de alternación de la línea, (el positivo, por ejemplo), el capacitor C_1 se carga gradualmente a través de las resistencias R_1 , R_2 y la carga. Como casi siempre ocurre que la impedancia de carga es mucho menor que la suma de R_1 y R_2 entonces el efecto de esta impedancia sobre la operación del circuito es mínimo.

Al llegar el voltaje a través de C_1 a ser igual al voltaje de ruptura del Diac ocurre la avalanche y el capacitor se descarga rápidamente a través del Diac y del Circuito Compuerta-Terminal principal 1 del Triac disparándose éste.

CIRCUITO DE CARGA DE LA COMPUERTA DEL TRIAC.



$$i(t) = \frac{V_{MAX}}{\left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \omega^2} \left(\frac{\omega}{R^2 C} \cos \omega t + \frac{\omega^2}{R} \sin \omega t \right) -$$

$$- \frac{\frac{\omega}{R^2 C} V_{MAX}}{\left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \omega^2} e^{-t/RC};$$

FIGURA 3.15

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt;$$

Al iniciarse la conducción del Triac el voltaje en el punto B cae a un valor muy bajo por lo cual no se inicia nuevamente la carga de C_1 . La conducción del Triac cesa al invertirse la polaridad de la línea. Al comenzar el nuevo semiciclo, (el negativo en este caso), comienza nuevamente la carga de C_1 pero en sentido opuesto y se repite la secuencia ocurrida durante el semiciclo positivo.

El valor de C_1 depende de la corriente necesaria en la compuerta del Triac para un disparo efectivo. Típicamente C_1 varía de 0.1 μf a 0.33 μf . Los valores de R_1 y R_2 se calculan como sigue:

R_1 debe tener un valor tal que limite la corriente de impulso a un valor seguro. Si R_1 fuese cero, ocurriría que al estar el potenciómetro R_2 ajustado también para cero Ohms la corriente de disparo sería suministrada por la línea y no por el capacitor y la única impedancia en esa vía sería la de la carga. En estas condiciones, dicha corriente de disparo sería muy intensa quedando dañados el Diac y el Triac. Entonces, R_1 debe ajustarse a un valor tal que:

$$\frac{V_{\max}}{R_1} < I_{GT_{\max}} ; \quad (3.19)$$

Donde $I_{GT_{\max}}$ es la corriente máxima admisible de compuerta y V_{\max} es el voltaje pico de línea. El valor de $I_{GT_{\max}}$ puede consultarse en el manual y los valores típicos varían entre 25 mA y 300mA dependiendo del tamaño del dispositivo. V_{\max} vale 170 V en línea de 120 V y 311 V en línea de 220 V. En la ecuación (3.19) se han despreciado tanto la caída residual en el Diac, como la caída entre compuerta y terminal principal 1 al momento de disparo, (típicamente, $V_{GT_{\max}} = 3\text{V}$;) . De este modo se tiene un factor de seguridad. Para el circuito de la Figura 3.14 el valor de I_{GT} se ha limitado a 36mA. Aún cuando el cociente V_{\max}/R_1 sea substancialmente menor a $I_{GT_{\max}}$ la operación del circuito no se verá grandemente afectada.

tada pues debe recordarse que el disparo es efectuado por el capacitor. El valor mínimo de R_1 garantiza, simplemente, la protección de Diac y Triac.

El valor de R_2 se calcula en base a lo siguiente:

Para el circuito equivalente de carga en la Figura 3.15 y su poniendo $R_1 + R_2 \gg Z_L$ es posible demostrar que la corriente de carga está dada por:

$$i(t) = \frac{V_{\max}}{\left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \omega^2} \frac{\omega}{R^2 C} \cos \omega t + \frac{\omega^2}{R} \sin \omega t - \frac{\frac{\omega}{R^2 C} V_{\max}}{\left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \omega^2} e^{-t/RC} \quad (3.20)$$

$$R = R_1 + R_2; \quad (3.21)$$

Como el voltaje en el capacitor está dado por:

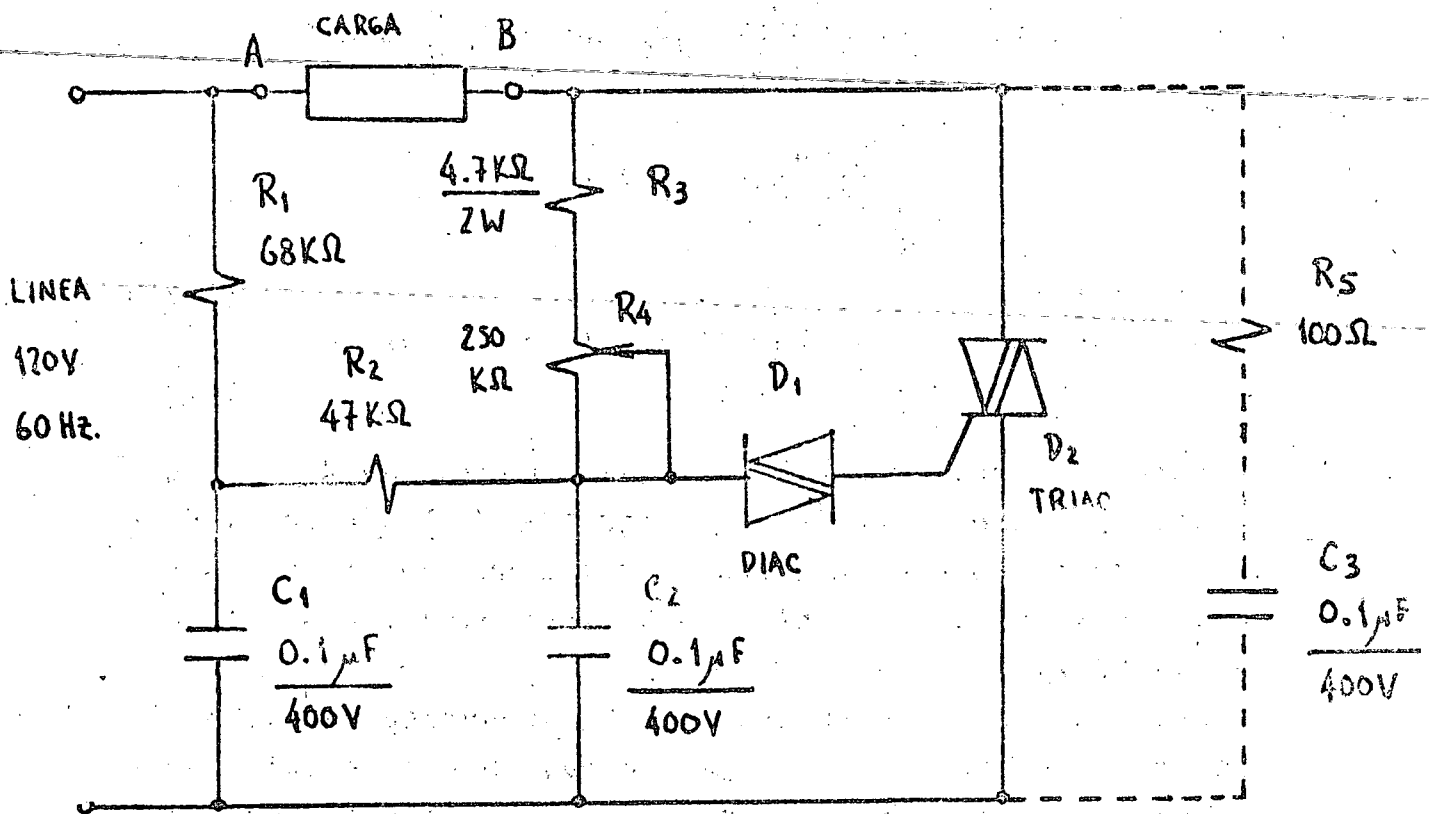
$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt; \quad (3.22)$$

Entonces es posible calcular el valor máximo de R_2 tal, que el voltaje en el capacitor sea igual al voltaje en el Diac precisamente cuando haya transcurrido un semiciclo completo de alternación de la línea, (8.33 msec para frecuencia de línea de 60Hz).

El capacitor C_2 y la resistencia R_3 se agregan en paralelo con el Triac cuando se manejan cargas inductivas para evitar que los picos de voltaje debido a la energía inductiva excedan las especificaciones de V_{DRM} o dv/dt del Triac. También debe conectarse el extremo superior de R_1 al punto A en vez del punto B para evitar la aplicación de sobre voltajes al circuito de la compuerta. Al hacer esto se deberán reconsiderar los regímenes de disipación de R_1 y R_2 .

La principal desventaja de este circuito estriba en la imposibilidad de lograr ángulos de disparo muy cercanos a 0° ó a 180° . El rango usual en la práctica para α es de aproximadamente 5° a 165° .

CONTROL DE FASE CON CONSTANTE DE TIEMPO DOBLE.



R_5 y C_3 SUPRIMEN LAS TRANSITORIAS DE VOLTAJE A TRAVÉS DEL TRIAC CUANDO SE MANEJAN CARGAS INDUCTIVAS.

FIGURA 3.16

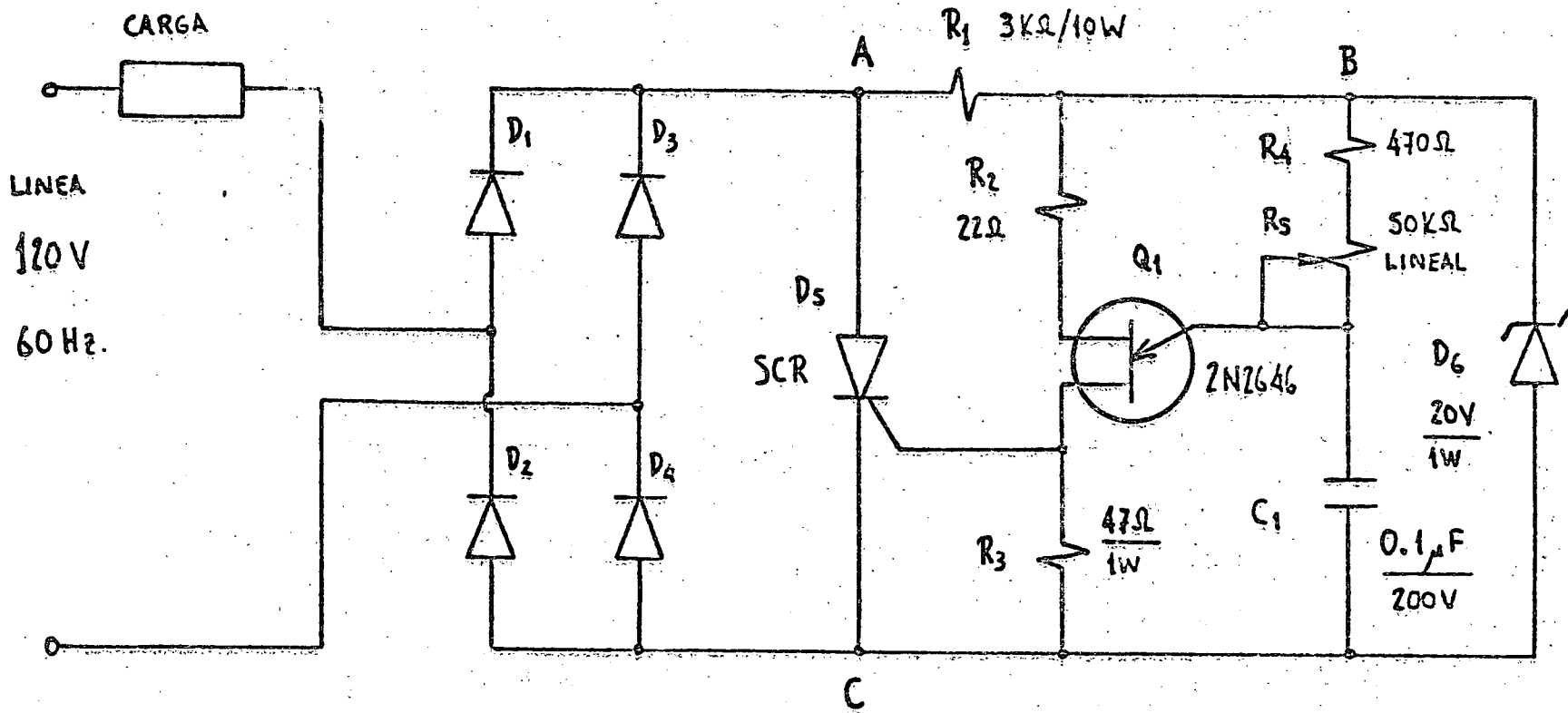


FIGURA 3.17

3.2.3.2 Control de Fase con Constante de Tiempo Doble:

Las desventajas del circuito con constante de tiempo única pueden ser compensadas mediante la adición de una segunda constante de tiempo, (Figura 3.16), (2). La operación de este circuito es casi igual al del circuito en la Figura 3.14 excepto por el hecho de que el capacitor C_1 carga al capacitor C_2 después del disparo del Triac. Este circuito permite ampliar ligeramente el rango de variación de α .

3.2.3.3 Control de Fase con SCR:

No obstante el hecho de que el SCR es un dispositivo unidireccional, es posible utilizarlo para el control de voltajes y corrientes alternos. Para esto se utiliza un puente híbrido como el mostrado en la Figura 3.17.

Si el SCR no conduce entonces no circula corriente alguna y el voltaje a través de la carga es cero. Al conducir el SCR circula una corriente a través del puente y aparece un voltaje a través de la carga que es igual al de la línea menos la caída de dos diodos y un SCR en serie. La función del puente de diodos es permitir que la corriente en el SCR sea unidireccional mientras que la corriente en la carga es bidireccional.

La operación del transistor de unijuntura es muy parecida a la del Diac. La resistencia R_1 y el diodo zener D_6 alimentan a Q_1 con una onda completa rectificadora y troncada, (de forma casi trapezoidal), con valor máximo igual al voltaje zener, (20V en la Figura 3.17). El capacitor C_1 se carga exponencialmente a través de R_4 y R_5 hasta llegar a un voltaje crítico que causa un disparo del transistor unijuntura. El transistor responde con un pulso que aparece a través de R_3 y se aplica a la compuerta del SCR.

Al ocurrir el disparo de Q_1 el capacitor C_1 se descarga a un voltaje muy bajo, (casi cero volts), y no se comienza a cargar sino hasta la llegada del nuevo semiciclo. Esto se debe a que al conducir el SCR el voltaje entre los puntos A y

C es de solo 1.4 a 2.0 volts lo que inhibe la operación del resto del circuito. Al llegar el voltaje instantáneo de la línea a cero volts cesa la circulación de corriente y el SCR recupera su estado de bloqueo iniciándose un nuevo ciclo de trabajo.

La acción de control de fase se efectúa con la resistencia variable R_5 . Al cambiar el valor de R_5 cambia también la velocidad de crecimiento del voltaje a través de C_1 , por lo que el tiempo necesario para llegar al voltaje de disparo de Q_1 será distinto. Así pues se atrasa o adelanta el disparo del SCR con respecto al principio de cada semiciclo según se aumente o disminuya el valor de R_5 .

Si en vez de R_5 se integra una fuente de corriente controlada por el voltaje a través de la carga entonces el circuito de la Figura 3.17 se convierte en un sistema regulador de corriente alterna por control de fase.

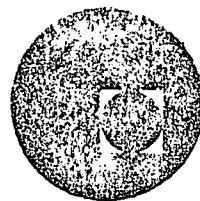
3.3. Bibliografía:

- (1): The Radio Engineer's Handbook;
Henney, Keith; Editor in Chief
5th Edition;
Mc Graw-Hill;
1959.
- (2): SCR Applications Handbook;
International Rectifier;
1st Printing;
September 1974.
- (3): Thyristor D.A.T.A. Book;
Autumn 1975;
5th Edition.
- (4): SCR Manual;
General Electric;
4th Edition;
1967.





centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, unam



REGULADORES DE VOLTAJE Y DE CORRIENTE

TRANSFORMADORES
(COMPLEMENTO)

ING. JERRY BURNSTEIN REIDER

DICIEMBRE, 1978.



NOTAS ADICIONALES PARA EL

CAPITULO DE TRANSFORMADORES

2.A.- Comportamiento de un Transformador en una Fuente de Poder.

2.A.1.- Factor de Aprovechamiento de un Transformador.

2.A.2.- Diferencia entre una Carga Convencional y una Carga que Contiene Elementos de Filtrado.

2.A.3.- Cálculo del Voltaje y la Corriente del Secundario en Función del Voltaje y la Corriente Directos Requeridos.

Bibliografía:

Rectifier Circuits; J. Schaefer; J.Wiley and Sons; 1965.

México, D.F.

Noviembre, 1978

2.A.-

Comportamiento de un Transformador en una Fuente de Poder.

Un problema típico al cual se enfrenta un diseñador al calcular una fuente de poder es el encontrar los parámetros que necesita tener el transformador si ya son conocidos los valores de voltaje y corriente directos. Las secciones previas de este capítulo indican el modo en que se debe proceder para el diseño de un transformador siendo ya conocidos sus parámetros eléctricos, (voltaje y corriente del secundario, factor de potencia de la carga, etc). Ahora bien, esta sección ilustra un método simplificado para encontrar dichos parámetros eléctricos a partir de los datos originales de la fuente.

2.A.1.-

Factor de Aprovechamiento de un Transformador.

Para un transformador que se encuentra conectado a un rectificador y una carga, tal como se muestra en la figura 2.A.1, se define al factor de aprovechamiento como sigue:

$$k = \frac{P_{ca}}{P_{cc}} = \frac{V_2 \times I_2}{V_D \times I_D} \quad (2.A.1)$$

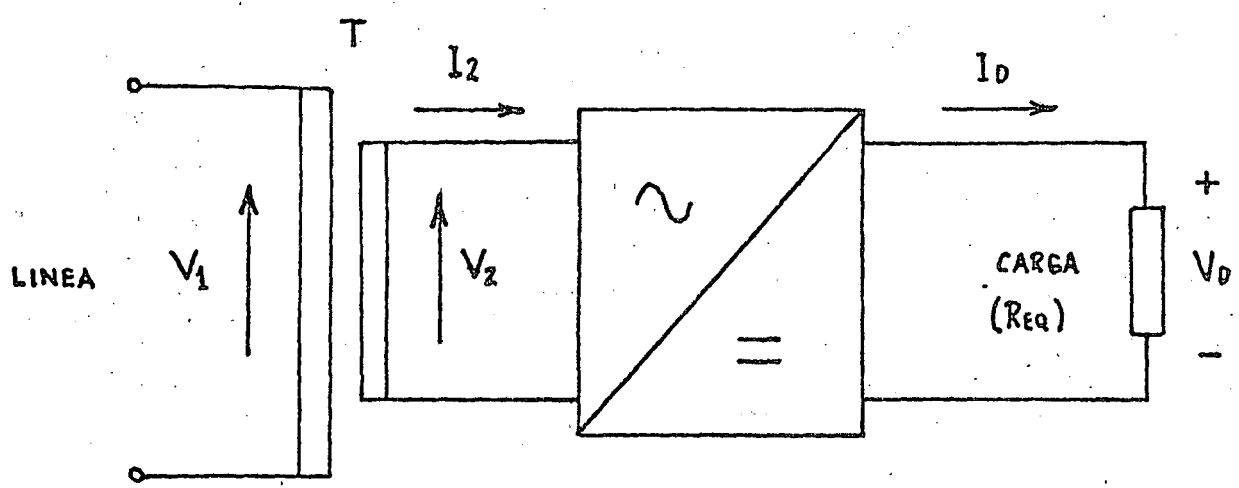
donde:

k: Factor de Aprovechamiento del Transformador, (adimensional)

P_{ca}: Potencia Alternante entregada por el Secundario del Transformador al Rectificador, (en Watts).

P_{cc}: Potencia Continua entregada por el Rectificador a la Carga, (en Watts).

V₂: Valor Efectivo del Voltaje en el Secundario del Transformador, (en Volts).



$$k = \frac{P_{CA}}{P_{CC}} = \frac{V_2 \times I_2}{V_0 \times I_0}$$

$$R_{REQ} = \frac{V_0}{I_0}$$

FIGURA 2.A.1.- DEFINICIÓN DE FACTOR DE APROVECHAMIENTO Y RESISTENCIA EQUIVALENTE DE CARGA.

4

I_2 : Valor Efectivo de la Corriente en el Secundario del Transformador, (en Amperes).

V_D : Valor Promedio del Voltaje a la Salida del Rectificador, (en Volts).

I_D : Valor Promedio de la Corriente Continua en la Carga, (en Amperes).

En relación a lo anterior deben tomarse en cuenta los siguientes puntos:

- a) No se utiliza filtrado alguno a la salida del rectificador.
- b) Se considera al conjunto de rectificador y carga como un sistema con un factor de potencia unitario. En los ejemplos que se detallan a continuación se muestra como el voltaje del secundario y la componente fundamental de la corriente del secundario están en fase.

En las secciones que siguen se calcularán los factores de aprovechamiento de transformadores conectados a los circuitos rectificadores mas usuales. En todos los casos se consideran los diodos como elementos ideales con voltaje cero de caída en sentido directo y corriente cero de fuga en sentido inverso.

2.A.1.1.-

Circuito Rectificador Simple de Media Onda.

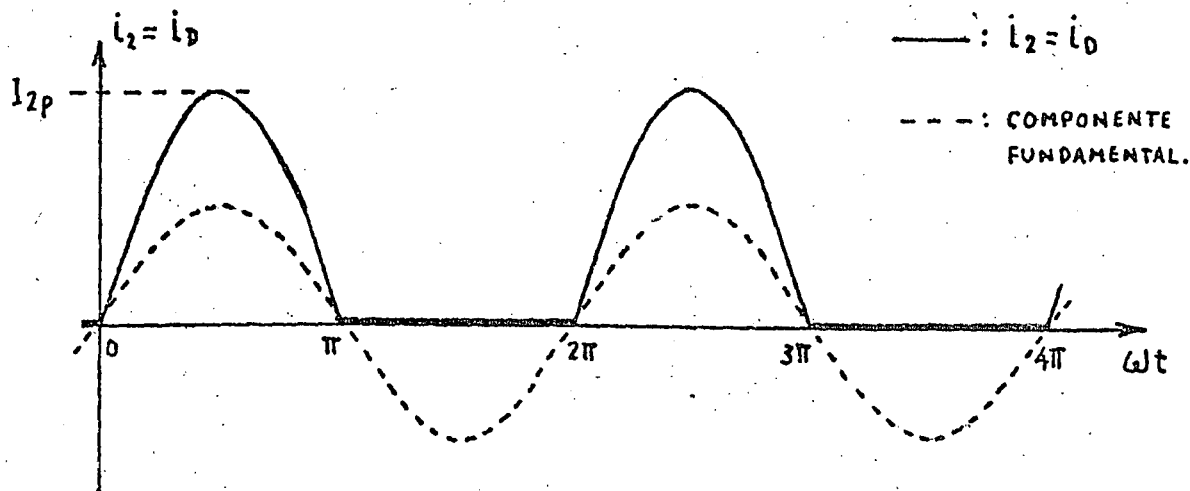
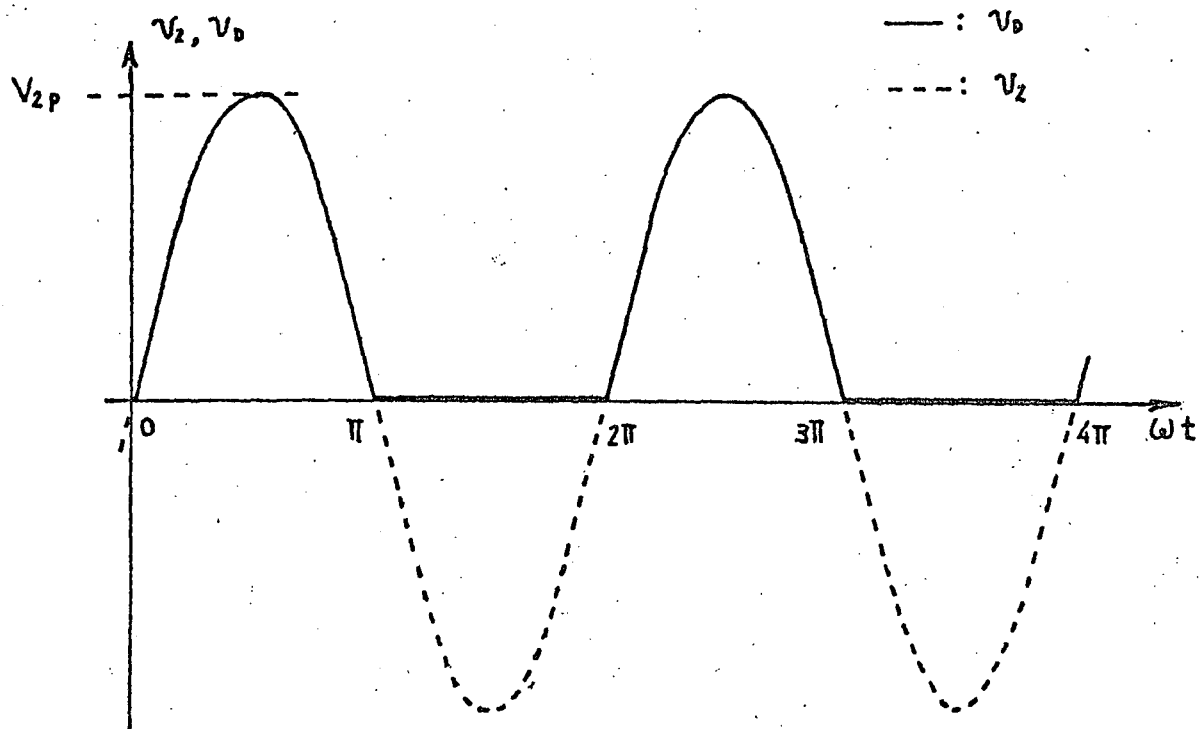
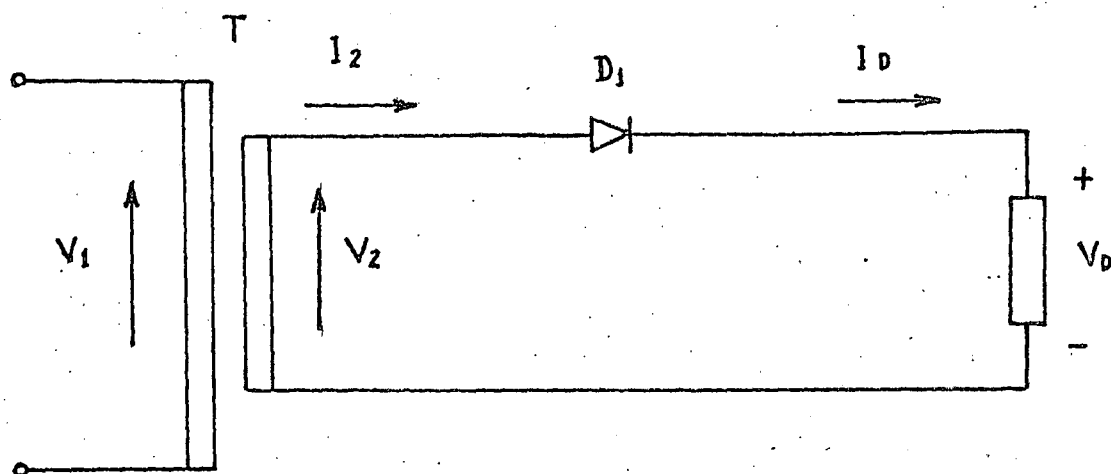
De acuerdo a las formas de onda que se observan en la figura 2.A.2 se tiene:

$$V_D = \frac{V_{2p}}{\pi} \quad (\text{valor promedio}) \quad (2.A.2)$$

donde V_{2p} : Voltaje Pico del Secundario. Como:

$$V_{2p} = \sqrt{2} V_2 \quad (2.A.3)$$

FIGURA 2.A.2.- RECTIFICADOR SIMPLE DE MEDIA ONDA.



entonces:

$$V_D = \frac{\sqrt{2}}{\pi} x V_2 = 0.4502 x V_2 \quad (2.A.4)$$

Para la corriente:

$$I_2 = \frac{I_{2p}}{2} \quad (\text{valor efectivo}) \quad (2.A.5)$$

donde I_{2p} : Corriente Pico del Secundario.

$$I_{2p} = \frac{V_{2p}}{R_{eq}} = \sqrt{2} x \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.6)$$

por tanto:

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} x \frac{V_2}{R_{eq}} = \frac{1}{\sqrt{2}} x \frac{V_2}{R_{eq}} = 0.7071 x \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.7)$$

Asimismo:

$$I_D = \frac{I_{2p}}{\pi} \quad (\text{valor promedio}) \quad (2.A.8)$$

$$I_D = \frac{\sqrt{2}}{\pi} x \frac{V_2}{R_{eq}} = 0.4502 x \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.9)$$

Finalmente:

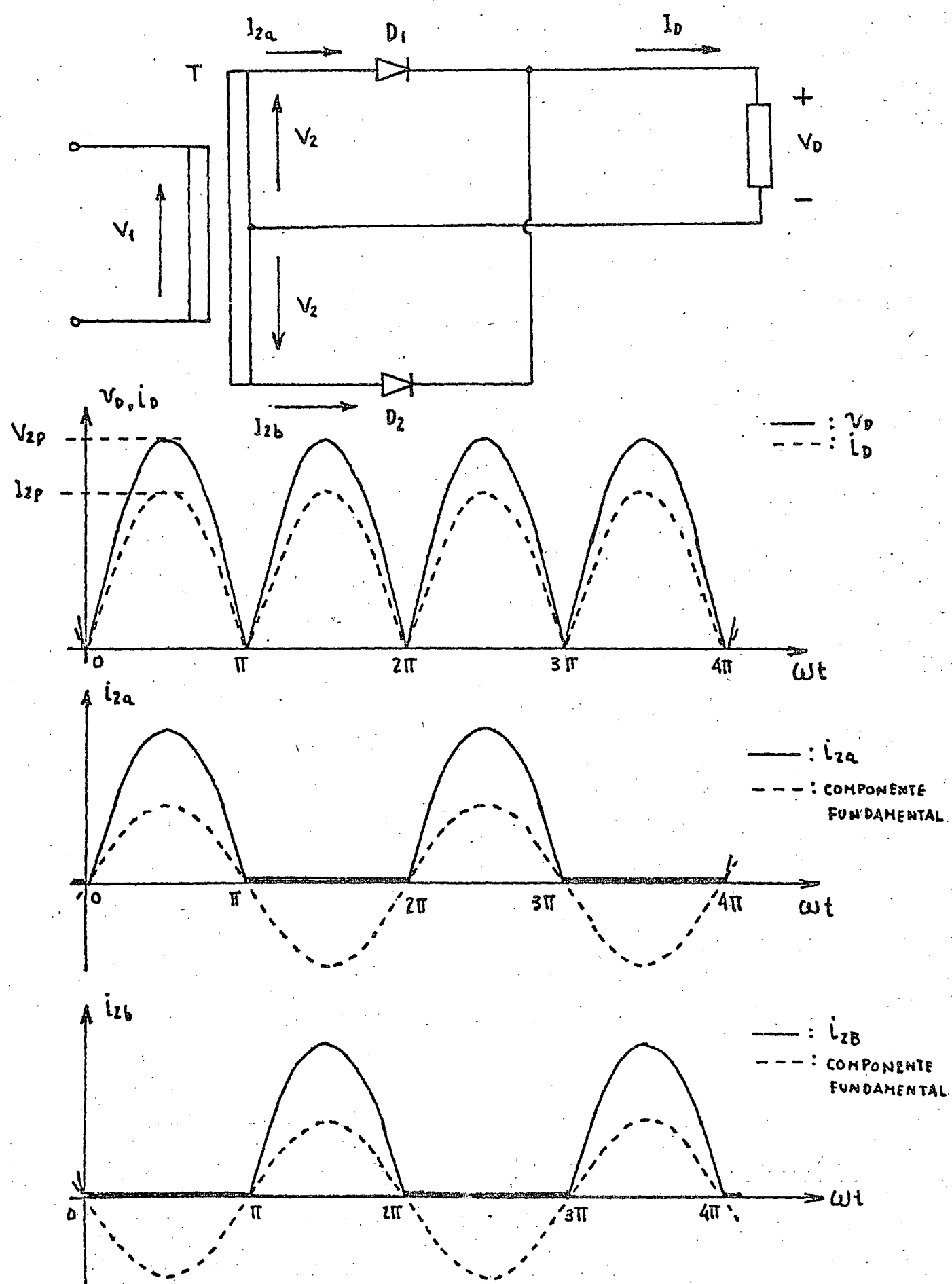
$$k = \frac{V_2 x \frac{1}{\sqrt{2}} x \frac{V_2}{R_{eq}}}{\frac{\sqrt{2}}{\pi} x V_2 x \frac{\sqrt{2}}{\pi} x \frac{V_2}{R_{eq}}} = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} = 3.489 \quad (2.A.10)$$

Lo anterior significa que en un rectificador como el de la figura 2.A.2 se necesita que el transformador suministre 3.489 Watts al rectificador por cada Watt que éste entrega a la carga.

2.A.1.2.-

Circuito Rectificador de Onda Completa con Punto Medio.

FIGURA 2.A.3.- RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA CON PUNTO MEDIO.



Para el circuito de la figura 2.A.3 se puede escribir:

$$V_D = \frac{2}{\pi} \times V_{2p} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times V_2 = 0.9003 \times V_2 \quad (2.A.11)$$

$$I_2 = \frac{I_{2p}}{2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = 0.7071 \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.12)$$

$$I_D = \frac{2}{\pi} \times I_{2p} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = 0.9003 \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.13)$$

Si se toma en cuenta que la corriente en una mitad del secundario tiene el mismo valor efectivo que la corriente en la otra mitad se puede concluir que, a pesar del defasamiento, es razonable considerar una sola corriente efectiva I_2 en todo el secundario. Adicionalmente, el total del secundario consiste en dos mitades con un voltaje efectivo V_2 en cada una ellas por lo cual el voltaje efectivo en todo el secundario es $2V_2$. De acuerdo a lo anterior, resulta:

$$k = \frac{2 \times V_2 \times \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{V_2}{R_{eq}}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times V_2 \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}}} = \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}} = 1.745 \quad (2.A.14)$$

Se observa que este circuito rectificador aprovecha mejor a los parámetros de voltaje y corriente del secundario del transformador pues solo se necesitan 1.745 Watts de C.A. por cada Watt de C.C.

2.A.1.3.-

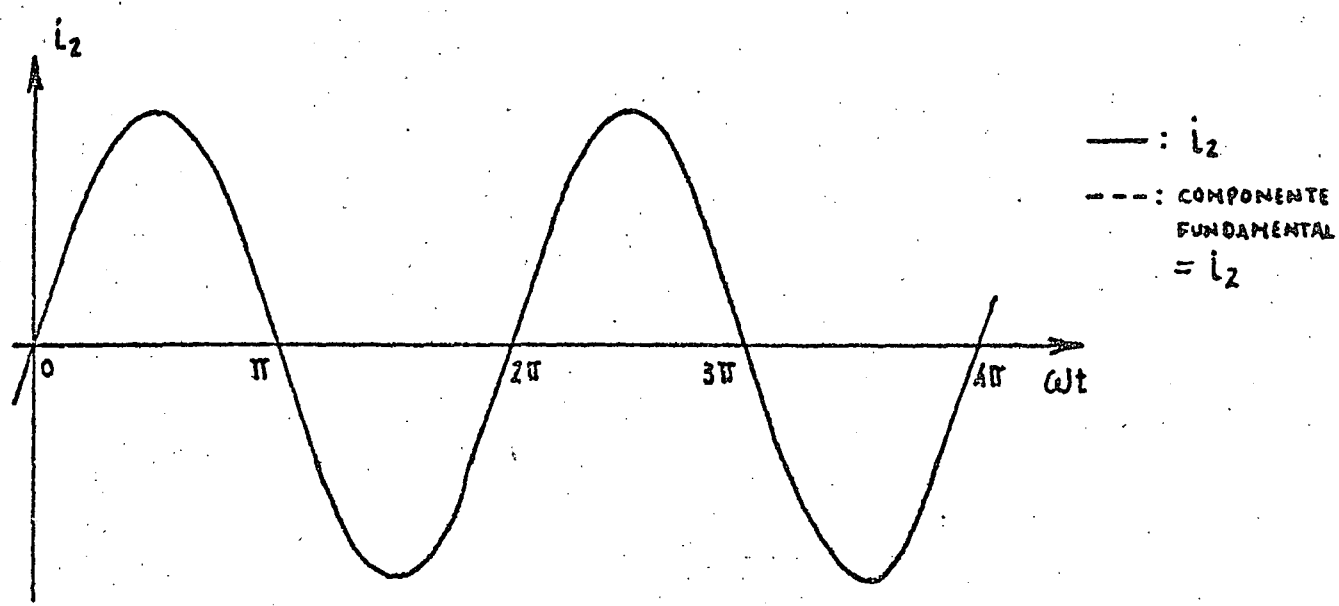
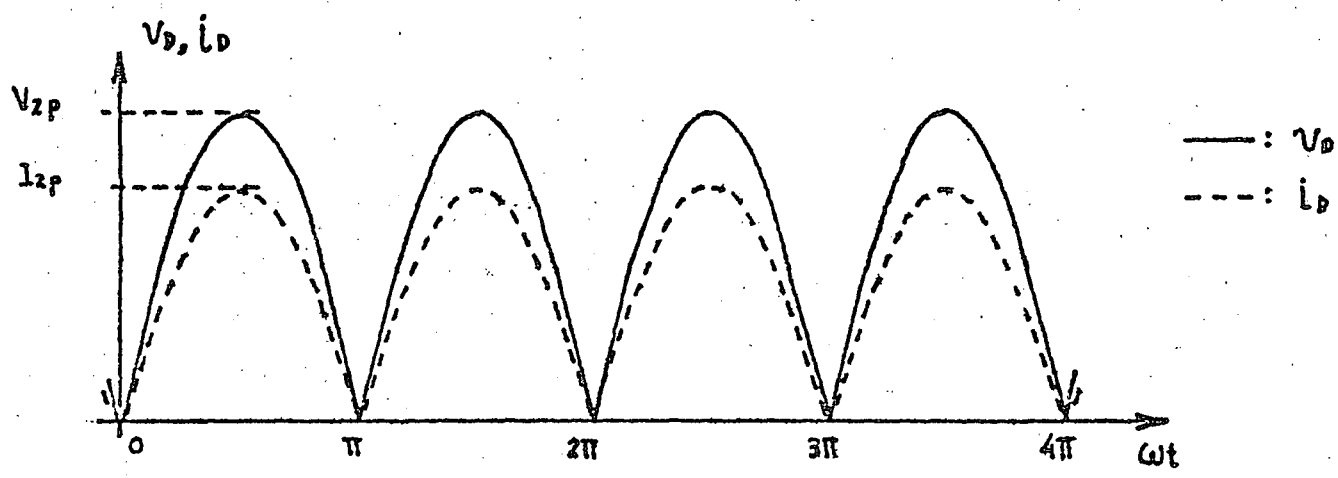
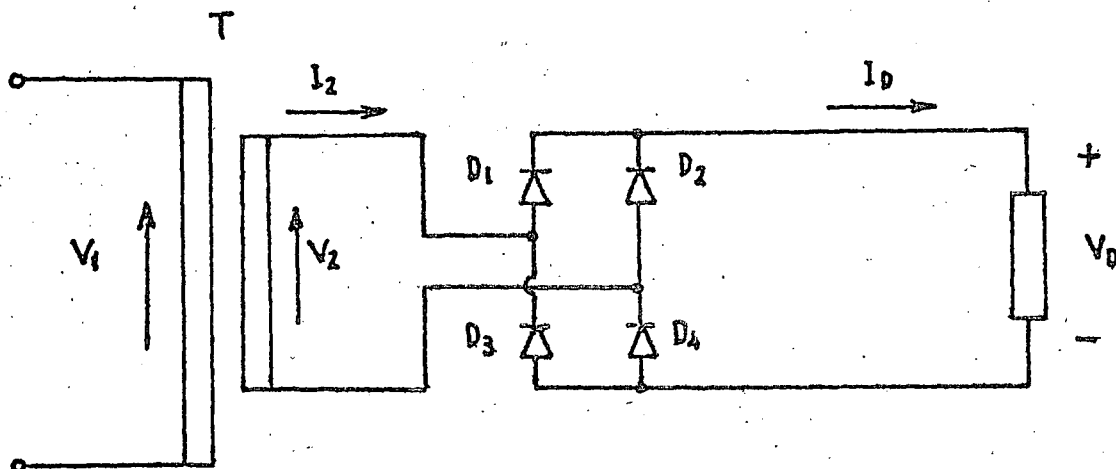
Circuito Rectificador Puente de Onda Completa.

Para el circuito de la figura 2.A.4 queda:

$$V_D = \frac{2}{\pi} \times V_{2p} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times V_2 = 0.9003 \times V_2 \quad (2.A.15)$$

$$I_2 = \frac{I_{2p}}{\sqrt{2}} = \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.16)$$

FIGURA 2.A.4.- RECTIFICADOR PUENTE DE ONDA COMPLETA.



$$I_D = \frac{2}{\pi} \times I_{2p} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = 0.9003 \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.17)$$

Resulta, pués:

$$k = \frac{V_2 \times \frac{V_2}{R_{eq}}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times V_2 \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}}} = \frac{\pi^2}{8} = 1.234 \quad (2.A.18)$$

Como se puede ver, este circuito rectificador es el mas eficiente de todos.

2.A.2.-

Diferencia entre una Carga Convencional y una Carga que Contiene Elementos de Filtrado.

Todas las consideraciones que se tomen en cuenta a continuación se aplicarán a circuitos que incluyen rectificadores de onda completa, excepto para el caso particular del rectificador de media onda simple con filtrado capacitivo. En la sección 2.A.1 se demostró como el rectificador simple de media onda causa un aprovechamiento bastante malo del transformador y es por lo cual solo se le utiliza en sistemas de baja corriente donde la regulación no es un parámetro importante o donde la economía es un factor determinante. Pero, como se mencionó se considerará el caso de este rectificador con filtrado capacitivo por ser un circuito de uso muy generalizado.

En los circuitos de las figuras 2.A.3 y 2.A.4 las formas de onda de la corriente en el secundario del transformador están determinadas únicamente por el tipo de circuito, el voltaje del secundario y la resistencia de carga. Pero las formas cambian radicalmente al agregar elementos de filtrado. Se distinguen dos casos de acuerdo al elemento conectado inmediatamente después del rectificador. Para ésto se supone que no se añaden elementos resistivos en los circuitos de filtrado por que en sistemas de potencias medianas y altas la resistencia incluida en el filtro tiene solo fines de regulación.

2.A.2.1.-

Filtros con Entrada Inductiva.

En esta categoría entran todos los filtros ilustrados en la figura 2.A.5. Lo importante radica en los siguientes puntos:

- a) Que el primer elemento conectado inmediatamente después del rectificador sea un inductor y se encuentre conectado en serie con el resto del circuito.
- b) Que la reactancia de este inductor en serie a la frecuencia de rizo sea mucho mayor que la resistencia equivalente de la carga, (típicamente, 10 veces cuando menos):

$$\omega_r L \geq 10 \times R_{eq} \quad (2.A.19)$$

Donde:

L: Inductancia del Inductor de Filtro, (en Henrys).

ω_r : Frecuencia Angular de Rizo, (en Radianes/segundo).

R_{eq} : Resistencia Equivalente de la Carga, (en Ohms).

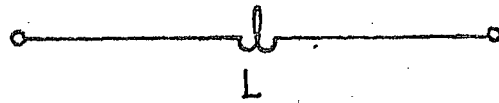
Para una frecuencia de línea de 60 Hz y una rectificación de onda completa:

$$\omega_r = 2 \times \pi \times 120 = 754.0 \text{ rad/seg} \quad (2.A.20)$$

Además:

$$R_{eq} = \frac{V_D}{I_D} \quad (2.A.21)$$

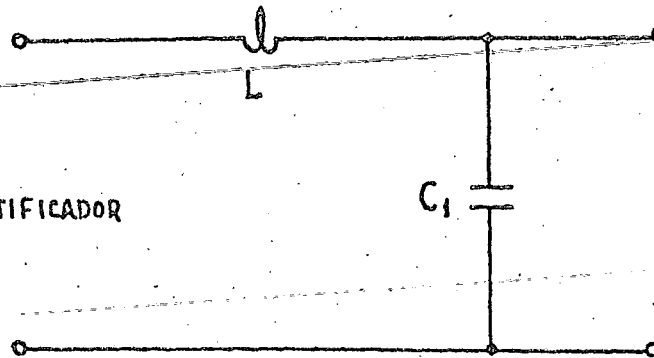
V_D : Voltaje promedio a la salida del Inductor, (por definición, este voltaje es igual al voltaje promedio a la salida del rectificador pues el voltaje promedio a través de un inductor es cero), (en Volts).



RECTIFICADOR

CARGA

INDUCTOR SIMPLE

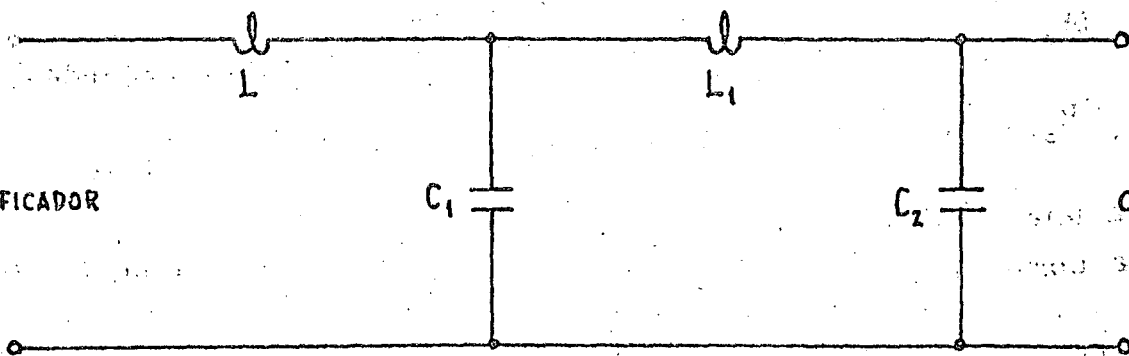


RECTIFICADOR

C_1

CARGA

"L" INVERTIDA



RECTIFICADOR

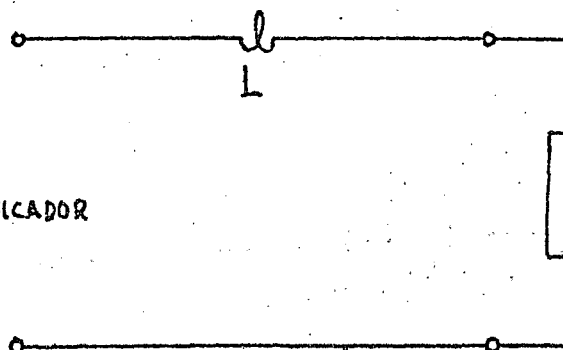
C_1

L_1

C_2

CARGA

DOBLE "L" INVERTIDA



RECTIFICADOR

R_{EQ}
(CARGA)

CIRCUITO EQUIVALENTE

I_D : Corriente Promedio a través del Inductor, (en Amperes).

Aquí cabe señalar que, para esta discusión, se considera a la carga como todo el circuito conectado en serie a continuación del inductor ya sea que incluya elementos adicionales de filtrado, circuitos electrónicos de regulación, la carga en sí, etc. Otro punto importante es que la ecuación (2.A.19) se refiere a un inductor real cuya resistencia óhmica es cero. Para un inductor real, con resistencia óhmica mayor que cero, es posible pensar a esta resistencia interna como parte del circuito de carga conectado a continuación de la parte inductiva del inductor real.

El voltaje pulsante es aplicado a la combinación serie de inductor y carga. Este voltaje pulsante puede descomponerse en una componente continua y una componente alternante, (figura 2.A.6). La componente continua está determinada unicamente por el voltaje promedio del rectificador y la resistencia equivalente de la carga, (ecuación (2.A.21)), pues el inductor no tiene efecto alguno sobre una corriente continua. Por otro lado, la componente alterna de la corriente está determinada por el valor efectivo de la componente alterna y la impedancia de la combinación serie de resistencia equivalente de carga y reactancia del inductor. Tomando, por el momento, la componente alterna pura del voltaje rectificado como una función del tiempo:

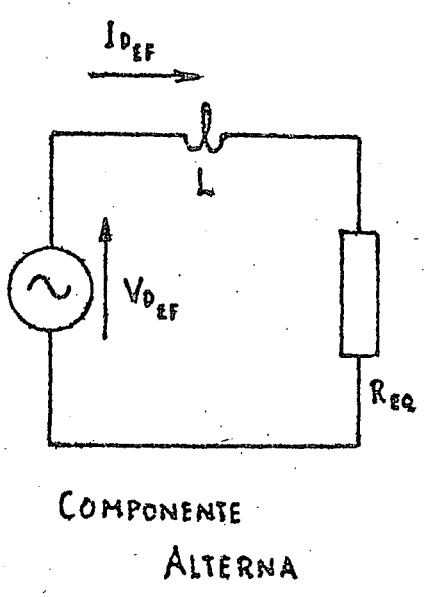
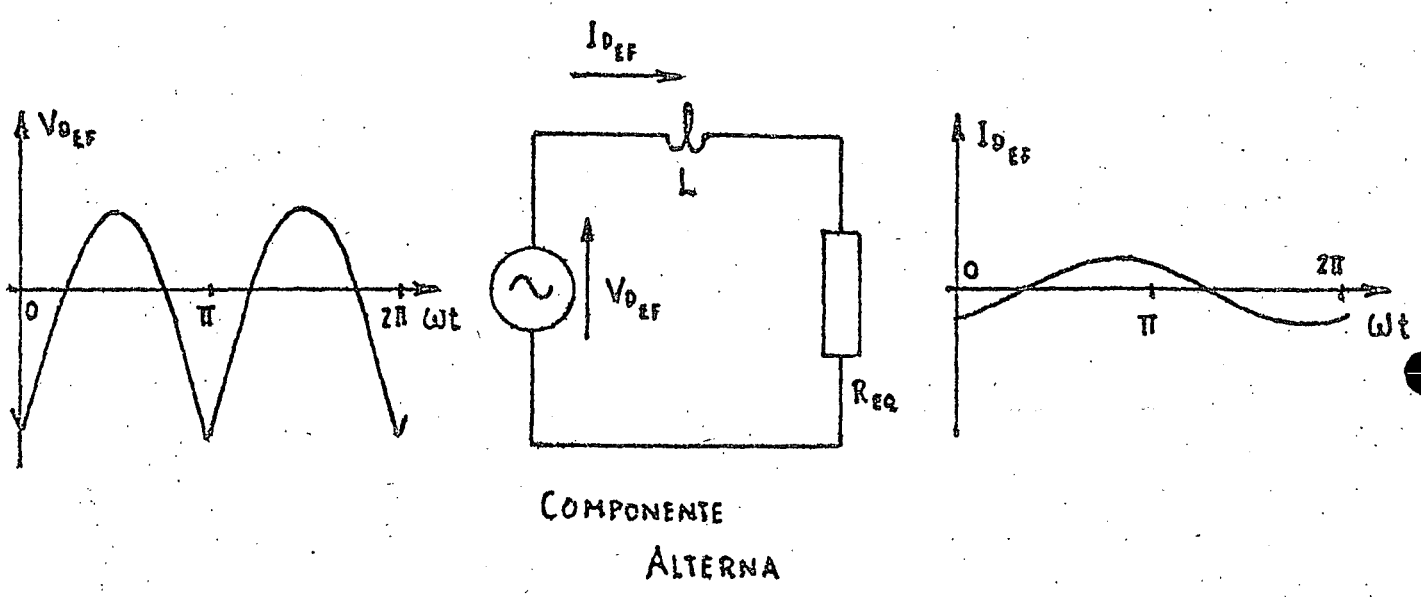
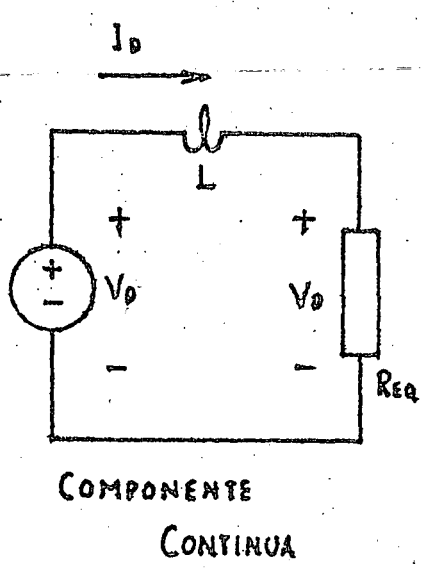
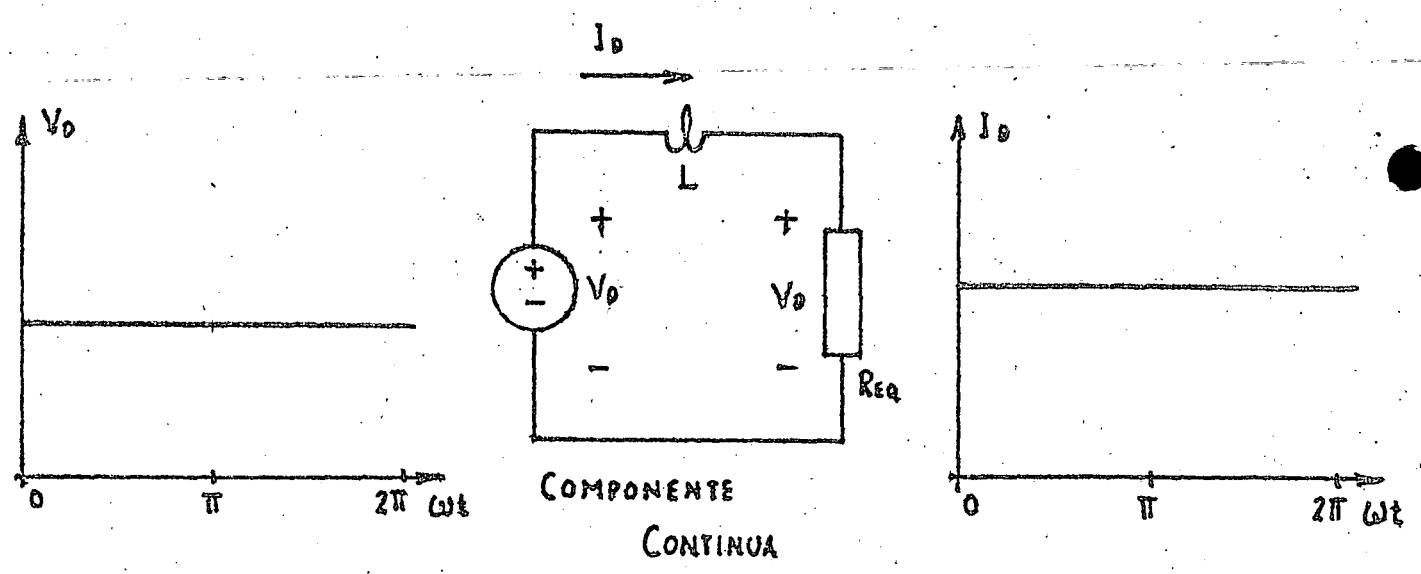
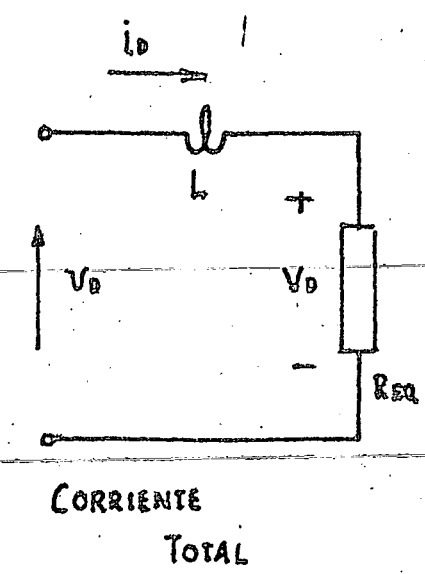
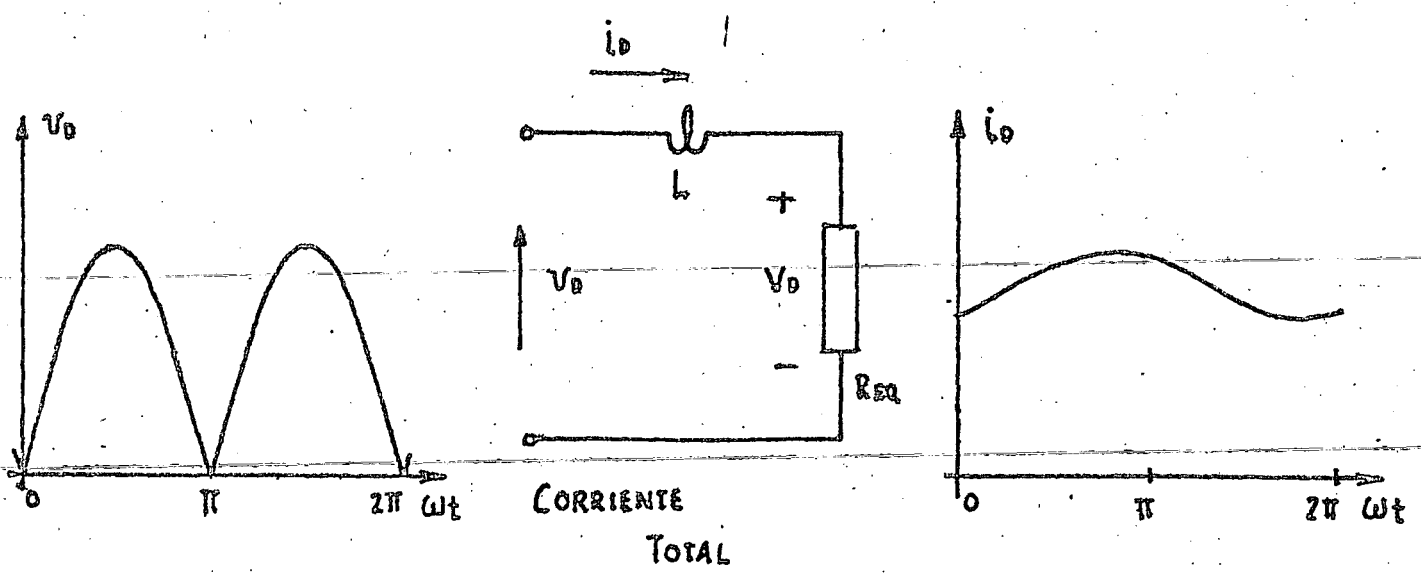
$$i_D(s) = \frac{v_D(s)}{R_{eq} + j \times \omega_r \times L} \quad (2.A.22)$$

En la ecuación anterior se han considerado tanto a la corriente i_D como al voltaje v_D como funciones de la frecuencia. Dado que, para este análisis, solo interesan las magnitudes, se pueden substituir los valores efectivos del voltaje y la corriente mencionados.

$$I_{D,ef} = \frac{V_{D,ef}}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_r \times L)^2}} = \frac{V_{D,ef}}{R_{eq}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_r \times L/R_{eq})^2}} \quad (2.A.23)$$

Para las ecuaciones anteriores, se define:

FIGURA 2.A.6.- COMPONENTES ALTERNA Y CONTINUA DE LA CORRIENTE RECTIFICADA ; CARGA INDUCTIVA.



$v_D(s)$: Componente Alterna Pura del Voltaje Rectificado expresada como Función de la Frecuencia.

$i_D(s)$: Componente Alterna Pura de la Corriente del Inductor expresada como Función de la Frecuencia.

$V_{D,ef}$: Valor Efectivo de la Componente Alterna Pura del Voltaje Rectificado.

$I_{D,ef}$: Valor Efectivo de la Componente Alterna Pura de la Corriente del Inductor.

La componente alterna pura del voltaje rectificado se conoce como rizo. Su valor efectivo está dado por:

$$V_{D,ef} = r \times V_D \tag{2.A.24}$$

Donde:

r: Factor de Rizo.

$$r = \sqrt{(\pi/2)^2 - 1} = 1.211 \tag{2.A.25}$$

para rectificación de media onda y:

$$r = \sqrt{(\pi/2\sqrt{2})^2 - 1} = 0.4834 \tag{2.A.26}$$

para rectificación de onda completa.

En la ecuación (2.A.23), si se cumple que $\omega_r \times L \geq 10 \times R_{eq}$ de acuerdo a la ecuación (2.A.19) entonces se puede escribir:

$$\hat{I}_{D,ef} = \frac{V_{D,ef}}{R_{eq}} \times \frac{1}{\sqrt{(\omega_r \times L/R_{eq})^2}} = \frac{V_{D,ef}}{R_{eq}} \tag{2.A.27}$$

La ecuación (2.A.27) indica que, para un inductor muy grande en relación a la resistencia equivalente de la carga, la componente alterna de la corriente tiende a cero quedando únicamente la componente continua. En este caso se tienen las situaciones que

aparecen en las figuras 2.A.7 y 2.A.8 para los rectificadores de onda completa con punto medio y de puente de onda completa, respectivamente.

2.A.2.1.1.-

Rectificador de Onda Completa con Punto Medio; Carga Inductiva.

Para las formas de onda de la figura 2.A.7 se tiene:
El voltaje promedio en la carga es igual al voltaje promedio a la salida del rectificador porque, como ya se explicó, la reactancia del inductor a la componente continua es cero por lo que el voltaje de caída promedio a través de él es cero:

$$V_D = \frac{2}{\pi} \times V_{2p} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times V_2 = 0.9003 \times V_2 \quad (2.A.28)$$

Para la forma de onda de corriente en ambas mitades del secundario:

$$I_2 = \frac{I_{2p}}{\sqrt{2}} \quad (2.A.29)$$

pero, en este caso:

$$I_{2p} = I_D = \frac{V_D}{R_{eq}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.30)$$

Entonces:

$$I_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = \frac{2}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = 0.6366 \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.31)$$

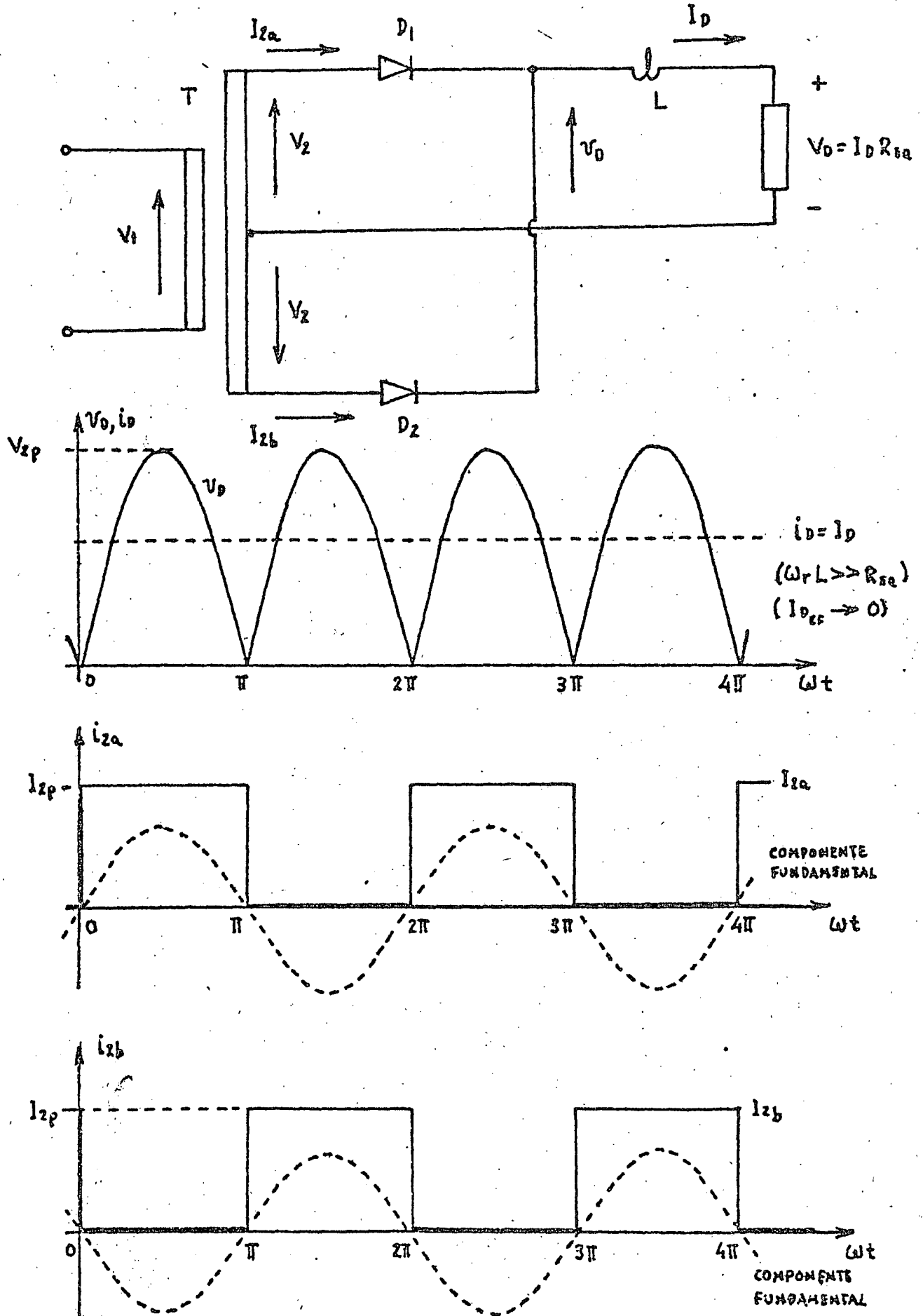
y:

$$I_D = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = 0.9003 \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.32)$$

Por tanto, el factor de aprovechamiento vale:

$$k = \frac{2 \times V_2 \times \frac{2}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times V_2 \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}}} = \frac{\pi}{2} = 1.571 \quad (2.A.33)$$

FIGURA 2.A.7.- RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA CON PUNTO MEDIO;
CARGA INDUCTIVA.



El factor de aprovechamiento de este circuito con carga resistiva resultó ser de 1.745.

2.A.2.1.2.-

Rectificador Puente de Onda Completa; Carga Inductiva.

De acuerdo a las formas de onda en la figura 2.A.8 se tiene: El voltaje y la corriente promedio en la carga son iguales a los obtenidos en la sección anterior. Solo varía la corriente efectiva del secundario:

$$I_2 = I_{2p} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.34)$$

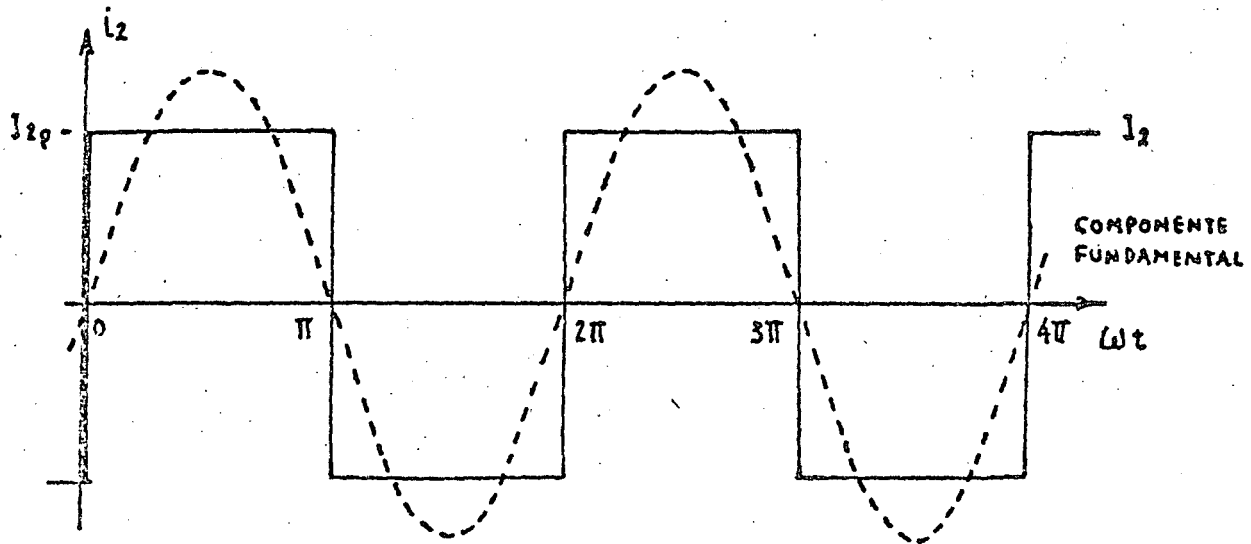
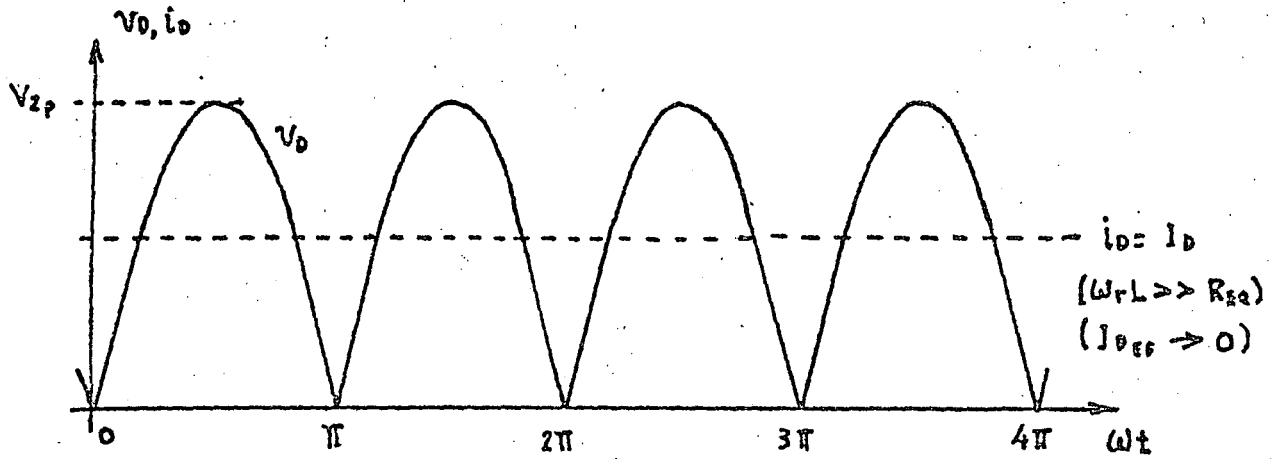
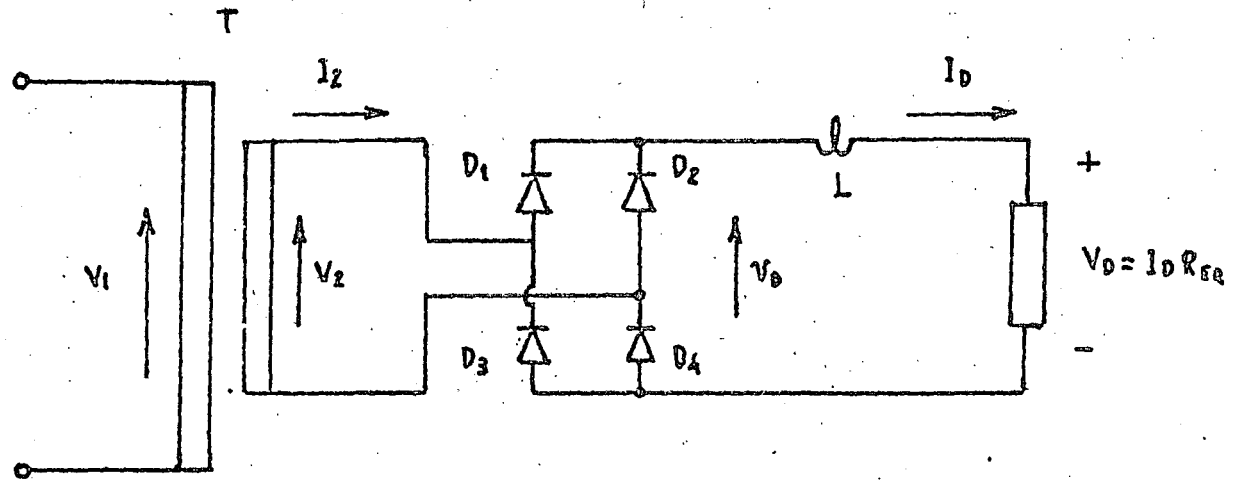
Se concluye, pues:

$$k = \frac{V_2 \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times V_2 \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1.111 \quad (2.A.35)$$

Para este mismo circuito, el factor de aprovechamiento con carga resistiva es de 1.234.

Se observa que la utilización del transformador mejora cuando se tiene una carga inductiva. La razón para esto es que el inductor causa que las formas de onda de corriente en el secundario sean cuadradas. Una onda cuadrada es la que mas valor promedio contiene para un valor efectivo dado y vice-versa: para un valor promedio dado, la onda cuadrada requiere el menor valor efectivo de todas las formas de onda. Así pues, para una potencia continua especificada en la carga, el rectificador con filtrado inductivo implica la mínima demanda del transformador que cualquier otro tipo de circuito.

FIGURA 2.A.8.- RECTIFICADOR PUENTE DE ONDA COMPLETA;
CARGA INDUCTIVA.



2.A.2.2.-

Filtros con Entrada Capacitiva.

Se considera a un filtro como de entrada capacitiva cuando lo primero que se encuentra conectado a continuación del rectificador es un capacitor en paralelo, (Fig. 2.A.9). Para este caso, debe cumplirse lo siguiente:

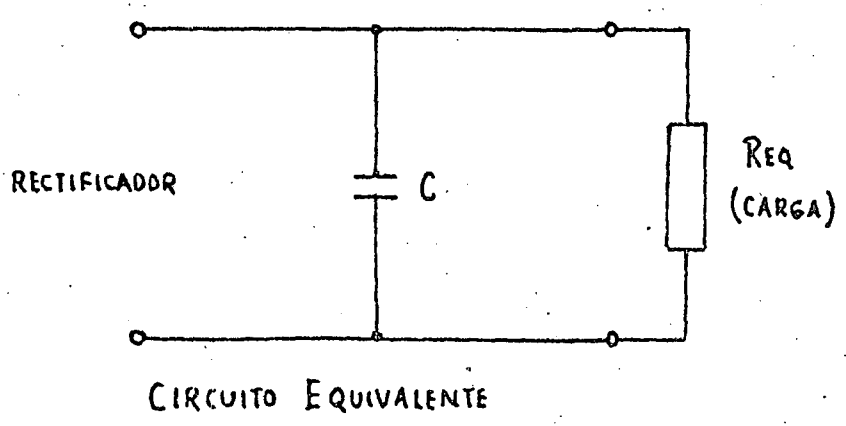
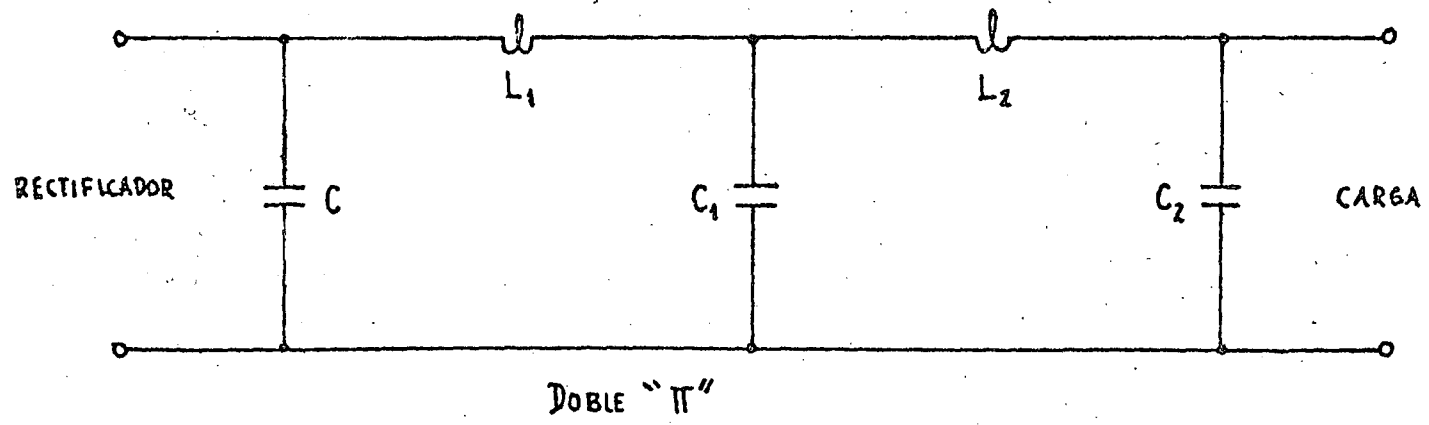
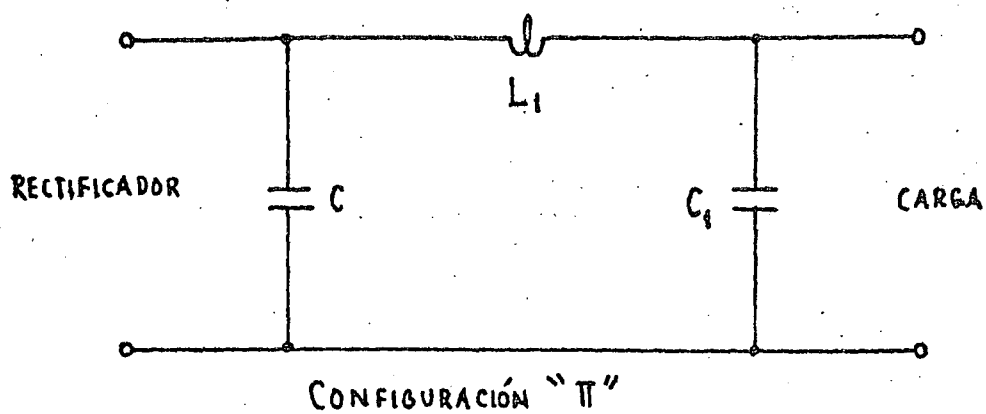
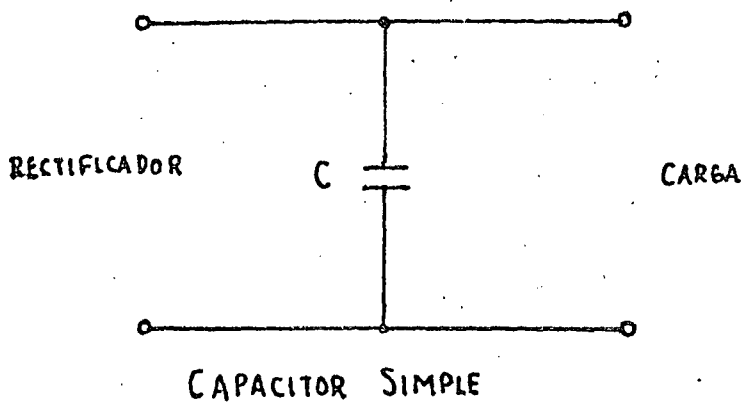
- a) Que no exista ningún elemento intermedio entre la salida del rectificador y el capacitor en paralelo.
- b) Que la reactancia de este capacitor paralelo a la frecuencia de rizo sea mucho menor que la resistencia equivalente de carga, (típicamente: un 10 % cuando mucho):

$$\frac{1}{\omega_r \times C} \leq 0.1 \times R_{eq} \quad (2.A.36)$$

La frecuencia de rizo, ω_r , y la resistencia equivalente de carga, R_{eq} , ya fueron definidas por las ecuaciones (2.A.20) y (2.A.21), respectivamente en la sección 2.A.2.1.

Desafortunadamente, el cálculo de las componentes continua y alterna de la corriente a la salida del rectificador se torna sumamente complicado para este tipo de circuito puesto que el voltaje a la salida del rectificador deja de tener la forma de onda pulsante típica de una señal de rectificación en onda completa, (figura 2.A.10). Como la componente alterna del voltaje ya no es independiente como en el caso del inductor sino está en función de la corriente y ésta, a su vez, está expresada en función del voltaje entonces no es posible establecer una relación sencilla entre ellas. Por otro lado, se requiere tomar en cuenta un factor adicional para este cálculo. Este factor es la impedancia equivalente del conjunto de transformador y rectificador y que está conectada en serie desde el punto de vista del capacitor. Esta impedancia se debe a la impedancia interna del transformador, Z_K , y a los diodos rectificadores. La figura 2.A.11 muestra el efecto de esta impedancia sobre el voltaje

FIGURA 2.A.9.- FILTROS CON ENTRADA CAPACITIVA.



2.A.10.- DESCOMPOSICIÓN DE LA CORRIENTE DEL RECTIFICADOR EN COMPONENTES PROMEDIO Y DE RIZO

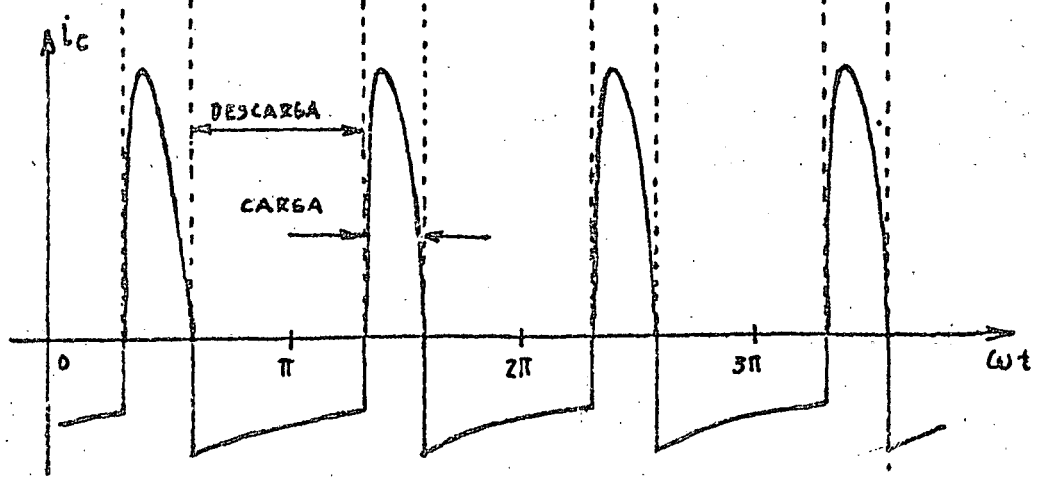
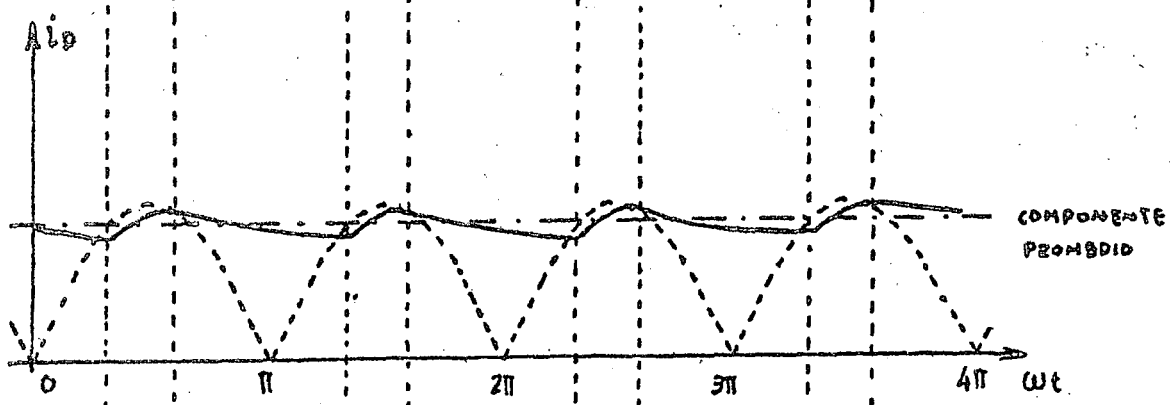
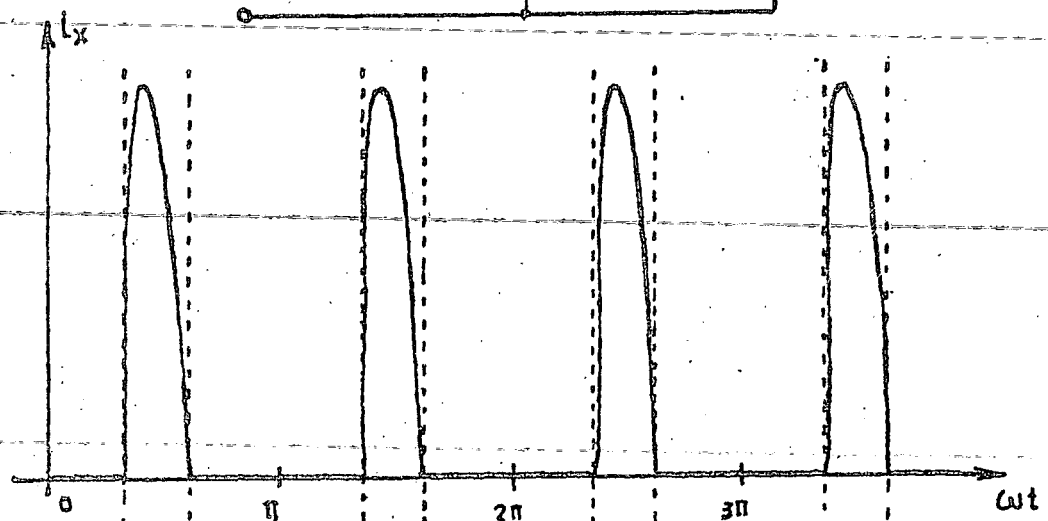
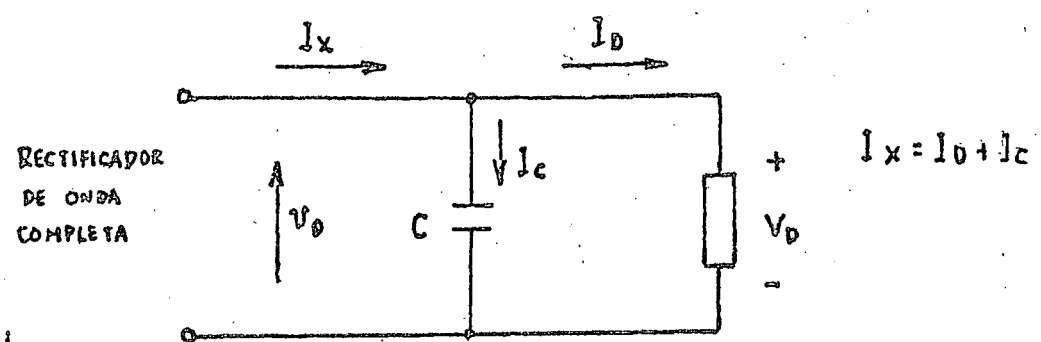
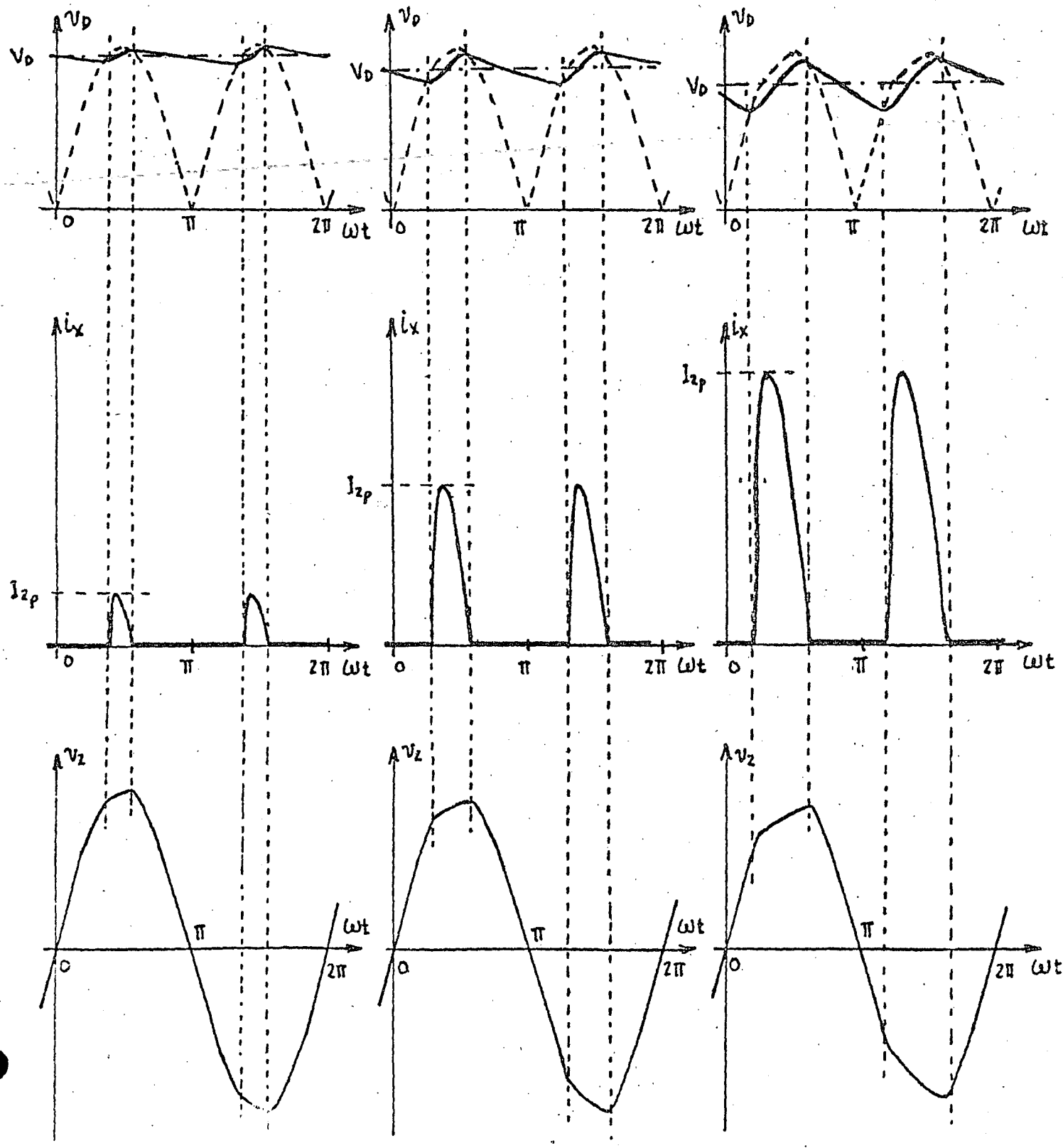


FIGURA 2.A.11.- EFECTO DE REGULACION DEBIDO A LA FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE EN UN RECTIFICADOR PUENTE DE ONDA COMPLETA CON FILTRO CAPACITIVO.



BAJA CORRIENTE

MEDIA CORRIENTE

ALTA CORRIENTE

en la carga debido a los picos tan intensos de corriente del capacitor. Cuando la corriente de carga es muy baja, el capacitor tiende a cargarse al voltaje pico del secundario. Pero, al aumentar la demanda de corriente, la descarga del capacitor debe ser compensada por pulsos de corriente provenientes del rectificador que, aunque de corta duración, son cada vez mas intensos. Una corriente promedio de 1.0 Ampere, por ejemplo, puede causar que el rectificador necesite entregar picos de corriente de hasta 10.0 Amperes. Como estos picos de corriente circulan cuando el voltaje del secundario se encuentra en su valor máximo entonces la forma de onda de dicho voltaje comienza a verse como una senoide troncada. El efecto equivalente es el de una regulación mas pobre en comparación con los casos de carga alternante pura o un rectificador con filtrado inductivo; la misma corriente de carga causa una reducción de voltaje de salida que es mucho mas marcada. Es importante, pues, encontrar una relación que permita el diseño correcto de un transformador destinado a la operación en conjunto con rectificador con filtrado capacitivo.

En un capítulo posterior de este curso se incluyen unas gráficas que muestran la variación de los distintos parámetros de operación para circuitos rectificadores con filtrado capacitivo. Todas estas gráficas están elaboradas en función de la impedancia equivalente antes mencionada. El problema radica en el hecho de que no es posible conocer con exactitud esta impedancia durante la parte teórica del diseño. Es por esto que es conveniente, al menos en lo tocante al diseño del transformador, proceder como se detalla a continuación:

Las figuras 2.A.12, 2.A.13 y 2.A.14 ilustran las formas de onda de la corriente en el secundario para los tres tipos de rectificadores. Como ya se explicó anteriormente, se incluye al rectificador de media onda porque este circuito se utiliza en numerosas aplicaciones de tipo económico. Del mismo modo, se ilustra la componente fundamental asociada a cada una de las corrientes. Se puede observar que el voltaje del secundario y la componente fundamental de la corriente están prácticamente en fase o sea que se puede decir que un rectificador con carga capacitivo-

FIGURA 2.A.12 .- RECTIFICADOR SIMPLE DE MEDIA ONDA; CARGA CAPACITIVA.

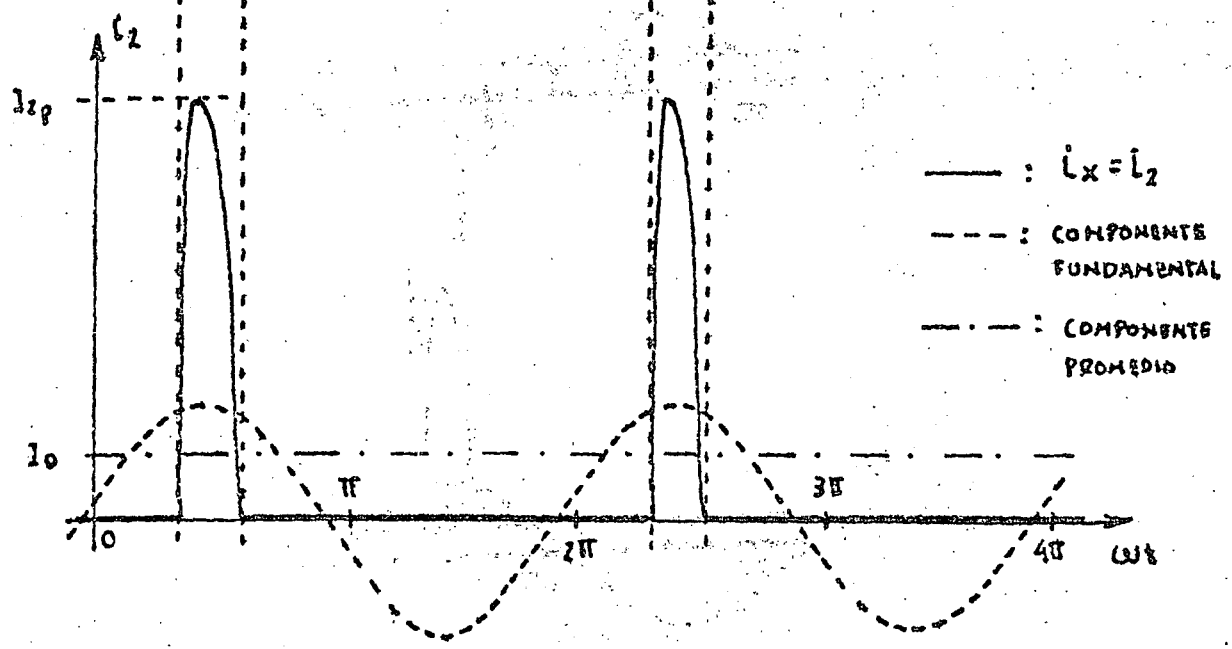
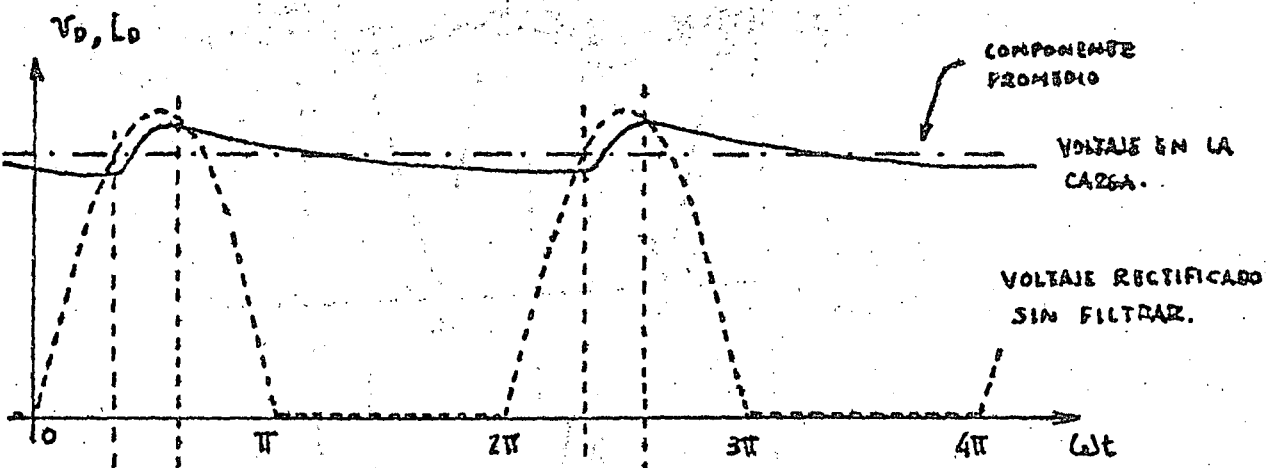
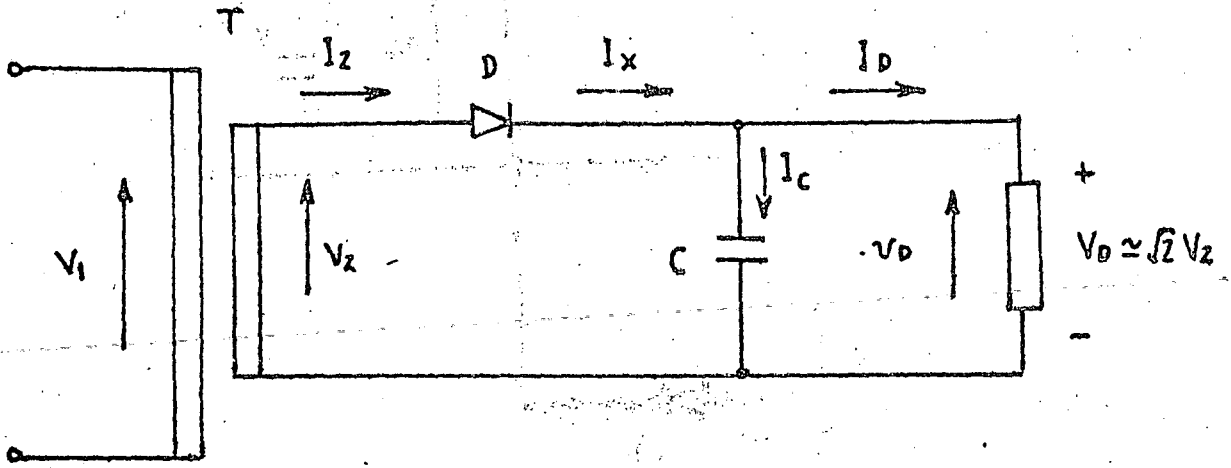


FIGURA 2.A.13.- RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA CON PUNTO MEDIO;
CARGA CAPACITIVA.

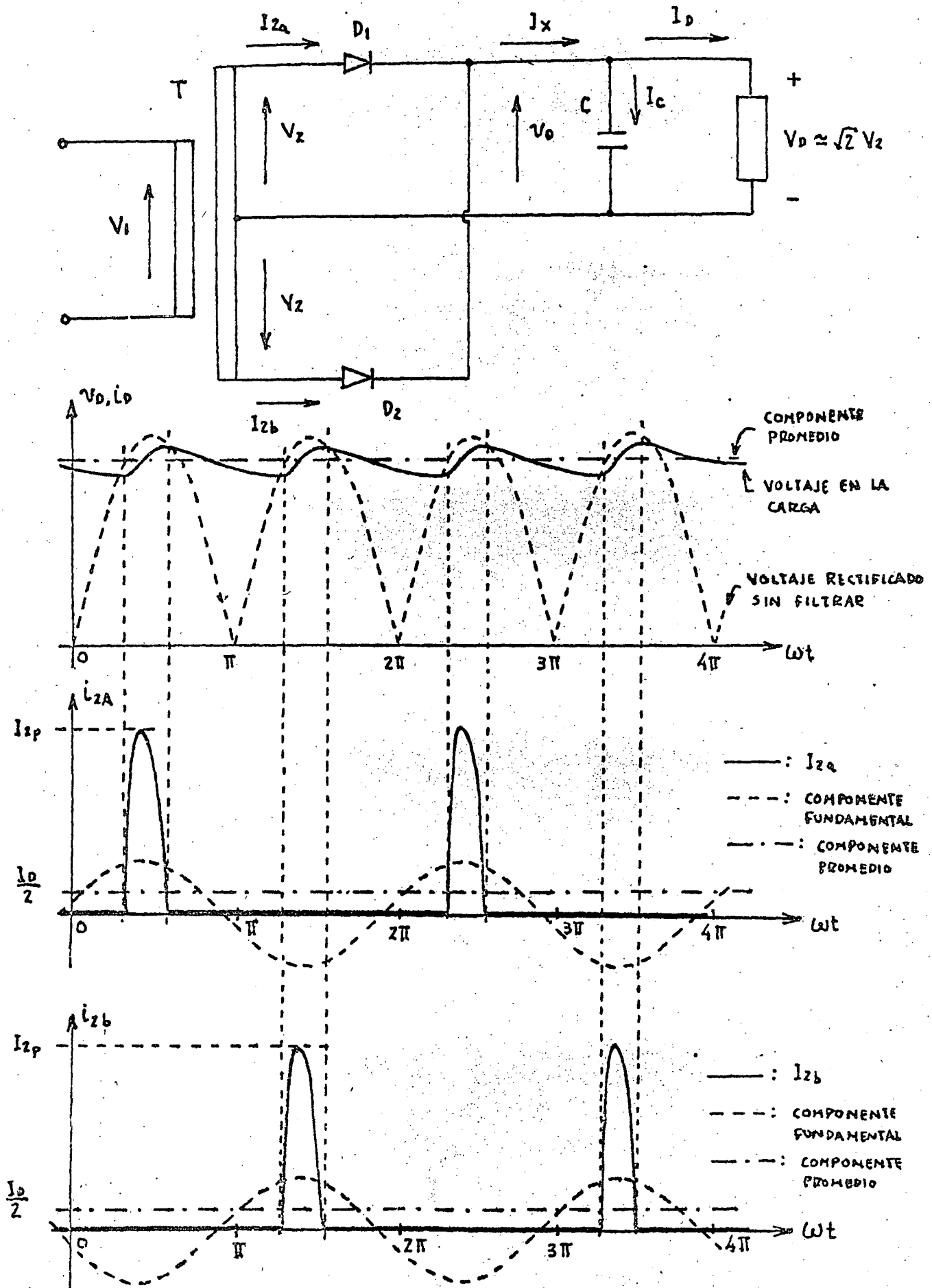
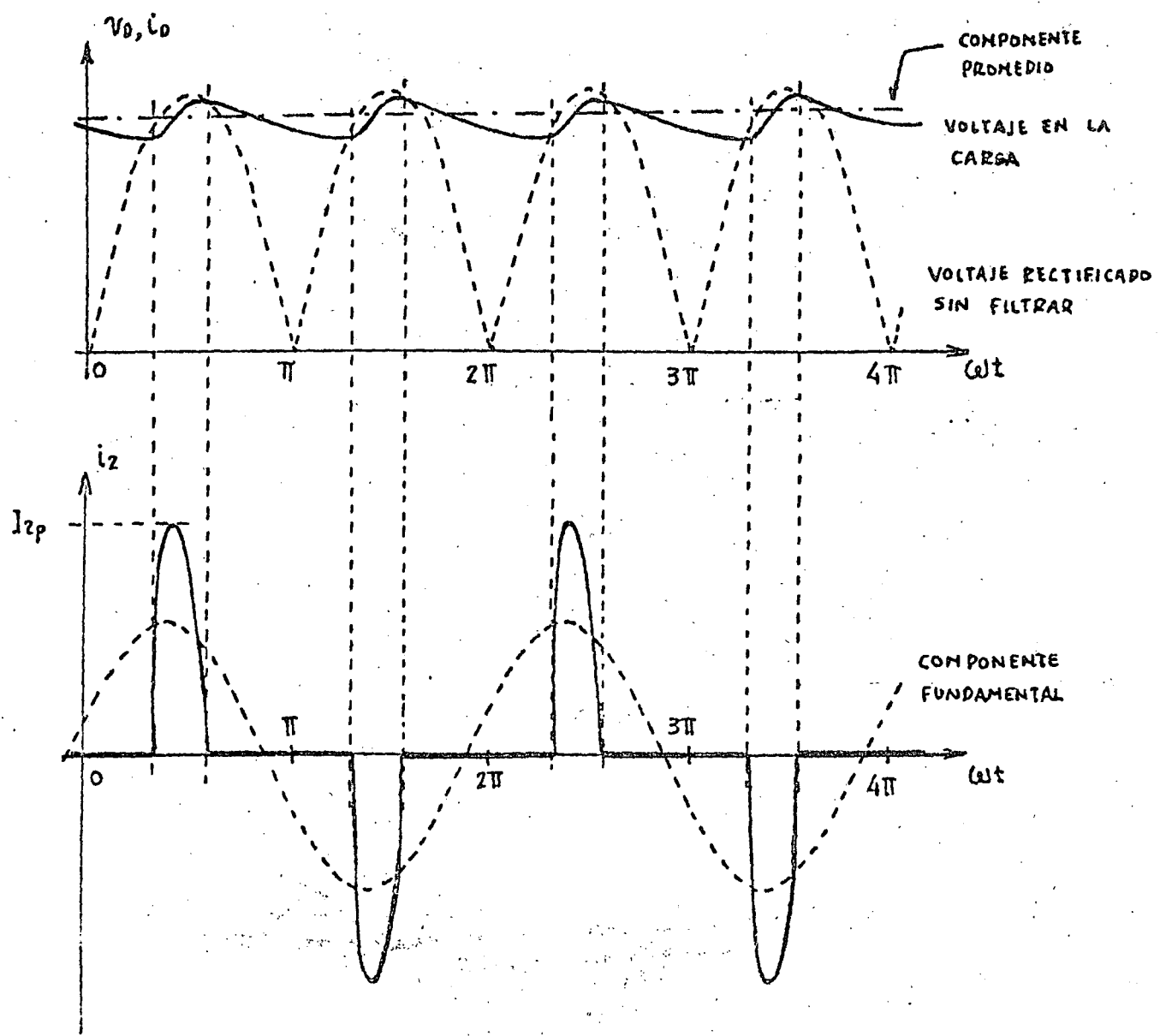
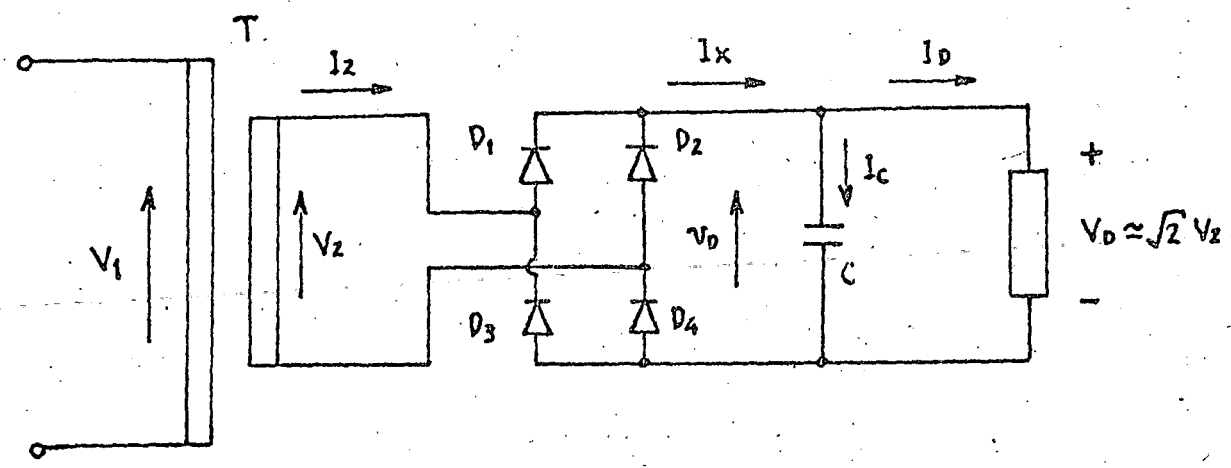


FIGURA 2.A.14.- RECTIFICADOR PUENTE DE ONDA COMPLETA; CARGA CAPACITIVA.



va se comporta como un rectificador con carga "resistiva".

Con base en lo anteriormente expuesto es posible suponer, para todo fin práctico, que el factor de aprovechamiento de un transformador conectado a un rectificador con carga resistiva no cambia al conectarse el capacitor de filtro; solo se altera la forma de onda. Así pues, considerando un factor de aprovechamiento constante y tomando en cuenta que, con un filtro capacitivo, el voltaje promedio en la carga se aproxima al voltaje pico del secundario, se puede escribir:

$$V_D = \sqrt{2} \times V_2 = 1.414 \times V_2 \quad (2.A.37)$$

$$I_D = \frac{V_D}{R_{eq}} = \sqrt{2} \times \frac{V_D}{R_{eq}} = 1.414 \times \frac{V_D}{R_{eq}} \quad (2.A.38)$$

Entonces, si se introducen estos valores en la ecuación para el factor de aprovechamiento y se despeja I₂ se llega a:

$$I_2 = \frac{k \times V_D \times I_D}{V_2} \quad (2.A.39)$$

$$I_2 = \frac{k \times \sqrt{2} \times V_2 \times \sqrt{2} \times \frac{V_2}{R_{eq}}}{V_2} = 2 \times k \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.40)$$

Para el rectificador de media onda simple, $k = 3.489 = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}}$

$$I_2 = 2 \times \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = 6.979 \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.41)$$

Para el rectificador de onda completa con punto medio,

$$k = 1.745 = \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}}$$

$$I_2 = 2 \times \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = 3.489 \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.42)$$

Para el rectificador puente de onda completa: $k = 1.234 = \frac{\pi^2}{8}$

$$I_2 = 2 \times \frac{\pi^2}{8} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = \frac{\pi^2}{4} \times \frac{V_2}{R_{eq}} = 2.467 \times \frac{V_2}{R_{eq}} \quad (2.A.43)$$

2.A.3.-

Cálculo del Voltaje y la Corriente del Secundario de un Transformador en Función del Voltaje y la Corriente Promedio Requeridos en la Carga.

En todas las secciones previas se encontraron los valores de todos los voltajes y corrientes de los distintos circuitos rectificadores conectados a distintos tipos de cargas. Estos valores de voltajes y corrientes fueron expresados en términos de V_2 y V_2/R_{eq} , respectivamente, todo esto con el fin de encontrar el factor de aprovechamiento. Ahora, se encontrarán las expresiones del voltaje V_D en función del voltaje V_2 y vice-versa así como la corriente I_D en función de I_2 y vice-versa para los distintos circuitos. Esto es con el objeto de:

- a) Dados los valores del voltaje V_D y la corriente I_D , encontrar los valores del voltaje V_2 y la corriente I_2 que se requiere tener en el secundario del transformador.
- b) Dado un transformador especificado con un voltaje V_2 en el secundario así como una corriente I_2 encontrar los valores del voltaje V_D y la corriente I_D que es posible obtener en la carga.

2.A.3.1.-

Rectificador de Media Onda.

2.A.3.1.1.-

Carga Resistiva.

De la ecuación (2.A.4) se tiene:

$$\frac{V_D}{V_2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0.4502 \quad (2.A.44)$$

$$\frac{V_2}{V_D} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} = 2.221 \quad (2.A.45)$$

De las ecuaciones (2.A.7) y (2.A.9):

$$\frac{I_D}{I_2} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{V_2}{R_{eq}}}{\frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{V_2}{R_{eq}}} = \frac{2}{\pi} = 0.6366 \quad (2.A.46)$$

$$\frac{I_2}{I_D} = \frac{\pi}{2} = 1.571 \quad (2.A.47)$$

Si se procede en forma análoga para todos los circuitos se llega a los resultados listados en la Tabla 2.A.1. En esta tabla se dan las relaciones para los siguientes circuitos:

- a) Rectificador de Media Onda Simple; Carga Resistiva.
- b) Rectificador de Media Onda Simple; Carga Capacitiva.
- c) Rectificador de Onda Completa con Punto Medio; Carga Resistiva.
- d) Rectificador de Onda Completa con Punto Medio; Carga Inductiva.
- e) Rectificador de Onda Completa con Punto Medio; Carga Capacitiva.
- f) Rectificador Puente de Onda Completa; Carga Resistiva.
- g) Rectificador Puente de Onda Completa; Carga Inductiva.
- h) Rectificador Puente de Onda Completa; Carga Capacitiva.

TABLA 2.A.1: RESUMEN DE LAS PROPIEDADES DE LOS CIRCUITOS RECTIFICADORES PARA EL DISEÑO DE TRANSFORMADORES.

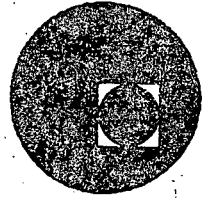
| RELACION CIRCUITO | $\frac{V_D}{V_2}$ | $\frac{V_2}{V_D}$ | $\frac{I_D}{I_2}$ | $\frac{I_2}{I_D}$ | $\frac{I_D \times R_{eq}}{V_2}$ | $\frac{I_2 \times R_{eq}}{V_2}$ | k |
|---|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|---------------------------------|---------------------------------|-------|
| MEDIA ONDA SIMPLE CARGA RESISTIVA | 0.4502 | 2.221 | 0.6366 | 1.571 | 0.4502 | 0.7071 | 3.489 |
| MEDIA ONDA SIMPLE CARGA CAPACITIVA | 1.414 | 0.7071 | 0.2026 | 4.935 | 1.414 | 6.979 | 3.489 |
| ONDA COMPLETA, PUNTO MED. CARGA RESISTIVA | 0.9003 | 1.111 | 1.273 | 0.7854 | 0.9003 | 0.7071 | 1.745 |
| ONDA COMPLETA, PUNTO MED. CARGA INDUCTIVA | 0.9003 | 1.111 | 1.414 | 0.7071 | 0.9003 | 0.6366 | 1.571 |
| ONDA COMPLETA, PUNTO MED. CARGA CAPACITIVA | 1.414 | 0.7071 | 0.4053 | 2.467 | 1.414 | 3.489 | 1.745 |
| PUENTE ONDA COMPLETA CARGA RESISTIVA | 0.9003 | 1.111 | 0.9003 | 1.111 | 0.9003 | 1.000 | 1.234 |
| PUENTE ONDA COMPLETA CARGA INDUCTIVA | 0.9003 | 1.111 | 1.000 | 1.000 | 0.9003 | 0.9003 | 1.111 |
| PUENTE ONDA COMPLETA CARGA CAPACITIVA | 1.414 | 0.7071 | 0.5732 | 1.745 | 1.414 | 2.467 | 1.234 |

Notas relativas a la Tabla 2.A.1:

- a) El voltaje V_2 indicado para los rectificadores de onda completa con punto medio corresponde solo a una mitad del secundario. El secundario completo deberá estar especificado para el doble del valor dado por la tabla. Por ejemplo, supóngase que se desea un voltaje directo de salida de 60 Volts para este rectificador con filtrado inductivo. De acuerdo a la tabla, el voltaje V_2 deberá ser de $1.111 \times 60 = 66.64$ Volts. Esto equivale a un voltaje total del secundario de 133.3 Volts.
- b) La tabla no toma en cuenta la caída directa de los diodos rectificadores durante la conducción ni la fuga inversa durante el estado de bloqueo. Cuando se utilizan diodos rectificadores de silicio la fuga inversa es despreciable pero no la caída directa, especialmente cuando se pretende construir circuitos de bajo voltaje y alta corriente.
- c) Las relaciones V_D / V_2 y V_2 / V_D dadas en la tabla valen solo para cuando la corriente de carga es cero, es decir, consideran el valor de V_D máximo posible. Cuando se especifica un valor del voltaje directo en la carga que debe cumplirse a una corriente dada es necesario, por tanto, utilizar un factor de regulación para calcular el voltaje directo en condiciones de cero corriente y entonces se podrá aplicar la relación correspondiente dada en la tabla. Es muy importante notar que el diseño comienza por el lado de la carga, avanza hacia el filtro pasando por el rectificador y llega, por último, al transformador.
- d) Todas las relaciones en la Tabla valen solo para un voltaje del secundario con forma de onda senoidal. Para cualquier otra forma de onda deben repetirse nuevamente todas las rutinas de cálculo realizadas previamente.



centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, unam

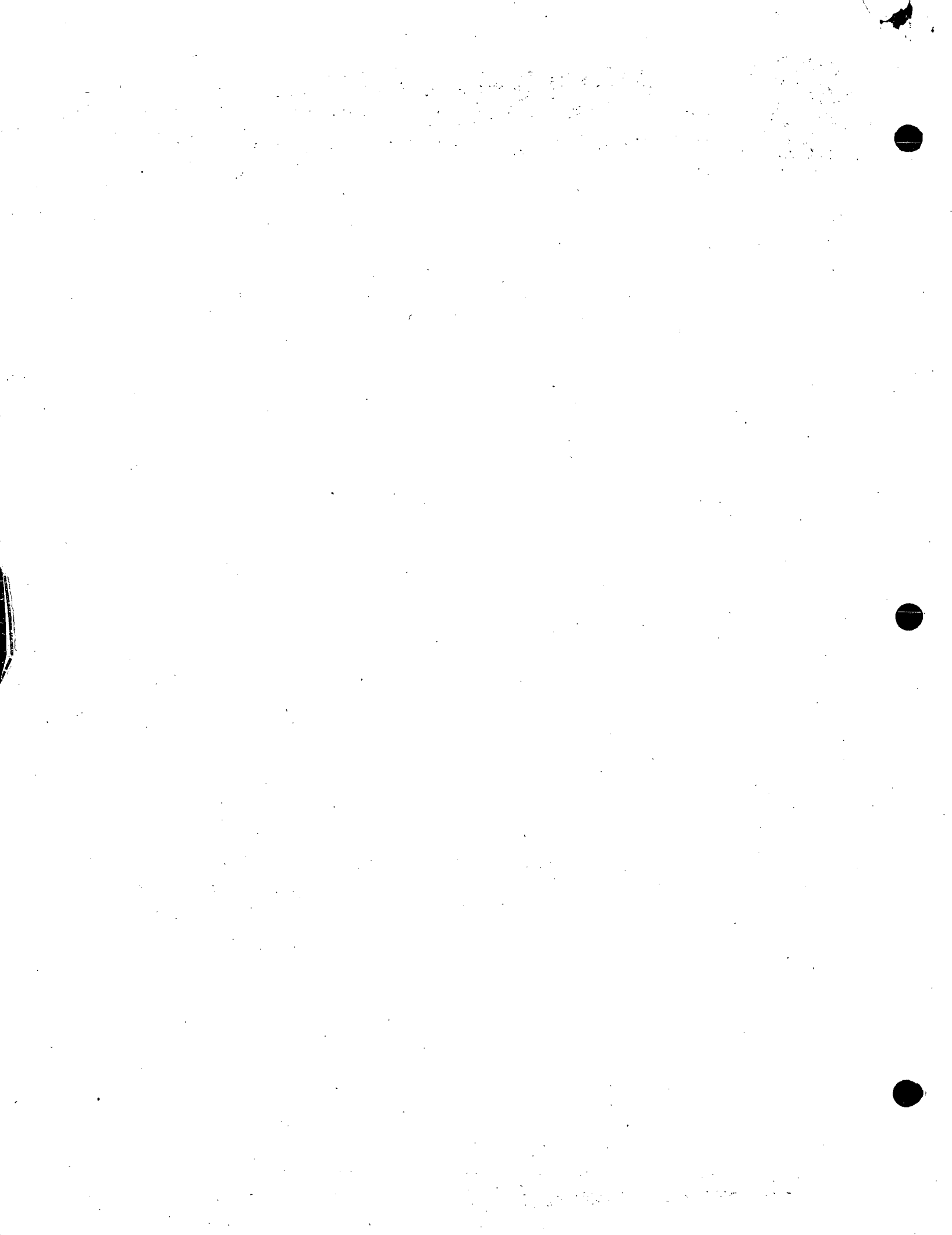


REGALDORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

CONVERSION A.C. / D.C.

M. en I. Eduardo Cristo Álvarez.

NOV, 1978.



4. CONVERSION AC-DC

4.1 Características y Modelado de los diodos de potencia.

4.1.1 Comportamiento del diodo ideal.

Se puede definir al diodo Ideal como un elemento de Circuito No Lineal que cumple con la siguiente relación:

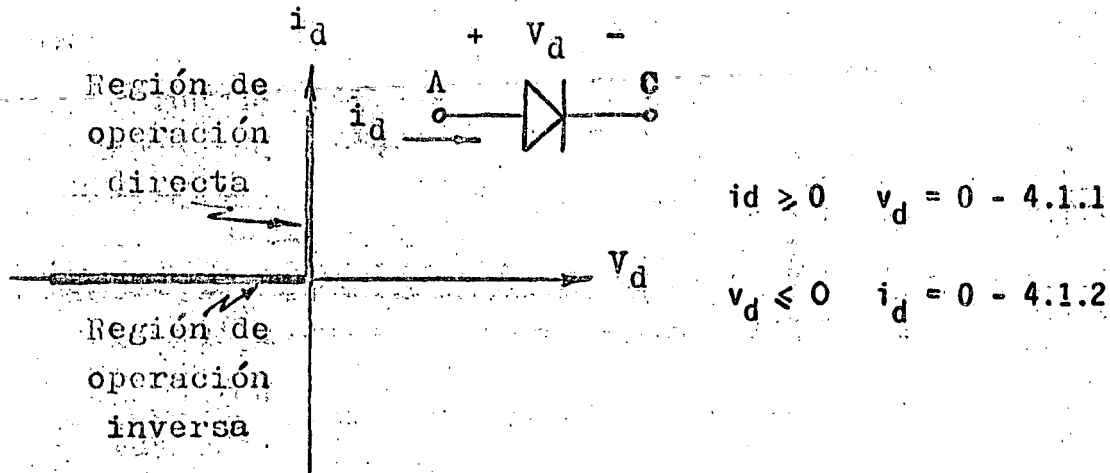


FIG 4.1.1

Si el dispositivo se encuentra operando dentro de la región marcada por la ecuación 4.1.1 se dice que el diodo está operando en su región directa o caso contrario si se encuentra operando dentro de la región marcada por la ecuación 4.1.2 se dice que el diodo está operando en su región inversa.

Modelo:

Para modelar el diodo ideal bastará saber si éste se encuentra operando en su región directa o en su región inversa y aplicar el modelo mostrado en la figura 4.1.2



FIG 4.1.2 MODELO DEL DIODO IDEAL

4.1.2 Comportamiento del diodo real

La relación voltaje corriente para un diodo real está dada por la siguiente ecuación:

$$i_d = I_R \left(e^{\frac{q\phi}{KT}} - 1 \right) \quad 4.1.3$$

donde:

q = carga electrónica = 1.6×10^{-19} Coulombs

K = constante de Boltzmann = 1.38×10^{-23} Joule/ok

T = temperatura absoluta = $^{\circ}K$

ϕ = voltaje a través de la juntura

i_d = corriente a través de la juntura (Fig 4.1.1)

I_R = corriente inversa a través de la juntura

La cantidad $\frac{KT}{q}$ es una constante del semiconductor que a temperatura ambiente ($300^{\circ}K$) vale 26mV.

Corriente de fuga

Cuando un diodo es trabajado en su región inversa con varias decenas de milivolts a través de él, la corriente que circula viene dada por la ecuación 4.1.3 para cuando $\phi < 0$, esto es

$$i_d = I_R \left(e^{\frac{q(-\phi)}{KT}} - 1 \right)$$
$$i_d = -I_R \quad 4.1.4$$

Esto es, la corriente a través del diodo es la corriente inversa, la cual es la suma de tres corrientes: I_D , debida a difusión, I_C , debida a la generación de cargas e I_S , debida a fugas provocadas por efectos superficiales, esto es:

$$I_R = I_D + I_C + I_S \quad 4.1.5$$

La corriente de difusión (I_D) es causada por portadores minoritarios en la región de alta resistividad que son atraídos por la influencia del campo eléctrico a través de la región vacía y son empujados a través de la juntura.

La corriente debida a la generación de cargas (I_C) es proporcional al ancho de la región vacía. Tanto I_D como I_C son originadas en el cuerpo del semiconductor y tienen una alta dependencia con la temperatura, básicamente

mente se duplican por cada 10°C de incremento en la temperatura.

La corriente debida a fugas por superficie (I_s) puede considerarse como resultado de la trayectoria de resistencia existente a través de la juntura. Consecuentemente, el valor de I_s depende del voltaje aplicado.

Voltaje de Ruptura

Cuando el voltaje inverso aplicado es aumentado, el flujo de corriente aumenta. Cuando el voltaje aproxima al nivel llamado voltaje de ruptura por avalancha (V_B), la corriente aumenta sin límite. La ruptura por avalancha se atribuye al hecho de que el campo eléctrico aplicado a través de la región vacía acelera cualquier partícula en movimiento, la cual adquiere la energía suficiente para liberar otras partículas debido a colisiones entre átomos, lo que trae consigo una multiplicación de portadores.

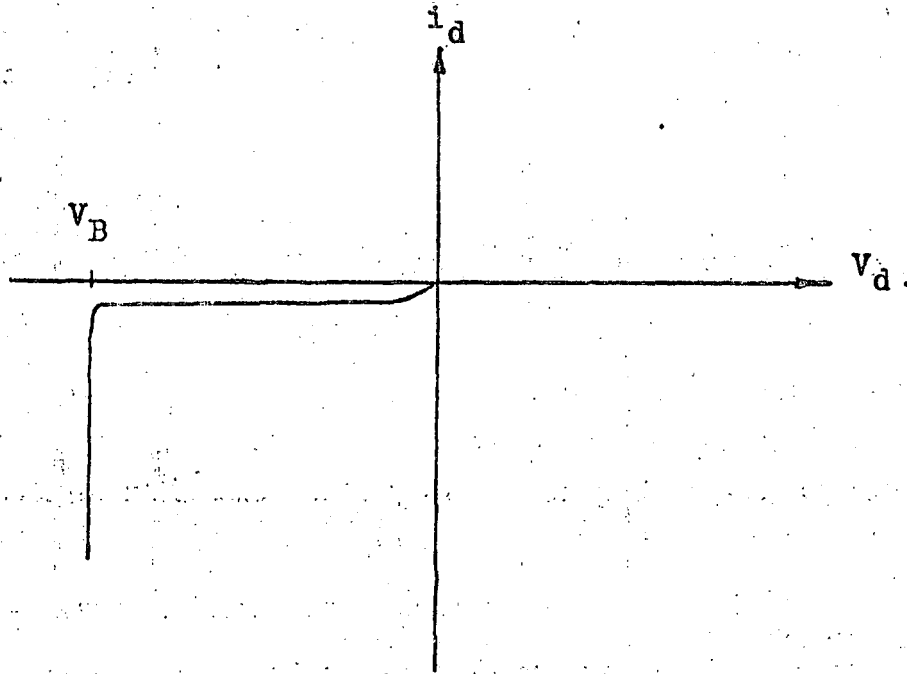


Figura 4.1.3. Voltaje de ruptura por avalancha.

El voltaje de ruptura depende de la cantidad de impurezas de la región menos topada.

Caída de voltaje en Directa

La ecuación 4.1.3 está graficada en la figura 4.1.4 para un diodo de Silicio de baja potencia. La tabla No. 1 muestra la variación del voltaje a través del diodo cuando la corriente varía entre $100\mu\text{a}$ y 100ma

| i_d (ma) | V_d (volts) |
|---------------|------------------|
| 0.1 | 0.66 |
| 1 | 0.70 |
| 10 | 0.74 |
| 100 | 0.78 |

Tabla No. I

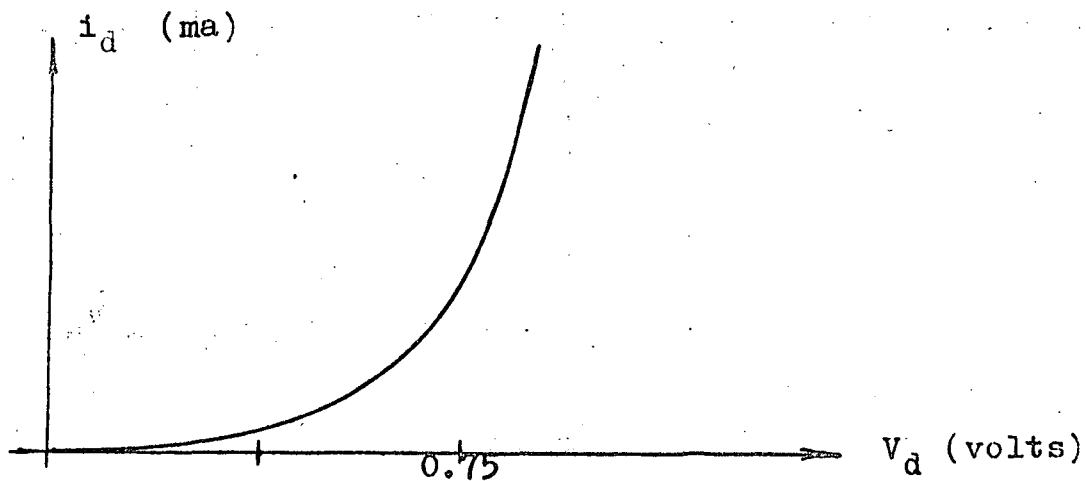


Figura 4.1.4 Característica en directa de un diodo de Silicio.

El voltaje a través del diodo se mantiene relativamente constante a un valor de 0.7 volts al cual se le denomina voltaje de encendido del diodo.

En base a trabajos experimentales se ha podido observar que el comportamiento real del diodo no satisface fielmente la ecuación 4.1.3.

Se ha encontrado que la característica voltaje corriente afectada por el exponente $\frac{q\phi}{kT}$ cumple más rigurosamente la ecuación 4.1.3 si el exponente pasa a ser: $\frac{q\phi}{nKT}$, donde n es un número (adimensional) que varía entre 1 y 2. Para densidades de corriente medias $n = 1$; para altas densidades de corriente, n aproxima a 2; en Diodos de Silicio a muy bajas densidades de corriente donde los efectos de generación y recombinación de portadores en la región vacía son dominantes, n aproxima a 2.

El paso de altas densidades de corriente a través del diodo, involucra otra caída de potencial debido a la resistencia propia del material. Esta caída de potencial deberá de sumarse a la dada por la ecuación 4.1.3. La resistencia propia del material viene dada por la expresión:

$$R_p = \frac{\rho l}{A} \quad 4.1.6$$

dónde:

ρ = resistividad del material

l = largo del semiconductor

A = Área del Semiconductor

La figura 4.1.5 muestra el efecto de la resistencia propia del Semiconductor cuando éste es operado con grandes densidades de corriente. En suma, la caída de voltaje a través de el diodo viene dado por la siguiente expresión

$$v_D = \frac{nKT}{q} \ln\left(1 + \frac{i_D}{IR}\right) + R_p I_D \quad 4.1.7$$

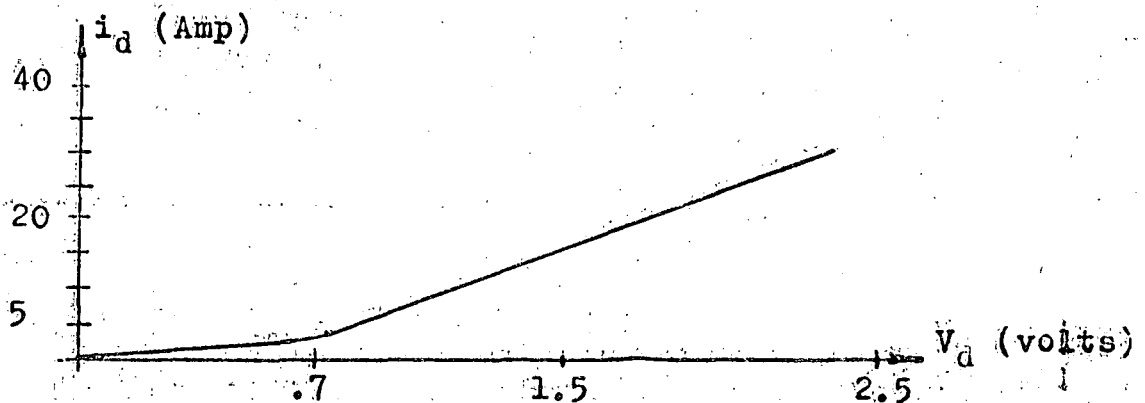


Figura 4.2.5 Efecto de la resistencia propia del semiconductor

Modelo de un diodo real

Las diferentes propiedades de los diodos reales de potencia pueden añadirse al modelo del diodo ideal de la figura 4.1.1, mediante ciertos circuitos externos, para obtener un modelo de primer orden como el mostrado en la figura 4.1.6

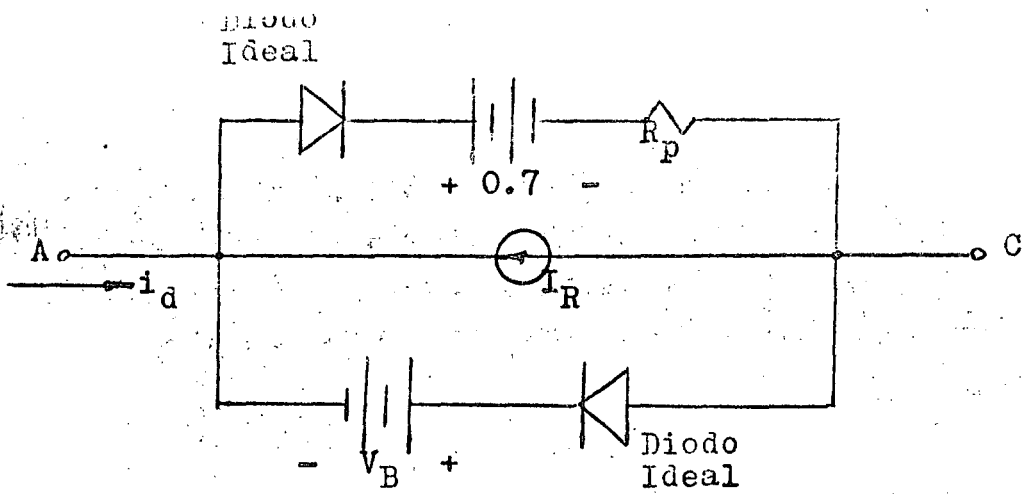


Figura 4.1.5 Modelo de primer orden para un diodo de Silicio de potencia.

Especificaciones

Las especificaciones para rectificadores de silicio son dadas por el fabricante en base a pruebas exhaustivas. Estas especificaciones expresan a juicio del fabricante las máximos niveles permitidos en la operación del rectificador antes de causar algún daño a la unidad.

A continuación se enlistan algunas de las especificaciones más importantes y su nomenclatura:

Pico inverso de voltaje (PIV)

El pico inverso de voltaje es una especificación usada por el fabricante para definir el máximo voltaje inverso posible que puede aplicarse a través del rectificador. Una especificación sobre voltaje inverso transiente es asignada al rectificador para cuando el PIV es excedido durante un tiempo relativamente corto especificado por el fabricante.

Especificaciones sobre PIV varían entre 20 y 1500 volts para juntas sencillas y del orden de decenas de miles de volts para juntas múltiples.

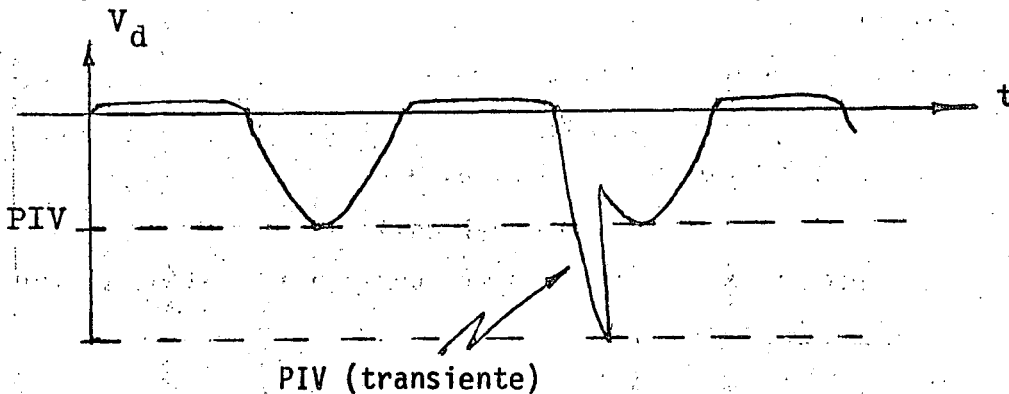


Figura 4.1.7 Formas de onda típicas para PIV y transiente.

Corriente media en sentido directa (I_{FAV})

Resulta conveniente definir los requerimientos de potencia de un rectificador en términos de la corriente media transmitida a una carga resistiva a una temperatura determinada del encapsulado. Esta especificación jamás deberá de sobrepasarse en estado estable.

Corriente de pico repetitiva (I_{FM})

Es una especificación para el rectificador que es función de la máxima corriente de pico permisible en términos de un rectificador de media onda de 60Hz.

Corriente de pico transitoria (I_{FSM})

La máxima corriente posible de pico que el rectificador puede manejar. Es una corriente no repetitiva que no debe de exceder la especificación (I_{FSM}) y que no debe de repetirse antes de que las condiciones de equilibrio térmico sean restauradas.

4.2 Rectificación

4.2.1 Circuitos rectificadores básicos de una fase

La clasificación de los rectificadores sencillos de una fase es como sigue:

- a) Circuito rectificador de media onda.
- b) Circuito rectificador de onda completa tipo puente.
- c) Circuito rectificador de onda completa con tapa central.

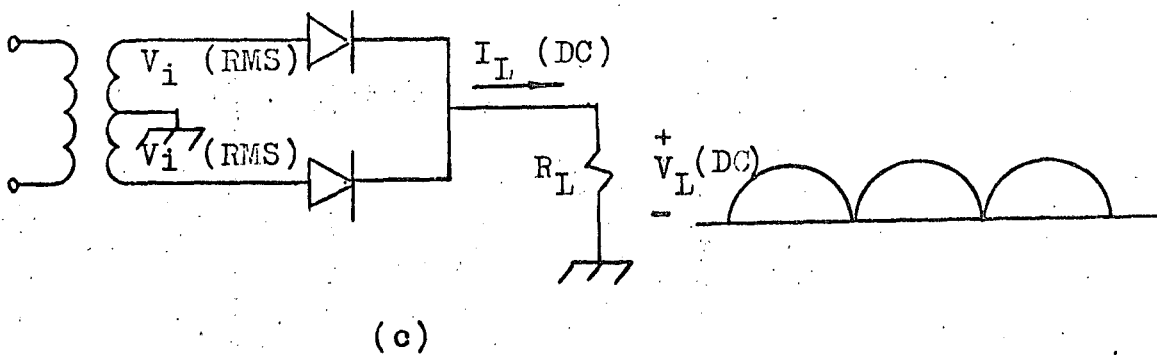
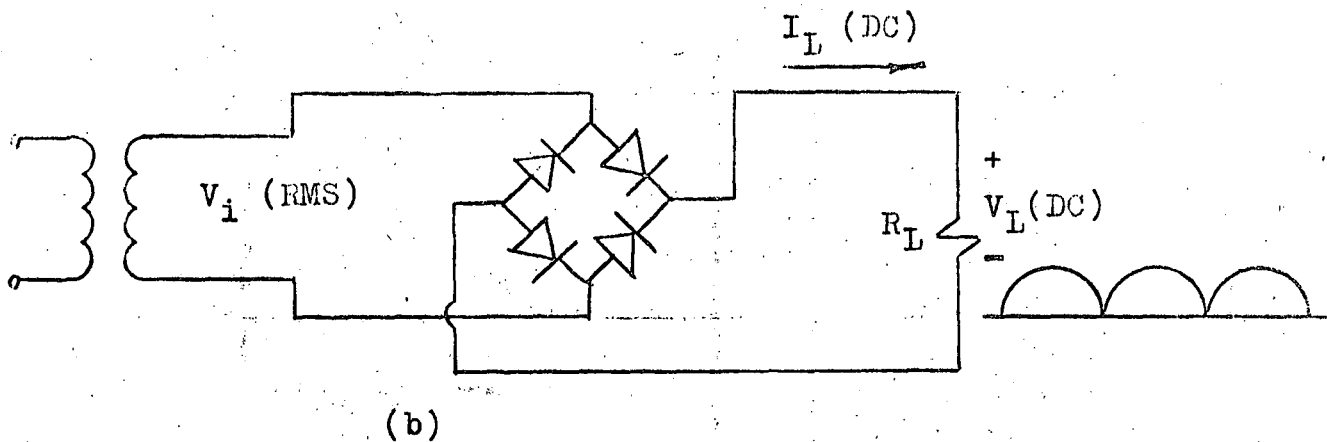
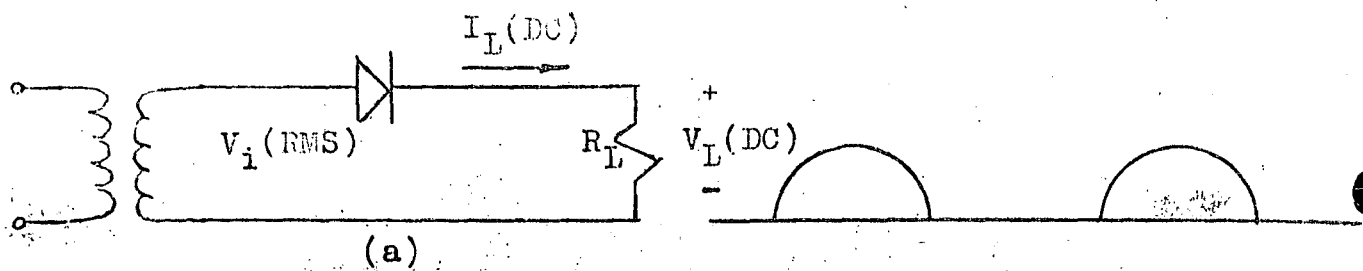


Figura 4.2.1 Circuitos rectificadores básicos monofásicos:

- a) media onda
- b) tipo puente onda completa
- c) onda completa con tap central.

La tabla número II resume las características de cada uno de estos tres tipos de rectificadores



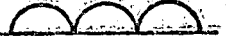
| TIPO DE RECTIFICADOR | MEDIA ONDA Fig. 4.2.1 a) | ONDA COMPLETA Fig.4.2.1 b) | ONDA COMPLETA Fig.4.2.1 c) |
|--|---|--|---|
| Forma de onda de voltaje y corriente en la carga |  |  |  |
| Características | | | |
| Corriente pico del diodo $I_F(AV)/I_L(DC)$ | 1.0 | 0.5 | 0.5 |
| Corriente pico del diodo $I_{FM}/I_F(AV)$ | 3.14 | 3.14 | 3.14 |
| Corriente RMS del diodo $I_F(RMS)/I_L(DC)$ | 1.57 | 0.785 | 0.785 |
| Voltaje RMS de entrada por terminal de transformador. $V_i(RMS)/V_L(DC)$ | 2.22 | 1.11 | 1.11 |
| Potencia del transformador VA/P_{oc} | 3.49 | 1.75 | 1.23 |
| Pico inverso de voltaje. $PIU/V_L(DC)$ | 3.14 | 3.14 | 1.57 |
| Frecuencia de Salida mínima. f_r/f_i | 1 | 2 | 2 |

TABLA No. II Resumen de características para rectificadores monofásicos.

Variación en los circuitos rectificadores

Muchas aplicaciones requieren de voltajes positivos y negativos. Estos voltajes pueden obtenerse mediante divisores resistivos si las cargas son fijas. En la mayoría de los casos las cargas son variables y los voltajes deben de poder variarse. Los circuitos mostrados en la figura 4.2.2, mantienen un voltaje dual a la Salida, que posteriormente puede ser regulado.

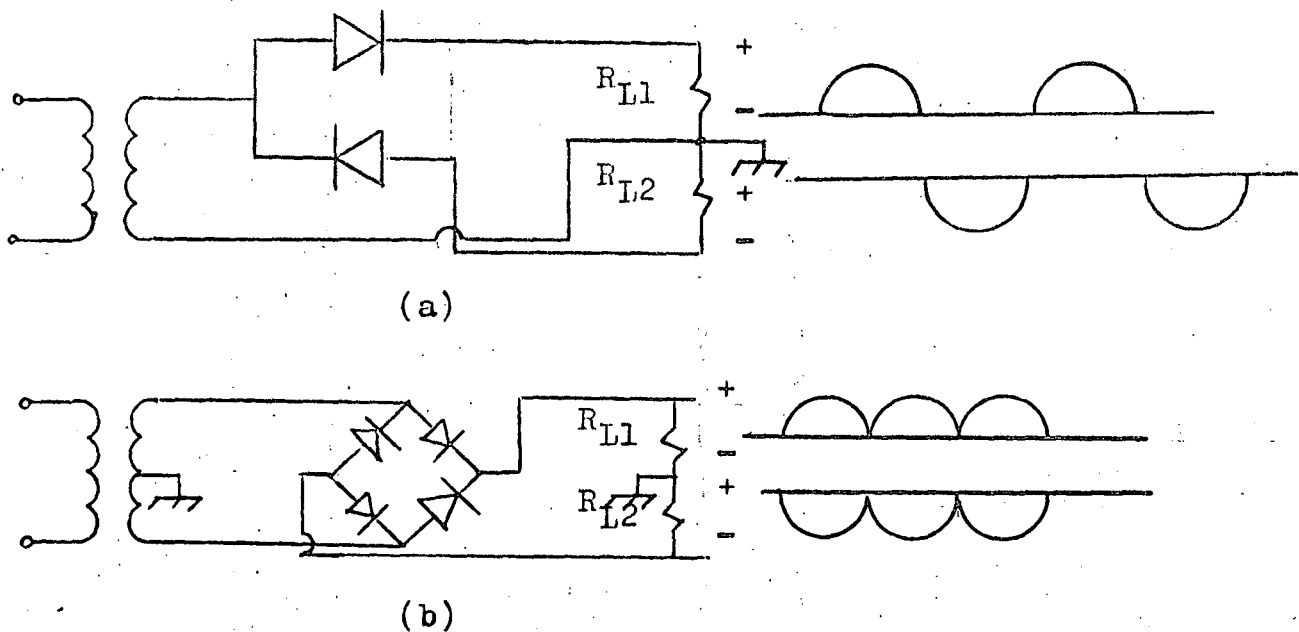


Figura 4.2.2 Rectificadores duales

(a) media onda

(b) onda completa

4.2.2. Circuitos rectificadores básicos de tres fases

Los circuitos rectificadores básicos de tres fases más usados son los siguientes:

- a) Rectificador de media onda tipo estrella
- b) Rectificador de onda completa tipo estrella
- c) Rectificador de onda completa tipo delta con interface

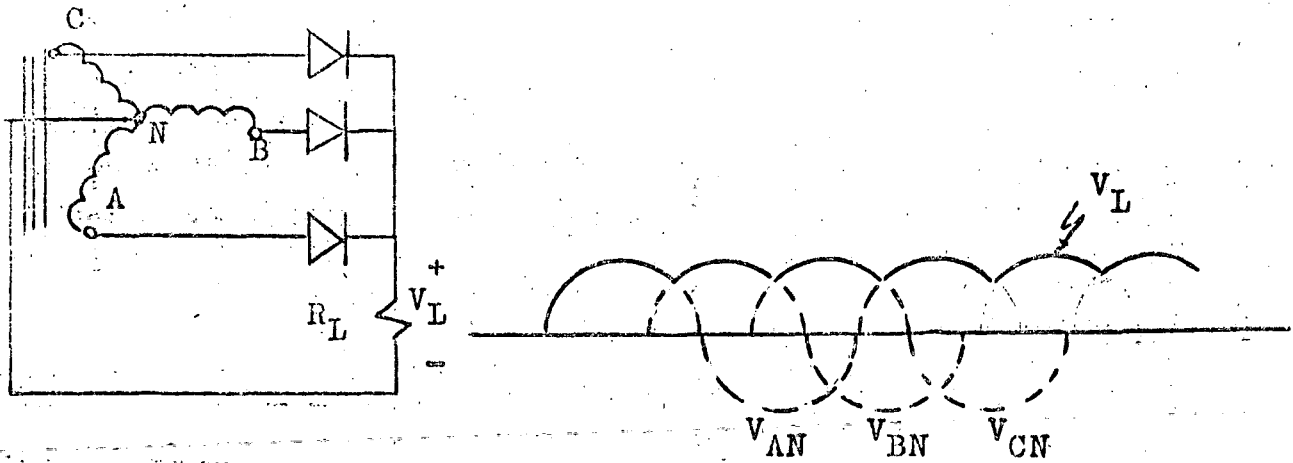


Figura 4.2.3 Rectificador de media onda tipo estrella.

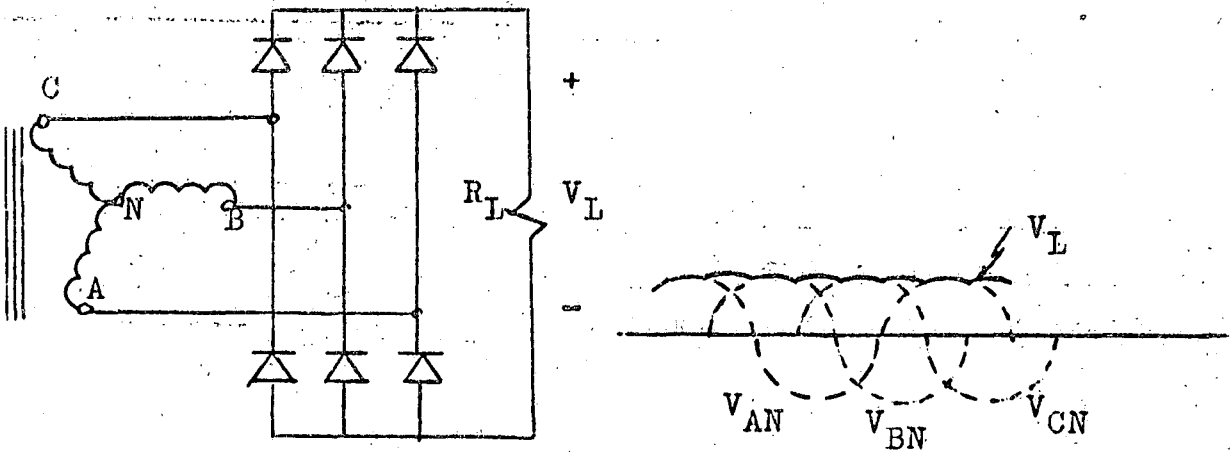


Figura 4.2.4 Rectificador de onda completa tipo estrella

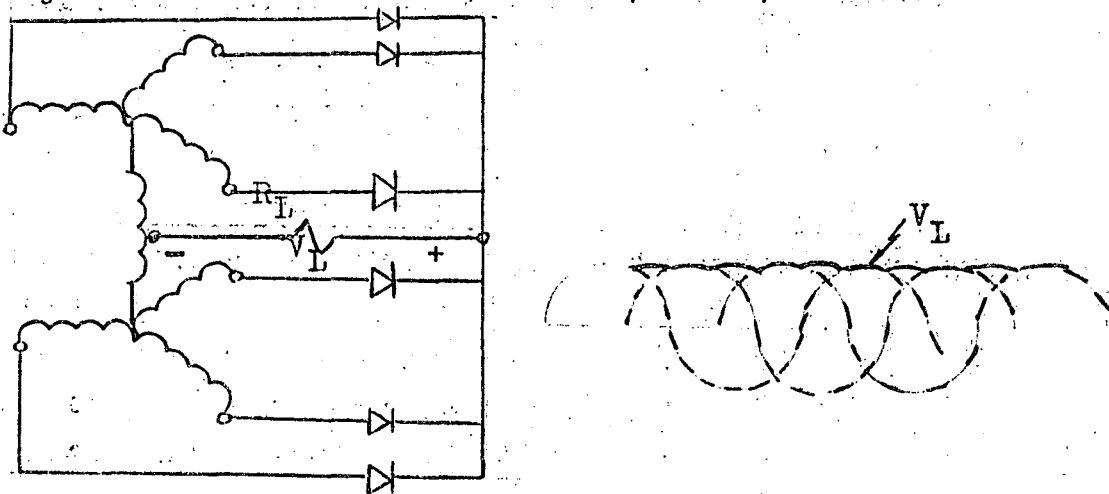


Figura 4.2.5 Rectificador de onda completa tipo delta con interface.

| TIPO RECTIFICADOR | MEDIA ONDA ESTRELLA | ONDA COMPLETA ESTRELLA | ONDA COMPLETA DELTA CON INTERFACE |
|--|---------------------|------------------------|-----------------------------------|
| Características | Figura 4.2.3 | Figura 4.2.4 | Figura 4.2.5 |
| Corriente media del Diodo $I_F(AV)/I_L(DC)$ | 0.333 | 0.333 | 0.167 |
| Corriente pico del Diodo $I_{FM}/I_F(AV)$ | 3.63 | 3.14 | 3.14 |
| Corriente RMS del Diodo $I_F(RMS)/I_L(DC)$ | 0.587 | 0.579 | 0.293 |
| Voltaje RMS de entrada por terminal del transformador $V_i(RMS)/V_L(DC)$ | 0.855 | 0.428 | 0.855 |
| Potencia del transformador VA/P_{DC} | 1.50 | 1.05 | 1.06 |
| Picoinverso de voltaje $PIV/V_L(DC)$ | 2.09 | 1.05 | 1.49 |
| Frecuencia de salida mínima f_r/f_i | 3 | 6 | 6 |

TABLA No. III Resumen de características para rectificadores trifásicos.

4.3. El Filtro

Rectificadores sin etapa de filtrado, especialmente si se trata de circuitos monofásicos, encuentran aplicaciones limitadas debido a los voltajes de rizo tan altos que se obtienen. Aún más, el propósito final de la conversión AC-DC es obtener una señal constante en el tiempo sin variaciones.

El propósito de la inclusión de un filtro en una etapa de rectificación, como se muestra en la figura 4.3.1, es la de extraer el término constante en el tiempo y atenuar todas las componentes armónicas del voltaje de rizo.

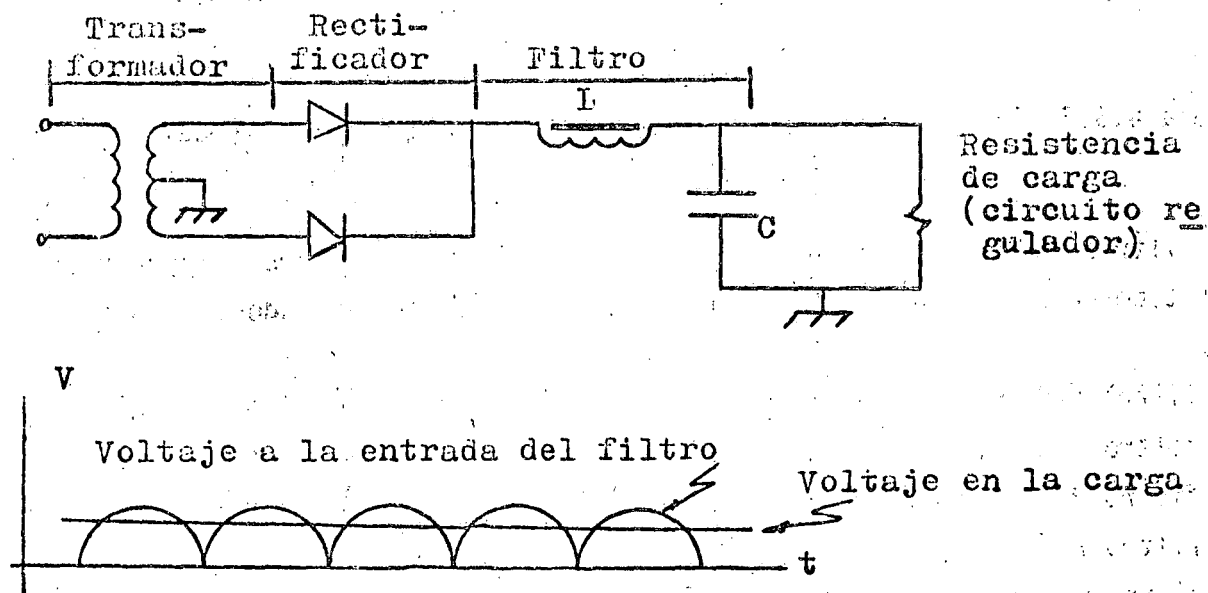


Figura 4.3.1 Formas de onda de voltaje a través del Filtro

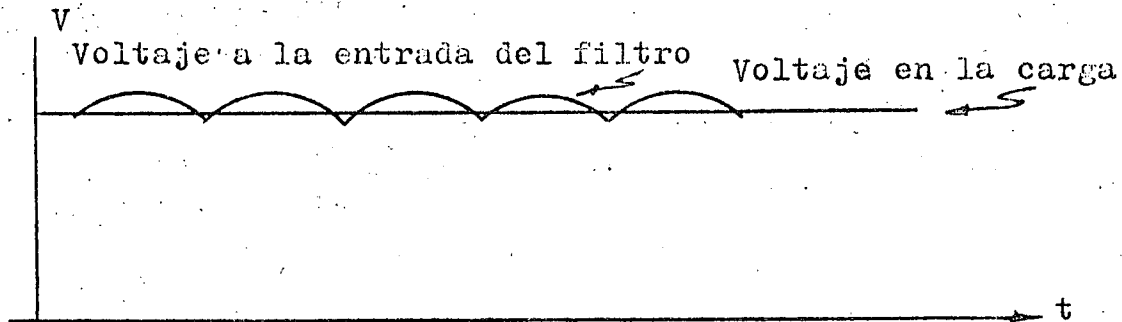
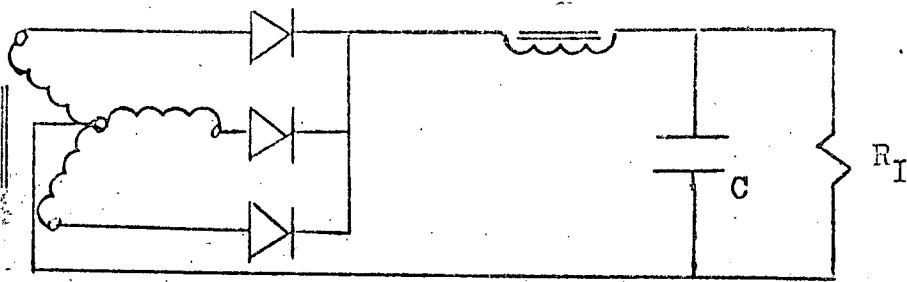


Figura 4.3.2 Formas de onda de voltaje a través del filtro. (Media onda tres fases).

Los filtros más comúnmente utilizados se clasifican según sus componentes y el tipo de entrada que presentan a la salida del rectificador, como sigue:

- a) filtro L-C con entrada por condensador
- b) filtro L-C con entrada por inductor
- c) filtro R-C con entrada por condensador
- d) filtro R-L-C con entrada por inductor
- e) filtro R-L-C con entrada por capacitor

Cada uno de estos tipos de filtros tienen sus características bien definidas. Por ejemplo el utilizar un filtro R-C donde el valor del condensador es grande, representa serios problemas con la "corriente de encendido". La corriente instantánea máxima de encendido es:

$$I_{MS} = \frac{V_M}{R_S}$$

donde R_S es la resistencia propia de los devanados del transformador más la resistencia propia del diodo (en caso de no incluir una resistencia de protección) y el condensador tiende a cargarse con una constante de tiempo de:

$$t \pm R_S C$$

En esta caso I_{MS} no debe de sobrepasar la especificación del elemento rectificador en el tiempo dado por el fabricante.

Un filtro con entrada por inductor nos puede aligerar este problema; re-

cordando que la corriente a través de un inductor no puede cambiar instantáneamente, la corriente de encendido puede entonces disminuirse. Antes de aplicar un voltaje al filtro, el condensador puede considerarse como un corto circuito. Con esto, la corriente a través del inductor irá aumentando con una constante de tiempo dada por:

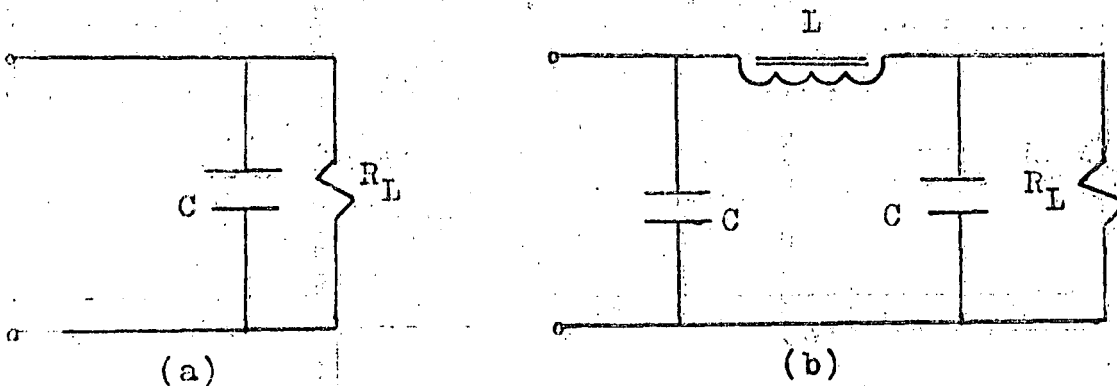
$$t' = \frac{L}{R_S}$$

donde L es la suma de inductancias de los devanados del secundario del transformador y del inductor propiamente dicho.

En general para el diseño del filtro se requiere de conocer de ciertos parámetros de entrada salida que actúan sobre el filtro, como son:

- a) voltaje de entrada de pico
- b) voltaje de salida mínimo
- c) frecuencia de entrada de la armónica más baja
- d) corriente de salida a carga o a regulador

La figura 4.3.3 muestra los filtros más comúnmente empleados en el diseño de fuentes de poder. La elección del filtro está en función de que tan drásticas son las especificaciones del diseño, como se verá posteriormente con ejemplos.



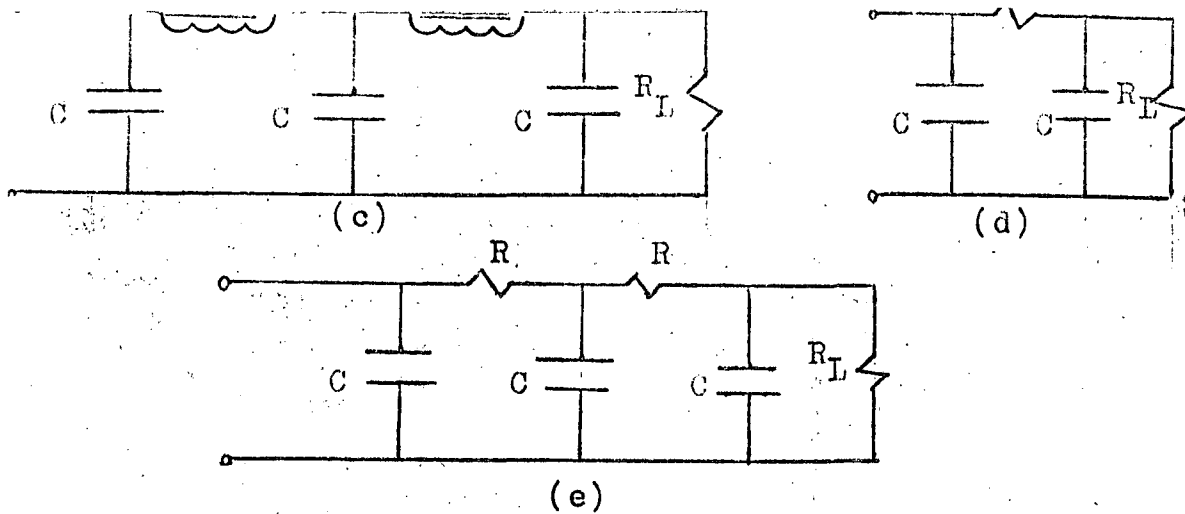


Figura 4.3.3 Configuraciones más usadas en el diseño de fuentes de poder.

La tabla No. IV muestra un resumen de los parámetros que intervienen para el diseño de los filtros mostrados en la figura 4.3.3

| TIPO DE FILTRO FIG.4.3.3 | VOLTAJE DE SALIDA V_L (DC) | FACTOR DE RIZO V_R/V_L (DC) |
|-----------------------------|--|---|
| (a) | $V_M - \frac{8350}{nc} I_L(\text{DC})$ | $\frac{4760}{ncR_L}$ |
| (b) | $V_M - \frac{8350}{nc} I_L(\text{DC})$ | $\frac{26000}{n^3c^2LR_L}$ |
| (c) | $V_M - \frac{8350}{nc} I_L(\text{DC})$ | $\frac{1.82 \times 10^5}{n^5c^3L^2R_L}$ |
| (d) | $V_M - \left \frac{8350}{nc} + R \right I_L(\text{DC})$ | $\frac{107}{n^2c^2RR_L}$ |
| (e) | $V_M - \left \frac{8350}{nc} + 2R \right I_L(\text{DC})$ | $\frac{2.6 \times 10^{10}}{n^3c^3R^2R_L}$ |

NOTAS: c está en microfaradios y L en Henrios. Para convertir el factor de rizo a por cientos, multiplicar por 100.

n es la frecuencia mínima de rizo = $\frac{f_r}{f_i}$

$I_L(\text{DC})$ es la corriente directa a la carga (amperios)

V_M = voltaje pico de entrada.

f_i = 60 Hz. Resistencias en ohms.

TABLA No. IV Características de operación de los filtros.

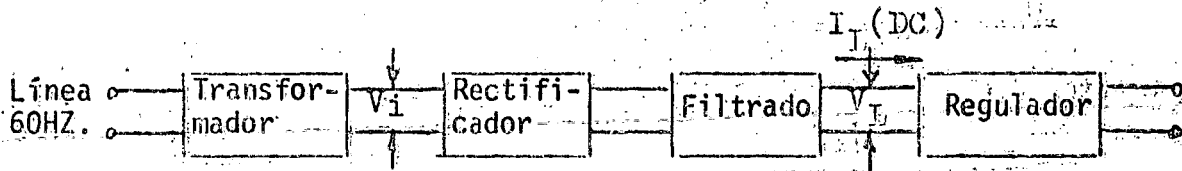
Ejemplo de cálculo

Se requiere alimentar un regulador de voltaje, con las siguientes características:

$$V_{L(DC)} = 20 \text{ voltios}$$

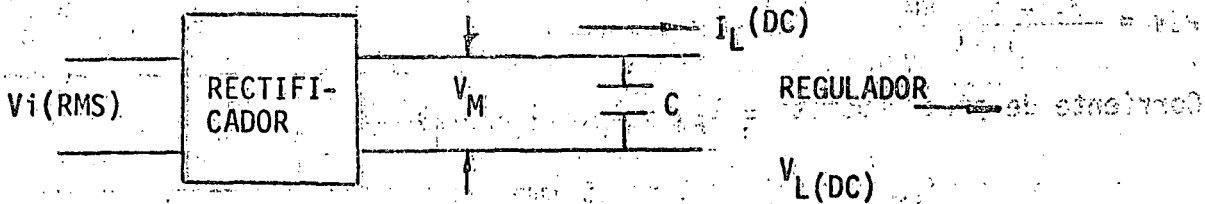
$$I_{L(DC)} = 5 \text{ amperios}$$

Voltaje de rizo = 5 voltios



- Suponer que se utiliza una línea monofásica a 60. HZ 127 V(RMS)
- Suponer que se utiliza un rectificador de onda completa con tap central.

Utilizando como filtro la siguiente sección:



de la tabla No. IV para $n = Z$

El factor de rizo viene dado por:

$$f_r = \frac{4760}{ncR_L}$$

donde: $f_r = \frac{V_{rizo}}{V_{L(DC)}} = \frac{5}{20} = 0.25 = 25\%$

$$R_L = \frac{V_{L(DC)}}{I_{L(DC)}} = \frac{20}{5} = 4\Omega$$

$$C = \frac{4760}{2 \times 0.25 \times 4} = 2380 \mu f$$

Con este valor de C se encuentra el voltaje de entrada al filtro en función del voltaje de salida.

$$V_{L(DC)} = V_M - \frac{8350}{nc} I_{L(DC)}$$

$$V_M = 20 + \frac{8350}{2 \times 2380} \times 5 = 28.77 \text{ voltios}$$

Es necesario considerar la caída de voltaje en los dos diodos del rectificador, la caída de voltaje en el devanado del transformador y en la resistencia propia de los diodos rectificadores.

$$\Delta V = 1.4 + R_p (5 \text{ amp}) = 1.4 + 0.5(5) = 3.9 \text{ V.}$$

$$\text{Entonces } V_M' = V_M + \Delta V = 28.77 + 3.9$$

$$\underline{\underline{V_M' = 32.67 \text{ V}_0}}$$

$$\text{con esto } V_i(\text{RMS}) = \frac{V_M'}{\sqrt{2}} = 23.1 \text{ V.}$$

Características de los diodos rectificadores:

$$\frac{I_F(\text{AV})}{I_L(\text{DC})} = 0.5$$

$$\underline{\underline{I_F(\text{AV}) = 2.5 \text{ amp.}}}$$

$$\text{PIV} = \frac{3.14 V_1(\text{RMS})}{1.11}$$

$$\underline{\underline{\text{PIV} > 64 \text{ V}}}$$

Corriente de pico repetitiva $I_{FM} = I_F(\text{AV}) \times 3.14$

$$\underline{\underline{I_{FM} = 3.14 \times 2.5 = 7.9 \text{ Amp.}}}$$

Corriente máxima de encendido $I_{SM} = \frac{V_M'}{R_p}$

$$\underline{\underline{I_{SM} = \frac{32.67}{0.5} = 65 \text{ amp.}}}$$

Con un tiempo de duración de $= R_p C$

$$= 0.5 \times 2380 \text{ K}10^6$$

$$\underline{\underline{= 1.2 \text{ ms.}}}$$

ANEXO CAPITULO No. 4

PRACTICAS DE LABORATORIO (III)

Rectificación y Filtrado

Trabajo teórico:

Para el circuito de la figura 4.4.1 calcule:

Lós parámetros del filtro de manera tal de que:

$$V_L(\text{DC}) = 30 \text{ volts.}$$

$$V_{\text{rizo}} < 1 \text{ volt}$$

$$I_L(\text{DC}) = 1 \text{ amp.}$$

Calcule además para los diodos rectificadores:

$$\text{PIV, } I_{F(\text{AV})}, I_{\text{MS}}, t_{\text{MS}}, I_{\text{FM}}$$

En base a sus resultados elija un diodo comercial .(D) (En el laboratorio se proporciona)

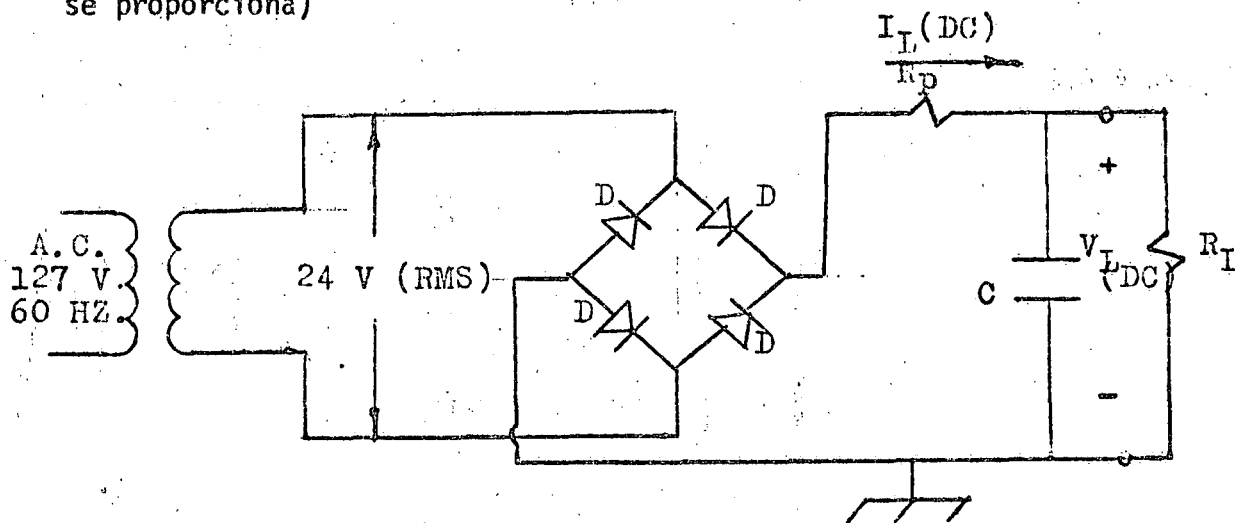


Figura 4.4.1

Trabajo de Laboratorio:

Arme el circuito de la figura 4.4.1 con los valores de diodos, resistencias y condensadores, previamente calculados.

Mida: $V_L(\text{DC})$ y V_{rizo} para cuando $R_L = 30\Omega$

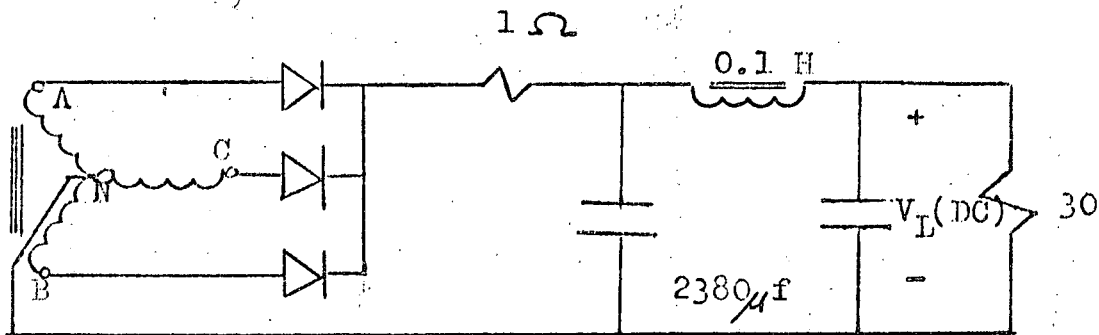
- comente las diferencias entre teoría y práctica.

Realice las mediciones necesarias para obtener $\text{PIV, } I_{F(\text{AV})}, I_{\text{MS}}, t_{\text{MS}}, I_{\text{FM}}$ compara con los valores previamente calculados.

Práctica de Comprobación

Para el circuito de la figura 4.4.2, calcule el voltaje de salida y el voltaje de rizo, para la carga indicada y los parámetros indicados.

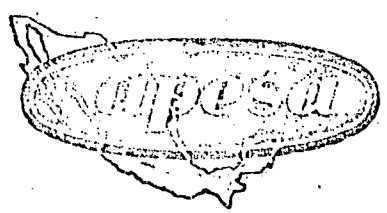
- Compruebe los resultados en el Laboratorio
- Comente y compare el comportamiento de los dos circuitos utilizados.



$V_{AN}=V_{BN}=V_{CN}=24 \text{ V(RMS)}$

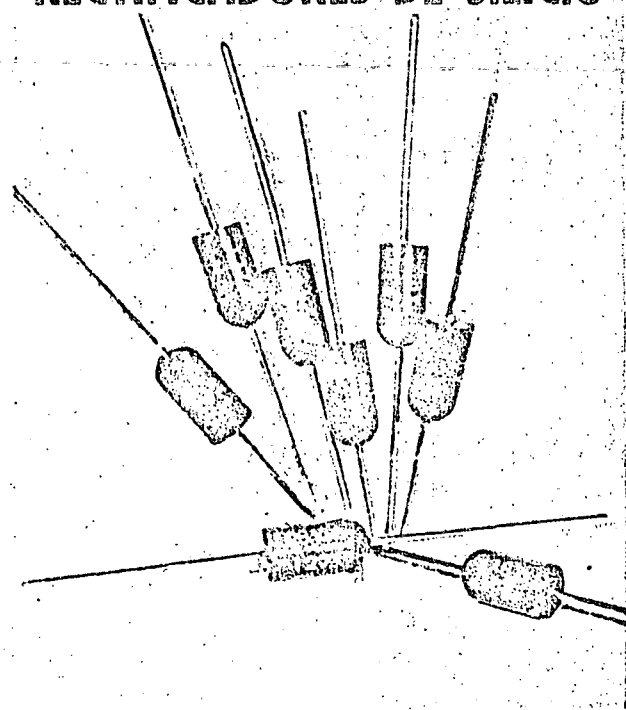
Figura 4.4.2

NOTA: En el laboratorio se proporciona el material necesario.



RECTIFICADORES DE SILICIO

RECTIFICADORES DE SILICIO



PARA RADIOS, EQUIPOS DE SONIDO, TOCADISCOS, TELEVISORES A COLOR Y BLANCO Y NEGRO

Los rectificadores de silicio APESA, económicos y de funcionamiento seguro, están fabricados mediante el proceso de doble difusión, que les permite soportar altas temperaturas y las elevadas corrientes que se producen al encender el aparato. Se fabrican actualmente diez tipos para diferentes tensiones y en dos capacidades de corriente, con los cuales pueden construirse fuentes de alimentación hasta de 2 amperes.

Los rectificadores de silicio APESA están encapsulados en resina plástica epoxy que ofrece mejor conductividad térmica que la mayoría de las capsulas metálicas y da excelente aislamiento eléctrico alargando a su vez la vida del rectificador. La forma y dimensiones de estos diodos los hace muy apropiados para circuitos impresos y alambrado convencional.

Examine la tabla final de diseño, comprobada en nuestro Laboratorio de Aplicaciones, y escoja el rectificador adecuado para su circuito.

Especificaciones térmicas
 Temperatura de la unión $T_j = 150^\circ\text{C}$
 Resistencia térmica de la unión al ambiente $R_{th\ j-a} = 60^\circ\text{C/W}$

Dimensiones promedio (en mm)

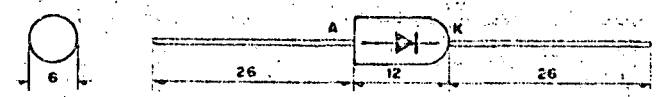


TABLA I.—ESPECIFICACIONES DE RECTIFICADORES DE SILICIO. VALORES MAXIMOS

| | Tensión pico inversa $-V_D$ (Volts) (V_{RSM}) | Corriente media. Sentido directo I_D (MEDIA) (I_{FAV}) | Corriente pico repetitiva I_P (Amps.) (I_{FRM}) | Corriente pico transitoria. $t = 10$ ms I_{PT} (Amps.) (I_{FRM}) | Tensión pico transitoria $-V_{DT}$ (Volts) (V_{RSM}) | Corriente inversa máx. (μA) (I_{RM}) |
|--------|---|--|---|---|--|---|
| RS-200 | 220 | 750 mA | 7.5 | 35 | 300 | 10 |
| BY-126 | 450 | 750 mA | 7.5 | 35 | 650 | 10 |
| RS-600 | 600 | 750 mA | 7.5 | 35 | 900 | 10 |
| BY-127 | 800 | 750 mA | 7.5 | 35 | 1250 | 10 |
| RS-2 | 220 | 1 A | 10 | 40 | 300 | 10 |
| RS-4 | 450 | 1 A | 10 | 40 | 650 | 10 |
| RS-6 | 600 | 1 A | 10 | 40 | 900 | 10 |
| RS-8 | 800 | 1 A | 10 | 40 | 1250 | 10 |
| RS-10 | 1000 | 1 A | 10 | 40 | 1500 | 10 |
| RS-12 | 1200 | 1 A | 10 | 40 | 1800 | 10 |

CIRCUITOS RECTIFICADORES CON CAPACITOR DE ENTRADA

Los circuitos rectificadores más comúnmente empleados son: media onda, onda completa (que incluye el tipo puente) y doblador de tensión. En cada caso es conveniente tener en cuenta ciertas consideraciones respecto a costo y aplicación.

En los circuitos que se analizan $V_{1\text{ rms}}$ es la tensión efectiva de entrada medida con un voltímetro de C.A. El valor de cresta o pico es $V_{IP} = \sqrt{2} V_{1\text{ rms}}$

Circuito de media onda

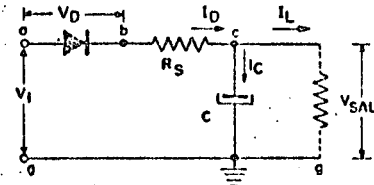
En el circuito de media onda de la fig. 1, al presentarse el medio ciclo positivo, el diodo conduce y el capacitor C se carga a la tensión de cresta aplicada. Cuando ésta disminuye, el capacitor conserva una tensión mayor que la aplicada y el rectificador se polariza en sentido inverso.

El capacitor se descarga lentamente a través de la carga hasta que la tensión aplicada alcanza nuevamente el valor de cresta y el capacitor se carga otra vez a este valor. Durante los medios ciclos negativos el diodo no conduce y el capacitor se descarga.

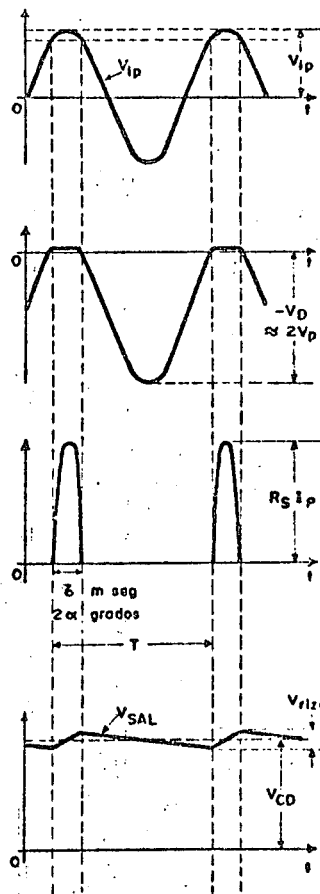
La tensión en el capacitor no se eleva instantáneamente debido a la constante de tiempo formada por el capacitor y la resistencia de la fuente de poder más la del propio rectificador y cualquier otra resistencia en serie, indicada como R_s .

Cuando el rectificador conduce, la corriente a través de él es la suma de las corrientes en el capacitor y en la carga. Cuando el rectificador no conduce, la corriente en la carga es producida por la descarga del capacitor. Con el fin de limitar el pico de corriente a través del rectificador la resistencia R_s debe tener un valor adecuado.

En el circuito rectificador de media onda, con una corriente de carga, la componente alterna de la tensión de salida llamada ondulación o "rizo", tiende a ser de gran amplitud, por tanto, para "alisar" dicha componente a un grado razonable, es necesario emplear un capacitor grande si se quiere una fuerte corriente de carga. (Ver tabla II, Vrizo). Además, como la corriente en el secundario del transformador lleva siempre una sola dirección, se corre el riesgo de saturar el núcleo, dando lugar a que la corriente magnetizante aumente, a pérdidas por histéresis, introducción de armónicas y deformación de la tensión del secundario. Por otro lado, la regulación y eficiencia de rectificación son bajas, razón por la cual este circuito se emplea cuando la eficiencia es de importancia secundaria en relación al costo, o en aparatos que rectifican directamente la tensión de línea. Las formas de onda y definiciones para este circuito aparecen en la misma fig. 1.



Poniendo el osciloscopio con su tierra en los puntos indicados como (REF) se obtiene:

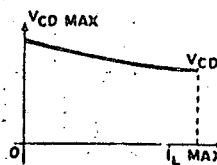


Entre a y g (REF):
Tensión de entrada
 $V_{IP} = 1.4 V_{1\text{ rms}}$
 $V_{\text{rms}} = 0.7 V_{IP}$

Entre a y b (REF):
Tensión sobre el rectificador $-V_D =$ Tensión pico inversa.

Tensión entre b y c (REF): $I_p =$ Corriente pico repetitiva a través del rectificador.

Tensión entre c y g (REF): $V_{\text{sal}} =$ Tensión de salida.
 $V_{\text{rizo}} =$ Tensión pico a pico de ondulación.
 $V_{\text{CD}} =$ Valor promedio de la tensión de salida, igual a la lectura de un voltímetro de C.D.



Tensión de salida en función de I_L

Fig. 1. Formas de onda y definiciones del circuito de media onda.

Circuitos rectificadores monofásicos de onda completa.

En la fig. 2 se muestra un circuito de onda completa tipo puente y en la fig. 3 uno con derivación central. Las formas de onda para tensión y corriente en estos circuitos se aprecian en la fig. 4.

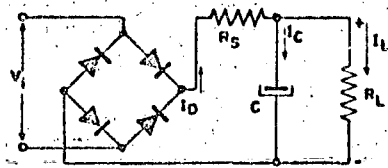


Fig. 2 Rectificador monofásico de onda completa tipo puente.

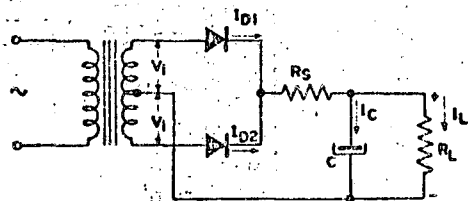


Fig. 3 Rectificador monofásico de onda completa con derivación central.

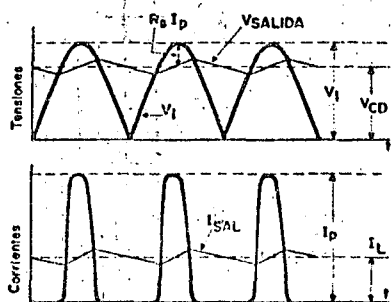


Fig. 4 Formas de onda de tensión y corriente para los circuitos de onda completa.

La eficiencia de rectificación en un circuito de onda completa es mayor que en uno de media onda, pues el capacitor de filtro recupera su carga en tiempos más cortos. La frecuencia de la ondulación es el doble que la frecuencia de la tensión de línea y la corriente de carga máxima es el doble de la que puede entregar un circuito de media onda para un mismo tipo de rectificador.

Circuito con derivación central. En el circuito con derivación central, las corrientes que circulan por cada mitad del secundario del transformador tienen sentidos opuestos, lo que elimina la posibilidad de saturar el núcleo del transformador, además, los diodos rectificadores deben elegirse para soportar el valor pico de la tensión aplicada a través de ambas mitades del secundario del transformador.

El circuito con derivación central se emplea en aplicaciones de baja tensión y baja potencia donde se desea que la corriente ondulatoria sea pequeña. El principal inconveniente de este circuito es el costo del transforma-

dor, del cual no se puede prescindir. En cambio el circuito puente puede, en ocasiones, conectarse directamente a la línea.

Circuito puente. Tiene todas las ventajas del circuito de onda completa. Suponiendo que los rectificadores se operen a su máxima tensión inversa, en el circuito rectificador tipo puente, la tensión de C.D. disponible es el doble que la de un circuito con derivación central, para un tipo dado de rectificador.

El circuito puente se emplea generalmente cuando la tensión de salida deseada es aproximadamente igual a la tensión r.m.s. aplicada, y cuando se desea aprovechar al máximo la tensión inversa de los diodos (alta tensión + B), por ejemplo en televisores de color.

Circuitos rectificadores dobladores de tensión

Hay dos tipos de circuitos dobladores de tensión: simétrico y con terminal común o asimétrico. El tipo simétrico (fig. 5) es básicamente una combinación de dos rectificadores de media onda con capacitores de filtro conectados en serie alimentados de la misma fuente de tensión alterna.

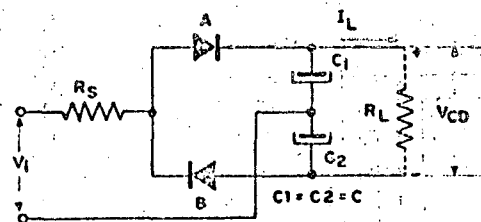


Fig. 5 Circuito simétrico doblador de tensión.

En la fig. 5, cuando el ánodo del rectificador A es positivo, circula una corriente a través del resistor R_S y del propio rectificador, cargando C_1 . Al siguiente medio ciclo sucede una operación similar con el diodo B y el capacitor C_2 . Cada capacitor se carga al valor pico de la tensión aplicada. Por tanto, la tensión de salida tiende a ser el doble de este valor pico. La forma de onda para el circuito simétrico se aprecia en la Fig. 6.

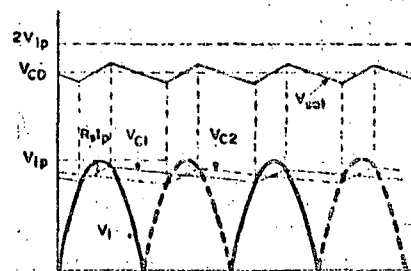


Fig. 6 Onda de salida para doblador simétrico.

Los diodos rectificadores deben elegirse para soportar el doble de la tensión pico de entrada V_{ip} . Asimismo, los capacitores deben calcularse para la mitad de la tensión de salida. La frecuencia de la tensión de ondulación es el doble que la de línea.

CURVAS PARA EL DISEÑO DE CIRCUITOS RECTIFICADORES CON CAPACITOR DE ENTRADA

(C en farads, R_L en ohms, $\omega = 2\pi f$, $f =$ frecuencia de línea).

La solución gráfica de circuitos rectificadores con capacitor de filtro, descrito por Schade, se muestra en las figs. 9 a 14. Las curvas de las figs. 10, 11 y 12 dan la relación de conversión V_{CD}/V_{IP} como función de $\omega C R_L$ para media onda, onda completa y doblador de tensión, respectivamente. La relación de conversión depende del valor R_s/R_L .

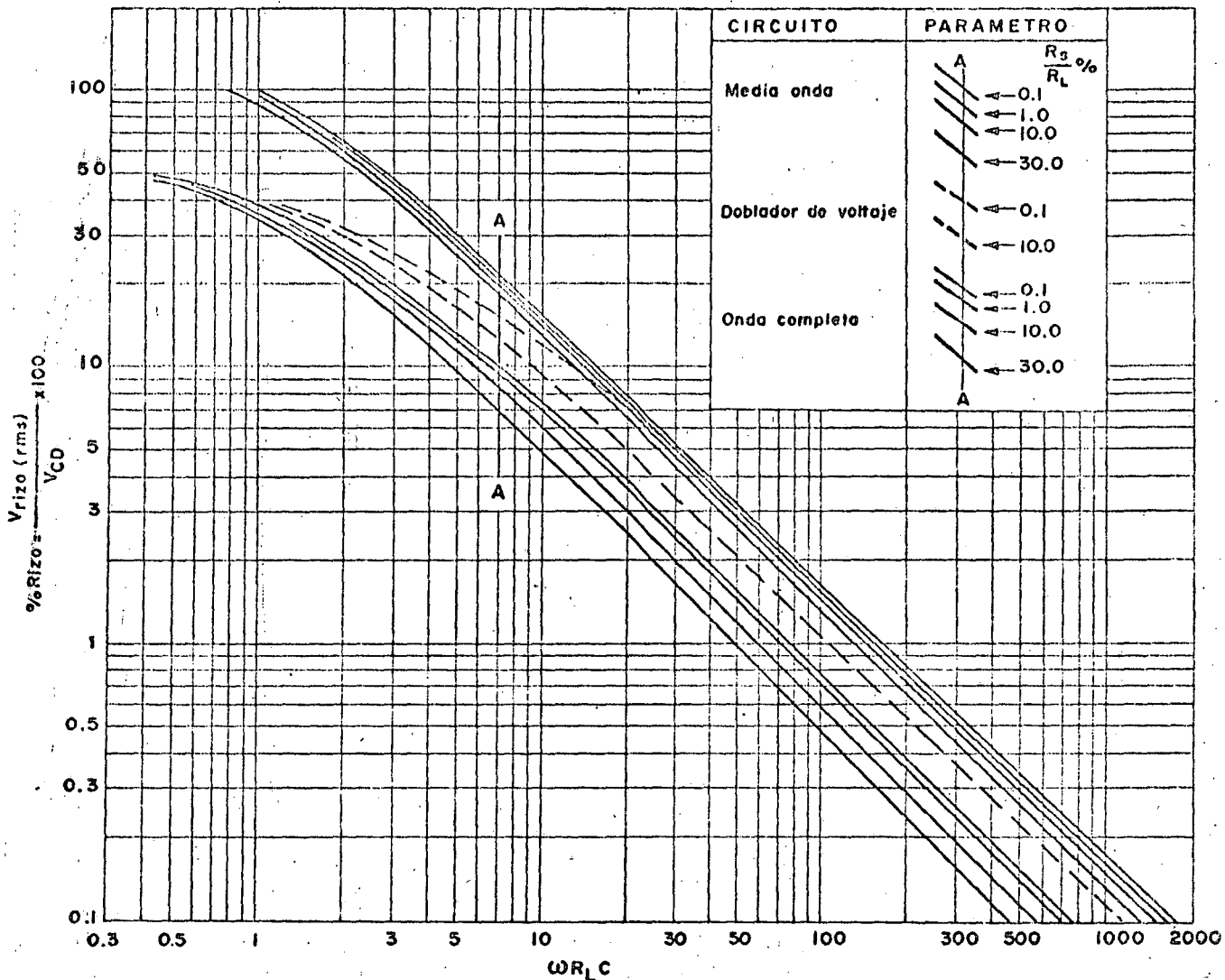


Fig. 9 Porcentaje de rizo como función de $\omega R_L C$.

El doblador de tensión asimétrico consta de dos diodos conectados en serie alimentados en su punto común de conexión (Fig. 7).

En el primer medio ciclo negativo, el diodo A conduce cargándose el capacitor C_1 hasta el valor pico V_{IP} de la tensión de entrada. Durante el siguiente medio ciclo positivo, la tensión del capacitor C_1 está en serie con la tensión aplicada y el diodo B conduce, cargándose el capacitor C_2 a un valor del doble de V_{IP} (Fig. 8). En

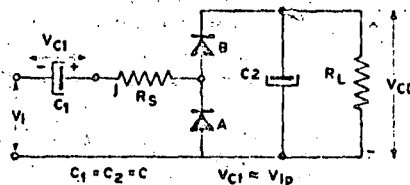


Fig. 7 Circuito doblador de tensión asimétrico.

RECTIFICADORES DE SILICIO

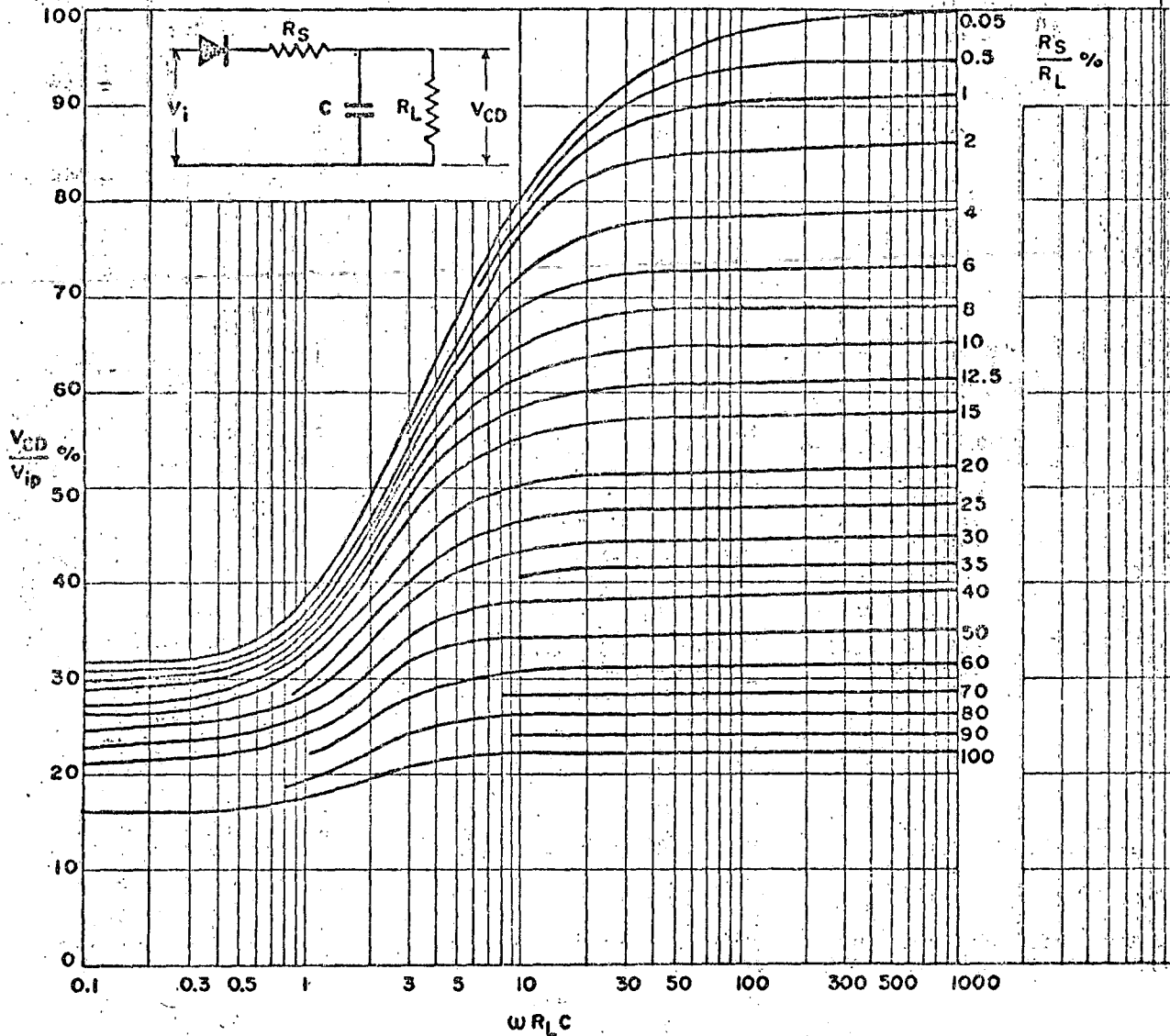


Fig. 10 Relación de conversión como función de $\omega R_L C$, para diversos valores de R_S/R_L (Circuitos de media onda).

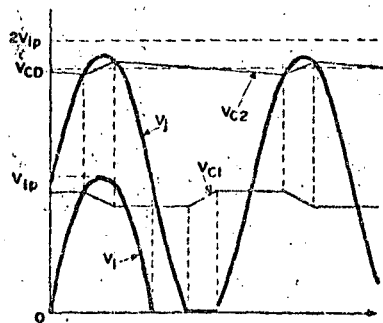


Fig. 8 Onda de salida para doblador asimétrico.

este caso los rectificadores y el capacitor C , deben estar calculados para soportar el doble de la tensión pico aplicada. La frecuencia de la ondulación es igual a la frecuencia de la tensión de entrada.

La tabla de la última página resume las propiedades principales de los diferentes circuitos rectificadores.

El capacitor de filtro debe especificarse para soportar cierta corriente r.m.s. A fin de conocer este valor, sería necesario un amperímetro r.m.s., sin embargo, es posible dar un valor aproximado si se conoce el valor de la corriente pico I_p sobre el capacitor. La magnitud de I_p puede observarse en el osciloscopio sobre R_S . El valor r.m.s. de la corriente en el capacitor vale entonces:

$$I_c \text{ (r.m.s.)} \approx \sqrt{I_p L}$$

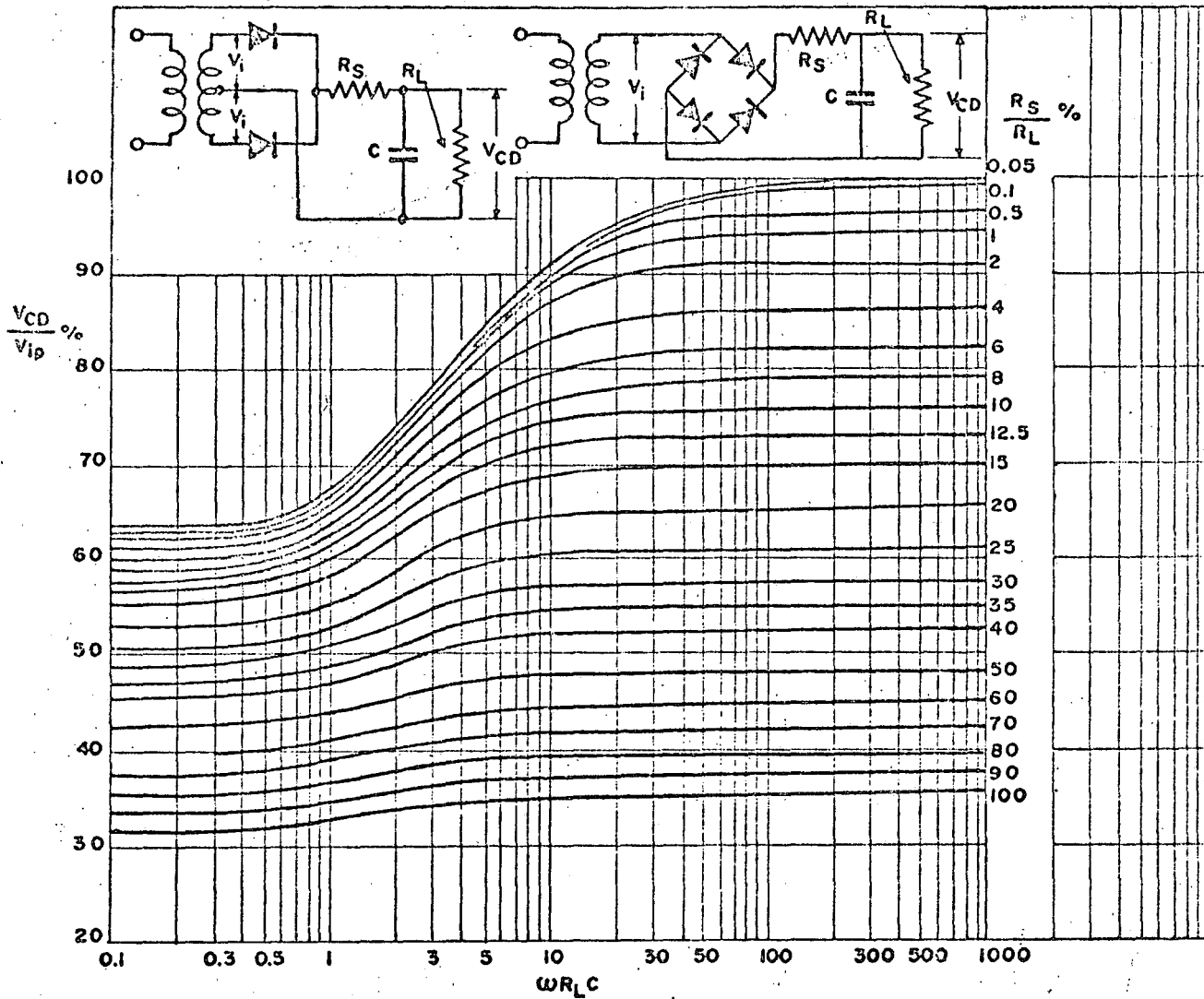


Fig. 11 Relación de conversión como función de $\omega R_L C$, para diversos valores de R_s/R_L . (Circuitos de onda completa).

PROCEDIMIENTO DE DISEÑO

Para calcular los elementos de un circuito rectificador, usualmente se parte de los siguientes datos:

V_{CD} = Tensión de salida deseada (volts)

I_L = Corriente de carga (amperes)

Filtraje (C , V_{rizo} ó porcentaje de ondulación aceptable).

$E_{línea}$ = tensión efectiva (r.m.s.) de la línea

$f_{línea}$ = frecuencia de línea (Hz)

Es posible escoger dos métodos de solución: gráfico o analítico. En cada uno se requiere hacer suposiciones

adicionales: en el método gráfico se supone un cierto valor de R_b = resistencia de protección en serie. En el método analítico se escoge C_{CDO} = tensión de salida sin carga y se supone que $V_{rizo} \ll V_{CD}$, deduciéndose en cambio el valor de R_s .

Por tal motivo, los dos métodos son soluciones aproximadas y no necesariamente iguales para un mismo problema. Sin embargo las dos soluciones son válidas aunque a menudo se prefiere la obtenida por el método gráfico.

METODO GRAFICO

Los circuitos rectificadores con capacitor de filtro se pueden diseñar haciendo uso de las curvas indicadas

RECTIFICADORES DE SILICIO

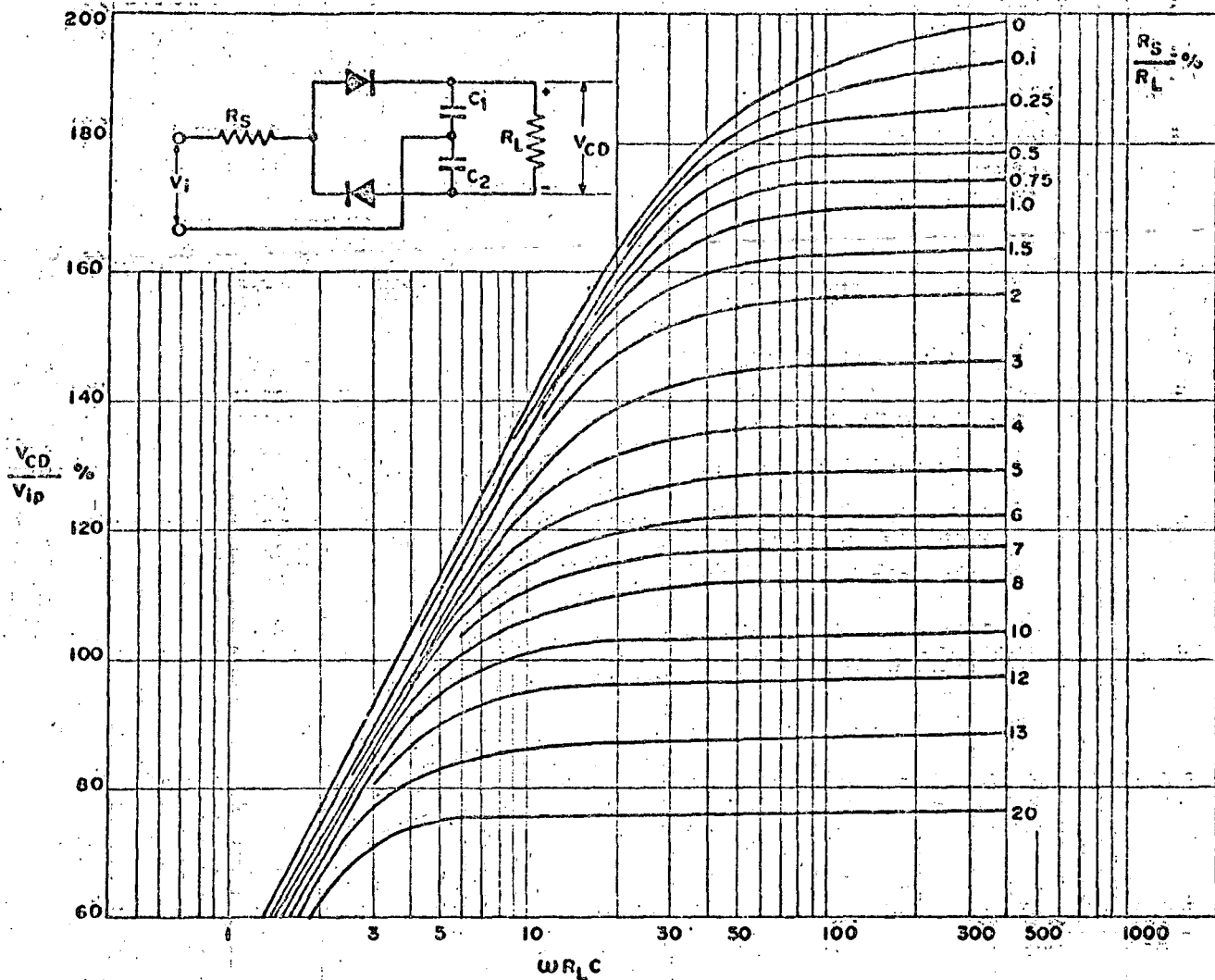


Fig. 12 Relación de conversión como función de $\omega R_L C$, para diversos valores de R_s/R_L . (Circuitos dobladores de tensión).

en las figuras 9 a 14: En ellas se ha considerado una resistencia R_s equivalente a la resistencia del devanado del transformador, la resistencia del rectificador y la resistencia en serie para limitar la corriente pico inicial del rectificador. Para una operación estable del circuito, conviene emplear valores de $\omega R_L C$ que correspondan a las partes más planas de las curvas (a la derecha). El procedimiento recomendado es como sigue:

- 1) Determinar el valor de la resistencia de carga $R_L = V_{CD}/I_L$
- 2) Suponer un valor de R_s , normalmente entre 1 y 10% de R_L .
- 3) Calcular (R_s/R_L) 100 (%).
- 4) De las curvas de la Fig. 9, determinar el valor de ωCR_L necesario para reducir la ondulación al valor deseado para R_s/R_L (%) determinado en (3). Calcular C. Escoger un valor práctico.
- 5) De las curvas V_{CD}/V_{ip} vs. ωCR_L correspondientes a cada tipo de circuito (fig. 10, 11 y 12), se determina la relación de conversión (V_{CD}/V_{ip}) para el valor de ωCR_L determinado en (4) y R_s/R_L obtenido en (3).
- 6) De la información obtenida en (5), determinar

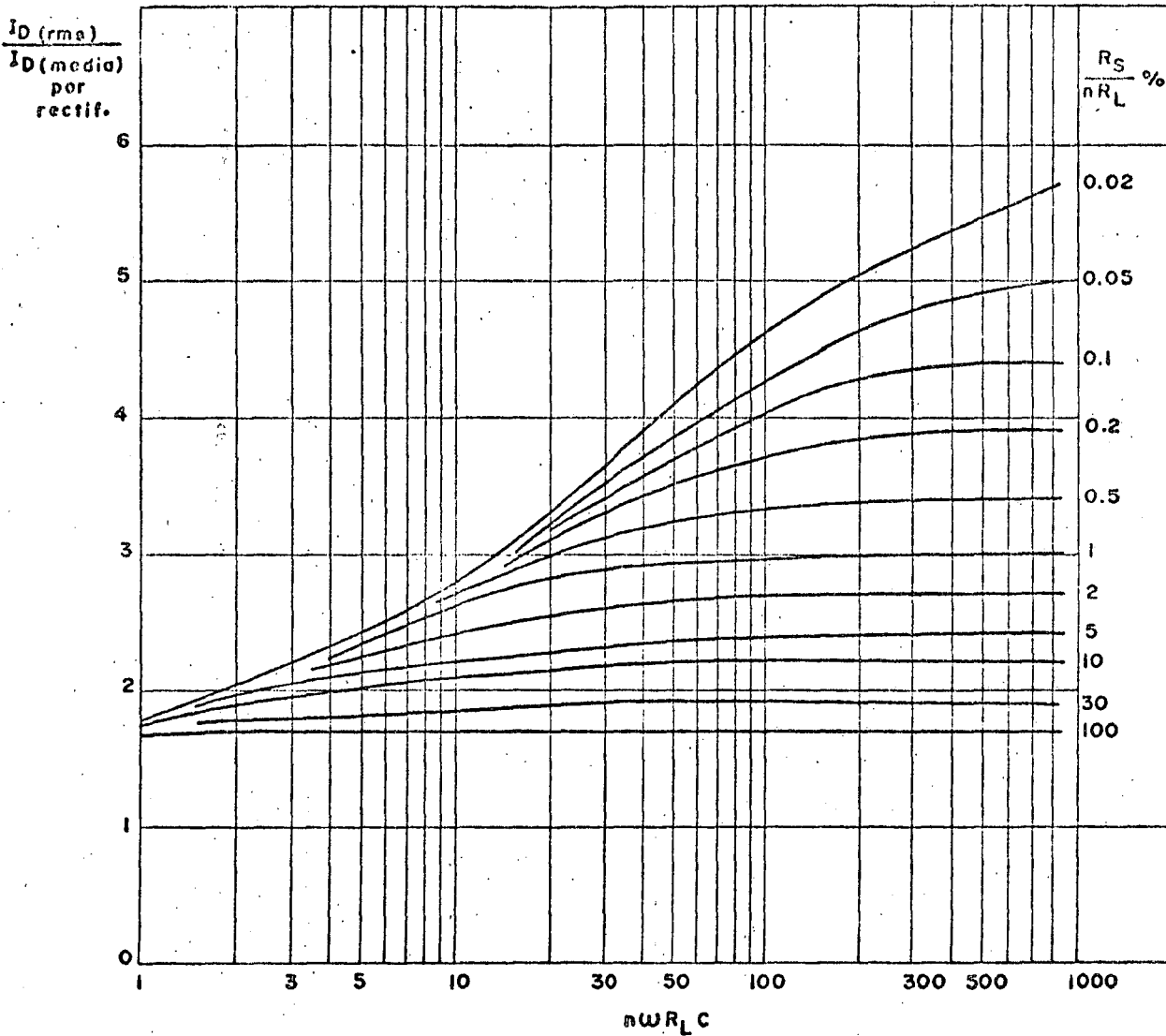


Fig. 13 Relación corriente rms del rectificador a corriente media por rectificador como función de $n \omega R_L C$. ($n=1$ para media onda, $n=2$ para onda completa, $n=0.5$ para doblador de tensión).

los valores de V_{I_p} y $V_{I_{rms}}$ que podrán aplicarse al circuito.

- 7) Determinar la tensión pico inversa de trabajo que cada diodo debe soportar (media onda: $2 V_{I_p}$; derivación central: $2 V_{I_p}$; puente: V_{I_p} ; doblador: $2 V_{I_p}$).
- 8) Determinar la corriente media directa por cada rectificador I_D (media) (igual a I_L para media onda y doblador de tensión. Igual a $I_L/2$ para onda completa).
- 9) Con estos datos se escoge el rectificador que

deberá usarse (Tabla I).

- 10) Verificar mediante las curvas de la fig. 14 que el valor de la corriente pico repetitiva I_p está dentro de las especificaciones del diodo rectificador.
- 11) Verificar la corriente inicial de encendido definido por la relación $I_{PT} = V_{I_p}/R_S$. Si el valor obtenido sobrepasa el especificado para el rectificador, debe aumentarse el valor de R_S y repetirse el procedimiento de diseño.
- 12) Diseñar el transformador y ajustar el valor de

RECTIFICADORES DE SILICIO

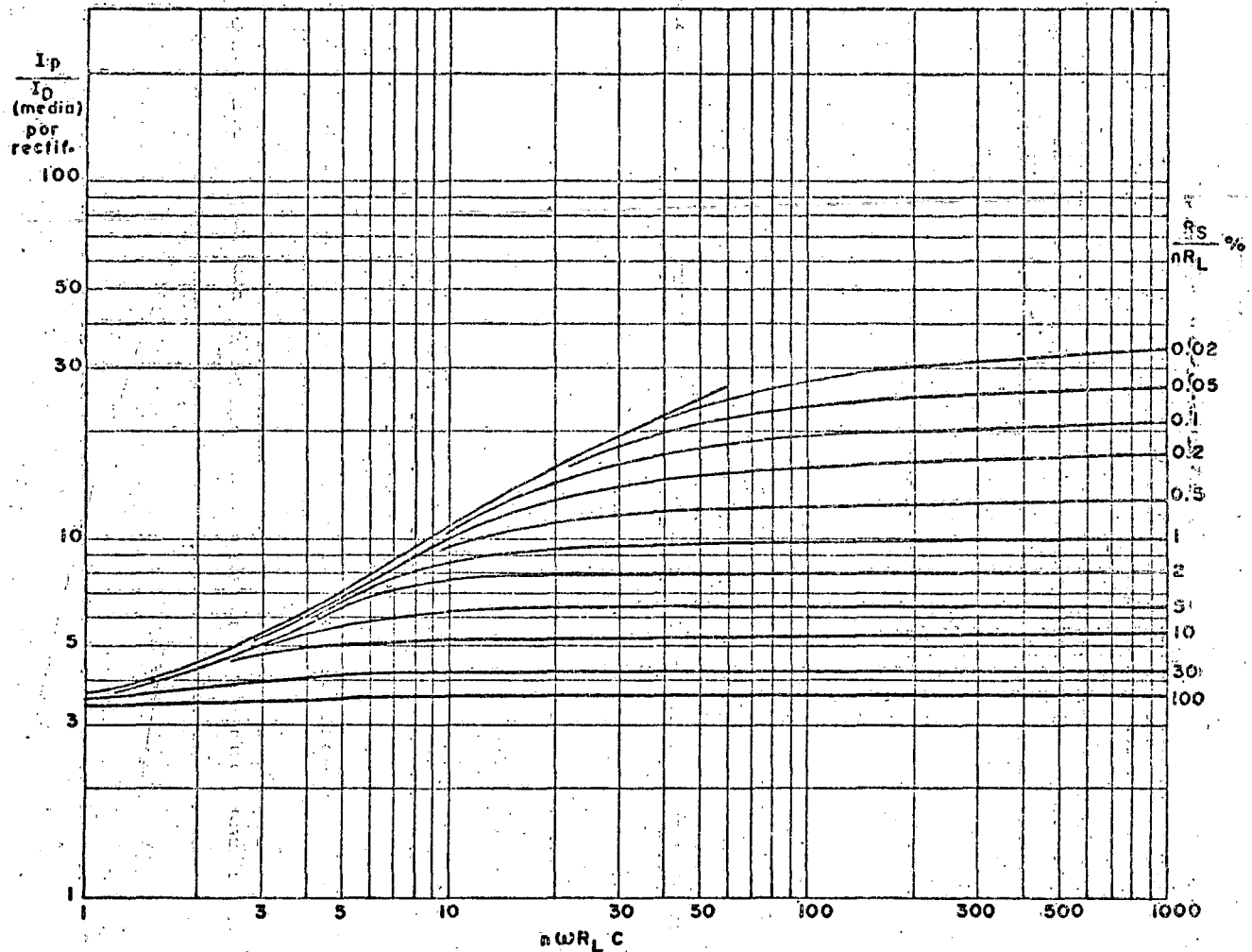


Fig. 14 Relación corriente pico a corriente media por rectificador como función de $n\omega R_L C$. ($n =$ para media onda, $n = 2$ para onda completa, $n = 0.5$ para doblador de tensión).

R_s de acuerdo a la resistencia interna del devanado y la resistencia del rectificador, esta última medida en el sentido directo de conducción a la corriente promedio.

- 13) Determinar, mediante las curvas de la fig. 13, la corriente r.m.s. que circula por cada diodo rectificador ($I_{D\text{ rms}}$).
- 14) Verificar el valor r.m.s. de la corriente ondulatoria a través del capacitor.

$$I_{\text{crms}} = \sqrt{n I_{D\text{ rms}}^2 - I_L^2}$$

METODO ANALITICO

Este método se basa en una suposición simple: si la tensión de rizo $E_{\text{rizo}} \ll V_{\text{CD}}$, la corriente a través del rectificador dependerá casi exclusivamente de la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida. Bajo estas condiciones, la precisión es mejor del 2%. Las fórmulas siguientes serán válidas tan sólo si se cumple razonablemente la primera condición. Además se hará la siguiente definición: V_{CD0} = tensión de salida sin carga. Esta tensión se supondrá conocida y con objeto de comprobar el diseño debe medirse experimentalmente.

El procedimiento recomendado es como sigue:

I Características del rectificador a usar

- 1) La relación V_{CD}/V_{CDO} se escoge lo más pequeña posible para que el tiempo de conducción resulte grande y por lo tanto I_p no sea excesiva.
- 2) $V_{CD}/V_{CDO} = \cos \alpha$ Determinar α en grados.
- 3) Tiempo de conducción del rectificador:
 - a) para media onda: $\tau = T(2 \alpha^\circ/360^\circ)$ donde $T = 20$ mseg.
 - b) para onda completa: $\tau = T(2 \alpha^\circ/180^\circ)$ donde $T = 10$ mseg.

Para 60 Hz cambiar $T = 1/f$ (ver tabla II).
- 4) $I_p = 1.8 I_L$, $T/\tau =$ corriente pico repetitiva a través del rectificador.
- 5) $I_{PT} \leq V_{CDO}/R_{STOT} =$ corriente pico transitoria de encendido, donde $R_{STOT} = (V_{CDO} - V_{CD})/I_p =$ resistencia total en serie al rectificador.
- 6) $-V_D$ se obtiene de la tabla II, (fórmula 3)
- 7) Escoja el rectificador más apropiado de la tabla I.

II Filtraje

- 1) Escójase $V_{rizo} < V_{CDO} - V_{CD}$, donde $V_{rizo} =$ tensión pico a pico de rizo.
- 2) $C = I_L (T - \tau)/V_{rizo} =$ capacitancia de filtro, o bien $V_{rizo} = I_L (T - \tau)/C$ en caso de escoger C.
- 3) La tensión de trabajo del capacitor es la tensión de salida más un factor de seguridad.
- 4) $I_{Crms} = \sqrt{I_p I_L} =$ corriente efectiva en el capacitor.

III. Para media onda, dobladores y puente, $R_S = R_{STOT} =$ resistencia de protección.

Disipación en R_S : $W_{RS} = 0.25 I_p^2 R_S \tau/T$

IV Para onda completa y puente, el transformador tiene las características indicadas en la fig. 15.

El circuito doblador con terminal común opera como un rectificador de media onda, si se considera que el capacitor de salida se carga a través de un "rectificador equivalente". Por tanto, el procedimiento de cálculo es el mismo para C_1 y D_1 . El cálculo de C_1 y D_1 se hace como el de un rectificador de media onda. La diferencia consiste en que a través de C_1 circula una corriente media nula (la corriente en un sentido igual a la corriente en sentido opuesto), por lo cual puede usarse un transformador de entrada, no así en el caso del rectificador simple de media onda.

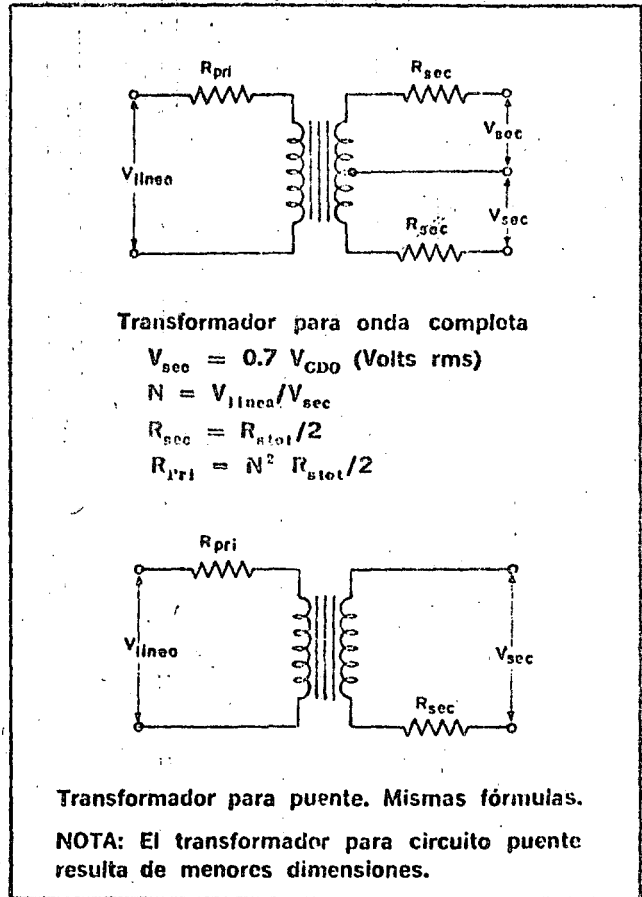


Fig. 15

EJEMPLO DE CALCULO

Sea un circuito rectificador de media onda alimentado de la línea. Datos:

$V_1 = 125$ volts (rms);

$V_{CDO} = 1.4 V_{I rms} = 175$ V;

$f = 50$ Hz

$V_{CD} = 150$ volts;

$I_L = 300$ mA;

$V_{rizo} < 20$ volts pico-pico

$V_{rizo(rms)} = V_{pp}/2 \sqrt{3} = 20/2 \sqrt{3} = 5.8$ volts

A. Solución gráfica.

1) $R_L = V_{CD}/I_L = 150/300 = 500$ ohms

2) Se supone un valor de $R_S = 1.5\%$ de R_L , o sea $R_S = 7.5$ ohms. Se escoge este valor con objeto de que la disipación no sea muy alta.

3) $(R_S/R_L) \times 100 = 1.5\%$

RECTIFICADORES DE SILICIO

- 4) a) En la fig. 9 se elige la curva 1.5% de acuerdo con la escala-parámetro que aparece en la propia figura.
- b) % rizo = $(V_{\text{rizo}} \text{ (rms)} / V_{\text{CD}}) \times 100 = (5.8/150) \times 100 = 3.87\%$
- c) De donde en el eje de las abscisas:
 $\omega CR_L \approx 38 \Rightarrow C = 38/6.28 \times 50 \times 500 \approx 242 \mu\text{F}$
- d) Se escoge un valor práctico
 $C = 250 \mu\text{F} \Rightarrow \omega CR_L = 40$
- 5) De la fig. 10; $V_{\text{CD}}/V_{\text{ip}} \approx 86\%$
- 6) $V_{\text{ip}} = V_{\text{CD}}/86 \times 100 = (150/86) \times 100 = 175 \text{ V}$
 $V_{\text{rms}} = 175/1.4 = 125 \text{ volts (rms)}$
- 7) $-V_D = 2 V_{\text{ip}} = 350 \text{ volts}$
- 8) $I_{\text{D media}} = 300 \text{ mA}$
- 9) Rectificador BY126
- 10) $I_{\text{p}}/I_{\text{media}} = 9 \Rightarrow I_{\text{p}} = 9 \times 300 \text{ mA} = 2.7 \text{ Amp.}$
- 11) $I_{\text{pT}} = V_{\text{ip}}/R_s = 175/7.5 = 23.4 \text{ Amp.}$
- 12) De acuerdo con la fig. 15.
- 13) $I_{\text{D (rms)}}/I_{\text{D (media)}} = 2.8 \Rightarrow I_{\text{D (rms)}} = 2.8 \times 300 = 840 \text{ mA}$
- 14) $I_{\text{C (rms)}} = \sqrt{n I_{\text{D rms}}^2 - I_{\text{L}}^2} = 785 \text{ mA}$
 (n = 1)

B. Solución Analítica

I. Características del rectificador

- $V_{\text{CD}}/V_{\text{CDO}} = 0.856$
- $\cos \alpha = 0.856$, de donde $\alpha = 31^\circ$
- $\tau = T(2\alpha/360^\circ) = 20 \text{ mseg} \times 62/360 = 3.4 \text{ mseg.}$
- $I_{\text{p}} = 1.8 I_{\text{L}} T/\tau = 1.8 \times 300 \text{ mA} \times 20 \text{ mseg} / 3.4 \text{ mseg.} = 3.2 \text{ A (pico)}$
- $R_{\text{STOT}} = (V_{\text{CDO}} - V_{\text{CD}})/I_{\text{p}} = 25/3.2 = 7.8 \text{ ohms}$
 $I_{\text{RT}} \leq V_{\text{CDO}}/R_{\text{STOT}} = 22 \text{ A al encender}$
- $-V_D = 2 V_{\text{CDO}} = 350 \text{ Volts}$
- De la tabla I se ve que el rectificador más apropiado es el BY-126.

II) Filtraje

- $V_{\text{rizo}} < V_{\text{CDO}} - V_{\text{CD}}$ y $V_{\text{RIZO}} \ll V_{\text{CD}}$ se cumplen.
- $C = I_{\text{L}} (T - \tau) / V_{\text{rizo}} = (300 \times 10^{-3}) / (16.6 \times 10^{-3}) / 20 = 2.49 \times 10^{-4} = 249 \mu\text{F} \approx 250 \mu\text{f.}$
- Tensión de trabajo práctica para el capacitor: 165 V
- $I_{\text{C rms}} = \sqrt{I_{\text{p}} I_{\text{L}}} = 0.98 \approx 1 \text{ A rms}$
- $R_s = 7.8 \text{ ohms.}$
 $W_{\text{RS}} = 0.25 I_{\text{p}}^2 R_s T / T = 3.2 \text{ watts.}$

Conclusión: Se usará un diodo BY-126 con una resistencia de protección de 7.5 ohms/5 W, un capacitor de filtro de 250 μF /165V capaz de soportar una corriente efectiva de 1 A.
 Se puede diseñar esta fuente para obtener mayor tensión de salida sin exceder el BY-126, sin embargo aumentarán las especificaciones de corriente para el capacitor.

TABLA II.—OPERACION DE LOS PRINCIPALES CIRCUITOS RECTIFICADORES



| | MEDIA ONDA | ONDA COMPLETA | ONDA COMPLETA PUENTE | DOBLADOR SIMETRICO | DOBLADOR ASIMETRICO | | | | | | | | | | | |
|---------------------------------|--|--|---|--------------------------------------|--------------------------------------|---|-------------------------|--------------------------|---|-------------------------|--------------------------|---|---------------|--------------------------|---|---------------|
| | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1. Tensión de salida, sin carga | $V_{CD0} = 1.4 \text{ Virms}$ | $V_{CD0} = 1.4 \text{ Virms}$ | $V_{CD0} = 1.4 \text{ Virms}$ | $V_{CD0} = 2.8 \text{ Virms}$ | $V_{CD0} = 2.8 \text{ Virms}$ | | | | | | | | | | | |
| 2. Tensión de entrada | $\text{Virms} = 0.71 V_{CD0}$ | $\text{Virms} = 0.71 V_{CD0}$ | $\text{Virms} = 0.71 V_{CD0}$ | $\text{Virms} = 0.36 V_{CD0}$ | $\text{Virms} = 0.36 V_{CD0}$ | | | | | | | | | | | |
| 3. Tensión pico inversa/diodo | $-V_D = 2 V_{CD0} = 2.8 \text{ Virms}$ | $-V_D = 2 V_{CD0} = 2.8 \text{ Virms}$ | $-V_D = V_{CD0} = 1.4 \text{ Virms}$ | $-V_D = V_{CD0} = 2.8 \text{ Virms}$ | $-V_D = V_{CD0} = 2.8 \text{ Virms}$ | | | | | | | | | | | |
| 4. Frecuencia de rizo | $f = 50 \text{ Hz (60 Hz)}$ | $f = 100 \text{ Hz (120 Hz)}$ | $f = 100 \text{ Hz (120 Hz)}$ | $f = 100 \text{ Hz (120 Hz)}$ | $f = 50 \text{ Hz (60 Hz)}$ | | | | | | | | | | | |
| 5. Tensión pico a pico de rizo | $\text{Vrizo} < I_L / fC$ | $\text{Vrizo} < I_L / fC$ | $\text{Vrizo} < I_L / fC$ | $\text{Vrizo} < 2 I_L / fC$ | $\text{Vrizo} < I_L / fC$ | | | | | | | | | | | |
| | $-V_D$ MAX. (Volts) | Virms MAX. (Volts) | V_{CD0} MAX. sin carga (Volts) | I_L MAX. | Virms MAX. (Volts) | V_{CD0} MAX. sin carga (Volts) | I_L MAX. (Amp.) | Virms MAX. (Volts) | V_{CD0} MAX. sin carga (Volts) | I_L MAX. (Amp.) | Virms MAX. (Volts) | V_{CD0} MAX. sin carga (Volts) | I_L MAX. | Virms MAX. (Volts) | V_{CD0} MAX. sin carga (Volts) | I_L MAX. |
| RS-200 | 220 | 75 | 100 | 750 mA | 75 | 100 | 1.5 | 150 | 200 | 1.5 | 75 | 200 | 750 mA | 75 | 200 | 750 mA |
| BY-126 | 450 | 155 | 210 | 750 mA | 155 | 210 | 1.5 | 310 | 420 | 1.5 | 155 | 420 | 750 mA | 155 | 420 | 750 mA |
| RS-600 | 600 | 205 | 280 | 750 mA | 205 | 280 | 1.5 | 410 | 560 | 1.5 | 205 | 560 | 750 mA | 205 | 560 | 750 mA |
| BY-127 | 800 | 275 | 380 | 750 mA | 275 | 380 | 1.5 | 550 | 760 | 1.5 | 275 | 760 | 750 mA | 275 | 760 | 750 mA |
| RS-2 | 220 | 75 | 100 | 1 A | 75 | 100 | 2 | 150 | 200 | 2 | 75 | 200 | 1 A | 75 | 200 | 1 A |
| RS-4 | 450 | 155 | 210 | 1 A | 155 | 210 | 2 | 310 | 420 | 2 | 155 | 420 | 1 A | 155 | 420 | 1 A |
| RS-6 | 600 | 205 | 280 | 1 A | 205 | 280 | 2 | 410 | 560 | 2 | 205 | 560 | 1 A | 205 | 560 | 1 A |
| RS-8 | 800 | 275 | 380 | 1 A | 275 | 380 | 2 | 550 | 760 | 2 | 275 | 760 | 1 A | 275 | 760 | 1 A |
| RS-10 | 1000 | 350 | 480 | 1 A | 350 | 480 | 2 | 700 | 960 | 2 | 350 | 960 | 1 A | 350 | 960 | 1 A |
| RS-12 | 1200 | 425 | 580 | 1 A | 425 | 580 | 2 | 850 | 1160 | 2 | 425 | 1160 | 1 A | 425 | 1160 | 1 A |

Nota.—El capacitor de filtro se calcula para reducir el rizo al valor deseado. Ver método de diseño.

La resistencia de protección R_s se elige para que tanto I_p como I_{DC} no se excedan de los valores máximos especificados en la tabla I.

RECTIFICADORES DE SILICIO CON JUNTURA DIFUNDIDA

RECTIFICADORES DE SILICIO CON JUNTURA DIFUNDIDA (cont.)

| Tipo RCA | Diagrama | | I _{FAV} para T _c | | REGIMENES MAXIMOS | | CARACTERÍSTICAS | | | |
|----------|----------|----|--------------------------------------|-----|---------------------------|-------------------------------|--|--|--|----------------------------|
| | JEDEC | Nº | A | °C | (repet.) I _{FAV} | (imp. Inst.) I _{FAV} | V _{RM} V _{RM} (bloque) | V _{RM} V _{RM} (bloque) | V _{RM} V _{RM} (bloque) | I _{RM} (diagrama) |
| 1N248C* | DO-5 | 43 | 20 | 150 | 90 | 350 | 39 | 55 ^A | 0.6 | 3.2 |
| 1N249C* | DO-5 | 43 | 20 | 150 | 90 | 350 | 77 | 110 ^A | 0.6 | 3.5 |
| 1N250C* | DO-5 | 43 | 20 | 150 | 90 | 350 | 154 | 220 ^A | 0.6 | 3.4 |
| 1N440B | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | 3.5 | 15 | 70 | 100 | 1.5 | 0.3 |
| 1N441B | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | 3.5 | 15 | 140 | 200 | 1.5 | 0.75 |
| 1N442B | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | 3.5 | 15 | 210 | 300 | 1.5 | 1* |
| 1N443B | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | 3.5 | 15 | 280 | 400 | 1.5 | 1.5* |
| 1N444B | DO-1 | 38 | 0.65 | 50 | 3.5 | 15 | 350 | 500 | 1.5 | 1.75* |
| 1N445B | DO-1 | 38 | 0.65 | 50 | 3.5 | 15 | 420 | 600 | 1.5 | 2* |
| 1N536 | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | — | 15 | 35 | 50 | 1.1 | 5* |
| 1N537 | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | — | 15 | 70 | 100 | 1.1 | 5* |
| 1N538 | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | — | 15 | 140 | 200 | 1.1 | 5* |
| 1N539 | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | — | 15 | 210 | 300 | 1.1 | 5* |
| 1N540 | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | — | 15 | 280 | 400 | 1.1 | 5* |
| 1N547 | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | — | 15 | 420 | 600 | 1.2 | 5* |
| 1N1095 | DO-1 | 38 | 0.75 | 50 | — | 15 | 350 | 500 | 1.2 | 5* |
| 1N1183A* | DO-5 | 43 | 40 | 150 | 195 | 800 | 35 | 50 | 0.65 | 2.5 |
| 1N1184A* | DO-5 | 43 | 40 | 150 | 195 | 800 | 70 | 100 | 0.65 | 2.5 |
| 1N1186A* | DO-5 | 43 | 40 | 150 | 195 | 800 | 140 | 200 | 0.65 | 2.5 |
| 1N1187A* | DO-5 | 43 | 40 | 150 | 195 | 800 | 212 | 300 | 0.65 | 2.5 |
| 1N1188A* | DO-5 | 43 | 40 | 150 | 195 | 800 | 284 | 400 | 0.65 | 2.2 |
| 1N1189A* | DO-5 | 43 | 20 | 150 | 195 | 800 | 355 | 500 | 0.65 | 2 |
| 1N1190A* | DO-5 | 43 | 40 | 150 | 195 | 800 | 424 | 600 | 0.65 | 1.8 |
| 1N1195A* | DO-5 | 43 | 20 | 150 | 90 | 350 | 212 | 300 | 0.6 | 3.2 |
| 1N1195A* | DO-5 | 43 | 20 | 150 | 90 | 350 | 284 | 400 | 0.6 | 2.5 |
| 1N1197A* | DO-5 | 43 | 20 | 150 | 90 | 350 | 355 | 500 | 0.6 | 2.2 |
| 1N1198A* | DO-5 | 43 | 20 | 150 | 90 | 350 | 424 | 600 | 0.6 | 1.5 |
| 1N1199A* | DO-4 | 42 | 12 | 150 | 50 | 240 | 35 | 50 | 0.55 | 3 |
| 1N1200A* | DO-4 | 42 | 12 | 150 | 50 | 240 | 70 | 100 | 0.55 | 2.5 |
| 1N1202A* | DO-4 | 42 | 12 | 150 | 50 | 240 | 140 | 200 | 0.55 | 2* |
| 1N1203A* | DO-4 | 42 | 12 | 150 | 50 | 240 | 212 | 300 | 0.55 | 1.75 |
| 1N1204A* | DO-4 | 42 | 12 | 150 | 50 | 240 | 284 | 400 | 0.55 | 1.5 |
| 1N1205A* | DO-4 | 42 | 12 | 150 | 50 | 240 | 355 | 500 | 0.55 | 1.25 |
| 1N1205A* | DO-4 | 42 | 12 | 150 | 50 | 240 | 424 | 600 | 0.55 | 1 |
| 1N1341B* | DO-4 | 42 | 6 | 150 | 25 | 160 | 35 | 50 | 0.65 | 0.45 |
| 1N1342B* | DO-4 | 42 | 6 | 150 | 25 | 160 | 70 | 100 | 0.65 | 0.45 |
| 1N1343B* | DO-4 | 42 | 6 | 150 | 25 | 160 | 140 | 200 | 0.65 | 0.45 |
| 1N1345B* | DO-4 | 42 | 6 | 150 | 25 | 160 | 212 | 300 | 0.65 | 0.45 |
| 1N1346B* | DO-4 | 42 | 6 | 150 | 25 | 160 | 284 | 400 | 0.65 | 0.45 |
| 1N1347B* | DO-4 | 42 | 6 | 150 | 25 | 160 | 355 | 500 | 0.65 | 0.45 |
| 1N1348B* | DO-4 | 42 | 6 | 150 | 25 | 160 | 424 | 600 | 0.65 | 0.45 |
| 1N1612* | DO-4 | 42 | 5 | 135 | 15 | — | 35 | 50 | 1.5 | 1 |
| 1N1613* | DO-4 | 42 | 5 | 135 | 15 | — | 70 | 100 | 1.5 | 1 |
| 1N1614* | DO-4 | 42 | 5 | 135 | 15 | — | 140 | 200 | 1.5 | 1 |
| 1N1615* | DO-4 | 42 | 5 | 135 | 15 | — | 280 | 400 | 1.5 | 1 |
| 1N1616* | DO-4 | 42 | 5 | 135 | 15 | — | 420 | 600 | 1.5 | 1 |

* Puede suministrarse con polaridad invertida. * V_{RM} (en bloque) es 10% menor. * Valor estático en microamperes.

| Tipo RCA | Diagrama | | I _{FAV} para T _c | | REGIMENES MAXIMOS | | CARACTERÍSTICAS | | | |
|----------|----------|----|--------------------------------------|-----|---------------------------|-------------------------------|--|--|--|----------------------------|
| | JEDEC | Nº | A | °C | (repet.) I _{FAV} | (imp. Inst.) I _{FAV} | V _{RM} V _{RM} (bloque) | V _{RM} V _{RM} (bloque) | V _{RM} V _{RM} (bloque) | I _{RM} (diagrama) |
| 1N1763A | DO-1 | 38 | 1 | 75 | 5 | 35 | 280 | 400 | 1.2 | 0.1 |
| 1N1764A | DO-1 | 38 | 1 | 75 | 5 | 35 | 350 | 500 | 1.2 | 0.1 |
| 1N2838A | DO-1 | 38 | 1 | 75 | 5 | 35 | 35 | 50 | 1.2 | 0.1 |
| 1N2859A | DO-1 | 38 | 1 | 75 | 5 | 35 | 70 | 100 | 1.2 | 0.1 |
| 1N2860A | DO-1 | 38 | 1 | 75 | 5 | 35 | 140 | 200 | 1.2 | 0.1 |
| 1N2861A | DO-1 | 38 | 1 | 75 | 5 | 35 | 210 | 300 | 1.2 | 0.1 |
| 1N2862A | DO-1 | 38 | 1 | 75 | 5 | 35 | 280 | 400 | 1.2 | 0.1 |
| 1N2863A | DO-1 | 38 | 1 | 75 | 5 | 35 | 350 | 500 | 1.2 | 0.1 |
| 1N2864A | DO-1 | 38 | 1 | 75 | 5 | 35 | 420 | 600 | 1.2 | 0.1 |
| 1N3193 | TO-1* | 39 | 0.5° | 75 | 6° | 35° | 140 | 200 | 1.2 | 0.2 |
| 1N3194 | TO-1* | 39 | 0.5° | 75 | 6° | 35° | 280 | 400 | 1.2 | 0.2 |
| 1N3195 | TO-1* | 39 | 0.5° | 75 | 6° | 35° | 420 | 600 | 1.2 | 0.2 |
| 1N3196 | TO-1* | 39 | 0.4° | 75 | 5° | 35° | 560 | 800 | 1.2 | 0.2 |
| 1N3253 | TO-1* | 40 | Versión aislada del 1N3193 | | | | | | | |
| 1N3254 | TO-1* | 40 | Versión aislada del 1N3194 | | | | | | | |
| 1N3255 | TO-1* | 40 | Versión aislada del 1N3195 | | | | | | | |
| 1N3256 | TO-1* | 41 | Versión aislada del 1N3196 | | | | | | | |
| 1N3563 | TO-1** | 40 | 0.3° | 75 | 4° | 35° | 700 | 1000 | 1.2 | 0.2 |
| 1N3754 | TO-1** | 41 | 0.125 | 65 | 1.3 | 30 | 35 | 100 | 1 | 0.3 |
| 1N3755 | TO-1** | 41 | 0.125 | 65 | 1.3 | 30 | 70 | 200 | 1 | 0.3 |
| 1N3756 | TO-1** | 41 | 0.125 | 65 | 1.3 | 30 | 140 | 400 | 1 | 0.3 |
| 1N108* | DO-4 | 42 | 10 | 150 | 40 | 140 | — | 50 | 0.6 | 2 |
| 1N109* | DO-4 | 42 | 10 | 150 | 40 | 140 | — | 100 | 0.6 | 2 |
| 1N110* | DO-4 | 42 | 10 | 150 | 40 | 140 | — | 200 | 0.6 | 1.5 |
| 1N111* | DO-4 | 42 | 10 | 150 | 40 | 140 | — | 300 | 0.6 | 1.5 |
| 1N112* | DO-4 | 42 | 10 | 150 | 40 | 140 | — | 400 | 0.6 | 1 |
| 1N113* | DO-4 | 42 | 10 | 150 | 40 | 140 | — | 500 | 0.6 | 0.85 |
| 1N114* | DO-4 | 42 | 10 | 150 | 40 | 140 | — | 600 | 0.6 | 0.75 |
| 1N115* | DO-4 | 42 | 10 | 150 | 40 | 140 | — | 800 | 0.6 | 0.65 |
| 1N208* | DO-5 | 43 | 18 | 150 | 72 | 250 | — | 50 | 0.65 | 3 |
| 1N209* | DO-5 | 43 | 18 | 150 | 72 | 250 | — | 100 | 0.65 | 3 |
| 1N210* | DO-5 | 43 | 18 | 150 | 72 | 250 | — | 200 | 0.65 | 2.5 |
| 1N211* | DO-5 | 43 | 18 | 150 | 72 | 250 | — | 300 | 0.65 | 2.5 |
| 1N212* | DO-5 | 43 | 18 | 150 | 72 | 250 | — | 400 | 0.65 | 2 |
| 1N213* | DO-5 | 43 | 18 | 150 | 72 | 250 | — | 500 | 0.65 | 1.75 |
| 1N214* | DO-5 | 43 | 18 | 150 | 72 | 250 | — | 600 | 0.65 | 1.5 |
| 1N259* | DO-4 | 41 | 12° | 150 | 50 | 250 | 424 | 600 | 0.55 | 0.6 |
| 1N265* | TO-1** | 42 | 0.125 | 65 | 1.3 | 30 | 140 | 400 | 1 | 0.4 |
| 1N266* | DO-1 | 38 | 2° | 105 | 10 | 35 | 35 | 100 | 3 | 10* |
| 1N267* | DO-1 | 38 | 2° | 105 | 10 | 35 | 70 | 200 | 3 | 10* |
| 1N342* | DO-26 | 40 | 1 | — | 6.5 | 70 | — | 700* | 2 | 10* |
| 1N343* | DO-26 | 40 | 1 | — | 6 | 10 | — | 800* | 1.3 | 10* |
| 1N344* | DO-26 | 40 | 1 | — | 0.3 | 20 | — | 700* | 1.3 | 10* |
| 1N308* | DO-26 | 40 | 0.5 | 25 | — | 32 | 420 | 600 | 1 | 0.005 |
| 1N309* | DO-26 | 40 | 0.5 | 25 | — | 32 | 560 | 800 | 1 | 0.005 |

* Con carga capacitiva. * V_{RM} (en bloque) = 450 V. * Similar a la cápsula TO-1 con terminales axiales. * V_{RM} (en bloque) = 550 V. * Condición de bloque. * Similar a la cápsula TO-1 con terminales axiales y manguito plástico aislante sobre el metal. * Valor en microamperes.

RECTIFICADORES APILADOS DE SILICIO CON JUNTURA DIFUNDIRA

| Tipo RCA | Diagrama Nº | ESPECIFICACIONES MAXIMAS | | | | | CARACTERISTICAS | | | | |
|----------|-------------|-------------------------------|----------------------------|--------------------------------|-------------------|--|-------------------------------|------------------------------|------------------------------|--------------------------|--|
| | | I _{FAV} para 100°C A | I _{FM} (repet.) A | I _{FM} (imp. inst.) A | V _{RM} V | V _{RM} (repet.) y (bloqueo) V | V _{RM} (no repet.) V | V _{RM} (dinámica) V | I _{RM} (dinámica) A | C _s (imp.) pF | |
| CR101 | 44a | 0,385 | 5 | 20 | 895 | 1265 | 1520 | 1,2 | 0,3 | 650 | |
| CR102 | 44b | 0,355 | 5 | 20 | 1790 | 2530 | 3035 | 2,4 | 0,3 | 320 | |
| CR103 | 44c | 0,315 | 5 | 20 | 2240 | 3165 | 3800 | 3 | 0,3 | 250 | |
| CR104 | 44d | 0,270 | 5 | 20 | 3130 | 4430 | 5315 | 4,2 | 0,3 | 175 | |
| CR105 | 44e | 0,270 | 5 | 20 | 3580 | 5065 | 6080 | 4,8 | 0,3 | 160 | |
| CR106 | 44f | 0,250 | 5 | 20 | 4475 | 6330 | 7600 | 6 | 0,3 | 125 | |
| CR107 | 44g | 0,230 | 5 | 20 | 5370 | 7595 | 9115 | 7,2 | 0,3 | 105 | |
| CR108 | 44h | 0,230 | 5 | 20 | 5820 | 8230 | 9875 | 7,8 | 0,3 | 100 | |
| CR109 | 44i | 0,230 | 5 | 20 | 6710 | 9495 | 11395 | 9 | 0,3 | 90 | |
| CR110 | 44j | 0,230 | 5 | 20 | 7160 | 10130 | 12155 | 9,6 | 0,3 | 80 | |
| CR201 | 45g | 0,155 | 3 | 10 | 1345 | 1900 | 2280 | 1,8 | 0,1 | — | |
| CR203 | 45g | 0,155 | 3 | 10 | 2240 | 3165 | 3800 | 3 | 0,1 | — | |
| CR204 | 45g | 0,155 | 3 | 10 | 3395 | 4800 | 5760 | 3,6 | 0,1 | — | |
| CR206 | 45j | 0,155 | 3 | 10 | 4475 | 8000 | 9600 | 6 | 0,1 | — | |
| CR208 | 45g | 0,155 | 3 | 10 | 5655 | 6330 | 7600 | 6 | 0,1 | — | |
| CR210 | 45g | 0,155 | 3 | 10 | 7070 | 10000 | 12000 | 7,2 | 0,1 | — | |
| CR212 | 45g | 0,155 | 3 | 10 | 8485 | 12000 | 14400 | 9 | 0,1 | — | |
| CR301 | 45a | 2,5 | — | 250 | 1695 | 2400 | 2880 | — | 1,5 | ** | |
| CR302 | 46b | 2,5 | — | 250 | 2545 | 3600 | 4320 | — | 1,5 | ** | |
| CR303 | 46c | 2,5 | — | 250 | 3395 | 4800 | 5760 | — | 1,5 | ** | |
| CR304 | 46d | 2,5 | — | 250 | 4240 | 6000 | 7200 | — | 1,5 | ** | |
| CR305 | 46e | 2,5 | — | 250 | 5090 | 7200 | 8640 | — | 1,5 | ** | |
| CR306 | 46f | 2,5 | — | 250 | 5935 | 8400 | 10080 | — | 1,5 | ** | |
| CR307 | 46g | 2,5 | — | 250 | 6785 | 9600 | 11520 | — | 1,5 | ** | |
| CR311 | 46h | 4,5 | — | 250 | 1695 | 2400 | 2880 | — | 1,5 | ** | |
| CR312 | 46i | 4,5 | — | 250 | 2245 | 3600 | 4320 | — | 1,5 | ** | |
| CR313 | 46j | 4,5 | — | 250 | 3395 | 4800 | 5760 | — | 1,5 | ** | |
| CR314 | 46k | 4,5 | — | 250 | 4240 | 6000 | 7200 | — | 1,5 | ** | |
| CR315 | 46l | 4,5 | — | 250 | 5090 | 7200 | 8640 | — | 1,5 | ** | |
| CR316 | 46m | 4,5 | — | 250 | 5935 | 8400 | 10080 | — | 1,5 | ** | |
| CR317 | 46n | 4,5 | — | 250 | 6785 | 9600 | 11520 | — | 1,5 | ** | |
| CR321 | 46o | 6 | — | 400 | 1695 | 2400 | 2880 | — | 1,5 | ** | |
| CR322 | 46p | 6 | — | 400 | 2545 | 3600 | 4320 | — | 1,5 | ** | |
| CR323 | 46q | 6 | — | 400 | 3395 | 4800 | 5760 | — | 1,5 | ** | |
| CR324 | 46r | 6 | — | 400 | 4240 | 6000 | 7200 | — | 1,5 | ** | |
| CR325 | 46s | 6 | — | 400 | 5090 | 7200 | 8640 | — | 1,5 | ** | |
| CR331 | 46t | 8,5 | — | 400 | 1695 | 2400 | 2880 | — | 1,5 | ** | |
| CR332 | 46u | 8,5 | — | 400 | 2545 | 3600 | 4320 | — | 1,5 | ** | |
| CR333 | 46v | 8,5 | — | 400 | 3395 | 4800 | 5760 | — | 1,5 | ** | |
| CR334 | 46w | 8,5 | — | 400 | 4240 | 6000 | 7200 | — | 1,5 | ** | |
| CR335 | 46x | 8,5 | — | 400 | 5090 | 7200 | 8640 | — | 1,5 | ** | |
| CR341 | 46y | 11,5 | — | 850 | 1695 | 2400 | 2880 | — | 1,5 | ** | |
| CR342 | 46z | 11,5 | — | 850 | 2545 | 3600 | 4320 | — | 1,5 | ** | |
| CR343 | 46aa | 11,5 | — | 850 | 3395 | 4800 | 5760 | — | 1,5 | ** | |
| CR344 | 46bb | 11,5 | — | 850 | 4240 | 6000 | 7200 | — | 1,5 | ** | |

† Para duración de 5 milisegundos como máximo; T_c = 60 a 125 °C.
 * Para máximas condiciones de funcionamiento especificadas.
 ** C_s = 0,01 µF (valor típico para cada celda).

RECTIFICADORES APILADOS DE SILICIO CON JUNTURA DIFUNDIRA (cont.)

| Tipo RCA | Diagrama Nº | ESPECIFICACIONES MAXIMAS | | | | | CARACTERISTICAS | | | |
|----------|-------------|-------------------------------|--------------------------|--------------------------------|-------------------|--|-----------------------------|------------------------------|--------------------------|----|
| | | I _{FAV} para 100°C A | I _{FM} (rep.) A | I _{FM} (imp. inst.) A | V _{RM} V | V _{RM} (repet.) y (bloqueo) V | V _{RM} (no rep.) V | V _{RM} (dinámica) V | C _s (imp.) pF | |
| CR351 | 46cc | 17,5 | — | 850 | 1695 | 2400 | 2880 | — | 1,5 | ** |
| CR352 | 46dd | 17,5 | — | 850 | 2545 | 3600 | 4320 | — | 1,5 | ** |
| CR353 | 46ee | 17,5 | — | 850 | 3395 | 4800 | 5760 | — | 1,5 | ** |
| CR354 | 46ff | 17,5 | — | 850 | 4240 | 6000 | 7200 | — | 1,5 | ** |

† Para duración de 5 milisegundos máx.; T_c = 60 a 125 °C.
 * Para máx. condiciones de funcionamiento especificadas.
 ** C_s = 0,01 µF (valor típico para cada celda).

RECTIFICADORES ENCHUFABLES DE SILICIO

| TIPO RCA | DIAGRAMA Nº | SALIDA CC PROMEDIO | | ALIMENTACION EFICAZ |
|----------|-------------|--------------------|-----|---------------------|
| | | A | V | V |
| CR401† | 46a | 18 | 200 | 222 |
| CR402† | 46a | 18 | 400 | 444 |
| CR403† | 46c | 18 | 800 | 888 |
| CR404† | 46o | 34 | 200 | 222 |
| CR405† | 46o | 34 | 400 | 444 |
| CR406† | 46v | 34 | 800 | 888 |
| CR407† | 46y | 70 | 200 | 222 |
| CR408† | 46y | 70 | 400 | 444 |
| CR409† | 46aa | 70 | 800 | 888 |
| CR501‡ | 46b | 24 | 300 | 222 |
| CR502‡ | 46b | 24 | 600 | 444 |
| CR503‡ | 46p | 45 | 300 | 222 |
| CR504‡ | 46p | 45 | 600 | 444 |
| CR505‡ | 46z | 92 | 300 | 222 |
| CR506‡ | 46z | 92 | 600 | 441 |

† Fase simple; tipos para onda completa.
 ‡ Fase triple; tipos para onda completa.

RECTIFICADORES PUENTE DE SILICIO

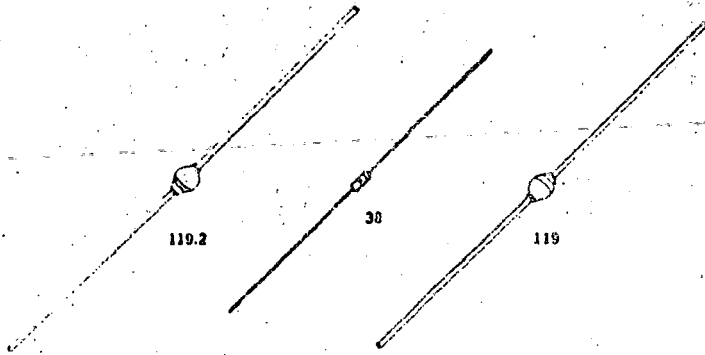
Estos tipos con juntura difundida, para tensiones elevadas, reemplazan directamente las válvulas rectificadoras a vapor de mercurio y gaseosas que se indican. La información correspondiente a válvulas rectificadoras se encontrará en el Manual de Válvulas de Transmisión, RCA TT-5 (Edit. Arbó S. A.)

| TIPO RCA | REEMPLAZA A |
|-----------------|-----------------|
| CR273/6098 | 8008 |
| CR274/872A | 872, 872A |
| CR275/865A/3828 | 866, 865A, 3828 |

SILICON RECTIFIERS

THE INDUSTRY'S BROADEST LINE OF POWER RECTIFIERS—250 TO 1500 AMPERES, UP TO 3000 VOLTS

- CURRENT/VOLTAGE RATINGS
- HIGH-SPEED FAST RECOVERY
- PACKAGING
- TRANSIENT SELF-PROTECTION
- MOUNTING AND COOLING
- GENERAL PURPOSE

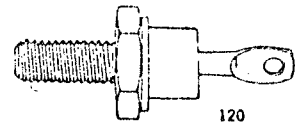


.25 TO 3 AMPERES

| JEDEC | — | | 1N5059-62 1N4245-49 | | — | | 1N5624-27 | | — | |
|---|--|------------|---------------------|-----------------------|------------|------------|------------|------------|------------|---|
| GE TYPE | DT230 | A14PD1 | A14A-P | — | GER4001-Y | A114A-M | — | A15A-N | A115A-M | — |
| SPECIFICATIONS | | | | | | | | | | |
| $I_{T(AV)}$ (A) | .25 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 3 | 3 | 3 | |
| @ $T_A(^{\circ}C)$ | 50 | 75 | 100 | 55 | 75 | 55 | 70 | 70 | 55 | |
| V_{RM} — Max. repetitive peak reverse voltage (V) | | | | | | | | | | |
| 50 | DT230F | — | A14F | — | GER4001 | A114F | — | A15F | A115F | |
| 100 | DT230A | — | A14A | — | GER4002 | A114A | — | A15A | A115A | |
| 150 | DT230C | — | — | — | — | — | — | — | — | |
| 200 | DT230B | — | 1N5059 | 1N4245 * | GER4003 | A114B | 1N5624 | A15B | A115B | |
| 250 | DT230H | — | — | — | — | — | — | — | — | |
| 300 | — | — | A14C | — | — | A114C | — | A15C | A115C | |
| 400 | — | — | 1N5060 | 1N4246 * | GER4004 | A114D | 1N5625 | A15D | A115D | |
| 500 | — | — | A14E | — | — | A114E | — | A15E | A115E | |
| 600 | — | — | 1N5061 | 1N4247 * | GER4005 | A114M | 1N5626 | A15M | A115M | |
| 800 | — | — | 1N5062 | 1N4248 * | GER4006 | A114N | 1N5627 | A15N | — | |
| 1000 | — | — | A14P | 1N4249 | GER4007 | — | — | — | — | |
| 1200 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | |
| 1400 | — | A14PD | — | — | — | — | — | — | — | |
| 1500 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | |
| I_{SM} (surge) | Max. peak one cycle, non-recurrent surge current (60 Hz sine wave, 1 phase operation) @ max. rated load conditions (A) | | | | | | | | | |
| | 5 | 40 | 50 | 25 | 30 | 40 | 125 | 125 | 110 | |
| I_{RM} | Max. non-repetitive for 0.3 msec. (A ² sec) | | | | | | | | | |
| | — | 3.5 | 4 | 4 | — | 3.5 | 25 | 25 | 20 | |
| T_J | Operating junction temperature range ($^{\circ}C$) | | | | | | | | | |
| | -65 to 150 | -65 to 150 | -65 to 175 | -65 to 160 | -65 to 175 | -65 to 125 | -65 to 175 | -65 to 175 | -65 to 150 | |
| T_{STG} | Storage temperature range ($^{\circ}C$) | | | | | | | | | |
| | -65 to 200 | -65 to 175 | -65 to 175 | -65 to 200 | -65 to 175 | -65 to 175 | -65 to 200 | -65 to 175 | -65 to 175 | |
| V_{DF} | Max. peak forward voltage drop @ rated $I_{T(AV)}$ (1 phase operation) | | | | | | | | | |
| | 1.1 | 1.1 | 1.0 | 1.2 @ +55 $^{\circ}C$ | 1.1 | 1.1 | 1.0 | 1.0 | 1.0 | |
| t_{rr} | Max. reverse recovery time (μ sec) | | | | | | | | | |
| | 0.3 | — | 6 | 5 | — | 0.2 | 5 | 5 | 0.2 | |
| PACKAGE OUTLINE NO. | 38 | 119 | 119 | 119 | 119 | 119 | 119.2 | 119.2 | 119.2 | |
| SPECIFICATION PAGE NO. | 1274 | 803 | 801 312 | 288 | 1287 | 818 821 | 316 | 805 | 805 807 | |

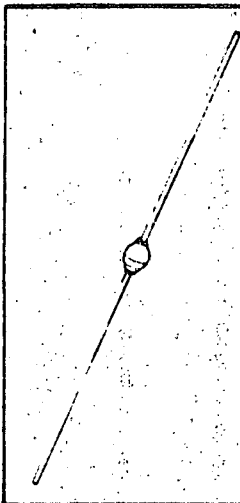
NOTE:
 * Average forward current 1 amp. @ $T_A=90^{\circ}C$. Junction, operating and storage temperature range - 65 to +165 $^{\circ}C$.
 † IAN & JANTR types available

SILICON RECTIFIERS 5 TO 12 AMPERES



| JEDEC | | 1N1612-16 | 1N1341A-48A | 1N3987-90 | 1N3979-83 | 1N1199A-1206A 1N3670A-73A 1N5331 | 1N3889-93 | 1N4510-11 | | |
|--|--|-------------|-------------|-------------|-------------|--|-------------|-------------|-------------|-------------|
| GE TYPES | | — | | — | | — | | A28F-D | A123E-P3 | — |
| SPECIFICATIONS | | | | | | | | | | |
| Rated current (A) | | 5 | 6 | 6 | 6 | 12 | 12 | 12 | 12 | 12 |
| @ T _c = (°C) | | 150 | 150 | 150 | 100 | 150 | 100 | 135 | 65 | 135 |
| V _{RRM} — Max. repetitive peak reverse voltage (V) | | — | | | | | | | | |
| 50 | | 1N1612 | 1N1341A | — | 1N3879 | 1N1199A | 1N3889 | A28F | — | — |
| 100 | | 1N1613 | 1N1342A | — | 1N3880* | 1N1200A | 1N3890* | A28A | — | — |
| 150 | | — | 1N1343A | — | — | 1N1201A | — | — | — | — |
| 200 | | 1N1614* | 1N1344A | — | 1N3881* | 1N1202A* | 1N3891* | A28B | — | — |
| 300 | | — | 1N1345A | — | 1N3882 | 1N1203A | 1N3892 | A28C | — | — |
| 400 | | 1N1615* | 1N1346A | — | 1N3883* | 1N1204A* | 1N3893* | A28D | — | — |
| 500 | | — | 1N1347A | — | — | 1N1205A | — | — | A125E | — |
| 600 | | 1N1616* | 1N1348A | — | — | 1N1206A* | — | — | A129M | — |
| 700 | | — | — | 1N3987 | — | 1N3670A | — | — | — | — |
| 800 | | — | — | 1N3988 | — | 1N3671A | — | — | A129N | — |
| 900 | | — | — | 1N3989 | — | 1N3672A | — | — | — | — |
| 1000 | | — | — | 1N3990 | — | 1N3673A* | — | — | A129P | 1N4510 |
| 1200 | | — | — | — | — | 1N5331 | — | — | — | 1N4511 |
| I _{SM} (surge) — Max. peak one cycle, non-recurrent surge current (60 Hz sine wave, 1 phase operation) @ max. rated load conditions (A) | | 150 | 150 | 150 | 75 | 240 | 150 | 240 | 150 | 240 |
| I _{RM} — Max. non-repetitive for 8.3 msec (A ² sec) | | 25 | 25 | 25 | — | 60 | — | 67 | 38 | 67 |
| T _J — Operating junction temperature range (°C) | | -65 to +190 | -65 to +200 | -65 to +200 | -65 to +150 | -65 to +200 | -65 to +200 | -65 to +175 | -40 to +125 | -65 to +175 |
| T _S — Storage temperature range (°C) | | -65 to +200 | -65 to +200 | -65 to +200 | -65 to +175 | -65 to +200 | -65 to +200 | -65 to +175 | -40 to +125 | -65 to +200 |
| R _{θJC} — Max. thermal resistance, junction-to-case (°C/W) | | 7.0 | 4.25 | 4.25 | 2.5 | 2.5 | 2.0 | 2.0 | 3.25 | 2.0 |
| V _{FM} — Max. peak forward voltage drop @ rated I _{F(AV)} (1 phase operation) (V) | | 1.1 | 1.1 | 1.1 | 1.4 | 1.1 | 1.4 | 1.1 | 1.4 | 1.4 |
| @ T _c = (°C) | | 25 | 25 | 25 | 25 | 25 | 25 | 25 | 25 | 135 |
| t _{rr} — Max. reverse recovery time (nsec) | | — | — | — | 200 | — | 200 | 100 | 500 | — |
| PACKAGE OUTLINE NO. | | 120 | 120 | 120 | 120 | 120 | 120 | 120 | 120 | 120 |
| SPECIFICATION PAGE NO. | | 227 | 223 | — | 269 | 219 | 271 | 807 | 831 | 298 |

*JAN & JANTX types available



The best way to assure reliability in a low-current rectifier pellet is to put it in a package that really protects it. Protects it from shock, humidity, vibration and temperature.

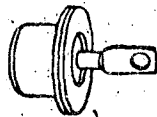
And that's just what we do with General Electric's glassivated 1-amp (A14) and 3-amp (A15) rectifiers. Solid glass provides passivation and protection of the silicon pellet's P-N junction—no organic material is present within the hermetically sealed package. In addition, rigid mechanical support and excellent thermal characteristics are provided by the dual heat sink construction.

For high-frequency applications, GE offers a fast-recovery rectifier, the 1-amp A114, with a 200 nsec. max. reverse recovery.

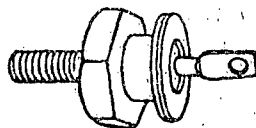
SILICON RECTIFIERS 20 TO 40 AMPERES

| JEDEC | | 1N1183-90 | | | | 1N1183A-90A | | | | 1N3900-13 | | | | 1N4529-30 | | 1N3208-14 | |
|--|--------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|--------------|--------------|-------------|--|-----------|--|-----------|--|
| GF TYPE | | A327/A340 | | | | A307-M | | | | A44F-M | | A129 | | | | | |
| SPECIFICATIONS | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Max. average forward current (1 phase operation) (A) | 18 | 20 | 20 | 25 | 35 | 40 | 20 | 30 | 35 | 20 | 20 | 25 | | | | | |
| @ T _c = (°C) | 100 | 150 | 150 | 145 | 140 | 150 | 100 | 100 | 115 | 110 | 110 | 75 | | | | | |
| Max. repetitive peak reverse voltage (V) | — | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 50 | A327F, A340F | 1N248D | — | 1N2154 | 1N1183 | 1N1183A | 1N3899 | 1N3909* | — | 1N3208 A44F | — | A44F | | | | | |
| 100 | A327A, A340A | 1N249B* | — | 1N2155 | 1N1184* | 1N1184A | 1N3900 | 1N3910* | — | 1N3209 A40A | — | A44A | | | | | |
| 150 | — | — | — | — | 1N1185 | 1N1185A | — | — | — | — | — | — | | | | | |
| 200 | A327D, A340D | 1N250R* | — | 1N2156 | 1N1186* | 1N1186A | 1N3901 | 1N3911* | — | 1N3210 A45D | — | A44B | | | | | |
| 300 | A327C, A340C | — | 1N1195A | 1N2157 | 1N1187 | 1N1187A | 1N3902 | 1N3912* | — | 1N3211 A40C | — | A44C | | | | | |
| 400 | — | — | 1N1196A | 1N2158 | 1N1188* | 1N1188A | 1N3903 | 1N3913* | — | 1N3212 A40D | — | A44D | | | | | |
| 500 | — | — | 1N1197A | 1N2159 | 1N1189 | 1N1189A | — | — | — | 1N3213 A40E | — | A44E A129E | | | | | |
| 600 | — | — | 1N1198A | 1N2160 | 1N1190 | 1N1190A | — | — | — | 1N3214 A40M | — | A44M A129M | | | | | |
| 700 | — | — | — | — | 1N3765 | — | — | — | — | — | — | — | | | | | |
| 800 | — | — | — | — | 1N3766 | — | — | — | — | — | — | — | | | | | |
| 900 | — | — | — | — | 1N3767 | — | — | — | — | — | — | — | | | | | |
| 1000 | — | — | — | — | 1N3768 | — | — | — | — | 1N4529 | — | — | | | | | |
| 1200 | — | — | — | — | 1N5332 | — | — | — | — | 1N4530 | — | — | | | | | |
| Max. peak one cycle, non-recurrent surge current (60 Hz sine wave, 1 phase operation) @ max. rated load conditions (A) | 300 | 350 | 350 | 400 | 500 | 800 | 225 | 300 | 500 | 300 | 300 | 400 | | | | | |
| Max. I ² t rating (non-repetitive for 8.3 msec.) A ² sec. | 200 | — | — | 250 | 500 | — | — | — | 500 | 100 | 100 | 500 | | | | | |
| Operating junction temperature range (°C) | -40 to +150 | -65 to +175 | -65 to +175 | -65 to +200 | -65 to +200 | -65 to +200 | -65 to +150 | -65 to +150 | -65 to +175 | -65 to +175 | -65 to +175 | -65 to +175 | | | | | |
| Storage temperature range (°C) | -40 to +150 | -65 to +175 | -65 to +175 | -65 to +200 | -65 to +200 | -65 to +200 | -65 to +175 | -65 to +175 | -65 to +200 | -65 to +175 | -65 to +175 | -65 to +175 | | | | | |
| Max. thermal resistance, junction-to-case (°C/W) | 2.0 | 1.2 | 1.2 | 1.0 | 1.0 | 1.0 | 1.5 | 1.0 | 1.0 | 1.5 Typical | 1.5 Typical | 1.0 | | | | | |
| Max. peak forward voltage drop @ rated I _F (1 phase operation) (V) | 1.3 | — | — | — | 1.7 | 1.3 | 1.4 | 1.4 | 1.4 | 1.35 Typical | 1.35 Typical | 1.8 | | | | | |
| @ T _c = (°C) | 100 | 150 | 150 | 145 | 140 | 25 | 25 | 25 | 115 | 25 | 25 | — | | | | | |
| Max. reverse recovery time (nsec) | — | — | — | — | — | — | 200 | 200 | — | — | — | — | | | | | |
| PACKAGE OUTLINE NO. | — | 123 | 123 | 123 | 123 | 123 | 123 | 123 | 123 | 125 | 126 | 129 | | | | | |
| SPECIFICATION PAGE NO. | 838-1 | 205 | 307 | 237 | 215 | 215 | 271 | 273 | 302 | 247 | 311 | 211 | | | | | |

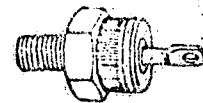
* JAM & JANTR types available



122



123



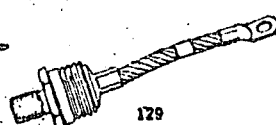
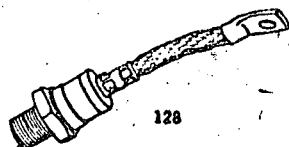
125



126

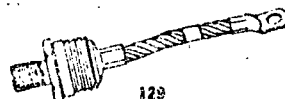
SILICON RECTIFIERS 100 TO 275 AMPERES

| IEDEC TYPE | 1N3289-96 | 1N3260-73 | 1N3735-42 | 1N4044-56 | | | |
|-------------------------------|--|---------------|-------------|--------------|-------------|-------------|-------------|
| GE TYPE | A70D-PB | | A90A-PB | A96A-P | A291PC-PM | | |
| SPECIFICATIONS | | | | | | | |
| $I_{T(AV)}$ | Max. average forward current (1 phase operation) | 100 | 160 | 250 | 250 | 250 | 275 |
| | @ $T_J = 75^\circ\text{C}$ | 130 | 125 | 130 | 70 | 135 | 120 |
| V_{RRM} | Max. repetitive peak reverse voltage (V) | — | | | | | — |
| 50 | | — | 1N3260 | — | — | — | 1N4044 |
| 100 | | A70, 1N3288 | 1N3261 | A90A, 1N3735 | A96A | — | 1N4045 |
| 150 | | — | 1N3262 | — | — | — | 1N4046 |
| 200 | | A70B, 1N3289 | 1N3263 | A90B, 1N3736 | A96B | — | 1N4047 |
| 250 | | — | 1N3264 | — | — | — | 1N4048 |
| 300 | | A70C, 1N3290 | 1N3265 | A90C, 1N3737 | A96C | — | 1N4049 |
| 350 | | — | 1N3266 | — | — | — | — |
| 400 | | A70D, 1N3291 | 1N3267 | A90D, 1N3738 | A96D | — | 1N4050 |
| 500 | | A70E, 1N3292 | 1N3268 | A90E, 1N3739 | A96E | — | 1N4051 |
| 600 | | A70M, 1N3293 | 1N3269 | A90M, 1N3740 | A96M | — | 1N4052 |
| 700 | | A70S | 1N3270 | A90S | A96M | — | 1N4053 |
| 800 | | A70N, 1N3294 | 1N3271 | A90N, 1N3741 | A96N | — | 1N4054 |
| 900 | | A70T | 1N3272 | A90T | A96T | — | 1N4055 |
| 1000 | | A70P, 1N3295 | 1N3273 | A90P, 1N3742 | A96P | — | 1N4056 |
| 1100 | | — | — | A90PA | — | — | — |
| 1200 | | A70PB, 1N3296 | — | A90PB | — | — | — |
| 1300 | | — | — | — | — | A291PC | — |
| 1400 | | — | — | — | — | A291PD | — |
| 1500 | | — | — | — | — | A291PE | — |
| 1600 | | — | — | — | — | A291PM | — |
| 1700 | | — | — | — | — | A291PS | — |
| 1800 | | — | — | — | — | A291PN | — |
| I_{SM} | Max. peak one cycle, non-recurrent surge current (50 Hz sine wave, 1 phase operation) @ max. rated load conditions (A) | 1600 | 2000 | 4500 | 3300 | 4500 | 5000 |
| I_{RM} | Max. non-repetitive for 8.3 msec. (A ² /sec) | 10,000 | 16,000 | 84,000 | 43,000 | 84,000 | 100,000 |
| T_J | Operating junction temperature range (°C) | -40 to +200 | -55 to +190 | -40 to +200 | -40 to +125 | -40 to +200 | -65 to +190 |
| T_{STG} | Storage temperature range (°C) | -40 to +200 | -55 to +190 | -40 to +200 | -40 to +125 | -40 to +200 | -65 to +190 |
| $R_{\theta JC}$ | Max. thermal resistance, junction-to-case (°C/W) | .4 | .3 | .18 | .18 | .15 | .18 |
| V_{FM} | Max. peak forward voltage drop @ rated $I_{T(AV)}$ (1 phase operation) | 1.15 | 1.6 | 1.3 | 1.25 | 1.0 | 1.35 |
| | @ $T_J = 75^\circ\text{C}$ | 25 | 125 | 130 | 25 | 25 | 120 |
| Q_{RR} | Max. reverse recovered charge (μC) | — | — | — | 19 | — | — |
| PACKAGE OUTLINE NO. | | 127 | 128 | 128 | 128 | 129 | 128 |
| SPECIFICATION PAGE NO. | | 251 | 249 | 263 | 813 | 835 | 277 |

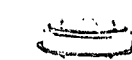


SILICON RECTIFIERS 400 TO 1500 AMPERES

| GE TYPE | A356A-P | A390A-PB | A295A-PN | A596N PB | A500P-LP | A540PA-L | A570A-P |
|---|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| SPECIFICATIONS | | | | | | | |
| $I_{T(AV)}$ — Max. average forward current (1 phase operation) (A) @ $T_c = (^\circ\text{C})$ | 400 70 | 400 145 | 500 130 | 750 65 | 740 100 | 1000 100 | 1500 80 |
| V_{RPM} — Max. repetitive peak reverse voltage (V) | | | | | | | A16-0P-LA |
| 100 | A396A | A390A | — | — | — | A540A | A570A |
| 200 | A396B | A390B | A295B | — | — | A540B | A570B |
| 300 | A396C | A390C | A295C | — | — | A540C | A570C |
| 400 | A396D | A390D | A295D | — | — | A540D | A570D |
| 500 | A396E | A390E | A295E | — | — | A540E | A570E |
| 600 | A396M | A390M | A295M | — | — | A540M | A570M |
| 700 | A396S | A390S | A295S | — | — | A540S | A570S |
| 800 | A396N | A390N | A295N | A596N | — | A540N | A570N |
| 900 | A396T | A390T | A295T | A596T | — | A540T | A570T |
| 1000 | A396P | A390P | A295P | A596P | A500P | A540P | A570P |
| 1100 | — | A390PA | A295PA | A596PA | A500PA | A540PA | — |
| 1200 | — | A390PB | A295PB | A596PB | A500PB | A540PB | — |
| 1300 | — | — | A295PC | — | A500PC | A540PC | — |
| 1400 | — | — | A295PD | — | A500PD | A540PD | — |
| 1500 | — | — | A295PE | — | A500PE | A540PE | — |
| 1600 | — | — | A295PM | — | A500PM | A540PM | — |
| 1700 | — | — | A295PS | — | A500PS | A540PS | A640PS |
| 1800 | — | — | A295PN | — | A500PN | A540PN | A640PN |
| 1900 | — | — | — | — | A500PT | A540PT | A640PT |
| 2000 | — | — | — | — | A500L | A540L | A640L |
| 2100 | — | — | — | — | A500LA | — | A640LA |
| 2200 | — | — | — | — | A500LB | — | — |
| 2300 | — | — | — | — | A500LC | — | — |
| 2400 | — | — | — | — | A500LD | — | — |
| 2500 | — | — | — | — | A500LE | — | — |
| 2600 | — | — | — | — | A500LM | — | — |
| 2700 | — | — | — | — | A500LS | — | — |
| 2800 | — | — | — | — | A500LN | — | — |
| 2900 | — | — | — | — | A500LT | — | — |
| 3000 | — | — | — | — | A500LP | — | — |
| I_{SM} (surge) — Max. peak one cycle, non-recurrent surge current (60 Hz sine wave, 1 phase operation) @ max. rated load conditions (A) | 3,300 | 4,500 | 7,000 | 10,000 | 8,400 | 10,000 | 15,000 |
| I_{PT} — Max. non-repetitive for 8.3 msec. (A ² sec) | 43,000 | 84,000 | 200,000 | 415,000 | 270,000 | 415,000 | 920,000 |
| T_J — Operating junction temperature range ($^\circ\text{C}$) | -40 TO +125 | -40 TO +200 | -40 TO +200 | -40 TO +125 | -40 TO +175 | -40 TO +200 | -40 TO +200 |
| T_{STG} — Storage temperature range ($^\circ\text{C}$) | -40 TO +125 | -40 TO +200 | -40 TO +200 | -40 TO +200 | -40 TO +200 | -40 TO +200 | -40 TO +200 |
| $R_{\theta JC}$ — Max. thermal resistance, junction-to-case ($^\circ\text{C}/\text{W}$) | .18 | .15 | .12 | .06 | .06 | .06 | .053 |
| V_{FM} — Max. peak forward voltage drop @ rated $I_{T(AV)}$ (1 phase operation) @ $T_c = (^\circ\text{C})$ | 1.25 25 | 1.15 25 | 1.1 25 | 2.0 25 | 1.25 25 | 1.15 150 | 1.0 25 |
| Q_{RR} — Max. reverse recovered charge (μC) | 19 | — | — | 40 | — | — | — |
| PACKAGE NO. | 109.1 | 109.1 | 129 | 182 | 182 | 182 | 182 |
| SPECIFICATION PAGE NO. | 842 | 839 | 837 | 852 | 844 | 847 | 872-4 |

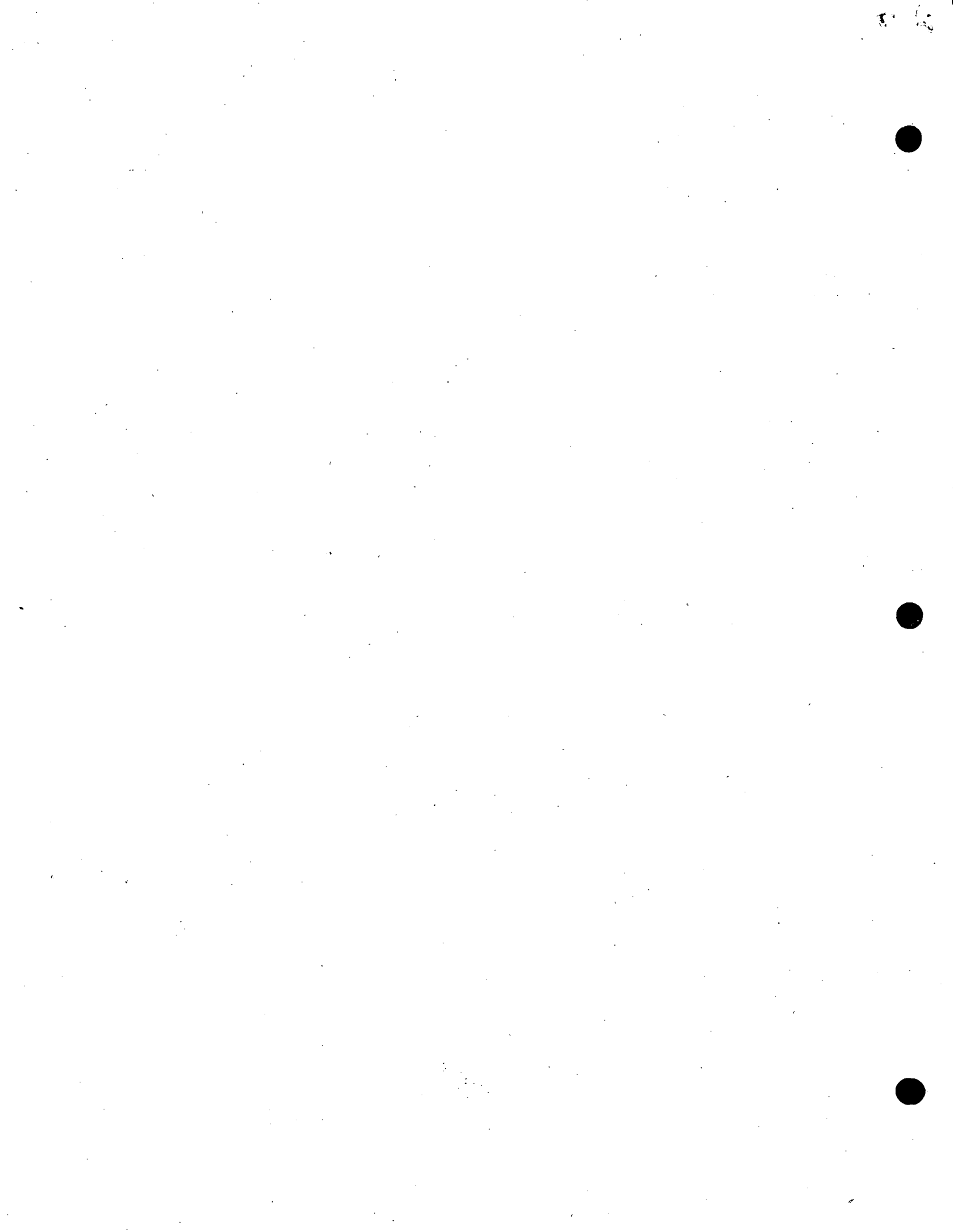


129



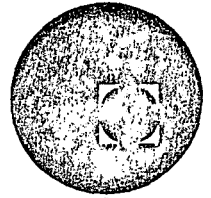
109.1

182





centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, unam

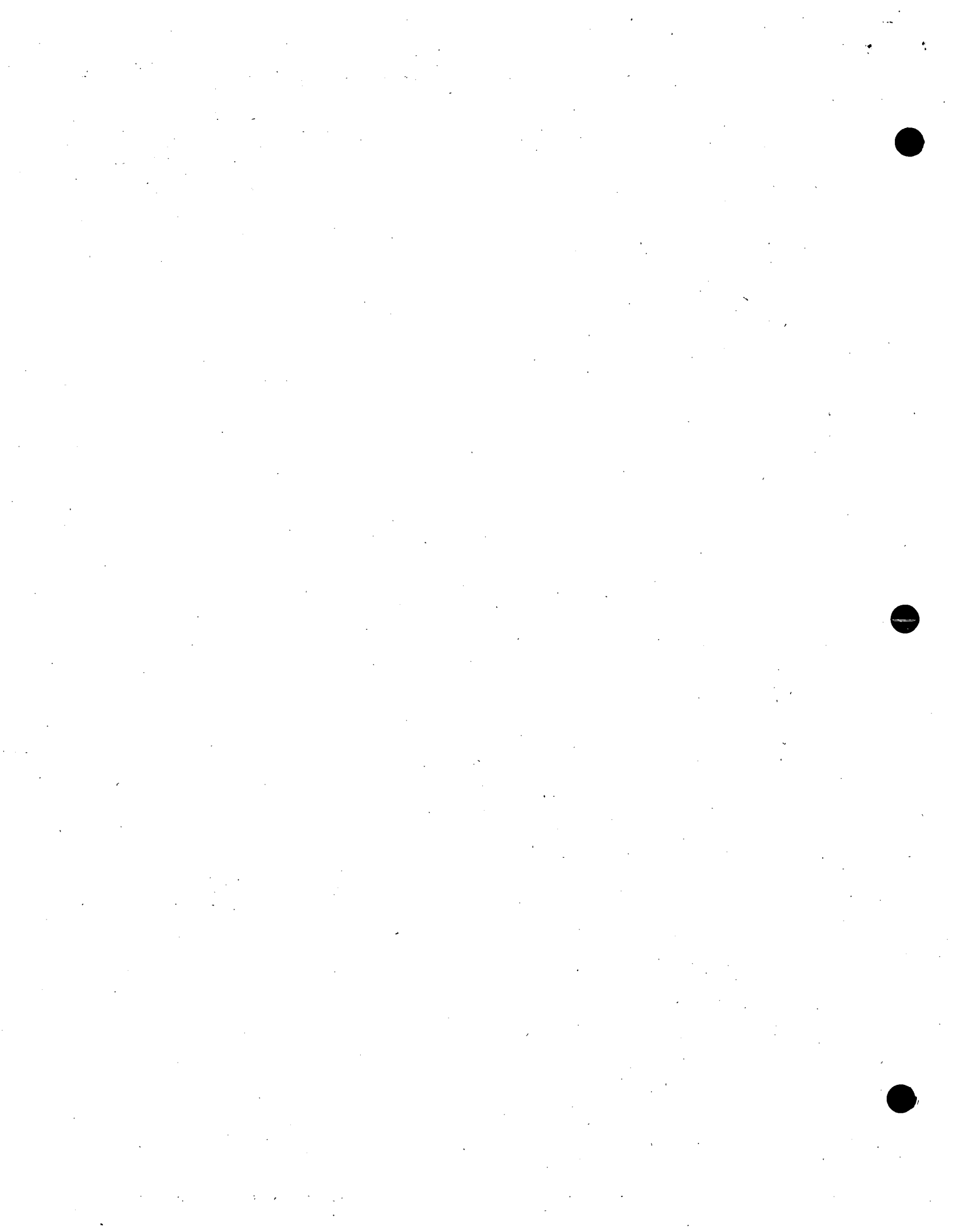


REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

REGULADORES LINEALES

DR. JOSÉ FRANCISCO ALBARRAN NUÑEZ

NOVIEMBRE, 1978



V. REGULADORES LINEALES

5.0 INTRODUCCION

El regulador de voltaje tiene como función eliminar las variaciones en el voltaje que se obtiene de la alimentación de CA, produciendo un voltaje constante e independiente del valor de la carga que se exponga a la fuente.

El regulador lineal produce un voltaje que es función lineal de una referencia. A diferencia del regulador conmutado, el regulador lineal mantiene a sus elementos activos (con excepción de los dispositivos de protección) en operación analógica lineal durante su funcionamiento.

Los elementos básicos de un regulador lineal se muestran en la figura 5.1, y se describen a continuación:

1. Una referencia estable (V_R)
2. Un amplificador de ganancia A_V
3. Un circuito de protección.

La referencia es el elemento indispensable del regulador, ya que su función es precisamente la de eliminar las variaciones de voltaje, debido tanto al rizado de la alimentación, como a variaciones en el valor pico de la línea (CA), y variaciones en la carga conectada a la fuente. Esta referencia debe ser estable, es decir independiente del tiempo y de la temperatura.

El amplificador tiene dos propósitos fundamentales: el primero consiste en aislar la referencia de la carga, de tal forma que ésta no influya al voltaje regulado; el segundo ofrece la posibilidad de producir un voltaje de salida diferente al de referencia, ya sea por amplificación o atenuación.

El circuito de protección previene la destrucción de partes vitales y normalmente costosas del regulador. Los circuitos de protección detectan excesos en la disipación de potencia de los elementos críticos, desconectando la carga del circuito o de sus partes críticas.

Actualmente es común utilizar circuitos integrados que contienen estas tres componentes formando un regulador de alta complejidad a un costo muy bajo. En las secciones subsecuentes describiremos cada una de las componentes y sus características, así como algunos de los reguladores monolíticos más usados en la electrónica moderna.

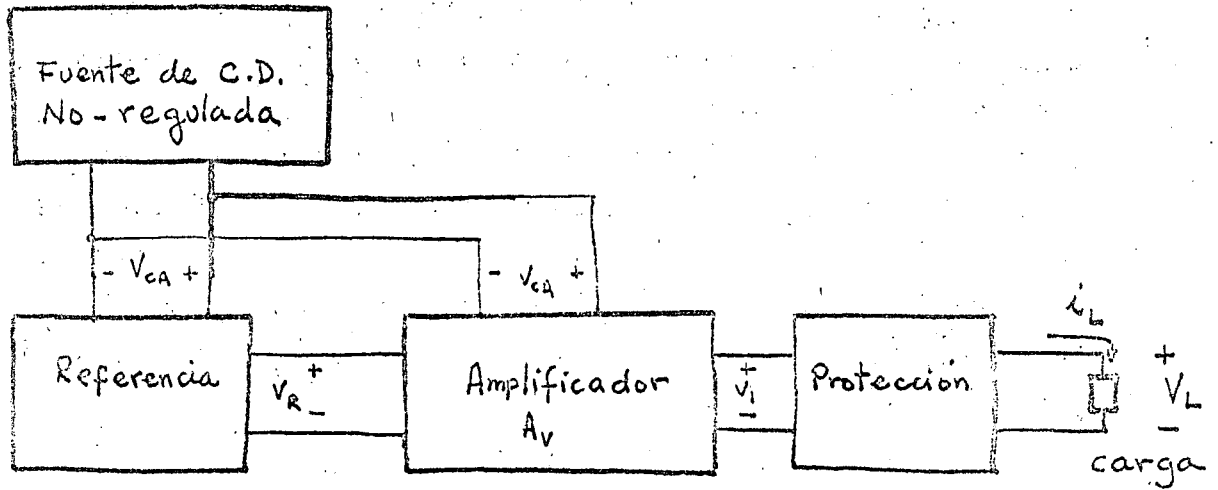


FIG. 5.1 - Elementos de un regulador lineal.

5.1 LA REFERENCIA

Idealmente, la referencia representa una fuente de voltaje con nula impedancia de salida. En la práctica es posible aproximarse a este elemento ideal utilizando dispositivos como el diodo zener, el diodo de juntura polarizado en directa, y otros circuitos basados en transistores bipolares de juntura (TBJ) y transistores de efecto de campo (JFET). Aunque existen otros elementos que pueden cumplir con funciones similares, tales como el bulbo de cátodo frío, nos limitaremos a describir solo los dispositivos semiconductores dado el tremendo auge que han tenido y que se les augura, además de que muchas de las deducciones que se puedan hacer de estas descripciones son aplicables a otros dispositivos similares.

5.1.1 El diodo P/N en inversa.

Cuando un diodo de juntura P/N es polarizado en inversa, éste no conduce hasta que se desarrolla un fenómeno llamado de "ruptura". Dicho fenómeno puede producirse de una de dos formas: avalancha y zener. Las diferencias entre los dos tipos de ruptura se hacen evidentes en la figura 5.2b. La ruptura zener ocurre por lo general a un voltaje menor, pasando abruptamente de un estado de no-conducción (alta impedancia) a un estado de conducción (baja impedancia). La ruptura en avalancha sucede a mayores voltajes y su transición al estado de conducción es mucho más suave.

El fenómeno dominante en la ruptura de un diodo P/N en inversa depende exclusivamente de la fabricación del mismo [ref. 6, 1, 5.2]. Así, se pueden fabricar diodos con ruptura tipo zener a voltajes desde 1 volt hasta más de 10 volt; o bien con ruptura tipo avalancha con voltajes típicamente mayores a los 50 volt.

En términos generales, para el tipo de fuentes de poder que tratamos en estas notas, basta con estudiar el diodo con ruptura zener. Esto se debe a que normalmente hablaremos de fuentes con voltaje de salida menor a los 100 volt. Por esto, baste con decir que el diodo con ruptura por avalancha tiene propiedades de referencia mucho menos ideales que los del diodo zener con la excepción de su voltaje de ruptura (para aplicaciones de alto voltaje).

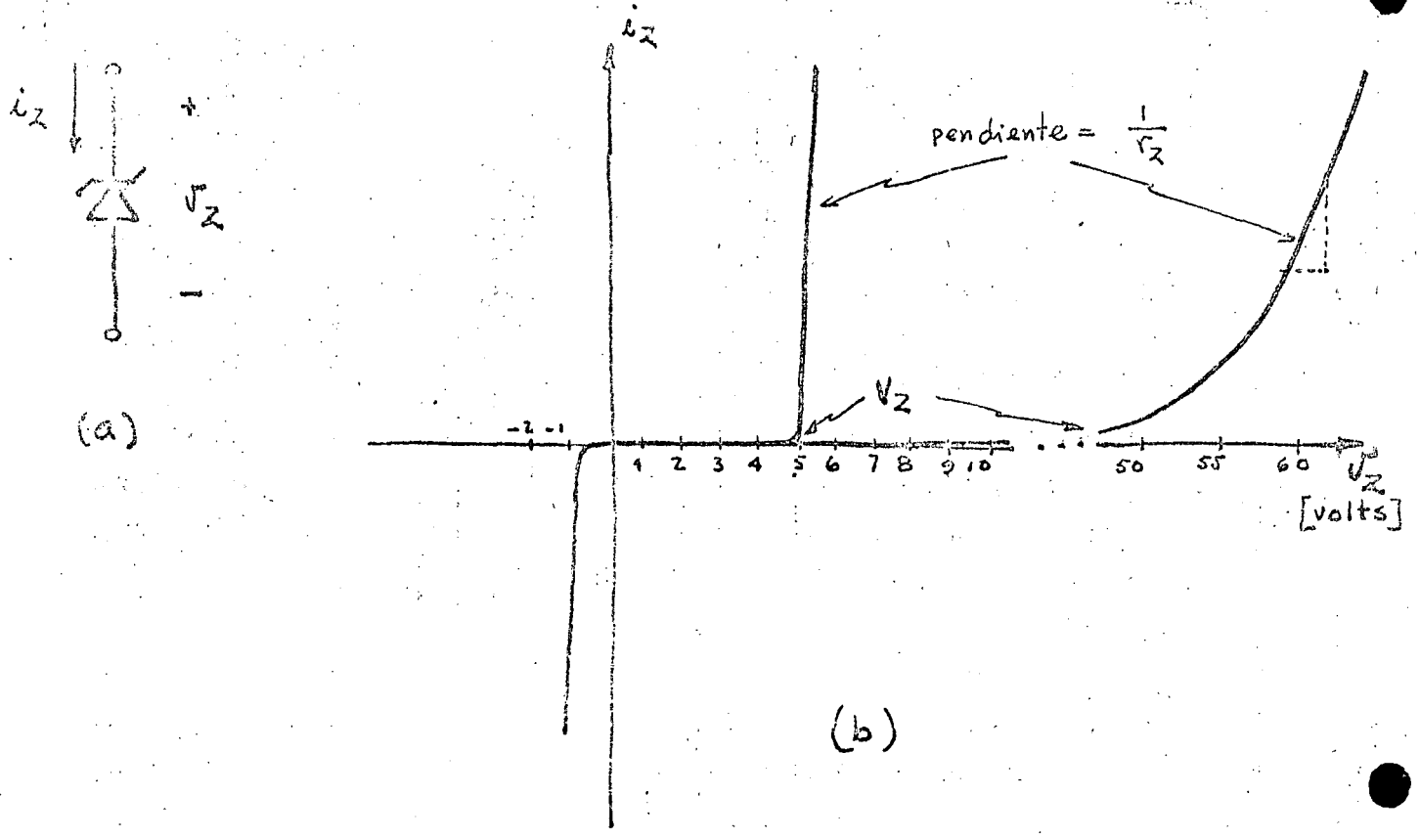


FIG. 5.2. - El diodo PN en inversa. (a) Símbolo y notación. (b) característica voltaje - corriente para el diodo zener y el de avalancha.

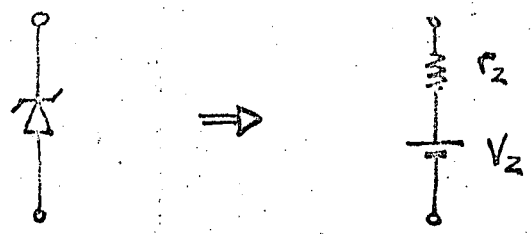


FIG. 5.3. -, Modelo del diodo PN en inversa cuando conduce corriente, o sea cuando $V_z > V_z$

Indudablemente el diodo zener es la referencia más usada en la electrónica hoy en día. El diodo zener es fabricado con la misma tecnología que los diodos de juntura y los TBJ's, si bien algunas firmas producen dispositivos de mejor calidad que otras a través de modificaciones sutiles al proceso básico.

Dado que el diodo zener es un diodo de juntura PN, cuando ésta se polariza en directa la característica exponencial del diodo de juntura se hace evidente. Por supuesto un voltaje que polarice en directa a la unión PN será negativo para el Zener, según la notación de la figura 5.2:

Una vez que el zener conduce, o sea cuando $v_z > V_z$, la resistencia que ofrece el diodo es llamada r_z . De aquí que se pueda usar un modelo muy simple para el diodo zener, consistente en una batería V_z y una resistencia r_z (Figura 5.3)

5.1.1a Polarización básica.

Por supuesto, el zener deberá estar polarizado adecuadamente para que funcione debidamente. La forma más común de polarización consiste en usar una resistencia de la fuente no-regulada al zener, como se muestra en la figura 5.4. En esta figura se muestra además una resistencia de carga al zener, la cual impone ciertas restricciones al circuito.

Los valores de V_{CA} , R_L y R_1 están restringidos por dos condiciones. La primera se refiere a que el voltaje en el zener debe siempre ser mayor a V_z , y por lo tanto:

$$V_{CA} \min \frac{R_L}{R_L + R_1} > V_z \tag{5.1}$$

Otra restricción concierne a la máxima disipación de potencia en el diodo zener. Denotándose $(P_z)_{max}$ a la máxima potencia promedio que el diodo zener puede disipar, entonces:

$$(P_{Zmax}) > V_z(i_z) + r_z (i_z)^2 \tag{5.2}$$

donde:

$$i_z = \left[\frac{V_{CA} R_L}{R_L + R_1} - V_z \right] \frac{1}{r_z + R_L // R_1} \tag{5.3}$$

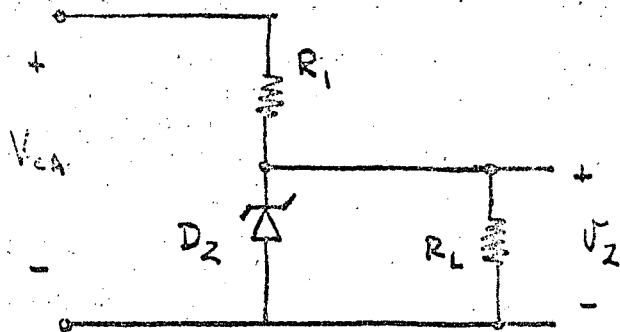
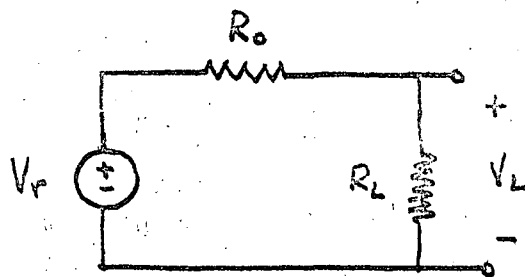


FIG. 5.4 - Polarización simple del diodo zener. ($V_{CA} > V_Z$)



$$V_L = V_r \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

FIG. 5.5 - Circuito equivalente de la referencia simple de diodo zener.

5.1.1b Circuito equivalente y regulación de carga y de línea.

El circuito de polarización simple puede representarse como un equivalente de Thevenin a la carga R_L , como se muestra en la figura 5.5. El voltaje y resistencia equivalentes quedan:

$$V_r = \left(\frac{V_{CA}}{R_1} + \frac{V_Z}{r_Z} \right) (r_Z // R_1) \quad (5.4)$$

$$R_0 = r_Z // R_1$$

Con esto, el voltaje en la carga es:

$$V_L = V_r \frac{R_L}{R_L + R_0} \quad (5.5)$$

Por supuesto, en el caso que $r_Z \rightarrow 0$, entonces $R_0 \rightarrow 0$ y la referencia se aproxima a una fuente ideal de valor V_Z .

En efecto, es la resistencia de salida de la referencia la causa única de que el voltaje en la carga no sea insensible a variaciones en el voltaje de línea (V_{CA}) y en el valor de la carga (R_L).

Conociendo que el voltaje de línea tiene los componentes: valor promedio $\overline{V_{CA}}$ y una señal variable v_{ca} (ya sea el rizado resultante del filtrado o variaciones de la línea de CA durante el día, u otro tipo de señal variable), entonces se puede reescribir a la tensión de salida del regulador como:

$$V_r = \overline{V_r} + v_r \quad (5.6)$$

en donde

$$v_r = v_{ca} \frac{r_Z}{R_1 + r_Z} = v_{ca} \frac{R_0}{R_1} \quad (5.7)$$

De aquí, el voltaje de la carga tendrá también una señal variable proporcional a v_r , dado por:

$$v_L = v_r \frac{R_L}{R_L + R_0} \quad (5.8)$$

La regulación de línea está dada por la razón entre la señal variable en la carga y la señal variable en la línea*, así que

$$\% \text{ Reg. línea} = \frac{v_L}{v_{ca}} \times 100 = \frac{R_L // R_0}{R_1} \quad (5.9)$$

* Esta definición es la que se emplea normalmente, y por eso se usa aquí. Cabe hacer notar sin embargo, que dicha definición es ilógica, ya que en realidad define la falta de regulación.

Al aproximarse al caso ideal, $r_z \rightarrow 0$, con lo que $R_0 \rightarrow 0$ y % Reg. línea $\rightarrow 0$, que es óptimo.

La regulación de carga se define como el cambio porcentual del voltaje de carga (V_L) respecto a un cambio en la carga (I_L), es decir:

$$\% \text{ Reg. carga} \triangleq 100 \left. \frac{\partial V_L}{\partial I_L} \right|_{I_{L_0}} \frac{I_{L_0}}{V_{L_0}} \quad (5.10)$$

en donde el subíndice (o) indica que la derivada parcial se evalúa al valor nominal de V_L e I_L . De la ecuación 5.5,

$$\left. \frac{\partial V_L}{\partial I_L} \right|_{I_{L_0}} = -100 \frac{R_{o_0} // R_{L_0}}{R_{L_0}} \quad (5.11)$$

y por tanto la regulación de carga está dada por

$$\% \text{ Reg. de carga} = \frac{100 R_0}{V_{L_0}} \quad (5.12)$$

donde nuevamente el subíndice (o) representa el valor nominal. Otra vez es el caso en que la mejor regulación se obtiene cuando $r_z \rightarrow 0$.

5.1.1c Ruido, coeficiente de temperatura y añejamiento.

Como todos los elementos físicos, el diodo zener genera ruido (señal aleatoria [ref 5.4]) y su voltaje V_z varía con la temperatura y el tiempo.

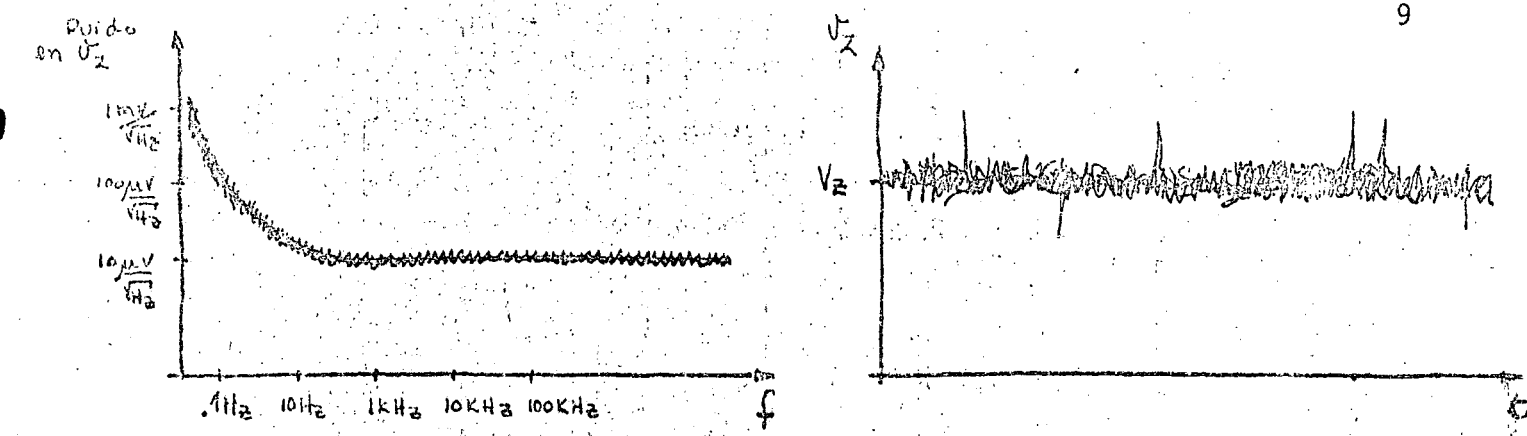
El ruido que genera el zener depende en gran parte del proceso de manufactura, así que hay diodos más ruidosos que otros. El fenómeno de ruido en estos dispositivos siendo un fenómeno aleatorio, tiene una distribución gaussiana y para efectos de fuentes poder, es posible considerarlo como un "ruido blanco"* con un cierto valor rms. La distribución del ruido de un zener, en la banda de interés se muestra en la figura 5.6.a Normalmente se especifica el valor rms del ruido para un ancho de banda dado, y se considera por comodidad como uniforme a lo largo de la banda de interés.

El fenómeno del ruido se modela, para el zener, como un voltaje equivalente, cuyo valor típico es:

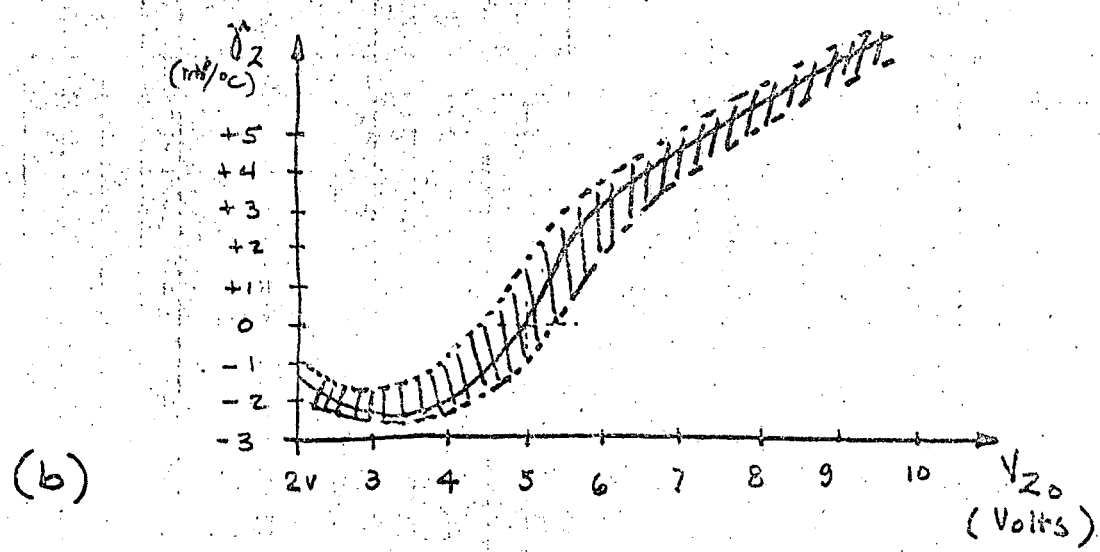
$$v_{\text{ruido}} = 300 \mu\text{v rms para } \Delta f = 100 \text{ Hz.} \quad (5.13)$$

$$\text{o bien } v_{\text{ruido}} = 30 \frac{\mu\text{vrms}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

* Ruido blanco se define a un fenómeno aleatorio cuya distribución probabilística es gaussiana (o normal) y cuya media y variancia son constantes para cualquier frecuencia, de 0 a ∞ . [Referencia 5.4 y 5.5]



(a)



(b)

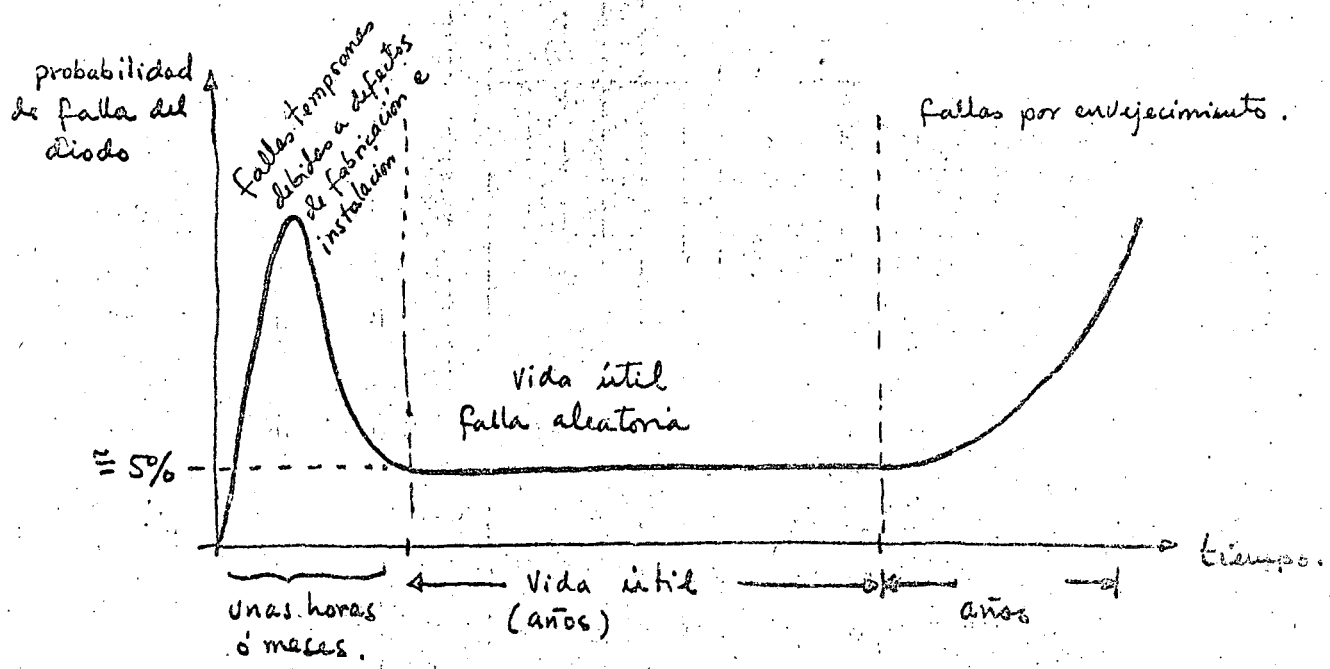


FIG. 5.6 - Características no-ideales de los diodos zener. (a) Ruido, en función de la frecuencia y del tiempo. (b) Coeficiente de temperatura típico para diferentes valores de ruptura zener. La zona acuciada marca la tolerancia típica. (c) Curva de vida o probabilidad de falla de un dispositivo.

En general se considera que el diodo zener es un dispositivo muy ruidoso. Sin embargo, en los últimos dos años, empleando un proceso llamado de implantación iónica, se producen zeners mucho menos ruidosos ($v_{\text{ruido}} \cong 200 \frac{nV}{\sqrt{H_Z}}$).

Otra limitación del zener es la variación de V_Z con la temperatura. Esta variación es razonablemente lineal, es decir que se puede aproximar por:

$$V_Z(T) = V_{Z_0} + \gamma_Z(T - T_0) \quad (5.14)$$

En esta ecuación, T es la temperatura a la que se desea conocer V_Z ; T_0 es la temperatura base o sea aquella a la que se conocerá V_{Z_0} y γ_Z ; el coeficiente de temperatura (γ_Z) puede ser tanto positivo como negativo, dependiendo del valor de V_{Z_0} . Esto se debe a que el fenómeno de ruptura de la unión PN puede ser dominado por uno de dos mecanismos: avalancha y zener, los cuales tienen una relación opuesta con respecto a la temperatura [referencia 5.1 y 5.2]. Sin embargo, comúnmente, el diodo zener tiene un coeficiente de temperatura positiva (ver figura 5.6b).

Aunque es posible entonces fabricar diodos zener con coeficiente de temperatura cero ($\gamma_Z = 0$), esto no se hace en la práctica debido a varias razones: a) el control del proceso no es suficientemente preciso como para asegurar una producción uniforme con la propiedad de que $\gamma_Z = 0$; b) el voltaje de ruptura queda restringido a la condición de temperatura, lo cual limita la gama de dispositivos que se pueden ofrecer; c) esta propiedad ($\gamma_Z = 0$) variará con el tiempo, ya que cuando el dispositivo es sometido a trabajo constante durante miles de horas, los materiales sufren modificaciones ocasionadas por la alta temperatura que se disipa en el diodo.

Esta última propiedad (el añejamiento) se extiende a todos los parámetros del dispositivo. El añejamiento se refleja en dos períodos de tiempo: un período corto (unas 1000 - 10 000 horas) y un período largo (varios años). Durante el primer período, el zener cambia sus propiedades ligeramente hasta asentarse y tener un "estado estable". De este estado estable, los parámetros sufren pequeñas variaciones en períodos muy largos (más de un año). Aunque las características de añejamiento en períodos largos son a veces predecibles por algunos fabricantes, tanto éstas como las de período corto son altamente dependientes del proceso de manufactura del diodo. Durante el proceso de manufactura del diodo, este se contamina de elementos no-de

seables, como lo son algunos iones de sodio. Estos contaminantes se "mueven" con el tiempo, y al hacerlo modifican parcialmente los parámetros del diodo, hasta que, se "agrupan" en una zona de donde casi no se mueven mientras el diodo siga funcionando. Típicamente, un buen diodo zener mostrará una variación de $\pm 0.3\%$ ó más sobre períodos largos (horas).

5.1.2 El diodo P/N en directa.

El diodo de juntura polarizado en directa tiene una característica menos idónea que el diodo zener para actuar como referencia de voltaje. Esto se debe a dos cosas principalmente: primero, su voltaje es del orden de 600 mV a 700 mV, y segundo, su resistencia dinámica es mayor que la del diodo zener, excepto a muy altas corrientes. Sin embargo, en ocasiones, debido a su bajo costo y poco ruido, el diodo P/N en directa es usado, tanto como referencia de voltaje, como referencia de corriente (acompañado de un transistor bipolar).

5.1.3 Modelo y Polarización

La característica del diodo P/N en directa (ver figura 5.7), está dada por:

$$i_D = I_S e^{\frac{V_d}{V_T}} \quad (5.15)$$

$$V_T = \frac{nkT}{q}$$

Por su característica exponencial, tanto el voltaje como la resistencia dinámica variarán de acuerdo a la polarización del diodo. Normalmente, el circuito de polarización produce un punto de operación (V_Q, I_Q) alrededor del cual el diodo se mantendrá en funcionamiento. El valor típico de V_Q es del orden de 500 mV a 700mV, siendo comúnmente $I_S \approx 10^{-13}A$ a $10^{-16}A$, y $V_T \approx 25mV - 30mV$.

La corriente I_Q es muy dependiente del circuito de polarización, y su valor determina r_d de acuerdo a la fórmula siguiente:

$$r_d = \frac{V_T}{I_Q} \quad (5.16)$$

Para dar una idea de la variabilidad de este parámetro, se puede observar un diodo P/N en directa polarizado de dos formas: en la primera, se

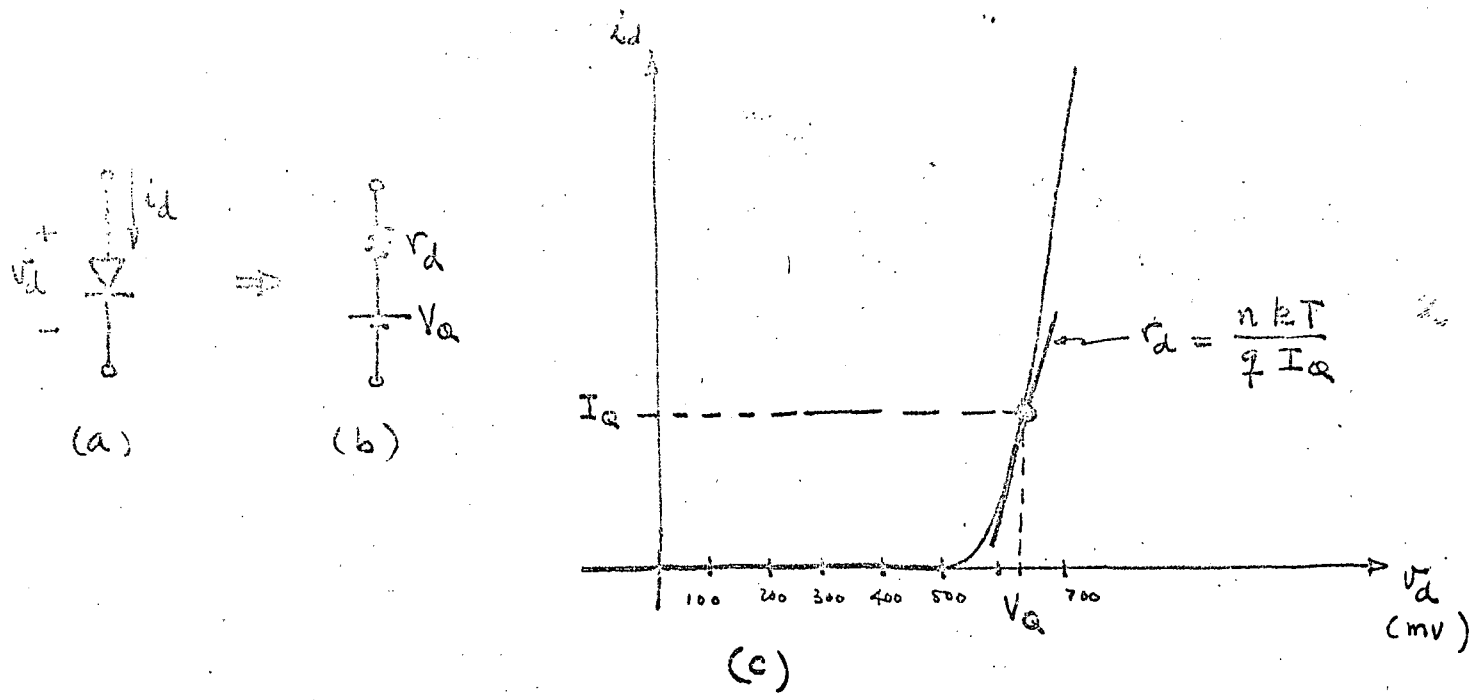


FIG. 5.7 - Diodo de Juntura P/N en directa. (a) Símbolo y notación. (b) modelo incremental equivalente. (c) Característica $V-i$ y construcción del modelo incremental

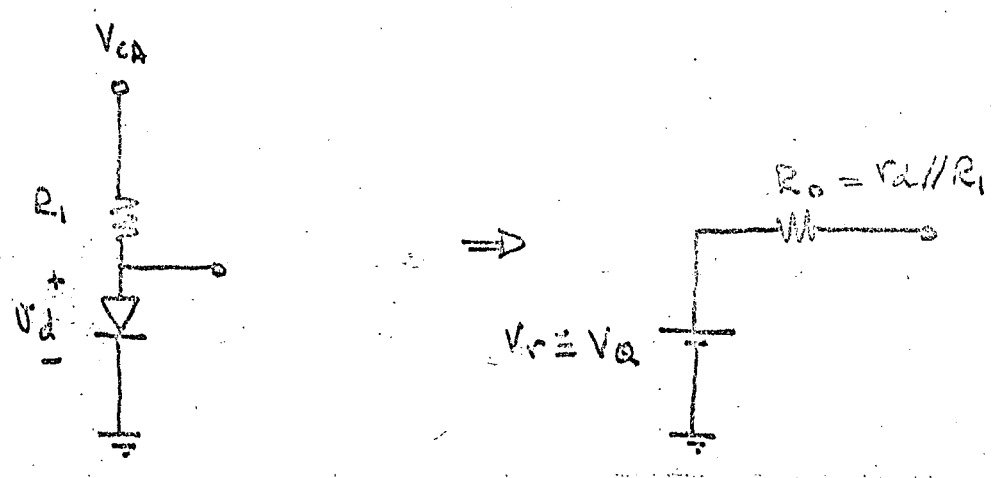


FIG. 5.8 - Polarización básica del diodo P/N en directa. (a) Circuito (b) modelo equivalente

forza $I_Q = 1\text{mA}$ y en la segunda $I_Q = 10\mu\text{A}$. Los resultados para $I_S = 10^{-14}\text{A}$ y $V_T = 25\text{mV}$ son:

$$\begin{aligned} I_Q = 1\text{mA} &\Rightarrow V_Q = 650\text{mV}, r_d = 25\Omega \\ I_Q = 10\mu\text{A} &\Rightarrow V_Q = 530\text{mV}, r_d = 2.5\text{K}\Omega \end{aligned}$$

La forma más simple de polarización es igual que para el diodo zener, y así se muestra en la figura 5.8.

Para obtener mayores voltajes se pueden conectar varios diodos en serie (figura 5.9), con lo cual el voltaje de referencia aumentará a NV_Q (para N diodos), mientras que la resistencia dinámica del conjunto aumentará en la misma proporción (Nr_d).

Debido a su mayor resistencia dinámica, la regulación del diodo P/N en directa es inferior a la del diodo zener. Sin embargo, los diodos P/N y los transistores polarizados también en directa se pueden interconectar para formar fuentes de corriente. Estas son comúnmente usadas como parte de la polarización de las referencias y los amplificadores en reguladores integrados. Algunas fuentes de corriente básicas se describen en la sección (5.1.2c).

5.1.2b Coeficiente de Temperatura, Ruido y Añejamiento

El coeficiente de temperatura del diodo de juntura en inversa es típicamente del orden de:

$$\gamma_d \approx -1.9 \text{ a } -2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C} \quad (5.17)$$

Este coeficiente de temperatura de magnitud similar, pero de signo contrario al de los diodos zener de 5 a 7 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

El ruido está dominado por tres mecanismos ya muy estudiados en la literatura [ref. 5.4 y 5.5]. En general, el voltaje equivalente de ruido de un diodo de baja potencia tiene una distribución en la frecuencia como se muestra en la figura 5.10. Como se aprecia en la figura, el diodo P/N en directa es mucho menos ruidoso que el diodo zener común.

El añejamiento del diodo P/N es también en menor proporción que el del diodo zener.

5.1.2c Fuentes de corriente basadas en diodos de P/N en directa.

La fuente de corriente más común y conocido es la llamada "espejo de corriente" o "fuente de Widlar" (en honor de su inventor Robert Widlar, uno de los pioneros de los circuitos integrados analógicos y en particu-

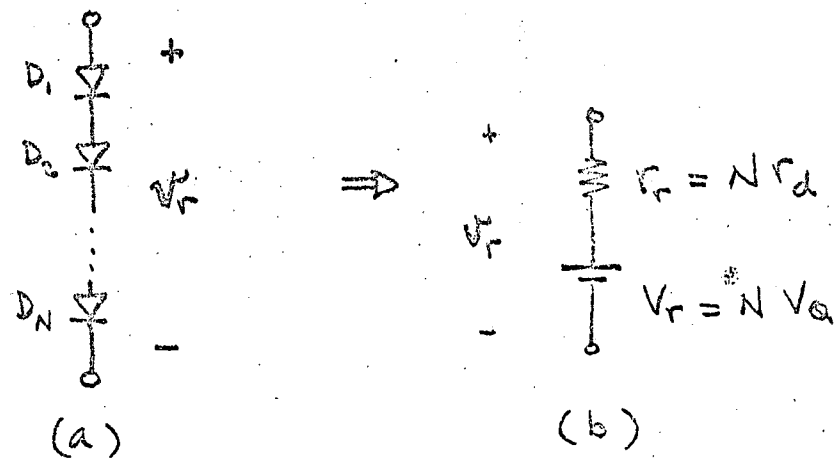


FIG. 5.9 - Arreglo de diodos en serie para aumentar el voltaje de referencia. (a) Diodos en serie. (b) Circuito equivalente.

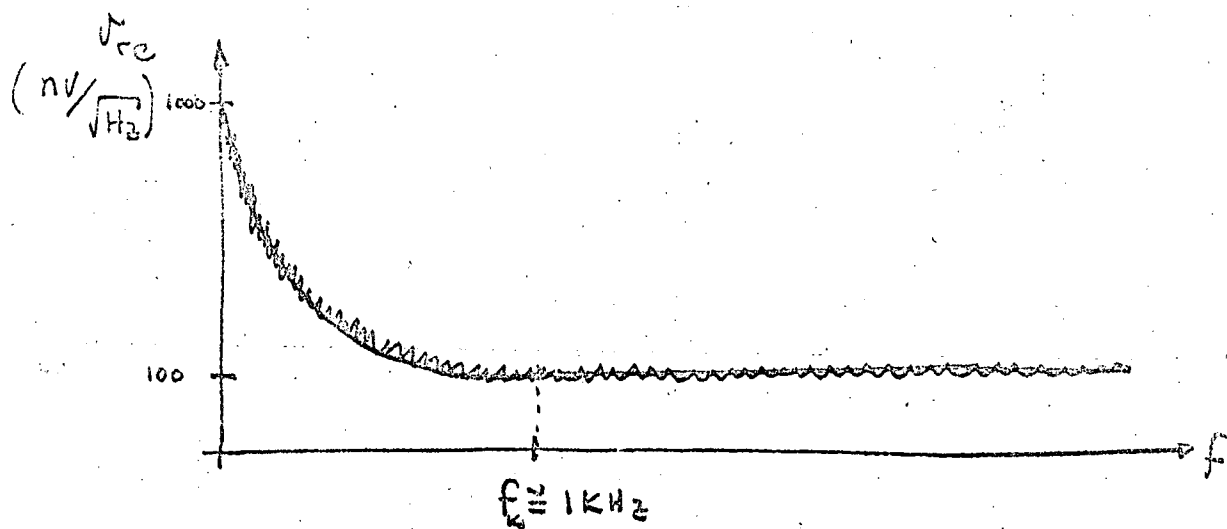


FIG. 5.10 - Voltaje equivalente de ruido típico de un diodo P/N en directa, en función de la frecuencia.

lar de varios amplificadores operacionales y reguladores de voltaje como: μ A702, μ A709, LM101, LM108, LM118, LM105, LM113, LM102, etcétera). La figura 5.11a muestra el circuito básico. El diodo está formado por un transistor (Q1) con su colector y base conectadas; el transistor Q2 es idéntico a Q1. Una vez polarizado Q1, dada la identidad con Q2, la corriente de éste (i_{c2}) es casi igual a la corriente del diodo, ya que,

$$i_{c2} \cong i_1 \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} \quad (5.18)$$

en donde β es la ganancia de corriente de los transistores.

La figura 5.11b muestra la llamada fuente Wilson, en la que el efecto de β se disminuye, ya que en ella:

$$i_{c2} \cong i_1 \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \quad (5.19)$$

Por supuesto, para estas ecuaciones se impone que todos los transistores son idénticos. Para disminuir el efecto de la desigualdad entre dos cualesquiera de ellas, se acostumbra poner resistencias en sus emisores, como en los circuitos de las figuras 5.11a y b. En estos circuitos, se tiene aproximadamente (siempre y cuando los transistores sean razonablemente iguales) que:

$$i_{c2} \cong \frac{R_2}{R_1} i_1 \quad (5.20)$$

$$i_{c3} \cong \frac{R_3}{R_1} i_1 \quad (5.21)$$

Como se observa de la figura 5.1 a, se pueden tener varias fuentes generadoras a partir de una sola corriente. Si el circuito se polariza a partir de una fuente no-regulada en una forma simplista como en las figuras 5.4 y 5.8, la corriente variará en función directa del voltaje no regulado (V_{CA}). Para disminuir este efecto hay algunos circuitos que utilizan la poca variación del voltaje del diodo, a través de una resistencia. Por ejemplo, en el circuito de la figura 5.13, el voltaje a través de los diodos D1, D2, y D3 variará en función de su resistencia dinámica y de R_1 (véase la ecuación 5.9 en lo que se establece el concepto de regulación de línea). Si el transistor Q1 y los diodos son idénticos, el voltaje a través de R_2 será

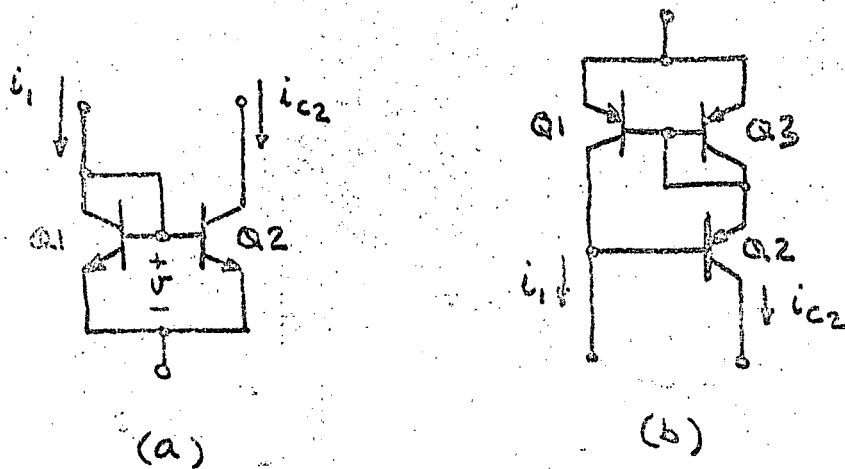


FIG. 5.11 - Fuentes de corriente comunes. (a) Espejo de corriente o fuente Widlar con NPN's. (b) Fuente Wilson con PNP's.

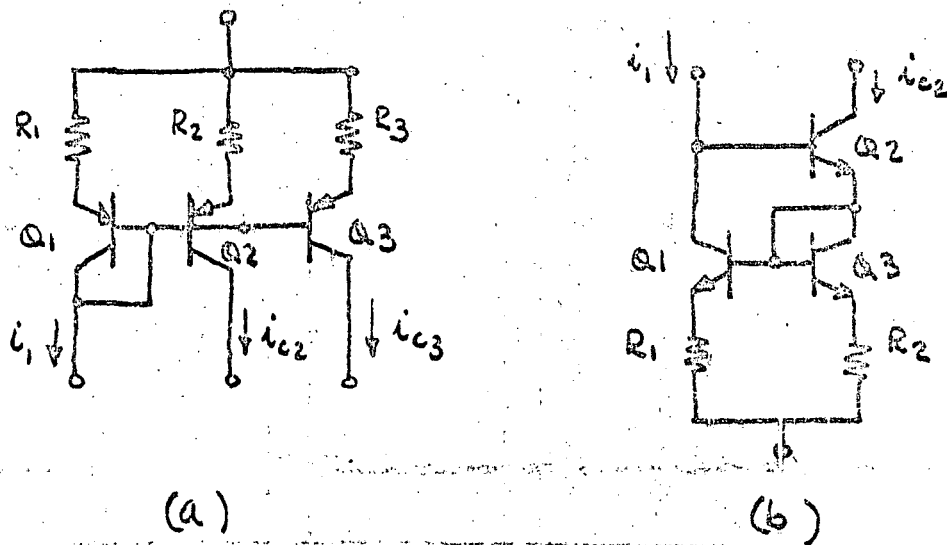


FIG. 5.12 - Fuentes de corriente con resistencias para disminuir el efecto de desigualdad de los transistores y escalar las corrientes. (a) Espejo múltiple de corriente. (b) Fuente Wilson, NPN's.

aproximadamente $2V_Q$, en donde V_Q es el voltaje de polarización de los diodos. Por lo tanto la corriente i_2 será:

$$i_2 = \frac{2V_Q}{R_1} \pm \Delta i_2 \quad (5.22)$$

y Δi_2 estará dada por la regulación del circuito, y la componente variable de V_{CA} (o sea v_{ca}):

$$\Delta i_2 = \% \text{ Reg. línea} \times v_{ca} \quad (5.23)$$

A partir de i_2 , utilizando fuentes similares a las descritas al principio de esta sección, se pueden formar un conjunto de corrientes que pueden servir como puntos de operación a otros circuitos. Por ejemplo, el circuito de la figura 5.14 utiliza una fuente de corriente para polarizar al diodo zener D_z .

La ventaja que tiene usar fuentes de corriente en estos circuitos es principalmente la alta impedancia de salida que estas tienen y que por tanto mejoran la regulación del circuito. La resistencia de salida de una fuente de corriente con un transistor, como la que se muestra en la figura 5.11a está dada por:

$$r_{O2} = \frac{V_A}{I_{C2}} \quad (5.24)$$

El "Voltaje de Early" (V_A) es típicamente entre 50V y 200V, por lo que la resistencia de salida de una fuente de corriente simple de un transistor es mayor de 50K Ω (dependiendo de la corriente de polarización). En algunos circuitos, como el de la figura 15.14, la alta impedancia de Q_2 mejora considerablemente la regulación de línea del diodo zener.

Ejemplo: Para un circuito como el de la figura 15.14, utilizando transistores BC238A para D_1 y D_2 y Q_1 , y transistores* para D_2 y Q_2 , calcularemos la regulación de línea para un diodo zener polarizado con una corriente de 1mA con un voltaje de línea de $8V \pm 1V$. Los parámetros de importancia de estos dispositivos se pueden obtener de las hojas de datos que provee el fabricante (Tablas 15.2), los cuales se suman en la tabla 15.3

La fuente de corriente formada por D_1 , D_2 , Q_1 y R_2 pre-regula la corriente al diodo zener. Dicha preregulación se puede calcular si se considera el cambio de corriente I_{C1} para el máximo cambio de voltaje de alimentación (o sea de 7V a 9V).

* BC258

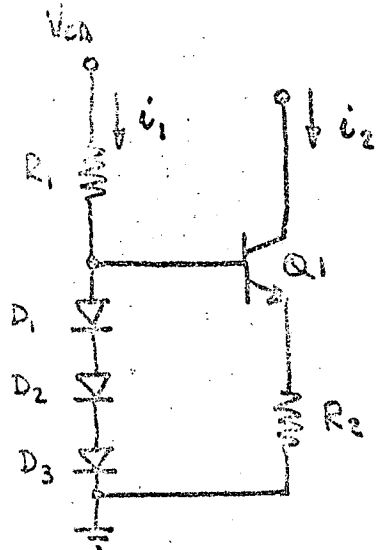


FIG. 5.13 - Fuente de corriente con poca dependencia de V_{CC} .
La corriente i_2 es función de la caída en dos diodos y de R_2 .

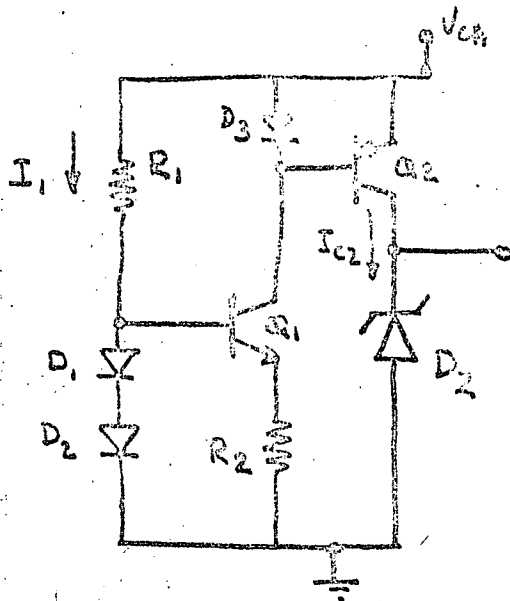


FIG. 5.14 - Fuente de corriente polarizando a un diodo zener,
para obtener mejor regulación de línea.

| BC238 A | (NPN) | BC258 | (PNP) | (ZENER) |
|-----------------------------|-------------|-----------------------------|-------|---------------------|
| $V_{BE} \cong 700\text{mV}$ | a 1mA | $V_{BE} \cong 700\text{mV}$ | a 1mA | $V_Z = 6.3\text{V}$ |
| $\beta_{CD} \cong 110$ | (para C.D.) | $\beta_{CD} = 110$ | | $r_z = 50\Omega$ |
| $V_A \cong 200\text{V}$ | | $V_A \cong 100\text{V}$ | | |
| $V_T \cong 30\text{mV}$ | | $V_T \cong 30\text{mV}$ | | |

$$V_{CA} = 8\text{V}$$

$$v_{ca} = \pm 1\text{V}$$

Para obtener $I_{C1} = 1\text{mA}$, se deberá tener que:

$$R_2 = \frac{V_{BE} R_1 (a 1\text{mA})}{1\text{mA}} \cong 700\Omega$$

$$\text{Por otro lado, } R_1 = \frac{V_{CA} - 2 V_{BE} (a 1\text{mA})}{1\text{mA}} \cong 6.6\text{K}\Omega$$

La corriente I_1 cambiará aproximadamente:

$$\Delta I_1 \cong \frac{2\text{V}}{R_1} = 0.1\text{mA}$$

o sea que variará un 10% de su valor nominal. Sin embargo, dada la relación logarítmica entre la corriente y el voltaje de un transistor, se tendrá que:

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln \left[\frac{I_1 \text{ max}}{I_1 \text{ min}} \right] \cong 30\text{mV} \ln \left[\frac{1.1}{0.9} \right] = 6.02\text{mV}$$

por lo tanto,

$$\Delta I_{C1} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_1} = 8.6\mu\text{A}$$

o sea, solo un .86% de su valor nominal.

Ahora bien, en añadidura a esto, el voltaje en el diodo zener variará poco debido a la alta impedancia de salida del transistor Q_2 , la cual se puede calcular del orden de:

$$r_{O2} = \frac{V_{A2}}{I_{CR2}} = \frac{100\text{V}}{1\text{mA}} = 100\text{K}\Omega$$

con lo que la regulación queda (de acuerdo a la ecuación 5-9):

$$\% \text{ reg. de línea} = \frac{r_z \times 100}{r_z + r_{O_2}} = 0.5\%$$

Dado que $\frac{\Delta I_{C_1}}{I_{C_1}} = .86\%$, se tendrá que:

$$\frac{\Delta V_z}{V_{ca}} \cong \frac{\Delta I_{C_1}}{I_{C_1}} \times (\% \text{ reg. línea}) = .004 \%$$

Es decir, una magnífica regulación de línea (cuando la carga del circuito es ideal, o sea $R_L = \infty$).

En la práctica, este circuito tendrá menos capacidad de regular debido a que R_L es finita. Por otro lado, será necesario emplear un reóstato ya sea para R_1 ó R_2 con el objeto de asegurar el valor correcto de I_{C_1} , ya que los valores nominales de V_{BE} para el transistor BC238A puede variar notablemente. Finalmente, en el análisis de este regulador no ha considerado ningún aspecto térmico. Sin embargo, haremos notar que un incremento en la temperatura causa un decremento lineal en I_{C_1} (y por tanto I_{C_2}) lo cual tiende a compensar el incremento en V_z . Esta compensación es (en este circuito) muy pequeña, dada la buena regulación de línea del diodo zener, por lo que el voltaje de salida tendrá un coeficiente de temperatura casi igual al del diodo zener.

Finalmente, la potencia promedio que disipan cada uno de los elementos es como sigue:

$$\begin{array}{ll} Q_1, \text{ y } R_1 & - 6.6\text{mW} & Q_2 & = 1.7\text{mW} \\ D_1, D_2, D_3 \text{ y } R_2 & - .7\text{mW} & DZ & = 6.3\text{mW} \end{array}$$

5.1.3 El diodo Zener modificado

Una modificación común al diodo zener simple consiste en la adición en serie con éste de un diodo P/N polarizado en directa. (Figura 5.1.5). La razón principal para esto consiste en aprovechar que el coeficiente de temperatura de ambos son de magnitud similar, pero de signo opuesto. El coeficiente de temperatura del diodo de juntura P/N es alrededor de $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$, mientras que el de un zener típico ($V_z \cong 6.3\text{V}$) es aproximadamente de $+2\text{mV}/^\circ\text{C}$. Por lo tanto la nueva referencia tendrá un coeficiente de temperatura cercano a cero.

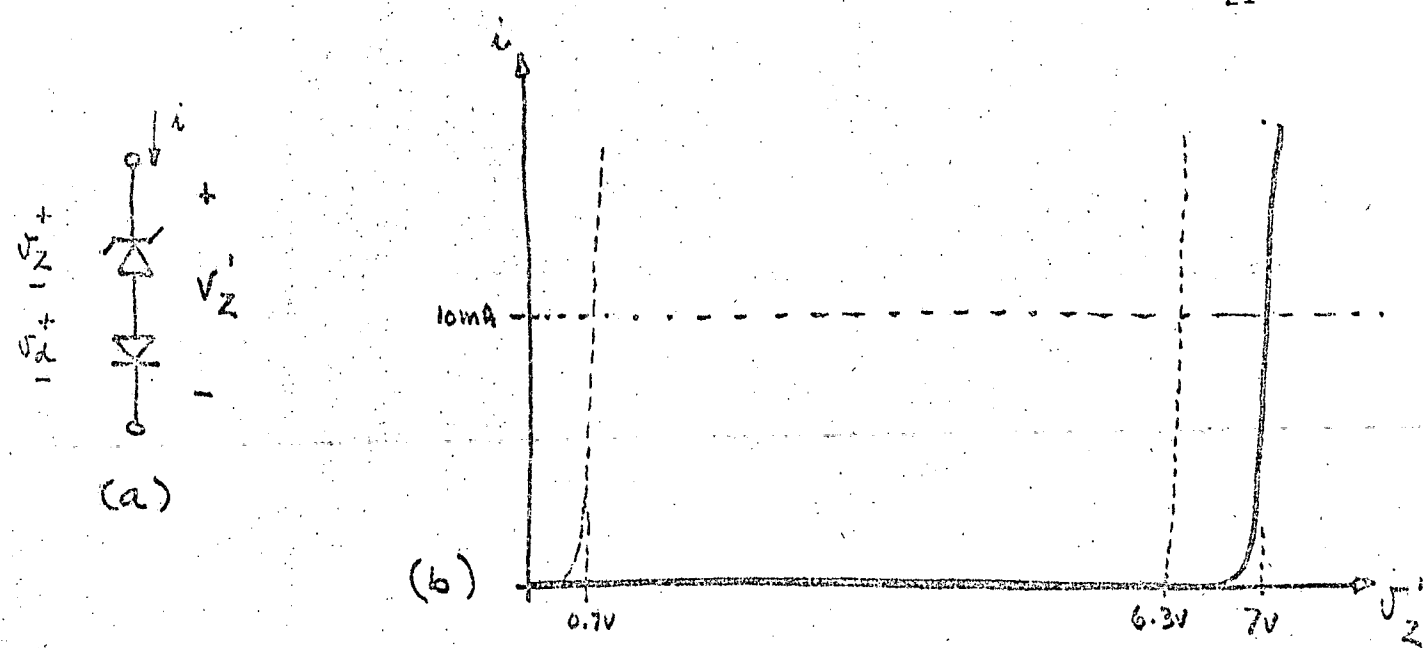


FIG. 5.15 - Diodo zener modificado para mejorar su coeficiente de temperatura. (a) circuito. (b) característica $V-i$.

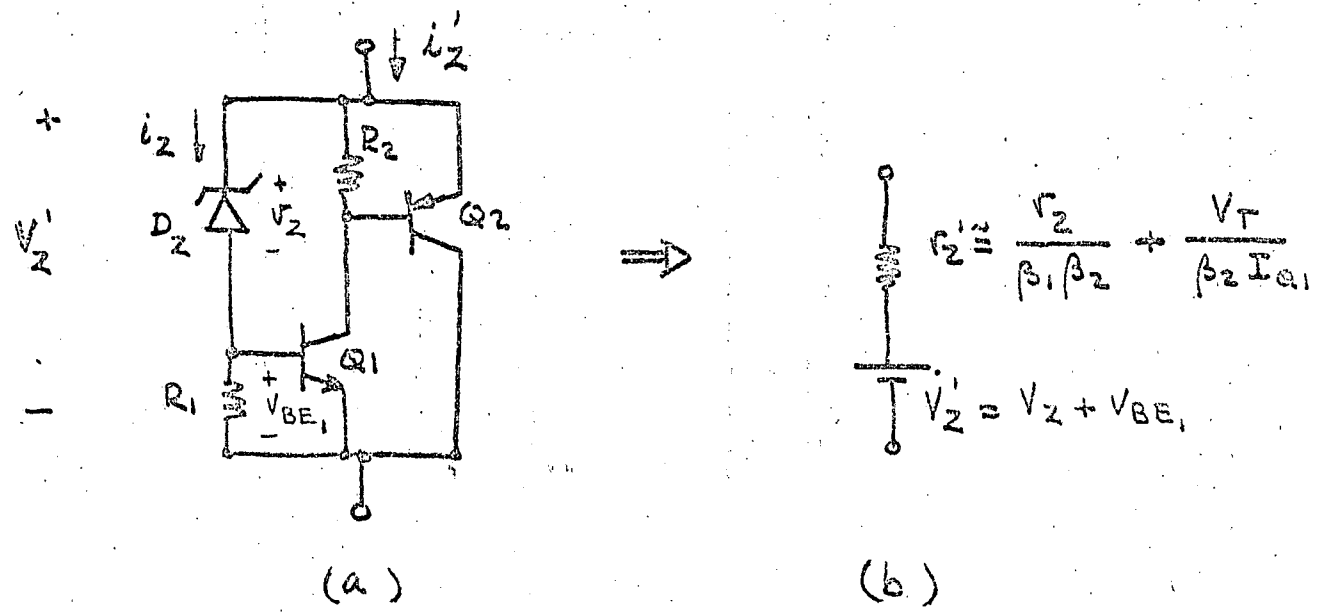


FIG. 5.16 - Zener modificado, con buffer de corriente. (a) Circuito; Q_1 y Q_2 llevan la mayor parte de la corriente. (b) Circuito equivalente.

5.1.3a El circuito básico: modelo, regulación y ruido

El circuito modificado se muestra en su forma elemental en la figura 5.15a. Se polariza en forma idéntica al circuito elemental de diodo zener descrito en la sección 5.1.1. El voltaje equivalente del diodo zener modificado es la suma de los voltajes de ambos diodos (el zener y el P/N en directa), esto es,

$$v_z' = v_z + v_d \quad (5.25)$$

en donde v_z es un voltaje casi independiente de la corriente, mientras que v_d está dado por la ecuación del diodo, o sea:

$$v_d = n \frac{kT}{q} \ln \frac{i_z}{I_s} \quad (5.26)$$

En esta ecuación, k es la constante de Boltzman, T es la temperatura absoluta, q es la carga del electrón y n es un número adimensional cuyo valor típico es 1.2. Normalmente se define $V_T = nkT/q$.

La figura 5.17b muestra la característica resultante del zener modificado. Esta variación no-lineal de dicho voltaje causará que la regulación de este circuito no sea tan buena como la de un diodo zener, y exigirá una corriente mínima para que la resistencia efectiva del diodo sea baja. Típicamente a una corriente de 10mA, la resistencia dinámica del diodo de juntura en directa es similar a la del diodo zener solo, lo cual significa que la regulación de línea y de carga será aproximadamente dos veces peor que para el diodo zener solo.

El ruido del diodo P/N en directa es normalmente mucho menor que el del diodo zener, por lo que en este respecto, el circuito zener-modificado se comporta igual al zener solo.

5.1.3b Coefficiente de Temperatura.

El coeficiente de temperatura del diodo P/N en directa es normalmente del orden de $-1.9\text{mV}/^\circ\text{C}$ a $+2.2\text{mV}/^\circ\text{C}$, mientras que el del diodo zener es típicamente de $+2.3\text{mV}/^\circ\text{C}$. El coeficiente de temperatura del circuito compuesto será entonces,

$$\gamma_{z'} = \gamma_z + \gamma_{\text{Diodo}} \cong 0.4\text{mV}/^\circ\text{C} \quad (5.27)$$

Es decir, el coeficiente de temperatura del Zener modificado es unas diez veces mejor que el del diodo zener solo.

5.1.3c Adición de un "buffer" de corriente: sus efectos en regulación y costo.

Añadiendo un buffer de corriente al zener modificado es posible reducir la corriente el zener y por tanto la potencia que disipa (y por lo tanto su costo). El circuito de la figura 5.16. logra este propósito y además reduce la resistencia efectiva del circuito referencia (es decir reduce R_0), con lo cual mejora la regulación del mismo.

La unión base-emisor del transistor Q_1 hace el efecto del diodo en directa, reduciendo por tanto el coeficiente de temperatura de la referencia. Al mismo tiempo, Q_1 y Q_2 forman un amplificador de corriente, tal que $i_{z'} \cong \beta_1 \beta_2 i_z$. Esto produce que la resistencia de la referencia sea:

$$r_{z'} = \frac{\Delta V_{z'}}{\Delta i_{z'}} \cong \frac{\Delta V_{z'}}{\Delta i_z} \frac{1}{\beta_1 \beta_2} = \frac{\Delta V_z + \Delta V_{be1}}{\Delta i_z (\beta_1 \beta_2)} \quad (5.28)$$

de la ecuación (5.16), que es también aplicable al transistor, es posible deducir la transconductancia del mismo como:

$$\frac{\Delta I_{CQ1}}{\Delta V_{be1}} = gm_1 = \frac{I_{CQ1}}{n \frac{kT}{q}} \quad (5.29)$$

y por lo tanto,

$$r_{z'} = \frac{r_z}{\beta_1 \beta_2} + \frac{1}{gm_1 \beta_2} \quad (5.30)$$

El circuito está diseñado para que Q_1 y Q_2 lleven la mayor parte de la corriente, con el objeto de reducir la potencia disipada en el zener.

En vista de esto, gm_1^{-1} tiene un valor pequeño (por ejemplo para $I_{CQ1} = 10\text{mA}$, se tiene $gm_1^{-1} = 2.5\Omega$). Así es que la resistencia efectiva de este circuito puede ser tan pequeña como fracciones de ohm, con lo cual se obtiene magnífica regulación.

Los resistores R_1 y R_2 tienen por objeto evitar que tanto el diodo zener como el transistor Q_1 lleven corrientes demasiado pequeñas, y por tanto evitan posibles oscilaciones. Sin embargo, reducen el valor efectivo de β_1 y β_2 . En la sección 5.2 mencionaremos algunas propiedades de los amplificadores de aislamiento.

5.1.4 REFERENCIA "BAND-GAP"

El concepto de la referencia "Band-Gap" (abreviada de aquí en adelante BG), es relativamente nuevo. En 1971, R. Widlar publicó un artículo [Ref 5.6] en el que describe una referencia de voltaje como la que se muestra en la

Figura 5.17. Este circuito está optimizado para obtener un mínimo coeficiente de temperatura, basado en el siguiente argumento que se describe a continuación*.

La dependencia de la temperatura del voltaje base-emisor de un transistor bipolar de juntura está dado por la siguiente ecuación:

$$V_{BE} = V_{BE_0} \left(\frac{T}{T_0} \right) + V_{g_0} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_T \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_{C_0}} \quad (5.31)$$

La temperatura es en valor absoluto ($^{\circ}K$). V_{g_0} es el potencial entre las bandas de conducción y valencia del silicio a cero grados Kelvin (o sea el cero absoluto de la temperatura, que es igual a $-273^{\circ}C$), o sea 1.205V. V_T está definido en la ecuación 5.16, así como k y q . V_{BE_0} es el voltaje de polarización del transistor a la temperatura T_0 .

Por otro lado, si dos transistores iguales que están a la misma temperatura, se operan a corrientes diferentes (I_{C_1} e I_{C_2}), la diferencia de sus voltajes base-emisor está dada por:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE_1} - V_{BE_2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} \quad (5.32)$$

Ahora bien, en el circuito de la figura 5.17, Q_1 y Q_2 se operan a corrientes diferentes, y como se muestra en la misma figura, el voltaje de referencia está dado por:

$$V_{ref} = V_{BE} + \frac{R_2}{R_3} \Delta V_{BE} \quad (5.33)$$

Utilizando las últimas tres ecuaciones, y despreciando los términos logarítmicos de (5.31), se procede a obtener la derivada de V_{ref} con respecto a la temperatura.

$$\gamma_r = \frac{\partial V_{ref}}{\partial T} \cong + \frac{V_{BE_0}}{T_0} - \frac{V_{g_0}}{T_0} + \frac{R_2 k}{R_3 q} \ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} \quad (5.34)$$

Para que el voltaje de referencia no varíe con la temperatura, la ecuación 5.34 debe igualarse a cero. Con esto se obtiene que:

$$V_{BE_0} + \frac{R_2 k T_0}{R_3 q} \log \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} = V_{BE_0} + \frac{R_2}{R_3} \Delta V_{BE_0} = V_{g_0} \quad (5.35)$$

Es decir, que si el voltaje de referencia se hace igual al potencial interbanda del silicio a cero grados Kelvin, el coeficiente de temperatura de dicha referencia será igual a cero. Para esto, basta con escoger valores apro

* Esta explicación requiera del lector un conocimiento al menos superficial de la teoría básica de los semiconductores. La referencia 5.1 puede ayudar a quien esté interesado.

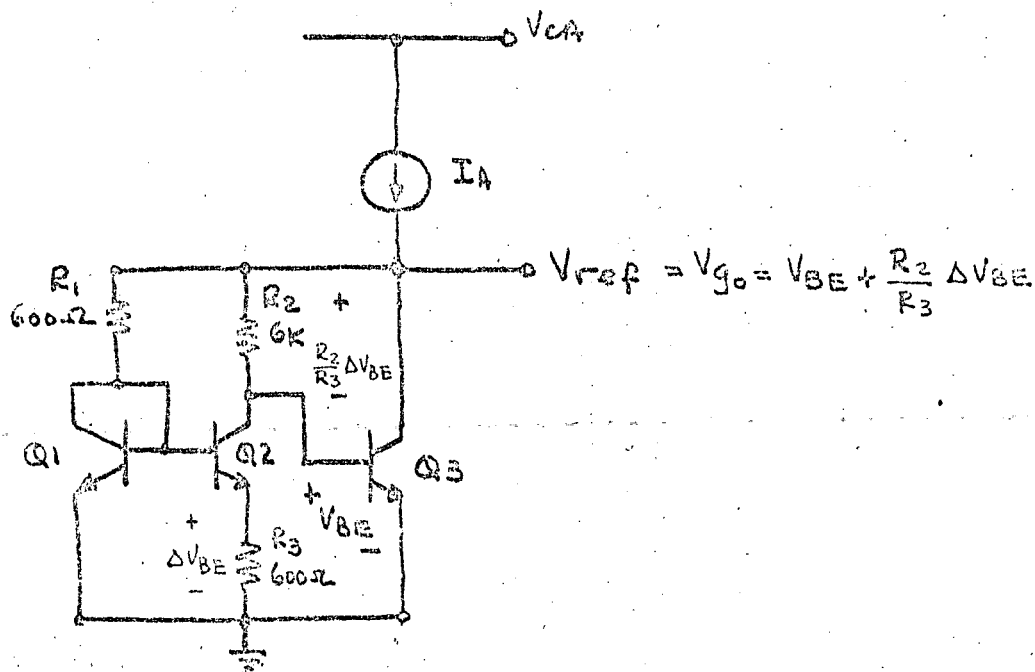


FIG. 5.17 - Referencia "Band-Gap" (BG). El voltaje de referencia es un múltiplo del potencial inter-banda del silicio a 0°K (V_{g0}). Este circuito es la base del LM105 y LM113.

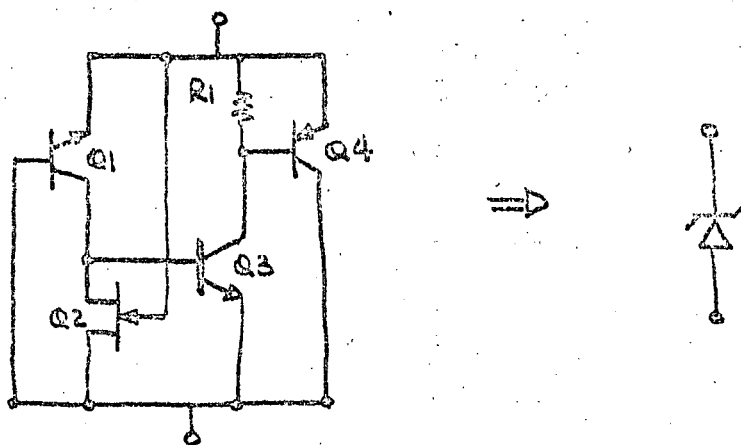


FIG. 5.18 - Circuito del LM103, que emplea a Q1 en el modo "Punch-through", con Q3-Q4 como buffer de corriente.

piados para R_1 , R_2 y R_3 , ya que conociendo V_{BE} para una corriente dada, se puede estimar el valor de $\Delta V_{BE} \frac{R_2}{R_3}$ para obtener $V_{ref} = V_{g_0}$ a la temperatura de operación del dispositivo.

En la práctica, las simplificaciones hechas a la ecuación 5.31 al desarrollar 5.34, causan una pequeña desviación en este voltaje, haciéndolo del orden de 1.238V para lograr $\gamma_v = 0$. Este principio ha sido muy usado en circuitos integrados, a partir del LM105 y el LM113 de National Semiconductors.

Las principales ventajas de este tipo de circuitos son: bajo coeficiente de temperatura (200 ppm/°C)* y, bajo ruido ($100\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) la posibilidad de generar bajos voltajes (o sea 1.2V típico), y baja impedancia dinámica (del orden de fracciones de ohm). Por supuesto, para circuitos integrados esta referencia se realiza con suma facilidad, y cada vez tiene más aplicaciones.

5.1.5 Otras referencias.

Existen algunas otras referencias realizables con semiconductores. Algunas de ellas son poco usadas o conocidas, y otras son variaciones alrededor de las descritas anteriormente. En esta sección, dos referencias más serán brevemente mencionadas con el propósito de ilustrar la existencia de otras posibilidades.

5.1.5a Referencias "punch-through" [Ref.5.1]. Esta referencia se logra a través de un fenómeno encontrado en los transistores bipolares de juntura. Estando el transistor en corte, un alto voltaje entre emisor y colector ocasiona un aumento de la "región vacía" [ref. 5.1] en la juntura base-emisor y base-colector tal que la base se colapsa, formándose un "corto circuito" entre colector y emisor. Un ejemplo de este tipo de referencia se presenta en el circuito LM103 que se muestra en la figura 5.18.

En este circuito, Q_1 funciona en el modo punch-through (nótese que tanto V_{BE} como V_{BC} son negativos). Un buffer de corriente se obtiene con Q_3 y Q_4 , para reducir la resistencia dinámica del circuito (refiérese a la sección 5.1.2c). Tanto R_1 como el JFET (Q_2 , que es usado como resistencia) aseguran a Q_1 y Q_3 una corriente mínima que les permita operar a una β alta y evite oscilaciones. Sin embargo, este circuito en particular tiene

* ppm significa "partes por millón", o sea un coeficiente multiplicador de 10^{-6} .

varios problemas. Por una parte, el ruido en la referencia es relativamente alto ($1 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$). Por otro lado, el circuito puede oscilar si

se conectan capacitores grandes directamente a sus terminales.

5.1.5b Multiplicador de V_{BE}

Este circuito, mostrado en la figura (5.19) permite obtener un voltaje proporcional a V_{BE} . Si se supone que $\beta \gg 1$, entonces la corriente a través de R_1 y R_2 es casi la misma. La corriente en R_2 es función de V_{BE} :

$$I = \frac{V_{BE}}{R_2} \quad (5.35)$$

Por lo tanto la caída de voltaje en R_1 es $IR_1 = \frac{R_1}{R_2} V_{BE}$, con lo cual el voltaje total en el circuito es:

$$V_r = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{BE} \quad (5.36)$$

Este voltaje tiene un coeficiente de temperatura:

$$\gamma_r = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \gamma_{BE} \quad (5.37)$$

En donde $\gamma_{BE} \cong -2.2 \text{mV}/^\circ\text{C}$. Igualmente, el ruido en el transistor es aumentado por el factor $\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$, en añadidura al ruido producido por los resistores en sí.

5.2 Amplificadores

Los amplificadores se emplean en circuitos reguladores en tres propósitos principales:

- i) Aislar la referencia de la carga. El amplificador presenta a la referencia una alta impedancia, mejorando su regulación; a la salida, tiene una baja impedancia para regular la carga adecuadamente.
- ii) Absorber variaciones en la línea de alimentación y desensibilizar al circuito respecto a cambios en los valores nominales de sus componentes. Esto se logra normalmente a través de realimentación.
- iii) Amplificar o reducir el valor del voltaje de referencia. En general, un amplificador es imprescindible en reguladores con salida variable.

5.2.1 Modelo del amplificador.

El amplificador consta normalmente de varios elementos (capacitores, transistores y resistores) conectados en forma que se obtenga una cierta ga-

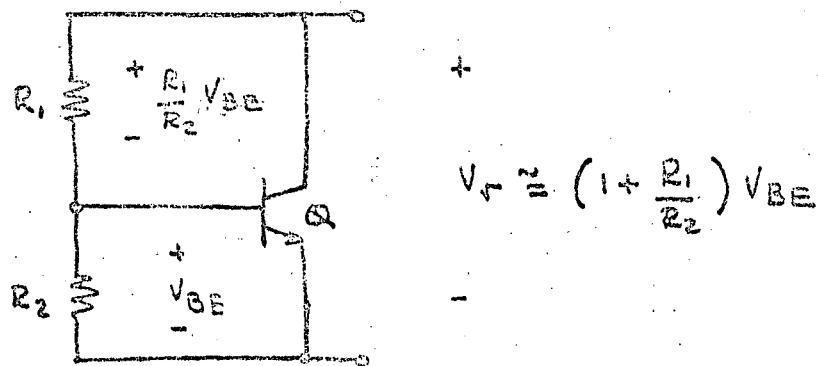


FIG. 5.19 - Multiplicador de V_{BE} .

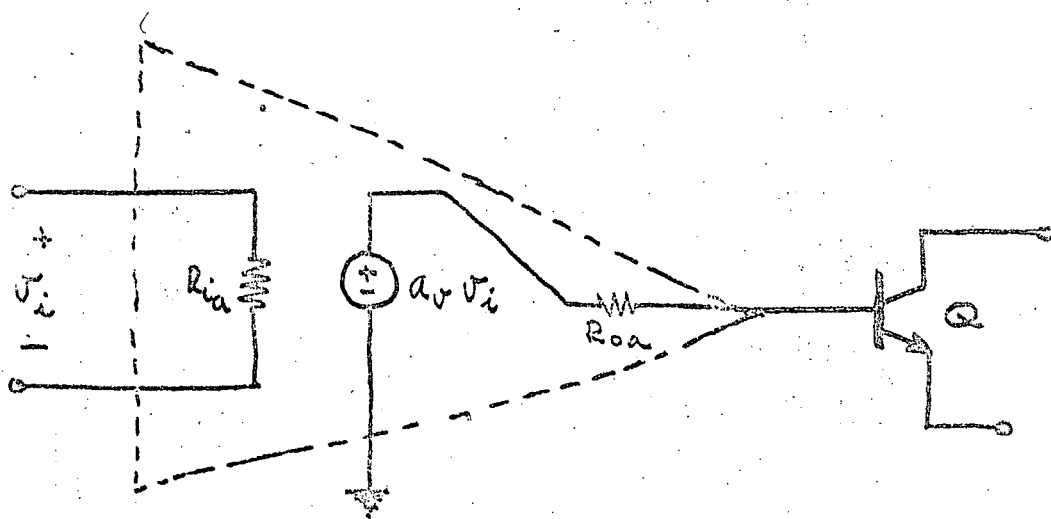


FIG. 5.20 - Modelo del amplificador en circuitos reguladores.

Este modelo no incluye los efectos de: offset, ancho de banda, variaciones con la alimentación, etc.

nancia, impedancia de entrada y de salida, etc. Para propósitos de regulación, cualquier amplificador se podría modelar como se muestra en la figura 5.20. Este amplificador está modelado solamente para su funcionamiento ante señales incrementales, que en general determinarán las características reguladoras del dispositivo. El amplificador presentará una cierta impedancia de entrada y salida, así como una ganancia. El transistor que aparece a la salida es el elemento que proporcionará la potencia a la carga. Este transistor puede ser NPN, PNP o darlington, según las necesidades del circuito. Solo incluimos un transistor debido a que los reguladores lineales siempre funcionan en clase A, por lo que no es necesario presentar un sistema push-pull. Algunas de las características de los amplificadores se describen a continuación:

a) Offset.

Es la diferencia entre el voltaje de entrada y el de salida cuando el amplificador se ha conectado de forma que su ganancia sea la unidad. En amplificadores diferenciales, el voltaje de offset (V_{of}) es del orden de .5mV a 10mV. En otros amplificadores, este offset puede ser del orden de volts.

b) Deriva Térmica.

Es el cambio del voltaje de offset con la temperatura. Esta tiene un valor del orden de 1 a 5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ para amplificadores diferenciales, y del orden de algunos $\text{mV}/^\circ\text{C}$ para otros amplificadores, dependiendo de su diseño.

c) Ruido.

Este es el producido principalmente por los elementos de la etapa de entrada del amplificador. Aunque variará con el diseño y la calidad de los dispositivos, el voltaje equivalente puede ser tan alto como $1\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ o tan bajo como $10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Sin embargo, típicamente un voltaje equivalente de ruido es del orden de $100\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

d) Ganancia (A_v).

Esta puede variar mucho. Sin embargo, para amplificadores sin realimentación la ganancia será normalmente mayor a 100, para que al realimentarse el circuito pueda mantener las propiedades que le confiere dicha realimentación, es decir: baja sensibilidad ante las variaciones

de los parámetros del circuito, que equivale a "buena regulación"

e) Niveles de impedancia.

Como regla común, se desea alta impedancia a la entrada (R_{ia} del orden de $M\Omega$) y baja impedancia a la salida (R_{oa} del orden de fracciones de ohm). El uso del transistor de salida, y realimentación, normalmente permite lograr estos objetivos sin dificultad.

f) Rechazo a variaciones en la alimentación. Esta propiedad es obviamente fundamental. Variaciones en la alimentación no deben tener efectos percibibles en la ganancia, impedancia y señal de salida, ya que de otro modo el regulador sería inservible.

g) Disipación de potencia.

El amplificador en general, y el transistor de salida en particular, deben tener la capacidad de disipar la potencia que requiera la regulación. La potencia depende del sistema de regulación, la carga y el voltaje de salida, como se verá más adelante.

h) Estabilidad.

Es común que ante determinadas cargas (inductivas o capacitivas, o de ambas), algunos reguladores oscilen!. Esto representa un defecto en el diseño del amplificador, en el cual no se ha controlado adecuadamente su estabilidad. Es común usar reguladores integrados, amplificadores operacionales, los cuales están internamente compensados, e imaginarse que estos dispositivos no oscilarán ante cargas capacitivas. Es prudente sin embargo, analizar el circuito con todas sus nuevas componentes (transistores de potencia, resistores, etc.), para darse cuenta si la estabilidad de todo el sistema es adecuada.

i) Respuesta a variaciones rápidas en la carga.

La impedancia de salida del amplificador debe ser tal que no pierda regulación cuando existen variaciones rápidas en la carga. Este caso se presenta mucho en circuitos digitales de alta velocidad y en algunos sistemas de comunicaciones en los que se utiliza conmutación. Cuando el amplificador tiene una impedancia de salida inductiva (caso muy común), el voltaje tiende a cambiar notoriamente cuando la corriente del circuito cambia súbitamente. Este fenómeno se puede eliminar con filtrado adecuado a la salida del amplificador, aunque debe tenerse cuidado en no causar oscilaciones.

5.2.2 El transistor o elemento de potencia.

En el amplificador de la figura 5.20, se muestra el transistor, externo al amplificador. Normalmente este transistor proporcionará en sí la ganancia de potencia que requiere el regulador. Aunque es del dominio general de los ingenieros con conocimientos de electrónica el funcionamiento de un transistor bipolar de juntura, utilizaré el resto de esta sección para definir un modelo para este transistor, lo que permitirá usar su nomenclatura más adelante.

La figura 5.21 muestra el modelo del transistor para señales incrementales o pequeñas (en general para una variación en v menor a 10mV). Las resistencias r_b , r_c y r_e son resistencias ohmicas cuyo origen es una suma de la resistencia en el semiconductor y la resistencia en el alambre que conecta al semiconductor con el mundo externo. Normalmente es difícil distinguir entre las resistencias r_c y r_b , además de no ser necesario para la mayoría de las aplicaciones, ya que se pueden concentrar en un solo valor $r_b' = r_b + (\beta + 1)r_e$ (ver fig 5.22). Los otros parámetros del transistor son:

a) Transconductancia = $g_m \triangleq \frac{I_{CQ}}{V_T}$

En donde I_{CQ} es el valor de la corriente de colector de polarización, o promedio.

$$V_T = n \frac{kT}{q} \approx 30 \text{ mV} \quad (\text{para } T \approx 300^\circ\text{K} = 27^\circ\text{C})$$

Siendo k = constante de Boltzman; T =temperatura absoluta; q = carga del electrón; $1 \leq n \leq 2$ (para la mayoría de los transistores se puede considerar que $n \approx 1.2$ a 1.5).

En el modelo \underline{h} , el equivalente es aproximadamente $(h_{ib})^{-1}$.

b) Resistencia de salida = $r_o \triangleq \frac{V_A}{I_{CQ}}$

El "voltaje de Early" (V_A) es un parámetro que normalmente no se especifica en los transistores. Sin embargo, es posible medirlo, así como calcularlo de los datos del fabricante (cuando éstos no son muy escuetos). El equivalente en parámetros \underline{h} es $(h_{oe})^{-1}$.

c) Ganancia de corriente = β

Este parámetro (h_{fe} para el modelo \underline{h}), se refiere a la ganancia de co-

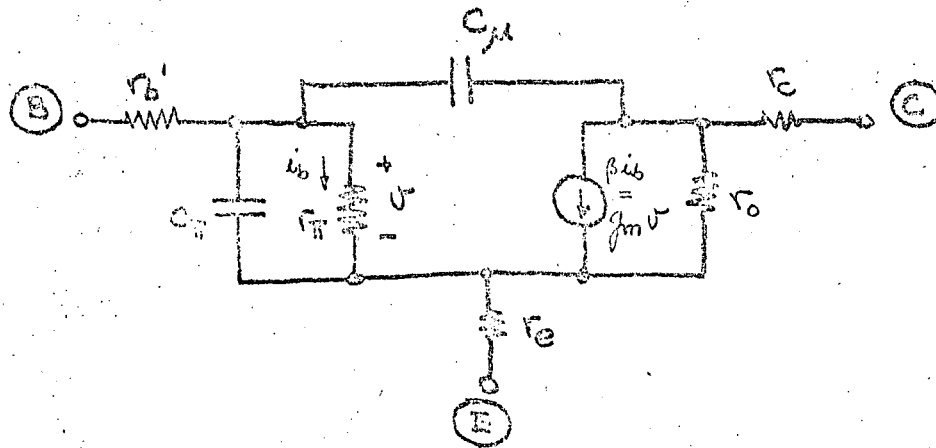


FIG. S.21 - Modelo del transistor para señales incrementales.

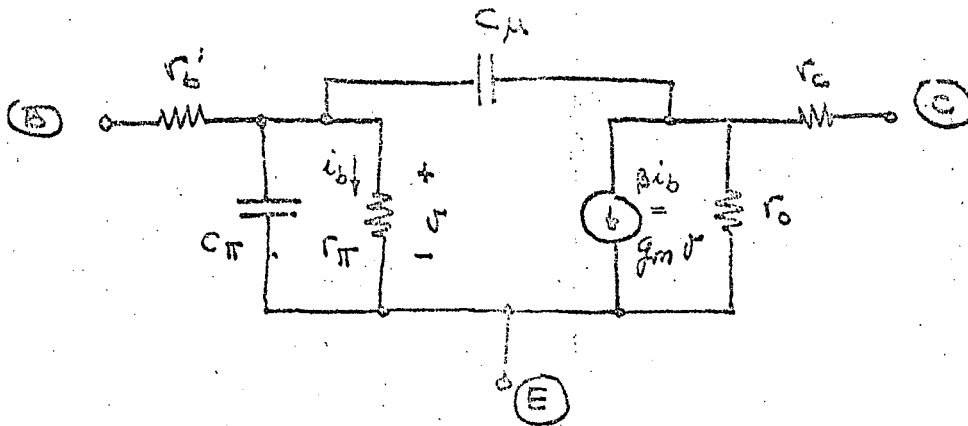


FIG. S.22 - Modelo "pi-hibrido" del transistor, con:

$$r_b' = r_b + (\beta + 1) r_e$$

riente para señales pequeñas. Existe una ganancia de corriente para C.D. ($\beta_{CD} = h_{FE}$).

d) resistencia de entrada = $r_{\pi} \triangleq \frac{\beta}{g_m}$

En parámetros h , el equivalente es h_{ie} .

e) C_{μ} es también llamado C_{ob} o C_{bc} .

Su valor depende de la tensión entre colector y base de la forma siguiente:

$$C_{\mu}(V_{eb}) = C_{\mu}(0) \left[1 + \frac{V_{cb}}{\phi_{\mu}} \right]^{-m}, \text{ siendo normalmente } \phi_{\mu} \cong 0.8V \text{ y } m$$

$\cong 0.3$. $C_{\mu}(0)$ depende del transistor, aunque para transistores de potencia del orden de 100pF.

f) C_{π} está formada por dos partes. Una la capacitancia propia de la unión base emisor (a veces llamada C_{ib} o C_{be}) que tiene una variación con el voltaje de base-emisor similar al de C_{μ} . La otra parte (C_B) depende de las características dinámicas del transporte de carga a través de la base del transistor [Ref 5.1] y está relacionado con un parámetro denominado f_T . En general es posible decir con suficiente aproximación que:

$$C_B \cong \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

en donde f_T se ha medido a su máximo valor

Todos estos parámetros se pueden medir en el laboratorio, y en ocasiones es prudente hacerlo así, para comprobar que el fabricante está cumpliendo con sus especificaciones. Aún así la mayoría de estos parámetros pueden ser extraídos de las curvas que proporciona el fabricante. Para ejemplificar esto, obtendremos los parámetros de un transistor 2N 3583 de Motorola, cuyas hojas de datos aparecen en las páginas adjuntas.

De la figura 14 es posible observar que para bajas corrientes, la relación entre V_{BE} e I_C es exponencial, mientras la corriente de fuga no sea dominante. La pendiente de la curva, a 25°C es aproximadamente:

$$(V_{BE_1} - V_{BE_2}) V_T \ln \left(\frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} \right)$$

Tomando: $V_{BE_1} = .4V$, $I_{C_1} = 2 \times 10^4 nA$

$V_{BE_2} = 0.2V$, $I_{C_2} = 12nA$

$$\Rightarrow V_T = \frac{0.2V}{\ln(1.67 \times 10^3)} = 27mV.$$

De la figura 12, aplicando el parámetro recién hallado es posible conocer a altas corrientes el efecto de r_b' . En la figura se ha trazado con línea punteada la característica correspondiente a un transistor con $V_T = 27mV$ y $r_b' = 0$. Por lo tanto el resto de la caída entre base y emisor se deben a una resistencia ohmica. Para $I_C = 1A$, se tiene que la diferencia de voltaje debida a r_b' es 0.18V, y por tanto:

$$r_b' = \frac{0.18V}{1A} \times \beta_{CD}(1A) = \frac{0.18 \times 21}{1} \cong 3.8 \Omega$$

De la misma figura se puede obtener r_C . Sin embargo, las tablas dan el dato de que $V_{CE}(sat) = 5V$ a $I_C = 1A$ (en el peor caso), con lo que $R_C \leq 5\Omega$.

De las curvas (fig 5) son evidentes los valores de $C_{\mu}(V_{cb})$ y $C_{ib}(V_{eb})$. De la figura 5 es posible obtener C_B para máxima f_T (esto se hace para disminuir los errores causados por otros parámetros que afectan f_T). Se puede observar que $f_T = 40 MHz$ a $I_C = 100mA$, aunque las tablas se especifica un peor caso de $f_T = 10MHz$. En general es aconsejable tomar el peor caso. Desgraciadamente no es posible obtener r_o (y por tanto V_A) de estas curvas, ya que no se tiene V_{CE} vs I_C . En estos casos, fuera de medirlo, se puede considerar $V_A = 50V$ como un peor caso.

Todos los demás parámetros (r_{π} , g_m , C_{π} , r_o) dependen de la corriente de operación del transistor.

Las características límites del transistor (potencia, voltajes de ruptura y corrientes de fuga) se deberán considerar siempre en el diseño. Por ahora, solo hemos de considerar los parámetros de señal pequeña del transistor debido a que estos limitan la regulación de las fuentes de poder.

5.3 REGULADORES

Los reguladores lineales de voltaje se acostumbran clasificar en tres tipos: Serie, paralelo y alguna combinación de éstas. Analizaremos aquí algunos de estos reguladores, ejemplificando el análisis de sus limitaciones.



MOTOROLA
Semiconductors

BOX 20912, PHOENIX, ARIZONA 85036

NPN

2N3583

thru 2N3585, 2N4240

PNP

2N6420 thru 2N6423

(Formerly MJ3583 thru MJ3585,
MJ4240)

**COMPLEMENTARY MEDIUM-POWER HIGH VOLTAGE
POWER TRANSISTORS**

... designed for high-speed switching and linear amplifier applications for high-voltage operational amplifiers, switching regulators, converters, inverters, deflection stages and high fidelity amplifiers.

- Collector-Emitter Sustaining Voltage —
 $V_{CE(sus)} = 175$ to 300 Vdc @ $I_C = 200$ mAdc
- Second Breakdown Collector Current —
 $I_{s/b} = 350$ mAdc @ $V_{CE} = 100$ Vdc — NPN
 $= 150$ mAdc @ $V_{CE} = 100$ Vdc — PNP
- Usable DC Current Gain to 2.0 Adc

**1.0 AND 2.0 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY SILICON**

250-500 VOLTS
35 WATTS



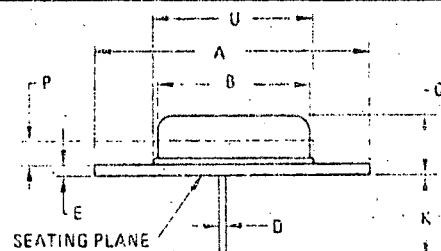
***MAXIMUM RATINGS**

| Rating | Symbol | 2N3583 2N6420 | 2N3584 2N6421 | 2N3585 2N6422 | 2N4240 2N6423 | Unit |
|--|----------------|------------------|------------------|------------------|------------------|---------------------|
| Collector-Emitter Voltage | V_{CE} | 175 | 250 | 300 | 300 | Vdc |
| Collector-Base Voltage | V_{CB} | 250 | 375 | 500 | 500 | Vdc |
| Emitter-Base Voltage | V_{EB} | ← 6.0 → | | | | Vdc |
| Collector Current — Continuous | I_C | 1.0 | ← 2.0 → | | 500 | Adc |
| — Peak | | 5.0 | ← 5.0 → | | | |
| Base Current | I_B | ← 1.0 → | | | | Adc |
| Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$, Derate above 25°C | P_D | ← 35 → | | | | Watts |
| | | ← 0.2 → | | | | W/ $^\circ\text{C}$ |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | T_J, T_{stg} | ← -65 to +200 → | | | | $^\circ\text{C}$ |

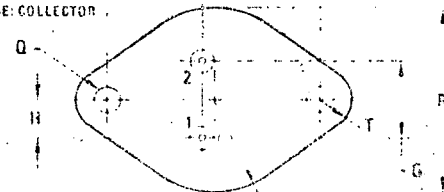
THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic | Symbol | Max | Unit |
|--------------------------------------|-----------------|-----|---------------------------|
| Thermal Resistance, Junction to Case | $R_{\theta JC}$ | 5.0 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |

*Indicates JEDEC Registered Data



STYLE 1:
PIN 1: BASE
2: EMITTER
CASE: COLLECTOR



| DIM | MILLIMETERS | | INCHES | |
|-----|-------------|-------|--------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| B | 11.94 | 12.70 | 0.470 | 0.500 |
| C | 8.25 | 8.64 | 0.250 | 0.340 |
| D | 0.71 | 0.86 | 0.028 | 0.034 |
| E | 1.27 | 1.91 | 0.050 | 0.075 |
| F | 24.33 | 24.63 | 0.958 | 0.969 |
| G | 4.83 | 5.35 | 0.190 | 0.210 |
| H | 2.41 | 2.67 | 0.095 | 0.105 |
| J | 14.48 | 14.99 | 0.570 | 0.590 |
| K | 9.14 | - | 0.360 | - |
| P | - | 1.27 | - | 0.050 |
| Q | 3.61 | 3.66 | 0.142 | 0.152 |
| S | - | 8.89 | - | 0.350 |
| T | - | 3.68 | - | 0.145 |
| U | - | 15.75 | - | 0.620 |

All JEDEC Dimensions and Tolerances Apply

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted.)

| Characteristic | NPN | PNP | Symbol | NPN | | PNP | | Unit |
|---|--|--|----------------------|--|--|--|--|------------------|
| | | | | Min | Max | Min | Max | |
| Collector-Emitter Sustaining Voltage (I _C = 200 mA _{dc} , I _B = 0) NPN (I _C = 50 mA _{dc} , I _B = 0) PNP | 2N3583 2N3584 2N3585 2N4240 | 2N6420 2N6421 2N6422 2N6423 | V _{CE(sus)} | 175 250 300 300 | — — — — | 175 250 300 300 | — — — — | V _{dc} |
| Collector Cutoff Current (V _{CE} = 150 V _{dc} , I _B = 0) | 2N3583 2N3584 2N3585 2N4240 | 2N6420 2N6421 2N6422 2N6423 | I _{CEO} | — — — — | 10 5.0 5.0 5.0 | — — — — | 10 5.0 5.0 5.0 | mA _{dc} |
| Collector Cutoff Current (V _{CE} = 225 V _{dc} , V _{BE(off)} = 1.5 V _{dc}) (V _{CE} = 340 V _{dc} , V _{BE(off)} = 1.5 V _{dc}) (V _{CE} = 450 V _{dc} , V _{BE(off)} = 1.5 V _{dc}) (V _{CE} = 225 V _{dc} , V _{BE(off)} = 1.5 V _{dc} , T _C = 150°C) (V _{CE} = 300 V _{dc} , V _{BE(off)} = 1.5 V _{dc} , T _C = 150°C) | 2N3583 2N3584 2N3585 2N4240 2N3583 2N3584 2N3585 2N4240 | 2N6420 2N6421 2N6422 2N6423 2N6420 2N6421 2N6422 2N6423 | I _{CEX} | — — — — — — — — | 1.0 1.0 1.0 2.0 3.0 3.0 3.0 5.0 | — — — — — — — — | 1.0 1.0 1.0 2.0 3.0 3.0 3.0 5.0 | mA _{dc} |
| Emitter Cutoff Current (V _{BE} = 6.0 V _{dc} , I _C = 0) | 2N3583 2N3584 2N3585 2N4240 | 2N6420 2N6421 2N6422 2N6423 | I _{EBO} | — — — — | 5.0 0.5 0.5 0.5 | — — — — | 5.0 0.5 0.5 0.5 | mA _{dc} |

ON CHARACTERISTICS

| | | | | | | | | |
|--|--|--|----------------------|------------------------------|-------------------------------|------------------------------|-------------------------------|-----------------|
| DC Current Gain (I _C = 0.1 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc}) | 2N3583* 2N3584 2N3585 2N4240 | 2N6420 2N6421 2N6422 2N6423 | h _{FE} | 40 40 40 40 | — — — — | 40 40 40 40 | — — — — | — |
| * (I _C = 0.5 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc}) * (I _C = 0.75 A _{dc} , V _{CE} = 2.0 V _{dc}) (I _C = 0.75 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc}) * (I _C = 1.0 A _{dc} , V _{CE} = 2.0 V _{dc}) | 2N3583 2N4240 2N4240 2N3584 2N3585 | 2N6420 2N6423 2N6423 2N6421 2N6422 | | 40 10 30 8.0 8.0 | 200 100 150 80 80 | 40 10 30 8.0 8.0 | 200 100 150 80 80 | |
| (I _C = 1.0 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc}) | 2N3583* 2N3584 2N3585 | 2N6420 2N6421 2N6422 | | 10 25 25 | — 100 100 | 10 25 25 | — 100 100 | |
| * Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 0.75 A _{dc} , I _B = 75 mA _{dc}) (I _C = 1.0 A _{dc} , I _B = 125 mA _{dc}) | 2N4240 2N3583 2N3584 2N3585 | 2N6423 2N6420 2N6421 2N6422 | V _{CE(sat)} | — — — — | 1.0 5.0 0.75 0.75 | — — — — | 1.0 5.0 0.75 0.75 | V _{dc} |
| * Base-Emitter Saturation Voltage (I _C = 0.75 A _{dc} , I _B = 75 mA _{dc}) (I _C = 1.0 A _{dc} , I _B = 100 mA _{dc}) | 2N4240 2N3584 2N3585 | 2N6423 2N6421 2N6422 | V _{BE(sat)} | — — — | 1.8 1.4 1.4 | — — — | 1.8 1.4 1.4 | V _{dc} |
| Base-Emitter On Voltage (I _C = 1.0 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc}) | 2N3583* 2N3584 2N3585 2N4240 | 2N6420 2N6421 2N6422 2N6423 | V _{BE(on)} | — — — — | 1.4 1.4 1.4 1.4 | — — — — | 1.4 1.4 1.4 1.4 | V _{dc} |



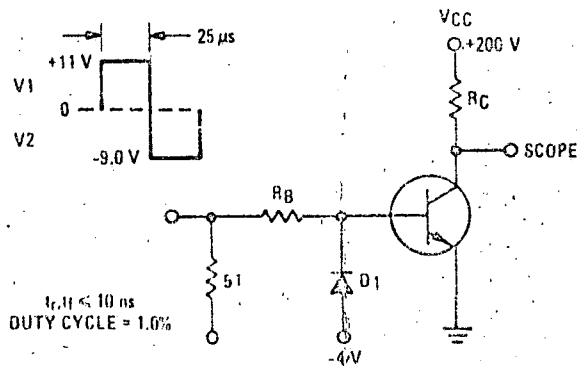
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

| Characteristic | NPN | PNP | Symbol | NPN | | PNP | | Unit |
|---|--------------------------------------|--------------------------------------|-----------|----------|------------|----------|------------|---------------|
| | | | | Min | Max | Min | Max | |
| DYNAMIC CHARACTERISTICS | | | | | | | | |
| *Current Gain - Bandwidth Product ⁽¹⁾ ($I_C = 200\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f_{\text{test}} = 5.0\text{ MHz}$) | 2N3583 2N3584 2N3585 2N4240 | 2N6420 2N6421 2N6422 2N6423 | f_T | 10 15 | - | 10 15 | - | MHz |
| Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$) | All | | C_{ob} | | -120 | | -120 | pF |
| *Small-Signal Current Gain ($I_C = 100\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 30\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$) | 2N3583 | 2N6420 | h_{fe} | 25 | 350 | 25 | 350 | - |
| *SWITCHING CHARACTERISTICS | | | | | | | | |
| Rise Time ($V_{CC} = 200\text{ Vdc}$, $I_C = 1.0\text{ Adc}$, $R_L = 200\text{ Ohms}$, $I_{B1} = 100\text{ mAdc}$) ($V_{CC} = 200\text{ Vdc}$, $I_C = 0.75\text{ Adc}$, $R_L = 267\text{ Ohms}$, $I_{B1} = 75\text{ mAdc}$) | 2N3584 2N3585 2N4240 | 2N6421 2N6422 2N6423 | t_r | - | 3.0 0.5 | - | 3.0 0.5 | μs |
| Storage Time ($V_{CC} = 200\text{ Vdc}$, $I_C = 1.0\text{ Adc}$, $I_{B1} = I_{B2} = 100\text{ mAdc}$) ($V_{CC} = 200\text{ Vdc}$, $I_C = 0.75\text{ Adc}$, $I_{B1} = I_{B2} = 75\text{ mAdc}$) | 2N3584 2N3585 2N4240 | 2N6421 2N6422 2N6423 | t_s | - | 4.0 6.0 | - | 4.0 6.0 | μs |
| Fall Time ($V_{CC} = 200\text{ Vdc}$, $I_C = 1.0\text{ Adc}$, $I_{B1} = I_{B2} = 100\text{ mAdc}$) ($V_{CC} = 200\text{ Vdc}$, $I_C = 0.75\text{ Adc}$, $I_{B1} = I_{B2} = 75\text{ mAdc}$) | 2N3584 2N3585 2N4240 | 2N6421 2N6422 2N6423 | t_f | - | 3.0 3.0 | - | 3.0 3.0 | μs |
| Second Breakdown Collector Current ($V_{CE} = 100\text{ Vdc}$) | All | All | $I_{s/b}$ | 350 | - | 150 | - | mAdc |

* Indicates JEDEC Registered Data

(1) f_T - Single Test

FIGURE 1 - SWITCHING TIME TEST CIRCUIT



R_B and R_C VARIED TO OBTAIN DESIRED CURRENT LEVELS
 D_1 MUST BE FAST RECOVERY TYPE, e.g.
 M805300 USED ABOVE $I_B \approx 100\text{ mA}$
 M306100 USED BELOW $I_B \approx 100\text{ mA}$
 FOR t_{rj} and t_r , D_1 IS DISCONNECTED AND $V_2 = 0$.
 FOR PNP TEST CIRCUIT, REVERSE DIODE AND VOLTAGE POLARITIES.



NPN
2N3583 thru 2N3585, 2N4240

PNP
2N6420 thru 2N6423

FIGURE 2 - TURN-ON TIME

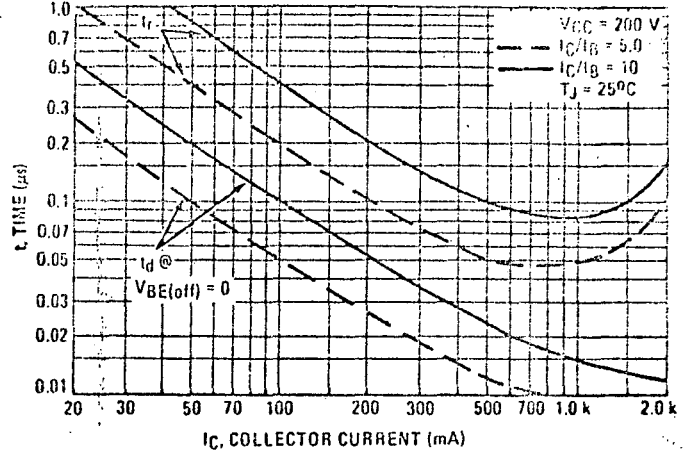
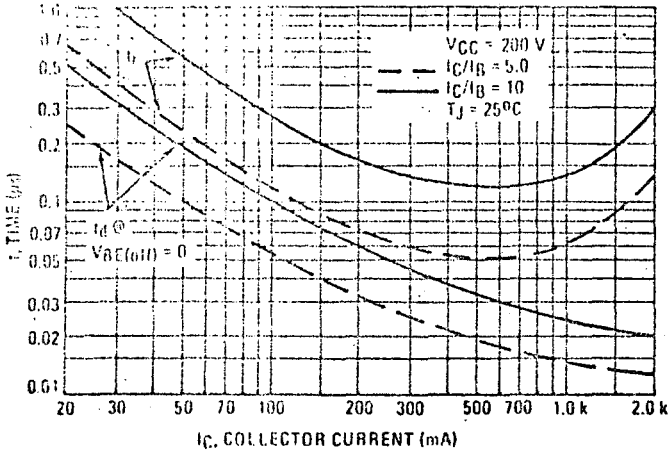


FIGURE 3 - TURN-OFF TIME

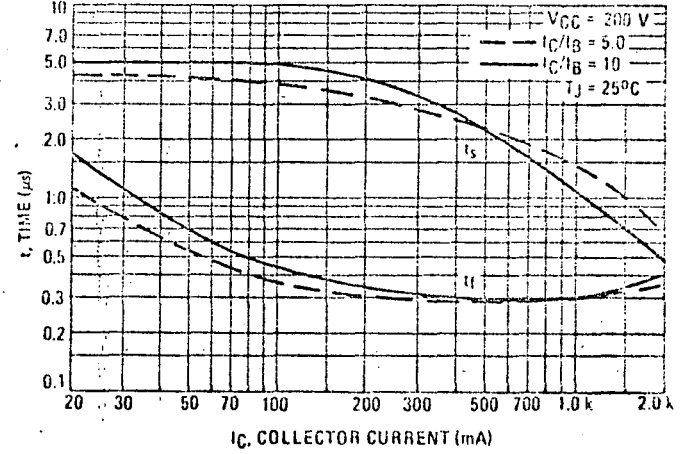
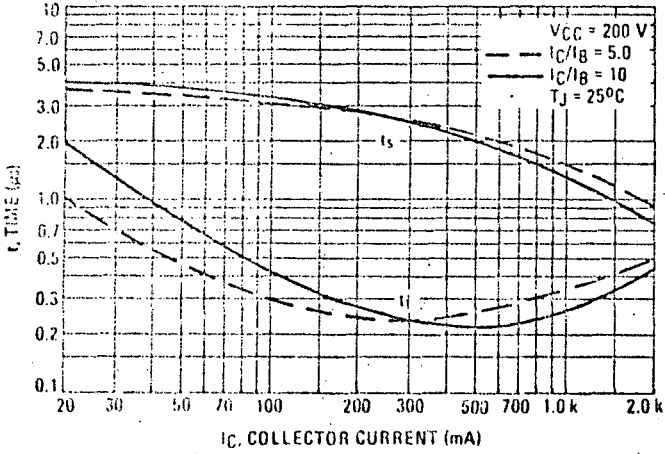


FIGURE 4 - CURRENT GAIN - BANDWIDTH PRODUCT

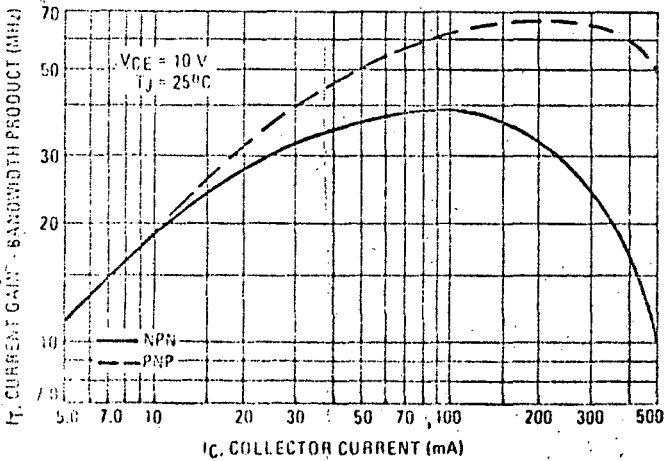


FIGURE 5 - CAPACITANCE

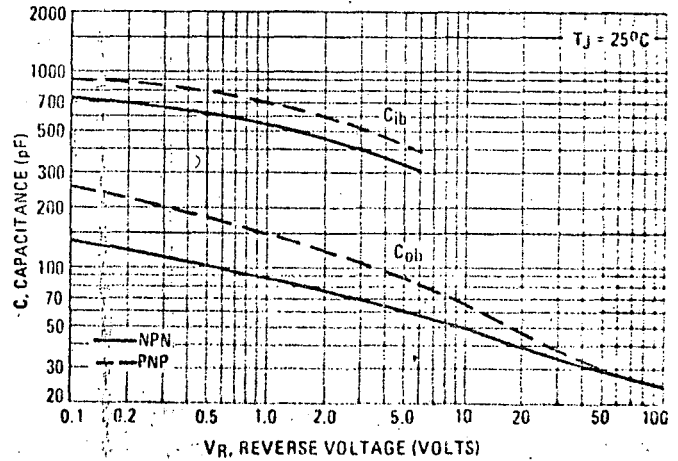
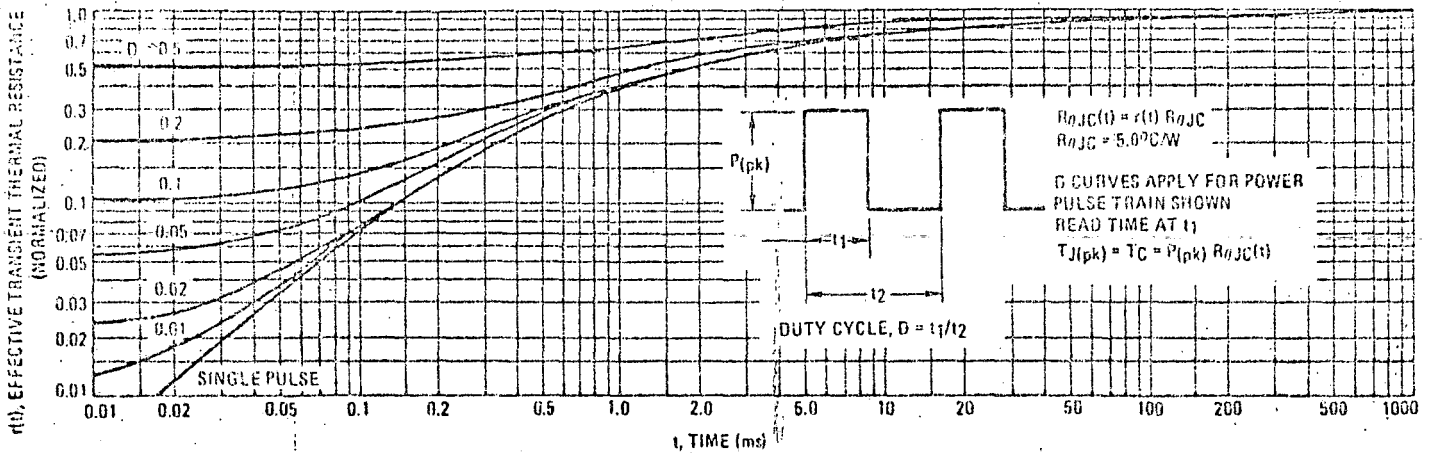


FIGURE 6 -- THERMAL RESPONSE



ACTIVE-REGION SAFE OPERATING AREA

FIGURE 7 -- 2N3583 thru 2N3585, 2N4240

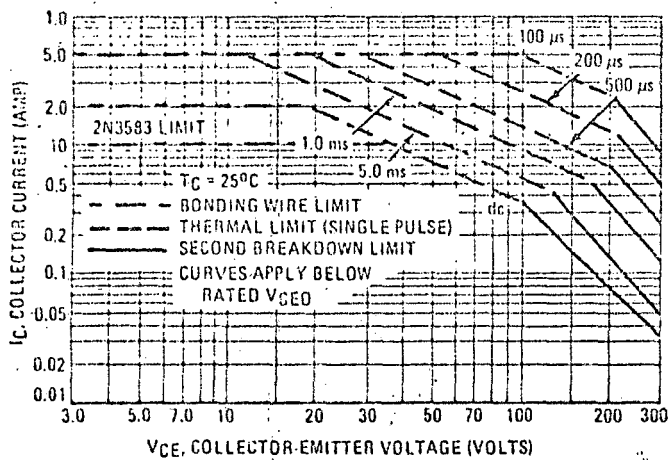


FIGURE 8 -- 2N6420 thru 2N6423

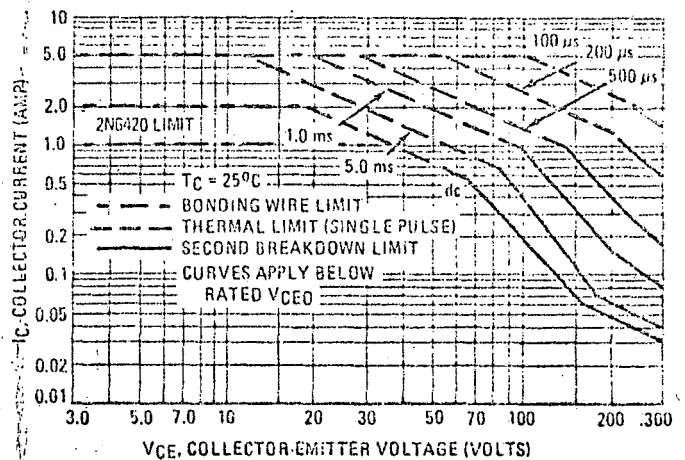
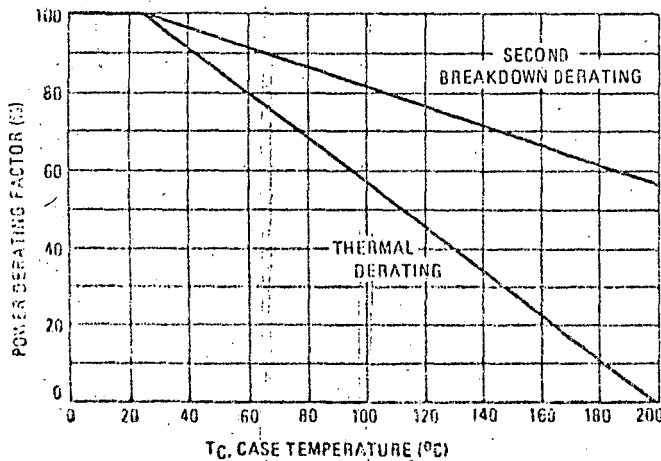


FIGURE 9 -- POWER DERATING



There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate I_C - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figures 7 and 8 is based on $T_C = 25^{\circ}\text{C}$; $T_{j(pk)}$ is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated for temperature according to Figure 9.

$T_{j(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 6. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown. Second breakdown limitations do not derate the same as thermal limitations. Allowable current at the voltages shown on Figures 7 and 8 may be found at any case temperature by using the appropriate curve on Figure 9.



NPN
2N3583 thru 2N3585, 2N4240

PNP
2N6420 thru 2N6423

FIGURE 10 - DC CURRENT GAIN

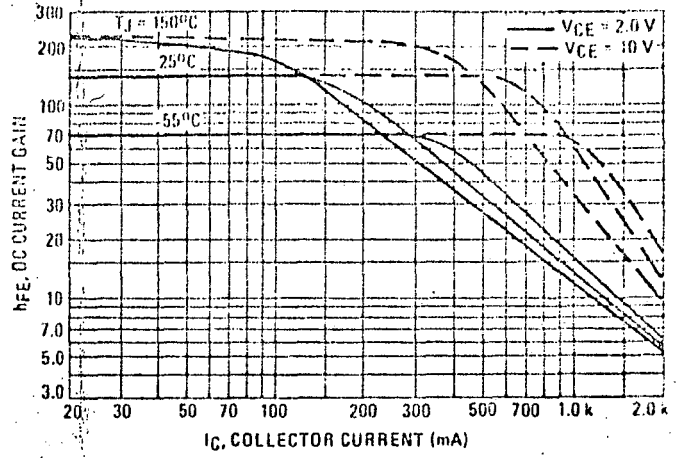
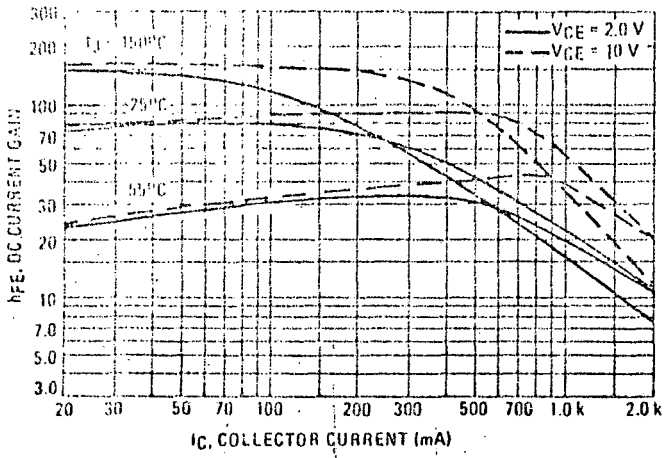


FIGURE 11 - COLLECTOR SATURATION REGION

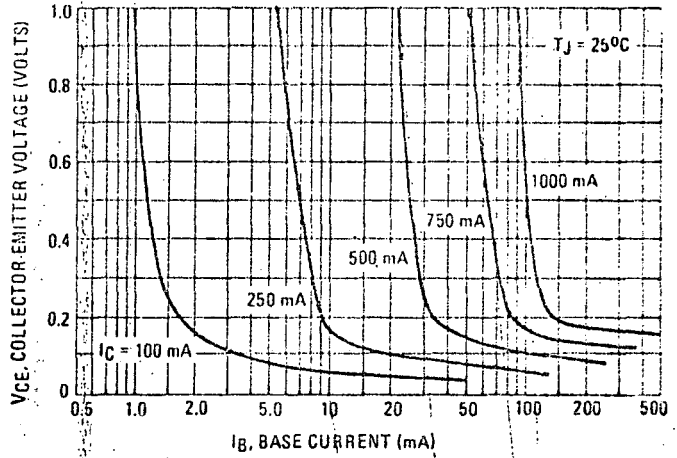
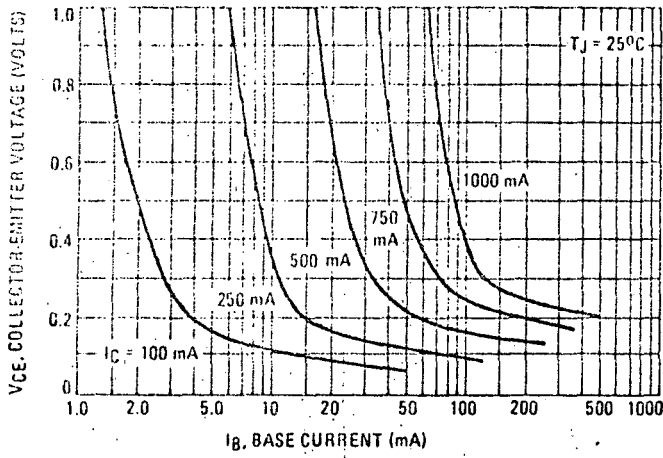
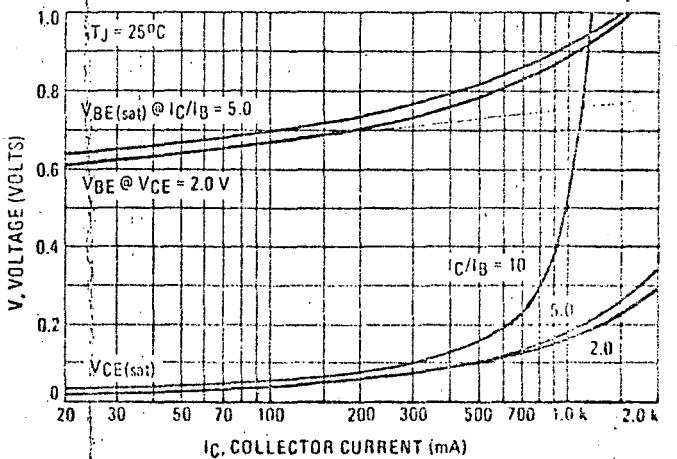
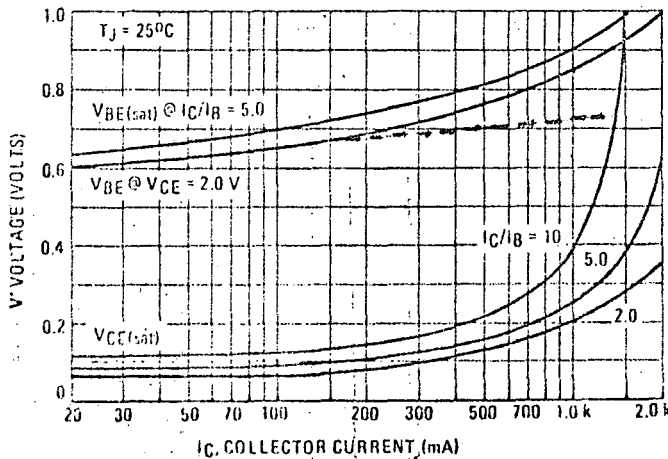


FIGURE 12 - "ON" VOLTAGES



NOTE: DC CURRENT LIMIT FOR 2N3583, 2N6420 is 1.0 Amp.



NPN
2N3583 thru 2N3585, 2N4240

PNP
2N6420 thru 2N6423

FIGURE 13 - TEMPERATURE COEFFICIENTS

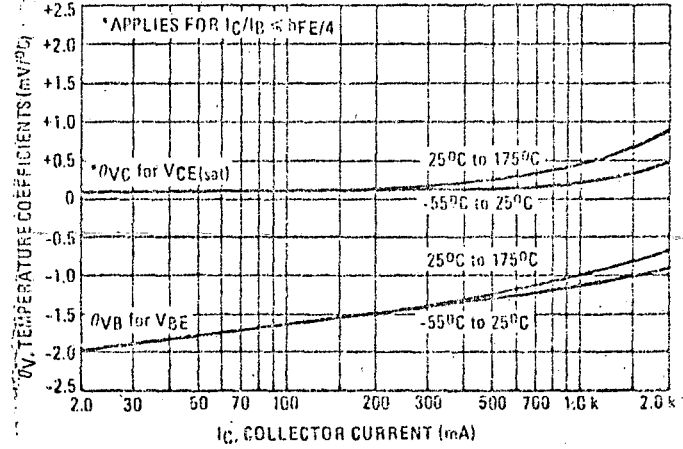
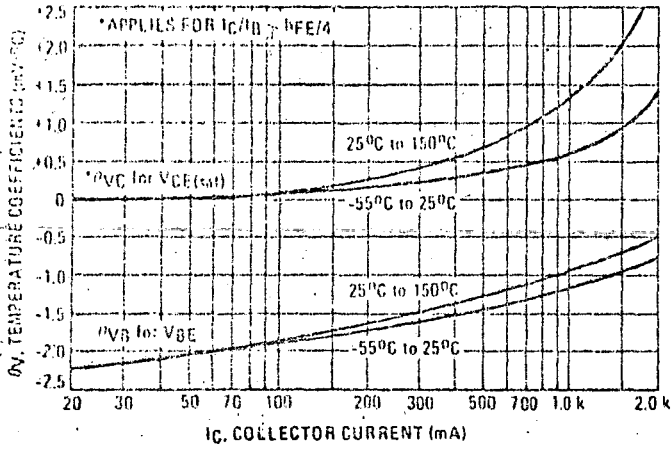


FIGURE 14 - COLLECTOR CUTOFF REGION

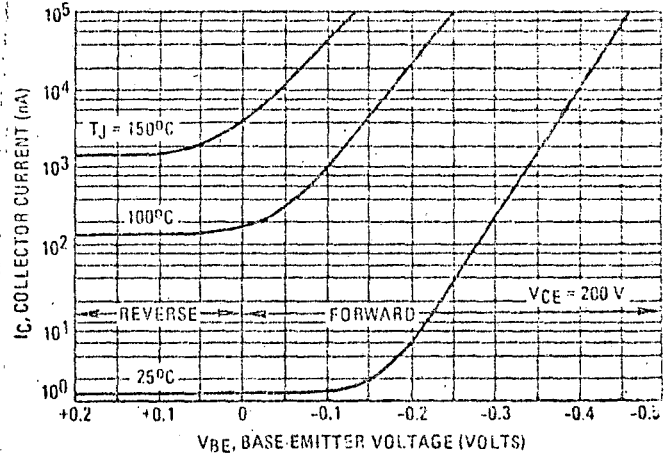
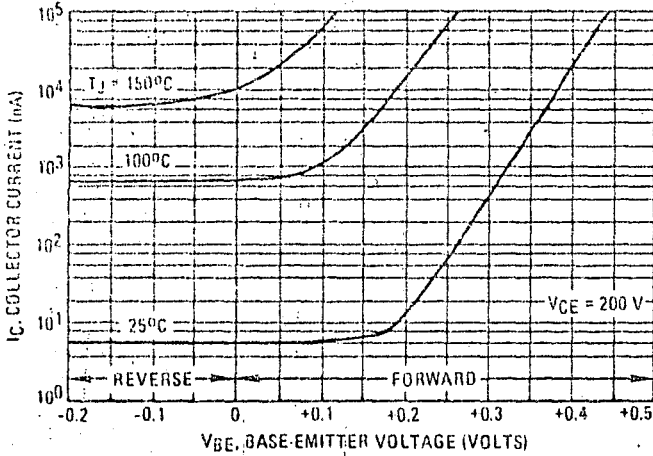
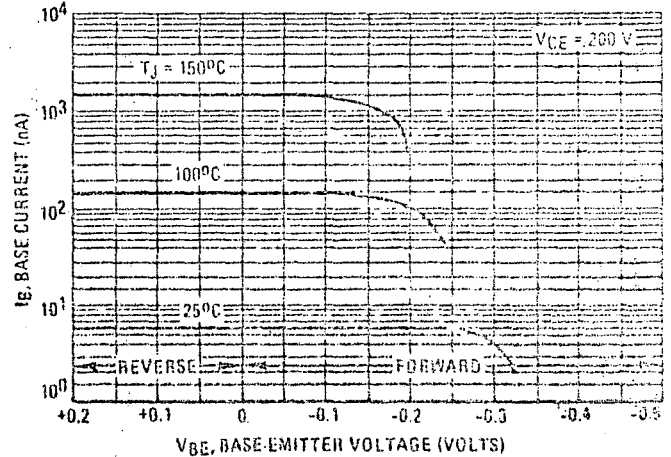
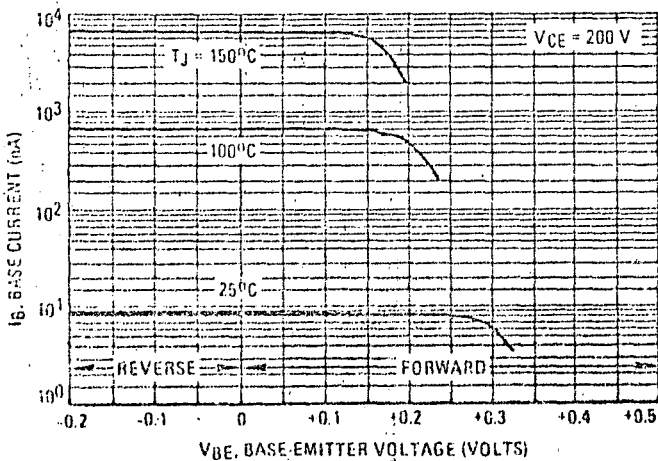


FIGURE 15 - BASE CUTOFF REGION



5.3.1 Regulador Serie.

Este regulador es el más usado en la práctica. Su uso tiene ventajas cuando se desean fuentes de voltaje constante, ya que entonces se puede optimizar el diseño para minimizar la potencia disipada por el transistor de salida (que para reguladores serie se acostumbra denominar "transistor de paso").

La figura 5.23 se muestra el esquema clásico de un regulador serie. El sistema consiste en un amplificador (incluyendo a Q) realimentado a través de R_1 y R_2 .

El voltaje en la carga es aproximadamente:

$$V_L \cong \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{ref} \quad (5.38)$$

Sin embargo, dicho voltaje tendrá variaciones debido a las limitaciones del sistema amplificador-transistor de paso. Ilustremos esto con algunos ejemplos.

5.3.1a Ejemplos

Ejemplo 1

El ejemplo más simple es el que se refiere a un amplificador con ganancia unitaria o un simple alambre. La figura 5.24 muestra este circuito simple, en el que R_1 y R_2 no se presentan, ya que su uso sería inútil, siendo que la ganancia total del amplificador es menor que la unidad.

Este ejemplo muestra al máximo las limitaciones que tendría un regulador serie. La impedancia de entrada al amplificador es baja y muy dependiente de la carga Z_L . El rechazo a variaciones en la fuente de alimentación están limitadas por dos aspectos: la conductancia entre colector y emisor del transistor, y la regulación propia del diodo Zener. El primero depende en gran parte de las características del transistor (r_o y β), y el segundo depende de valores de r_z y R_B . El valor de R_B está en sí limitado por los valores de V_{CA} , V_L , β_{CD} y la corriente de polarización que requiere el diodo zener.

El modelo de la figura 5.24 permitirá hacer un análisis de la regulación de este circuito. En este modelo solo incluimos variaciones en la alimentación (o sea v_{ca}) o en la carga (o sea i_l).

Si suponemos $i_l = 0$, y analizamos ΔV_L debido a v_{ca} , obtendremos:

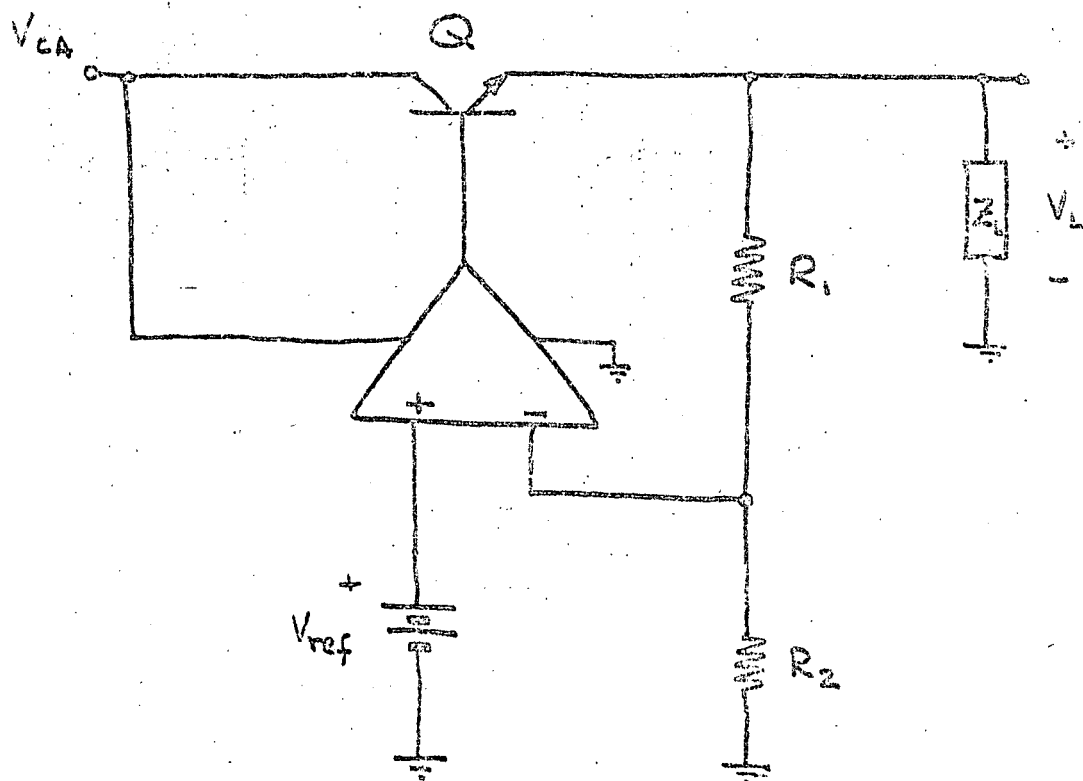


FIG. 5.23 - Esquema básico del Regulador SERIE. La alimentación (V_{CA}) se requiere también para polarizar al amplificador.

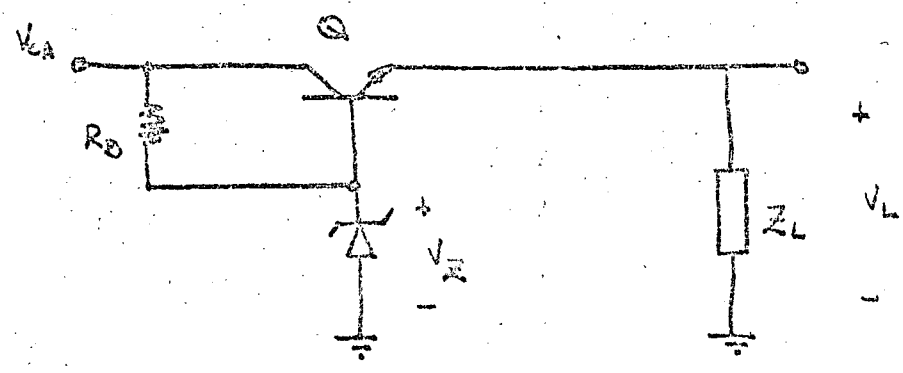


FIG. 5.24.- Regulador serie elemental. El amplificador tiene ganancia = 1 (en realidad, no hay amplificador en este esquema). R_B sirve para polarizar tanto a Q, como a la referencia Zener.

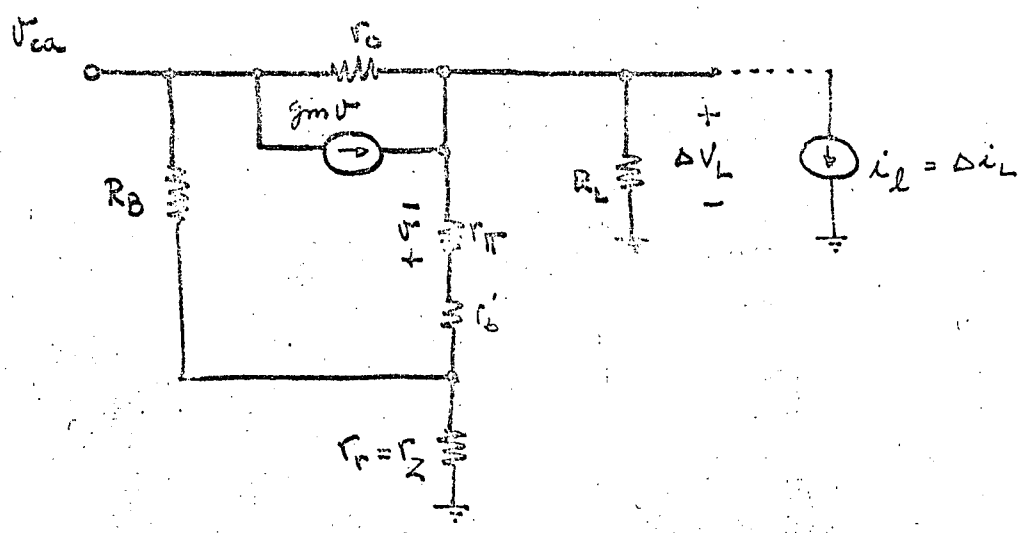


FIG. 5.25 - Modelo incremental del regulador de la fig. 5.24. Todos los voltajes y las corrientes constantes (V_{ca} y V_z) se eliminan del circuito para el análisis. i_e y V_{ca} representan los "disturbios" de la carga y la línea que causarían variaciones (ΔV_L) al voltaje nominal de salida.

$$\frac{\Delta V_L}{V_{CA}} = \frac{(\beta+1) + \frac{r_\pi + r_{b'}}{r_o} \frac{R_B}{r_o} \left| 1 + \frac{r_\pi + r_{b'}}{r_r} \right|}{\frac{R_B}{r_r} \left| (\beta+1) - \frac{r_\pi + r_{b'} + r_r}{r_o // Z_L} \right| + 1 + \frac{r_\pi + r_{b'}}{r_o // Z_L}} \quad (5.39)$$

Siendo que normalmente $r_o \gg Z_L$, $r_o \gg r_\pi + r_{b'}$, $R_B \gg r_r$, se puede simplificar la última ecuación a: $\frac{\Delta V}{V_{CA}} \cong \frac{r_r}{R_B}$

Es decir, que la regulación de línea está limitada fundamentalmente por la regulación de línea de la referencia.

Si ahora suponemos $V_{CA} = 0$ y analizamos ΔV_L con respecto a i_e , obtendremos la regulación de carga. Esta resulta ser aproximadamente:

$$\frac{\Delta V_L}{\Delta i_L} \cong Z_L // \frac{(r_\pi + r_{b'} + r_r)}{(\beta + 1)} \quad (5.40)$$

Así es que en este caso el factor de realimentación del transistor (o sea β) será el limitante de esta regulación. Obviamente si $\beta \gg 1$, la regulación será magnífica.

Las condiciones de regulación están por lo tanto dadas por las características de transistor de paso principalmente. Como ejemplo numérico, utilizaremos el transistor caracterizado en esta sección (2N3583), y un regulador con las siguientes características: Un diodo zener con $V_Z = 10V$, $r_Z = 10\Omega$; una carga resistiva de valor nominal de $100\Omega \pm 10\%$. Obviamente, V_{CA}

deberá ser mayor a $10V$; supongamos $V_{CA} = 12V \pm 1V$.

Por lo pronto, el voltaje en la carga será menor que el voltaje del zener, debido al offset del amplificador (o sea $V_{BE} \cong 0.66V$ a $I_C = 100mA$).

Entonces, el valor nominal de $V_L \cong 9.34V$, con lo que la corriente de carga nominal será $I_L = 93.4mA$. La resistencia (R_B) deberá poder proveer la corriente de base del transistor más la corriente del zener, en las peores condiciones. Las peores condiciones deberán considerar todo: temperatura, $V_{CA}(\min)$, $R_L(\min)$, $\beta_{CD}(\min)$, etc. Supondremos $\beta(\min) = 40$ (de las tablas),

$R_L(\min) = 90\Omega$ y $V_{CA}(\min) = 11V$. Con esto, $I_{B \max} \cong 2.8mA$. Supongamos

además que $I_{Z} > 2mA$ para operación adecuada. Con esto, $R_B < \frac{1V}{4.8mA} \cong 200\Omega$.

Este valor en sí limita la regulación de línea a

$$\frac{\Delta V_L}{V_{L0}} = \frac{10\Omega}{200\Omega} \times \frac{\pm 1V}{9.35V} \approx \pm 5\%$$

Este valor no es bueno desde el punto de vista de la mayoría de los reguladores. Una forma de mejorarlo, es tener V_{CA} mayor (manteniendo $V_{ca} = \pm 1V$), con lo que R_B sería mayor. Sin embargo, esto significará mayor disipación de potencia en el transistor.

Para este transistor, $\beta > 25$ y $g_m \approx \frac{94mA}{27mV} = 3.48\Omega^{-1}$ con esto se tiene $r_{\pi} > 7.2\Omega$.

Por lo tanto la regulación de carga estará dada por:

$$\frac{\Delta V_L}{\Delta i_L} \approx 100\Omega // \left[\frac{7.2 + 3.8 + 10}{26} \right] \approx 0.8\Omega$$

Para el rango de resistencia R_L se tendrá una variación de corriente aprox. igual a $\frac{V_L}{R_{Lmin}} - \frac{V_L}{R_{Lmax}} \approx 20mA$.

Por lo tanto la regulación de carga será del orden de:

$$\frac{\Delta V_L}{V_{L0}} \approx \frac{\Delta i_L}{V_{L0}} \times 0.8\Omega \approx 0.16\%$$

En añadidura, la variación del voltaje de salida con la temperatura será aproximadamente (suponiendo que todas las resistencias son independientes de la temperatura):

$$\gamma_L = \gamma_Z - \gamma_{BE}$$

ya que $V_L = V_Z - V_{BE}$.

Para el zener esta variación puede ser del orden de $10 \frac{mV}{^\circ C}$ y para el transistor del orden de $-2mV/^\circ C$, con lo que $\gamma_L \approx 12mV/^\circ C$. Por lo tanto, para un rango de temperatura de $70^\circ C$, en las uniones de los dispositivos, el voltaje a la salida puede variar tanto como $0.84V$, es decir un 9% del valor nominal.

El mínimo voltaje a través del colector-emisor del transistor debe ser tal que éste no se sature. A una corriente de $100mA$, la caída en r_c es del orden de $500mV$. Como $V_{CEmin} = V_{CA(min)} - V_{L(max)} \approx 1V > 500mV$, el transistor no se saturará a temperatura de unión $25^\circ C$. Sin embargo, cuando la tempe

ratura en la unión haya aumentado de tal forma que $V_L(T_1) = V_{L_0} + 500\text{mV}$, el transistor se saturará. Este aumento de temperatura se puede calcular:

$$\Delta T = \frac{500\text{mV}}{\gamma_L} = 41.7^\circ\text{C}$$

En resumen, este regulador es bastante pobre en rendimiento. En los siguientes ejemplos veremos formas de mejorar su diseño.

Ejemplo 2.

El circuito de la figura 5.25 muestra un regulador serie al que se le han modificado varias cosas respecto al del ejemplo anterior. Las modificaciones son:

- i) Se ha incluido un amplificador basado en Q_1 .
- ii) Se utiliza un darlington (Q_2 - Q_3) lo que aumenta la ganancia de corriente.
- iii) El diodo V_Z está polarizado a partir de un circuito cerrado lo que mejora su regulación (como se verá en el análisis).

El voltaje V_{CA} deberá ser ahora mayor, ya que el darlington se satura con un voltaje de cerca de 1V entre colector y emisor de Q_2 . Así es que ahora especificaremos $V_{CA} = 15\text{V} \pm 1\text{V}$ para deshacernos del problema de saturación. Trataremos de utilizar condiciones similares a las del problema anterior, así que $V_{L_0} = 10\text{V}$, $R_L = 100\Omega \pm 10\%$. Como $V_L \cong \frac{R_2 + R_1}{R_2} (V_Z + V_{BE_1})$, podremos escoger V_Z menor que el valor anterior. En este caso sería conveniente usar un transistor del mismo tipo que Q_1 , conectando en inversa en juntura base-emisor, con lo que el coeficiente de temperatura de ambos (Q_1 y D_Z) tenderán a cancelarse. Escogiendo a Q_1 y Q_3 y D_Z como un BC238A, se puede estimar que $V_Z + V_{BE} \cong 7\text{V}$. Con esto se conoce que $R_1 = 0.43 R_2$. Ahora bien, la corriente de polarización de D_Z puede ser aún de 1 ó 2mA. Como la corriente por Q_3 será mucho menor que I_L (ya que la β equivalente del darlington será del orden de 2000), se puede estimar que:

$$R_B \leq \frac{V_{CA(\text{min})} - V_{L(\text{max})} - V_{BE_3}}{2\text{mA}} = 1.7\text{K}\Omega$$

Por seguridad, considérese $R_B = 1\text{K}\Omega$.

El valor de R_3 se elige primordialmente para evitar que Q_3 lleve una corriente muy baja, si la β_{CD} de Q_2 llega a ser alta. Suponiendo $V_{BE_2} \cong 0.7\text{V}$

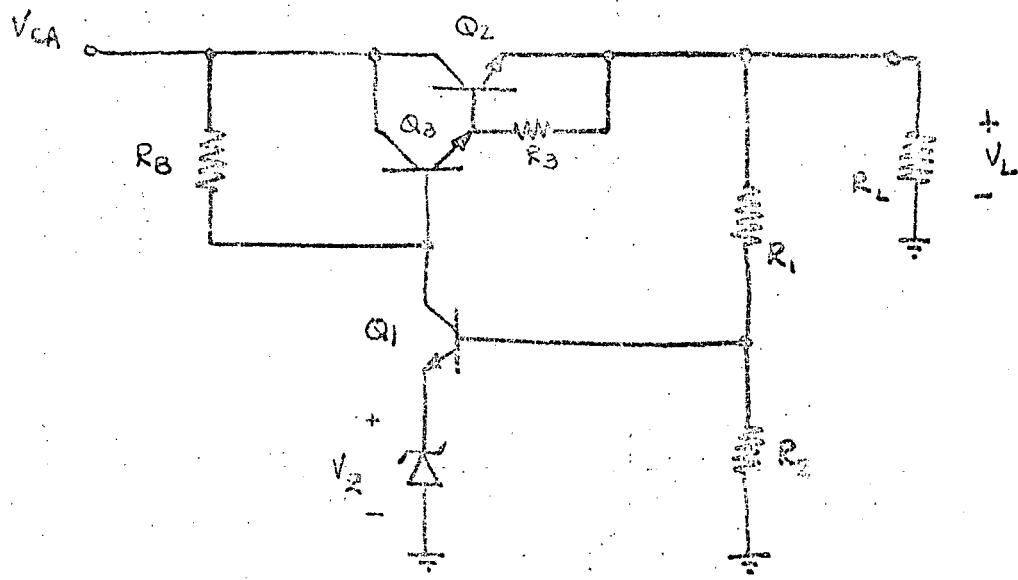


FIG. 5.25 - la adición de un amplificador (Q_1) y un darlington (Q_2-Q_3) para el transistor de paso, mejoran la regulación.

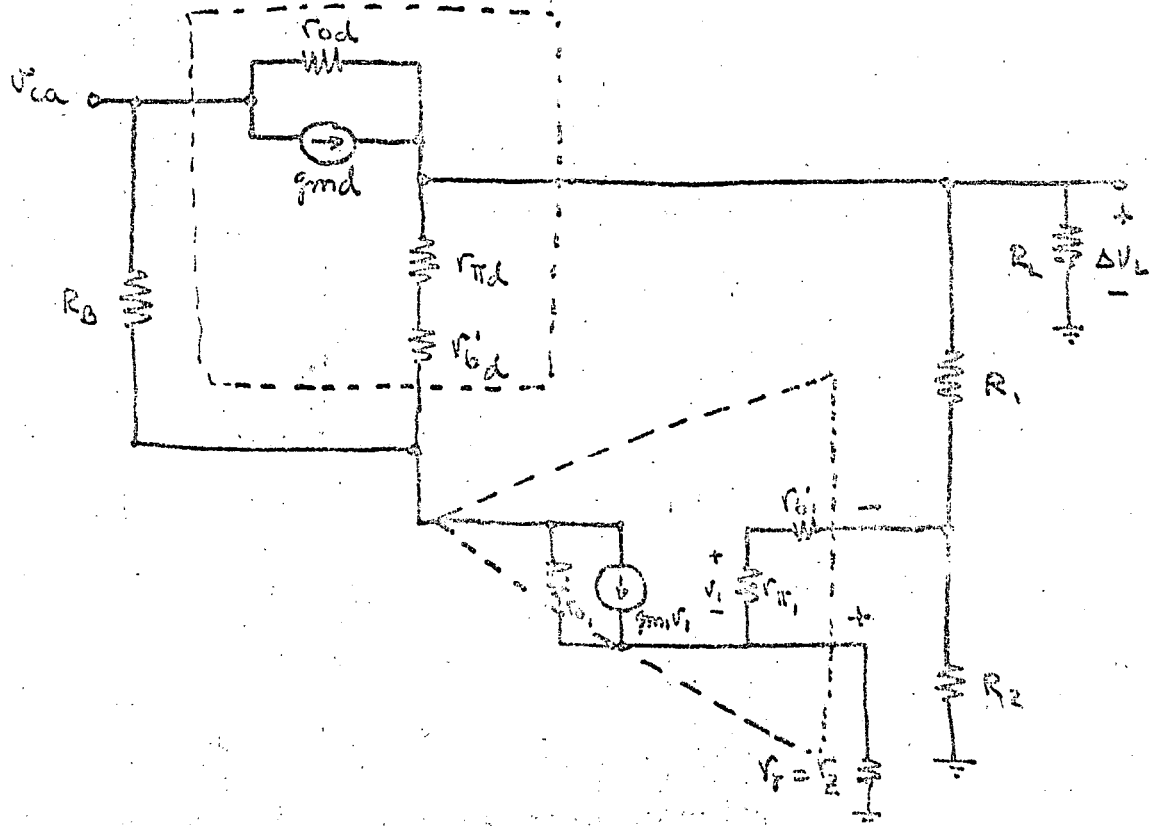


FIG. 5.26 - Modelo incremental del regulador de la FIG. 5.25. Las líneas punteadas enmarcan al amplificador y al modelo equivalente del darlington.

a $I_C \approx 100\text{mA}$, se puede elegir $R_3 \approx 350\Omega$ para que $I_{C_3} > 2\text{mA}$ siempre. Para continuar con el ejemplo daremos algunas de las características del BC238A.

$$\beta \approx 200 \quad (\beta_{CD} \approx 100) \quad r_{b'} \approx 50\Omega, \quad f_{r(\text{max})} \approx 200\text{MHz}$$

$$C_{\mu} \approx 6.5\text{pF} \quad (a\ 10\text{V}); \quad V_A \approx 100\text{V}, \quad V_T = 26\text{mV}.$$

Siendo este un sistema realimentado, es conveniente utilizar como parámetro la "ganancia de lazo" [Ref. 5:7] del circuito. Este parámetro es conveniente porque enmarca las principales características de los sistemas realimentados: disminución de ganancia, desensitividad a cambio en las componentes, modificación de las impedancias de entrada y salida, etc. Definamos la ganancia de lazo como:

$$T \triangleq \text{ganancia de lazo.} \quad (5.41)$$

En general esta ganancia de lazo para el circuito en cuestión se aproxima a:

$$T \approx a_v \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.42)$$

en donde a_v es la ganancia del amplificador.

Para este circuito se tiene que: (el subíndice d se refiere al darlington).

$$a_v \approx \frac{r_{\pi}}{r_{b'} + r_{\pi} + (\beta + 1)r_r} \text{ gm, } (R_o // R_B // (r_{b'd} + r_{\pi d} + (\beta_d + 1)(R_1 + R_2))) \quad (5.43)$$

Sin embargo, para los valores típicos de estas resistencias, es en general posible aproximar:

$$a_v \approx \frac{\beta_1 R_B}{r_{b'} + r_{\pi} + (\beta + 1)r_r} \quad (5.44)$$

Para los valores ya conocidos se obtiene para este circuito una ganancia $a_v \approx 16$. (Nótese que $r_r \approx r_{b'}$, ya que se está utilizando un BC238A conectado como zener).

Por lo tanto la ganancia de lazo valdrá:

$$T \approx 16 \times \frac{7}{10} = 11.2$$

Para conocer ahora la regulación de la carga bastará conocer la impedancia de salida del circuito. Por el tipo de realimentación que tiene, el regulador serie siempre tendrá una impedancia baja. Esta impedancia es del orden de:

$$R_o \approx \frac{(R_1 + R_2) // \frac{(r_{\pi d} + r_{b'd} + R_B // r_{\pi d}) + \beta r_r}{1 + \beta}}{1 + T} \approx \frac{1 \text{ VA}}{50} \quad (5.45)$$

En este punto es necesario conocer los valores de R_1 , R_2 y el modelo equivalente del darlington. El modelo equivalente del darlington tiene los siguientes parámetros:

$$\begin{aligned} r_{\pi d} &= r_{\pi_3} + (\beta_3 + 1) [r_{b'2} + r_{\pi_2} // R_3] \\ r_{b'd} &\cong r_{b'3} \\ \beta_d &\cong \beta_3 \beta_2 \frac{R_3}{r_{b'2} + r_{\pi_2} + R_3} \\ g_{md} &= \beta_d r_{\pi d} \\ r_{od} &\cong r_{o2} \end{aligned} \quad (5.46)$$

Para los transistores que se usan (Q_2 un 2N3583 y Q_3 un BC238A), se tiene:

$$I_{CQ_3} \cong 100\text{mA}, I_{CQ_2} \cong 4\text{mA} \text{ y } r_{\pi d} \cong 2.5\text{K}, \beta_d \cong 3500.$$

Los valores de R_1 y R_2 deben ser tales que su corriente se vea poco afectada por la corriente de base del transistor Q_1 . Para este diseño la corriente de base de Q_1 es del orden de $20\mu\text{A}$. Si se especifica una corriente de 2mA por R_1 y R_2 , esta corriente se puede considerar despreciable. Con esto $R_1 + R_2 \cong \frac{10\text{V}}{2\text{mA}} = 5\text{K}$; y de consideraciones anteriores $R_2 = \frac{7}{10} \times 5\text{K} = 3.5\text{K}$ y $R_1 = 1.5\text{K}$.

Con esto queda $R_o \cong .08\Omega$, es decir una regulación de carga de (ver el ejemplo anterior):

$$\frac{\Delta V_L}{V_{L_0}} = \frac{\Delta i_L \times R_o}{V_{L_0}} = 0.015\%$$

La regulación de línea estará limitada por el rechazo del amplificador a variaciones en la fuente de poder, y reducido por el factor de realimentación $(1 + T)$. Para este amplificador, la variación de la fuente de poder generará un cambio a la salida dado por:

$$\frac{\Delta V_L}{v_{ca}} = \left[\frac{(R_1 + R_2) // Z_L}{(R_1 + R_2) // Z_L + r_{od} \beta_d} + \frac{r_{o1} // (r_{b'd} + r_{\pi d} + (\beta_d + 1) [(R_1 + R_2) // Z_L])}{R_B + r_{o1} // (r_{b'd} + r_{\pi d} + (\beta_d + 1) [(R_1 + R_2) // Z_L])} \right] \frac{1}{(1 + T)} \quad (5.47)$$

Esta ecuación se puede simplificar, por el tamaño relativo de las resistencias a:

$$\frac{\Delta V_L}{v_{ca}} \cong \left[\frac{r_{\pi d} + (\beta_d + 1) Z_L}{R_B + r_{\pi d} + (\beta_d + 1) Z_L} \right] \frac{1}{1 + T} \quad (5.48)$$

Utilizando los valores conocidos, se obtiene $\frac{\Delta V_L}{V_{ca}} \cong 7.5\%$. Con esto, para

$V_{ca} = \pm 1V$, la regulación de línea es, referido a V_{L0} :

$$\frac{\Delta V_L}{V_{L0}} = 0.75\%$$

Otras características de este circuito son convenientes. La cancelación (en primer orden) del coeficiente de temperatura de Q_1 y Q_2 . La reducción del coeficiente de temperatura del resto del circuito por el factor $(1+T)$. La posibilidad de ajustar V_L con una sencilla variación de R_1 y/o R_2 . La ventaja de sostener una carga al circuito aunque $Z_L \rightarrow \infty$, ya que $(R_1 + R_2)$ que dan ahí en paralelo.

Las ventajas son aparentes: mejor regulación (0.8% peor caso combinado para este ejemplo contra 5.2% para el otro). Mejor coeficiente de temperatura (al menos unas diez veces mejor). Las desventajas son: mayor disipación de potencia en el transistor de paso, debido a que se requiere $(V_{CA} - V_L)$ mayor para evitar la saturación de Q_3 ; y mayor número de componentes.

Es posible comprobar que la mejoría del circuito, es función directa del factor de realimentación $(1+T)$. Por lo tanto, aumentando este factor será posible mejorar la regulación en aproximadamente ese factor. Formas de aumentar la ganancia a_v (y por tanto T), son:

- i) Aumentar la impedancia efectiva de R_B . Para esto es conveniente usar una fuente de corriente.
- ii) Aumentar β_d . Para esto es prudente aumentar R_3 , sin disminuir I_{CQ_3} en demasía.

Estas modificaciones se tienen en el circuito de la figura 5.27. El costo de la mejoría en la regulación serán: más elementos (Q_4 y DZ_2) y mayor disipación de potencia en el transistor de paso (Q_2), ya que la fuente de corriente requiere el voltaje del zener (DZ_2) en adición al voltaje de la carga más el voltaje del darlington. La regulación de línea será ahora magnífica, aunque la impedancia de salida del circuito aumentará. Conectando R_3 a tierra, su valor aumentará a 5K para mantener $I_{CQ_3} > 2mA$. La ganancia de lazo de este circuito será del orden de 600, dado que r_{o1} y r_{o4} serán del orden de 100K. La regulación de línea mejorará a aproximadamente 0.05% debido tanto a la fuente de corriente, como al factor de realimentación.

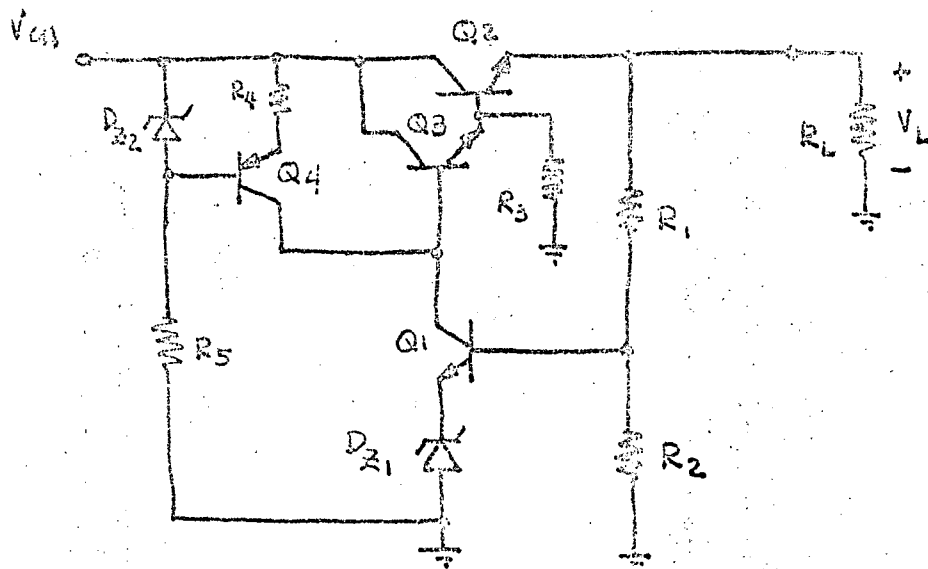


FIG. 5.27.- La fuente de corriente ($Q_4 - R_4 - D_{z2}$) es casi independiente del valor de V_{cc} , y sirve para aumentar la ganancia de lazo del amplificador.

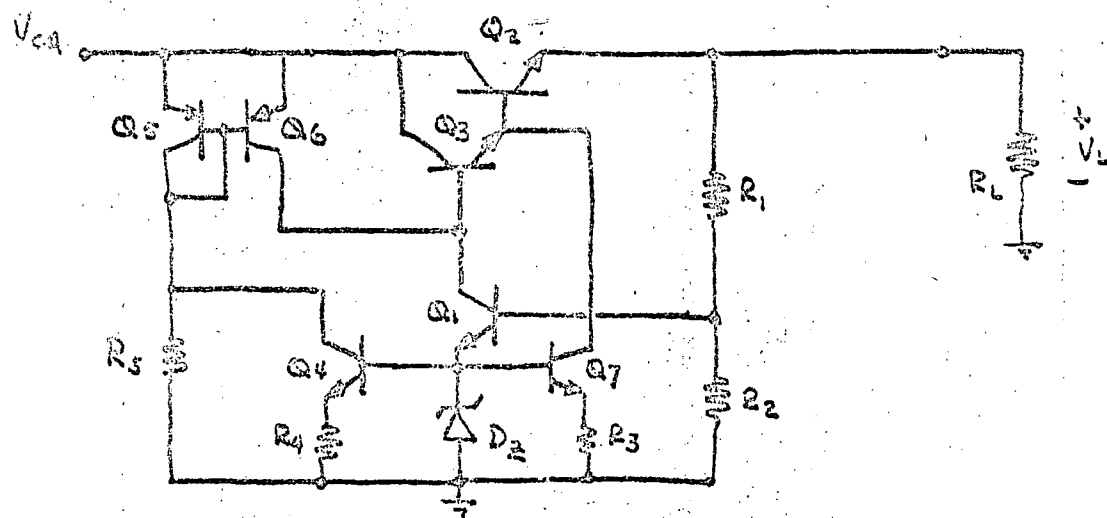


FIG. 5.28.- Regulador serie que utiliza fuentes de corriente y autopolarización. La corriente de D_{z3} proviene de Q_6 , que a su vez está polarizado por $Q_5 - Q_4 - R_4$, y estos a su vez por D_{z3} .

La impedancia de salida aumentará al incrementarse R_3 y la carga en la base de Q_3 . Sin embargo, el aumento en la ganancia de lazo compensa en buena parte este aumento, quedando $R_o \cong \frac{R_3}{\beta_2+1} \frac{1}{1+T} \cong 0.4\Omega$, con lo que la regulación de carga se reduce a un 0.08%, y la regulación total a un peor caso combinado del orden de 0.15%.

Ejemplo 3. AUTOPOLARIZACION

La regulación de línea de este circuito puede maximizarse utilizando un sistema llamado autopolarización. Su nombre se deriva del hecho de polarizar la referencia en un circuito de realimentación positiva. El ejemplo que muestra la figura 5.28 ilustra este principio. El transistor Q_1 recibe su corriente de polarización en el colector de la fuente de corriente Q_5-Q_6 . El transistor Q_1 permite entonces que Q_2 y Q_3 estén encendidos y por tanto que D_Z tenga alguna corriente (que además resulta ser casi igual a I_{CQ_1}). Sin embargo, la corriente de Q_5-Q_6 está generada por $Q_4-R_4-D_Z$, con un valor aproximado de $\frac{V_Z - V_{BE_4}}{R_4}$. Este sistema contiene una realimentación positiva que evita a la corriente I_{CQ_4} variar, quedando muy independiente de V_{CA} . Por ser este un sistema con realimentación positiva, existe el caso en el que el circuito no encendiese; ya que si $V_Z = 0$, entonces $I_{CQ_4} = I_{CQ_6} = 0$, y por tanto Q_1 , Q_2 y Q_3 están apagados, con lo que V_Z se mantiene en cero. Para evitar esto, se incluye una resistencia R_5 de un alto valor, cuya función es proporcionar suficiente corriente a Q_5-Q_6 para encender el sistema regenerativo a través de $Q_3-Q_2-Q_1-D_Z-Q_4$. En este circuito hemos añadido una fuente de corriente en el emisor de Q_3 , lo cual aumenta β_d y T , pero también aumenta la resistencia de salida del circuito, con lo que se deteriora la regulación de carga.

Ejemplo 4 .

La accesibilidad y bajo costo de los amplificadores integrados permite hoy en día, con suma facilidad y bajo costo construir reguladores como el de la figura 5.29. Este circuito está autopolarizado a través de R_3 . Un resistor de alto valor (R_4) se utiliza para asegurarse que el circuito "arranque".

La ganancia de lazo del circuito está dada por la ganancia del amplificador y la atenuación de R_1 y R_2 . Esta ganancia es típicamente del orden de 10^4 .

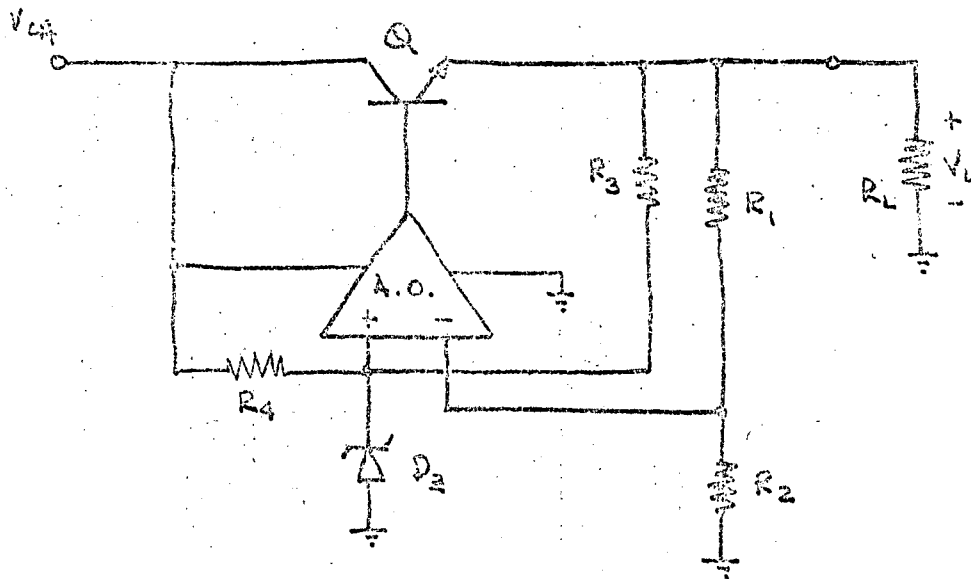


FIG. 5.29 - Regulador serie utilizando un amplificador operacional.

El zener está autopolarizado a través de R_3 . R_4 garantiza que el zener encienda. El transistor de paso puede ser un darlington.

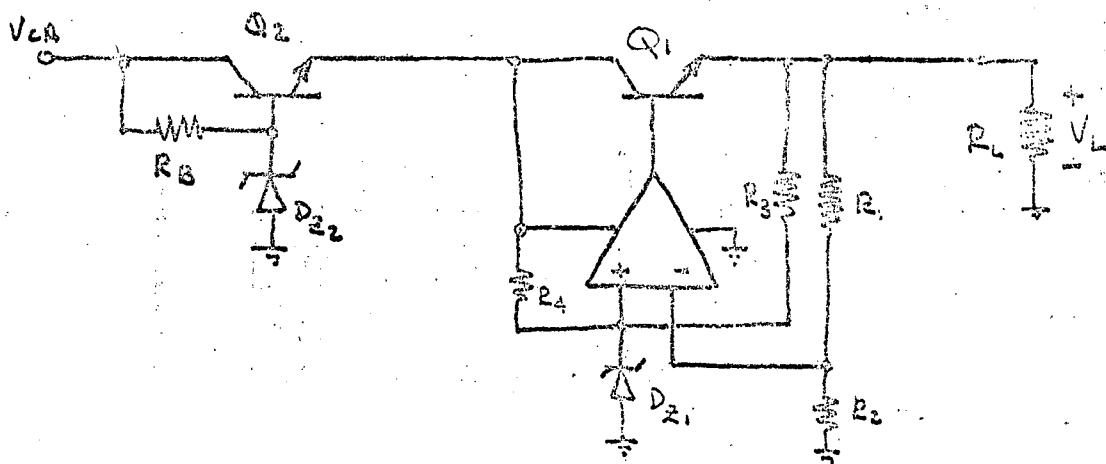


FIG. 5.30 - Uso de pre-regulación (ó cascodo) para mejorar la regulación de línea. La diferencia ($V_{ca} - V_L$) debe ser mucho mayor para este circuito.

La impedancia de salida de un A.O. es típicamente 100Ω , con lo que la impedancia de salida del circuito completo es despreciable. En estos casos, la resistencia de salida del regulador es prácticamente la resistencia de alambre entre el regulador y la carga. Típicas resistividades de alambre de cobre se dan a continuación:

| | |
|----------------|-------------------------------|
| Alambre No. 22 | $\rho = 53 \Omega/\text{Km}$ |
| Alambre No. 20 | $\rho = 33 \Omega/\text{Km}$ |
| Alambre No. 18 | $\rho = 21 \Omega/\text{Km}$ |
| Alambre No. 10 | $\rho = 3.3 \Omega/\text{Km}$ |

Dado el alto rechazo a variaciones en la fuente de poder que tienen normalmente los A.O. (típicamente 80db de rechazo), la regulación de línea está normalmente dada por:

$$\frac{\Delta V_L}{V_{CA}} \cong \frac{R_L}{(1+T)r_{oQ}} \quad (5.49)$$

En donde r_{oQ} es la resistencia de salida del transistor de paso y $(1+T)$ es el factor de realimentación. Con todo, para altas corrientes r_{oQ} se reduce y la regulación de línea es en general el peor parámetro de este circuito. Una forma de mejorar la regulación de línea es pre-regular el voltaje en el colector del transistor de paso. Esto requiere de otro transistor de paso, por lo que la configuración resultante asemeja al circuito llamado cascodo. La figura 5.30 muestra un circuito como este. Q2-DZ₂-R3 forman el pre-regulador. Q3-R4 forman una fuente de corriente para la referencia principal. Aunque evidentemente este circuito es mucho mejor en regulación, requiere de mayor voltaje V_{CA} , un transistor de paso adicional y una referencia (DZ₂) mayor que el voltaje de carga máximo. Estas adiciones representan un incremento substancial en el costo del sistema.

5.3.2 Regulador Paralelo

Este regulador es en general menos usado que el tipo serie. Su principal uso es en aquellas circunstancias en las que la carga es muy variable, y especialmente si ésta es muy pequeña (por ejemplo $R_L \cong 1\Omega$). El transistor Q llevará corriente en paralelo con la carga, y para propósitos de regulación intenta mantener una corriente constante a través de R_{CA} . Por esto, el transistor disipará más potencia mientras menor sea la corriente a través de la carga.

De nuevo, por ser este otro sistema realimentado, se tendrá que:

$$V_L \cong \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{ref} \quad (5.50)$$

y también de nuevo, la regulación del sistema dependerá del factor de realimentación $(1 + T)$, siendo:

$$T \cong a_v \frac{\beta(Z_L // R_{CA})}{(r_b' + r_\pi)} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.51)$$

En esta ecuación, los parámetros β , r_b' y r_π se refieren al transistor de salida Q. A este transistor, a diferencia del regulador serie, se le acostumbra llamar "transistor Shunt". La resistencia R_{CA} es típicamente la resistencia de salida del circuito rectificador-filtro. Para obtener una buena regulación, es siempre deseable que $R_{CA} > Z_L$, aunque esto no es una condición necesaria. (Nótese que R_{CA} disipará siempre más potencia que Z_L , y que ésta será aproximadamente constante (en promedio)). Por otro lado, la restricción $(V_{CAmin} - V_{Lmax})$, y estará dada básicamente por el valor mínimo obtenido en R_{CA} . Así que típicamente, si $R_{CA} \cong Z_L$ entonces,

$$V_{CAmin} \geq 2 V_{Lmax}.$$

De nuevo procederemos a ejemplificar prácticamente las limitaciones del regulador.

5.3.2.a Ejemplos

Ejemplo 1: Uno de los circuitos más típicamente empleados para regulación paralelo se muestra en la figura 5.3.2. Transistores PNP (Q_2 y Q_3) se emplean para cambiar el nivel de

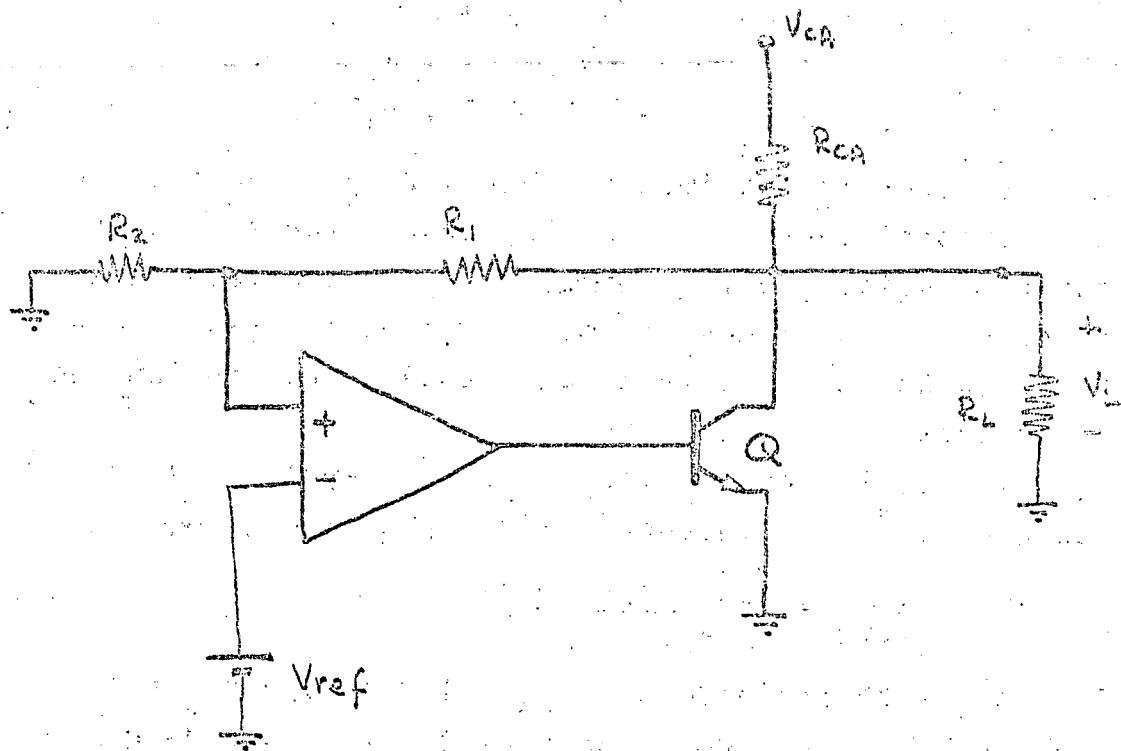


FIG. 5.31 - REGULADOR PARALELO.

C.D., ya que típicamente $V_{BE} \ll V_{ref}$ o V_L . Aunque no es necesario usar Q_3 y R_E (o sea, que R_1 podría ser conectado directamente al emisor de Q_2), su presencia ayuda en mucho a aumentar la ganancia de lazo. Dicha ganancia de lazo es dependiente en parte del valor de $(V_{CA} - V_L)$, R_E y R_4 , ya que conjugan la corriente de polarización del par diferencial. La ganancia del amplificador es aproximadamente:

$$A_V \cong \frac{[R_4 // (r_{\pi_1} + r_{b_1}')] \beta_2}{2(r_{\pi_2} + r_{b_2}') + r_z + R_1 // R_2} \quad (5.52)$$

Para conocer los parámetros de Q_1 , Q_2 y Q_3 debemos conocer en qué condiciones trabajan los transistores, además de las características de los mismos. Para reducir el número de cálculos, usaremos los mismos tipos de transistores (Los PNP's serán un equivalente al BC238A) que en los ejemplos anteriores.

Igualmente, las especificaciones del regulador serán las mismas que para el regulador serie. Calculando la corriente en Q_1 :

$$I_{CQ_1} \cong \frac{V_{CA} - V_{Lo}}{R_{CA}} - \frac{V_{Lo}}{R_2} \quad (5.53)$$

Para $R_{CA} = 20\Omega$ (siendo que $V_{CA} = 15V \pm 1V$ y $V_{Lo} = 10V$), se tiene que $I_{CQ_1} \cong 150mA$. Se debe tener cuidado de que para el peor caso (mínimo V_{CA} y máxima corriente en la carga), el transistor Q_1 aun tenga una cantidad apropiada de corriente. Esta condición está dada aproximadamente por:

$$I_{CQ_1 \min} \cong \frac{V_{CA \min} - V_{Lo}}{R_{CA}} - \frac{V_{Lo}}{R_{L \min}} \quad (5.54)$$

Esta condición dará el máximo valor permisible para R_{CA} (o bien, dado R_{CA} , establecerá $V_{CA \min}$ permisible).

Con $I_{CQ_1} = 150mA$, se tiene: $r_{\pi_1} \geq 3.1\Omega$ y $r_{b_1}' \cong 3\Omega$.

La corriente de base de Q_1 (en C.D.) será del orden de $3.8mA$ para un $\beta_{CD_1} \cong 40$. Esto especifica la corriente mínima que circulará por Q_2 y Q_3 . Si se especifica que $I_{CQ_2} = I_{CQ_3} = 4.5mA$. Con esto se pueden calcular R_E y R_4 . Como $V_{CA} - V_Z$

$\approx 8V$, se tiene que $R_E = \frac{8-0.7}{9mA} \approx 0.8K\Omega$. Además, $R_4 = \frac{4.5mA-3.8mA}{0.7V}$
 $\approx 1K\Omega$. El valor de R_3 depende de la corriente que se desee en el diodo zener en promedio. Para $I_Z \approx 1mA$, se tendrá $R_3 \approx 8K\Omega$.
 Con las corrientes especificadas para Q_2-Q_3 , se tendrá que r_{π_2}
 $\approx r_{\pi_3} \approx 1.1K$, con $\beta_1 = \beta_2 = 200$. Utilizaremos los mismos valores para v_Z , R_1 y R_2 usados en la sección anterior ($r_Z = 50\Omega$, $R_2 \approx 3.5K$ y $R_1 = 1.5K$), con lo que $R_1 // R_2 \approx 1.2K$. Por lo tanto, se puede calcular la ganancia del amplificador, y obtener $a_v \approx 0.1$. Con esto, $T \approx 0.1 \times 20 \times \frac{(20//100)}{6} \approx 6$.

En este tipo de circuito, resulta ser que la regulación de línea y de carga son similares, ya que la alimentación aparece como una carga al amplificador. La impedancia de salida del circuito, visto desde R_L o desde R_{CA} tiene forma similar. O sea, si se "desconecta" R_L del sistema, la resistencia de salida es aproximadamente igual a:

$$R_o' \text{ (para } R_L) \approx \frac{R_{CA}}{1+T'} \quad (5.55)$$

En donde $T' = T \frac{R_{CA} + R_L}{R_L}$, ya que la ganancia de lazo aumenta al aumentar la carga R_L (antes se tenía $R_L // R_{CA}$, y al "desconectar" R_L , se obtiene R_{CA}).

Similarmente "desconectando" R_{CA} , se obtiene $R_o'' \approx \frac{R_L}{1+T''}$, en donde $T'' = \frac{R_{CA} + R_L}{R_{CA}} T$.

Nótese que si $T \gg 1$, entonces:

$$R_o' \approx \frac{R_L // R_{CA}}{T} \approx R_o'' \quad (5.56)$$

$(T \gg 1)$

Para estimar ΔV_L debido a cambios en la alimentación (v_{ca}), se deben considerar tres aspectos:

- 1) La regulación de línea del zener amplificador.
- 2) El rechazo del amplificador a variaciones en la batería y
- 3) La transmisión a través de R_{CA} al nodo regulado. Este análisis dará aproximadamente que:

$$\frac{\Delta V'_L}{v_{ca}} \cong \underbrace{\frac{r_z}{r_z + R_3} \frac{R_2 + R_1}{R_2}}_1 + \underbrace{\frac{2R_{\pi_2} + R_1 // R_2}{R_E + 2r_{\pi_2} + R_1 // R_2} \frac{1}{1+T}}_2 + \underbrace{\frac{R_0''}{R_{CA} + R_0''}}_3 \quad (5.57)$$

El último término de esta ecuación se puede reescribir usando la aproximación de que $T \gg 1$, con lo que:

$$\frac{\Delta V'_L}{v_{ca}} \cong \frac{r_z}{R_z + R_3} \frac{R_2 + R_1}{R_2} + \frac{2r_{\pi_2} + R_1 // R_2}{R_E + 2r_{\pi_2} + R_1 // R_2} \frac{1}{(1+T)} + \frac{R_L // R_{CA}}{R_L // R_{CA} + T R_{CA}} \quad (5.58)$$

Para los valores que se tienen esta ecuación queda:

$$\frac{\Delta V_L}{v_{ca}} = 0.009 + 0.11 + 0.125 = 0.25.$$

Para variaciones en la carga (ΔR_L), se tiene:

$$\frac{\Delta V_L}{V_{L_0}} \cong \frac{R_0'}{R_0' + (\Delta R_L + R_L)} \frac{\Delta R_L}{R_L} \quad (5.59)$$

Si se aproxima $R_0' \cong \frac{R_0 // R_{CA}}{T}$, entonces se puede reescribir.

$$\frac{\Delta V_L}{V_{L_0}} \cong \frac{R_{CA} // R_L}{R_{CA} // R_L + T(R_L + \Delta R_L)} \frac{\Delta R_L}{R_L} \quad (5.60)$$

Para los valores que tenemos, $\frac{\Delta V_L}{V_{L_0}} \cong 0.033$. O sea que la regulación de línea es del orden de 25% y la de carga del orden de 3.3%, lo que da una regulación combinada de 28% en el peor caso. Este pobre resultado puede ser mejorado si T se incrementa notoriamente y se mejora la regulación del zener. Esto se hará en el siguiente ejemplo.

Antes de pasar al siguiente ejemplo, hacemos notar que el coeficiente de temperatura del regulador es aproximadamente:

$$\gamma_{\text{Reg}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \gamma_Z \quad (5.61)$$

En este ejemplo hemos usado un zener compensado, en el que se utilizan dos BC238A conectados "espalda con espalda", de forma que uno actúe como zener y el otro diodo. Igualmente, el ruido del zener será amplificado $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$ veces por el circuito.

Ejemplo 2

La figura 5.33 muestra al circuito regulador paralelo modificado. Las "cargas activas" (ref. 5.6) Q_5 - Q_6 y el darlington Q_4 - Q_1 se han agregado para aumentar la ganancia del amplificador. Al aumentar la impedancia en el colector de Q_2 se ha aumentado la ganancia del circuito en la proporción de dicho aumento. Sustituyendo al factor $(r_{\pi_1} + r'_{b_1})$ de la ecuación (5.52) por el nuevo valor de resistencia (aprox. $2[\beta_4(r_{\pi_1} + r'_{b_1}) + r_{\pi_4}]$), la ganancia aumenta a $a_v \approx 65$ (para $I_{CQ_4} \approx 2\text{mA}$).

Por otro lado, la ganancia de Q_4 - Q_1 es aproximadamente la mitad de la ganancia de Q_1 solo (típico de un darlington), con lo que el nuevo valor de la ganancia de realimentación es del orden de 200. Con esto solo, la regulación total deberá mejorar por un factor de 30 aproximadamente. Sin embargo, otras modificaciones del circuito mejorarán todo el sistema.

A través de la ruta: DZ \rightarrow Q7, R3 \rightarrow Q8, Q9 \rightarrow DZ, el diodo zener se encuentra autopolarizado (se recomienda incluir una resistencia grande, del orden de 100K Ω en paralelo con Q9, para asegurarse de que el sistema puede "arrancar").

La fuente de corriente estabilizada (Q7-R3), sirve también de alimentación al par diferencial, aumentando su rechazo a señales de la alimentación. Por otro lado, la conexión Q5-Q6 como carga al par Q2-Q3 causa que la ganancia del circuito sea "casi diferencial", con lo que se mejora aún más el rechazo a señales de la alimentación (sea señales de "modo común" para el amplificador diferencial Q2-Q3-Q5-Q6). Como resulta-

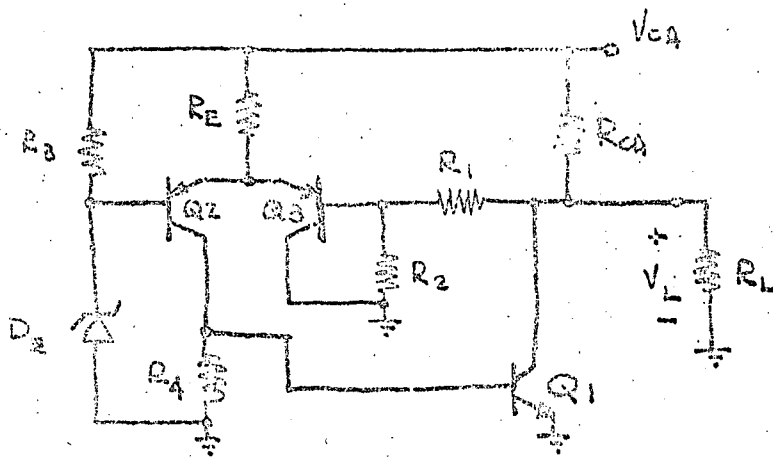


FIG. 5.32 - Regulador paralelo. Los PNP's son necesarios para adaptar el nivel de voltaje de C.D., ya que $V_{BE1} \ll V_E$ ó V_L .

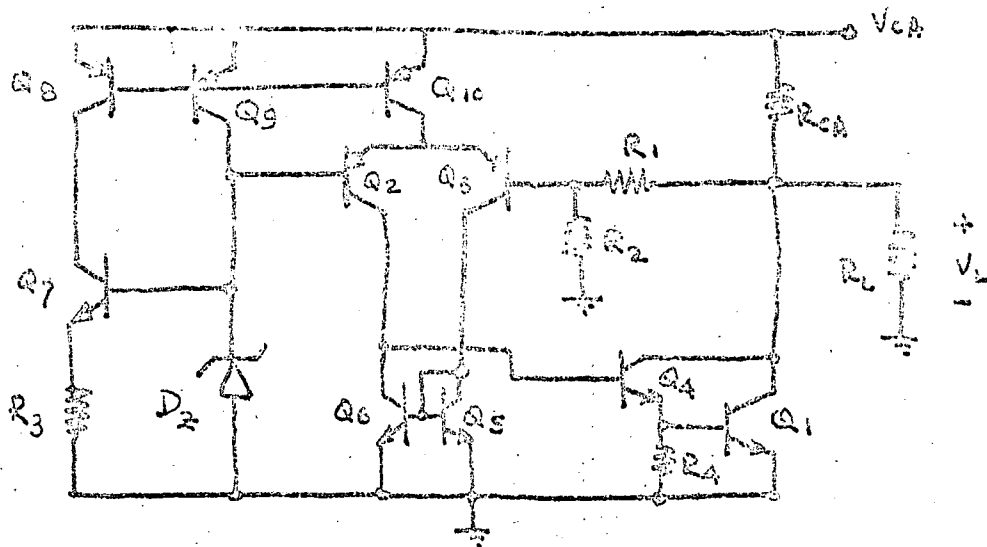


FIG. 5.33 - Aumentando la ganancia de lazo en cargas activas ($Q1-Q6$) y darlington ($Q1-Q4$), y añadiendo autopolarización ($D2 \rightarrow Q7, R3 \rightarrow Q8 \rightarrow Q9 \rightarrow D2$) se obtiene mejor regulación.

do, la principal causa de señal dependiente de la alimentación es a través de R_{CA} . Con esto, usando $T=200$, se obtiene una regulación de línea de 0.04% y de carga del orden de 0.1%, para una regulación de peor caso combinada de 0.14%. El coeficiente de temperatura y el ruido tendrán el mismo efecto que en el ejemplo anterior.

Ejemplo 3.

Utilizando un A.O., el circuito de la figura 5.34 sería típico. El zener está autopolarizado a través de R_3 .

El resistor R_5 , a través de R_{CA} y R_1 garantiza que el diodo zener se encienda. El darlington se usa como elemento de potencia.

En algunas ocasiones, R_{CA} se realiza con un "chock". Es decir, con un inductor de potencia. Esto tiene la ventaja de aumentar la ganancia de lazo a "altas" frecuencias, con lo que mejora notablemente la regulación.

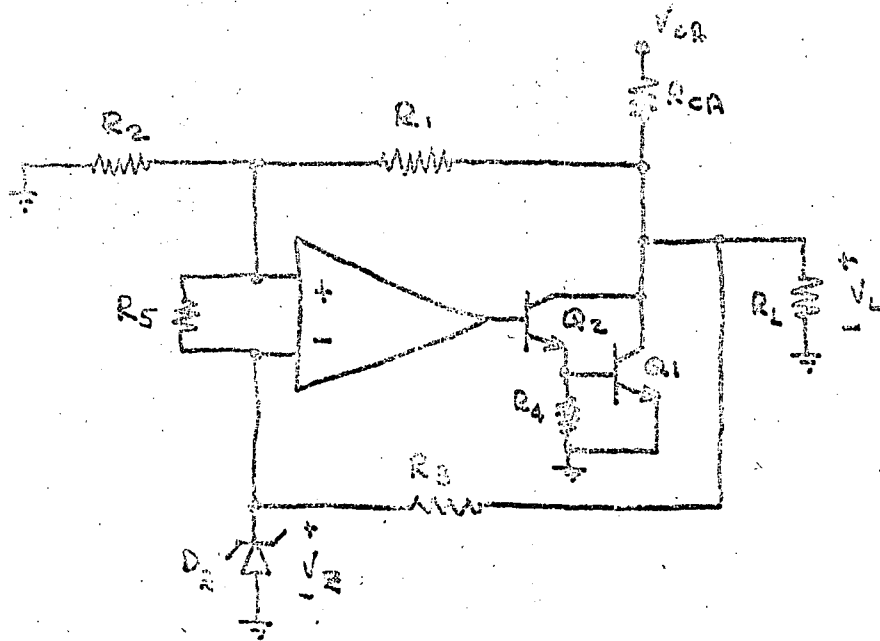
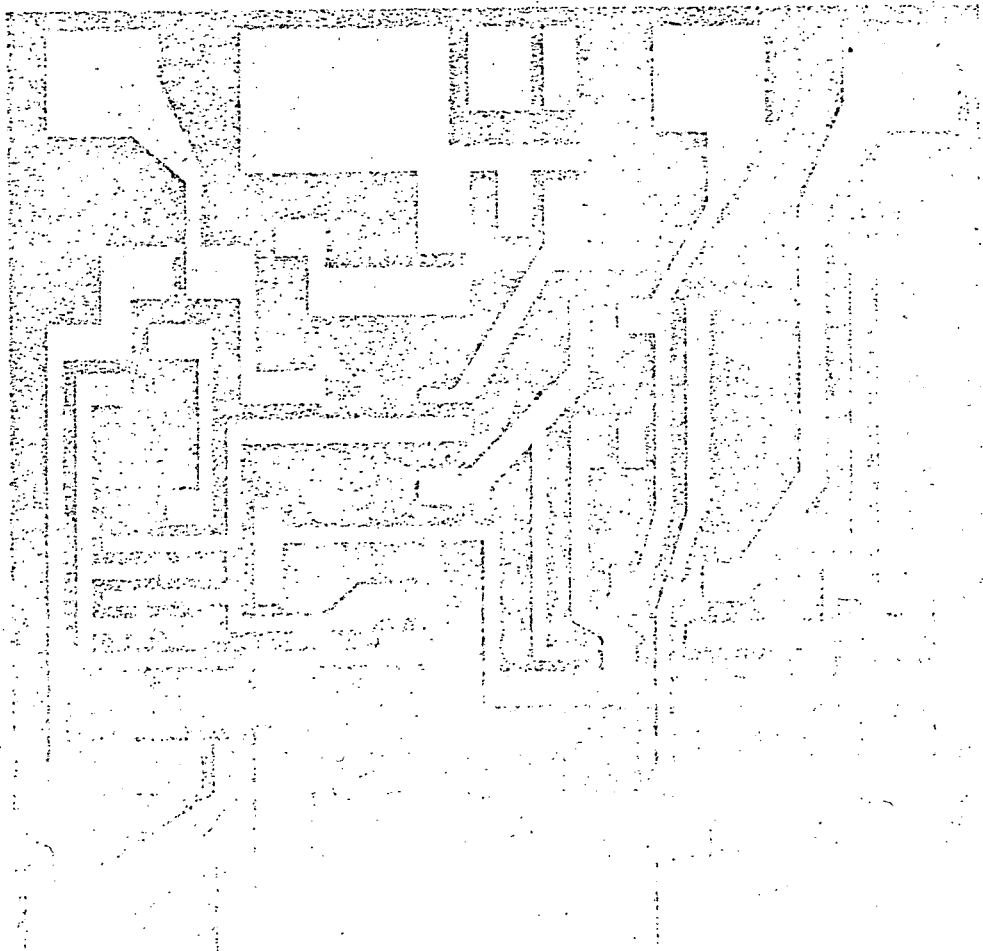


FIG. 5.54 - Regulador paralelo usando Amp. Operacional. El zener está autopolarizado a través de R_3 . Para asegurar el encendido del circuito, se agrega $R_5 \cong 100K$. El darlington no es siempre necesario, dada la alta ganancia del A.O.

A VERSATILE, MONOLITHIC VOLTAGE REGULATOR



INTRODUCTION

The great majority of linear integrated circuits being produced today are DC amplifiers, particularly operational amplifiers. This has come about both because the DC operational amplifier is a basic analog building block and because this device makes good use of the well-matched characteristics of monolithic components, characteristics which are normally expensive to duplicate with discrete parts. A voltage regulator is a circuit which requires similar precision. As shown in the diagram of Figure 1, a basic regulator circuit employs an operational amplifier to compare a reference voltage with a fraction of the output voltage and control a series-pass element to regulate the output.

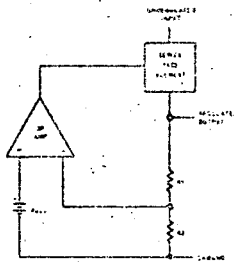


FIGURE 1. Basic Series-Regulator Circuit

Perhaps the reason that monolithic regulators have not appeared sooner is because it is difficult to make one design flexible enough to satisfy an appreciable percentage of the market. Different systems require vastly different output voltages and currents, as well as varying degrees of regulation. In addition, the current handling ability of monolithic circuits is limited because of the large physical die size of high-current transistors. Power dissipation is also a factor, since there are no readily available multi-lead power packages for integrated circuits.

A design is presented here which is versatile enough to overcome many of these problems. It is able to deliver regulated voltages which are externally adjustable from 2V to 30V, operating as either a linear, dissipating regulator or a high efficiency switching regulator. This covers the range from low-level logic circuits to the majority of solid-state linear systems. Although the output current of the integrated circuit is limited (12 mA), an external transistor can be added for currents

to 250 mA. A second external power transistor will enable the regulator to deliver currents in excess of 2A.

The regulation is better than 1-percent for widely varying load and line conditions. The device also features 1-percent temperature stability over the full military temperature range, externally adjustable short-circuit-current limiting, fast response to both load and line transients, a small standby power dissipation, freedom from oscillations with varying resistive and reactive loads, and the ability to self start with any load.

VOLTAGE REFERENCE

The voltage reference of a regulator is normally a temperature compensated avalanche diode. Commercially available diodes have a breakdown voltage temperature coefficient of 0.01-percent/°C to 0.0005/°C, depending on selection. Normal integrated circuit processing yields an avalanche diode with acceptable characteristics for this application. The reversed-biased emitter-base junction of the transistors has a breakdown voltage of approximately 6.5V and an unusually uniform temperature coefficient of +2.3 mV/°C. Hence, the positive temperature coefficient of the avalanche diode can be very nearly balanced out by a forward biased, diode-connected transistor to produce a temperature compensated reference. However, exact compensation requires surface impurity concentrations in the transistor-base diffusion which are higher than desired to produce optimized transistors. One design objective of an integrated regulator is, then, to develop a reference element which permits nearly-exact compensation without requiring process alteration.

Another design objective is also centered around the reference. In the regulator circuit of Figure 1, the output voltage can be adjusted down to, but not lower than, the reference voltage. This means that, unless additional circuitry is incorporated, the reference restricts the use of the regulator to applications requiring output voltages above about 8V. It is therefore desirable to obtain as low as possible a reference voltage.

A circuit which provides a simple solution to the temperature compensation problem in addition to supplying a low reference voltage is shown in Figure 2. In this circuit, the breakdown diode is supplied by a current source from the unregulated supply. An emitter follower, Q_1 , buffers the output voltage of the diode. The positive temperature coefficient of this buffered output is increased to approximately 7 mV/°C by the addition of the diode connected transistor, Q_2 .

A resistor divider reduces this voltage as well as the temperature coefficient to exactly compensate for the negative temperature coefficient of Q_3 , producing a temperature compensated output. With the integrated circuit process used, this output voltage is about 1.8V for optimum compensation.

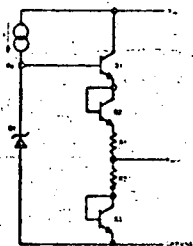


FIGURE 2. Voltage Reference Circuitry

One feature of this integrated reference is that the reverse emitter base breakdown, must have an extremely sharp knee (even in the 1 μ A region) in order for the transistors in the circuit to be acceptable. Therefore, the diodes can be reliably operated at low currents where the noise is low and has a nearly uniform frequency spectrum. At higher currents (above about 100 μ A for these particular devices) the noise becomes a sensitive function of current with low-repetition-rate pulsations. At even higher currents, the noise reduces in amplitude and loses its current sensitivity but still retains a heavy fluctuation component.

REGULATOR CIRCUIT

A simplified schematic of the regulator is shown in Figure 3. It is a single-stage differential amplifier with a Darlington, emitter-follower output.

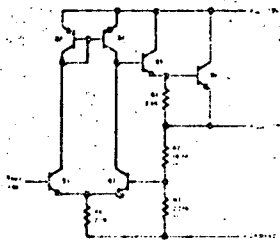


FIGURE 3. Simplified Schematic of the Regulator

The gain of this stage is made much higher than would normally be expected by the use of Q_3 and Q_4 as collector loads. If very large PNP current gain and good matching are assumed, the collector current of Q_4 will be equal to the collector current of Q_3 . Therefore, the differential stage will be in balance independent of the magnitude of the collector currents of Q_3 and Q_4 and for the complete range of output voltage settings and input voltage variations. Even this simple circuit gives a no load to full load regulation of 0.2-percent and a line regulation of 0.05-percent per volt.

The complete schematic of the regulator in Figure 4 shows several additions. First, an emitter follower,

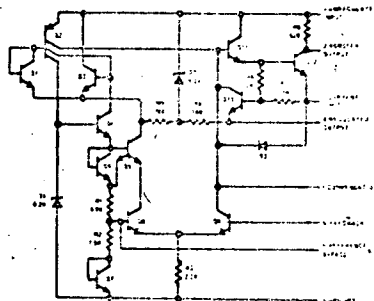


FIGURE 4. Complete Schematic of the LM100

Q_5 , and a level-shifting diode, Q_1 , have been added to increase the effective current gain of the PNP transistor, Q_2 . This device is a lateral PNP which has a low current gain (0.5 to 5) but has the advantage that it can be made without adding any steps or process controls to the normal NPN integrated circuit process. One collector of the PNP serves as a collector load for the error-sensing transistor, Q_9 . A second collector supplies current for the breakdown diode, D_1 . A third collector, which determines the output current of the other two, maintains a current nearly equal to the collector current of Q_4 by means of negative feedback to the PNP base through Q_3 and Q_1 .

The collector current of Q_3 is established at a known fraction of the resistive divider current through R_1 and R_2 by the second emitter on Q_5 . This emitter-base junction of Q_5 , which is five times larger than that of Q_3 , bypasses most of the divider current, at a ratio determined by the relative geometries, to the collector of Q_5 . This current, combined with the collector current of Q_8 through the other emitter of Q_5 , supplies current for the emitter of Q_2 to drive the base of Q_4 .

R_4 and R_5 serve the sole purpose of starting the regulator. They only need to supply enough base current to Q_2 to bring the breakdown diode, D_1 , up to voltage. Since it can supply many times the required current under worst-case conditions, starting is ensured.

The clamp diode, D_2 , reduces the current variation seen by Q_3 with changes in input voltage, improving line regulation. R_9 is a pinch resistor² which has a sheet resistivity more than two orders of magnitude higher than diffused base resistors, so it can be made quite small physically. Pinch resistors do have the disadvantages of non-linear voltage-current characteristic, a large temperature coefficient, a low breakdown voltage and rather large production variations in sheet resistivity. However, as shown in Reference 3, these characteristics can be designed around and actually put to good use, as they are here.

The start-up network is connected to the regulator output terminal, rather than ground, so that the internal power dissipation is minimized without requiring large resistance values. Because of this, the load current of the regulator cannot drop below the current supplied from the unregulated input through R_4 . If it does, the circuit will no longer regulate. This is not usually a problem, since the resistive divider which sets the output voltage will normally draw enough current. However, it should be kept in mind in applications where the regulator might be lightly loaded and the difference between the unregulated input voltage and the regulated output voltage is apt to be high.

The collector of the output transistor, Q_{12} , is brought out separately to permit the addition of an external PNP transistor for higher currents. An emitter-base resistor for the external PNP, R_8 , is also included. This resistor is shorted out when the regulator is used without the external transistor.

The output of the voltage reference is brought out so that the inherent noise of the breakdown diode can be bypassed out. Since the low operating current of the diode minimizes low-frequency noise, adequate bypassing can be provided by a capacitor as small as 0.1 μ F.

The purpose of the clamp diode, D_3 , is to keep Q_2 from saturating when the circuit is used as a switching regulator. It plays no functional role in linear operation.

Output-current limiting is provided by Q_{10} . The value of current limit is determined by an external resistor between the current limit, and regulated output terminals. When the voltage drop across this resistor becomes high enough to turn on

Q_{10} , it removes base drive from Q_{11} to prevent any further increase in output current. It can be seen from Figure 4 that the voltage turning on Q_{10} is the voltage drop across the external current limit resistor plus a fraction of the emitter-base voltage of the series pass transistor, Q_{12} . This arrangement was used for two reasons. First, less voltage is dropped across the current limit resistor, permitting the circuit to regulate with lower input voltages. Second, since in current limit Q_{12} is operated at a much higher emitter-current density than is Q_{10} , it has a lower negative temperature coefficient of emitter-base voltage. The negative temperature coefficient of the emitter-base voltage of Q_{10} along with this difference in temperature coefficients causes the current limit to decrease by a factor of 2 as the chip temperature increases from 25°C to 150°C. This enables the regulator to deliver maximum current to room temperature but still be protected when the output is shorted and the dissipation increases: the current will decrease as the chip heats, holding the dissipation to a safe level.

It is interesting to note that this current limit scheme will only work when the two transistors are in close thermal contact, as they are in a monolithic integrated circuit.

Since a regulator is an operational amplifier with a large amount of feedback, frequency compensation is required to prevent oscillations. However, a voltage regulator has compensation problems in addition to those encountered in an operational amplifier. For one, the compensation method must provide a high degree of rejection to input voltage transients. Secondly, it must be stable with reactive loads which are far heavier than those normally encountered with operational amplifiers. Thirdly, it must minimize the overshoot caused by large load and line transients.

A compensation method satisfying those requirements is shown in Figure 5. The operational amplifier is connected as an integrator and isolated

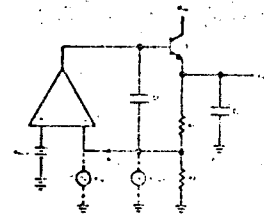


FIGURE 5. Simplified Schematic Showing Regulator Frequency Compensation

from the load with an emitter follower, which serves as a series pass transistor. If the feedback loop is opened at point A and the frequency response measured, it can be seen that the feedback at high frequencies where the loop response must be controlled is through C_p . Reactive loads have little effect since they are isolated from the high frequency feedback path by Q_5 .

This compensation method provides excellent response to load transients. That part of a load transient which is not absorbed by the output capacitor, C_L , sees the output impedance of Q_5 which is quite low since it is driven by an operational amplifier with a low AC output impedance.

In the actual regulator (Figure 4) the operational amplifier is a single stage amplifier (Q_3). Hence, it is stable in the integrator connection, with a collector base capacitor on Q_3 , without additional compensation which might degrade either the load or line transient response. The series pass transistor is a compound emitter follower to insure isolation from reactive loads. In addition, the stability of the circuit is not dependent on the output impedance of the unregulated supply. It is also stable with no bypass capacitance on the output (if external booster transistors are not used) so it is possible to obtain extremely rapid current limiting as might be required with sensitive transistor loads.

A photomicrograph of the monolithic regulator die is shown in Figure 6. Since the design requires a minimum of resistance, substituting active devices where possible, the entire circuit has been constructed on a .38-mil-square die. This die size is comparable to that of a single silicon transistor.

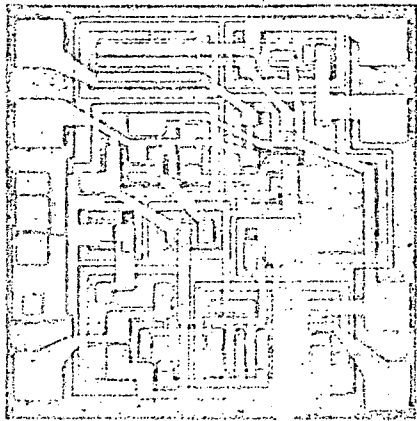


FIGURE 6. Photomicrograph of the LM100 Regulator

APPLICATIONS

The basic regulator circuit for the LM100 is shown in Figure 7. The output voltage is set by R_1 and

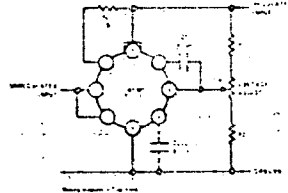


FIGURE 7. Basic Regulator Circuit

R_2 , with a fine adjustment provided by the potentiometer, R_3 . The resistance seen by the feedback terminal should be approximately $2.2k\Omega$ to minimize drift caused by the bias current on this terminal. Figure 8 is based on this and gives the optimum

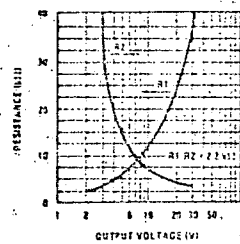


FIGURE 8. Optimum Divider Resistance Values as a Function of Output Voltage

values for R_1 and R_2 as a function of design-center output voltage. The potentiometer should be least $1/4$ of R_2 to insure that the output can be set to the desired voltage.

It is possible to operate the regulator with or without internal current limiting. If current limiting is not needed, improved load regulation can be realized by shorting together the current limit terminals ($R_{30} = 0$). Figure 9 gives the load regulation for this condition. Short circuit protection is obtained by connecting a resistor between the current limit terminals. The resistor value is determined from the current limit sense voltage which is plotted as a function of temperature in Figure 10, for low output currents which corresponds to the case where external booster transistors are used. The current limit sense voltage is the voltage across the current limit terminals when the regulator is current limiting with the output shorted. The regulation and current limit characteristics with a 10Ω current limit resistor are given in Figures 11 and 12, respectively.

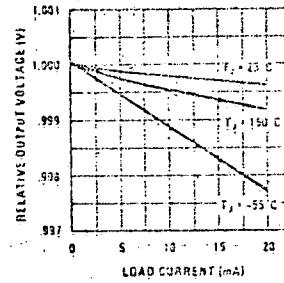


FIGURE 9. Regulation Characteristics Without Current Limiting

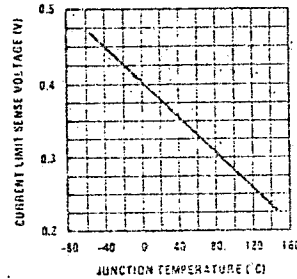


FIGURE 10. Current Limit Sense Voltage as a Function of Junction Temperature

A bypass capacitor is not required on the regulator output in the circuit of Figure 7. This permits extremely fast current limiting. The output impedance as a function of frequency is plotted in Figure 13 for this condition. The output impedance at high frequencies can be reduced somewhat by the addition of a bypass, as shown in Figure 13. However, it is necessary to use a low-inductance capacitor (such as a solid-tantalum capacitor) to gain any real advantage. Similarly, bypassing on the unregulated input is not normally needed, although it may be advisable to use a small ($0.01\mu F$) ceramic capacitor when the regulator is fed through long leads which can look like a high-Q resonant circuit.

A reduction in the output noise can be realized

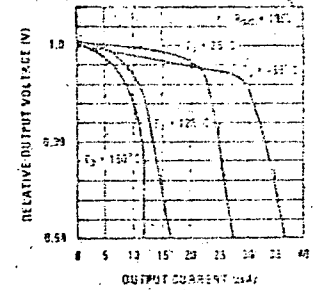


FIGURE 11. Regulation Characteristics with Current Limiting

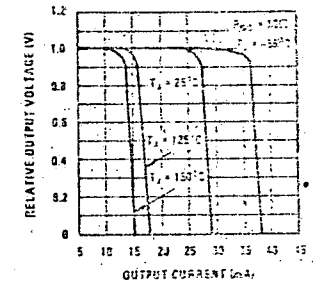


FIGURE 12. Current Limiting Characteristics

by the addition of a $0.1\mu F$ capacitor on the reference bypass terminal. This reduces the noise inherent in the reference diode.

The transient response of the regulator is shown in Figures 14 and 15. Figure 14 shows the response to a current step from 3 mA to 15 mA, without any output bypass capacitor and with a 10Ω current limit resistor. The overshoot can be reduced both by the addition of an output bypass capacitor and by the removal of the current limit resistor since the overshoot is developed across the resistor. The response to a line voltage transient is shown in Figure 15. Neither the line transient response nor the load transient response is affected by the output voltage setting. Therefore, the overshoot becomes a smaller percentage of the output voltage as this voltage is increased.

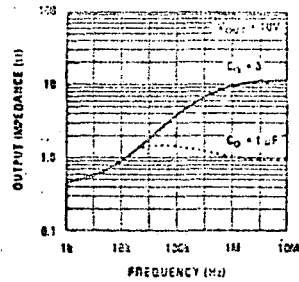


FIGURE 13. Output Impedance as a Function of Frequency

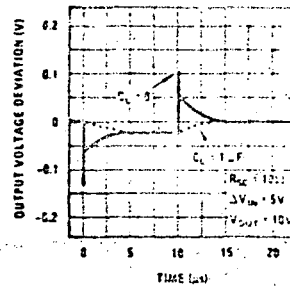


FIGURE 15. Line Transient Response

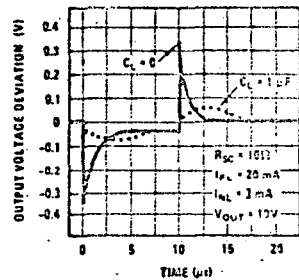


FIGURE 14. Load Transient Response

The regulator provides a line regulation of 0.1-percent per volt change in input voltage. The full-load regulation is better than 0.5-percent. The output voltage drift is less than 1-percent for a temperature change from +25°C to either the -55°C or +125°C temperature extreme. The regulator will operate within specifications for output voltages between 2V and 30V, for input voltages between 8.5V and 40V, for a difference between the input and output voltage between 3V and 30V and over -55°C to +125°C temperature range. This applies whether the regulator is used alone or with external current-boosting transistors.

The load and line regulation given above is for a constant chip temperature on the integrated circuit. Temperature drift effects caused by internal heating must be taken into account separately

when the device is operated under conditions of high dissipation.

HIGH POWER REGULATORS

Increased output current capability and improved load regulation can be obtained by the addition of external transistors. The output currents achievable are in fact limited only by the power dissipating and current handling capabilities of the external transistors. The use of these external transistors as the series pass elements also reduces internal dissipation in the integrated circuits and prevents the temperature drift mentioned above.

One circuit which is capable of up to 200 mA load current with 1-percent regulation is shown in Figure 16. The load characteristics are essentially the same as those given in Figures 11 and 12 except that the current scale is multiplied by a factor of 10.

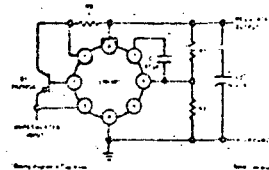


FIGURE 16. Regulator Connected for 200 mA Output Current

When external transistors are used, it is necessary to bypass the output terminal close to the integrated circuit. This is required to suppress oscillations in the minor feedback loop around the external transistor and the output transistor of the integrated circuit (Q₁₂ in Figure 4). Since the instability is inclined to occur at high frequencies, a low inductance (solid tantalum) capacitor must be used. Electrolytic capacitors which have a high equivalent series resistance at high frequencies are not effective.

It is not always necessary to bypass the input of the regulator in Figure 16, although it would be advisable if the regulator were being operated from long supply leads or from a source with unknown output impedance characteristics. Again, if a bypass is used, it should be of the low-inductance variety and located close to the regulator.

If output currents much greater than about 200 mA are required, it becomes necessary to add a second external transistor to provide more current gain. The method of accomplishing this is shown in Figure 17. The PNP transistor, Q₂, is used to drive

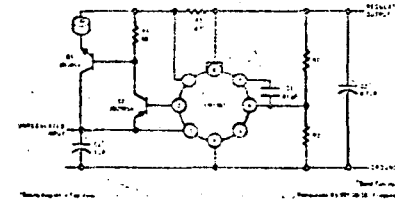


FIGURE 17. Regulator Connected for 2A Output Current

a NPN power transistor, Q₁. With this circuit it is necessary to bypass both the input and output terminals of the regulator, as indicated, with low inductance capacitors to prevent oscillation in the minor feedback loop through Q₂, Q₁ and the output transistor of the integrated circuit. In addition, with certain types of NPN power transistors, it may be necessary to install a ferrite bead⁴ in the emitter lead of the device to suppress parasitic oscillations in the power transistor.

The load characteristics of the circuit are again essentially the same as those given in Figures 11 and 12 except that the current scale is multiplied by a factor of 100. As before, the line regulation, temperature drift, etc., are all the same as for the basic regulator.

Another high power regulator is shown in Figure 18. This circuit is a minor variation of that described previously and is useful when low output voltages

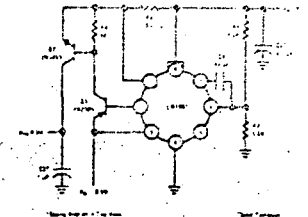


FIGURE 18. Circuit for Obtaining Higher Efficiency Operation with Low Output Voltages

are required. Here, the series pass transistor, Q₂, and the regulator are operated from separate supplies. The series pass transistor is run off of a low voltage main supply which minimizes the input-output differential for increased efficiency. The regulator, on the other hand, operates from a low power bias supply with an output greater than 8.5V.

With this circuit, care must be taken that Q₂ never saturates. Otherwise, Q₁ will try to supply the entire load current and destroy itself, unless the bias supply is current limited.

SWITCHBACK CURRENT LIMITING

With high power regulators it is possible to run into excessive power dissipation when the output is shorted, even though the regulator has current limiting. This happens, with normal current limiting, because the series pass transistor must dissipate the power generated by the full input voltage at a current slightly above the full load current. This dissipation can easily be three times the worst case dissipation in normal operation at full load.

This problem can be overcome by reducing the short circuit current to a value substantially less than the full load current. A circuit for doing this with the LM100 is shown in Figure 19, along with the current limit characteristics obtained. As can be seen from the schematic, two components are added to achieve this — R₄ and R₅. These resistors supply a voltage which bucks out the voltage drop across the current limit sense resistor, R₃, thereby increasing the maximum load current from 0.5A to 2.0A. When the output is shorted, however, this bucking voltage is no longer generated so the short circuit current is only 0.5A.

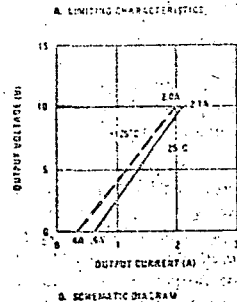


FIGURE 19. Circuit for Obtaining Switchback Current Limiting with the LM100

In this circuit, the voltage drop across the current sense resistor at full load is 1.5V as compared to about 0.37V when the bucking arrangement is not used. However, this does not increase the minimum input-output voltage differential since the output of the LM100 does not see this increased voltage. With a 10V output and a 2A load, the circuit will still work with input voltages down to 13V, worst case.

In addition to providing the switchback characteristics, R_2 and R_5 also give a 20 mA preload on the regulator so that it can be operated without a load.

NEGATIVE VOLTAGE REGULATORS

A schematic diagram for using the LM100 as both a positive and a negative regulator is shown in Figure 20. With this circuit, the inputs and outputs of both regulators have a common ground.

The positive regulator is identical to those described previously. For the negative regulator, the normal output terminal (pin 8) of the LM100 is grounded, and the ground terminal (pin 4) is connected to the regulated negative output. Hence, as in the usual mode of operation, it regulates the voltage between the output and ground terminals. A PNP booster transistor, Q_2 , is connected in the normal manner, and it drives a NPN series-pass transistor, Q_3 . The additional components (R_7 , R_8 , R_9 , R_{10} and Q_1) are included to provide current limiting.

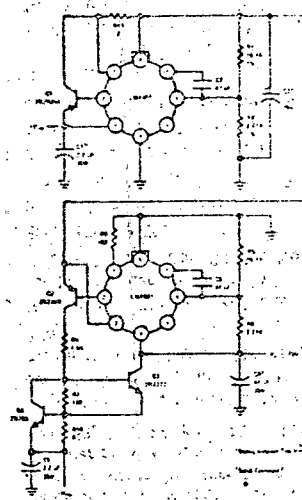


FIGURE 20. Positive and Negative Regulators using the LM100

Figure 21 shows a somewhat simpler circuit. Split secondaries are used on a power transformer to create a floating voltage source for the negative regulator. With this floating source, the conventional regulator is used, except that the output is grounded.

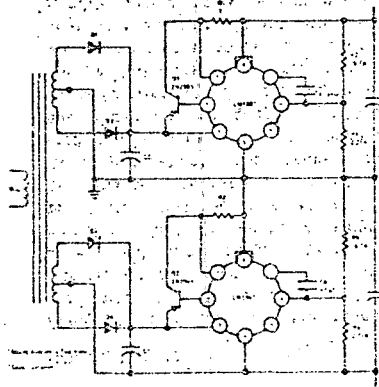


FIGURE 21. Circuit for using the LM100 as Both a Positive and a Negative Regulator

TEMPERATURE COMPENSATING REGULATORS

In the majority of applications, it is desired that the output voltage of the regulator be constant over the operating temperature range of equipment. However, in some applications, improved performance can be realized if the output voltage of the regulator changes with temperature in such a way as to operate the load at its optimum voltage.

An example of this in integrated logic circuitry. Optimum performance can be realized by powering the devices with a voltage that decreases with increasing temperature. A circuit which does this is shown in Figure 22. Silicon diodes are used in

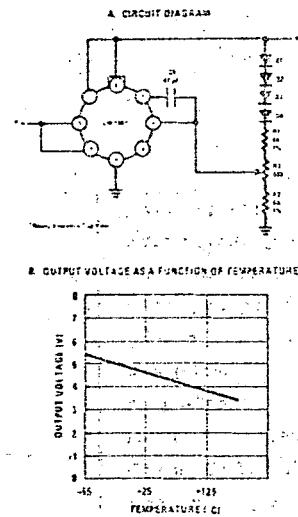


FIGURE 22. Temperature Compensating Voltage Regulator with Negative Temperature Coefficient

the feedback divider to give the required negative temperature coefficient. The advantage of using diodes, rather than thermistors or other temperature sensitive resistors, is that their temperature coefficient is quite predictable so it is not necessary to make out-and-try adjustments in temperature testing. Reference 6 gives a method of predicting the voltage change in the emitter base voltage of a transistor within 5 mV over a 100°C temperature change. Diodes are not quite this predictable, but diode connected transistors (base shorted to collector) can be used if greater accuracy is required.

SWITCHING REGULATORS

The dissipating type regulators described already

have the advantages of fast response to load transients as well as low noise and ripple. However, since they must dissipate the difference between the unregulated supply power and the output power, they sometimes have a low efficiency. This is not always a problem with AC line-operated equipment because the power loss is easily afforded, because the input voltage is already fairly well regulated, and because losses can be minimized by adjustment of transformer ratios in the power supply. In systems operating from a fixed DC input voltage, the situation is often much different. It might be necessary to regulate a 28V input voltage down to 10V. In this case the power loss can quickly become excessive. This is true even if efficiency is not one of the more important criteria, since the high power dissipation requirements will necessitate expensive power transistors and elaborate heat sinking methods.

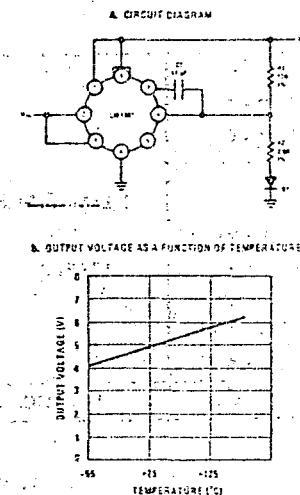


FIGURE 23. Temperature Compensating Voltage Regulator with Positive Temperature Coefficient

One way of overcoming this difficulty is to go to a switching regulator. With switching regulators, efficiencies approaching 90-percent can be realized even though the regulated output voltage is only a fraction of the input voltage. By proper design, transient response and ripple can also be made quite acceptable.

A circuit using the LM100 as a switching regulator is given in Figure 24. It is designed for an application where a 28V DC power source must supply a system operating at 10V.

As shown in Figure 24, the LM100 is connected in much the same way as a linear regulator when

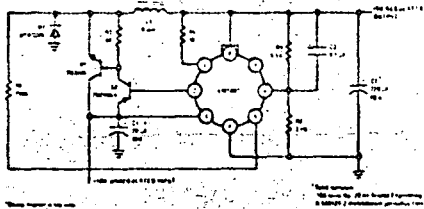


FIGURE 24. High Current Switching Regulator

it is used as a switching regulator. Two external transistors, a NPN and a PNP, are connected in cascade to handle the output current. The regulated output is fed back through a resistive divider which determines the output voltage in the normal manner. The regulator is made to oscillate by applying positive feedback to the reference terminal through R_4 (from Figure 4, the reference terminal is the non-inverting side of the input differential amplifier).

In operation, the switching transistors, Q_1 and Q_2 , turn on when the voltage on the feedback terminal is less than that on the reference terminal. This action raises the reference voltage since current is fed into this point from the switch output through R_4 . The switching transistors remain on until the voltage on the feedback terminal increases to the higher reference voltage. The regulator then switches off, lowering the reference voltage. It remains off until the voltage on the feedback terminal falls to the lower reference voltage.

When the switch transistors are on, power is delivered from the power source to the load through L_1 . When the transistors turn off, the inductor continues to deliver current to the load with D_1 supplying a return path. Since fairly fast rise and fall times are involved, D_1 cannot be an ordinary silicon rectifier. A fast-switching diode must be used to prevent excessive switching transients and large power losses.

Additional details of the circuit are that R_5 limits the output current of the LM100, which drives the base of Q_2 . C_2 causes the full output ripple to be delivered to the feedback terminal of the regulator. The bypass capacitor, C_1 , is used on the input line both to minimize the voltage transients on this line and to reduce power losses in the line resistance.

A far more complete description of switching regulators is given in Reference 7.

CONCLUSIONS

A regulated power supply is required in practically every piece of electronic equipment. A monolithic integrated circuit was described here which covers an extremely wide voltage range and can supply virtually unlimited power by the addition of external transistors. As indicated in Table 1, its performance is more than adequate for the majority of applications. It is flexible enough to be used as either a linear dissipating regulator or as a high efficiency switching regulator without sacrificing performance in either application. The LM100 also has fast transient response in that overshoot and recovery time can be made vanishingly small in most applications. In addition, the frequency stability is indicated by the fact that it is virtually impossible to make the regulator oscillate in a properly designed circuit.

The suitability of the design to monolithic construction is demonstrated by the fact that it is built on a 38-mil-square silicon die — a size comparable to modern silicon transistors. This small size helps to achieve high yields which are necessary to realize low manufacturing costs and insure off-the-shelf availability.

REFERENCES

1. H. C. Lin, T. B. Tan, G. Y. Chang, B. Van der Leest and N. Formigoni, "Lateral Complementary Transistor Structure for the Simultaneous Fabrication of Functional Blocks," Proc. IEEE, Vol. 52, No. 12, pp. 1491-1495, Dec. 1964.
2. G. E. Moore, "Semiconductor Integrated Circuits," Chap. V, Microelectronics, Edward Keonjian, ed., McGraw Hill, Inc., New York, 1963.
3. R. J. Widlar, "Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits," IEEE Trans on Circuit Theory, Vol. CT-12, No. 4, pp. 586-590, Dec. 1965.
4. Leslie Solomon, "Ferrite Beads," Electronics World, pp. 42-43, October, 1966.
5. R. J. Widlar, "The Operation and Use of a Fast Integrated Circuit Comparator," Fairchild Semiconductor APP-116, February, 1966.
6. R. J. Widlar, "An Exact Expression for the Thermal Variation of the Emitter Base Voltage of Bipolar Transistors," Proc. IEEE, Vol. 55, No. 1, pp. 96-97, Jan. 1967.
7. R. J. Widlar, "Designing Switching Regulators," National Semiconductor AN-2, April, 1967.

TABLE 1. Typical Performance of the National LM100 Voltage Regulator

| PARAMETER | CONDITIONS | VALUE |
|-----------------------------------|--|-----------|
| Input Voltage Range | | 8.5 - 40V |
| Output Voltage Range | | 2.0 - 30V |
| Output-Input Voltage Differential | | 3.0 - 30V |
| Load Regulation | $R_{SC} = 0, I_O < 15 \text{ mA}$ | 0.1% |
| Line Regulation | | 0.05%/V |
| Temperature Stability | $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ | 0.3% |
| Output Noise Voltage | | 0.005% |
| Long Term Stability | | 0.1% |
| Standby Current Drain | | 1 mA |
| Minimum Load Current | | 1.5 mA |

THE LM104 REGULATOR

The basic reference for the regulator is zener diode Q1. The reference diode is supplied from a PNP current source, Q8, which has a fixed current gain of 2. This arrangement permits the circuit to operate with unregulated input voltages as low as 7V, substantially increasing the efficiency of low-voltage regulators.

The reference supply is temperature compensated by using the negative temperature coefficient of the transistor emitter-base voltages to cancel the positive coefficient of the zener diode. The design produces a nominal 2.4V between the reference and reference supply terminals of the integrated circuit. Connecting an external 2.4 K Ω resistor between those terminals gives a 1 mA reference current from the collectors of Q1 and Q2, which is independent of temperature. The reference voltage supplied to the error amplifier is developed across a second external resistor connected between the adjustment terminal and ground.

The reference supply terminal is normally connected to the unregulated supply. However, improved line regulation can be obtained by pre-regulating the voltage on this terminal. This improvement occurs because Q1, Q2, and Q7 do not see changes in input voltage. Normally, it is the change in the emitter-base voltage of these transistors with changes in collector-base voltage which determines the line regulation.

When the reference supply and unregulated input terminals are operated from separate voltage sources, it is important to make sure that the unregulated input terminal of the integrated circuit does not get more than 2V more positive than the reference supply terminal. If this happens, the collector-isolation junction of Q6 becomes forward biased and disrupts the reference.

The error amplifier of the regulator is quite similar to the LM101 operational amplifier. Emitter

follower input transistors, Q18 and Q19, drive a dual PNP which is operated in the common-base configuration. The current gain of these PNP transistors is fixed at 4 so that the base can be driven by a current source (Q13). Active collector loads are used for the input stage so that a voltage gain of 2000 is obtained. Q21 and Q22 provide enough current gain to keep the internal, series-pass transistor from loading the input stage. R14 limits the base drive on Q23 when it saturates with low, unregulated input voltages. The collector of Q23 is brought out separately so that an external booster transistor can be added for increased output current capability. R13 established the minimum operating current in Q23 when booster transistors are used.

One feature of the error amplifier is that it operates properly with common mode voltages all the way up to ground. Because of this, the circuit will regulate with output voltages to zero volts.

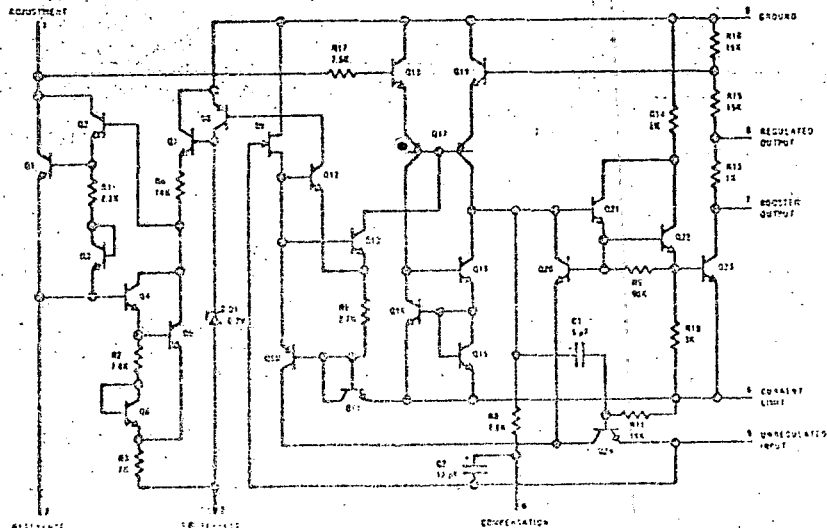
Current limiting is provided by Q24. When the voltage between the current limit and unregulated input terminals becomes large enough to turn on Q24, it will pull Q10 out of saturation and remove base drive from Q21 through Q20. This causes the series pass transistor to exhibit a constant current

characteristic. The pre-load current, provided for Q24 by Q10 before current limiting is initiated, gives a much sharper current-limit characteristic. C1 and R11 are included in the limiting circuitry to suppress oscillations.

The error amplifier is connected to a divider on the output (R15 and R16) to keep the reference current generator from saturating with low input-output voltage differentials. A compensating resistor, R17, which is equal to the equivalent resistance of the divider is included to minimize offset error in the error amplifier.

The major feedback loop is frequency compensated by the brute-force method of rolling off the response with a relatively large capacitor on the output. C2 is included on the integrated circuit to compensate for the effects of series resistance in the output capacitor. A compensation point is also brought out so that more capacitance can be added across C2 for certain regulator configurations. R8 improves the load-transient response, especially when compensation is added on Pin 4.

The purpose of Q9, which is a collector FET, is to bias the current-source transistors, Q12 and Q13. It also supplies the preload current for the current-limit transistor, Q24, through Q10.



THE LM105 - AN IMPROVED POSITIVE REGULATOR

INTRODUCTION

IC voltage regulators are seeing rapidly increasing usage. The LM100, one of the first, has already been widely accepted. Designed for versatility, this circuit can be used as a linear regulator, a switching regulator, a shunt regulator, or even a current regulator. The output voltage can be set between 2V and 30V with a pair of external resistors, and it works with unregulated input voltages down to 7V. Dissipation limitations of the IC package restrict the output current to less than 20 mA, but external transistors can be added to obtain output currents in excess of 5A. The LM100 and an extensive description of its use in many practical circuits are described in References 1-3.

One complaint about the LM100 has been that it does not have good enough regulation for certain applications. In addition, it becomes difficult to prove that the load regulation is satisfactory under worst-case design conditions. These problems prompted development of the LM105, which is nearly identical to the LM100 except that a gain stage has been added for improved regulation. In the great majority of applications, the LM105 is a plug-in replacement for the LM100.

THE IMPROVED REGULATOR

The load regulation of the LM100 is about 0.1%, no load to full load, without current limiting. When short circuit protection is added, the regulation begins to degrade as the output current becomes greater than about half the limiting current. This is illustrated in Figure 1. The LM105, on the other hand, gives 0.1% regulation up to currents closely approaching the short circuit current. As shown in Figure 1b, this is particularly significant at high temperatures.

The current limiting characteristics of a regulator are important for two reasons. First, it is almost mandatory that a regulator be short-circuit protected because the input is distributed to enough

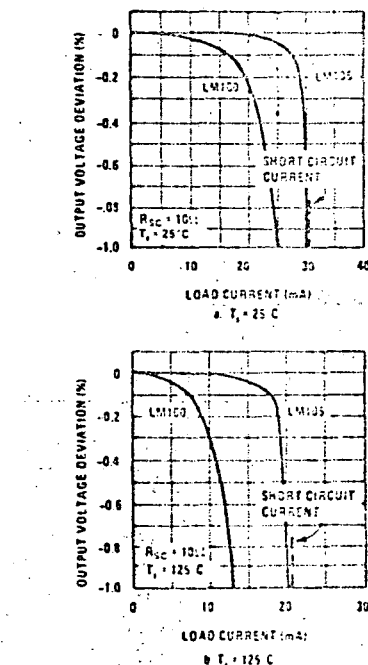


FIGURE 1. Comparison Between the Load Regulation of the LM100 and LM105 for Equal Short Circuit Currents.

places that the probability of it becoming shorted is quite high. Secondly, the sharpness of the limiting characteristics is not improved by the addition of external booster transistors. External transistors can increase the maximum output current, but they do not improve the load regulation at currents approaching the short-circuit current. Thus, it can be seen that the LM105 provides more than ten times better load regulation in practical power supply designs.

Figure 2 shows that the LM105 also provides better line regulation than the LM100. These curves give the percentage change in output voltage for an incremental change in the unregulated input voltage. They show that the line regulation is worse for small differences between the input and output voltages. The LM105 provides about three times better regulation under worst case conditions. Bypassing the internal reference of the regulator makes the ripple rejection of the LM105 almost a factor of ten better than the LM100 over the entire operating range, as shown in the figure. This bypass capacitor also eliminates noise generated in the internal reference zener of the IC.

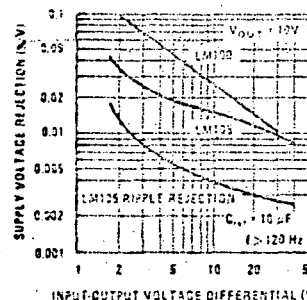


FIGURE 2. Comparison Between the Line Regulation Characteristics of the LM100 and LM105.

The LM105 has also benefited from the use of new IC components developed after the LM100 was designed. These have reduced the internal power consumption so that the LM105 can be specified for input voltages up to 50V and output voltages to 40V. The minimum preload current required by the LM100 is not needed on the LM105.

CIRCUIT DESCRIPTION

The differences between the LM100 and the LM105 can be seen by comparing the schematic diagrams in Figures 3 and 4. Q4 and Q5 have been added to the LM105 to form a common-collector, common-base, common-emitter amplifier, rather than the single common-emitter differential amplifier on the LM100.

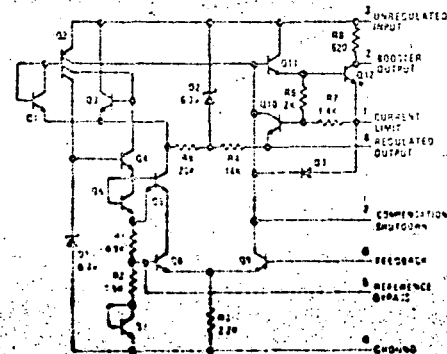


FIGURE 3. Schematic Diagram of the LM100 Regulator.

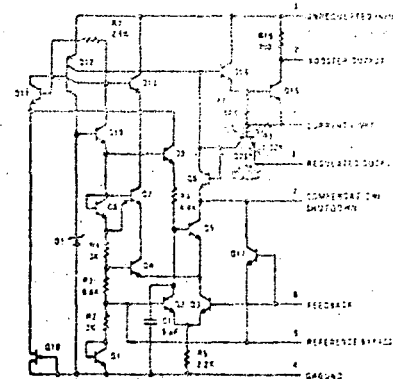


FIGURE 4. Schematic Diagram of the LM105 Regulator.

In the LM100, generation of the reference voltage starts with zener diode, D1, which is supplied with a fixed current from one of the collectors of Q2. This regulated voltage, which has a positive temperature coefficient, is buffered by Q4, divided down by R1 and R2 and connected in series with a diode-connected transistor, Q7. The negative temperature coefficient of the voltage across R2, producing a temperature-compensated 1.8V on the base of Q3. This point is also brought outside the circuit so that an external capacitor can be added to bypass any noise from the zener diode.

Transistors Q3 and Q9 make up the error amplifier of the circuit. A gain of 2000 is obtained from this single stage by using a current source, another collector on Q2, as a collector load. The output of the amplifier is buffered by Q11 and used to drive the series-pass transistor, Q12. The collector of Q12 is brought out so that an external PNP transistor, or PNP-NPN combination, can be added for increased output current.

Current limiting is provided by Q10. When the voltage across an external resistor connected between Pins 1 and 8 becomes high enough to turn on Q10, it removes the base drive from Q11 so the regulator exhibits a constant-current characteristic. Prebiasing the current limit transistor with a portion of the emitter-base voltage of Q12 from R6 and R7 reduces the current limit sense voltage. This increases the efficiency of the regulator, especially when foldback current limiting is used. With foldback limiting, the voltage dropped across the current sense resistor is about four times larger than the sense voltage.

As for the remaining details, the collector of the amplifier, Q9, is brought out so that external collector-base capacitance can be added to frequency stabilize the circuit when it is used as a linear regulator. This terminal can also be grounded, to shut the regulator off; R9 and R4 are used to start up the regulator, while the rest of the circuitry establishes the proper operating levels for the current source transistor, Q2.

The reference circuitry of the LM105 is the same, except that the divider through the reference divider, R2, R3 and Q1, has been reduced by a factor of two on the LM105 for reduced power consumption. In the LM105, Q2 and Q3 form an emitter-coupled amplifier, with Q3 being the emitter-follower input and Q2 the common-base output amplifier. R6 is the collector load for this stage, which has a voltage gain of about 20. The second stage is a differential amplifier, using Q4 and Q5. Q5 actually provides the gain. Since it has a current source as a collector load, one of the collectors of Q12, the gain is quite high, about 1500. This gives a total gain in the error amplifier of about 30,000, which is ten times higher than the LM100.

It is not obvious from the schematic, but the first stage (Q2 and Q3) and second stage (Q4 and Q5) of the error amplifier are closely balanced when the circuit is operating. This will be true regardless of the absolute value of components and over the operating temperature range. The only thing affecting balance is component matching, which is good in a monolithic integrated circuit, so the error amplifier has good drift characteristics over a wide temperature range.

Frequency compensation is accomplished with an external integrating capacitor, around the error amplifier, as with the LM100. This scheme makes the stability insensitive to loading conditions—resistive or reactive—while giving good transient response. However, an internal capacitor, C1, is added to prevent minor-loop oscillations due to the increased gain.

Additional differences between the LM100 and LM105 are that a field-effect transistor, Q18, connected as a current source starts the regulator when power is first applied. Since this current source is connected to ground, rather than the output, the minimum load current before the regulator drops out of operation with large input-output voltage differentials is greatly reduced. This also minimizes power dissipation in the integrated circuit when the difference between the input and output voltage is at the worst-case value. With the LM105 circuit configuration, it was also necessary to add Q17 to eliminate a latch-up mechanism which could exist with lower output-voltage settings. Without Q17, this could occur when Q3 saturated and cut off the second stage amplifiers, Q4 and Q5, causing the output to latch at a voltage nearly equal to the unregulated input.

POWER LIMITATIONS

Although it is desirable to put as much of the regulator as possible on the IC chip, there are certain basic limitations. For one, it is not a good idea to put the pass transistor on the chip. The power that must be dissipated in the pass transistor is too much for practical IC packages. Further, IC's must be rated at a lower maximum operating temperature than power transistors. This means that even with a power package, a more

massive heat sink would be required if the pass transistor was included in the IC.

Assuming that these problems could be solved, it is still not advisable to put the pass transistor on the same chip with the reference and control circuitry; changes in the unregulated input voltage or load current produce gross variations in chip temperature. These variations worsen load and line-regulation due to temperature interaction with the control and reference circuitry.

To elaborate, it is reasonable to neglect the package problem since it is potentially solvable. The lower, maximum operating temperatures of IC's, however, present a more basic problem. The control circuitry in an IC regulator runs at fairly low currents. As a result, it is more sensitive to leakage currents and other phenomena which degrade the performance of semiconductors at high temperatures. Hence, the maximum operating temperature is limited to 150°C in military temperature range applications. On the other hand, a power transistor operating at high currents may be run at temperatures up to 200°C, because even a 1 mA leakage current would not affect its operation in a properly designed circuit. Even if the pass transistor developed a permanent 1 mA leakage from channeling, operating under these conditions of high stress, it would not affect circuit operation. These conditions would not trouble the pass transistor, but they would most certainly cause complete failure of the control circuitry.

These problems are not eliminated in applications with a lower maximum operating temperature. Integrated circuits are sold for limited temperature range applications at considerably lower cost. This is mainly based on a lower maximum junction temperature. They may be rated so that they do not blow up at higher temperatures, but they are not guaranteed to operate within specifications at these temperatures. Therefore, in applications with a lower maximum ambient temperature, it is necessary to purchase an expensive full temperature range part in order to take advantage of the theoretical maximum operating temperatures of the IC.

Figure 5 makes the point about dissipation limitations more strongly. It gives the maximum short circuit output current for an IC regulator in a TO-5 package, assuming a 25°C temperature rise between the chip and ambient and a quiescent current of 2 mA. Dual in-line or flat packages give results which are, at best, slightly better, but are usually worse. If the short circuit current is not of prime concern, Figure 5 can also be used to give the maximum output current as a function of input-output voltage differential. However, the increased dissipation due to the quiescent current flowing at the maximum input voltage must be taken into account. In addition, the input-output differential must be measured with the maximum expected input voltage.

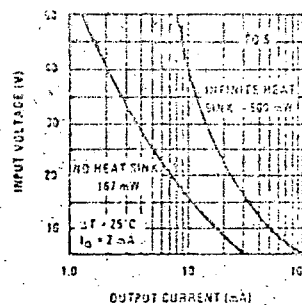


FIGURE 5. Dissipation Limited Short Circuit Output Current for an IC Regulator in a TO-5 Package.

The 25°C temperature rise assumed in arriving at Figure 5 is not at all unreasonable. With military temperature range parts, this is valid for a maximum junction temperature of 150°C with a 125°C ambient. For low cost parts, marketed for limited temperature range applications, this maximum differential appropriately derates the maximum junction temperature.

In practical designs, the maximum permissible dissipation will always be to the left of the curve shown for an infinite heat sink in Figure 5. This curve is realized with the package immersed in circulating acetone, freon or mineral oil. Most heat sinks are not quite as good.

To summarize, power transistors can be run with a temperature differential junction to ambient, 3 to 5 times as great as an integrated circuit. This means that they can dissipate much more power, even with a smaller heat sink. This, coupled with the fact that low cost, multilead power packages are not available and that there can be thermal interactions between the control circuitry and the pass transistor, strongly suggests that the pass transistors be kept separate from the integrated circuit.

USING BOOSTER TRANSISTORS

Figure 6 shows how an external pass transistor is added to the LM105. The addition of an external PNP transistor does not increase the minimum input-output voltage differential. This would happen if an NPN transistor was used in a compound emitter-follower connection with the NPN output transistor of the IC. A single-diffused, wide

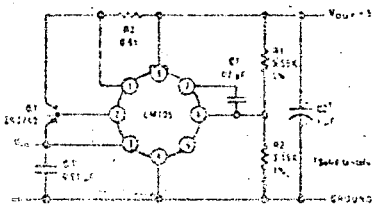


FIGURE 6. 0.2A Regulator.

base transistor like the 2N2905 is recommended because it causes fewer oscillation problems than double-diffused, planar devices. In addition, it seems to be less prone to failure under overload conditions; and low cost devices are available in power packages like the TO-65 or even TO-3.

When the maximum dissipation in the pass transistor is less than about 0.5W, a 2N2905 may be used as a pass transistor. However, it is generally necessary to carefully observe thermal deratings and provide some sort of heat sink.

In the circuit of Figure 6, the output voltage is determined by R1 and R2. The resistor values are selected based on a feedback voltage of 1.3V to Pin 6 of the LM105. To keep thermal drift of the output voltage within specifications, the parallel combination of R1 and R2 should be approximately 2K. However, this resistance is not critical. Variations of ±30% will not cause an appreciable degradation of temperature drift.

The 1 μF output capacitor, C2, is required to suppress oscillations in the feedback loop involving the external booster transistor, Q1, and the output transistor of the LM105. C1 compensates the stability independent for all loading conditions. C3 is not normally required if the lead length between the regulator and the output filter of the rectifier is short.

Current limiting is provided by R3. The current limit resistor should be selected so that the maximum voltage drop across it, at full load current, is equal to the voltage given in Figure 7 at the maximum junction temperature of the IC. This assures a no load to full load regulation better than 0.1% under worst-case conditions.

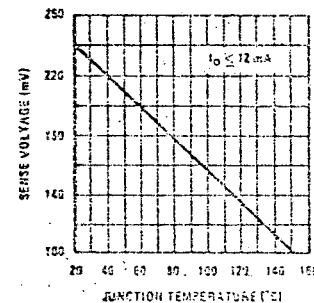


FIGURE 7. Maximum Voltage Drop Across Current Limit Resistor at Full Load for Worst Case Load Regulation of 0.1%.

The short circuit output current is also determined by R3. Figure 8 shows the voltage drop across this resistor, when the output is shorted, as a function of junction temperature in the IC.

With the type of current limiting used in Figure 6, the dissipation under short circuit conditions can be more than three times the worst-case full load dissipation. Hence, the heat sink for the pass tran-

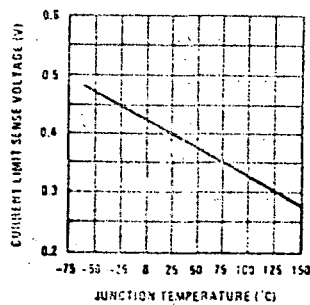


FIGURE 8. Voltage Drop Across Current Limit Resistor Required to Initiate Current Limiting.

sistor must be designed to accommodate the increased dissipation if the regulator is to survive more than momentarily with a shorted output. It is encouraging to note, however, that the short circuit current will decrease at higher ambient temperatures. This assists in protecting the pass transistor from excessive heating.

FOLDBACK CURRENT LIMITING

With high current regulators, the heat sink for the pass transistor must be made quite large in order to handle the power dissipated under worst-case conditions. Making it more than three times larger to withstand short circuits is sometimes inconvenient in the extreme. This problem can be solved with foldback current limiting, which makes the output current under overload conditions decrease below the full load current as the output voltage is pulled down. The short circuit current can be made but a fraction of the full load current.

A high-current regulator using foldback limiting is shown in Figure 9. A second booster transistor, Q1, has been added to provide 2A output current without causing excessive dissipation in the LM105. The resistor across its emitter base junction bleeds off any collector base leakage and establishes a minimum collector current for Q2 to make the circuit easier to stabilize with light loads. The foldback characteristic is produced with R4 and R5. The voltage across R4 bucks out the voltage dropped across the current sense resistor,

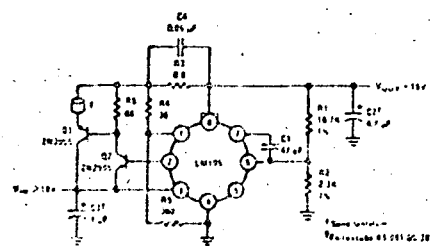


FIGURE 9. 2A Regulator with Foldback Current Limiting.

R3. Therefore, more voltage must be developed across R3 before current limiting is initiated. After the output voltage begins to fall, the bucking voltage is reduced, as it is proportional to the output voltage. With the output shorted, the current is reduced to a value determined by the current limit resistor and the current limit sense voltage of the LM105.

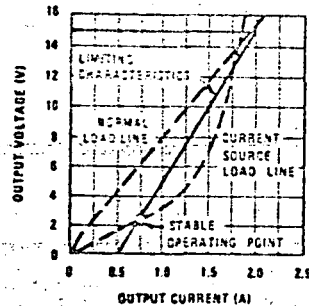


FIGURE 10. Limiting Characteristics of Regulator Using Foldback Current Limiting.

Figure 10 illustrates the limiting characteristics. The circuit regulates for load currents up to 2A. Heavier loads will cause the output voltage to drop, reducing the available current. With a short on the output, the current is only 0.5A.

In design, the value of R3 is determined from

$$R_3 = \frac{V_{lim}}{I_{sc}} \quad (1)$$

where V_{lim} is the current limit sense voltage of the LM105, given in Figure 8, and I_{sc} is the design value of short circuit current. R5 is then obtained from

$$R_5 = \frac{V_{OUT} + V_{sat}}{I_{bleed} + I_{bias}} \quad (2)$$

where V_{OUT} is the regulated output voltage, V_{sat} is maximum voltage across the current limit resistor for 0.1% regulation as indicated in Figure 7, I_{bleed} is the preload current on the regulator output provided by R5 and I_{bias} is the maximum current coming out of Pin 1 of the LM105 under full load conditions. I_{bleed} will be equal to 2 mA plus the worst-case base drive for the PNP booster transistor, Q2. I_{bias} should be made about ten times greater than I_{bleed} .

Finally, R4 is given by

$$R_4 = \frac{I_{FL} R_3 - V_{sat}}{I_{bleed}} \quad (3)$$

where I_{FL} is the output current of the regulator at full load.

It is recommended that a ferrite bead be strung on the emitter of the pass transistor, as shown in Figure 9, to suppress oscillations that may show up with certain physical configurations. It is advisable to also include C4 across the current limit resistor.

In some applications, the power dissipated in Q2 becomes too great for a 2N2955 under worst-case conditions. This can be true even if a heat sink is used, as it should be in almost all applications. When dissipation is a problem, the 2N2955 can be replaced with a 2N3740. With a 2N3740, the ferrite bead and C4 are not needed because this transistor has a lower cutoff frequency.

One of the advantages of foldback limiting is that it sharpens the limiting characteristics of the IC. In addition, the maximum output current is less sensitive to variations in the current limit sense voltage of the IC: in this circuit, a 20% change in sense voltage will only affect the trip current by 6%. The temperature sensitivity of the full load current is likewise reduced by a factor of four, while the short circuit current is not.

Even though the voltage dropped across the sense resistor is larger with foldback limiting, the minimum input-output voltage differential of the complete regulator is not increased above the 3V specified for the LM105 as long as this drop is less than 2V. This can be attributed to the low sense voltage of the IC by itself.

Figure 10 shows that foldback limiting can only be used with certain kinds of loads. When the load looks predominately like a current source, the load line can intersect the foldback characteristic at a point where it will prevent the regulator from coming up to voltage, even without an overload. Fortunately, most solid state circuitry presents a load line which does not intersect. However, the possibility cannot be ignored, and the regulator must be designed with some knowledge of the load.

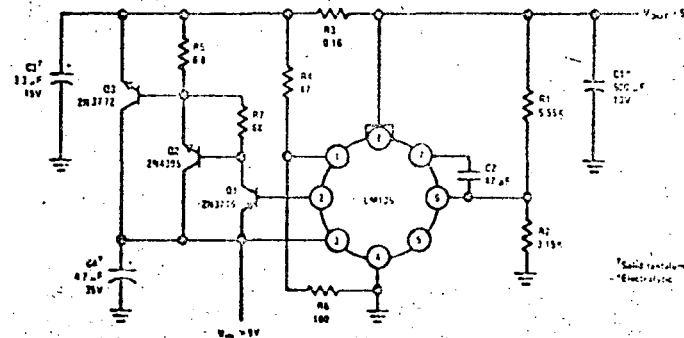


FIGURE 12. 10A Regulator with Foldback Current Limiting.

With foldback limiting, power dissipation in the pass transistor reaches a maximum at some point between full load and short circuited output. This is illustrated in Figure 11. However, if the maximum dissipation is calculated with the worst-case input voltage, as it should be, the power peak is not too high.

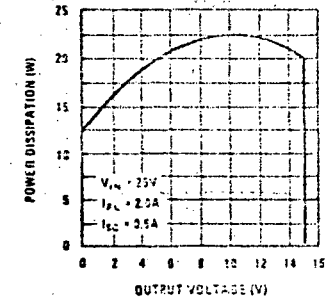


FIGURE 11. Power Dissipation in Series Pass Transistors Under Overload Conditions in Regulator Using Foldback Current Limiting.

HIGH CURRENT REGULATOR

The output current of a regulator using the LM105 as a control element can be increased to any desired level by adding more booster transistors, increasing the effective current gain of the pass transistors. A circuit for a 10A regulator is shown in Figure 12. A third NPN transistor has been included to get higher current. A low frequency device is used for Q3 because it seems to better withstand abuse. However, high frequency transistors must be used to drive it. Q2 and Q3 are both double-diffused transistors with good frequency response. This insures that Q3 will present the dominant lag in the feedback loop through the booster transistors, and back around the output transistor of the LM105. This is further insured by the addition of C3.

The circuit, as shown, has a full load capability of 10A. Foldback limiting is used to give a short circuit output current of 2.5A. The addition of Q3 increases the minimum input-output voltage differential, by 1V, to 4V.

DOMINANT FAILURE MECHANISMS

By far, the biggest reason for regulator failures is over-dissipation in the series pass transistors. This has been borne out by experience with the LM100. Excessive heating in the pass transistors causes them to short out, destroying the IC. This has happened most frequently when PNP booster transistors in a TO-5 can, like the 2N2905, were used. Even with a good heat sink, these transistors cannot dissipate much more than 1W. The maximum dissipation is less in many applications. When a single PNP booster is used and power can be a problem, it is best to go to a transistor like the 2N3740, in a TO-65 power package, using a good heat sink.

Using a compound PNP/NPN booster does not solve all problems. Even when breadboarding with transistors in TO-3 power packages, heat sinks must be used. The TO-3 package is not very good, thermally, without a heat sink. Dissipation in the PNP transistor driving the NPN series pass transistor cannot be ignored either. Dissipation in the driver with worst-case current gain in the pass transistor must be taken into account. In certain cases, this could require that a PNP transistor in a power package be used to drive the NPN pass transistor. In almost all cases, a heat sink is required if a PNP driver transistor in a TO-5 package is selected.

With output currents above 3A, it is good practice to replace a 2N3055 pass transistor with a 2N3772. The 2N3055 is rated for higher currents than 3A, but its current gain falls off rapidly. This is especially true, at either high temperatures or low input-output voltage differentials. A 2N3772 will give substantially better performance at high currents, and it makes life much easier for the PNP driver.

The second biggest cause of failures has been the output filter capacitors on power inverters providing unregulated power to the regulator. If these capacitors are operated with excessive ripple across them, and simultaneously near their maximum dc voltage rating, they will sputter. That is, they short momentarily and clear themselves. When they short, the output capacitor of the regulator is discharged back through the reverse biased pass transistors or the control circuitry, frequently causing destruction. This phenomenon is especially prevalent when solid tantalum capacitors are used with high-frequency power inverters. The maximum ripple allowed on these capacitors decreases linearly with frequency.

The solution to this problem is to use capacitors with conservative voltage ratings. In addition, the maximum ripple allowed by the manufacturer at the operating frequency should also be observed.

The problem can be eliminated completely by installing a diode between the input and output of the regulator such that the capacitor on the output is discharged through this diode if the input is shorted. A fast switching diode should be used as ordinary rectifier diodes are not always effective.

Another cause of problems with regulators is severe voltage transients on the unregulated input. Even if these transients do not cause immediate failure in the regulator, they can feed through and destroy the load. If the load shorts out, as is frequently the case, the regulator can be destroyed by subsequent transients.

This problem can be solved by specifying all parts of the regulator to withstand the transient conditions. However, when ultimate reliability is needed, this is not a good solution. Especially since the regulator can withstand the transient, yet severely overstress the circuitry on its output by feeding the transients through. Hence, a more logical recourse is to include circuitry which suppresses the transients. A method of doing this is shown in Figure 13. A zener diode, which can handle

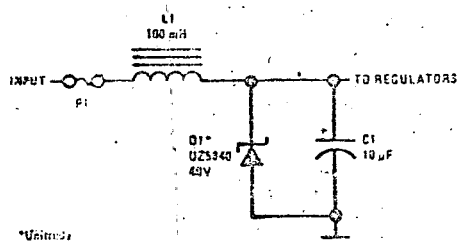


FIGURE 13. Suppression Circuitry to Remove Large Voltage Spikes from Unregulated Supplies.

large peak currents, clamps the input voltage to the regulator while an inductor limits the current through the zener during the transient. The size of the inductor is determined from

$$L = \frac{\Delta V \Delta t}{I} \quad (4)$$

where ΔV is the voltage by which the input transient exceeds the breakdown voltage of the diode, Δt is the duration of the transient and I is the peak current the zener can handle while still clamping the input voltage to the regulator. As shown, the suppression circuit will clamp 70V, 4 ms transients on the unregulated supply.

CONCLUSIONS

The LM105 is an exact replacement for the LM100 in the majority of applications, providing about ten times better regulation. There are, however, a few differences:

In switching regulator applications, the size of the resistor used to provide positive feedback should be doubled as the impedance seen looking

into the reference or pass terminal is twice that of the LM100 (2 K Ω versus 1 K Ω). In addition, the minimum output voltage of the LM105 is 4.5V, compared with 2V for the LM100. In low voltage regulator applications, the effect of this is obvious. However, it also imposes some limitations on current regulator and shunt regulator designs. Lastly, clamping the compensation terminal (Pin 7) within a diode drop of ground or the output terminal will not guarantee that the regulator is shut off, as it will with the LM100. This restricts the LM105 in the overload shutoff schemes which can be used with the LM100.

Dissipation limitations of practical packages dictate that the output current of an IC regulator be less than 20 mA. However, external booster transistors can be added to get any output current desired. Even with satisfactory packages, considerably larger heat sinks would be needed if the pass transistors were put on the same chip as the reference and control circuitry, because an IC must be run at a lower maximum temperature than a power transistor. In addition, heat dissipated in the pass transistor couples into the low level circuitry and degrades performance. All this suggests that the pass transistor be kept separate from the IC.

Overstressing series pass transistors has been the biggest cause of failures with IC regulators. This not only applies to the transistors within the IC, but also to the external booster transistors. Hence, in designing a regulator, it is of utmost importance to determine the worst-case power dissipation in

all the driver and pass transistors. Devices must then be selected which can handle the power. Further, adequate heat sinks must be provided as even power transistors cannot dissipate much power by themselves.

Normally, the highest power dissipation occurs when the output of the regulator is shorted. If this condition requires heat sinks which are so large as to be impractical, foldback current limiting can be used. With foldback limiting, the power dissipated under short circuit conditions can actually be made less than the dissipation at full load.

The LM105 is designed primarily as a positive voltage regulator. A negative regulator, the LM104, which is a functional complement to the LM105, is described in Reference 4.

REFERENCES

1. R. J. Widlar, "A Versatile Monolithic Voltage Regulator," *National Semiconductor App. Note*, February, 1967.
2. R. J. Widlar, "Designing Switching Regulators," *National Semiconductor App. Note*, April, 1967.
3. R. J. Widlar, "New Uses for the LM100 Regulator," *National Semiconductor App. Note*, June, 1968.
4. R. J. Widlar, "Designs for Negative Voltage Regulators," *National Semiconductor App. Note*, October, 1962.



1.2 volt reference

BAND-GAP

INTRODUCTION

Temperature compensated zener diodes are the most easily used voltage reference. However, the lowest voltage temperature-compensated zener is 6.2 volts. This makes it inconvenient to obtain a zero temperature-coefficient reference when the operating supply voltage is 6 volts or lower. With the availability of the LM113, this problem no longer exists.

The LM113 is a 1.2V temperature compensated shunt regulator diode. The reference is synthesized using transistors and resistors rather than a breakdown mechanism. It provides extremely tight regulation over a wide range of operating currents in addition to unusually low breakdown voltage and low temperature coefficient.

DESIGN CONCEPTS

The reference in the LM113 is developed from the highly-predictable, emitter-base voltage of integrated transistors. In its simplest form, the voltage is equal to the energy-band-gap voltage of the semiconductor material. For silicon, this is 1.205V. Further, the output voltage is well determined in a production environment.

A simplified version of this reference¹ is shown in Figure 1. In this circuit, Q₁ is operated at a relatively high current density. The current density of Q₂ is about ten times lower, and the emitter-base voltage differential (ΔV_{BE}) between the two devices appears across R₂. If the transistors have high current gains, the voltage across R₂ will also

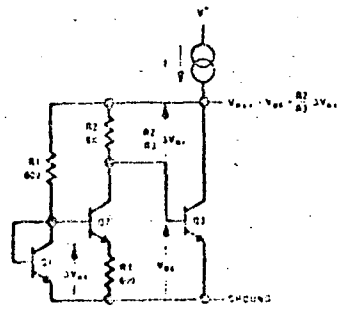


FIGURE 1. This Voltage Reference is One of Its Simpler Forms

be proportional to ΔV_{BE} . Q₃ is a gain stage that will regulate the output at a voltage equal to its emitter base voltage plus the drop across R₂. The emitter base voltage of Q₃ has a negative temperature coefficient while the ΔV_{BE} component across R₂ has a positive temperature coefficient. It will be shown that the output voltage will be temperature compensated when the sum of the two voltages is equal to the energy-band-gap voltage.

Conditions for temperature compensation can be derived starting with the equation for the emitter-base voltage of a transistor which is²

$$V_{BE} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{nkT}{q} \log_e \frac{T_0}{T} + \frac{kT}{q} \log_e \frac{I_C}{I_{C0}} \quad (1)$$

where V_{g0} is the extrapolated energy band-gap voltage for the semiconductor material at absolute zero, q is the charge of an electron, n is a constant which depends on how the transistor is made (approximately 1.5 for double-diffused, NPN transistors), k is Boltzmann's constant, T is absolute temperature, I_C is collector current and V_{BE0} is the emitter-base voltage at T₀ and I_{C0}.

The emitter-base voltage differential between two transistors operated at different current densities is given by

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \log_e \frac{J_1}{J_2} \quad (2)$$

where J is current density.

Referring to Equation (1), the last two terms are quite small and are made even smaller by making I_C vary as absolute temperature. At any rate, they can be ignored for now because they are of the same order as errors caused by nontheoretical behavior of the transistors that must be determined empirically.

If the reference is composed of V_{BE} plus a voltage proportional to ΔV_{BE} , the output voltage is obtained by adding (1) in its simplified form to (2):

$$V_{out} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{kT}{q} \log_e \frac{J_1}{J_2} \quad (3)$$

Differentiating with respect to temperature yields

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial T} = -\frac{V_{g0}}{T_0} + \frac{V_{BE0}}{T_0} + \frac{k}{q} \log_e \frac{J_1}{J_2} \quad (4)$$

For zero temperature drift, this quantity should equal zero, giving

$$V_{g0} = V_{BE0} + \frac{kT_0}{q} \log_e \frac{J_1}{J_2} \quad (5)$$

The first term on the right is the initial emitter-base voltage while the second is the component proportional to emitter-base voltage differential. Hence, if the sum of the two are equal to the energy-band-gap voltage of the semiconductor, the reference will be temperature-compensated.

Figure 2 shows the actual circuit of the LM113. Q₁ and Q₂ provide the ΔV_{BE} term and Q₃ provides the V_{BE} term as in the simplified circuit. The additional transistors are used to decrease the dynamic resistance, improving the regulation of the reference against current changes. Q₃ in conjunction with current inverter, Q₅ and Q₆, provide a current source load for Q₄ to achieve high gain.

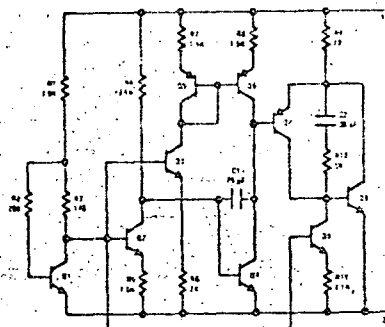


FIGURE 2. Schematic of the LM113

Q₇ and Q₈ buffer Q₄ against changes in operating current and give the reference a very low output resistance. Q₈ sets the minimum operating current of Q₇ and absorbs any leakage from Q₅. Capacitors C₁, C₂ and resistors R₉ and R₁₀ frequency compensate the regulator diode.

PERFORMANCE

The most important features of the regulator diode are its good temperature stability and low dynamic resistance. Figure 3 shows the typical change in output voltage over a -55°C to +125°C temperature range. The reference voltage changes less than 0.5% with temperature, and the temperature coefficient is relatively independent of operating current.

Figure 4 shows the output voltage change with operating current. From 0.5 mA to 20 mA there is only about 6 mV of change. A good portion of the output change is due to the resistance of the aluminum bonding wires and the Kovar lead on the package. At currents below about 0.3 mA the diode no longer regulates. This is because there is insufficient current to bias the internal transistors into their active region. Figure 5 illustrates the breakdown characteristic of the diode.

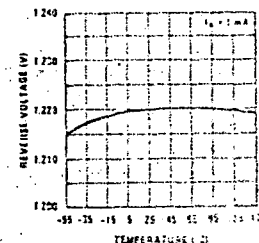


FIGURE 3. Output Voltage Change with Temperature

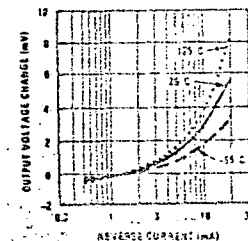


FIGURE 4. Output Voltage Change with Current

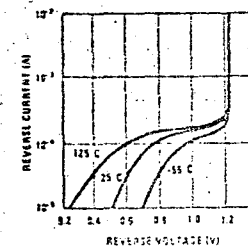


FIGURE 5. Reverse Breakdown Characteristics

APPLICATIONS

The applications for zener diodes are so numerous that no attempt to delineate them will be made. However, the low breakdown voltage and the fact that the breakdown voltage is equal to a physical property of silicon—the energy band gap voltage—makes it useful in several interesting applications.

Also the low temperature coefficient makes it useful in regulator applications—especially in battery powered systems where the input voltage is less than 6V.

Figure 5 shows a 2V-voltage regulator which will operate on input voltages of only 3V. An LM113 is the voltage reference and is driven by a FET current source, Q_1 . An operational amplifier compares a fraction of the output voltage with the reference. Drive is supplied to output transistor Q_2 through the V+ power lead of the operational amplifier. Pin 6 of the op amp is connected to the LM113 rather than the output since this allows a lower minimum input voltage. The dynamic resistance of the LM113 is so low that current changes from the output of the operational amplifier do not appreciably affect regulation. Frequency compensation is accomplished with both the 50 pF and the 1 μ F output capacitor.

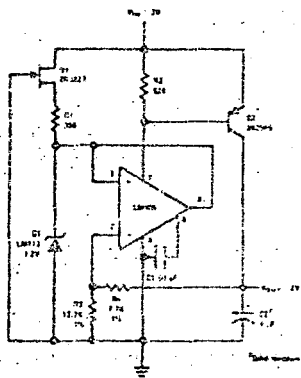


FIGURE 6. Low Voltage Regulator Circuit

It is important to use an operational amplifier with low quiescent current such as an LM108. The quiescent current flows through R_2 and tends to turn on Q_2 . However, the value shown is low enough to insure that Q_2 can be turned off at worst case condition of no load and 125°C operation.

Figure 7 shows a differential amplifier with the current source biased by an LM113. Since the LM113 supplies a reference voltage equal to the energy band gap of silicon, the output current of the 2N2222 will vary as absolute temperature. This compensates the temperature sensitivity of the transconductance of the differential amplifier making the gain temperature free. Further, the operating current is regulated against supply variations keeping the gain stable over a wide supply range.

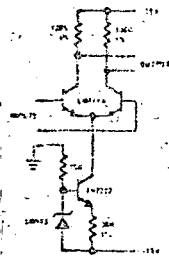


FIGURE 7. Amplifier Biasing for Constant Gain with Temperature

As shown, the gain will change less than two per cent over a -55°C to +125°C temperature range. Using the LM114A monolithic transistor and low drift metal film resistors, the amplifier will have less than 2 μ V/°C voltage drift. Even lower drift may be obtained by unbalancing the collector load resistors to null out the initial offset. Drift under nulled condition will be typically less than 0.5 μ V/°C.

The differential amplifier may be used as a pre-amplifier for a low-cost operational amplifier such as an LM101A to improve its voltage drift characteristics. Since the gain of the operational amplifier is increased by a factor of 100, the frequency compensation capacitor must also be increased from 30 pF to 3000 pF for unity gain operation. To realize low voltage drift, care must be taken to minimize thermoelectric potentials due to temperature gradients. For example, the thermoelectric potential of some resistors may be more than 30 μ V/°C, so a 1°C temperature gradient across the resistor on a circuit board will cause much larger errors than the amplifier drift alone. Wirewound resistors such as Evenohm are a good choice for low thermoelectric potential.

Figure 8 illustrates an electronic thermometer using an inexpensive silicon transistor as the temperature sensor. It can provide better than 1°C

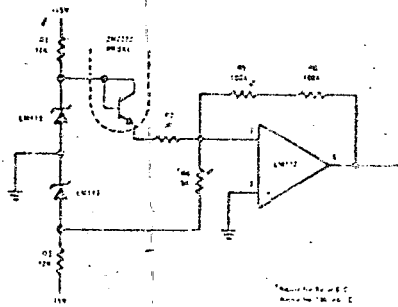


FIGURE 8. Electronic Thermometer

accuracy over a 100°C range. The emitter-base turn-on voltage of silicon transistors is linear with temperature. If the operating current of the sensing transistor is made proportional to absolute temperature the nonlinearity of emitter-base voltage can be minimized. Over a -55°C to 125°C temperature range the nonlinearity is less than 2 mV or the equivalent of 1°C temperature change.

An LM113 diode regulates the input voltage to 1.2V. The 1.2V is applied through R_2 to set the operating current of the temperature-sensing transistor.

Resistor R_4 biases the output of the amplifier for zero output at 0°C. Feedback resistor R_5 is then used to calibrate the output scale factor to 100 mV/°C. Once the output is zeroed, adjusting the scale factor does not change the zero.

CONCLUSION

A new two terminal low voltage shunt regulator has been described. It is electrically equivalent to a temperature-stable 1.2V breakdown diode. Over a -55°C to 125°C temperature range and operating currents of 0.5 mA to 20 mA the LM113

has one hundred times better reverse characteristics than breakdown diodes. Additionally, wide-band noise and long term stability are good since no breakdown mechanism is involved.

The low temperature coefficient and low regulation voltage make it especially suitable for a low voltage regulator or battery operated equipment. Circuit design is eased by the fact that the output voltage and temperature coefficient are largely independent of operating current. Since the reference voltage is equal to the extrapolated energy-band-gap of silicon, the device is useful in many temperature compensation and temperature measurement applications.

REFERENCES

1. R.J. Widlar, "On Card Regulator for Logic Circuits," National Semiconductor AN-42, February, 1971.
2. J.S. Brugler, "Silicon Transistor Biasing for Linear Collector Current Temperature Dependence," IEEE Journal of Solid State Circuits, pp. 57-58, June, 1967.

13

A simplified schematic for a 5V regulator is given in Figure 2. The circuitry produces an output voltage that is approximately four times the basic reference voltage. The emitter-base voltage of Q_3 , Q_4 , Q_5 and Q_6 provide the negative-temperature-coefficient component of the output voltage. The voltage dropped across R_3 provides the positive-temperature-coefficient component. Q_5 is operated at a considerably higher current density than Q_7 , producing a voltage drop across R_4 that is proportional to the emitter-base voltage differential of the two transistors. Assuming large current gain in the transistors, the voltage drop across R_3 will be proportional to this differential, so a temperature-compensated output voltage can be obtained.

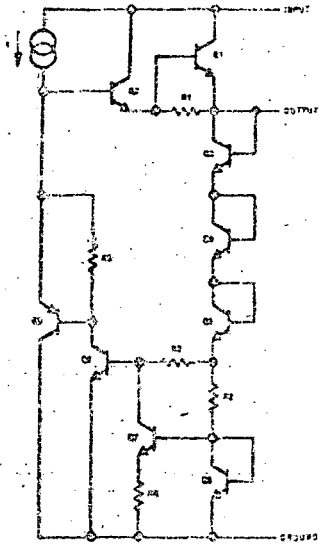


Figure 2. Schematic Showing Essential Details of The 5V Regulator.

In this circuit, Q_2 is the gain stage providing regulation. Its effective gain is increased by using a vertical PNP, Q_3 , as a buffer driving the active collector load represented by the current source. Q_4 drives a modified Darlington output stage (Q_5 and Q_6) which acts as the series pass element. With this circuit, the minimum input voltage is not limited by the voltage needed to supply the reference. Instead, it is determined by the output voltage and the saturation voltage of the Darlington output stage.

Figure 3 shows a complete schematic of the LM109, 5V regulator. The ΔV_{BE} component of

the output voltage is developed across R_2 by the collector current of Q_7 . The emitter-base voltage differential is produced by operating Q_4 and Q_5 at high current densities while operating Q_6 and Q_7 at much lower current levels. The extra transistors improve tolerances by making the emitter-base voltage differential larger. R_3 serves to compensate the transconductance² of Q_5 , so that the ΔV_{BE} component is not affected by changes in the regulator output voltage or the absolute value of components.

The voltage gain for the regulating loop is provided by Q_{10} , with Q_7 buffering its input and Q_{11} its output. The emitter-base voltage of Q_9 and Q_{10} is added to that of Q_{12} and Q_{13} and the drop across R_5 to give a temperature-compensated, 5V output. An emitter-base-junction capacitor, C_1 , frequency compensates the circuit so that it is stable even without a bypass capacitor on the output.

The active collector load for the error amplifier is Q_{17} . It is a multiple-collector lateral PNP⁴. The output current is essentially equal to the collector current of Q_2 , with current being supplied to the zener diode controlling the thermal shutdown, D_2 , by an auxiliary collector. Q_1 is a collector FET⁴ that, along with R_1 , insures starting of the regulator under worst-case conditions.

The output current of the regulator is limited when the voltage across R_{14} becomes large enough to turn on Q_{14} . This insures that the output current cannot get high enough to cause the pass transistor to go into secondary breakdown or damage the aluminum conductors on the chip. Further, when the voltage across the pass transistor exceeds 7V, current through R_{15} and D_3 reduces the limiting current, again to minimize the

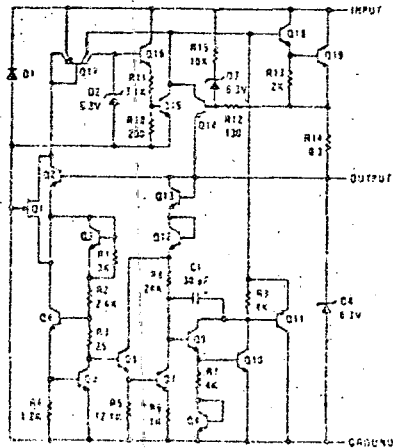


Figure 3. Detailed Schematic of The Regulator.

chance of secondary breakdown. The performance of this protection circuitry is illustrated in Figure 4.

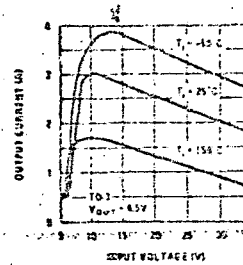


Figure 4. Current-Limiting Characteristics.

Even though the current is limited, excessive dissipation can cause the chip to overheat. In fact, the dominant failure mechanism of solid state regulators is excessive heating of the semiconductors, particularly the pass transistor. Thermal protection attacks the problem directly by putting a temperature regulator on the IC chip. Normally, this regulator is biased below its activation threshold; so it does not affect circuit operation. However, if the chip approaches its maximum operating temperature, for any reason, the temperature regulator turns on and reduces internal dissipation to prevent any further increase in chip temperature.

The thermal protection circuitry develops its reference voltage with a conventional zener diode, D_2 . Q_{15} is a buffer that feeds a voltage divider, delivering about 300 mV to the base of Q_{15} at 175°C. The emitter-base voltage, Q_{15} , is the actual temperature sensor because, with a constant voltage applied across the junction, the collector current rises rapidly with increasing temperature.

Although some form of thermal protection can be incorporated in a discrete regulator, IC's have a distinct advantage: the temperature sensing device detects increases in junction temperature within milliseconds. Schemes that sense case or heat-sink temperature take several seconds, or longer. With the longer response times, the pass transistor usually blows out before thermal limiting comes into effect.

Another protective feature of the regulator is the crowbar clamp on the output. If the output voltage tries to rise for some reason, D_4 will break down and limit the voltage to a safe value. If this rise is caused by failure of the pass transistor such that the current is not limited, the aluminum conductors on the chip will fuse, disconnecting the load. Although this destroys the regulator, it does

protect the load from damage. The regulator is also designed so that it is not damaged in the event the unregulated input is shorted to ground when there is a large capacitor on the output. Further, if the input voltage tries to reverse, D_1 will clamp this for currents up to 1A.

The internal frequency compensation of the regulator permits it to operate with or without a bypass capacitor on the output. However, an output capacitor does improve the transient response and reduce the high frequency output impedance. A plot of the output impedance in Figure 5 shows that it remains low out to 10 kHz even without a capacitor. The ripple rejection also remains high out to 10 kHz, as shown in Figure 6. The irregularities in this curve around 100 Hz are caused by thermal feedback from the pass transistor to the reference circuitry. Although an output capacitor is not required, it is necessary to bypass the input of the regulator with at least a 0.22 μ F capacitor to prevent oscillations under all conditions.

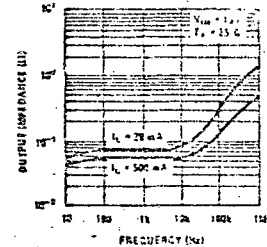


Figure 5. Plot of Output Impedance As A Function of Frequency.

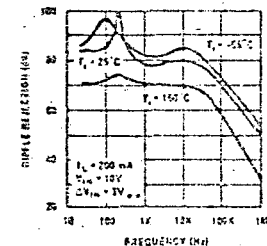


Figure 6. Ripple Rejection of The Regulator.

Figure 7 is a photomicrograph of the regulator chip. It can be seen that the pass transistors, which must handle more than 1A, occupy most of the chip area. The output transistor is actually broken into segments. Uniform current distribution is insured by also breaking the current limit resistor into segments and using them to equalize the

currents. The overall electrical performance of this IC is summarized in Table 1.

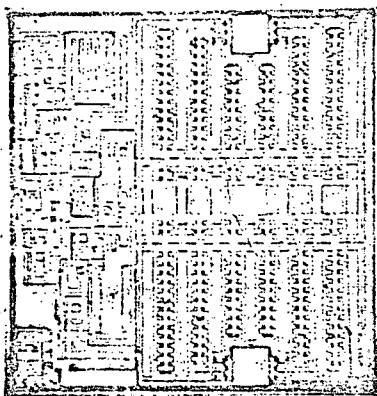


Figure 7. Photomicrograph of The Regulator Shows That High Current Pass Transistor (Right) Takes More Area Than Control Circuitry (Left).

| PARAMETER | CONDITIONS | TYP |
|-------------------------------------|---|----------|
| Output Voltage | | 5.0V |
| Output Current | | 1.5A |
| Output Resistance | | 0.03Ω |
| Line Regulation | $7.0V \leq V_{IN} \leq 35V$ | 0.005%/V |
| Temperature Drift | $-55^{\circ}C \leq T_A \leq 125^{\circ}C$ | 0.02%/°C |
| Minimum Input Voltage | $I_{OUT} = 1A$ | 6.5V |
| Output Noise Voltage | $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$ | 40 μV |
| Thermal Resistance Junction to Case | LM109H (TO-5) | 15°C/W |
| | LM109K (TO-3) | 3°C/W |

Table 1. Typical Characteristics of The Logic-Card Regulator: $T_A = 25^{\circ}C$.

APPLICATIONS

Because it was designed for virtually foolproof operation and because it has a singular purpose, the LM109 does not require a lot of application information, as do most other linear circuits. Only one precaution must be observed: it is necessary to bypass the unregulated supply with a 0.22 μF capacitor, as shown in Figure 8, to prevent

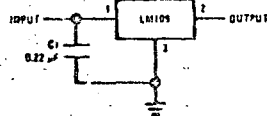


Figure 8. Fixed 5V Regulator

oscillations that can cause erratic operation. This, of course, is only necessary if the regulator is located an appreciable distance from the filter capacitor on the output of the dc supply.

Although the LM109 is designed as a fixed 5V regulator, it is also possible to use it as an adjustable regulator for higher output voltages. One circuit for doing this is shown in Figure 9.

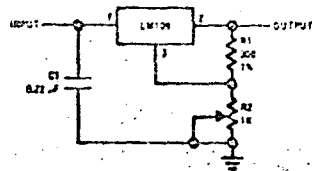


Figure 9. Using The LM109 As An Adjustable-Output Regulator.

The regulated output voltage is impressed across R_1 , developing a reference current. The quiescent current of the regulator, coming out of the ground terminal, is added to this. These combined currents produce a voltage drop across R_2 which raises the output voltage. Hence, any voltage above 5V can be obtained as long as the voltage across the integrated circuit is kept within ratings.

The LM109 was designed so that its quiescent current is not greatly affected by variations in input voltage, load or temperature. However, it is not completely insensitive, as shown in Figures 10 and 11, so the changes do affect regulation somewhat. This tendency is minimized by making the reference current through R_1 larger than the quiescent current. Even so, it is difficult to get the regulation tighter than a couple percent.

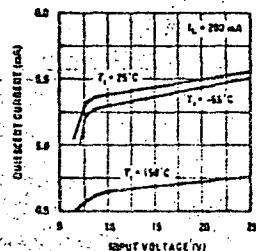


Figure 10. Variation of Quiescent Current With Input Voltage At Various Temperatures.

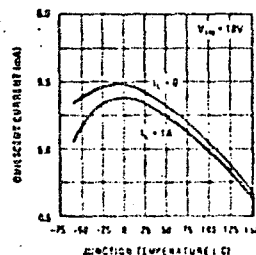


Figure 11. Variation of Quiescent Current With Temperature For Various Load Currents.

The LM109 can also be used as a current regulator, as is shown in Figure 12. The regulated output voltage is impressed across R_1 , which determines the output current. The quiescent current is added to the current through R_1 , and this puts a lower limit of about 10 mA on the available output current.

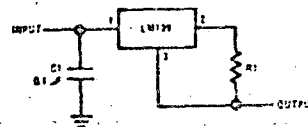


Figure 12. Current Regulator.

The increased failure resistance brought about by thermal overload protection make the LM109 attractive as the pass transistor in other regulator circuits. A precision regulator that employs the IC thusly is shown in Figure 13. An operational amplifier compares the output voltage with the output voltage of a reference zener. The op amp controls the LM109 by driving the ground terminal through an FET.

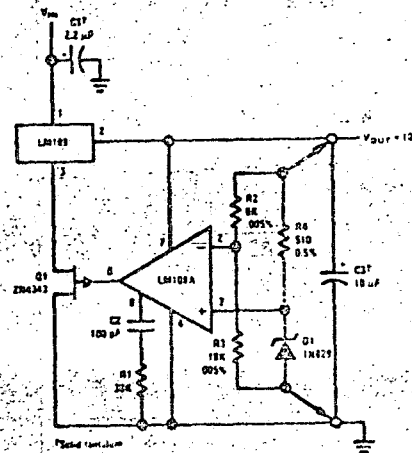


Figure 13. High Stability Regulator.

The load and line regulation of this circuit is better than 0.001%. Noise, drift and long term stability are determined by the reference zener, D_1 . Noise can be reduced by inserting 100 kΩ, 1% resistors in series with both inputs of the op amp and

bypassing the non-inverting input to ground. A 100 pF capacitor should also be included between the output and the inverting input to prevent frequency instability. Temperature drift can be reduced by adjusting R_1 , which determines the zener current, for minimum drift. For best performance, remote sensing directly to the load terminals, as shown in the diagram, should be used.

CONCLUSIONS

The LM109 performs a complete regulation function on a single silicon chip, requiring no external components. It makes use of some unique advantages of monolithic construction to achieve performance advantages that cannot be obtained in discrete-component circuits. Further, the low cost of the device suggests its use in applications where single-point regulation could not be justified previously.

Thermal overload protection significantly improves the reliability of an IC regulator. It even protects the regulator for unforeseen fault conditions that may occur in field operation. Although this can be accomplished easily in a monolithic regulator, it is usually not completely effective in a discrete or hybrid device.

The internal reference developed for the LM109 also advances the state of the art for regulators. Not only does it provide a low voltage, temperature-compensated reference for the first time, but also it can be expected to have better long term stability than conventional zeners. Noise is inherently much lower, and it can be manufactured to tighter tolerances.

REFERENCES

1. R.J. Widlar, "Designing Positive Voltage Regulators," *EEE*, Vol. 17, No. 6, pp. 90-97, June 1969.
2. J.S. Brugler, "Silicon Transistor Biasing for Linear Collector Current Temperature Dependence," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, pp. 57-58, June, 1967.
3. R.J. Widlar, "Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits," *IEEE Trans. on Circuit Theory*, Vol. X11, pp. 588-590, December, 1965.
4. R.J. Widlar, "Design of Monolithic Linear Circuits," *Handbook of Semiconductor Electronics*, Chapter X, pp. 10.1-10.32, L.P. Hunter, ed., McGraw-Hill Inc., New York, 1970.

(16)

factor proportional to the differential voltage, V_R . The currents indicated on Figure 24 are given by:

$$I_1 = \frac{V_1 + V_R - \phi}{R_1}$$

$$I_2 = \phi/R_2$$

$$I_3 = \frac{(V_1 - \phi)}{R_3}$$

$$I_4 = \frac{V_O - \phi}{R_4}$$

and

where $\phi \equiv V_{BE}$ at either input terminal of the LM3900.

Since the input current mirror demands that

$$I^- = I^+$$

and

$$I^- = I_1 - I_2$$

and

$$I^- = I_3 + I_4$$

Therefore

$$I_4 = I_1 - I_2 - I_3$$

Substituting in from the above equation

$$\frac{V_O - \phi}{R_4} = \frac{(V_1 + V_R - \phi)}{R_1} - \frac{\phi}{R_2} - \frac{(V_1 - \phi)}{R_3}$$

and as $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$

$$V_O = (V_1 + V_R - \phi) - (\phi) - V_1 + \phi + \phi$$

or

$$V_O = V_R$$

The resistors are kept large to minimize loading. With the 10 MΩ resistors which are shown on the figure, an error exists at small values of V_1 due to the input bias current at the (-) input. For simplicity this has been neglected in the circuit description. Smaller R values reduce the percentage error or the bias current can be supplied by an additional amplifier (see Section 10.7.1).

For proper operation, the differential input voltage must be limited to be within the output dynamic voltage range of the amplifier and the input voltage V_2 must be greater than 1 volt. For example, if $V_2 = 1$ volt, the input voltage V_1 may vary over the range of 1 volt to -13 volts when operating from a 15-volt supply. Common-mode biasing may be added as shown in Figure 25 to allow both V_1 and V_2 to be negative.

4.5 -A Unity Gain Buffer Amplifier

This buffer amplifier with a gain of one is the simplest DC application for the LM3900. The voltage applied to the input (Figure 26) will be reproduced at the output. However, the input

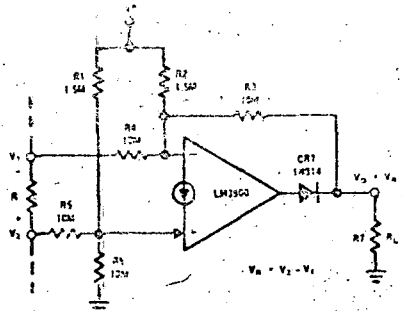


FIGURE 25. A Network to Invert and to Ground Reference a Negative DC Differential Input Voltage

voltage must be greater than one V_{BE} but less than the maximum output swing. Common-mode biasing can be added to extend V_{IN} to $\pm V_{OC}$, if desired.

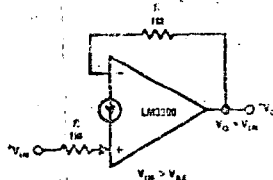
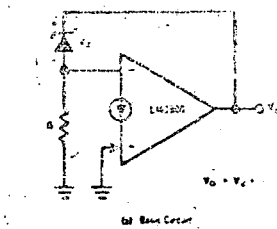


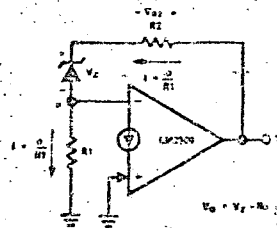
FIGURE 26. A Unity-gain DC Buffer Amplifier

5.0 DESIGNING VOLTAGE REGULATORS

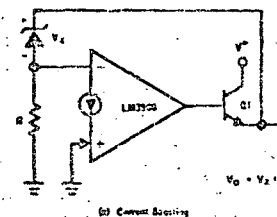
Many voltage regulators can be designed which make use of the basic amplifier of the LM3900. The simplest is shown in Figure 27a where only a Zener diode and a resistor are added. The voltage at the (-) input (one $V_{BE} \approx 0.5 V_{OC}$) appears across R and therefore a resistor value of 510Ω will cause approximately 1 mA of bias current to be drawn through the Zener. This biasing is used to reduce the noise output of the Zener as the 30 nA input current is too small for proper Zener biasing. To compensate for a positive temperature coefficient of the Zener, an additional resistor can be added, R_2 (Figure 27b) to introduce an arbitrary number, N, of "effective" V_{BE} drops into the expression for the output voltage. The negative temperature coefficient of these diodes will also be added to temperature compensate the DC output voltage. For a larger output current, an emitter follower (Q_1 of Figure 27c) can be added. This will multiply the 10 mA (max.) output current of the LM3900 by the β of the added transistor. For example, a $\beta = 30$ will provide a max. load current of 300 mA. This added transistor also reduces the output impedance. An output frequency compensation capacitor is generally not required but may be added, if desired, to reduce the output impedance at high frequencies.



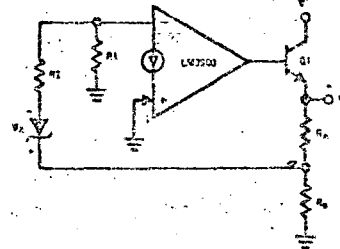
(a) Basic Circuit



(b) Temperature Compensation



(c) Current Boosting



(d) Adding V_{BE} Without Disturbing Temperature Compensation

FIGURE 27. Simple Voltage Regulators

The DC output voltage can be increased and still preserve the temperature compensation of Figure 27b by adding resistors R_A and R_B as shown in Figure 27d. This also can be accomplished without the added transistor, Q_1 . The unregulated input voltage, which is applied to pin 14 of the LM3900 (and to the collector of Q_1 , if used) must always exceed the regulated DC output voltage by approximately 1V, when the unit is not current boosted or approximately 2V when the NPN current boosting transistor is added.

5.1 Reducing the Input Output Voltage

The use of an external PNP transistor will reduce the required $(V_{IN} - V_{OUT})$ to a low tenth of a volt. This will depend on the saturation characteristics of the external transistor at the operating current level. The circuit, shown in Figure 28, uses the LM3900 to supply base drive to the PNP transistor. The resistors R_1 and R_2 are used to allow the output of the amplifier to turn OFF the PNP transistor. It is important that pin 14 of the LM3900 be tied to the $-V_{IN}$ line to allow this OFF control to properly operate. Larger voltages are permissible (if the base-emitter junction of Q_1 is prevented from entering a breakdown, by a shunting diode, for example), but smaller voltages will not allow the output of the amplifier to raise enough to give the OFF control.

The resistor, R_3 , is used to supply the required bias current for the amplifier and R_4 is again used to bias the Zener diode. Due to a larger gain, a compensation capacitor, C_O , is required. Temperature compensation could be added as was shown in Figure 27b.

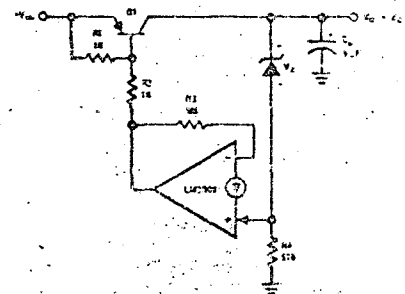


FIGURE 28. Reducing $(V_{IN} - V_{OUT})$

5.2 Providing High Input Voltage Protection

One of the four amplifiers can be used to regulate the supply line for the complete package (pin 14), to provide protection against large input voltage conditions, and in addition, to supply current to an external load. This circuit is shown in Figure 29. The regulated output voltage is the sum of the Zener voltage, CR_2 , and the V_{BE} of the inverting input terminal. Again, temperature compensation can be added as in Figure 27b. The second Zener, CR_1 , is a low tolerance component which simply serves as a DC level shift to allow the output voltage of the amplifier to control the conduction of the external transistor, Q_1 . This Zener voltage should be approximately one-half of the CR_2 voltage to position the DC output voltage level of the amplifier approximately in the center of the dynamic range

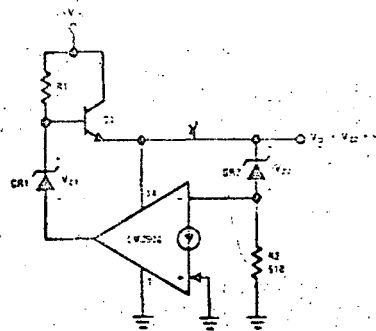


FIGURE 29. High V_{IN} Protection and Self-regulation

The base drive current for Q_1 is supplied via R_1 . The maximum current through R_1 should be limited to 10 mA as

$$I_{MAX} = \frac{V_{IN(MAX)} - (V_O + V_{BE})}{R_1}$$

To increase the maximum allowed input voltage, reduce the output ripple, or to reduce the $(V_{IN} - V_{OUT})$ requirements of this circuit, the connection described in the next section is recommended.

5.3 High Input Voltage Protection and Low $(V_{IN} - V_{OUT})$

The circuit shown in Figure 30 basically adds one additional transistor to the circuit of Figure 29 to improve the performance. In this circuit both transistors (Q_1 and Q_2) absorb any high input voltages (and therefore need to be high voltage devices) without any increases in current (as with R_1 of Figure 29). The resistor R_1 (of Figure 30) provides a "start-up" current into the base of Q_2 .

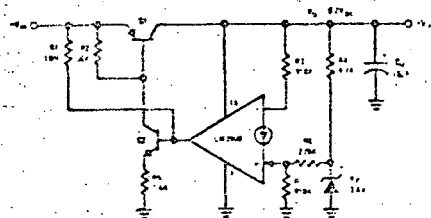


FIGURE 30. A High V_{IN} Protected, Low $(V_{IN} - V_{OUT})$ Regulator

A new input connection is shown on this regulator (the type on Figure 29 could also be used) to control the DC output voltage. The Zener is biased via R_2 (at approximately 1 mA). The

resistors R_3 and R_4 provide gain (non-inverting) to allow establishing V_O at any desired voltage larger than V_{BE} . Temperature compensation of either sign (±TC) can be obtained by shunting a resistor from either the (-) input to ground (to add - TC to V_O) or from the (-) input to ground (to add + TC to V_O). To understand this, notice that the resistor, R_1 , from the (-) input to ground will add $-N V_{BE}$ to V_O where

$$N = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

and V_{BE} is the base emitter voltage of the transistor at the (+) input. This then also adds a positive temperature change at the output to provide the desired temperature correction.

The added transistor, Q_2 , also increases the gain (which reduces the output impedance) and if a power device is used for Q_1 large load currents (amps) can be supplied. This regulator also supplies the power to the other three amplifiers of the LM3900.

5.4 Reducing Input Voltage Dependence and Adding Short-circuit Protection

To reduce ripple feedthrough and input voltage dependence, diodes can be added as shown in Figure 31 to drop-out the start circuit once

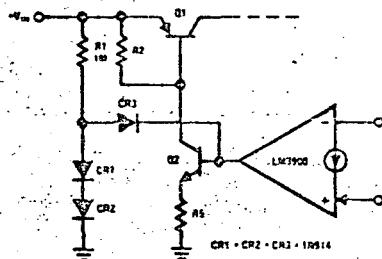


FIGURE 31. Reducing V_{IN} Dependence

start-up has been achieved. Short-circuit protection can also be added as shown in Figure 32.

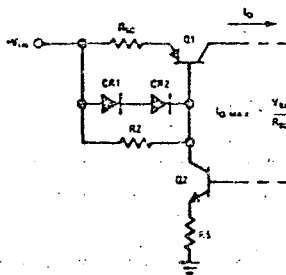


FIGURE 32. Adding Short-circuit Current Limiting

The emitter resistor of Q_2 will limit the maximum current of Q_2 to $(V_O - 2 V_{BE})$

TRACKING VOLTAGE REGULATORS

Integrated circuit voltage regulators are available today which are economical and offer a high degree of performance. There are both positive and negative regulators capable of achieving better than 0.1% regulation under normal fluctuations in input supply and load. Due to production variations, the internal reference voltage in these regulators may vary as much as 10% from unit to unit. Normally, this causes no problems as most power supply circuits have an adjustment potentiometer which is varied to obtain the correct output voltage. In systems with more than one regulated output voltage, it is sometimes desirable to adjust all supplies with a single potentiometer. This results in savings by eliminating one or more potentiometers as well as eliminating the need to adjust the supplies individually.

Figure 1 shows a 5V and a 15V regulator with both outputs adjusted with a single potentiometer. Although the technique is not exact, the error is typically under 2%. As shown in Figure 1, the internal reference voltages for the LM105* regulators, available at pin 5, are tied together. This insures that both regulators operate with the same reference voltage. The lower resistors of the output divider, R_2 , are connected through a common adjustment potentiometer to ground. R_2 adjusts both regulators for variations in the 1.8V reference. Note that the wiper of R_2 is connected to one side of the potentiometer. If a rheostat connection were used, the arm might open circuit during adjustment, causing large transients on the output.

The calculations of resistor values for the output divider resistors are made with the consideration that the adjustment is not exact and that two

regulators are adjusted. The bottom resistor of the divider, R_1 , is fixed at 2K. The top of the divider, R_2 , is then calculated for the output voltage using 1.6V as the reference voltage. To help compensate for the inaccuracies in the adjustment, output voltages are calculated slightly off from the desired values. For the 5 and 15V regulators, R_1 is calculated to give a 2% low output voltage on the 5V regulator and a 2% high output voltage on the 15V regulator.

$$R_1 = \frac{(V_{OUT} - 1.6V) 2000\Omega}{1.6V}$$

R_2 will now adjust both regulators to within 2% of the desired output for reference variations from 1.6V to 2.0V. From the previous calculations, a 1.6V reference yields outputs of 4.9V and 15.3V. If the reference is 2.0V, R_2 is adjusted to 324 ohms and the output voltages are 5.1V and 14.9V. If the reference is near the typical value of 1.8V, both outputs are within 1% of nominal.

These calculations do not account for resistor inaccuracies. If 1% resistors are used there is an additional worst case error of 2% for each regulator. Resistor errors are inherent in any type of tracking regulator system, even if the adjustment is theoretically exact.

Actually, any number of regulators may be connected to a single adjustment resistor. The adjustment accuracy of this technique depends on the output voltage differences among the regulators. The previous example was a severe difference, and had only 2% accuracy. With close output voltages, such as 12V and 15V, the error is much smaller. The 12V regulator is calculated to 1/2% low and 15V regulator 1/2% high with the 1.6V reference. Both regulators are then within 1/2% for reference variations of 1.6 to 2.0 volts. This adjustment method is, of course, exact if two regulators have the same output.

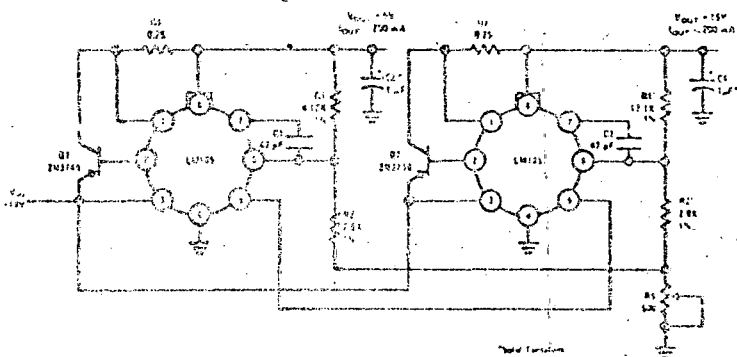


FIGURE 1. Tracking Positive Regulators

Using a negative regulator to track a positive regulator is a somewhat easier task. An inverting operational amplifier may be used to provide a negative output voltage while using a positive voltage as a reference. The LM104* negative regulator is easily adapted for use as an inverting amplifier and provides several advantages over conventional operational amplifiers. It is designed to drive boost transistors for higher output current as well as providing a convenient method of current limiting the output. Further, the frequency compensation used on the LM104 is optimized for transient response to line and load changes. Figure 2 shows tracking $\pm 15V$ regulators.

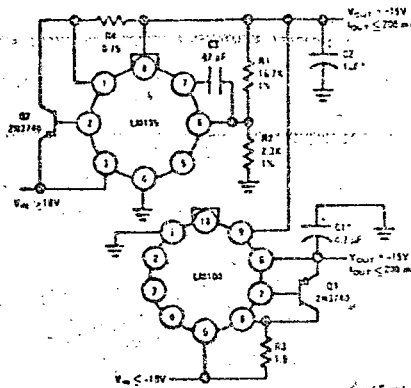


FIGURE 2. Tracking Positive and Negative Regulators

Operation is most easily understood by referring to the functional schematic of the LM104 in Figure 3. The non-inverting input of the internal amplifier, pin 1, is connected to ground. The positive 15V reference is connected through an internal 15K ohm input resistor, R_{16} , to the inverting input. Feedback resistor, R_{15} , is also 15K ohm. This forms a unity gain inverting amplifier with a negative output voltage equal to the positive input voltage. The 15K ohm resistors in the LM104 are

*R. J. Widlar, "Designs for Negative Regulators," National Semiconductor Corporation, AN-21, December, 1968.

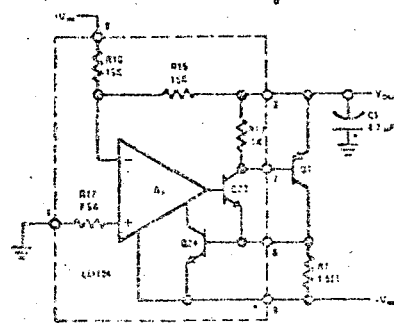


FIGURE 3. Functional Diagram of the LM104 Used as an Amplifier

typically matched to 1%. This means that the output of both regulators may be adjusted with 1% accuracy by changing R_1 in Figure 2.

The LM104 may also be used with inverting gain for negative output voltages greater than the positive reference voltage. Figure 4 shows a circuit where the -15V supply tracks a +5V supply. In this configuration the non-inverting input is not grounded, but tied to divider, R_3 , R_4 , between the negative output and ground. The output voltage equals

$$V_{OUT} = V^+ \left[\frac{R_3 + R_4}{R_3 - R_4} \right]$$

where V^+ is the positive reference.

The line regulation and temperature drift are determined primarily by the positive reference, with the negative output tracking. The reference must be a low impedance source, such as an LM105 regulator, to insure that current drawn by pin 9 of the LM104 does not affect the reference voltage. Since the LM104 is connected to a positive voltage instead of ground, it sees a total voltage equal to the sum of the unregulated negative input and the positive reference voltage. This reduces the maximum unregulated negative input voltage allowable, and should be considered during design. If the negative output voltage must be less than the positive reference or the decrease in maximum unregulated input voltage cannot be tolerated, an alternate method of constructing tracking regulators is given elsewhere[†]. Of course, many negative regulators may be slaved to a single positive regulator.

Using standard linear integrated circuits, multiple output positive and negative supplies may be adjusted to within 2% or less by a single resistor. Although the absolute output is not exact, the regulation accuracy is still within 0.1%. These techniques can result in savings by the elimination of both time and materials when used.

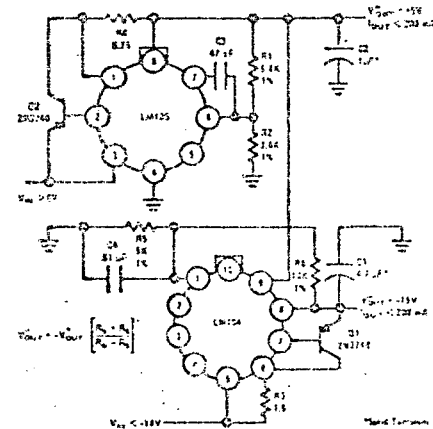
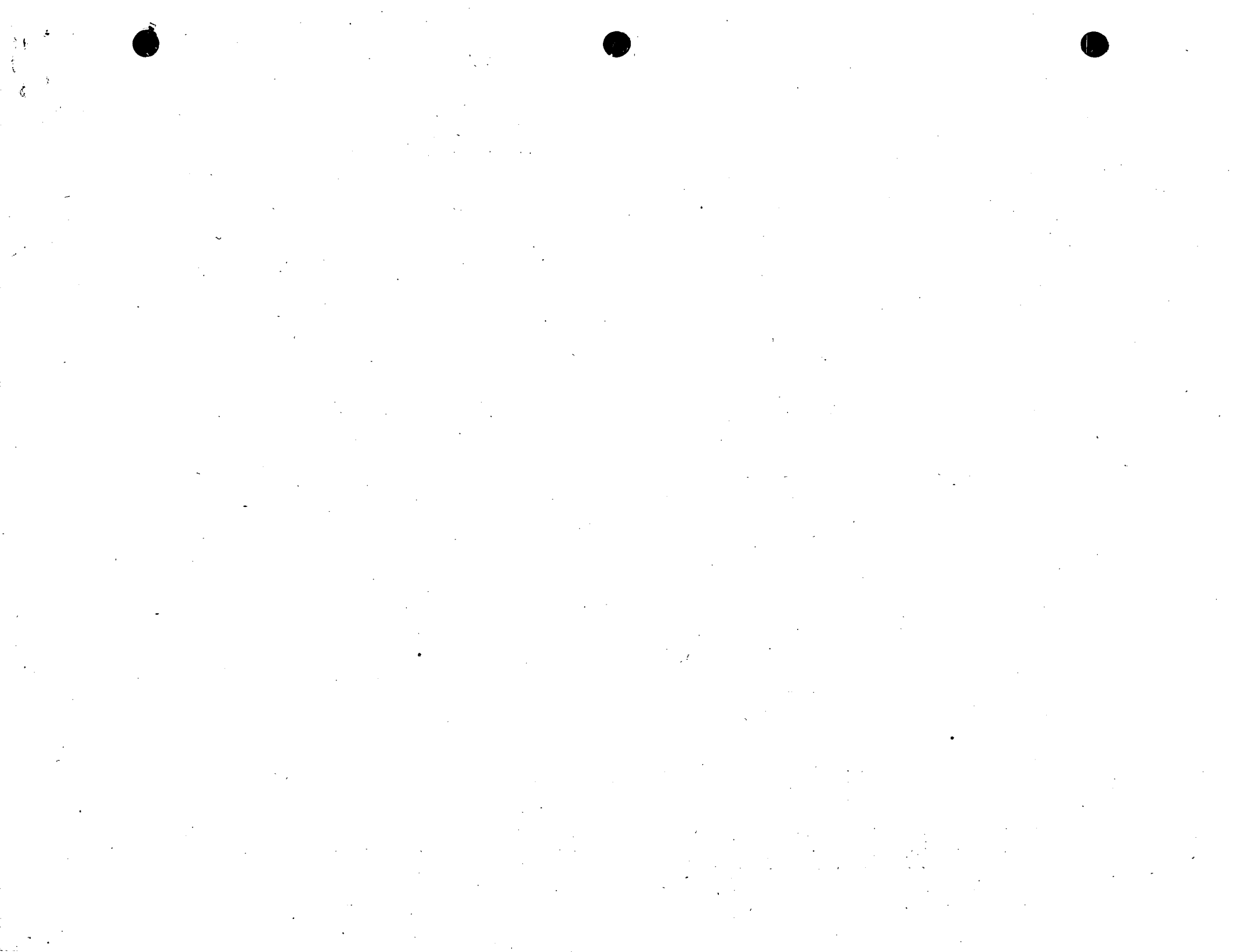
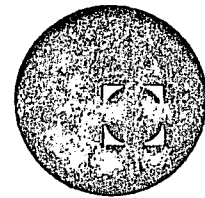


FIGURE 4. Tracking Regulators With Different Output Voltages





centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, unam

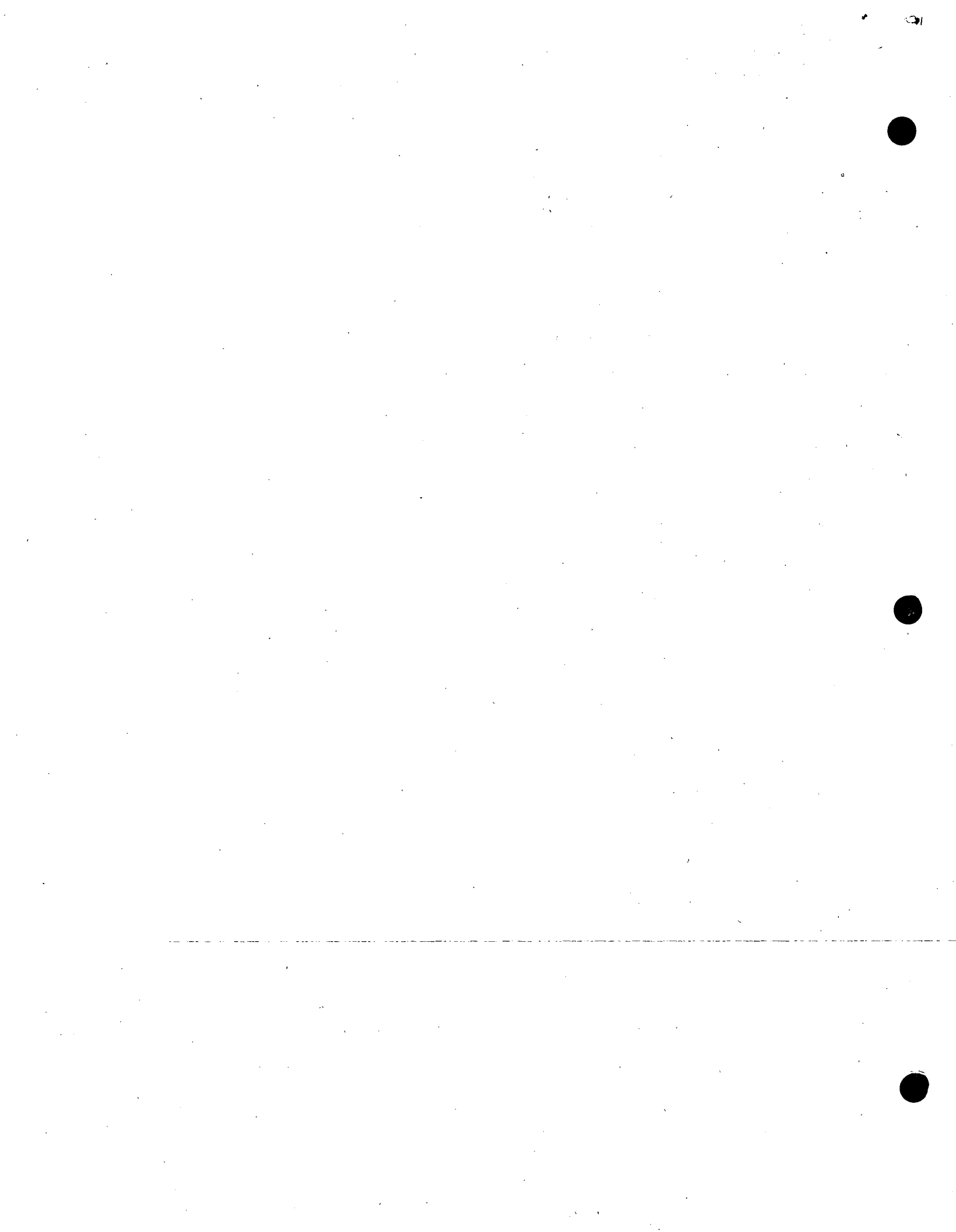


REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

REGULADORES LINEALES
(CONTINUACION)

DR. JOSE FRANCISCO ALBARRAN NUÑEZ

NOVIEMBRE, 1978.



5.3.3 La Referencia en el Lazo de Realimentación.

En algunas ocasiones, la referencia se conecta en el lazo de realimentación, como se muestra en la figura 5.35. El regulador en sí puede ser aún serie o paralelo, según se conecte el elemento de potencia. La principal diferencia de este circuito con los anteriores reside en el cómputo de la ganancia de lazo, lo que es importante para determinar la regulación del sistema.

Normalmente, la resistencia dinámica del zener (o la referencia) es mucho menor que R_{ia} o R_{oa} , por lo que la realimentación es casi unitaria. En realidad, la resistencia dinámica del zener (o referencia) puede ser comparable con la resistencia de salida del amplificador, por lo que la ganancia de lazo es del orden de:

$$T \approx \frac{a_v r_z}{R_{ia} + R_{oa}} \quad (5.62)$$

De este valor, la resistencia de salida del regulador es aproximadamente:

$$R_o \approx \frac{R_{oa} // r_z}{1 + T} \approx \frac{R_{oa}}{a_v} \quad (5.63)$$

La resistencia de salida proporciona una medida de la regulación de carga del circuito.

En este tipo de circuitos, el zener queda autopolarizado, con lo que la regulación de línea es dependiente principalmente del rechazo del amplificador a variaciones en la fuente de alimentación, dividido por el factor de realimentación $(1 + T)$.

Para ilustrar estos términos usaremos un ejemplo simple. Un circuito igual al de la figura 5.35 usa un amplificador operacional del tipo 741, del cual se conocen los siguientes parámetros típicos: $a_v = 10^5$, $R_{oa} = 75\Omega$, $R_{ia} = 1M\Omega$. Se utiliza un zener con una impedancia dinámica de 15Ω y se regulará una carga superior a $1k\Omega$. En este caso se tendrá:

$$T = 12750$$

$$R_o = 0.75m\Omega$$

El amplificador tiene un rechazo a variaciones en la fuente positiva del orden de 10^5 , con lo que la regulación de línea será excelente. Otro ejemplo de un regulador de este tipo es el mostrado en la sección 5.1.3.c; en la que se describe al zener con un buffer de corriente. En ese caso (y en

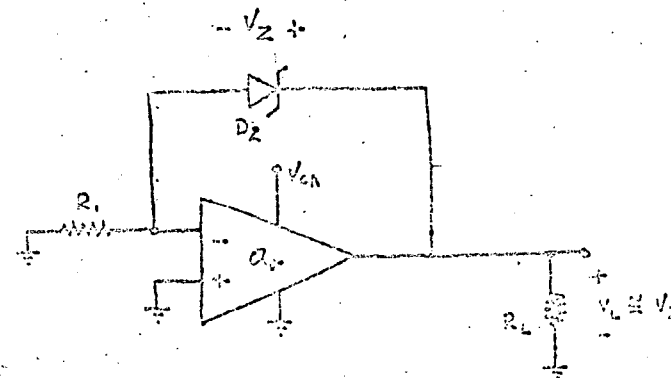


FIG. 5.35.- Regulador con la referencia en el lazo de realimentación. La referencia queda autopolarizada.

cia, alimentación y respuesta a la frecuencia), y sistemas. Otra área, poco enfatizada para el diseñador de instrumentos electrónicos en los libros comunes, es la que se refiere al diseño mecánico del instrumento. Para este importante tema se refiere al lector a las referencias 5.10 y 5.11. Por supuesto, la bibliografía no es exhaustiva, aunque sí es característica y tendenciosa. Aunque en ella no se han incluido ni revistas, ni manuales, ni catálogos, éstos son indispensables.

REFERENCIAS

- 5.1 A.S. Grove, *Physics and Technology of Semiconductor Devices*. J. Wiley (1969)
- 5.2 J.P. McKalvey; *Solid State and Semiconductor Physics* Harper & Row (1965)
- 5.3 Motorola, Applications Staff; *The Zener Diode Handbook*. Motorola, Inc. First Ed. 19
- 5.4 C.D. Motchenbacher & F.C. Fitchen; *Low-Noise Electronic Design*. J. Wiley (1973)
- 5.5 E.R. Hnatek; *Applications of Linear Integrated Circuits*. J. Wiley (1975)
- 5.6 R. Widlar; "New Developments in IC Voltage Regulators". *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. SC-6, No. 1, febrero, 1971.
- 5.7 S.D. Senturia, B.D. Medlock; *Electronic Circuits and Applications*. J. Wiley (1975)
- 5.8 P.E. Gray & C.L. Searle; *Electronic Principles* J. Wiley (1969)
- 5.9 J. Millman & C.C. Halkias; *Integrated Electronics: Analog & Digital Circuits and Systems*. Mc Graw Hill (1972)
- 5.10 R.S. Villanucci, et. al; *Electronic Techniques: Shop practices and Construction* Prentice Hall (1974)
- 5.11 E. H. Cherry & D.E. Hooper; *Amplifying Devices & Low Pass Amplifier Design*. J. Wiley (1968)

5.3.3 La Referencia en el Lazo de Realimentación.

En algunas ocasiones, la referencia se conecta en el lazo de realimentación, como se muestra en la figura 5.35. El regulador en sí puede ser aún serie o paralelo, según se conecte el elemento de potencia. La principal diferencia de este circuito con los anteriores reside en el cómputo de la ganancia de lazo, lo que es importante para determinar la regulación del sistema.

Normalmente, la resistencia dinámica del zener (o la referencia) es mucho menor que R_L o R_{ia} , por lo que la realimentación es casi unitaria. En realidad, la resistencia dinámica del zener (o referencia) puede ser comparable con la resistencia de salida del amplificador, por lo que la ganancia de lazo es del orden de:

$$T \cong \frac{a_v r_z}{r_{oa} + R_{oa}} \quad (5.62)$$

De este valor, la resistencia de salida del regulador es aproximadamente:

$$R_o \cong \frac{R_{oa} // r_z}{1 + T} \cong \frac{R_{oa}}{a_v} \quad (5.63)$$

La resistencia de salida proporciona una medida de la regulación de carga del circuito.

En este tipo de circuitos, el zener queda autopolarizado, con lo que la regulación de línea es dependiente principalmente del rechazo del amplificador a variaciones en la fuente de alimentación, dividido por el factor de realimentación $(1 + T)$.

Para ilustrar estos términos usaremos un ejemplo simple. Un circuito igual al de la figura 5.35 usa un amplificador operacional del tipo 741, del cual se conocen los siguientes parámetros típicos: $a_v = 10^5$, $R_{oa} = 75\Omega$, $R_{ia} = 1M\Omega$. Se utilice un zener con una impedancia dinámica de 15Ω y se regulará una carga superior a $1k\Omega$. En este caso se tendrá:

$$T = 12750$$

$$R_o = 0.75m\Omega$$

El amplificador tiene un rechazo a variaciones en la fuente positiva del orden de 10^5 , con lo que la regulación de línea será excelente. Otro ejemplo de un regulador de este tipo es el mostrado en la sección 5.1.3.c, en la que se describe al zener con un buffer de corriente. En ese caso (y en

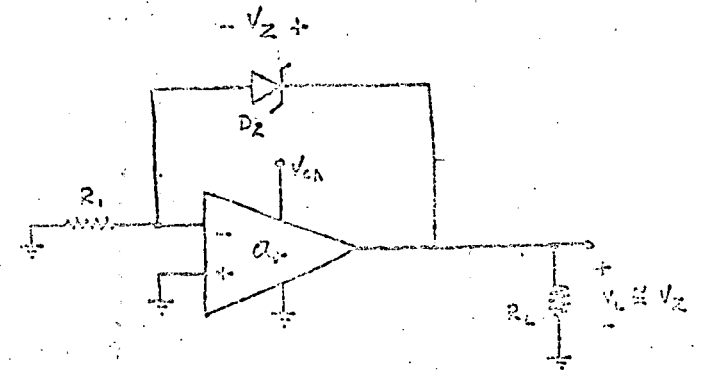


FIG. 5.35.- Regulador con la referencia en el lazo de realimentación. La referencia queda autopolarizada.

el caso de la referencia integrado LM103), el regulador es de tipo paralelo, ya que el elemento de potencia queda en paralelo con la carga.

5.3.4 El comportamiento de los reguladores ante transitorios

Los reguladores se ven sujetos a varios tipos de fenómenos transitorios de los cuales se pueden distinguir principalmente:

- Transitorios en la línea.- Estos son, además del común "rizado" de 120 Hz, variaciones lentas en el valor promedio de V_{CA} .
- Transitorio en la carga.- En todos los circuitos existe una señal que varía con el tiempo. En algunos (circuitos de alta frecuencia, circuitos digitales) las variaciones son violentas y muy rápidas.
- Transitorios térmicos.- Debido tanto al autocalentamiento de los dispositivos debido a la energía que disipan, como a la temperatura ambiente, la temperatura efectiva en el regulador sufrirá variaciones. Estas variaciones serán normalmente del orden de segundos y dependerá de las constantes de tiempo térmicas del regulador.

Debido a la lentitud de las variaciones (a) y (b), como al hecho de que las relaciones térmicas se verán con más detalle en el capítulo 7, solo haremos un análisis de las variaciones en la carga (caso (b)).

Como se ha visto en el desarrollo de este capítulo, la regulación de carga depende directamente de la resistencia de salida del regulador. Para el caso de variaciones rápidas en la carga, es conveniente hablar de la IMPEDANCIA DE SALIDA del regulador (Z_o).

En la mayoría de los casos, la impedancia de salida del regulador será INDUCTIVA. Esto se debe a dos razones principales:

- Al aumentar la frecuencia, la ganancia del amplificador (A_v) disminuye, debido a que la mayor parte de los amplificadores son paso-bajas. Con esto, la ganancia de lazo (T) también disminuye. Con esto, se tiene que $Z_o = \frac{R_o}{1+T}$ aumenta con la frecuencia, es decir se comporta en forma inductiva.
- En los reguladores tipo serie, la salida se toma a través de un seguidor por emisor. Estos circuitos presentan impedancia de salida inductiva en un rango de frecuencias.

El problema que representa este tipo de impedancia se describe a continua-

ción. En la mayoría de los casos, la carga es capacitiva y resistiva; esto se debe tanto al capacitor que a veces se coloca para "reducir transitorios y ruido", como a la naturaleza propia de los circuitos. Por lo tanto, se tendrá un circuito R-L-C en el que pueden ocurrir oscilaciones o transitorios bruscos con sobretiros y "ringing".

5.3.4a Sobretiro y Ringing

La figura (5.35a) muestra el circuito equivalente de un regulador con impedancia inductiva, carga capacitiva y una variación rápida en la carga (i_e). El voltaje efectivo en la carga ($v_L = V_{L0} + v_e$) tendrá una componente variable (v_e) debida a i_e . En el dominio de la frecuencia la relación entre v_e e i_e es:

$$\frac{v_e}{i_e} = \frac{(R_o // R_L) (1 + \tau_o S)}{\frac{S^2}{\omega_n^2} + 2 \xi \frac{S}{\omega_n} + 1} \quad (5.64)$$

en donde:

$$\tau_o = \frac{L_o}{R_o}$$

$$T_L = R_L C_L$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{R_o' + R_L}{R_o' T_o T_L}}$$

$$\xi = \frac{\tau_o + T_L}{2} \sqrt{\frac{R_o'}{T_o T_L (R_o' + R_L)}}$$

La relación de transferencia anterior está graficada en la figura (5.35b), en función de la frecuencia, tanto en magnitud como en fase, para diferentes valores de ξ . Además, en la figura (5.35c) se muestra la respuesta en el tiempo a una variación tipo escalón en i_e , también para varios valores de ξ . De estas figuras se pueda observar el efecto de "ringing" y sobretiro debido al efecto inductivo del regulador. LA CURA para este efecto es: aumentar R_o y reducir L_o . Ya que en muchas ocasiones no es posible escoger algunos parámetros de diseño (en el caso, por ejemplo, de tener que usar una fuente de poder dada o un regulador dado y tener problemas

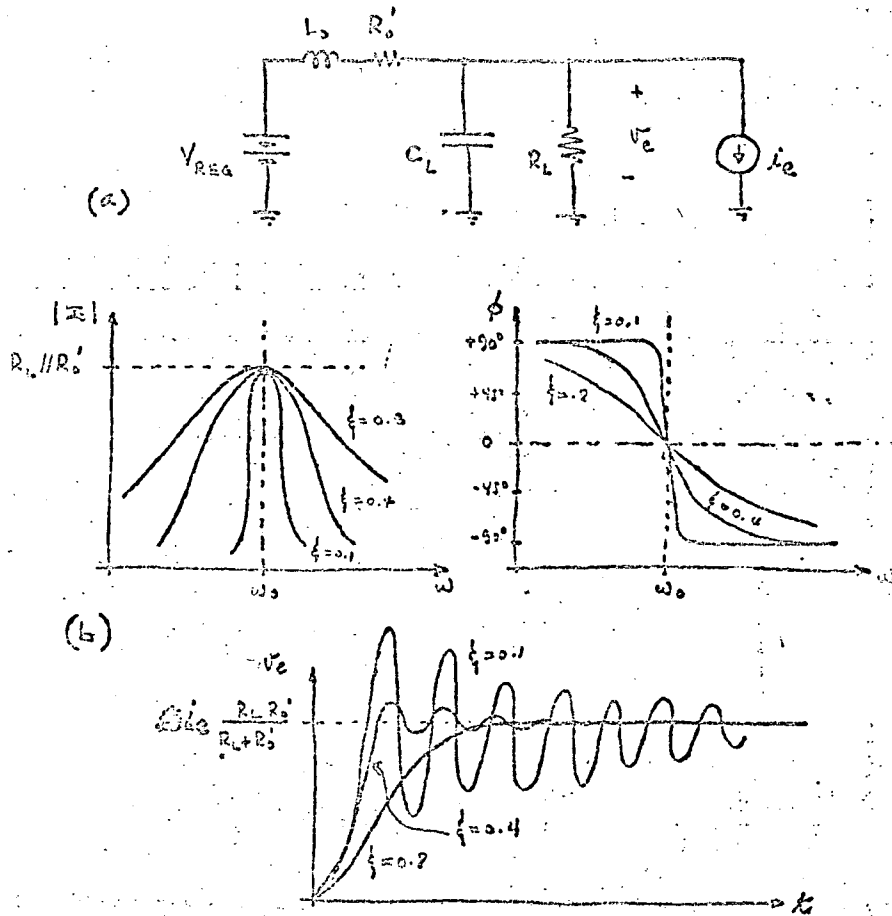


FIG. 5.36 - Circuito equivalente de salida del regulador eléctrico. (a) Circuito equivalente y corriente variable en la carga. (b) Efecto del amortiguamiento en la respuesta a la frecuencia y en (c) la respuesta en el tiempo a una variación en i_O .

de tipo inductivo), una cura es agregar una resistencia en serie con la salida del regulador. Por supuesto esta cura reduce la regulación de carga, sin embargo en algunos usos (como por ejemplo en circuitos digitales), esto es permisible.

5.3.4b Estimación de L_O

No es materia simple hallar L_O y R'_O del regulador, ya que se requiere conocer tanto los parámetros de alta frecuencia del transistor de potencia (normalmente dominantes) como los del amplificador en sf.

Por falta de espacio no es posible hablar del problema de compensación de amplificadores, por lo cual se refiere al lector a (ref. 5.8 y 5.9). Para propósitos de este análisis bastará notar que la mayoría de los amplificadores que se emplearán en reguladores lineales estarán compensados, de forma que tendrán un polo dominante, como se muestra en la figura 5.37a, de forma que se tendrá la ganancia de lazo como:

$$T(s) \approx a_v(s) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{a_{v0}}{1 + \frac{s}{P_1}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{T_0}{1 + \frac{s}{P_1}} \quad (5.55)$$

Con esto se puede aproximar para el regulador (si es que $T_0 \gg 1$):

$$Z_O(s) \approx \frac{R_{OX}}{T(s)} = \frac{R_{OX}}{T_0} \left(1 + \frac{s}{P_1}\right) = R_O \left(1 + \frac{s}{P_1}\right) \quad (5.66)$$

donde R_{OX} es la resistencia de salida del regulador en malla abierta (o sea sin realimentación).

De esta ecuación se tiene que $R'_O = R_O$ y $L_O = \frac{R_O}{P_1}$. Así es que conociendo el polo dominante del amplificador del regulador, se puede conocer la impedancia de salida.

La inductancia debida al seguidor-emisor del regulador serie puede ser dominante sobre el anterior (dependiendo del valor de P_1). Sin embargo, en la mayor parte de los casos no es así, ya que el circuito realimentado debe ser compensado con un polo (P_1) mucho menor que el polo debido al seguidor por emisor, ya que de otra manera es posible que el regulador oscile.

5.3.4c El problema de oscilación

La oscilación en reguladores se debe a un exceso de defasamiento en el lazo de realimentación que es debido a:

- a) Compensación incorrecta del amplificador.
- b) Exceso de fase debido al transistor de salida y la carga.

Como no hay espacio para tratar a fondo el tema (a), se hará referencia sólo al problema (b) y su relación con (a).
 Con objeto de cubrir los casos más comunes, se considerarán por separado los reguladores serie y paralelo. El amplificador se considerará en forma simplificada como el de la figura 5.20, con una función de transferencia:

$$a_v(s) = \frac{a_{v0}}{1 + \frac{s}{P_1}} \quad (5.67)$$

En el regulador SERIE, (ver figura 5.23) se puede "abrir el lazo de realimentación", como se muestra en la figura 5.33. Para señales incrementales, la ganancia de lazo $T(s)$ está dada por:

$$\frac{v_f}{v_r} \approx \frac{a_v(s) R_1 (1 + s_m Z'_L)}{(R_1 + R_2) \left[\frac{1}{s C_\pi} + (1 + \beta_m) \frac{Z'_L}{s} \right]} \quad (5.68)$$

en donde, $Z'_\pi = r_\pi // \frac{1}{s C_\pi} = \frac{r_\pi}{1 + r_\pi C_\pi s}$ (5.69)

y para carga capacitiva:

$$Z'_L = Z_L // (R_1 + R_2) = \frac{R'_L}{1 + R'_L C_L s} \quad (5.70)$$

en donde $R'_L = R_L // (R_1 + R_2)$

Con estas ecuaciones se puede obtener que:

$$T(s) = \frac{T_0 (Z_1 + 1)}{\left(\frac{s}{P_1} + 1 \right) \left(\frac{s}{P_2} + 1 \right)} \quad (5.71)$$

en donde:

$$T_0 = a_{v0} \frac{(\beta + 1) R'_L}{(\beta + 1) R'_L + r_\pi} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.72)$$

$$P_2 = \frac{(\beta + 1) R'_L + r_\pi}{r_\pi \beta (C_\pi + C_L)} \quad (5.73)$$

$$Z_1 = \frac{(\beta + 1)}{r_\pi \beta C_\pi} \quad (5.74)$$

Para ciertos valores de C_L , P_L , r_π , β , etc., el pdo (P_2) puede ser comparable con el polo (P_1), de forma que cause un exceso de fase tal que añadido al exceso de fase debido a otros polos no-dominantes del amplificador causen un desfase total de 180° a alguna frecuencia, con lo que el

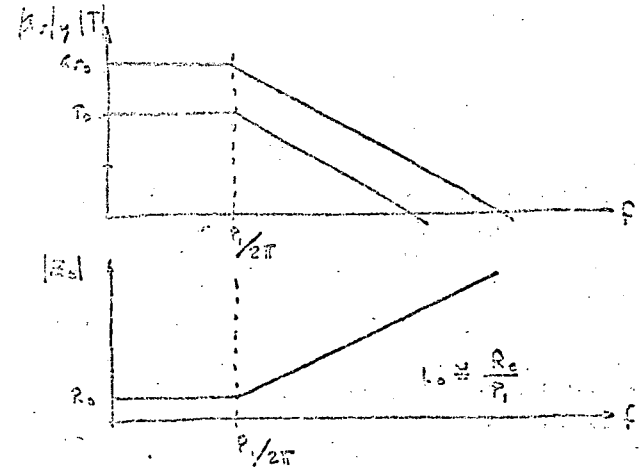


FIG. 5.37 - El efecto inductivo en la impedancia de salida del regulador es debido a la reducción de la ganancia de lazo con la frecuencia.

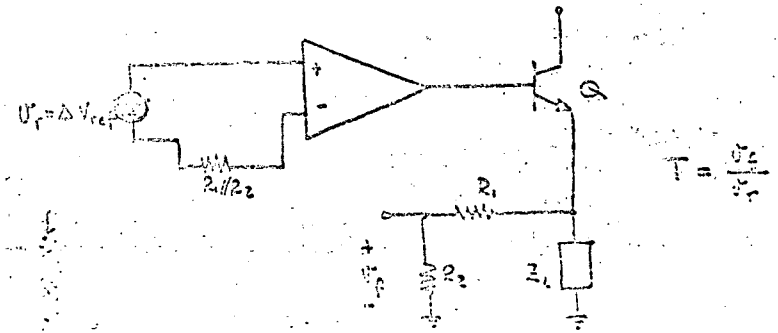


FIG. 5.38 - "Rompiendo el lazo" en el regulador SERIE. Para el análisis se consideran todos los medidos como incrementales o de señal pequeña.

al circuito oscilará. Como no se conocen (a priori) el exceso de fase debido a los polos no-dominantes del amplificador, como "regla de dedo" se usará que un desfase de más de 45° ó 60° debido a P₂ causará oscilaciones, o cuando menos sobretiros inaceptables.

El valor del sobre-tiro dependerá del valor de T₀, P₁, P₂ y Z₁ de la siguiente forma:

$$\xi = \left(\frac{P_2}{4P_1(1+T_0)} \right)^{1/2} + \left(\frac{P_1}{4(1+T_0)P_2} \right)^{1/2} + \frac{(1+T_0)P_1P_2}{2Z_1} \quad (5.75)$$

Un sobre-tiro inaceptable será aquel que se deba a un amortiguamiento demasiado pequeño, o sea $\xi < 0.5$.

Para ejemplificar un caso, supóngase un regulador serie como el que se muestra en la figura 5.29. El amplificador será un 741 y el transistor un 2N3638. Los siguientes parámetros han sido obtenidos de las características del circuito y las hojas de datos: I_{CO} = 500mA, R_L = 50Ω, h_{fe} = 10, β = 80, r_π = 4.3Ω, g_m = 18.5Ω⁻¹, C_B = 300pF, C_{je} = 700pF, C_μ = 50pF, P₁ = 2π × 10³seg⁻¹, T₀ = 10⁵.

Con esto se puede obtener que:

$$Z_1 = 19 \times 10^3 \text{seg}^{-1}, P_2 = \frac{19}{C_{\pi} + C_L} \text{ y por lo tanto } \xi = \frac{10^{-3}}{(C_{\pi} + C_L)^{-1/2}}$$

De forma que para un valor de C_L = 15μF, el circuito tendrá cuando menos un sobre-tiro inaceptable, si no una oscilación a la frecuencia:

$$\omega_n = ((1+T_0) P_1 P_2)^{1/2} = 3.5 \times 10^3 (C_{\pi} + C_L)^{-1/2}$$

Para el caso del regulador PARALELO, también se puede "romper el lazo de realimentación" en la forma que muestra la figura 5.39. El polo debido al transistor de salida (P₂) es debido a C_μ, con la propiedad de que el cero (Z₁) es más lejano de los polos, además de ser con su parte real positiva (lo cual causa a su vez aún mayor desfase). Para abreviar el análisis, la ecuación resultante para T(s) es similar a la ecuación 5.71, con:

$$T_0 = a_{v_0} \frac{g_m R_L'}{r_{\pi} + r_{\pi}'} \quad (5.76)$$

$$P_2 = \left[\frac{g_m R_L' r_{\pi} C_{\mu}}{r_{\pi} + r_{\pi}'} + R_L' C_L \right] \quad (5.77)$$

El amortiguamiento (ξ) está dado por la ecuación (5.75), y para un ejemplo equivalente al del regulador serie, un valor de C_L = 500pF haría al circui-

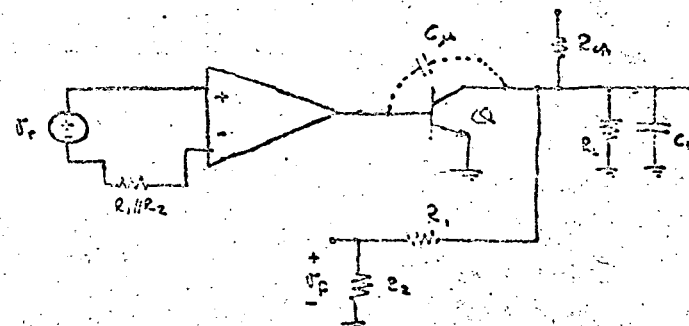


FIG. 5.39 - "Rompiendo el Lazo" en el regulador PARALELO. La capacitancia de C_μ podría llegar a ser muy importante en el análisis de estabilidad. $T = \frac{V_o}{V_i}$

to comportarse en forma indeseable. De nuevo, la cura "simplista" consiste en agregar una resistencia en serie con C_L , aparte de reducir ésta. Debe hacerse notar aquí que todas las suposiciones anteriores presuponen que el polo debido al transistor de salida y la carga no afecta al polo dominante del circuito amplificador. En el caso que dicho efecto si fuese notorio, el regulador sufriría a valores menores de los calculados. Es decir que los casos calculados son optimistas, ya que desprecian tanto la posible modificación de los polos "internos" del amplificador, como el efecto de los polos no-dominantes del mismo.

En resumen, el efecto de la relativa "lentitud" del transistor de salida (para corrientes y disipación de potencia mayores de 200mA y 1 watt respectivamente), aunado a la carga capacitiva del "circuito carga" puede causar oscilaciones indeseables con relativa facilidad.

5.4. PROTECCION

El costo de una fuente de alimentación en muchas ocasiones representa un porcentaje significativo del costo total de un instrumento. Si se considera solamente el costo combinado del transformador y los elementos de potencia (diodos y transistores) es fácil observar que el costo de la fuente aumenta exponencialmente con la potencia que debe proporcionar a la carga. En adición, el espacio que requiere la fuente aumenta con la potencia, los disipadores de calor deben aumentar y el calor disipado es mayor, afectando la temperatura de operación de todo el instrumento. Todo esto también aumenta el costo de este último.

Por lo anterior, parece razonable tratar de proteger los elementos costosos del sistema cuando ocurran fenómenos que hagan exceder los límites de corriente, voltaje, potencia o temperatura que se consideren peligrosos para dichos elementos. Normalmente se protege el transistor de salida con circuitos de protección, y el transformador se protege con un fusible conectado directamente a la línea.

Con propósitos ilustrativos se describirán algunos de los circuitos típicos para protección de los transistores de salida en reguladores lineales.

5.4.1 Protección de corriente.

La protección más clásica es la de sobre-corriente en el transistor de salida.

Para hacer esta protección se requiere de:

- a) Un sensor de corriente
- b) Un detector del exceso de corriente
- c) Un accionador que afecta al circuito de forma que la corriente en el transistor de salida disminuya.

La protección de sobrecorriente es normalmente más importante para los reguladores serie, y por tanto los ejemplos que siguen se referirán a este tipo de reguladores.

5.4.1a Circuito básico de protección de corriente

La forma más evidente de protección se muestra en la figura 5.40. El transistor QP se encuentra apagado durante la operación normal del circuito, ya que la caída en R_S se ha calculado para que sea menor que el voltaje necesario para encenderlo. Al valor de corriente predeterminado, la caída en R_S es tal que QP se enciende, "robándole" corriente a la base de Q1. En este circuito la corriente I_S tiende a permanecer constante, llevando QP el exceso de corriente de la carga. Esto normalmente (pero no siempre, ya que depende del circuito) reducirá el voltaje de salida de forma que $I_L \approx I_S \approx I_L(\max) \approx I_K$.

No siempre es recomendable que se reduzca V_L manteniendo I_S constante, ya que la disipación en el transistor de salida Q_1 aumenta. El valor de la corriente de protección está dada en este circuito por la resistencia R_S y el voltaje de encendido (V_P) de QP. El voltaje de encendido de QP es un término relativo, ya que depende del valor de la corriente de colector I_{CQ} que hace actuar al circuito de protección. Si esta corriente es del orden de miliamperes, dependiendo del transistor de protección, el voltaje de encendido (V_P) es del orden de 600mv a 700 mv, con lo que:

$$I_S \approx \frac{V_P}{R_S} \approx \frac{650\text{mV}}{R_S} \quad (5.79)$$

Claro que conociendo los parámetros del transistor y el resto del circuito es posible calcular V_P con mucha más precisión.

5.4.1b: Protección "Foldback"

Con el mismo principio de detección (encender al transistor QP), se pueden usar otros mecanismos de protección que pueden resultar más efectivos. Uno de ellos muy empleado se le denomina tipo "foldback", ("do-

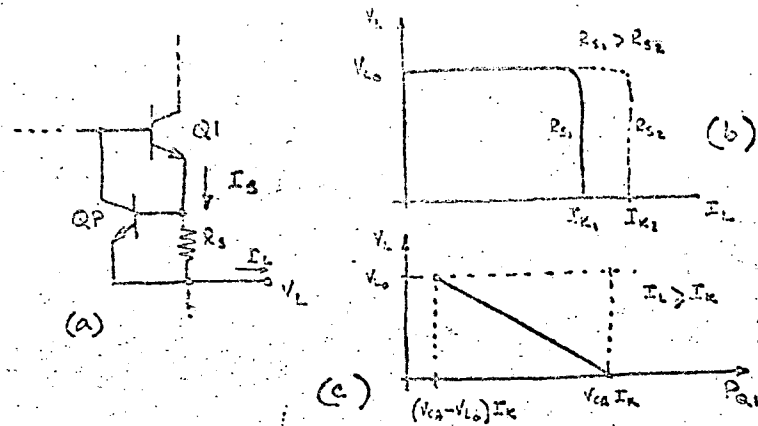


FIG. 5.40 - Protección simple de sobrecorriente. (a) circuito. (b) acción ~~protección~~. (c) Potencia en Q1 durante sobrecorriente.

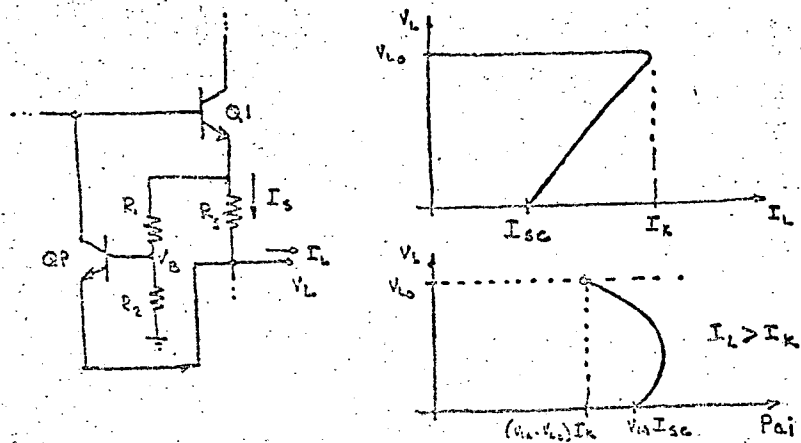


FIG. 5.41 - Protección "foldback". (a) circuito. (b) acción de protección. (c) Potencia en Q1 durante sobrecorriente.

blar hacia atrás") y consiste en accionar un circuito de protección que cae se que la corriente de salida sea proporcional al voltaje de salida, con lo que se disminuye el incremento de disipación en el transistor de salida al actuar la protección. El principio de funcionamiento se ilustrará a partir del circuito mostrado en la figura 5.41. El voltaje en la base de QP está dado por:

$$V_B = (V_L + R_S I_S) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.80)$$

En cambio, el voltaje en el emisor de QP es igual a V_L , con lo que:

$$V_{BE_{QP}} = I_S R_S \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_L \quad (5.81)$$

El circuito de protección accionará cuando se tenga $V_{BE_{QP}} = V_p$, y por tanto:

$$(I_{CQ1})_{max} = (I_S)_{max} \frac{V_p R_S}{I_K R_S} \frac{R_1 + R_2}{R_1} + \frac{R_1}{R_2} V_L \quad (5.82)$$

O sea que la corriente máxima de salida es proporcional al voltaje en la carga.

Normalmente se diseña el circuito para un valor de corriente máxima en corto circuito (I_{S0}) (o sea cuando $V_L = 0$), de donde se elige R_S (conociendo V_p) y la relación $(R_1 + R_2)/R_2$. La corriente máxima (I_K) a voltaje nominal se especifica con lo que se obtiene la relación R_1/R_2 . De estas dos condiciones se pueden encontrar valores apropiados para R_1 y R_2 , con la condición de que $R_1 + R_2 \gg R_L$.

La protección "foldback" puede tener problemas si la carga es no-lineal, ya que el voltaje de salida puede quedar fijo en un estado "bajo". Este caso (poco común) se encontraría en cargas del tipo "fuente de corriente". El efecto mencionado se muestra gráficamente en la figura 5.42.

5.4.1c Protección ON-OFF

Otro tipo de acción protectora es simplemente apagar por completo el regulador. En este caso, la corriente de colector de QP se inyecta a un FLIP-FLOP que su vez apaga el regulador. Este tipo de circuitos requieren normalmente de una forma manual de reencendido cuando la carga ha sido ajustada de forma que su corriente sea inferior a I_K . Un ejemplo sencillo de este procedimiento se muestra en el circuito de la figura 5.43. Cuando la corriente en QP es suficiente para encender al SCR, el voltaje en la terminal negativa del amplificador se hace mayor que V_{ref} , con lo que $V_L = 0$. El SCR queda en

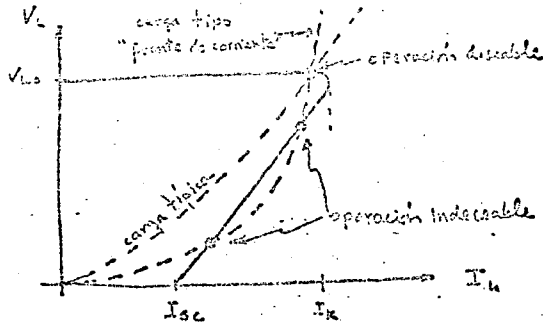


FIG. 5.42 - Posible problema de "latch" en la protección "Fold back". La línea de carga puede adquirir la forma indeseable si el circuito de carga es "inductivo".

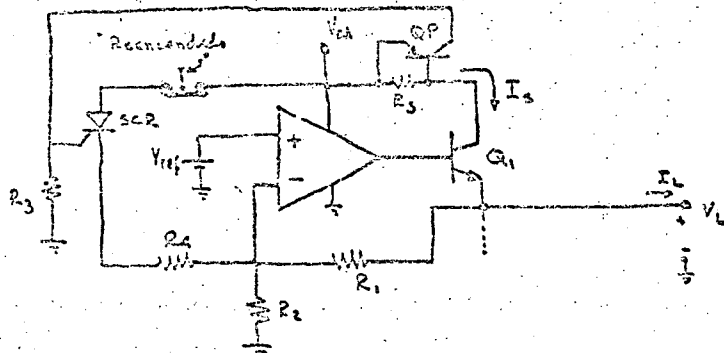


FIG. 5.43 - Protección "ON-OFF". El recomendado es manual en la mayoría de las aplicaciones; usando un monostable es posible hacerlo automático.

condido aunque la falla desaparezca, hasta que se acciona el interruptor de reencendido que apaga el SCR. Si la corriente en la carga ya no enciende a QP, el circuito funcionará normalmente; si no, el SCR se volverá a encender. En este tipo de protección, la potencia que disipa Q1 es excesiva solo durante el tiempo que tarda en accionar el circuito de protección y reducir V_L .

5.4.1d Limitaciones del Sensor de corriente.

El método usado hasta aquí para sensar la sobrecorriente tiene la virtud de la simpleza, pero varias desventajas. Estas son principalmente:

- 1) El Voltaje de encendido V_p puede cambiar de transistor con transistor, lo que significa poca repetibilidad del circuito en producción.
- 2) V_p es sensible a la temperatura, con lo que I_k será menor conforme se incrementa aquella.
- 3) El valor de R_s es muy pequeño y no se puede ajustar, con lo que se dificulta hacer fuentes con protección ajustable.
- 4) La corriente de fuga en el colector de QP aumenta con la temperatura, lo que hace que I_k se reduzca aún más cuando aquella aumenta.

En conclusión, puede ser conveniente emplear otros métodos de medir la corriente de salida. La alternativa más evidente (y más confiable) es usar un amplificador diferencial midiendo el voltaje en R_s . Este sistema es mucho menos sensible a la temperatura, y se puede ajustar su ganancia de forma que sea ajustable la protección. Un ejemplo de un sistema más sofisticado se muestra en la figura 5.44. En este circuito, el amplificador A_1 y las resistencias R_A y R_B forman un amplificador diferencial con ganancia $\frac{R_A}{R_B}$.

Por lo tanto el voltaje V_W estará dado por

$$V_W = \frac{R_A}{R_B} R_S I_S \tag{5.83}$$

Cuando V_W sobrepasa un voltaje preestablecido V_x , el amplificador o comparador (A_2) hará cambiar el nivel de V_y , lo que a su vez accionará algún sistema de protección. El voltaje V_x se puede establecer a partir del V_{ref} con algún divisor resistivo, y cambiando su valor, se ajustará el valor de I_k , ya que:

$$I_k = \frac{R_B}{R_A} \frac{V_x}{R_S} \tag{5.84}$$

Circuitos similares se pueden diseñar para protección foldback o cualquier otro tipo. Como ventaja adicional, V_W es un monitor de la corriente de carga, con el que se puede accionar un voltmetro que indique dicha corriente. Se debe mencionar que el uso de R_S en el emisor de Q_1 es muy común, aunque su presencia disminuya en algo la regulación de carga del circuito. Una alternativa es colocar R_S en el colector de Q_1 , con lo que se mejora la regulación. Sin embargo, al hacer esto se debe tomar en cuenta la β de Q_1 y sus variaciones con la temperatura y con diferentes transistores.

5.4.2 Protección de voltaje

La protección de voltaje se requiere porque en algunas ocasiones el voltaje de salida (V_L) puede ser mayor que el voltaje de entrada al regulador (V_{CA}). Esto puede suceder por varias causas, como por ejemplo un corto en la alimentación no-regulada, con lo que $V_L > V_{CA}$ debido a la constante de tiempo de la carga del regulador. Esta situación pone en inversa al transistor de salida, lo que puede causar ruptura-base-emisor, o conducción en inversa de tal suerte que el transistor se destruya o al menos se dañe seriamente, acortando su vida útil.

La solución más empleada es la de conectar un diodo en inversa entre el colector y emisor de Q_1 , con lo que se crea una ruta de descarga rápida para el circuito de carga. El diodo debe ser adecuado para resistir fuertes impulsos de corriente, cuya magnitud es función del voltaje V_L y de la carga capacitiva del regulador.

En añadidura pueden existir casos en los que el voltaje de entrada al regulador (V_{CA}) o el de salida (V_L) se inviertan. Esto puede suceder en el caso de cargas inductivas ya sea en el filtro de C.A. o en la carga regulada. El uso de diodos para evitar que estos voltajes de polaridad dañina sean excesivos es también común. En estos dos últimos casos se pueden dañar también los capacitores electrolíticos, por lo que se debe ser precavido con este tipo de cargas o bien conectar diodos en serie con dichos capacitores o emplear otro tipo de condensadores (por ejemplo de tantalio).

Para proteger contra sobrevoltajes en la carga se acostumbra emplear diodos zener en paralelo con la carga.

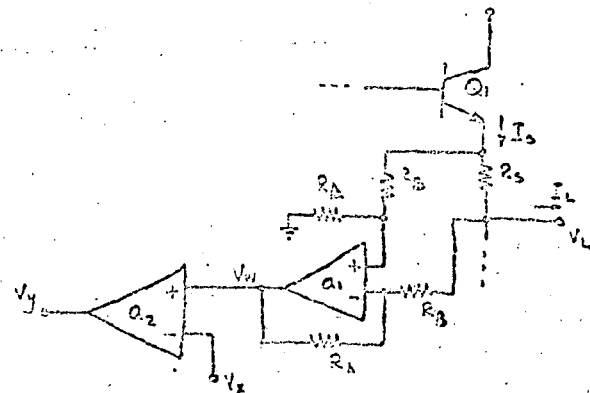


FIG. S.44 - Sistema más preciso y confiable de detección de sobre corriente. V_W es un monitor de I_C . A_2 puede ser un amplificador diferencial o un comparador.

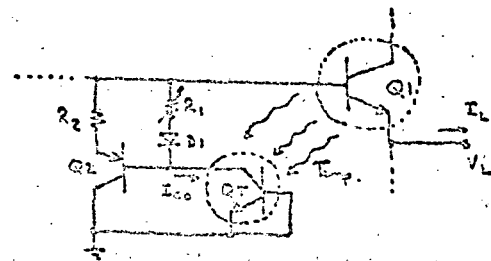


FIG. S.45 - Protector de temperatura excesiva. El acoplamiento térmico entre Q_1 y Q_T debe ser conocido. Con R_1 se controla la temperatura de "corte".

5.4.3 Protección de potencia disipada

Este tipo de protección es poco empleada, ya que el regulador foldback y el ON-OFF protegen adecuadamente el transistor de paso en la mayoría de los casos. El principio de protección es simple: monitorear tanto la corriente como V_{CE} del transistor de paso y evitar que el producto sobrepase algún límite preestablecido. Aunque el principio es simple, el circuito requerido para implementarlo es más complicado que efectivo, dado lo que se menciona arriba y al problema de la temperatura y su relación con la disipación de potencia del transistor de paso.

5.4.4 Protección de temperatura

Este tipo de protección es muy útil para evitar la destrucción del transistor de potencia. Aunque la relación entre potencia y temperatura en dicho transistor se discute en el capítulo 6, es de conocimiento común en el contexto de la electrónica que un transistor "caliente" se destruirá a una menor disipación de potencia que estando frío.

Para poder controlar la temperatura de un dispositivo es necesario conocer muy bien la relación entre algunos de sus parámetros eléctricos (voltaje, corriente) y la temperatura en su cápsula. Típicas relaciones usadas son: el coeficiente de temperatura de una unión PN en directa o en inversa y el coeficiente de temperatura de las corrientes de fuga.

Otro requisito necesario para controlar la temperatura es poder colocar cuando menos otro dispositivo sujeto a la misma temperatura del dispositivo a ser controlado o protegido. Esto se puede hacer razonablemente si se colocan en el mismo disipador de calor y se conocen sus relaciones electro-térmicas con suficiente exactitud.

Un ejemplo sencillo de protección térmica se muestra en la figura 5.45. El transistor de paso Q1 y el transistor de protección QT están a la misma temperatura o bien la temperatura de uno es una función conocida de la temperatura del otro. Se conoce la relación entre la corriente de fuga de la unión base-colector de QT y la temperatura en su cápsula. Supóngase por simplicidad que esta relación es aproximadamente lineal, de forma que:

$$I_{CO}(t) = I_{CO}(T_0) + \alpha (T - T_0) \quad (5.85)$$

En esta ecuación $I_{CO}(T_0)$ es conocida a la temperatura de diseño T_0 , y α es un parámetro medido para el dispositivo cuyas unidades son $A/^\circ C$.

Ajustando R_1 se puede controlar en parte la amplificación del espejo de corriente $I_1 = Q_2$, de forma que a una temperatura T_{max} , la corriente I_1 reduzca la corriente de base de Q1 en forma tal que su disipación de potencia disminuya.

En reguladores integrados es común que tengan incluida una protección térmica. En el circuito integrado se tienen varias ventajas que permiten tener esta protección: por un lado se puede decir que la temperatura entre el "sensor" y el dispositivo de potencia son iguales, por otro lado, la relación entre sus parámetros electro-térmicos es constante para cada circuito integrado. El circuito de la figura 5.46 se muestra la protección por temperatura que emplea el regulador LM109. La corriente I es independiente (razonablemente...) del voltaje de línea V_{CA} . Con esto y la baja impedancia dinámica del diodo zener, el voltaje en la base de Q3 (V_{B_3}) es independiente de V_{CA} y está dado por:

$$V_{B_3} = (V_Z - V_{BE4}) \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (5.86)$$

Para $V_Z = 6.3V$ y $V_{BE4} = 0.7V$ (valores típicos para transistores y zeners no-nolíticos a temperatura ambiente), se tiene que $V_{B_3} \approx 0.34V$, con lo que Q3 se encuentra apagado. El coeficiente de temperatura de V_{B_3} depende del coeficiente de temperatura de V_Z y V_{BE}

$$Y_{B_3} = (Y_Z - Y_{BE}) \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (5.87)$$

Dado que $Y_Z \approx -Y_{BE} \approx 2mV/^\circ C$, entonces $Y_{B_3} \approx 0.25mV/^\circ C$.

Ahora bien, el voltaje de encendido de Q3 (V_{B_3}) a una temperatura dada será menor que el de temperatura ambiente, en función del coeficiente de temperatura de la unión V_{BE} (aquí se considera que la corriente de colector a la que se considera encendido Q3 es la misma a cualquier temperatura). Con esto se tendrá que:

$$V_P(T) = V_P(T_0) + Y_{BE}(T - T_0) \quad (5.88)$$

mientras que

$$V_{B_3}(t) = V_{B_3}(T_0) + Y_{B_3}(T - T_0) \quad (5.89)$$

De estas dos últimas ecuaciones se obtiene que Q3 será encendido cuando exista una diferencia de temperatura:

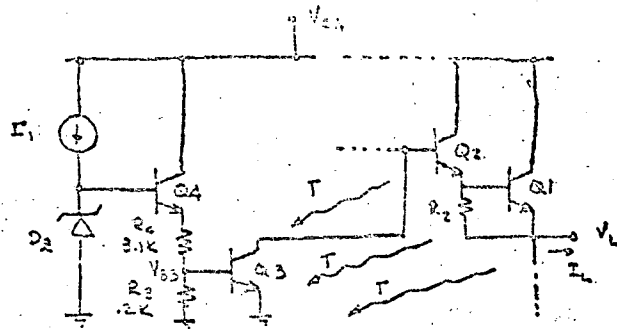


FIG. 5.46 - Protección térmica en el regulador monolítico LM109.

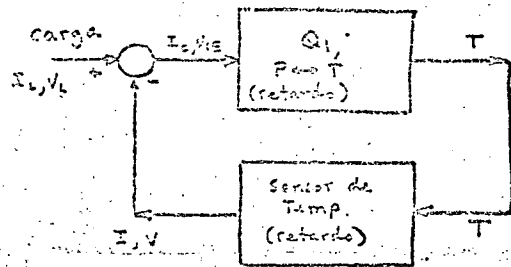


FIG. 5.47 - El sistema de lazo cerrado, electro-térmico-electrico, puede oscilar debido a un excesivo retardo en el lazo.

$$T - T_0 = \frac{V_D(T_0) - V_D(T_C)}{V_{BE} - V_{BE}} \quad (5.50)$$

Si se considera que $V_D(T_0) \approx 650\text{mV}$, entonces la diferencia de temperatura interna del circuito que activa la protección es del orden de 150°C . Al actuar el transistor de protección QP, robará corriente a la base del darlington Q1-Q2, reduciendo el voltaje de salida del circuito y por lo tanto la disipación en Q1.

Por supuesto, la corriente del colector QP podría actuar de otra forma, como por ejemplo apagar definitivamente al regulador (control ON-OFF).

Un aspecto importante que considerar en la protección térmica es el referente a los transitorios electro-térmicos. La temperatura cambia en los dispositivos con constantes de tiempo del orden de milisegundos, y dado su efecto en los parámetros eléctricos del regulador, puede suceder que existiese una oscilación electro-térmica en el regulador. Esta oscilación sería de baja frecuencia y poca amplitud, pero podría afectar el funcionamiento del circuito que está siendo alimentado por el regulador.

En la figura 5.47 se muestra en diagrama de bloque el sistema de realimentación electro-térmica que puede dar lugar a dichas oscilaciones.

5.5 UNA PLEYADE DE ALTERNATIVAS.

Las alternativas con que cuenta el diseñador para lograr su objetivo están limitadas sólo por su imaginación, tiempo, deseos de investigar, etc. No es posible, ni aconsejable dedicar estas notas a proponer un gran número de posibles diseños; para esto sobran fuentes de información, como las revistas Electronics, EDN, Electronic Design y Mundo Electrónico y los manuales: RCA, Motorola y GE.

Es aconsejable, sin embargo que el diseñador novato intente por sí mismo algunas fórmulas "diferentes" (aunque no existe "nada nuevo bajo el sol"), de forma que vaya desarrollando algunas de las dotes del diseñador: paciencia, orden, gusto por la investigación y la innovación, y valor.

En la bibliografía que se ha ido proporcionando en el desarrollo del capítulo, se ha pretendido cubrir la mayoría de las áreas anexas que necesita conocer el ingeniero electrónico que pretenda diseñar fuentes de poder, tales como: dispositivos (zeners, transistores), circuitos, (polarización, ganancia,

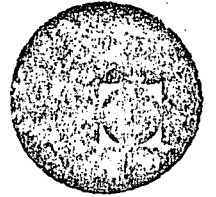
cia, alimentación y respuesta a la frecuencia), y sistemas. Otra área, poco enfatizada para el diseñador de instrumentos electrónicos en los libros comunes, es la que se refiere al diseño mecánico del instrumento. Para este importante tema se refiere al lector a las referencias 5.10 y 5.11. Por supuesto, la bibliografía no es exhaustiva, aunque sí es característica y tendenciosa. Aunque en ella no se han incluido ni revistas, ni manuales, ni catálogos, éstos son indispensables.

REFERENCIAS

- 5.1 A.S. Grove, Physics and Technology of Semiconductor Devices. J. Wiley (1969)
- 5.2 J.P. McKalvey; Solid State and Semiconductor Physics Harper & Row (1965)
- 5.3 Motorola, Applications Staff; The Zener Diode Handbook. Motorola, Inc. First Ed. 19
- 5.4 C.D. Motchenbacher & F.C. Fitchen; Low-Noise Electronic Design. J. Wiley (1973)
- 5.5 E.R. Hnatek; Applications of Linear Integrated Circuits. J. Wiley (1975)
- 5.6 R. Widlar; "New Developments in IC Voltage Regulators". IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-6, No. 1, febrero, 1971.
- 5.7 S.D. Senturia, B.D. Wedlock; Electronic Circuits and Applications. J. Wiley (1975)
- 5.8 P.E. Gray & C.L. Searle; Electronic Principles J. Wiley (1969)
- 5.9 J. Millman & C.C. Halkias; Integrated Electronics: Analog & Digital Circuits and Systems. Mc Graw Hill (1972)
- 5.10 R.S. Villanucci, et. al; Electronic Techniques: Shop practices and Construction Prentice Hall (1974)
- 5.11 E. H. Cherry & D.E. Hooper; Amplifying Devices & Low Pass Amplifier Design. J. Wiley (1968)



centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, unam



REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

REGULACION LINEAL
(CONTINUACION)

DR. JOSE FRANCISCO ALBARRAN NUÑEZ

NOVIEMBRE, 1978.



La transmisión del estado de no-conducción al estado de baja resistencia, aunque abrupta en comparación con otros dispositivos, tiene una zona (denominada "rodilla") en la que la pendiente se modifica hasta llegar a un valor estable (fig. 5.2c)

Esta zona de transmisión se debe evitar cuando el diodo zener se utiliza como referencia, por lo que es necesario conocer la corriente mínima que "sostiene" el voltaje zener en su zona de mínima impedancia.

El valor de esta corriente varía según la técnica de fabricación del dispositivo, y un signo de calidad de un diodo zener es una baja corriente mínima de operación. Normalmente el fabricante especifica la corriente a la que "garantiza" el voltaje zener nominal; este no es el valor de la corriente mínima de operación, la cual se debe especificar (aunque no siempre se haga) por separado -y a la que se denomina a veces "corriente de rodilla", en referencia a la zona de transmisión. En la tabla 5.1 se listan algunos diodos zener y sus características básicas.

La transición del estado de no-conducción al estado de baja resistencia, aunque abrupta en comparación con otros dispositivos, tiene una zona (denominada "rodilla") en la que la pendiente se modifica hasta llegar a un valor estable (fig. 5.2c).

Esta zona de transición se debe evitar cuando el diodo zener se utiliza como referencia, por lo que es necesario conocer la corriente mínima que "sostiene" el voltaje zener en su zona de mínima impedancia.

El valor de esta corriente varía según la técnica de fabricación del dispositivo, y un signo de calidad de un diodo zener es una baja corriente mínima de operación. Normalmente el fabricante especifica la corriente a la que "garantiza" el voltaje zener nominal; este no es el valor de la corriente mínima de operación, la cual se debe especificar (aunque no siempre se haga) por separado -y a la que se denomina a veces "corriente de rodilla", en referencia a la zona de transición. En la tabla 5.1 se listan algunos diodos zener y sus características básicas.

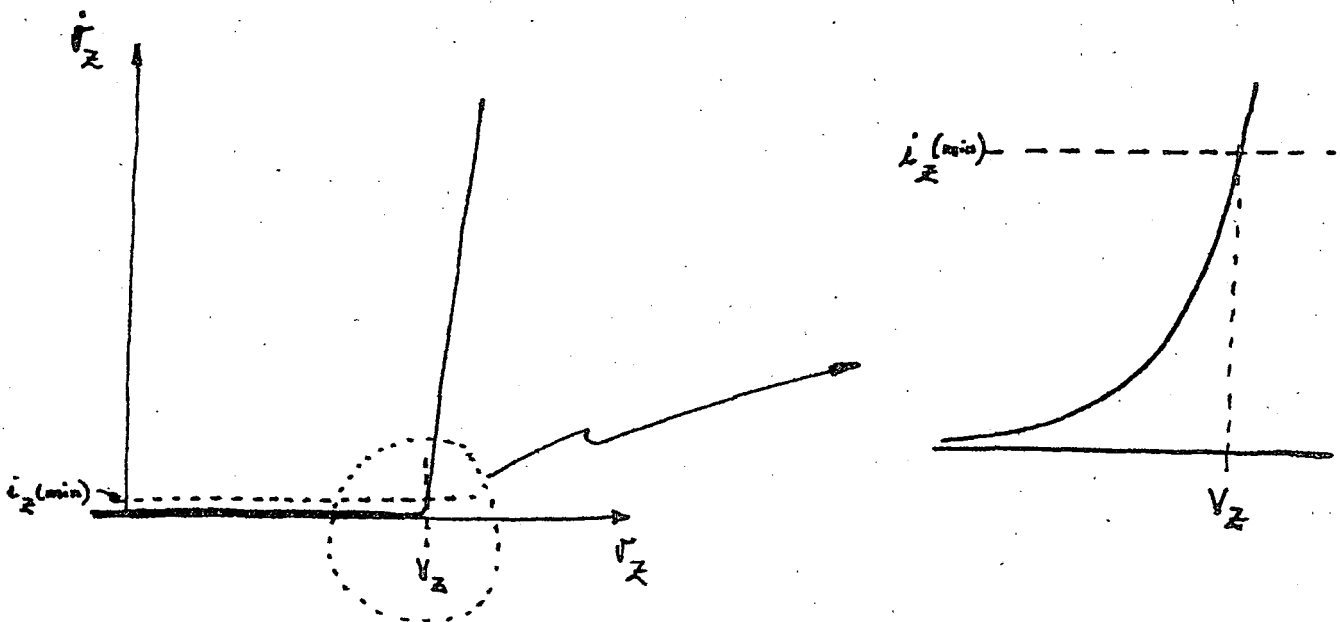


FIG. 5.2 c - "Rodilla" de la ruptura zener.

4

Cuando la alimentación de corriente alterna (CA) se rectifica y filtra, se obtiene un voltaje de corriente directa (CD) que no es constante. Sus variaciones son múltiples e inadmisibles para muchas aplicaciones, ya que depende proporcionalmente de la tensión de CA; tiene una variación denominada "rizo" (ref. Cap. IV) que varía con la carga; en valor "nominal" es definitivamente ajustable, dependiendo de muchos factores, tales como la relación de vueltas del transformador, la caída en los diodos rectificadores y los valores de los componentes del filtro.

La figura 5.1a muestra una tensión de CD obtenida de un rectificador y un filtro, en la que se indica la rotación empleada; debe notarse en la figura que además de las variaciones de corta duración (rizado), también hay variaciones lentas (normalmente dependientes del voltaje en la línea de CA).

Las alimentaciones de CD no-reguladas pueden ser obtenidas por otros métodos, aunque el anterior (descrito en el Cap. IV), es el más común.

Cualquiera que sea la forma en que se ha generado la alimentación CD no-regulada, el regulador lineal la estabiliza. La configuración de un regulador lineal se compone siempre de los elementos que se muestran en la fig. 5.1.b, y se describen a continuación.

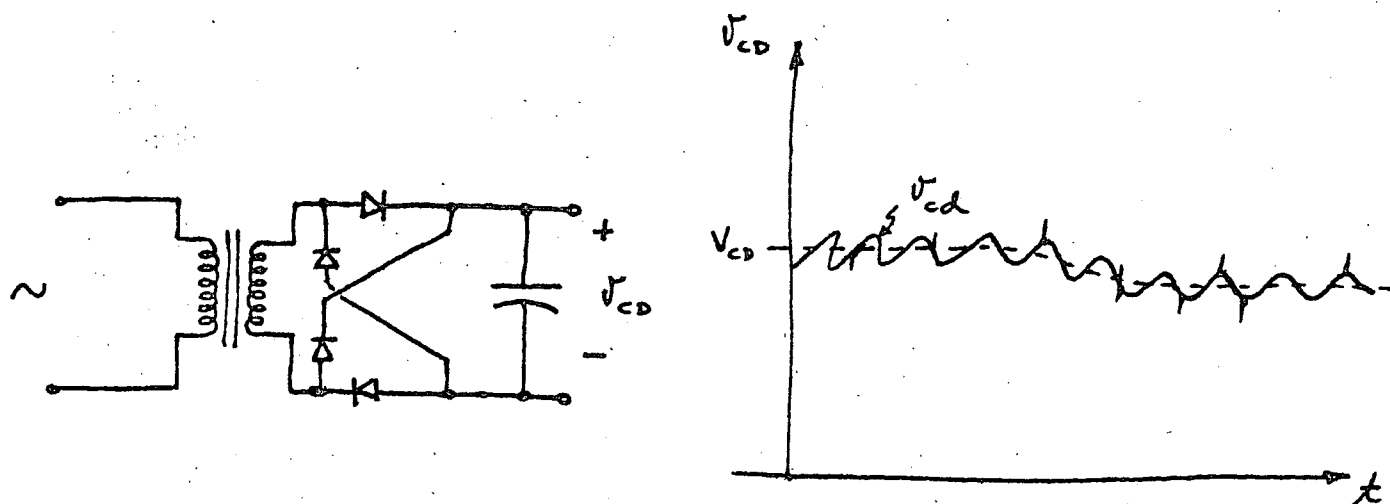


FIG. 5.1 a - Método común de obtención de CD no-regulada.

Las variaciones rápidas (rizado y ruido de alta frecuencia) se consideran como una señal (V_{cd}) - El valor promedio (V_{CD}) incluye las variaciones lentas.

La potencia que disipa el diodo de juntura P/N polarizado en directa es normalmente menor que el del zener, por la sencilla razón de que el voltaje de operación del primero es menor.

Debe notarse en este circuito, que la corriente en el diodo es la diferencia entre las corrientes que circulan por R_1 y R_L , por lo que si por alguna causa se desconectara la carga (R_L), la corriente en el zener aumentaría y con ello su disipación. Por lo anterior es conveniente suponer en el diseño, que la corriente máxima en el zener sea:

$$I_Z(\text{max}) = \frac{V_{cd}(\text{max}) - V_Z}{R_1 + r_Z} \quad (5.12b).$$

Por otro lado, la corriente que circula por R_1 es parecida a $I_Z(\text{max})$, por lo que la potencia que disipa esta resistencia no es despreciable.

La tercera condición se refiere a la corriente mínima de operación garantizada del zener, y se puede expresar como:

$$i_z \geq I_z \text{ (min)} \quad (5.3b)$$

en donde i_z queda definida por la ec. 5.3.

Es común forzar I_z (el valor promedio de la corriente en el diodo) igual a la corriente "nominal", o sea a la que se garantiza el voltaje de ruptura del diodo. Esto no es conveniente en circuitos que requieran baja disipación.

Las ventajas de este circuito son : mejor regulación de carga y mejor coeficiente de temperatura. Sus desventajas : peor regulación de línea debida al bajo valor de R_B y al alto valor de r_0 ; mayor disipación de potencia en el transistor de paso, debida a la mayor diferencia de tensión ($V_{CD} - V_L$) requerida para evitar saturar a d_3 ; mayor número de componentes.

Además, en circuitos más sofisticados, se recurre a un sistema denominado "crow-bar" por el que, al detectar una sobretensión en la carga, se forza un corto circuito a través de la misma. Esta acción causa, en el mejor caso, que actúe la protección de sobrecorriente, y en el peor (si el cálculo se ha hecho correctamente), que se funda el fusible de protección.

Aún en el caso que esta protección dañase al transistor de paso, se estaría protegiendo a los circuitos que son alimentados por la fuente, lo que justifica ampliamente el costo de restituir al transistor de paso.

Las figs. 5.44b y c muestran los métodos más comunes de protección de voltaje.

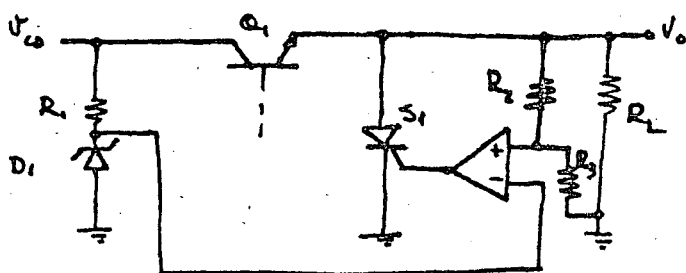
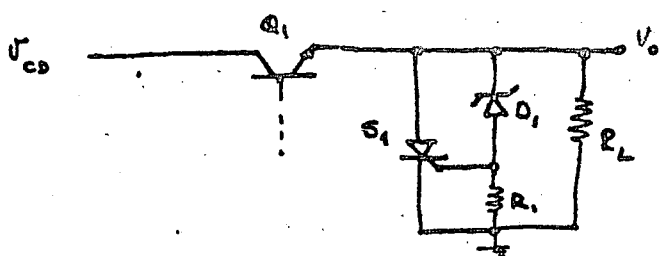
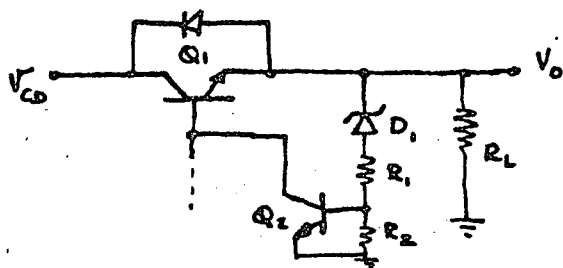
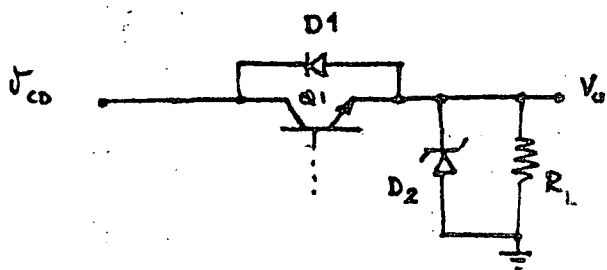


FIG. 5.44 - Métodos de protección de sobretensión.

- a) Fijación con zener o reducción de corriente de salida (Q_2 se enciende y actúa igual que en la protección simple de sobre corriente, cuando $V_o > V_z + V_{BE}$)
- b) "Crow-Bar". La sobre-tensión enciende un SCR que puentea la carga.



centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, unam

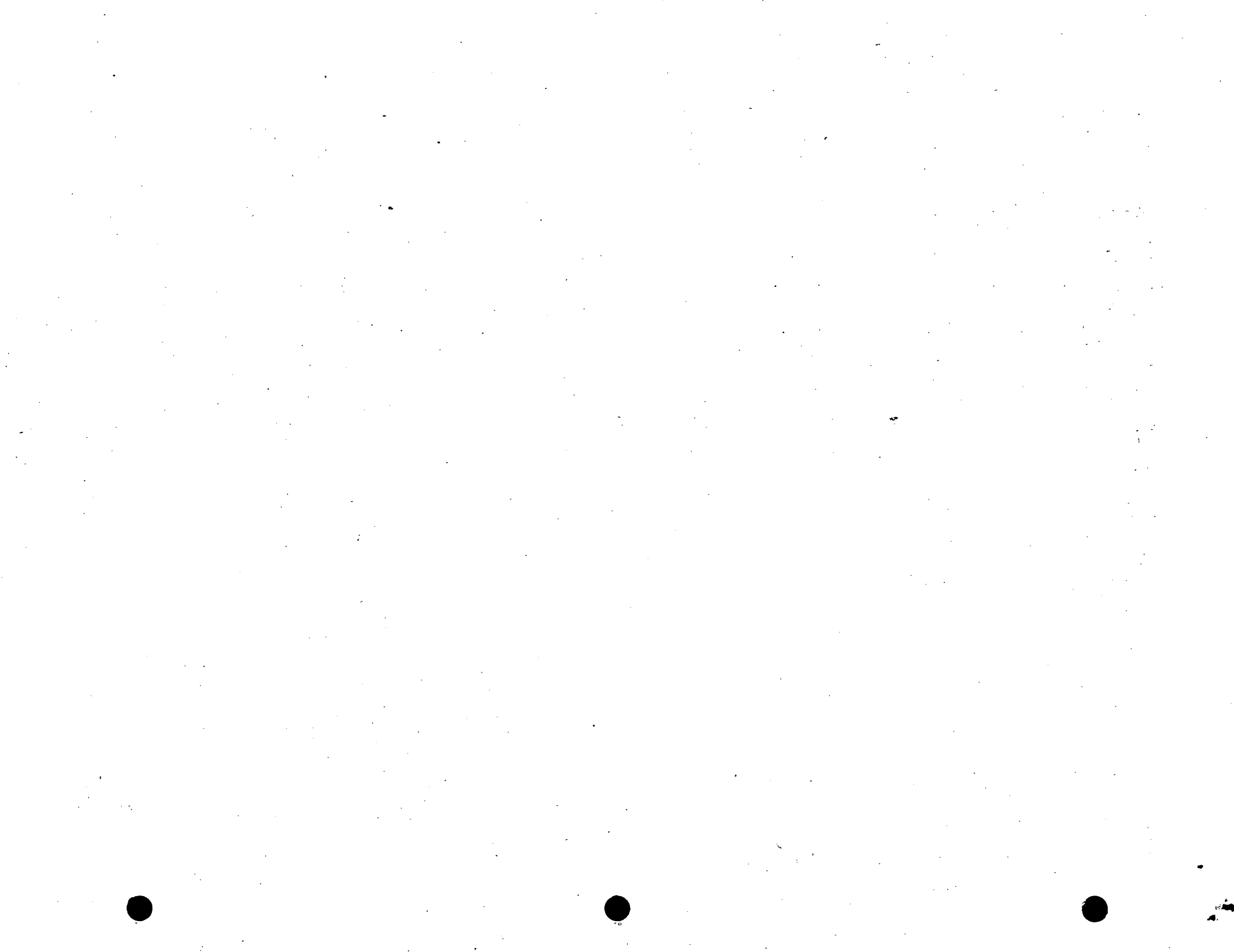


RÉGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

DISEÑO DE REGULADORES

M. EN C. LUIS M. HERNANDEZ ORTEGA

NOVIEMBRE 1978.



DISEÑO DE REGULADORES

CAPITULO I INTRODUCCION

- 1.1 El enfoque sistémico
- 1.2 El proceso de diseño
- 1.3 La conceptualización de problemas de ingeniería
- 1.4 Reguladores de voltaje y/o corriente
 - 1.4.1 Tipos de reguladores
 - 1.4.2 Definición de parámetros
- 1.5 El regulador de voltaje como un sistema
 - 1.5.1 Regulador disipativo en serie
 - 1.5.2 Regulador por conmutación
 - 1.5.3 Regulador por inductor oscilante
 - 1.5.4 Circuito convertidor

M EN C. LUIS M. HERNANDEZ ORTEGA
División de Estudios Superiores
Facultad de Ingeniería
UNAM.

NOVIEMBRE DE 1978.

1.1 El enfoque sistémico

En este capítulo se presentan aspectos fundamentales de la filosofía del análisis por sistema (Systems Approach), con el objeto de sentar bases para el desarrollo de una metodología para el diseño basada en el enfoque sistémico.

Desde el nacimiento del pensamiento humano ha existido una dualidad, tanto en el enfoque de los problemas como en la conceptualización de la realidad; baste por un momento pensar en las diferencias fundamentales que existen entre las filosofías propuestas por Aristóteles y por Platón. En los tiempos modernos, debido al crecimiento de los aspectos tecnológicos y científicos de la cultura, existió un dominio por parte del pensamiento estructuralista, esto es, la metodología de análisis dominante era el dividir a la realidad de tal forma que ésta se ajustara a moldes preestablecidos que facilitarían la organización "lógica" del conocimiento. Lo anterior nos llevó a una situación en la cual se presentaron hechos como los que a continuación se mencionan:

- La solución a problemas de naturaleza multidisciplinaria se enfocó en forma puramente ecléctica.

El análisis de comportamiento y la predicción de la respuesta de entes físicos que no permiten la aplicación de los métodos científicos tradicionales, se vio limitada en grado tal que condujo a resultados que actualmente son considerados como errores por un gran número de personas, sobre todo en la psicología experimental.

Debido a lo anterior, a partir de la década de 1930 surgió una corriente de pensamiento que tiene como común denominador la revaloración de los métodos científicos apoyados en la intuición, ejemplos de esto son: el análisis transaccional y la terapia Gestalt en la psicología y el análisis por

sistema dentro de la ingeniería. La teoría de Sistemas define una metodología que permite dar solución a problemas de naturaleza multidisciplinaria, en los cuales no se puede o no se debe fraccionar al ente físico en las partes en que el marco del conocimiento lo divide para su estudio.

Antes de comenzar a plantear los fundamentos del análisis por sistema es necesario uniformizar criterios acerca de algunos conceptos:

Sistema:

Es un conjunto de elementos y las relaciones que dichos elementos guardan entre sí. Por ejemplo, el sistema educativo consta de varios elementos: sujetos de la educación, objetos de la educación, instalaciones físicas, etc., y de relaciones como pueden ser: la calidad de los maestros en función del salario percibido, el número de alumnos en función de las facilidades deportivas el contenido de los programas en función de las necesidades económicas del país, etc.

Estado de un sistema:

Es el conjunto de propiedades relevantes del sistema en un cierto instante. Por ejemplo, en el sistema educativo, un estado quedaría determinado con: el número de estudiantes entre 15 y 17 años, el nivel socio-económico mayoritario, etc. Cuando decimos "propiedades relevantes", no nos estamos refiriendo a algo absoluto, sino al resultado de la aplicación del criterio del análisis al conjunto de todas las posibles propiedades que el ente físico puede exhibir.

Medio del sistema:

Es el conjunto de elementos y propiedades que afectan al sistema pero que no forman parte del mismo.

Dinámica del sistema:

Es la descripción de los cambios en el estado de un sistema. Estos cambios pueden ser:

- Reacción: modificación al estado del sistema que ocurre teniendo como condición necesaria y suficiente una interacción con el medio del sistema.
- Respuesta: modificación al estado del sistema que tiene como condición suficiente más no necesaria una interacción con el medio del sistema.
- Acto: modificación al estado del sistema que puede ocurrir con o sin la presencia de interacción con el medio del sistema.
- Comportamientos: una alteración al estado o al sistema en sí que no depende necesariamente de interacciones con el medio del sistema.

Con el fin de aclarar las definiciones anteriormente propuestas a continuación se presentan algunos ejemplos:

- Reacción es la dinámica que exhibe una brújula, la cual siempre apunta al norte magnético.
- Respuesta es la dinámica que exhibe un piloto automático al cual, dependiendo de su programa, actúa o no ante un cambio de dirección del avión.
- Acto. es la dinámica que corresponde a una acción voluntaria del ser humano, por ejemplo el comer o no hacerlo es independiente del tener o no tener hambre.
- Comportamiento es la dinámica que exhibe el ser humano al realizar un proceso de aprendizaje.

De acuerdo al tipo de dinámica que el sistema exhibe podemos clasificar a éste en: mantenedor de estado, si su dinámica consiste de reacciones; buscador de objetivo, si su dinámica consiste de respuestas; buscador de objetivos múltiples, si su dinámica consiste de actos; y con propósito si su dinámica corresponde a la descripción de un comportamiento.

- Reacción: modificación al estado del sistema que ocurre teniendo como condición necesaria y suficiente una interacción con el medio del sistema.
- Respuesta: modificación al estado del sistema que tiene como condición suficiente más no necesaria una interacción con el medio del sistema.
- Acto: modificación al estado del sistema que puede ocurrir con o sin la presencia de interacción con el medio del sistema.
- Comportamientos: una alteración al estado del sistema en sí que no depende necesariamente de interacciones con el medio del sistema.

Con el fin de aclarar las definiciones anteriormente propuestas a continuación se presentan algunos ejemplos:

- Reacción es la dinámica que exhibe una brújula, la cual siempre apunta al norte magnético.
- Respuesta es la dinámica que exhibe un piloto automático al cual, dependiendo de su programa, actúa o no ante un cambio de dirección del avión.
- Acto. es la dinámica que corresponde a una acción voluntaria del ser humano, por ejemplo el comer o no hacerlo es independiente del tener o no tener hambre.
- Comportamiento es la dinámica que exhibe el ser humano al realizar un proceso de aprendizaje.

De acuerdo al tipo de dinámica que el sistema exhibe podemos clasificar a éste en: mantenedor de estado, si su dinámica consiste de reacciones; buscador de objetivo, si su dinámica consiste de respuestas; buscador de objetivos múltiples, si su dinámica consiste de actos; y con propósito si su dinámica corresponde a la descripción de un comportamiento.

4

A lo largo de este artículo vamos a hacer énfasis en los sistemas con propósito o sea entes físicos que pueden exhibir diferentes dinámicas ante el mismo estímulo o responder con una sola dinámica a diversas excitaciones internas (necesidades) o estímulos del medio. Para este tipo de sistemas podemos definir:

- Meta (objetivo específico) es la dinámica más probable que exhibirá el sistema al mantenerse el medio estable, durante un período específico de tiempo.
- Objetivo (objetivo particular), es la dinámica que se presentará con mayor probabilidad cuando el medio del sistema se mantenga estable durante un período de tiempo finito, no especificado.
- Ideal (objetivo general), es una dinámica que no puede alcanzarse en un período finito de tiempo, pero a cuya descripción se pueden aproximar sin límite las dinámicas que el sistema exhibe.

Por ejemplo: para el caso de un estudiante, al cual podemos considerar como un sistema con propósito, podríamos señalar que una meta sería el acreditar Matemáticas III; un objetivo, obtener la licenciatura en Ingeniería y un ideal sería el llegar a constituirse en un agente de cambio de la realidad socio-económica del país.

Antes de proseguir con nuestra discusión debemos aclarar que los sistemas no existen en la realidad, esto es, los sistemas son una conceptualización de la realidad que en ciertos casos, nos permiten extraer conclusiones en base a una metodología definida acerca de aquellos entes físicos en los cuales los enfoques, tradicionales (estructuralistas) se ven limitados intrínsecamente en su aplicación. Por ejemplo, el ser humano se puede conceptualizar como un sistema con propósito, definiendo las partes y las relaciones entre

las partes, necesarias para justificar las diversas dinámicas del comportamiento humano; sin embargo, eso no quiere decir que dichas partes y dichas relaciones existan, sino, que el ser humano como un todo exhibe características de actuación similares a las que el conjunto definido por el analista puede predecir. De lo anterior podemos ver que la parte medular del análisis por sistema es el modelo del ente físico, o sea el conjunto de elementos y de relaciones asociadas a dichos elementos que el analista propone como un todo que exhibe dinámicas semejantes a las que exhibe el ente físico, cuando éste está sujeto a la influencia de un cierto medio. En este punto surge la pregunta de cuál es la diferencia entre el enfoque estructuralista y el enfoque por sistema; la diferencia radica en la naturaleza dinámica del modelo, esto es, el análisis por sistema puede concebirse como un proceso iterativo que en mano del analista convierte a éste en un ente cuyo propósito (ideal) es el de hacer corresponder la dinámica del modelo y la dinámica del ente físico.

1.2 El proceso de diseño:

El diseño en ingeniería, como cualquier otra actividad humana presenta un número de facetas tan grande, que resulta prácticamente imposible el reducirlo a un esquema simple. El objetivo de esta introducción es el formalizar (aún a riesgo de proponer un enfoque simplista) algunos conceptos que estamos acostumbrados a manejar en forma intuitiva, a fin de sentar bases para que en el futuro cada uno de nosotros derivemos nuestro propio esquema, un método que se apegue a nuestra muy particular forma de diseñar.

Independientemente el proceso que nos conduce de un problema a su solución, existen ciertas características que siempre están presentes: una es, la naturaleza cíclica del proceso de diseño, esto es, el diseño no es un camino directo, (aunque después de adquirir experiencias así parezca) sino un proceso de aproximación sucesiva, de ensayo y comparación. Por ejemplo, cuando nos enfrentamos al problema de suministrar 10 W de potencia a una bocina de 8Ω, a partir de un cartucho fonográfico con salida de 10mV y resistencia interna de 10 kΩ, aceptamos el hecho de tener que ensayar diferentes configuraciones antes de proponer para su prueba en el laboratorio un cierto arreglo de transistores, resistencias, etcétera; otra característica importante es una serie de pasos en los cuales nosotros damos nuestra interpretación de la realidad, esto es, expresamos el problema, su solución o alguna etapa intermedia en función de nuestra experiencia, conocimientos etcétera; por ejemplo si el problema es controlar la temperatura de un cuarto, nuestro entrenamiento nos llevará a expresar el problema en términos de termistores, amplificadores, thysistores, etcétera, sin embargo, otro diseñador podrá pensar en función de láminas bimetálicas y válvulas de paso; incluso se podría llegar a pensar en función de esclavos "friolentos" y chimeneas; una tercera característica es el papel que tiene el análisis dentro

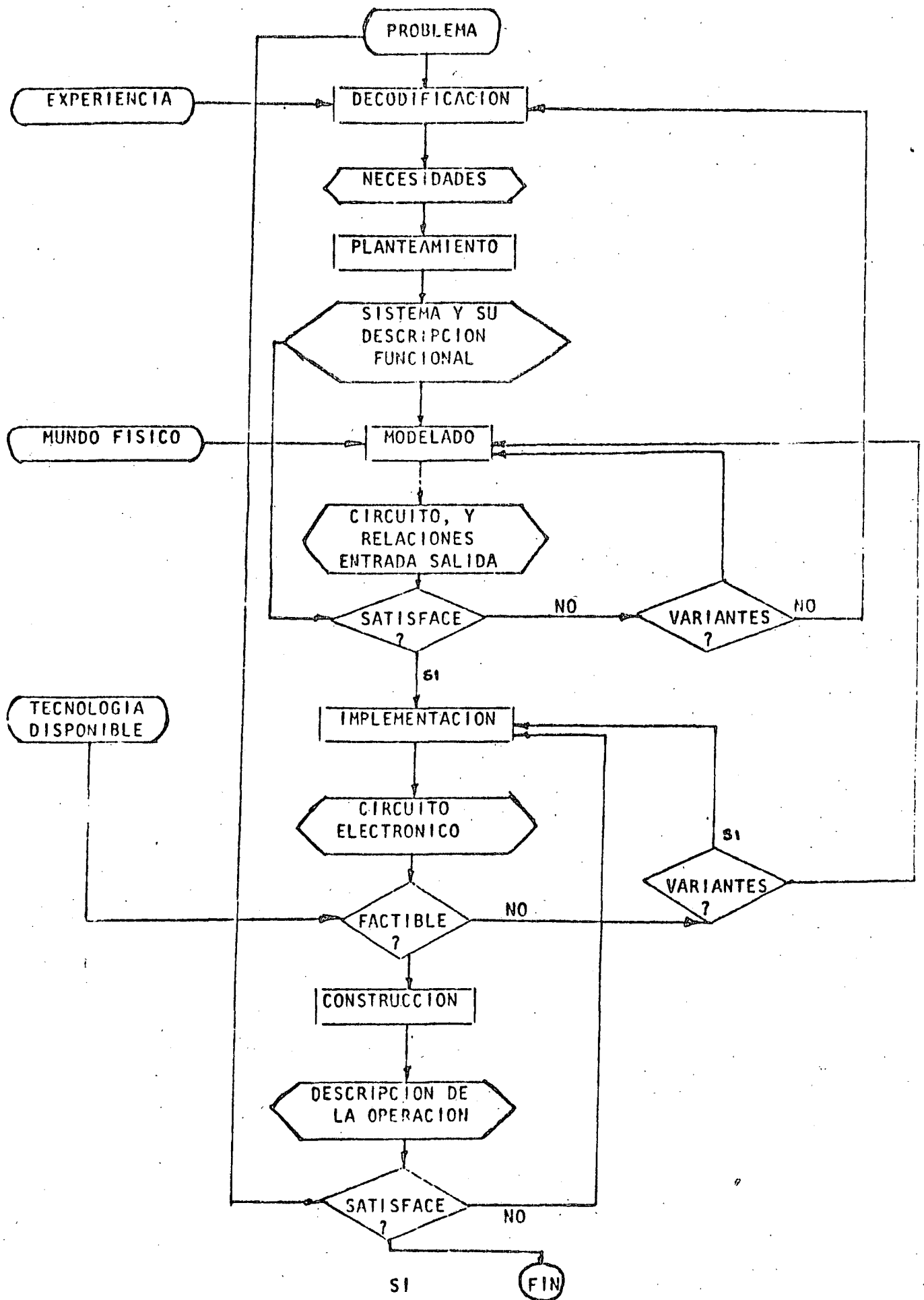
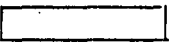
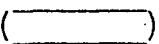
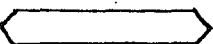



Fig 1.2.1

del diseño; el análisis no es un paso previo al diseño desde el punto de vista educativo, el análisis es parte esencial del diseño.

Como ejemplo de una posible racionalización del proceso del diseño, presentaré un diagrama de flujo donde aparecen las principales etapas de dicho proceso; en esta presentación gráfica los símbolos  representan operaciones intelectuales que denominaremos "conceptualizaciones", los símbolos  representan información,  serán resultados de las etapas de conceptualización y finalmente, representaremos las etapas de evaluación como . El diagrama se muestra en la figura 1.2.1 cabe hacer notar que la información denominada EXPERIENCIA ha sido incluida al principio del diagrama pero influye en forma independiente en cualquier fase de conceptualización o evaluación.

A continuación, me detendré a explicar los diferentes bloques que constituyen el diagrama. El bloque de decodificación representa el proceso mediante el cual detectamos la necesidad que emana del problema, la expresamos en términos de una cierta tecnología, fijamos límites y expresamos en forma cuantitativa la respuesta que esperamos de nuestro sistema, por ejemplo el hecho de que la temperatura ambiente varíe (problema) nos lleva a pensar en la existencia de un sistema que mantenga temperatura constante (necesidad) mediante el control de energía eléctrica (tecnología), proponemos un dispositivo que cierre un interruptor capaz de manejar una potencia de 1kw al descender la temperatura de una cierta habitación (límites) abajo de 20°C. En la etapa de planteamiento, trataremos de descubrir un sistema que satisfaga las necesidades en función de elementos que representen subsistemas reales, en nuestro caso, el resultado sería algo como lo demostrado en la figura 1.2.2

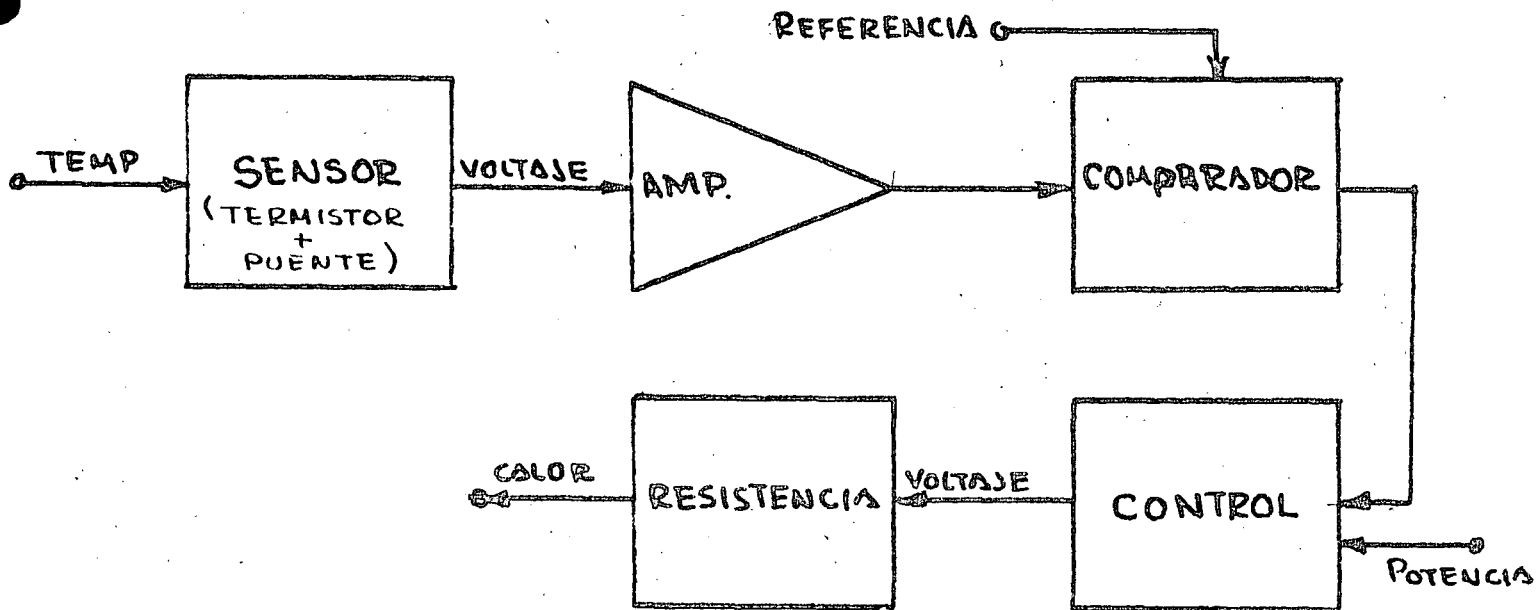


Figura 1.2.2

Después de analizar el sistema llegaremos a conclusiones del siguiente tipo:

- El termistor deberá variar su resistencia entre 10 y 15 k Ω . Si T varía de 15 a 25°C.
- El puente deberá proporcionar una salida de 0.1V para variaciones de 1k Ω en el termistor.
- etc....

Para cada uno de los bloques que constituyen el sistema (si éste satisface las necesidades por nosotros fijadas) pasaremos a proponer un modelo en términos de elementos eléctricos (podríamos modelarlo de acuerdo con la teoría del control) para analizar otro tipo de características y para poderlo agrupar en subconjuntos que a nuestro ver sean modelo de dispositivos electrónicos, como se muestra en la figura 1.2.3.

De esta etapa obtendremos valores para R_1 , R_2 , R_3 , R_i , A_v etcétera; la fase de implementación corresponderá a la elaboración de un arreglo de dispositivos electrónicos cuyo modelo sea igual al propuesto en la fase de "mode-

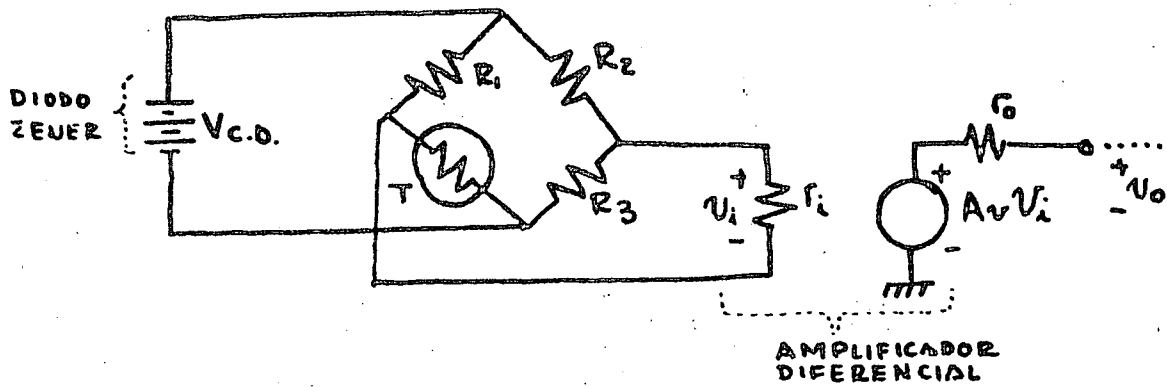


Figura 1.2.3

lado", esta fase incluye la determinación de los elementos que polaricen a los dispositivos de modo tal que su respuesta sea satisfactoria, el resultado se muestra en la figura 1.2.4

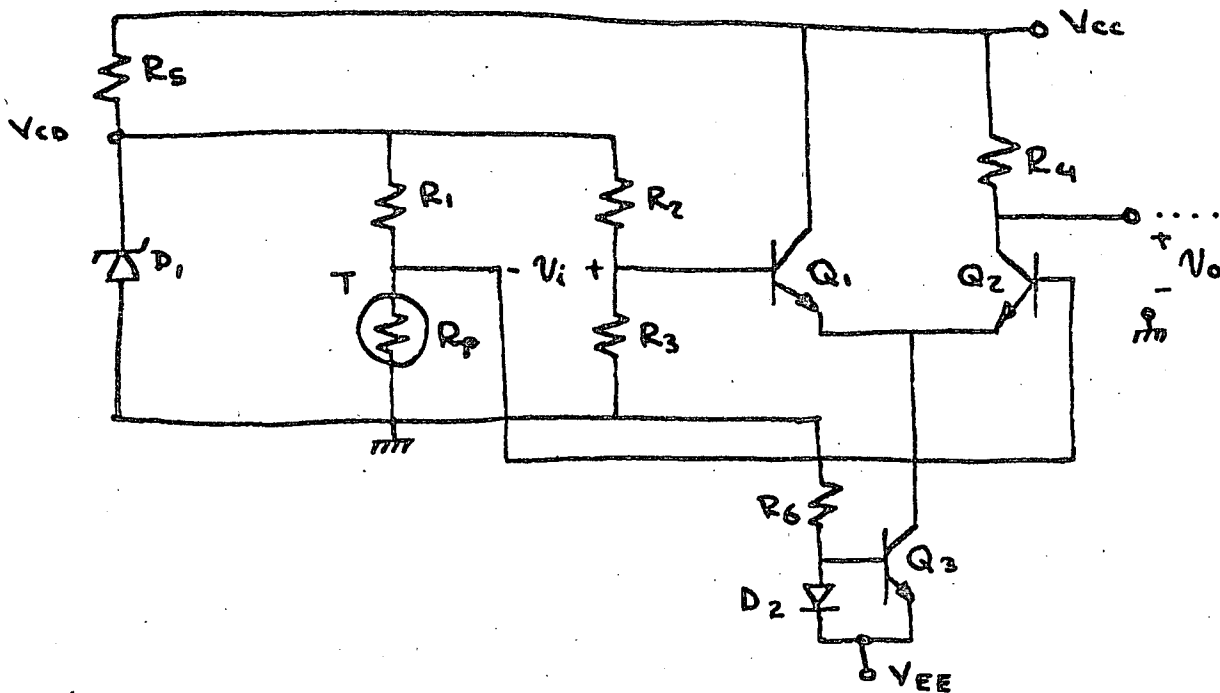


Figura 1.2.4

Al finalizar esta etapa se habrán añadido un sinnúmero de nuevos parámetros, así mismo se habrán asignado características funcionales a los dispositivos empleados, es por tanto indispensable el evaluar estos resultados de acuerdo a las restricciones impuestas por el mundo físico, a fin de determinar si el circuito es realizable o no; podría ser que se tuviera que volver a la concepción original de las "necesidades". Finalmente se deberán asignar "números de catálogo" a los dispositivos, construir el circuito y realizar una evaluación final de "laboratorio" o de "campo" para ver si el sistema satisface el "problema" (no la decodificación) es decir, para ver si en efecto el sistema de calefacción mantiene temperatura constante en la sala de la casa, si no es así, significa que el planteamiento de necesidades era incompleto y por lo tanto, hay que volver a empezar.

1.3 La conceptualización

Al describir el proceso de diseño, se mencionó el término "conceptualización"; el sentido que se desea dar a esta palabra es el de una acción de la mente, que nos lleva de la detección de señales de alguna situación problemática, a la concepción de un sistema que satisfaga las necesidades que dieron origen a las señales. Desde el punto de vista de la tecnología, este proceso es la esencia, la razón de ser de la ingeniería; más aún, el proceso de conceptualización es la "contribución humana" al proceso de diseño, ya que en la actualidad, en mayor o en menor grado, las demás fases del proceso han sido "computarizadas" quedando sin embargo, reservada la conceptualización al campo de acción del intelecto humano.

Este proceso ha sido estudiado por diversas personas, cuyo objetivo ha sido el proponer acciones, criterios o métodos que permitan al diseñador hacer uso eficiente de su capacidad intelectual. Esta formalización de los procesos mentales que nos llevan del problema a la solución es por demás importante, ya que se presenta como única alternativa que tiene el diseñador para llevar a cabo su tarea eficaz y eficientemente.

Finalmente, si bien de una forma u otra todos los seres humanos somos capaces de integrar un proceso de diseño, de la misma manera que mal o bien caminamos erguidos, no estamos acostumbrados a un entrenamiento formal en lo que a nuestros procesos mentales se refiere, aunque todos estamos convencidos que no basta caminar para correr 200 metros en menos de 10 segundos.

A continuación analizaremos algunos obstáculos a la correcta conceptualización de problemas de ingeniería.

- a) Definición del problema: Parece mentira, pero una parte del problema es definir si éste existe, una vez confirmada la existencia de éste,

interpretarlo en términos compatibles con el modelo que hemos asignado al sistema.

La definición del problema involucra también la definición de la amplitud del mismo, trazar las fronteras que delimitarán nuestro sistema, es decir que variables consideraremos como estados y cuales como excitaciones. Por ejemplo, en el caso de nuestro sistema de calefacción, podemos considerar como sistema el calefactor, el sensor de temperatura y el control, como variable de entrada la temperatura ambiente del cuarto, en cambio podemos tomar como sistema todo lo contenido en la casa y responder al cambio de temperatura externa variando la cantidad de calor que fluye de la casa al exterior, el tratamiento nos puede parecer poco convencional, pero recordemos que así funciona nuestro organismo.

- b) Estereotipos: Este obstáculo nos impide el concebir algún elemento disponible, en forma diferente a la que tradicionalmente le hemos asignado, por ejemplo al restringir las aplicaciones de un ladrillo a lo relacionado con la construcción desechamos la posibilidad de emplearlo como medida de longitud, peso o volumen, como arma, como indicador etcétera. Para romper otra barrera debe acostumbrarnos a pensar en términos de características y no en usos.
- c) Presiones del medio: Aunque parezca mentira, también en la electrónica existen presiones sociales, especialmente en lo relacionado con el empleo de tecnologías "pasadas de moda", la "elegante complejidad" de un circuito etcétera, muchas veces estas presiones nos hacen pensar primero en la aplicación en "algo" de un nuevo circuito antes de pasar a tratar de ver que es lo que nos pide el problema real. Dentro de estas presiones, podríamos incluir el miedo al fracaso que nos obliga a trabajar únicamente con soluciones antes estudiadas, las cuales nos garantizan el haber operado con éxito en el pasado.

Existen muchos más aspectos relacionados con este tema, aquí, a guisa de introducción pretendimos el presentar un punto más sobre el cual el diseñador, sea de circuitos electrónicos o de muebles debe centrar su atención.

1.4 Reguladores de voltaje y/o corriente

El propósito del presente capítulo es el brindar al estudiante una visión global del campo en el cual desarrollará las actividades de diseño de reguladores de voltaje o corriente; se pretende también el presentar las definiciones y nomenclatura necesarias para poder unificar tanto, criterios como modos de expresión.

1.4.1 Tipos de reguladores

Una primera clasificación de los reguladores es en función del parámetro eléctrico que pretende mantener constante, independientemente de que la naturaleza del voltaje o la corriente aplicada sea alterna o directa, contamos por tanto con dos opciones posibles, el mantener constante la corriente o el voltaje; a continuación presentamos definiciones más formales al respecto.

- a) Regulador de voltaje: es un sistema diseñado con el propósito de mantener el voltaje de salida constante ante las variaciones de: corriente de salida, voltaje de alimentación, temperatura y tiempo, tal como se muestra en la figura 1.4.1.

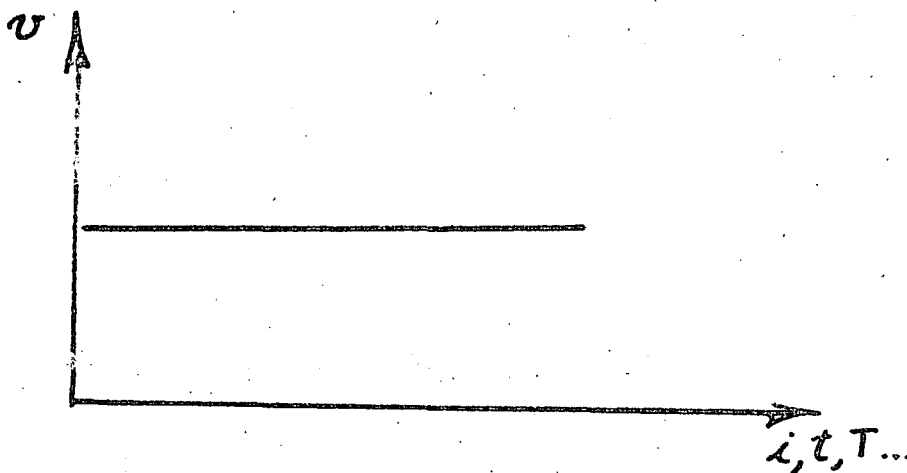


Figura 1.4.1

- 16
- b) Regulación de corriente: es un sistema diseñado con el propósito de mantener la corriente de salida constante ante variaciones en el suministro de voltaje, voltaje de salida, temperatura y tiempo, tal como se muestra en la figura 1.4.2

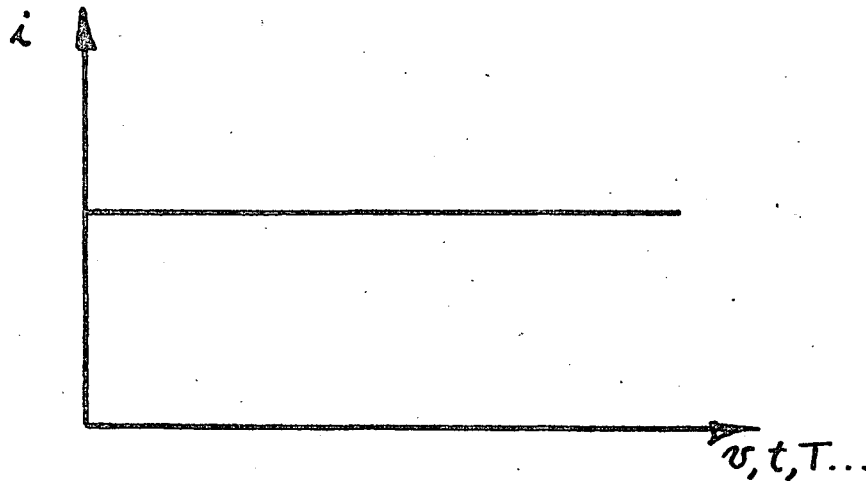


Figura 1.4.2

- c) Regulador operacional: es un sistema regulador de corriente o de voltaje tal que su salida es proporcional a una señal moduladora con un ancho de banda entre 0 y 20 KHz, siendo dicha salida independiente de cualquier otra entrada al sistema.

Si bien la anterior definición es adecuada para sistemas sencillos, resulta totalmente inadecuada si analizamos un sistema real, ya que éste deberá contar con subsistemas de protección que la confinen a actuar dentro de límites tolerables a los dispositivos, así tenemos que cualquier regulador de voltaje deberá contar (y de hecho cuenta) con limitación en la corriente de salida, y cualquier regulador de corriente cuenta con un subsistema de limitación del voltaje de salida.

Los esquemas más empleados para la limitación de la variable complementaria en la salida son los siguientes:

- i) Limitación de saturación: este método que se ilustra en la figu

ra 1.4.3 consiste en limitar abruptamente la corriente máxima de salida a un valor constante en el caso de un regulador de voltaje y VICEVERSA en el caso de un regulador de corriente; de hecho el sistema se comportará como un regulador de voltaje hasta cierta corriente máxima, a partir de la cual asumirá el comportamiento de un regulador de corriente, es más se pueden diseñar el sistema de tal forma que pueda actuar como cualquiera de los dos tipos de reguladores presentados inicialmente; sin embargo, presenta la dificultad de causar una disipación excesiva de voltaje (en el caso de reguladores disipativos).

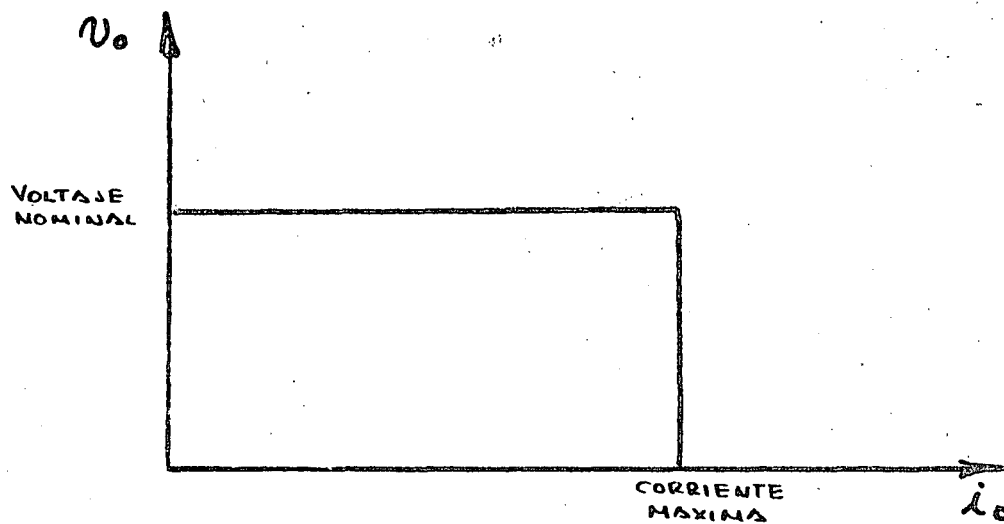


Figura 1.4.3

- ii) Limitación por repliegue (fold-back), esta solución presenta la característica de disminuir el voltaje de salida al rebasar la corriente de salida un cierto valor constante, este sistema se muestra en la figura 1.4.4.

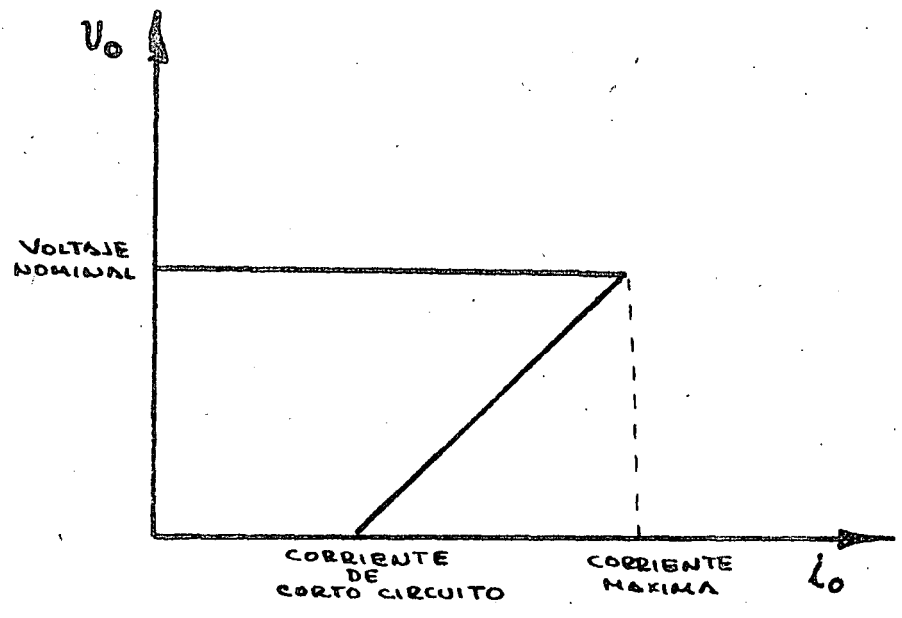


Figura 1.4.4

Por lo que se refiere a reguladores de corriente, estos presentan características de limitación del tipo "abrupto".

Conviene, antes de analizar los procesos de regulación el presentar ejemplos de integración de sistemas reguladores de voltaje o corriente, dejando para el siguiente capítulo la descripción de la operación de estos subsistemas.

-AC-DC: Este es el sistema más conveniente empleado en diagrama de bloques podemos presentarlo como:

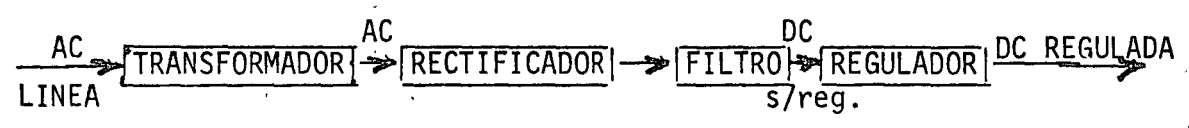


Figura 1.4.4

-AC-AC-DC: Este es un sistema de mayor costo, pero que brinda mayor eficiencia, y es por tanto utilizado para fuentes de mediana y gran potencia, sobre todo del tipo variable, cabe hacer notar que la regulación de AC puede efectuarse por fase o por cualquier otro sistema.

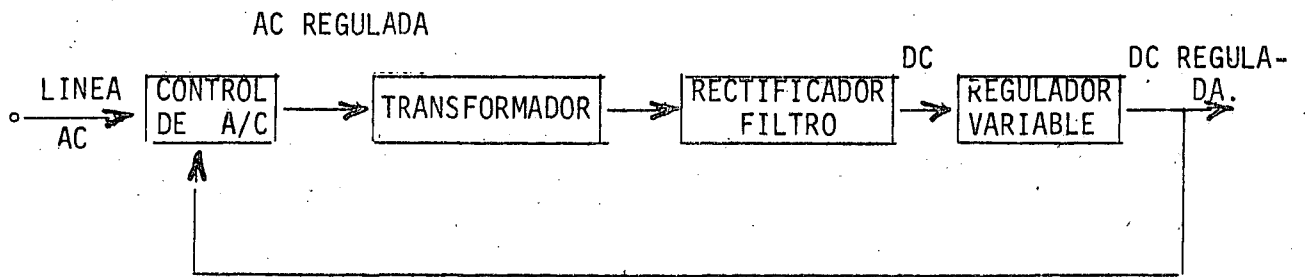


Figura 1.4.5

-AC-DC-AC-DC-: Este sistema presenta la ventaja de no requerir de un elemento que "disipe" el exceso de voltaje entre el filtro y la salida, es por tanto útil para manejar medianas potencias (del orden de cientos de watts) a una alta eficiencia (superior al 75%). En este tipo de fuentes, el voltaje de línea es rectificado y filtrado, posteriormente se invierte, se transforma, se rectifica y se filtra. La regulación se efectúa en la etapa de inversión. Una ventaja adicional es que el filtrado de la última etapa, se puede realizar en base a elementos de "tamaño razonable" debido a la alta frecuencia de voltaje alterno. Un diagrama de bloques se muestra en la figura 1.4.6.

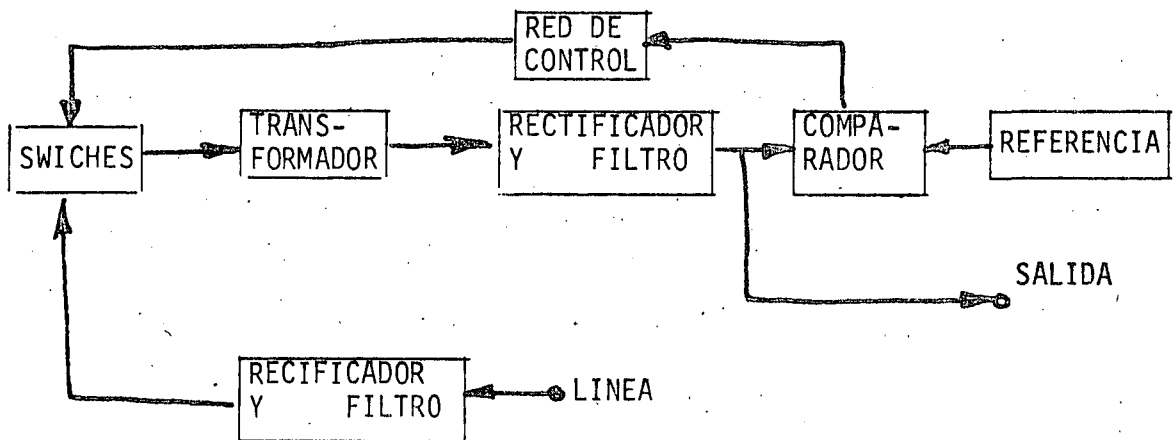


Figura 1.4.6

1.4.2 Definición de parámetros

En este párrafo definiremos los principales parámetros que caracterizan una fuente de poder; nos centraremos en fuentes de voltaje constante.

Regulación de línea: El cambio en el valor nominal del voltaje de salida ante cambios en el voltaje de alimentación.

Regulación de carga: El cambio en el valor nominal del voltaje de salida ante variaciones en la corriente de carga correspondientes al 100% de la corriente máxima.

Regulación combinada: Suma de las regulaciones de carga y línea para una variación combinada en dirección del peor caso.

NOTA: Los dos parámetros arriba mencionados son parámetros dinámicos (medidos bajo prueba de pulso). Se quiere además hacer notar que estos parámetros son índices de NO REGULACION, es decir, entre más alto, peor la fuente.

Corriente de operación (quiescent current): Aquella fracción de la corriente de entrada, que no circula por la carga.

Rechazo de rizado: La relación entre el voltaje RMS de rizado a la entrada de un regulador y el valor RMS de voltaje de salida de dicho regulador.

Voltaje de ruido a la salida: El valor RMS de la componente de alterna del voltaje presente a la salida, bajo condiciones de carga constante y entrada de voltaje directo.

Rizado: Aquellas desviaciones del voltaje o corriente de salida nominal, que están armónicamente relacionados con la frecuencia del voltaje de línea.

Deriva: El máximo cambio que un cierto parámetro de salida experimenta en un período de tiempo dado, bajo condiciones externas constantes (no se incluye el período de calentamiento). La deriva incluye cualquier variación desde C.D. hasta una cierta frecuencia superior que coincide con la frecuencia inferior del parámetro DAP.

Parámetro DAP: (en inglés PARD) Es un acrónimo para Desviaciones Aleatorias y Periódicas. Este parámetro incluye todas las variaciones del parámetro de salida en un ancho de banda dado, bajo condiciones externas constantes. El parámetro DAP no incluye las variaciones contenidas en la deriva.

Período de calentamiento: Tiempo que debe transcurrir desde el encendido de la fuente, para que esta cumpla las especificaciones señaladas.

Coefficiente de temperatura: Cambio porcentual en el parámetro de salida, correspondiente a un cambio de un grado centígrado en la temperatura ambiente, manteniendo ésta dentro de los límites de operación de la fuente.

1.5 El regulador de voltaje como un sistema

En este capítulo analizaremos algunos temas de reguladores de voltaje desde el punto de vista de sus características externas y propondremos estructuras generales para la integración de sistemas reguladores de propósito específico; el objetivo general será el de proporcionar al estudiante una visión global, tanto de la estructura como del comportamiento de un regulador práctico de tal forma que pueda ir relacionando los conocimientos parciales adquiridos a lo largo del curso con el esquema general de un sistema regulador.

1.5.1 Regulador disipativo en serie

El regulador disipativo en serie es el sistema regulador más empleado, pero al mismo tiempo es el menos eficiente. Este tipo de sistema regulador constituye una solución adecuada, hasta la aparición por una parte de muy altas demandas de corriente a bajos voltajes y por otra es la aparición de transistores de conmutación de alta corriente y aceptable comportamiento transitorio.

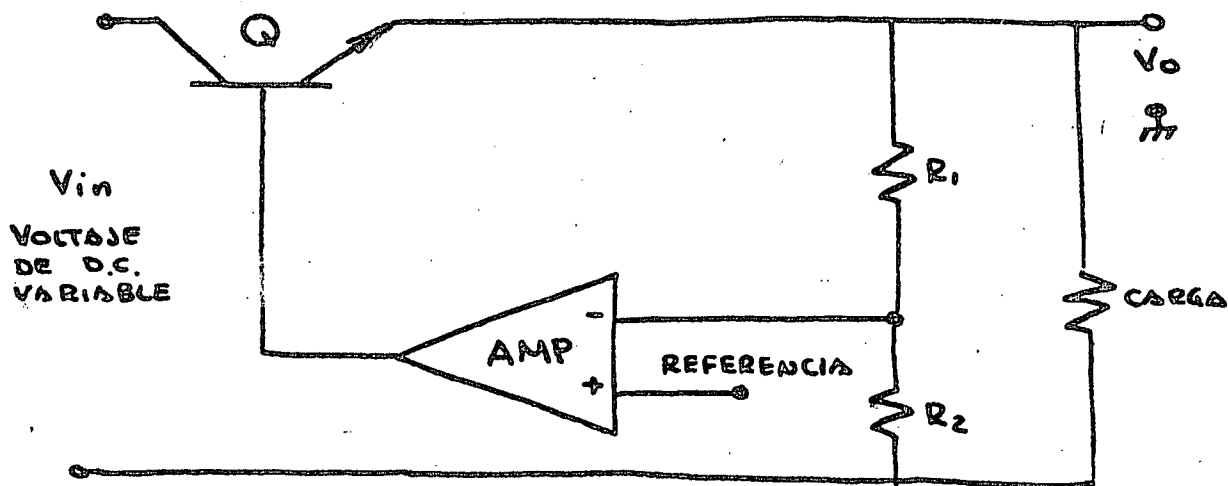


Figura 1.5.1

El regulador básico se muestra en la figura 1.5.1, su función es el completar un voltaje variable de DC a un voltaje constante de menor magnitud, esto es, es un convertidor descendente de DC a DC en el cual la salida se mantiene variando la caída de voltaje en el elemento disipativo serie, haciendo variar la resistencia de esta forma inversa proporcional a la variación del voltaje de entrada, esto es, se realiza mediante un circuito realimentado que tiene como referencia una fuente de voltaje constante.

La característica obvia de este sistema es que toda la corriente de la carga debe fluir a través del elemento disipativo serie, y que esta corriente dispara potencia asociada con un voltaje de $V_{in} - V_o$, por tanto la eficiencia mínima ocurre al máximo voltaje de entrada, mínimo voltaje de salida (en caso de ser una fuente variable, o de una conducción de corto circuito) y una máxima corriente de salida. A continuación calcularemos la eficiencia de este tipo de sistema regulador para un voltaje de entrada V_n con tolerancia de $\pm T\%$, suponiendo que el voltaje mínimo entre colector y emisor en el elemento disipativo es de dos volts.

Para el mínimo:

$$(1 - 0.01T) V_n = V_o + 2$$

$V_n \triangleq$ VOLTAJE NOMINAL DE ENTRADA

multiplicando por $(1 + 0.01T)$ y reorganizando:

$$(1 + 0.01T) V_n = \frac{(1 + 0.01T)}{(1 - 0.01T)} (V_o + 2)$$

lo cual corresponde al máximo

$$\therefore \eta \triangleq \frac{V_o}{V_{in|_{max}}} = \frac{V_o}{\left(\frac{1 + 0.01T}{1 - 0.01T}\right) (V_o + 2)}$$

NOTA: Se considera a V_{in} sin rizado

para $T = \pm 15\%$, $V_o = 10V$

$\eta \approx 60\%$

$V_o = 5V$

$\eta \approx 50\%$

Al cálculo realizado no toma en cuenta el rizo introducido por los capacitores de filtro, por consiguiente la eficiencia real que podremos obtener de este tipo de sistema regulador es mucho menor.

1.5.2 Regulador por conmutación

La figura 1.5.2 muestra otra forma de obtener un bajo voltaje a partir de un mayor, aprovechando la componente de DC presente en un tren de pulsos; esto es primero convertiremos el voltaje variable de DC presente en la entrada, en un tren de pulsos, cuyo ciclo de trabajo es función del voltaje de salida a través de un sistema de control y de un transistor actuando como conmutador y posteriormente filtraremos esta señal para obtener un nivel de DC que será proporcional a la amplitud del voltaje de entrada y el ciclo de trabajo del tren de pulsos pudiendo de esta forma al variar esta última, mantener el producto constante.

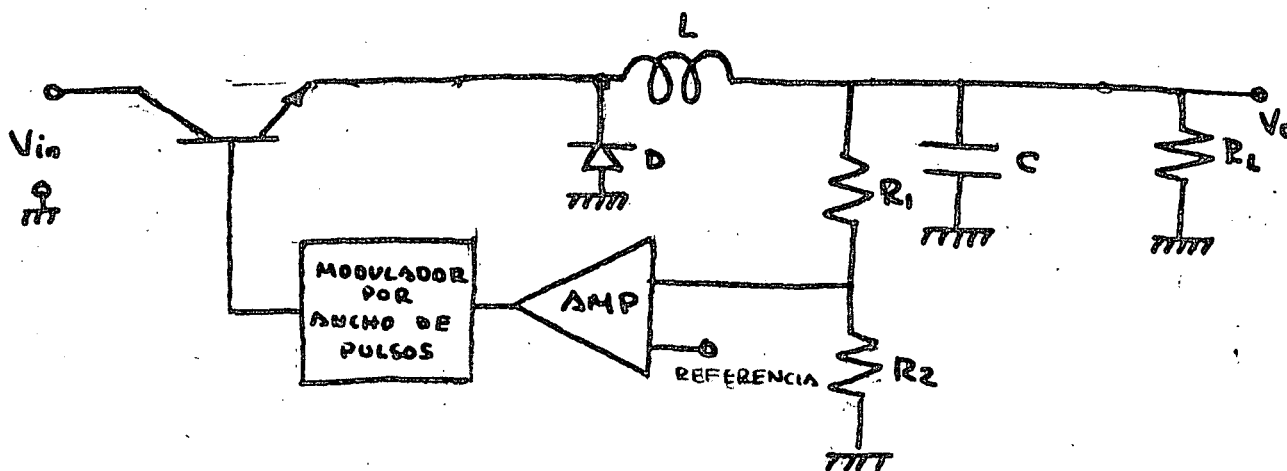
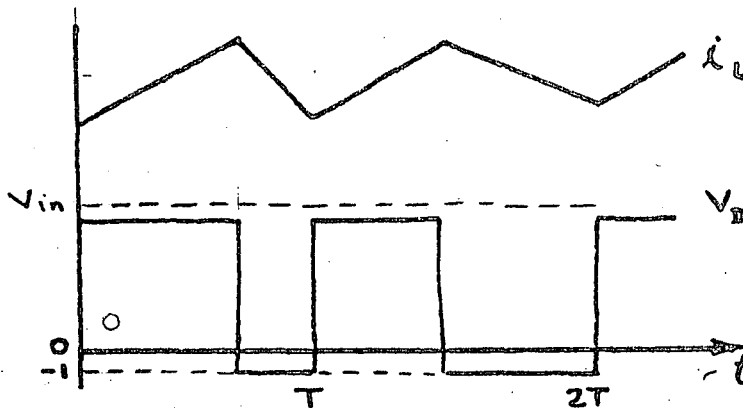


Figura 1.5.2

En la figura 1.5.3, se muestra las formas de onda resultantes, así como las ecuaciones que rigen el comportamiento del sistema en el

caso serie, nótese la presencia del diodo D, el cual permite eliminar el alto voltaje que se presentaría a través del inductor al abrir el switch.

Ahora calcularemos la eficiencia en este tipo de sistema considerando que las caídas a través del transistor saturado y a través del diodo D son iguales a 1 volt



$$\eta = \frac{V_o}{V_o + 1}$$

independiente
de V_{in}

Figura 1.5.3

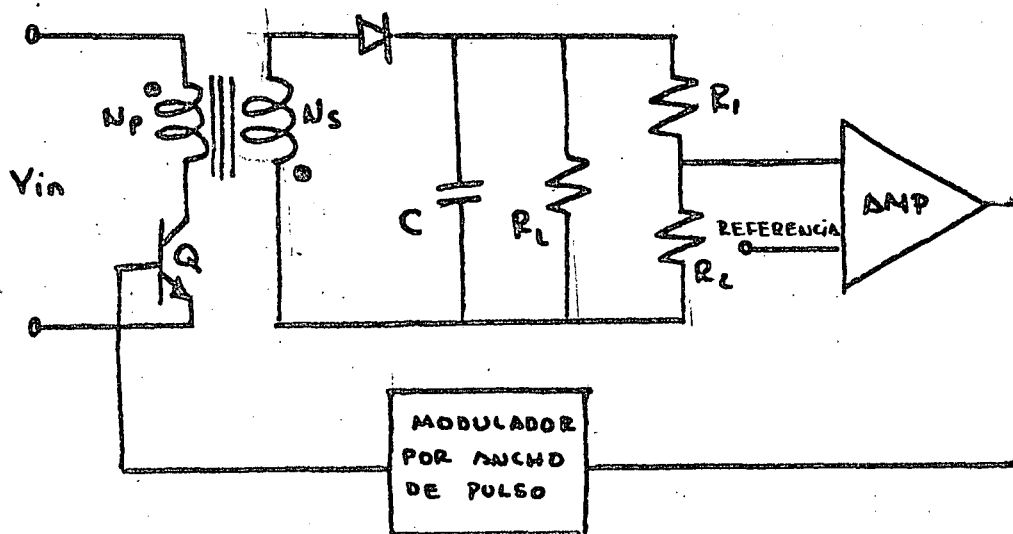
1.5.3 Regulador por inductor oscilante.

Los sistemas mostrados anteriormente poseen como características comunes el obtener un bajo voltaje a partir de un voltaje dado mayor, ciertas aplicaciones requieren que el voltaje de salida sea mayor que el de entrada, en este caso será necesario el utilizar un sistema que permita incluir un transformador a fin de poder obtener voltaje de salida mayores que los de entrada.

El principio de operación es el de almacenar energía en la inductancia del primario del transformador al momento de cerrar el switch y transformar esta energía al secundario al momento de abrir el switch. En este sistema la función de control es también realizado variando el ciclo de trabajo del tren de pulsos que controla al elemento de conmutación aunque difiera del sistema mostrado en el punto 2 en

que el voltaje de DC obtenido a la salida no es función de la compo nente de DC del tren de pulsos a la entrada sino que dependen de la magnitud del voltaje en el primario y de la energía almacenada en el núcleo del transformador.

A continuación se describe análogamente el funcionamiento para el caso ideal, hay que hacer notar que el circuito no es realizable, ya que los voltajes del colector presentes en el transitorio serían excesivamente altos y que el hecho de considerar un solo secundario no implica que en casos prácticos ^{no} podemos contar con la presencia de secundarios múltiples.



si Q satura:

$$\Delta\phi(+)=\frac{V_{in} T_c}{N_p}$$

si Q corta

$$\Delta\phi(-)=\frac{V_o T_o}{N_s}$$

pero: $\Delta\phi(+)=\Delta\phi(-)$

$$\therefore V_o = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \frac{T_c}{T_o}$$

En la transición

$$V_Q|_{max} = V_{in} + V_o \left(\frac{N_p}{N_s}\right)$$

$$= V_{in} \left(1 + \frac{T_c}{T_o}\right)$$

1.5.4 Circuitos convertidores

Aunque el convertidor no es en si un regulador de voltaje se puede considerar como un elemento que por una parte es susceptible de ser controlado en lazo cerrado, y por tanto convertirse en un regulador y por otra parte en su forma normal (esto es sin realimentación) se usa con éxito como parte de sistemas reguladores de mayor complejidad.

En la figura 1.5.4 se muestra un circuito en oposición que nos permita el obtener voltajes de salida de DC DIFERENTES en magnitud del VOLTAJE de entrada. Este tipo de circuitos es también eficiente, ya que las únicas pérdidas son las del transformador y las ocasionadas por los tiempos de almacenamiento en los dispositivos activos.

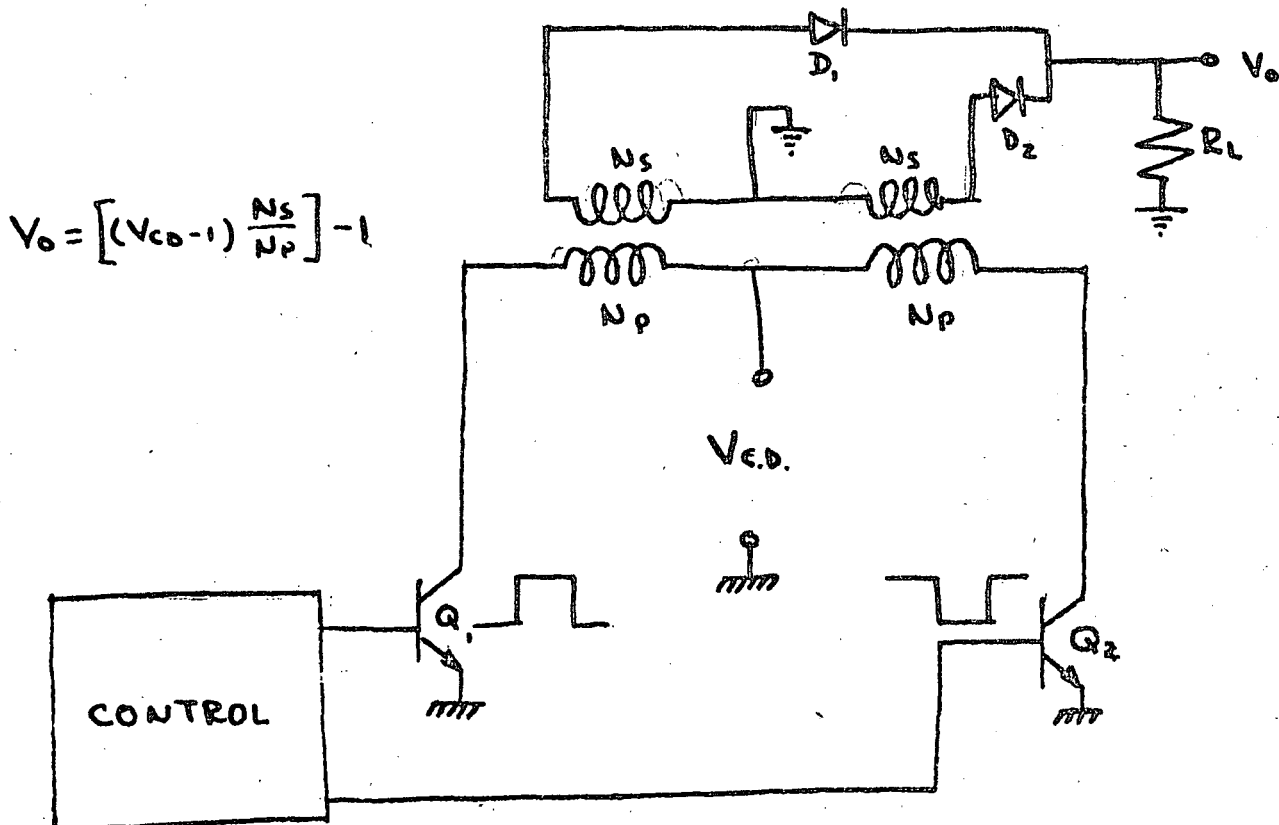


Figura 1.5.5





centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, unam



REGULADORES DE VOLTAJE Y DE CORRIENTE

REDES FORMADORAS DE VOLTAJE Y
CORRIENTE

M. en I. EDUARDO CRISTO ALVAREZ

DICIEMBRE, 1978



6.5 Redes formadoras de voltaje y corriente

Generalmente es necesario colocar un red formadora, cuando se está conmutando una carga inductiva, con el fin de salvar a los elementos activos de los altos voltajes generados (spikes) provocando por lo general la ruptura de estos elementos.

Este caso es el más común para fuentes de voltaje conmutadas del tipo directo con aislamiento por transformador; donde el ciclo de encendido la carga que vé el elemento activo es un inductor en el cual se almacena la energía requerida; y durante el ciclo de apagado dicha energía se pretende transferir al secundario; el esquema elemental se presenta en dicho caso se muestra en la figura 6.5.1.

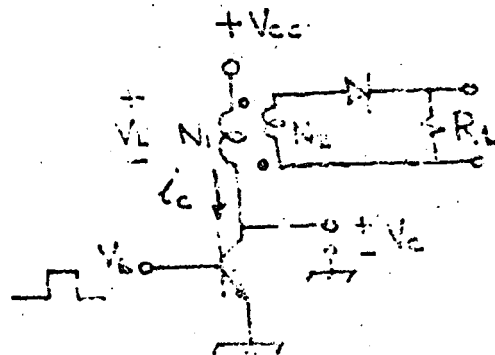


Figura 6.5.1

Durante el ciclo de encendido del transistor, el voltaje a través del inductor, es:

$$V_L = V_{cc} - V_{SAT} \quad 6.5.1$$

y el voltaje de colector del transistor, será:

$$V_c = V_{SAT} \quad 6.5.2$$

Durante este mismo ciclo de encendido, la corriente de colector I_C , es igual a la corriente del inductor I_L :

$$I_C = I_L = \frac{1}{L} \int_0^t v_L dt = \frac{1}{L} V_L t \quad 6.5.3$$

$$\text{Sustituyendo 1 en 0 } I_C = \frac{1}{L} (V_{VV} - V_{SAT})t \quad 6.5.4$$

La figura 6.5.2 muestra los voltajes y corrientes de interés en torno al elemento activo durante el ciclo de encendido.

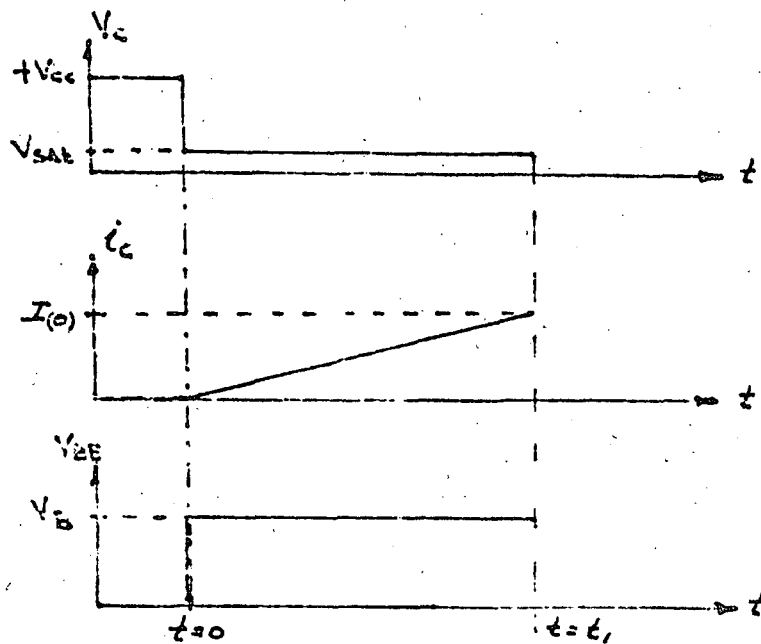


Figura 6.5.2

Consideremos ahora el caso del circuito de la figura 6.5.1, cuando se fuerza al transistor a un estado ideal de no conducción, esto es cuando el voltaje de base es igual a cero en forma instantánea.

En este caso, al cambiar bruscamente la polaridad en el inductor y dados los puntos de polaridad el diodo del circuito secundario queda polarizado en directa reflejándose la resistencia de carga del secundario (R_L) al primario debido al efecto transformador, quedando con esto el circuito equivalente mostrando en la figura 6.5.3.

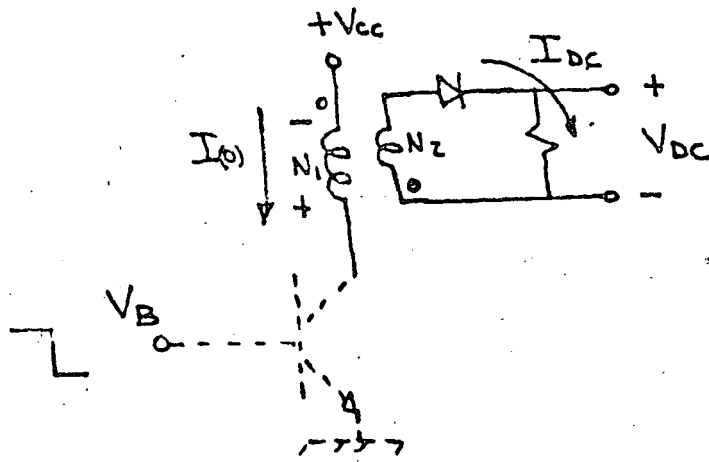


Figura 6.5.3

De la figura 6.5.3 podemos definir la resistencia equivalente de carga en el secundario como:

$$R_L \triangleq \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \quad 6.5.5$$

Dado que la corriente que circula por el inductor en el instante de apagado, era la máxima corriente de colector $I_{(0)}$ mostrada en la figura 6.5.2 y definiendo a la resistencia reflejada en el primaria como R_L' :

$$R_L' / \text{primario} \triangleq \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L \triangleq R_L' \quad 6.5.6$$

Podemos entonces formar un circuito equivalente con las condiciones iniciales antes marcadas; este circuito equivalente se muestra en la figura 6.5.4

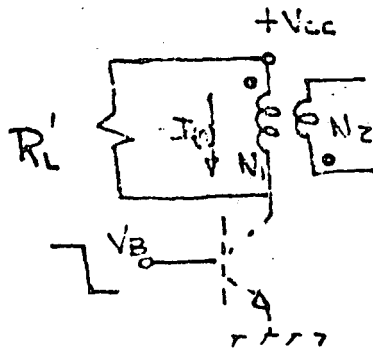


Figura 6.5.4

mediante un análisis sencillo por ecuaciones de malla del circuito de la figura 6.5.4 cuyo bosquejo se presenta en la figura 6.5.5 podemos encontrar la forma de voltaje en el colector del transistor de conmutación.

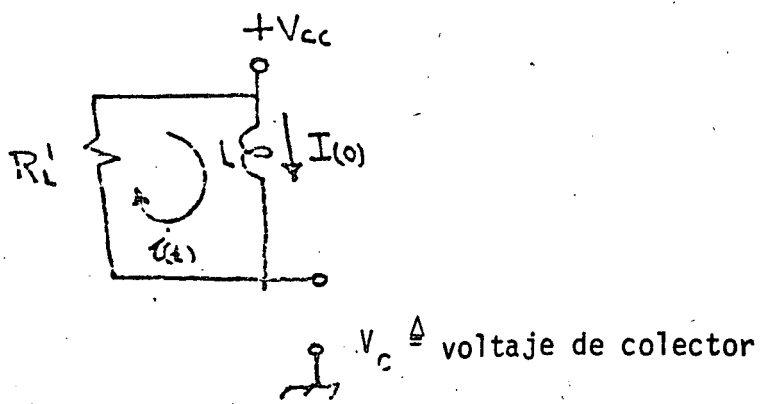


Figura 6.5.5

$$V_c = +V_{cc} + e(t)R_L' \tag{6.5.7}$$

$$\text{donde: } i(t)R_L' + L \frac{di}{dt} = 0 \tag{6.5.8}$$

Transformando la ecuación 6.5.8 tenemos:

$$L s I(s) - L I(0) + R_L' I(s) = 0 \tag{6.5.9}$$

$$I(s)(Ls + R_L') = L I(0)$$

$$I(s) = \frac{I(0)}{s + R_L'/L}$$

$$i(t) = I(0)e^{-\frac{tR_L'}{L}} \tag{6.5.10}$$

Sustituyendo 6.5.10 en 6.5.7

$$V_c = +V_{cc} + R_L' I(0)e^{-\frac{tR_L'}{L}} \tag{6.5.11}$$

La figura 6.5.6 muestra los voltajes y corriente de interés en torno al elemento activo durante el ciclo de apagado.

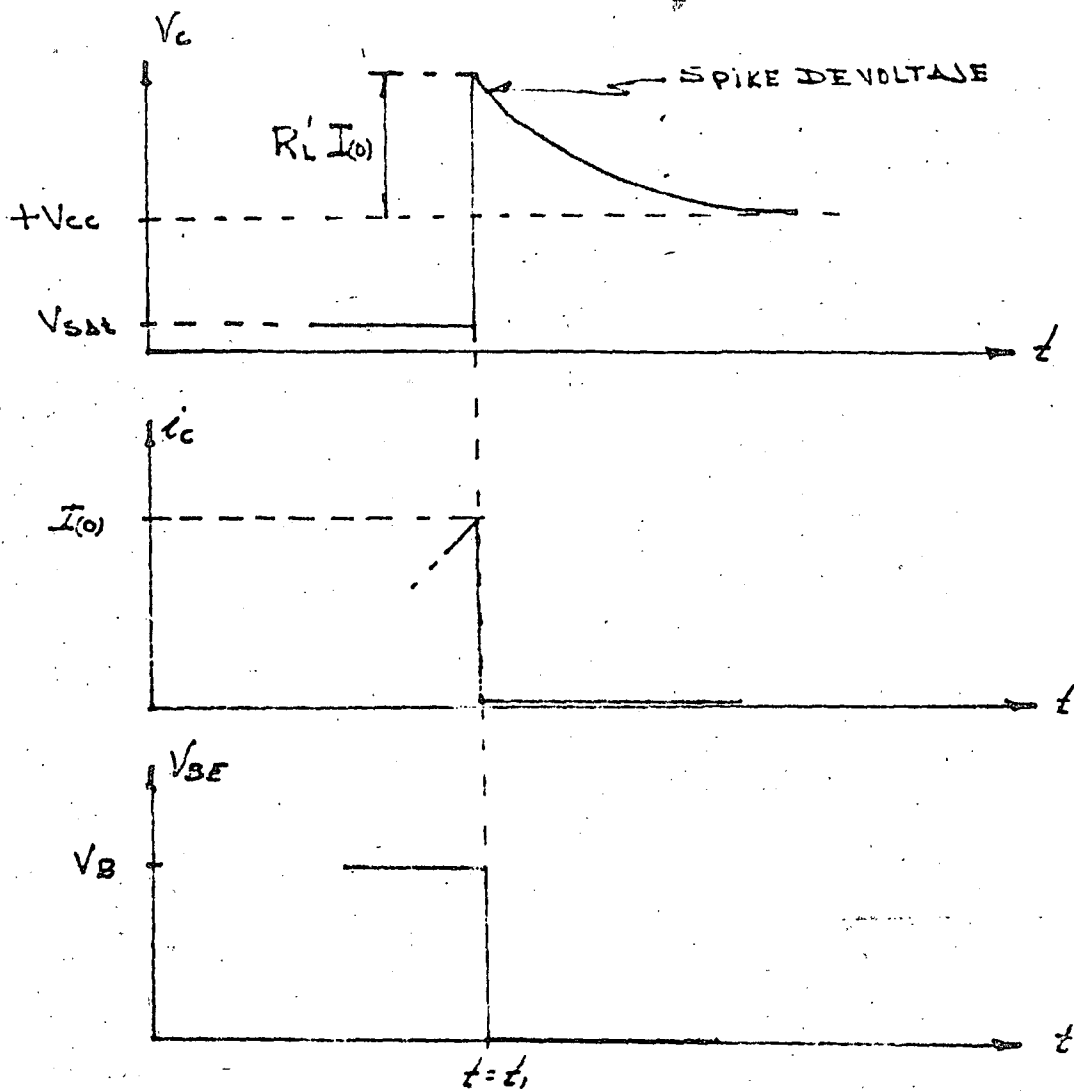


Figura 6.5.6

El spike de voltaje de colector tiene los siguientes inconvenientes:

- Su amplitud depende directamente de las variaciones en la carga, por lo que tratándose de un circuito integrante de un regulador, este fenómeno no permite que se cumpla el cometido de regular.
- Existe muy poco margen para poder "jugar" con la amplitud del spike de voltaje en el colector y evitar con esto la ruptura del elemento activo.
- Si por un mal funcionamiento del transformador o del regulador, o si la carga en el secundario R_L , se desconecta, el spike de voltaje tiende a infinito, ec 6.5.11, causando seguramente la ruptura del elemento activo.

Red Formadora tipo L-C-R

En la figura 6.5.7 se muestra un arreglo en el primario del transformador donde los inconvenientes antes mencionados pueden solventarse adecuadamente y además se cuenta con un mecanismo para poder controlar el voltaje en el colector del transistor de potencia dentro de rangos adecuados, aún con variaciones drásticas en la carga.

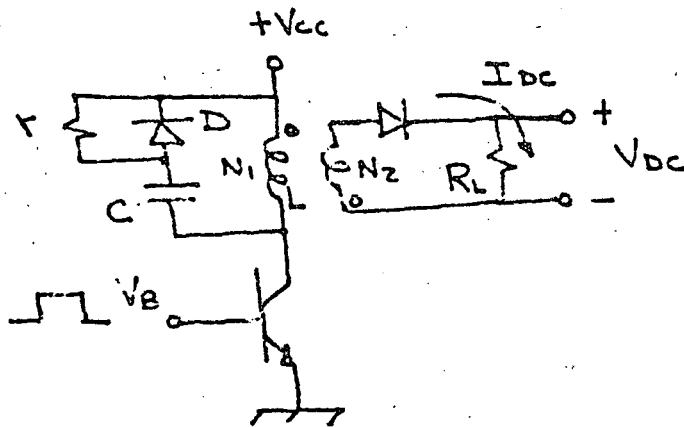


Figura 6.5.7

El mecanismo de funcionamiento es el siguiente: durante el ciclo de encendido del transistor el diodo "D" queda polarizado en inversa y el condensador "C" tiende a cargarse hacia $+V_{cc}$ por medio de "r"; dados los puntos de polaridad del transformador el secundario aparece como un circuito abierto y la corriente en el inductor crece en forma lineal como lo indica la ecuación 6.5.3.

Con base en esto, la corriente de colector del transistor queda dividida en dospartés,;

- Una debida a la carga del condensador "c" a través de "r" y de $+V_{cc}$.
- Otra debida al inductor "L" y $+V_{cc}$.

Por lo tanto, la corriente de colector, será:

$$I_c = I_r + I_L \tag{6.5.12}$$

de las ecuaciones 6.5.3 y 6.5.4

$$I_L = \frac{1}{L} (V_{cc} - V_{SAT})t \tag{6.5.13}$$

y de la ecuación de carga de un condensador

$$I_r = \frac{(+V_{cc} - V_{SAT})}{r} e^{-\frac{t}{V_c}} \tag{6.5.14}$$

sustituyendo 6.5.13 y 6.5.14 en 6.5.12

$$I_c = \frac{(+V_{cc} - V_{SAT})}{r} e^{-\frac{t}{V_c}} + \frac{1}{L} (V_{cc} - V_{SAT})t \tag{6.5.15}$$

La figura 6.5.8 muestra los voltajes y corrientes de interés en torno al elemento activo de la figura 6.5.7 durante el ciclo de encendido.

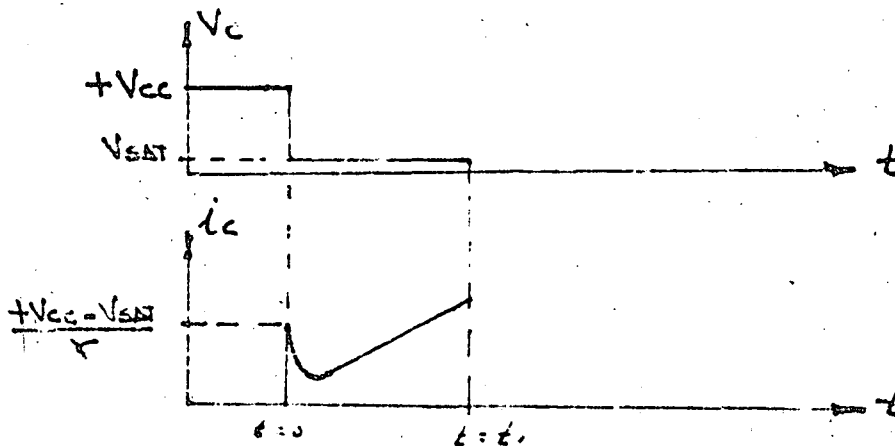


Figura 6.5.8.

Consideremos ahora el caso del circuito de la figura 6.5.7 cuando se fuerza el transistor a un estado ideal de no conducción, esto es, cuando el voltaje de base es igual a cero en forma instantánea.

Una simplificación de la red formadora una vez apagado el transistor se muestra en la figura 6.5.9 con las condiciones iniciales antes mencionadas; esto es:

$$V_c \Big|_{t = t_1} = V(0) \tag{6.5.16}$$

6.5.17

$$i_L \Big|_{t = t_1} = I_{(0)}$$

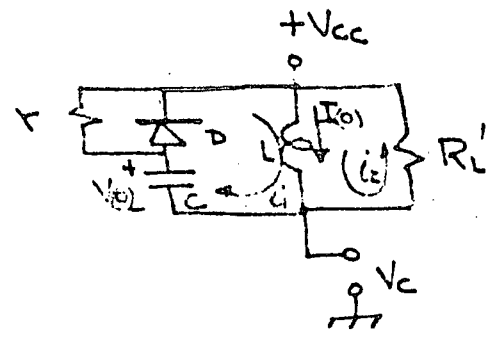


Figura 6.5.9

Para la situación mostrada en la figura 6.5.9 el diodo "D" queda polarizado en directa, presentando una trayectoria de corto circuito para i_L , con lo cual la resistencia "r" básicamente no contribuye a las pérdidas de la malla; más aún, en el caso ideal el diodo "D" puede representarse como un corto circuito, quedando un modelo aproximado de la red formadora como el que se muestra en la figura 6.5.10.

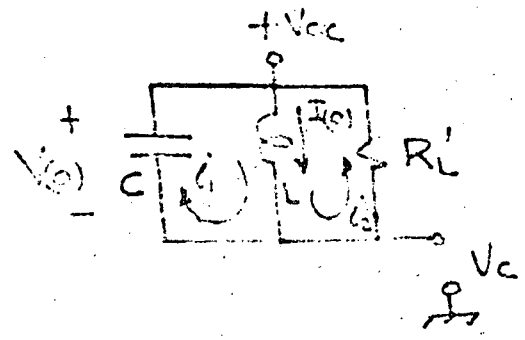


Figura 6.5.10

Para encontrar el transiente del voltaje de colector de la figura 6.5.10, se procede a analizar al circuito por medio de ecuaciones de malla:

$$(I_1(s) + I_2(s))SL - LI_{(0)} + \frac{1}{SC} I_1(s) - \frac{V(0)}{S} = 0 \quad 6.5.18$$

y

$$(I_1(s) + I_2(s)) SL - LI_{(0)} + R_L' I_2(s) = 0 \quad 6.5.19$$

de la ecuación 6.5.18

$$I_1(s) = \frac{LI_{(0)} + \frac{V(0)}{s} - I_2(s)SL}{SL + \frac{1}{SC}} \quad 6.5.20$$

sustituyendo la ecuación 6.5.20 en 6.5.19

$$SL \frac{LI_{(0)} + \frac{V(0)}{s} - I_2(s)SL}{SL + \frac{1}{SC}} + I_2(s)SL - LI_{(0)} + R_L' I_2(s) = 0$$

$$I_2(s) \left[-\frac{S^2 L^2}{SL + \frac{1}{SC}} + SL + R_L' \right] = LI_{(0)} + \frac{V(0)}{s} - \frac{LI_{(0)}}{SC} SL$$

$$\text{de donde } I_2(s) = \frac{\frac{I_{(0)}}{C} - SV(0)}{R_L' \left(S^2 + \frac{S}{CR_L'} + \frac{1}{LC} \right)} \quad 6.5.21$$

tomando la transformada inversa de la ecuación 6.5.21

$$i_2(t) = \left[\frac{V(0) + 2I_{(0)}R_L'}{R_L' \sqrt{\frac{4C R_L'^2}{L} - 1}} \text{sen}\omega t - \frac{V(0)}{R_L'} \text{cos}\omega t \right] e^{-\frac{t}{2R_L' C}} \quad 6.5.22$$

$$\text{en donde } \omega \triangleq \frac{1}{2CR_L'} \sqrt{\frac{4C R_L'^2}{L} - 1} \quad 6.5.23$$

De la figura No. 6.5.10 puede observarse que el voltaje del colector "V_c" queda dado por:

$$V_c = +V_{CC} + R_L' i_2(t) \quad 6.5.24$$

En donde el término R_L' i₂(t) es el transiente (spike) de voltaje de colector.

Sustituyendo 6.5.22 en 6.5.24

$$V_C = +V_{CC} + \left[\frac{V(0) + 2I(0)R_L}{\sqrt{\frac{4CR_L^2}{L} - 1}} \text{sen}\omega dt - V(0) \text{cos}\omega dt \right] e^{-\frac{t}{2R_L C}} \quad 6.5.25$$

sustituyendo 6.5.23 en 6.5.25

$$V_C = +V_{CC} + \left[\frac{V(0) + 2I(0)R_L}{\sqrt{\frac{4CR_L^2}{L} - 1}} \text{sen}\omega dt - V(0) \text{cos}\omega dt \right] e^{-\frac{t\omega d}{\sqrt{\frac{4CR_L^2}{L} - 1}}} \quad 6.5.26$$

De las ecuaciones 6.5.25 y 6.5.26 se puede observar que el spike de voltaje de colector del circuito de la figura 6.5.7 tiene las siguientes ventajas con respecto al spike de voltaje que proporciona el circuito de la figura 6.5.1.

- La amplitud del transiente no es directamente proporcional a las variaciones en la carga, con lo cual se puede mantener una carga en regimen variable sin peligro de que el elemento activo entre en ruptura.
- Si por un mal funcionamiento del transformador o del regulador ó si la carga en el secundario, " R_L ", se desconecta, el spike de voltaje tiende a un valor de saturación, el cual puede calcularse para que en el peor de los casos sea menor que el voltaje de ruptura del transistor; el valor de voltaje en el colector " V_C ", para cuanto " R_L " tiende a infinito, puede calcular de las ecuaciones 6.5.25 ó 6.5.26 haciendo " $R_L \rightarrow \infty$ ".

$$V_C_{R_L \rightarrow \infty} = +V_{CC} + \left[I(0) \sqrt{\frac{L}{C}} \text{sen} \sqrt{\frac{L}{C}} t - V(0) \text{cos} \sqrt{\frac{L}{C}} t \right] \quad 6.5.27$$

- Existe un amplio margen para poder "jugar" con la amplitud del spike de voltaje en el colector del transistor, ya que se ha introducido un nuevo parámetro, " C ", independiente a las condiciones del problema a solucionar. La figura 6.5.11 muestra tres formas diferentes de transiente en " V_C " para diferentes valores de " C ". (se muestra únicamente la envolvente).

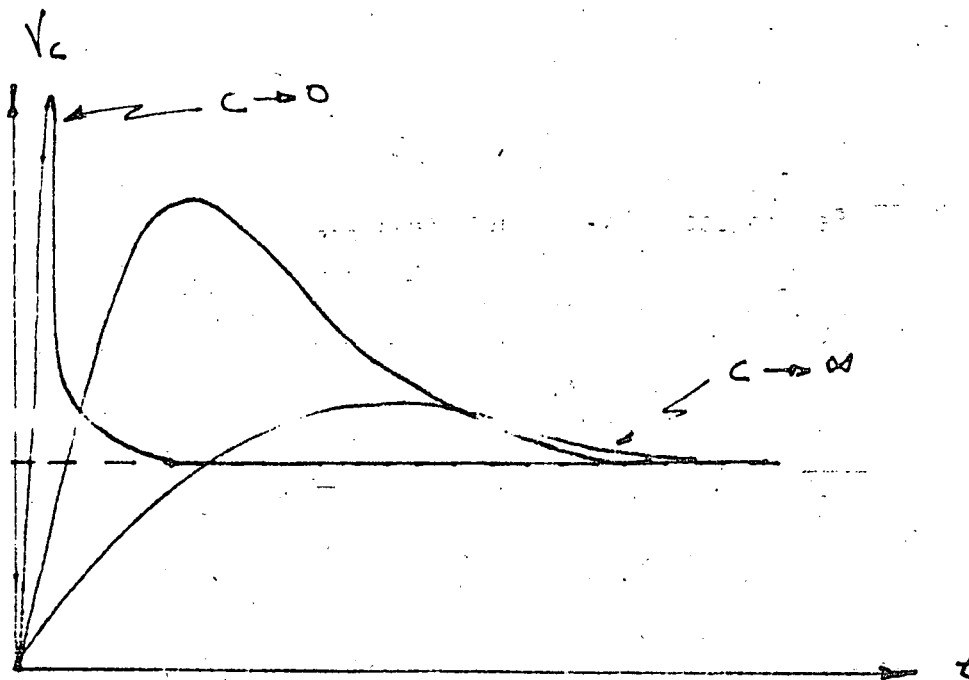


Figura 6.5.11

Para obtener el máximo de la ecuación 6.5.26 lo cual representa el voltaje máximo de colector, tomamos la primera derivada.

$$\frac{dv_c}{dt} = 0$$

esto es:

$$-K_3(K_1 \text{sen} \omega dt - K_2 \text{cos} \omega dt) e^{-k_3 t} + e^{-k_3 t} (\omega K_1 \text{cos} \omega dt + \omega K_2 \text{sen} \omega dt) = 0$$

donde:

$$K_1 = \frac{V_0 + 2I(0)R_L'}{\sqrt{4cR_L'^2 - 1}}$$

$$K_2 = V(0)$$

6.5.28

$$K = \frac{\omega d}{\sqrt{4cR_L'^2 - 1}}$$

$$K_2 K_3 \text{cos} \omega dt - K_1 K_3 \text{sen} \omega dt + K_1 \omega d \text{cos} \omega dt + K_2 \omega d \text{sen} \omega dt = 0$$

$$(K_2 K_3 + K_1 \omega d) (\text{cos} \omega dt + (K_2 \omega d - K_1 K_3) \text{sen} \omega dt) = 0$$

de donde

$$Tg\omega dt = \frac{K_2 K_3 + K_1 \omega d}{K_1 K_3 - K_2 \omega d}$$

y por lo tanto el tiempo para el cual "V_c" es máximo será:

$$t = \frac{1}{d} (Tg^{-1} \frac{K_2 K_3 + K_1 \omega d}{K_1 K_3 - K_2 \omega d}) \tag{6.5.29}$$

Sustituyendo las relaciones 6.5.28 y la ecuación 6.5.29 en 6.5.26, el voltaje máximo de colector será:

$$V_{C_{Max}} = + V_{CC} + \left[K_1 \text{sen}\omega dt - K_2 \text{cos}\omega dt \right] e^{-\frac{K_3}{\omega d} \left[Tg^{-1} \frac{K_2 K_3 + K_1 \omega d}{K_1 K_3 - K_2 \omega d} \right]} \tag{6.5.30}$$

Por otro lado si se desea minimizar el voltaje de colector dado en la ecuación 6.5.30 se tiene que forzar por diseño:

$$K_1 K_3 = K_2 \omega d \tag{6.5.31}$$

de donde se puede observar de la ecuación 6.5.29 que el tiempo en el que el voltaje de colector es máximo es:

$$t = \frac{\pi}{2\omega d} \tag{6.5.32}$$

de la ecuación 6.5.32 resulta que el valor de "C" óptimo para que el voltaje de colector (spike) sea mínimo es:

$$C = \frac{(V(0) + I(0) R_L) L}{2V(0) R_L} \tag{6.5.33}$$

y el voltaje de colector mínimo será:

$$V_C = + V_{CC} + (\sqrt{V(0) + 2I(0) R_L}) e^{-\frac{\pi}{2\sqrt{1 + \frac{2I(0) R_L}{V(0)}}}} \tag{6.5.34}$$

Aplicación de resultados.

Como aplicación de los resultados obtenidos, pasemos al ejemplo del capítulo No. 5 del regulador por inductor oscilante.

Las características de los elementos más importantes son:

$$L = 112 \mu h$$

$$I_{(o)} = I_p(\text{max}) = 12 \text{ Amp.}$$

$$V_{CC \text{ Max}} = V_{in \text{ Max}} = 64 \text{ volts.}$$

$$V_{(o)} = V_{CC}$$

$$R_{L'} = \left(\frac{N_p}{N_1} \right)^2 \frac{(V_{O1})^2}{P_{O1}} \parallel \left(\frac{N_p}{N_2} \right)^2 \frac{(V_{O2})^2}{P_{O2}} \parallel \left(\frac{N_p}{N_3} \right)^2 \frac{(V_{O3})^2}{P_{O3}} = 31.75 \Omega$$

De la ecuación 6.5.33 la capacitancia "C" óptima es:

$$C = \frac{V_{(o)} + I_{(o)} R_{L'}}{2V_{(o)} R_{L'}} L = \frac{64 + 12(31.75)}{2(64)(31.75)^2} 112 \times 10^{-6}$$

$$C = 0.386 \mu\text{F}$$

y la ecuación 6.5.34 el spike de voltaje de colector es:

$$V_C = + V_{CC} + (\sqrt{V_{(o)}^2 + 2I_{(o)} R_{L'}}) e^{-\frac{\pi}{2\sqrt{1 + \frac{2I_{(o)} R_{L'}}{V_{(o)}}}}}$$

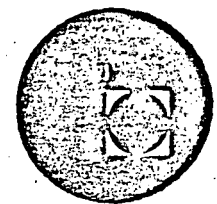
$$V_C = 64 + (\sqrt{(64)^2 + 2(12)(31.75)}) e^{-\frac{\pi}{2\sqrt{1 + \frac{(2)(12)(31.75)}{64}}}}$$

$$V_C = 126 \text{ volts.}$$

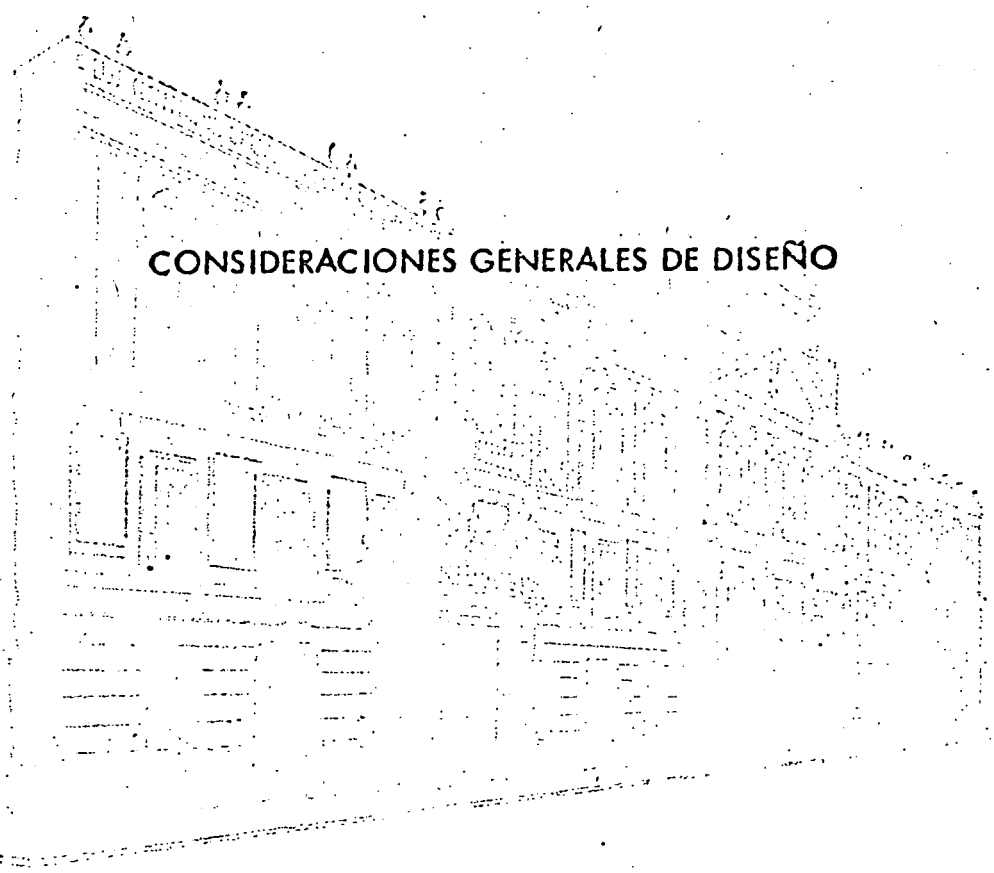




centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, unam



REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE



CONSIDERACIONES GENERALES DE DISEÑO

M. EN I. Eduardo Cristo A.

NOVIEMBRE 1978.



CAPITULO 6: CONSIDERACIONES GENERALES DE DISEÑO

6.1 ASPECTOS TERMICOS

6.2 ANALOGIA ELECTROTERMICA PARA ESTADO ESTABLE

6.3 MODELO ELECTROTERMICO PARA ESTADO ESTABLE DE UN TRANSISTOR DE POTENCIA

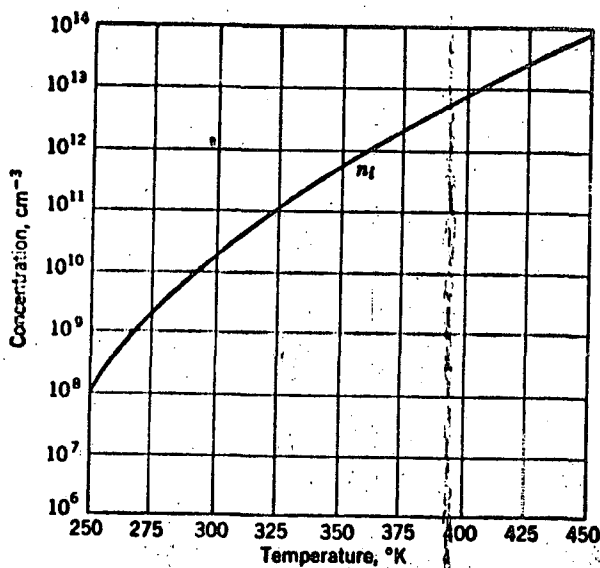
6.4 DISIPADORES DE CALOR

6. Consideraciones generales de diseño.

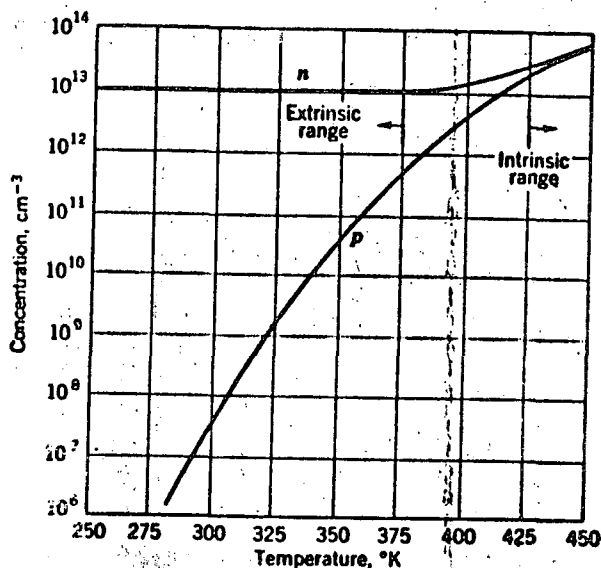
6.1 Aspectos Térmicos

La consideración de ciertos aspectos térmicos relacionados con disipación de calor, temperaturas de operación de Semi-conductores, Protección térmica de circuitos de alta potencia, representa una de las partes más importantes y necesarias del diseño de fuentes de poder.

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 comporta como tal; dicho nivel máximo permitido se le denomina nivel intrínseco de temperatura y oscila entre 150° y 200°C, como se muestra en la figura 6.1.1



(a) Intrinsic carrier concentration



(b) Hole and electron concentrations in a doped semiconductor

Figura 6.1.1

Tres mecanismos básicos intervienen para remover la temperatura de la juntura al ambiente, suponiendo que la temperatura ambiente es menor que la temperatura de la juntura; estos mecanismos son: conducción, convexión y radiación.

a) 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.

b) Convexión

La convexión es un proceso de transporte de energía por la acción combinada de conducción de calor, almacenamiento de energía y movimiento de mezcla. La convexión tiene gran importancia como mecanismo de transferencia de energía entre una superficie sólida y el aire.

La transferencia de energía por convexión, 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 fluido.

Cuando el movimiento del mezclado tiene lugar exclusivamente como resultado de la diferencia de densidades causado por los gradientes de temperatura, se habla de convexión natural.

Cuando el movimiento del mezclado es inducido por algún agente externo (tal como un ventilador o un agitador) el proceso se conoce como convexión forzada.

c) 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 inclusive 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 térmica antes mencionados, esto es, conducción, convección y radiación. Esto nos lleva a la justificación de una analogía electrotérmica para una mejor comprensión del fenómeno.

6.2 Analogía electrotérmica para estado estable.

Se dice que dos sistemas son análogos 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 dos 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 ecuaciones similares. Si en la ecuación del flujo de calor

$$q = \frac{\Delta T}{R_T} \quad 6.2.1$$

donde:

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 del material.

Se sustituye el símbolo de diferencia de temperatura ΔT por el símbolo de diferencia de potencial eléctrico ΔV , 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

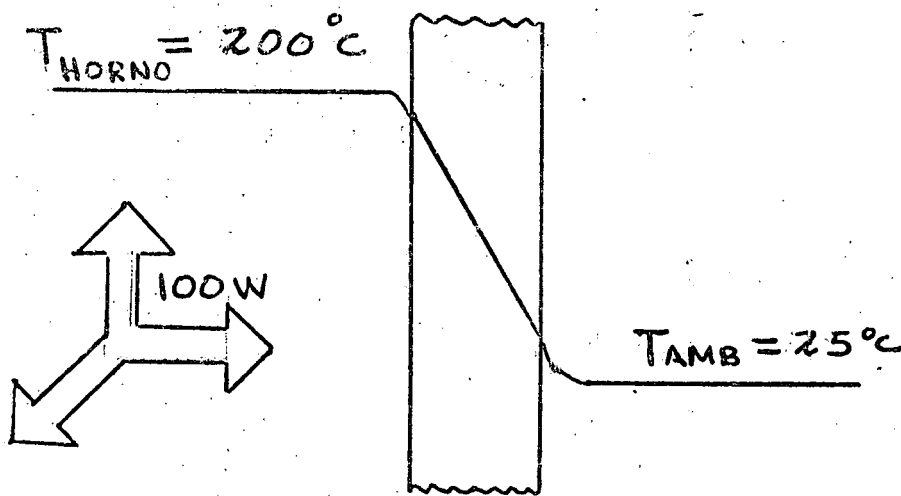
$$i = \frac{\Delta E}{R_E} \quad 6.2.2$$

| CANTIDAD | SISTEMA TERMICO | SISTEMA ELECTRICO |
|--------------|-------------------|-------------------|
| Potencial | °C | Voltios |
| Flujo | Watts | Amperios |
| Resistencia: | $\frac{°C}{Watt}$ | Ohmios |

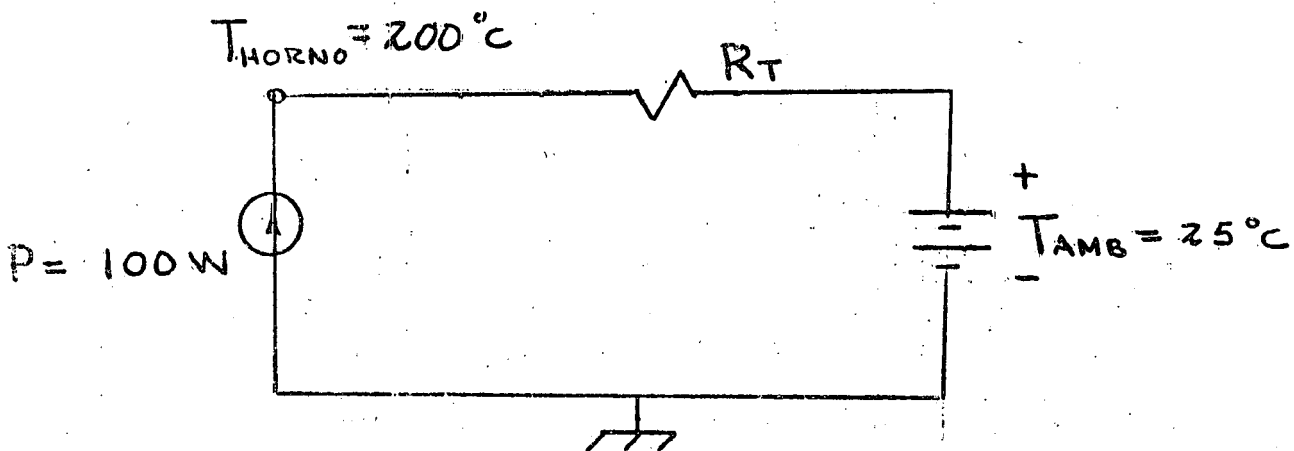
Tabla No. I Unidades análogas (sistema Térmico-Eléctrico)

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 .



Haciendo la analogía eléctrica



mediante una ecuación de malla podemos ver que:

$$T_{\text{horno}} = T_{\text{AMB}} + R_T P$$

$$R_T = \frac{T_{\text{horno}} - T_{\Delta MB}}{P} = \frac{200^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{100\text{W}}$$

$$R_T = 17.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

o sea que una resistencia térmica de 17.5°C/W nos asegura que la temperatura en el interior del horno se mantiene a 200°C .

6.3 Modelo Electrotérmico para estado estable de un transistor de potencia.

6.3.1 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 6.2. En base a este modelo se podrá saber como varía la temperatura de un transistor desde su juntura, hasta el encapsulado.

La figura 6.3.1 muestra la estructura interna de un transistor de potencia, donde el terminal del colector es el propio encapsulado.

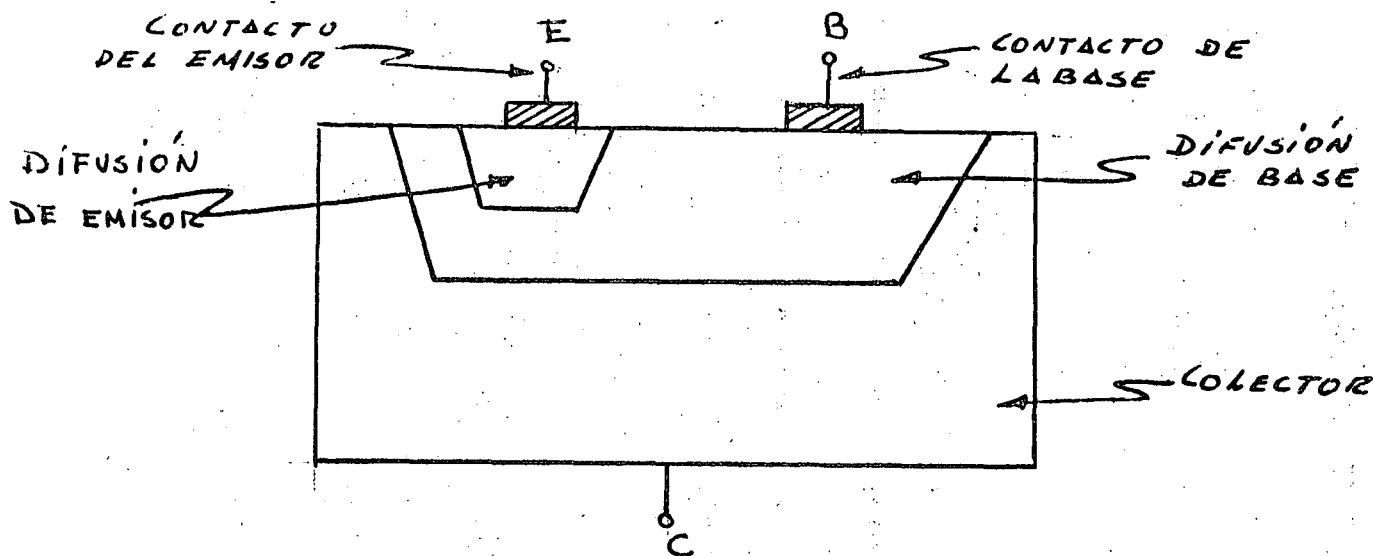
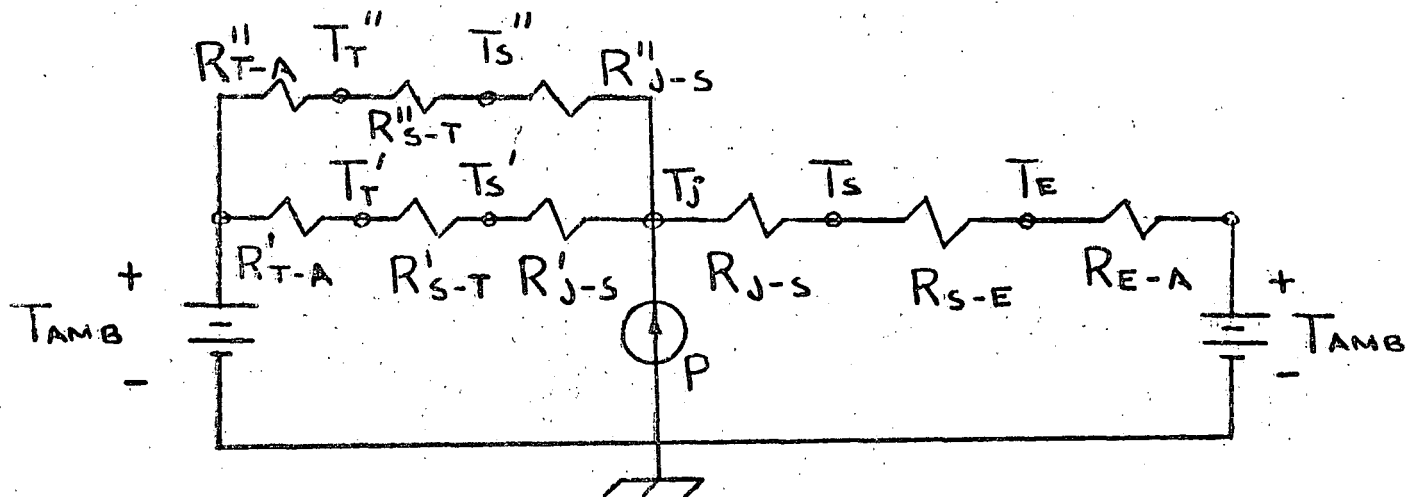


Fig 6.3.1

La juntura colector-base es la mayor fuente de calor, debido a que en la juntura base-emisor circulan corrientes " β " veces menores que en el colector a voltajes relativamente constantes y bajos (del orden de 1 volt para el 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 muestra en la figura 6.3.2.



T_J = temperatura de juntura
 T_S = temperatura en soldadura (colector)
 T_E = temperatura en encapsulado
 T_A = temperatura ambiente
 T_S' = temperatura en soldadura (emisor)
 T_T' = temperatura en terminal (emisor)
 T_S'' = temperatura en soldadura (base)
 T_T'' = temperatura en terminal (base)

Resistencias térmicas:

R_{S-S} = entre juntura y soldadura (colector)
 R_{S-E} = entre soldadura y encapsulado (colector)
 R_{E-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

Fig. 6.3.2 Circuito equivalente térmico para el transistor mostrado en la figura 6.3.1

En general, las resistencias térmicas de los elementos a la izquierda de la junta en la figura 6.3.2, son demasiado grandes, debido principalmente al área de Silicio de las difusiones de base y de emisor y al 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:

$$\left| R''_{T-A} + R''_{S-T} + R''_{J-S} \right| \left| R'_{T-A} + R'_{T-A} + R''_{S-T} + R'_{J-S} \right| \gg (R_{J-S} + R_{S-E} + R_{E-A}) \quad (6.3.1)$$

Debido a esto resulta conveniente hacer una simplificación del circuito térmico mostrado en la figura 6.3.2, despreciando la trayectoria de flujo de calor existente entre junta y ambiente por el lado izquierdo de la figura, como se muestra en la figura 6.3.3.

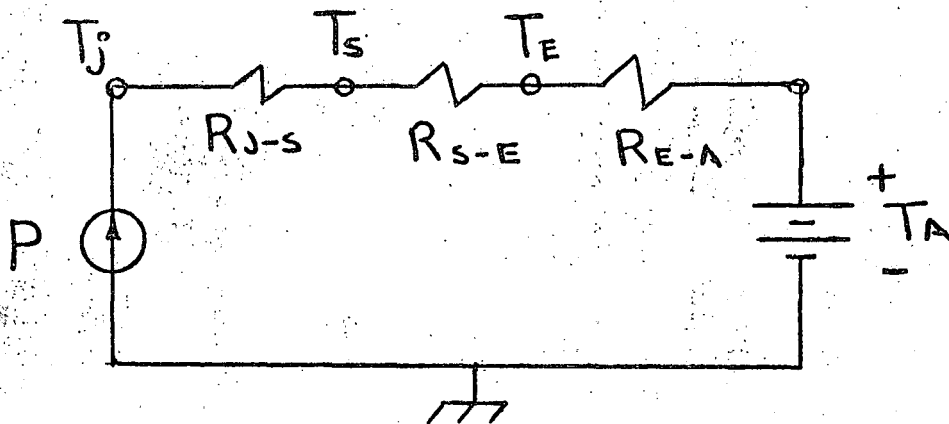


Figura 6.3.3 Circuito equivalente térmico simplificado.

Tomando $R_{J-S} + R_{S-E} = R_{J-E}$ - (6.3.2) donde R_{J-E} se define como resistencia térmica entre junta y cápsula.

$$y \quad R_{J-S} + R_{S-E} + R_{E-A} = R_{J-A} \quad 6.3.3$$

donde R_{J-A} se define como resistencia térmica entre junta y ambiente, podemos formar un segundo circuito equivalente simplificado, como se muestra en la figura 6.3.4.

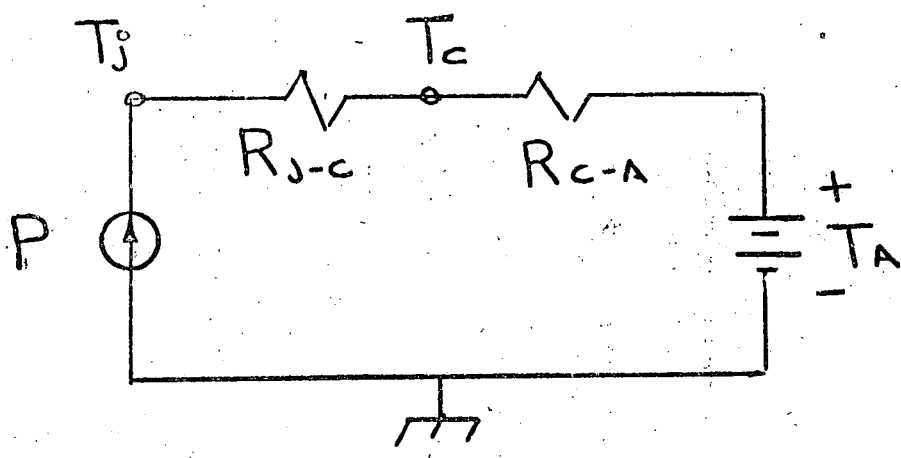


Figura 6.3.4

Sustituyendo (6.3.2) en (6.3.3)

$$R_{J-A} = R_{J-C} + R_{C-A}$$

6.3.4

Para transistores 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 del 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.

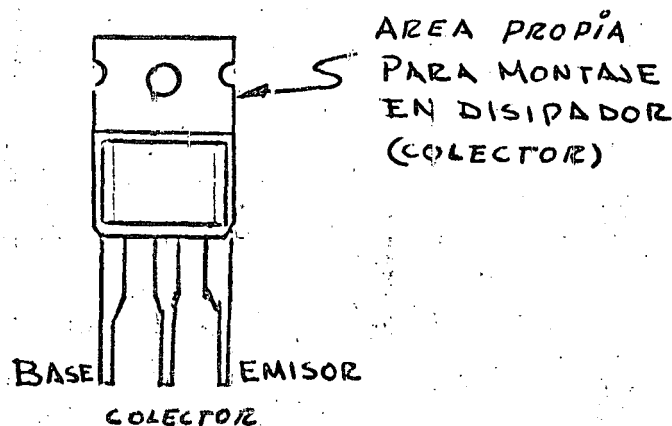
| Encapsulado | R_{C-A} (°c/w) |
|-------------|------------------|
| T0-18 | 300 |
| T0-46 | 300 |
| T0-5 | 150 |
| T0-39 | 150 |
| T0-8 | 75 |
| T0-66 | 60 |
| T0-60 | 70 |
| T0-3 | 30 |
| T0-36 | 25 |

TABLA No. 1: Resistencias térmicas de encapsulados más comunes.

La tabla No. 1 muestra las resistencias térmicas 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.

Ejemplo

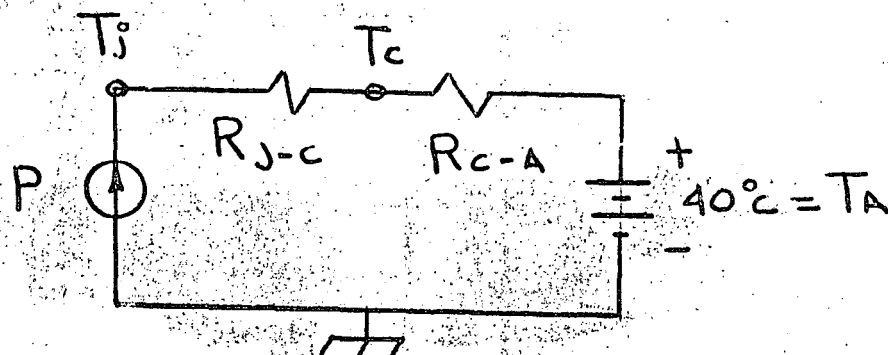
Calcular la potencia máxima que puede disipar un transistor TIP41 (Texas Instruments) cuando la temperatura del ambiente que lo rodea es de 40° y no es utilizado algún montaje especial de disipación.



Las características de potencia del dispositivo son las siguientes:

| | |
|------------|--|
| Transistor | TIP-41 |
| Cápsula | T0-66 |
| Potencia | 65 Watt a 25°C en la cápsula |
| R_{J-C} | $1.92^\circ\text{C}/\text{W}$ |
| R_{J-A} | $62.5^\circ\text{C}/\text{W}$ |

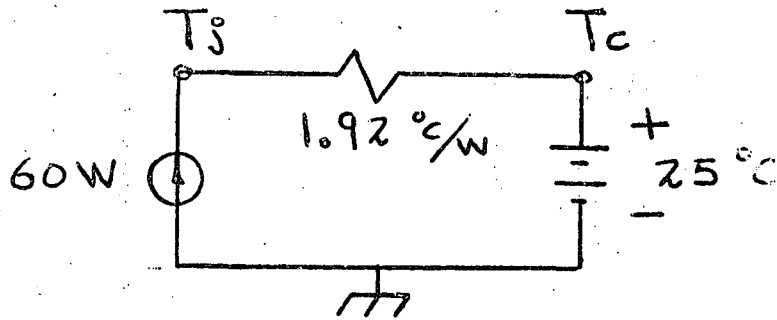
De las características del dispositivo podemos obtener el diagrama térmico equivalente.



$$R_{J-C} = 1.92^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{C-A} = R_{S-A} - R_{J-C} - R_{J-C} = 60.58^{\circ}\text{C/W}$$

Para encontrar la temperatura máxima permisible en la junta, se hace el cálculo para potencia máxima permisible a la temperatura indicada para la capsula, esto es:

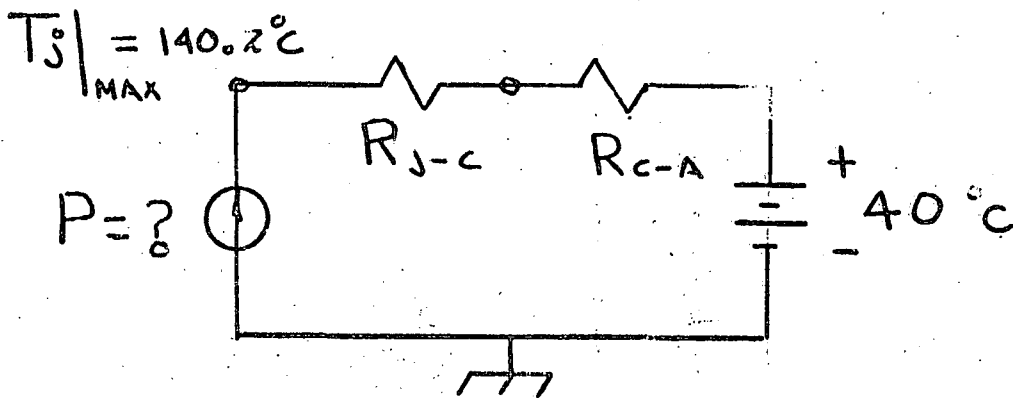


$$T_j|_{\max} = T_c + P(R_{J-C})$$

$$T_j|_{\max} = 25^{\circ}\text{C} + 60\text{W}(1.92^{\circ}\text{C/W})$$

$$T_j|_{\max} = 140.2^{\circ}\text{C}$$

Conociendo la temperatura máxima permisible en la junta, pasamos al diagrama térmico equivalente para encontrar la potencia máxima permisible, para las condiciones dadas en el problema.



$$40^{\circ} + P|1.92 + 60.58| = 140.2^{\circ}\text{C}$$

$$P = \frac{100.2^{\circ}\text{C}}{65.5^{\circ}\text{C/W}} \Rightarrow P_{\max} = 1.6 \text{ watts}$$

Esto es, la eficiencia que se obtiene del transistor, por lo que respecta a disipación de calor es apenas de:

$$\eta_t = \frac{P_{\max}}{P_D} = \frac{1.6}{60} \approx 2.6\%$$

Resumiendo:

$$T_{J\max} = T_c + P R_{J-c}$$

y

$$P_{\max} = \frac{T_{J\max} - T_A}{R_{J-c}} \quad \text{o} \quad R_{J-c} = \frac{T_{J\max} - T_A}{P_{\max}}$$

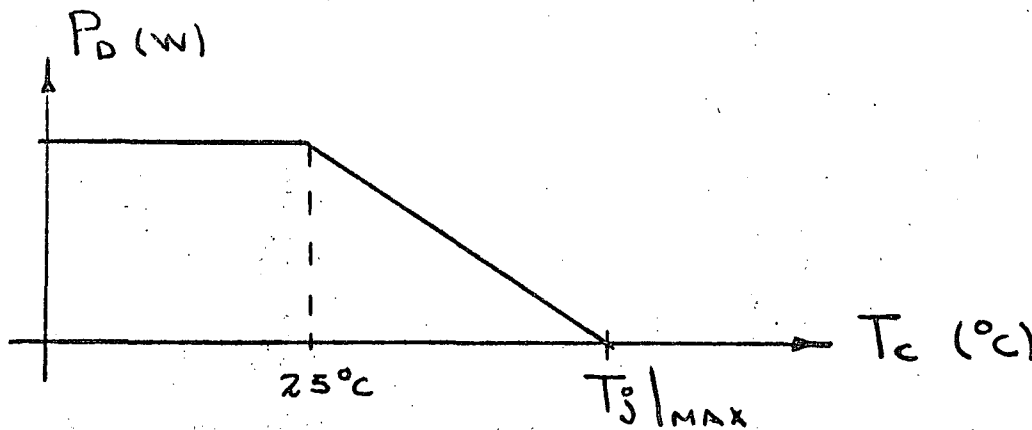


Figura 6.3.5

La figura 6.3.5 muestra la relación entre potencia que se puede obtener del dispositivo en función de la temperatura de la cápsula.

6.4 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 figura 6.4.1. 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}).

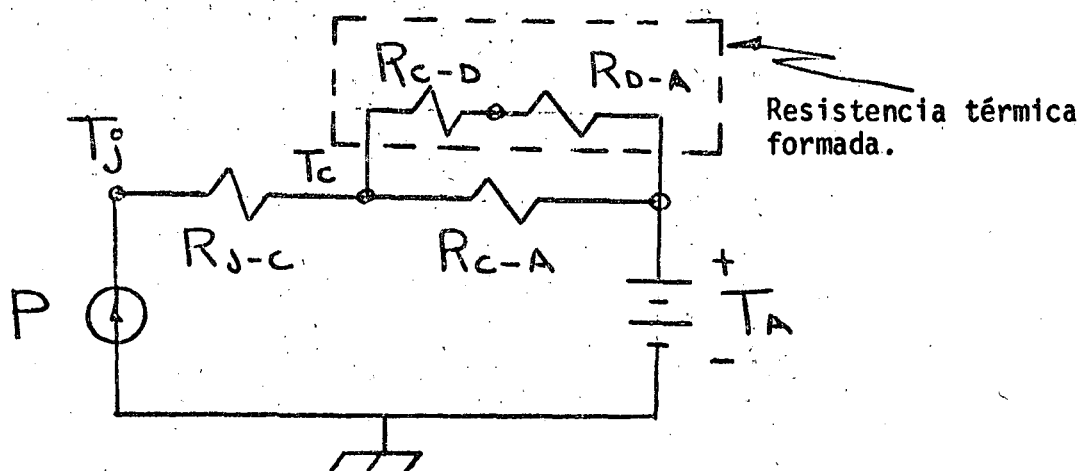


Figura 6.4.1 Trayectorias Nuevas de Disipación.

Cuando un transistor o un diodo de potencia son usados con un disipador de calor, la transferencia de calor por Convexión 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 figura 6.4.2.

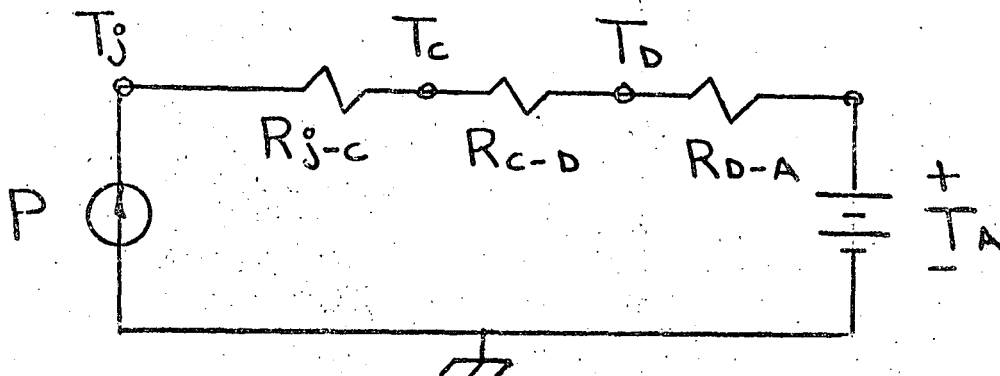


Figura 6.4.2 Circuito equivalente térmico utilizando un disipador.

Resistencia térmica entre cápsula y disipador (R_{C-D}).

En la mayoría de los casos el encapsulado debe de 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:

- 1o. Causada por las irregularidades de las superficies de contacto, la cual puede ser minimizada mediante el uso de un componente en base a grasa de silicio.
- 2o. Causada por el aislador eléctrico requerido entre cápsula y disipador.

Figura 6.4.3.

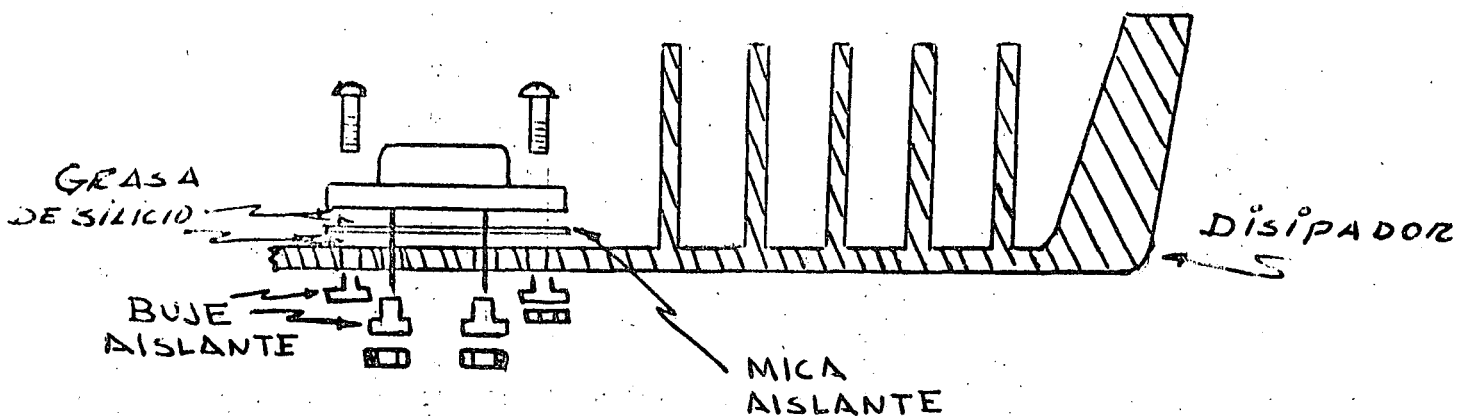


Figura 6.4.3 Ejemplo de Montaje.

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 de un componente en base a grasa de Silicio.

La tabla No. II muestra algunas de las propiedades de estos materiales aislantes cuando son utilizados entre un encapsulado del tipo T0-3 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 aislante | sin mica aislante | con mica aislante | sin mica aislante |
| Aluminio brillante | 1.2 | 0.4 | 0.55 | 0.18 |
| Aluminio anodizado | - | 0.8 | - | 0.4 |

Tabla No. II Resistencia térmica para tipos diferentes de montajes.
(encapsulado T0-3)

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.

Conducción

La ecuación fundamental de transferencia de calor por medio de conducción viene dada por:

$$q_c = \frac{KA}{W} (T_D - T_\infty) \quad 6.4.1$$

donde:

q_c = flujo de calor debido a conducción (watts)

K = conductividad térmica del material ($\frac{W}{^\circ C-cm}$)

A = área perpendicular al flujo de calor (cm^2)

W = Longitud de la trayectoria de calor (cm)

T_D = temperatura del disipador

T_∞ = temperatura en un punto alejado dentro del disipador.

Al flujo de calor por unidad de temperatura se le denomina conductancia térmica del material; de la ecuación 6.4.1 la conductancia térmica debida a Conducción queda expresada como:

$$\frac{q}{(T_D - T_\infty)} = h_{\text{cond.}} = \frac{kA}{W} \quad 6.4.2$$

El valor de la conductancia térmica de un disipador de calor debida a Conducción puede encontrarse usando los datos de conductividad térmica del material mostradas en la tabla No. III en la ecuación 6.4.2

| MATERIAL | CONDUCTIVIDAD W/°C x cm. |
|---------------|-----------------------------|
| Aluminio puro | 2.26 |
| Aluminio 68,S | 2,1 |
| Cobre | 3,84 |
| Plata | 4,21 |
| Oro | 3,1 |
| Berilia 95% | 1,63 |
| Acero | 0.78 |
| Mica | 0.006 |
| Aire | 0.0003 |

Tabla No. III Conductividad térmica de varios materiales a 27°C.

La conducción juega un papel importante en la operación de disipador, debido a que el material del que está formado el disipador de calor ofrece cierta resistencia térmica resultando con esto un gradiente de temperatura desde el área de contacto del semiconductor al final del disipador. En un buen disipador se deben de minimizar las pérdidas por Conducción y al menos que se utilice un material grueso, las pérdidas por Conducción serán significativas.

Convección

La ecuación fundamental de transferencia de calor por medio de Convección viene dada por:

$$q_{\text{conv}} = h_{\text{conv}} (T_D - T_{\infty}) \quad 6.4.3$$

donde:

q_{conv} = flujo de calor debido a Convección (watts)

h_{conv} = conductancia térmica debida a Convección ($W/^\circ C$)

T_D = temperatura del disipador

T_{∞} = temperatura ambiente que rodea al disipador

A = área de la superficie rodeada por el ambiente.

El flujo de calor debido a Convección es fácil de calcular en forma teórica (ec. 6.4.3) una vez conocida la conductancia térmica debida a Convección (h_{conv}). Desafortunadamente el valor numérico de h_{conv} es relativamente complicado encontrarlo debido a que depende en sí de parámetros físicos como gradientes de temperatura, densidad del ambiente, velocidad del fluido que rodea al elemento, etc. La ecuación 6.4.4 da un valor aproximado de la conductancia térmica debida a convección natural para planos verticales al aire libre.

$$h_{\text{conv}} = 4.35 \times 10^{-4} \left(\frac{T_D - T_{\infty}}{L} \right)^{1/4} A \quad 6.4.4$$

donde:

T_D = temperatura del disipador ($^\circ C$)

T_{∞} = temperatura ambiente ($^\circ C$)

L = altura del disipador (cm)

Cabe hacer notar que la conductancia térmica debida a convección, depende de la diferencia de temperatura entre el disipador y el ambiente, resultando con esto una mejoría en la eficiencia del disipador conforme la potencia aplicada aumenta.

La densidad del aire ambiente que rodea al disipador es un factor importante en la transferencia de calor por Convección. Los valores de h_{conv} obtenidos a partir de la ecuación 6.4.4 deben ser multiplicados por el factor de corrección dado en la figura 6.4.4 para diferentes altitudes sobre el nivel del mar.

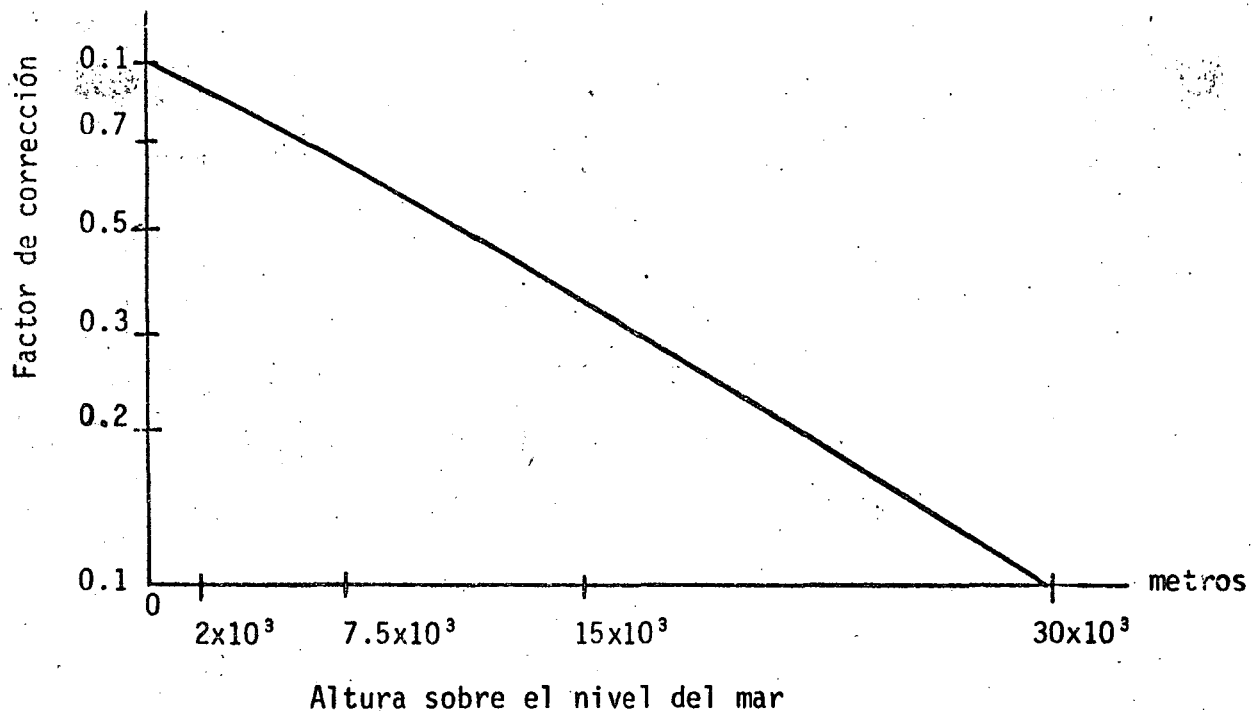


Figura 6.4.4 Factor de corrección para transferencia de calor por Convexión.

Radiación.

El tercer proceso por medio del cual la energía calorífica se transmite, es por radiación. La habilidad de un cuerpo para radiar energía térmica está determinada por la temperatura del cuerpo y sus características superficiales. Un radiador ideal es llamado comúnmente cuerpo negro, que por definición rodea una cantidad máxima de energía a cualquier longitud de onda. La relación de energía emitida por cierta superficie a la energía emitida por un cuerpo negro a la misma temperatura se le denomina emisividad (ϵ).

Un cuerpo negro emite energía radiante desde su superficie a una rapidez q_r dada por:

$$q_r = \sigma A (T_s^4 - T_\infty^4) \quad 6.4.5$$

q_r = rapidez de emisión de energía (watts)

σ = constante de Stefan-Boltzmann = $5.43 \times 10^{-13} \frac{\text{Watts}}{\text{cm}^2 \text{ } ^\circ\text{R}^4}$

A = superficie de radiación (cm^2)

T_s = temperatura absoluta de la superficie ($^\circ\text{R}$)

T_∞ = temperatura absoluta del ambiente ($^\circ\text{R}$)

La conductancia térmica debida a radiación es la razón de rapidez de emisión de energía por incremento de temperatura; de la ecuación 6.4.5

$$\frac{q_r}{T_s - T_\infty} = h_r = \frac{\sigma A (T_s^4 - T_\infty^4)}{(T_s - T_\infty)} \quad 6.4.6$$

Se debe de recordar que la ecuación 6.4.6 da la conductancia térmica debida a radiación para un cuerpo negro; como los cuerpos reales no satisfacen las especificaciones de un cuerpo negro, la ecuación 6.4.6 debe de ser multiplicada por el factor de emisividad del cuerpo en cuestión.

Esto es:

$$h_r = \frac{\epsilon \sigma A (T_s^4 - T_\infty^4)}{(T_s - T_\infty)} \quad 6.4.7$$

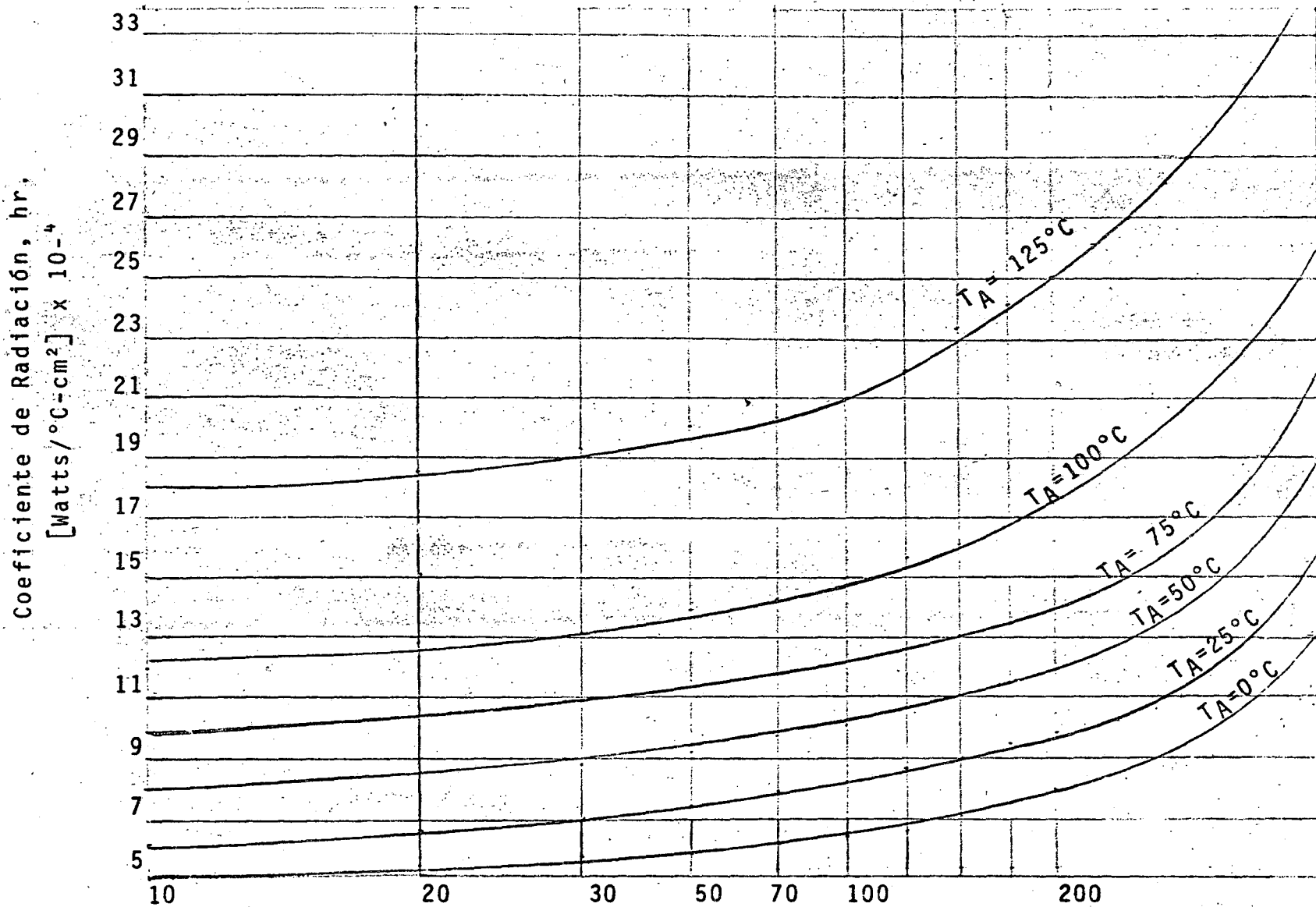
La tabla No. IV da los coeficientes de emisividad de varios materiales a diferentes temperaturas de operación.

La ecuación 6.4.7 se encuentra graficada en la figura 6.4.5 por unidad de área para un cuerpo negro ($\epsilon = 1$), para diferentes valores de temperatura ambiente. (Directamente en grados centígrados).

Si la radiación es obstruida por objetos cercanos, la constante de emisividad (ϵ) de la ecuación 6.4.7 debe de ser modificada. Para el caso de dos placas grandes paralelas o en caso de que el disipador se encuentre encerrado en un chasis (con relativamente poco espacio entre ellos) el coeficiente total de emisividad tomará la forma de:

$$\epsilon_T = \frac{1}{\frac{1}{\epsilon_1} + \frac{1}{\epsilon_2} - 1} \quad 6.4.8$$

donde ϵ_1 y ϵ_2 son las emisividades de las dos superficies. Otras situaciones requieren de un análisis más profundo del problema.



Diferencia de temperatura entre cuerpo y ambiente $T_S - T_A$ (°C)

Figura 6.4.5 Coeficiente de Radiación para un cuerpo negro ($\epsilon=1$)

TABLA No. IV

REF. 3

EMISIVIDADES DE VARIAS SUPERFICIES

| MATERIAL | LONGITUD DE ONDA Y TEMPERATURA PROMEDIO | | | | |
|---|---|----------------------------|------------------------------|------------------------------|---------------------------|
| | 9.3 _μ 100° F | 3.4 _μ 500° F | 3.6 _μ 1,000° F | 1.8 _μ 2,500° F | 0.6 _μ Solar |
| Metales: | | | | | |
| Aluminio | | | | | |
| Pulido | 0.04 | 0.05 | 0.08 | 0.19 | ~0.3 |
| Oxidado | 0.11 | 0.12 | 0.18 | | |
| 24-ST intemperizado | 0.4 | 0.32 | 0.27 | | |
| Superficie para techado | 0.22 | | | | |
| Anodizado (a 1,000° F) | 0.94 | 0.42 | 0.60 | 0.34 | |
| Bronco | | | | | |
| Pulido | 0.10 | 0.10 | | | |
| Oxidado | 0.61 | | | | |
| Cromo | | | | | |
| Pulido | 0.08 | 0.17 | 0.26 | 0.40 | 0.49 |
| Cobre | | | | | |
| Pulido | 0.04 | 0.05 | 0.18 | 0.17 | |
| Oxidado | 0.87 | 0.83 | 0.77 | | |
| Fierro | | | | | |
| Pulido | 0.06 | 0.08 | 0.13 | 0.25 | 0.45 |
| Fundición, oxidado | 0.63 | 0.66 | 0.76 | | |
| Galvanizado, nuevo | 0.23 | | | 0.42 | 0.66 |
| Galvanizado, sucio | 0.28 | | | 0.90 | 0.89 |
| Acero en placa, rugosa | 0.94 | 0.97 | 0.98 | | |
| Oxido | 0.96 | | 0.85 | | 0.74 |
| Fundido | | | | 0.3-0.4 | |
| Magnesio | 0.07 | 0.13 | 0.18 | 0.24 | 0.30 |
| Molibdeno en filamento | | | ~0.09 | ~0.15 | ~0.2* |
| Plata | | | | | |
| Pulida | 0.01 | 0.02 | 0.03 | | 0.11 |
| Acero inoxidable | | | | | |
| 18-8, pulido | 0.15 | 0.18 | 0.22 | | |
| 18-8, intemperizado | 0.65 | 0.85 | 0.85 | | |
| Tubo de acero | | | | | |
| Oxidado | | 0.80 | | | |
| Tungsteno en filamento | 0.03 | | | ~0.18 | 0.35† |
| Zinc | | | | | |
| Pulido | 0.02 | 0.03 | 0.04 | 0.06 | 0.46 |
| Placa galvanizada | ~0.25 | | | | |
| Materiales de construcción y aislantes | | | | | |
| Hojas de asbesto | 0.93 | 0.93 | | | |
| Asfalto | 0.93 | | 0.9 | | 0.93 |

* A 5,000° F.
† A 6,000° F.

TABLA No. IV
(conclusión)

REF. 3

| MATERIAL | LONGITUD DE ONDA Y TEMPERATURA PROMEDIO | | | | |
|--|---|----------------------------|------------------------------|------------------------------|---------------------------|
| | 9.3 _μ 100° F | 5.4 _μ 300° F | 3.6 _μ 1,000° F | 1.8 _μ 2,500° F | 0.6 _μ Solar |
| Ladrillo | | | | | |
| Rojo | 0.93 | | | | 0.7 |
| Refractario | 0.9 | | ~0.7 | ~0.75 | |
| De sílice | 0.9 | | ~0.75 | 0.84 | |
| Refractario de magnesita | 0.9 | | | ~0.4 | |
| Esmalte, blanco | 0.9 | | | | |
| Mármol, blanco | 0.95 | | 0.93 | | 0.47 |
| Papel, blanco | 0.95 | | 0.82 | 0.25 | 0.28 |
| Yeso | 0.91 | | | | |
| Techo de tejamanil | 0.93 | | | | |
| Acero esmaltado, blanco | | | | 0.65 | 0.47 |
| Asbesto-cemento, rojo | | | | 0.67 | 0.66 |
| Pinturas | | | | | |
| Laca aluminizada | 0.65 | 0.65 | | | |
| Pinturas lechosas | 0.95 | 0.88 | 0.70 | 0.42 | 0.35 |
| Laca, negra | 0.96 | 0.98 | | | |
| Pintura de negro de humo | 0.96 | 0.97 | | 0.97 | 0.97 |
| Pintura roja | 0.96 | | | | 0.74 |
| Pintura amarilla | 0.95 | | 0.5 | | 0.30 |
| Pinturas de aceite (todos colores) | ~0.94 | ~0.9 | | | |
| Oxido de zinc, blanco (ZnO) | 0.95 | | 0.91 | | 0.18 |
| Otros | | | | | |
| Hielo | ~0.97‡ | | | | |
| Agua | ~0.96 | | | | |
| Carbón | | | | | |
| T-Carbón, 0.9% cenizas | 0.82 | 0.80 | 0.79 | | |
| Filamento | ~0.72 | | | 0.53 | |
| Madera | ~0.93 | | | | |
| Vidrio | 0.90 | | | | (Bajo) |

Eficiencia

Eficiencia del disipador:

El flujo total de calor del disipador al ambiente dependerá únicamente de la conductancia térmica debida a convección y radiación del área del disipador y de la diferencia de temperatura entre disipador y ambiente, esto es:

$$q = h_t A (T_0 - T_\infty) \quad (6.4.9)$$

donde:

q = flujo de calor (watts)

h_t = Conductancia total por unidad de área = $h_r + h_{\text{conv}}$ $\frac{W}{^\circ C \cdot cm^2}$

T_0 = Temperatura del disipador ($^\circ C$)

T_∞ = Temperatura ambiente ($^\circ C$)

A = Área total expuesta al ambiente (cm^2)

Es necesario considerar el hecho de que la temperatura del disipador (T_0)

no es constante a lo largo de éste. La figura 6.4.6 muestra como debido a pérdidas por conducción la temperatura del disipador empieza a disminuir a partir de la fuente de calor (el transistor) donde la temperatura es T_0 .

La figura 6.4.6 muestra como debido a pérdidas por conducción la temperatura del disipador empieza a disminuir a partir de la fuente de calor (el transistor) donde la temperatura es T_0 .

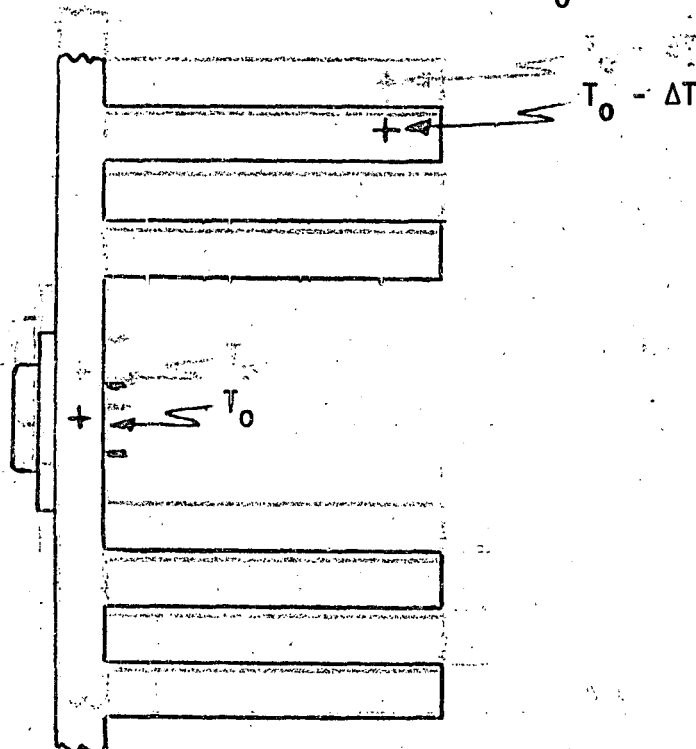


Figura 6.4.6 Efecto de pérdidas por conducción.

* T_0 = Temperatura en un punto muy cercano al transistor.

* $T_0 - \Delta T$ = Temperatura en un punto alejado de la fuente de calor, debida a pérdidas por conducción.

Escogiendo una porción del disipador para obtener un volumen de control:

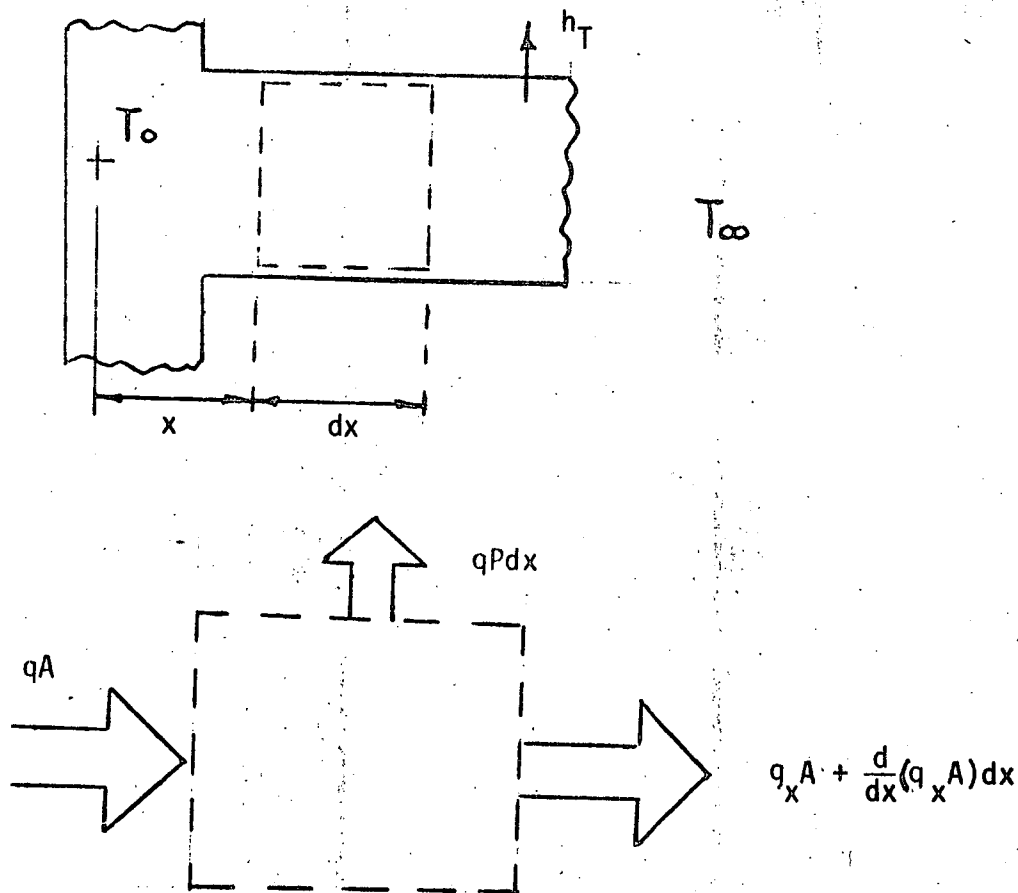


Figura 6.4.7 Volumen de Control

donde:

A = Area perpendicular al flujo de calor

q_x = Flujo de calor neto en "x" (debido a conducción)

P = Perímetro del volumen de control

De la figura 6.4.7

$$\frac{d}{dx} (q_x A) dx = q P dx$$

(6.4.10)

q_x es debido a Conducción, por lo que:

$$q_x = K \frac{dT}{dx} \quad (6.4.11)$$

Sustituyendo (6.4.11) en (6.4.10)

$$\frac{d}{dx} (KA \frac{dT}{dx}) - qP = 0 \quad (6.4.12)$$

el flujo de calor "q" debido a Conducción y Radiación por unidad de área es:

$$q = h_T(T - T_\infty) \quad (6.4.13)$$

Sustituyendo (6.4.13) en (6.4.12)

$$\frac{d}{dx} (KA \frac{dT}{dx}) - h_T P(T - T_\infty) = 0 \quad (6.4.14)$$

Si consideramos que el área perpendicular al flujo de calor (A) es Constante (una aleta de área Constante por ejemplo) y que además la conductividad del material no depende de la temperatura, la ecuación 6.4.14 pasará a:

$$\frac{d^2 T}{dx^2} - \frac{h_t P}{KA} (T - T_\infty) = 0 \quad (6.4.15)$$

Haciendo un cambio de variables:

$$\theta = T - T_\infty$$

$$\frac{d^2 T}{dx^2} = \frac{d^2 \theta}{dx^2}$$

la ecuación (6.4.15) pasará a:

$$\frac{d^2 \theta}{dx^2} - \frac{h_t P}{KA} \theta = 0 \quad (6.4.16)$$

La solución de (6.4.16) es:

$$\theta(x) = C_1 e^{S_1 x} + C_2 e^{-S_1 x} \quad (6.4.17)$$

donde:

$$S_1 = \sqrt{\frac{h_t P}{KA}}$$

+ las condiciones de frontera son:

$$\theta(0) = \theta_0 = T_0 - T_\infty \text{ y } \text{Lim } \theta(x) = 0 \text{ esto es } T_\infty = T_\infty \text{ x } \rightarrow \infty.$$

Por lo que la solución de la ecuación (6.4.17) queda como:

$$\theta(x) = \theta_0 e^{-S_1 x} \quad (6.4.18)$$

El flujo total de calor podrá ser evaluado ahora, en función del gradiente de temperatura que existe a lo largo del disipador:

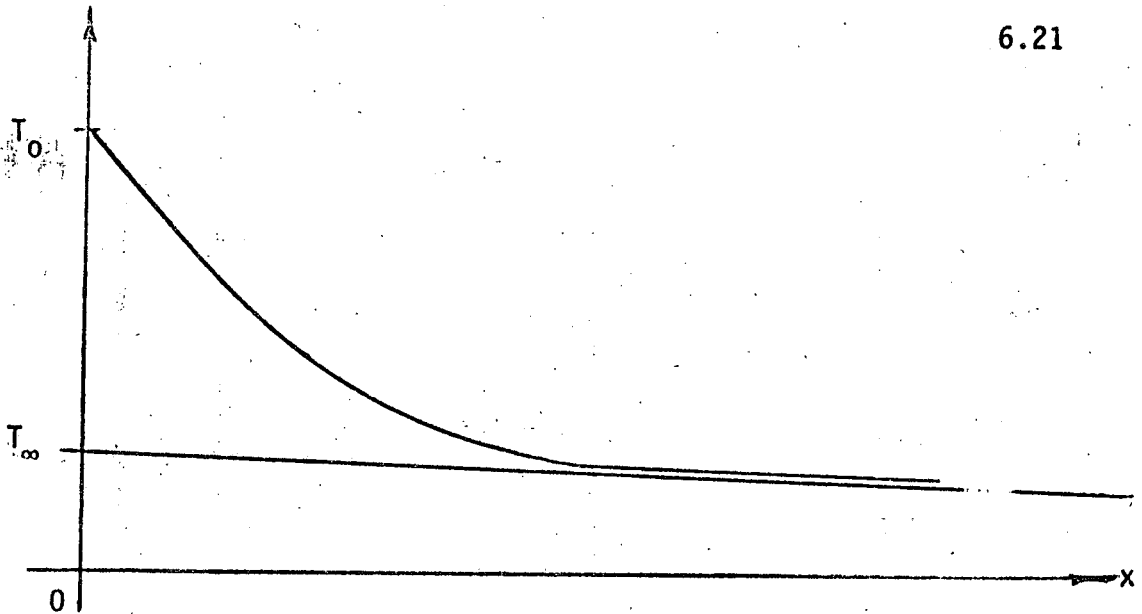


Figura 6.4.8 Distribución de temperatura a lo largo del disipador

$$q = \int_0^{\infty} h_t P \theta(x) dx \quad (6.4.19)$$

Sustituyendo (6.4.18) en (6.4.19)

$$q = h_t P \theta_0 \int_0^{\infty} e^{-S_1 x} dx$$

$$q = \theta_0 (h_t P KA)^{1/2}$$

Sustituyendo el valor de θ_0 dado por: $\theta_0 = T_0 - T_{\infty}$

$$q = (T_0 - T_{\infty}) (h_t P KA)^{1/2}$$

Por lo que la resistencia térmica del disipador será:

$$R_T \triangleq \frac{T_0 - T_{\infty}}{q} = \frac{1}{\sqrt{h_t P KA}} \quad (6.4.20)$$

Ejemplo

Como ejemplo de aplicación de los resultados mostrados en esta sección, suponer que se desea encontrar la resistencia térmica de una lámina de aluminio, brillante natural, de 25 x 12.5 cms., y un espesor de 2.5mm.

+ suponer que la temperatura de la lámina en un punto cercano a la fuente de calor (un diodo de potencia por ejemplo) es de 100°C y que la temperatura ambiente es de 25°C.

1. La conductancia térmica debida a convección, por unidad de área es:

$$h_c = 4.35 \times 10^{-4} \left(\frac{100-25}{12.5} \right)^{1.4}$$

$$h_c = 6.81 \times 10^{-4} \frac{W}{^{\circ}C \cdot cm^2}$$

Sin considerar factor de conversión alguno debido a la densidad del aire (se supone nivel del mar).

2. La conductancia térmica debida a radiación, por unidad de área, es, de la figura 6.4.5

$$h_{rad} = \epsilon \times 8 \times 10^{-4} \frac{W}{^{\circ}C \cdot cm^2}$$

El factor de emisividad para el aluminio brillante, es de la tabla IV

$$\epsilon \approx 0.03$$

$$h_{rad} = 2.4 \times 10^{-5} \frac{W}{^{\circ}C \cdot cm^2}$$

la conductancia total será:

$$h_t = h_c + h_{rad} \approx 7 \times 10^{-4} \frac{W}{^{\circ}C \cdot cm^2}$$

y la resistencia térmica será, de la ecuación 6.4.20.

$$R_T = \frac{1}{\sqrt{7 \times 10^{-4} \times 25 \times 2.11 \times 25 \times 0.25}}$$

$$R_T \approx 2.1^{\circ}C/W$$

Suponiendo que la lámina de aluminio es pintada color negro con pintura de aceite, para aumentar la conductancia térmica debida a radiación:

$$h_r = \epsilon \times 8 \times 10^{-4} \frac{W}{^{\circ}C \cdot cm^2}$$

$$\epsilon = 0.96$$

$$h_r = 7.68 \times 10^{-4} \frac{W}{^{\circ}C \cdot cm^2}$$

y con esto la conductancia total será

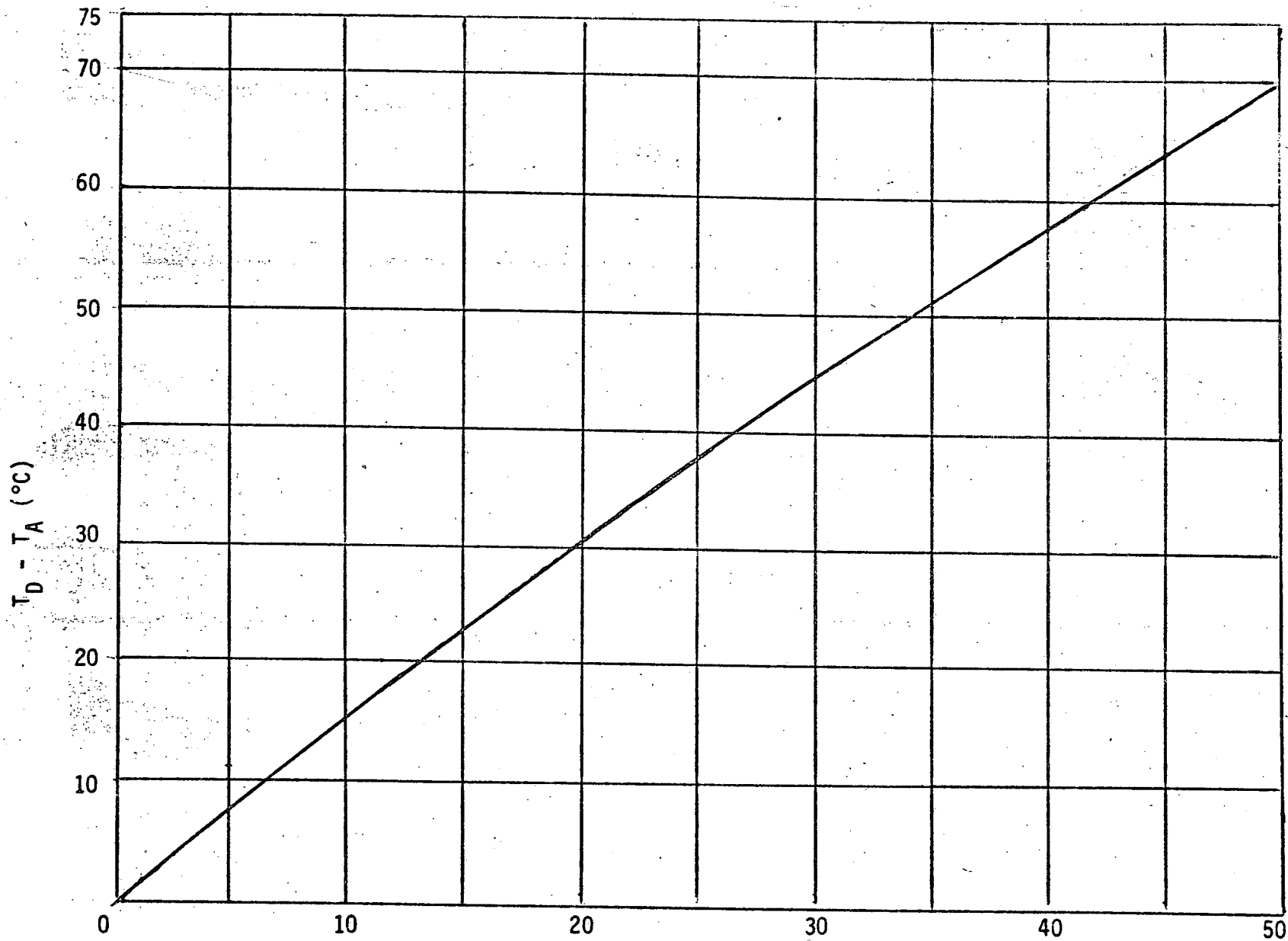
$$h_t = 6.81 \times 10^{-4} + 7.68 \times 10^{-4}$$

$$h_t = 1.45 \times 10^{-3} \frac{W}{^{\circ}C \cdot cm^2}$$

y la resistencia térmica nueva será

$$R_T = \frac{1}{\sqrt{1.45 \times 10^{-3} \times 25 \times 2.11 \times 25 \times 0.25}}$$

$$R_T = 1.45^{\circ}C/W$$



Disipación de potencia (Watts)

Figura No. 6.49 Disipador Comercial de 10 aletas de 13 x 12 cms.

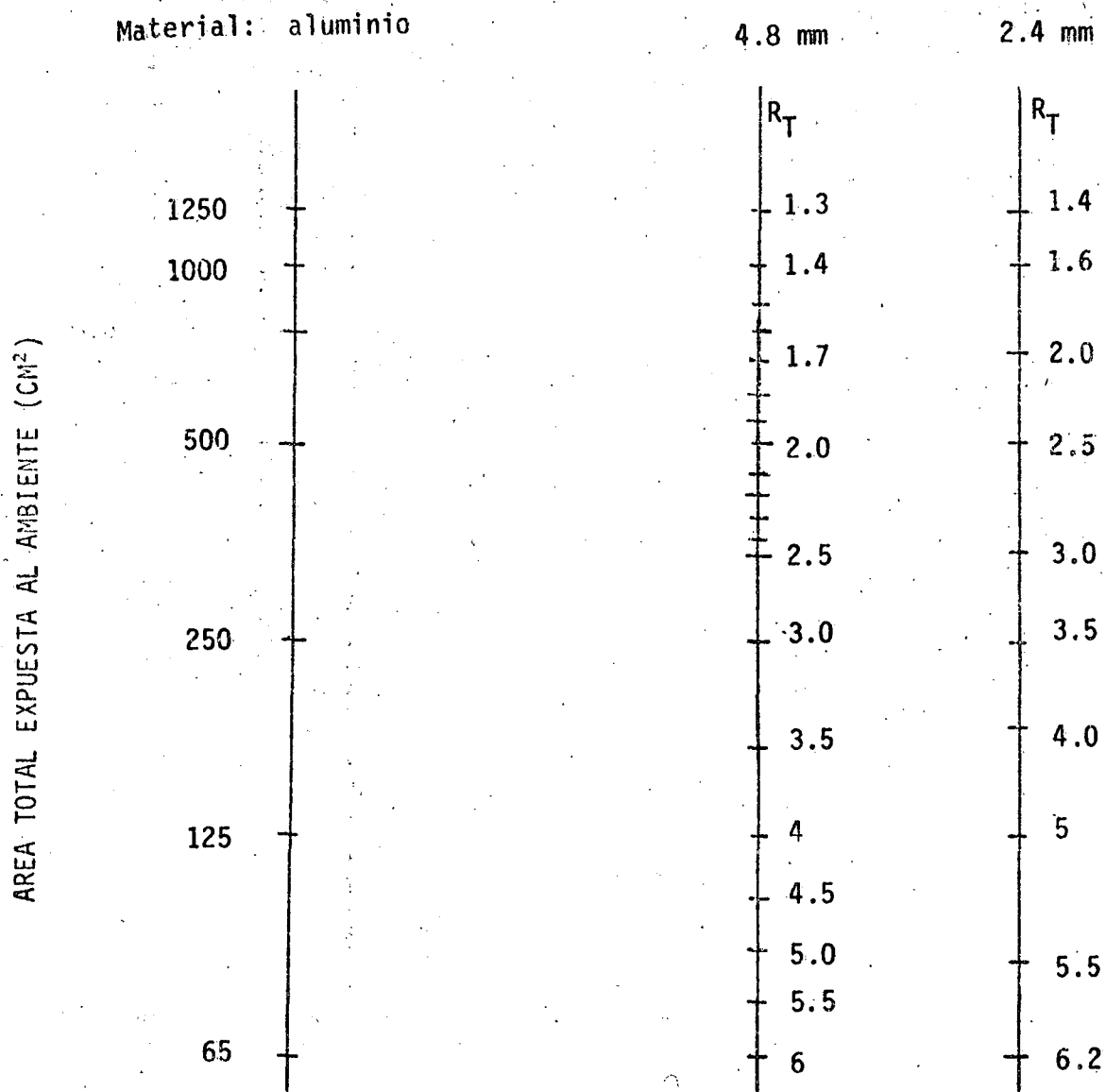


Figura No. 6.410 Nomograma para el cálculo de planos disipadores

NOTA: Se considera unicamente el efecto de convección natural, esto es, planos disipadores de aluminio pulido. Si se anodiza o pinta de negro (aceite) la resistencia térmica disminuye hasta en un 30%. trace una línea horizontal a partir de la izquierda partiendo del número de cm² expuestos al ambiente. Los planos disipadores deben de colocarse verticalmente.

Con lo cual se obtiene una notable mejoría.

El material presentado en esta sección provee de la información necesaria y práctica para la selección de disipadores de calor en forma eficiente. En muchos casos, se deberán usar disipadores del tipo comercial, cuyas características son siempre un dato del fabricante. No obstante las diferencias tan considerables que existen en la literatura acerca de la convección natural y eficiencia de disipadores, el comportamiento básico de éstos bajo una gran variedad de condiciones, puede predecirse. Más aún, utilizando los datos presentados en esta sección, pueden diseñarse adecuadamente disipadores de calor en un solo plano y obtener los valores de resistencias térmicas debidas a el chasis metálico.

REFERENCIAS:

- RCA Silicon Power Circuits Manual
- Vedat S. Arpact "Conductions Heat Transfer", Addison Wesley (1960)
- F. Kreith "Principles of Heat transfer " International Textbook Co. (1958)
- Motorola "Silicon Rectifier" Handbook.

STANDARD

ALUMINUM EXTRUSIONS

AVAILABLE FROM AHAM HEAT SINK. EXTRUSIONS ARE SUPPLIED IN 5 FOOT LENGTHS AND FROM THE RAW STOCK FOR SECONDARY MILLING, DRILLING, TAPPING, POLISHING AND OTHER MACHINE OPERATIONS. THAT AHAM HEAT SINKS PERFORMS IN SUPPLYING THE AEROSPACE INDUSTRY WITH FINISHED HEAT SINKS. THESE HEAT SINKS ARE FABRICATED TO CUSTOMER SPECIFICATIONS OR TO AHAM HEAT SINKS STANDARDS.

SEE DRAWING DIMENSIONS FOR REFERENCE ONLY.

MATERIAL: ALUMINUM 6061-T6 PER MIL SPECIFICATION

STRENGTH: 100,000 PSI

W.T.: 0.080 INCH

TEMPERATURE RANGE: -100 TO +250 DEGREES F

HOW TO ORDER: SEE DRAWING FOR DETAILS

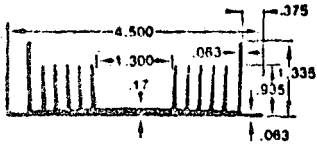
STANDARD TOLERANCES

| DIMENSIONS | HEAT TREATED |
|--------------------|--------------|
| .000" TO .125" | +OR-.010" |
| .120" TO .800" | +OR-.015" |
| .801" TO 1.000" | +OR-.020" |
| 1.001" TO 2.000" | +OR-.025" |
| 2.001" TO 3.000" | +OR-.030" |
| 3.001" TO 4.000" | +OR-.035" |
| 4.001" TO 5.000" | +OR-.040" |
| 5.001" TO 6.000" | +OR-.045" |
| 6.001" TO 7.000" | +OR-.050" |
| 7.001" TO 8.000" | +OR-.055" |
| 8.001" TO 9.000" | +OR-.060" |
| 9.001" TO 10.000" | +OR-.065" |
| 10.001" TO 11.000" | +OR-.070" |
| 11.001" TO 12.000" | +OR-.080" |

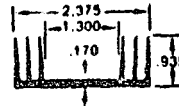
STANDARD FLATNESS TOLERANCE
= .004 PER INCH

AHAM

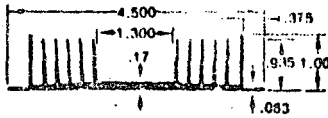
HEAT SINKS



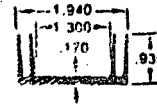
1050
 WT. 1.53 lb/1'
 T.R. 2.1° C/W
 H.D.S. 30.0 sq"/1"



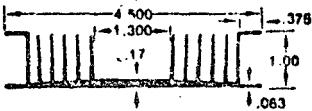
1059
 WT. .83 lb/1'
 T.R. 3.22° C/W
 H.D.S. 14.8 sq"/1"



1051
 WT. 1.48 lb/1'
 T.R. 2.2° C/W
 H.D.S. 28.7 sq"/1"



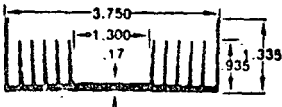
1060
 WT. .62 lb/1'
 T.R. 4.6° C/W
 H.D.S. 16.3 sq"/1"



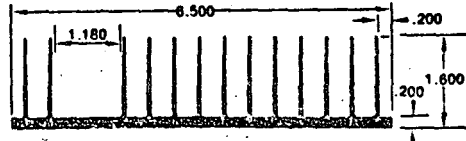
1052
 WT. 1.54 lb/1'
 T.R. 2.2° C/W
 H.D.S. 30.0 sq"/1"



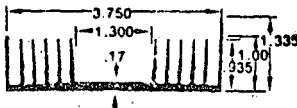
1053
 WT. .42 lb/1'
 T.R. 5.4° C/W
 H.D.S. 6.4 sq"/1"



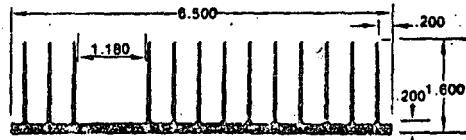
1053
 WT. 1.48 lb/1'
 T.R. 2.2° C/W
 H.D.S. 28.5 sq"/1"



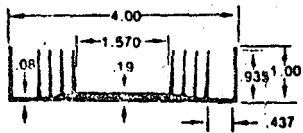
1070
 WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.25° C/W
 H.D.S. 48.5 sq"/1"



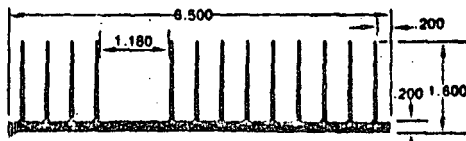
1054
 WT. 1.48 lb/1'
 T.R. 2.2° C/W
 H.D.S. 27.8 sq"/1"



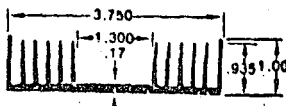
1071
 WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.25° C/W
 H.D.S. 48.5 sq"/1"



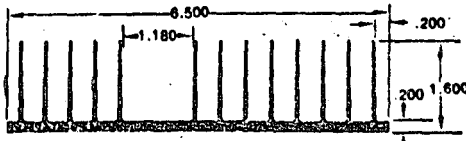
1055
 WT. 1.26 lb/1'
 T.R. 2.6° C/W
 H.D.S. 23.9 sq"/1"



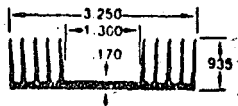
1072
 WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.25° C/W
 H.D.S. 48.5 sq"/1"



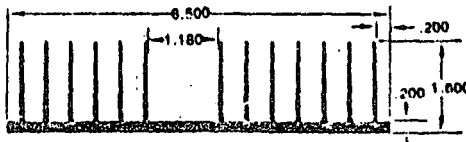
1056
 WT. 1.40 lb/1'
 T.R. 2.50° C/W
 H.D.S. 27.2 sq"/1"



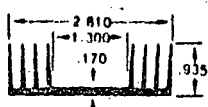
1073
 WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.25° C/W
 H.D.S. 48.5 sq"/1"



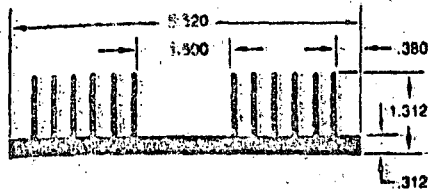
1057
 WT. 1.20 lb/1'
 T.R. 2.8° C/W
 H.D.S. 23.9 sq"/1"



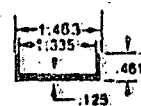
1074
 WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.25° C/W
 H.D.S. 48.5 sq"/1"



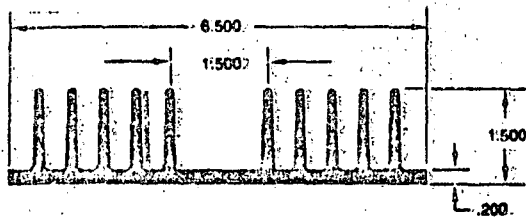
1058
 WT. 1.03 lb/1'
 T.R. 3.1° C/W
 H.D.S. 19.4 sq"/1"



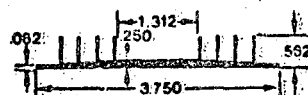
1076
 WT. 3.3 lb/1'
 T.R. 1.8° C/W
 H.D.S. 35.1 sq"/1"



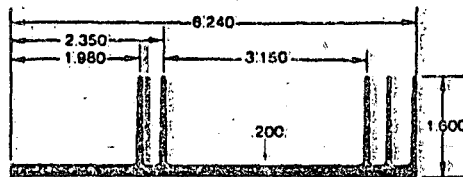
1105
 WT. .43 lb/1'
 T.R. 7.0° C/W
 H.D.S. 4.4 sq"/1"



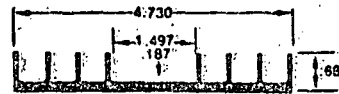
1077
 WT. 4.05 lb/1'
 T.R. 1.3° C/W
 H.D.S. 37.1 sq"/1"



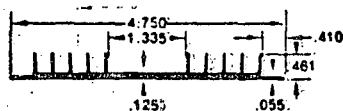
1110
 WT. .09 lb/1'
 T.R. 3.6° C/W
 H.D.S. 14.7 sq"/1"



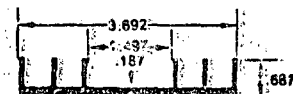
1078
 WT. 2.14 lb/1'
 T.R. 2.0° C/W
 H.D.S. 26.8 sq"/1"



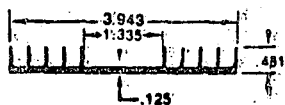
1115
 WT. 9.443 lb/1'
 T.R. 2.7° C/W
 H.D.S. 17.1 sq"/1"



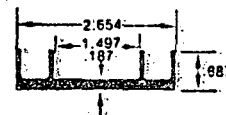
1100
 WT. .82 lb/1'
 T.R. 3.3° C/W
 H.D.S. 16.5 sq"/1"



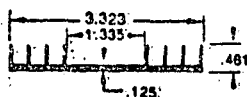
1116
 WT. 1.123 lb/1'
 T.R. 3.3° C/W
 H.D.S. 13.7 sq"/1"



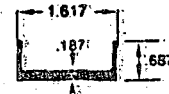
1101
 WT. .70 lb/1'
 T.R. 3.6° C/W
 H.D.S. 14.9 sq"/1"



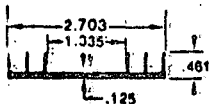
1117
 WT. .803 lb/1'
 T.R. 4.3° C/W
 H.D.S. 9.6 sq"/1"



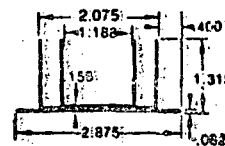
1102
 WT. .64 lb/1'
 T.R. 3.5° C/W
 H.D.S. 12.8 sq"/1"



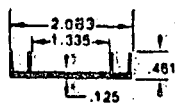
1118
 WT. .643 lb/1'
 T.R. 6.0° C/W
 H.D.S. 5.5 sq"/1"



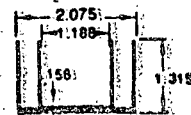
1103
 WT. .57 lb/1'
 T.R. 4.1° C/W
 H.D.S. 9.7 sq"/1"



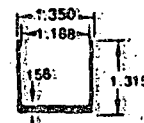
1150
 WT. .65 lb/1'
 T.R. 2.9° C/W
 H.D.S. 16.2 sq"/1"



1104
 WT. .51 lb/1'
 T.R. 5.2° C/W
 H.D.S. 6.9 sq"/1"



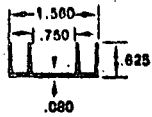
1151
 WT. .58 lb/1'
 T.R. 3.0° C/W
 H.D.S. 14.4 sq"/1"



1152
 WT. .48 lb/1'
 T.R. 4.5° C/W
 H.D.S. 8.8 sq"/1"

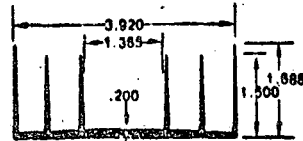
AHAM

HEAT SINKS



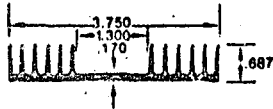
1300

WT. .38 lb/1'
T.R. 6.0° C/W
H.D.S. 7.0 sq"/1"



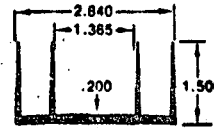
1400

WT. 1.51 lb/1'
T.R. 2.0° C/W
H.D.S. 25.6 sq"/1"



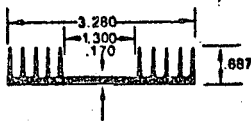
1350

WT. 1.10 lb/1'
T.R. 3.1° C/W
H.D.S. 20.2 sq"/1"



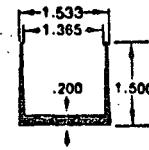
1401

WT. 1.10 lb/1'
T.R. 2.7° C/W
H.D.S. 16.4 sq"/1"



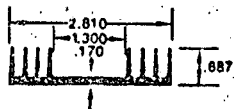
1351

WT. 1.02 lb/1'
T.R. 3.3° C/W
H.D.S. 17.2 sq"/1"



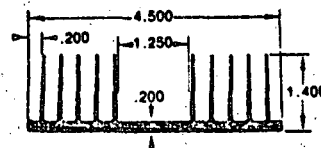
1402

WT. .50 lb/1'
T.R. 4.5° C/W
H.D.S. 8.6 sq"/1"



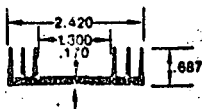
1352

WT. .83 lb/1'
T.R. 3.6° C/W
H.D.S. 14.2 sq"/1"



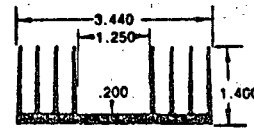
1450

WT. 2.17 lb/1'
T.R. 2.2° C/W
H.D.S. 33.4 sq"/1"



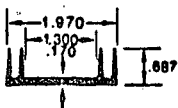
1353

WT. .70 lb/1'
T.R. 4.0° C/W
H.D.S. 11.2 sq"/1"



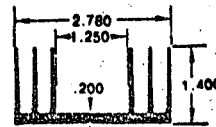
1451

WT. 1.90 lb/1'
T.R. 2.6° C/W
H.D.S. 28.4 sq"/1"



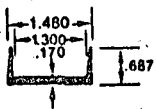
1354

WT. .51 lb/1'
T.R. 4.3° C/W
H.D.S. 6.02 sq"/1"



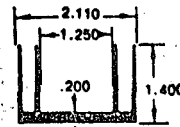
1452

WT. 1.53 lb/1'
T.R. 2.9° C/W
H.D.S. 20.4 sq"/1"



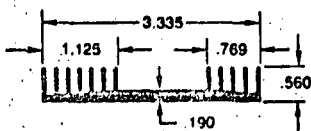
1355

WT. .44 lb/1'
T.R. 4.9° C/W
H.D.S. 6.02 sq"/1"



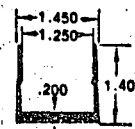
1453

WT. 1.10 lb/1'
T.R. 3.5° C/W
H.D.S. 14.4 sq"/1"



1360

WT. 1.01 lb/1'
T.R. 3.7° C/W
H.D.S. 16.5 sq"/1"

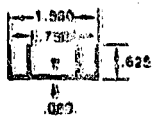


1454

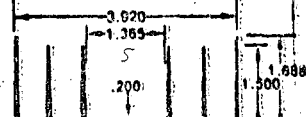
WT. .60 lb/1'
T.R. 4.6° C/W
H.D.S. 8.4 sq"/1"

AHAM

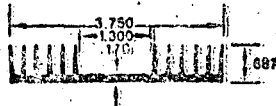
HEAT SINKS



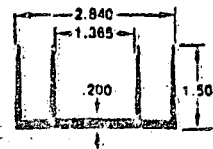
1300
 WT. .38 lb/1'
 T.R. 6.0° C/W
 H.D.S. 7.0 sq"/1"



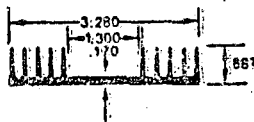
1400
 WT. 1.51 lb/1'
 T.R. 2.0° C/W
 H.D.S. 25.6 sq"/1"



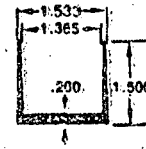
1350
 WT. 1.10 lb/1'
 T.R. 3.1° C/W
 H.D.S. 20.2 sq"/1"



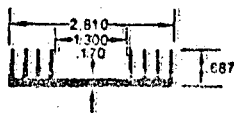
1401
 WT. 1.10 lb/1'
 T.R. 2.7° C/W
 H.D.S. 16.4 sq"/1"



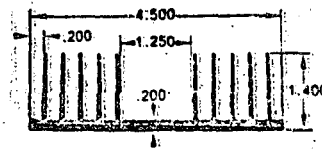
1351
 WT. 1.02 lb/1'
 T.R. 3.3° C/W
 H.D.S. 17.2 sq"/1"



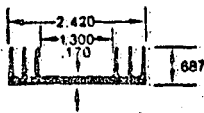
1402
 WT. .50 lb/1'
 T.R. 4.5° C/W
 H.D.S. 8.6 sq"/1"



1352
 WT. .83 lb/1'
 T.R. 3.6° C/W
 H.D.S. 14.2 sq"/1"



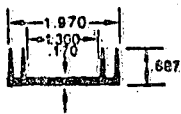
1450
 WT. 2.17 lb/1'
 T.R. 2.2° C/W
 H.D.S. 33.4 sq"/1"



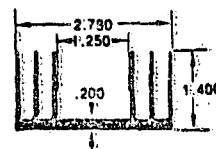
1353
 WT. .70 lb/1'
 T.R. 4.0° C/W
 H.D.S. 11.2 sq"/1"



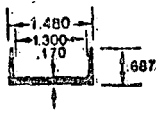
1451
 WT. 1.90 lb/1'
 T.R. 2.0° C/W
 H.D.S. 26.4 sq"/1"



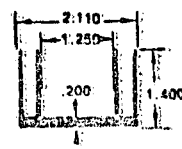
1354
 WT. .51 lb/1'
 T.R. 4.3° C/W
 H.D.S. 8.02 sq"/1"



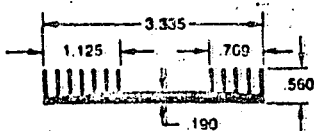
1452
 WT. 1.53 lb/1'
 T.R. 2.9° C/W
 H.D.S. 20.4 sq"/1"



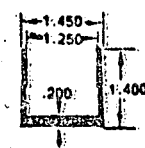
1355
 WT. .44 lb/1'
 T.R. 4.9° C/W
 H.D.S. 5.02 sq"/1"



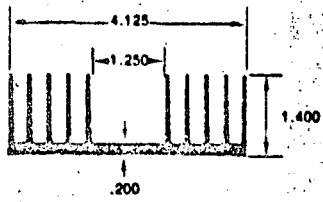
1453
 WT. 1.10 lb/1'
 T.R. 3.5° C/W
 H.D.S. 14.4 sq"/1"



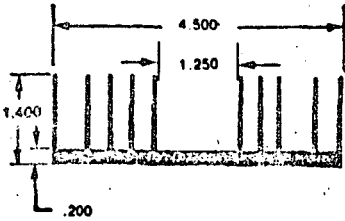
1360
 WT. 1.01 lb/1'
 T.R. 3.7° C/W
 H.D.S. 16.5 sq"/1"



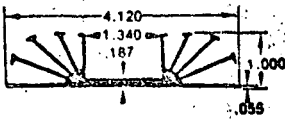
1454
 WT. .60 lb/1'
 T.R. 4.6° C/W
 H.D.S. 8.4 sq"/1"



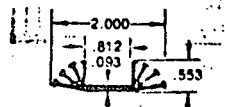
1455
 WT. 2.1 lb/1'
 T.R. 3.8' C/W
 H.D.S. 32.7 sq"/1"



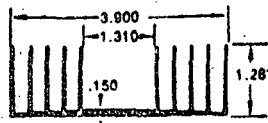
1456
 WT. 1.74 lb/1'
 T.R. 3.5' C/W
 H.D.S. 33.5 sq"/1"



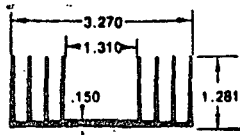
1500
 WT. 1.10 lb/1'
 T.R. 2.8' C/W
 H.D.S. 25.0 sq"/1"



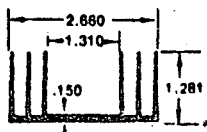
1501
 WT. 2.39 lb/1'
 T.R. 5.0' C/W
 H.D.S. 8.6 sq"/1"



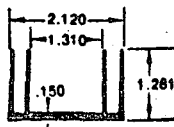
1550
 WT. 1.51 lb/1'
 T.R. 2.0' C/W
 H.D.S. 30.8 sq"/1"



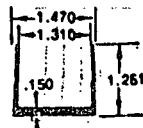
1551
 WT. 1.18 lb/1'
 T.R. 2.3' C/W
 H.D.S. 24.9 sq"/1"



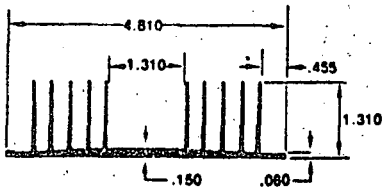
1552
 WT. .92 lb/1'
 T.R. 2.9' C/W
 H.D.S. 19.0 sq"/1"



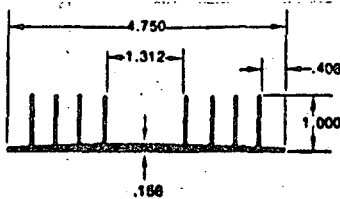
1553
 WT. .70 lb/1'
 T.R. 3.6' C/W
 H.D.S. 13.1 sq"/1"



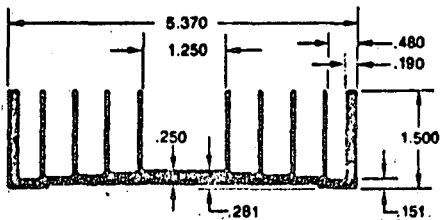
1554
 WT. .48 lb/1'
 T.R. 4.6' C/W
 H.D.S. 7.2 sq"/1"



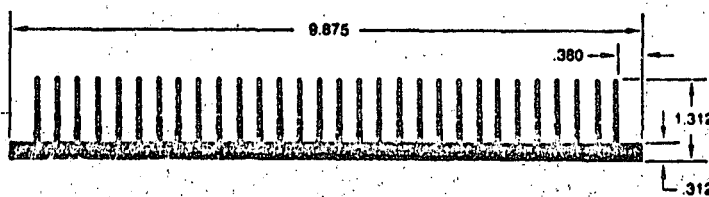
1560
 WT. 1.5 lb/1'
 T.R. 2.3' C/W
 H.D.S. 36.0 sq"/1"



1575
 WT. 1.34 lb/1'
 T.R. 1.7' C/W
 H.D.S. 25.3 sq"/1"



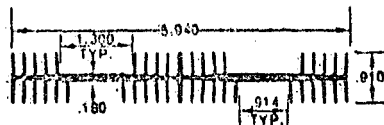
1600
 WT. 2.92 lb/1'
 T.R. 1.9' C/W
 H.D.S. 36.6 sq"/1"



2000
 WT. 5.89 lb/1'
 T.R. 0.95' C/W
 H.D.S. 78.0 sq"/1"

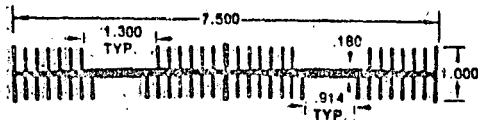
AHAM

HEAT SINKS



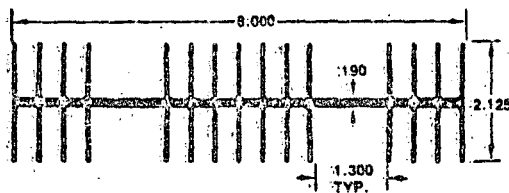
3000

WT. 2.0 lb/1'
T.R. 2.1° C/W
H.D.S. 40.4 sq"/1'



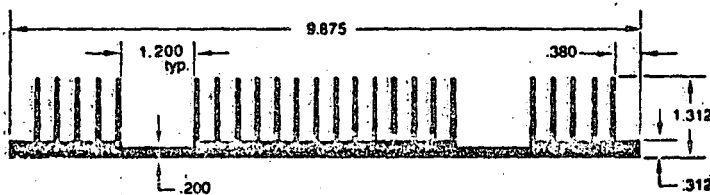
3001

WT. 3.0 lb/1'
T.R. 1.8° C/W
H.D.S. 47.2 sq"/1'



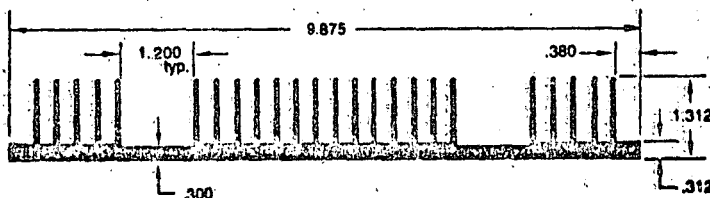
3002

WT. 4.83 lb/1'
T.R. .92° C/W
H.D.S. 73.5 sq"/1'



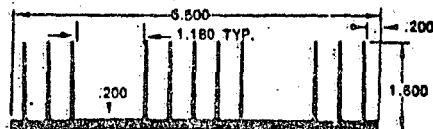
3003

WT. 5.26 lb/1'
T.R. 1.2° C/W
H.D.S. 67.1 sq"/1'



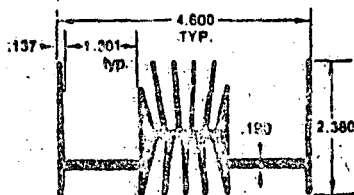
3004

WT. 5.31 lb/1'
T.R. 1.2° C/W
H.D.S. 67.1 sq"/1'



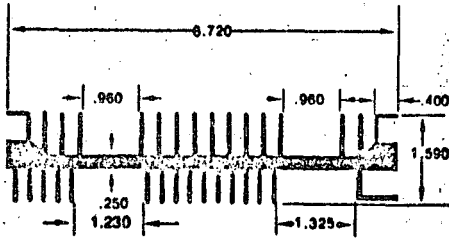
3005

WT. 2.54 lb/1'
T.R. 1.3° C/W
H.D.S. 48.1 sq"/1'



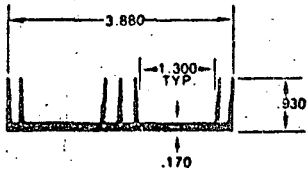
3006

WT. 3.74 lb/1'
T.R. 1.1° C/W
H.D.S. 38.8 sq"/1'



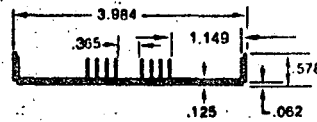
3008

WT. 4.0 lb/1'
 T.R. 1.8° C/W
 H.D.S. 49.3 sq"/1"



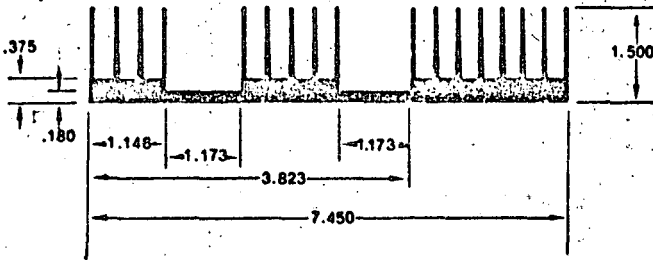
3009

WT. 1.20 lb/1'
 T.R. 3.1° C/W
 H.D.S. 18.6 sq"/1"



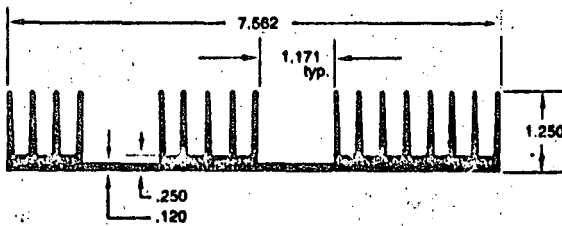
3011

WT. .93 lb/1'
 T.R. 3° C/W
 H.D.S. 15.2 sq"/1"



3012

WT. 4.37 lb/1'
 TR. 1.4° C/W
 H.D.S. 53.8 sq"/1"



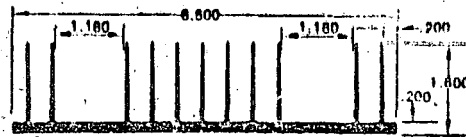
3013

WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.4° C/W
 H.D.S. 48.4 sq"/1"



3014

WT. 2.75 lb/1'
 T.R. 1.0° C/W
 H.D.S. 42.5 sq"/1"



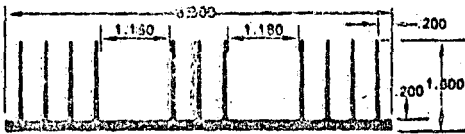
3015

WT. 3.12 lb/1'
 T.R. 1.0° C/W
 H.D.S. 42.5 sq"/1"

0101002-5105

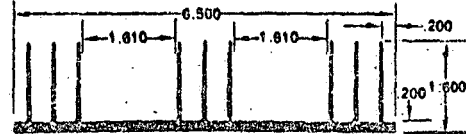
AHAM

HEAT SINKS



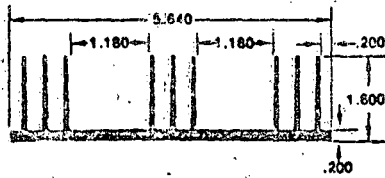
3017

WT. 3.12 lb/1'
T.R. 1.0° C/W
H.D.S. 42.6 sq"/1"



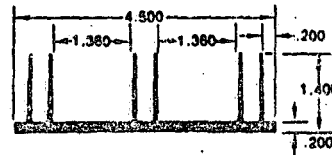
3018

WT. 2.94 lb/1'
T.R. 1.1° C/W
H.D.S. 37.9 sq"/1"



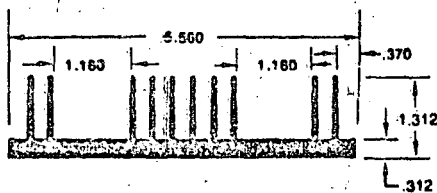
3019

WT. 2.90 lb/1'
T.R. 1.2° C/W
H.D.S. 36.3 sq"/1"



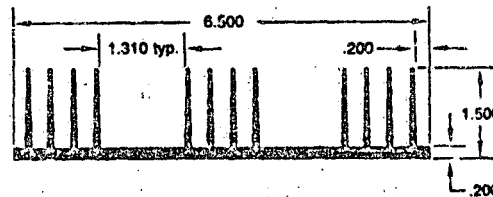
3020

WT. 2.39 lb/1'
T.R. 1.5° C/W
H.D.S. 24.1 sq"/1"



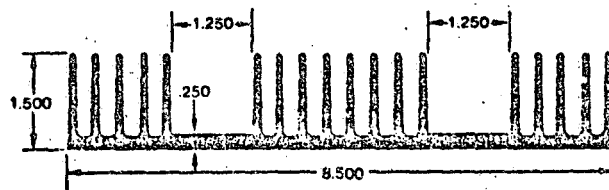
3021

WT. 3.88 lb/1'
T.R. 1.1° C/W
H.D.S. 32.0 sq"/1"



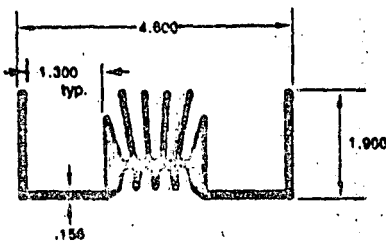
3022

WT. 3.10 lb/1'
T.R. 1.5° C/W
H.D.S. 43.5 sq"/1"



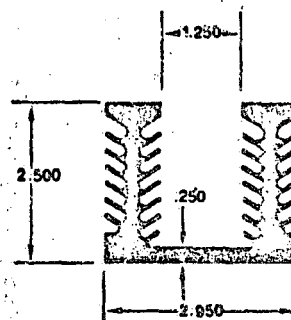
3023

WT. 5.43 lb/1'
T.R. 1.1° C/W
H.D.S. 61.3 sq"/1"



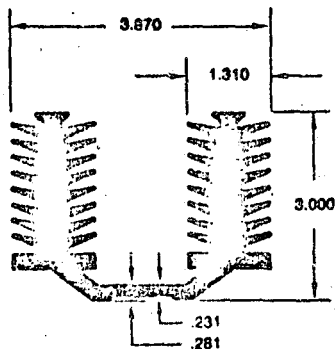
3025

WT. 2.900 lb/1'
T.R. 1.15° C/W
H.D.S. 34.0 sq"/1"



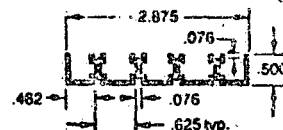
3027

WT. 3.17 lb/1'
T.R. 2.0° C/W
H.D.S. 30.7 sq"/1"



3028

WT. 6.10 lb/1'
T.R. 1.7° C/W
H.D.S. 38.5 sq"/1"

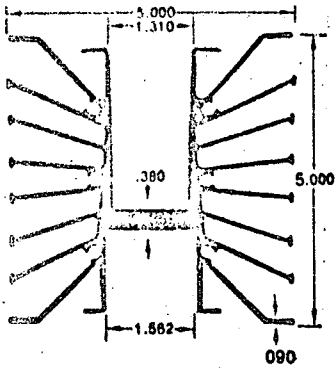


3030

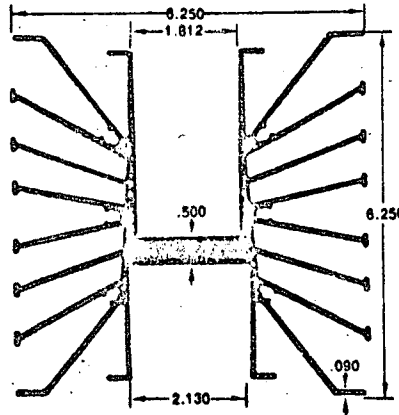
WT. 0.71 lb/1'
T.R. 4.4° C/W
H.D.S. 12.9 sq"/1"

AHAM

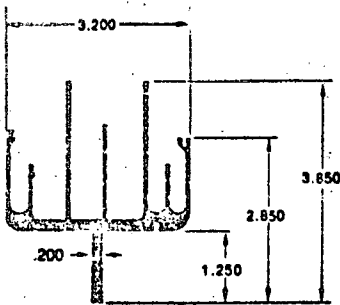
HEAT SINKS



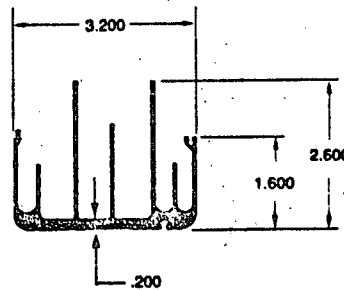
5201
 WT. 5.05 lb/1'
 T.R. .70° C/W
 H.D.S. 78.6 sq"/1"



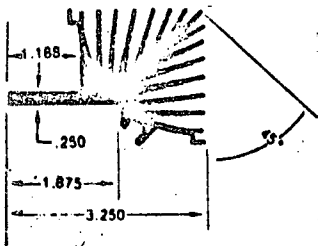
5203
 WT. 7.69 lb/1'
 T.R. .55° C/W
 H.D.S. 95.6 sq"/1"



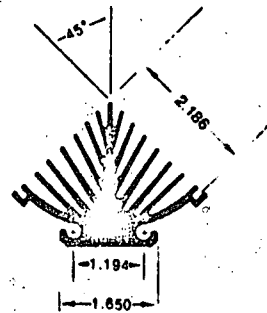
6031
 WT. 2.21 lb/1'
 H.D.S. 32.8 sq"/1"



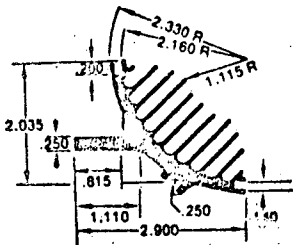
6032
 WT. 2.00 lb/1'
 H.D.S. 30.3 sq"/1"



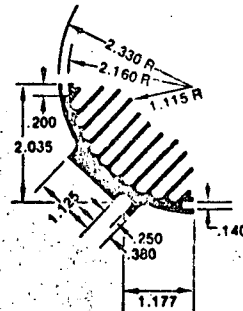
6051
 WT. 3.03 lb/1'
 H.D.S. 34.3 sq"/1"



6052
 WT. 2.75 lb/1'
 H.D.S. 32.1 sq"/1"



6061
 WT. 2.00 lb/1'
 H.D.S. 27.6 sq"/1"



6062
 WT. 1.82 lb/1'
 H.D.S. 25.8 sq"/1"



centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, unam



REGULADORES DE CORRIENTE Y DE VOLTAJE

REGULADORES POR CONMUTACION

M. EN C. LUIS MARCIAL HERNANDEZ O.

DICIEMBRE, 1978.



7. REGULADORES DE CONMUTACION

7.1 Introducción

Desde un punto de vista simple, podemos visualizar al regulador lineal como una resistencia variable, la cual provocará en el circuito una caída de voltaje, que compensará las variaciones en la fuente no regulada, o en la corriente de carga; este tipo de funcionamiento ocasiona una gran disipación de potencia en el elemento regulador, cuando se conjugan situaciones caracterizadas por grandes diferencias de voltaje entre la entrada y la salida, simultáneamente con elevadas corrientes a través de dicho elemento. La problemática de alta disipación en el regulador lineal, o sea su poca eficiencia desde el punto de vista de transformación de energía, ha ocasionado la búsqueda de otras formas de realizar la conversión DC-DC, en la cual el producto final es un voltaje regulado.

7.2 Teoría de operación del regulador de conmutación

Consideremos el aspecto de Fourier correspondiente a un tren de pulsos como el mostrado en la figura 7.1

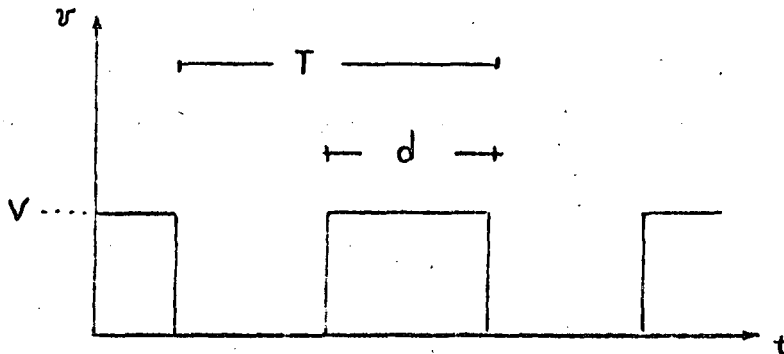


Figura 7.1

Los coeficientes de los componentes estarán dados por:

$$C_n = V \frac{\text{Sen } \frac{n\pi d}{T}}{\frac{n\pi d}{T}} \quad 7.1$$

$n=1, 2, 3, \dots$

La componente de corriente directa asociada con el tren de pulsos estará dada por C_0 :

$$C_0 = \frac{V_d}{T}$$

7.2

La ecuación 7.2 implica que el nivel de C.D. presente en el tren de pulsos dependerá directamente de la frecuencia fundamental $\frac{1}{T}$ y del ancho del pulso, o visto de otra forma depende únicamente del inverso del ciclo de trabajo $\frac{T}{d}$, por tanto, después de un filtrado adecuado, podemos tener un voltaje constante siempre y cuando ajustemos el ciclo de trabajo en forma tal, que compense las variaciones en V . Tal circuito se muestra en la figura 7.2

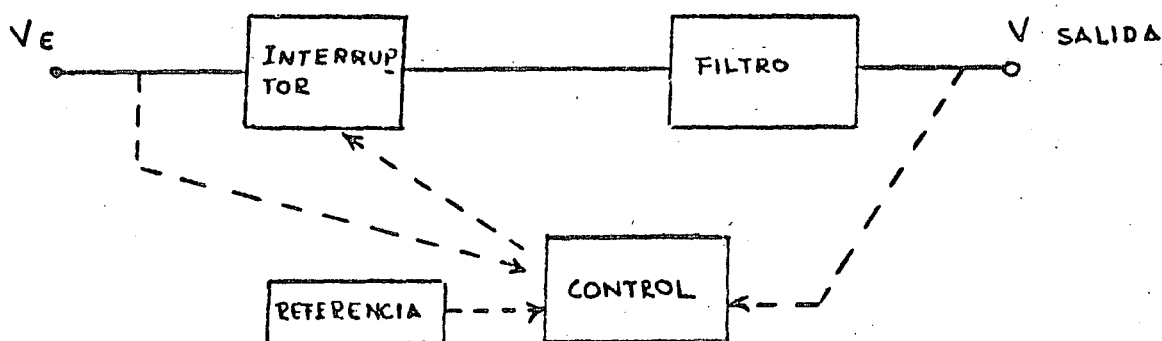


Figura 7.2

Nuestro estudio estará dividido de acuerdo a este esquema, comenzando por el interruptor, a continuación el control y finalmente el filtro, dando por conocido el aspecto de la referencia, ya que este fue tratado al hablar de reguladores lineales.

7.3 El interruptor

El dispositivo más empleado para cubrir esta función es el transistor Bipolar de juntura (TBJ), por tanto, estudiaremos el comportamiento de este dispositivo bajo régimen de conmutación.

7.3.1 Diferencias bajo régimen estático:

Un interruptor ideal obedece la siguiente descripción

$$I = 0 \quad \text{interruptor abierto}$$

$$V = 0 \quad \text{interruptor cerrado}$$

en un TBJ tendremos:

$$I = I_{ce0} \quad \text{TBJ "Apagado"}$$

$$V = V_{ce\text{sat}} \quad \text{TBJ "Saturado"}$$

de aquí podemos inferir que el interruptor real (TBJ) si disipará potencia, cosa que no sucede con el interruptor ideal y que la potencia estará dada por:

$$\begin{aligned} \text{potencia TBJ Apagado} &= I_{ce0}(V_E - V_S) \\ \text{potencia TBJ Saturado} &= I_S V_{sat} \end{aligned} \quad 7.3$$

Recordamos que tanto I_{ce0} , como V_{sat} dependen de la temperatura.

7.3.2 Diferencias bajo régimen dinámico.

Uno de los factores que más afectan la eficiencia de un regulador de conmutación es el tiempo que tarda en cerrarse o abrirse el interruptor; de la gráfica 7.3 podemos apreciar que el punto de operación viajará en forma no instantánea de la zona de saturación a la de corte atravesando la región activa, en la cual la potencia disipada en régimen permanente es muy alta.

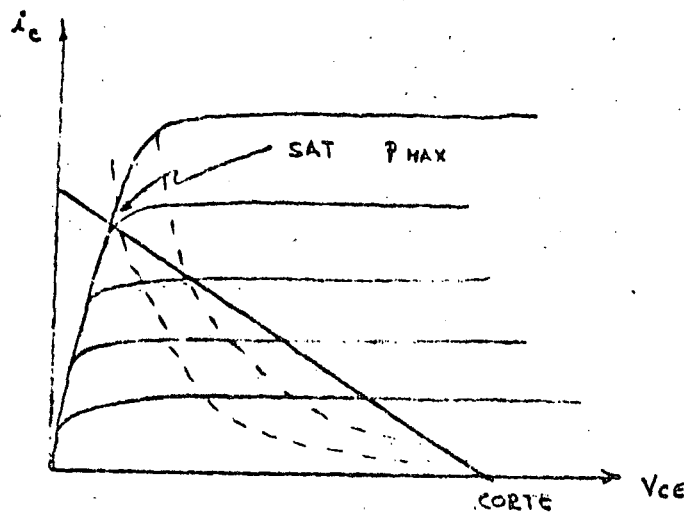


Figura 7.3

La potencia disipada en el colector estará dada por:

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE} I_c dt \quad 7.4$$

consideremos una forma de onda linealizada, tal como se muestra en la figura 7.4

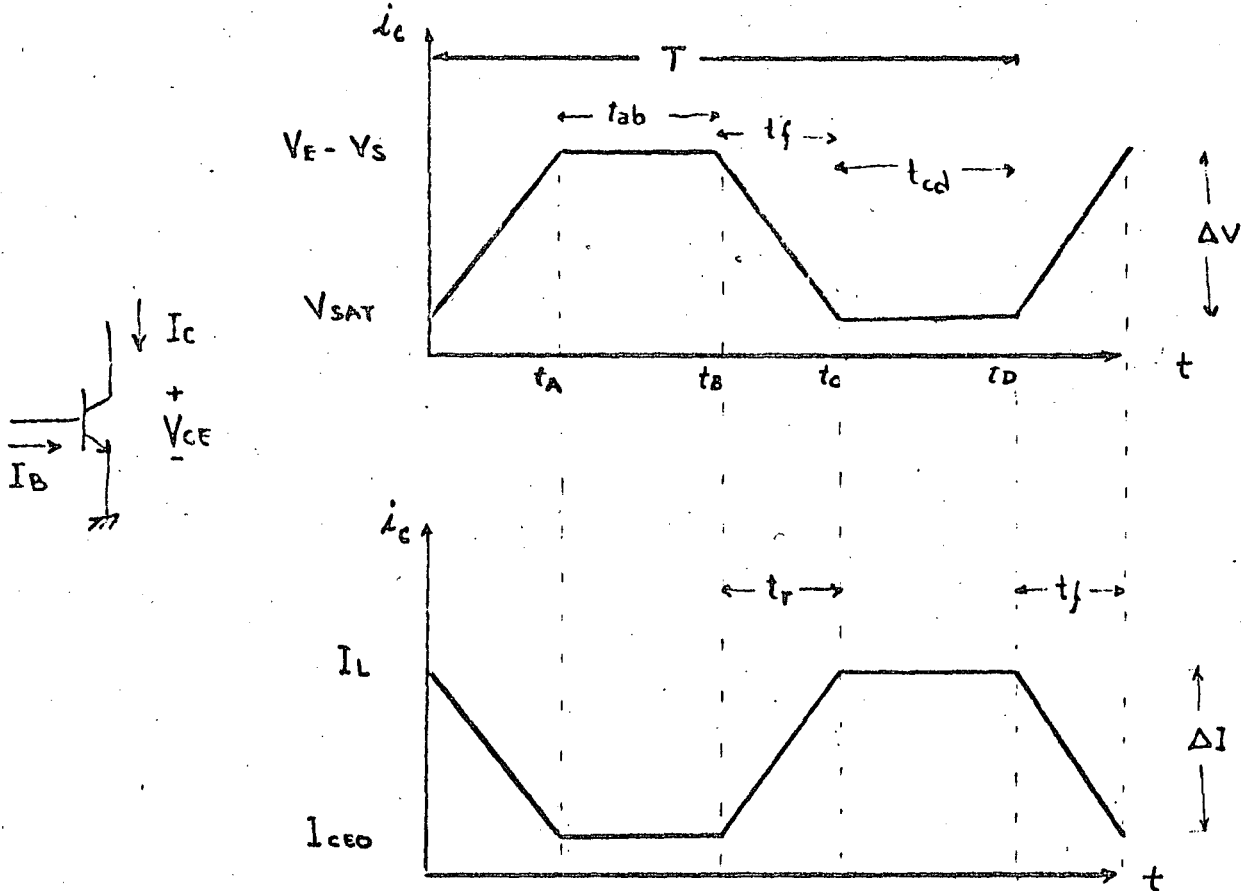


Figura 7.4

De acuerdo a la figura 7.4 podemos evaluar la integral de la ecuación 7.4

$$P_c = I_L V_{SAT} + (\Delta V I_L - V_{SAT} \Delta I) \left(\frac{2t_{ab} + t_r + t_f}{2T} \right) - \Delta V \Delta I \left(\frac{3t_{ab} + t_r + t_f}{3T} \right)$$

considerando $V_{SAT} \ll \Delta V$

$$\Delta I \doteq I_L, \quad \Delta V \doteq V_E - V_S$$

$$P_c = (V_E - V_S) I_L \left| \left(\frac{2t_{ab} + t_r + t_f}{2T} - \frac{3t_{ab} + t_r + t_f}{3T} \right) \right|$$

$$P_c = (V_E - V_S) I_L \left(\frac{t_r + t_f}{6} \right)$$

7.5

La ecuación 7.5 también es aplicable al "diodo" que forma parte del filtro que se estudiará en la sección 7.4.

En el apéndice A se muestran algunas características de transistores diseñados especialmente para aplicaciones en conmutación; en el ejemplo de diseño se listan las mediciones experimentales hechas sobre dispositivos de potencia de uso común en amplificadores de audio.

7.4 El Filtro

El circuito que nos permite el extraer la componente de corriente directa contenida en el tren de pulsos generado por el interruptor se muestra en la figura 7.5

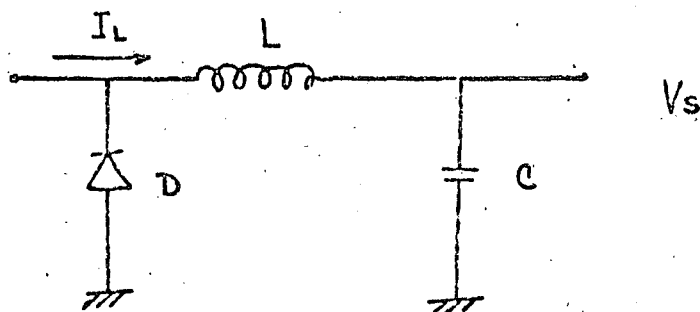


Figura 7.5

El diodo D proporciona una trayectoria para la corriente I_L cuando el interruptor abre, el conjunto L,C integra un filtro paso baja.

La evaluación de las componentes L y C se hará en función del máximo incremento permitido, tanto en el voltaje, como en la corriente de salida.

7.4.1 Cálculo de L:

La corriente a través de un inductor está dada por:

$$i = \frac{1}{L} \int v(t) dt$$

Si suponemos que el interruptor está abierto, y que la caída a través del diodo D es despreciable con respecto a V_s entonces

$$\Delta I_L = \frac{V_S t_{ab}}{L} \quad 7.6$$

donde: ΔI_L es el cambio total en la corriente del inductor

V_S es el voltaje de salida

t_{ab} tiempo que permanece abierto el interruptor

ΔI_L se puede fijar arbitrariamente, una primera aproximación usual es 20% de la máxima corriente de carga.

t_{ab} puede estimarse a partir de 7.2

$$C_o = \frac{V_d}{T} \quad 7.2$$

considerando el interruptor ideal podemos escribir

$$V_S = \frac{V_E d}{T} \Rightarrow d = \frac{T V_S}{V_E} \quad 7.7$$

pero: $d = T - t_{ab} \Rightarrow t_{ab} = T - d$

$$t_{ab} = T - \frac{T V_S}{V_E} = T \left(1 - \frac{V_S}{V_E}\right)$$

o en otra forma:

$$t_{ab} = \frac{1}{f} \left(1 - \frac{V_S}{V_E}\right) \quad 7.8$$

donde f es la frecuencia nominal de conmutación, podemos combinar 7.6 y 7.8 y obtener para $\Delta I_L = 20\%$

$$0.2 I_{L(max)} = \frac{V_S (1 - \frac{V_S}{V_E})}{L f}$$

$$L = \frac{5 V_S (V_E - V_S)}{V_E I_{L(max)} f} \quad 7.9$$

7.4.2 Cálculo de C

Para determinar el valor de C nos apoyaremos en:

$$\Delta v = \frac{1}{C} \int i(t) dt$$

La corriente de carga del capacitor estará dada por el exceso de corriente en el inductor con respecto a la corriente nominal de la carga o sea $\Delta I_L(t)$, esta corriente es una recta con respecto al tiempo; a fin de simplificar el cálculo de C suponemos que el capacitor es cargado por una corriente constante

$\frac{\Delta I_L}{2}$ que fluye mientras el interruptor está abierto.

tendremos:
$$\Delta V_S = \frac{1}{C} \int_0^{t_{ab}} \frac{\Delta I_L}{2} dt$$

$$C = \frac{\Delta I_L t_{ab}}{2 \Delta V_S} \tag{7.10}$$

expresado en términos de V_E y V_S tendremos

$$C = \frac{V_S}{2L \Delta V_S} \left(\frac{V_E - V_S}{f V_E} \right)^2 \tag{7.11}$$

Hasta aquí hemos supuesto que la carga es constante, esto es, que I_L mantiene su valor; a continuación analizaremos el comportamiento transitorio del filtro.

7.4.3 Análisis transitorio

Supongamos que en $t < 0$ I_L es la nominal, y que en $t = 0$ I_L disminuye una cantidad ΔI_T , esto tenderá a incrementar V_S y por tanto a mantener abierto el interruptor. Podemos calcular el tiempo que tarda ΔI_T en llegar a cero, basándonos en la ecuación 7.6, de donde obtenemos:

$$\Delta I_T = \frac{V_S}{2L} t_r \tag{7.12}$$

donde t_r será el tiempo de recuperación, conociendo el tiempo de recuperación y la magnitud de la corriente involucrada, podemos calcular el sobretiro en el voltaje apoyándonos en la ecuación 7.10 podemos obtener:

$$\Delta V_S = \frac{1}{C} \frac{\Delta I_T}{2} t_r \quad ; \quad t_r = \frac{2L \Delta I_T}{V_S} \tag{7.13}$$

substituyendo al valor de t_r de 7.10

$$\Delta V_S = \frac{L}{C} \frac{(\Delta I_T)^2}{V_S} \tag{7.14}$$

En forma similar podemos calcular ΔV_S para el caso en el que I_L aumenta una cantidad ΔI_T , en este caso V_S tiende a disminuir y por tanto, el interruptor está cerrado.

$$\Delta V_S = \frac{1}{C} \frac{(\Delta I_T)^2}{V_E - V_S} \tag{7.15}$$

con
$$t_r = \frac{2L \Delta I_T}{V_E - V_S} \tag{7.16}$$

Las ecuaciones 7.13, 7.14, 7.15 y 7.16 nos pueden dar indicación de la magnitud de los efectos que un cambio brusco en la corriente de salida provoca en el voltaje en la carga. Cabe hacer notar que las expresiones que no permiten evaluar L , C , ΔV_S , etc., son sólo aproximaciones burdas a la realidad, por tanto, es muy factible el encontrar discrepancias del orden del 50% entre los valores calculados y los medidos en laboratorio; sin embargo, al tomar en cuenta más parámetros, a fin de llegar a una estimación más cercana a la realidad complicaría de tal modo el modelo que se perdería cualquier ventaja que la mayor precisión trajera consigo.

Finalmente, hay que señalar que debido a las altas frecuencias a las que operan estos reguladores, debemos emplear núcleos de aire o de ferrita en el inductor que forma parte del filtro.

7.5 El Control

En su forma más simple el control será un amplificador operacional conectado como comparador entre el voltaje de salida V_S y un voltaje de referencia V_R , tal como se muestra en la figura 7.6 donde r_R es la resistencia interna de la referencia; en el circuito

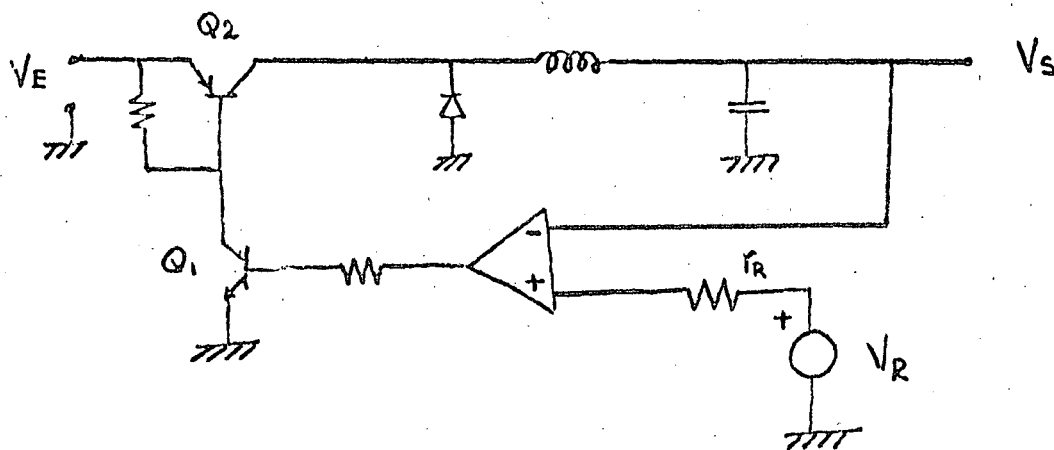


Figura 7.6

de la figura 7.6 si $V_R > V_S$ Q_1 se enciende, encendiendo a su vez Q_2 y si $V_S > V_R$ Q_1 se apaga, apagando a Q_2 ; una desventaja de es-

te circuito es su inestabilidad, esto es, en el estado $V_S = V_R$, el estado del interruptor Q_2 se encuentra indeterminado, una forma de solucionar el problema se muestra en la figura 7.7., en este circuito,

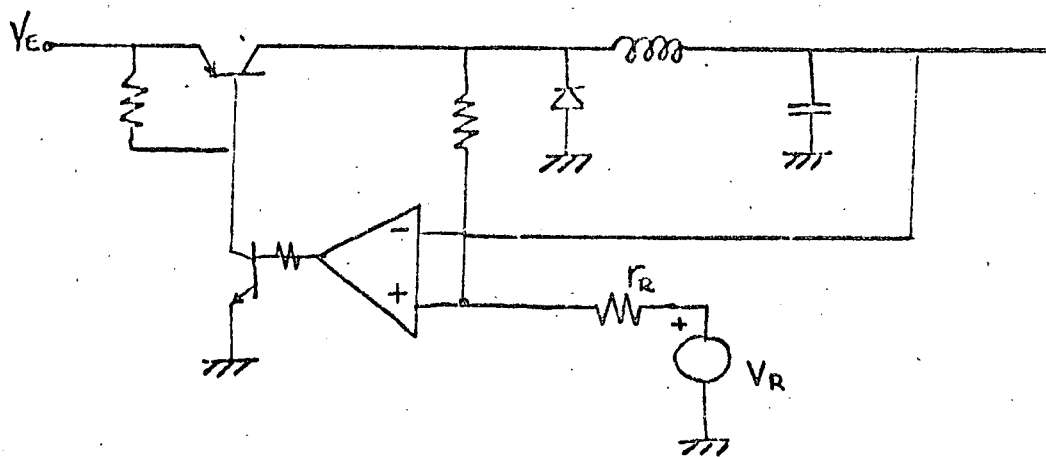
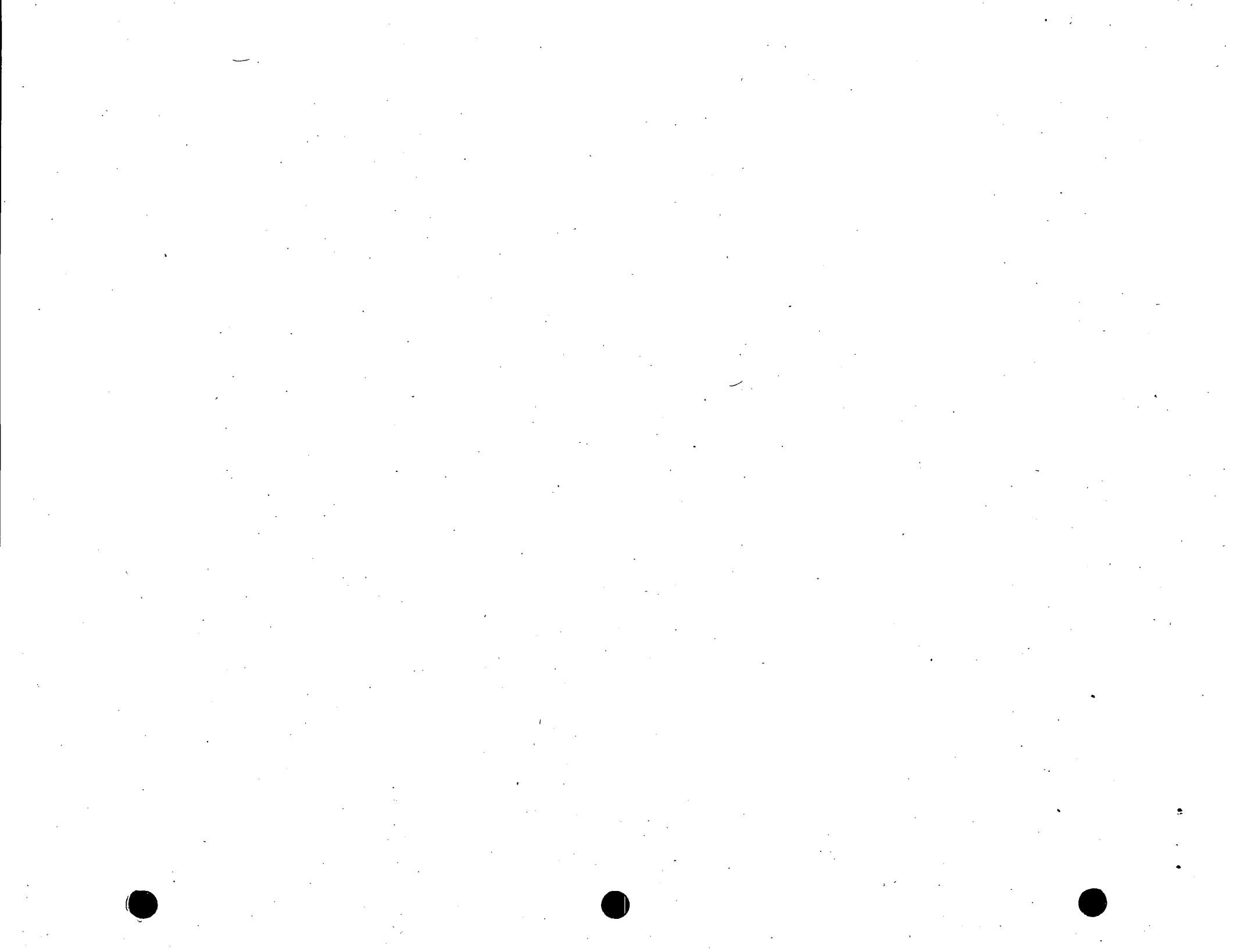


Figura 7.7

el voltaje presente en la entrada no inversora, será aproximadamente V_R cuando el interruptor esté abierto y $V_R + \Delta V_R$ donde:

$$\Delta V_R = V_E \frac{r_e}{r_R + R_F} \quad (7.17)$$

cundo el interruptor esté cerrado, de esta forma excitará una zona muerta de valor ΔV_R . Las formas de onda presentes en el circuito de la figura 7.7 se muestran en la figura 7.8. Este tipo de control da lugar a un regulador con frecuencia y ciclo de trabajo variables, lo cual complica el diseño del filtro, así como el cálculo de la potencia disipada por el transistor.



fuentes de alimentación conmutadas

funcionamiento

Bonfin Forteza

La tendencia de los componentes electrónicos activos hacia una mayor miniaturización, mayor rendimiento y menor coste, obtenidos por la progresiva integración, y la utilización de nuevas tecnologías, va situando a la fuente de alimentación en una posición de desventaja, no solamente en lo que a rendimiento se refiere, sino también en tamaño (volumen y peso) y coste. Para evitar estos inconvenientes, se utilizan cada vez más las fuentes de alimentación conmutadas, que no obstante tienen una desventaja importante, la introducción de interferencias parásitas tanto por la alimentación como por radiación.

En este primer artículo se describen los principios básicos de funcionamiento de las fuentes de alimentación conmutadas y sus diferentes clasificaciones y se comparan con las convencionales, dejando para sucesivos artículos el diseño de las mismas.

tante tiempo. Consta de un interruptor (figura 1), normalmente un transistor, que trocea la tensión continua de entrada a intervalos de relación ajustable y un sistema de filtrado capaz de obtener de nuevo una tensión continua. Un circuito de control dosifica adecuadamente

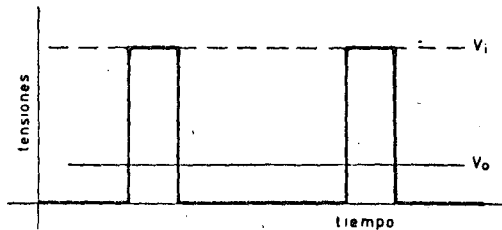


Figura 2. Tensiones de entrada y salida del conmutador.

la citada relación conducción-reposo del transistor para obtener la tensión deseada a la salida, con buena regulación y estabilidad. Evidentemente, la tensión de salida obtenida representará en principio la media de la entregada por el transistor (figura 2), y será por lo tanto en principio inferior a la de entrada.

SWITCHED POWER SUPPLY UNITS

Basic operational principles.

As electronic components become smaller, cheaper and more reliable due to ever-greater integration and new technologies, power supplies are at a disadvantage, not only as performance is concerned, but also in regards to size (volume, weight) and cost. To minimize these disadvantages, switched power supply units are increasingly used. Notwithstanding their main problem, the introduction of parasitic interferences both by radiation and power

In this first article basic operational principles of switched power supplies are described, reviewing the various types of equipment, and in comparison with conventional units, leaving for future articles design considerations

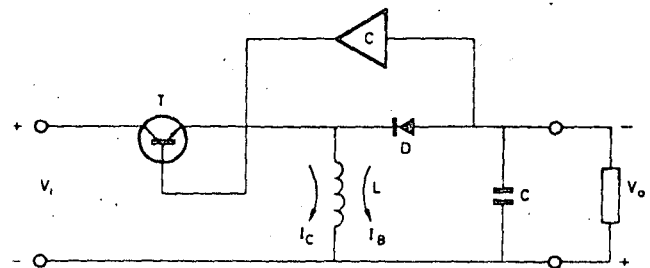


Figura 3. Fuente conmutada del tipo retroceso.

El sistema de filtrado, puede actuar de dos maneras, lo que establece una primera división: el tipo de retroceso (figura 3) y el tipo directo (figura 4).

PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO Y VENTAJAS BÁSICAS

El principio de funcionamiento de las fuentes de alimentación conmutadas es conocido desde hace bas-

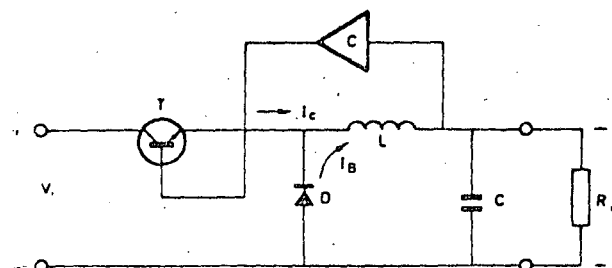


Figura 4. Fuente conmutada del tipo directo.

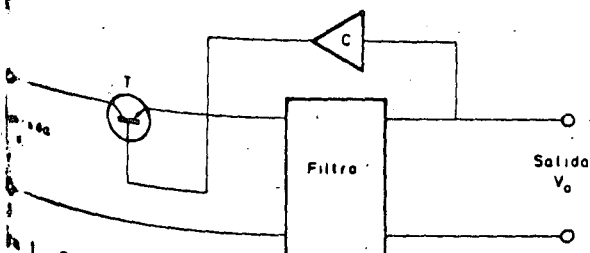


Diagrama básico de una fuente de alimentación conmutada

EL TIPO DE RETROCESO

En la fuente conmutada del tipo de retroceso, cuando el transistor (T) conduce aporta corriente, y por lo tanto energía a la autoinducción (L), ya que el diodo (D) no puede conducir. Cuando la corriente se interrumpe en el transistor, la autoinducción transfiere la energía al condensador (C) que se carga a través del diodo (D). Como la intensidad a través de la autoinducción sigue la misma dirección que cuando el transistor conducía, funcionando ahora como generador, la polaridad a la salida aparece invertida, siendo la adecuada para que el diodo conduzca y se efectúe la transferencia de energía de la autoinducción al condensador y la carga.

EL TIPO DIRECTO

En cambio, en la fuente conmutada del tipo directo, cuando el transistor conduce alimenta corriente en la autoinducción, y en la carga y en el condensador que aparecen en serie con ella. Cuando se bloquea el transistor, la energía acumulada en la autoinducción mantiene la corriente, que ahora circula por el diodo (D), con la misma polaridad a la salida que en la entrada.

Aparte la característica de polaridad idéntica de la fuente del tipo directo, que la hace preferible en las alimentaciones con negativo común —que son en la actualidad la mayoría—, para un trabajo idéntico la autoinducción en la fuente del tipo de retroceso debe manejar toda la energía que entrega la fuente, mientras en la fuente del tipo directo solamente trabaja con una parte de ella, ya que durante la conducción del transistor entrega corriente a la carga.

Por eso se prefiere en principio la fuente del tipo directo que exige menos trabajo a la autoinducción y que por lo tanto podrá ser más pequeña. Idéntico razonamiento, en lo que al condensador se refiere, abona la preferencia establecida.

En ambos tipos de fuente, durante el funcionamiento normal, no deberá interrumpirse la corriente que circula a través de la autoinducción, es decir, al final del tiempo de bloqueo del transistor, debe quedar todavía energía acumulada en L, aunque parte de la existente al final del tiempo de conducción del transistor debe ser transferida a la carga, oscilando la corriente a través de L entre un máximo y un mínimo. Esto exige que ambos tipos de fuente conmutada no funcionen sin carga o con una excesivamente grande o demasiado ligera. Si al final del período de bloqueo del transistor se ha interrumpido la corriente en la autoinducción por haberse transferido toda la energía almacenada durante el período de conducción del transistor, la corriente se interrumpirá

también en la carga y desaparecerá la tensión de salida con lo cual el funcionamiento de la fuente no será deseable. Por el contrario, si la carga no existe, la energía almacenada en L no puede ser retenida en ella y la tensión de salida ascenderá para buscar un camino a la salida a la energía.

Queda pues establecido que las fuentes de alimentación conmutadas exigen que la carga se mantenga entre determinados límites relacionados con la autoinducción presente y que por tanto, no son adecuadas para utilizarse como fuentes de laboratorio, tarea que es encomendada a las fuentes convencionales.

Para conseguir un diseño óptimo es necesario con la carga a que va a estar sometida, lo que exige un diseño apropiado a cada caso particular.

Aunque el diseño de la fuente de alimentación es una pieza siempre cuando ha finalizado el diseño del equipo electrónico a ser alimentado, si se utilizan fuentes conmutadas es más difícil la elección del tipo adecuado dentro de una gama previamente diseñada.

FUENTES CON AISLAMIENTO

Los dos tipos de fuentes descritas no proporcionan aislamiento entre la tensión de entrada y la de salida característica deseable sobre todo si se tiene en cuenta que la tendencia actual consiste en utilizar como entrada la tensión de la red rectificadas directamente, sin el

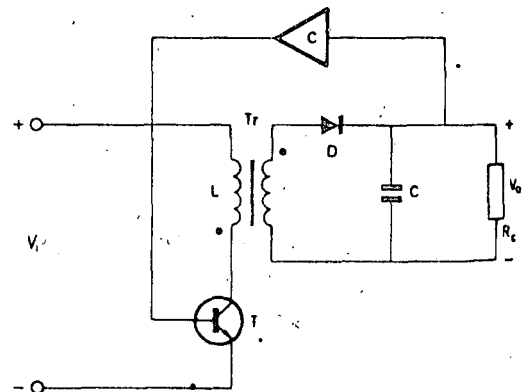


Figura 5. Fuente conmutada del tipo retroceso con aislamiento

pleo de transformadores, que son voluminosos y pesados. Además como se ha dicho, no se pueden obtener con ellas más que tensiones inferiores a la de entrada. Para evitar dichos inconvenientes, ambos tipos de fuentes conmutadas pueden incorporarse a un transformador.

La fuente del tipo de retroceso toma así la configuración de la figura 5 y la del tipo directo la de la figura 6.

En la fuente tipo retroceso con transformador, éste efectúa dos funciones simultáneamente. Durante la conducción del transistor, la autoinducción que presenta su devanado primario lleva a cabo la misma función que la en el circuito sin aislamiento, y a la vez actúa como transformador propiamente dicho al transferir al secundario la energía magnética acumulada en su primario, durante el bloqueo del transistor. Por medio de una simple inversión del sentido de los devanados primario y secundario, se puede evitar el efecto de inversión de la polaridad antes mencionado, si naturalmente no se necesita aislamiento.

En cambio, en la fuente del tipo directo (figura 6), el transformador (Tr) efectúa solamente la función que le es propia, debiendo permanecer la autoinducción (L) separada. Es necesario un nuevo diodo (D1) debido al hecho de que el transformador elimina el valor cero de la tensión de entrada troceada, con lo que se transmite en alterna, que debe ser rectificada.

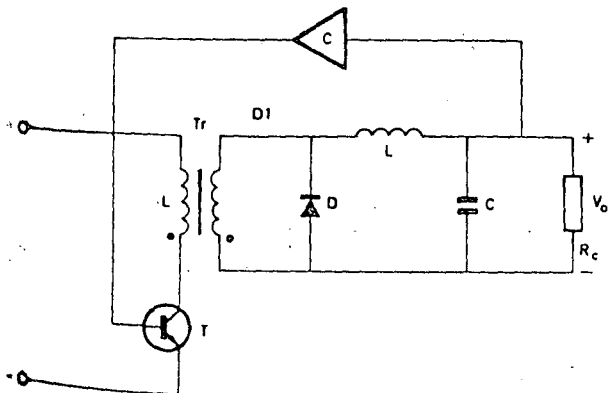


Figura 6. Fuente conmutada del tipo directo con aislamiento.

El transformador de la fuente de retroceso, por efectuar las funciones, será mayor que el utilizado en la fuente del tipo directo: pero teniendo en cuenta lo expuesto y lo referente a la L en los casos anteriores de fuentes con aislamiento, el hecho de tener que añadir un componente magnético y un diodo más en la fuente del tipo directo con respecto a la fuente del tipo de retroceso, hace dudosa la elección del tipo de fuente. Consideraciones de otra índole, como son la potencia en juego y las posibilidades de los componentes, determinan en este caso la elección del tipo de fuente.

EL TIPO SIMÉTRICO

El empleo de transformador es condición indispensable para el funcionamiento de un tercer tipo de fuente de

alimentación conmutada, el tipo simétrico (figura 7). Este montaje, sobradamente conocido, hace alternar transistores y diodos en la conducción, en una función parecida a la del tipo directo, actuando ambos diodos en

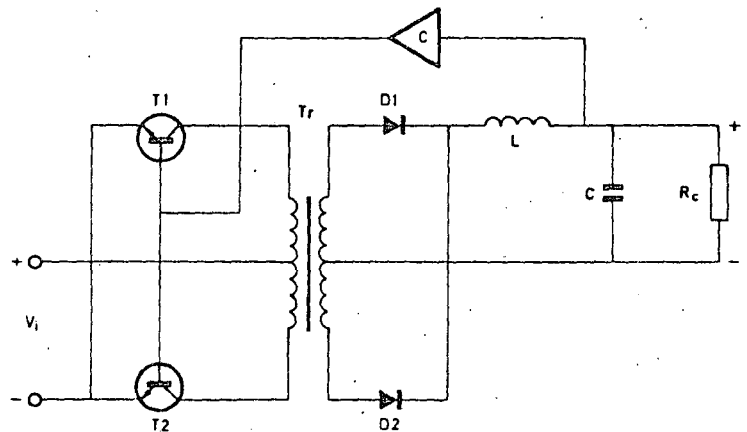


Figura 7. Fuente conmutada del tipo simétrico.

paralelo como el diodo (D) de la figura 4, durante los períodos de bloqueo de ambos transistores. Problemas de simetría hacen que dicho tipo de fuente solamente sea utilizable con potencias que no admiten los otros dos tipos con los componentes actuales.

PROCEDIMIENTOS DE CONTROL

Existen básicamente dos tipos de control, de frecuencia fija y de frecuencia variable.

El control con frecuencia fija excita al transistor o transistores a una frecuencia constante determinada por un circuito oscilante independiente; en cuya elección intervienen consideraciones prácticas y los límites de los componentes a utilizar en lo que a rapidez se refiere, y que representa siempre un compromiso entre tamaño y coste. La única posibilidad de control es, por tanto, la

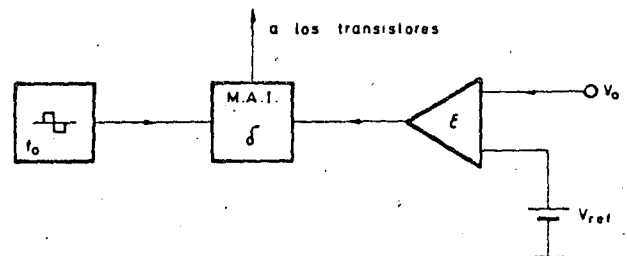


Figura 8. Diagrama de bloques del control de frecuencia constante.

relación entre el tiempo de conducción y de bloqueo del transistor (δ), que determina la relación entre la tensión de entrada y la de salida, exceptuando las pérdidas en los componentes. El circuito de control completo está compuesto (figura 8) por: un medidor, un comparador lineal o amplificador de error, que efectúa la comparación entre una tensión de referencia y la tensión de salida deseada y un modulador de anchura de impulsos, gobernado por la salida del comparador. La salida de dicho modulador actuará, a través de las etapas excitadoras adecuadas, sobre la base del transistor o transistores del tipo de fuente utilizado. La estabilidad y precisión de la tensión de salida dependerá únicamente de la tensión de referencia y de la ganancia del amplificador de error (ϵ).

El control con frecuencia variable (figura 9), por el contrario, no posee un oscilador de frecuencia fija, sino

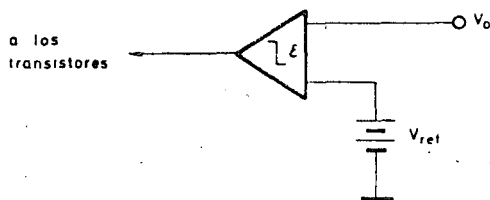


Figura 9. Diagrama de bloques del control de frecuencia variable.

que ésta depende de las necesidades de la carga. Aunque la frecuencia de conmutación no afecta directamente a la relación de tensiones entrada-salida, ya que la única forma de control posible es variar la relación existente entre los tiempos de conducción y de bloqueo del transistor, ambos parámetros frecuencia y δ son variados simultáneamente en dependencia directa de las necesidades de la salida, gobernando la salida directamente la conducción o el bloqueo del transistor. Este nuevo circuito de control consta de un simple comparador digital, o detector de nivel, que actúa directamente en la base del transistor o transistores, según el tipo de fuente, y solamente a través de las etapas excitadoras pertinentes. En este caso la precisión y estabilidad de la salida dependerán de la tensión de referencia y de la sensibilidad o histéresis del comparador digital (ϵ).

Aunque ambos tipos de control se pueden utilizar con éxito, el descrito en último lugar resulta más sencillo; no obstante, en él todos los componentes de la fuente funcionan dentro de un margen de frecuencias bastante amplio, lo que hace que su diseño sea más dificultoso, y su tamaño y coste más elevados que en el caso de utilizar una frecuencia fija de conmutación.

Es pues preferible el empleo del control por frecuencia fija, a pesar de su mayor complejidad.

RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN DE TENSIÓN

La relación entre la tensión de salida y la de entrada viene ligada al factor de trabajo δ y a la relación de transformación del transformador N , según el tipo de fuente de acuerdo con la siguiente tabla:

| | TIPO DE FUENTE | | |
|-------------------|------------------------------|--------------------|---------------------|
| | Retroceso | Directo | Simétrico |
| $\frac{V_o}{V_i}$ | $\frac{\delta}{N(1-\delta)}$ | $\frac{\delta}{N}$ | $\frac{2\delta}{N}$ |

En el tipo simétrico δ no podrá ser superior a 0,5, pues de lo contrario conducirían simultáneamente ambos transistores, estableciéndose un cortocircuito en la entrada.

RENDIMIENTO

En una fuente convencional con transistor en serie (figura 10), el rendimiento energético depende de la diferencia entre la tensión de entrada y la de salida con respecto a esta última, ya que la intensidad que absorbe la carga circula al mismo tiempo por el transistor en serie. Dicha diferencia de tensión será tanto más elevada cuanto más amplia sea la tolerancia hacia abajo que afecte a la tensión de entrada que deba admitirse com-

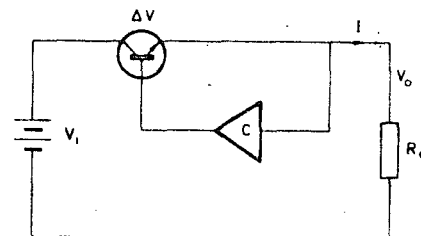


Figura 10. Diagrama básico de una fuente convencional con transistor en serie.

tal y que no afecte por lo tanto a la tensión de salida en todo momento debe ser superior a ella. Esto se refleja en el rendimiento durante el funcionamiento normal con tensión de entrada nominal. No obstante el diseño de los dispositivos de radiación de calor del transistor en serie deberá tener en cuenta también la tolerancia hacia arriba admisible de la tensión de entrada, situación a la cual la diferencia entre la tensión de entrada y la de salida es todavía más amplia, y el rendimiento más bajo.

Todo ello cae dentro del funcionamiento normal de la fuente. Bajo condiciones anormales de funcionamiento, o sea bajo regímenes de sobrecarga o cortocircuito, la situación dependerá del tipo de protección utilizada y el rendimiento podrá ser todavía mucho peor. No obstante el presente estudio se centra en el funcionamiento normal, y en el peor de los casos el rendimiento será el correspondiente a la tensión de entrada más elevada.

La diferencia máxima entre la tensión de entrada V_i y la de salida V_o será, teóricamente:

$$\left. \begin{aligned} V_{i, \min} &= V_{iN} - V_{iN} \frac{T^-}{100} = V_o \\ V_{i, \max} &= V_{iN} + V_{iN} \frac{T^+}{100} \end{aligned} \right\} \text{ de donde:}$$

$$\Delta V = V_{i, \max} - V_{i, \min} = V_o \left(\frac{100 + T^+}{100 - T^-} - 1 \right)$$

$$\eta = \frac{V_o}{V_o + \Delta V} = \frac{100 - T^-}{100 + T^+}$$

donde T^+ y T^- las tolerancias en % de la tensión de entrada en sentido ascendente y descendente respectivamente.

En este cálculo teórico se han ignorado otras tensiones tales como la de saturación del transistor, la caída en resistencias sensoras de corriente, etc. que agravan la situación en cuanto al rendimiento.

En un caso práctico en el que T^+ y T^- sean iguales al 15%, el rendimiento máximo teórico, cuando la tensión de entrada alcance su tolerancia T^+ , será de 0,739.

En una fuente conmutada, la situación es completamente diferente. Con ella la relación entre la tensión de entrada y la de salida viene determinada únicamente por la relación conducción-bloqueo del transistor δ y la relación de transformación N del transformador si existe. La tensión de entrada varía, el circuito de control hace variar a δ adecuadamente para seguir obteniendo la tensión de salida deseada. Si es la carga lo que varía, será la amplitud de los impulsos de corriente que circulan por el transistor. Las únicas pérdidas que existen, por tanto, serán las propias de los componentes utilizados. Y el rendimiento teórico de la fuente será del 100%, independientemente de las tolerancias de la tensión de entrada.

En otras palabras, la fuente conmutada extrae de la entrada únicamente la energía necesaria a la salida. Por lo que permite aislar la salida de la entrada, empleando circuitos con transformador. Además las protecciones contra sobrecarga y cortocircuito que se pueden emplear no introducen pérdidas adicionales.

Es menester, no obstante, tener en cuenta que, si para conseguir un tamaño reducido de los componentes magnéticos de una fuente conmutada se elige una frecuencia de funcionamiento elevada (normalmente entre 25 y 50 kHz), las pérdidas en los componentes son bastante más elevadas que las pérdidas en corriente continua que se encuentran en las fuentes convencionales. Los rendimientos normales para tensiones de salida no muy bajas suelen ser del orden de 0,9 frente a rendimientos del orden de 0,6 en fuentes convencionales.

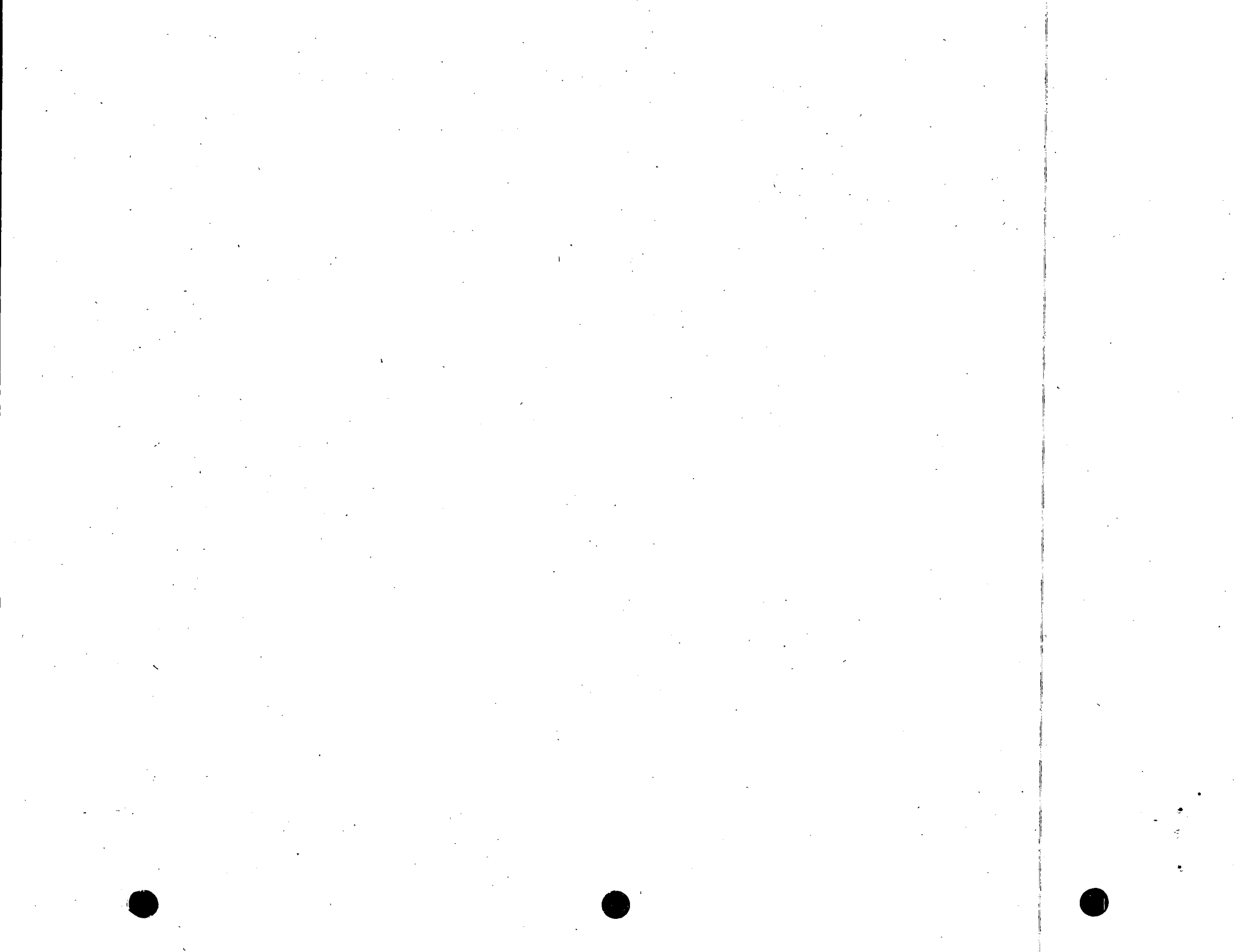
INTERFERENCIAS PARÁSITAS

Este estudio no estaría completo si no se citara el principal inconveniente existente en contra de las fuentes conmutadas, el de la generación de interferencias parásitas. Evidentemente, cuando se interrumpe rápidamente una tensión continua se generan interferencias dentro de un amplio espectro de frecuencias, que pueden interferir a la tensión de salida y ser radiadas. Afortunadamente existe una gran experiencia acumulada en lo que a su supresión se refiere, desde técnicas de compensación a técnicas de blindaje electrostático pasando por filtros de gran poder de separación. Todas estas técnicas se utilizan en las fuentes de alimentación conmutadas si la delicadeza del trabajo a efectuar así lo requiere. Incluso se han diseñado componentes especiales para ellas, tales como condensadores electrolíticos con baja autoinducción y resistencia interna asociada. A pesar de todo ello las fuentes de alimentación conmutadas son más «ruidosas» eléctricamente que las convencionales. Por fortuna, los componentes electrónicos que constituyen los equipos electrónicos a ser alimentados, especialmente los circuitos lógicos, son cada vez más inmunes a las interferencias introducidas a través de su alimentación, por todo lo cual las ventajas energéticas y dimensionales de las fuentes de alimentación conmutadas las hacen cada vez más atractivas. *



Federico Bonnín Forteza. Ingeniero Técnico de Telecomunicación en 1958. Forma parte del equipo técnico del Laboratorio de Aplicaciones Electrónicas Profesionales de «COPRESA» desde su fundación en 1962.

Profesor de Técnicas Analógicas de los cursos para post-graduados de la Fundación «Rosa Pascual» de la Excm. Diputación de Barcelona.



fuentes de alimentación conmutadas criterios de diseño

1 Bonnín Forteza

Una vez sentadas las bases teóricas y descrito el principio de funcionamiento de las fuentes de alimentación conmutadas, en este segundo capítulo el autor expone una serie de criterios prácticos de diseño de estas fuentes de alimentación.

SWITCHED POWER SUPPLY design criteria

After discussing the theoretical basis and operation principles of switched power supplies, in this second part design criteria are dealt with at length.

INTRODUCCIÓN

La utilización y diseño de fuentes de alimentación conmutadas presenta aspectos muy diferentes a los presentados por las fuentes convencionales con transistor en serie. Cuando se utilizan fuentes conmutadas deben ser tomadas algunas de las consideraciones generales relacionadas a las fuentes de alimentación estabilizadas.

Antes de proceder al diseño de la fuente propiamente dicha, es necesario, considerando sus especificaciones, decidir principalmente el tipo de montaje a utilizar, con su aislamiento, su frecuencia de funcionamiento, y los materiales a utilizar.

Aunque este tipo de fuentes se puede utilizar, y de hecho se utilizan, a partir de cualquier fuente primaria por sus indudables ventajas en rendimiento y flexibilidad como menores dimensiones; el creciente interés que presta está determinado por la posibilidad de utilizar como fuente primaria la red eléctrica rectificadas directamente sin transformación de tensión previa. La inclusión de componentes adecuados, para poder diseñar fuentes capaces de admitir a la entrada tensiones elevadas, ha sido decisivo para el «despegue» de este tipo de fuentes. La situación en Europa, con redes a 220 voltios, ha significado un impedimento, que se ha superado en un evidente logro, frente a la existente en los Estados Unidos de América, con redes a 110 voltios. Aunque este trabajo pretende ser general, se orienta principalmente a la utilización de la red como fuente primaria que presenta una solución a la alimentación de equipos electrónicos fijos, muy atractiva.

En un trabajo precedente se han explicado someramente los diferentes tipos de fuentes conmutadas y su comparación con las convencionales. En el presente se intenta orientar al diseñador y se detallan los parámetros de los componentes principales que intervienen.

CONSIDERACIONES GENERALES DE DISEÑO

Al establecer las especificaciones de una fuente de alimentación conmutada, deben tenerse en cuenta más factores que los necesarios en el caso de fuentes convencionales con transistor en serie, y que por lo tanto representan una novedad.

Aparte de la tensión deseada y la carga máxima a obtener, se debe conocer la carga mínima a que va a estar sometida durante su funcionamiento. Ello es debido a que todos los tipos de fuente conmutada elevan su tensión de salida cuando su carga es baja o nula, tendiendo por lo menos al doble. El margen comprendido entre carga máxima y mínima está muy relacionado con el tamaño de los componentes inductivos que obligatoriamente tienen que utilizarse.

Por lo tanto, debe ser desechada totalmente la tendencia a especificar para las fuentes de alimentación mayor carga que la real para conseguir un diseño más holgado, pues puede conducir a un mal funcionamiento con carga ligera o a un diseño excesivamente voluminoso.

El zumbido y ruido admisible a la salida, prácticamente ignorado con fuentes convencionales, es de particular importancia en fuentes conmutadas que al funcionar a frecuencias elevadas presenta problemas de filtrado debido a la poca pureza de los componentes. En otras palabras, exige condensadores con baja autoinducción, diodos de baja capacidad, etc.

ELECCIÓN DEL TIPO DE FUENTE

Para elevadas potencias el tipo simétrico tiene indudables ventajas en todos los sistemas en los que se utilizan montajes similares. No obstante su construcción resulta difícil a elevadas frecuencias. Por otra parte, son más frecuentes cargas de potencia moderada en las que la elección entre el tipo de retroceso y el directo es difícil de tomar. Existen casos en los que la elección no tiene duda. Uno de ellos es el de las fuentes con varias tensiones de salida, en las que el tipo de retroceso con transformador (figura 1) presenta una mayor economía de componentes y por ello son ampliamente utilizadas. Dicho caso es muy frecuente en equipos digitales híbridos de diversas tecnologías (TTL y MOS por ejemplo). La elección en estos casos está entre una sola fuente del tipo de retroceso para ambas tensiones o, cuando la potencia es elevada, dos fuentes del tipo directo o una directa (la de mayor potencia) y otra de retroceso.

De acuerdo con los componentes actuales, la gráfica de la figura 2 puede ayudar a elegir el tipo de fuente más adecuado para una tensión de entrada nominal igual a la de la red de 220 voltios rectificadas y filtradas.

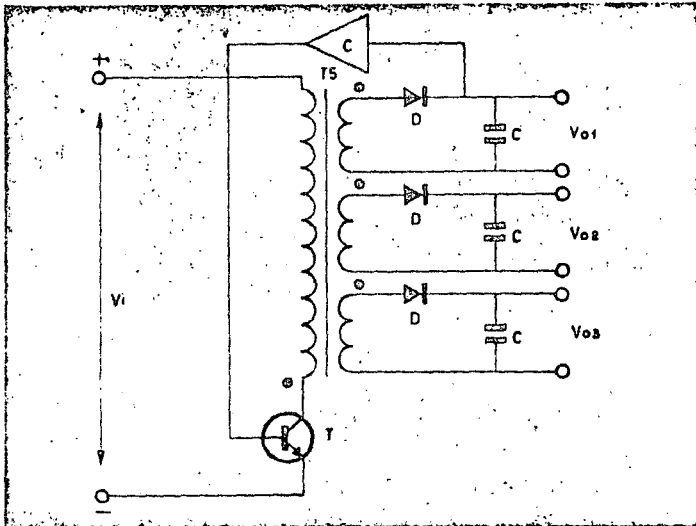


Figura 1. Fuente conmutada del tipo de retroceso con varias tensiones de salida.

con condensador de entrada. La zona *a* es la reservada al tipo de retroceso, la zona *c* al tipo directo, y las intermedias *b* y *d* a una zona de indecisión entre el tipo de retroceso y directo (*b*) y entre el tipo directo y simétrico (*d*).

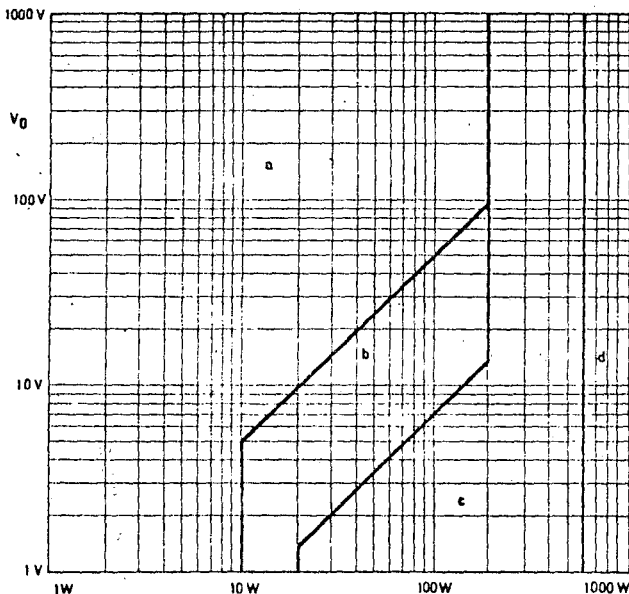


Figura 2. Gráfico para la elección del tipo de fuente para una tensión de entrada de 220 V rectificada y filtrada con condensador. a) Fuente tipo retroceso, b) fuente tipo retroceso o directo, c) fuente tipo directo, d) fuente tipo directo o simétrico.

Con tensiones de entrada diferentes la gráfica sufre una contracción hacia la izquierda aproximadamente afectada por un coeficiente igual a la relación entre la tensión continua nominal de entrada y la tensión de la red nominal (220 V) rectificada y filtrada por condensador de entrada, o sea alrededor de 280 voltios.

FUENTES PRÁCTICAS

Las fuentes prácticas difieren algo de los montajes descritos en un trabajo anterior. A la fuente del tipo recto con transformador aislador, se le debe añadir un dispositivo capaz de absorber la energía magnética acumulada en la autoinducción del devanado primario durante el tiempo de bloqueo del transistor, o sea, cuando el transformador no opera. Recordemos que en

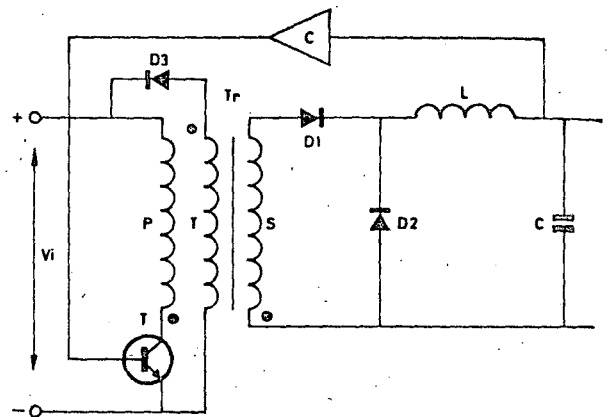


Figura 3. Fuente conmutada del tipo directo con aislamiento y con terciario.

condiciones es la autoinducción L la que mantiene salida a expensas de la energía en ella acumulada por la conducción del transistor. Si dicha energía no es tirada, al no tener salida provoca una oscilación con una sobretensión colector-emisor en el transistor conmutador que puede destruirlo por segunda vez. Esta supresión de energía se puede efectuar de varias maneras: por medio de un devanado terciario en el transformador que, a través de un nuevo diodo, devuelve la energía a la entrada (figura 3), o por medio de una red RC y un diodo (figura 4) que disipa la energía en la resistencia. Dicha red se suele utilizar incluso en la fuente del tipo de retroceso con transformador (figura 5) para disipar la energía acumulada por la autoinducción dispersa del transformador. En la fuente de tipo directo se utiliza la red de absorción en

de baja potencia y ambos dispositivos en los de media y alta potencia. La relación de espiras entre el devanado terciario y el primario determina la sobretensión en el transistor. Con una relación de 1:1, que normalmente se utiliza, la sobretensión es del doble de la tensión de entrada. En estas condiciones, o sea con un devanado terciario de relación 1:1, la relación conducción-reposo δ

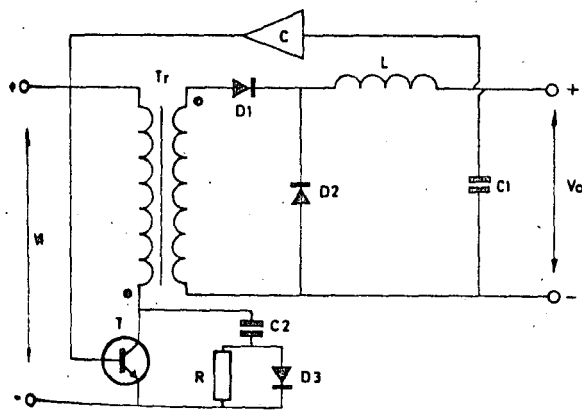


Figura 4 Fuente del tipo directo con red de amortiguamiento.

no puede ser superior a 0,5, de lo contrario el tiempo de carga de la autoinducción del primario sería mayor que el tiempo de descarga y el transformador acumularía una inducción magnética creciente que acabaría por saturar su núcleo, produciendo el colapso de la fuente y probablemente la destrucción por sobrecorriente del transformador. Con relaciones de transformación primario-terciario diferentes a 1 la sobretensión en el transistor será diferente y el δ máximo también diferente en una relación

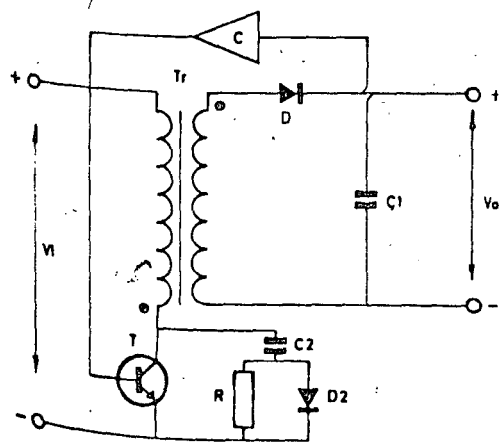


Figura 5 Fuente del tipo de retroceso con red de amortiguamiento

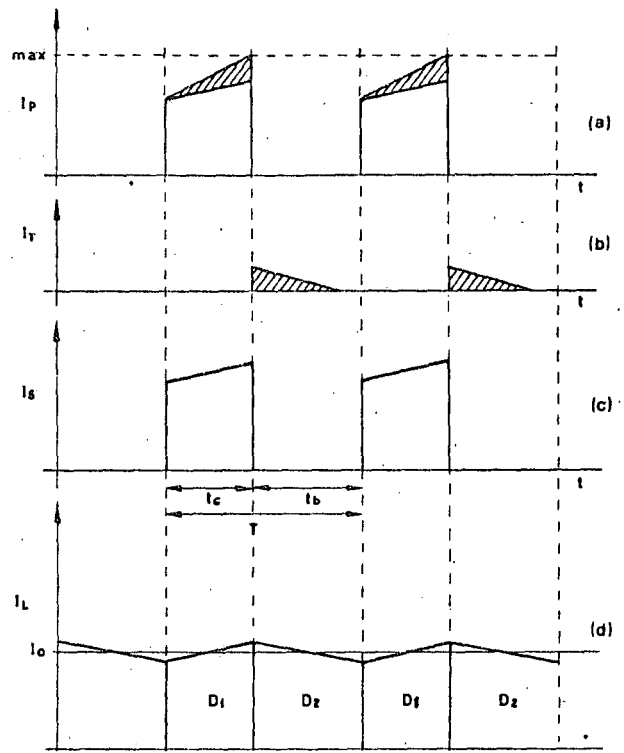


Figura 6. Corrientes en la fuente del tipo directo con transformador t devanado terciario: (a) corriente en primario, (b) corriente en el terciario y a través de D_3 , (c) corriente en el secundario, (d) corriente en L y alternativamente en D_1 y D_2 .

mutua inversa. En la figura 6 la parte rayada corresponde a la corriente magnetizante que durante la conducción del transistor es una parte de la corriente por él conducida.

INFLUENCIA DE LA AUTOINDUCCIÓN

Como puede apreciarse en el diagrama de corrientes de la fuente de tipo directo de la figura 6 e igualmente en el correspondiente a la de tipo de retroceso (figura 7), la corriente durante la conducción del transistor tiene la forma de un impulso coronado por una rampa ascendente, compuesta, como se ha dicho, de dos partes: la corriente magnetizante y la rampa provocada por la carga de la autoinducción L . En la fuente de retroceso con transformador la autoinducción del primario es la del circuito, por lo cual la energía almacenada en ella es la de la fuente, y no tiene que ser desalojada por otro medio que no sea el devanado secundario. Dicha forma de corriente en rampa es producida por la oposición que al aumento de la corriente opone la autoinducción, de

acuerdo con la segunda ley de Lenz, cuando se aplica una tensión constante, es decir:

$$E = \frac{d\phi}{dt} = L \frac{di}{dt} \parallel \frac{d_i}{dt} \parallel \frac{E}{L} = K = \text{tg } \varphi$$

La pendiente de la corriente durante la conducción e igualmente durante el bloqueo es inversamente proporcional a la autoinducción L presente. La corriente media

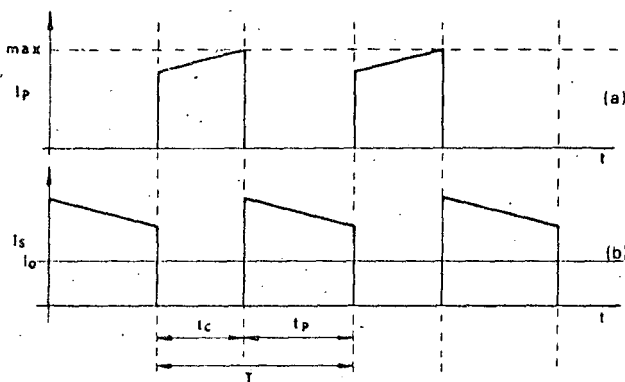


Figura 7. Corrientes en la fuente del tipo de retroceso con transformador: a) corriente del primario, b) corriente en el secundario y en el diodo D .

de salida I_o corresponde a la media en la autoinducción durante el período de conducción o de bloqueo referido a todo el período T , en la fuente de tipo de retroceso, y es la media durante todo el período en la fuente de tipo directo. Corresponde a su vez a fuentes sin aislamiento o con transformador de relación 1:1 primario-secundario.

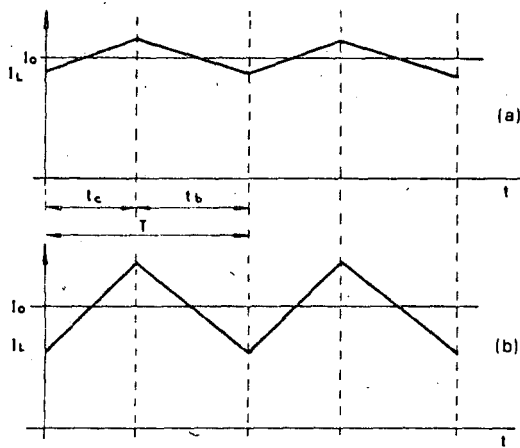


Figura 8. Influencia de L en la corriente que circula por ella para una corriente media idéntica: a) con L elevada, b) con L baja.

En la figura 8 puede apreciarse la influencia de la autoinducción presente en el circuito. En primer lugar cuando más baja es la autoinducción más elevada es la corriente de pico a que se ve sometido el transistor para una corriente de salida determinada. En segundo lugar obsérvese lo que sucede si la corriente de salida I_o decrece por exigirle una disminución de carga en la fuente. A partir del caso límite (figura 9) en el cual se anula la corriente en la autoinducción, como δ no puede variar pues es el parámetro que determina la relación entre las tensiones de entrada y salida, un nuevo decrecimiento de la corriente media de salida provoca mayor pendiente de caída de la corriente durante el período de bloqueo del transistor, para dar la media deseada. Como dicha pendiente está relacionada con la tensión de salida $\frac{d_i}{dt} = \frac{V_o}{L}$ al aumentar la pendiente tiene que aumentar V_o , es decir, aumenta la tensión de salida de la fuente dejando de depender exclusivamente de δ .

Cuando más baja sea la autoinducción presente en el circuito, más pronto se llegará al funcionamiento con corriente que se anula en cada período, y más pronto la tensión de salida tenderá a crecer con corriente de carga decreciente. En la fuente del tipo de retroceso, la sobretensión de salida tiende a infinito y en los tipo

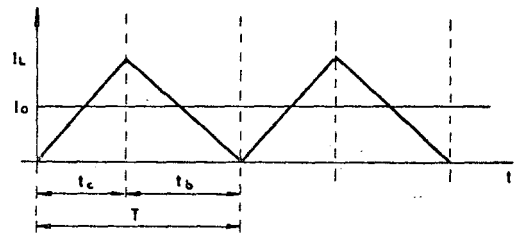


Figura 9. Caso límite en el cual la corriente que circula por L es 0 al final de cada período.

directo y simétrico tiende a un máximo en el que la tensión de salida se duplica. Como conclusión, la autoinducción debe ser la mayor posible para que el transistor conmutador trabaje en condiciones más favorables con un margen amplio de corrientes de carga. Por otra parte, en lo que a la fuente del tipo de retroceso con aislamiento se refiere como la autoinducción está formada por el devanado primario del transformador, si se aumenta su autoinducción aumenta la autoinducción dispersa y esto puede perjudicar el funcionamiento del transistor. Así pues, por razones prácticas y funcionales L se determina de forma que el funcionamiento con corriente interrumpida llegue a esperarse.

Si el funcionamiento con corriente interrumpida

producirse por causa de una corriente de carga baja, el punto de control puede evitar la subida de la tensión de salida, pero esto conduce a un funcionamiento intermitente y errático; sobre todo en los controles de frecuencia constante, lo cual no es deseable.

INFLUENCIA DEL MARGEN DE VARIACIÓN DE δ

Como se ha explicado, en todos los tipos de fuente conmutada la relación entre la tensión de entrada y la de salida está determinada por la relación entre el tiempo de conducción y el período total $\delta = \frac{t}{T} = tcf$, y la relación de transformación del transformador, en las fuentes con aislamiento.

Por una parte δ está limitado a un valor máximo de 0.5 en las fuentes directas con aislamiento y en las simétricas. En los otros tipos de fuente con o sin aislamiento δ se limita también al mismo valor máximo para evitar una tensión de pico elevada en el transistor.

Por otra parte t está limitada a un valor mínimo por el tiempo de conmutación del transistor. Es decir el δ mínimo multiplicado por el período T de la frecuencia elegida, debe ser superior a la suma de los tiempos de conmutación del transistor. Es pues el tiempo de conmutación del transistor lo que determina la frecuencia máxima de funcionamiento, que está a su vez relacionada con el margen admisible de variación de la tensión de entrada y con la posibilidad de diseñar la fuente sin transformador con una relación de tensiones de entrada y salida determinada, según el tipo de fuente, como se verá más adelante.

RELACIÓN DE LA FRECUENCIA DE FUNCIONAMIENTO

De lo anteriormente expuesto se deduce que aunque exista una frecuencia de funcionamiento lo más elevada posible, existe la limitación del tiempo de conmutación del transistor.

Para la fuente del tipo de retroceso, como

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{N(1-\delta)} \quad \delta = \frac{NV_o}{V_i + NV_o}$$

$$t_i \leq \delta_{\min} T = \frac{NV_{o,\min}}{(V_{i,\max} + NV_{o,\min})f} \quad \text{de ello}$$

$$0.5 \geq \delta_{\max} = \frac{NV_{o,\max}}{V_{i,\min} + NV_{o,\max}}$$

$$\Delta V_i = V_{i,\max} - V_{i,\min} = \frac{NV_{o,\min}(1-t_i f)}{t_i f} - NV_{o,\max}$$

$$\text{y } \Delta V_i = N \left[\frac{V_{o,\min}(1-t_i f)}{t_i f} - V_{o,\max} \right]$$

por otra parte

$$\left. \begin{aligned} V_{i,\max} &= V_{in} + \frac{V_{in} T^+}{100} \\ V_{i,\min} &= V_{in} - \frac{V_{in} T^-}{100} \end{aligned} \right\} \text{de ello}$$

$\Delta V_i = V_{in} \frac{T^+ + T^-}{100}$ siendo V_{in} la tensión nominal de entrada y $T^+ T^-$ sus tolerancias en ambos sentidos.

Igualando ambas expresiones, y despejando la frecuencia.

$$f \leq \frac{1}{t_i \left[\frac{V_{in}(T^+ + T^-)}{V_{o,\min} 100 N} \frac{V_{o,\max}}{V_{o,\min}} + 1 \right]}$$

Si la tensión de salida es fija, o sea si $V_{o,\max} = V_{o,\min} = V_o$

$$f \leq \frac{1}{t_i \left[\frac{V_{in}(T^+ + T^-)}{V_o 100 N} + 2 \right]}$$

Esto significa que la frecuencia podrá ser tanto más elevada:

- 1) Cuanto más pequeño sea el tiempo de conmutación del transistor.
- 2) Cuanto más pequeñas sean las tolerancias de la tensión de entrada.
- 3) Cuanto más grande sea la relación de transformación del transformador, cuando existe.
- 4) Cuanto más pequeña es la relación entre la tensión de entrada y la de salida.
- 5) Cuanto más pequeña sea la relación entre la tensión de salida máxima y la mínima.

En algunos casos, debido a una elevada relación entre las tensiones de entrada y salida nominales, deberá utilizarse transformador, aunque el aislamiento no sea necesario, si simultáneamente se desea una frecuencia elevada.

A la misma fórmula se llega con la fuente de tipo directo.

Para la fuente simétrica $\frac{V_o}{V_i} = \frac{2\delta}{N}$ y $\delta_{\max} = 0.5$

$$f \leq \frac{1}{2 t_i \left[\frac{V_{in}(T^+ + T^-)}{V_{i,\min} 100 N} + \frac{V_{o,\max}}{V_{o,\min}} \right]} \quad \text{si } V_{o,\max} = V_{o,\min} = V_o$$

$$f \leq \frac{1}{2 t_i \left[\frac{V_{in}(T^+ + T^-)}{V_o 100 N} + 1 \right]}$$

La conclusión en lo que a la elección del tipo de fuente se refiere es que en igualdad de condiciones y de transistores, la fuente del tipo simétrico puede funcionar con una frecuencia igual aproximadamente a la mitad de la correspondiente a los otros tipos de fuentes. Esto es lógico si se tiene en cuenta que cada transistor maneja una semionda de la frecuencia de oscilación.

CÁLCULO DE LA AUTOINDUCCIÓN

De lo anteriormente expuesto se llega a la conclusión de que, en principio, cuando mayor sea L :

- 1) Menor es la corriente de carga a la cual la tensión de salida aumenta de forma indeseable.
- 2) Menor es la corriente de pico en el transistor.

No obstante también:

- 1) Aumenta el tamaño y el peso.
- 2) Aumentan las pérdidas en ella.
- 3) Disminuye la rapidez de reacción de la fuente frente a cambios bruscos en la carga.
- 4) En el caso de la fuente del tipo de retroceso con transformador aumenta la autoinducción dispersa del transformador.

Es necesario por tanto calcular el valor mínimo de autoinducción en función de otros parámetros, para cada caso. Para ello se empieza por relacionar la corriente máxima de carga con la media.

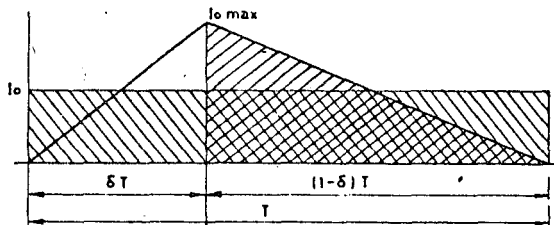


Figura 10. Caso límite en el convertidor de retroceso usado para el cálculo de L mínima.

Para la fuente del tipo de retroceso (figura 10); en el caso límite de llegar a anularse la corriente en la autoinducción, la corriente media es suministrada totalmente por la descarga de la autoinducción. Así pues igualando áreas:

$$i_o T = \frac{i_{o \max} (1 - \delta) T}{2} \quad \text{y} \quad i_{o \max} = \frac{2i_o}{1 - \delta}$$

Como la relación de transformación:

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{i_o}{I_p}$$

Según la 2.ª Ley de Lenz, aplicada al per conducción del transistor:

$$\frac{d_i}{dt} = \frac{V}{L} \quad \parallel \quad \frac{I_{p \max}}{\delta T} = \frac{V_i}{L} = \frac{i_{o \max}}{N \delta T}$$

Sustituyendo I_p por su valor en función de N

$$\frac{2i_o}{(1 - \delta) N \delta T} = \frac{V_i}{L} \quad \text{de donde} \quad L_{\min} = \frac{V_{i \max} N}{2i_{o \min}} T \delta$$

Si no existe el transformador $N = 1$.

Si se multiplica por V_o numerador y denomi:

$$L_{\min} = \frac{V_{i \max} N T \delta (1 - \delta) V_o}{2 P_{\min}} \quad \text{ya que } i_o V_o$$

$$\text{como } \frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{(1 - \delta) N} \quad \text{y} \quad t_i \geq \frac{\delta_{\min}}{f}$$

$$L_{\min} = \frac{V_{i \max}^2 \delta_{\min}^2}{2 f P_{\min}} = \frac{\left[V_{in} \left(1 + \frac{T^+}{100} \right) \right]^2 t_i}{2 f P_{\min}}$$

O sea, que la autoinducción mínima necesita tanto mayor cuando:

- 1) Mayor sea la tensión nominal de entrada.
- 2) Mayor sea la tolerancia hacia arriba de la ten entrada.
- 3) Mayor sea el tiempo de conmutación del tra
- 4) Mayor sea la relación entre el tiempo de conmutación y el período.
- 5) Menor sea la potencia mínima exigible a la sin que suba la tensión de salida.

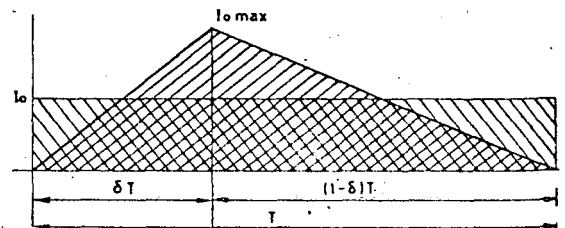


Figura 11. Caso límite en el convertidor directo usado para el cálculo de L mínima.

Para la fuente de tipo directo (figura 11) ap el mismo proceso:

$$i_{o \max} = 2i_o$$

Como en este caso, si hay transformador, la autoinducción está en el secundario:

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_o}{I_p} = \sqrt{\frac{LP}{L}}$$

$$L_{\min} = \frac{V_{i \max} \delta T}{2 N I_{o \min}} = \frac{V_{i \max} \delta_{\min}^2}{2 N^2 P_{o \min}}$$

$$L_{\min} = \frac{\left[V_{in} \left(1 + \frac{T^+}{100} \right) \right]^2 t_i \frac{t_i}{T}}{2 N^2 P_{o \min}}$$

CORRIENTE MÁXIMA EN EL TRANSISTOR

La corriente máxima que deberá soportar el transistor es una fuente conmutada es igual a la suma de la correspondiente a la carga mínima (tenida en cuenta en el cálculo de L mínima) más la correspondiente a la potencia que resta hasta alcanzar la máxima. Estas dos partes, aunque circulan por el transistor al final de su período de conducción, no siguen la misma proporción; se toma cuenta que la correspondiente a la carga mínima es la altura de un triángulo que se calcula de acuerdo con la 2.ª Ley de Lenz y el resto corresponde a una

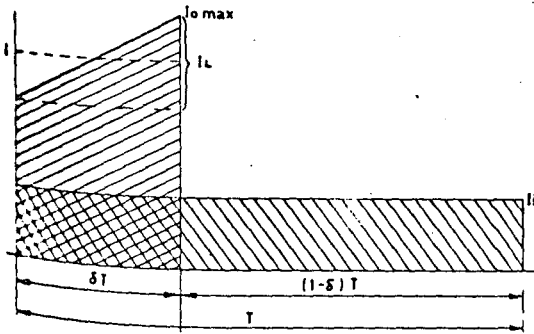


Figura 12. Corriente en el transistor para cualquier convertidor trabajando en los límites del caso límite.

La corriente constante durante todo el período de conducción en el transistor (figura 12). La parte triangular será:

$$\frac{I_L}{\delta T} = \frac{V_i}{L} \quad I_L = \frac{V_i \delta T}{L}$$

Cuando la fuente entregue su potencia máxima (incluyendo las pérdidas en los componentes) será cuando la potencia máxima $P_{\max} = I_i V_i$, proporcional al área del rectángulo horizontal, será también proporcional al área del triángulo vertical compuesta por la parte triangular y la parte rectangular vertical. Es decir, al rectángulo vertical de

altura I . Así pues:

$$\left. \begin{aligned} P_{i \max} &= \frac{P_o}{\mu} = V_i I_i \\ I_i T &= I \delta T \end{aligned} \right\} \text{ de donde } I = \frac{I_i}{\delta} = \frac{P_{\max}}{V_i \delta}$$

La corriente máxima de colector del transistor será igual a dicha I (altura del rectángulo vertical equivalente) más la mitad de la altura del triángulo:

$$I_{c \max} = I + \frac{I_L}{2} = \frac{P_{\max}}{V_i \delta} + \frac{V_i \delta T}{2L}$$

Para la misma potencia $I_{c \max}$ alcanzará un nuevo máximo cuando la tensión de entrada sea la más baja admisible $V_{in} \left(1 - \frac{T^-}{100} \right)$ lo que corresponde a δ_{\max} .

$$I_{c \max} = \frac{P_{\max}}{V_{in} \left(1 - \frac{T^-}{100} \right) \delta_{\max}} + \frac{V_{in} \left(1 - \frac{T^-}{100} \right) \delta_{\max}}{2L}$$

Esta expresión es válida para cualquier tipo de fuente; no obstante, en la fuente directa con transformador y en la simétrica, como L está en el secundario, se reflejará al primario. También en este caso deberá tenerse en cuenta un nuevo sumando en el que intervenga la autoinducción del primario afectada de las mismas constantes que el sumando referente a L .

CORRIENTE MÁXIMA EN LA AUTOINDUCCIÓN

En la fuente del tipo de retroceso con transformador, al ser L la autoinducción del primario, la expresión de la corriente máxima en el transistor vale también para el transformador. En cambio, en la fuente del tipo directo la corriente en la autoinducción, al estar en el secundario, vendrá afectada por la relación de transformación:

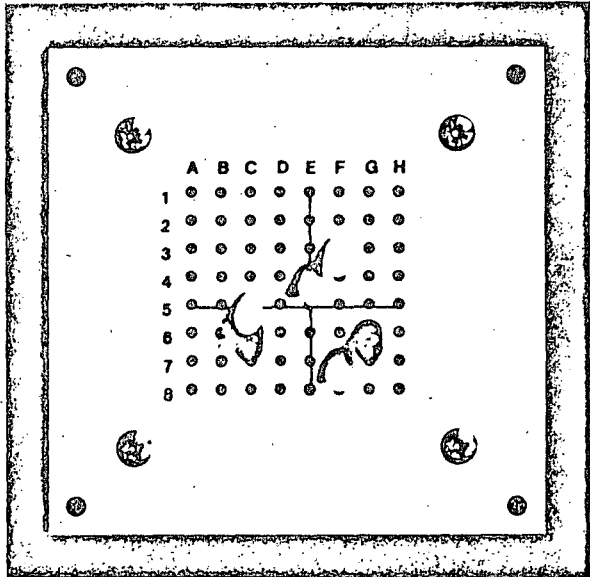
$$I_{2 \max} = \left[\frac{P_{\max}}{V_{in} \left(1 - \frac{T^-}{100} \right) \delta_{\max}} + \frac{V_{in} \left(1 - \frac{T^-}{100} \right) \delta_{\max}}{2L} \right]$$

TENSIÓN MÁXIMA EN EL TRANSISTOR

Entre el colector y el emisor del transistor de una fuente del tipo de retroceso (figura 13) durante el período de bloqueo, aparecerá una tensión igual a la de entrada

Indique

matrices de programación AMP



contactos: latón niquelado o dorado sobre níquel.
 conexión exterior: por contactos engastados o soldados.
 tensión de trabajo: 900 V efectivos.
 corriente nominal: 5 A por hilera de contacto.

me interesa más información sobre matrices programación

nombre _____ cargo _____

empresa _____

actividad _____

domicilio _____

población _____

AMP pedro IV, 491-495
 Tel. 307 75 50
 AMP ESPAÑOLA, S.A. barcelona-5

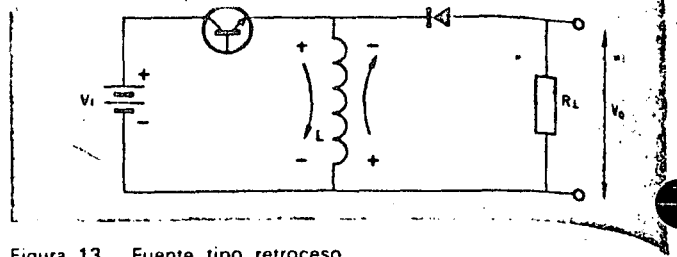


Figura 13. Fuente tipo retroceso.

V_i más la tensión en la autoinducción V_o que ha invertido su polaridad:

$$V_{CE} = V_i + V_o = V_i + \frac{V_i \delta}{1 - \delta} = \frac{V_i}{1 - \delta}$$

Su valor máximo corresponderá con $V_{i \max}$ y por tanto con δ_{\min} .

$$V_{CE \max} = \frac{V_{in} \left(1 + \frac{T^+}{100} \right)}{1 - \delta_{\max}}$$

Si δ llega a un valor de 1, $V_{CE \max}$ llega a infinito. Por esta razón δ se limita a 0,5 y la tensión colector-emisor del transistor es como máximo el doble de la tensión de entrada máxima:

$$V_{CE \max} = 2 V_{in} \left(1 + \frac{T^+}{100} \right)$$

En la fuente del tipo directo sin aislamiento $V_{CE \max}$ es como máximo el doble de la tensión de entrada. Si se utiliza transformador con devanado terciario de relación 1:1, la situación es idéntica a la de la fuente de retroceso e idéntica en la fuente del tipo simétrico como es suficientemente conocido.

El empleo de transformador aislador viene desgraciadamente asociado a una autoinducción dispersa que aparece efectivamente como una autoinducción en serie con el transistor. Cuando más grande es la autoinducción del primario (deseable en la fuente de retroceso por ser el primario la L y en la directa y simétrica para tener una corriente de magnetización baja) mayor es la autoinducción dispersa. Cuando el transistor se bloquea la energía, acumulada en dicha autoinducción parásita puede provocar una tensión adicional en el transistor muy elevada. Para evitarla se utilizan redes de amortiguamiento RC asociadas a un diodo. Por ello además el devanado terciario de la fuente del tipo directo con transformador se acopla lo más fuertemente posible al primario.



Federico Bonnin Forteza. Ingeniero Técnico de Telecomunicación en 1958. Forma parte del equipo técnico del Laboratorio de Aplicaciones Electrónicas Profesionales de «COPAL» desde su fundación en 1962.
 Profesor de Técnicas Analógicas de los cursos para post-graduados de la Fundación «San Pascual» de la Excm. Diputación de Barcelona.

fuentes de alimentación conmutadas

normas prácticas de realización

F. Bonnin

En artículos precedentes se han descrito los principales tipos de fuentes conmutadas, se han establecido criterios para la elección del tipo más adecuado, se ha expuesto la influencia de los parámetros principales y se ha determinado su cálculo o elección. Todo ello de acuerdo con el trabajo a realizar.

Para completar el estudio, en el presente artículo se describen las características de los materiales actualmente disponibles, así como la forma de realizar con ellos las magnitudes necesarias. Las técnicas y procedimientos descritos no representan ninguna novedad, únicamente se pretende dar un compendio de ellas con el fin de facilitar la tarea del diseñador.

SWITCHED POWER SUPPLY UNITS

Practical norms

Preceding articles have described main switched power supply units including criteria to choose a more suitable type. To complete this study, in this article are described characteristics of the materials actually available. Also is reviewed the way to employ such materials to obtain necessary features.

Techniques and procedures outlined here are aimed to abstract them in order to facilitate designer's task.

Las técnicas que se describen, se han agrupado alrededor de los componentes principales de todas las fuentes de alimentación conmutadas, de acuerdo con el siguiente orden:

- a) Transistores.
- b) Diodos.
- c) Autoinducciones.
- d) Transformadores, incluyendo dispositivos para proteger a los transistores.
- e) Condensadores.
- f) Circuitos de control.

TRANSISTORES CONMUTADORES PARA FUENTES CONMUTADAS

El transistor o transistores conmutadores son la pieza clave de las posibilidades de las fuentes de alimentación conmutada. Se exige de ellos que su conmutación sea lo más rápida posible, para poder trabajar a frecuencias elevadas con pocas pérdidas de conmutación. Si se trata de fuentes con entrada directa a la red rectificadas, la tensión colector-emisor capaz de ser soportada por ellos debe alcanzar por lo menos los 700 voltios con fuga baja,

y simultáneamente deben tener una tensión de saturación lo más baja posible, para que las pérdidas en bloqueo y saturación respectivamente, sean bajas. A la vez se desea una ganancia de corriente elevada, con el fin de simplificar en lo posible su excitación de base, y además que puedan conducir elevadas corrientes para poder construir fuentes de bastante potencia.

En la actualidad todavía no es posible obtener simultáneamente todas las características mencionadas. No obstante existen transistores de silicio de difusión que cumplen todas las características necesarias en un grado notable, lo que permite construir con ellos fuentes que pueden funcionar alimentadas directamente por la red a frecuencias de hasta 50 kHz con pérdidas bajas, aunque con ganancia baja (alrededor de 5) y que además exigen que su excitación de base cumpla determinados requisitos. Éstos son: la necesidad de sobreexcitar la base al principio del periodo de conducción y provocar la ruptura en su unión base-emisor por tensión inversa al final de dicho periodo para obtener la rapidez de conmutación necesaria.

El primer requisito se puede conseguir con condensadores en la excitación de base, tal como se ha venido haciendo en circuitos lógicos rápidos con transistores. El segundo se puede conseguir descargando sobre la base en el comienzo del periodo de bloqueo, la energía acumulada en una autoinducción. De esta forma se consigue dosificar adecuadamente la energía entregada a la unión base-emisor, eligiendo la autoinducción precisa, mejor que si se utilizara una excitación con tensión inversa suficiente. La figura 1 muestra una excitación de base

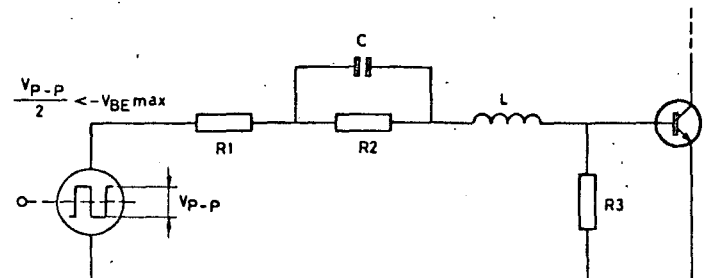


Figura 1. Circuito de excitación de base para transistores de alta tensión, y elevada frecuencia.

adecuada para dichos transistores y la figura 2 la tensión y la corriente de base que con ella se obtiene. En la figura 1 puede apreciarse la existencia del resistor R_3 que viene a perjudicar la eficacia de la excitación en base. Dicho resistor es también necesario para que la tensión colector-emisor en bloqueo pueda alcanzar el valor más elevado de que es capaz el transistor.

DIODOS PARA FUENTES CONMUTADAS

Los diodos que se deben utilizar en las fuentes de alimentación conmutadas deben ser de respuesta rápida, si se exceptúan los utilizados en rectificar la red, en las que a partir de ella se alimentan. Para ello se utilizan diodos construidos, al igual que los transistores, mediante técnicas de difusión especiales.

La rapidez a la que se alude, consiste en que el diodo sea capaz de pasar con facilidad de conducción a bloqueo y viceversa en poco tiempo sin verter excesiva energía en sentido opuesto al deseado.

El retraso del diodo en el paso de bloqueo a conducción es normalmente inferior al que se produce en sentido opuesto. Esto, unido a la circunstancia de que los diodos son atacados normalmente por componentes inductivos, que necesitan desalojar la energía en ellos acumulada, fuerzan al diodo a responder rápidamente. La atención se centra pues principalmente en el paso de conducción a bloqueo.

En las fuentes de alimentación conmutada, con el fin de evitar transitorios de conmutación, que aparecen como ruido eléctrico no deseable; es necesario que la inevitable energía vertida en sentido opuesto sea, además de reducida, vertida con suavidad. Los diodos que cumplen

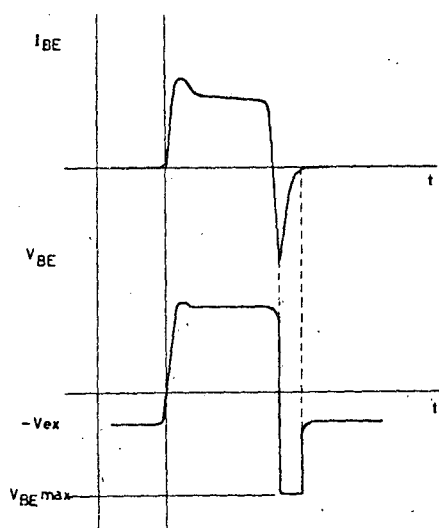


Figura 2. Corriente y tensión de base obtenida con el circuito de la figura 1.

estos requisitos se adjetivan «de recuperación rápida y suave». La figura 3 da una idea de la diferencia entre un diodo convencional, uno rápido y otro rápido y suave, sometidos a un impulso de tensión rectangular.

Cuando se tengan que obtener bajas tensiones de

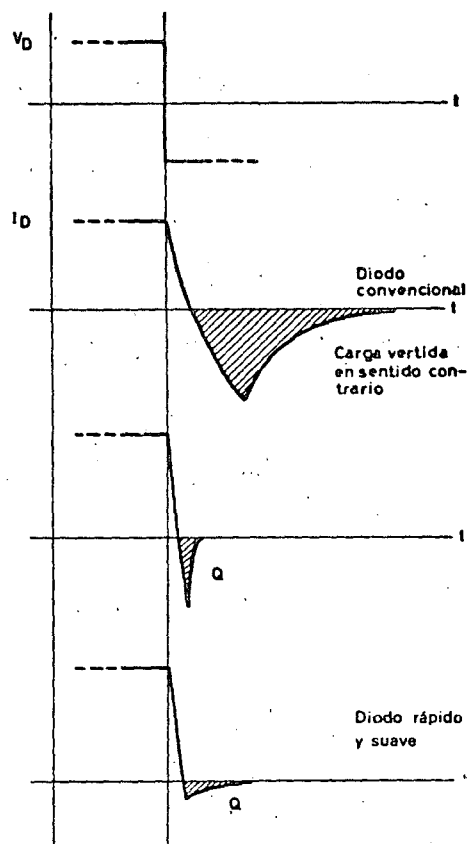


Figura 3. Recuperación de diversas clases de diodos.

salida, los diodos de barrera Schottky presentan una mejora notable del rendimiento, pues además de rápidos y suaves, tienen una caída de tensión directa propia de un orden 2 veces inferior a la de los diodos normales.

AUTOINDUCCIONES PARA FUENTES CONMUTADAS

La realización de autoinducciones que trabajen con corriente continua y alterna superpuestas entraña problemas de difícil solución. Este es el caso de las autoinducciones necesarias en las fuentes de alimentación conmutadas de todos los tipos. Un caso especial es el de la fuente tipo retroceso con aislamiento, en el que, como ha sido dicho, el primario del transformador es también la autoinducción del sistema.

Como la frecuencia a la que deben trabajar las autoinducciones es elevada, para conseguir el menor tamaño posible a la vez que pérdidas bajas, la mejor opción

es la de la utilización de ferritas magnéticas dulces.

El diseño parte del valor de la autoinducción que se desea y de la corriente de pico que circulará por ella.

El problema fue solucionado allá por los años 20 por HANNA con el método gráfico que lleva su nombre, que aunque no es el único es el más práctico y fácil. Este método consiste en valerse de una gráfica obtenida experimentalmente que relaciona la autoinducción (L), la corriente (I), el volumen del núcleo (V), el número de espiras (N), la longitud del circuito magnético (l) y el entrehierro (e). En dicha gráfica (figura 4), aparece en el eje de ordenadas la expresión $\frac{LI^2}{V}$ y en el eje de abscisas $\frac{NI}{l}$, y figuran además de la curva diversos valores

de la relación $\frac{e}{l}$. Esta curva es universal para un determinado material del núcleo. En la figura 4 puede verse la del «Ferroxcube» grado 3E1. Esta curva universal puede simplificarse, para cada tamaño y forma de núcleo en particular de unas dimensiones determinadas, rescin-

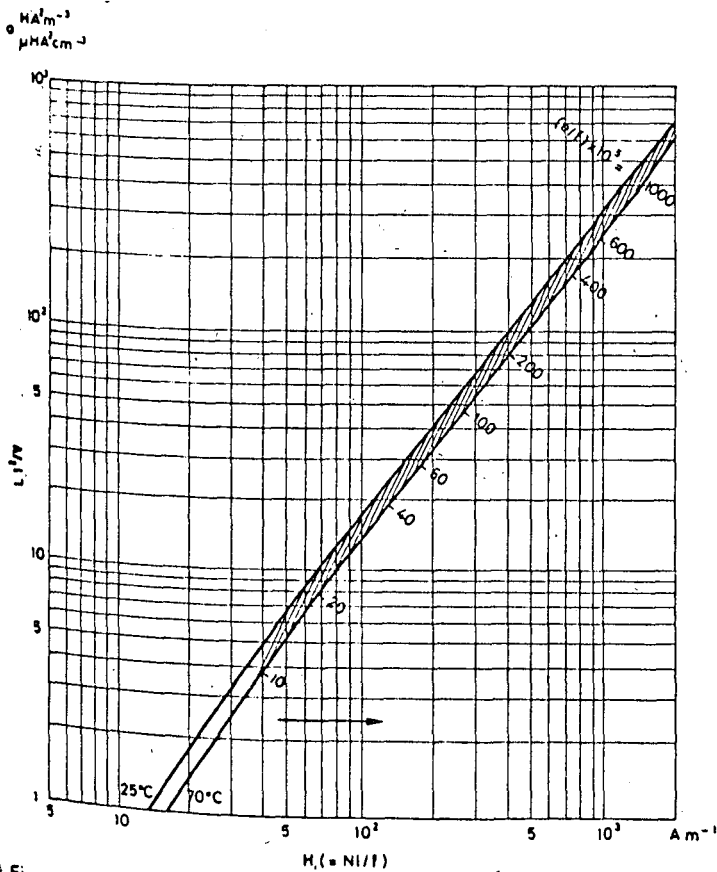


Figura 4. Curva de HANNA para el material «Ferroxcube» grado 3E1

REVISTA DE INVESTIGACIONES / 1977-n.º 64

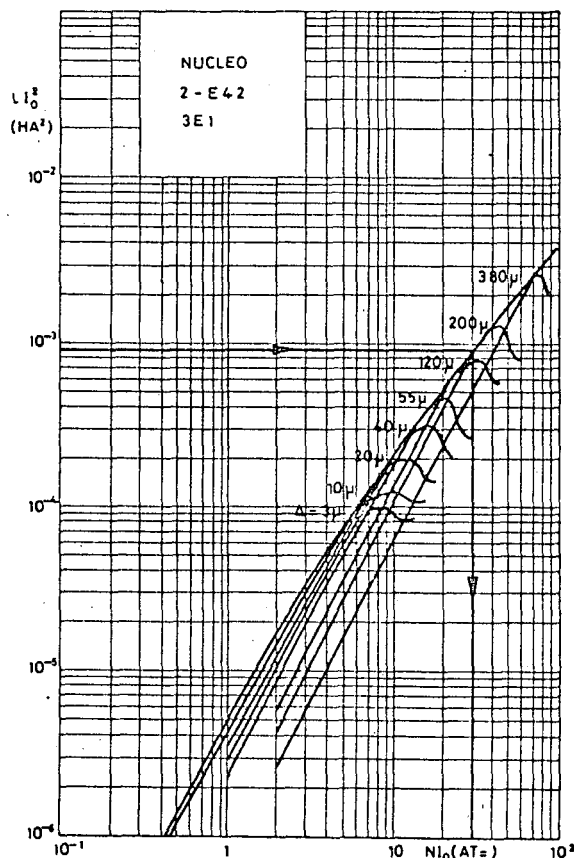


Figura 5. Curva HANNA para el núcleo formado por dos E-42 de «Ferroxcube» grado 3E1 y procedimiento de uso.

diendo del volumen y de la longitud del circuito magnético. En la figura 5 se representa la curva de HANNA del conocido núcleo de ferrita formado por dos partes en forma de E, de 4,2 centímetros de lado, de ferrita de la calidad 3E1.

Para usar la gráfica, el dato obtenido en el producto LI^2 se lleva al eje de ordenadas. Trazando a partir de él una paralela al eje de abscisas y desviando en ángulo recto sobre la curva se obtiene en el eje de abscisas el producto NI a partir del cual se obtiene el número de espiras necesario, y sobre la curva, el entrehierro del circuito magnético.

La curva de HANNA se presenta normalmente sobre un escalado doble logarítmico. En la lectura de los datos se debe tener cuidado cuando es necesario interpolar datos intermedios a los representados en los ejes ya que el 20% aparece alrededor de un tercio del espacio total, el 30% aproximadamente a la mitad y el 40% a los dos tercios, puesto que los logaritmos de 2, 3 y 4 coinciden aproximadamente con dichos valores.

Además de los grados de ferrita normales adecuados para frecuencias moderadas, cuya denominación es diferente según el fabricante, existen grados cuya introducción es relativamente reciente, que poseen la ventaja de que sus pérdidas disminuyen con la temperatura, lo cual resulta útil para que la autoinducción estabilice su temperatura de trabajo.

Lógicamente según la autoinducción y la corriente que circule por ella, un núcleo será o no adecuado. Se deberá proceder mediante tanteo para elegir entre los tamaños de núcleos disponibles el más pequeño con el que sea posible conseguir lo deseado.

Una vez determinado el número de espiras, será necesario comprobar si, una vez devanadas en el espacio dedicado al efecto, ocupando todo espacio disponible; el conductor utilizado es capaz de soportar la corriente necesaria. Para ello se utiliza el criterio, normal en casi todos los devanados, de admitir una densidad de corriente en el cobre de 2 a 4 amperios por milímetro cuadrado de sección.

Como el número de espiras de un hilo de diámetro determinado que caben en un espacio fijo depende en gran parte del sistema de devanado y de la habilidad del bobinador, es difícil dar una norma en este respecto. En todo caso, si el conductor resultante en la práctica exigiese una densidad de corriente en el cobre superior a la indicada, deberá iniciarse de nuevo todo el proceso con un núcleo de mayor tamaño.

En el caso de la fuente del tipo de retroceso con aislamiento, el espacio que ocupe el primario o autoinducción no deberá ser superior a la mitad del espacio disponible para el devanado.

TRANSFORMADORES PARA FUENTES CONMUTADAS

El transformador es un componente necesario en todas las fuentes de alimentación conmutadas con aislamiento y es esencial en las del tipo simétrico y en las que proporcionan varias tensiones de salida. Su construcción es la más delicada de todos los componentes de la fuente; su ejecución afecta principalmente al funcionamiento del transistor conmutador.

En el caso de la fuente del tipo de retroceso con aislamiento, el primario se calcula, como se ha visto, al tratar de las autoinducciones. En todos los otros casos en los que la autoinducción es un componente aparte, el primario del transformador se calcula de acuerdo con la corriente magnetizante con la que va a trabajar. Como dicha corriente viene a sumarse a la de colector del transistor y representa un gasto inútil que hace bajar el rendimiento, es lógico procurar que sea lo más reducida

posible, aunque si es muy reducida se verán desfavorablemente afectadas otras características del transformador, como por ejemplo la autoinducción dispersa que aumentará. La experiencia demuestra que en general es adecuado un valor de corriente magnetizante que oscila entre el 5% y el 10%.

De acuerdo con la 2.ª ley de Lenz, y al ser la tensión de entrada prácticamente constante durante el período de conducción del transistor, la corriente magnetizante tomará la forma de un diente de sierra ascendente.

$$V = L \frac{di}{dt} \quad \text{y} \quad V_i = L \frac{I_{\text{mag}}}{\delta T}$$

de donde

$$I_{\text{mag máx}} = \frac{V_{i\text{máx}} \delta_{i\text{min}}}{L f}$$

o sea, que conociendo la intensidad de colector del transistor, se puede elegir la corriente magnetizante del transformador y, de acuerdo con ella y otros parámetros cono-

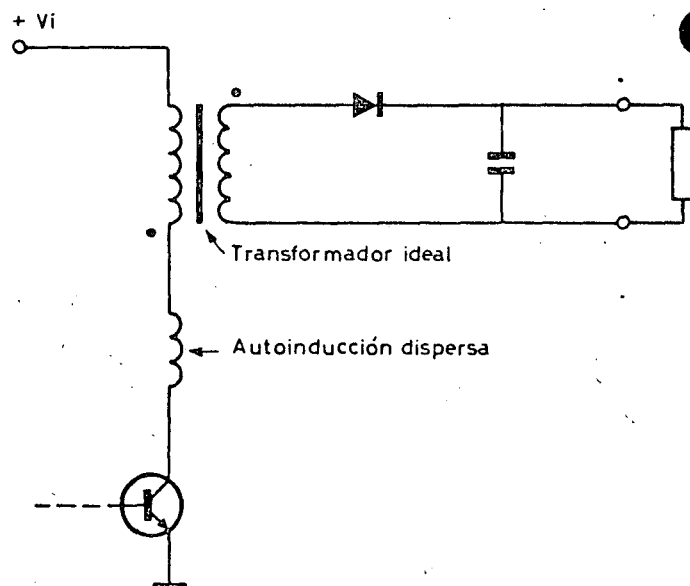


Figura 6. Efecto de la autoinducción dispersa del transformador.

cidos, se puede calcular la autoinducción que deberá tener el primario. La situación es por lo tanto similar al caso descrito de la fuente del tipo de retroceso con aislamiento, con la diferencia de que aquí, si los demás datos son iguales, la autoinducción es mayor y la corriente mucho menor. De nuevo el método de HANNA puede

servir para hallar la solución y determinar el tamaño del núcleo y el número de espiras. El entrehierro no es normalmente necesario. De nuevo deberá determinarse el grosor del hilo que se utilizará para devanarlo, teniendo en cuenta que la corriente que circulará por él no será la magnetizante sino la corriente total de colector del transistor conmutador.

La relación de espiras entre el secundario ó secundarios y el primario está determinada por la relación entre las tensiones de entrada y salida dadas en el primer artículo de esta serie, y en las que interviene principalmente la relación entre los tiempos de conducción y bloqueo δ . Así pues, teniendo en cuenta las condiciones más desfavorables:

| Relación de transformación | Tipo de fuente | | |
|----------------------------|---|---------------------------------------|--|
| | Retroceso | Directo | Simétrico |
| N | $\frac{\delta_{\max} V_{i\min}}{(1 - \delta_{\max}) V_o}$ | $\frac{\delta_{\max} V_{i\min}}{V_o}$ | $\frac{2\delta_{\max} V_{i\min}}{V_o}$ |

En el cálculo de los devanados secundarios correspondientes a tensiones bajas debe tenerse en cuenta la caída directa en el diodo rectificador (aproximadamente 1 voltio en los diodos normales y 0,5 en los de barrera Schottky).

Normalmente no habrá ningún problema en la elección del conductor que formará el devanado secundario, si el primario no ocupa más de la mitad del espacio disponible para ello. En algunos casos en que el número de espiras es muy bajo, por corresponder a tensiones también muy bajas y corrientes relativamente importantes, el devanado se hace con una hoja de cobre arrollada en forma de espiral de Arquímedes.

Hasta aquí la construcción del transformador parece sencilla y sin problemas. No obstante es difícil obtener un acoplamiento fuerte entre primario y secundario de forma que la autoinducción dispersa sea muy reducida. Téngase en cuenta que la autoinducción dispersa queda directamente en serie con el transistor conmutador (figura 6) y que la energía por ella acumulada no puede ser desalojada por ningún devanado del transformador ideal que resulta al separar dicha autoinducción. La presencia de dicha energía en el colector del transistor, en las fuentes cuya entrada es de elevada tensión, son causa de tensiones de ruptura o de que se excedan los límites de seguridad en el funcionamiento, lo cual suele ser rápidamente fatal. Para evitarla se protege al transistor con redes RC que disipen la energía no deseada. Estas redes están asociadas a diodos para que actúen en el

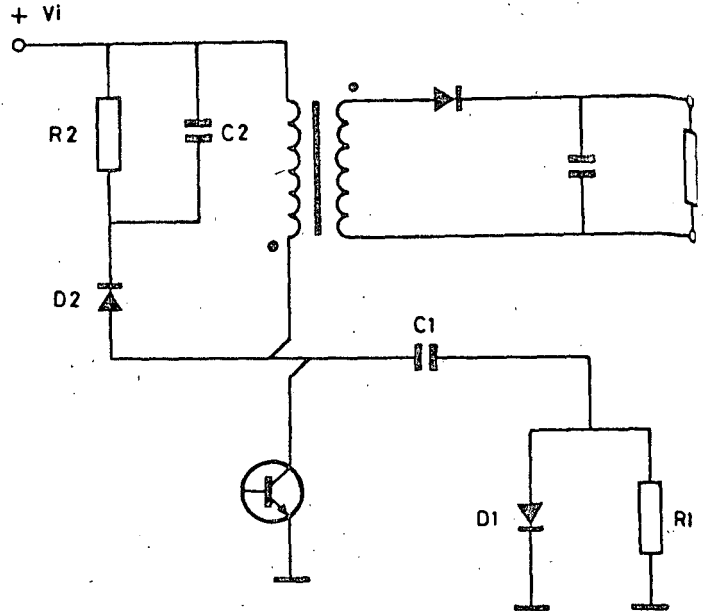


Figura 7. Redes de amortiguamiento que protegen al transistor contra la energía procedente de la autoinducción dispersa del transformador.

momento preciso. La figura 7 muestra la configuración más usual de dichas redes. La formada por R_1 , C_1 y D_1 se calcula teniendo en cuenta que el condensador C_1 deriva la corriente de colector cuando el transistor se bloquea o sea cuando desciende casi linealmente durante el tiempo de conmutación (t_c) y que la tensión colector-emisor no puede exceder la máxima permisible ($V_{CE\max}$). Se obtiene por lo tanto:

$$c = \frac{idt}{dV} \quad \text{''} \quad c_1 \geq \frac{I_{CE} t_c}{2V_{CE\max}}$$

Por otra parte, como el condensador C_1 se descarga sobre el transistor cuando se inicia el período de conducción, el resistor R_1 se calcula para que la corriente producida por su descarga no exceda la máxima permisible ($I_{CE\max}$), y que se produzca durante un tiempo inferior al mínimo de conducción (δT_{\min}). Si δ_{\min} es, por ejemplo, en el peor de los casos de 0,1, tomando un tiempo mitad del mínimo se obtiene:

$$\frac{V_{i\max}}{I_{c\max}} \leq R_1 \leq \frac{T}{20C_1}$$

A pesar de todas estas protecciones, en muchos casos la energía acumulada en la autoinducción dispersa es excesiva y deben tomarse medidas para reducir la dis-

persión. La forma de reducirla consiste en fraccionar primario y secundario y devanarlos entrelazados. Este procedimiento complica el devanado del transformador y tiene una restricción ya que cada fracción debe ser por lo menos una capa completa.

El procedimiento descrito hasta ahora para el diseño del transformador se ha efectuado teniendo en cuenta únicamente sus características eléctricas. Esto no es del todo correcto, pues en un diseño óptimo deben tenerse en cuenta también las características térmicas del transformador, por lo menos para saber si trabajará a una temperatura soportable tanto para los aislantes como para el núcleo de ferrita. Téngase en cuenta que la ferrita tiene un punto de Curie relativamente bajo, y que por ser una cerámica su conductividad térmica es baja y por tanto puede disipar poca energía. Los cálculos involucrados en un diseño térmico del transformador son complicados. En todo caso la experiencia dictará si el transformador construido es o no adecuado térmicamente. El mismo razonamiento se aplica en el caso de las autoinducciones.

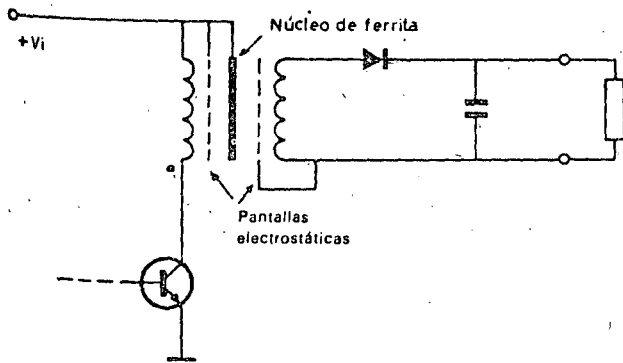


Figura 8. Disposición del transformador para minimizar el ruido sobre la salida.

De nuevo aquí los grados de ferrita en los que las pérdidas disminuyen con la temperatura ayudan a que el problema tenga menos importancia.

El transformador juega un importante papel en evitar que el ruido eléctrico generado por la conmutación del transistor llegue a la salida de la fuente. La práctica usual para cancelar los pasos capacitivos entre primario y secundario consiste en disponer entre ambos devanados un par de pantallas electrostáticas conectadas como aparece en la figura 8. Esta práctica dificulta en gran manera la división y entrelazado de los devanados tal como se ha descrito antes, pues exige disponer un par de pantallas entre cada fracción de primario y secundario. El núcleo a su vez también coadyuva al blindaje elec-

troestático al ser conectado a la tensión de entrada. Aunque la ferrita no es muy conductora eléctricamente, tampoco es aislante.

Las fuentes que trabajan con tensiones elevadas presentan al transformador problemas de aislamiento, sobre todo si éstos son pequeños. En la mayoría de los casos las capas de bobinado no deben alcanzar los lados del carrete, pues a pesar de la existencia de aislamiento entre capas, la distancia física a través del aire de los extremos de las capas puede ser lo suficientemente corta para que pueda saltar la chispa.

En los transformadores para fuentes del tipo simétrico, además de los problemas expuestos que dificultan el buen funcionamiento de la fuente, aparecen los de simetría entre las dos mitades del primario. Esto y la complejidad del sistema de excitación de las bases de los transistores conmutadores hacen que este montaje quede reservado a grandes potencias no obtenibles con los otros tipos de fuente.

CONDENSADORES PARA FUENTES CONMUTADAS

Como en las fuentes de alimentación conmutadas se manejan frecuencias relativamente elevadas, es necesario utilizar condensadores que presenten gran facilidad de paso a dichas frecuencias. Es decir, deben utilizarse condensadores con baja autoinducción y pérdidas asociadas, exceptuando los que se utilizan para filtrar la red en aquella que de ella se alimentan.

En las funciones de paso los condensadores actuales de dieléctrico plástico o cerámico son perfectamente adecuados ya que las capacidades y tensiones en juego son moderadas. No ocurre lo mismo en lo que a condensadores de filtro se refiere. En esta función son necesarias capacidades grandes, con un tamaño lo más reducido posible. Los condensadores electrolíticos usuales presentan una resistencia y una autoinducción asociada lo

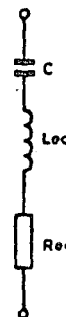


Figura 9. Circuito equivalente de un condensador.

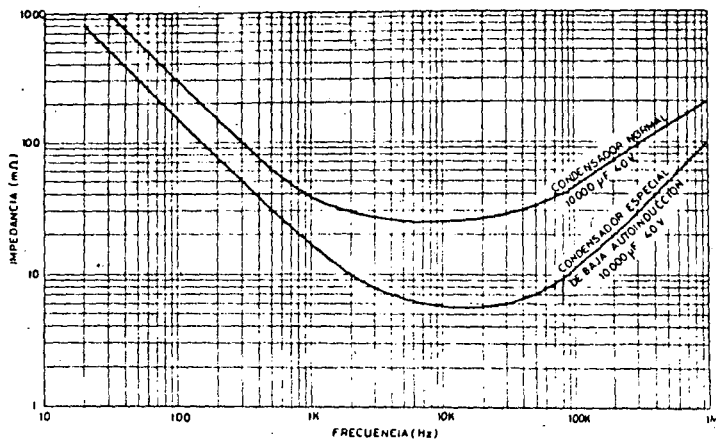


Figura 10. Impedancia en función de la frecuencia de un condensador de 10.000 μF , 40 V normal, y uno de idéntico valor especial para fuentes conmutadas.

suficientemente elevadas a las frecuencias utilizadas, que los hacen poco recomendables.

El circuito equivalente de un condensador aparece en la figura 9, y está compuesto por su capacidad C en serie con su resistencia y autoinducción equivalentes. La presencia de L y C determina una frecuencia de resonancia en serie y a la vez una anchura de banda. La impedancia en función de la frecuencia, que presenta el condensador, tiene un mínimo igual al del valor de la resistencia en serie equivalente y una forma de variación dependiente de la relación entre dicha resistencia y las otras constantes.

Para conseguir impedancias bajas existen varias técnicas de manufactura, que presentan un compromiso entre calidad y precio. En la figura 10 aparecen las curvas de impedancia de dos condensadores, uno convencional aunque de alta calidad, y otro especialmente diseñado para fuentes conmutadas.

En todo caso el problema puede ser solucionado sin recurrir a condensadores especiales, utilizando una batería de condensadores electrolíticos en paralelo, en lugar de uno único, de esta forma se obtiene la capacidad deseada con una resistencia y autoinducción asociadas, notablemente inferior (figura 11).

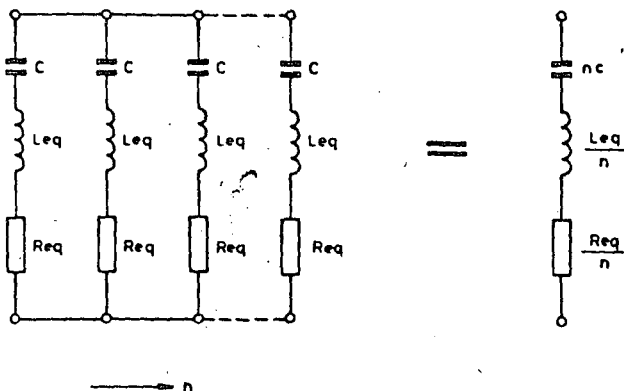


Figura 11. Circuito equivalente a una batería de condensadores iguales en paralelo.

CIRCUITOS DE CONTROL

El circuito de control puede responder a las dos modalidades descritas en el primer artículo de esta serie. No obstante, todos los cálculos que se han expuesto responden a la existencia de una frecuencia única. El cálculo de los componentes para una banda de frecuencias presenta una nueva complicación y normalmente un tamaño mayor. Es por lo tanto preferible el control con frecuencia fija, provisto de modulación de anchura de impulso. Aquí es donde el número de posibilidades de realización es grande, y en donde es posible un grado de perfección elevado. Las tareas del oscilador y modulador de anchura de impulsos pueden ser efectuadas, por ejemplo, por una pareja del conocido circuito integrado temporizador tipo 555.

Existen en el mercado circuitos integrados muy elaborados especialmente diseñados para fuentes de alimentación conmutadas; estos circuitos suelen incluir lo que pudiera llamarse una «central de alarmas», que supervisa el funcionamiento del sistema y lo ponen fuera de servicio antes de que pueda sufrir daño el transistor conmutador que es el componente más importante y delicado. Existen también circuitos especialmente diseñados para un tipo de fuente determinado, como por ejemplo, para el circuito simétrico, que incluyen dispositivos lógicos los cuales aseguran que, en ningún caso, se hará conducir a un transistor antes de que el otro haya dejado totalmente de hacerlo.

CONCLUSIÓN

Las fuentes de alimentación conmutadas tienen la apariencia de un futuro brillante, tanto por su rendimiento como por su ahorro de espacio. Se prevén para un futuro nuevos desarrollos que van, desde nuevos materiales magnéticos para grandes potencias, hasta nuevas técnicas de excitación para nuevos componentes activos más seguros y mejores.

Su aplicación se extiende cada día más, no sólo a equipos electrónicos profesionales, si no también a equipos electrónicos de consumo, incluyendo aplicaciones completamente nuevas en el campo de las aplicaciones domésticas, como pueden ser el calentamiento inductivo en cocinas, el alumbrado con lámparas de descarga alta frecuencia, y muchas otras. ●



Federico Bonnin Forteza. Ingeniero Técnico de Telecomunicación en 1958. Forma parte del equipo técnico del Laboratorio de Aplicaciones Electrónicas Profesionales de «COPRES» desde su fundación en 1962.

Profesor de Técnicas Analógicas de los cursos para post-graduados de la Fundación «R. Pascual» de la Excm. Diputación de Barcel.



"SISTEMAS DE CONTROL PARA REGULADORES POR CONMUTACION"

Resumen:

En el presente trabajo se discuten los fundamentos teóricos de la regulación por conmutación en base a moduladores por ancho de pulso, empleando una aproximación de primer orden y se analizan dos posibles realizaciones, la primera en base a una malla de fase encadenada (PLL) y la segunda a partir de un circuito monostable variable.

Introducción.

El rápido crecimiento en complejidad y densidad de los sistemas electrónicos, especialmente aquellos en los cuales el procesamiento de las señales es de naturaleza digital ha añadido restricciones al diseño de las fuentes de poder, algunas con respecto a la potencia que el sistema regulador debe ser capaz de proporcionar, y otras con respecto a la densidad (watts por unidad de volumen) del regulador, la cual debe en cierta forma corresponder a la del sistema de procesamiento. Lo anterior aunado a las demandas de eficiencia impuestas por los sistemas con respaldo de baterías, necesarios en la mayoría de los equipos de procesamiento digital que emplean memoria volátil, ha despertado el interés de los diseñadores por los sistemas de regulación por conmutación, y dentro de estos, por aquellos que operan a frecuencia fija.

El principio de operación del regulador por conmutación ha sido ampliamente discutido por diversos autores [1], [2], sin embargo, con el propósito de sentar bases teóricas y de nomenclatura que posteriormente emplearemos en el análisis de los reguladores por conmutación en base a moduladores por ancho de pulso, presentaremos a continuación un resumen del análisis de un circuito tipo directo. En la figura 1 se muestra un regulador por conmutación ideal, que emplea un amplificador diferencial y un modulador por ancho de pulso como elementos de control.

FIGURA 1 SISTEMA REGULADOR POR CONMUTACION

El principio básico de la operación del regulador por modulator por ancho de pulso se halla en la expansión en serie de Fourier de un tren de pulsos como el que se muestra en la figura 2. Si deseamos conocer la componente de corriente directa bastará con hacer $n = 0$ en la ecuación 12, en cuyo caso es fácil ver que:

$$C_0 = \frac{V_{\phi} t_E}{T} \quad (1)$$

FIGURA 2 TREN DE PULSOS DE VOLTAJE.

La ecuación 1 implica que dentro de ciertos límites podemos variar t_E en forma tal que compense las variaciones que puedan presentarse en V_{ϕ} , en forma tal que mantengamos C_0 constante.

En el caso del regulador que emplea un modulator por ancho de pulso como el mostrado en la figura 1 las ecuaciones que determinan su comportamiento como regulador son:

$$V_C = A_V (V_R - k_1 V_{ODC}) \quad (2)$$

$$t_E = k_2 V_C \quad (\text{para un modulator ideal}) \quad (3)$$

$$V_{ODC} = \frac{t_E}{T} V_{\phi} \quad (\text{para un filtro ideal}) \quad (4)$$

o sea, que considerando elementos ideales tendremos:

$$V_{ODC} = \frac{fV_{\phi}k_2V_R A_V}{1+fV_{\phi}k_2k_1A_V} \quad (5)$$

$$\text{donde } f = \frac{1}{T}$$

si se cumple que $fV_{\phi}k_2k_1A_V \gg 1$ tendremos:

$$V_S \doteq \frac{1}{k_1} V_R \quad (6)$$

esto es, que la salida dependen de constantes del circuito. A continuación enfocaremos nuestro estudio a la realización del bloque definido por la ecuación (3).

El Modulador

En este capítulo se discuten dos sistemas moduladores susceptibles de aplicarse para la realización de reguladores por conmutación..

Modulador de ancho de pulso en base a una malla de fase encadenada (PLL)

El hecho de conmutar al transistor o transistores de potencia a una frecuencia fija, variando únicamente el ancho del pulso, esto es, la relación de tiempo de encendido y tiempo de apagado acarrea consigo la facilidad en el cálculo y diseño en el resto de las componentes de la fuente de conmutación. El principio de una fuente de poder conmutada que opere a frecuencia fija modulando el ancho del pulso, se muestra en la figura 3; el corazón del sistema es una malla de fase encadenada (PLL) y el voltaje de salida no depende de una referencia de voltaje sino de una referencia de frecuencia.

FIGURA 3 FUENTE DE PODER CONMUTADA EN BASE A UNA MALLA DE FASE ENCADENADA (PLL).

donde:

V_C = Voltaje de control para el VCO (oscilador controlado por voltaje).

f_R = Frecuencia de referencia

f_{VCO} = Frecuencia de corrimiento libre del VCO

v_ϕ = Voltaje de salida del comparador de fase

V_{ODC} = Voltaje de salida de la fuente de poder.

Para una mejor comprensión del funcionamiento del sistema, supondremos inicialmente que la frecuencia de corrimiento libre del VCO es aproximadamente igual que la frecuencia de referencia. Debido a la propiedad de la malla de fase encadenada existirá una "captura" y a partir de ese momento la frecuencia de corrimiento libre del VCO será igual a la frecuencia de referencia, existiendo únicamente entre ellas una fase relativa " ϕ " [5].

Ahora bien, debido a la característica de " v_ϕ " como un voltaje conmutado, no es necesario contar con un comparador de fase lineal, sino más bien un comparador de fase digital, siendo el más común [6] una compuerta "0 exclusivo". En base a esto, la frecuencia de salida del comparador de fase, una vez que exista captura será el doble de la frecuencia de referencia.

$$f_\phi = 2f_R = 2f_{VCO} \quad (7)$$

A partir de la figura 4 podremos obtener una expresión matemática de v_ϕ , pudiendo observar como varía el ancho del pulso en función de la fase relativa ϕ .

FIGURA 4 FORMAS DE ONDA A LA ENTRADA Y SALIDA DEL COMPARADOR DE FASE.

- a) Referencia
- b) VCO
- c) Salida del Comparador

Las componentes de frecuencia de $v_\phi(t)$ en función de la fase relativa ϕ , vienen dadas por:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\phi V_\phi d\omega t = V_\phi \frac{\phi}{\pi} \quad (8)$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\phi V_\phi \cos n\omega t d\omega t = \frac{2V_\phi}{\pi n} \sin n\phi \quad (9)$$

$$n \geq 1$$

por lo tanto:

$$v_\phi(t) = V_\phi \left(\frac{\phi}{\pi} + \frac{2}{\pi n} \sin n\phi \cos n\omega t \right) \quad (10)$$

para $n \geq 1$.

De la misma figura 4 podemos observar que la siguiente relación entre tiempo de "Apagado" y tiempo de "encendido", se cumple:

$$\frac{\phi}{\pi} = \frac{t_E}{T} = 1 - \frac{t_A}{T} \quad (11)$$

donde: $t_E \triangleq$ tiempo de encendido.

$t_A \triangleq$ tiempo de apagado.

$T \triangleq$ período de la señal

Sustituyendo la ecuación 11 en la ecuación 10, tenemos:

$$v_\phi(t) = V_\phi \left(\frac{t_E}{T} + \frac{2}{\pi n} \sin \frac{n\pi t_E}{T} \cos n\omega t \right) \quad (12)$$

Dentro del rango de mantenimiento de la malla de fase encadenada las variaciones de " ϕ ". [6] están limitadas a:

$$0 \leq \phi \leq \pi \quad (13)$$

Para las variaciones máxima y mínima de ϕ dadas en la ecuación 13, $v_\phi(t)$ dado en 10 variará:

$$0 \leq v_\phi(t) \leq V_\phi \quad (14)$$

El voltaje de salida de directa V_{ODC} será el resultado de pasar $v_\phi(t)$ dado en la ecuación 10 a través del filtro paso bajas:

$$V_{ODC}(t) = v_\phi(t) * f(t) \quad (15)$$

donde $f(t)$ es la respuesta a impulso del filtro paso bajas y el asterisco denota la operación de convolución.

La solución de la ecuación 15 trae como resultado, que:

$$V_{ODC} = V_{\phi} \frac{\phi}{\pi} \quad (16)$$

$$v_{odc}(t) = \frac{2}{n\pi} \text{sen } n\phi \cos n\omega\phi t * f(t) \quad (17)$$

La ecuación 16 nos dá directamente el voltaje de continua a la salida del filtro y la ecuación 17 nos da el voltaje de rizo en torno a V_{ODC} , pudiendo concluir que el voltaje de rizo depende directamente del tipo de filtro utilizado; en la figura 5 se muestra una posible realización de una fuente de poder controlada por una malla de fase encadenada a frecuencia constante donde es necesario considerar ciertas no idealidades.

FIGURA 5 POSIBLE REALIZACION DE UNA FUENTE DE PODER CONMUTADA EN BASE A UNA MALLA DE FASE ENCADENADA.

Un modelo para $v_{\phi}(t)$ donde se consideren no-idealidades de primer orden se muestra en la figura 6, donde la resistencia de saturación del transistor de potencia y la resistencia de la fuente no regulada (transformador, rectificador y filtro) se les denomina como R_{in} y además el efecto del voltaje de rizo queda incluido en la $v_E(N.R)$

FIGURA 6 MODELO DE PRIMER ORDEN PARA $v_{\phi}(t)$

Relacionando la figura 5 con la ecuación 16 para un voltaje V_{ODC} de salida, constante, tenemos que:

$$V_{ODC} = V_{\phi M} \frac{\phi_1}{\pi} \frac{R_L}{R_L + R_{in}}$$

y

$$V_{ODC} = V_{\phi m} \frac{\phi_2}{\pi} \frac{R_L}{R_L + R_{in}} \quad (18)$$

El par de ecuaciones 18 nos indican que, para un voltaje V_{ODC} constante que involucra variaciones de V_{ϕ} entre $V_{\phi M}$ y $V_{\phi m}$, ϕ deberá variar entre ϕ_1 y ϕ_2 respectivamente con el fin de absorber dichas variaciones, esto es:

$$V_{\phi M} \frac{\phi_1}{\pi} \frac{R_L}{R_L + R_{in}} = V_{\phi m} \frac{\phi_2}{\pi} \frac{R_L}{R_L + R_{in}} \quad (19)$$

por lo que $V_{\phi M} \phi_1 = V_{\phi m} \phi_2 \quad (20)$

manteniendo R_L constante

$$\phi_1 \frac{R_L}{R_L + R_{in}} = \phi_2 \frac{R'_L}{R'_L + R_{in}} \quad (21)$$

manteniendo V_{ϕ} constante y variando la carga de R_L a R'_L .

Para mostrar la potencialidad del sistema como regulador, en base a la ecuación 20 manteniendo R_L constante y auxiliadas de la ecuación 13 mantengamos una posible variación de ϕ entre límites de seguridad para que la malla de fase encadenada no salga de mantenimiento, esto es:

$$10^\circ \leq \phi \leq 170^\circ$$

lo que involucra una tolerancia de $\pm 10^\circ$ antes de que el sistema salga de mantenimiento, con esto

$$\phi_1 = 10^\circ$$

$$\phi_2 = 170^\circ$$

y de la ecuación 20

$$\frac{V_{\phi M}}{V_{\phi m}} = \frac{\phi_2}{\phi_1} = 17$$

de donde $V_{\phi M} = 17 V_{\phi m}$ lo cual ofrece la posibilidad de voltaje de rizo elevados, facilitando la etapa de filtrado previo. Pero a su vez provoca tensiones de pico elevadas en el transistor.

No obstante de que el modulador por ancho de pulso propuesto, exige que la

mallas de fase encadenada se encuentre en el rango de mantenimiento dado por la ecuación 13, el caer fuera de este rango será indicativo de alguna falla en el sistema, como pudiera ser una carga elevada o una carga demasiado baja o un voltaje de alimentación fuera de las márgenes establecidas por las ecuaciones 18, sin embargo, la gran mayoría de los circuitos integrados [6] PLL digital llevan consigo una señal de alarma la cual avisa que ha perdido la captura, señal que puede aprovecharse para proteger al transistor de paso apagando al sistema.

De una forma similar al cálculo hecho para conocer las variaciones permisibles en V_ϕ , puede encontrarse a partir de la ecuación 21 una expresión para la regulación de carga, en donde la carga R_L pasa a tomar un valor $R'_L = R_L + \Delta R_L$. Para este caso es fácil ver que:

$$\frac{\Delta R_L}{R_L} = \frac{(\phi_2 - \phi_1)(1 + R_{in}/R_L)}{\phi_1 - \phi_2(1 + R_{in}/R_L)} \quad (22)$$

Ahora bien, las variaciones en ϕ , esto es, la modulación en ancho de pulso es provocada por la mallita de realimentación en base al voltaje de control que actúa sobre el VCO. De la figura 3 puede observarse que:

$$K_0 = \frac{V_C}{V_{ODC}} \quad (23)$$

y si $f_R = f_{VCO}$ antes de captura, entonces [6]:

$$\phi = \pi/2 \quad (24)$$

y el voltaje de control V_C deberá ser [6]

$$V_C = \frac{V_{DD}}{2} \quad (25)$$

donde V_{DD} es el voltaje de polarización del VCO y por lo tanto

$$V_{ODC} = \frac{V_C}{K_0} = \frac{V_{DD}}{2K_0} \quad (26)$$

Si la frecuencia de referencia cambia por alguna razón el VCO tenderá a seguir dicho cambio debido a la propiedad de la mallita de fase encadenada, pero a su vez la fase relativa entre ambas señales cambiará, provocando según la ecuación 16 un cambio en V_{ODC} ; esto es, variando la frecuencia de referencia tendremos un ajuste fino del voltaje de salida V_{ODC} .

Modulador en base a un "timer"

Uno de los circuitos más versátiles para el procesamiento de señales que involucran relaciones temporales es el denominado "timer integrado" como por ejemplo el tipo 555. Una descripción detallada de su funcionamiento se encuentra en la referencia [3].

Para los propósitos del presente artículo, bastará con considerar el diagrama de bloques de la figura 7, en la cual se destacan los principales subsistemas que componen el timer.

FIGURA 7 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL "TIMER"

La operación del sistema puede describirse en base a las funciones que tienen a su cargo las diferentes terminales del sistema [3]:

1. Común: terminal conectada al potencial más negativo del sistema.
2. Disparo: cuando el potencial en esta terminal es menor que 1/2 del voltaje de control, se provoca un estado "alto" en la salida, cortando simultáneamente el transistor T.
3. Salida: el nivel es normalmente bajo y tiene capacidad para suministrar o drenar hasta 200mA.
4. Habilitar: un potencial inferior a 0.4 volt arriba del potencial común ocasiona que la salida esté "baja", interrumpiendo el ciclo de operación del sistema.
5. Voltaje de control: Internamente fijo a 2/3 de Vcc, puede emplearse para alterar los ciclos de operación del sistema.
6. Umbral: un potencial mayor que el voltaje de control provoca un estado "bajo" en la salida, simultáneamente saturando el transistor T.
7. Descarga: el propósito de esta terminal es el de proporcionar una trayectoria de descarga a corriente constante [4] a través del colector del transistor T. Esta corriente es del orden de 5mA.
8. Polarización: el potencial positivo aplicado a esta terminal puede variar entre 4.5 y 16 volts.

Debido a las características del biestable, nunca se deberá mantener la terminal 2 abajo de $1/2$ de V_C y la 6 arriba de V_C . Simultáneamente; por otra parte, debido a las características de los circuitos que integran el sistema, el voltaje de control deberá ser mayor que 1.4 volts y menos que $V_{CC} - 0.7$ volts [4].

La configuración seleccionada para actual como modulador por ancho de pulso se muestra en la figura 8, el principio de operación es simple; la señal proveniente del circuito astable se alimenta a un diferenciador y recortador que en conjunto proporcionan impulsos negativos que existen al monostable, este a su vez, proporciona una pulso "alto a la salida que es proporcional al voltaje de control, proveniente del amplificador.

FIGURA 8a DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MODULADOR

FIGURA 8b FORMAS DE ONDA EN EL MODULADOR

Una realización de este sistema se muestra en la figura 9, en la cual se ha modificado el esquema convencional para la fijación de tiempos en el m_0

nostable, por uno que además de garantizar operación lineal, se insensible a variaciones térmicas y de la fuente de alimentación.

FIGURA 9 CIRCUITO DEL MODULADOR EN BASE A UN SISTEMA TIPO 555.

Las ecuaciones de diseño para el astable son [4]:

$$T = 0.693 (R_1 + 2R_2)C \text{ Período total} \quad (27)$$

$$t_E = 0.693 (R_1 + R_2)C \text{ intervalo de "encendido"} \quad (28)$$

Para determinar el intervalo de transición del monostable debemos fijar la atención en el tiempo que tarde el capacitor C_2 en cargarse desde un potencial cercano al del común hasta uno ligeramente superior a v_C ; dado que podemos escribir:

$$v_C = \frac{I_C}{C} t_E \quad (29)$$

donde: $1\mu A < I_C < 5_{mA}$ teniendo su origen la cota inferior en la corriente demandada por los comparadores y la superior en la corriente máxima que puede drenar el transistor conectado a la terminal 7 del circuito integrado. Si consideramos que el diodo D_3 tiene las mismas características que el transistor T_1 , entonces

$$I_C = \frac{v_{D_2}}{R_4} \quad (30)$$

donde: v_{D_2} = Voltaje de ruptura del diodo Zener D_2 tomando en cuenta las ecuaciones 10 y 11 llegamos a

$$t_E = \frac{C_2 R_4}{v_{D_2}} v_C \quad (31)$$

quedando entonces la condición para validez de la expresión 7 como:

$$\frac{V_{\phi} C_2 R_4 K_1 A_v}{0.693(R_1 + 2R_2) C_1 v_{D_2}} \gg 1 \quad (32)$$

Además de lo anterior debemos tomar en cuenta, que el rango de operación lineal del modificador está limitado por los siguientes factores:

1. Región permisible para v_C

$$1.4 < v_C < v_+ - 0.7$$

2. El voltaje máximo a través del capacitor C_2 estará limitado por la compliancia de la fuente de corriente, estando esta dada por el voltaje de saturación del transistor T_1 y el voltaje de ruptura del diodo zener D_2 . Por tanto, considerando como límite de operación activa del transistor el que éste esté polarizado con $V_{BC} = 0$, o sea, $v_{CE} - v_{BE}$ tendremos:

$$v_{C_2} \Big|_{\max} = V_+ - v_{D_2} - 0.7$$

Considerando que $v_C < v_{C_2} \Big|_{\max}$ llegamos a

$$1.4 < v_C < v_+ - v_{D_2} - 0.7 \quad (33)$$

Las restricciones planteadas en las desigualdades 33, nos obligan a asegurar $t_E = 0$ para cualquier v_C fuera de la región lineal; lo anterior puede lograrse incluyendo un comparador de ventana con su salida conectada a la terminal denominada control biestable en la figura 9, la función de transferencia de dicho comparador, así como la relación entre v_C y t_E producto de dicho arreglo, se muestra en la figura 10

Los valores mínimo y máximo de t_E se deberán obtener en base a las limitaciones impuestas por los retrasos que introduce el transistor empleado como interruptor y las propias del sistema "timer".

finalmente, cabe hacer notar que cuando las condiciones de operación, definidas por el régimen de carga y voltaje de entrada demandan $t_E < t_{E|_{\min}}$ el circuito operará como uno de frecuencia variable; por otra parte, cuando el control demande $t_E > t_{E|_{\max}}$ el transistor de conmutación dejará de conducir, ofreciendo de esta forma protección contra carga excesiva o voltaje de alimentación insuficiente.

CONCLUSIONES:

Si bien por una parte, es innegable la utilidad de los sistemas reguladores, así como el amplio panorama de aplicación que presentan en la actualidad, es también evidente la carencia de una teoría que tome en cuenta las características reales de operación de estos sistemas. En el presente trabajo, hemos tratado por una parte, de estudiar formalmente uno de los tipos más efectivos para el control de los reguladores por conmutación, y por otra, de despertar la inquietud de los diseñadores por la justificación teórica, el análisis cuantitativo y el adecuado modelado de los elementos que comparen estos sistemas. Por el momento y a guisa de ejemplo quisiéramos señalar algunos problemas, cuya solución redundaría en diseños más eficientes y confiables:

1. Criterios para selección óptima de los elementos del filtro.
2. Cuantificación y minimización de la potencia disipada en el elemento conmutador real.
3. Modelado de la fuente, de forma tal que los teoremas de Thevenin y Norton sean aplicables para la determinación de la regulación de carga.
4. Análisis formal del sistema regulador a la luz de la actual teoría de sistemas, con el fin de poder cuantificar rizado, regulación, respuesta transitoria, límites de estabilidad, criterios de contrabilidad, etc.

REFERENCIAS:

1. Bounin, F., "Fuentes de alimentación conmutadas" Mundo Electrónico No. 60, 1977 pp 59-63.
2. Cristo, E., Hernández, L.M. "Diseño de una fuente de poder para un con

troi digital" A publicarse en Revista Ingenieria segundo trimestre 1978.

3. Hnatek, E. R., "Applications of Linear Integrated Circuits" John Wiley & Sons (1975)
4. Manual National
5. Grebene, A. B. "Analog integrated circuit design", Van Nostrand R. 1976.
6. Cosmos, "Manual de RCA"

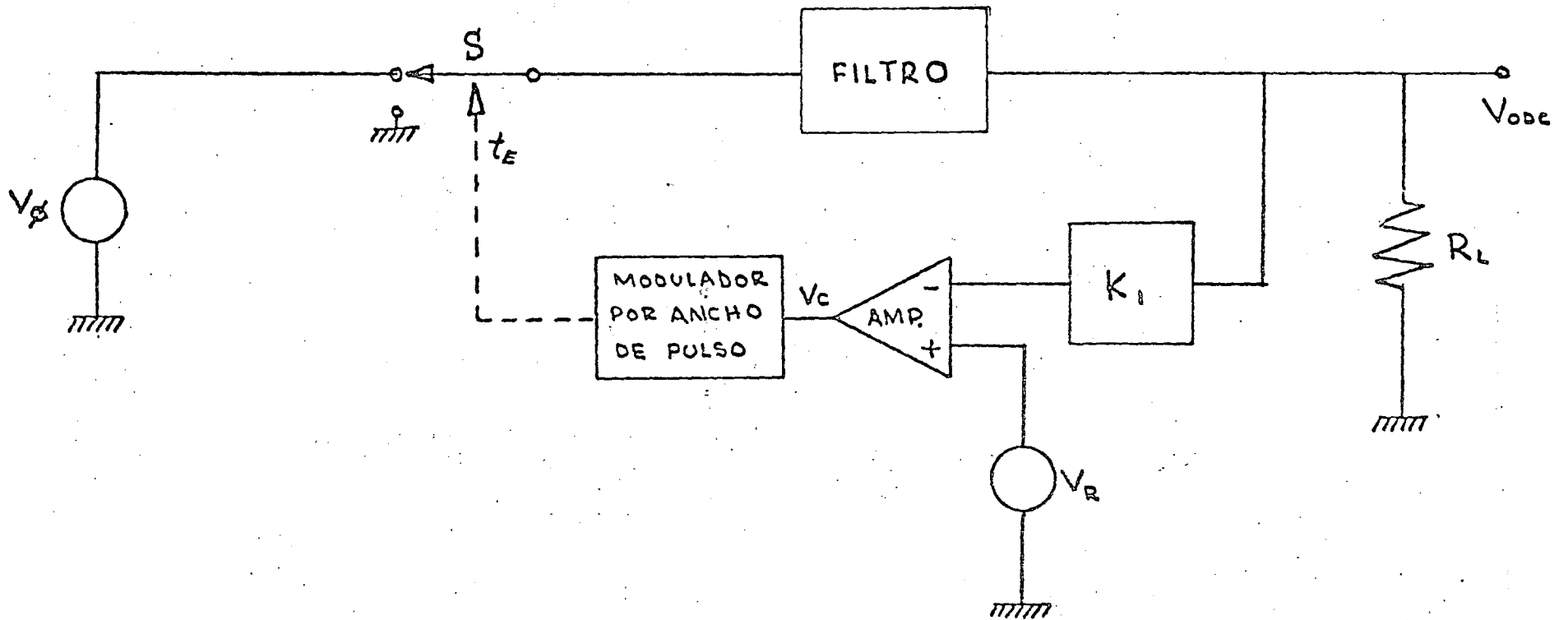


FIGURA 1 SISTEMA REGULADOR POR CONMUTACION

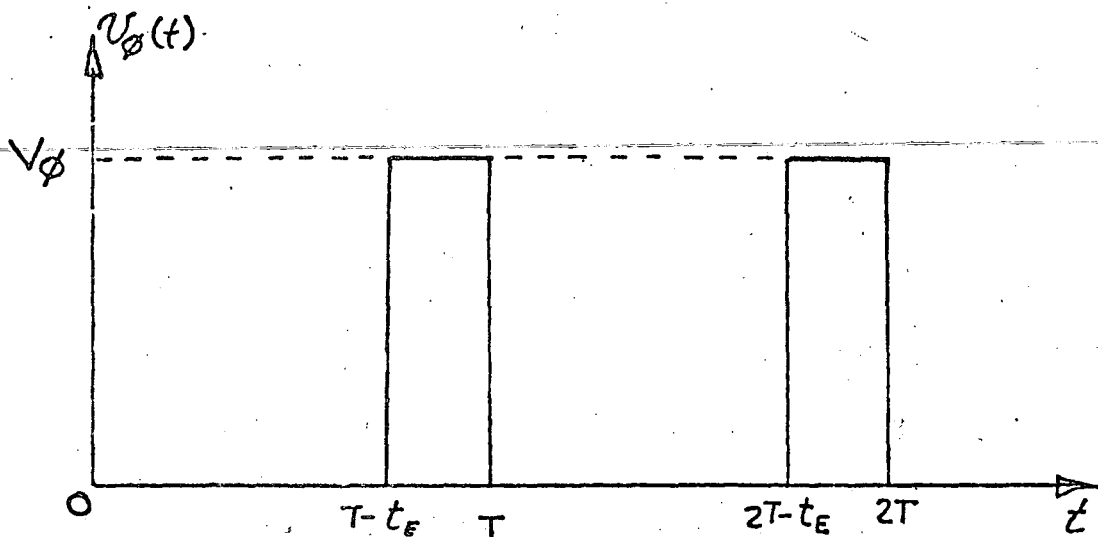


FIGURA 2 TREN DE PULSOS DE VOLTAJE

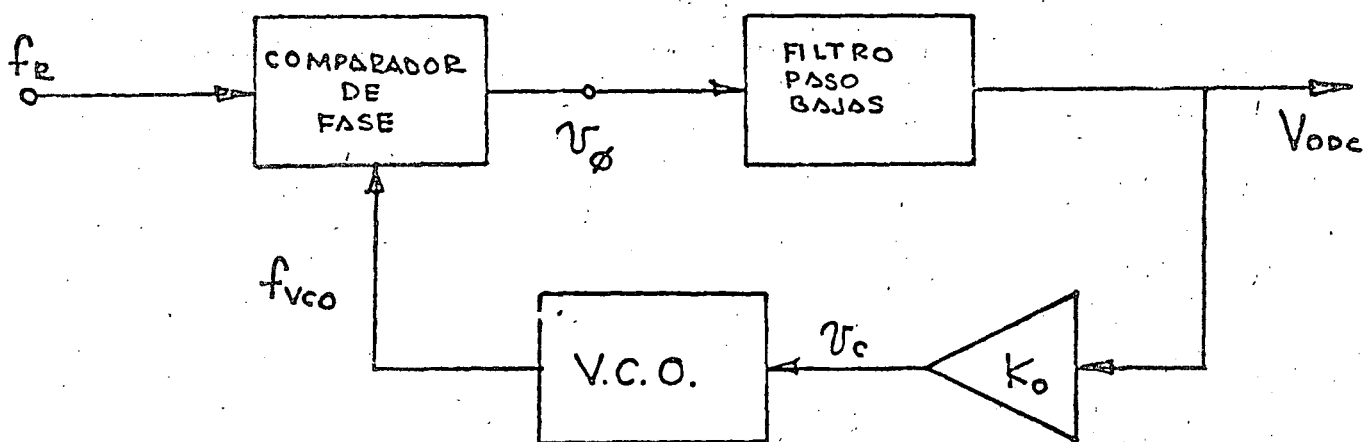


FIGURA 3 FUENTE DE PODER CONMUTADA EN BASE A UNA MALLA DE FASE ENCADENADA (P.L.L.)

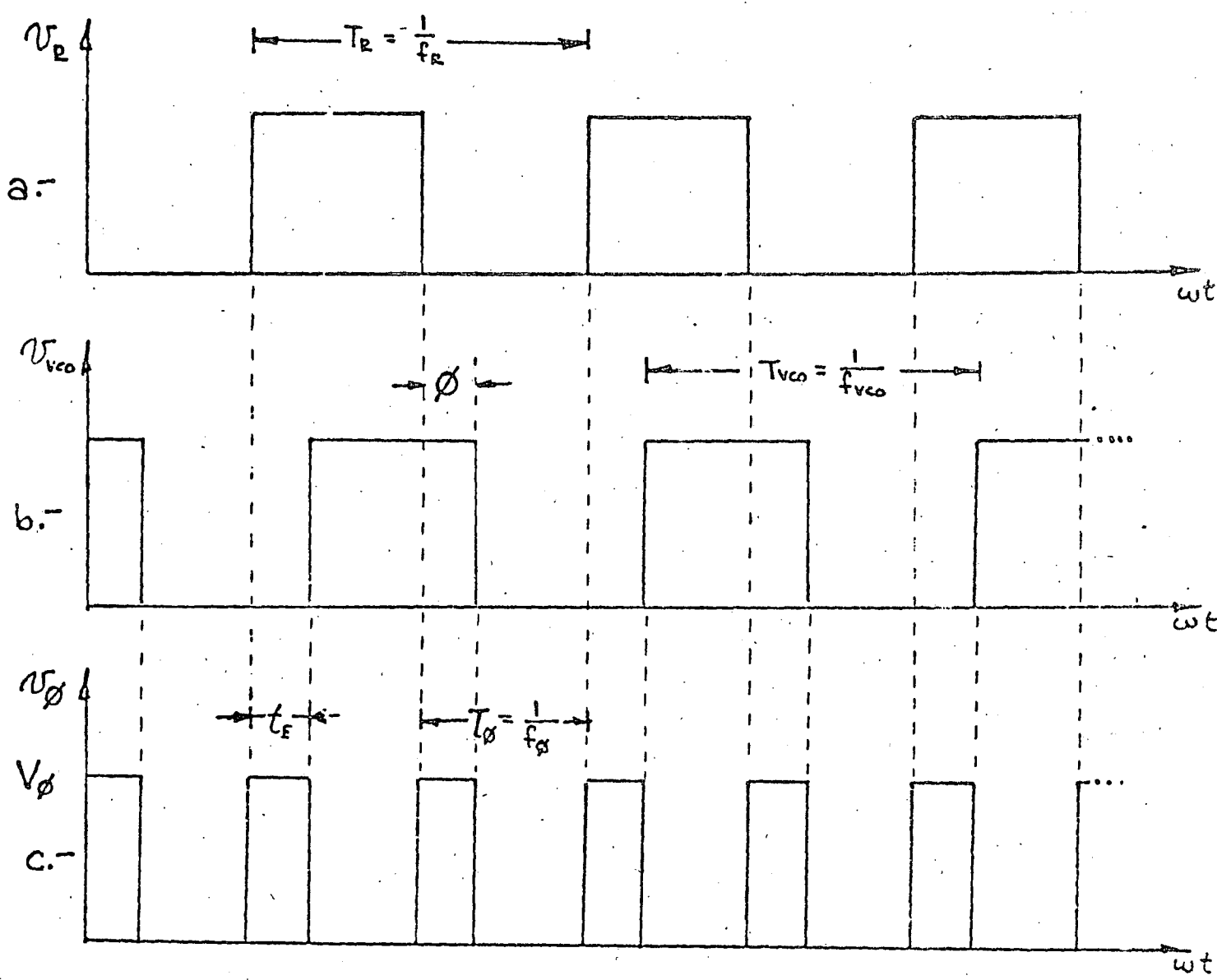


FIGURA 4 FORMAS DE ONDAS A LAS ENTRADAS Y SALIDAS DEL COMPARADOR DE FASE

- a.- REFERENCIA.
- b.- V.C.O.
- c.- SALIDA DEL COMPARADOR.

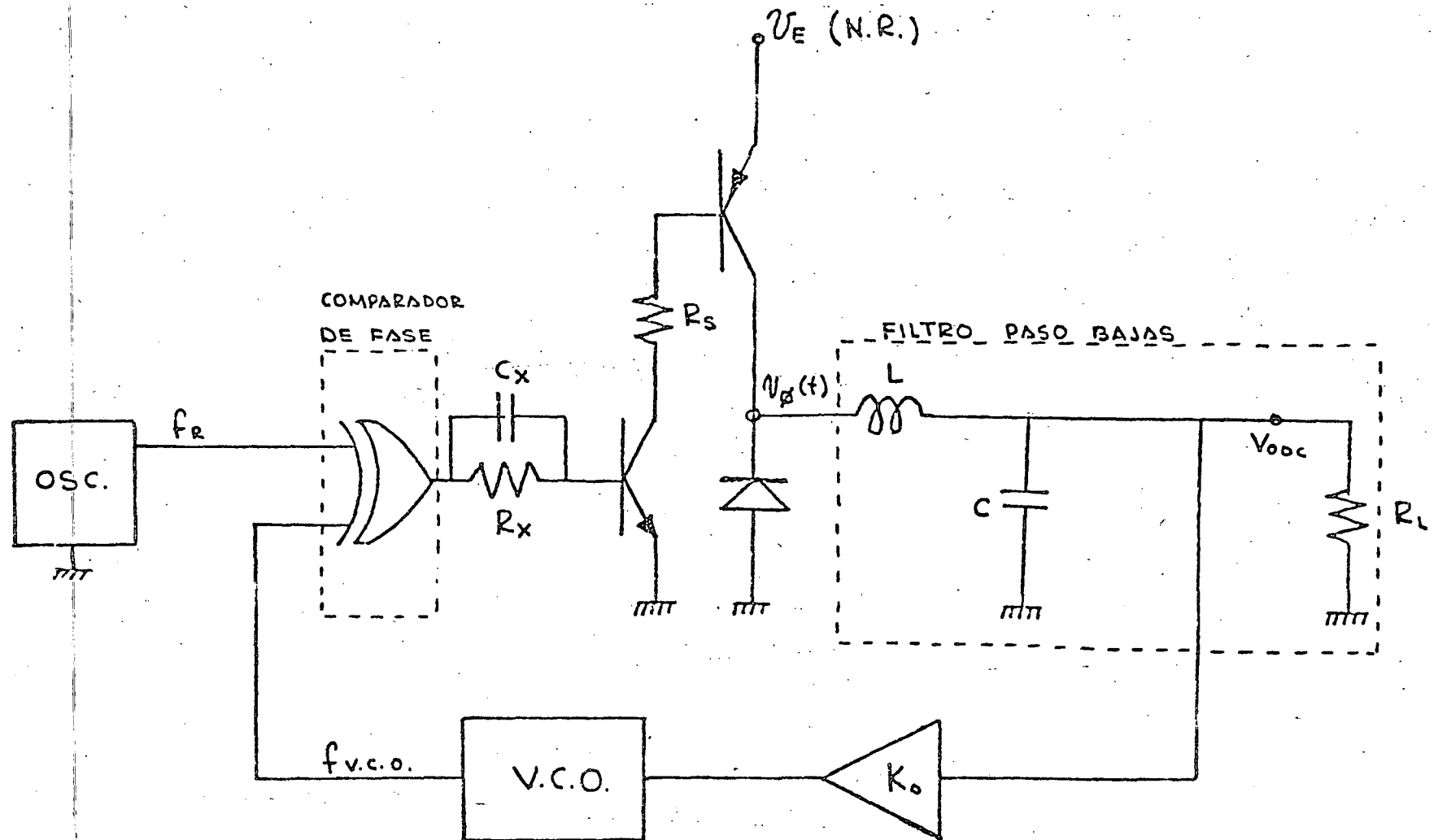


FIGURA 5 POSIBLE REALIZACIÓN DE UNA FUENTE DE PODER CONMUTADA EN BASE A UNA MALLA DE FASE ENCADENADA

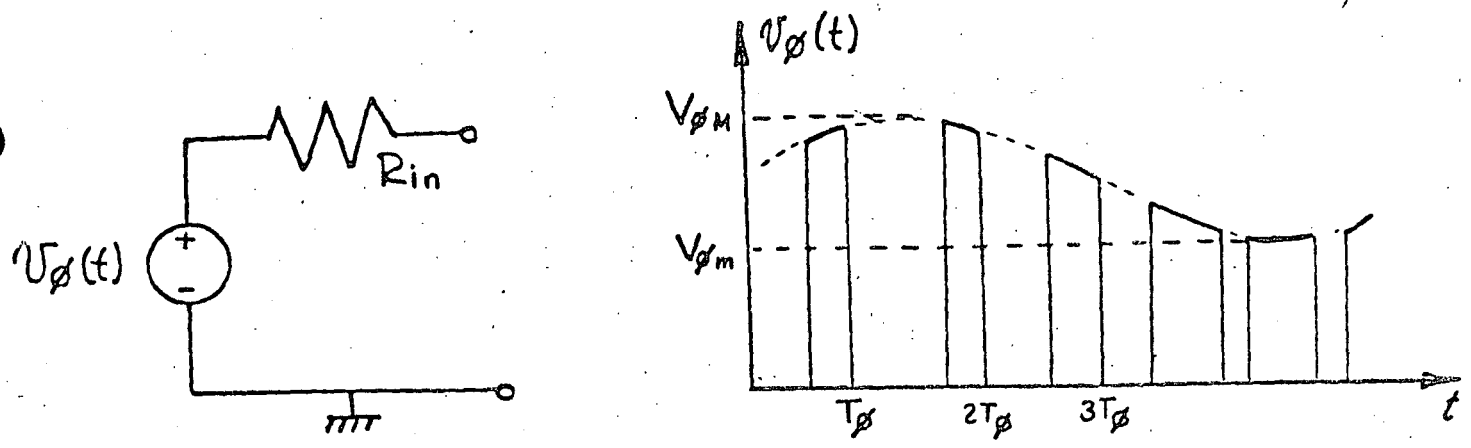


FIGURA 6 MODELO DE PRIMER ORDEN PARA $V_\phi(t)$

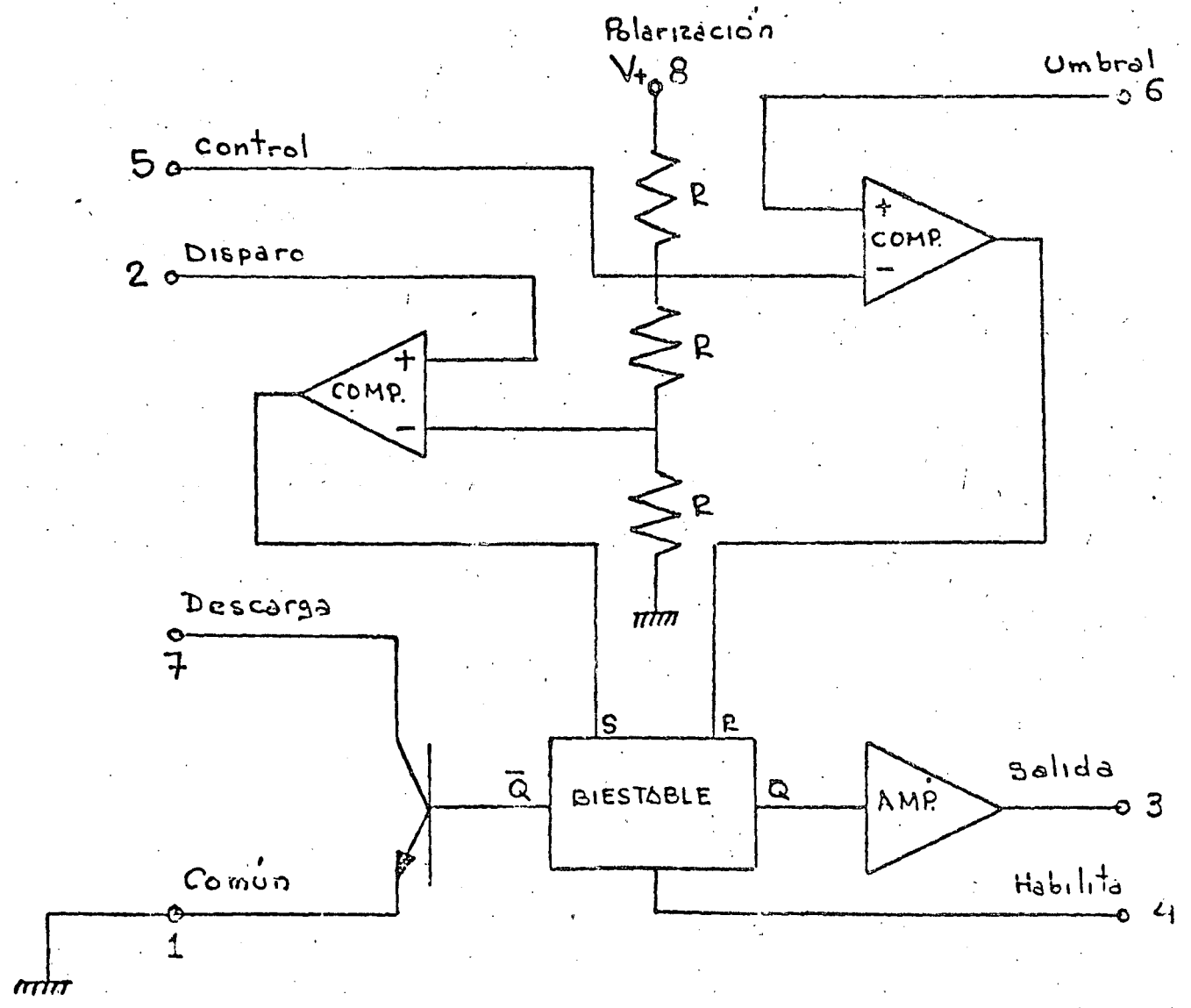


FIGURA 7 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL "TIMER" TIPO 555

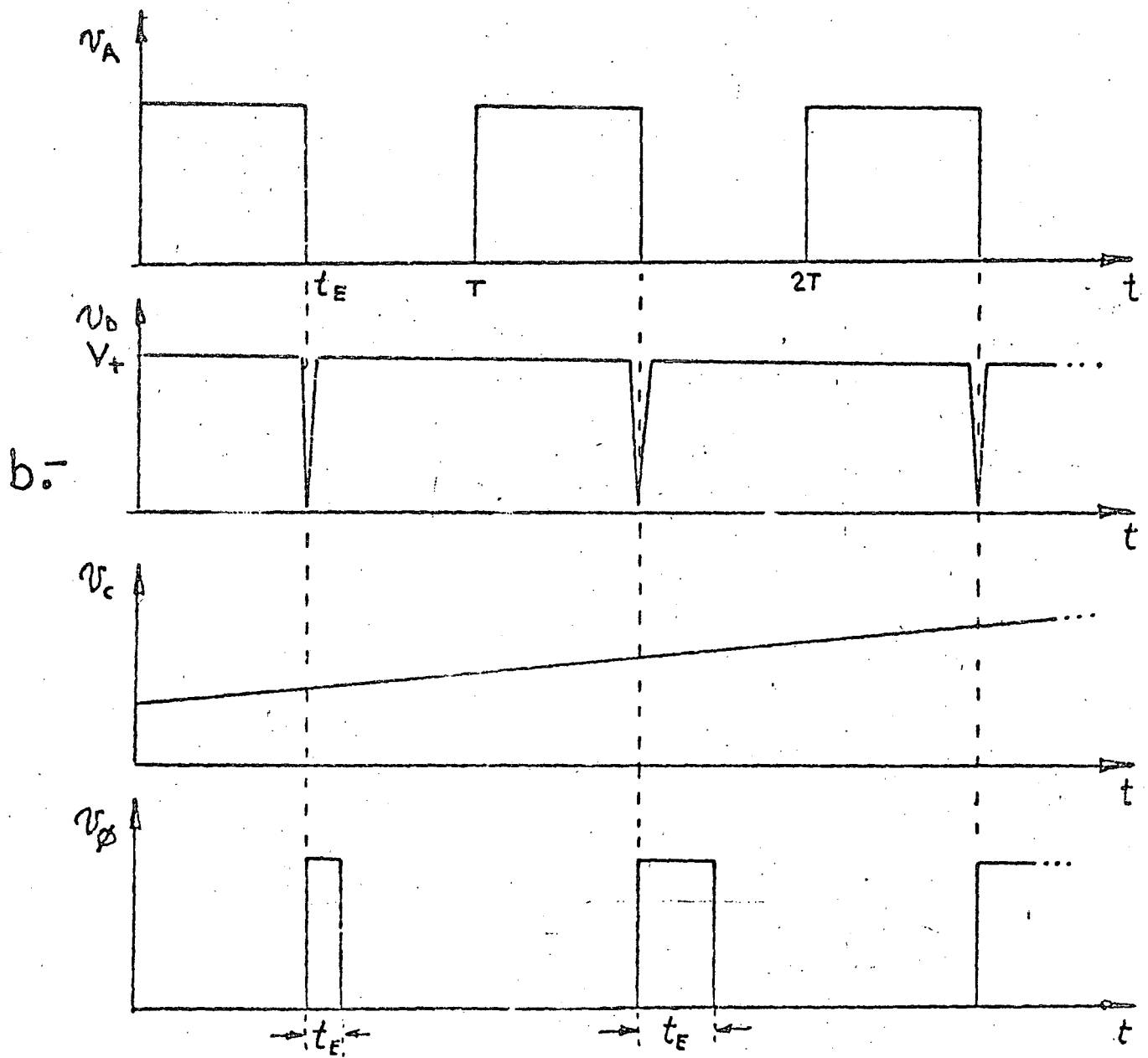
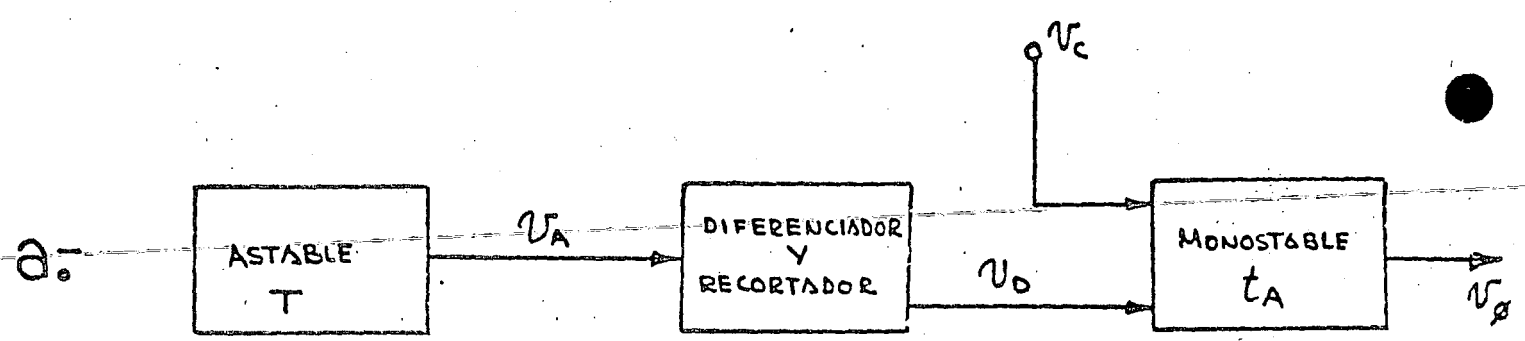


FIGURA 8 OPERACION DEL MODULADOR

a. DIAGRAMA DE BLOQUES

b. FORMAS DE ONDA

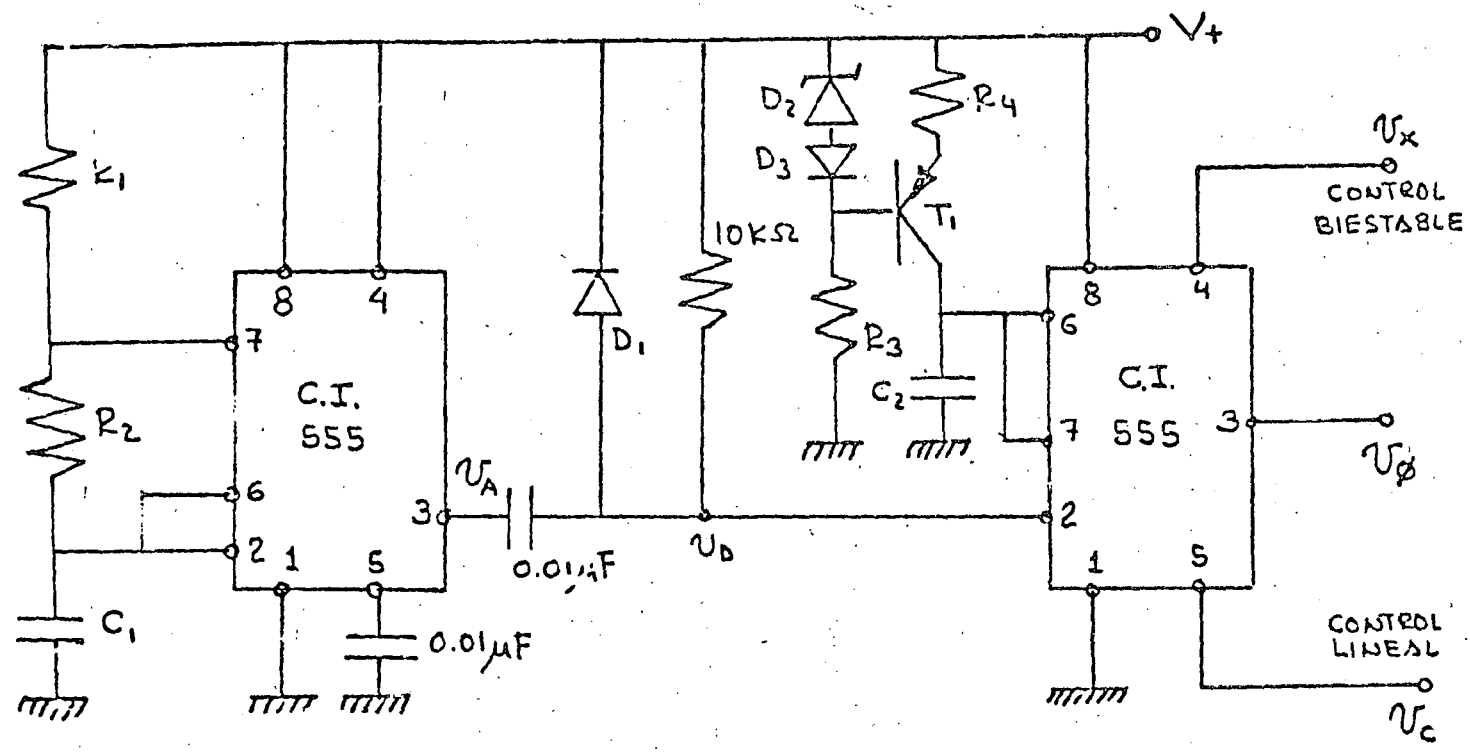


FIGURA 9 MODULADOR EN BASE A UN CIRCUITO TIPO 555

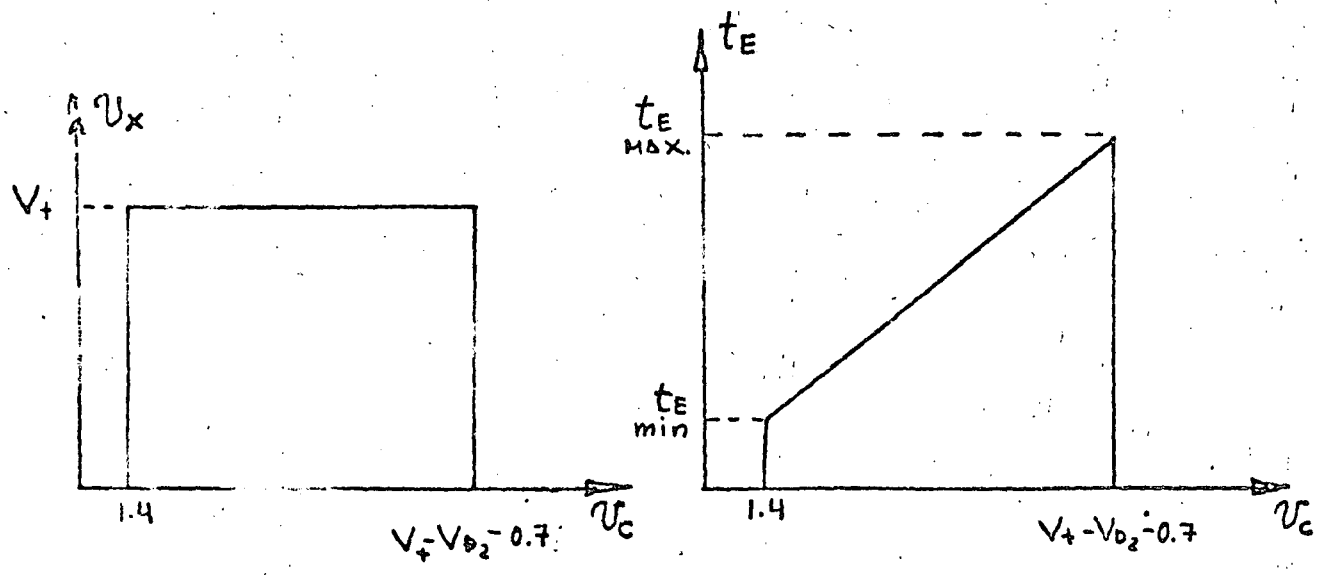


FIGURA 10 CONTROL BIESTABLE EN EL MODULADOR



Fuente de poder para un sistema de control digital

Eduardo Cristo Alvarez*
Luis M. Hernández Ortega*

RESUMEN

Se presenta el diseño de un sistema de reguladores e impulsores para la polarización de un control digital para una máquina de estampado en frío, así como las modificaciones mediante las cuales dicho sistema puede transformarse en una fuente de poder universal para sistemas digitales, en especial aquellos que emplean microprocesadores. El sistema descrito emplea regulación por conmutación mediante modulación por ancho de pulso y cuenta con respaldo de batería. El prototipo fue construido en el Laboratorio de Electrónica de la DESFI; para su realización se requieren (salvo los materiales ferromagnéticos) componentes disponibles en el mercado nacional.

1. INTRODUCCION

Dentro del proceso de diseño de un sistema electrónico, la concepción de la fuente de poder es un aspecto que por su aparente sencillez frecuentemente se relega a último término, suponiendo en forma errónea que no presentará ninguna dificultad de análisis teórico ni de realización práctica. Si bien la anterior suposición no está demasiado alejada de la realidad en sistemas "triviales", es completamente errónea cuando el sistema demanda una potencia superior a algunas decenas de vatios o se requiere comandar transductores cuya respuesta es función de las características de salida de la fuente de poder (ref 1). Se pretende resaltar los aspectos, tanto teóricos como prácticos, que son de mayor importancia para comprender la problemática del diseño de una fuente de poder para un sis

ma digital, con un consumo de corriente superior a los diez amperios que cuenta con interfase analógica que por otra parte debe servir como impulsor de conductores electromecánicos.

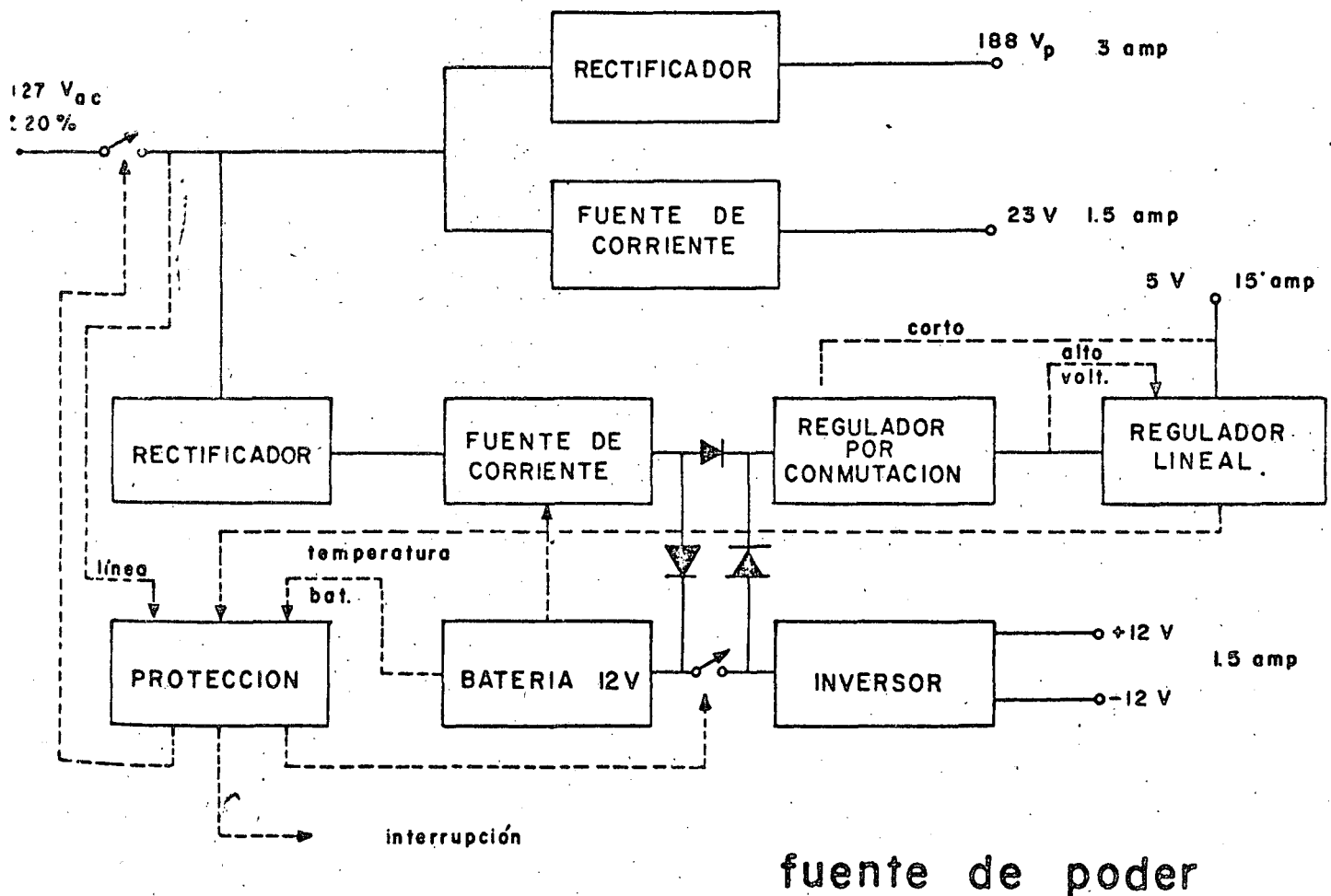
pretende también esbozar las necesidades que surgen dentro del campo del análisis teórico cuando se trata por esquemas de regulación no tradicionales, como son la regulación por modulación de ancho de pulso, así como la problemática que presenta trabajar con cargas inductivas, por ejemplo motores de pasos, las cuales poseen limitaciones de torque y rapidez que son funciones directas de la impedancia de salida de la fuente.

Es un hecho que al adoptar una solución adecuada, tanto de los sistemas reguladores como de los sistemas impulsores, que integran una fuente de poder se reflejan directamente en el rendimiento global del sistema,

tanto desde el punto de vista de eficiencia como de confiabilidad; más aún, en algunos casos, de lo cual el presente es un ejemplo, la operación de la fuente de poder tendrá que tomar en cuenta aspectos referentes a la programación del procesador y a los requisitos de operación que presentan los componentes digitales.

Finalmente, hay que hacer notar que el campo del diseño de las fuentes de poder presenta aún problemas teóricos que no han sido resueltos satisfactoriamente y, por tanto, pueden ser de interés dentro del campo de la investigación aplicada.

En la fig. 1.1 se muestra un diagrama de bloques de la fuente motivo del presente artículo; en él las líneas punteadas representan información que el subsistema toma en cuenta para su operación; en general estos están relacionados con los sistemas de protección de la fuente de poder.



f u e n t e d e p o d e r

Fig. 1.1

2. DESCRIPCION DEL SISTEMA

A continuación se describen los subsistemas mostrados en la fig. 1.1, y se hace énfasis en el porqué de la solución adoptada. Una descripción más detallada de la estructura general del sistema de control se ofrece en las refs 2 a 4, donde se discuten tanto las demandas de los elementos digitales como las de los sensores y actuadores.

2.1 Regulador de conmutación

Las restricciones de esta etapa están dadas por los requerimientos de las memorias y del microprocesador en lo que se refiere a potencia de salida, por los requisitos de entrada al regulador lineal en cuanto a rizado y voltaje nominal, y por las variaciones de voltaje de línea y batería en lo que a la entrada se refiere. En la tabla 2.1 se muestra un resumen de dichas restricciones, incluyendo las impuestas por los dispositivos activos empleados.

TABLA 2.1

| | |
|---------------------------------------|-------------------------------|
| V_i = voltaje de entrada | $12.5 < V_i < 36$ voltios |
| V_o = voltaje de salida | $6.5 < V_o < 7.5$ voltios |
| I_o = corriente de salida | $0 < I_o < 14$ amperios |
| f_o = frecuencia de operación | $f_o \leq 20$ KHZ |
| t_{ap} = intervalo de no conducción | $t_{ap} \geq 4 \mu\text{seg}$ |
| t_{en} = intervalo de conducción | $t_{en} \geq 4 \mu\text{seg}$ |
| T_M = temperatura ambiente máxima | $T_A = 40^\circ\text{C}$ |

La configuración seleccionada se muestra en la fig. 2.1, donde se aprecian los subsistemas que integran el regulador.

La ecuación que describe el comportamiento del sistema, considerando un filtro paso baja ideal es:

$$V_o = V_{in} \frac{t_B}{t_A + t_B}$$

donde t_A y t_B representan los tiempos que el interruptor permanece en la posición A y B, respectivamente.

2.1.1 Modulador. El elemento de control es un modulador de ancho de pulso, controlado por la diferencia

entre el voltaje de salida (V_o) y una referencia estable (V_{ref}) (fig 2.2).

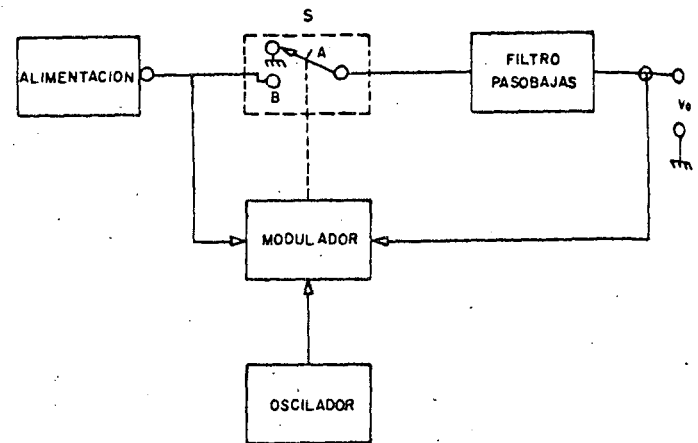


Fig. 2.1 Esquema básico del regulador de conmutación

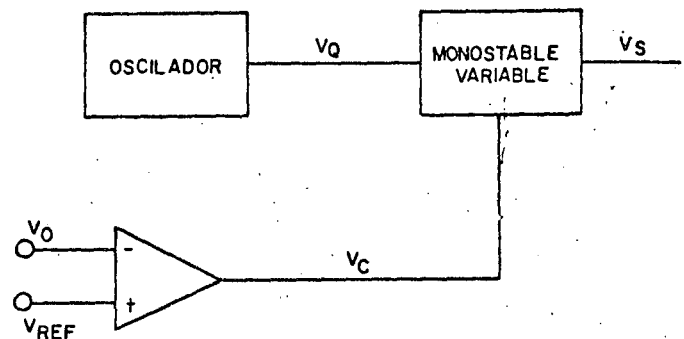


Fig. 2.2 Esquema básico del modulador de ancho de pulso

El oscilador proporciona una señal de sincronía al monoestable variable, cuya salida está dada por:

$$t_e = K V_C$$

donde t_e es el tiempo durante el cual permanece el monoestable en estado "alto" y K es una constante propia del circuito.

Ya que t_e sólo puede variar dentro de límites dados por las limitaciones del monoestable y por los tiempos de encendido y apagado del transistor empleado como interruptor, se incluyó un control biestable (on-off) que comanda al regulador cuando la demanda de corriente de la carga corresponde a valores menores que el mínimo de ancho de pulso que el monoestable puede proporcionar, o cuando el voltaje de entrada es menor que el mínimo permisible.

El modulador se realizó en torno a un circuito del tipo timer 555, (fig 2.3).

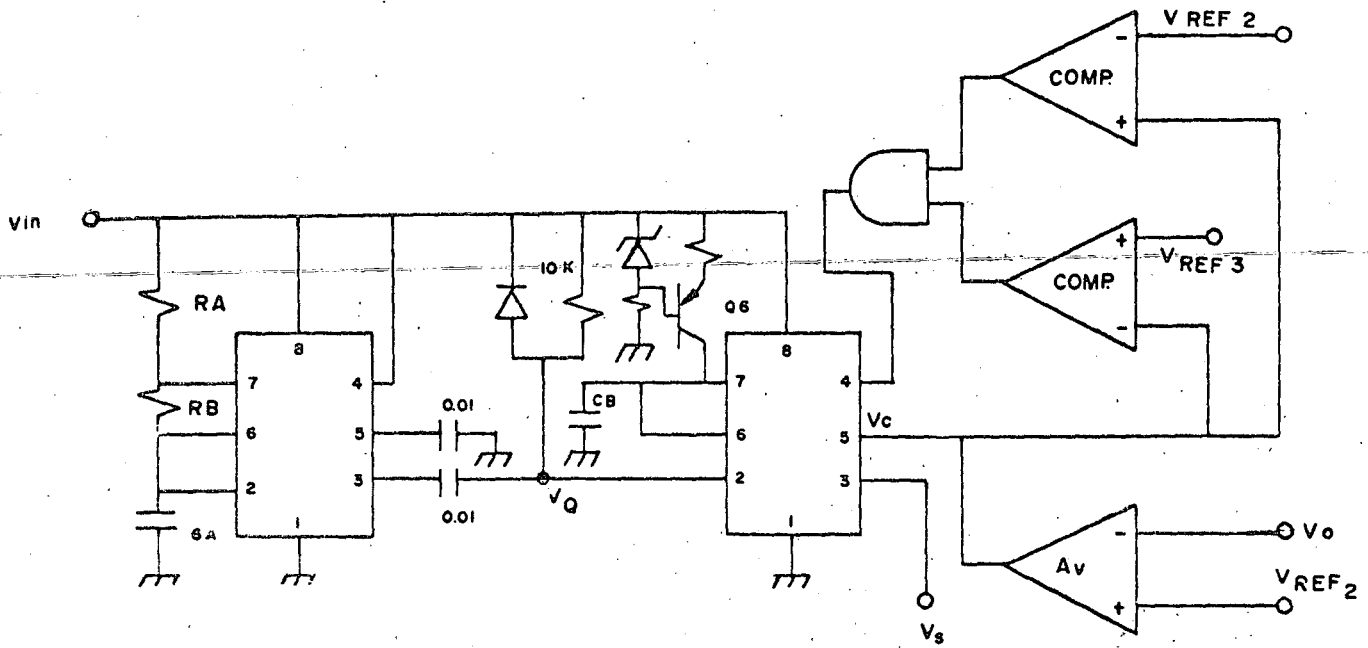


Fig. 2.3 Modulador de ancho de pulso

La función de transferencia para el arreglo mostrado es

$$t_e = K A_V (ref_2 - V_C) \quad \text{para } V_O < ref_1$$

$$t_e = 0 \quad \text{para } V_O > ref_1$$

La constante K depende de los parámetros de la fuente de corriente Q y del capacitor C_B; esta relación se muestra en la fig 2.4

Se puede calcular el valor de t_e en función de:

$$t_e = \frac{C}{2I} \frac{VC}{1}$$

En caso de emplear un circuito del tipo 555, se debe además cumplir (ref 5):

$$1\mu A < I < 5ma$$

$$1.4 < V_C < V_{CC} - 1$$

lo que dará los límites de operación lineal.

Por tanto: $t_e = \frac{C}{2I} A_V (ref_2 - V_O)$

para: $\frac{0.7C}{I} < t_e < \frac{C(V_{CC} - 1)}{2I}$

t_e = 0 en cualquier otro caso

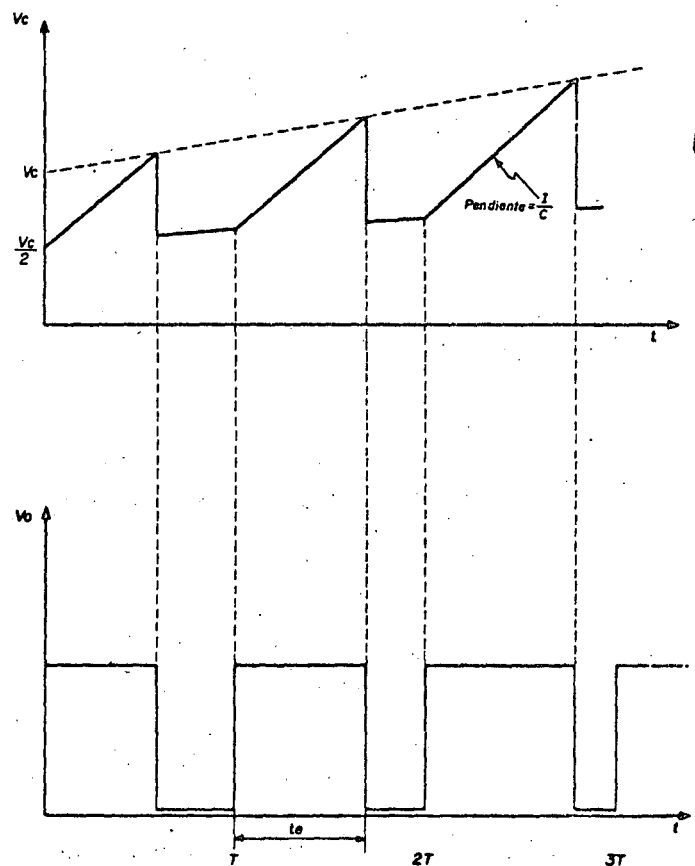


Fig. 2.4 Formas de onda en el modulador

Las restricciones para fijar el valor de la constante de proporcionalidad entre el voltaje de control y el tiempo de encendido son las dadas por los límites de variación del voltaje de entrada para los límites propuestos.

$$12.5 < V_i < 36$$

Se tendrá, de acuerdo con la ecuación que describe a "te", para un voltaje nominal de 7 voltios y un periodo T de 56 μ seg:

$$14.5 < t_e < 31.36 \mu\text{seg}$$

Lo anterior se cumple para $V_{CC} = 9$

$$C_B = 3.3 \text{ nF}$$

$$I = 200 \mu\text{A}$$

2.1.2 El interruptor y el filtro. El conjunto interruptor-filtro se muestran en la fig 2.5

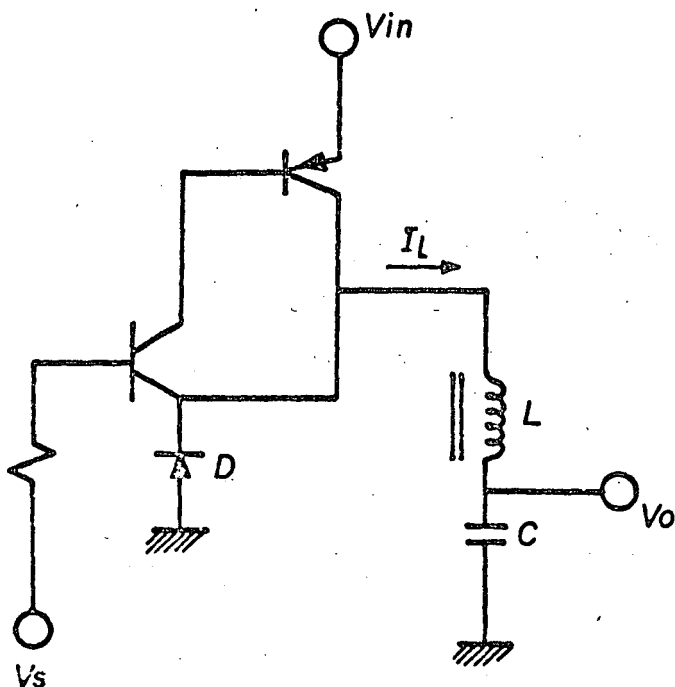


Fig 2.5 Interruptor y filtro

Si V_M está "alto", Q_1 conducirá y saturará Q_2 , haciendo que el punto A quede conectado a V_{in} . Si V_M está "bajo" Q_1 entrará en corte y el punto A queda conectado a tierra a través del diodo D, estableciéndose así una trayectoria de retorno para la corriente a través del inductor L.

R_1 y R_2 son calculados para lograr saturación en Q_1 y Q_2 . C_1 acelera el proceso de conmutación de Q_1 .

el valor de los componentes se determinará después de calcular los valores de la corriente a través del inductor L.

Considerando un interruptor ideal, las formas de onda presentes en el circuito de la fig. 2.5 aparecen en la fig. 2.6.

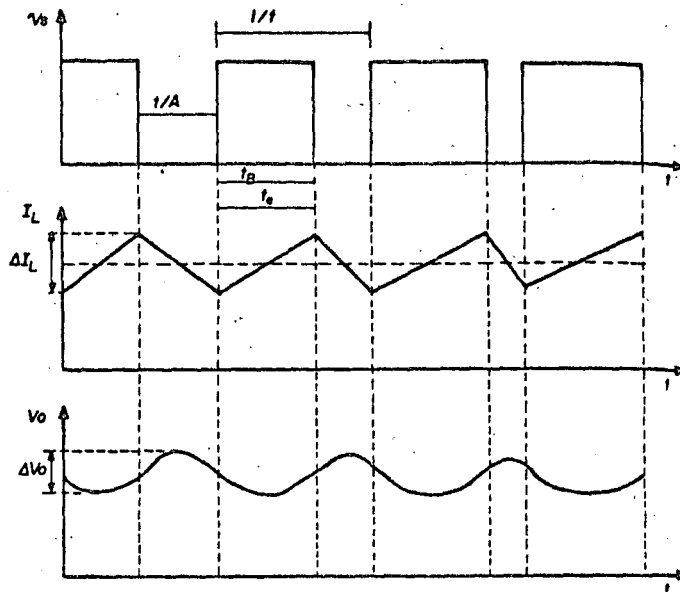


Fig. 2.6 Formas de onda resultantes para un interruptor ideal

las relaciones entre ΔI_L , ΔV_o , C y L estarán dadas, en forma aproximada, por la ref 6.

$$L = \frac{V_o (1 - \frac{V_o}{V_{in}})}{\Delta I_L f} \quad C = \frac{V_o}{2L \Delta V_o} \left[\frac{V_{in} - V_o}{f V_{in}} \right]^2$$

Fijando un ΔI_L máximo del 20 por ciento y considerando un peor caso para $V_{in} = 36$ volts, $I_L = 14$

$$L = \frac{7(1 - \frac{7}{36})}{0.2 (14) 18 \times 10^{-3}} = 112 \mu\text{H}$$

Para este valor de inductancia, colocando un límite en el voltaje de rizo (ΔV_o) = 100mV se tiene

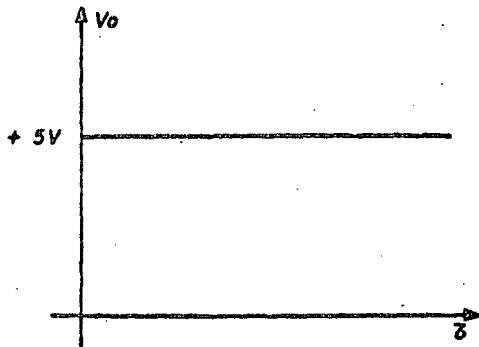
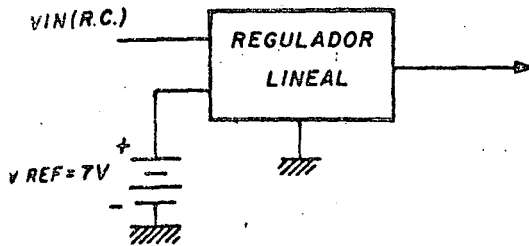
$$C = \frac{7}{2(112 \times 10^{-6})(100 \times 10^{-3})} \left[\frac{36 - 7}{(18 \times 10^{-3}) 36} \right]^2$$

$$C = 625 \mu\text{F}$$

2.2 Regulador Lineal

Aprovechando el bajo voltaje de rizo inherente al regulador de conmutación y a la flexibilidad que ofrece

La variación de su voltaje de salida, este fue seguido por un regulador lineal, el cual puede ser ajustado en la relación entrada-salida para operar en el umbral de mínima disipación de potencia, con las ventajas de tener la salida del sistema regulada en forma lineal (ref 6).



VIN(R.C.) = VOLTAJE DE SALIDA DEL REGULADOR

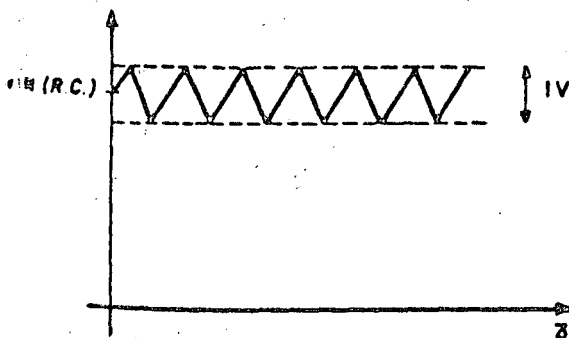


Fig. 2.7 Esquema general del regulador lineal

Entre las características más importantes del regulador lineal, se encuentran las siguientes:

- Voltaje de salida = $V_o = 5 V_{C.D.}$
- Corriente de salida máxima = $I_o = 14$ amperios.
- Sensor remoto, para evitar caídas de tensión en el cableado entre la salida y la carga.
- Protección contra corto circuito.
- Protección contra batería baja.
- Protección contra picos de alto voltaje a la entrada, causadas por falla en el regulador de conmutación.

2.2.1 La referencia de voltaje. La referencia de voltaje está integrada por un diodo zener alimentado por una fuente de corriente (fig 2.8) Este circuito es parte integrante del 1M723, regulador de voltaje lineal, el voltaje de referencia tiene un valor típico de 7 voltios.

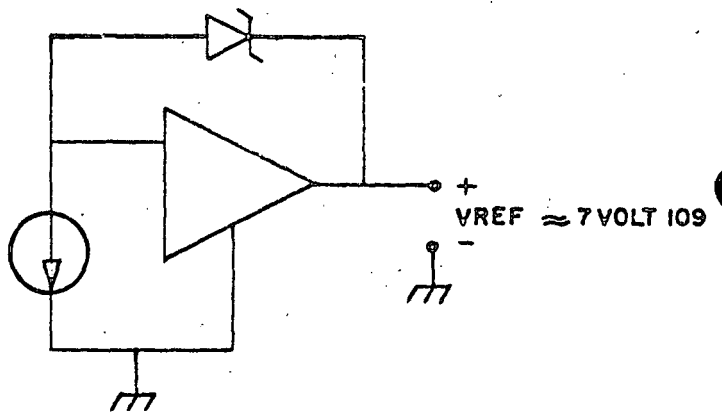


Fig. 2.8 Referencia de voltaje

2.2.2 Amplificador de potencia. El amplificador de potencia está integrado por un amplificador operacional elemental de baja potencia, el cual realiza las funciones de comparador dentro del lazo de realimentación y de impulsor hacia un par de transistores de potencia en conexión Darlington.

Dentro de las funciones de este bloque realimentado (ref 6) se encuentran: sensado remoto de voltaje, protección contra cortocircuito, y protección contra algunas otras condiciones de falla (fig 2.9). El sensado remoto se logra mediante una tercera línea de salida (de baja potencia) colocada en la carga, justo donde se desea que el voltaje sea de $5 V_{C.D.}$, siendo esta línea el punto de comparación por realimentación entre el voltaje de salida y la referencia.

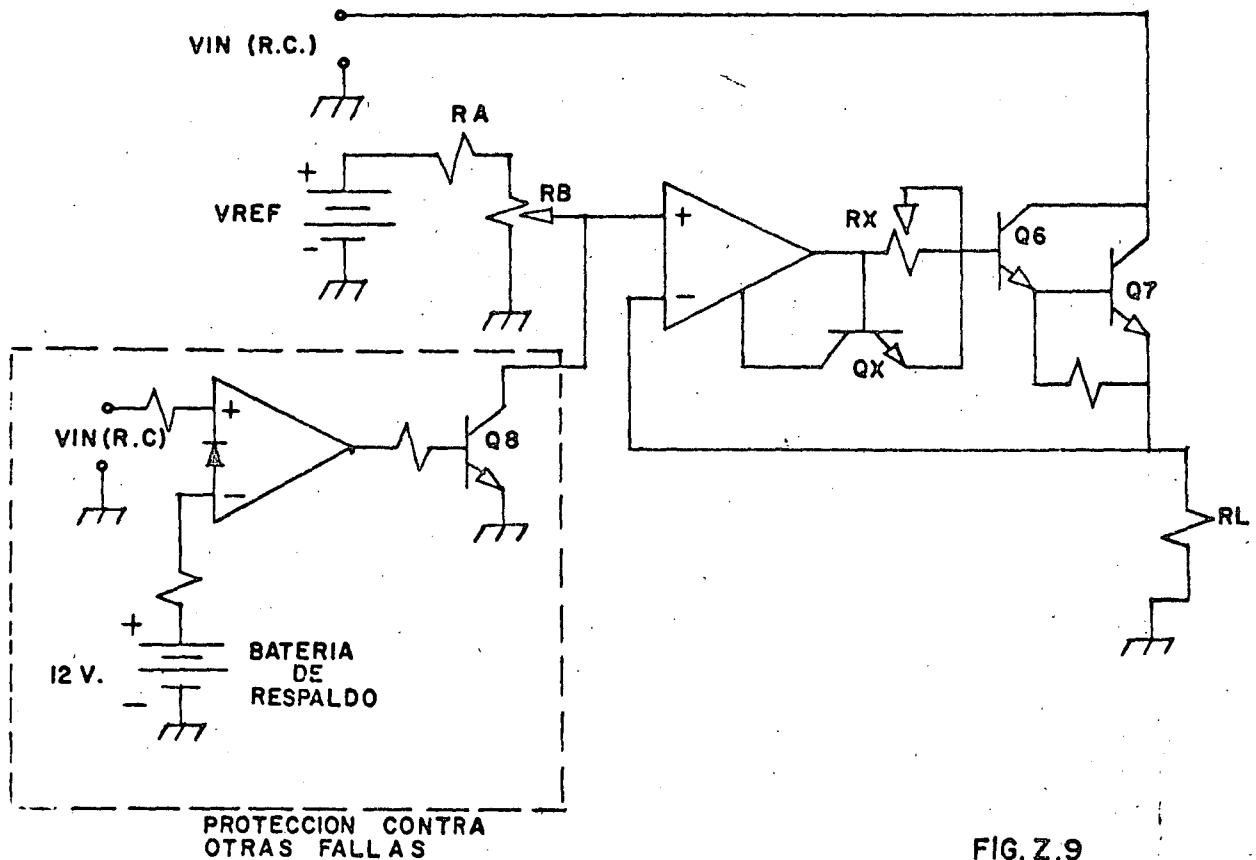


FIG. 2.9

Fig. 2.9 Diagrama del regulador lineal

La protección contra cortocircuito se logró suponiendo que una corriente de salida I_o , mayor de 14 amperios, representa un cortocircuito. Con base en esto y dependiendo del valor de Beta del par Darlington formado por Q_6 y Q_7 , queda forzada una caída de voltaje a través de R_x , el cual le robará corriente al amplificador operacional, con lo que se logrará que V_o se aproxime a cero voltios. El valor de R_x se calcula de la siguiente forma: (ref 7):

$$\beta_{Q_6, Q_7} = 1000$$

$$R_x = \frac{0.6}{14/1000} = 42.86 \text{ ohmios}$$

La protección contra otro tipo de fallas se realiza mediante un comparador, el cual hace la función de una compuerta 'OR'. En estado normal de operación, esto es, sin falla alguna, el transistor Q_8 se encuentra cortado; únicamente cuando ocurre alguna falla el comparador satura al transistor Q_8 , con lo que se logra que la entrada positiva del amplificador de potencia excursione hasta un voltaje muy cercano a tierra.

La potencia que disipa el regulador lineal está en función de la caída de tensión a través de este y de la corriente de salida I_o .

Dado que la caída de tensión a través del regulador promedio durante un ciclo es (ref 6)

$$\bar{V}_{RL} = V_{in(R.C.)} - 5$$

se puede deducir que a plena carga, esto es, cuando $I_o = 14$ amperios

$$\bar{P}_{RL} = (8-5) 14 = 42 \text{ wátios}$$

2.3 Respaldo de batería, transformador de línea y filtro.

El circuito de respaldo de batería juega un papel muy importante dentro del sistema de fuente de poder, que de sus características máximas y mínimas de operación depende el buen funcionamiento de dicho sistema, dentro de su diseño, quedan incluidos los valores óptimos de filtrado de línea y del transformador.

El circuito propuesto se muestra en la fig 2.10

2.3.1 Operación del sistema de respaldo. Dentro de la operación del sistema se deben considerar las cues:

ativas que pueden presentarse dentro del funcionamiento normal de la fuente de poder:

- energía en la línea y batería cargada
- energía en la línea y batería descargada
- energía en la línea y batería descargada
- energía en la línea y batería cargada.

energía en la línea y batería cargada. La trayectoria para el voltaje de salida (V_O) es a través del transformador, el puente rectificador (D_1, D_2, D_3, D_4), el filtrado correspondiente y D_5 . Q_6 y Q_7 están en inversa. En esta condición, la batería no proporciona energía alguna hacia la carga.

En estas condiciones, el voltaje de salida será:

$$V_{O \text{ mín}} = 16.5 \text{ voltios}$$

$$V_{O \text{ máx}} = 23.5 \text{ voltios}$$

Esta variación es tomando en cuenta el voltaje de rizado y suponiendo el peor caso, o sea que el voltaje de línea esté un 20 por ciento abajo del valor nominal.

- energía en la línea y batería descargada. La trayectoria para el voltaje de salida es a través del transformador, el puente rectificador, el filtrado correspondiente y D_5 . La salida del amplificador A-1 es "ALTA", con lo cual Q_2 enciende, proporcionando la corriente de base de Q_1 . D_7 está en directa y D_6 en inversa. Bajo estas condiciones se pretende cargar la batería bajo un régimen constante de 1 ó 2 amperios. La batería no proporciona energía.

El criterio establecido para saber la condición de carga de la batería es el siguiente (ref 8):

$$\text{Batería cargada } V_B \geq 16 \text{ voltios} = V_{BM}$$

$$\text{Batería descargada } V_B \leq 14 \text{ voltios} = V_{Bm}$$

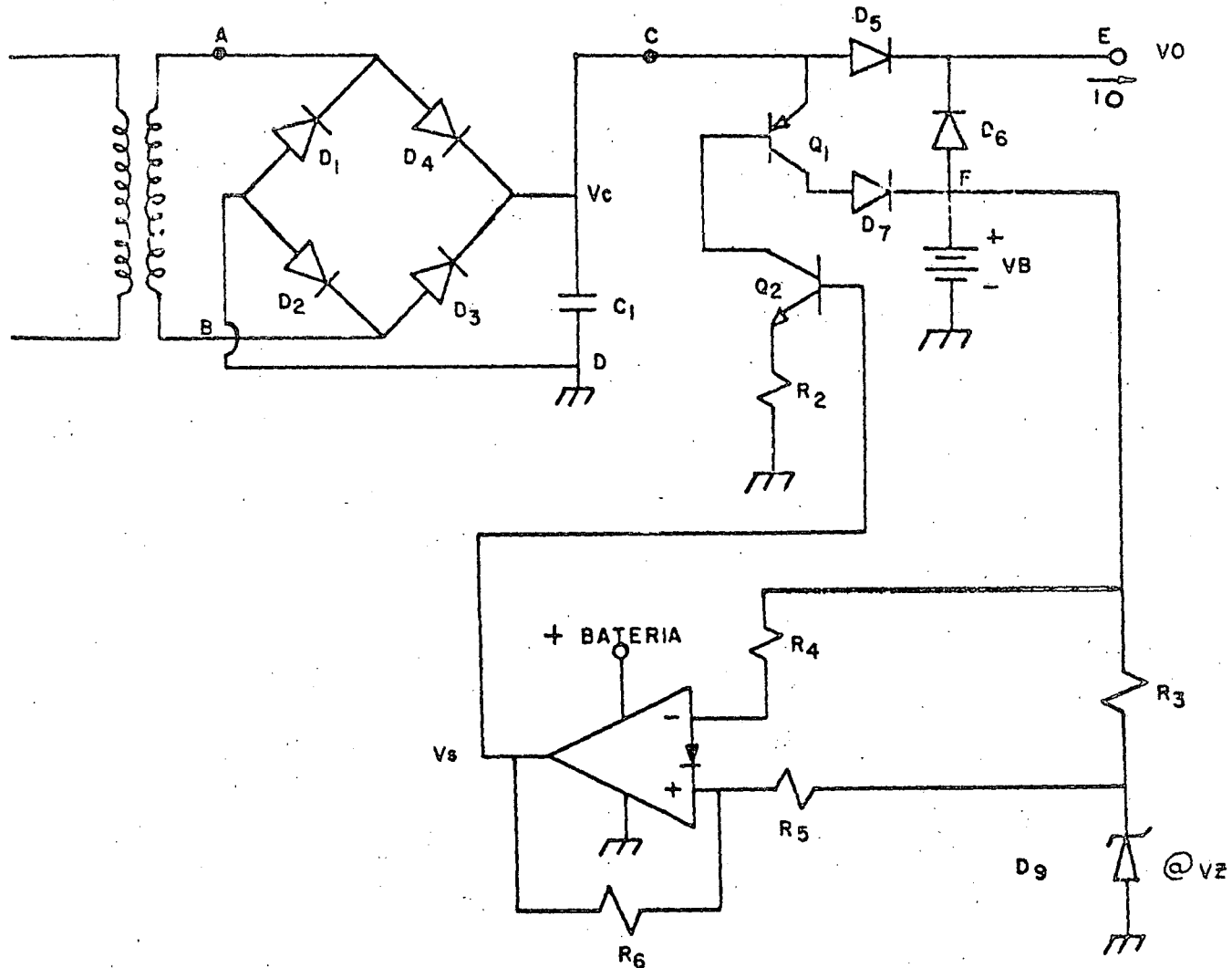


Fig 2.10 Alimentación de línea y respaldo de batería

c) Falta de energía en la línea y batería descargada. En este caso, D_5 y D_7 están en inversa y D_6 en directa; la batería proporciona toda la energía a través de D_6 . A plena carga, esto es:

$I_o = 14$ amperios, el valor del voltaje de salida será:

$$V_o = V_B - V_{D_6} = 14 - 1.5 = 12.5 \text{ voltios}$$

d) Falta de energía en la línea y batería cargada. En este caso D_5 y D_7 están en inversa y D_6 en directa; la batería proporciona toda la energía. A plena carga el valor del voltaje a la salida será:

$$V_o = V_B - V_{D_6} = 14 - 1.5 = 14.5 \text{ voltios}$$

En resumen, para este inciso, el voltaje de salida sin energía en la línea, podrá ser:

$$12.5 < V_o < 14.5$$

durante aproximadamente dos horas a plena carga, si se utiliza una batería convencional de plomo-ácido de 36 amperios/hora.

2.3.2 El cargador de batería. El amplificador A-1 hace las veces de comparador con histéresis. En la fig 2.11 se muestra una función del voltaje de salida del comparador con respecto al voltaje de la batería.

Debido a la condición de carga de la batería:

$$V_{BM} = 16 \text{ voltios}$$

$$V_{Bm} = 14 \text{ voltios}$$

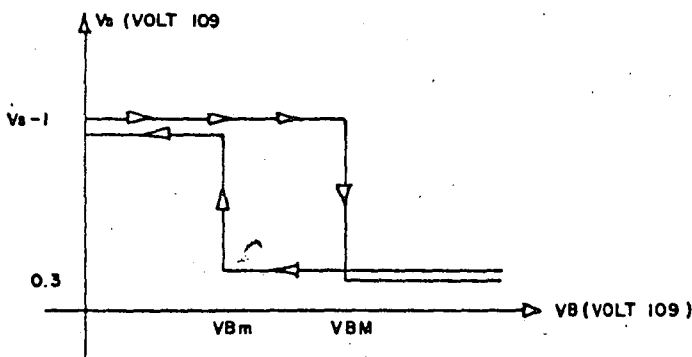


Fig. 2.11 Relación entrada-salida del comparador A-1

Un modelo simplificado que muestra la operación del amplificador A-1, se muestra en la fig 2.12

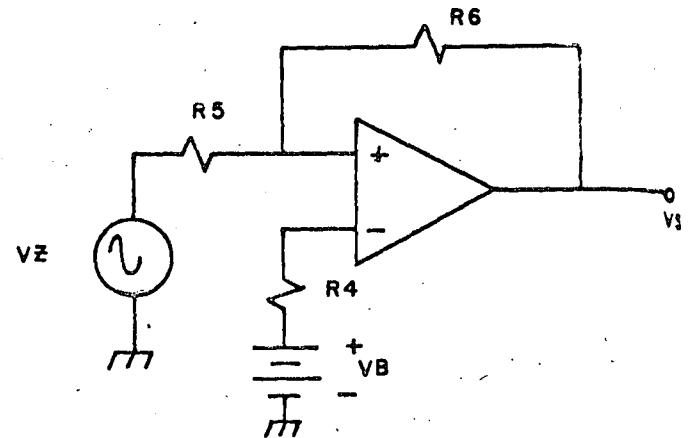


Fig. 2.12 Modelo simplificado para el cálculo de parámetros

Debido a que el amplificador es de corriente, se cumplen las siguientes relaciones (ref 7):

$$\frac{V_{BM}}{R_4} = \frac{V_2}{R_5} + \frac{V_S}{R_6}$$

$$\frac{V_{Bm}}{R_4} = \frac{V_Z}{R_5}$$

Si $V_Z = 5.6$ voltios (Zener)

y $R_4 = 1 \text{ M}$, $R_5 = 390 \text{ K}$

Entonces: $V_{Bm} = \frac{5.6 \times 1\text{M}}{390\text{K}} = 14.36$ voltios

y si $R_6 = 10\text{M}$

$$V_{BM} = \left(\frac{5.6}{390\text{K}} + \frac{15}{10\text{M}} \right) 1\text{M}$$

$$V_{BM} = 15.86 \text{ voltios}$$

Cuando V_S es bajo, esto es, del orden de 0.3 voltios la corriente de emisor de Q_2 es aproximadamente cero, por tanto, la corriente de colector de Q_1 es cero. La batería no carga. Si V_S es alto, esto es, del orden de $V_{Bm} = 1$ voltio, la corriente de emisor de Q_2

$$I_{CQ_2} = \frac{(V_{Bm} - 1) - 0.7}{R_2} = \frac{14.36 - 1 - 0.7}{R_2}$$

$$I_{CQ_2} = \frac{12.66}{R_2}$$

supone que Q_1 tiene una Beta mínima de 20 y sea cargar la batería en régimen constante de 1 amperio, entonces:

$$I_{CQ_2} = I_{BQ_1} = \frac{1}{20} \text{ amperio}$$

$$I_{CQ_2} = 50 \text{ ma}$$

$$\text{lo cual } R_2 = \frac{12.66}{50 \text{ ma}} = 240$$

El transformador de línea y el filtro. El voltaje de V_o mínimo para cuando existe energía en línea quedó especificado como:

$$V_o \text{ min} = 16.5 \text{ voltios}$$

entonces:

$$V_{C \text{ min}} = 16.5 + V_{D_5} = 16.5 + 1.5 = 18 \text{ voltios}$$

con un voltaje de rizo de 7 voltios, el voltaje pico del secundario del transformador será:

$$V_{PS} = V_{C \text{ min}} + V_R + V_{D_{1,3}}$$

$$V_{PS} = 18 + 7 + 3 = 28 \text{ voltios a plena carga.}$$

es el voltaje pico en el secundario del transformador para cuando el voltaje de línea está un 20 por ciento abajo del voltaje nominal. Para un voltaje nominal en la línea, el voltaje pico del secundario será:

$$V_{PSN} = 28 \times 1.2 = 33.6 \text{ voltios}$$

entonces, el voltaje nominal en el secundario será:

$$V_{NS} = \frac{33.6}{\sqrt{2}} = 24 \text{ V}_{RMS}$$

el voltaje pico en el secundario para cuando el voltaje de línea está un 20 por ciento arriba de lo nominal, es:

$$V_{PSM} = 28 \times 1.4 = 39.2 \text{ voltios}$$

entonces, el máximo voltaje en el condensador será:

$$V_{C \text{ máx}} = 39.2 - 1.4 = 37.8 \text{ voltios}$$

El voltaje de rizo para el filtro propuesto (ref 6), viene dado por:

$$V_R = \frac{I_o}{2fC_1}$$

de donde:

$$C_1 = \frac{I_o}{2fV_R} = 16667$$

Redondeando: $C_1 = 15000 \mu\text{f}$ a 40 voltios

2.4. Convertidor DC-DC

Este circuito se incluyó en la fuente de poder, a fin de proporcionar alimentación al procesador en ausencia del voltaje de línea; las demandas de energía son:

Voltaje de salida: ± 12 voltios

Corriente de salida: 1.5 amperios

La configuración que se utilizó se muestra en la fig. 2.13

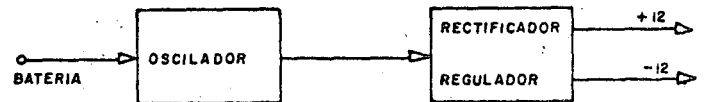


Fig. 2.13 Diagrama de bloques del convertidor.

2.4.1 Oscilador. El oscilador empleado se muestra en la fig 2.14. La operación del circuito se describe a continuación (ref 9).

Inicialmente el transistor Q_1 conduce debido a la polarización proporcionada por R_p , induciendo un voltaje en el devanado E, negativo en el punto de polaridad; la corriente producida circula a través de la junctura base-emisor de Q_1 y a través de D_2 , haciendo que Q_1 conduzca más y cargando a C_p con la polaridad mostrada en la figura. Cuando I_{C_1} alcanza el valor al cual satura al núcleo, disminuye la polarización positiva de Q_1 y por efecto de la carga almacenada en C_p , Q_2 queda polarizado en directa siguiendo una secuencia parecida a la anterior, pero que hace conducir a Q_2 y corta a Q_1 .

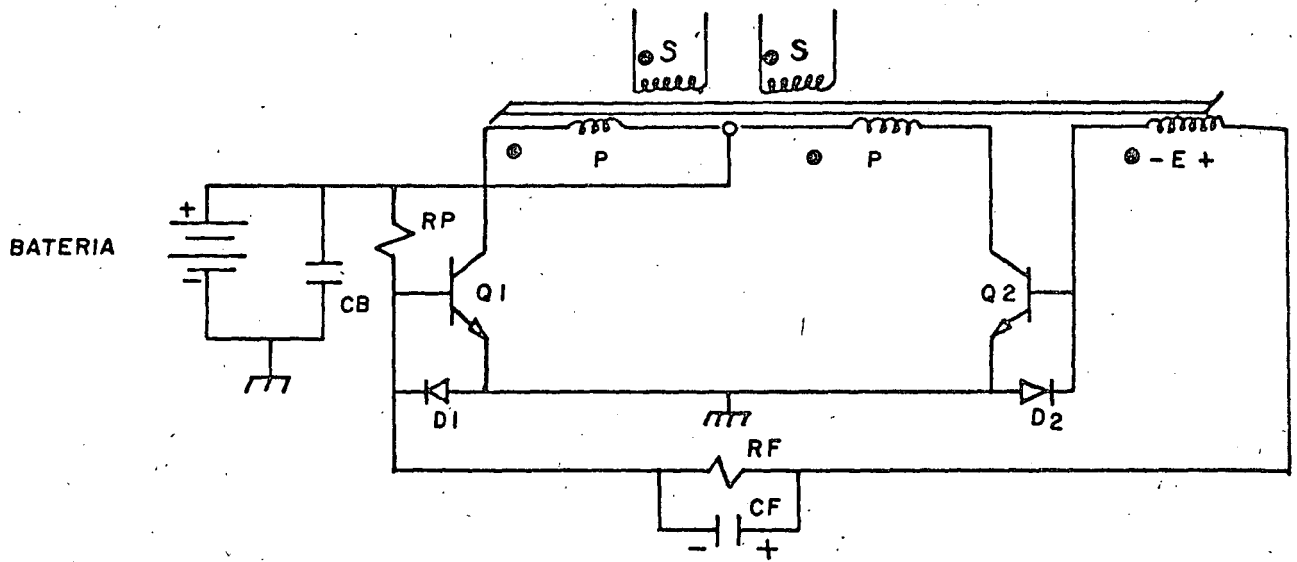


Fig.2.14 Circuito oscilador

En la fig 2.15 se muestran las formas de onda resultantes.

Los valores seleccionados son:

$$R_F = 100$$

$$C_F = 6.8 \text{ nF}$$

$$R_P = 4.7 \text{ K}$$

$$C_B = 100 \mu\text{F}$$

$$N_P = 7$$

$$N_S = 7$$

$$N_E = 10$$

Núcleo ferroxcube 376 B - 3 E 2 A

Con estos valores, los parámetros del circuito son

Frecuencia de operación = 25 KHz

Voltaje de salida = 27 V pico (sin carga)

Regulación de carga = 50 por ciento

2.4.2 Rectificador y regulador. Se empleó una configuración convencional, como se muestra en la fig 2.16, para el caso del regulador positivo, y una similar para el regulador negativo.

El regulador mostrado es necesario, ya que la regulación de carga del oscilador es pobre. Para evitar una operación inadecuada del circuito, cuando el voltaje

de batería descende por debajo de los límites fijados, se incluye un sistema de protección basado en un comparador y relevador (fig 2.17)

2.5 Fuente de poder para el motor de pasos

Este circuito se incluyó dentro del esquema general de la fuente de poder, a fin de proporcionar una operación correcta a uno de los actuadores principales del sistema de control, el motor de pasos.

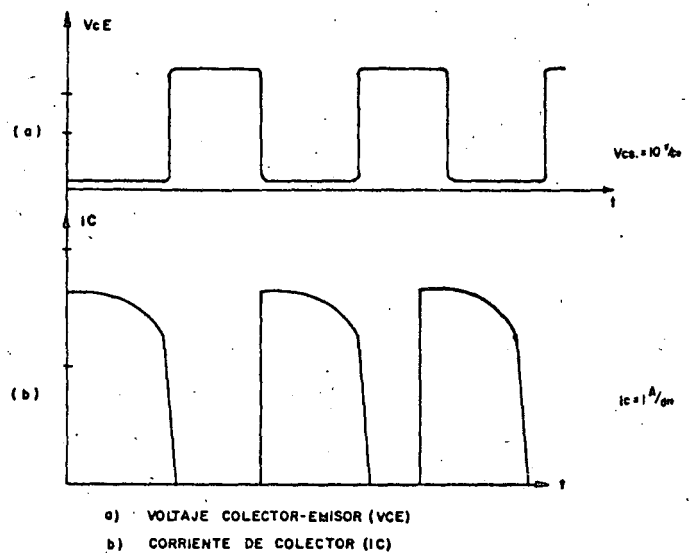


Fig. 2.15 Formas de onda para la corriente de colector y el voltaje colector-emisor Q_1 y Q_2

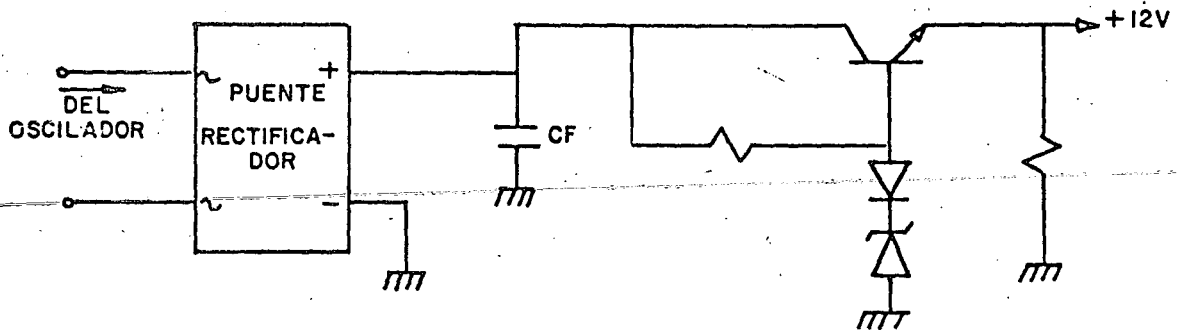


Fig. 2.16 Circuito regulador

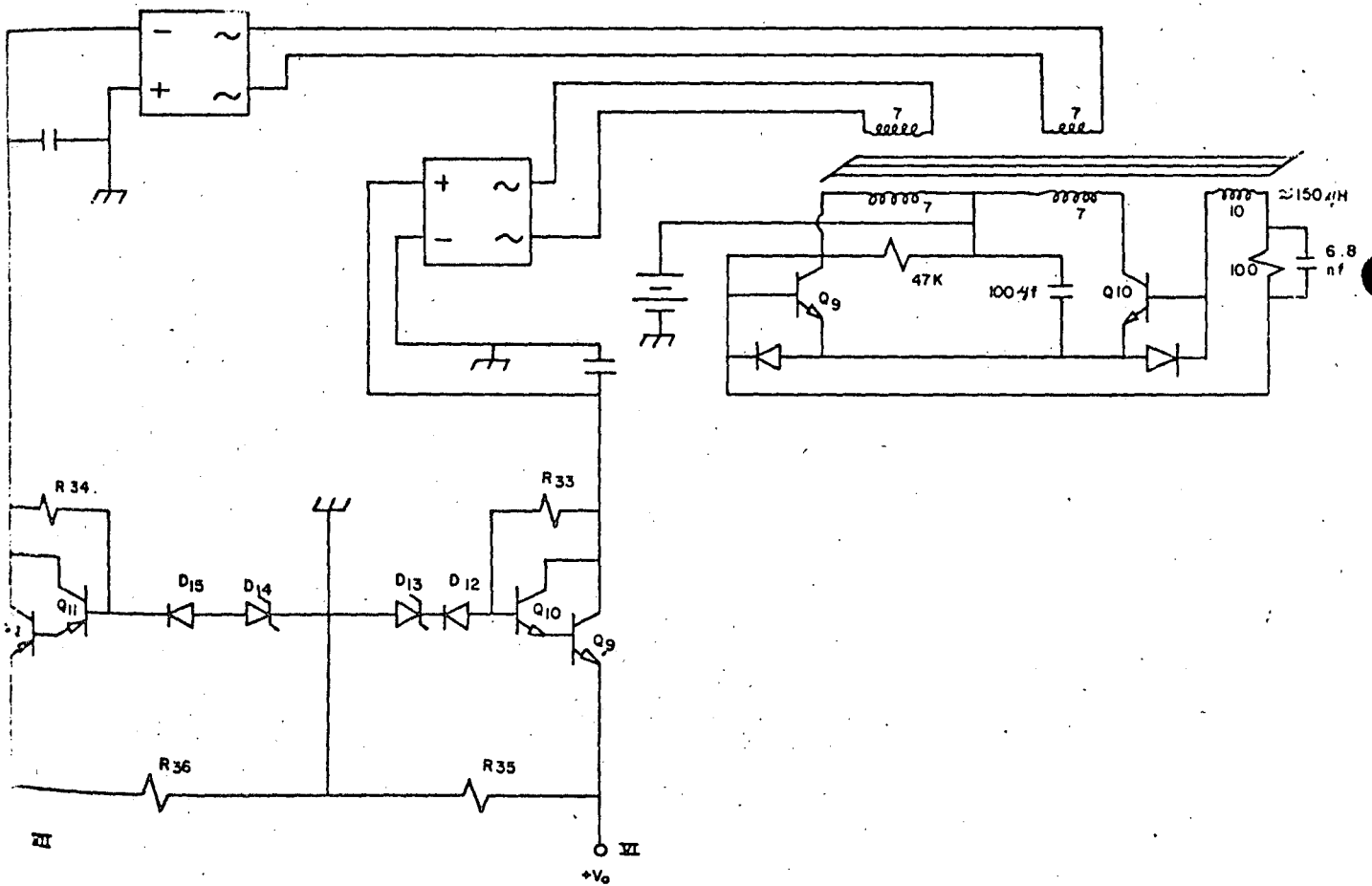


Fig. 2.17 Circuito del convertidor DC-DC

Un aspecto importante que se debe considerar con respecto al motor de pasos es el producto torque-velocidad máxima en función del circuito impulsor (ref 1). Básicamente existe una relación directa entre torque y corriente en la bobina del motor de pasos, pero existe también una relación inversa entre velocidad de respuesta y resistencia del circuito impulsor (fig 2.18)

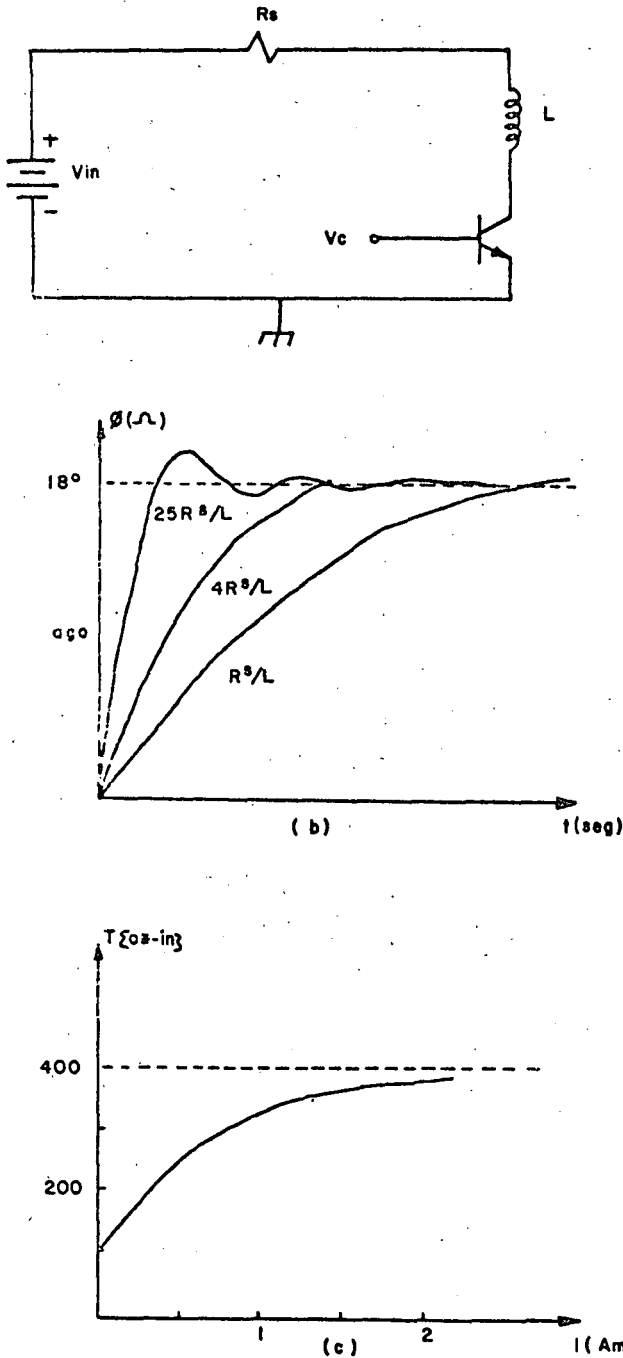


Fig 2.18 a) Circuito impulsor típico
 b) Velocidad de respuesta contra resistencia interna del impulsor
 c) Corriente contra torque

Este problema podría solucionarse aumentando la resistencia interna del circuito impulsor y trabajando con altos voltajes para mantener la corriente adecuada.

La solución adoptada fue utilizar como impulsor una fuente de corriente constante de valor tal que produjera el torque máximo, con la ventaja de que la resistencia interna de la fuente es del orden de decenas de kilohmios. El esquema utilizado se muestra en la Fig. 2.19

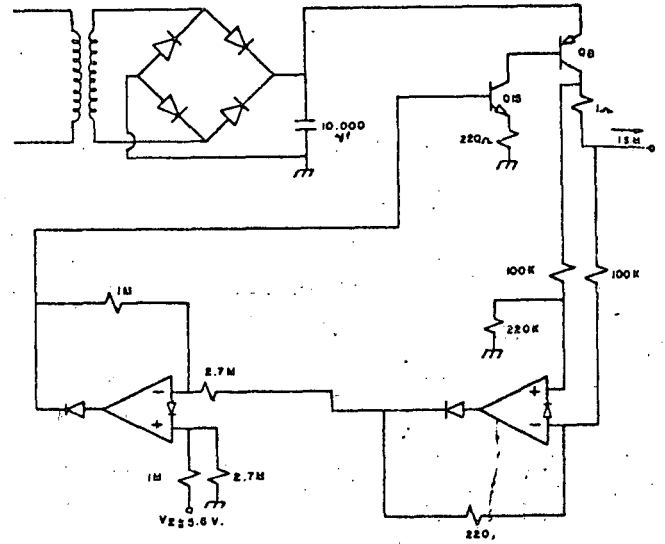


Fig. 2.19 Fuente impulsora del motor de pasos

3. CONCLUSIONES

El diseño presentado a lo largo de este artículo, aunque desarrollado para satisfacer las necesidades de un sistema de control específico puede, mediante ligeras modificaciones, adecuarse a los requerimientos de un sistema cualquiera que incluya un microprocesador. Se considera que la capacidad de corriente de la fuente de cinco voltios es suficiente para satisfacer la demanda de la mayoría de los equipos de desarrollo, no así las fuentes de ± 12 voltios, cuya capacidad deberá ser aumentada para satisfacer una demanda general; esto no representa mayor problema, ya que bastará con calcular las dimensiones de un nuevo núcleo, así como las relaciones de vueltas apropiadas para el transformador.

El incluir una fuente como la propuesta en este artículo puede representar grandes ventajas cuando se trabaja en el desarrollo de sistemas con microprocesadores, ya que la característica de poder operar indistintamente con voltaje de línea y voltaje de batería y la ausencia de transitorios en el cambio de una forma de alimentación a otra, garantizan la permanencia de la información almacenada en memorias volátiles. Es

A | B | C | D | E | F | G | H | I | J | K | L | M

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13

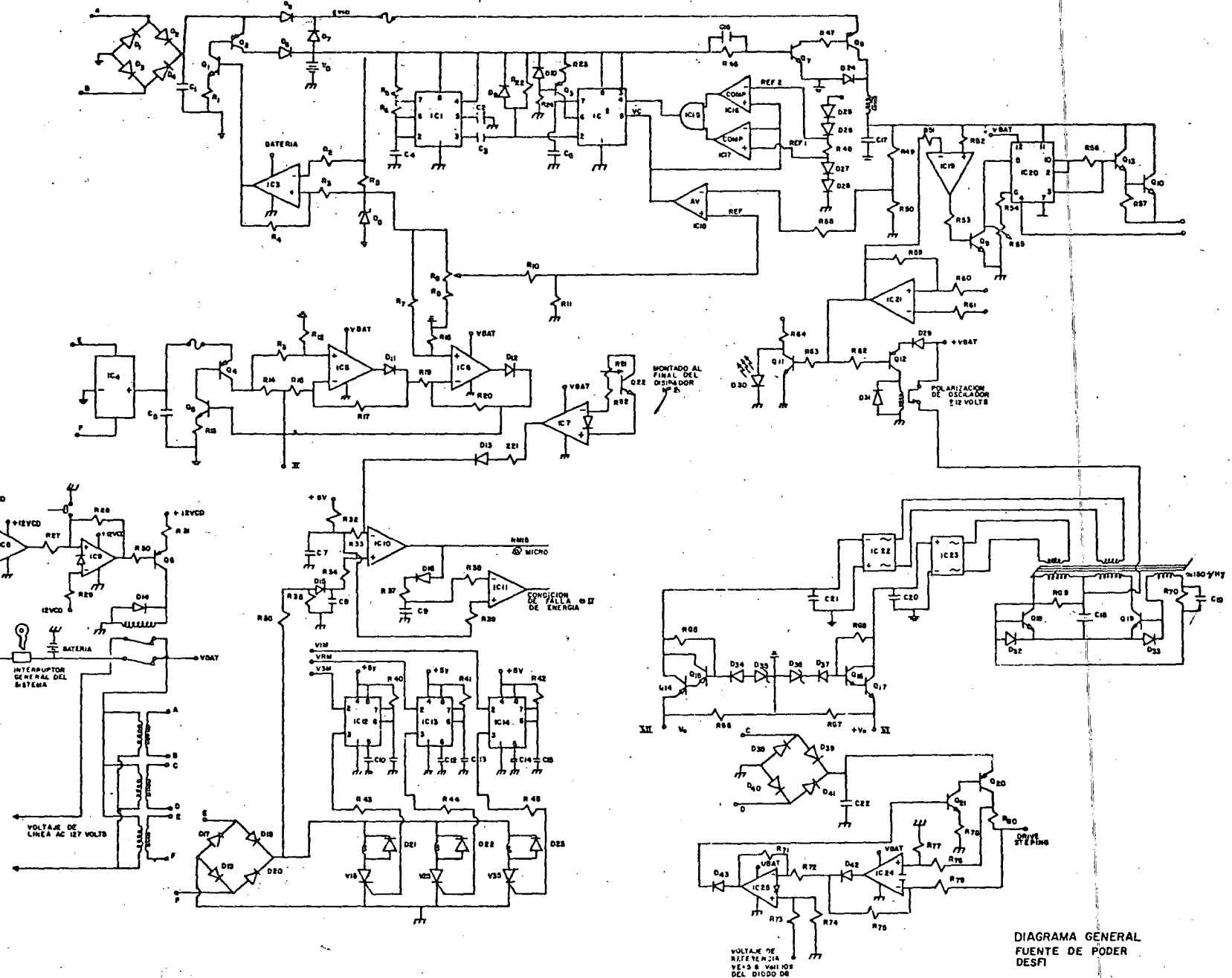


DIAGRAMA GENERAL FUENTE DE PODER DESFI

Diagrama General Fuente de Poder DESFI

ta característica es deseable en zonas donde es alta la frecuencia de fallas del voltaje de línea.

Por otra parte, a lo largo del proceso de diseño se hizo evidente la necesidad de realizar estudios más profundos en torno al comportamiento de los controles empleados en fuentes de conmutación, así como acerca de los fenómenos de conmutación presentes en transistores de potencia, debido a que la información respecto a dichos fenómenos, en especial los referentes al comportamiento no lineal del regulador es escasa, y en la mayoría de los casos, puramente cualitativa.

Finalmente, a la luz de la evaluación del comportamiento de los componentes del sistema de control para el cual fue diseñada la fuente, motivo de este artículo, se puede afirmar que el desarrollo de tecnología de los elementos de potencia, tanto los relacionados con la polarización, como con la operación de los actuadores de un sistema de control con microprocesadores, representa necesidad de estudio e investigación que además de estar al alcance de las instituciones nacionales de investigación, en sí atractivo, tanto para los diseñadores de sistemas de control como para los interesados en la electrónica, ya sea en su aspecto lineal o de conmutación

4. REFERENCIAS

1. Sigma, 'Stepping Motor Handbook', Sigma Instruments, Inc. (1972)
2. Joselevich, P.S., Guarda Auras, A., "Microcomputer Applications in Industrial Control", Proceedings IEEE International Symposium on Circuits and Systems. pp 380-385 (1977).
3. Cristo Alvarez E., Hernández Ortega, L.M., Scherson Szpirman, I., "Sensores y actuadores para el control de una máquina de estampado-frio" Memoria Mexicon 77 IEEE, Hombre, Sistemas y Cibernética (1977).
4. Daza-Gómez Torres, R., Guarda Auras, A., Scherson Szpirman, I., "Aplicaciones de microcomputadoras en control industrial: un caso real" Memoria Mexicon 77 IEEE, Hombre, Sistemas y Cibernética (1977).
5. Hnatek, R.E., "Applications of linear integrated circuits" Wiley (1975).
6. Cristo Alvarez, E., Hernández Ortega, L.M., Abarrán Núñez, J.F., Ryder, J., "Diseño práctico de fuentes de poder", notas para el Centro de Educación Continua, DESFI (1977).
7. National, "Linear integrated circuits" National Semiconductors (1975).
8. Korbeck, C.E., Blankely, W.J "Selection, use and care of stationary batteries for paper Mill Service", IEEE Transactions on industry and general applications. Vol. IGA-7 No. 6 (nov-dic 1971) pp 742-749.
9. General Electric, "Transistor Manual", General Electric (1969) pp 236-240.



AN 80-WATT SWITCHING REGULATOR FOR CATV AND INDUSTRIAL APPLICATIONS

Prepared by:

Jim Nappe

Neil Wellenstein

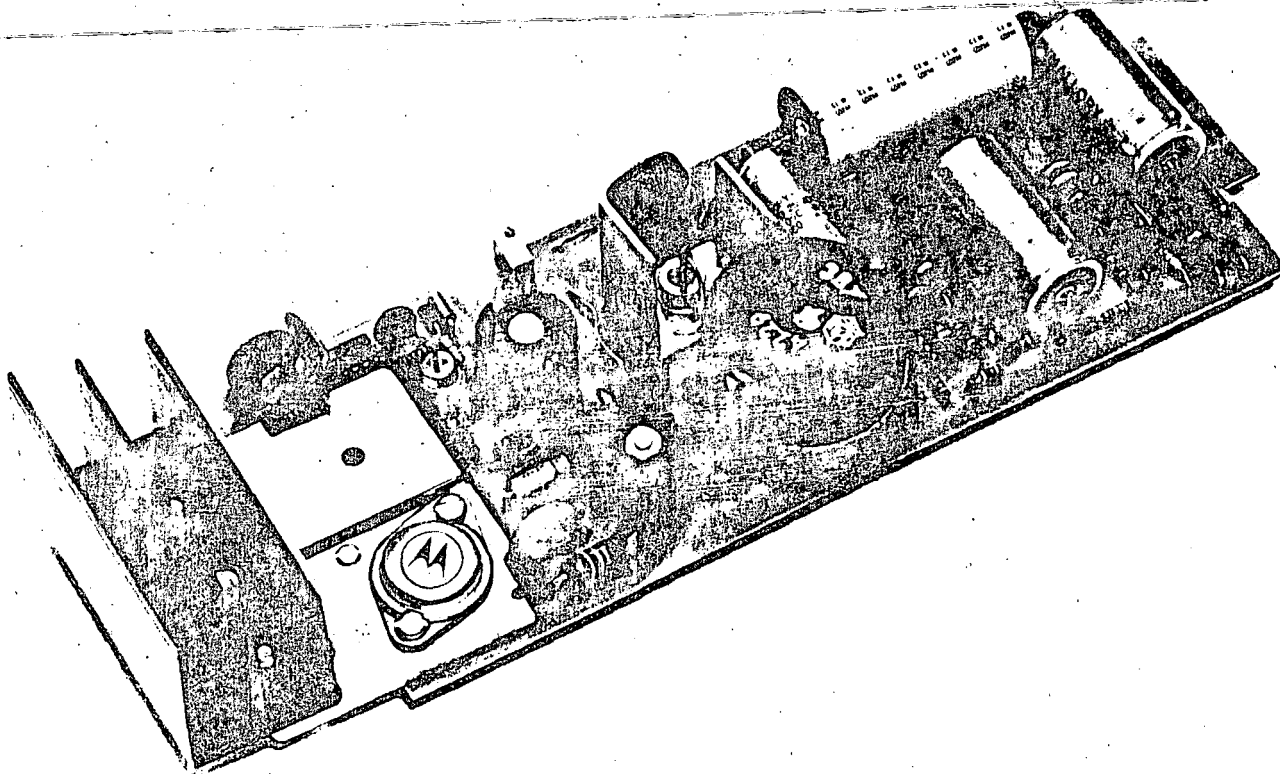
Industrial Applications Engineering

This application note describes a 24-Volt, 3-Ampere switching, regulated power supply that operates above 18 kHz from a 40-to 60-Volt, 60-Hz square wave source (CATV power line from a ferroresonant transformer) or a dc standby source with input output isolation. The control circuit consists of a dual operational amplifier and a linear integrated circuit timer which are used to vary the on time of a new high-speed power transistor. The circuit provides good efficiency, good regulation, low output ripple and incorporates input and output over voltage shutdown protection.



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

AN 80-WATT SWITCHING REGULATOR FOR CATV AND INDUSTRIAL APPLICATIONS



INTRODUCTION

Switching regulated power supplies are growing in popularity in a wide variety of applications. The efficient operation and small size of a switching supply are very attractive features in most applications. This is especially true in cable TV (CATV) systems where small size, weight and efficiency are prime considerations. Although the regulator discussed in this application note was designed to meet specific CATV requirements, the basic approach, including line operation, can be applied to many other applications in the industrial marketplace. A brief discussion of line operation will be included at the end of this application note.

A block diagram of a typical CATV trunk station is shown in Figure 1. The input consists of the RF information signal and a 60-Hz square wave from a ferroresonant transformer. The 60-Hz square wave is used to power the RF circuitry via the regulated dc supply contained within the trunk station. The RF processing block can contain a forward amplifier, a reverse amplifier, a bridger

amplifier and AGC circuitry representing a load current (I_L) of as much as 3 Amperes.

In many existing systems the output level of the ferroresonant transformer is 30 Volts and the dc regulator is required to work over a 20-to 30-Volt range depending on the physical distance between the transformer and the trunk station. In newer systems, this output is 60 Volts with the regulator required to work over 40-to 60-Volt range. Ideally, it would be desirable to have the dc power supply work over a 20-to 60-Volt range so that existing 30 Volt systems could be easily retrofitted with any new regulator designs and fewer power supplies would be required. However, some compromise in performance and cost would be required to obtain this wide range of operation. These compromises will be discussed briefly in the design section; in the meantime, the discussion will be limited to a specific design developed to meet the specifications shown in Table I.

Circuit diagrams external to Motorola products are included as a means of illustrating typical semiconductor applications; consequently, complete information sufficient for construction purposes is not necessarily given. The information in this Application Note has been carefully checked and is believed to be entirely reliable. However, no responsibility is assumed for inaccuracies. Furthermore, such information does not convey to the purchaser of the semiconductor devices described any license under the patent rights of Motorola Inc. or others.

TABLE I – CATV Trunk Station Supply Design Specifications

| |
|--|
| Input Voltage – 40 V to 60 V Squarewave @ 60 Hz |
| 120 Hz Input Ripple – 5 V Peak-to-Peak |
| Input Transient – 120 V for 200 ms |
| Output Current – 0.3 A to 3 A |
| Output Voltage – 20 to 27 Vdc (Adjustable W/1% Regulation) |
| Output 20 kHz Ripple – < 14 mV Peak-to-Peak |
| Output 120 Hz Ripple – < 14 mV Peak-to-Peak |
| Input-Output Isolation |

some existing CATV systems. There are two major disadvantages with this approach. The basic circuit does not provide input-output isolation and the dc input voltage must be greater than the output voltage. To alleviate these problems, a fairly expensive 60 Hz transformer is required on the input as shown. The “ringing” choke converter approach shown in Figure 2-B eliminates the 60 Hz transformer, provides isolation, can be designed to operate over a wide range of input voltages and can operate from a dc stand-by source. Because of these inherent advantages, this approach was used to develop a switching regulated power supply for CATV trunk stations.

Figure 2-A shows a series switching regulator approach that is very popular in many applications and is used in

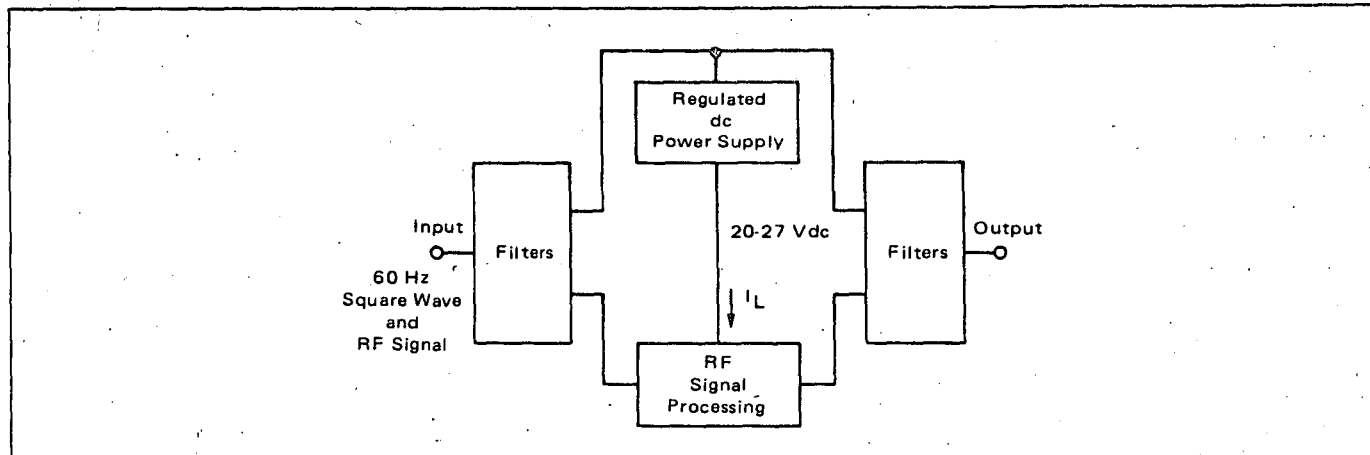


FIGURE 1 – CATV Trunk Station Block Diagram

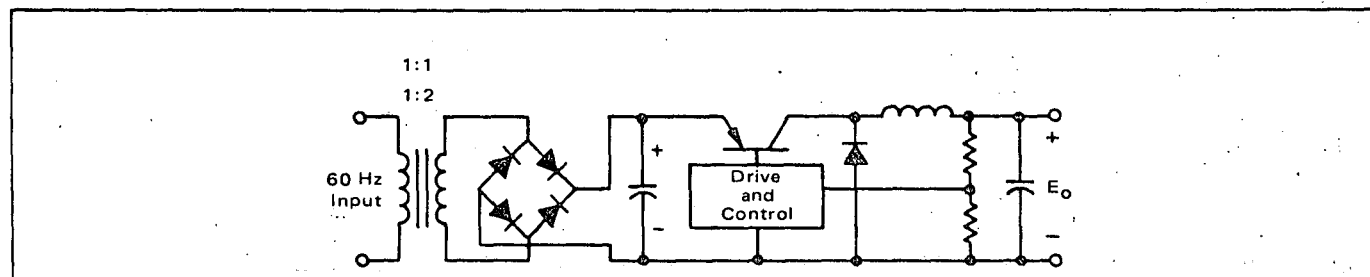


FIGURE 2-A – Series Switching Regulator

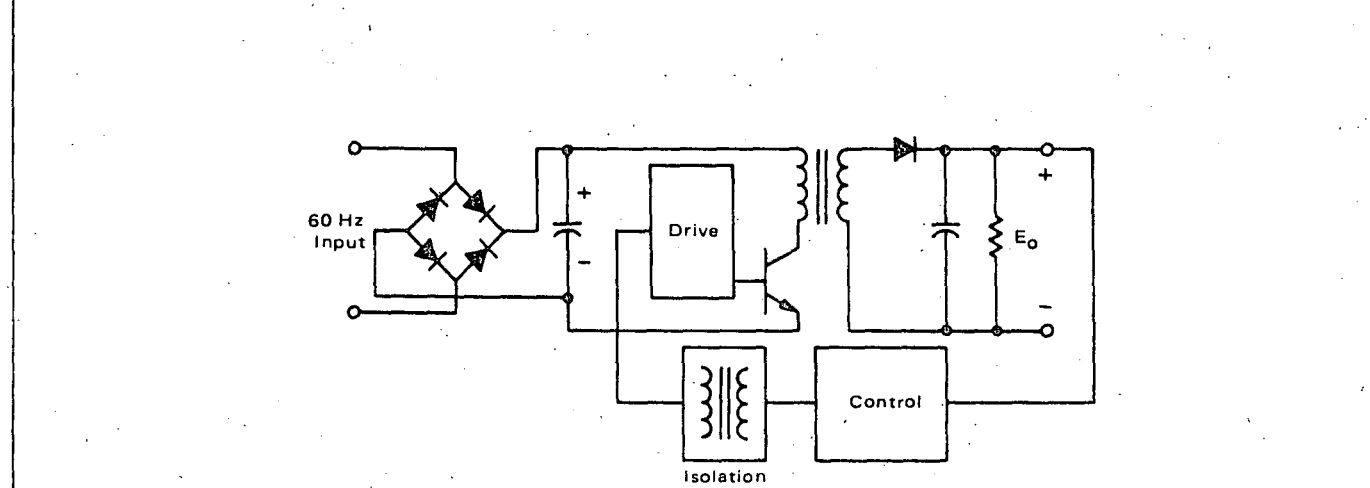


FIGURE 2-B – “Ringing” Choke Switching Regulator

FIGURE 2 – Switching Regulators

THEORY OF OPERATION AND CIRCUIT DESCRIPTION

Power Conversion and Regulation

A functional schematic of the circuit which uses a dual operational-amplifier (MC1458) and an integrated circuit timer (MC1455) to control a new high-voltage, high-speed power transistor (2N6546) is shown in Figure 3. The concept, as in all switching regulators, is to operate the power transistor between saturation and the off state at a high frequency (preferably above the audible range) and vary either the on time or off time, or both, to maintain a constant output voltage. For this particular design, the off time is fixed and the on time is varied.

At start up, the base drive supplied through R1, saturates the 2N6546 and the full input voltage is applied across the primary winding (W1) of the power transformer. With this voltage constant, the current ramps-up linearly until the 2N6546 is switched off. While the power transistor is on, the current transformer represented by W4 provides adequate base drive to keep the 2N6546 in saturation ($I_C/I_B = 10$). At the same time, the secondary (W2) is phased so that diode CR4 is reversed biased and no current flows in the secondary. This causes all of the energy absorbed during the on time of the power transistor to be stored in the primary magnetic field.

When the power transistor is switched off, the transformer polarities reverse, diode CR4 is forward biased, and the energy stored in the primary is transferred to the secondary. The output capacitor, C_O , charges up to the required output voltage and must be large enough to supply worst case load current during the time that diode CR4 is in the blocking state (on time of the power transistor).

The output regulation is accomplished by sensing both the output and input voltages and varying the on time of

the power transistor to supply more or less energy depending on the output and input conditions. The output voltage is sensed via a resistor divider network and applied to the non-inverting input of A1 ($\frac{1}{2}$ MC1458). This feedback voltage ($K1 V_O$) is compared to the voltage reference (V_{ref}), the difference is amplified by A1 and A2 ($\frac{1}{2}$ MC1458) and the result appears at the output of A2 as a positive dc level (V_{dc}).

The positive portion of the signal from W3 is proportional to V_I ($K2 V_I$) and is integrated by A2 producing a negative ramp at the output of A2. The slope of this ramp is proportional to the input voltage and the starting point (V_{dc}) is proportional to the input and output voltage. As the slope and the starting point vary, the time required to reach the threshold voltage of the MC1455 varies, thereby, varying the on time of the 2N6546.

When the output voltage of A2 goes below the threshold voltage of the MC1455, its output goes high and turns on a control transistor which pulls the base of the 2N6546 to ground and turns it off. A pulse transformer is used between the control circuitry and the power transistor to maintain input-output isolation. The off time is fixed by the MC1455 and is set to allow complete transfer of energy under worst case conditions (heavy load and low input voltage). When the MC1455 times out, the 2N6546 is allowed to turn on again and the cycle repeats.

A complete schematic of the circuit is shown in Figure 4. Note that the control circuitry (A1, A2, and A3) is powered from the output circuit. This eliminates the need for a separate regulated supply but requires some additional start up circuitry as the control circuitry does not operate until the output voltage is established.

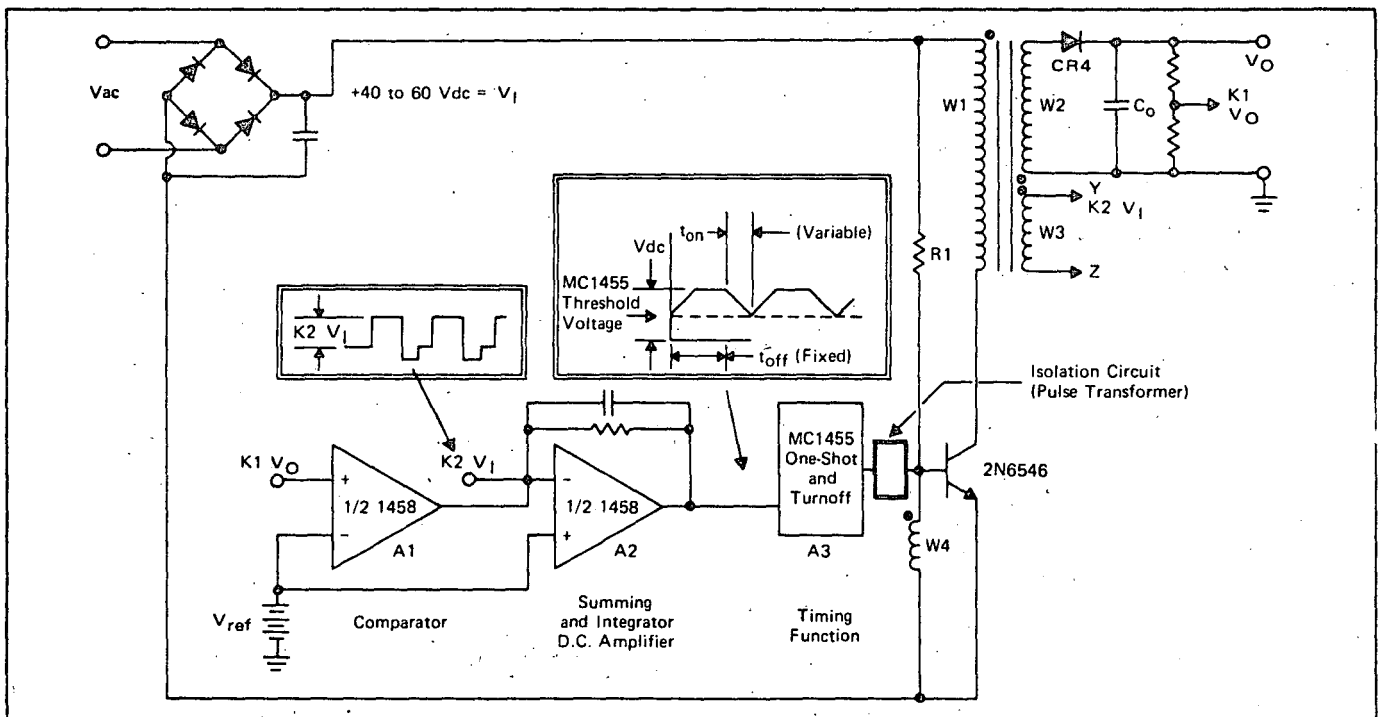


FIGURE 3 — Switching Regulator Block Diagram

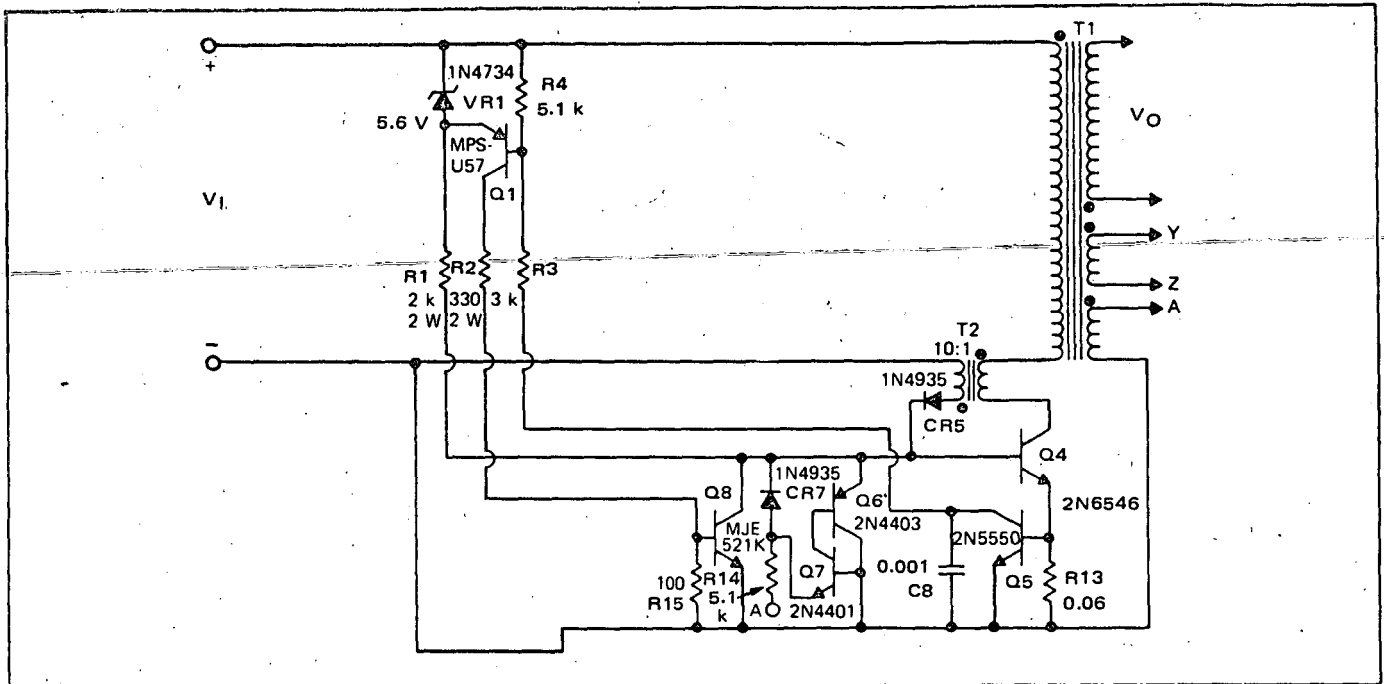


FIGURE 4-A – Start-Up Circuit

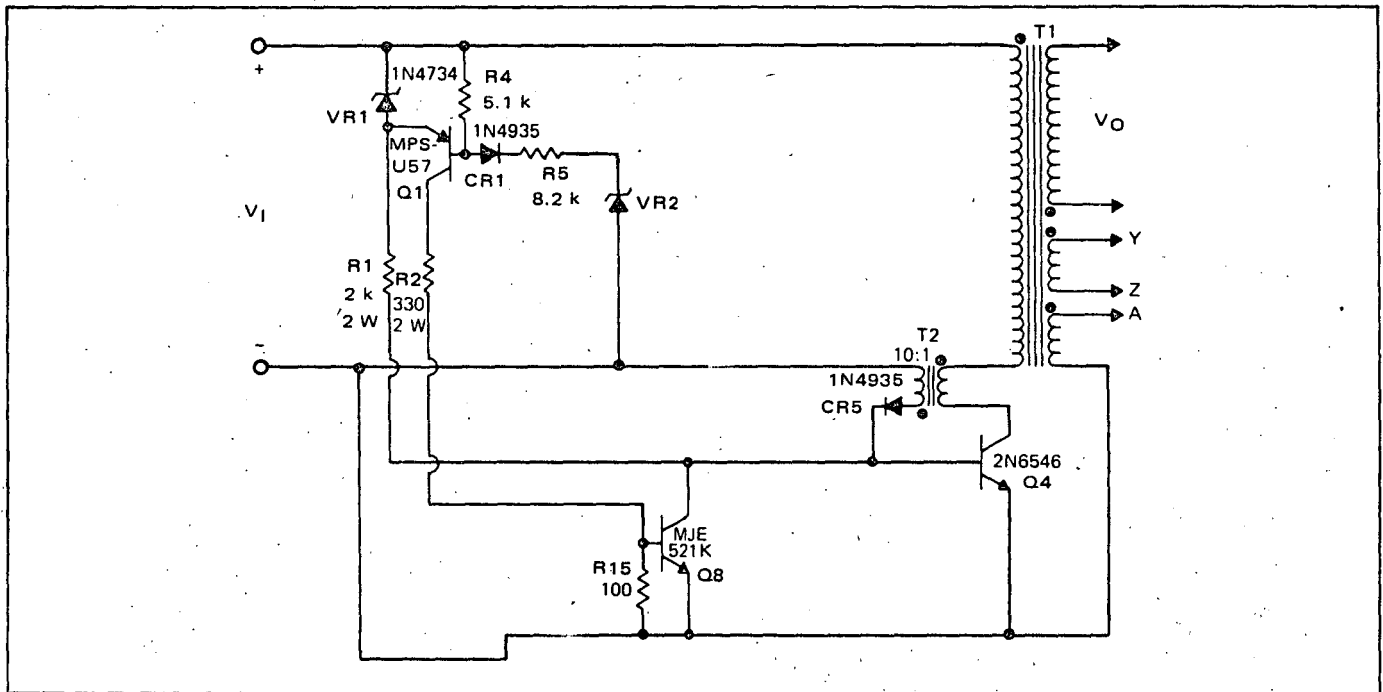


FIGURE 4-B – Input Over Voltage Shut Down Circuit

Output Over Voltage Shut Down Circuit

Under no load conditions the output voltage will rise rapidly at start-up. This situation can cause some problems since the control circuit is designed to work within a very narrow range centered around the output voltage level. The control circuit is saturated in either the high or low state when the output voltage is outside of this range and Q4 operates under start up conditions. If the output voltage passes through this range before the control circuit can react, it would continue to increase until some component breaks down. The circuit components shown in

the partial schematic of Figure 4-C are used to guard against this and other situations that could result in loss of control. The circuit is designed to shut down the supply when an over voltage condition exists at the output and automatically restart when this condition disappears. When the output voltage exceeds the zener voltage of VR3, the optoelectronic coupler, Q3 (used for input-output isolation), turns on, driving a darlington transistor (Q2) into saturation. This provides base drive for Q1 and discharges C3 through Q2. Q1 turns on, drives Q8 into saturation which holds Q4 off and prevents the supply from operating.

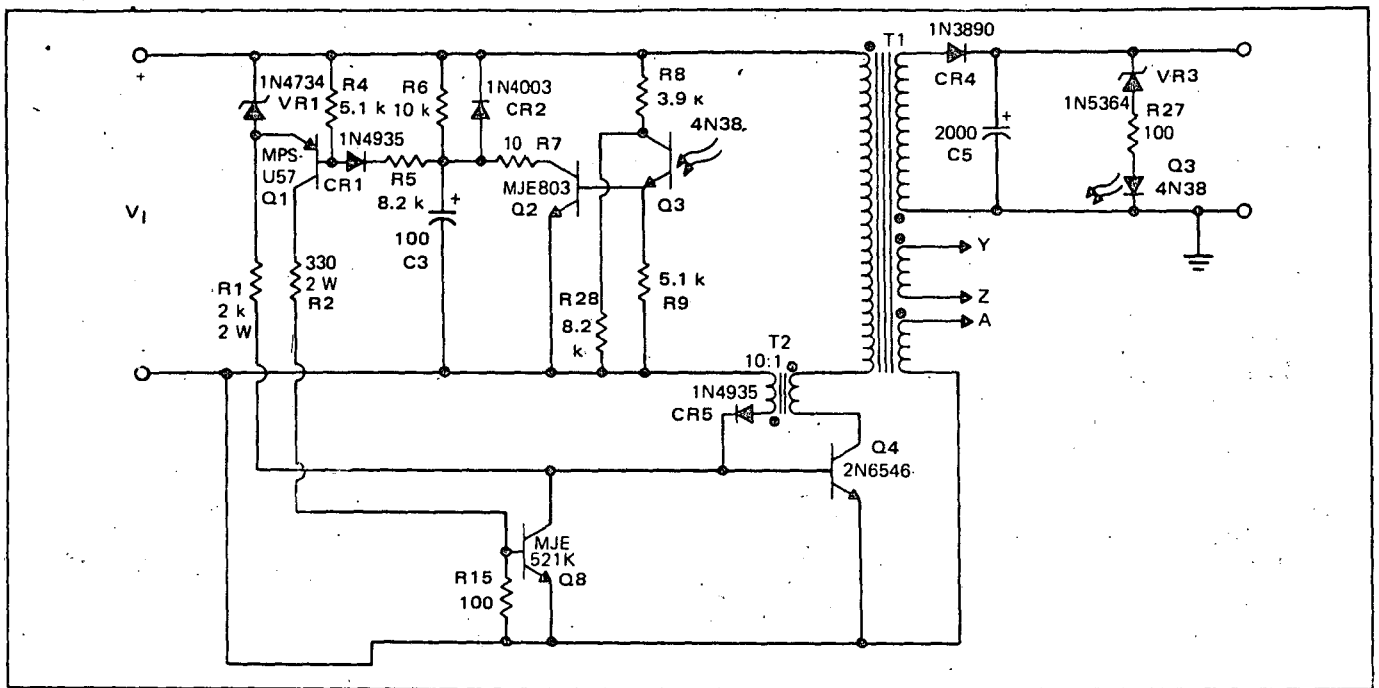


FIGURE 4-C – Output Over Voltage Shut Down Circuit

When the output voltage drops below the zener voltage of VR3, Q3 and Q2 turn off, but C3 has to recharge to a level close to the input voltage before Q1 and Q8 turn off and allow Q4 to return to normal operation. The delay time represented by the recharging of C3 is needed to insure that the output voltage has decayed to a value below the desired output level. This will allow the output voltage to pass through the control range again when the circuit is restarted.

DESIGN CONSIDERATIONS AND EQUATIONS

Input Rectifier and Filter

This portion of the circuit consists of a bridge rectifier assembly and a filter capacitor. A 12 Ampere bridge was used, even though the average current drawn by the supply is less than 3 Amperes, to improve efficiency under start up and heavy load conditions. A 2000 μF capacitor was used to keep the input ripple below 5 V peak-to-peak.

Power Transformer (T1)

The power transformer design is a critical part of this power supply, and requires special consideration. The design begins by assuming that the primary winding is a linear power inductor, and calculating the inductance and operating current level required to meet the system specifications.

System Specifications

$$P_{out} = 80 \text{ Watts (27 V @ 3 A)}$$

$$V_I = 40 \text{ to } 60 \text{ Volts}$$

Assumed Specifications

$$f_{min} = 18 \text{ kHz, } t = 55 \mu\text{s}$$

$$\eta = \text{Efficiency} = 80\%$$

The required input power based on the assumed efficiency is:

$$P_{in} = P_{out} \times \frac{1}{\eta} = 80/0.8 = 100 \text{ Watts}$$

and the maximum energy (W) per cycle is

$$W = P_{in} \times t = 100 \text{ Watts} \times 55 \mu\text{s/cycle}$$

$$= 5500 \mu\text{J/cycle}$$

This is the energy that must be stored in the primary during the on time of the power transistor. Knowing this energy, the primary inductance can be calculated as follows. The energy stored in an inductor is

$$W = \frac{1}{2} L I^2_{pk} \quad (1)$$

and the voltage-current relationship is

$$V = L \frac{di}{dt}$$

When V is constant, the peak current reached during a specific time interval Δt, assuming zero initial current is

$$I_{pk} = \frac{V \Delta t}{L} \quad (2)$$

Substituting equation (2) into equation (1) and solving for L

$$W = \frac{1}{2} L \left(\frac{V \Delta t}{L} \right)^2$$

and

$$L = \frac{(V \Delta t)^2}{2W} \quad (3)$$

The minimum frequency occurs at maximum load and low input voltage. If we limit the duty cycle at the low frequency to 50 or 60%, Δt can be chosen to be 30 μs . Substituting the known quantities into equation (3) we get:

$$L = \frac{(40 \times 30 \times 10^{-6})^2}{2 (5500 \times 10^{-6})} = 130 \mu H$$

With this inductance and the fact that the maximum peak current occurs at maximum duty cycle, equation (2) can be used to calculate the current required.

$$I_{pk} (\max) = \frac{V \Delta t}{L} = \frac{40 (30 \times 10^{-6})}{130 \times 10^{-6}} = 9.2 \text{ Amp}$$

This is the peak operating current at maximum load conditions. However, during start up, I_{PK} will reach 10 Amperes which is set by R13 shown in Figure 4-A. At this point the material, shape and size of the transformer core must be chosen. In this design example a ferrite pot core was used because it was readily available and would give good performance at reasonable cost and size. However, system requirements may dictate a different choice and the designer should carefully investigate available materials and cores before making a final decision. Ferroxcube's 3B7 material was chosen for this design example and the following approach was used to determine the minimum core size.

First determine the required ACACB product from

$$*ACACB \geq \frac{1.3 P_o}{f B_{\max}} \times 10^6 (\text{cm}^4) \quad (4)$$

where A_C = Available Winding Area of Core (cm^2)
 A_{CB} = Effective Area of Core Bobbin (cm^2)
 P_{out} = Output Power (Watts)
 f = Frequency (Hz)
 B_{\max} = Saturation Flux Density (Gauss)

For 3B7 material $B_{\max} = 3800$ Gauss, therefore:

$$ACACB \geq \frac{1.3 (80)}{(18 \times 10^3) (3.8 \times 10^3)} \times 10^6 = 1.52 \text{ cm}^4$$

Two available cores that met this requirement were Ferroxcube Part Nos. 3622P-L00-3B7 and 4229P-L00-3B7. The specifications for these parts are shown in Table II.

From the ACACB product, the 3622 core could be used, however, the 4229 core was chosen to allow some flexibility in the design. Having decided on a core size and material, the minimum number of primary turns can now be determined from

$$N_p = \frac{L_p I_{pk}}{A_e B_{\max}} \times 10^8 \quad (5)$$

where: N_p = Primary Turns
 L_p = Primary Inductance (Henries)
 I_{pk} = Peak Primary Current (Amperes)
 A_e = Effective Area of Core (cm^2)
 B_{\max} = Saturation Flux Density (Gauss)

Since the saturation flux density of ferrite materials decreases with increasing temperature, the value of B_{\max} should be adjusted in equation (5) to provide for high temperature operation. Based on the published high temperature data for Ferroxcube 3B7 material, B_{\max} was set at 2000 Gauss instead of 3800 Gauss ($B_{\max} @ 25^\circ\text{C}$).

Calculating N_p from equation (5)

$$N_p = \frac{(130 \mu H) (10 \text{ A})}{(2.66 \text{ cm}^2) (2000 \text{ Gauss})} \times 10^8 = 24 \text{ Turns}$$

The required air gap can be determined using the following relationships for the effective flux path.

$$l_e = \frac{0.4 \pi N_p I_{pk} \mu_{av}}{B_{\max}} \quad (6)$$

and

$$l_e = l_m + \mu_{av} l_g \quad (7)$$

where

l_e = Effective Flux Path (cm)
 N_p = Primary Turns
 μ_{av} = Average Permeability
 I_{pk} = Peak Primary Current (Amperes)
 B_{\max} = Saturation Flux Density (Gauss)
 l_m = Length of Magnetic Path (cm)
 l_g = Length of Air Gap (cm)

The average permeability for 3B7 material, as shown in Table II is 1900, and calculating l_e from equation (6)

$$l_e = \frac{(0.4) (3.14) (24) (10) (1900)}{2000} = 286 \text{ cm}$$

TABLE II

| Core Material | Core Number | A_e (CM^2) | A_C (CM^2) | A_{CB} | l_m (cm) | B_{\max} Gauss | μ_{AV} | $A_C A_{CB}$ (cm^4) |
|---------------|-------------|-------------------------|-------------------------|--|------------|------------------|------------|--------------------------------|
| 3B7 | 3622 | 2.02 | 1.08 | 0.116 in ² 0.748 cm ² | 5.78 | 3800 | 1900 | 1.51 |
| | 4229 | 2.66 | 1.94 | 0.217 in ² 1.40 cm ² | 6.81 | 3800 | 1900 | 3.72 |
| | 2213 | 0.635 | 0.420 | 0.046 in ² 0.297 cm ² | 3.12 | 3800 | 1900 | 0.189 |

*The equations used in this approach are from Reference 7.

Substituting this value for l_g and the value for l_m from Table II into Equation (7) we get

$$286 \text{ cm} = 6.81 \text{ cm} + (1900) l_g$$

$$l_g = \frac{286 - 6.81}{1900} = 0.147 \text{ cm} = 0.058 \text{ in}$$

Now the minimum primary to secondary winding ratio can be determined by considering the maximum allowable discharge time in the secondary circuit. Using the previous assumption of a 30 μ s on time at 18 kHz, the secondary circuit must discharge within 25 μ s, and the turns ratio can be found from the following relationships

$$V_S = \frac{L_S dI_S}{dt_{off}} \approx \frac{L_S \Delta I_S}{\Delta t_{off}} \quad (8)$$

$$L_S = L_P / (N_P / N_S)^2 \quad (9)$$

$$I_S = I_P (N_P / N_S) \quad (10)$$

Substituting Equations (9) and (10) into (8) and solving for $(N_P / N_S)_{min}$

$$V_S \approx \frac{[L_P / (N_P / N_S)^2] [\Delta I_P (N_P / N_S)]}{\Delta t_{off}}$$

$$V_S \approx \frac{(L_P)(\Delta I_P)}{(N_P / N_S)(\Delta t_{off})}$$

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{(L_P)(\Delta I_P)}{(V_S)(\Delta t_{off})}$$

$$\left(\frac{N_P}{N_S}\right)_{min} \approx \frac{(130 \times 10^{-6} \text{ h})(9.2 \text{ A})}{(27 \text{ V})(25 \times 10^{-6} \text{ s})} = 1.77$$

Solving for the secondary turns

$$N_S = N_P / 1.77 \\ = 24 / 1.77 = 13.55 \text{ (used 13 turns)}$$

The number of turns for the control windings (Y-Z and A) shown in Figure 4 were chosen to give reasonable drive signals. Winding A performs a polarity sensing function and can be 1:1 with a series resistor to limit the current. Winding Y-Z drives the integrator and was set at a 6:1 ratio to give a 10-Volt signal at the maximum input voltage. Once the number of turns for each winding is known, the wire size can be chosen and the fit can be checked. The wire sizes for the primary and secondary windings were chosen so that their ampere per square inch ratings were less than 1500 A/square inch. Almost any convenient wire size down to 40 gauge can be used for the control windings as the currents in these windings are very low. Number 16 gauge H. F. wire was used for the primary and secondary and number 26 gauge for the control windings.

Using the turns per square inch factor for each wire size, we can determine the fit as follows.

$$ACB \geq \frac{N_P}{T16} + \frac{N_S}{T16} + \frac{N_{Y-Z}}{T26} + \frac{N_A}{T26}$$

where

N_P = Primary Turns

N_S = Secondary Turns

N_{Y-Z} = Turns On the Y-Z Winding

N_A = Turns On the A Winding

T16 = Turns Per Square Inch for #16 Gauge

T26 = Turns Per Square Inch for #26 Gauge

$$ACB \geq \frac{24}{327} + \frac{13}{327} + \frac{4}{2932} + \frac{24}{2932} = 0.122 \text{ sq. in.}$$

From Table II, ACB for the 4229 core is 0.217 square inch, therefore, this design should fit on the 4229 core. The complete specifications for T1 are shown in Table III.

BASE DRIVE TRANSFORMER (T2)

The base drive transformer was designed as a low-level pulse transformer. The winding ratio of this transformer should be chosen so that the power transistor operates at a forced gain low enough to maintain a reasonable saturation voltage at peak collector currents. In this design a 1:10 ratio was used which will provide 1 Ampere of base drive at 10 Amperes operating current (starting conditions). Figure 5 shows the base drive circuit and the voltage and current waveforms for transformer T2. As shown in waveform B, the secondary voltage during the on time of the power transistor is equal to two diode drops, a V_{BE} drop and the drop across R13. These voltages increase with increasing base current; worst case conditions are shown in Figure 5. An important consideration in the design of this transformer is to keep the percentage droop at the operating frequency as low as possible. This will insure that the voltage and current pulses are transformed with minimum loss. The percentage droop of a pulse transformer is defined by the following relationship:

$$*PD = \frac{100 R t_p}{L_m} \quad (11)$$

where

PD = Percentage Drop (Percent)

R = Effective Primary Circuit Resistance (Ohms)

t_p = Width of the Pulse Being Reproduced (Seconds)

L_m = Magnetizing Inductance of the Transformer (Henries)

The effective primary resistance (R) in equation (11) consist of several components as shown in the transformer low frequency equivalent circuits of Figures 5-A and 5-B.

*The equations used in this approach are from Reference 7.

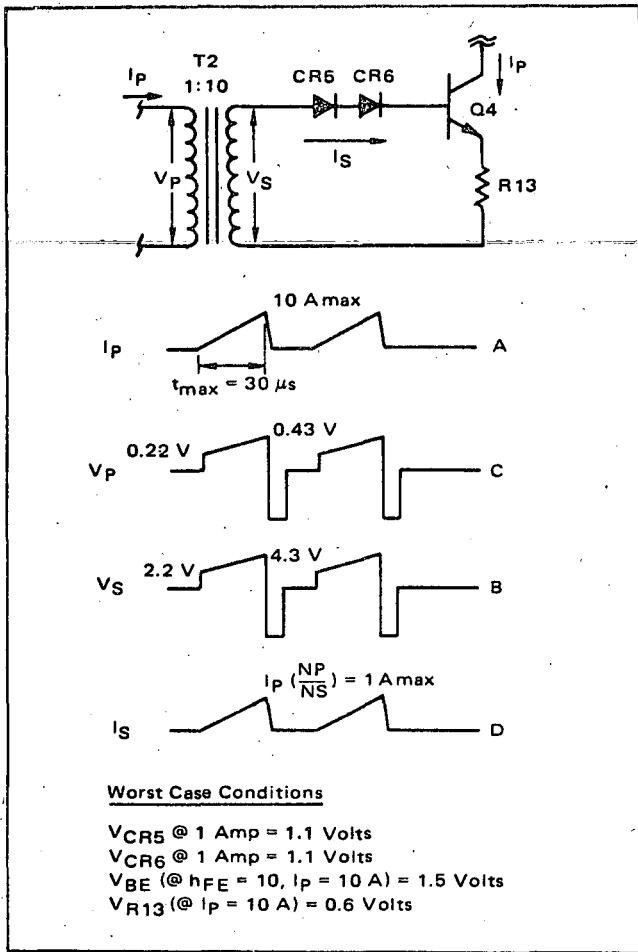


FIGURE 5 - Base Drive Transformer (T2)

From Figure 5-B, R is equal to $(R_g + R_p)$ in parallel with the parallel combination of R_C and $(n^2 R_S + n^2 R_L)$. However, a simplified approximation for R can be obtained if the following assumptions are made.

- $R_S \ll R_L$
- R_C is large (meaning core loss is low)
- $R_g \gg R_p$
- $R_g \gg n^2 R_L$

In this application these are reasonable approximations and

$$R = n^2 R_L$$

From Figure 5

$$R_L = \frac{V_S}{I_S} = \frac{4.3 \text{ V}}{1 \text{ A}} = 4.3 \Omega$$

$$n = \frac{1}{10}$$

Therefore:

$$R = \left(\frac{1}{10}\right)^2 (4.3) = 0.043 \Omega$$

With this value of R and assuming a droop of 1%, the minimum value of L_m at the maximum pulse width can be determined from Equation (11).

$$L_m = \frac{100 R t_p}{P_D} = \frac{100 (0.043) (30 \times 10^{-6})}{1} = 129 \mu\text{H}$$

Now the core can be sized using the same approach that was used in the design of T1.

$$ACACB \geq \frac{1.3 P_{out}}{f B_{max}} \times 10^6 \text{ (cm}^4\text{)} \quad (4)$$

From Figure 5 $P_{out} = (4.3 \text{ V}) (1 \text{ A}) = 4.3$ Watts

Therefore:

$$ACACB \geq \frac{1.3 (4.3) \times 10^6}{(18 \times 10^3)(2 \times 10^3)} = 0.155 \text{ cm}^4$$

The smallest available pot core meeting this requirement was Ferroxcube Part No. 2213P-L00-3B7. The specifications for this part are also shown in Table II. The number of primary turns can now be determined from

$$L_m = 0.4 \pi N_p^2 \mu_{av} \left[\frac{A_e}{l_m} \right] \times 10^{-8}$$

solving for N_p

$$N_p = \sqrt{\frac{L_m}{0.4 \pi \mu_{av} \left[\frac{A_e}{l_m} \right] \times 10^{-8}}}$$

$$N_p = \sqrt{\frac{129 \times 10^{-6}}{(0.4) (3.14) (1.9 \times 10^3) \left[\frac{0.635}{3.12} \right] \times 10^{-8}}} = \sqrt{26.5} = 5.1 \text{ Turns, Used 5 Turns}$$

and

$$N_S = \frac{N_p}{n} = 5 / (1/10) = 50 \text{ Turns}$$

Using the same current per square inch value as before, #16 gauge wire was chosen for the primary and #24 gauge for the secondary. Checking the fit,

$$ACB \geq \frac{N_p}{T_{16}} + \frac{N_S}{T_{24}}$$

$$ACB \geq \frac{5}{327} + \frac{50}{1893} = 0.0416 \text{ in sq.}$$

The ACB for the 2213 core is 0.046 in. sq. from Table II. The complete specifications for T2 are shown in Table III.

TABLE III – Transformer Specifications

| | | |
|----------|-----------------------------|------------------------|
| T1: | Primary | – 24 Turns of #16 AWG |
| | Secondary | – 13 Turns of #16 AWG |
| | Y-Z Winding | – 4 Turns of #24 AWG |
| | A Winding | – 24 Turns of #24 AWG |
| Pot Core | – Ferroxcube #4229P-L00-3B7 | |
| Bobbin | – Ferroxcube #4229FID | |
| Air Gap | – 0.058 in. | |
| T2: | Primary | – 5 Turns of #16 AWG |
| | Secondary | – 50 Turns of #24 AWG |
| | | |
| Pot Core | – #2213P-L00-3B7 Ferroxcube | |
| Bobbin | – #2213FID Ferroxcube | |
| Air Gap | – 0 | |
| T3: | Primary | – 330 Turns of #32 AWG |
| | Secondary | – 33 Turns of #26 AWG |
| | | |
| Pot Core | – #2213P-L00-3B7 Ferroxcube | |
| Bobbin | – #2213FID | |
| Air Gap | – 0 | |

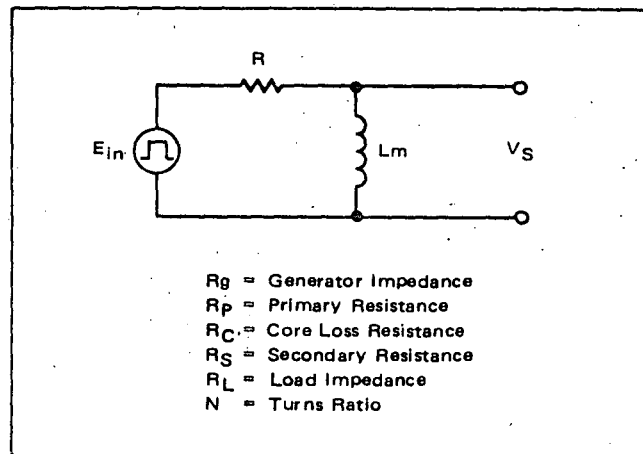


FIGURE 5-A

CONTROL CIRCUIT PULSE TRANSFORMER (T3)

The procedure used to design this transformer is exactly the same as the procedure used to design the base drive transformer (T2). Figure 6 shows the specific circuit components used to determine the output requirement for T3. During the initial turn-off of Q4, Q8 is required to sink I_{B2} , plus I_{B1} from the base drive transformer. I_{B1} will be present until the collector current begins to decrease (depending on the storage time of Q4).

Therefore, initially

$$I_{CQ8max} = I_{B1} + I_{B2}$$

$$= \frac{I_{CQ4}}{10} + \frac{I_{CQ4}}{10} \quad (\text{assuming } I_{B1} = I_{B2} = I_C/10)$$

$$I_{CQ8max} = \frac{9.2 \text{ A}}{10} + \frac{9.2 \text{ A}}{10} = 1.84 \text{ Amp}$$

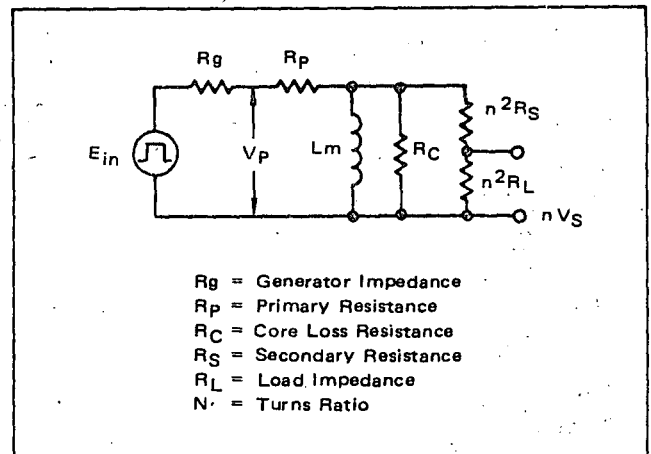


FIGURE 5-B – Low Frequency Equivalent Circuits

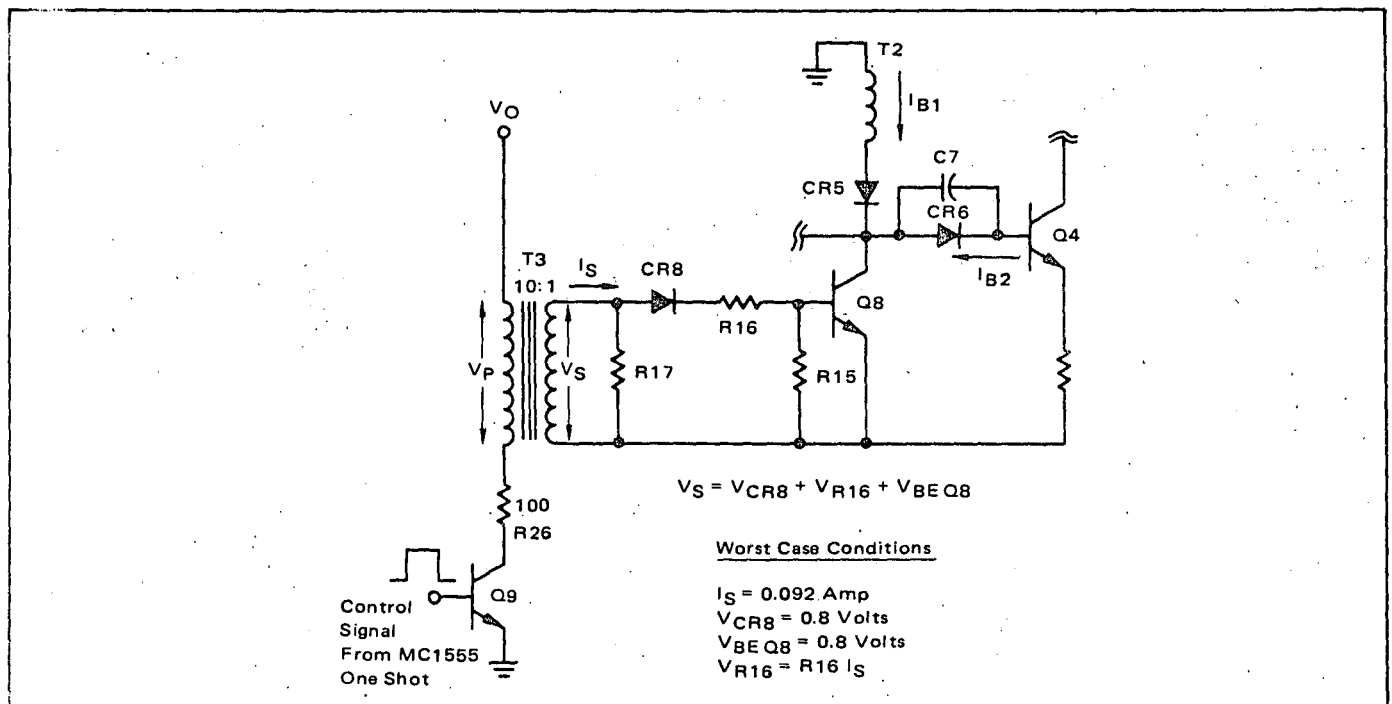


FIGURE 6 – Control Transformer Circuit (T3)

If Q8 is operated at a forced gain of 20 under worst case conditions, then

$$I_S = \frac{I_{CQ8max}}{20} = \frac{1.84 \text{ Amp}}{20} = 0.092 \text{ Amp}$$

The winding ratio of T3 can be chosen so that the control circuitry works at a fairly low current level and adequate voltage is applied to the base circuit of Q8. CR8 is used to protect the base-emitter junction of Q8 from reverse voltages induced during turn-off and R16 is used to limit the base drive during the on time. Using a standard low-speed diode such as the 1N4003 for CR8 provides some reverse bias for Q8 during turn-off and improves its switching time. The reverse bias appears because of the reverse current of the diode during reverse recovery. In this example the winding ratio was set at 10:1 and R26 was added to limit the current in Q9 during possible fault conditions. Solving for the primary voltage (V_P)

$$\begin{aligned} V_P &= V_O - V_{R26} - V_{CE(sat) Q9} \\ &= V_O - (I_S/n)(100) - V_{CE(sat) Q9} \end{aligned}$$

With the output voltage of the supply adjusted to its low value ($V_O = 20$ Volts) and assuming a saturation voltage of 0.3 Volts for Q9 gives

$$V_P(\min) = 20 - (0.092/10)(100) - 0.3 = 19 \text{ Volts}$$

and

$$V_S(\min) = V_P/N = 19/10 = 1.9 \text{ Volts}$$

knowing the minimum V_S , R16 can be set to provide the required base drive. From Figure 6

$$\begin{aligned} V_S &= V_{CR8} + I_S R_{16} + V_{BE Q8} \\ R_{16} &= \frac{V_S - V_{CR8} - V_{BE Q8}}{I_S} = \frac{1.9 - 0.8 - 0.8}{0.092} \\ &= 3.26 \Omega \text{ (used } 3 \Omega) \end{aligned}$$

At higher supply output voltages the base drive and operating current of the control transistor (Q9) will increase but will still be within the ratings of the devices.

The reflected primary impedance can be calculated, based on the secondary requirements as follows:

$$R = \frac{V_S}{I_S} (n)^2 = \frac{1.9}{0.092} (10)^2 = 2065 \Omega$$

substituting this value into Equation (11), allowing a 10% droop and solving for L_m

$$P_D = \frac{100 R t_P}{L_m} \quad (11)$$

or

$$L_m = \frac{100(2065 \Omega)(25 \times 10^{-6} \mu s)}{10} = 516 \text{ mH}$$

Calculating the turns and wire size using the same procedure that was used for T2 resulted in the transformer specifications shown in Table III for T3. Sizing the core based on output power requirements indicated that a smaller core could be used; however, in this example the 2213 core was used for convenience.

POWER TRANSISTOR (Q4)

Most of the important power transistor requirements can be established based on the design of the power transformer (T1) and the base drive transformer (T2). Q4 must operate at approximately 9 Amperes with a forced gain of 10 and reasonably low saturation voltage.

The required blocking voltage for Q4 can be determined from the following relationship.

$$BV_{CEX} > V_I(\max) + n_{T1} V_O(\max) \quad (12)$$

where:

BV_{CEX} = The Collector-to-Emitter Breakdown Voltage With Specified Base Circuit Conditions

$V_I(\max)$ = 80 Volts Before Shutdown Occurs

n_{T1} = T1 Winding Ratio ≈ 2

$V_O(\max)$ = 27 Volts

Therefore

$$BV_{CEX} > 80 \text{ V} + (2)(27)$$

$$BV_{CEX} > 134 \text{ Volts}$$

This voltage will appear across Q4 after it is completely off. However, during the actual turn-off, Q4 will be required to handle maximum current at some higher voltage with the base-emitter junction reversed biased. The voltage reached during the turn off transition will depend on the snubber network used across the primary of T1 (which will be discussed in some detail later). To properly design the snubber network, the device capability during reversed bias turn off must be established. The ES/b rating (secondary breakdown energy in the reversed bias mode) shown on many power transistor data sheets guarantees the device capability with a specific load inductance. However, data has shown that the ES/b rating decreases significantly with increasing inductance. Also, in most applications the voltage is limited and does not reach the avalanche voltage of the device, so that an ES/b rating does not necessarily apply. On the data sheet for the 2N6546, used in this application, a new specification has been added which is shown in Figure 7. The specification states that the device can switch rated current at a specific clamped voltage (i.e. if the collector voltage is clamped at or below the specified value, the transistor can switch rated current regardless of inductive load). With this information the circuit designer can optimize the clamping network and still be assured that the device is being used within its safe operating area.

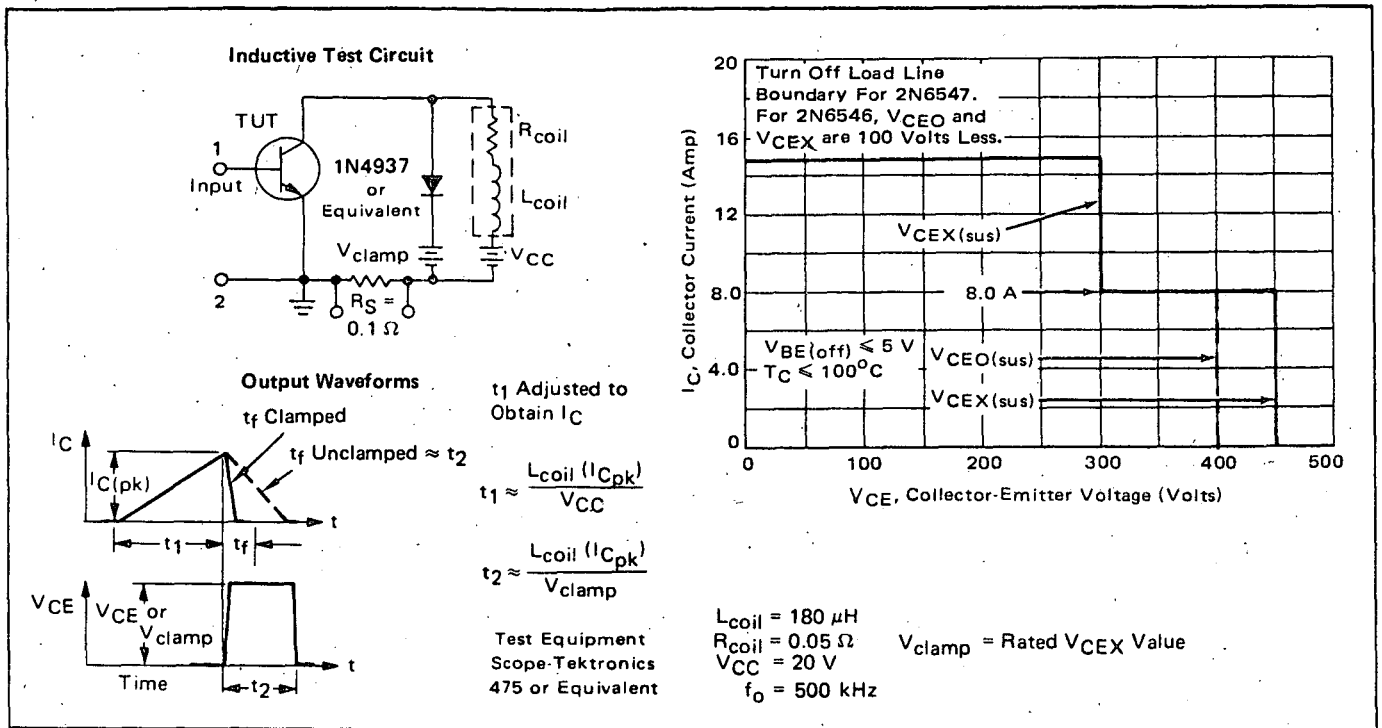


FIGURE 7 – Switching Safe Operating Area – V_{CE} (Clamped)

The switching time of Q4 (especially the fall time) is important and should be as low as possible to reduce power losses during turn-off. CR6 and C7 shown in Figure 4 were added to provide some reverse bias during turn-off and improve the switching of Q4.

The voltage and current waveforms for Q4 are shown in Figure 8. The load line is shown in Figure 9.

LOAD LINE SHAPING NETWORK

Load line shaping is used to reduce transistor dissipation during switching and to protect the device from overstress conditions. The load line shaping network is shown in Figure 10. A conservative approach in designing this network is to choose C4 to limit the rate of rise of voltage across Q4 so that the collector voltage reaches the rated clamp voltage at a time greater than the fall time of the power transistor. This will insure that the power transistor is operating within its safe operating area (SOA).

Therefore:

$$C_4 = \frac{I_{pk} t_V}{V_{Clamped}} \quad (13)$$

where:

- I_{pk} = Peak Current In the Primary (Amperes)
- t_V = Time to Reach Clamp Voltage (should be greater than the inductive fall time of Q4) (Seconds)
- $V_{Clamped}$ = Rated Clamp Voltage (Volts)

To calculate C_{4min} use $t_V = t_{fmax} = 1 \mu s$

$$C_{4min} = \frac{(10)(1.0 \times 10^{-6})}{350} = 0.029 \mu F \text{ (used } 0.047 \mu F)$$

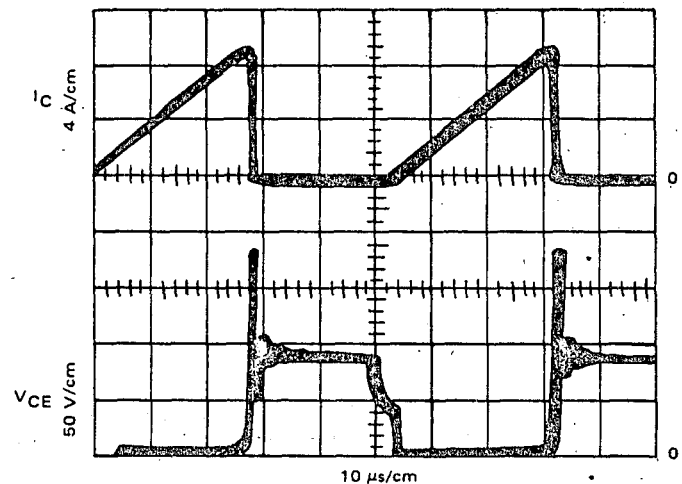


FIGURE 8 – Voltage and Current Waveform for Q4

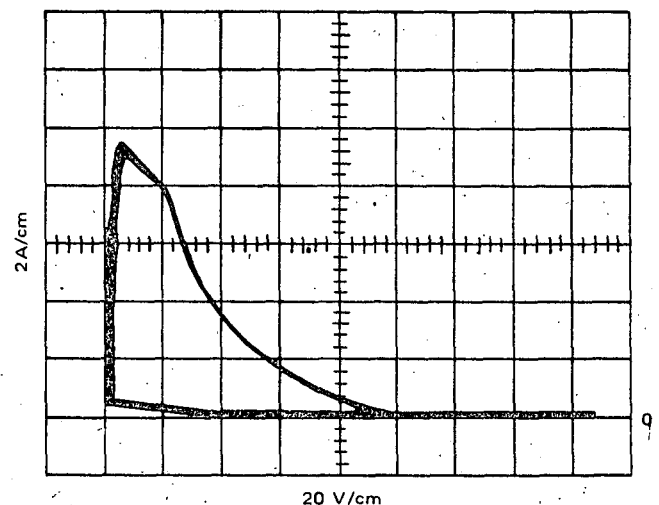


FIGURE 9 – Q4 Load Line

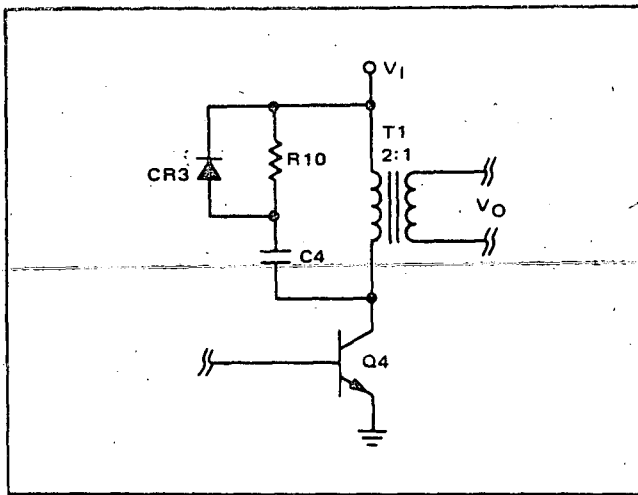


FIGURE 10 – Load Line Shaping Network

R10 should be selected so that C4 charges close to the input voltage during the on time, but limits the additional current supplied to Q4 at turn on. The minimum on time which occurs at minimum load, is approximately 6 μ s.

Therefore:

$$R10C4 = 6 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$R10 = 6 \times 10^{-6} / (0.047 \times 10^{-6}) = 128 \Omega (\text{used } 130 \Omega)$$

The major portion of the power dissipation in R10 occurs during the charging cycle and can be estimated as follows:

$$P_{D_{avg}} = \frac{V_I^2 K \tau}{R10 T} \quad (14)$$

where

K = A Constant Used to Transfer the Exponential Power Pulse in R10 Into An Equivalent Rectangular Pulse and Is $\cong 0.5$

τ = RC Time Constant (Seconds)

T = Period at Maximum Frequency (Seconds)

Substituting and Solving for $P_{D_{avg}}$ gives

$$P_{D_{avg}} = \frac{(60)^2 (0.5) (6 \times 10^{-6})}{(130) (31 \times 10^{-6})} = 2.7 \text{ Watts}$$

CONTROL CIRCUIT

The most important design considerations for this portion of the circuit (see Figure 11) are the dc gain from the supply output to the output of the integrator (A2), the integrator time constant and the time constant of the MC1455 (A3). The zener reference diode (VR4) is not critical in this design because the output is adjustable. However, if R11 and R12 are fixed, then the combined tolerances of R11, R12 and VR4 will have to be less than the specified output voltage variation.

The integrator time constant (R22C10 from Figure 11) can be set to equal the maximum on time of the power

transistor (30 μ s at low input and heavy loads). If a convenient value is chosen for C10 then R22 can be determined. In this design, C10 was chosen to be 0.005 μ F then

$$R22 = \frac{t_{on}}{C10} = \frac{30 \times 10^{-6} \mu\text{s}}{0.005 \times 10^{-6}} = 6 \text{ k}\Omega$$

At low input, the Y-Z voltage to the integrator A2 during the on time of Q4 is

$$+V_{Y-Z} = \left(\frac{N_{Y-Z}}{N_p} \right) (V_{I \text{ low}}) = (1/6)(40 \text{ V}) = 6.67 \text{ Volts}$$

and the output of A2 will have a slope of $-\frac{+V_{Y-Z}}{R22C10}$

$$= -\frac{6.67}{30 \times 10^{-6}}$$

At low input, maximum load conditions, the output of the integrator will change by 6.67 Volts in 30 μ s. As the threshold voltage of the MC1455 is 1/3 VCC or 4 Volts, the maximum integrator voltage must be 4 + 6.67 = 10.67 Volts at the beginning of the on time (Vdc shown in Figure 11).

At the other extreme of high input, the Y-Z voltage during the on time of Q4 is

$$+V_{Y-Z} = (1/6) (60 \text{ V}) = 10 \text{ Volts.}$$

The integrator output will therefore have a slope of $-\frac{10}{30 \times 10^{-6}}$. The on time of Q4 under the conditions of high input, minimum load, can be calculated from the relationship of energy stored during on time to energy needed during the complete cycle.

If we assume an efficiency of 50% at minimum load of 8 Watts, input power will be 16 Watts. Required energy per cycle is

$$W = P_{in} (t_{on} + t_{off}) = 16 (t_{on} + 25 \times 10^{-6}) \text{ Joules.}$$

Energy stored during Q4 on time is

$$W = \frac{(V_I t_{on})^2}{2L} = \frac{(60 t_{on})^2}{2 \times 130 \times 10^{-6}}$$

As these two energies must be the same, we can equate and solve for t_{on} .

$$\frac{(60 t_{on})^2}{2 \times 130 \times 10^{-6}} = 16 (t_{on} + 25 \times 10^{-6})$$

$$3600 t_{on}^2 = (4160 \times 10^{-6}) (t_{on} + 25 \times 10^{-6})$$

$$3.6 \times 10^3 t_{on}^2 - 4.16 \times 10^{-3} t_{on} - 1.04 \times 10^{-7} = 0$$

Solving this equation results in $t_{on} \cong 6 \mu$ s

In 6 μ s, with high input voltage, the integrator output will change by

$$-\frac{10}{30 \times 10^{-6}} \times 6 \times 10^{-6} = -2 \text{ Volts.}$$

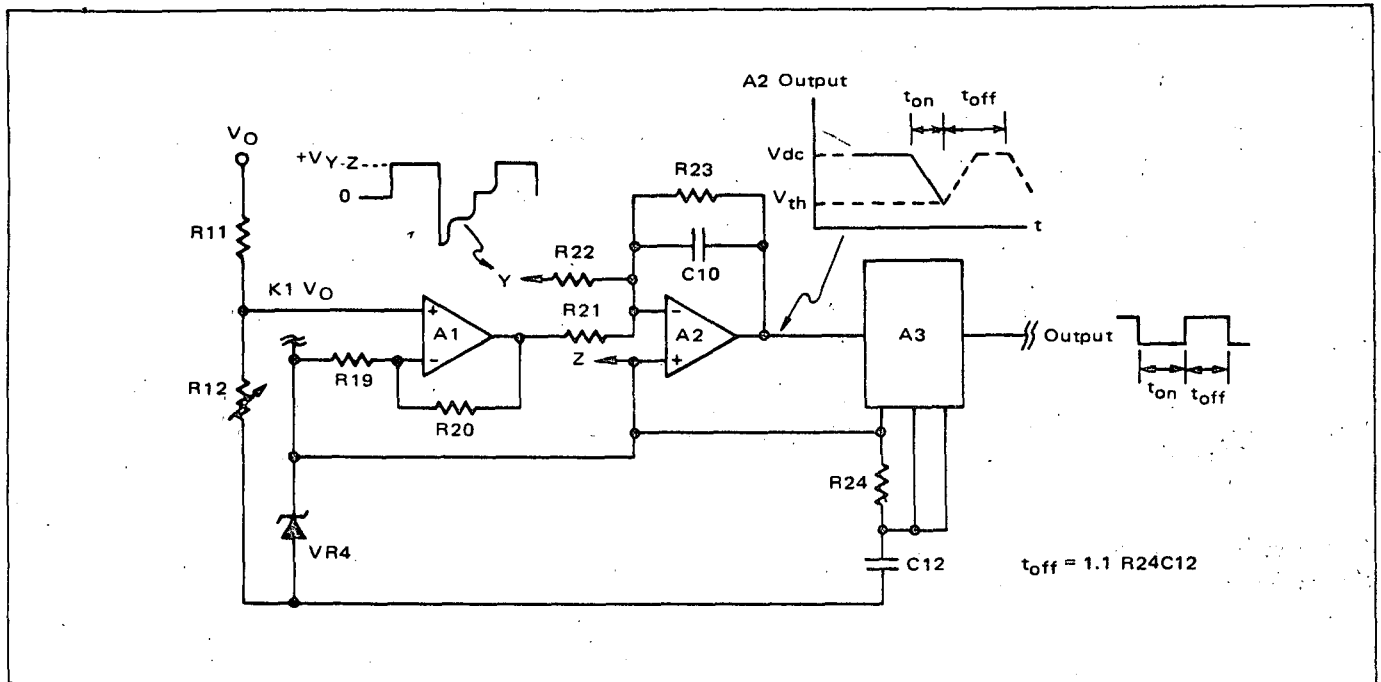


FIGURE 11 – Control Circuit

The maximum integrator voltage under high input, minimum load conditions is therefore $4 + 2 = 6$ Volts.

The dc level of the integrator output voltage must change by $10.67 - 6 = 4.67$ Volts when going from worst case maximum load to worst case minimum load. The dc gain of the control circuit determines how much of a change in V_O will be required to cause 4.67 Volts change at the integrator output. If we choose 1% regulation over worst case line and load, then KV_O , where $K = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}}$, cannot change more than 1%, or 0.12 Volts. Minimum control circuit gain may then be calculated as

$$\begin{aligned} 0.12 A &= 4.67 \\ A &= 38.9. \end{aligned}$$

DC gain of the control circuit shown in Figure 4 is $11 \times 4.35 = 47.9$ which gives regulation of

$$\frac{4.67}{12 \times 47.9} = 0.008 = 0.8\%$$

for worst case line and load changes.

The time constant for the MC1455 is set to equal the off-time which was chosen to be $25 \mu s$. From the MC1455 data sheet and Figure 4

$$1.1 R_{24}C_{12} = 25 \mu s$$

A convenient value can be chosen for one of the components, which fixes the second one. For the circuit of Figure 4, $R_{24} = 2.4 k\Omega$, $C_{12} = 0.01 \mu F$.

OUTPUT FILTER

The output filter section shown in Figure 12 is required to maintain the high frequency ripple at or below 14 mV

peak-to-peak. To reach this level with a single capacitor filter (C5) at heavy loads would require approximately $7500 \mu F$. In this example we chose to reduce the size of C5 and add an LC section (L1 and C6) to achieve the design specification. If 50 mV is allowed across C5 then

$$\begin{aligned} C_5 &= \frac{I_{O \max} t_{on(\max)}}{V_{\text{Ripple}}} \\ &= \frac{(3A)(30 \times 10^{-6})}{50 \times 10^{-3}} = 1800 \mu F \text{ (used } 2000 \mu F) \end{aligned}$$

The LC6 section has to attenuate the 50 mV signal to 14 mV or less. C6 should be chosen so that its impedance (X_C) at the operating frequency is much less than the minimum load impedance (R_L). This will reduce the effect of the load on the attenuation process since the impedance of C6 (X_C) in parallel with the load impedance (R_L) will be approximately equal to the impedance of C6. Setting $X_C(\max) \leq 10\% R_L(\min)$ will give reasonable results. For this example

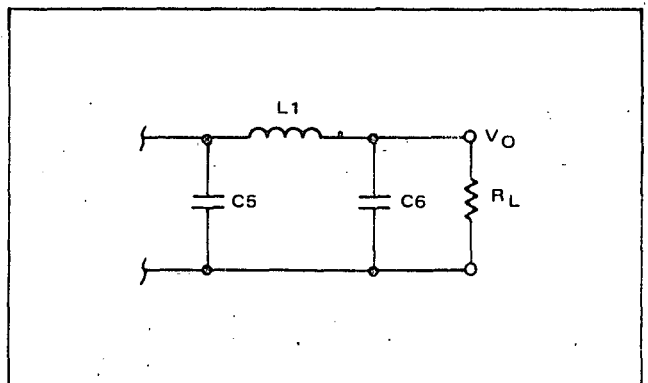


FIGURE 12 – Output Filter Section

$$R_{L(\min)} = \frac{V_{O\min}}{I_{O\max}} = \frac{20}{3} = 6.67 \Omega$$

and

$$X_{C(\max)} \leq (0.1)(6.67) = 0.667 \Omega$$

solving for C6 from

$$X_{C(\max)} = \frac{1}{2\pi f_{\min} C6_{\min}}$$

gives

$$C6_{\min} = \frac{1}{2\pi f_{\min} X_{C6_{\max}}} = \frac{1}{2(3.14)(18 \times 10^3)(0.667)}$$

$$= 13.3 \mu\text{F (used } 20 \mu\text{F)}$$

L1 can be determined from the following relationship for the required filter attenuation.

$$14 \text{ mV} \geq \Delta V_O \approx \frac{X_{C6}}{X_{L1} + X_{C6}} \Delta V_I$$

solving for X_{L1}

$$X_{L1} + X_{C6} = \frac{X_{C6} \Delta V_I}{\Delta V_O}$$

$$X_{L1} = X_{C6} \left(\frac{\Delta V_I}{\Delta V_O} - 1 \right) = 0.667 \left(\frac{50}{10} - 1 \right) = 2.7 \Omega,$$

assuming $\Delta V_O = 10 \text{ mV}$ instead of 14 mV

and from

$$X_{L1} = 2\pi f L1$$

$$L1 = \frac{X_{L1}}{2\pi f} = \frac{2.7}{2(3.14)(18 \times 10^3)} = 24 \mu\text{H (used } 25 \mu\text{H)}$$

The core for this inductor can be designed using the same procedure used for the power transformer. Since $I_{\max} = I_{dc} + I_{ac} \cong 3 \text{ A}$, #16 gauge wire was chosen. Then:

$$* A_C A_{CB} = \frac{A_X L I_{\max}}{0.8 B_{\max}} \times 10^8 \text{ (cm}^4\text{)}$$

where A_X = cross sectional area of the wire in cm^2

*The equations used in this approach are from Reference 7.

$$A_C A_{CB} = \frac{(0.013 \text{ cm}^2)(25 \times 10^{-6} \text{ h})(3 \text{ A})}{(0.8)(2000 \text{ g})} \times 10^8 \text{ cm}^4$$

$$= 0.06 \text{ cm}^4$$

From Table II, core #2213-L00-3B7 should work. The number of turns can be calculated from

$$N = \frac{L I_{\max}}{A_e B_{\max}} \times 10^8 = \frac{(25 \times 10^{-6})(3 \text{ A})}{(0.635)(2000)} \times 10^8$$

$$= 5.9 \text{ (used 6 turns)}$$

checking the fit:

$$A_{CB} \geq \frac{N}{T16} = \frac{6}{327} = 0.018 \text{ in. sq.}$$

Since this A_{CB} for the 2213 core is 0.046 in. sq. , this winding should fit.

Checking the magnetic path length required,

$$l_e = \frac{(0.4)\pi N I_{\max} \mu A V}{B_{\max}} = \frac{(0.4)(3.14)(6)(3)(1900)}{2000}$$

$$= 21.5 \text{ cm}$$

$$l_e = l_m + \mu l_g$$

$$21.5 \text{ cm} = 4.5 \text{ cm} + (1900) l_g$$

$$17 = 1900 l_g$$

$$l_g = 0.0089 \text{ cm} = 0.002 \text{ ins}$$

PERFORMANCE AND CONCLUSIONS

The overall performance of the circuit is summarized in Table IV

TABLE IV -

| |
|--|
| Output Current - 0.3 A to 3 A |
| Output Voltage - 20 to 27 Vdc (Adjustable) |
| 20 kHz Ripple - < 15 mV Peak-to-Peak |
| 120 Hz Ripple Rejection - > 60 dB (< 14 mV Peak-to-Peak) |
| Load Regulation - < 1% |
| Line Regulation - < 0.5% |
| Efficiency - > 75% |

The excellent 120 Hz ripple rejection can be attributed to the control technique used, which senses both the output and input voltage. The circuit performed well to an ambient of 70°C . This could be improved with a change in core material and/or shape, additional heat sinking and possibly a selection of critical devices.

As was mentioned in the introduction, the circuit can be designed to operate over a wider range of input

voltages with certain trade offs. Three possible approaches to accomplish this and their effects on the operation are listed below.

1. USING A SIMILAR TRANSFORMER DESIGN; at lower input voltage, the minimum operating frequency would be lower and the maximum operating current would be higher. This would require a redesign of the drive circuit, a higher current power transistor, an increase in the off time to insure that secondary completely discharges, some modification to the transformer to prevent saturation and larger filter elements.
2. T1 COULD BE REDESIGNED TO OPERATE AT THE SAME CURRENT LEVEL, BUT AT A MUCH LOWER FREQUENCY WITH LOWER INPUT VOLTAGES. This would require either an increase in off-time or a change in winding ratio.
3. T1 COULD BE REDESIGNED TO OPERATE AT THE SAME CURRENT LEVEL AND FREQUENCY WITH LOWER INPUT VOLTAGES. This would require a reduction in off time, a higher turns ratio, higher voltage capability for the power transistor, higher peak currents in the secondary, larger output filter elements and higher frequency operation at high input voltages.

The second approach appears to offer the least amount of compromise. The major disadvantage is the lower frequency of operation.

In other applications such as line operation and lower output power systems the basic circuit could be scaled up or down depending on the requirements. Line operation may be possible with the same power device (2N6546) used in this application as it has high voltage blocking capability. The maximum operating current in a line operated system would be much lower for equivalent output power requirements because of the high input voltage. This would also reduce the drive requirements for the power transistor. On the other hand, higher output power could be achieved with a line operated version if the operating current is held constant (200 to 300 Watts may be achievable). The voltage capability of the input bridge and

portions of the control circuitry would have to be increased for line operation. Various resistors would have to be increased to limit currents and power dissipation.

In summary, the basic approach is very flexible and can be tailored to specific system requirements by following the design approach shown in this application note and adjusting component values to meet the design specifications.

REFERENCES

1. Calkin, E.T. and Hamilton, B.H.: Circuit Techniques for Improving the Switching Logic of Transistor Switches in Switching Regulators, *IEEE Conference Record*, 1972 IAS Annual Meeting, pp. 477-484.
2. Calkin, E.T. and Hamilton, B.H.: A Conceptually New Approach for Regulated DC to DC Converters Employing Transistor Switches and Pulse Width Control, *IEEE Conference Record*, 1972 IAS Annual Meeting, pp. 485-494.
3. Beiss, J.J., Lalli, V.R., Schoenfeld, A.D. and Yu, Y.: The Application of Standardized Control and Interface Circuits to Three DC to DC Power Converters, *Power Electronics Specialists Conference 73 Record*, pp. 237-248.
4. Steele, W.: Use a Single Ended Switching Regulator, *Electronic Design*, June 6, 1975, pp. 72-76.
5. Okada, R.H.: *Switching Power Supplies*, RO Associates Brochure, Copyright 1973.
6. Turnbull, J.: Ferrite Cores, *Electronic Products*, May 15 1972, pp. 53-55.
7. Ferroxcube: *Applying Ferroxcube Ferrite Cores to the Design of Power Magnetics*, Bulletin 330-A, Copyright 1966.
8. Ferroxcube: *Magnetic Design Manual*, Bulletin 440, Copyright 1971.
9. Magnetics: *How to Select the Proper Core*, Bulletin 10A-5.
10. Dudley, B.W. and Peck, R.D.: High Efficiency Switching Regulators, *Hewlett-Packard Journal*, Volume 25, Vol. 4, December 1973
11. Haver, R.J.: *A New Approach to Switching Regulators*, AN-719 Motorola Semiconductor Products Inc., May 1974.



Design power inductors step by step.

Concentrate on the power dissipated in the windings instead of iterating hard-to-determine magnetic characteristics.

When efficiency, size and cost requirements dictate power inductors for filtering, relax. There's a straightforward and exact alternative to the indirect and vague design procedures normally used. To design an efficient power choke fast, and without being bogged down in the tedious repetition of conventional iterative processes, just follow 11 steps that focus on optimizing the magnetic characteristics:

1. Determine the total current.
2. Select the core material.
3. Determine the optimum flux density and magnetic-field strength.
4. Select the minimum-sized magnet wire.
5. Determine the minimum effective volume.
6. Select the minimum-sized core.
7. Determine the number of turns.
8. Determine the air gap.
9. Check the incremental effect.
10. Determine the total power loss.
11. Determine the maximum operating temperature the inductor must withstand.

Follow this step-by-step method to determine the optimum magnetic characteristics without the usual lengthy iteration. The power dissipated in the coil's windings then becomes the major factor that limits the inductor's minimum size

Finding the coil current

But before you can start, distinguish between the maximum incremental current, I_m , and the rated current at maximum temperature, I_r . The incremental current is the total instantaneous ac or pulse current (I_{pk}) and dc offset or bias (I_{dc}):

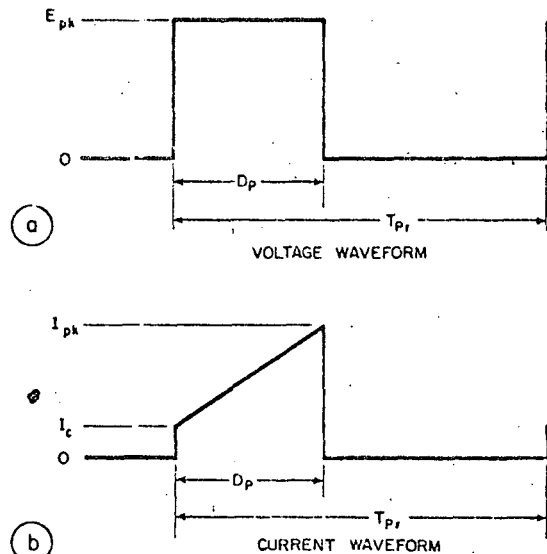
$$I_m = I_{pk} + I_{dc} \quad (1)$$

Since these currents together change the choke's inductance, the minimum inductance is determined by I_m .

The rated current is the total effective ac, I_{eff} , and I_{dc} :

$$I_r = I_{eff} + I_{dc} \quad (2)$$

These currents heat the inductor, so I_r determines the minimum size of the magnet wire.



1. A trapezoid of current (a) results when a square wave of voltage (b) is impressed on an inductor. The initial jump of current, I_c , ramps up to the final value, I_{pk} , with a slope that depends on coil inductance and resistance.

With a sine wave of E_{ac} , the maximum rms voltage across the choke, I_{eff} depends on L_m , the incremental inductance at I_m , and the operating frequency, f :

$$I_{eff} = E_{ac}/2\pi f L_m \quad (3)$$

also

$$I_{pk} = \sqrt{2} I_{eff} \quad (4)$$

Be careful in assigning a value to f —it may not be the line frequency. For instance, with a 60-Hz three-phase full-wave-bridge rectifier, f is 360 Hz.

For pulse excitation of the choke, as in switching regulators, the voltage and current waveforms are shown in Fig. 1. When a choke handles pulses rather than sine waves, I_{pk} depends on the pulse excitation voltage (E_{pk}), the pulse duration (D_p), the L_m , and the core-loss current (I_c), which is due to hysteresis and eddies:

$$I_{pk} = (E_{pk} D_p / L_m) + I_c \quad (5)$$

Choose the proper core and you can keep I_c less than 10% of I_{pk} :

$$I_c \leq 0.1 I_{pk} \quad (5a)$$

The pulse-repetition time, t_{pr} , comes into play for I_{eff} .

$$I_{eff} = \sqrt{D_p (I_p^2 + I_{pk} I_c + I_c^2) / 3 t_{pr}} \quad (6)$$

Once you've determined the values for the ap-

Table 1. Average values of common core materials.

| Material Designation | Freq. Range (Hz) | Temp. Range (°C) | U_i (G/Oe) | B_s (G) | B_r (G) | H_i (Oe) |
|--------------------------------------|------------------|------------------|--------------|-----------|-----------|------------|
| Electrical Steels⁴ | | | | | | |
| Silicon Iron | 20 to 1 k | -55 to +300 | 500 | 17.5 k | 12 k | 5.5 |
| Silectron | 20 to 10 k | -55 to +375 | 1.5 k | 16.5 k | 14 k | 0.83 |
| Alloy 48 | 20 to 8 k | -55 to +250 | 1 k | 12.5 k | 10 k | 1.25 |
| HY-MV 80 | 20 to 25 k | -55 to +230 | 10 k | 8 k | 4.4 k | 0.18 |
| Supermalloy | 20 to 25 k | -55 to +230 | 50 k | 7.3 k | 4 k | 0.033 |
| Supermendur | 20 to 2 k | -55 to +460 | 1.5 k | 21 k | 19 k | 0.67 |
| Molypermalloy Powders | | | | | | |
| MPP 14 ² | 400 k to 1 M | -55 to +250 | 14 | 6 k | 10 | 214 |
| MPP 26 ² | 400 to 650 k | -55 to +230 | 26 | 6 k | 10 | 115 |
| MPP 60 | 400 to 250 k | -55 to +200 | 60 | 6 k | 10 | 49.8 |
| MPP 125 | 40 to 100 k | -55 to +200 | 125 | 6 k | 200 | 23.2 |
| MPP 160 | 40 to 70 k | -55 to +200 | 160 | 6 k | 200 | 18.1 |
| MPP 200 | 40 to 30 k | -55 to +175 | 200 | 6 k | 200 | 14.5 |
| MPP 300 | 40 to 25 k | -55 to +150 | 300 | 6 k | 300 | 9.5 |
| MPP 550 | 40 to 20 k | -55 to +125 | 550 | 6 k | 650 | 4.86 |
| Powdered Irons | | | | | | |
| Carbonyl SF ² | 2 to 50 M | -55 to +125 | 7.5 | 8 k | 10 | 533 |
| Carbonyl E ² | 200 k to 10 M | -55 to +125 | 10 | 8 k | 10 | 400 |
| Carbonyl C ² | 100 k to 2 M | -55 to +125 | 20 | 8 k | 10 | 200 |
| Carbonyl GQ ⁴² | 50 k to 1 M | -55 to +125 | 35 | 8 k | 10 | 114 |
| Carbonyl HA | 1 to 100 k | -55 to +105 | 60 | 8 k | 2200 | 48.3 |
| 75 Powder | 400 to 50 k | -55 to +105 | 75 | 8 k | 2200 | 38.7 |
| 90 Powder | 400 to 10 k | -55 to +105 | 90 | 8 k | 2200 | 32.2 |
| Ferrites³ | | | | | | |
| F40 | 10 to 80 M | -55 to +250 | 40 | 2400 | 750 | 20.6 |
| F125 | 200 k to 10 M | -55 to +250 | 125 | 2350 | 1200 | 4.6 |
| F175 | 100 k to 5 M | -55 to +230 | 175 | 2550 | 1400 | 3.28 |
| F250 | 50 k to 4 M | -55 to +200 | 250 | 2200 | 1100 | 2.2 |
| F400 | 10 k to 2.5 M | -55 to +175 | 400 | 2700 | 1100 | 2 |
| F750 | 1 k to 1.5 M | -55 to +125 | 750 | 4000 | 1800 | 1.47 |
| F1000 | 1 k to 1 M | -55 to +125 | 1000 | 4200 | 1700 | 1.25 |
| F1500 | 1 k to 650 k | -55 to +125 | 1500 | 4000 | 1100 | 0.97 |
| F2000 | 400 to 500 k | -55 to +125 | 2000 | 4400 | 1500 | 0.72 |
| F2300 | 400 to 300 k | -40 to +105 | 2300 | 4000 | 1200 | 0.61 |
| F2700 | 400 to 250 k | -30 to +105 | 2700 | 4700 | 2000 | 0.50 |
| F5000 | 400 to 100 k | -25 to +105 | 5000 | 4300 | 1200 | 0.31 |
| F10000 | 400 to 80 k | -25 to +90 | 10000 | 4300 | 1200 | 0.16 |

Notes:

(1) For specific data and tolerances, refer to individual suppliers. (2) Excessive heating occurs before incremental effects are observed. (3) There are no standard designations for equivalent materials between ferrite suppliers. Designation used is for convenience. (4) Frequency range of electrical steel depends on material thickness. The thicker the material, the higher the frequency range.

Glossary of inductor terms

| Symbol | Terminology | Units |
|------------------------------|---|------------------------|
| A _c | Cross-sectional area of the core | cm ² |
| A _{Lo} | Initial-inductance index | H/turn ² |
| A _{Lm} | Incremental-inductance index | H/turn ² |
| A _s | Total surface area | cm ² |
| B | Maximum operating-flux density | G |
| B _r | Residual-flux density | G |
| B _s | Saturation-flux density | G |
| C _v | Core loss per unit volume | W/cm ³ |
| C _{vf} | Core-loss factor | W/cm ³ /Hz |
| d _i | Insulated-wire diameter | in. |
| d _o | Bare-wire diameter | in. |
| D _p | Pulse duration | s |
| E _{ac} | Ac-excitation voltage | rms V |
| E _{pk} | Pulse-excitation voltage | pk V |
| f | Design operating frequency | Hz |
| G _t | Thermal conductance | W/°C |
| H | Maximum operating magnetic-field strength | Oe |
| H _i | Intrinsic magnetic-field strength | Oe |
| I _c | Core-loss current | A |
| I _{dc} | Dc current (offset or bias) | A |
| I _{eff} | Effective current | A |
| I _f | Fusing current | A |
| I _m | Maximum incremental current | A |
| I _{pk} | Pulse current | A |
| I _r | Rated current at max temperature | A |
| I _{ro} | Rated current at room temperature | A |
| k | Winding-utilization factor | --- |
| L | Inductance | H |
| L _c | Magnetic-path length of the core | cm |
| l _e | Effective magnetic-path length | cm |
| l _g | Total air-gap length | cm |
| L _m | Incremental inductance at I _m | H |
| l _{tm} | Mean length per turn | ft |
| L _o | Initial inductance | H |
| N | Total turns | turns |
| p | Dc resistance per unit length | Ω/ft |
| P _c | Core loss | W |
| P _t | Total power | W |
| P _w | Winding loss | W |
| r | Thermal coefficient of resistance | Ω/Ω/°C |
| R _{dc} | Dc winding resistance | Ω |
| S _d | Surface dissipation | W/cm ² /°C |
| T _a | Ambient temperature | °C |
| T _m | Maximum operating temperature | °C |
| T _o | Reference temperature | °C |
| T _{pr} | Pulse-repetition time | s |
| T _r | Temperature rise | °C |
| l _{pi} ² | Winding density | turns/in. ² |
| U _e | Effective permeability | G/Oe |
| U _i | Initial permeability | G/Oe |
| U _m | Incremental permeability | G/Oe |
| V _e | Effective volume | cm ³ |
| V _{em} | Minimum effective volume | cm ³ |
| V _c | Actual core volume | cm ³ |
| W _a | Winding cross-sectional area | cm ³ |

appropriate coil currents, you can select a core material from the hundreds of magnetic materials available. Table 1 lists a representative cross-section of several popular core materials.

To pick the right core material, you need to know the required f , maximum operating temperature, T_m , core properties you need, cost, geometry and winding limitations, among other things. But whenever possible, and especially for switching regulators, use gapped-ferrite cores.

The core loss per unit volume, C_v , depends on the core-loss factor:

$$C_v = C_{vf} f \quad (7)$$

The crux of this entire procedure is that it determines explicitly—without iteration—optimum values for maximum operating flux density, B , and maximum operating magnetic-field strength, H , for the selected core material. Empirical analysis has shown that incremental effects begin approximately when the intrinsic magnetic-field strength, H_i , equals the saturation-flux density, B_s , minus the residual-flux density, B_r , all divided by twice the initial permeability, U_i , or

$$H_i = (B_s - B_r) / 2U_i \quad (8)$$

Thus, for inductors passing substantial dc, you must lower the maximum operating flux density to the differential flux density, $B_s - B_r$, rather than just B_s :

$$B = B_s - B_r \quad (9)$$

Maximum operating field strength depends not only on B , but also on incremental permeability, U_m :

$$U_m = U_i L_m / L_o \quad (10)$$

where L_o is the choke's initial low-level ac value of inductance with no dc; and L_m is the desired inductance value at I_m .

Now you can find H :

$$H = B / U_m \quad (11)$$

Because of the large variations in the permeabilities of many magnetic materials, especially the electrical steels, specify U_i at no more than 40 G. And expect variations in U_i , B_s and B_r at high temperatures.

Minimizing magnet-wire size

Having found values for B and H , you can figure out the thinnest magnet wire that you can use.

The size of the magnet wire is limited by its current rating, I_r . However, the usual current rating for copper wire doesn't apply to inductors. Ratings based on a current density of 1000 circular mils/A—the loading that causes a 2% voltage drop per 100 ft of standard house wiring—aren't realistic.

Instead current ratings for industrial and military inductors are based on a more practical consideration—maximum temperature rise. Since these ratings range typically from 5 to 20% of the wire's fusing current, rating the inductor wire at 10% of its fusing current is realistic, not to mention convenient for calculation. This rating applies at T_m .

At 20°C, the fusing current for bare-copper magnet wire of diameter d_o is found by

Table 2. Magnet Wire Design Data.

| AWG Size | Bare Wire | | | | Single Film | | | | | Double Film | | | | |
|----------|-----------|---------|----------------------|--------------------|-------------|--------|--------------------|----------|------------|-------------|-------|--------------------|----------|------------|
| | Max OD | Max I | Max Tensile Strength | Ω/ft | Max OD | ft/lb | Ω/lb | T_{pi} | T_{pi}^2 | Max OD | ft/lb | Ω/lb | T_{pi} | T_{pi}^2 |
| 10 | 0.1024 | 33.6 | 82.4 | 0.00100 | 0.1047 | 31.6 | 0.0316 | 9.551 | 91.22 | 0.1061 | 31.5 | 0.0315 | 9.425 | 88.83 |
| 11 | 0.0912 | 28.2 | 65.3 | 0.00126 | 0.0935 | 39.8 | 0.0501 | 10.70 | 114.4 | 0.0948 | 39.7 | 0.0500 | 10.55 | 111.3 |
| 12 | 0.0812 | 23.7 | 51.8 | 0.00159 | 0.0834 | 50.3 | 0.0800 | 11.99 | 143.8 | 0.0847 | 50.0 | 0.0795 | 11.81 | 139.4 |
| 13 | 0.0724 | 19.9 | 41.2 | 0.00200 | 0.0746 | 63.3 | 0.1266 | 13.40 | 179.7 | 0.0757 | 62.9 | 0.1258 | 13.21 | 174.5 |
| 14 | 0.0644 | 16.7 | 32.6 | 0.00252 | 0.0666 | 79.9 | 0.2013 | 15.02 | 225.5 | 0.0682 | 79.3 | 0.1998 | 14.66 | 215.0 |
| 15 | 0.0574 | 14.1 | 25.9 | 0.00318 | 0.0594 | 101 | 0.3212 | 16.64 | 283.4 | 0.0609 | 100 | 0.3180 | 16.42 | 269.6 |
| 16 | 0.0511 | 11.8 | 20.5 | 0.00402 | 0.0531 | 127 | 0.5105 | 18.83 | 354.7 | 0.0545 | 126 | 0.5065 | 18.35 | 336.7 |
| 17 | 0.0455 | 9.94 | 16.3 | 0.00505 | 0.0475 | 159 | 0.8029 | 21.05 | 443.2 | 0.0488 | 158 | 0.7979 | 20.49 | 419.9 |
| 18 | 0.0405 | 8.35 | 12.9 | 0.00639 | 0.0424 | 201 | 1.284 | 23.58 | 556.2 | 0.0437 | 199 | 1.272 | 22.88 | 523.6 |
| 19 | 0.0361 | 7.02 | 10.2 | 0.00805 | 0.0379 | 253 | 2.037 | 26.39 | 696.2 | 0.0391 | 251 | 2.020 | 25.58 | 654.1 |
| 20 | 0.0322 | 5.92 | 8.14 | 0.0101 | 0.0339 | 318 | 3.212 | 29.50 | 870.2 | 0.0351 | 315 | 3.182 | 28.49 | 811.7 |
| 21 | 0.0286 | 4.95 | 6.42 | 0.0128 | 0.0303 | 402 | 5.146 | 33.00 | 1089 | 0.0314 | 397 | 5.082 | 31.85 | 1014 |
| 22 | 0.0254 | 4.15 | 5.27 | 0.0162 | 0.0270 | 508 | 8.230 | 37.00 | 1372 | 0.0281 | 503 | 8.149 | 35.59 | 1266 |
| 23 | 0.0227 | 3.50 | 4.05 | 0.0203 | 0.0243 | 633 | 12.85 | 41.15 | 1694 | 0.0253 | 625 | 12.69 | 39.53 | 1562 |
| 24 | 0.0202 | 2.94 | 3.20 | 0.0257 | 0.0217 | 806 | 20.71 | 46.08 | 2124 | 0.0227 | 794 | 20.41 | 44.05 | 1941 |
| 25 | 0.0180 | 2.47 | 2.54 | 0.0324 | 0.0194 | 1013 | 32.82 | 51.55 | 2657 | 0.0203 | 990 | 32.08 | 49.26 | 2427 |
| 26 | 0.0160 | 2.07 | 2.01 | 0.0410 | 0.0173 | 1282 | 52.56 | 57.80 | 3341 | 0.0182 | 1260 | 51.66 | 54.95 | 3019 |
| 27 | 0.0143 | 1.75 | 1.61 | 0.0514 | 0.0156 | 1608 | 82.65 | 64.10 | 4109 | 0.0164 | 1580 | 81.21 | 60.98 | 3718 |
| 28 | 0.0127 | 1.47 | 1.27 | 0.0653 | 0.0140 | 2033 | 132.8 | 71.43 | 5102 | 0.0147 | 1950 | 129.9 | 68.03 | 4628 |
| 29 | 0.0114 | 1.25 | 1.02 | 0.0812 | 0.0126 | 2525 | 205.0 | 79.37 | 6299 | 0.0133 | 2470 | 200.6 | 75.19 | 5653 |
| 30 | 0.0101 | 1.04 | 0.801 | 0.104 | 0.0112 | 3215 | 334.4 | 89.29 | 7972 | 0.0119 | 3140 | 326.6 | 84.03 | 7062 |
| 31 | 0.0090 | 0.874 | 0.636 | 0.131 | 0.0100 | 4065 | 532.5 | 100.0 | 10000 | 0.0108 | 3950 | 517.4 | 92.59 | 8573 |
| 32 | 0.0081 | 0.747 | 0.515 | 0.162 | 0.0091 | 5000 | 810.0 | 109.9 | 12076 | 0.0098 | 4880 | 790.6 | 102.0 | 10412 |
| 33 | 0.0072 | 0.626 | 0.407 | 0.206 | 0.0081 | 6369 | 1312 | 123.5 | 15242 | 0.0088 | 6170 | 1271 | 113.6 | 12913 |
| 34 | 0.0064 | 0.524 | 0.322 | 0.261 | 0.0072 | 8064 | 2105 | 138.9 | 19290 | 0.0078 | 7870 | 2054 | 128.2 | 16437 |
| 35 | 0.0057 | 0.441 | 0.255 | 0.331 | 0.0064 | 10210 | 3380 | 156.2 | 24414 | 0.0070 | 9940 | 3290 | 142.9 | 20408 |
| 36 | 0.0051 | 0.373 | 0.204 | 0.415 | 0.0058 | 12760 | 5295 | 172.4 | 29727 | 0.0063 | 12440 | 5163 | 158.7 | 25195 |
| 37 | 0.0046 | 0.319 | 0.166 | 0.512 | 0.0052 | 15800 | 8090 | 192.3 | 36982 | 0.0057 | 15300 | 7834 | 175.4 | 30779 |
| 38 | 0.0041 | 0.269 | 0.132 | 0.648 | 0.0047 | 19920 | 12908 | 212.8 | 45269 | 0.0051 | 19300 | 12506 | 196.1 | 38447 |
| 39 | 0.0036 | 0.221 | 0.101 | 0.847 | 0.0041 | 26040 | 22056 | 243.9 | 59488 | 0.0045 | 25100 | 21260 | 222.2 | 49383 |
| 40 | 0.0032 | 0.185 | 0.0804 | 1.08 | 0.0037 | 33110 | 35759 | 270.3 | 73046 | 0.0040 | 32200 | 34776 | 250.0 | 62500 |
| 41 | 0.0029 | 0.160 | 0.0661 | 1.32 | 0.0033 | 40100 | 52932 | 303.0 | 91827 | 0.0036 | 39500 | 52140 | 277.8 | 77160 |
| 42 | 0.0026 | 0.136 | 0.0531 | 1.66 | 0.0030 | 51000 | 84660 | 333.3 | 111111 | 0.0032 | 49800 | 82668 | 312.5 | 97656 |
| 43 | 0.0023 | 0.113 | 0.0475 | 2.14 | 0.0026 | 65800 | 140.8k | 384.6 | 147928 | 0.0029 | 63700 | 136.3k | 344.8 | 118906 |
| 44 | 0.0021 | 0.0985 | 0.0346 | 2.59 | 0.0024 | 79400 | 205.6k | 416.7 | 173611 | 0.0027 | 76300 | 197.6k | 370.4 | 137174 |
| 45 | 0.00176 | 0.0756 | 0.0243 | 3.62 | 0.00205 | 104k | 376.5k | 487.8 | 237954 | 0.00230 | 99600 | 360.5k | 434.8 | 169036 |
| 46 | 0.00157 | 0.0637 | 0.0194 | 4.54 | 0.00185 | 132k | 599.3k | 540.5 | 292184 | 0.00210 | 126k | 572.0k | 476.2 | 226757 |
| 47 | 0.00140 | 0.0536 | 0.0154 | 5.71 | 0.00170 | 162k | 925.0k | 588.2 | 346020 | 0.00190 | 153k | 873.6k | 526.3 | 277003 |
| 48 | 0.00124 | 0.0447 | 0.0121 | 7.29 | 0.00150 | 205k | 1.494M | 666.6 | 444444 | 0.00170 | 199k | 1.451M | 588.2 | 346020 |
| 49 | 0.00111 | 0.0379 | 0.0097 | 9.09 | 0.00130 | 258k | 2.345M | 769.2 | 591716 | 0.00150 | 252k | 2.291M | 666.6 | 444444 |
| 50 | 0.00099 | 0.0319 | 0.0077 | 11.4 | 0.00120 | 312k | 3.557M | 833.3 | 694444 | 0.00140 | 306k | 3.488M | 714.3 | 510204 |
| 51 | 0.00088 | 0.0267 | 0.0061 | 14.5 | 0.00110 | 416k | 6.032M | 909.1 | 826446 | | | | | |
| 52 | 0.00078 | 0.0223 | 0.0048 | 18.4 | 0.00100 | 555k | 10.21M | 1000 | 1.000M | | | | | |
| 53 | 0.00070 | 0.0190 | 0.0038 | 22.9 | 0.00085 | 667k | 15.27M | 1176 | 1.384M | | | | | |
| 54 | 0.00062 | 0.0158 | 0.0030 | 29.1 | 0.00075 | 859k | 25.00M | 1333 | 1.777M | | | | | |
| 55 | 0.00055 | 0.0132 | 0.0024 | 37.0 | 0.00070 | 1.090M | 40.33M | 1429 | 2.041M | | | | | |
| 56 | 0.00049 | 0.0111 | 0.0019 | 46.6 | 0.00065 | 1.380M | 64.31M | 1538 | 2.367M | | | | | |
| Units | Inches | Amperes | Pounds | Ω/ft | Inches | ft/lb | Ω/lb | T_{pi} | T_{pi}^2 | Inches | ft/lb | Ω/lb | T_{pi} | T_{pi}^2 |

Maximum ODs, Ω/ft and ft/lb are taken from Materials and Processes Handbook. Maximum rated current is 100% of the fusing current at 20°C. Maximum tension is based upon a tensile strength of 10,000 PSI. Ω/lb is derived from $(\Omega/\text{ft}) \times (\text{ft}/\text{lb})$. $T_{pi} = I/\text{Max OD}$. $T_{pi}^2 = (I/\text{Max OD})^2$.

$$I_f = 10,244 d_o^3 \quad (12)$$

As a result, the current rating at 20 C is

$$I_{ro} = 0.1 I_f \quad (13)$$

Furthermore, for a required I_r , the magnet wire's minimum current rating at 20 C must be

$$I_{ro} = I_r [1 + 0.00393 (T_m - 20)] \quad (14)$$

Current ratings for copper magnet wire, based on Eq. 13, are tabulated in Table 2 along with other selected magnet-wire design data.

Finding the effective volume

Using your values for B and H, determine the minimum effective volume, V_{em} , that will sustain your inductor's operating conditions.

$$V_{em} = 0.4\pi \times 10^8 L_m I_m^2 / (B H) \quad (15)$$

For ungapped cores like toroids, the actual core volume must equal or exceed V_{em} . But meeting this requirement may make the core size excessive. Fortunately, however, an air gap in the magnetic circuit can reduce core size significantly. If the air-gap length, l_g , is small with respect to the effective magnetic-path length, l_e , the equivalent effective volume, V_e , is:

$$\begin{aligned} V_e &= A_c l_e \\ &= A_c (l_c + U_i l_g) \\ &= V_c + (A_c U_i l_g) \end{aligned} \quad (16)$$

where l_e is the magnetic path length of the core, A_c is the core's cross-sectional area and V_c is the actual volume.

To get the L_m when you select the core gap ensure

$$V_e \geq V_{em} \quad (17)$$

Armed with the minimum effective core volume, select the smallest core that can sustain the required inductance. With the help of core-size indexes pick a core from magnetic-core catalogs. They also provide data for the winding area, W_a , and for A_c that you can use in

$$W_a A_c = 5.067 \times 10^8 L_m I_m d_i^2 / (k B) \quad (18)$$

Here d_i is the diameter of the insulated-wire (double-film insulation is recommended), and k is the winding-utilization, or "fit," factor. For toroidal windings, k is typically 0.4; for bobbin windings, 0.8.

The core must satisfy Eqs. 15 and 18. Often, the core's geometry is severely limited by mounting space and dc winding resistance, R_{dc} . (Other factors that affect core geometry are compared in Table 3.)

Even slug-type inductors can be designed with this step-by-step procedure, but you must empirically determine l_g and V_e for slugs.

Now that you know the material, size and geometry of the core, you can calculate the maximum value of the incremental inductance index, A_{Lm} , from

$$A_{Lm} = (B A_c)^2 \times 10^{-16} / (L_m I_m^2) \quad (19)$$

Then with A_{Lm} , compute the number of turns, N , required for the L_m you need:

$$N = \sqrt{L_m / A_{Lm}} \quad (20)$$

Take N and H , and determine l_e :

$$l_e = 0.4\pi N I_m / H \quad (21)$$

For cores without air gaps, such as toroids, make sure that

Table 3. Core-geometry selection criteria.

| Selection Factor | E-U-I Cores | Pot Cores | Toroid Cores | Slug Cores | Other Shielded Cores |
|----------------------|-------------|-----------|--------------|------------|----------------------|
| Core Cost | Low | High | Low | Low | High |
| Winding Cost | Low | Low | High | Low | Low |
| Winding Flexibility | Excellent | Fair | Good | Good | Fair |
| Mounting Flexibility | Good | Good | Fair | Fair | Good |
| Shielding | Fair | Excellent | Good | Poor | Good |

$$l_c \geq l_e \quad (22)$$

For cores with air gaps, compute the air-gap length from

$$l_g = (l_e - l_c) / U_i \quad (23)$$

Now you can find the effective permeability:

$$U_e = U_i / [1 + (U_i l_g / l_c)] \quad (24)$$

For core geometries in which an air gap interrupts the magnetic circuit twice, the inserted material thickness should be half that computed in Eq. 23.

The air gap affects the initial inductance index, A_{Lo} , as follows:

$$A_{Lo} = 0.4\pi \times 10^{-8} A_c / [(l_c / U_i) + l_g] \quad (25)$$

Calculate the initial inductance, L_o , from

$$L_o = A_{Lo} N^2 \quad (26)$$

Next, compute the percent change in inductance L

$$\%L = [(L_m / L_o) - 1] 100 \quad (27)$$

Don't let the inductance change more than 25%. Next, compute P_t , the total power dissipated by the complete inductor—both the winding and the core. First determine the power dissipated in the windings, P_w .

The d_i used for the magnet wire when finding the minimum-sized core is the minimum for the I_r . However, the W_a of the actual core may be able to accept a wire with a large diameter and thereby lower the windings' power loss. The maximum diameter for the insulated wire is related to the winding density in turns per inch, tpi^2 , by

$$d_i = \sqrt{1 / \text{tpi}^2} \quad (28)$$

The winding density must conform to

$$\text{tpi}^2 = 6.452 N / (k W_a) \quad (29)$$

Select a wire with the best size for lowest dc resistance per unit length, p . The dc winding resistance, for a particular mean length per turn, l_{tm} , is found with

$$R_{dc} = N l_{tm} p \quad (30)$$

Compute P_w , using R_{dc} , the reference temperature T_o , the wire's thermal coefficient of resistance (r), and the T_m and I_r :

$$P_w = I_r^2 R_{dc} [1 + r (T_m - T_o)] \quad (31)$$

If T_o is 20 C, r is 0.00393; if T_o is 25 C, r is 0.00385.

Now, determine the core loss, P_c , from the data for

... which most core manufacturers either graph or tabulate. If necessary, you can extrapolate the value of C_v for your conditions:

$$P_c = C_v V_c \quad (32)$$

Finally, the total power dissipated by the inductor

$$P_t = P_w + P_c \quad (33)$$

Of course, since you haven't built your inductor yet you can only estimate its maximum operating temperature. Surface dissipation, S_d , is the wide-ranging variable that makes determining the T_m fuzzy. The many material variations plus nonuniformity in construction and processing can significantly alter S_d . But, you can at least calculate a value for S_d that is close enough for a first-order estimate.

Find S_d at the ambient temperature, T_a , by

$$S_d = 0.0014 + 1.217 \times 10^{-6} T_a^{1.585} \quad (34)$$

With the total surface area, A_s , and S_d , approximate thermal conductance:

$$G_t = A_s S_d \quad (35)$$

Then the temperature rise:

$$T_r = P_t / G_t \quad (36)$$

and finally the crucial variable, T_m :

$$T_m = T_a + T_r \quad (37)$$

If you find the T_m gets too high, reduce it by increasing A_s , R_{dc} , or both.

Putting the steps all together

To see how all the equations work together, consider an inductor meeting the following requirements:

- $L_o = 5.6$ mH at 0-Adc.
- $L_m = 4.7$ mH minimum at 1.4-A pk and 20 kHz with a 34% duty cycle.
- $T_r = 60$, C maximum at 20 C ambient, therefore $T_m = 80$ C.
- $I_{dc} = 0$.
- The inductor must be mountable on a PC board and shielded.
- The inductor must be small.

Step 1: Determine the total current. Because I_{dc} is zero, from Eq. 1,

$$I_m = 1.4 + 0 = 1.4 \text{ A}$$

For a 34% duty cycle at 20 kHz,

$$t_{pr} = 1/20 \times 10^3 = 5 \times 10^{-5} \text{ s,}$$

and

$$P_d = 0.34 \times 5 \times 10^{-5} = 1.7 \times 10^{-5} \text{ s.}$$

Assuming that I_c is 10% of I_m ,

$$I_c = 0.1 \times 1.4 = 0.14 \text{ A.}$$

Although not specified in this design, E_{pk} is always of interest, so from Eq. 5,

$$E_{pk} = (1.4 - 0.14) 4.7 \times 10^{-3} / (1.7 \times 10^{-5}) = 348 \text{ V pk.}$$

From Eq. 6,

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1.7 \times 10^{-5} [1.4^2 + (1.4 \times 0.14) + 0.14^2]}{3 \times 5 \times 10^{-5}}} = 0.497 \text{ A.}$$

And from Eq. 2,

$$I_r = 0.497 + 0 = 0.497 \text{ A.}$$

Step 2: Select the core material. Choose F2000 ferrite for the core material because, as you can see from Table 1, it has the greatest operating flux density. From the table,

$$B_s = 4400 \text{ G.}$$

$$B_r = 1500 \text{ G.}$$

And from Table 2,

$$U_i = 2000 \text{ G.}$$

$$T_m = +125 \text{ C.}$$

From the supplier's data, at 2900 G and 20 kHz,

$$C_{vf} = 12 \mu\text{W/cm}^3/\text{Hz.}$$

Therefore, from Eq. 7,

$$C_v = 12 \times 10^{-6} \times 20 \times 10^3 = 0.24 \text{ W/cm}^3$$

Step 3: Determine the optimum B and H. From Eq. 9,

$$B = 4400 - 1500$$

$$= 2900 \text{ G.}$$

From Eq. 10,

$$U_m = 2000 \times 4.7 \times 10^{-3} / 5.6 \times 10^{-3} = 1679 \text{ G/Oe.}$$

From Eq. 11,

$$H = 2900 / 1679$$

$$= 1.73 \text{ Oe.}$$

Step 4: Select the minimum-sized magnet wire.

With an 80-C value for T_m in Eq. 14,

$$I_{ro} = 0.497 [1 + 0.00393 (80 - 20)] = 0.614 \text{ A.}$$

From the data in Table 3, the thinnest wire that can accommodate I_{ro} is AWG 33, whose

$$p = 0.206 \Omega/\text{ft,}$$

and

$$d_i = 0.0088 \text{ in.}$$

Step 5: Determine the minimum effective volume.

From Eq. 15,

$$V_{em} = 0.4\pi \times 10^8 \times 4.7 \times 10^{-3} \times 1.4^2 / (2900 \times 1.73) = 231 \text{ cm}^3.$$

To provide this effective volume, an upgapped core would have to fill a 6.13-cm cube—much too large for mounting on a PC board. Use a gapped core instead; and since shielding is required, make it a pot core.

Step 6: Select the minimum-sized core. From Eq. 18,

$$W_a A_c = \frac{5.067 \times 10^8 \times 4.7 \times 10^{-3} \times 1.4 \times 0.0088^2}{0.8 \times 2900} = 0.1113 \text{ cm}^4.$$

A search through core catalogs reveals the smallest standard pot core that you can use is 22 × 13 mm.

For this core

$$A_c = 0.63 \text{ cm}^2$$

and

$$W_a = 0.292 \text{ cm}^2.$$

Therefore,

$$W_a A_c = 0.292 \times 0.63 = 0.1840 \text{ cm}^4,$$

which is, of course, large enough. From the catalogs, you get the following additional core data:

$$\begin{aligned}l_c &= 3.15 \text{ cm.} \\V_c &= 2 \text{ cm.} \\A_s &= 18.02 \text{ cm}^2. \\W_o &= 0.0453 \text{ in.} \\l_{tm} &= 0.145 \text{ ft.}\end{aligned}$$

Step 7: Determine the number of turns. From Eq. 19,

$$\begin{aligned}A_{Lm} &= (2900 \times 0.63)^2 \times 10^{-16} / (4.7 \times 10^{-3} \times 1.4^2) \\&= 3.623 \times 10^{-8} \text{ H/turns}^2.\end{aligned}$$

Then from Eq. 20

$$\begin{aligned}N &= \sqrt{4.7 \times 10^{-3} / (3.623 \times 10^{-8})} \\&= 360 \text{ turns}\end{aligned}$$

Step 8: Determine the air gap size. From Eq. 21,

$$\begin{aligned}l_e &= 0.4\pi \times 360 \times 1.4 / 1.73 \\&= 366 \text{ cm}\end{aligned}$$

Then, from Eq. 23,

$$\begin{aligned}l_g &= (366 - 3.15) / 2000 \\&= 0.182 \text{ cm} \\&= 0.072 \text{ in.}\end{aligned}$$

The air gap interrupts the magnetic circuit twice, so the spacer should be 0.036 in. thick—half the computed value of l_g .

Check V_e in Eq. 16:

$$\begin{aligned}V_e &= 2 + (0.63 \times 2000 \times 0.182) \\&= 231 \text{ cm}^3.\end{aligned}$$

Therefore, V_e complies with the V_{em} required by Eq. 17.

Step 9: Determine the incremental effect. From Eq. 25,

$$\begin{aligned}A_{LO} &= 0.4\pi \times 10^{-8} \times 0.63 / [(3.15/2000) + 0.182] \\&= 4.31 \times 10^{-8} \text{ H/turn.}\end{aligned}$$

Then, from Eq. 26,

$$\begin{aligned}L_o &= 4.31 \times 10^{-8} \times 360^2 \\&= 5.59 \text{ mH,}\end{aligned}$$

which is close enough to the required 5.6 mH. If L_o isn't close enough, change the turns ratio appropriately—a simple process using Eq. 26.

Step 10: Determine the total power loss. From Eq. 29,

$$\begin{aligned}t_{pi}^2 &= 360 / (0.8 \times 0.0453) \\&= 9934 \text{ turns/in.}^2\end{aligned}$$

From the wire data in Table 2, you can use AWG 32 heavy-film wire instead of AWG 33. Then,

$$p = 0.162 \text{ } \Omega/\text{ft.}$$

From Eq. 30,

$$\begin{aligned}R_{dc} &= 360 \times 0.145 \times 0.162 \\&= 8.46.\end{aligned}$$

From Eq. 31,

$$\begin{aligned}P_w &= 0.497^2 \times 8.46 [1 + 0.00393 (80 - 20)] \\&= 2.54 \text{ W.}\end{aligned}$$

From Eq. 32,

$$\begin{aligned}P_c &= 0.24 \times 2 \\&= 0.48 \text{ W.}\end{aligned}$$

Note that the core loss is much smaller than the winding loss. From Eq. 33,

$$\begin{aligned}P_t &= 0.48 + 2.54 \\&= 3.02 \text{ W.}\end{aligned}$$

Step 11: Determine the maximum temperature.

From Eq. 34,

$$\begin{aligned}S_d &= 0.0014 + 1.2717 \times 10^{-6} \times 25^{1.585} \\&= 0.0016 \text{ W/cm}^2/\text{ }^\circ\text{C.}\end{aligned}$$

From Eq. 35,

$$\begin{aligned}G_t &= 0.0016 \times 18.02 \\&= 0.02883 \text{ W/ }^\circ\text{C.}\end{aligned}$$

From Eq. 36,

$$\begin{aligned}T_r &= 3.02 / 0.02883 \\&= 105 \text{ C.}\end{aligned}$$

From Eq. 37,

$$\begin{aligned}T_m &= 20 + 105 \\&= 125 \text{ C.}\end{aligned}$$

This value of T_m is too high. The open construction of the proposed inductor doesn't have enough surface to limit T_r to 60 C max. From Eq. 36, the minimum thermal conductance required is

$$\begin{aligned}G_t &= 3.02 / 60 \\&= 0.0503 \text{ W/ }^\circ\text{C}\end{aligned}$$

Therefore, from Eq. 35, the minimum A_s required is

$$\begin{aligned}A_s &= 0.0503 / 0.0016 \\&= 31.43 \text{ cm}^2.\end{aligned}$$

The maximum diameter and height of the pot core are 0.866 inches and 0.536 inches, respectively. So you should be able to encapsulate it, with thermally conductive epoxy, in a round or rectangular plastic shell. The nearest suitably sized round shell has an outside diameter of 1.187 inches, a height of 0.73 inches, and a thickness of 0.03 inches. Therefore,

$$\begin{aligned}A_s &= 5.01 \text{ in.}^2 \\&= 32.32 \text{ cm}^2.\end{aligned}$$

Combining Eqs. 35, 36 and 37,

$$\begin{aligned}T_m &= 20 + 3.02 / 0.0016 \times 32.32 \\&= 20 + 58 \\&= 78 \text{ C,}\end{aligned}$$

which meets the required design goal. ■■

Bibliography

- Cut Cores Catalog MCC-100, Magnetics Inc., Butler, PA, 1976.
- Design Manual for Tape Wound Cores TWC-300, Magnetics Inc., 1976.
- Ferrite Core Catalog, Fair-Rite Products Corp., Wallkill, NY, 1975.
- Ferrite Core Catalog, Krystinel Corp., Port Chester, NY, 1975.
- Ferrite Core Catalog FC-305 12F, Magnetics, Inc., 1976.
- Ferrite Core Catalog, Stackpole Carbon Co., St. Mary's, PA, 1975.
- Grossner, N. R., *Transformers for Electronic Circuits*, McGraw-Hill, New York, NY, 1970.
- Linear Ferrite Magnetic Design Manual, Ferroxcube Corp., Saugerties, NY, 1976.
- Linear Ferrite Materials and Components Catalog, Ferroxcube Corp., 1976.
- Magnetic Laminations Catalog ML-303T, Magnetics Inc., 1976.
- Hypermetalloy Powder Cores Catalog MPP-303S, Magnetics Inc., 1976.
- Polydoroff W. J., *High Frequency Magnetic Materials*, John Wiley & Sons, New York, NY, 1960.
- Powdered Iron Core Catalog, Arnold Engineering Co., Marengo, IL, 1972.
- Powdered Iron Core Catalog, Micrometals Co., City of Industry, CA, 1974.
- Powdered Iron Core Catalog, Pyroferic Inc., Bronx, NY, 1975.

Electrolytic capacitors for output filters of switched-mode power supplies: discussion of desirable characteristics

F. J. BURGUM

Mullard Central Application Laboratory

UDC 621.316.825.4

An analysis of the technical requirements for the low-voltage electrolytic capacitors used in the smoothing circuits of flyback, forward, and push-pull converters of switched-mode power supplies is made. The conclusions are substantiated by reference to some practical measurements. From the results, the requirements for output capacitors for a representative selection of switched-mode power supplies are derived. The results indicate that the economic advantages of flyback power supplies are not maintained at low output voltages and high output currents, unless higher ripple voltages can be tolerated or a π -section filter used in place of a single capacitor. At low output voltages and high output currents, forward and push-pull converters must be used.

INTRODUCTION

Some of the technical requirements for output filter capacitors in switched-mode power supplies (SMPS) are sufficiently high values of (a) peak voltage rating and (b) ripple current rating, and sufficiently low values of (c) the equivalent series resistance (ESR) and (d) the equivalent series inductance (ESL) of the capacitor. Requirement (a) must obviously be chosen early in the design stage.

The output filter capacitor ESR and ESL have a much greater effect in a SMPS than in a conventional series regulator; the ESR because of the high peak capacitor currents found in some types of SMPS (notably the flyback converter), and the ESL because the frequency of ripple currents in a SMPS is usually of the order of 10^4 Hz, rather than 10^2 Hz as in a conventional power supply. Both of these parasitic elements have a deleterious effect on the level of output ripple from a SMPS, and also on the response to sudden changes in load.

Requirement (b), the capacitor ripple current rating, raises the question of whether the manufacturer's specification for the maximum ripple current in a given capacitor is for a peak or r.m.s. current; as will be shown, both may be calculated for the three main types of SMPS.

ANALYSIS OF OUTPUT FILTER CAPACITOR RIPPLE CURRENT AND VOLTAGE

The method used to determine the ripple current waveform in the output filter capacitor of a SMPS is that of analytic solution of the differential equations for a somewhat simplified equivalent circuit of the output stage of the supply. In the analysis of ripple currents, it is assumed that the supply has reached equilibrium through the feedback circuit.

The resistances (a.c. and d.c.) of transformer windings, and the effects of all stray capacitances, are ignored. It is expected that, in a well-designed SMPS, the winding resistances will be small compared with the reactances of the circuit inductances. It is also expected that the only effects of small stray capacitances in the circuit would be to slow down voltage edges, and to cause oscillations superimposed on the more slowly-varying waveforms. For either effect, the results of a calculation neglecting the influence of winding resistances and stray capacitances would give the worst possible values for peak ripple current and voltage. These approximations are validated by observations of several operational power supplies, in which the current waveforms are composed of segments which are all very nearly linear; the curvature due to resistances in the circuit is slight.

For similar reasons, core losses, and losses in active components, have been omitted from the analysis; any dissipation in the circuit tends to reduce the output ripple current.

In the following analysis, expressions for the ripple current waveforms in the output capacitor of each type of SMPS are derived, and the ripple voltages due to this ripple current passing through each of the three series elements of the output filter capacitor are calculated.

Forward converter

A representative circuit of the output stage of a forward converter is shown in Fig. 1. The output filter capacitor is assumed to have the equivalent circuit enclosed in the

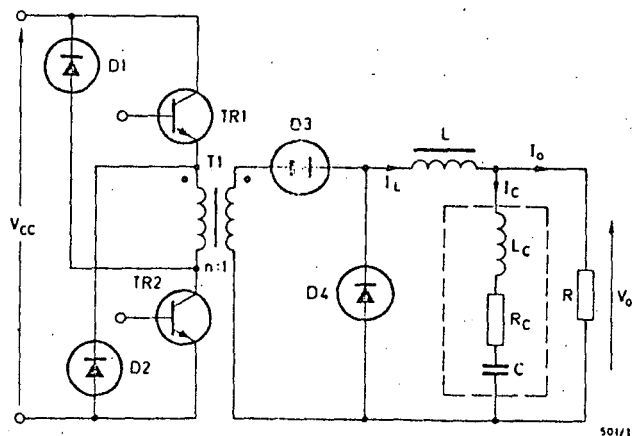


Fig. 1—Output stage of a forward converter

dotted box; L_C is the capacitor ESL, and R_C the ESR. It is assumed that the impedances of L_C , R_C , C , and the transformer secondary leakage inductance are small compared with the inductance of the smoothing choke L .

In the following calculations, V_{CC} is the rectified and smoothed supply voltage (variable, for a nominal 240V a.c. mains supply from 210V to 400V d.c.; this range takes account of the maximum variation in r.m.s. mains voltage and of possible transient spikes and missing half-cycles of the mains); V_o , I_o are the required regulated output voltage and maximum output current; n is the transformer primary-to-secondary turns-ratio; $V'_{CC} = V_{CC}/n$ is the peak open-circuit transformer secondary voltage; V_R is the forward voltage drop in one of the rectifier diodes D_3 , D_4 , plus the d.c. voltage drop across L at maximum I_o ; $V_s = V_o + V_R$.

Some of the voltage and current waveforms are shown in Fig. 2. Fig. 2a shows the current in the choke L as a function of time where;

t_a is the time during which transistors TR_1 and TR_2 are conducting;

t_b is the time during which they are turned off.

If f is the operating frequency, then

$$t_a + t_b = 1/f,$$

and the duty cycle is $\delta = ft_a$.

During time t_a , the voltage drop across the choke L is equal to $V'_{CC} - (V_o + V_R) = V'_{CC} - V_s$, and the current I_L in the choke is given by:

$$I_L = I_1 + \frac{(V'_{CC} - V_s)}{L} t, \quad (0 \leq t \leq t_a)$$

where I_1 is the lowest value of I_L .

During the flywheel period t_b , D_4 is conducting, and the voltage across L must be equal to $(-V_o - V_R) = -V_s$ only.

Hence, during t_b ,

$$I_L = I_2 - \frac{V_s}{L} (t - t_a), \quad (t_a \leq t \leq 1/f)$$

where I_2 is the highest value reached by I_L .

The current in the choke must be a continuous function

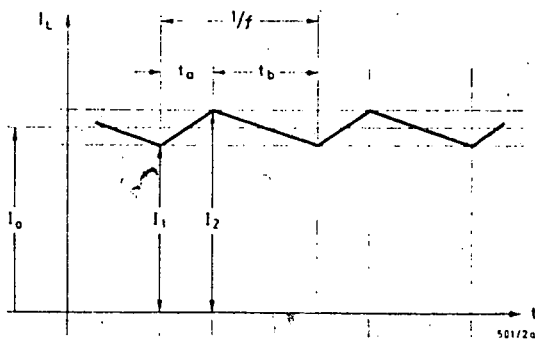


Fig. 2a—Forward converter inductor current

of time, and so:

$$I_2 - I_1 = \frac{(V'_{CC} - V_s)}{L} t_a = \frac{V_s t_b}{L}$$

Therefore, as expected, to maintain an output voltage V_o ,

$$\delta = ft_a = V_s / V'_{CC}$$

Substituting for t_a in the equation for $(I_2 - I_1)$,

$$I_2 - I_1 = \frac{(V'_{CC} - V_s)}{fLV'_{CC}} V_s = \Delta I_L,$$

which is the peak-to-peak change in I_L .

The current I_C in the output capacitor has no d.c. component and so, if the load is constant, the capacitor current must vary between $\pm \Delta I_L / 2$.

The peak capacitor current is therefore:

$$I_{C(pk)} = \frac{(V'_{CC} - V_s)}{2fLV'_{CC}} V_s$$

The r.m.s. capacitor current is also given by:

$$I_{r.m.s.} = I_{C(pk)} / \sqrt{3}$$

If this current, $I_C = I_L - I_o$, varying between $\pm \Delta I_L / 2$

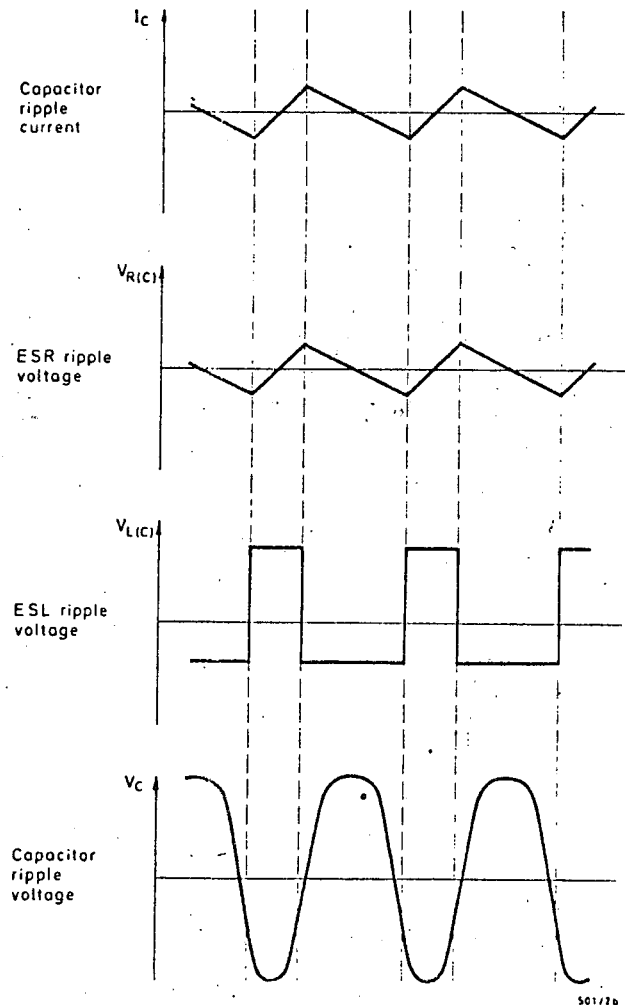


Fig. 2b—Capacitor ripple current and ripple voltages

passes through the three equivalent series elements of the output filter capacitor, then the ripple voltage on each of the three components consists of:

Resistive part: voltage waveform is given by:

$$V_{R(C)} = I_C R_C,$$

and the peak-to-peak value of this is:

$$\Delta V_{R(C)} = \frac{(V'_{CC} - V_s) V_s R_C}{f L V'_{CC}}$$

Inductive part: voltage waveform is given by:

$$V_{L(C)} = L_C \frac{dI_C}{dt},$$

and the peak-to-peak value of this is:

$$\Delta V_{L(C)} = V'_{CC} \frac{L_C}{L}$$

Capacitive part: voltage waveform is given by:

$$V_C = \frac{1}{C} \int_{t_1}^t I_C dt,$$

where V_C at t_1 is zero, and the peak-to-peak value of this is:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \frac{(V'_{CC} - V_s) V_s}{8f^2 L V'_{CC}}$$

The inductive and resistive components may be directly added because, as shown in Fig. 2b, the peak values of both waveforms coincide temporarily.

Push-pull circuit

A simplified representative push-pull output circuit is shown in Fig. 3. The analysis of this circuit is similar to that of the simplified forward converter of the previous Section with the exception that the effective duty cycle can approach 100%, and the ripple current frequency in the choke is twice the driving frequency f .

In the push-pull circuit:

$$\Delta V_{R(C)} = \frac{R_C (V'_{CC} - V_s) V_s}{2f L V'_{CC}},$$

$$\Delta V_{L(C)} = \frac{L_C V'_{CC}}{L},$$

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \frac{(V'_{CC} - V_s) V_s}{32f^2 L V'_{CC}},$$

$$I_{C(pk)} = \frac{(V'_{CC} - V_s) V_s}{4f L V'_{CC}},$$

and

$$I_{r.m.s.} = I_{C(pk)} / \sqrt{3}, \text{ as before.}$$

Flyback converter

The standard output circuit is considered, and the effect of adding a single-stage LC low-pass filter to the output is discussed.

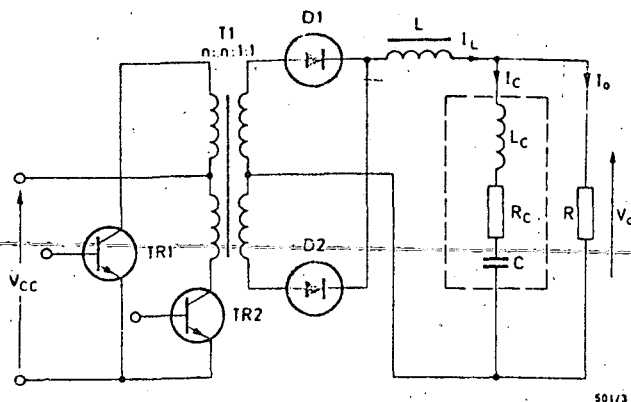


Fig. 3—Push-pull converter output circuit

Flyback converter with standard output circuit

A circuit for a typical flyback converter output stage is shown in Fig. 4. This type of SMPS functions in a different manner from the two circuits previously discussed. Energy is stored in the transformer while the transistors TR₁ and TR₂ are conducting, and is only transferred to the output capacitor when the transistors turn off. Also, no smoothing choke of appreciable magnitude can be used between the output diode and the filter capacitor, so the effects of the leakage inductance of the transformer become the dominant factors in determining the rates of change of current in the capacitor.

Fig. 5 shows the circuit of Fig. 4 re-drawn. The transformer is represented by primary and secondary leakage inductances and a shunt magnetisation inductance, with voltage and current transformation effected by an ideal transformer (with infinite impedances). The turns-ratio is the same as that of the original transformer.

L_p and L_s are the inductances of the primary and secondary windings of the original transformer; k is the coupling constant, so that the mutual inductance is given by:

$$M = k\sqrt{(L_p L_s)}, \quad k \leq 1.$$

If the turns-ratio of the transformer is $n:1$, the

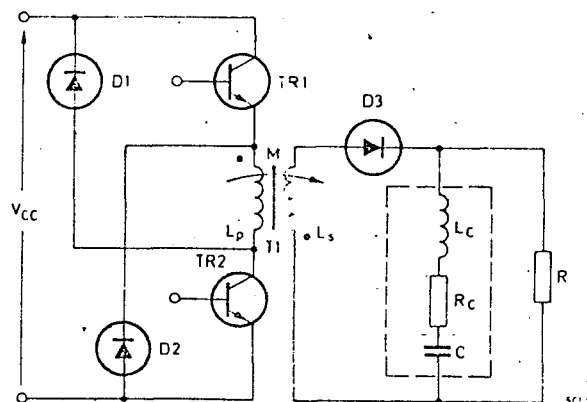


Fig. 4—Flyback converter output stage

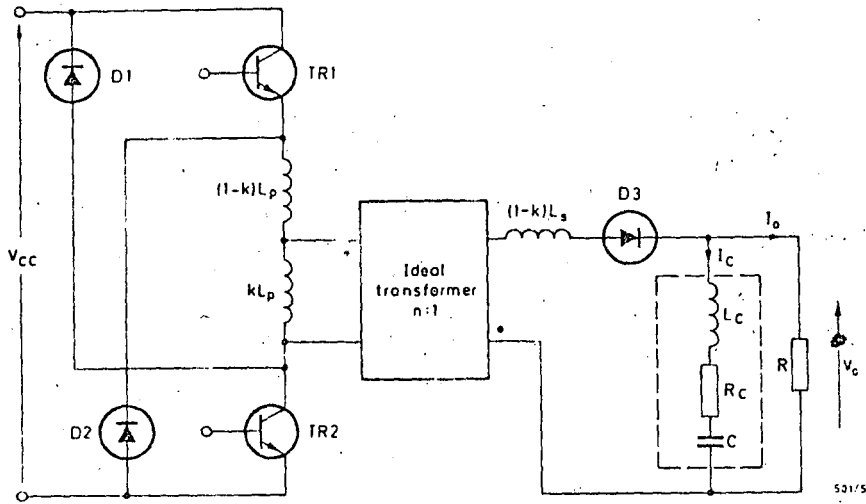


Fig. 5—Flyback converter with imperfect transformer coupling

primary and secondary inductances are related by:

$$L_p = n^2 L_s$$

The real transformer is thus represented by an ideal transformer of ratio n , with a magnetisation inductance kL_p across its primary (or kL_s across its secondary), and with leakage inductances of $(1-k)L_p$ and $(1-k)L_s$ in series with the primary and secondary.

Let:

- $V'_{cc} = V_{cc}/n =$ peak open-circuit secondary voltage
- $V_o =$ output voltage
- $I_o =$ output current
- $V_R =$ forward voltage drop of diode D_3
- $V_s = V_o + V_R$
- $I_p =$ primary current
- $I_s =$ secondary current
- $I'_p =$ primary current reflected in the secondary; that is, $I'_p = nI_p$
- $I_{p(pk)} =$ peak value of I_p
- $I_{s(pk)} =$ peak value of I_s
- $I'_{p(pk)} =$ peak value of I'_p

Assume that the system has reached equilibrium, and at the start of the cycle ($t = 0$) $I_p = I_s = 0$. The transistors TR_1 and TR_2 are turned on simultaneously. The current in the primary rises as:

$$I_p = \frac{V_{cc}t}{L_p}$$

After a time interval t_a (where ft_a is the duty cycle), the transistors are turned off; the primary current is then at its peak value, given by:

$$I_{p(pk)} = V_{cc}t_a/L_p \quad \dots(1)$$

When the transistors turn off, I_p must decrease, causing the voltage across the primary and secondary to reverse until the diodes D_1 and D_2 can conduct. The equivalent circuit of the secondary at this moment in time is shown in Fig. 6, with initial currents $I'_p = I'_{p(pk)}$, $I_s = 0$.

Analysis shows that the reflected primary current I'_p decreases as:

$$I'_p = I'_{p(pk)} - \left[\frac{(V'_{cc} - kV_s)}{(1-k^2)L_s} \right] (t - t_a) \quad \dots(2)$$

while the secondary current I_s increases as:

$$I_s = \left[\frac{(kV'_{cc} - V_s)}{(1-k^2)L_s} \right] (t - t_a) \quad (t_a \leq t \leq t_a + t_b) \quad \dots(3)$$

It is noted that from Eq. 1,

$$I'_{p(pk)} = V'_{cc}t_a/L_s \quad \dots(1a)$$

The primary current reaches zero after a time interval t_b ; the diodes D_1 and D_2 cease to conduct. Time t_b is therefore given by:

$$t_b = \frac{I'_{p(pk)}(1-k^2)L_s}{(V'_{cc} - kV_s)}$$

and combining this with Eq. 1a,

$$t_b = \frac{t_a V'_{cc}(1-k^2)}{(V'_{cc} - kV_s)} \quad \dots(4)$$

At the end of this period t_b , the secondary current I_s has reached its maximum value given by:

$$I_{s(pk)} = I'_{p(pk)} \frac{(kV'_{cc} - V_s)}{(V'_{cc} - kV_s)} \quad \dots(5)$$

While the transistors TR_1 and TR_2 are turned off, and the diodes D_1 and D_2 are not conducting, no current can flow in the primary; the primary winding can thus be

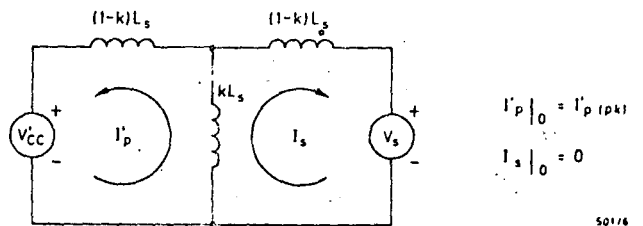


Fig. 6—Equivalent circuit during t_b

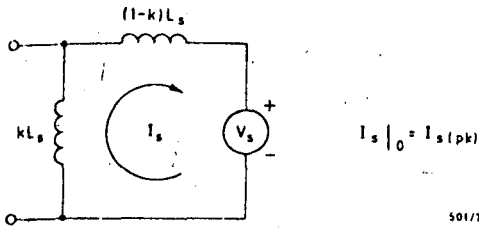


Fig. 7—Equivalent circuit during t_c

ignored, and the equivalent circuit of the secondary can be redrawn as shown in Fig. 7, with an initial current $I_s = I_s(pk)$. The secondary current thus decreases as:

$$I_s = I_s(pk) - \frac{V_s}{L_s} (t - t_a - t_b)$$

I_s reaches zero after a time interval t_c , where:

$$t_c = I_s(pk)L_s/V_s$$

By Eq. 5, this gives:

$$t_c = I_s(pk) \frac{(kV'_{cc} - V_s)L_s}{(V'_{cc} - kV_s)V_s}$$

and, by Eq. 1a:

$$t_c = \frac{V'_{cc}}{V_s} \frac{(kV'_{cc} - V_s)}{(V'_{cc} - kV_s)} t_a \quad \dots(6)$$

A further period t_d follows before the transistors TR₁ and TR₂ are turned on again, and hence:

$$t_a + t_b + t_c + t_d = 1/f$$

where f is the operating frequency.

The resulting current waveforms in the primary and secondary windings are shown in Fig. 8.

The mean value of the secondary current must be equal to the mean value of the supply output current I_o (that is, the capacitor carries no d.c. current). The capacitor current waveform may thus be drawn as shown in the top graph of Fig. 9; this waveform is the same as that in the transformer secondary, but less a constant amount I_o . The mean value of the waveform over an integral number of periods is zero.

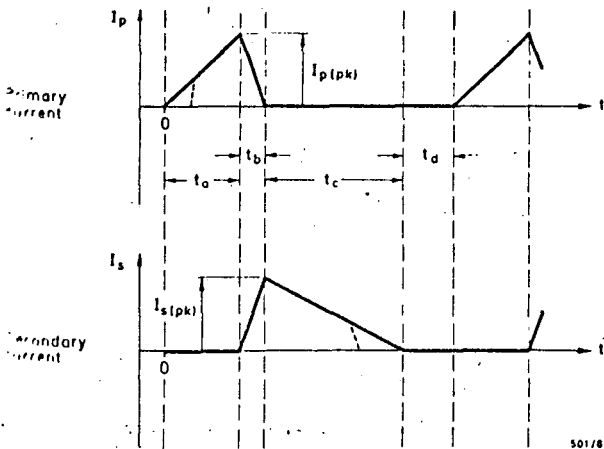


Fig. 8—Primary and secondary currents in the flyback transformer

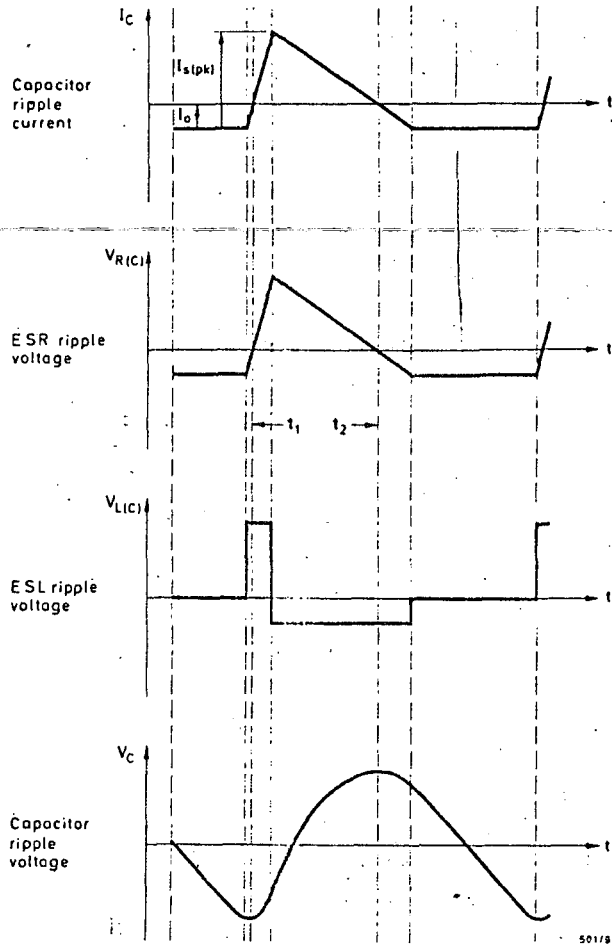


Fig. 9—Waveforms of ripple current and ripple voltage

The mean value of the secondary current I_s is:

$$I_o = \frac{1}{2} I_s(pk)(t_b + t_c)$$

and, using Eqs. 1, 4, and 6, the value of t_a needed to sustain this output current is:

$$t_a = \left[\frac{2I_o L_s V_s (V'_{cc} - kV_s)}{k f V'_{cc} (kV'_{cc} - V_s)} \right]^{1/2} \quad \dots(7)$$

Using Eqs. 5 and 1,

$$I_s(pk) = \left[\frac{2I_o V_s (kV'_{cc} - V_s)}{k f L_s (V'_{cc} - kV_s)} \right]^{1/2} \quad \dots(8)$$

It is noted that these relationships only hold true if $t_d \leq 0$ or,

$$\left[\frac{2I_o L_s V_s (V'_{cc} - kV_s)}{k f V'_{cc} (kV'_{cc} - V_s)} \right]^{1/2} \times \left[1 + \frac{V'_{cc}(1-k^2)}{(V'_{cc} - kV_s)} + \frac{V'_{cc}(kV'_{cc} - V_s)}{V_s(V'_{cc} - kV_s)} \right] \leq 1 \quad \dots(9)$$

Assuming that the output ripple voltage is small compared with V_o , and therefore that the output current I_o is essentially constant, the capacitor current I_c becomes

$$I_c = I_s - I_o$$

as shown in Fig. 9.

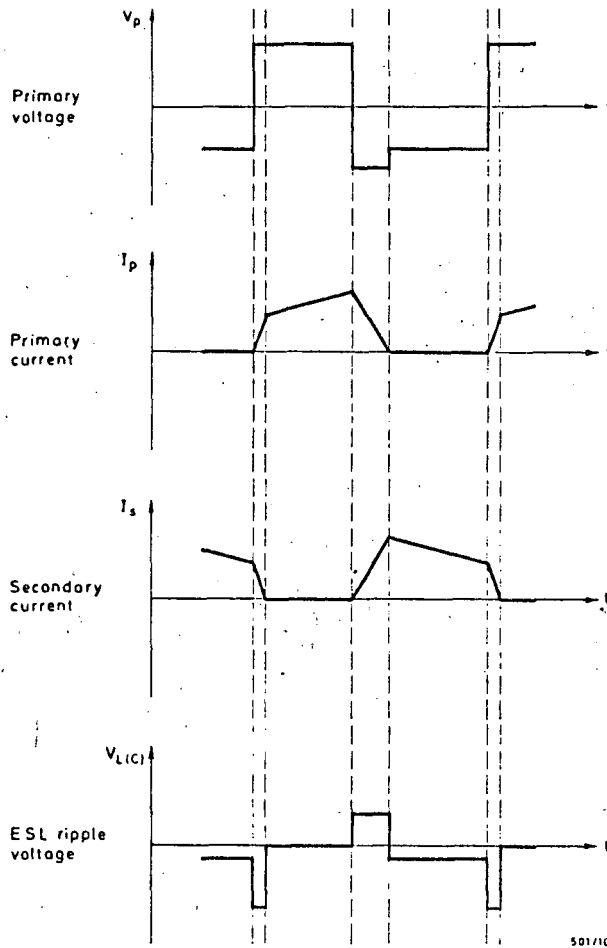


Fig. 10—ESL ripple when flyback converter periods overlap

Consequently; the ripple voltage waveforms of the ESR, ESL, and pure capacitive elements of the output filter capacitor approximate those shown in the three lower graphs of Fig 9. The three ripple voltage waveforms are:

Resistive Part: $V_{R(C)} = I_C R_C$

Peak-to-peak value of $V_{R(C)}$ is:

$$\Delta V_{R(C)} = R_C \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\frac{1}{2}}$$

where the parameters $X = (kV'_{CC} - V_s)$ and $Y = (V'_{CC} - kV_s)$ are introduced for convenience.

Inductive part: $V_{L(C)} = L_C \frac{dI_C}{dt}$

Peak-to-peak value of $V_{L(C)}$ is:

$$\Delta V_{L(C)} = \frac{L_C}{L_s} \left[\frac{X}{(1-k^2)} + V_s \right]$$

Capacitive part:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} I_C dt,$$

where t_1 and t_2 are two successive points at which $I_C = 0$, as shown in Fig. 9. Therefore,

$$\Delta V_C = \frac{1}{2}(t_b + t_c) \frac{(I_{s(pk)} - I_o)}{I_s} (I_{s(pk)} - I_o),$$

which gives

$$\Delta V_C = \frac{kI_o L_s}{2C} \left[\frac{1-k^2}{X} + \frac{1}{V_s} \right] \left[\frac{2V_s X}{fL_s Y k} - 2 \left(\frac{2V_s I_o X}{k f L_s Y} \right)^{\frac{1}{2}} + I_o \right].$$

The peak capacitor current is equal to $I_{s(pk)} - I_o$.

Hence,

$$I_{C(pk)} = \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\frac{1}{2}} - I_o.$$

When the relationship of Eq. 9 is not satisfied, that is when the transistors TR_1 and TR_2 turn on before the transformer secondary current has decayed to zero, the ripple voltage may show a large increase. This increase is due almost entirely to the ESL of the output filter capacitor, and arises in the following way.

When the transistors TR_1 and TR_2 are turned on, the secondary current falls rapidly as the secondary voltage reverses, and the primary current rises rapidly (Fig. 10). The slope of the decreasing secondary current I_s is very much greater (more negative) than at any other point in the cycle, and this results in a negative-going voltage pulse across the ESL of the output capacitor.

The secondary current during the period in which the primary current is increasing rapidly is given by:

$$I_s = I_2 - \frac{(kV'_{CC} + V_s)}{(1-k^2)L_s} t,$$

where $I_s = I_2$ and $t = 0$ at the instant of turn-on of the two transistors. Therefore,

$$V_{L(C)} = L_C \frac{dI_C}{dt} = - \frac{(kV'_{CC} + V_s)L_C}{(1-k^2)L_s}$$

The peak-to-peak ESL ripple voltage thus becomes:

$$\Delta V_{L(C)} = \frac{2L_C k V'_{CC}}{L_s (1-k^2)},$$

which is equal to twice the on-load secondary voltage, attenuated by the ratio of capacitor ESL to transformer secondary leakage inductance.

Although the magnitude of $\Delta V_{L(C)}$ has greatly increased, the magnitude of $\Delta V_{R(C)}$ and ΔV_C may be expected to decrease; the current waveform in the secondary has become more rectangular, and the peak-to-mean ratio of the secondary current is substantially reduced. This suggests that the above expression for $\Delta V_{L(C)}$ should be combined with the expressions previously derived for $\Delta V_{R(C)}$ and ΔV_C in circuits in which it is expected that the primary will be turned on while the secondary is still carrying current.

Flyback converter with output π -filter

The output stage of a flyback converter may be modified by the addition of an LC low-pass filter, to attenuate the ripple voltage, and to thus permit capacitors with higher values of ESL and ESR to be used (Fig. 11).

A rigorous analysis of this output circuit is extremely

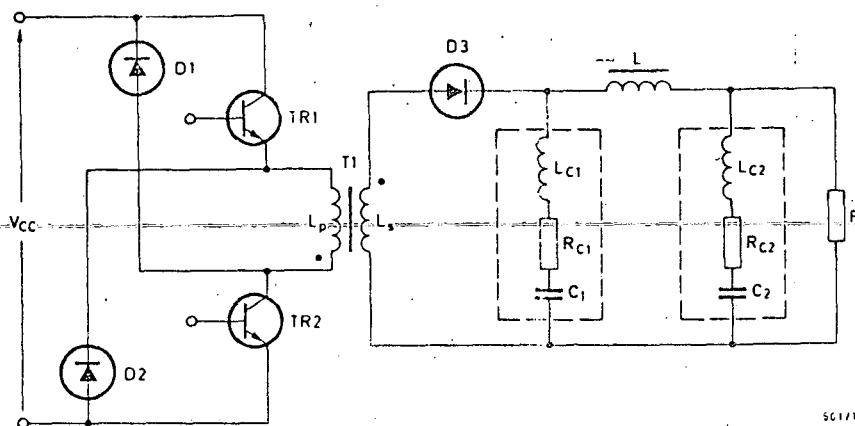


Fig. 11—Flyback converter with LC filter

difficult; however, certain approximations may be made, as now explained.

The first approximation is that the voltage at the cathode of D_3 (Fig. 11) is exactly the same as it would be in the circuits (Figs. 4 and 5) without the LC filter. This approximation is valid in relation to the mathematics of the preceding section, in as much as the analysis treated the resistive load as a constant current sink (which is true if the ripple voltage is small and the load constant). In Fig. 11, the effect of the smoothing choke L is to reduce still further the variations in current, or to allow the same current changes as before but with a larger ripple voltage on the first of the two capacitors. If the analysis is valid for the simple flyback circuit, it is therefore equally valid for the flyback converter with an added LC filter.

A corollary of this approximation is that the output LC filter and load may be treated as an independent LCR network, fed by a zero-impedance voltage source with an a.c. waveform the same as that derived for the output ripple voltage of the basic flyback circuit.

The second approximation is that the values derived for the peak-to-peak ripple voltage across the output capacitor of the simple flyback circuit may also be used in Fig. 11 for the voltage at the junction of D_3 and L . The ripple voltage at this junction may not necessarily be small compared with the d.c. voltage on the capacitor C_1 . This is a reasonable assumption, since the effects of larger voltage variations on the capacitor will simply decrease the rates of change of current in the transformer secondary and therefore decrease the ripple voltage. The equations derived in the preceding section will thus always give larger values of ripple voltage at this junction than will occur in practice, the theory becoming more accurate at small values of L_{C1} and R_{C1} .

The third approximation is that the voltage variations across the output capacitor C_2 (Fig. 11) are small compared with the voltage variations on the capacitor C_1 , so that the alternating component of voltage dropped across L is approximately the same as the alternating voltage appearing at the positive connection of the first capacitor.

This is reasonable, because of the smoothing effect of the choke L .

The ripple voltage appearing on the output, at the junction of L and C_2 , will have components due to the ESL and ESR of C_2 , together with a component due to the purely capacitive part of C_2 . If i_L is the alternating part of the current in L , and v_o is the alternating part of the output voltage, then:

$$v_o = i_L R_{C2} + L_{C2} \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C_2} \int_0^t i_L dt, \quad \dots (10)$$

$$= v_{R2} + v_{L2} + v_{C2}.$$

These three components of ripple voltage can be calculated separately. The second component v_{L2} is the easiest to derive because the value of di_L/dt is equal to the voltage difference across L divided by the value of L . Thus the peak-to-peak value of this component of the output ripple voltage will be:

$$\Delta V_{L2} = \frac{L_{C2}}{L} \Delta V_1,$$

where ΔV_1 is the peak-to-peak voltage excursion on the cathode of D_3 . Hence, using the results on p. 130,

$$\Delta V_{L2} = \frac{L_{C2}}{L} \left\{ R_{C1} \left[\frac{2I_o V_s X}{kf L_s Y} \right]^{\frac{1}{2}} + \frac{L_{C1}}{L_s} \left[\frac{X}{(1-k^2)} + V_s \right] + \frac{I_o L_s}{2C_1} \left[\frac{(1-k^2)}{X} + \frac{1}{V_s} \right] \left(\frac{2V_s X}{L_s Y k} - 2 \left[\frac{2V_s I_o X}{kf L_s Y} \right]^{\frac{1}{2}} + I_o \right) \right\} \dots (11)$$

where $X = (kV'_{CC} - V_s)$ and $Y = (V'_{CC} - kV_s)$, and all symbols have the same meaning as in the preceding section, except that L_{C1} , R_{C1} , and C_1 represent the components of the first capacitor, whereas L_{C2} , R_{C2} , and C_2 represent the components of the second capacitor.

The component of output ripple voltage due to the ESR of the output capacitor is

$$\begin{aligned} \Delta V_{R2} &= R_{C2} \Delta I_L \\ &= R_{C2} \times (\text{peak-to-peak choke current}), \end{aligned}$$

where:

$$\Delta I_L = \Delta I_{L(RC1)} + \Delta I_{L(LC1)} + \Delta I_{L(C1)},$$

and the three components of ΔI_L are the peak-to-peak values of the choke ripple current due to the ripple voltages across the ESR, ESL, and purely capacitive part of C_1 .

ΔI_L may be found by integrating the three alternating voltage components at the junction of D_3 and L (as calculated on p. 130), and dividing by L .

The three voltages are integrated here separately, and the peak-to-peak values of current are added, without reference to their relative phase; this gives, in all circumstances, an absolute maximum value for ripple voltage.

The voltage component across L_{C1} is a squarewave (Fig. 9). Expressions were derived in the preceding section to give the amplitudes and durations of the sections of this waveform. A simple integration gives that part of the peak-to-peak choke current due to L_{C1} as:

$$\Delta I_{L(LC1)} = \frac{L_{C1}}{L} \left[\frac{2I_o V_s X}{kf L_s Y} \right]^{\dagger} \dots (12)$$

The component of ripple voltage appearing across R_{C1} is a triangular wave, as shown in Fig. 9. This is integrated, and the peak-to-peak change in I_L due to R_{C1} becomes:

$$\begin{aligned} \Delta I_{L(RC1)} &= \frac{R_{C1} I_s}{2L} \left(\frac{1-k^2}{X} + \frac{1}{V_s} \right) \times \\ &\times \left(\frac{2I_o V_s X}{kf L_s Y} - 2I_o \left[\frac{2I_o V_s X}{f L_s Y k} \right]^{\dagger} + I_o^2 \right) \dots (13) \end{aligned}$$

The component of ripple voltage on the first capacitor (C_1) due to its purely capacitive part is as shown in Fig. 9, and contains two quadratic sections and a linear part. Another assumption made here to simplify the working is that the rising edge of the secondary current waveform is vertical (as though there were no leakage inductance). The current waveform for C_1 may be treated as the sawtooth wave shown in Fig. 12. A further simplification can be made when the durations of the various portions of this waveform are considered. It should first be noted that the power supply must be able to operate even when the rectified smoothed mains is at its lowest possible value. When the mains is at minimum,

$$kV'_{cc} \geq V_s;$$

that is, the diode D_3 is still forward-biased. Accordingly, the period t_a (the on-time of the transformer primary) is approximately equal to the off-time (the theoretical lin. it of 50% duty cycle). To ensure maximum output current for a given peak diode current, the secondary inductance must be such that the secondary current reaches zero just before the transistors are turned on again. Consequently, at minimum mains voltage, t_a must $\approx t_e$ and $t_e \approx 1/2f$.

When the mains is at a higher value than the minimum, t_a decreases, but the peak secondary current, and t_e , remain constant if the load is constant. Hence, $t_e \leq 1/2f$,

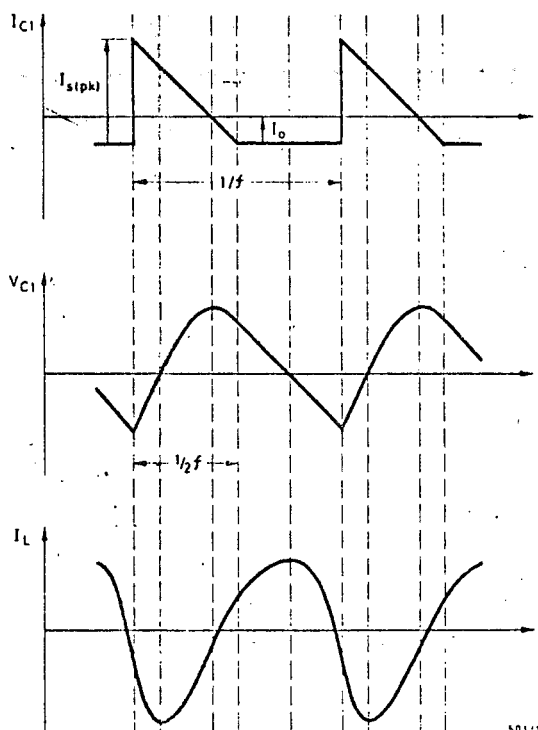


Fig. 12—Approximate waveforms of ripple current and ripple voltage

and the maximum ripple occurs at maximum output current, when $t_e = 1/2f$.

With the triangular wave shown in Fig. 12, the mean output current of the circuit must be equal to the mean secondary current, and therefore the peak secondary current is given by:

$$I_{s(pk)} = 4I_o.$$

This waveform may be defined by the equation:

$$I_{C1} = 3I_o - 8I_o ft \quad (0 \leq ft \leq \frac{1}{2})$$

$$I_{C1} = -I_o \quad (\frac{1}{2} \leq ft \leq 1).$$

This can be integrated once to give the voltage on the purely capacitive part of C_1 , and again to give the current waveform in L due to this voltage.

Hence,

$$\Delta I_{L(C1)} = \frac{0.0764 R_{C1} I_o}{f^2 C_1 L} \dots (14)$$

Eqs. 12, 13, and 14 when added together give an absolute maximum current change in L , and the result multiplied by R_{C2} gives the maximum ripple voltage of the ESR of the output capacitor C_2 ; hence:

$$\begin{aligned} \Delta V_{R(C2)} &= R_{C2} \left\{ \frac{L_{C1}}{L} \left[\frac{2I_o V_s X}{kf L_s Y} \right]^{\dagger} + \right. \\ &+ \frac{R_{C1} L_s}{2L} \left(\frac{1-k^2}{X} + \frac{1}{V_s} \right) \times \\ &\times \left(\frac{2I_o V_s X}{kf L_s Y} - 2I_o \left[\frac{2I_o V_s X}{f L_s Y k} \right]^{\dagger} + I_o^2 \right) + \\ &\left. + \frac{0.0764 R_{C1} I_o}{f^2 C_1 L} \right\} \dots (15) \end{aligned}$$

The result of adding Eqs. 11 and 15 is the maximum

ripple voltage on the output capacitor C_2 due to its combined ESL and ESR.

The third term in Eq. 10, the ripple voltage due to the capacitive part of C_2 , is neglected here. This is because, as will be shown, the value of C_2 required to achieve low ripple is considerably less than the value required to achieve good response to transient load changes.

Adding Eqs. 11 and 15:

$$\begin{aligned} \Delta V_o = & \frac{1}{L} \left\{ R_{C1} L_{C2} \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\dagger} + \frac{L_{C2} L_{C1}}{L_s} \left(\frac{X}{(1-k^2)} + V_s \right) + \right. \\ & + R_{C2} L_{C1} \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\dagger} + \frac{R_{C2} L_s}{2} \left(\frac{1-k^2}{X} + \frac{1}{V_s} \right) \times \\ & \times \left(\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} - 2I_o \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\dagger} + I_o^2 \right) \left. + \right. \\ & + \frac{1}{L_{C1}} \left\{ \frac{I_o L_s L_{C2}}{2} \left(\frac{1-k^2}{X} + \frac{1}{V_s} \right) \times \right. \\ & \times \left(\frac{2V_s X}{f L_s Y k} - 2 \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\dagger} + I_o \right) + \\ & \left. \left. + 0.0764 \frac{R_{C1} R_{C2} I_o}{f^2} \right\}. \quad \dots (16) \end{aligned}$$

In practice, C_1 and C_2 may be of the same type and have comparable values of ESL and ESR; in this instance the above equation may be somewhat simplified. When the values of L_c and R_c are defined, only L and C_1 need be calculated from Eq. 16, and C_2 may be found by considering transient load changes. This equation has been divided into two parts, one reflecting the effects of the ESL and ESR of both capacitors, and one reflecting the effect of the pure capacitive part of C_1 . It is suggested that this rather arbitrary division is used to separate the calculations of L and C_1 . First, the part of Eq. 16 not containing C_1 may be equated to two-thirds of the required maximum ripple voltage, and a value for L obtained. Second, the part of Eq. 16 which does contain C_1 may be equated to one-third of the required maximum ripple voltage, and a value found for C_1 using the value of L just calculated; that is:

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} \Delta V_o = & \frac{1}{L} \left\{ 2R_c L_c \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\dagger} + \frac{L_c^2}{L_s} \left[\frac{X}{1-k^2} + V_s \right] + \right. \\ & + \frac{R_c L_s}{2} \left[\frac{1-k^2}{X} + \frac{1}{V_s} \right] \times \\ & \times \left(\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} - 2I_o \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\dagger} + I_o^2 \right) \left. \right\}, \quad \dots (17a) \end{aligned}$$

and

$$\begin{aligned} \frac{1}{3} \Delta V_o = & \frac{1}{L_{C1}} \left\{ \frac{I_o L_s L_{C2}}{2} \left(\frac{1-k^2}{X} + \frac{1}{V_s} \right) \times \right. \\ & \times \left(\frac{2V_s X}{k f L_s Y} - 2 \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\dagger} + I_o \right) + \\ & \left. + 0.0764 \frac{R_{C2} I_o}{f^2} \right\}. \quad \dots (17b) \end{aligned}$$

SUMMARY OF RESULTS

Forward converter

$$\Delta V_{R(C)} = \frac{(V'_{cc} - V_s) R_c V_s}{f L V'_{cc}}$$

$$\Delta V_{L(C)} = V'_{cc} \frac{L_c}{L}$$

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \frac{(V'_{cc} - V_s) V_s}{8 f^2 L V'_{cc}}$$

$$I_{C(pk)} = \frac{(V'_{cc} - V_s) V_s}{2 f L V'_{cc}}$$

$$I_{r.m.s.} = I_{C(pk)} / \sqrt{3}$$

Push-pull converter

$$\Delta V_{R(C)} = \frac{R_c (V'_{cc} - V_s) V_s}{2 f L V'_{cc}}$$

$$\Delta V_{L(C)} = \frac{L_c}{L} V'_{cc}$$

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \frac{(V'_{cc} - V_s) V_s}{32 f^2 L V'_{cc}}$$

$$I_{C(pk)} = \frac{(V'_{cc} - V_s) V_s}{4 f L V'_{cc}}$$

$$I_{r.m.s.} = I_{C(pk)} / \sqrt{3}$$

Flyback converter

$$\Delta V_{R(C)} = R_c \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\dagger} \quad \text{where } X = k V'_{cc} - V_s \text{ and } Y = V'_{cc} - k V_s$$

$$\Delta V_{L(C)} = \frac{L_c}{L_s} \left(\frac{X}{(1-k^2)} + V_s \right), \quad \text{if } t_d > 0$$

$$\text{or } \Delta V_{L(C)} = \frac{2L_c k V'_{cc}}{(1-k^2)L_s}, \quad \text{if } t_d < 0$$

$$\begin{aligned} \Delta V_c = & \frac{k I_o L_s}{2C} \left(\frac{1-k^2}{X} + \frac{1}{V_s} \right) \times \\ & \times \left(\frac{2V_s X}{f L_s Y k} - 2 \left[\frac{2V_s I_o X}{f L_s Y k} \right]^{\dagger} + I_o \right) \end{aligned}$$

$$I_{C(pk)} = \left[\frac{2I_o V_s X}{k f L_s Y} \right]^{\dagger} - I_o$$

where V_{cc} = primary supply voltage

n = transformer turns-ratio

V'_{cc} = V_{cc}/n = peak secondary open-circuit voltage

V_o = regulated output voltage

V_R = forward voltage drop of output rectifier diode

$V_s = V_o + V_R$

I_o = output current

k = transformer coupling constant (flyback converters only)

f = operating frequency

- L = inductance of smoothing choke (forward and push-pull converters only)
 L_s = inductance of transformer secondary winding
 L_C = ESL of output filter capacitor
 R_C = ESR of output filter capacitor
 C = purely capacitive part of output filter capacitor

Summary of assumptions and approximations

In deriving the above relationships, the following are assumed:

- a.c. and d.c. winding resistances and core losses in the transformer are small;
- therefore, the rates of change of current in the transformer are governed entirely by the circuit voltages and inductances;
- the diodes are perfect switches, with constant forward offset voltage V_R , zero reverse leakage current, and instantaneous turn-on and turn-off;
- the transistors are perfect switches with $V_{CE(sat)} = 0$;
- the supply voltage V_{CC} is essentially constant during one converter cycle;
- the output ripple voltage is small compared with the output voltage, and therefore the voltage across the output capacitor is approximately constant;
- the load is constant;
- the power supply is in regulation equilibrium at its operating point;
- the output filter capacitor can be represented by an equivalent series circuit consisting of resistance, inductance, and capacitance.

ANALYSIS OF LOAD REGULATION CHARACTERISTICS OF SWITCHED-MODE POWER SUPPLIES

In this Section, a brief examination is made of the response of the output filter circuit to a sudden change in load.

If the load is changed abruptly, the current in the circuit inductances cannot change rapidly enough to keep the output voltage constant. The current is thus diverted into, or out of the capacitor, which starts to charge or discharge until the current supplied to the capacitor can be adjusted by the feedback loop to compensate for the changed conditions. The voltage across the capacitor ESR will change, owing to the capacitor charging or discharging current, and the voltage on the capacitive part of the output filter capacitor will at first increase or decrease linearly with time.

If the change in output current is $-\Delta I_o$, the voltage change across the capacitor ESR is $R_C \Delta I_o$, and the voltage on the capacitive part increases as $(1/C)(\Delta I_o t)$. A voltage pulse also appears across the capacitor ESL while the load current is changing; the maximum possible value of this pulse is equal to $(V_o \Delta I_o)/(I_o - \Delta I_o)$. This pulse is derived by assuming that initially, after an instantaneous change of load, the load current is maintained at its former value by the capacitor ESL. The load current reaches its new value with a very short time-constant, $\tau = L_C/(R + \Delta R)$. In practice, the time taken for the effective load resistance to change will in general be large compared with τ , and

the voltage pulse due to the capacitor ESL may be ignored.

The voltage change across the output capacitor can thus be given as:

$$\Delta V_o = \Delta I_o \left(R_C + \frac{t}{C} \right)$$

If there is a time delay t_R before the converter supply current to the output capacitor can start to change to compensate for the changed load current, the maximum change in output voltage for a change $(-\Delta I_o)$ in output current is given by:

$$\Delta V_o = \Delta I_o (R_C + t_R/C)$$

Thus, in addition to C being sufficiently large to minimize the ripple voltage, it is also necessary to have:

$$C \geq t_R / \left(\frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} - R_C \right)$$

where $\Delta V_o/\Delta I_o$ is the required output impedance, R_C is the ESR of the output filter capacitor, and t_R is the recovery time of the circuit.

For flyback circuits in which the transformer flux does not reach zero during the cycle, the above voltage change is not applicable. In these circuits, the transient voltage can be considerably larger than implied above, and its value depends on the individual circuit considered.

DISCUSSION OF RESULTS

A cursory examination of the results presented in the Summary of Results on p. 133 reveals several points. There is an inherent disadvantage in flyback supplies when the transformer coupling constant is low, because some of the energy stored in the core is returned to the supply rather than transmitted to the output. The amount of energy wasted is proportional to the transformer leakage inductance. However, a low coupling constant and, consequently, a large leakage inductance is required to reduce the amount of ripple voltage across the ESL of the output filter capacitor. The transformer leakage inductance is therefore the only smoothing choke in the secondary circuit.

The high peak-to-mean ratio of the transformer secondary current in the flyback circuit results in a much higher level of ripple across the capacitor ESR, compared with the forward converters and push-pull converters. There are, therefore, conflicting requirements for the transformer design, and ripple must be a compromise with efficiency.

A second point is that, from the Summary of Results on p. 133, it might be thought that the push-pull converter would have a decided advantage over the forward converter, in terms of ripple voltage. However, if the smoothing choke L in the output filter is chosen in both circuits to give the same peak diode current, then the inductance needed for the forward converter is twice that needed for the push-pull converter. Because a lower secondary voltage is required in the push-pull converter, compared with the forward converter, the ESR ripple component is the same for both circuits. The forward converter has a small advantage over the push-pull converter, in having a

slightly lower ESL ripple voltage. As will be shown, the ripple voltage developed across the purely capacitive part of the output capacitor is unimportant in this application. The capacitance value will usually be chosen from considerations of transient load change, and will be generally large enough to make the ripple voltage insignificant.

In order to use the Summary of Results on p. 133, some assumptions must be made in order to combine the ripple voltage waveforms due to the separate equivalent series components of the output capacitor. An examination of the waveforms in Figs. 2b and 9 shows that the contributions to ripple voltage due to the capacitor ESL and ESR have peak values occurring at the same time which may therefore be linearly added. The contribution of the capacitive portion is, however, out of phase with the other components, and may increase or decrease the total ripple voltage. However, if the capacitive contribution exceeds either the resistive or inductive contributions, the total ripple voltage will start to increase once more. It is consequently suggested that to calculate maximum values of L_c and R_c and minimum values of C , each of the three ripple voltage components should be separately equated to one half of the total maximum ripple permitted.

CALCULATIONS OF REQUIREMENTS FOR VARIOUS POWER SUPPLIES AND COMPARISON OF THEORY WITH OBSERVATION

Tables 1a and 1b contain the results of some calculations for four different sets of power supply output requirements, for each of the three types of SMPS, and for four different levels of ripple (p. 136).

The tables were calculated using the expressions in the Summary of Results for ripple voltage, the expressions derived on p. 134 for load regulation, and the following assumptions about general power supply design.

In both forward and push-pull power supplies, the peak rectifier current at maximum load current is 10% greater than the load current (that is, the capacitor peak-to-peak ripple current is 20% of the output current). The value of the smoothing choke is thus defined by:

$$L \geq 5 \frac{V_{otb}}{I_o}$$

where V_o is the output voltage, t_b is the average off-time of the transistors in the primary circuit, and I_o is the maximum output current. Substituting for t_b ,

$$L \geq \frac{5(V'_{cc} - V_o)}{I_o f}$$

a) For the forward converter:

The voltage V'_{cc} must be greater than twice the sum of the required output voltage and the diode voltage drop ($V_o + V_R = V_s$) even at the lowest supply voltage; allowing a range of 225V to 400V for the rectified and smoothed 240V a.c. mains. This means that the duty cycle can vary between 28% and 50% (this also allows for missing half-cycles at minimum mains voltage, and for third-harmonic distortion and transient spikes at

maximum mains voltage). Allowing for this condition, the secondary voltage at maximum possible supply voltage will be $V'_{cc} = 3.6V_s$; this is the point at which the ripple will be a maximum.

b) For the push-pull converter:

The duty cycle can vary between 56% and 100% as the supply voltage varies over its maximum range; maximum ripple occurs at maximum mains voltage and a minimum duty cycle of 56%; that is,

$$V'_{cc} = 1.8V_s.$$

c) For the flyback converter:

(i) The peak secondary voltage V'_{cc} at minimum supply voltage must be greater than V_s , so again

$$V'_{cc} = 1.8V_s \text{ at maximum ripple.}$$

(ii) The value of the transformer secondary inductance is chosen so that at minimum supply voltage and maximum output current (that is, maximum duty cycle), the secondary current decays to zero just before the transistors in the primary circuit are turned on. Ripple is a maximum at maximum output current, and is almost independent of supply voltage.

Examination of the values of L_c and R_c derived for push-pull converters and forward converters (Table 1a and 1b) verifies the conclusions drawn in the Summary of Results on p. 133.

A closer study of Table 1 reveals some general trends. The permissible maximum values of both L_c and R_c decrease steadily as a) V_o decreases, b) I_o increases, and c) the % ripple decreases. Thus, a parameter might be used to represent the degree of difficulty in matching the required capacitor specification for a particular power supply with a practical capacitor. Such a parameter is arbitrarily defined as:

$$D = I_o / \Delta V_o,$$

where ΔV_o is the peak-to-peak output ripple voltage, or:

$$D = \frac{100I_o}{rV_o}$$

where r is the % ripple voltage ($r = 100\Delta V_o/V_o$).

If the maximum permissible values of L_c and R_c are plotted as a function of D for a wide range of different power supply specifications, the resulting graphs show that for a particular type of power supply both L_c and R_c are almost exactly proportional to $1/D$. On a log-log scale, the graph for each type of SMPS becomes a straight line with a slope of -1 (see Figs. 13 and 14).

It can readily be seen from Figs. 13 and 14 that flyback supplies require smaller values of L_c and R_c than the push-pull and forward supplies. From the equations in the Summary of Results, straight lines might be expected for the forward and push-pull converters. The straight lines obtained for flyback converters are the results of assumptions made in designing the power supply output stages.

From observations of the graphs in Figures 13 and 14 for any given capacitor ESL and ESR, the maximum

TABLE 1a

Output filter parameters for various power supplies
(transient change = $10 \times$ peak-to-peak ripple)

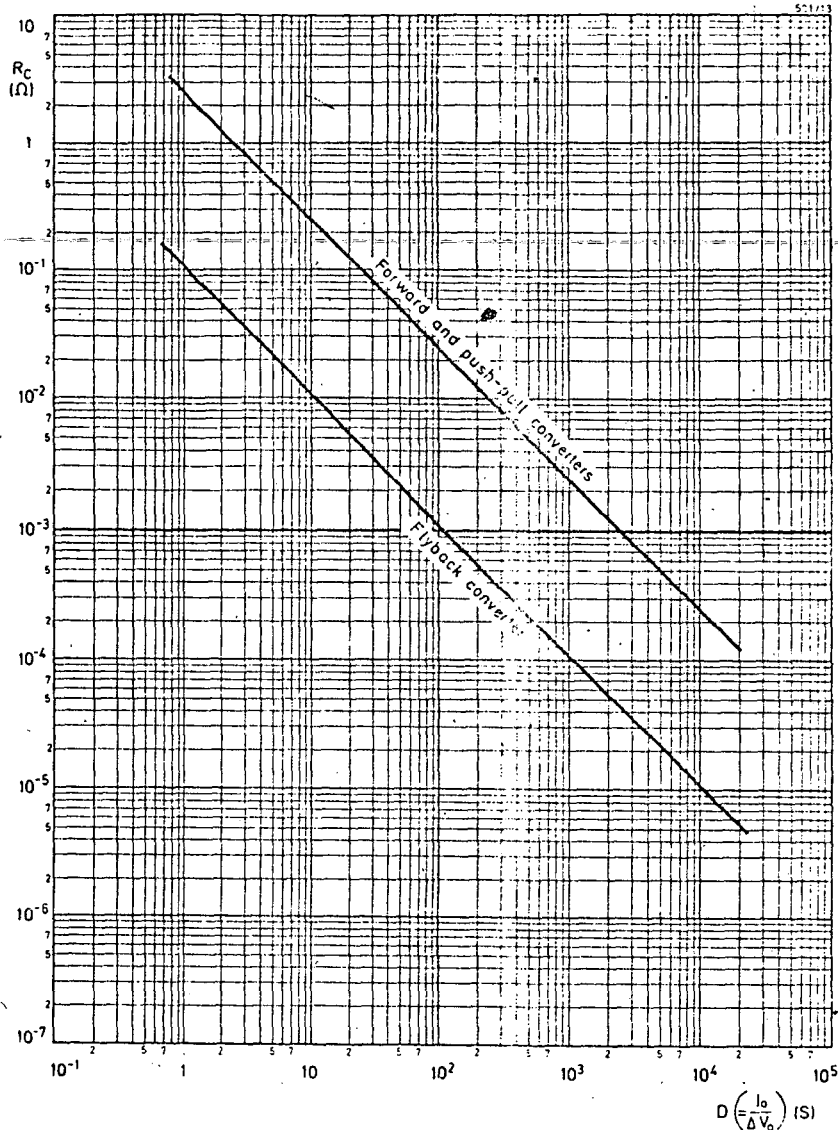
| Ripple | | 0.1% | | | | 0.3% | | | |
|--|----------------|---------------------|---------------------|--------------------|--------------------|---------------------|---------------------|---------------------|--------------------|
| Type of Supply | V_o I_o | 50V 1A | 50V 10A | 5V 10A | 5V 100A | 50V 1A | 50V 10A | 5V 10A | 5V 100A |
| FLYBACK $1.1V_s \leq kV'_{cc} \leq 2V_s$ $k = 0.95$ $f = 25\text{kHz}$ | $L_s =$ | 134.5 μH | 13.45 μH | 1.489nH | 148.9nH | 134.5 μH | 13.45 μH | 1.489 μH | 148.9nH |
| | $C \geq$ | 163 μF | 1.63mF | 16.3mF | 175mF | 54.0 μF | 540 μF | 5.40mF | 54.6mF |
| | $R_c \leq$ | 4.89m Ω | 489 $\mu\Omega$ | 48.9 $\mu\Omega$ | 4.89 $\mu\Omega$ | 14.7m Ω | 1.47m Ω | 147 $\mu\Omega$ | 14.7 $\mu\Omega$ |
| | $L_c \leq$ | 5.91nH | 591pH | 59.1pH | 5.91pH | 17.7nH | 1.77nH | 177pH | 17.7pH |
| | $I_{pk} =$ | 4.10A | 41.03A | 41.03A | 410.3A | 4.10A | 41.03A | 41.03A | 410.3A |
| FORWARD $2V_s \leq V'_{cc} \leq 3.6V_s$ $f = 25\text{kHz}$ | $L =$ | 7.31mH | 731 μH | 80.9 μH | 8.09 μH | 7.31mH | 731 μH | 80.9 μH | 8.09 μH |
| | $C \geq$ | 163 μF | 1.63mF | 16.3mF | 175mF | 54.0 μF | 540 μF | 5.40mF | 54.6mF |
| | $R_c \leq$ | 125m Ω | 12.5m Ω | 1.25m Ω | 125 $\mu\Omega$ | 375m Ω | 37.5m Ω | 3.75m Ω | 375 $\mu\Omega$ |
| | $L_c \leq$ | 1.00 μH | 100nH | 10.0nH | 1.00nH | 3.00 μH | 300nH | 30nH | 3.0nH |
| | $I_{r.m.s.} =$ | 58mA | 580mA | 580mA | 5.8A | 58mA | 580mA | 580mA | 5.8A |
| PUSH-PULL $V_s \leq kV'_{cc} \leq 1.8V_s$ $f = 25\text{kHz}$ | $L =$ | 2.25mH | 225 μH | 24.9 μH | 2.49 μH | 2.25mH | 225 μH | 24.9 μH | 2.49 μH |
| | $C \geq$ | 163 μF | 1.63mF | 16.3mF | 175mF | 54.0 μF | 540 μF | 5.40mF | 54.6mF |
| | $R_c \leq$ | 125m Ω | 12.5m Ω | 1.25m Ω | 125 $\mu\Omega$ | 375m Ω | 37.5m Ω | 3.75m Ω | 375 $\mu\Omega$ |
| | $L_c \leq$ | 1.23 μH | 123nH | 12.3nH | 1.23nH | 3.70 μH | 370nH | 37nH | 3.7nH |
| | $I_{r.m.s.} =$ | 58mA | 580mA | 580mA | 5.8A | 58mA | 580mA | 580mA | 5.8A |

TABLE 1b

Output filter parameters for various power supplies
(transient change = $10 \times$ peak-to-peak ripple)

| Ripple | | 1% | | | | 3% | | | |
|--|----------------|---------------------|---------------------|---------------------|--------------------|---------------------|---------------------|---------------------|--------------------|
| Type of Supply | V_o I_o | 50V 1A | 50V 10A | 5V 10A | 5V 100A | 50V 1A | 50V 10A | 5V 10A | 5V 100A |
| FLYBACK $1.1V_s \leq kV'_{cc} \leq 2V_s$ $k = 0.95$ $f = 25\text{kHz}$ | $L_s =$ | 134.5 μH | 13.45 μH | 1.489 μH | 148.9nH | 134.5 μH | 13.45 μH | 1.489 μH | 148.9nH |
| | $C \geq$ | 16.3 μF | 163 μF | 1.63mF | 16.3mF | 5.40 μF | 54.0 μF | 540 μF | 5.40mF |
| | $R_c \leq$ | 48.9m Ω | 4.89m Ω | 489 $\mu\Omega$ | 48.9 $\mu\Omega$ | 147m Ω | 14.7m Ω | 1.47m Ω | 147 $\mu\Omega$ |
| | $L_c \leq$ | 59.1nH | 5.91nH | 591pH | 59.1pH | 177nH | 17.7nH | 1.77nH | 177pH |
| | $I_{pk} =$ | 4.10A | 41.03A | 41.03A | 410.3A | 4.10A | 41.03A | 41.03A | 410.3A |
| FORWARD $2V_s \leq V'_{cc} \leq 3.6V_s$ $f = 25\text{kHz}$ | $L =$ | 7.31mH | 731 μH | 80.9 μH | 8.09 μH | 7.31mH | 731 μH | 80.9 μH | 8.09 μH |
| | $C \geq$ | 16.3 μF | 163 μF | 1.63mF | 16.3mF | 5.40 μF | 54.0 μF | 540 μF | 5.40mF |
| | $R_c \leq$ | 1.25 Ω | 125m Ω | 12.5m Ω | 1.25m Ω | 3.75 Ω | 375m Ω | 37.5m Ω | 3.75m Ω |
| | $L_c \leq$ | 10.0 μH | 1.00 μH | 100nH | 10nH | 30.0 μH | 3.00 μH | 300nH | 30.0nH |
| | $I_{r.m.s.} =$ | 58mA | 580mA | 580mA | 5.8A | 58mA | 580mA | 580mA | 5.8A |
| PUSH-PULL $V_s \leq V'_{cc} \leq 1.8V_s$ $f = 25\text{kHz}$ | $L =$ | 2.25mH | 225 μH | 24.9 μH | 2.49 μH | 2.25mH | 225 μH | 24.9 μH | 2.49 μH |
| | $C \geq$ | 16.3 μF | 163 μF | 1.63mF | 16.3mF | 5.40 μF | 54.0 μF | 540 μF | 5.40mF |
| | $R_c \leq$ | 1.25 Ω | 125m Ω | 12.5m Ω | 1.25m Ω | 3.75 Ω | 375m Ω | 37.5m Ω | 3.75m Ω |
| | $L_c \leq$ | 12.3 μH | 1.23 μH | 123nH | 12.3nH | 37.0 μH | 3.70 μH | 370nH | 37.0nH |
| | $I_{r.m.s.} =$ | 58mA | 580mA | 580mA | 5.8A | 58mA | 580mA | 580mA | 5.8A |

13 - Maximum ESR of capacitor



possible value of D may be found; thus, if the required output voltage and current are known, the ripple voltage which will occur can be found.

a) For example, using a capacitor which has values of $ESL \approx 40\text{nH}$ and $ESR \approx 5\text{m}\Omega$, the maximum possible values of D are:

1) Flyback converter:

from ESR curve, $D \leq 22$;

from ESL curve, $D \leq 3$;

and the smaller value must be considered ($D \leq 3$).

It can be seen that D is limited by the ESL of 40nH .

2) Forward and push-pull converters:

from ESR curves, $D \leq 500$;

from ESL curves, $D \leq 600$;

so that D is limited to 500 by the ESR of $5\text{m}\Omega$.

b) For a second example, a capacitor representing what is probably the practical limit for large electrolytic capacitors is considered, with $ESL = 6\text{nH}$ and $ESR = 1\text{m}\Omega$.

1) Flyback converter:

from ESR curve, $D \leq 110$;

from ESL curve, $D \leq 20$;

so that D is limited to 20 by the ESL of 6nH .

2) Forward and push-pull converter:

from ESR curve, $D \leq 2500$;

from ESL curve, $D \leq 4000$;

so that D is limited to 2500 by the ESR of $1\text{m}\Omega$.

c) As a third example, a practical capacitor is considered with $ESL = 15\text{nH}$, $ESR = 2\text{m}\Omega$. For this capacitor:

1) Flyback converter:

from ESR curve, $D \leq 55$;

from ESL curve, $D \leq 8$;

so that D is limited to 8 by the ESL of 15nH .

2) Forward and push-pull converter:

from ESR curve, $D \leq 1250$;

from ESL curve, $D \leq 1700$;

so that D is limited to 1250 by the ESR of $2\text{m}\Omega$.

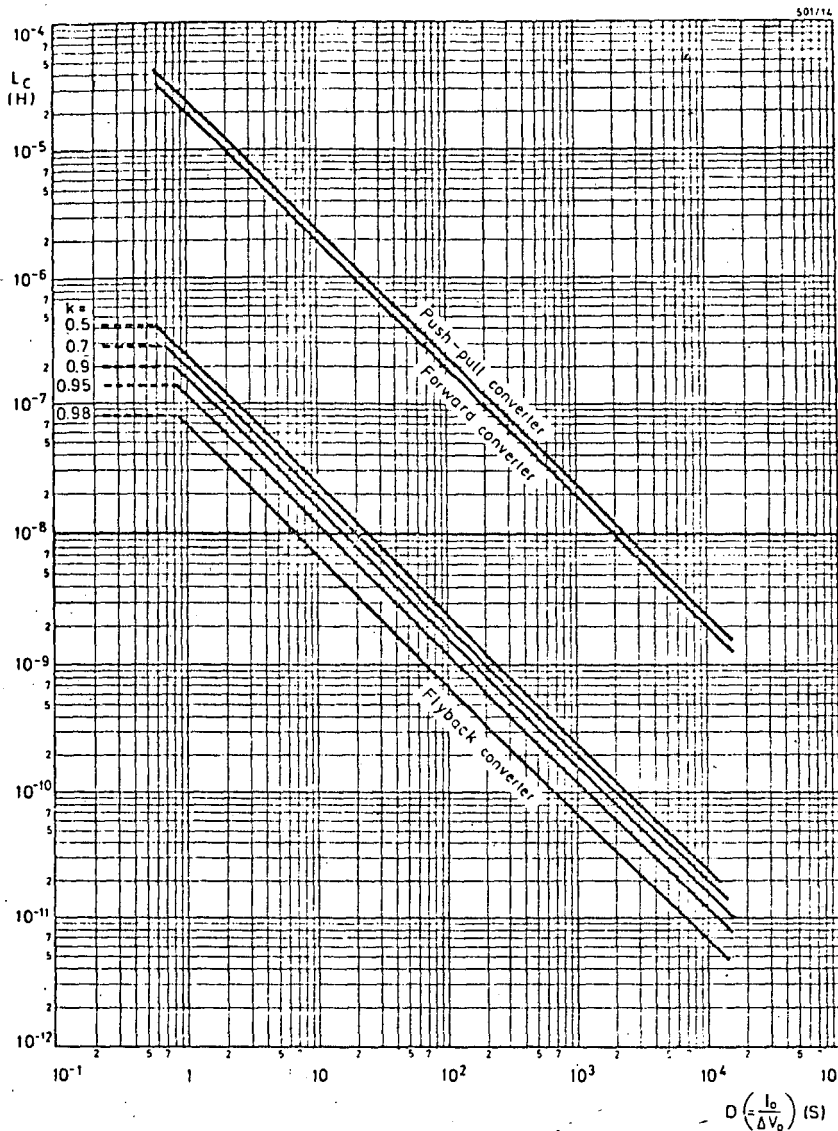


Fig. 14—Maximum ESL of capacitor

d) It might also be noted that for each type of power supply, a correspondence exists between values of ESL and ESR which gives similar ripple voltages:

- 1) Flyback converter:
 $ESL = 0.9 \times 10^{-6} \times ESR$ (ESL in henries, ESR in ohms).
- 2) Push-pull converter:
 $ESL = 1 \times 10^{-5} \times ESR$.

OBSERVATIONS MADE OF THREE WORKING SWITCHED-MODE POWER SUPPLIES

Push-pull converter, 5V, 40A

From measurements of the ripple voltage waveform at full load, $\Delta V_{L(C)} = 25mV$, $\Delta V_{R(C)} = 25mV$, ΔV_C being too small to measure. The output filter capacitor was rated at 10mF and 16V. Calculations from the observed ripple voltage gave $ESL = 80nH$ and $ESR = 20m\Omega$; these values compare favourably with the values of impedance quoted

in capacitor data, which are 20mΩ at 100kHz and 100mΩ at 100Hz.

Flyback converter, 5V, 4A

The output capacitance was made up of three 4.7mF, 10V capacitors. The observed ripple voltages were $\Delta V_{L(C)} = 50mV$, $\Delta V_{R(C)} = 200mV$. The latter voltages give values of $L_C \approx 33nH$ and $R_C \approx 20m\Omega$ for each capacitor. These figures are to be compared with the values quoted in the data for the capacitors, which gives impedances of 450mΩ at 100Hz and 20mΩ at 100kHz.

Push-pull converter, 5V, 100A

The output capacitor of this power supply had ratings of 100mF, 10V. Measured values of ripple voltage were $\Delta V_{L(C)} = 88mV$, $\Delta V_{R(C)} = 20mV$. For these values, $L_C = 62nH$ and $R_C = 3.9m\Omega$. The values deduced from the data for this capacitor are 40nH and 4.5mΩ.

It can readily be seen that the ESR figures are very similar, but there is an error of about 20nH in the measure-

ELECTROLYTIC CAPACITORS FOR SMPS OUTPUT FILTERS

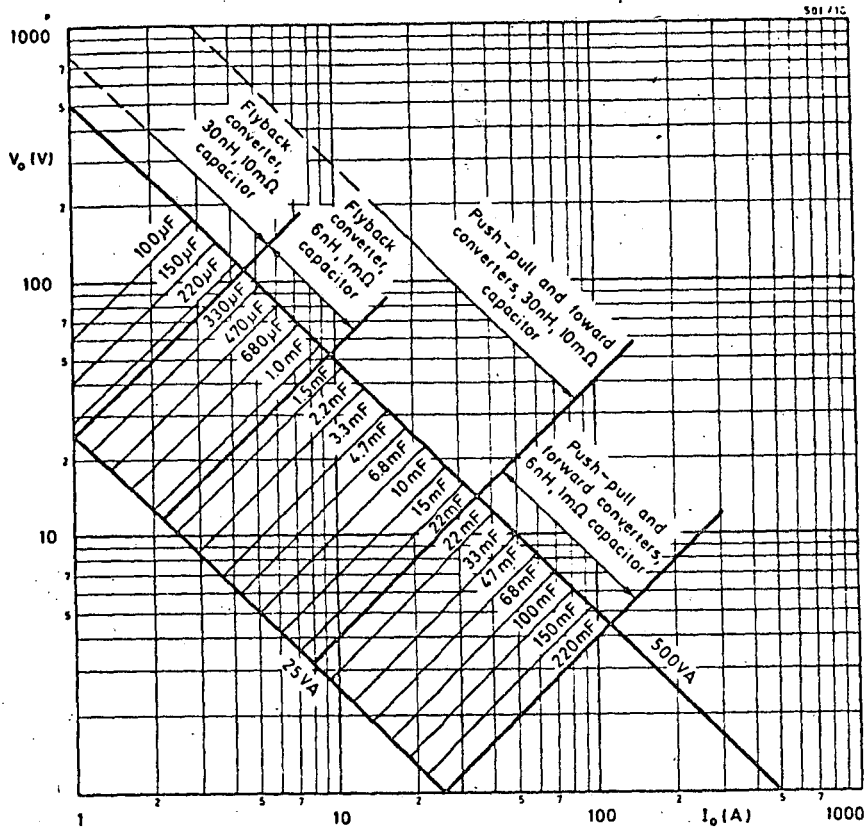


Fig. 16—1% peak-to-peak ripple (1% transient voltage change for 10% load change)

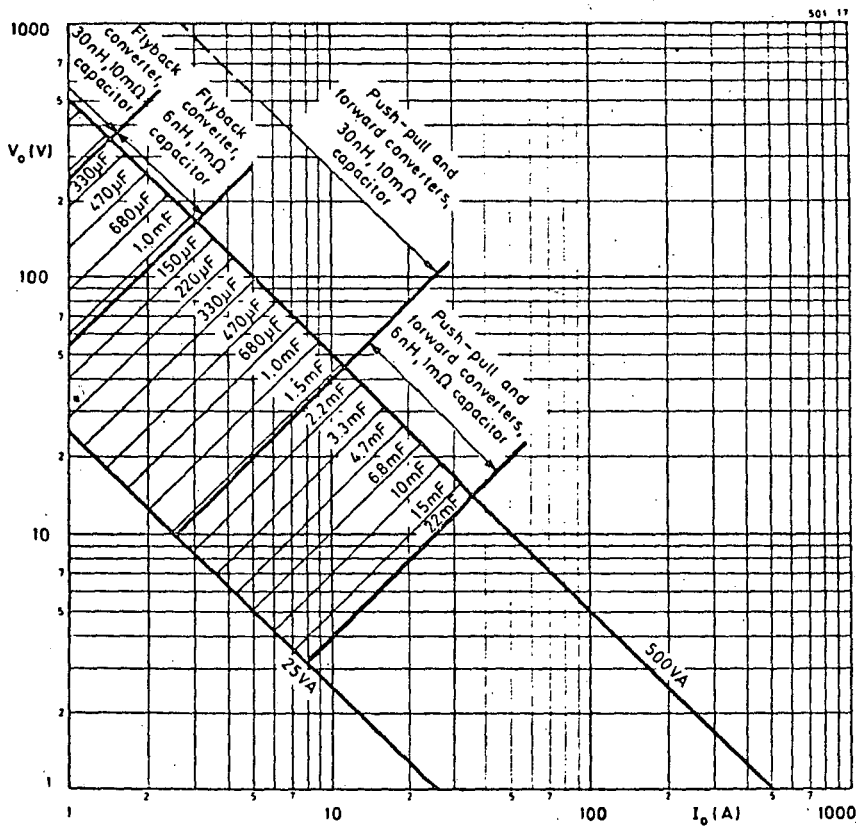


Fig. 17—0.1% peak-to-peak ripple (1% transient voltage change for 10% load change)



MOTOROLA

Designers Data Sheet

SWITCHMODE^A SERIES
NPN SILICON POWER TRANSISTORS

The MJE13002 and MJE13003 are designed for high-voltage, high-speed power switching inductive circuits where fall time is critical. They are particularly suited for 115 and 220 V switch-mode applications such as Switching Regulators, Inverters, Motor Controls, Solenoid/Relay drivers and Deflection circuits:

SPECIFICATION FEATURES:

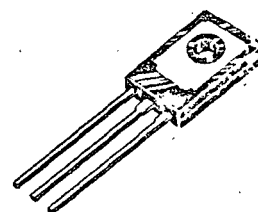
- Reverse Biased SOA with Inductive Loads @ $T_C = 100^\circ\text{C}$
- Inductive Switching Matrix 0.5 to 1.5 Amp, 25 and 100°C
... t_c @ 1 A, 100°C is 290 ns (Typ).
- 700 V Blocking Capability
- SOA and Switching Applications Information.

MJE13002
MJE13003

1.5 AMPERE
NPN SILICON
POWER TRANSISTORS
300 and 400 VOLTS
40 WATTS

Designer's Data for
"Worst Case" Conditions

The Designers^A Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit data — representing device characteristics boundaries — are given to facilitate "worst case" design.



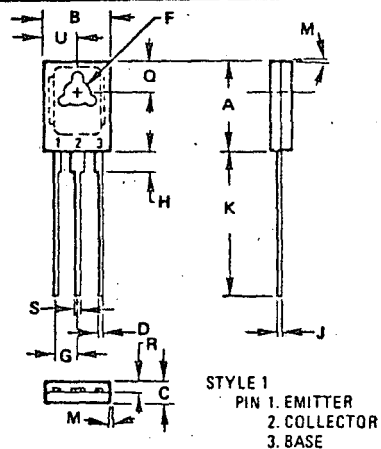
MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | MJE13002 | MJE13003 | Unit |
|---|----------------|-------------|----------|-------------------------------|
| Collector-Emitter Voltage | $V_{CEO(sus)}$ | 300 | 400 | Vdc |
| Collector-Emitter Voltage | V_{CEV} | 600 | 700 | Vdc |
| Emitter Base Voltage | V_{EBO} | 9 | | Vdc |
| Collector Current — Continuous(1) | I_C | 1.5 | | Adc |
| — Peak | I_{CM} | 3 | | |
| Base Current — Continuous(1) | I_B | 0.75 | | Adc |
| — Peak | I_{BM} | 1.5 | | |
| Emitter Current — Continuous(1) | I_E | 2.25 | | Adc |
| — Peak | I_{EM} | 4.5 | | |
| Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C | P_D | 1.42 | 11.5 | Watts mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C | P_D | 40 | 320 | Watts mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | T_J, T_{stg} | -65 to +150 | | $^\circ\text{C}$ |

THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic | Symbol | Max | Unit |
|---|-----------------|------|---------------------------|
| Thermal Resistance, Junction to Case | $R_{\theta JC}$ | 3.12 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |
| Thermal Resistance, Junction to Ambient | $R_{\theta JA}$ | 88 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |
| Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes: 1/8" from Case for 5 Seconds | T_L | 275 | $^\circ\text{C}$ |

(1) Pulse Test: Pulse Width = 5.0 ms, Duty Cycle < 10%.



| DIM | MILLIMETERS | | INCHES | |
|-----|----------------|-------|----------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 10.80 | 11.05 | 0.425 | 0.435 |
| B | 7.49 | 7.75 | 0.295 | 0.305 |
| C | 2.41 | 2.67 | 0.095 | 0.105 |
| D | 0.51 | 0.66 | 0.020 | 0.026 |
| F | 2.92 | 3.00 | 0.115 | 0.118 |
| G | 2.31 | 2.46 | 0.091 | 0.097 |
| H | 2.16 | 2.41 | 0.085 | 0.095 |
| J | 0.38 | 0.64 | 0.015 | 0.025 |
| K | 15.37 | 16.64 | 0.605 | 0.655 |
| M | 3 $^\circ$ TYP | | 3 $^\circ$ TYP | |
| Q | 3.76 | 4.01 | 0.148 | 0.158 |
| R | 1.14 | 1.40 | 0.045 | 0.055 |
| S | 0.64 | 0.89 | 0.025 | 0.035 |
| U | 3.68 | 3.94 | 0.145 | 0.155 |

CASE 77-03

Similar to TO-126

***ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

| Characteristic | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|---------------------------------------|------------|--------|--------|------|
| OFF CHARACTERISTICS | | | | | |
| Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 10 \text{ mA}$, $I_B = 0$) | MJE13002 MJE13003 $V_{CE(sus)}$ | 300 400 | — — | — — | Vdc |
| Collector Cutoff Current ($V_{CEV} = \text{Rated Value}$, $V_{BE(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$) ($V_{CEV} = \text{Rated Value}$, $V_{BE(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$) | I_{CEV} | — — | — — | 1 5 | mAdc |
| Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 9 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$) | I_{EBO} | — | — | 1 | mAdc |

SECOND BREAKDOWN

| | | | | | |
|---|-----------|--------------|--|--|-----|
| Second Breakdown Collector Current with base forward biased | $I_{S/b}$ | See Figure 1 | | | Adc |
|---|-----------|--------------|--|--|-----|

ON CHARACTERISTICS

| | | | | | |
|--|---------------|------------------|------------------|--------------------|-----|
| DC Current Gain ($I_C = 0.5 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 2 \text{ Vdc}$) ($I_C = 1 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 2 \text{ Vdc}$) | h_{FE} | 8 5 | — — | 40 25 | — |
| Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 0.5 \text{ Adc}$, $I_B = 0.1 \text{ Adc}$) ($I_C = 1 \text{ Adc}$, $I_B = 0.25 \text{ Adc}$) ($I_C = 1.5 \text{ Adc}$, $I_B = 0.5 \text{ Adc}$) ($I_C = 1 \text{ Adc}$, $I_B = 0.25 \text{ Adc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$) | $V_{CE(sat)}$ | — — — — | — — — — | 0.5 1 3 1 | Vdc |
| Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 0.5 \text{ Adc}$, $I_B = 0.1 \text{ Adc}$) ($I_C = 1 \text{ Adc}$, $I_B = 0.25 \text{ Adc}$) ($I_C = 1 \text{ Adc}$, $I_B = 0.25 \text{ Adc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$) | $V_{BE(sat)}$ | — — — | — — — | 1 1.2 1.1 | Vdc |

DYNAMIC CHARACTERISTICS

| | | | | | |
|--|----------|---|----|---|-----|
| Current-Gain – Bandwidth Product ($I_C = 100 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$, $f = 1 \text{ MHz}$) | f_T | 5 | 10 | — | MHz |
| Output Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 0.1 \text{ MHz}$) | C_{ob} | — | 21 | — | pF |

SWITCHING CHARACTERISTICS

| Resistive Load (Table 1) | | | | | | |
|--|--|----------|---|------|------|---------------|
| Delay Time | $(V_{CC} = 125 \text{ Vdc}$, $I_C = 1 \text{ A}$, $I_{B1} = I_{B2} = 0.2 \text{ A}$, $t_p = 25 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 1\%$) | t_d | — | 0.05 | 0.1 | μs |
| Rise Time | | t_r | — | 0.5 | 1 | μs |
| Storage Time | | t_s | — | 2 | 4 | μs |
| Fall Time | | t_f | — | 0.4 | 0.7 | μs |
| Inductive Load, Clamped (Table 1, Figure 13) | | | | | | |
| Voltage Storage Time | $(I_C = 1 \text{ A}$, $V_{clamp} = 300 \text{ Vdc}$, $I_{B1} = 0.2 \text{ A}$, $V_{BE(off)} = 5 \text{ Vdc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$) | t_{sv} | — | 1.7 | 4 | μs |
| Commutation Time | | t_c | — | 0.29 | 0.75 | μs |

Pulse Test: Pulse width = 300 μs , Duty Cycle = 2%.



FIGURE 1 - FORWARD BIAS SAFE OPERATION AREA

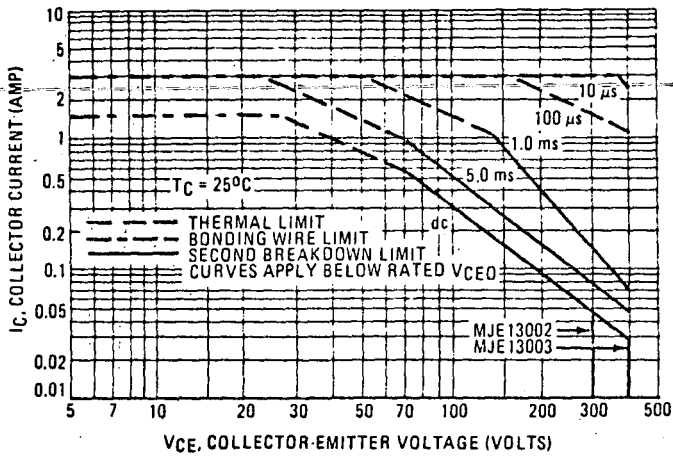
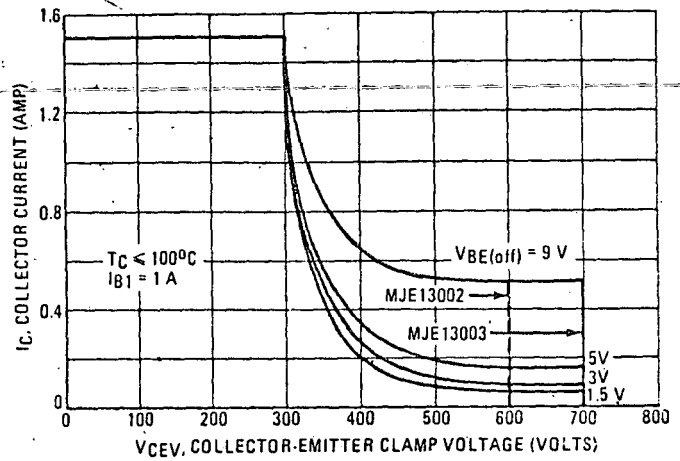
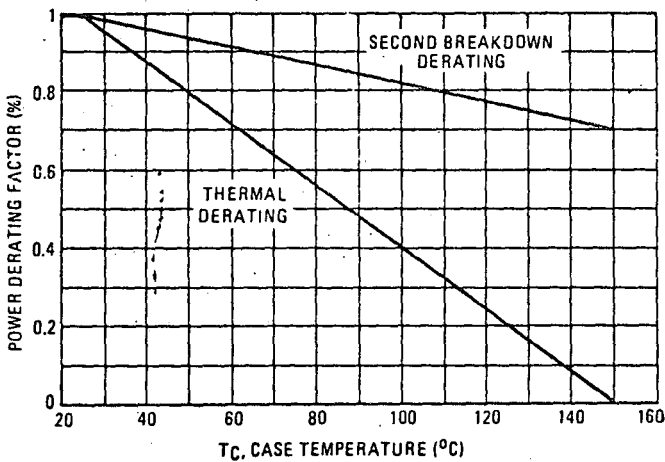


FIGURE 2 - REVERSED BIASED SAFE OPERATING AREA



The Safe Operating Area figures shown in Figures 1 and 2 are specified ratings for these devices under the test conditions shown.

FIGURE 3 - FORWARD BIAS POWER DERATING



There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate I_C - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 1 is based on $T_C = 25^\circ\text{C}$; $T_J(\text{pk})$ is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated when $T_C \geq 25^\circ\text{C}$. Second breakdown limitations do not derate the same as thermal limitations. Allowable current at the voltages shown on Figure 1 may be found at any case temperature by using the appropriate curve on Figure 3.

$T_J(\text{pk})$ may be calculated from the data in Figure 4. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown. Use of reverse biased safe operating area data (Figure 2) is discussed in the designer's application section.

FIGURE 4 - THERMAL RESPONSE

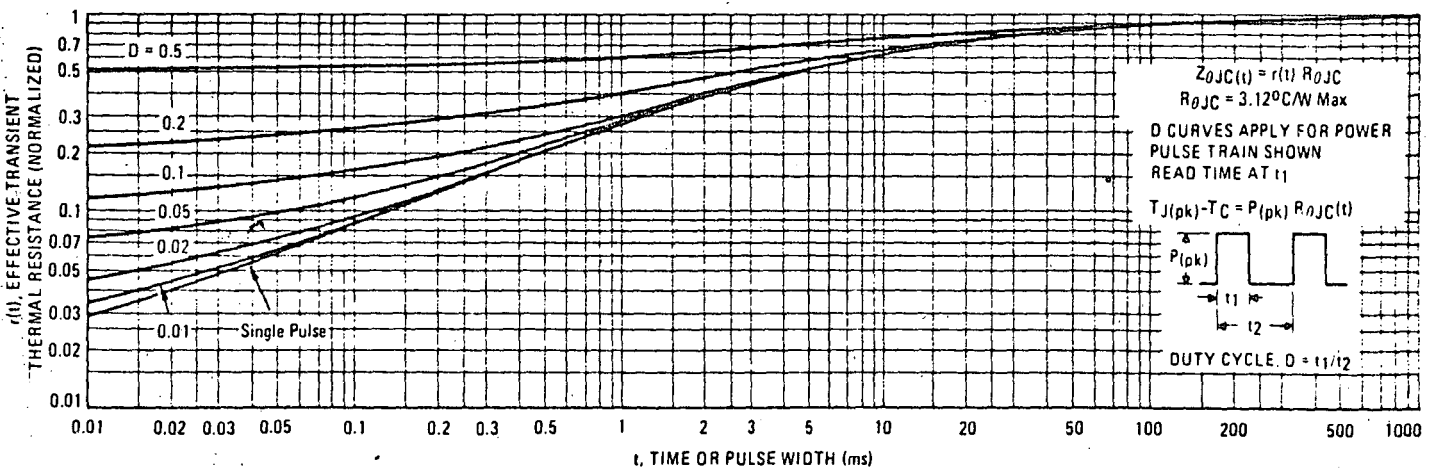


FIGURE 5 - DC CURRENT GAIN

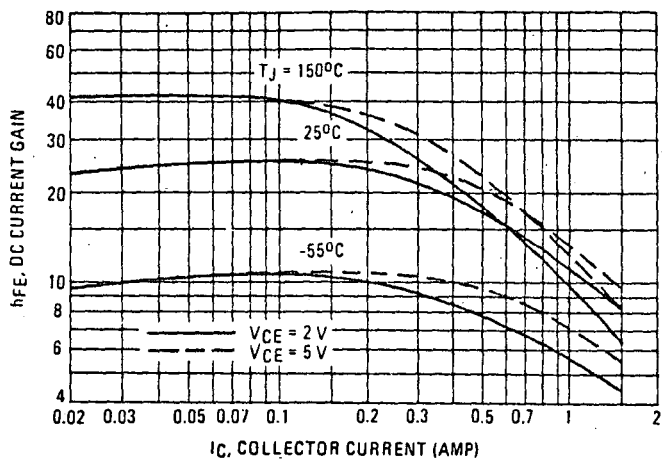


FIGURE 6 - COLLECTOR SATURATION REGION

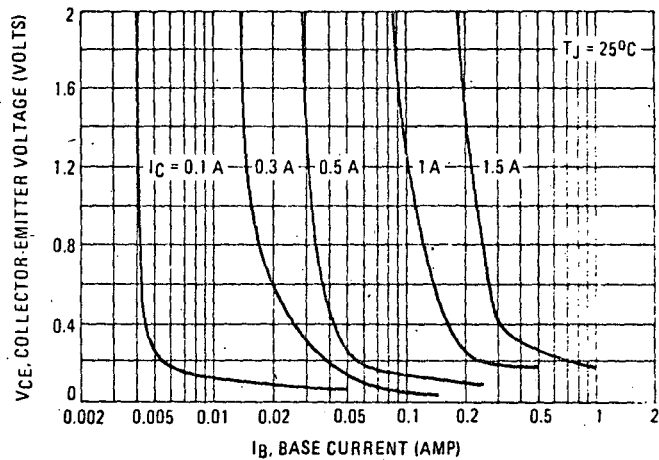


FIGURE 7 - BASE-EMITTER VOLTAGE

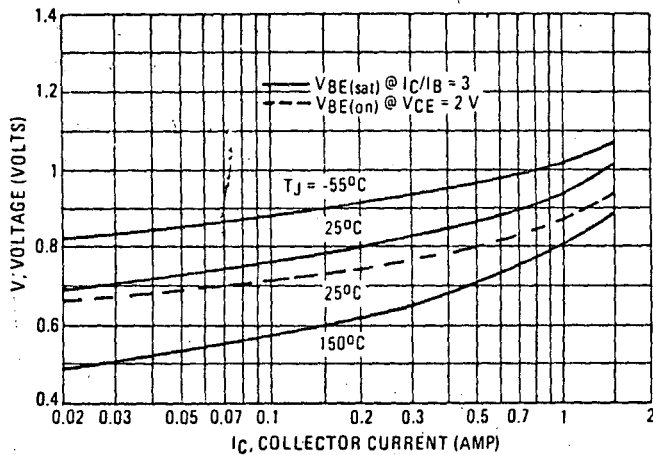


FIGURE 8 - COLLECTOR-EMITTER SATURATION REGION

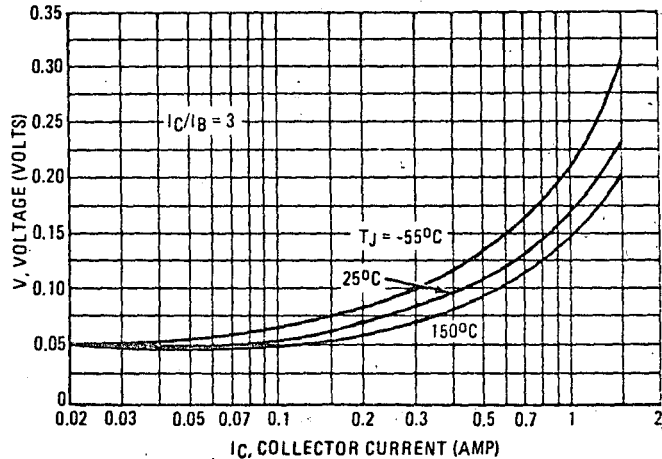


FIGURE 9 - COLLECTOR CUTOFF REGION

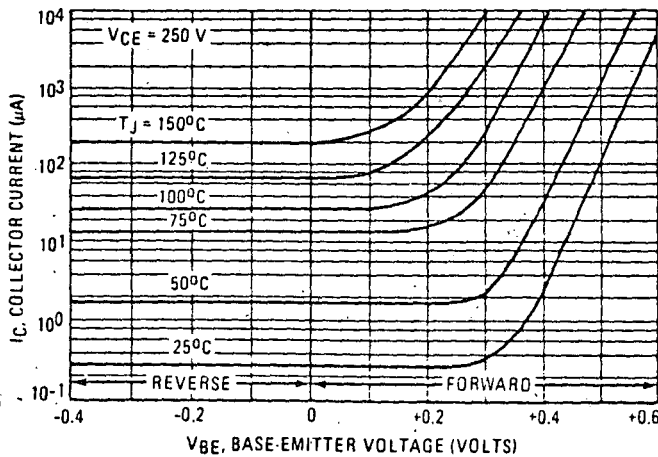


FIGURE 10 - CAPACITANCE

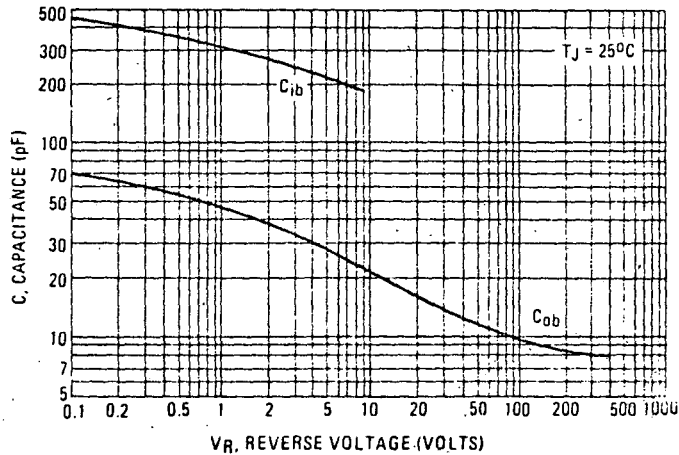


TABLE 1 - TEST CONDITIONS FOR DYNAMIC PERFORMANCE

| R _B SAFE OPERATING AREA AND INDUCTIVE SWITCHING | | | RESISTIVE SWITCHING |
|--|--|--|--|
| TEST CIRCUITS | | | |
| CIRCUIT VALUES | <p>Coil Data: Ferroxcube Core #6656 Full Bobbin (~200 Turns) #20</p> | <p>GAP for 30 mH/2A L_{coil} = 50 mH</p> | <p>V_{CC} = 20 V V_{clamp} = 300 Vdc</p> |
| TEST WAVEFORMS | <p>OUTPUT WAVEFORMS</p> <p>t₁ Adjusted to Obtain I_C</p> $t_1 \approx \frac{L_{coil} (I_{Cpk})}{V_{CC}}$ $t_2 \approx \frac{L_{coil} (I_{Cpk})}{V_{clamp}}$ | | <p>V_{CC} = 125 V R_C = 125 Ω D1 = 1N5820 or Equiv. R_B = 47 Ω</p> <p>Test Equipment Scope: Tektronics 475 or Equivalent</p> <p>t_r, t_f < 10 ns Duty Cycle = 1.0% R_B and R_C adjusted for desired I_B and I_C</p> |

DESIGNERS INFORMATION FOR APPLICATIONS AND SWITCHMODE^A SPECIFICATIONS

INTRODUCTION

The primary considerations when selecting a power transistor for SWITCHMODE applications are voltage and current ratings, switching speed, and energy handling capability. In this section, these specifications will be discussed and related to the circuit examples illustrated in Table 2.(1)

VOLTAGE REQUIREMENTS

Both blocking voltage and sustaining voltage are important in SWITCHMODE applications.

Circuits B and C in Table 2 illustrate applications that require high blocking voltage capability. In both circuits the switching transistor is subjected to voltages substantially higher than V_{CC} after the device is completely off (see load line diagrams at I_C = I_{leakage} ≈ 0 in Table 2). The blocking capability at this point depends on the base to emitter conditions and the device junction temperature. Since the highest device capability occurs when the base to emitter junction is reverse biased (V_{CEV}), this is the recommended and specified use

condition. Maximum I_{CEV} at rated V_{CEV} is specified at a relatively low reverse bias (1.5 Volts) both at 25°C and 100°C. Increasing the reverse bias will give some improvement in device blocking capability.

The sustaining or active region voltage requirements in switching applications occur during turn-on and turn-off. If the load contains a significant capacitive component, high current and voltage can exist simultaneously during turn-on and the pulsed forward bias SOA curves (Figure 1) are the proper design limits.

For inductive loads, high voltage and current must be sustained simultaneously during turn-off, in most cases, with the base to emitter junction reverse biased. Under these conditions the collector voltage must be held to a safe level at or below a specific value of collector current. This can be accomplished by several means such as active clamping, RC snubbing, load line shaping, etc. The safe level for these devices is specified as a Reverse Bias Safe Operating Area (Figure 2) which represents voltage-current conditions that can be sustained during reverse biased turn-off. This rating is verified under clamped conditions so that the device is never subjected to an avalanche mode.

In the four application examples (Table 2) load lines are shown in relation to the pulsed forward and reverse biased SOA curves.

(1) For detailed information on specific switching applications, see Motorola Application Notes AN-588, AN-719, AN-737 and Engineering Bulletin EB-39.



VOLTAGE REQUIREMENTS (continued)

In circuits A and D, inductive reactance is clamped by the diodes shown. In circuits B and C the voltage is clamped by the output rectifiers, however, the voltage induced in the primary leakage inductance is not clamped by these diodes and could be large enough to destroy the device. A snubber network or an additional clamp may be required to keep the turn-off load line within the Reverse Bias SOA curve.

Load lines that fall within the pulsed forward biased SOA curve during turn-on and within the reverse bias SOA curve during turn-off are considered safe, with the following assumptions:

- (1) The device thermal limitations are not exceeded.
- (2) The turn-on time or pulse width does not exceed $10 \mu\text{s}$ (see standard pulsed forward SOA curves in Figure 1).
- (3) The base drive conditions are within the specified limits shown on the Reverse Bias SOA curve (Figure 2).

CURRENT REQUIREMENTS

An efficient switching transistor must operate at the required current level with good fall time, high energy

handling capability and low saturation voltage. On this data sheet, these parameters have been specified at 1 ampere which represents typical design conditions for these devices. The current drive requirements are usually dictated by the $V_{CE}(\text{sat})$ specification because the maximum saturation voltage is specified at a forced gain condition which must be duplicated or exceeded in the application to control the saturation voltage.

SWITCHING REQUIREMENTS

In many switching applications, a major portion of the transistor power dissipation occurs during the fall time (t_{fi}). For this reason considerable effort is usually devoted to reducing the fall time. The recommended way to accomplish this is to reverse bias the base-emitter junction during turn-off. The reverse biased switching characteristics for inductive loads are discussed in Figure 11 and Table 3 and resistive loads in Figures 13 and 14. Usually the inductive load component will be the dominant factor in SWITCHMODE applications and the inductive switching data will more closely represent the device performance in actual application. The inductive switching characteristics are derived from the same circuit used to specify the reverse biased SOA curves, (See Table 1) providing correlation between test procedures and actual use conditions.

RESISTIVE SWITCHING PERFORMANCE

FIGURE 11 - TURN-ON TIME

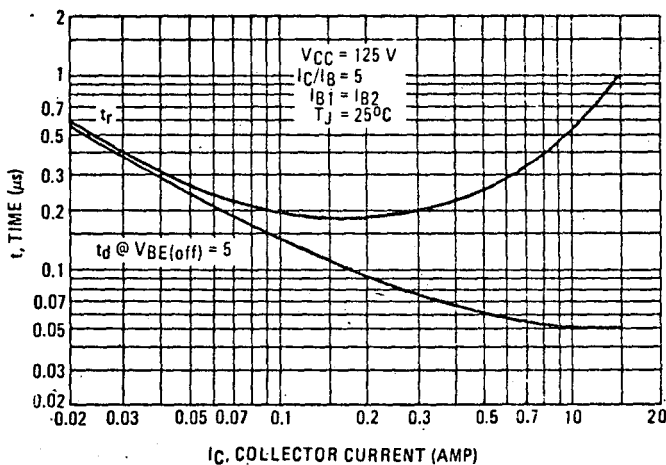


FIGURE 12 - TURN-OFF TIME

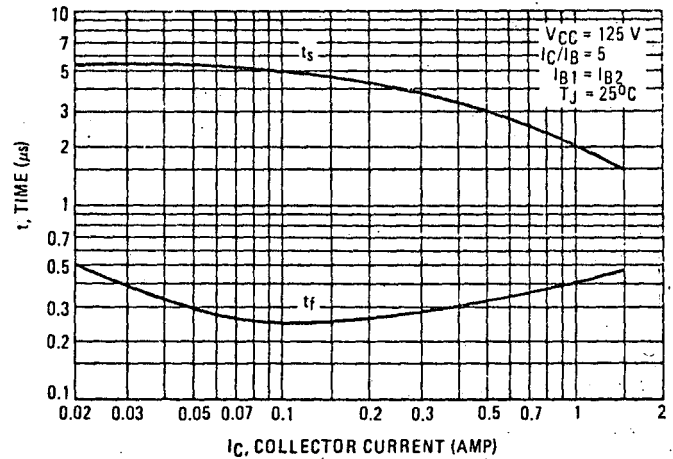


FIGURE 13 - INDUCTIVE SWITCHING MEASUREMENTS

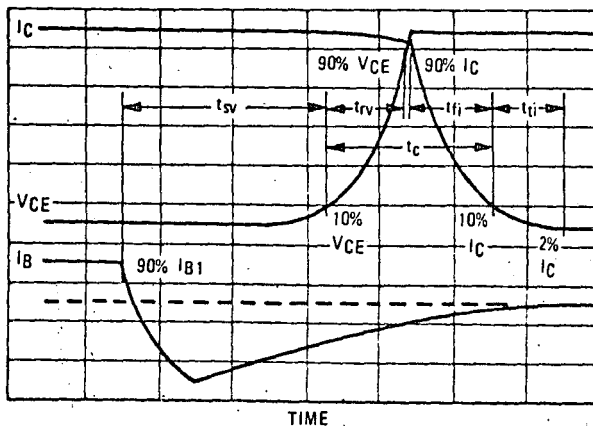


FIGURE 14 - TYPICAL INDUCTIVE SWITCHING WAVEFORMS (at 300 V and 1 A with $I_{B1} = 0.2 \text{ A}$ and $V_{BE}(\text{off}) = 5.0 \text{ V}$)

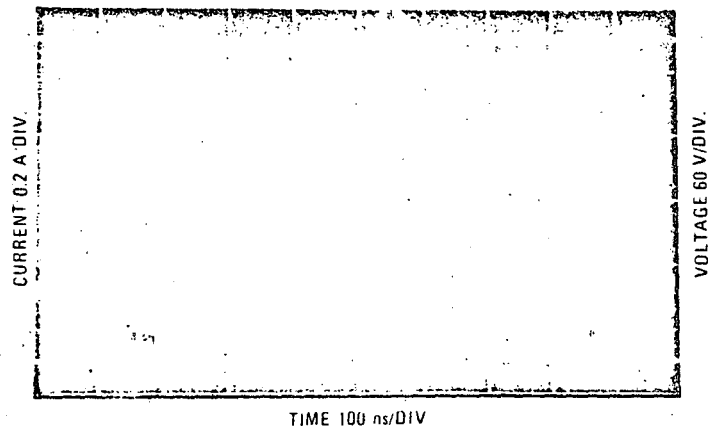


TABLE 2 - APPLICATIONS EXAMPLES OF SWITCHING CIRCUITS

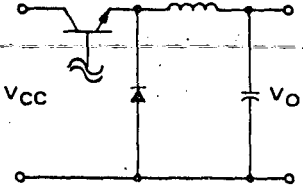
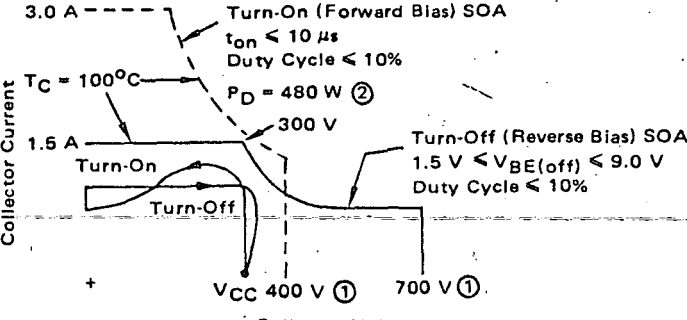
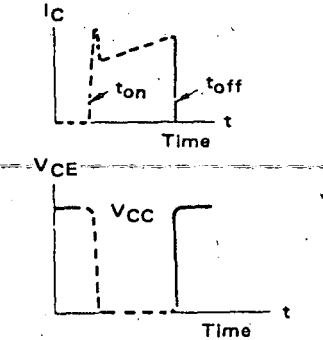
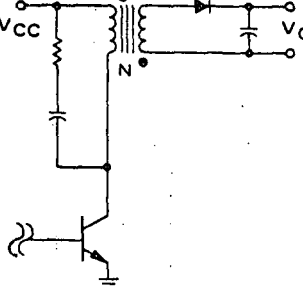
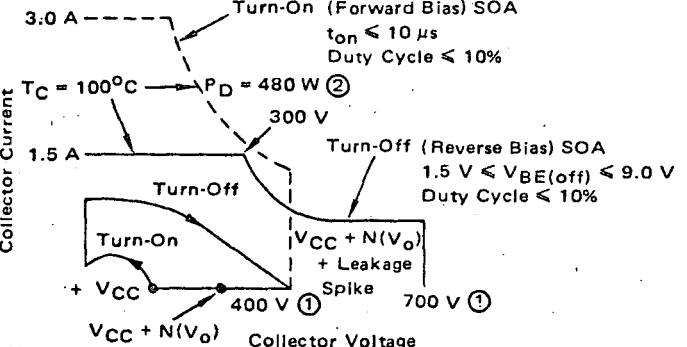
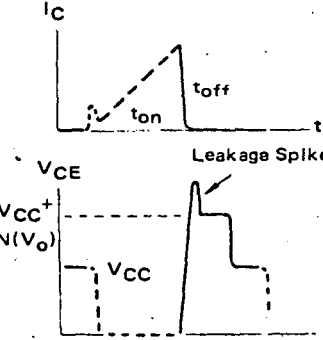
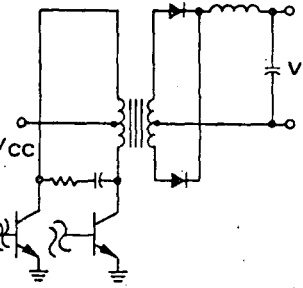
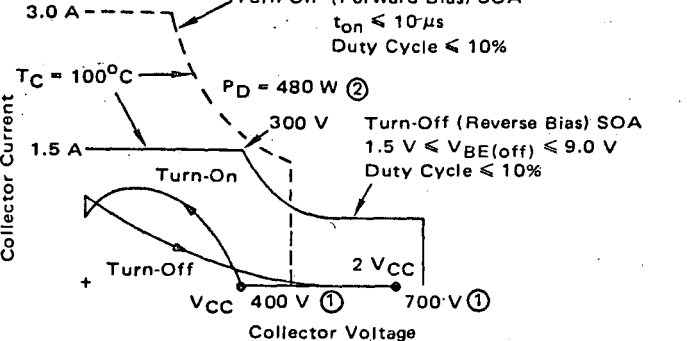
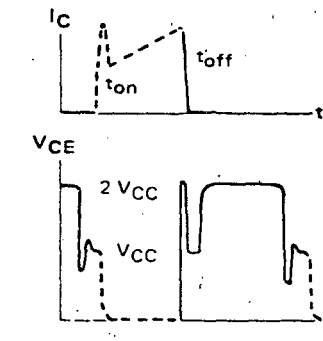
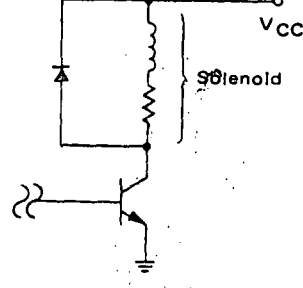
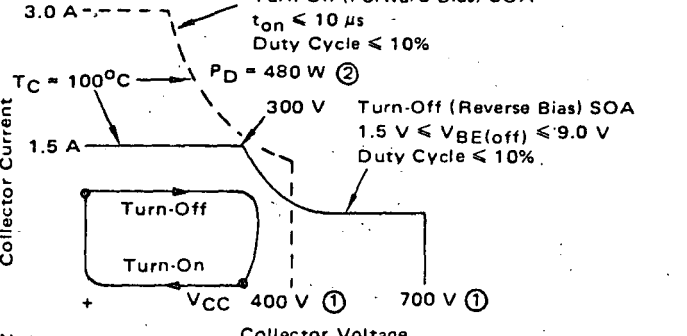
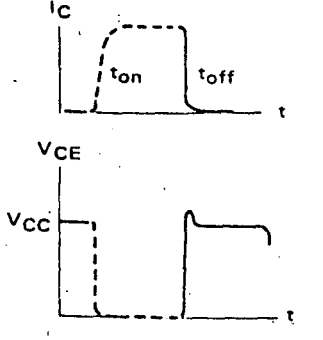
| CIRCUIT | LOAD LINE DIAGRAMS | TIME DIAGRAMS |
|--|---|---|
| <p>SERIES SWITCHING REGULATOR</p>  |  <p>Notes:</p> <ul style="list-style-type: none"> ① MJE13003 Voltage Ratings ($V_{CEO(sus)}$ and V_{CEV}) are Shown, MJE13002 Ratings are 100 V Lower. ② See AN-569 for Pulse Power Derating Procedure. |  |
| <p>RINGING CHOKE INVERTER</p>  |  <p>Notes:</p> <ul style="list-style-type: none"> ① MJE13003 Voltage Ratings ($V_{CEO(sus)}$ and V_{CEV}) are Shown, MJE13002 Ratings are 100 V Lower. ② See AN-569 For Pulse Power Derating Procedure |  |
| <p>PWM PUSH-PULL INVERTER/CONVERTER</p>  |  <p>Notes:</p> <ul style="list-style-type: none"> ① MJE13003 Voltage Ratings ($V_{CEO(sus)}$ and V_{CEV}) are Shown, MJE13002 Ratings are 100 V Lower. ② See AN-569 for Pulse Power Derating Procedure. |  |
| <p>SOLENOID DRIVER</p>  |  <p>Notes:</p> <ul style="list-style-type: none"> ① MJE13003 Voltage Ratings ($V_{CEO(sus)}$ and V_{CEV}) are Shown, MJE13002 Ratings are 100 V Lower. ② See AN-569 for Pulse Power Derating Procedure. |  |

TABLE 3 — TYPICAL INDUCTIVE SWITCHING PERFORMANCE

| I _C AMP | T _C °C | t _{sv} μs | t _{rv} μs | t _{fi} μs | t _{ti} μs | t _c μs |
|-----------------------|----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|----------------------|
| 0.5 | 25 | 1.3 | 0.23 | 0.30 | 0.35 | 0.30 |
| | 100 | 1.6 | 0.26 | 0.30 | 0.40 | 0.36 |
| 1 | 25 | 1.5 | 0.10 | 0.14 | 0.05 | 0.16 |
| | 100 | 1.7 | 0.13 | 0.26 | 0.06 | 0.29 |
| 1.5 | 25 | 1.8 | 0.07 | 0.10 | 0.05 | 0.16 |
| | 100 | 3 | 0.08 | 0.22 | 0.08 | 0.28 |

NOTE: All Data Recorded in the Inductive Switching Circuit in Table 1

SWITCHING TIME NOTES

In resistive switching circuits, rise, fall, and storage times have been defined and apply to both current and voltage waveforms since they are in phase. However, for inductive loads which are common to SWITCHMODE power supplies and hammer drivers, current and voltage waveforms are not in phase. Therefore, separate measurements must be made on each waveform to determine the total switching time. For this reason, the following new terms have been defined.

- t_{sv} = Voltage Storage Time, 90% I_{B1} to 10% V_{CE}
- t_{rv} = Voltage Rise Time, 10-90% V_{CE}
- t_{fi} = Current Fall Time, 90-10% I_C
- t_{ti} = Current Tail, 10-2% I_C
- t_c = Commutation Time, 10% V_{CE} to 10% I_C

An enlarged portion of the turn-off waveforms is shown in Figure 13 to aid in the visual identity of these terms.

For the designer, there is minimal switching loss during storage time and the predominant switching power losses occur during the commutation interval and can be obtained using the standard equation from AN-222:

$$P_{SWT} = 1/2 V_{CC} I_C (t_c) f$$

Typical inductive switching waveforms are shown in Figure 14. In general, t_{rv} + t_{fi} ≈ t_c. However, at lower test currents this relationship may not be valid.

As is common with most switching transistors, resistive switching is specified at 25°C and has become a benchmark for designers. However, for designers of high frequency converter circuits, the user oriented specifications which make this a "SWITCHMODE" transistor are the inductive switching speeds (t_c and t_{sv}) which are guaranteed at 100°C.

TO-126 MOUNTING NOTE (CASE 77)

The preferred mounting technique for high-voltage applications is to direct mount the transistor and to insulate the heat sink. However, if the transistor must be insulated from the heat sink, a 4-40 screw with a compression washer and a 3 mil mica washer with grease (DC340) can be used to mount these TO-126 transistors. Typical hi-pot readings from the collector to this mounting hardware are 500 V dry and 1500 V with grease. For added safety, an insulated screw may be used.

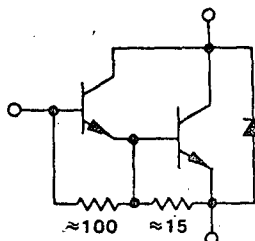


Designers Data Sheet
SWITCHMODE[▲] SERIES
NPN SILICON POWER DARLINGTON TRANSISTORS

The MJ10,000 and MJ10,001 darlington transistors are designed for high-voltage, high-speed, power switching in inductive circuits where fall time is critical. They are particularly suited for 115 volt line operated switch-mode applications such as:

- Switching Regulators
- Inverters
- Solenoid and Relay Drivers
- Motor Controls
- Deflection Circuits

100°C Performance Specified for:
 Reversed Biased SOA with Inductive Loads
 Switching Times With Inductive Loads –
 210 ns Inductive Fall Time (Typ)
 Saturation Voltages
 Leakage Currents


20 AMPERE
NPN SILICON
POWER DARLINGTON
TRANSISTORS

350 and 400 VOLTS
 175 WATTS

Designer's Data for
"Worst Case" Conditions

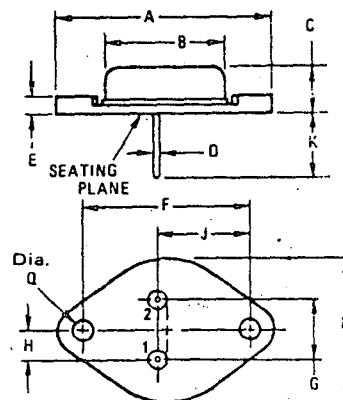
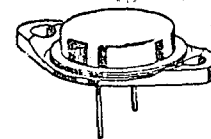
The Designers[▲] Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit data – representing device characteristics boundaries – are given to facilitate "worst case" design.

MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | MJ10,000 | MJ10,001 | Unit |
|--|----------------|-------------|----------|-------|
| Collector-Emitter Voltage | $V_{CEO(sus)}$ | 350 | 400 | Vdc |
| Collector-Emitter Voltage | $V_{CEX(sus)}$ | 300 | 350 | Vdc |
| Collector-Emitter Voltage | V_{CEV} | 450 | 500 | Vdc |
| Emitter Base Voltage | V_{EB} | 8 | | Vdc |
| Collector Current – Continuous | I_C | 20 | | Adc |
| – Peak | I_{CM} | 30 | | |
| Base Current – Continuous | I_B | 2.5 | | Adc |
| – Peak | I_{BM} | 5 | | |
| Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ | P_D | 175 | | Watts |
| @ $T_C = 100^\circ C$ | | 100 | | |
| Derate above 25°C | | 1 | | W/°C |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | T_J, T_{stg} | -65 to +200 | | °C |

THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic | Symbol | Max | Unit |
|---|-----------------|-----|------|
| Thermal Resistance, Junction to Case | $R_{\theta JC}$ | 1 | °C/W |
| Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes: 1/8" from Case for 5 Seconds | T_L | 275 | °C |



PIN 1. BASE
 2. EMITTER
 CASE: COLLECTOR

| DIM | MILLIMETERS | | INCHES | |
|-----|-------------|-------|--------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | – | 39.37 | – | 1.550 |
| B | – | 21.08 | – | 0.830 |
| C | 6.35 | 7.62 | 0.250 | 0.300 |
| D | 0.99 | 1.09 | 0.039 | 0.043 |
| E | – | 3.43 | – | 0.135 |
| F | 29.90 | 30.40 | 1.177 | 1.197 |
| G | 10.67 | 11.18 | 0.420 | 0.440 |
| H | 5.33 | 5.59 | 0.210 | 0.220 |
| J | 16.64 | 17.15 | 0.655 | 0.675 |
| K | 11.18 | 12.19 | 0.440 | 0.480 |
| Q | 3.84 | 4.09 | 0.151 | 0.161 |
| R | – | 26.67 | – | 1.050 |

Collector connected to case.
 CASE 11-01
 TO-3

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted).

| Characteristic | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|-----------------------|------------|--------|-----------|------|
| Collector-Emitter Sustaining Voltage (Table 1) ($I_C = 250\text{ mA}$, $I_B = 0$, $V_{\text{clamp}} = \text{Rated } V_{\text{CEO}}$) | $V_{\text{CEO(sus)}}$ | 350 400 | — — | — — | Vdc |
| Collector-Emitter Sustaining Voltage (Table 1, Figure 12) ($I_C = 10\text{ A}$, $V_{\text{clamp}} = \text{Rated } V_{\text{CEX}}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$) | $V_{\text{CEX(sus)}}$ | 300 350 | — — | — — | Vdc |
| ($I_C = 20\text{ A}$, $V_{\text{clamp}} = \text{Rated } V_{\text{CEX}}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$) | | 250 300 | — — | — — | |
| Collector Cutoff Current ($V_{\text{CEV}} = \text{Rated Value}$, $V_{\text{BE(off)}} = 1.5\text{ Vdc}$) ($V_{\text{CEV}} = \text{Rated Value}$, $V_{\text{BE(off)}} = 1.5\text{ Vdc}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$) | I_{CEV} | — — | — — | 0.25 5 | mAdc |
| Collector Cutoff Current ($V_{\text{CE}} = \text{Rated } V_{\text{CEV}}$, $R_{\text{BE}} = 50\ \Omega$, $T_C = 100^\circ\text{C}$) | I_{CER} | — | — | 5 | mAdc |
| Emitter Cutoff Current ($V_{\text{EB}} = 8\text{ Vdc}$, $I_C = 0$) | I_{EBO} | — | — | 150 | mAdc |

SECOND BREAKDOWN

| | | | | | |
|---|------------------|---------------|--|--|-----|
| Second Breakdown Collector Current with base forward biased | $I_{\text{S/b}}$ | See Figure 11 | | | Adc |
|---|------------------|---------------|--|--|-----|

DC CHARACTERISTICS

| | | | | | |
|--|----------------------|-------------|-------------|---------------|-----|
| DC Current Gain ($I_C = 5\text{ Adc}$, $V_{\text{CE}} = 5\text{ Vdc}$) ($I_C = 10\text{ Adc}$, $V_{\text{CE}} = 5\text{ Vdc}$) | h_{FE} | 50 40 | — — | 600 400 | — |
| Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ Adc}$, $I_B = 400\text{ mAdc}$) ($I_C = 20\text{ Adc}$, $I_B = 1\text{ Adc}$) ($I_C = 10\text{ Adc}$, $I_B = 400\text{ mAdc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$) | $V_{\text{CE(sat)}}$ | — — — | — — — | 1.9 3 2 | Vdc |
| Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ Adc}$, $I_B = 400\text{ mAdc}$) ($I_C = 10\text{ Adc}$, $I_B = 400\text{ mAdc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$) | $V_{\text{BE(sat)}}$ | — — | — — | 2.5 2.5 | Vdc |
| Diode Forward Voltage (1) ($I_F = 10\text{ Adc}$) | V_f | — | 3 | 5 | Vdc |

DYNAMIC CHARACTERISTICS

| | | | | | |
|---|-------------------|-----|---|-----|----|
| Small-Signal Current Gain ($I_C = 10\text{ Adc}$, $V_{\text{CE}} = 10\text{ Vdc}$, $f_{\text{test}} = 1\text{ MHz}$) | $ h_{\text{fe}} $ | 10 | — | — | — |
| Output Capacitance ($V_{\text{CB}} = 10\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f_{\text{test}} = 100\text{ kHz}$) | C_{ob} | 100 | — | 325 | pF |

SWITCHING CHARACTERISTICS

| Resistive Load (Table 1) | | | | | | |
|-----------------------------------|---|-------|---|------|------|---------------|
| Delay Time | $(V_{\text{CC}} = 250\text{ Vdc}$, $I_C = 10\text{ A}$, $I_{\text{B1}} = 400\text{ mA}$, $V_{\text{BE(off)}} = 5\text{ Vdc}$, $t_p = 50\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $< 2\%$). | t_d | — | 0.12 | 0.2 | μs |
| Rise Time | | t_r | — | 0.20 | 0.5 | μs |
| Storage Time | | t_s | — | 1.5 | 3 | μs |
| Fall Time | | t_f | — | 1.1 | 1.8 | μs |
| Inductive Load, Clamped (Table 1) | | | | | | |
| Storage Time | $(I_C = 10\text{ A(pk)}$, $V_{\text{clamp}} = \text{Rated } V_{\text{CEX}}$, $I_{\text{B1}} = 400\text{ mA}$, $V_{\text{BE(off)}} = 5\text{ Vdc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$) | t_s | — | 3.5 | 5.5 | μs |
| Fall Time | | t_f | — | 0.34 | 0.75 | μs |
| Storage Time | $(I_C = 10\text{ A(pk)}$, $V_{\text{clamp}} = \text{Rated } V_{\text{CEX}}$, $I_{\text{B1}} = 400\text{ mA}$, $V_{\text{BE(off)}} = 5\text{ Vdc}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$) | t_s | — | 2 | — | μs |
| Fall Time | | t_f | — | 0.21 | — | μs |

The internal Collector-to-Emitter diode can eliminate the need for an external diode to clamp inductive loads. Tests have shown that the Forward Recovery Voltage (V_f) of this diode is comparable to that of typical fast recovery rectifiers.



DC CHARACTERISTICS

FIGURE 1 - DC CURRENT GAIN

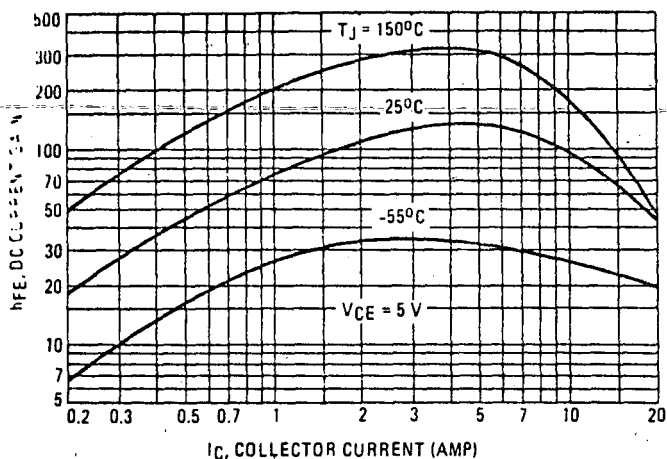


FIGURE 2 - COLLECTOR SATURATION REGION

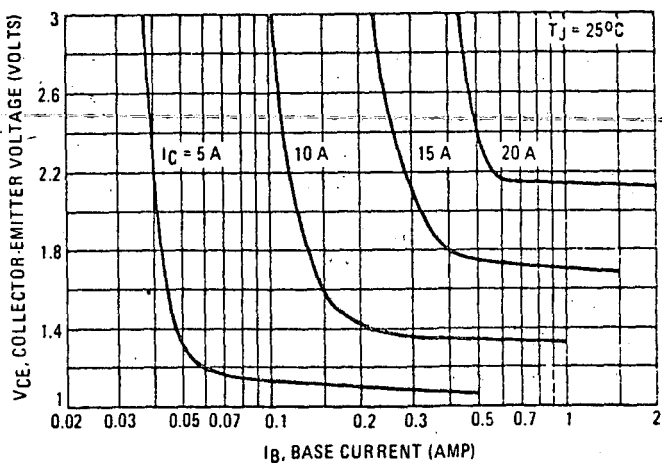


FIGURE 3 - COLLECTOR EMMITTER SATURATION VOLTAGES

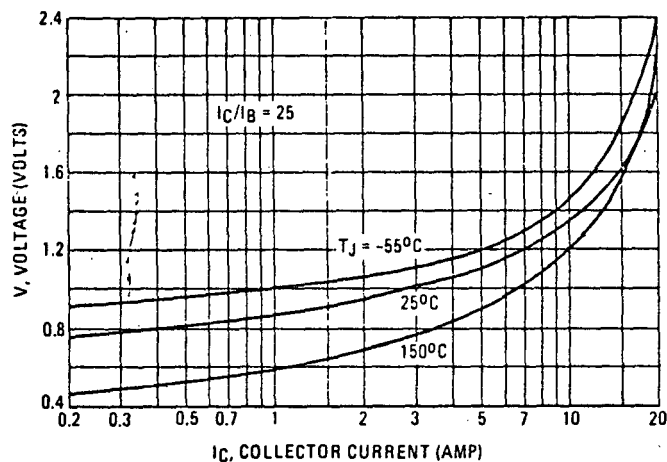


FIGURE 4 - BASE-EMITTER VOLTAGE

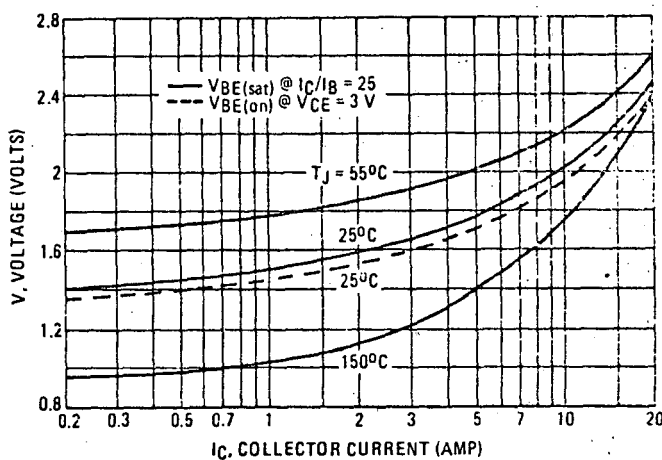


FIGURE 5 - COLLECTOR CUTOFF REGION

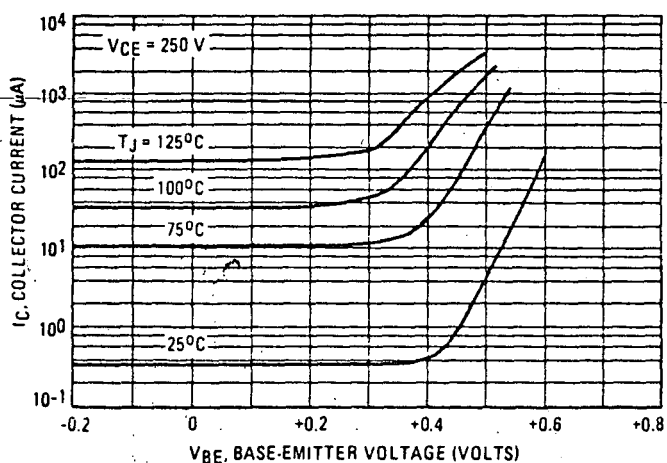


FIGURE 6 - OUTPUT CAPACITANCE

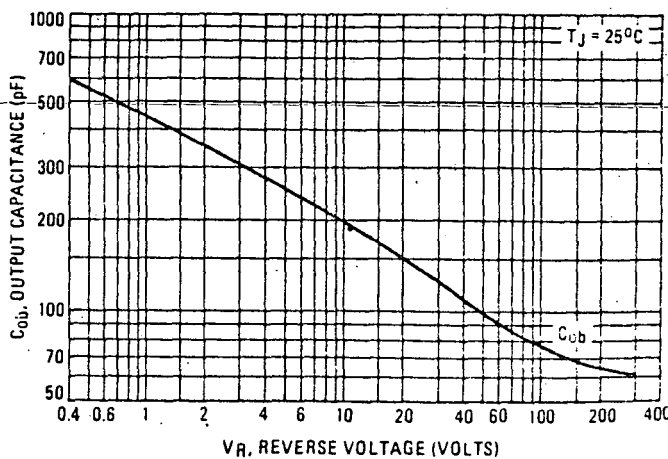


TABLE 1 - TEST CONDITIONS FOR DYNAMIC PERFORMANCE

| | V _{CEO(sus)} | V _{CEX(sus)} AND INDUCTIVE SWITCHING | RESISTIVE SWITCHING |
|------------------|---|---|---|
| INPUT CONDITIONS | <p>PW Varied to Attain I_C = 250 mA</p> | <p>Adjust R1 to obtain a forced h_{FE} = 25</p> <p>Pulse Width adjusted to obtain specified I_C (Resistive Switching, Pulse Width = 50 μs)</p> <p>Duty Cycle < 3%</p> | <p>Q1 2N2907 Q2 2N2222 Q3 2N3762 Q4 MJE210 Q5 MJE200 D1 1N914 D2 1N914 D3 1N914</p> |
| CIRCUIT VALUES | <p>L_{coil} = 10 mH V_{CC} = 10 V R_{coil} = 0.7 Ω V_{clamp} = V_{CEO(sus)}</p> | <p>L_{coil} = 180 μH R_{coil} = 0.05 Ω V_{clamp} = Rated V_{CEX} Value V_{CC} = 20 V f_o = 500 kHz</p> | <p>V_{CC} = 250 V R_L = 50 Ω Pulse Width = 50 μs</p> |
| TEST CIRCUITS | <p>INDUCTIVE TEST CIRCUIT</p> <p>See Above For Detailed Conditions</p> | <p>OUTPUT WAVEFORMS</p> <p>t₁ Adjusted to Obtain I_C</p> $t_1 \approx \frac{L_{coil} (I_{Cpk})}{V_{CC}}$ $t_2 \approx \frac{L_{coil} (I_{Cpk})}{V_{clamp}}$ <p>Test Equipment Scope-Tektronics 475 or Equivalent</p> | <p>RESISTIVE TEST CIRCUIT</p> |

FIGURE 7 - TURN-OFF WAVEFORM

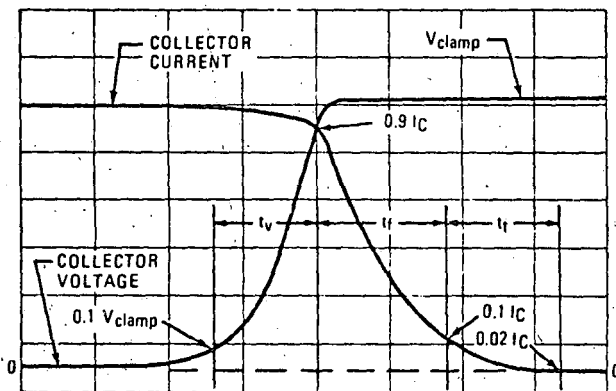


TABLE 2 - INDUCTIVE SWITCHING PERFORMANCE

| I _C Amps | T _C °C | t _s μs | t _v μs | t _f μs | t _r μs | t _v +t _f +t _r μs |
|------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|--|
| 5 | 25 | 1.73 | 0.35 | 0.150 | 0.050 | 0.55 |
| | 100 | 3.47 | 0.92 | 0.217 | 0.067 | 1.20 |
| 10 | 25 | 2.0 | 0.67 | 0.210 | 0.053 | 0.933 |
| | 100 | 3.47 | 1.25 | 0.342 | 0.100 | 1.69 |
| 15 | 25 | 2.0 | 0.73 | 0.300 | 0.75 | 1.11 |
| | 100 | 3.27 | 1.45 | 0.500 | 0.100 | 2.05 |

Note: All Data Recorded in the Inductive Switching Circuit shown in Table 1.

SWITCHING TIMES NOTE

To facilitate volume production testing, maximum inductive switching limits for these transistors are specified using conventional measurement techniques, e.g. t_s(max) is measured from the point where I_{B1} has decreased 10% to the point where I_C has decreased 10%, and t_f(max) is measured between the 90% and 10% points on the I_C waveform. In most applications, a large percentage of the total device power dissipation occurs during the fall time and t_f is normally used as a figure of merit when choosing a device for a switch-mode application. However, there are two portions of the turn-off waveform that can add losses and in some cases these losses can become a significant portion of the total device dissipation.

Figure 7 shows an enlarged portion of the inductive switching waveform during turn-off. The interval labeled t_v is part of the storage time interval (t_s) and is defined as voltage switching time. During this interval the transistor collector to emitter voltage changes from a saturation level to a level equal to or approaching the clamp voltage while the collector current has only changed by 10%. Typical values for this time interval at various current levels are shown in Table 2 at 25°C and 100°C case temperature.



The Safe Operating Area figures shown in Figures 11 and 12 are specified ratings for these devices under the test conditions shown.

FIGURE 11 – ACTIVE-REGION SAFE OPERATING AREA

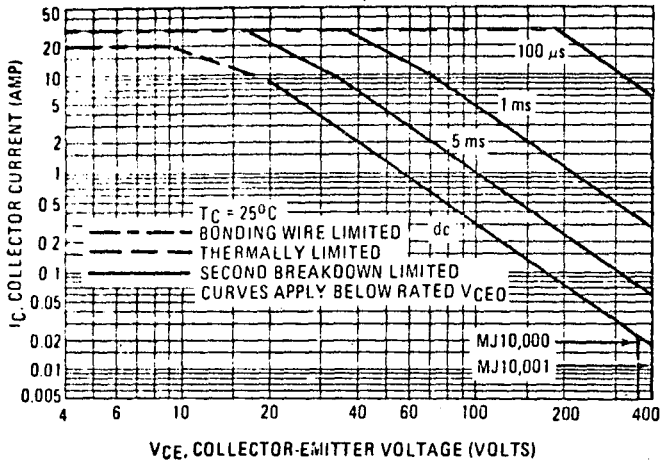
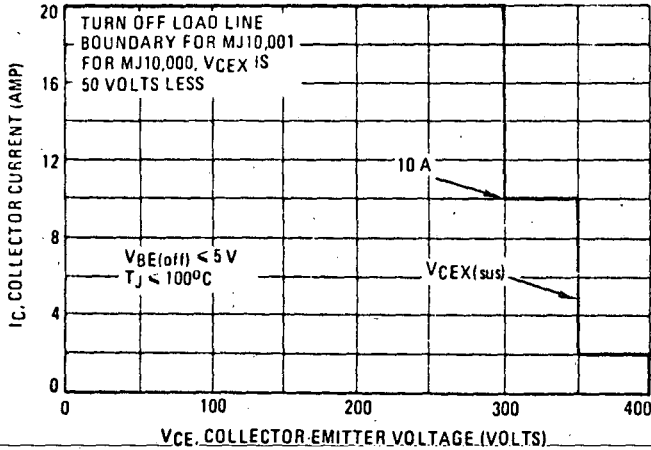


FIGURE 12 – REVERSE BIASED SWITCHING SAFE OPERATING AREA



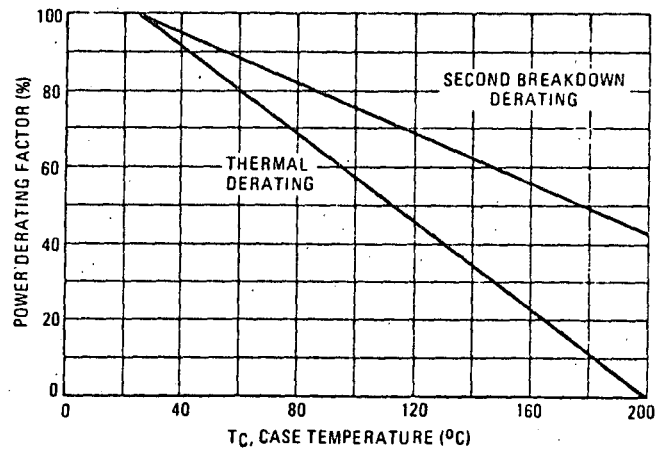
SAFE OPERATING AREA INFORMATION

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate I_C - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 11 is based on $T_C = 25^\circ\text{C}$; $T_J(\text{pk})$ is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated when $T_C \geq 25^\circ\text{C}$. Second breakdown limitations do not derate the same as thermal limitations. Allowable current at the voltages shown on Figure 11 may be found at any case temperature by using the appropriate curve on Figure 13.

$T_J(\text{pk})$ may be calculated from the data in Figure 10. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown. Use of reverse biased safe operating area data (Figure 12) is discussed in the designer's application section.

FIGURE 13 – POWER DERATING



SWITCHING TIMES NOTE (continued)

The time interval labeled t_t occurs after the fall time and appears as a "tail" on the trailing edge of the collector current waveform. It is measured, for this discussion, from the 10% point to the 2% point; and during this interval the collector to emitter voltage is equal to the clamp voltage. Typical values for these time intervals are also shown in Table 2.

Since power dissipation occurs during the total time period $t_v + t_f + t_t$ and each interval can be affected by external conditions, some applications may require a specific analysis in order to accurately predict total device dissipation.

RESISTIVE SWITCHING PERFORMANCE

FIGURE 8 - TURN-ON TIME

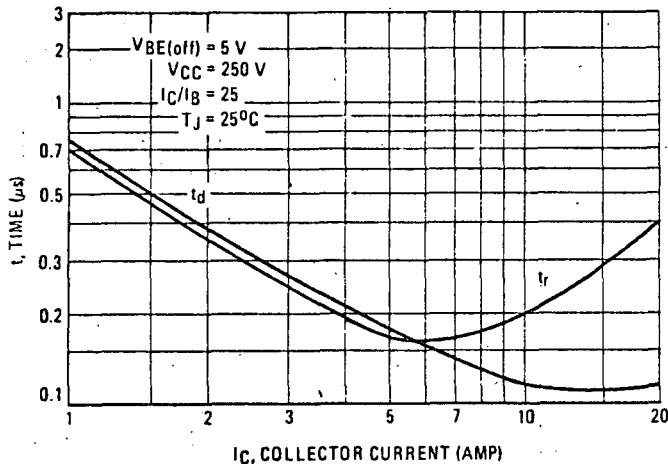


FIGURE 9 - TURN-OFF TIME

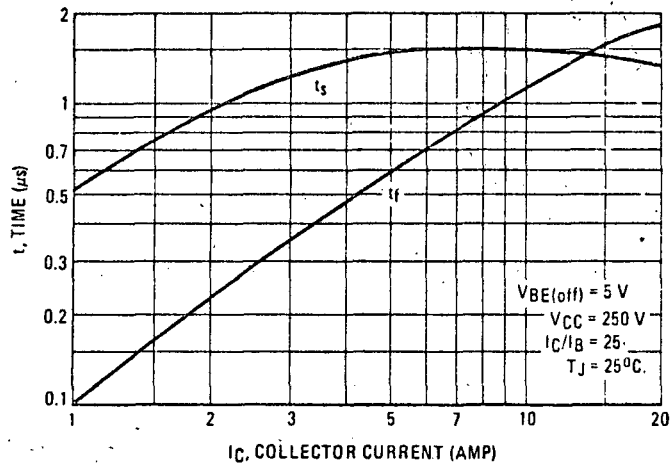
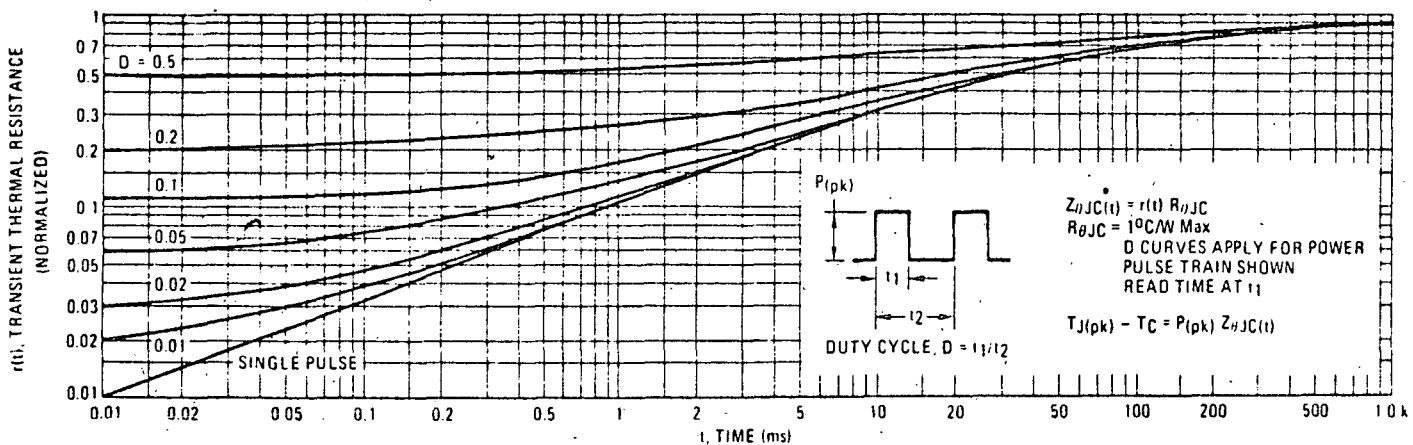
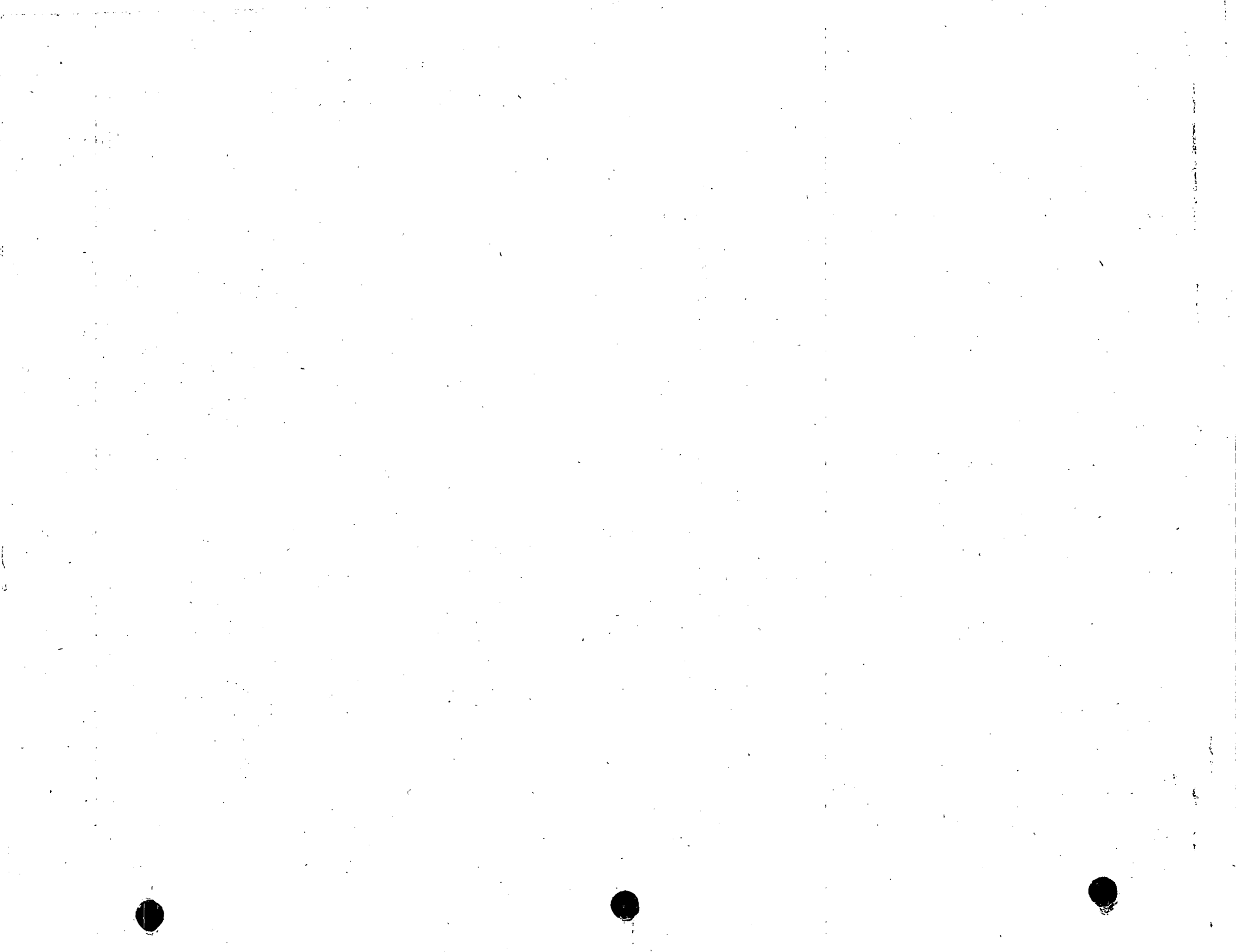


FIGURE 10 - THERMAL RESPONSE





DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO: "REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE"
DEL 27 DE NOVIEMBRE AL 8 DE DICIEMBRE DE 1978

| <u>NOMBRE Y DIRECCION</u> | <u>EMPRESA Y DIRECCION</u> |
|---|--|
| 1. ING. ERNESTO ANDRES CASAS ESCAMILLA Rincon del Del Sur No. 15 Edif.14-2 Col. Bosque Residencial del Sur México 23, D.F. Tel. 676-48-35 | CIA. DE LUZ Y FUERZA DEL CENTRO, S.A. Av. Ricardo Flores Magón No. 192 Col. Guerrero México, D.F. Tel. 529-41-55 |
| 2. ING. SILVERIO CASTILLO SALCEDO Sabinos No. 34 Col. Sta. Anita México 8, D.F. Tel. 530-92-56 | U.N.A.M. Ciudad Universitaria México Tel. 518-00-80 Ext. 194 |
| 3. ING. RICARDO CORTES CHEDRAUI Calle F Mz. IV No. 165 Col. Educación México 21, D.F. Tel. 544-77-93 | FRACCIMOTORES, S.A. Av. Chimalhuacán No. 702 Col. Parque Ind. Netzahualcoyotl Edo. de Méx. Tel. 765-0207 |
| 4. ING. NAZARIO DEL AGUILA BARAJAS Oriente 249 B No. 22 Col. Agrícola Oriental México 9, D.F. Tel. | REFACCIONES Y ENSAMBLES ELECTRICOS J. Manuel Othón No. 246 Col. Tránsito México 8, D.F. Tel. 588-67-88 |
| 5. ARMANDO GUTIERREZ MUÑOZ Mercaderes No. 29 Col. Fracc. Sta. Cecilia Tlalnepantla, Edo. de Méx. Tel. | INDUSTRIAS SWEDA, S.A. Alfredo B. Nobel No. 41-43 Col. Ind. Pte. Vigas Tlalnepantla, Edo. de Méx. Tel. 565-42-33 |
| 6. VICTOR M. LANDIN BONILLA Oriente 174 No. 330 Dpto. 12 Col. Moctezuma México 9, D.F. Tel. | CIA. GENERAL DE ELECTRONICA Tezozomoc No. 239 Col. Atzacozalco México 16, D.F. Tel. 561-32-11 Ext. 140 |

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO: "REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE"
DEL 27 DE NOVIEMBRE AL 8 DE DICIEMBRE DE 1978

NOMBRE Y DIRECCION

EMPRESA Y DIRECCION

- | | | |
|-----|--|---|
| 7. | LORENZO LEYVA ROJO 11a. Cerrada Sabino No.9 Col. Atlampa México 4, D.F. Tel. 541-32-14 | PRECISION CONTROL DE MEXICO, S.A. 11a. Cerrada Sabino No. 9 Col. Atlampa México 4, D.F. Tel. 541-32-14 |
| 8. | VICTOR UNO LOPEZ VIZCARRA Valle de México No. 90 Col. Vista Del Valle Naucalpan, Edo. de Méx. Tel. 560-53-08 | INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA Río Tiber No. 91-102 Col. Cuauhtémoc México 14, D.F. Tel. 514-72-88 |
| 9. | JESUS MANUEL MORAN FLORES Tepetzotlan No. 14 Col. Tlanemex Tlalnepantla, Edo. de Méx. Tel. 397-74-83 | INDUSTRIAS SWEDA, S.A. Alfredo B. Nobel No. 41-43 Col. Ind. Pte. de Vigas Tlalnepantla, Edo. de Méx. Tel. 565-42-33 |
| 10. | JOSE PINEDA NAVA Leandro Valle No. 9 Col. Acopilco Cuajimalpa México 18, D.F. Tel. | PHILCO, S.A. DE C.V. Clavel No. 157 Col. Sta. Ma. La Ribera México 4, D.F. |
| 11. | J. ABEL RAYO TORREBLANCA Clavel No. 157 Col. Sta. Ma. La Ribera México 4, D.F. Tel. 547-46-00 Ext. 170 | PHILCO, S.A. DE C.V. Clavel No. 157 Col. Sta. Ma. La Ribera México 4, D.F. Tel. 547-46-00 Ext. 170 |
| 12. | BERNARDO ABELARDO RIVAS YAÑEZ Tlacopan No. 1 Manz. 442 Lote 92 Edo. de México Cd. Azteca 3o. S. | CIA. INDUSTRIAL ELECTROMECHANICA Azafrán No. 45 Col. Granjas México México 8, D.F. Tel. 657-48-22 |

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO: "REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE"
DEL 27 DE NOVIEMBRE AL 8 DE DICIEMBRE DE 1978

| <u>NOMBRE Y DIRECCION</u> | <u>EMPRESA Y DIRECCION</u> |
|--|---|
| 13. ING. EDUARDO ROCHA ALVAREZ Pilares No. 329 Col. Del Valle México 12, D.F. Tel. 575-34-10 | AUTOMATIZACION Y CONTROL, S.A. López Cotilla No. 1206 Col. Del Valle México 12, D.F. Tel. 575-45-66 559-68-29 |
| 14. AGUSTIN M. RODRIGUEZ ESPINOSA Clavel No. 157 Col. Sta. María La Ribera México 4, D.F. Tel. 547-46-00 | P H I L C O, S.A. DE C.V. Clavel No. 157 Col. Sta. María La Ribera México 4, D.F. Tel. 547-46-00 |
| 15. RICARDO SOTO HERNANDEZ Primavera No. 108 Coacalco, Edo. de Méx. Tel. 541-32-14 | PRECISION CONTROL DE MEXICO, S.A. 11a. Cerrada Sabino No. 9 Col. Atlampa Tel. 541-32-14 |
| 16. ING. NORBERTO ULLOA COBANERA Presidentes No. 511-6 Col. Portales México 13, D.F. Tel. 672-68-79 | ENEP ACATLAN UNAM Sn. Mateo S/N Col. Acatlán Edo. de Méx. Tel. 373-23-99 Ext. 152 |
| 17. ANGEL URBINA SANCHEZ Retorno 42 No. 32 Col. Avante México 21, D.F. Tel. 544-95-71 | P H I L C O, S.A. DE C.V. Clavel No. 157 Col. Sta. María México 7, D.F. Tel. 547-46-00 |

