

INSCRIPCIONES

CENTRO DE EDUCACION CONTINUA DE LA
DIVISION DE ESTUDIOS SUPERIORES DE
LA FACULTAD DE INGENIERIA; U. N. A. M.

Cuota de inscripción \$ 3.500 00

La cuota de inscripción incluye:

- una carpeta con las notas de los profesores
- bibliografía sobre el tema
- servicio de cafetería

Palacio de Minería Calle de Tacuba No. 5 México 1, D.F.

Horario de oficinas: lunes a viernes
de 9 a 14 y de 16 a 18 h.

Para mayores informes hablar a los teléfonos

521-40-20 521-73-35 512-31-23

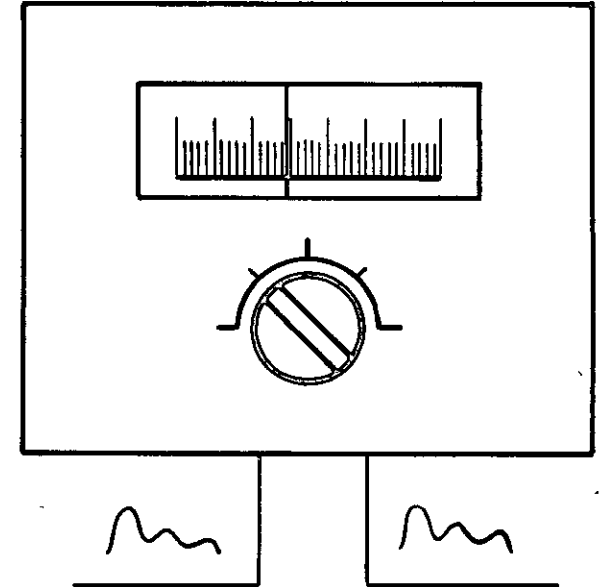
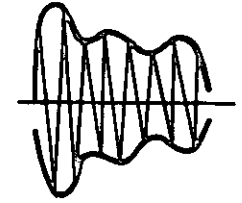
CONSTANCIA DE ASISTENCIA

La Facultad de Ingeniería de la UNAM, otorgará una constancia de asistencia a los participantes que concurran regularmente y que realicen satisfactoriamente los trabajos que se les asignen durante el curso

CIRCULA LIBRE DE PORTE
POR VIA DE SUPERFICIE
Y DENTRO DEL TERRITORIO NAL.
ART. 172-LEY ORGANICA DE LA UNAM

centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, u n a m

Palacio de Minería
Calle de Tacuba No. 5
México 1, D.F.



DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER

CURSO INTENSIVO

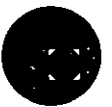
Duración: 46 h

Fechas: del 18 al 30 de abril

Horario: lunes a viernes de 17 a 21 h,
sábados de 9 a 12 h

Coordinador: M en C Luis Marcial
Hernández Ortega

centro de educación continua
división de estudios superiores
facultad de ingeniería, u n a m



OBJETIVOS

- Presentar el estado actual de la tecnología relacionada con el diseño y la construcción de fuentes de poder, haciendo énfasis en fuentes de voltaje (C, D) realizados con dispositivos de estado sólido
- Presentar métodos y criterios para el diseño de los elementos que constituyen una fuente de poder, así como proporcionar ayudas para el cálculo de dichos elementos en forma de tablas y gráficas

A QUIEN VA DIRIGIDO

A Ingenieros Mecánicos Electricistas Ingenieros Químicos, Físicos y en general a profesionales relacionados con el diseño de equipo electrónico

TEMARIO

1. INTRODUCCION

Aspectos generales Ética Seguridad Especialización o Generalización
Metodología del Diseño Electrónico
Objetivos a cubrir en el diseño de Fuentes de Poder
Fuentes de Voltaje y de Corriente
Tipos de Fuentes de voltaje AC DC AC-AC-DC

2. EL TRANSFORMADOR

Funcionamiento del Transformador
Modelos de Transformadores
El transformador Ideal
El transformador Real
Ejemplo numérico
Mediciones de Transformadores
Medición de la relación de transformación
Prueba en circuito abierto
Prueba en cortocircuito
Ejemplo de medición
Diseño de Transformadores
Procedimiento de diseño
Ejemplo de diseño
Blindajes
Blindajes electrostáticos
Blindaje electromagnético
Laboratorio

3. REGULACION DE AC

Regulación por Control de Amplitud
Regulador de Reactor Resonante
Regulador con Variac y Servomotor
Regulación por Control de Fase
Variación del valor efectivo en función del ángulo de disparo
Dispositivos Utilizados en Circuitos de Control de Fase
El rectificador controlado de silicio, SCR
El Triac
El Diac
Otros dispositivos
Circuitos sencillos de Control de Fase
Control de fase con constante de tiempo única
Control de fase con constante de tiempo doble
Control de fase con SCP
Laboratorio

4. CONVERSION AC-DC

Rectificación características y modelado de los diodos de potencia Configuraciones de una y tres fases
Filtrado Filtros RC Filtros RLC Filtros LC
Aplicaciones de cada tipo de filtro
Laboratorio

5.- REGULACION DE C. D.

Lineal Modelo General Parámetro del regulador La referencia El amplificador y la red de realimentación Buffers de corriente Estabilidad Protección Voltaje, corriente y técnica Aplicaciones
Conmutación Teoría de operación (PPM, PWM) Modelo Parámetros del modelo La referencia El interruptor El filtro Eficiencia en función de las componentes Aplicaciones
Laboratorio

6 - CONSIDERACIONES GENERALES DE DISEÑO

Aspectos térmicos Modelo Electrotérmico Diseño térmico Cálculo del disipador Protección térmica
Aspectos de seguridad
Aspectos de confiabilidad
Aspectos Mecánicos
Aspectos Éticos Sobre Especificar Bajo Especificar
Panel de profesores

RESUMEN DE PRACTICAS DE LABORATORIO

Medición de parámetros de un transformador (1 hora)
Regulación de AC con SCR (2 horas)
Rectificación y filtrado (1 hora)
Regulador simple de precisión (2 horas)
Regulador con protección (3 horas)
Regulador de Conmutación (3 horas)

PROFESORES

M en I EDUARDO CRISTO
DR JOSE F ALBARRAN
M en C LUIS M HERNANDEZ ORTEGA
M en C JERRY REIDER

DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER

Fecha	Duración	Tema	Profesor
Abril 18	17 a 18 h	<p>INTRODUCCION</p> <p>Aspectos generales: Etica. Seguridad. Especialización o Generalización. Metodología del Diseño Electrónico Objetivos a cubrir en el diseño de Fuentes de poder. Fuentes de Voltaje y de Corriente Tipos de Fuentes de Voltaje: AC-DC. AC-AC-DC</p>	M. en C. Luis Marcía Hernández Ortega
Abril 18 Abril 19	18 a 21 h 17 a 20 h	<p>TRANSFORMADOR</p> <p>Parámetros del transformador: Modelo. Definición de parámetros. Medición de parámetros. Diseño: Núcleo. Embobinado. Aislamiento. Blindaje. (E. E. y E. M.). Consideraciones Económicas: potencia, eficiencia, volumen. Restricciones al diseño impuestas por la circuitería externa Práct. de Transformadores</p>	M. en C. Jerry Reider Burstin
Abril 19	20 a 21 h		
Abril 20	17 a 21 h	<p>REGULACION DE AC</p> <p>Núcleos saturables. Regulación por fase (SCR y TRIAC): Modelado de los dispositivos. Control de encendido. Protección Aplicaciones Práct. Regulación AC</p>	M. en C. Jerry Reider Burstin
Abril 21	17 a 19 h		

DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER

Fecha	Duración	Tema	Profesor
Abril 21	19 a 21 h	CONVERSION AC-DC	M. en I. Eduardo Cristo Alvarez
Abril 22	17 a 18 h	Rectificación: características y modelado de los diodos de potencia. Configuraciones de una y tres fases. Filtrado: Filtros RC. Filtros RLC. Filtros LC Aplicaciones de cada tipo de filtro	
Abril 22	18 a 21 h	Práct. Rectificación y Filtrado	
Abril 23	9 a 12 h	REGULACION DE C.D.	M. en C. Luis M. Hernández Ortega
" 25	17 a 21 h	Lineal: Modelo General. Parámetro del regulador. La referencia. El amplificador y la red de realimentación. Buffers de corriente. Estabilidad. Protección. Voltaje, corriente y técnica. Aplicaciones.	Dr. José F. Albarrán Núñez
" 26	17 a 19 h		
Abril 26	19 a 21 h	Práct. Regulación Lineal I	
" 27	17 a 19 h	" " " II	
" 27	19 a 21 h	Conmutación: Teoría de operación (PPM, PWM). Parámetros del modelo. La referencia. El interruptor. El filtro. Eficiencia en función de las componentes. Aplicaciones.	
" 28	17 a 21 h		
Abril 29	17 a 21 h	Consideraciones Generales de Diseño	M. en I. Eduardo Cristo Alvarez
		Aspectos térmicos: Modelo Electrotérmico. Diseño térmico. Cálculo del disipador. Protección térmica. Aspectos de seguridad. Aspectos de confiabilidad. Aspectos Mecánicos. Aspectos Éticos sobre especificar. Bajo especificar.	
Abril 30	9 a 12 h	Práct. Regulación Conmutación	

DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER

DR. JOSE FRANCISCO ALBARRAN NUÑEZ
Profesor
Sección de Electrónica, DESFI
Tel.: 550.18.24

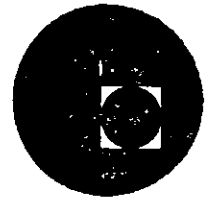
M. EN I. EDUARDO CRISTO ALVAREZ
Profesor
Sección de Electrónica, DESFI
Tel.: 550.18.24

M. EN C. LUIS MARCIAL HERNANDEZ ORTEGA
Jefe
Sección de Electrónica, DESFI
Tel.: 50.18.24

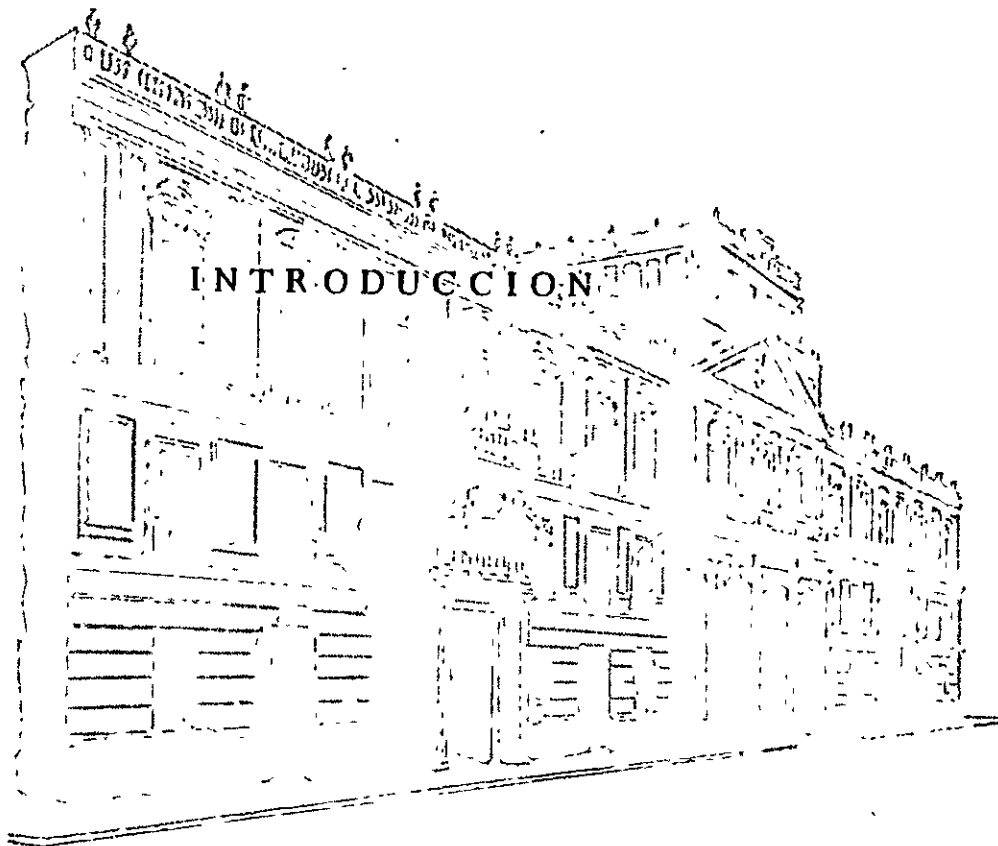
M. EN C. JERRY REIDER BURSTIN
Profesor
Sección de Electrónica, Comunicaciones e Instrumentación.
UAM
Unidad Azcapotzalco
Tel.: 5 61.37.77 Ext. 114 ó 241



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



DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER



M. en C. Luis M. Hernández Ortega

Abril, 1977.

DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER

CAPITULO I INTRODUCCION

- 1.1 El proceso del diseño
- 1.2 La conceptualización
- 1.3 El diseño de fuentes de poder
 - 1.3.1 Tipos de fuentes de poder
 - 1.3.2 Definición de parámetros
 - 1.3.3 Principios de operación

M.en C. Luis M. Hernández Ortega
DESPI UNAM


Marzo, 1977

1. INTRODUCCION

1.1 EL PROCESO DEL 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, que se apegue a nuestra muy particular forma de diseñar.

Independientemente del proceso particular 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 experiencia 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 $10\text{ k}\Omega$, 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, thyristores, 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 "fiolentos" y chimeneas. Una tercera característica es el papel central que tiene el análisis dentro del diseño; el análisis no es un paso previo al diseño desde el punto de vista educativo, es parte 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

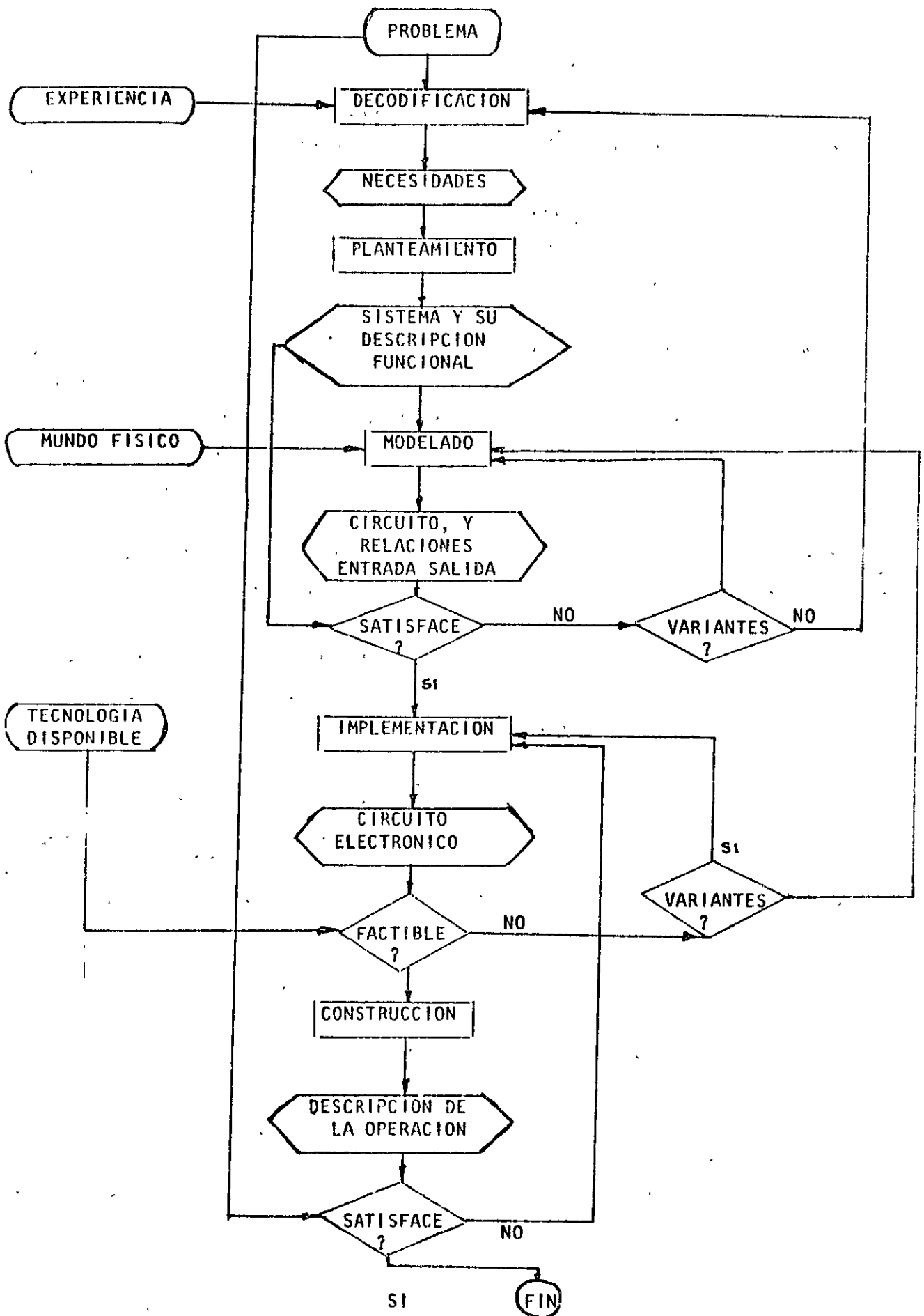
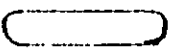
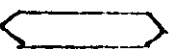



FIGURA 1.1

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 1.1; 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, aseguramos 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.

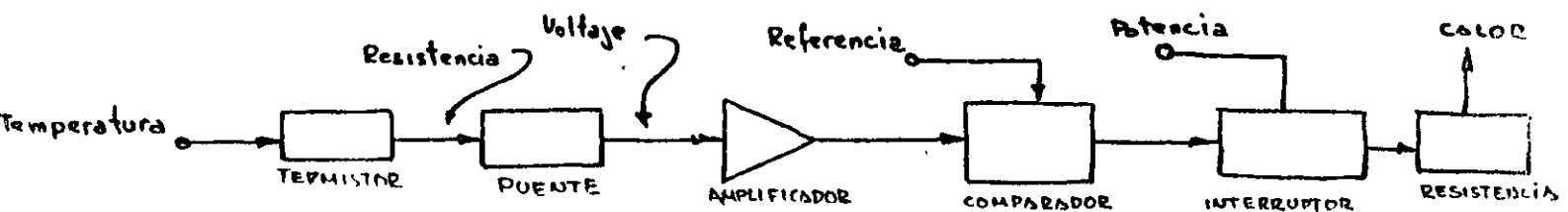


Figura 1.2

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.

Para cada uno de los bloques que constituyen el sistema, si éste satisface

Las necesidades por nosotros fijadas) pasaremos a modelarlo 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 1.3

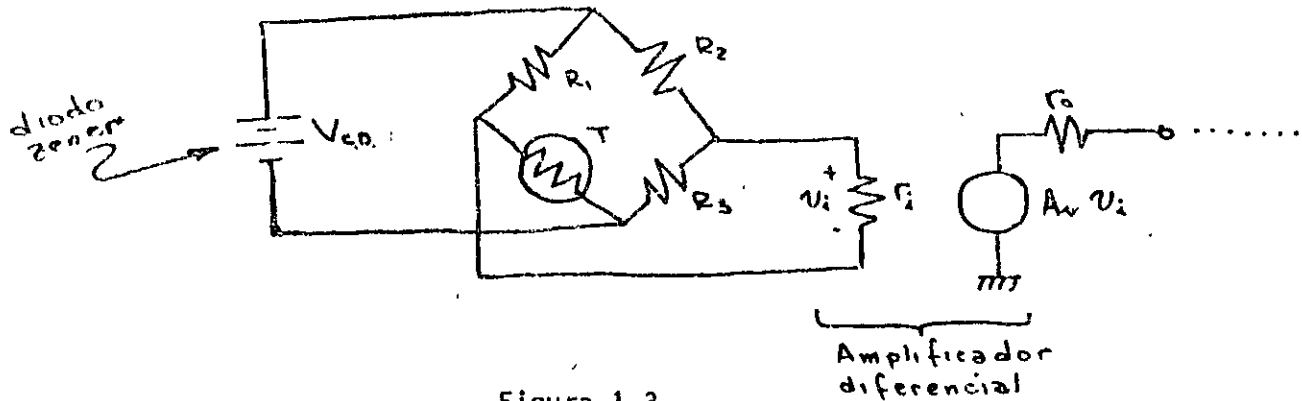


Figura 1.3

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 "modelado", 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 1.4.

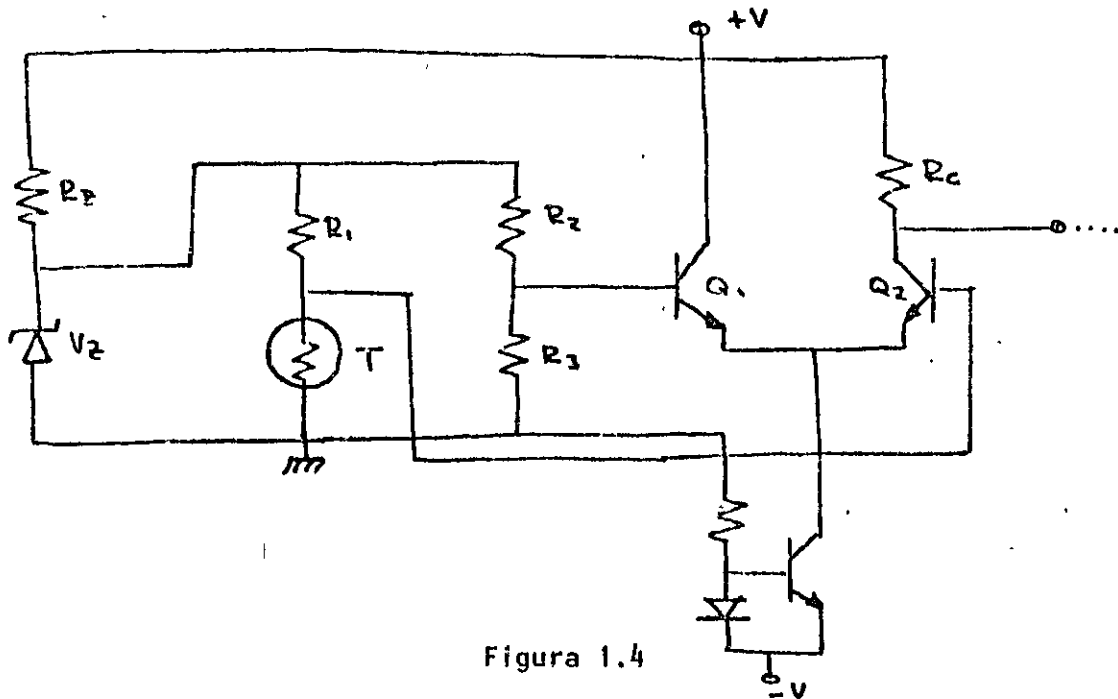


Figura 1.4

Al finalizar esta etapa habremos añadido un sinnúmero de nuevos parámetros, así mismo habremos 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 tuviésemos que volver a la concepción original de las "necesidades". Finalmente asignaré "números de catálogo" a los dispositivos, construiré el modelo y realizaré una evaluación final de "laboratorio" o de "campo" para ver si el sistema satisface el "problema" (no mi decodificación) es decir, para ver si en efecto el sistema de calefacción mantiene temperatura constante en la sala de mi casa, si no es así, significa que mi planteamiento de necesidades era incompleto y por lo tanto, hay que volver a empezar.

1.2 LA CONCEPTUALIZACION.

Un tema sobre el cual quiero extenderme es el de la conceptualización, quiero extenderme porque es la "contribución humana" al diseño; cualquier otra fase de este proceso puede ser automatizada "computarizada" sin embargo, el determinar que necesidades involucra el problema real, qué topología es la mejor para proporcionar un cierto comportamiento, qué realización física nos representa el mejor compromiso entre satisfacción de necesidades, confiabilidad, economía, etcétera, es tarea hasta ahora reservadas al intelecto humano.

Este proceso de la mente humana ha sido estudiado por varias personas entre ellas J. Adams (Conceptual Blockbusting Stanford Press), sin entrar en tanto detalle, conviene que examinemos algunos de los obstáculos que nos previenen de llegar a soluciones verdaderamente creativas como resultado de nuestros procesos de conceptualización.

- Estercotipos: 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 ~~de~~ debemos acostumbrarnos a pensar en términos de características y no en usos.

- 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.

- 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.

En resumen, no basta que el ingeniero entienda y domine el análisis, el mercado y el estado de avance de la tecnología; es necesario que conozca como opera su mente, que le impide llegar a soluciones "geniales" en la misma forma que el atleta entiende que no basta el saber caminar para correr los cien metros en menos de 10 segundos.

1.3 EL DISEÑO DE FUENTES DE PODER.

En esta sección pretendemos dar una visión general de los objetivos que perseguimos al diseñar una fuente de poder, los distintos tipos de fuentes de poder, así como los parámetros de interés relativos a la operación de estos sistemas.

1.3.1 TIPOS DE FUENTES DE PODER; A lo largo de este curso entenderemos por fuente de poder un sistema destinado a proporcionar un voltaje o una corriente constante (directa o alterna) a partir de algún suministro de voltaje o corriente variable (directa o alterna)

Fuente de voltaje: Una fuente de poder diseñada con el propósito de mantener un cierto voltaje de salida, constante ante las variaciones de la carga, la línea (o fuente de suministro), temperatura, etc. Por tanto este sistema variará la corriente de salida en forma tal que ante variaciones en la carga mantendrá el voltaje constante. (fig. 1.5.a)

Fuente de corriente: Una fuente de poder diseñada con el propósito de mantener una cierta corriente de salida, constante ante variaciones de la carga, la línea, temperatura, etc. Por tanto este sistema variará el voltaje de salida en forma tal, que ante variaciones en la carga mantendrá la corriente constante. (fig. 1.5.b)

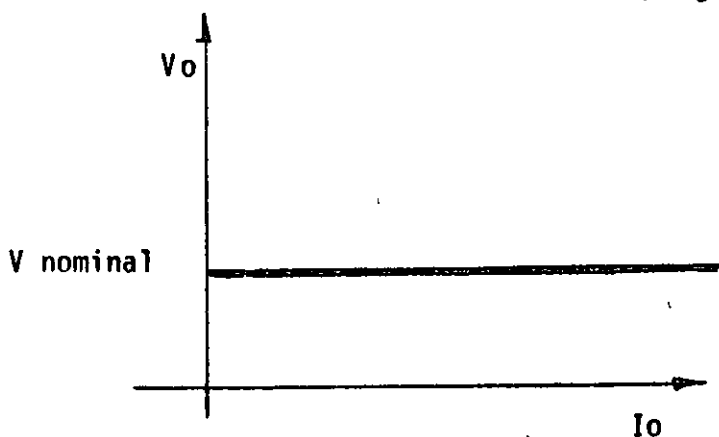


fig. 1.5.a

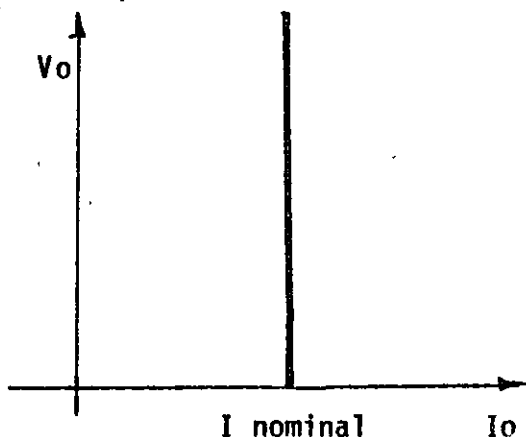


fig. 1.5.b

Fuente operacional: Una fuente de poder diseñada como amplificador con ancho de banda de 0 a 20 KHz, es un tipo de fuente de gran utilidad en sistemas automáticos de prueba.

1.3.2 DEFINICION DE PARAMETROS: 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 mas 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 esta dentro de los límites de operación de la fuente.

1.3.3. PRINCIPIOS DE OPERACION: Existe un sinnúmero de formas para conseguir nuestro objetivo, la fuente de corriente o voltaje ideal; en esta sección presentaremos algunas de estas formas para el caso particular de fuentes de voltaje en corriente directa.

-AC-DC: Este es el sistema mas comun, en diagrama de bloques podemos presentarlo como:

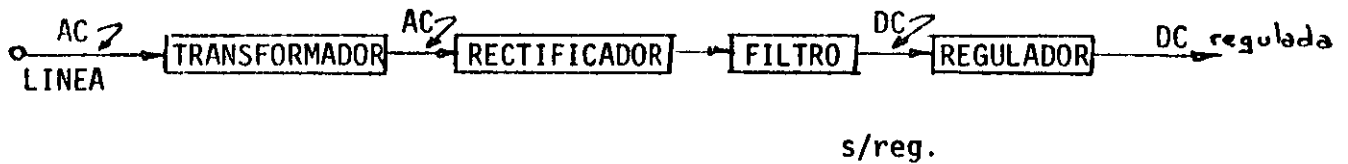


fig. 1.6

Dentro de este tipo de sistema podemos establecer subdivisiones, en función del tipo de rectificador, del filtro o del regulador

-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.

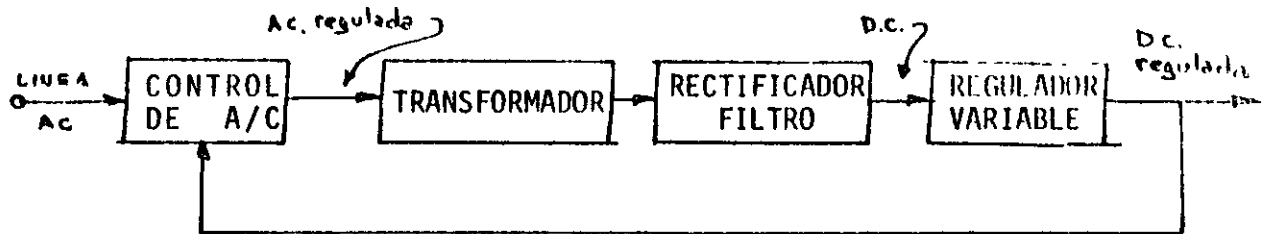


fig. 1.7

Un ejemplo de implementación de este sistema, se muestra en la fig.(1.8)

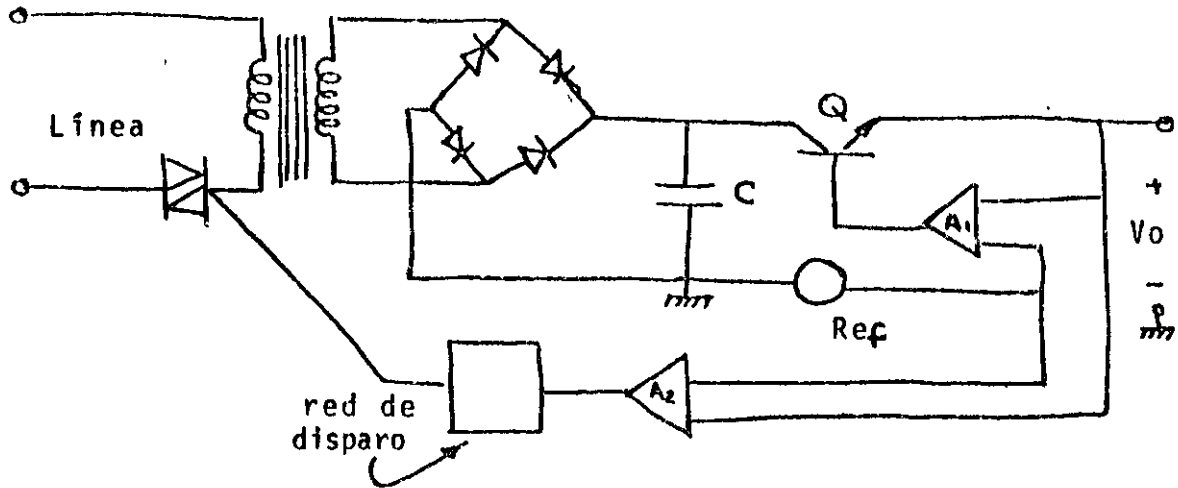


fig. 1.8

-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 (convierte a voltaje alterno) a una frecuencia del orden de 20 KHz, se transforma, se rectifica y filtra. La regulación se obtiene variando el ciclo de trabajo del inversor. 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 del voltaje alterno. Un diagrama de bloques se muestra en la figura (1.9)

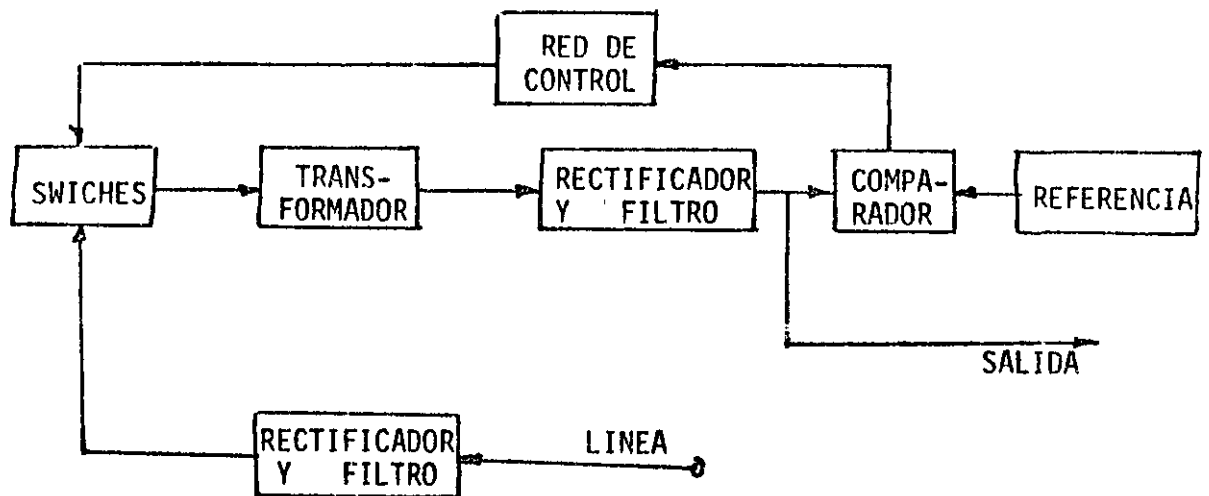


fig. 1.9

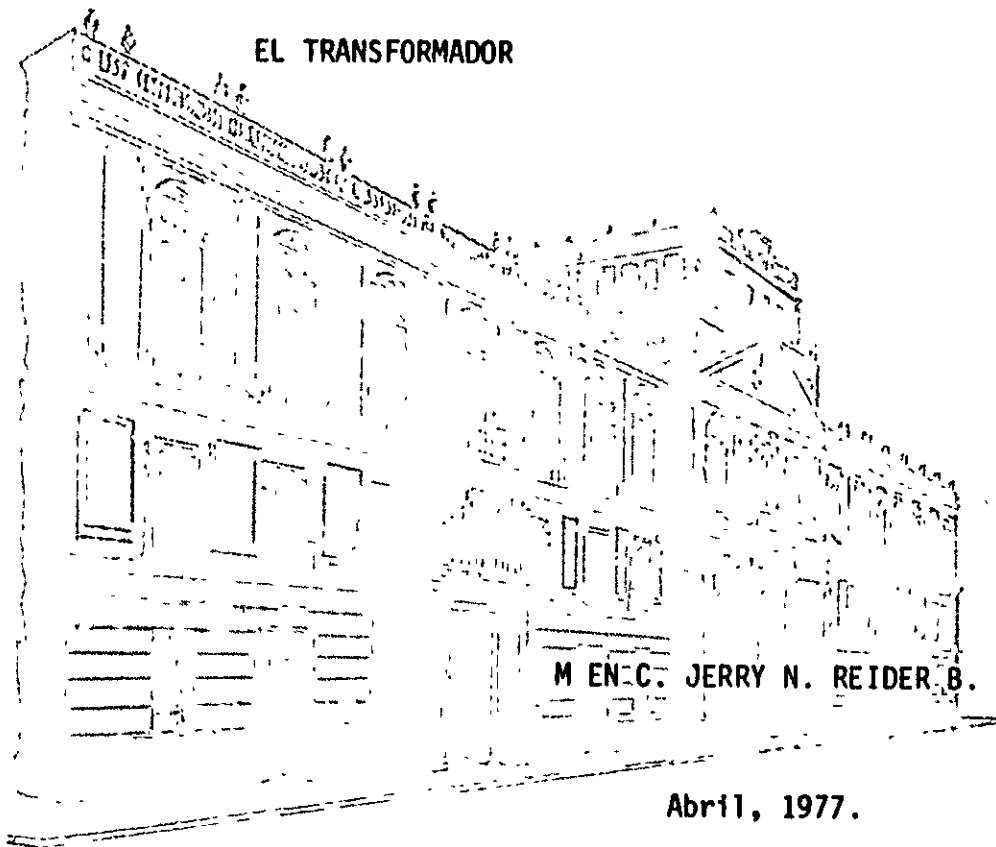
Además de los sistemas aquí descritos, existen como complemento: sistemas de protección contra sobrecarga de voltaje o corriente, sistemas de protección a la carga, etc. los cuales iremos exponiendo conforma se desarrollen los ejemplos de realización de los sistemas reguladores presentados.



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



DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER



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.

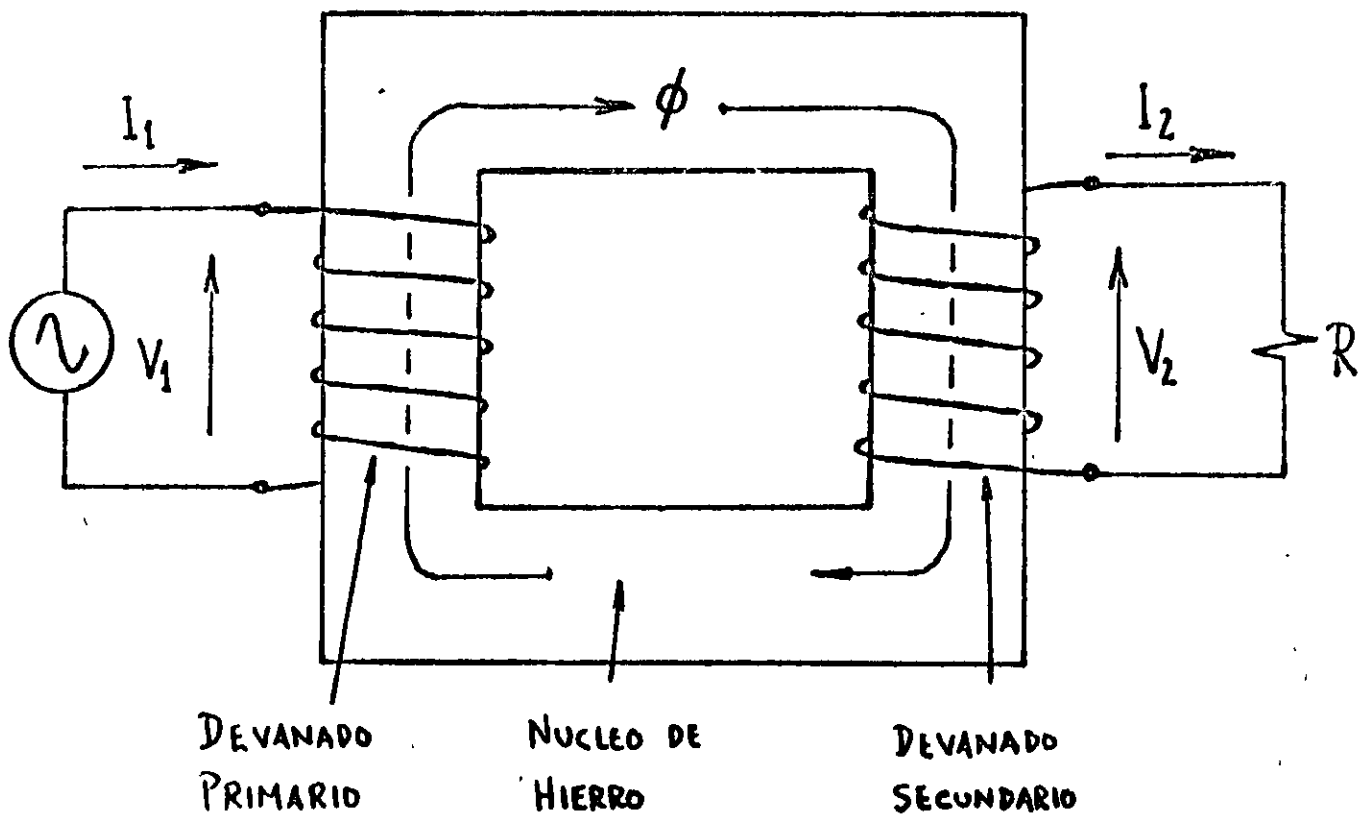


FIGURA 2.1

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:

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

Al parámetro n se le llama Relación de Transformación o Relación de Vueltas 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:

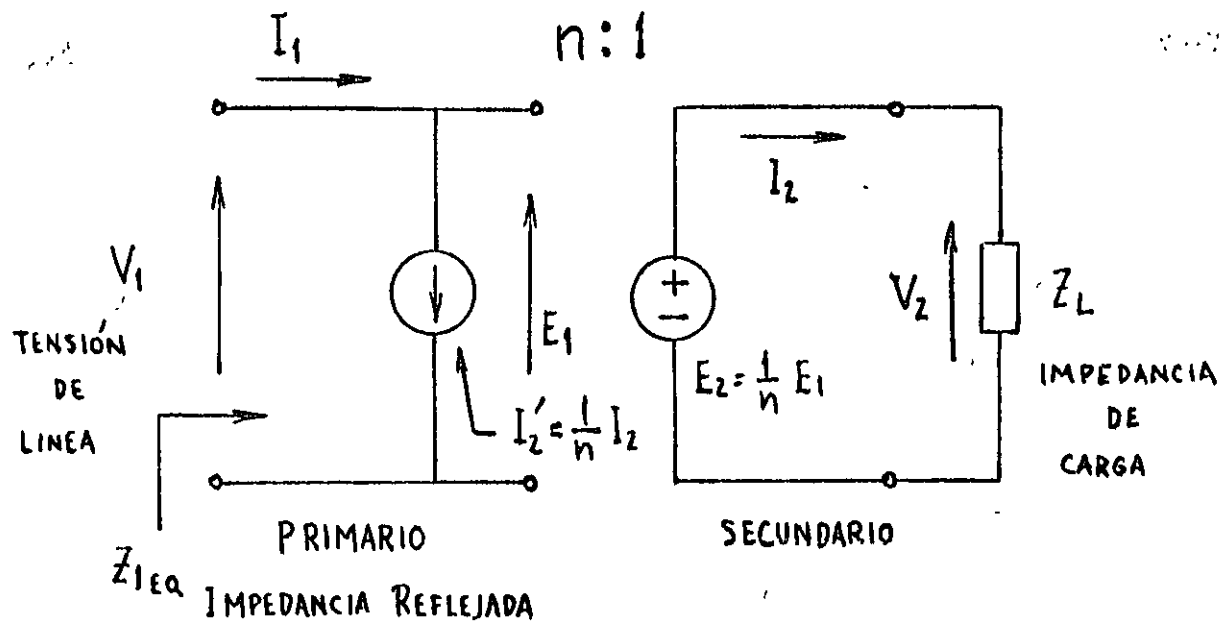
$$\text{Potencia en la Carga: } P_L = V_2 \times I_2 \times \cos \gamma_L; \quad (2.4)$$

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

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

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

MODELO DEL TRANSFORMADOR IDEAL.



LAS SIGUIENTES RELACIONES SON DE TIPO ESCALAR:

$$E_1 = V_1;$$

$$\cos \varphi_L = \cos \varphi_1;$$

$$V_2 = E_2;$$

$$P_S = P_L;$$

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

$$\eta = 1.0;$$

$$I_1' = \frac{1}{n} I_2;$$

$$Z_{1EQ} = n^2 Z_L;$$

$$I_1 = I_1';$$

$$n = \frac{N_1}{N_2};$$

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

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

FIGURA 2.2

$$E: I_1 = \frac{1}{n} I_2; \Rightarrow I_2 = nI_1; \text{ entonces:} \quad (2.7)$$

$$P_L = \frac{1}{n} V_1 \times nI_1 \times \cos \gamma_1; \quad (2.8)$$

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

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

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:

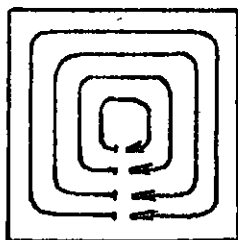
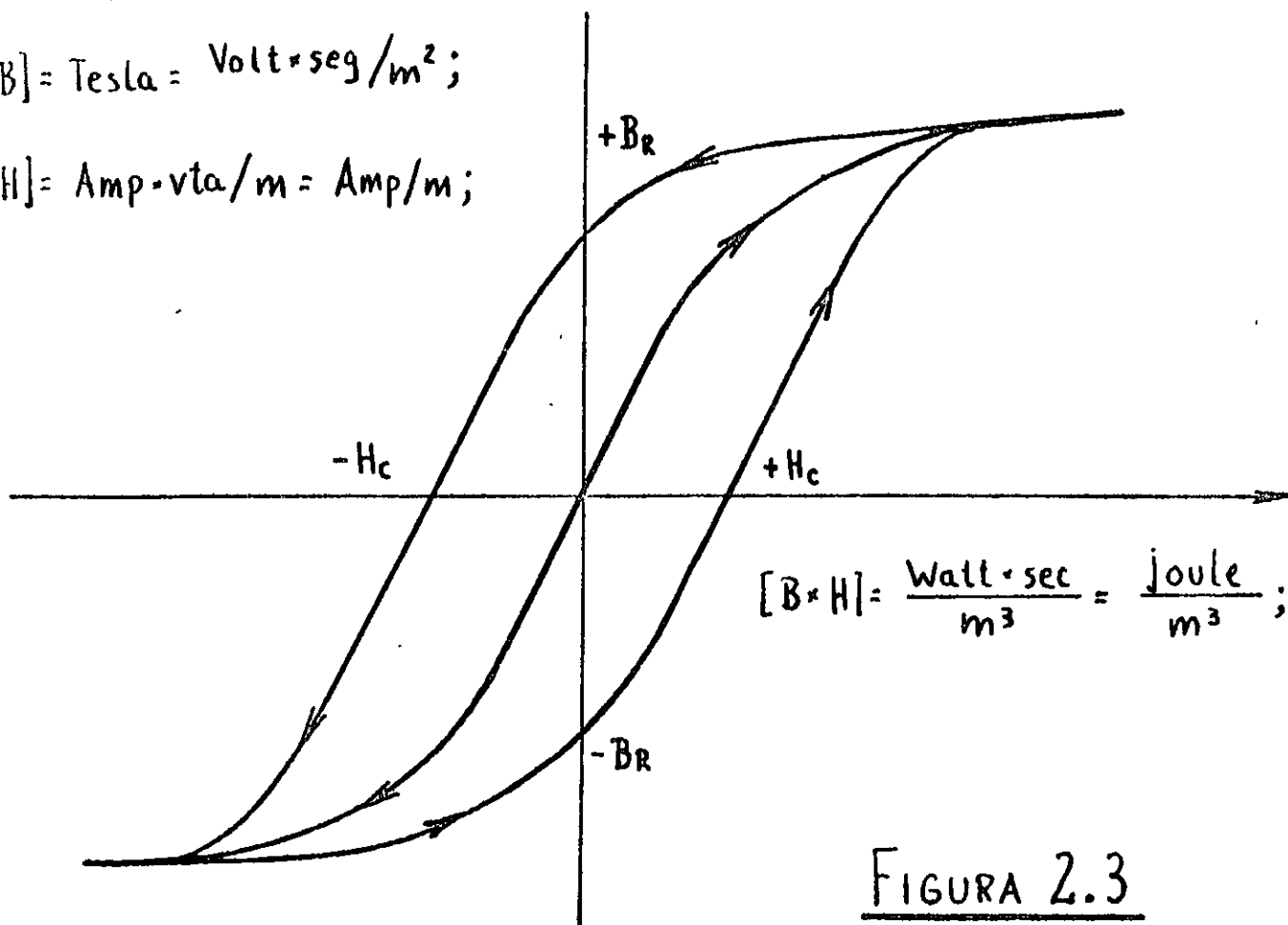
- A) No justifica la corriente de magnetización. Si en el modelo de la Figura 2.2 se desconecta la carga, la corriente del secundario se vuelve cero por lo cual la corriente del primario también desaparece. Sin embargo, cuando un transformador está conectado a una fuente primaria pero con el secundario 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-

HISTERESIS, SATURACIÓN Y CORRIENTES PARÁSITAS EN UN

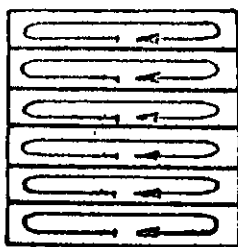
NUCLEO DE HIERRO

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

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



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 mas 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:

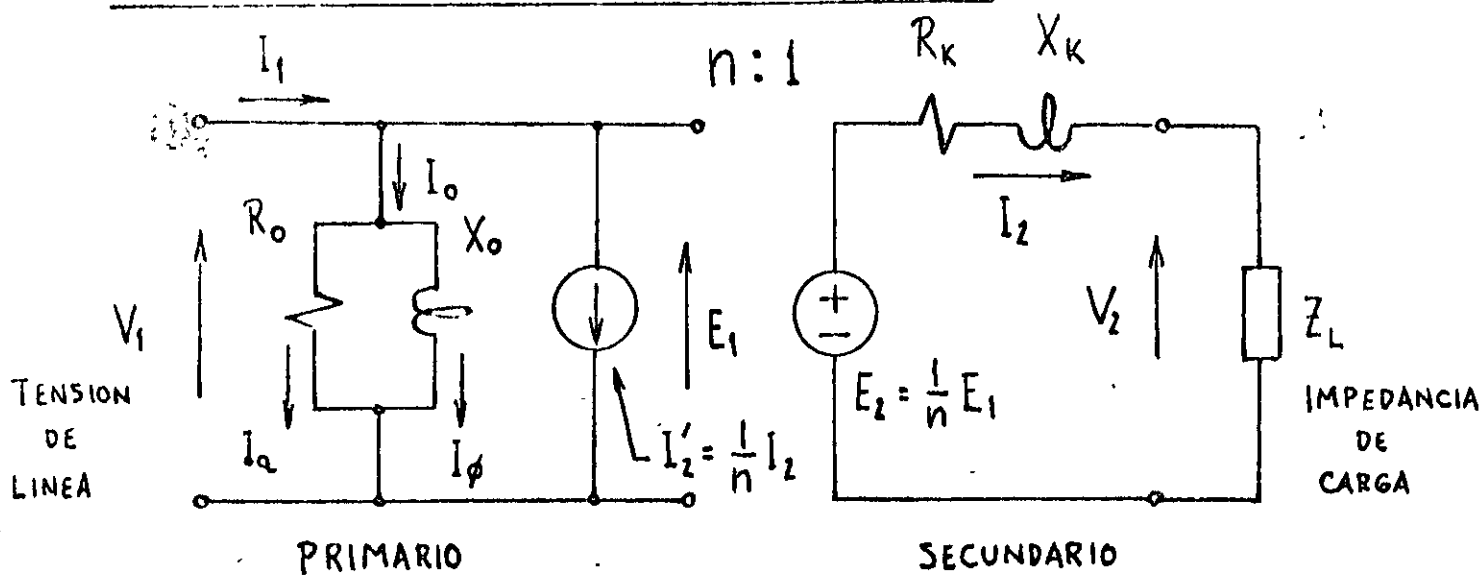
- A) Variación del voltaje de operación: $\pm 10\%$ alrededor del voltaje nominal de Diseño.
 B) Rango de frecuencia de operación: 40 Hz a 400 Hz.

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:

$$E_1 = V_1;$$

$$P_0 = V_1 \cdot I_{0a};$$

FIGURA 2.4

$$I_0 = I_{0a} + I_{0\phi};$$

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

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

$$\text{TAN } \varphi_0 = \frac{R_0}{X_0};$$

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

$$\text{TAN } \varphi_K = \frac{X_K}{R_K};$$

$$I_1 = I_0 + I_2';$$

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

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

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

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

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

- 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.

- 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

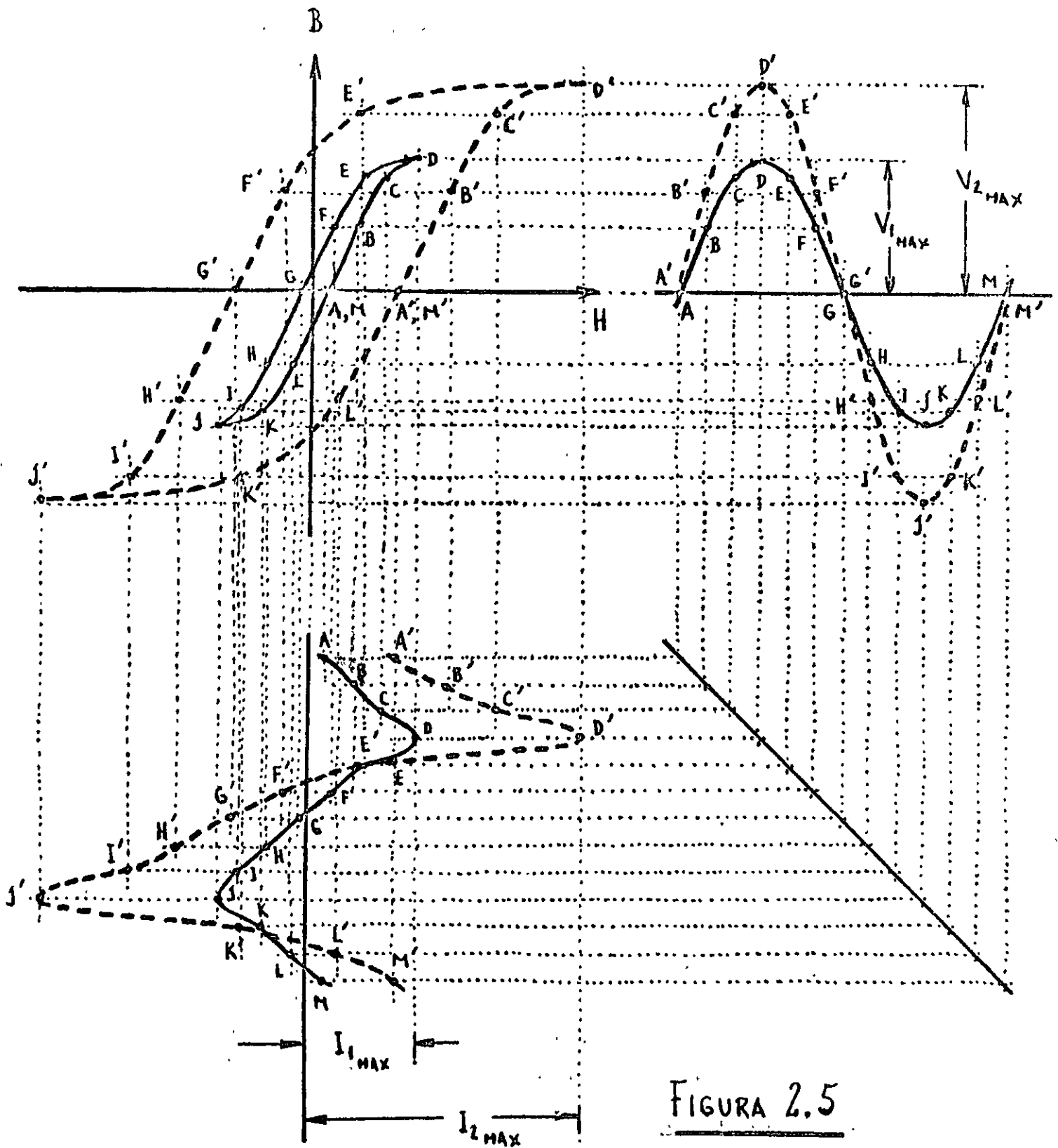
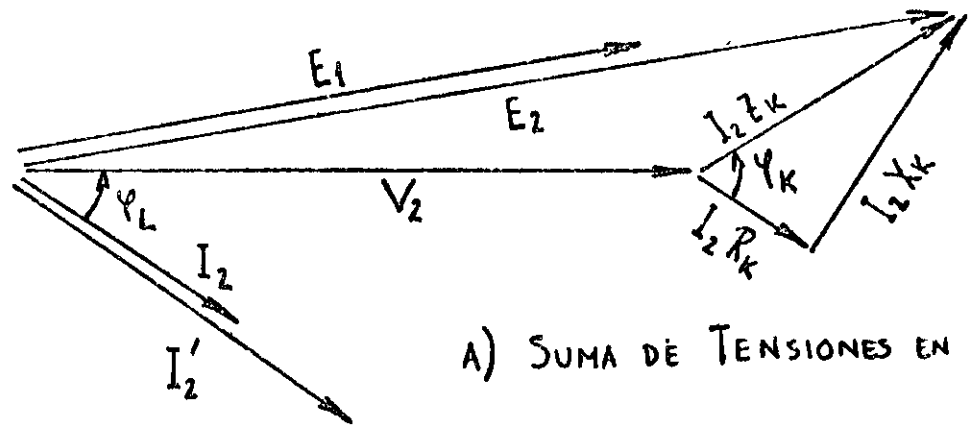
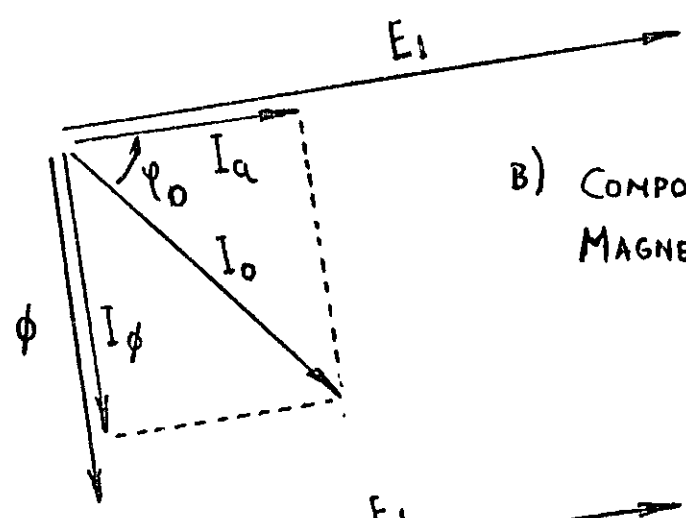


FIGURA 2.5

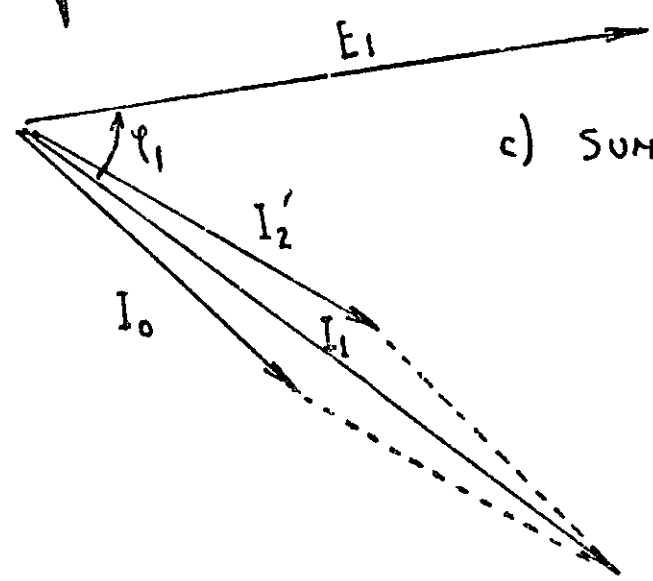
DIAGRAMAS FASORIALES PARA EL TRANSFORMADOR REAL.



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, ésto 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_0 , γ_0 , 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:

$$Z_0 = 1,500\Omega; \quad (2.18)$$

$$\gamma_0 = 75^\circ; \quad (2.19)$$

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

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

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

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:

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

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:

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

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

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

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:

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

D) Fuerza electromotriz inducida en el secundario;

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

E) Corriente en el secundario:

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

F) Voltaje en la carga:

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

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:

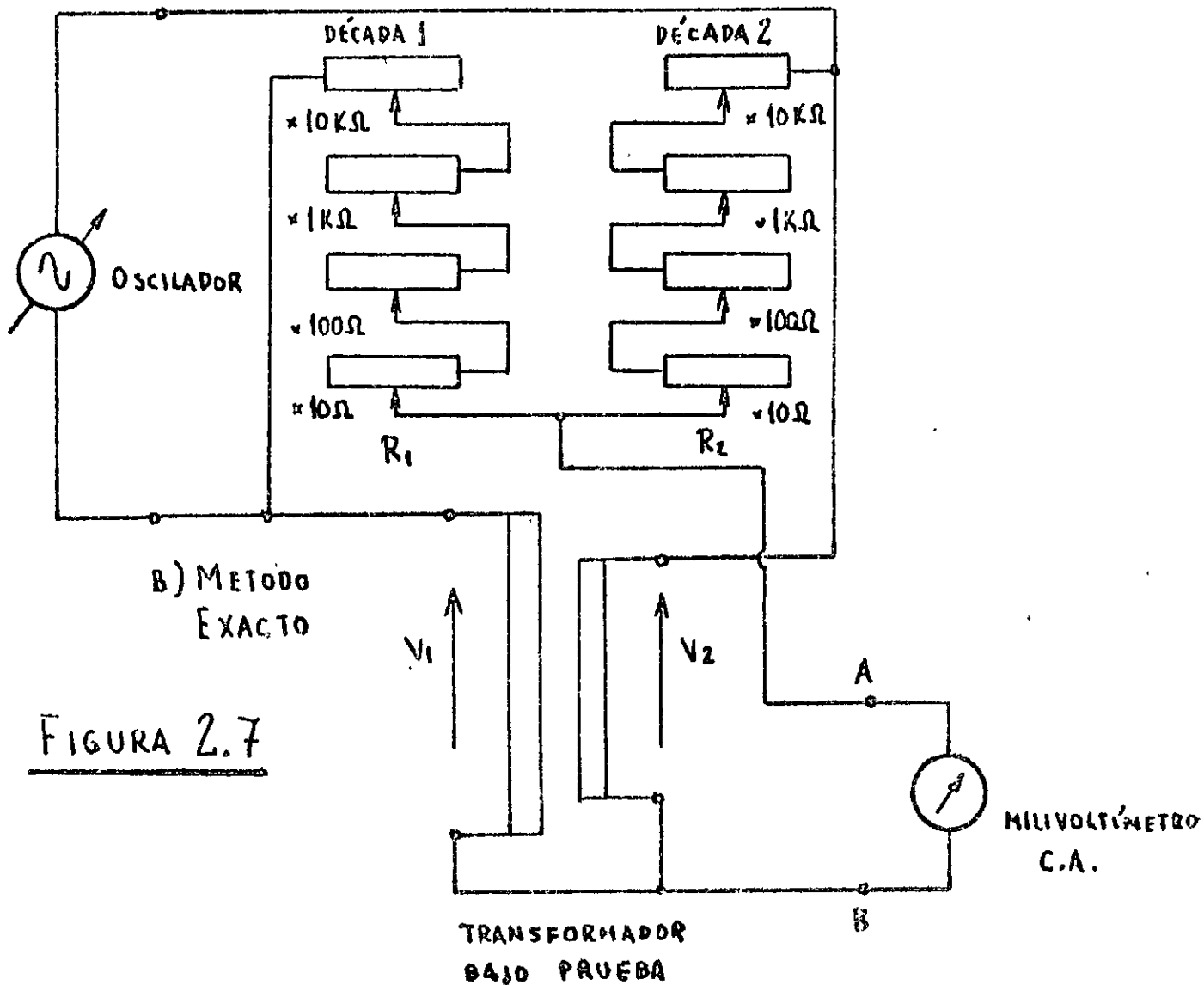
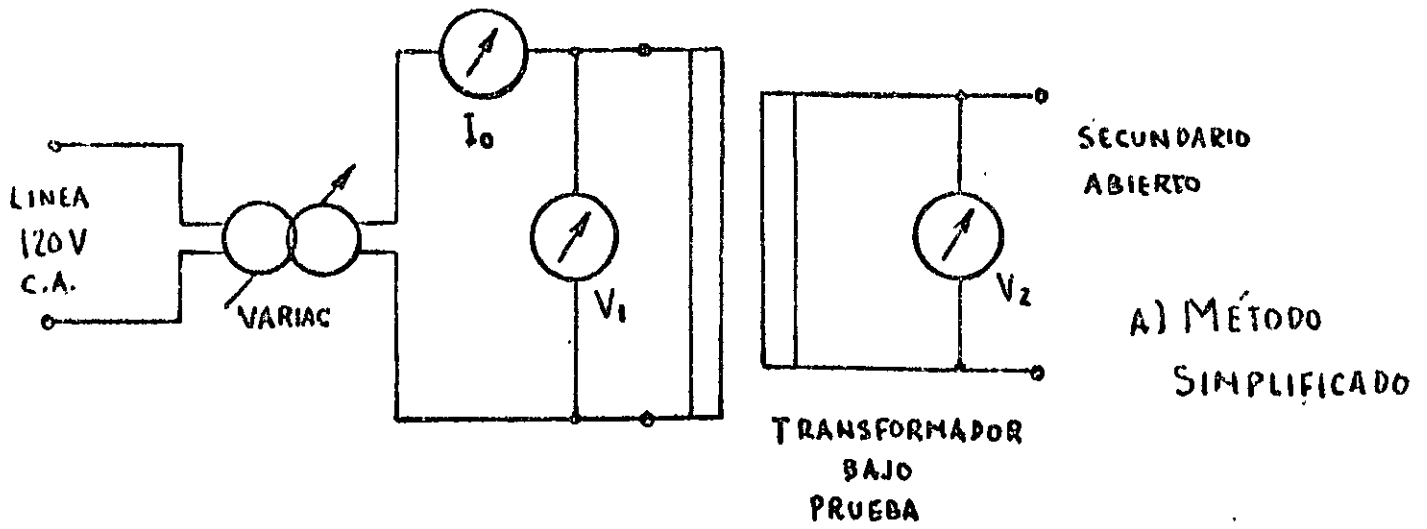
$$E_1 = V_1; \quad (2.56)$$

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

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

Resultando que:

MEDICIÓN DE LA RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN.



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

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

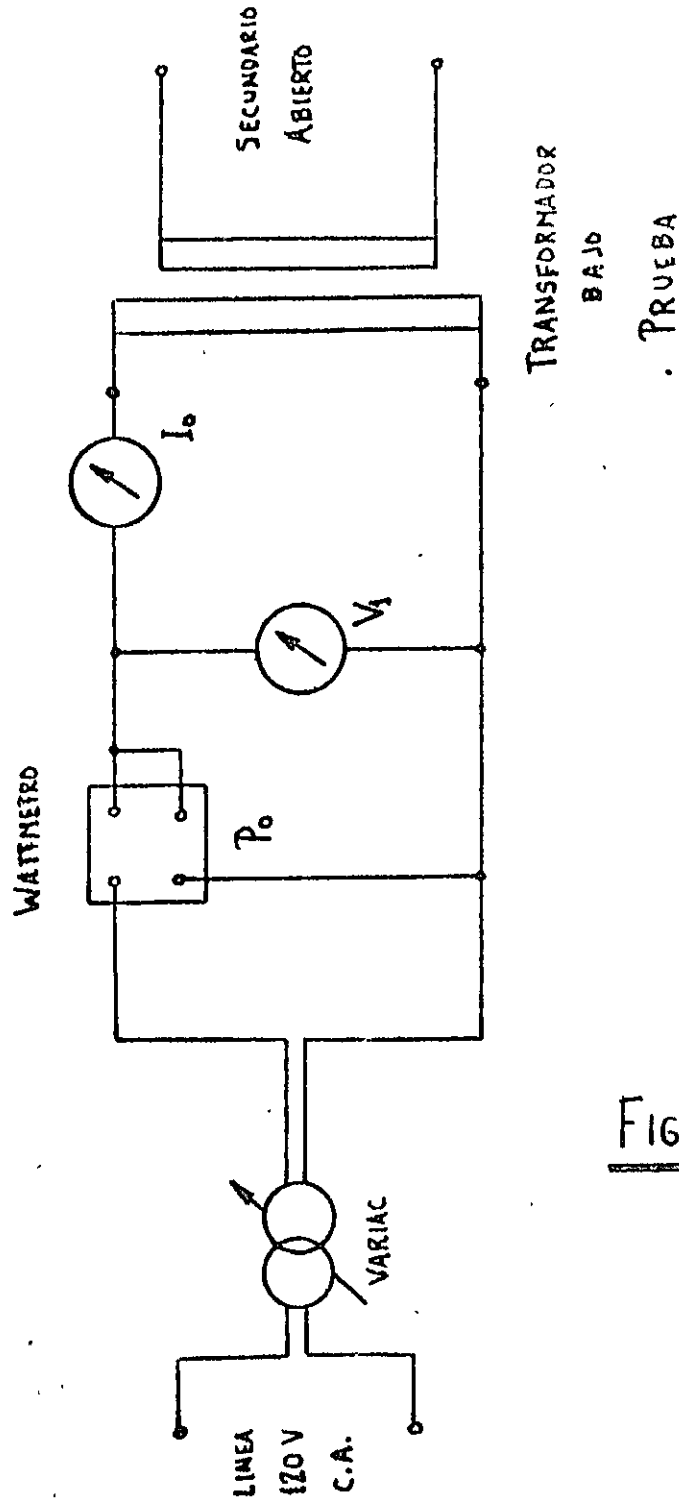


FIGURA 2.8.

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

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

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

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

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 toda vía 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 $I_{2_{nom}}$ basta con ajustar I_k' igual a $\frac{1}{n} \times I_{2_{nom}}$ pero cuidando que este valor esté dentro del límite de corriente que el amperímetro y el wattmetro pueden soportar. Si no se conoce $I_{2_{nom}}$ 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.

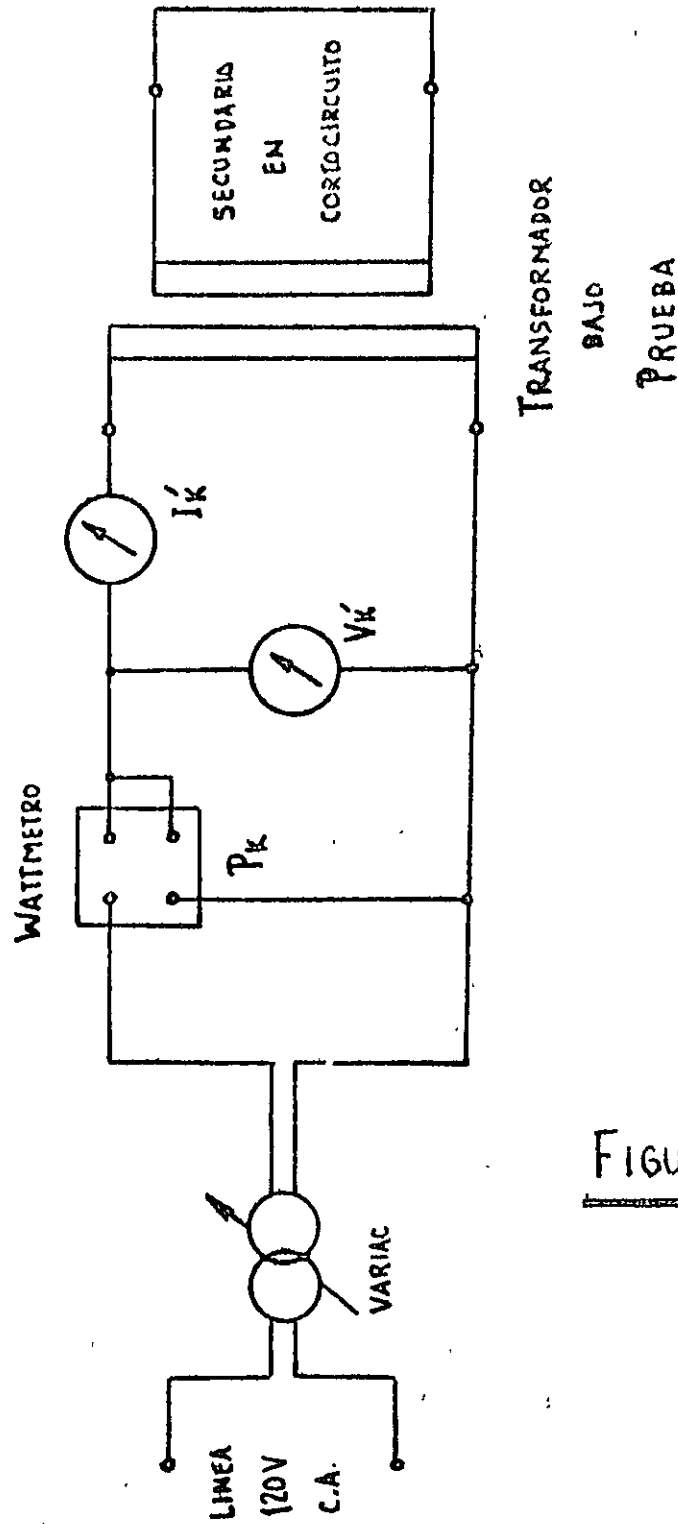


FIGURA 2.9

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_{2nom}/n vale unos 3.6A.

Se calculan los parámetros a continuación:

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

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

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

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

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

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

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

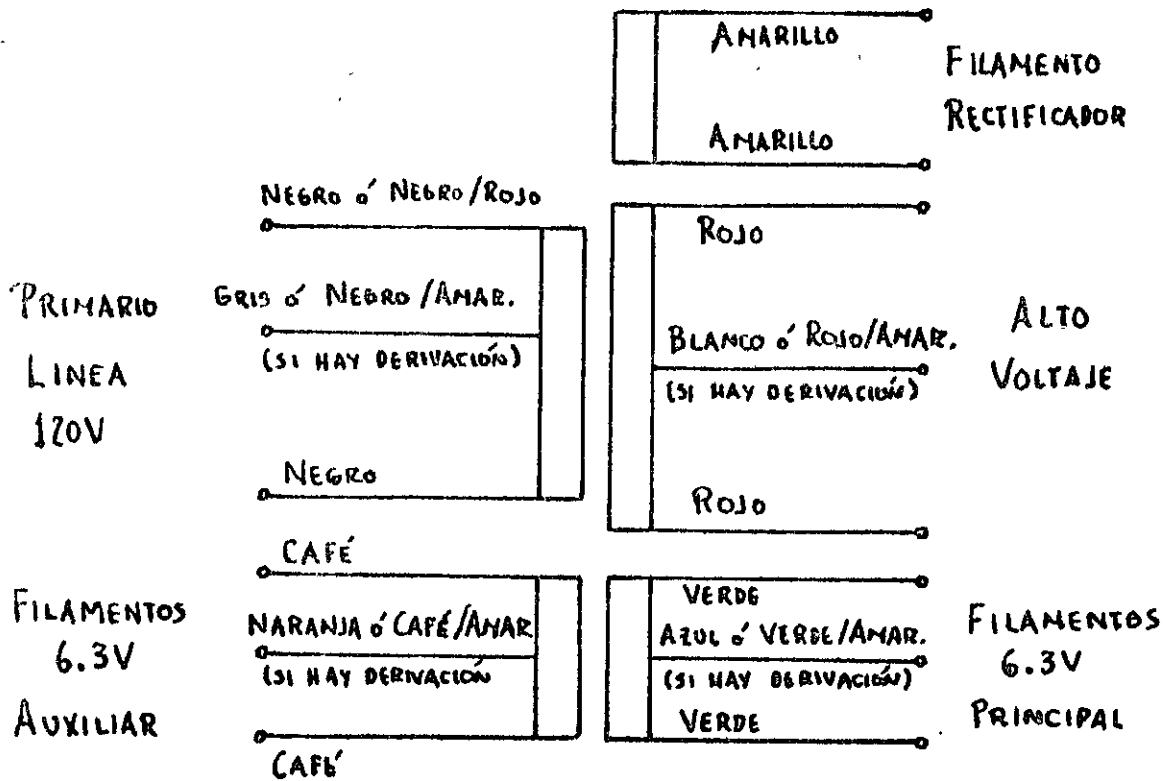
$$\cos \gamma_k = \frac{4.1}{4.22 \times 1.0} = \underline{\underline{0.9716}}; \quad (2.79)$$

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

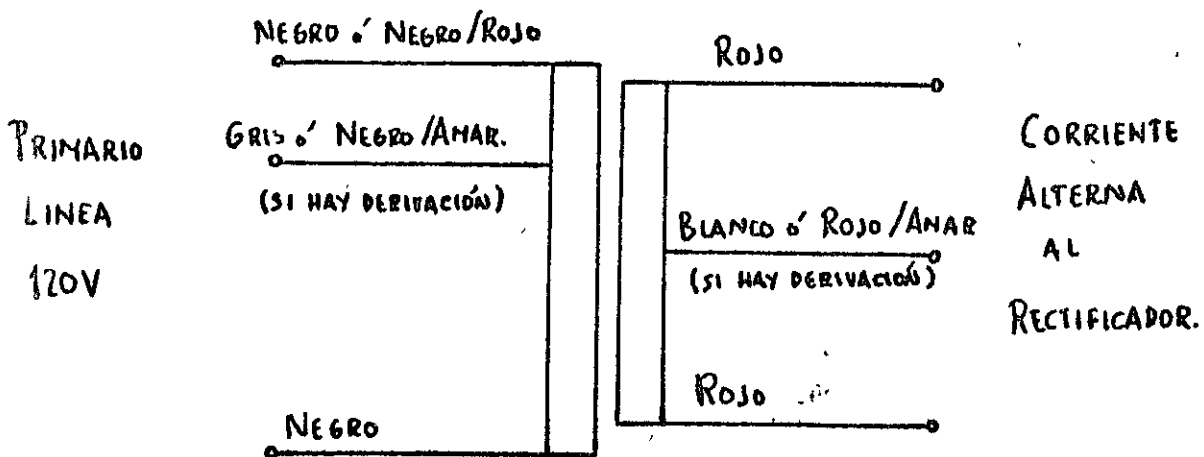
$$R_k = 0.5170 \times \cos 13.70^\circ = \underline{\underline{0.5073\Omega}}; \quad (2.81)$$

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

CÓDIGO DE COLORES USADO PARA IDENTIFICACION DE DEVANADOS.



A) TRANSFORMADOR PARA FUENTE DE PODER EN AMPLIFICADOR DE VÁLVULAS.



B) TRANSFORMADOR PARA FUENTE DE PODER EN AMPLIFICADOR DE TRANSISTORES.

FIGURA 2.10

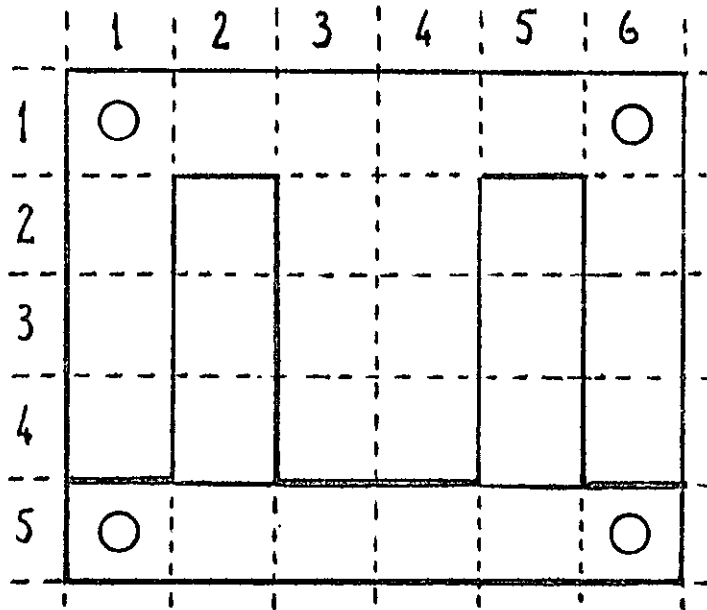
A partir de todos estos datos es posible evaluar el rendimiento del transformador para cualquier tipo de operación.

2.4 Diseño de Transformadores:

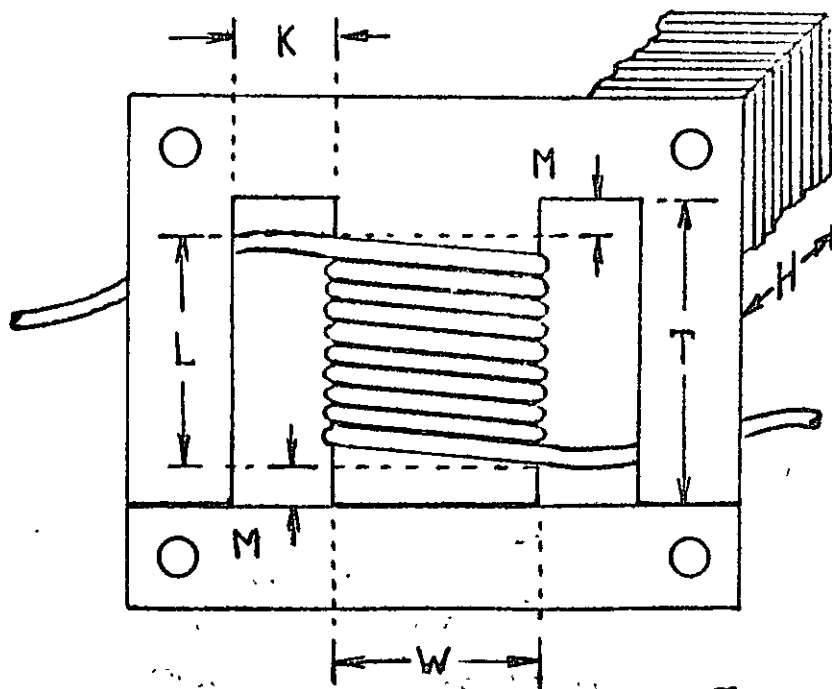
A continuación se ilustra un procedimiento de diseño que ha dado buenos resultados en la práctica y que es de bastante fácil aplicación. Para dicho procedimiento se toman en cuenta las condiciones siguientes:

- 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):

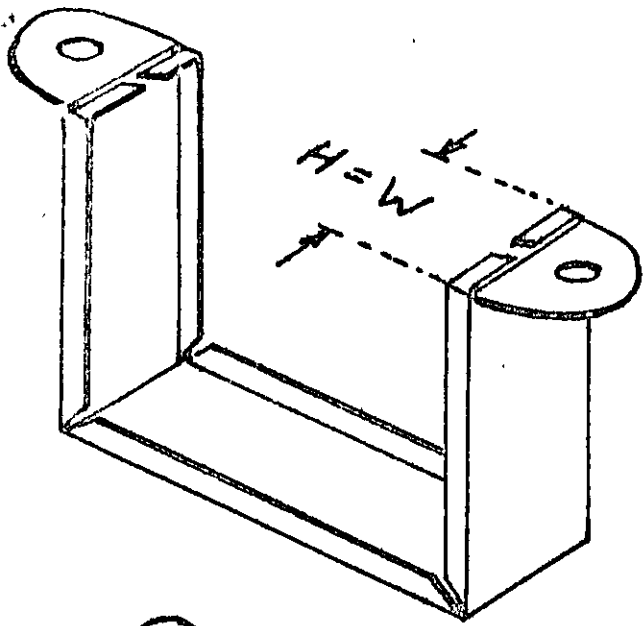
EN PULGADAS.

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.

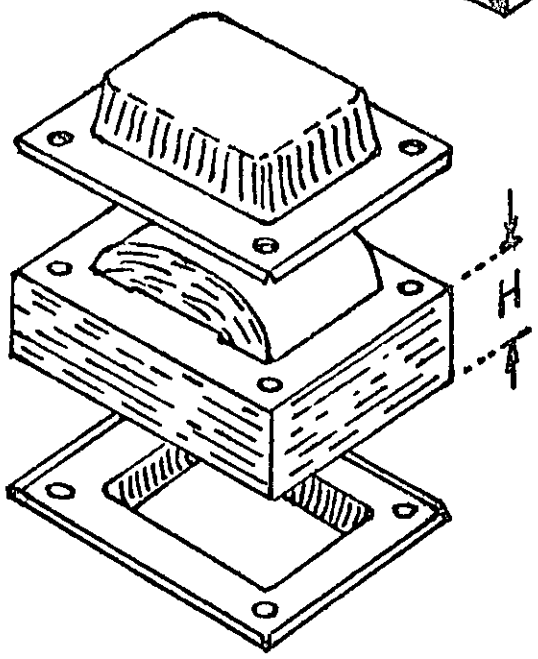
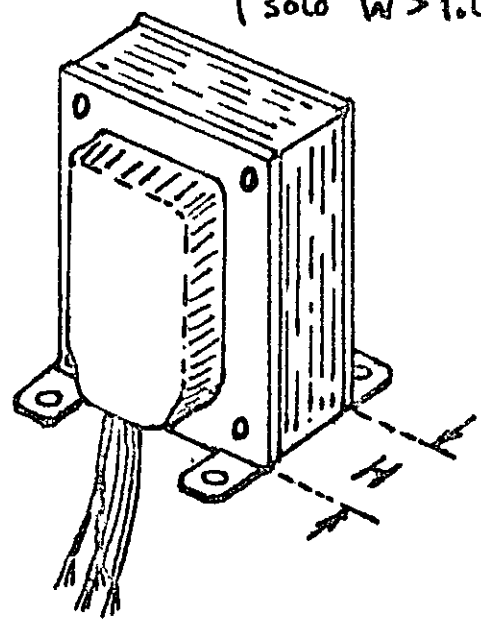
FIGURA 2.12

TIPOS DE ARMADO DE TRANSFORMADORES.



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

B) CONCHAS VERTICALES
(SOLO $W > 1.0 \text{ m}$)



C) CONCHAS HORIZONTALES.
(SOLO $W > 1.0 \text{ m}$)

D) MARCOS ABIERTOS
(SOLO $W > 1.0 \text{ m}$)

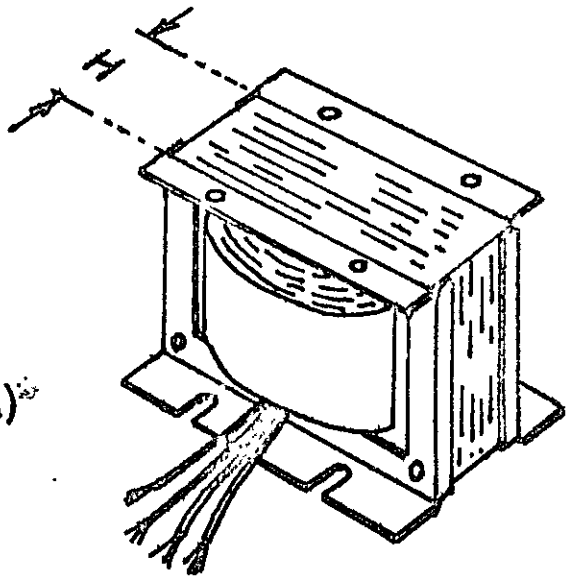


FIGURA 2.13

- 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:

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

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:

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

Considerando un coeficiente de llenado del 90%:

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

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_2 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:

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

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

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

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/1000ft
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}^*	$I [A]^{\dagger}$	$\Omega/1000 \text{ ft}$	$Lb/1000 \text{ ft}$
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:

$$d_{\text{cu1min}} = \sqrt{A_{\text{cu1min}}}; \quad (2.97)$$

$$d_{\text{cu2min}} = \sqrt{A_{\text{cu2min}}}; \quad (2.98)$$

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 alamb

bre desnudo, sin barniz aislante. Para conocer el diámetro total, incluyendo el barniz, se aplica la siguiente fórmula empírica:

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

(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, es 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:

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

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

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

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:

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

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

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

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:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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:

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

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

$$5. \text{ } A_{cu1 \text{ min}} = 500 \times 0.2769 = \underline{138.5 \text{ mil circ}}; \quad (2.155)$$

$$A_{cu2 \text{ min}} = 500 \times 2.5 = \underline{1,250 \text{ mil circ}}; \quad (2.156)$$

$$d_{cu1 \text{ min}} = \sqrt{138.5} = \underline{11.77 \text{ mil}}; \quad (2.157)$$

$$d_{cu2 \text{ min}} = \sqrt{1,250} = \underline{35.36 \text{ mil}}; \quad (2.158)$$

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

$$d_{cu1} = \underline{12.64 \text{ mil}}; \quad (2.159)$$

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

$$d_{cu2} = \underline{40.30 \text{ mil}}; \quad (2.160)$$

$$6. \text{ } d_1 = 1.019 \times 12.64 + 1.045 = \underline{13.93 \text{ mil} = 0.3537 \text{ mm}}; \quad (2.161)$$

$$d_2 = 1.019 \times 40.30 + 1.045 = \underline{42.11 \text{ mil} = 1,070 \text{ mm}}; \quad (2.162)$$

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

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

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

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

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

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

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

A) Entre núcleo y primario:

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

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:

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

E) Entre capas del primario:

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

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:

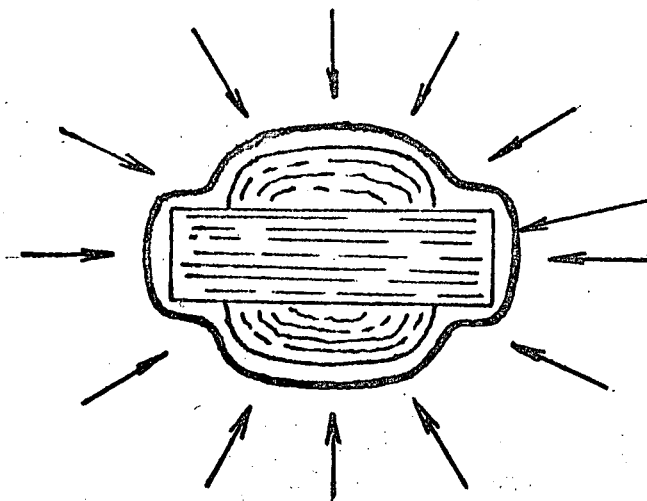
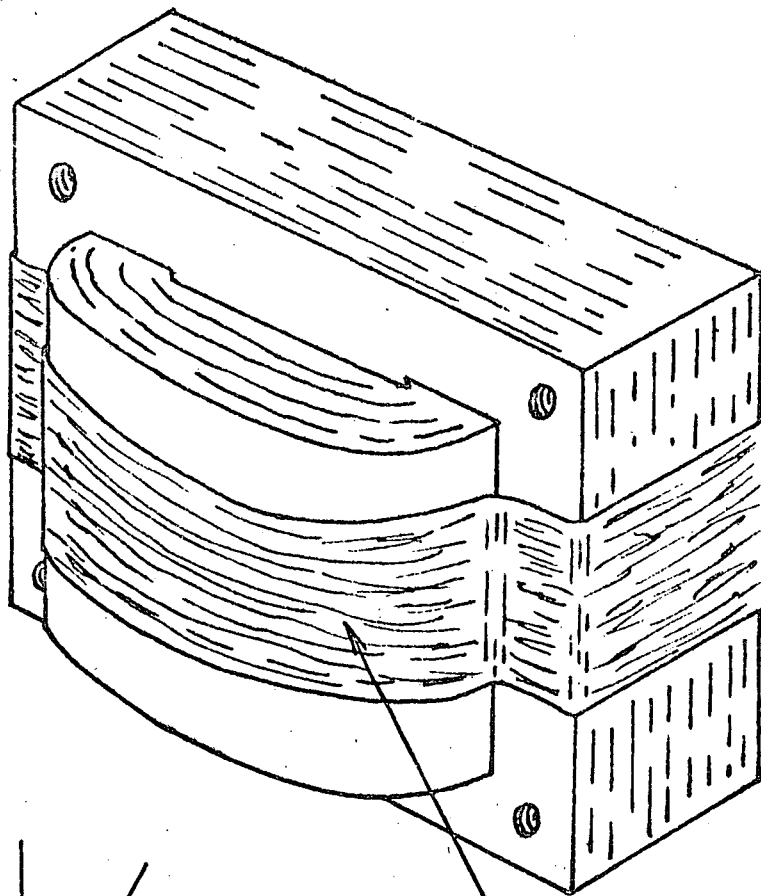
Este blindaje evita que el flujo magnético que pueda dispersarse hacia el exterior del núcleo vaya a inducir zumbido en algún circuito de alta sensibilidad.

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 más 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.

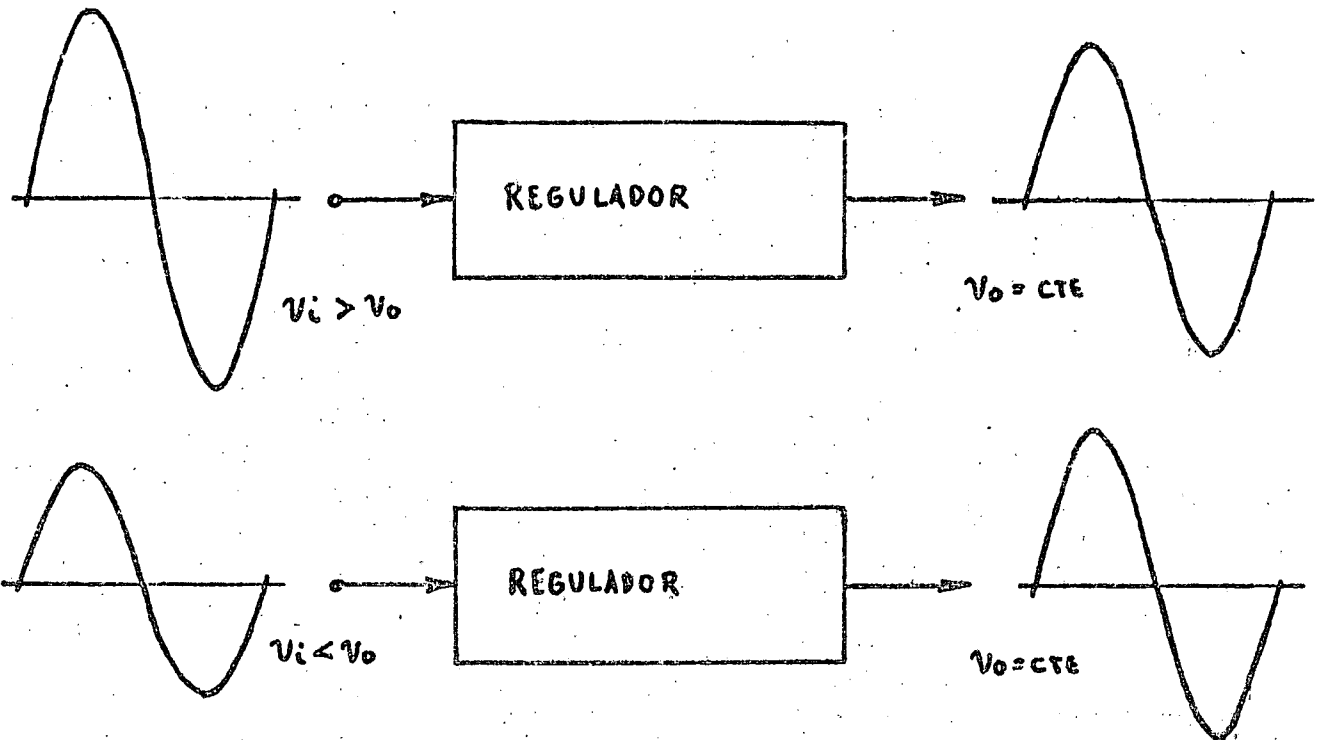
3.1 Regulación por Control de Amplitud:

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 asíncrónicos, fuentes para computadoras o sistemas de procesamiento de datos).

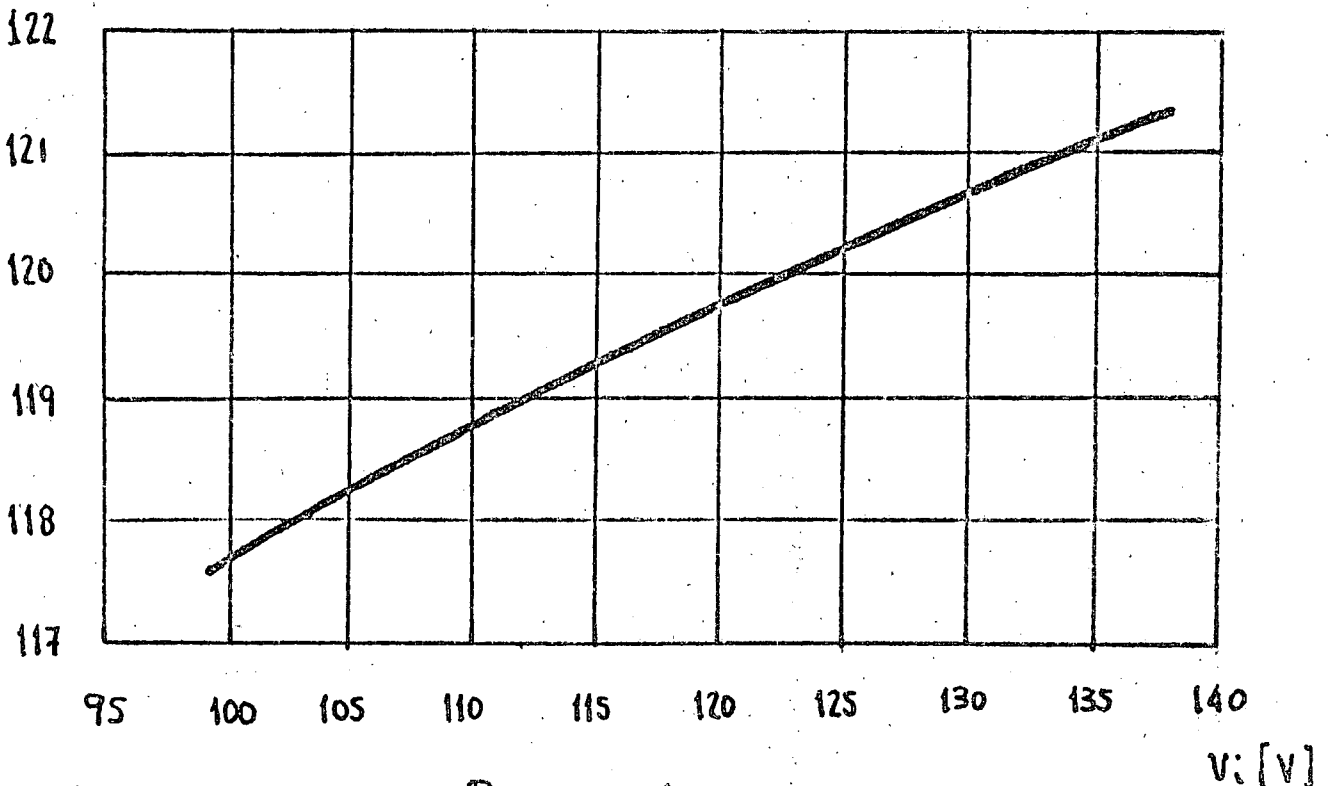
La desventaja principal de este método está en la falta de precisión y la baja velocidad de respuesta. Es usual encontrar que un sistema de regulación por control de amplitud to

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_o , 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_o aumenta al aumentar f).

REGULADOR DE REACTOR RESONANTE :

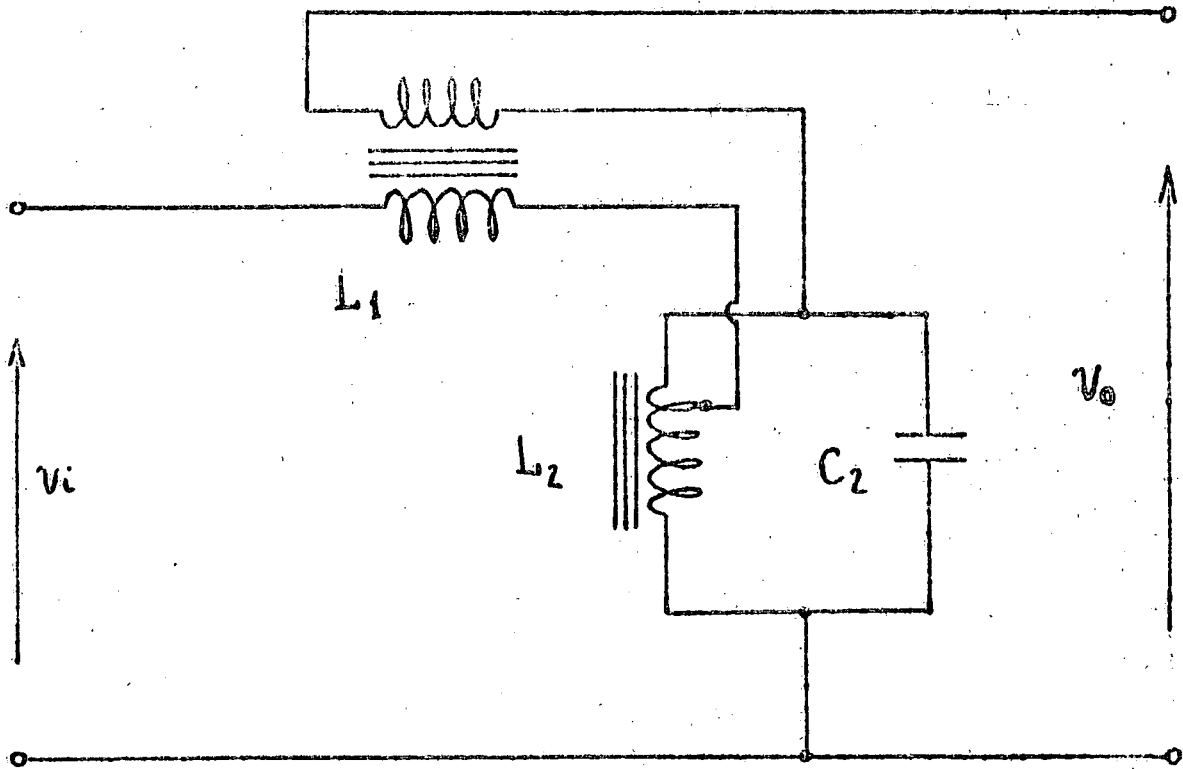
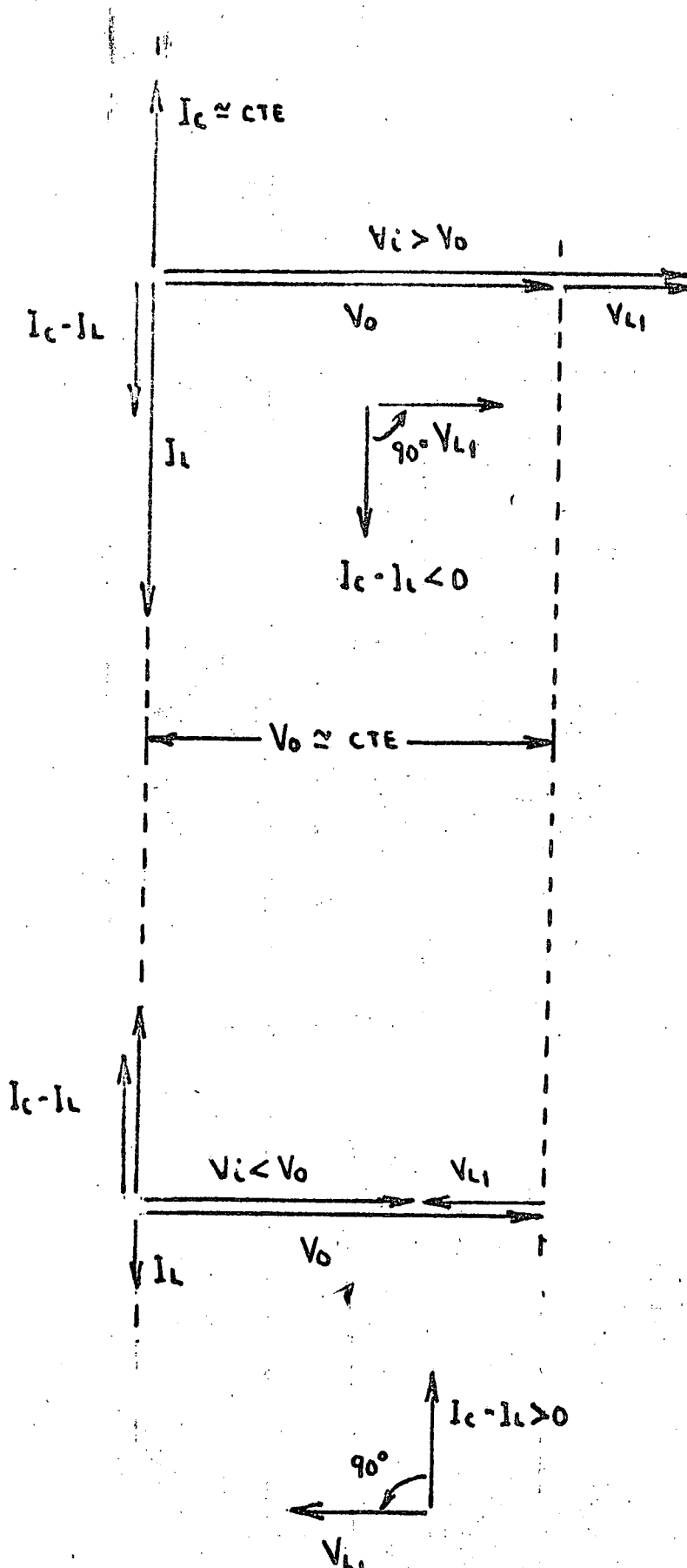


FIGURA 3.2

DIAGRAMAS FASORIALES PARA EL REGULADOR DE REACTOR RESONANTE



A) VOLTAJE DE LINEA ALTO.

B) VOLTAJE 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:

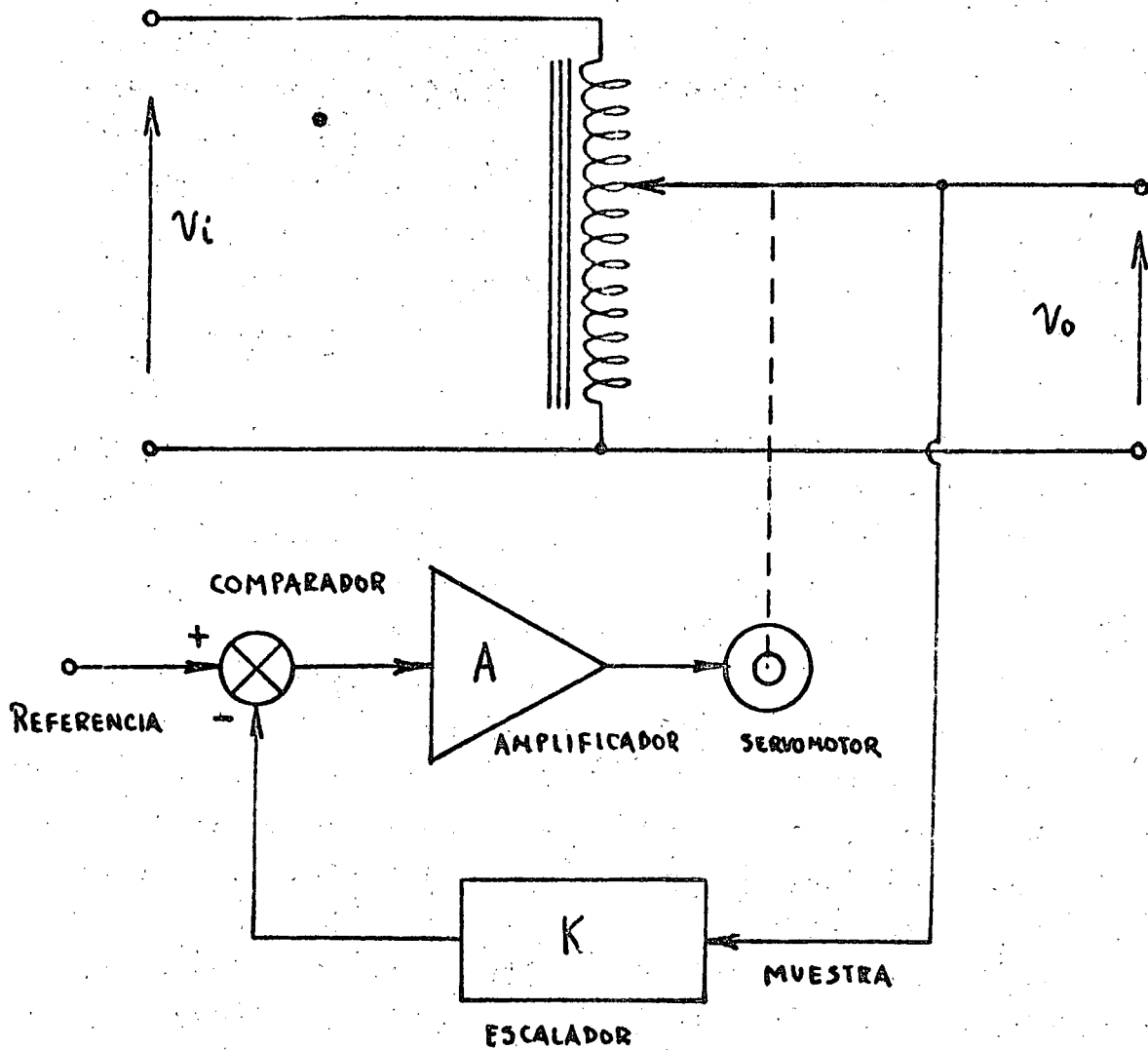


FIGURA 3.4

- 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

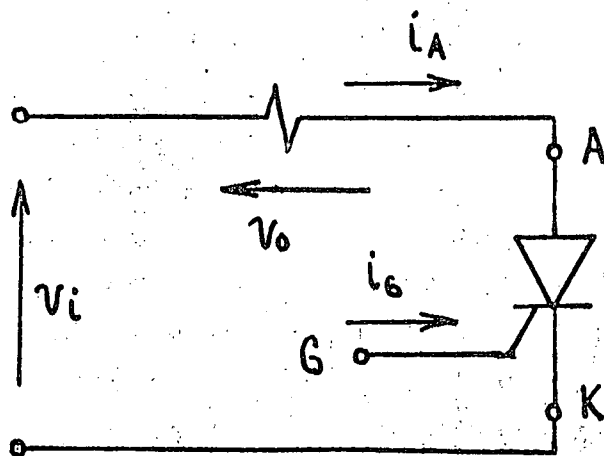
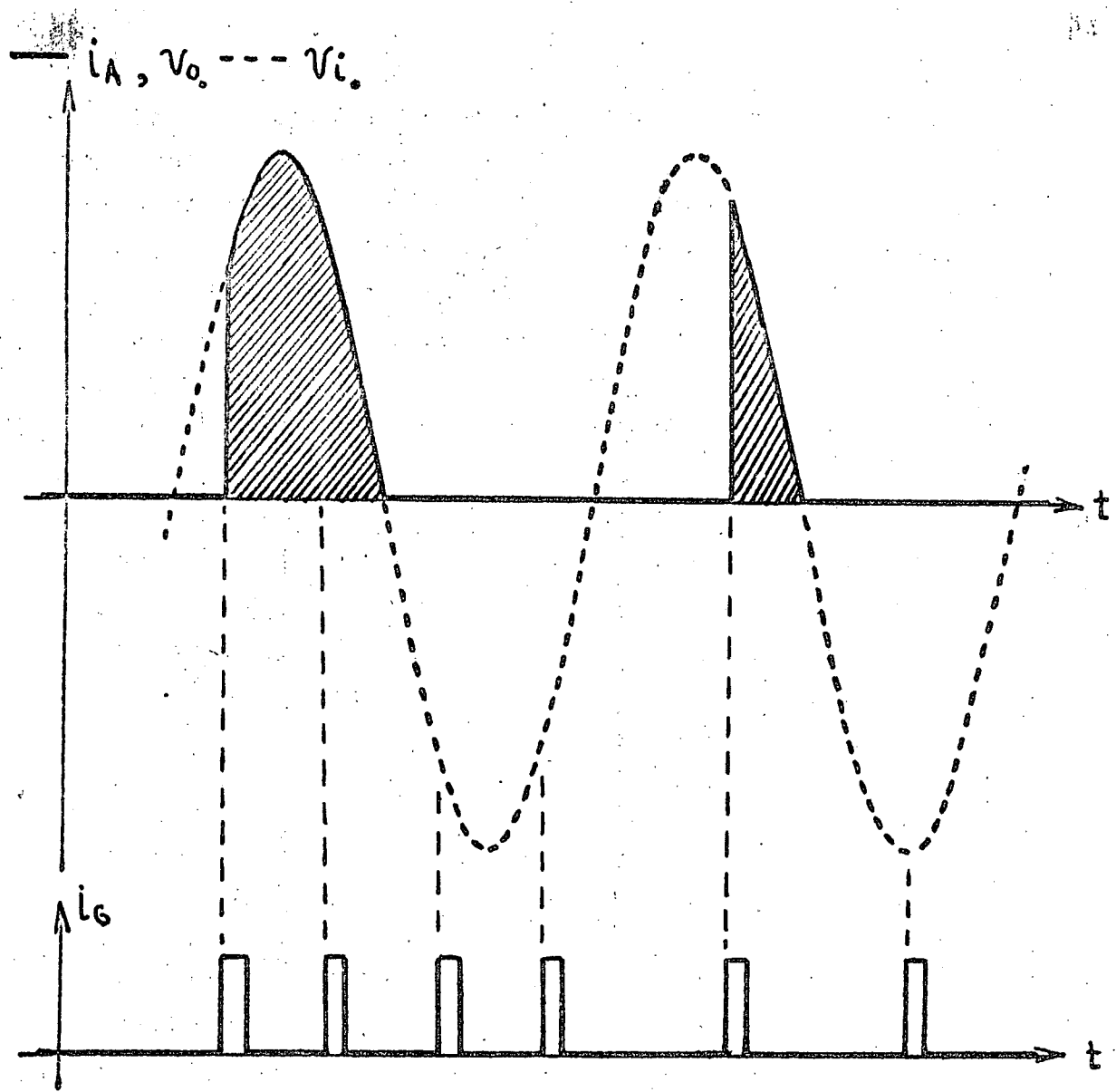


FIGURA 3.5

PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL TRIAC.

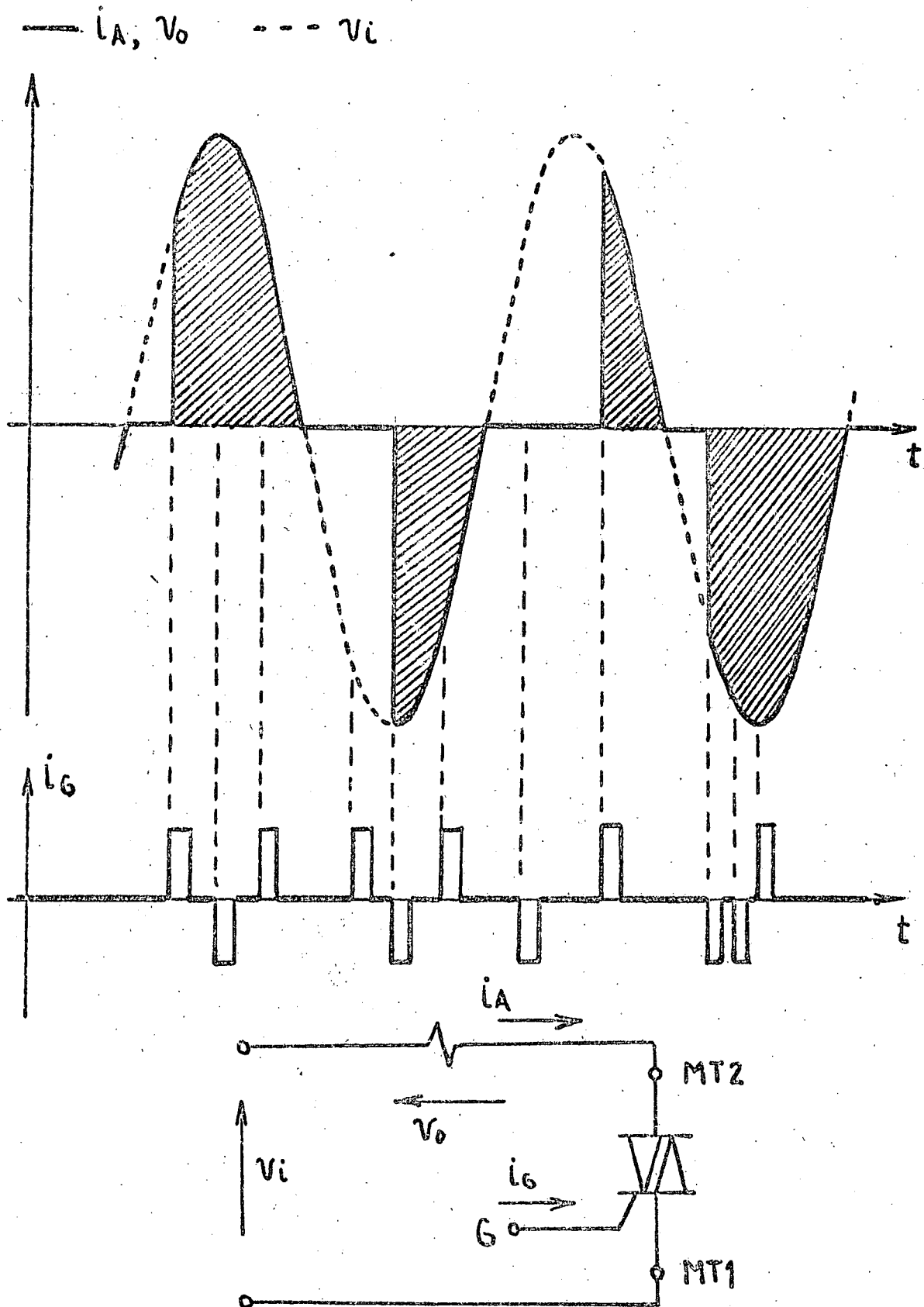
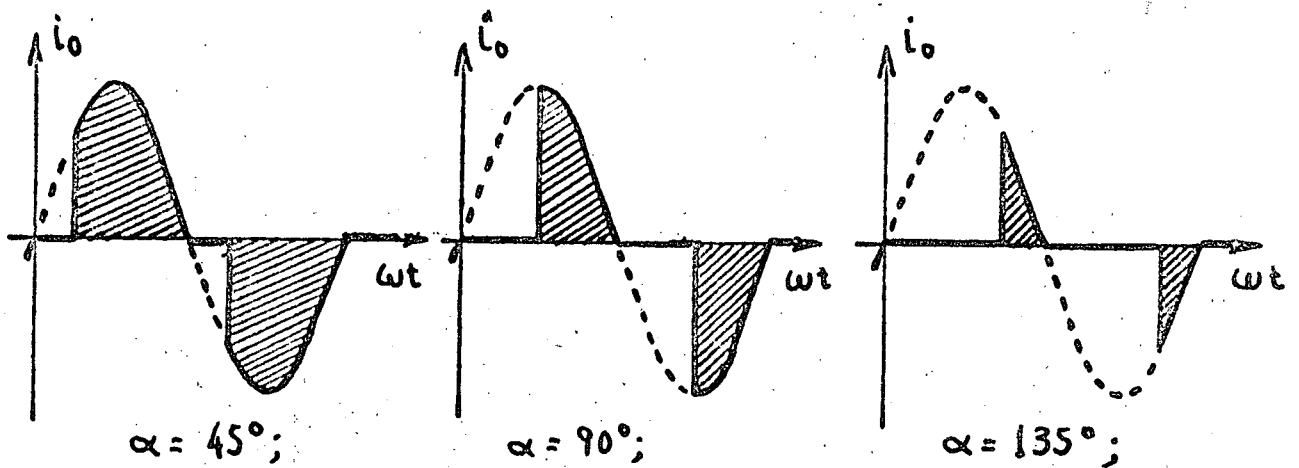
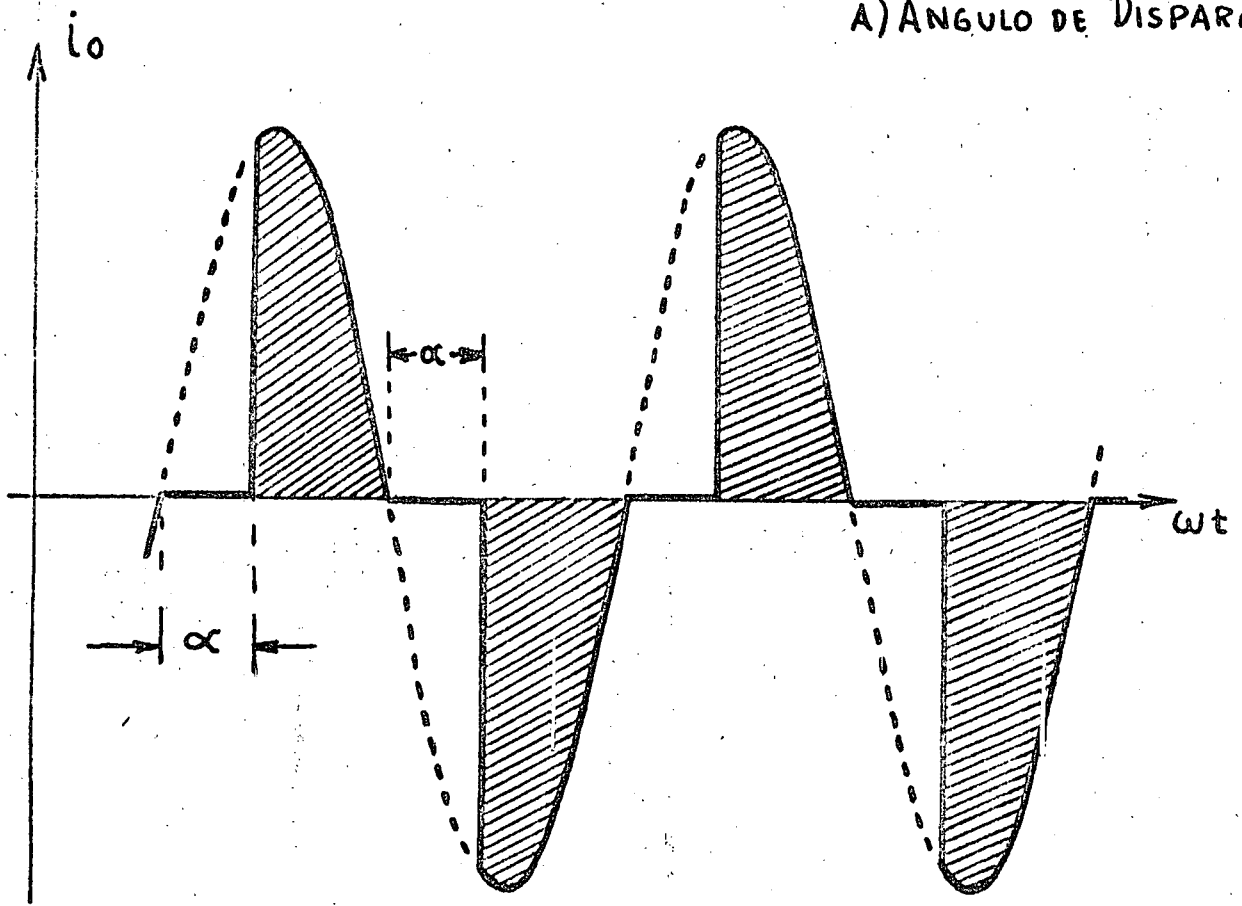


FIGURA 3.6

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 :

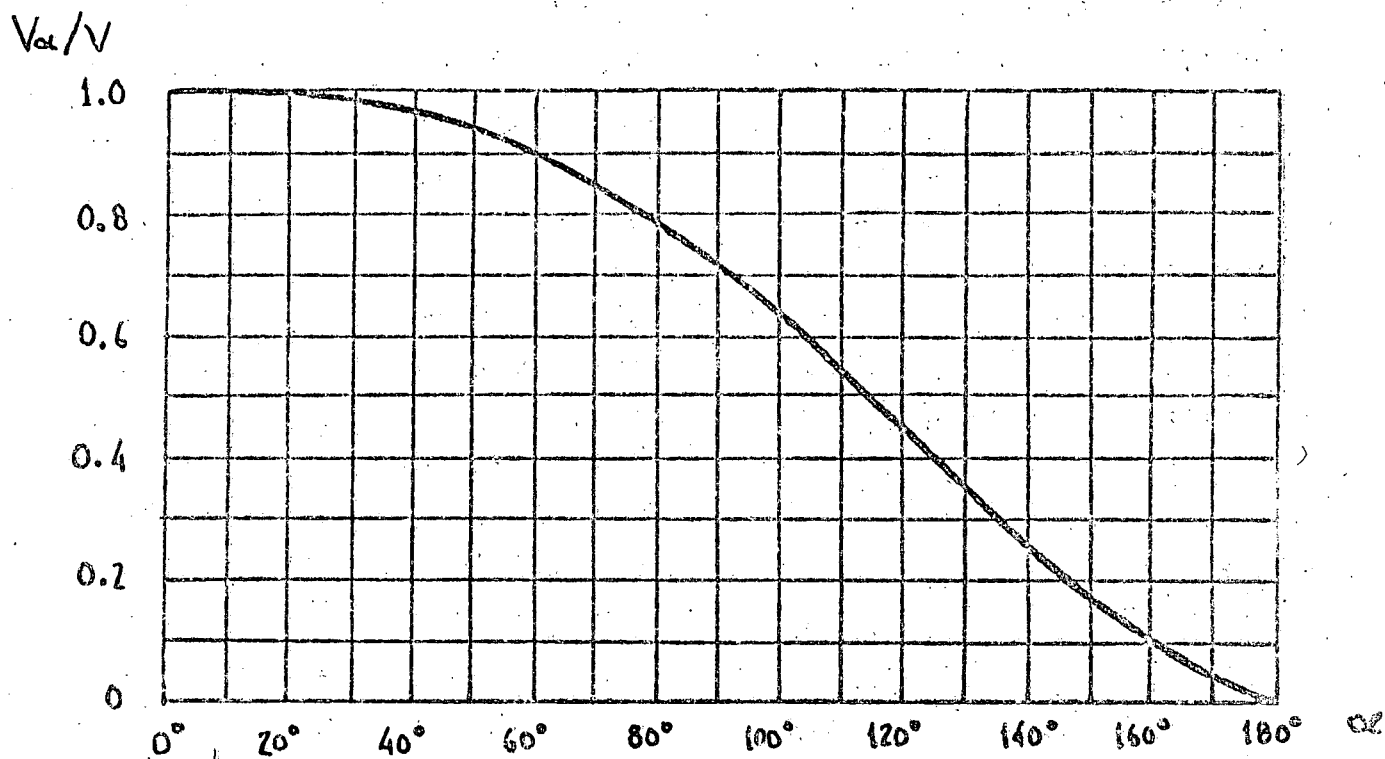
$$P_\alpha = \frac{V_{ef\alpha}^2}{Z_L} \times \cos \gamma_L; \quad (3.17)$$

quedando la relación:

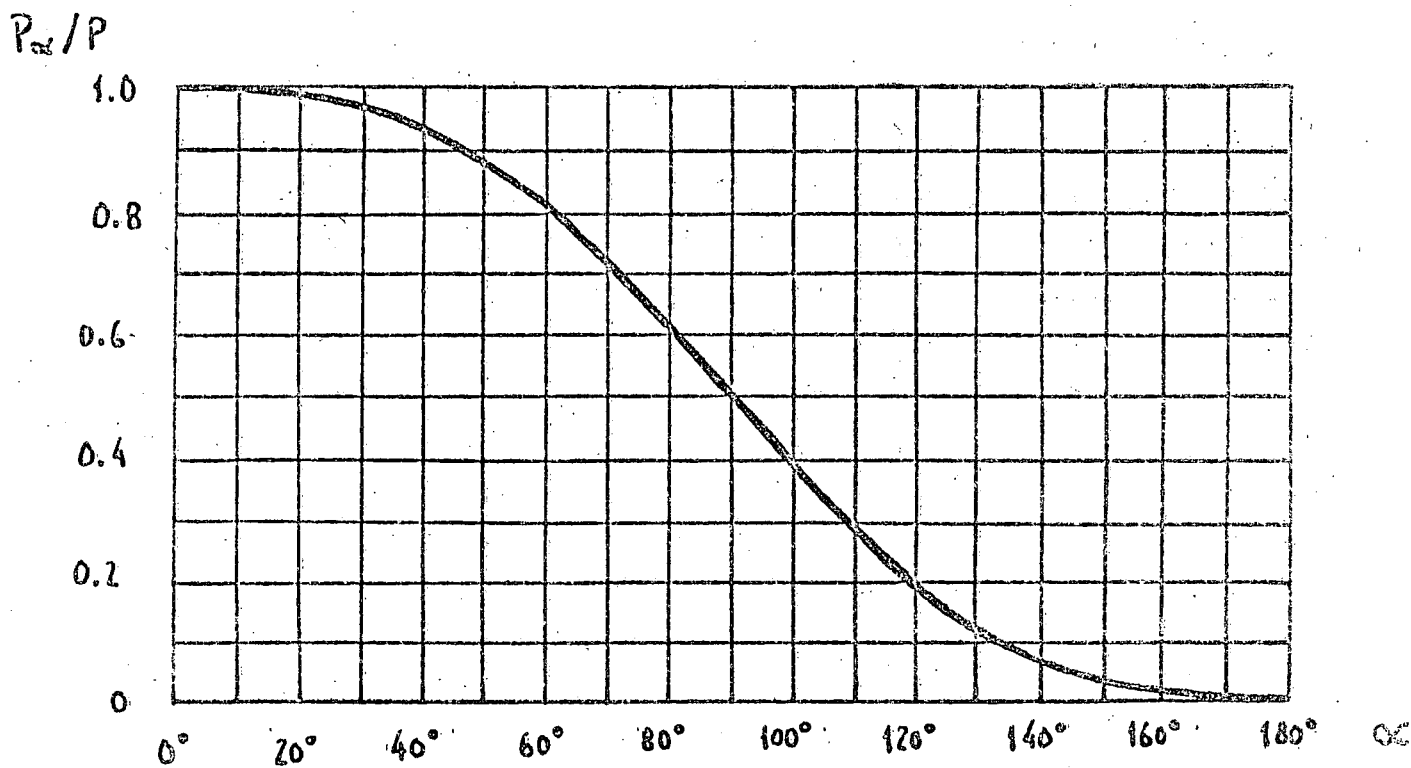
$$\frac{P_\alpha}{P} = \frac{\frac{V_{ef\alpha}^2}{Z_L} \times \cos \gamma_L}{\frac{V_{ef}^2}{Z_L} \times \cos \gamma_L};$$

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

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



A) RELACIÓN V_{α}/V .



B) RELACIÓN 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 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.

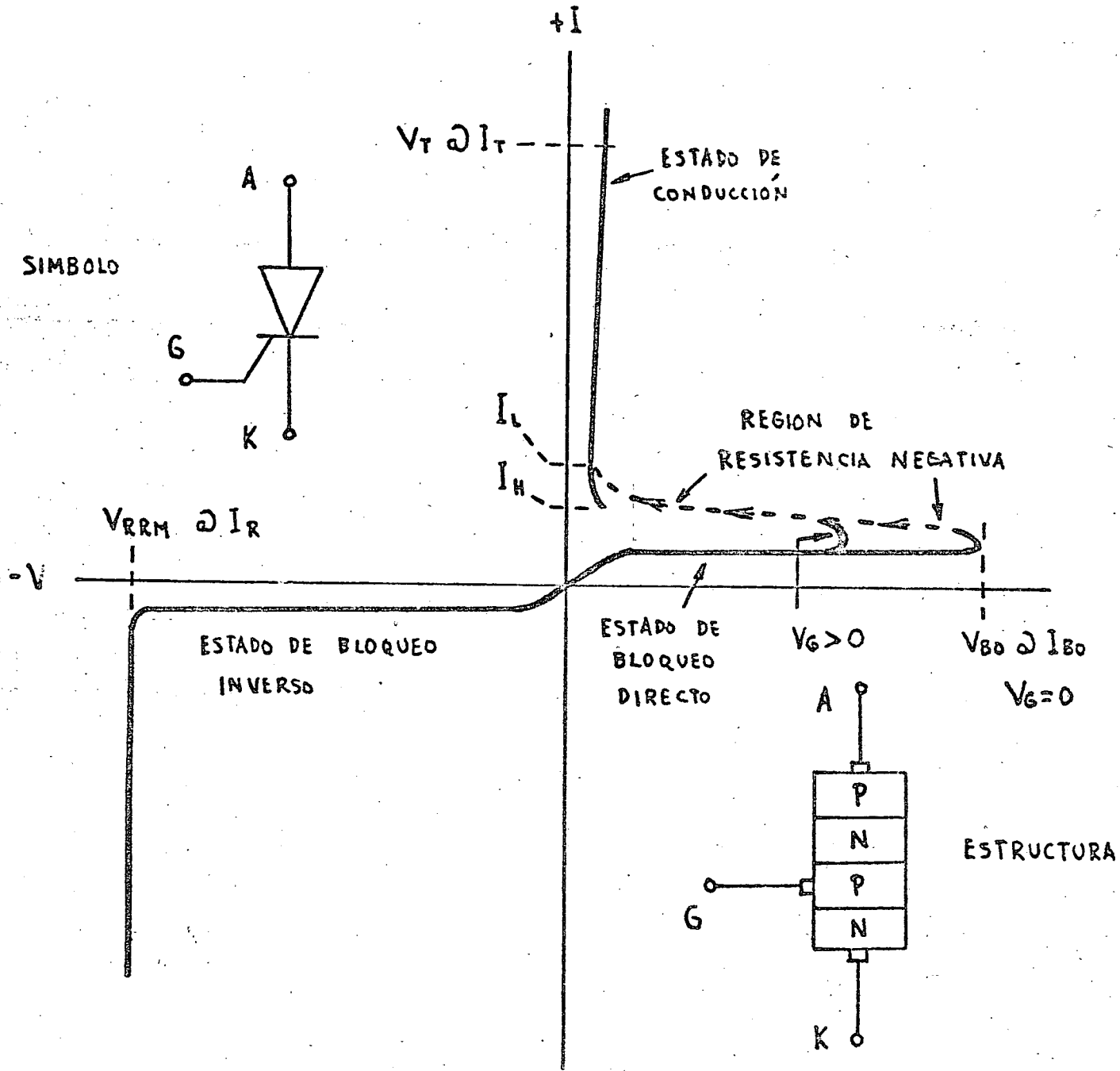
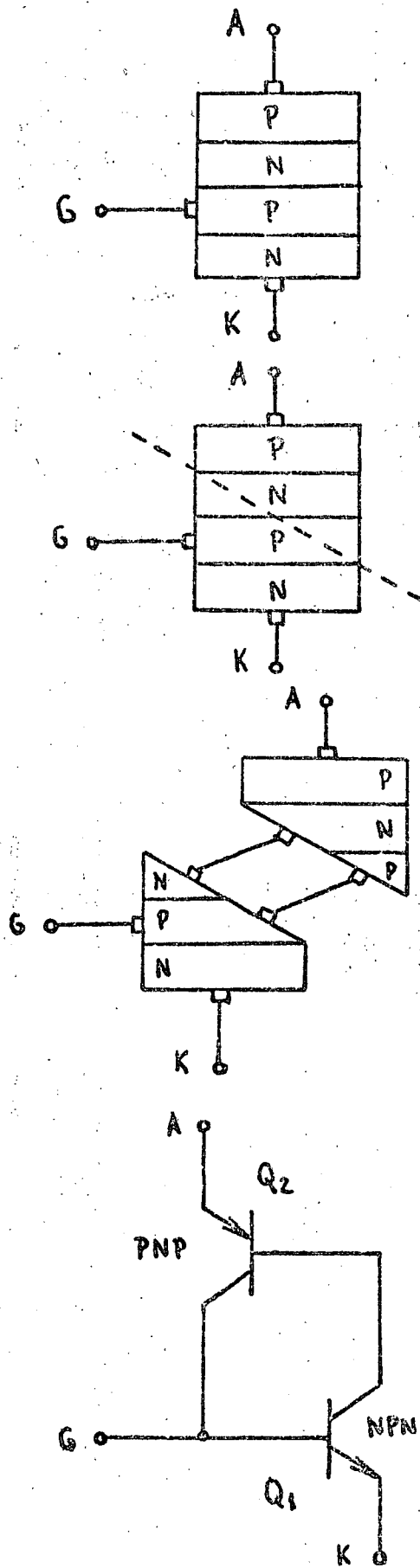


FIGURA 3.9

MODELO EQUIVALENTE DEL SCR.



A) SCR COMPLETO CON 4 CAPAS PNPN.

B) PARTICION DE LAS CAPAS INTERMEDIAS N P.

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_{gt} 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

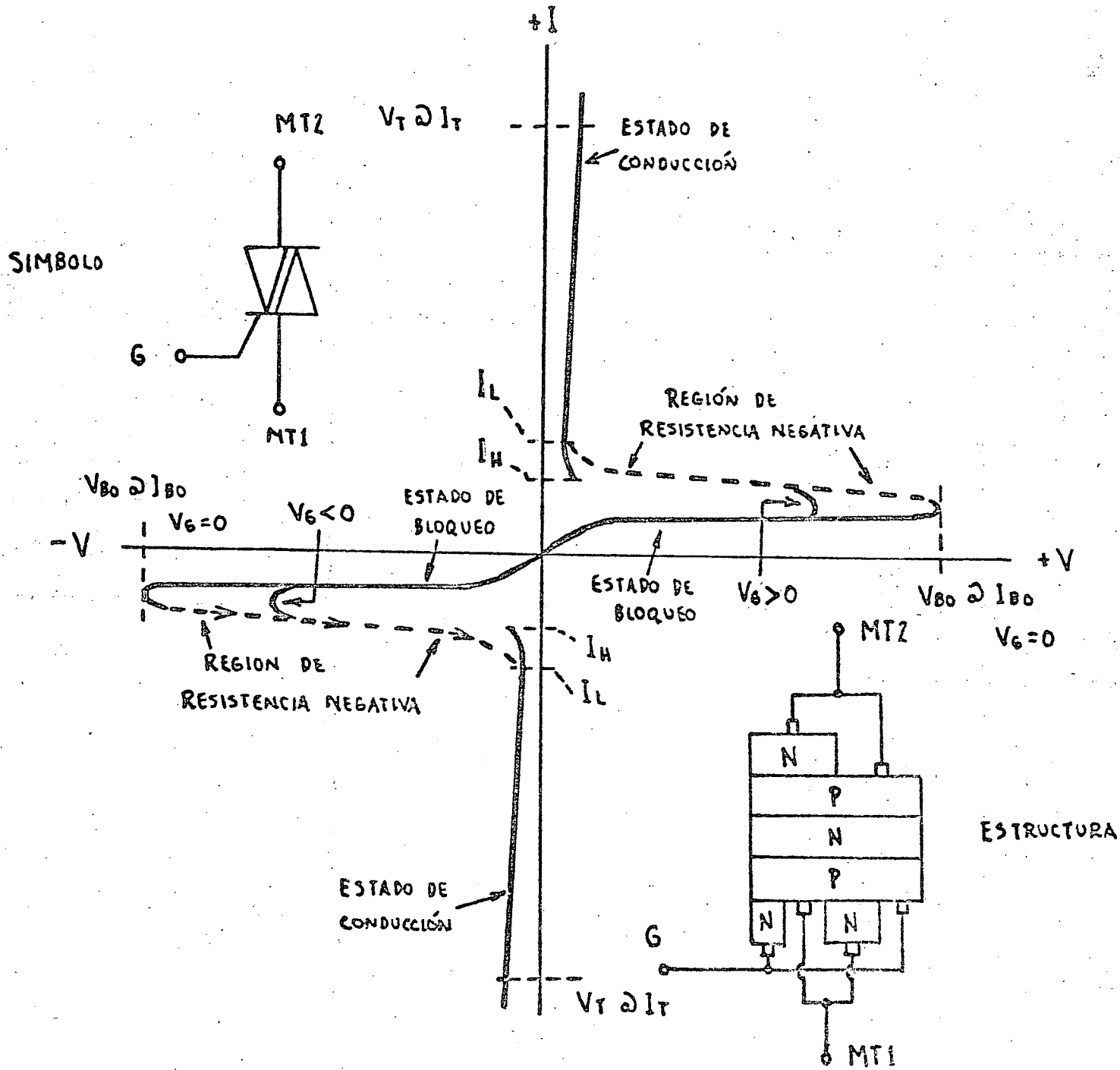
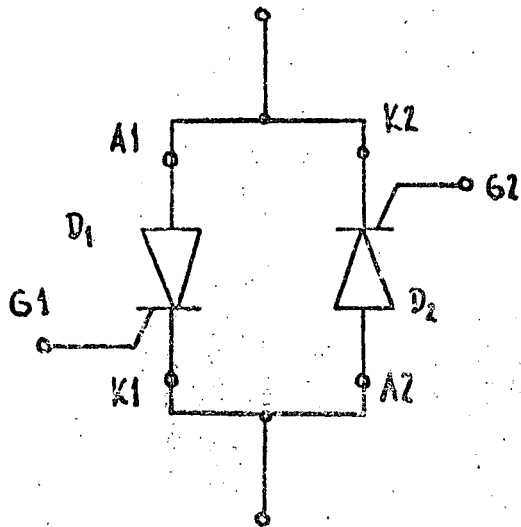
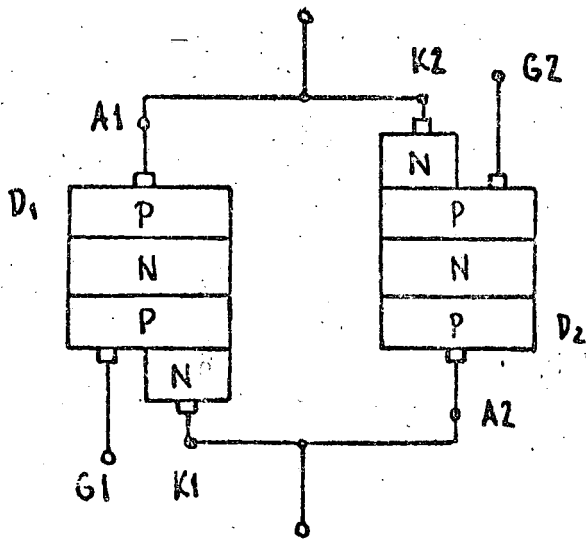


FIGURA 3.11

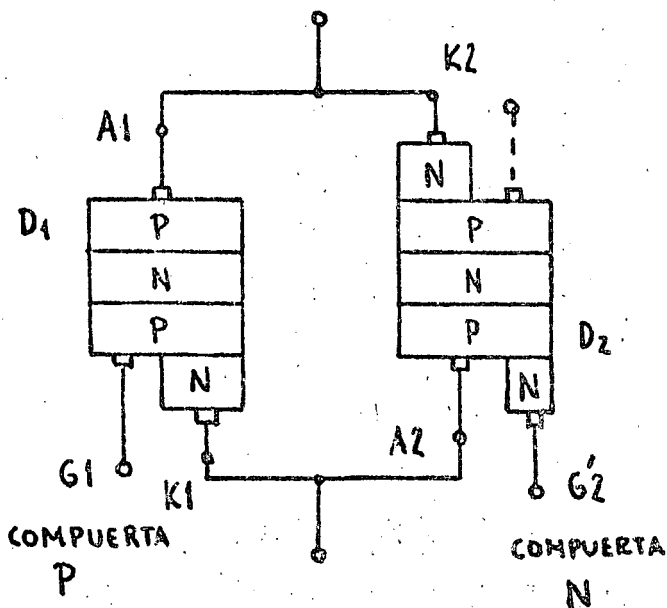
DESARROLLO DEL TRIAC A PARTIR DE 2 SCR EN ANTIPARALELO, (1)



A) CONEXION ANTIPARALELO DE DOS SCR.



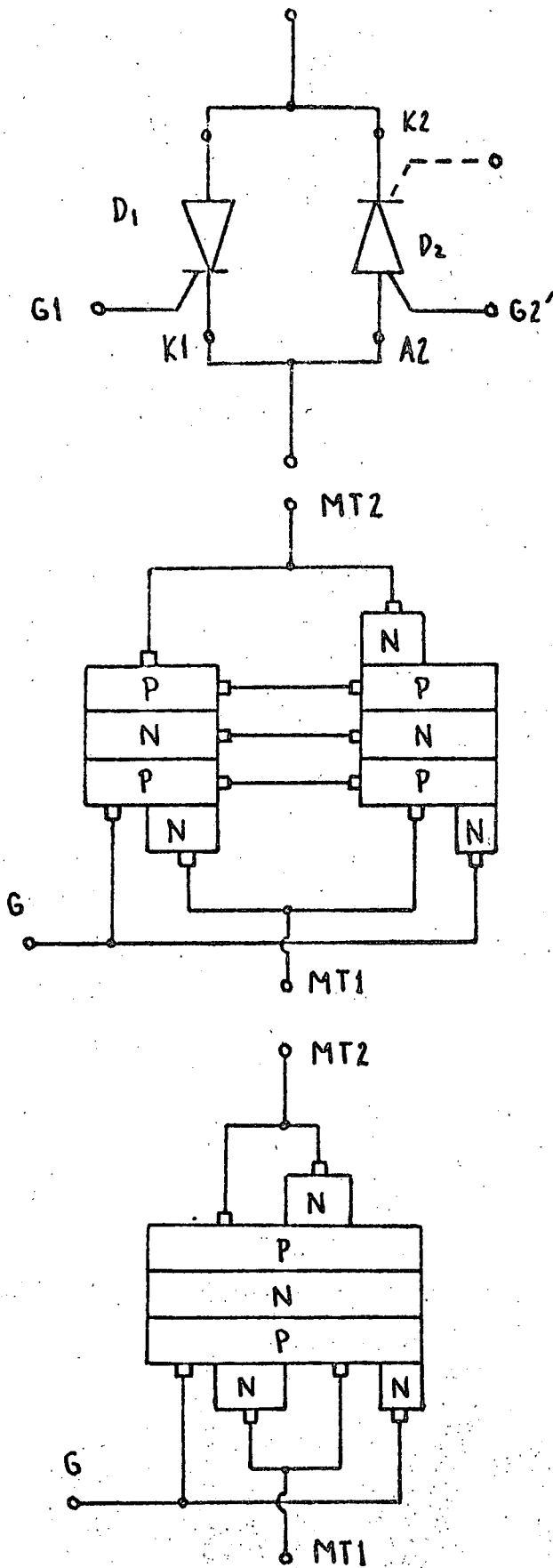
B) ESTRUCTURA DE CAPAS.



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, (D_1), Y UN SCR DE COMPUERTA N, (D_2), 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

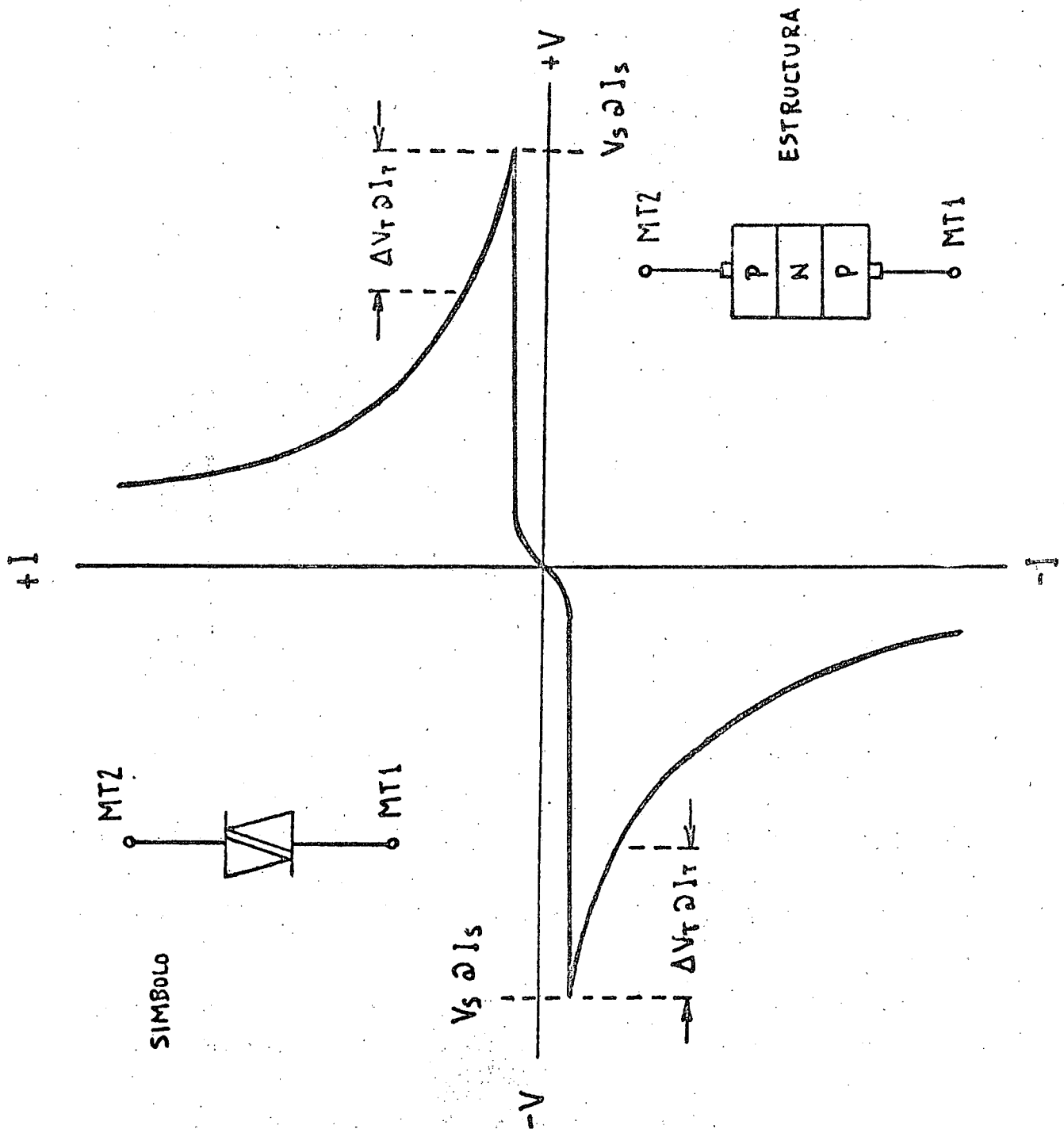


FIGURA 3.13

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.

AV_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.

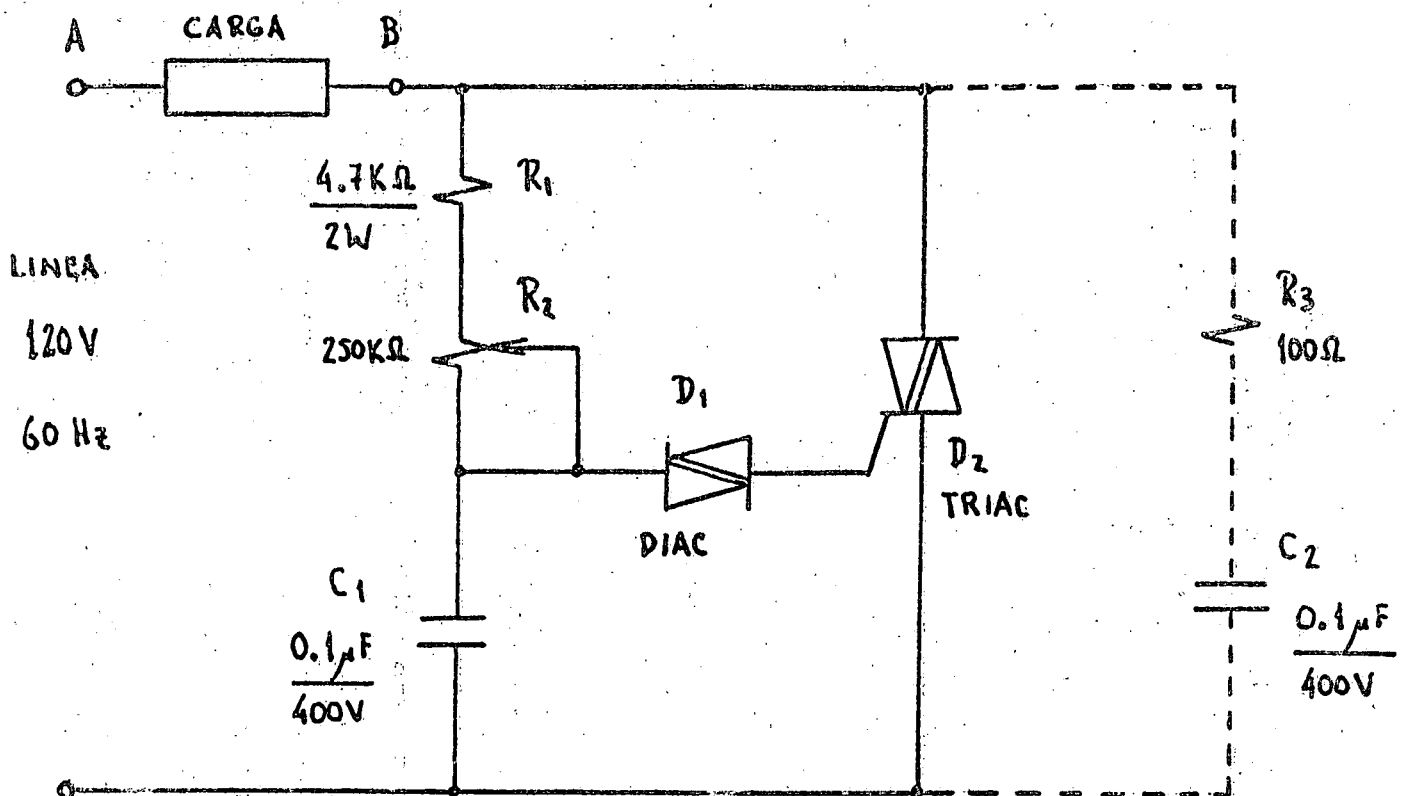
Los anchos de pulso típicos van de 10 μ seg a 30 μ seg para una frecuencia de repetición de 10Hz. Un Diac tiene también una especificación par I_{TSM} . El valor más grande para I_{TSM} es de 2.0A.

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:

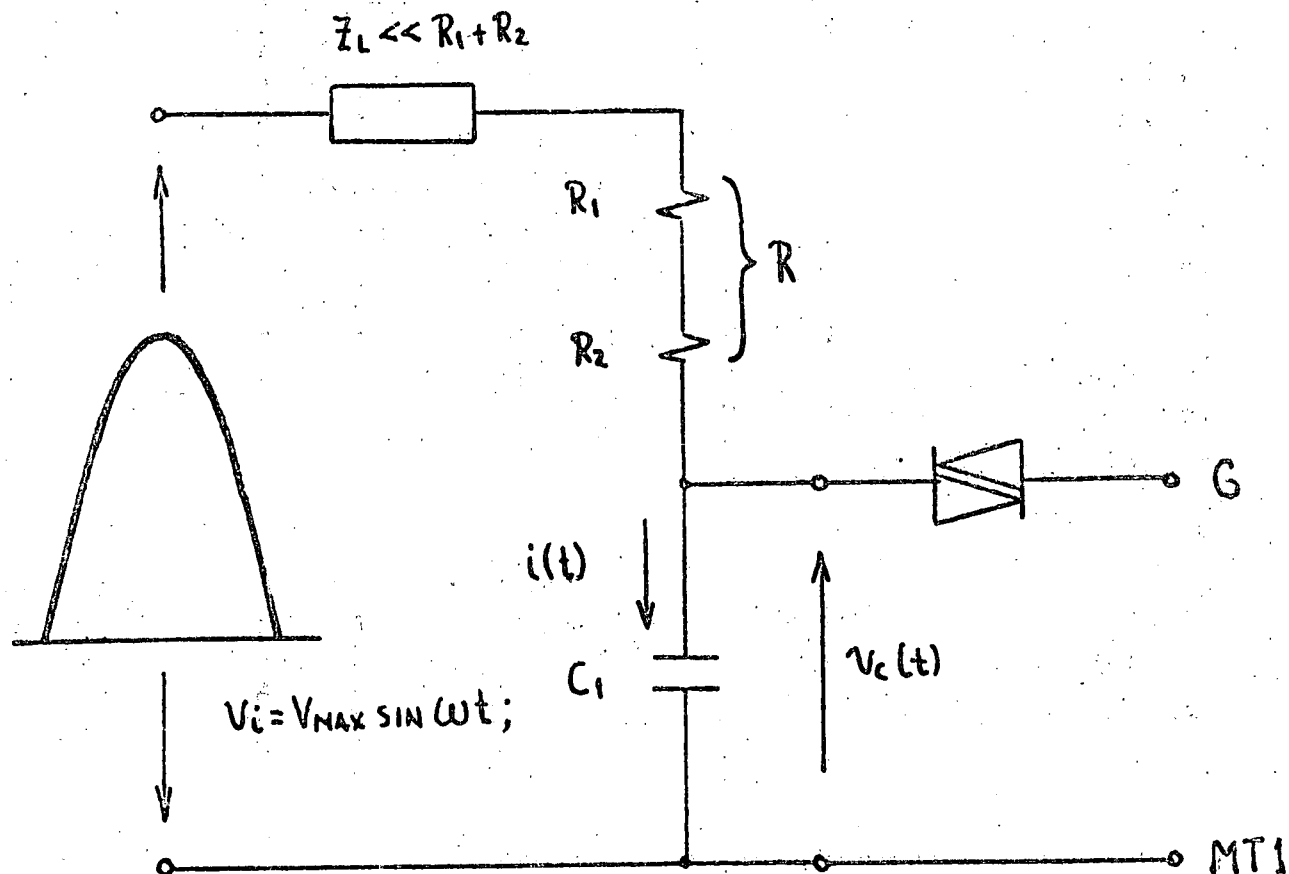
A continuación se explica el funcionamiento de los circuitos más sencillos de control de fase y cuya aplicación es la más generalizada. En estos circuitos la regulación es de tipo manual y no existe ninguna retroalimentación que automatice la acción.

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 afec-

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:

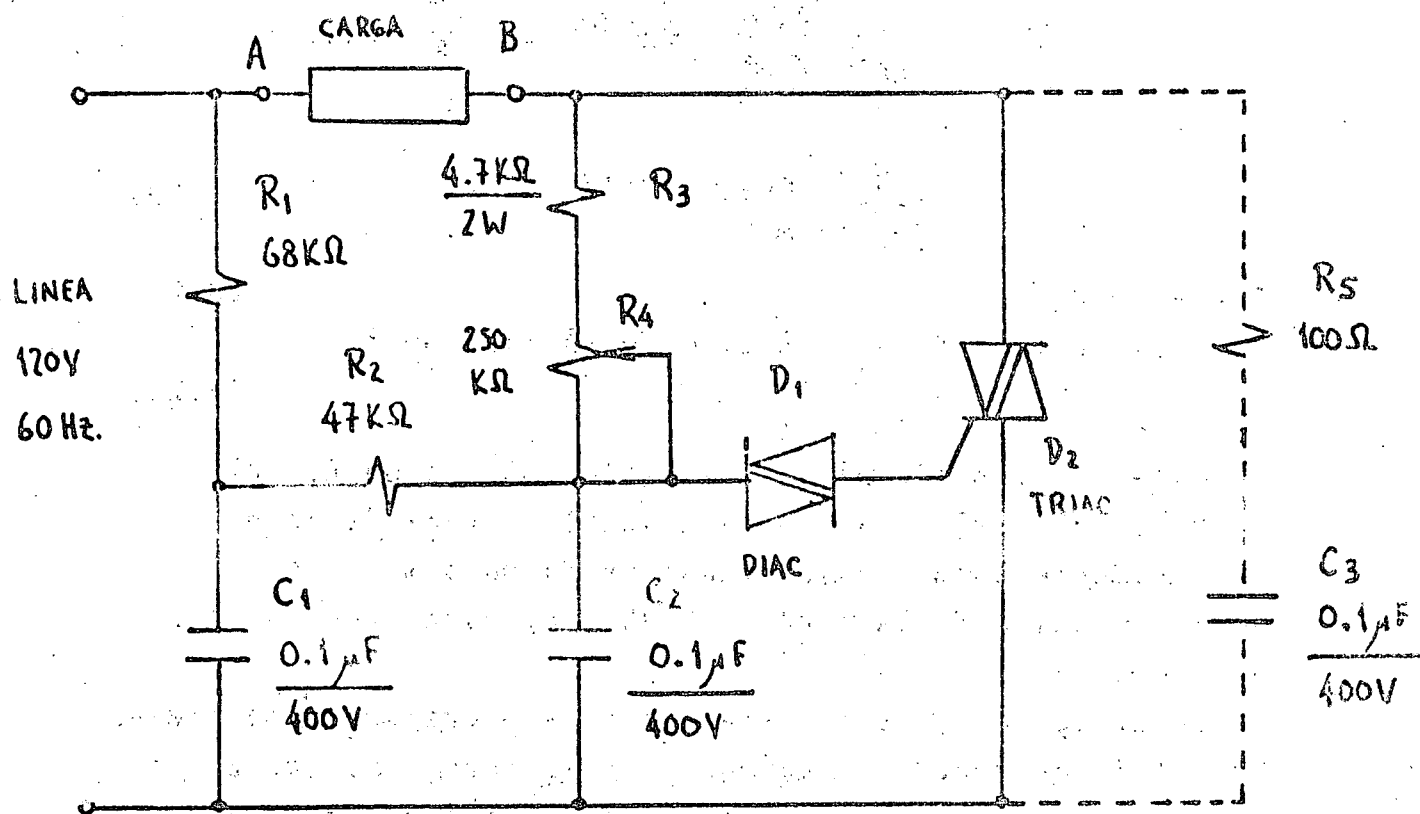
$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt; \quad (3.22)$$

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

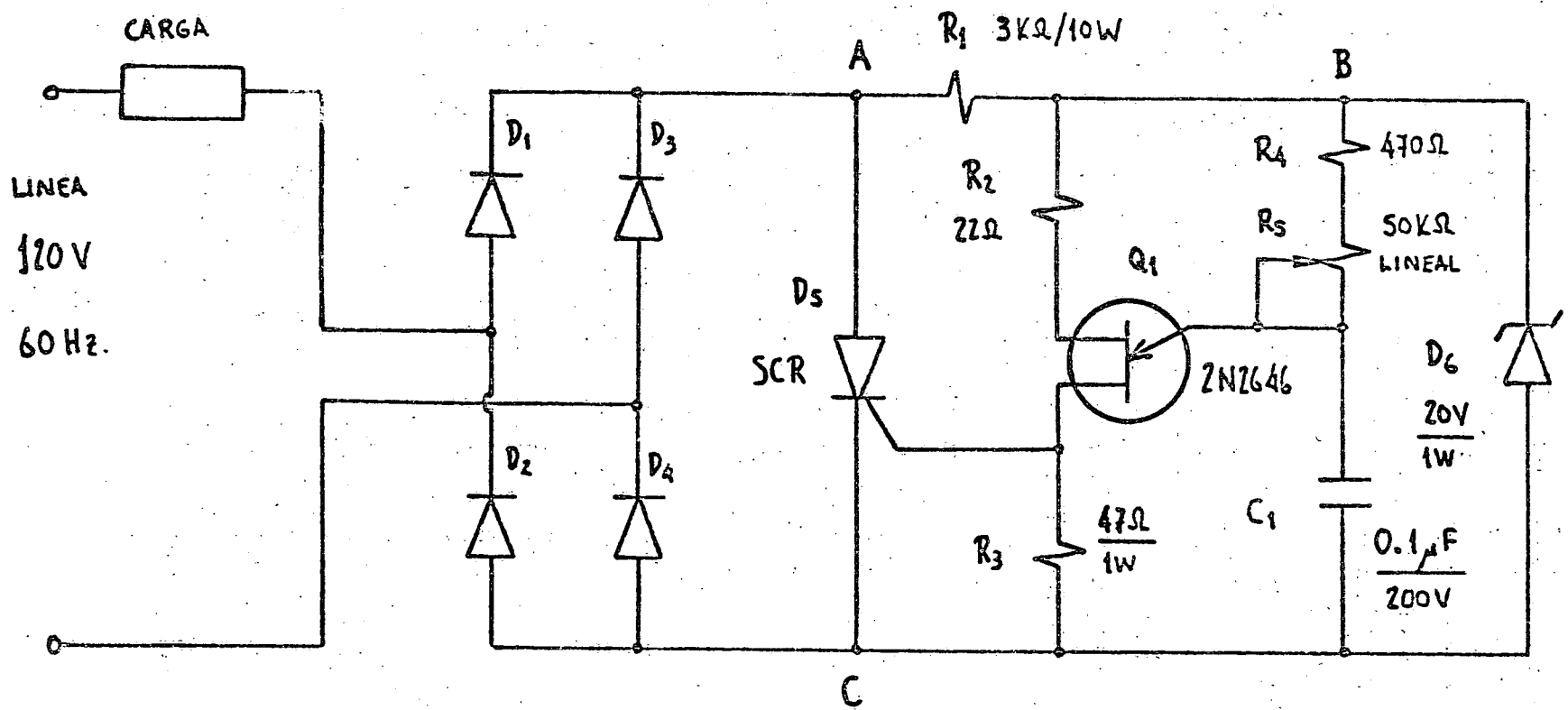


FIGURA 3.17

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 rectificadada y truncada, (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

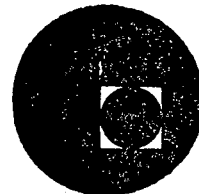
C es de solo 1.4 a 2.0 volts lo que inhibe la operación del resto del circuito. Al llegar el voltaje instantáneo de la línea a cero volts cesa la circulación de corriente y el SCR recupera su estado de bloqueo iniciándose un nuevo ciclo de trabajo.

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.



DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER

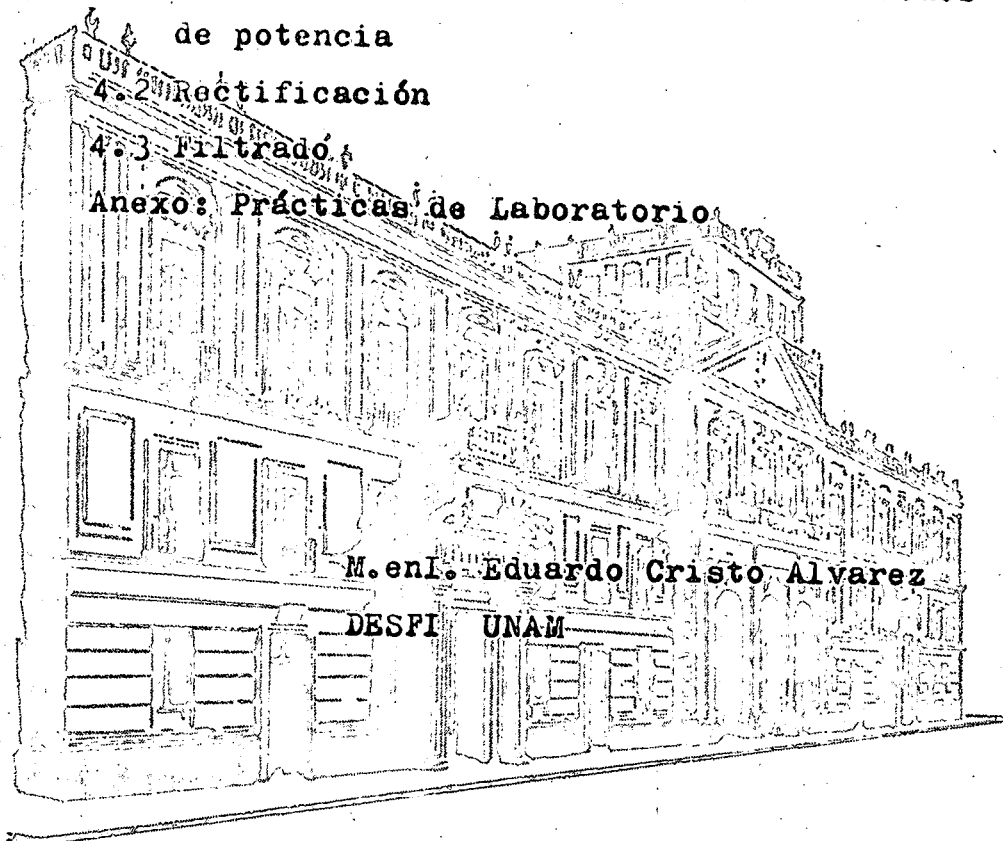
CAPITULO 4 CONVERSION A.C. / D.C.

4.1 Características y Modelado de los diodos
de potencia

4.2 Rectificación

4.3 Filtrado

Anexo: Prácticas de Laboratorio



Marzo, 1977

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:

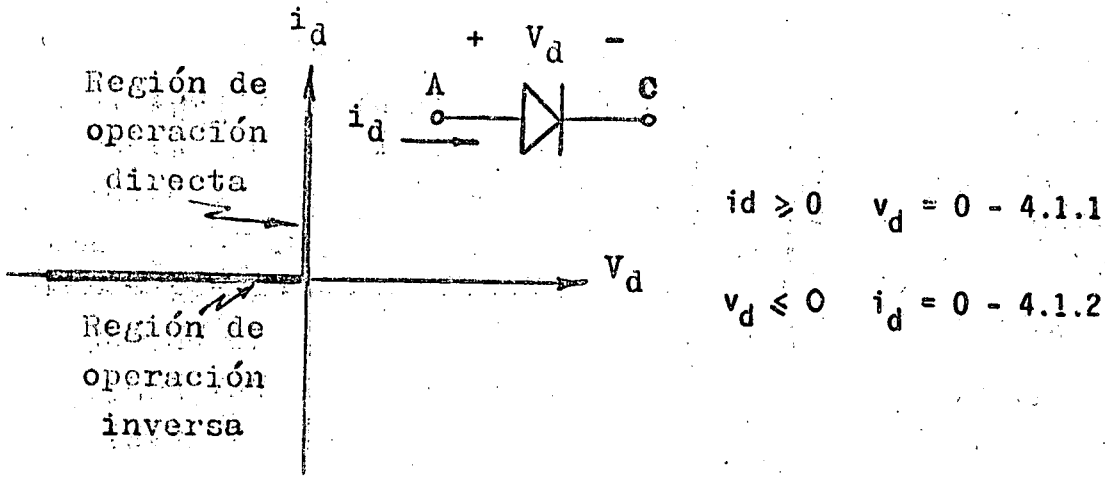
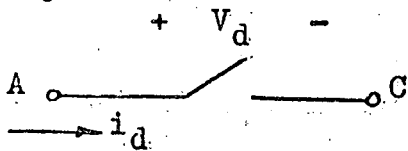


FIG 4.1.1

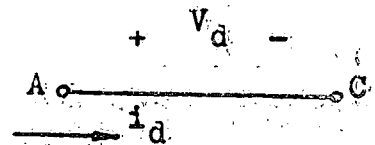
Si el dispositivo se encuentra operando dentro de la región marcada por la ecuación 4.1.1 se dice que el diodo está operando en su región directa o caso contrario si se encuentra operando dentro de la región marcada por la ecuación 4.1.2 se dice que el diodo está operando en su región inversa.

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



Modelo para región inversa



Modelo para región directa

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} Joul/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, básicamen

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.

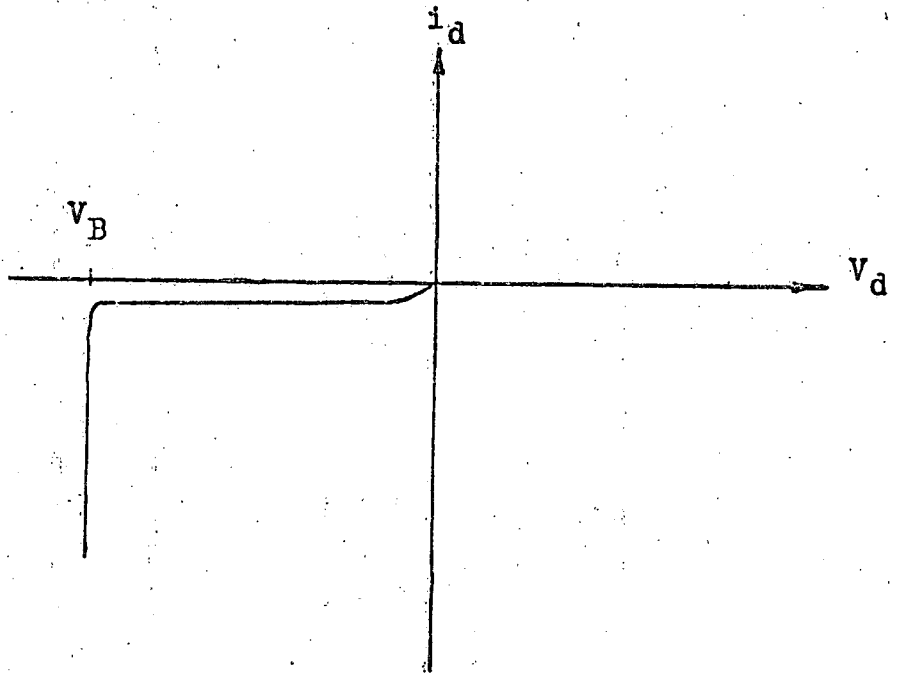


Figura 4.1.3 Voltaje de ruptura por avalancha.

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 100µa y 100ma

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

Tabla No. I

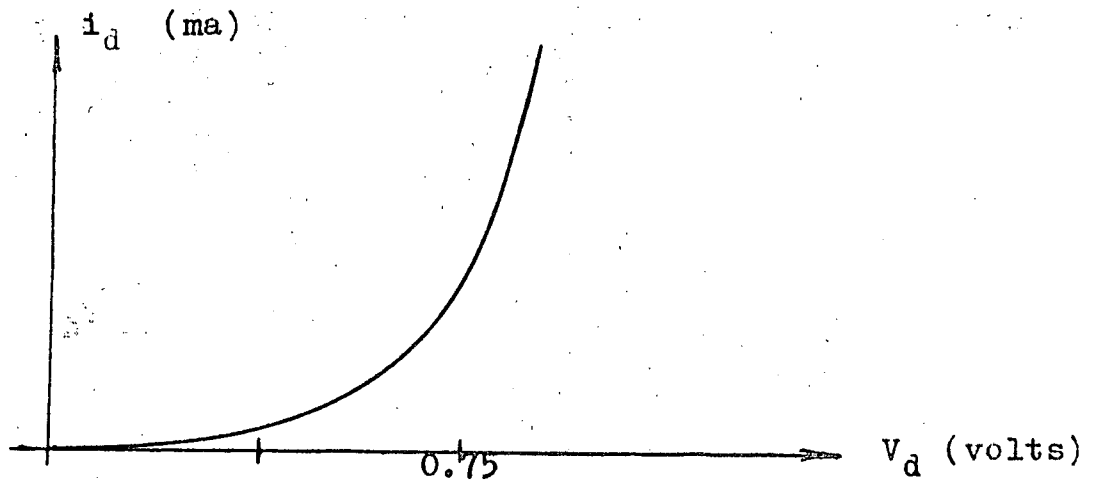


Figura 4.1.4 Característica en directa de un diodo de Silicio.

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

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

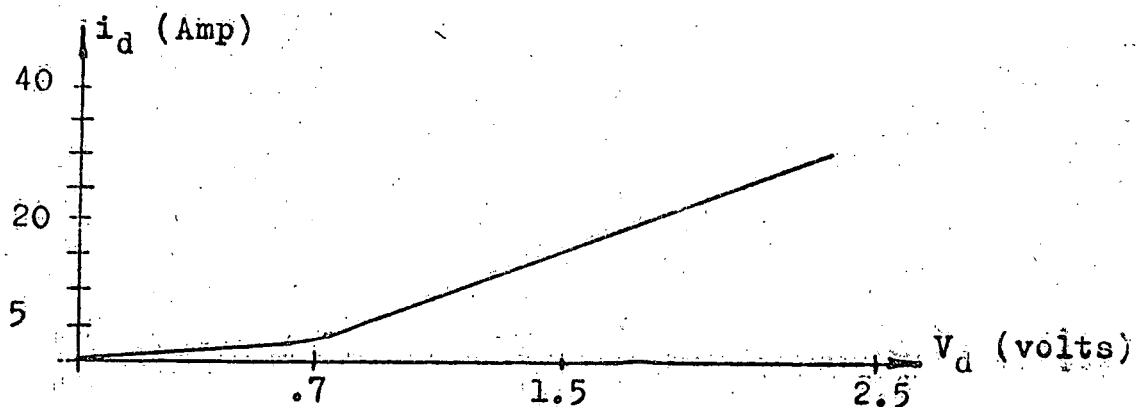


Figura 4.2.5 Efecto de la resistencia propia del semiconductor

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

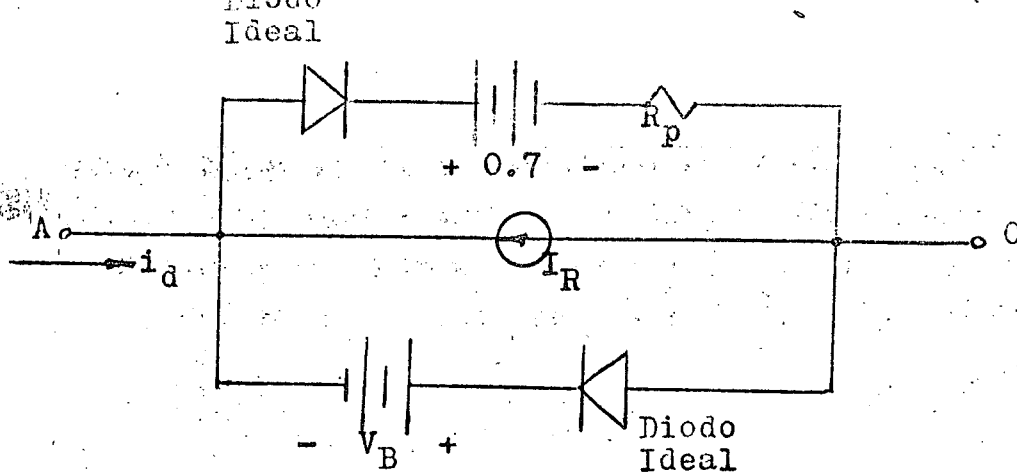


Figura 4.1.5 Modelo de primer orden para un diodo de Silicio de potencia.

Especificaciones

Las especificaciones para rectificadores de silicio son dadas por el fabricante en base a pruebas exhaustivas. Estas especificaciones expresan a juicio del fabricante los 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.

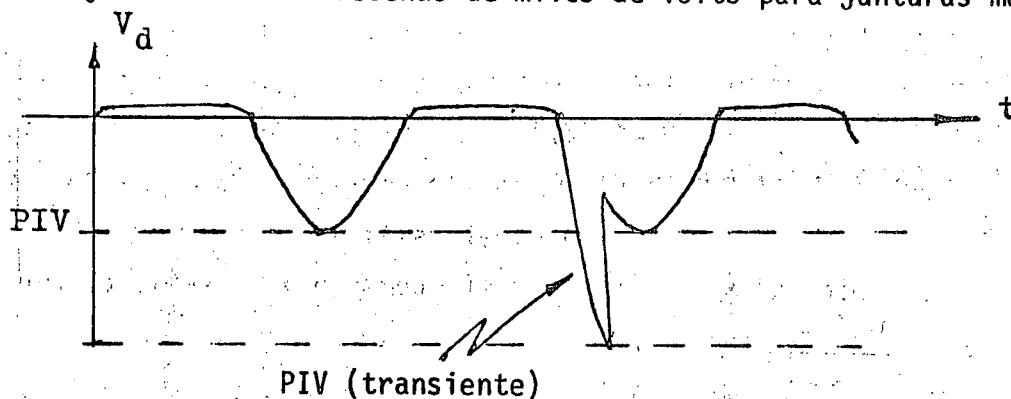


Figura 4.1.7 Formas de onda típicas para PIV y transiente.

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.

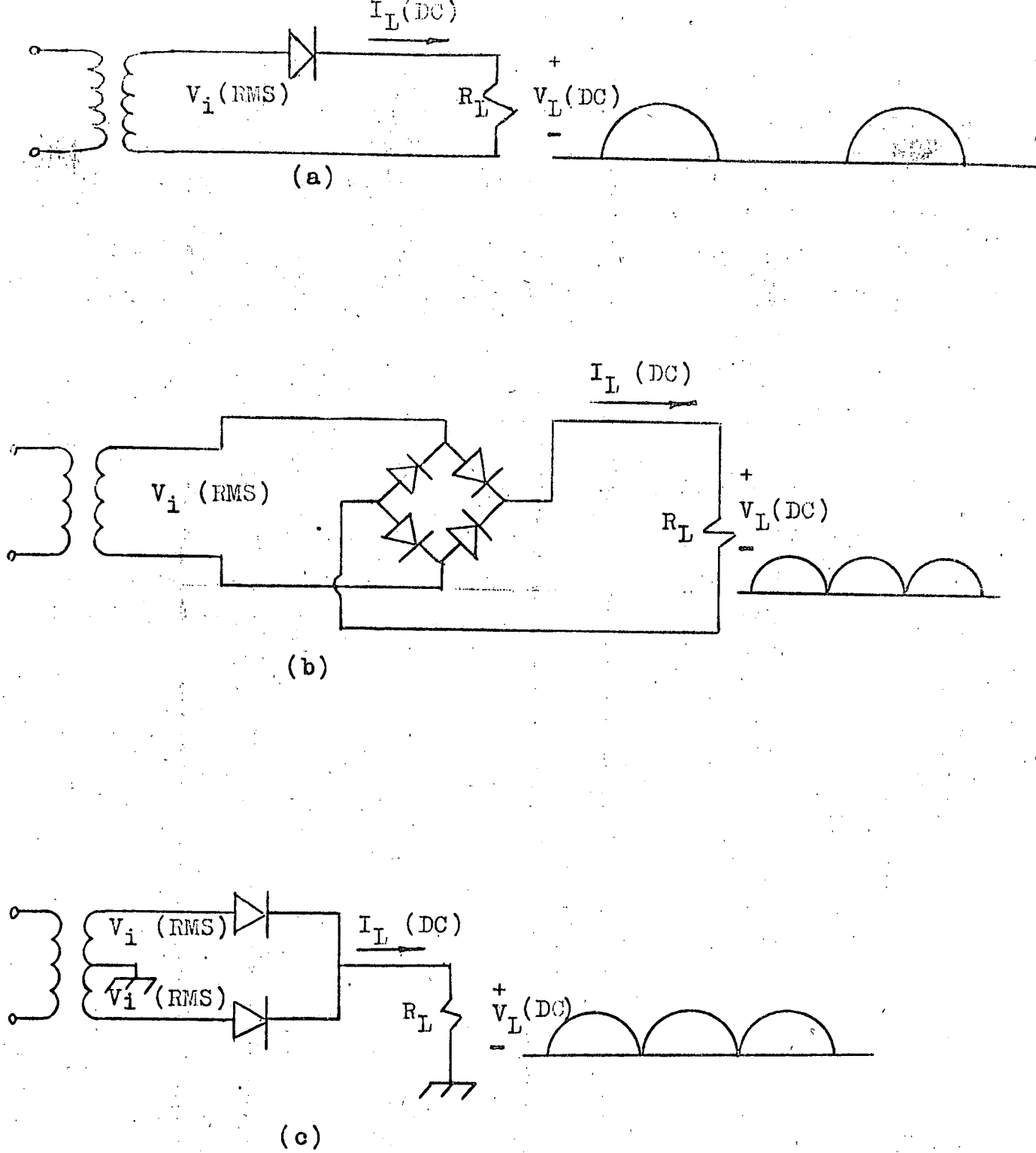


Figura 4.2.1 Circuitos rectificadores básicos monofásicos:
 a) media onda
 b) tipo puente onda completa
 c) onda completa con tap central.

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/Poc	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.

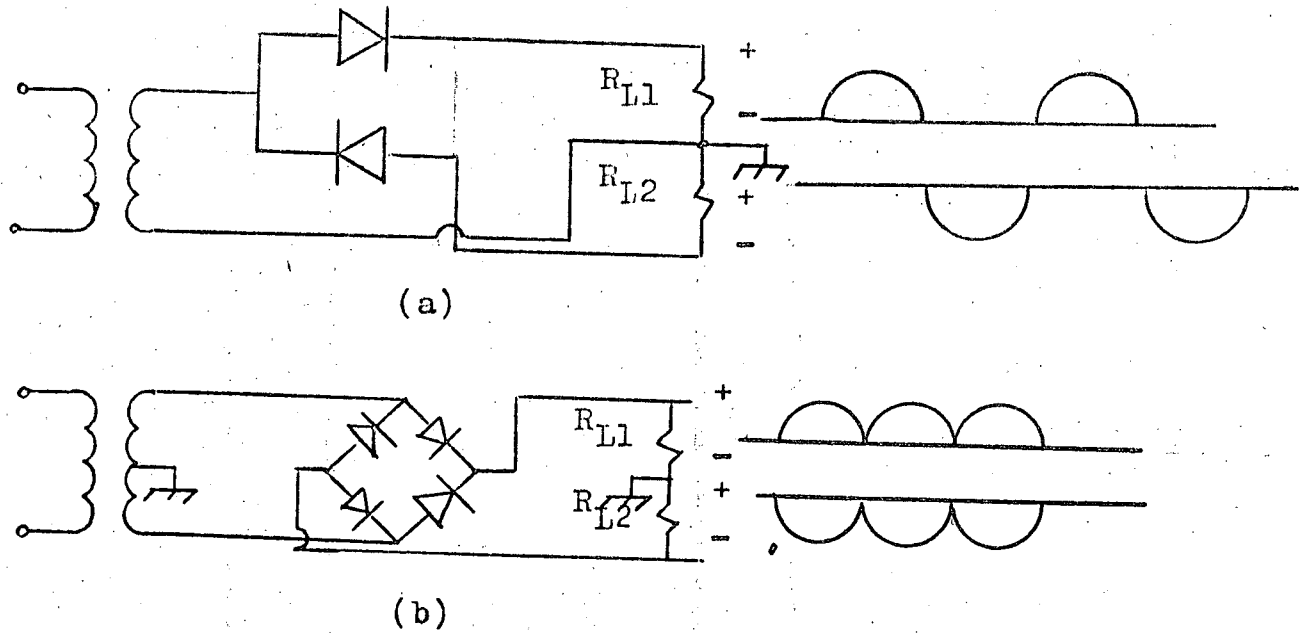


Figura 4.2.2 Rectificadores duales

(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:

- Rectificador de media onda tipo estrella
- Rectificador de onda completa tipo estrella
- Rectificador de onda completa tipo delta con interface

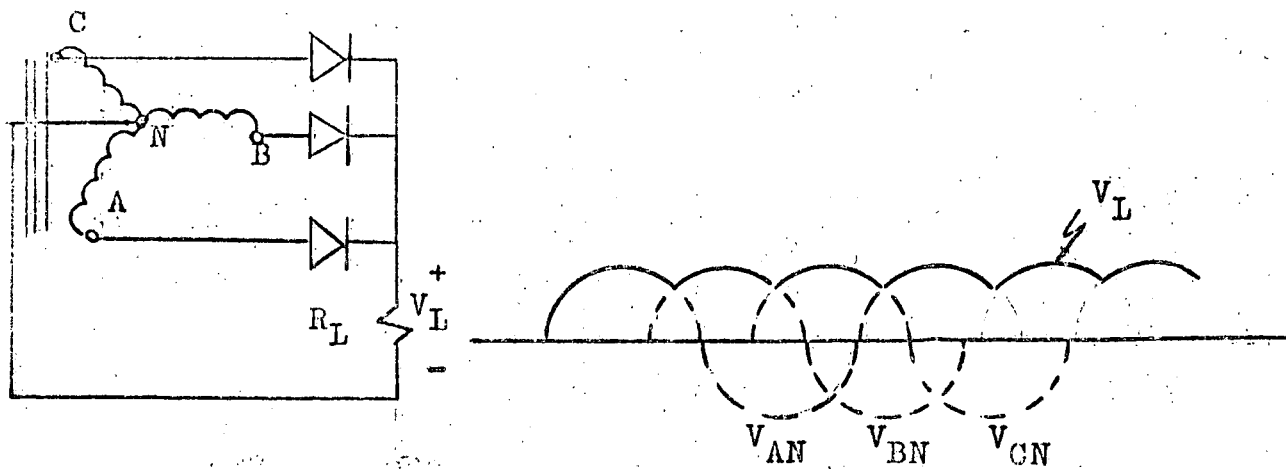


Figura 4.2.3 Rectificador de media onda tipo estrella.

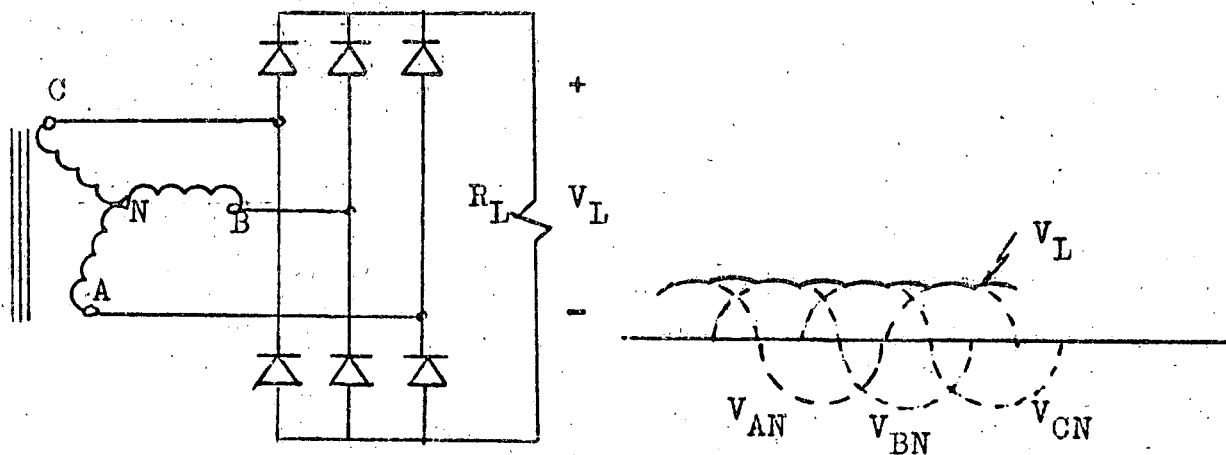


Figura 4.2.4 Rectificador de onda completa tipo estrella

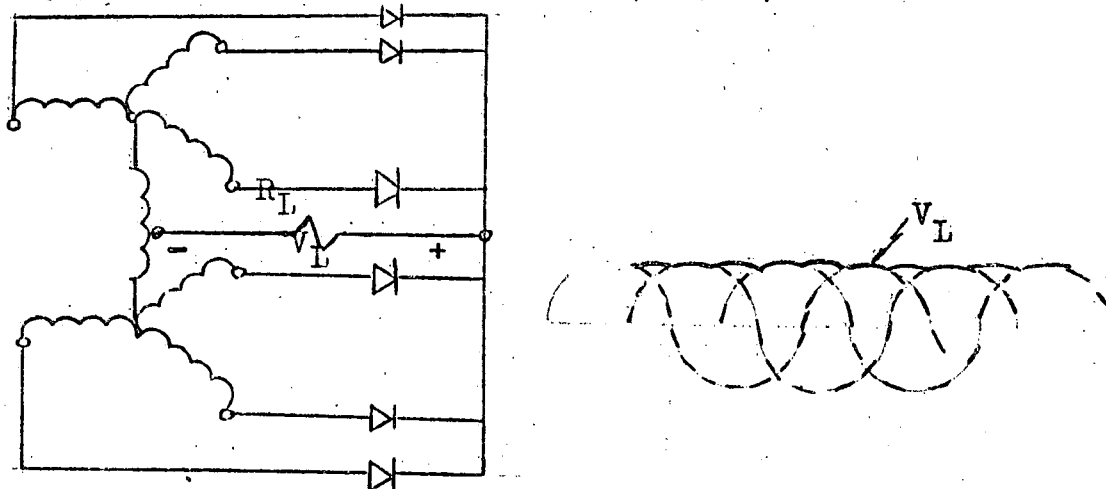


Figura 4.2.5 Rectificador de onda completa tipo delta con interface.

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.

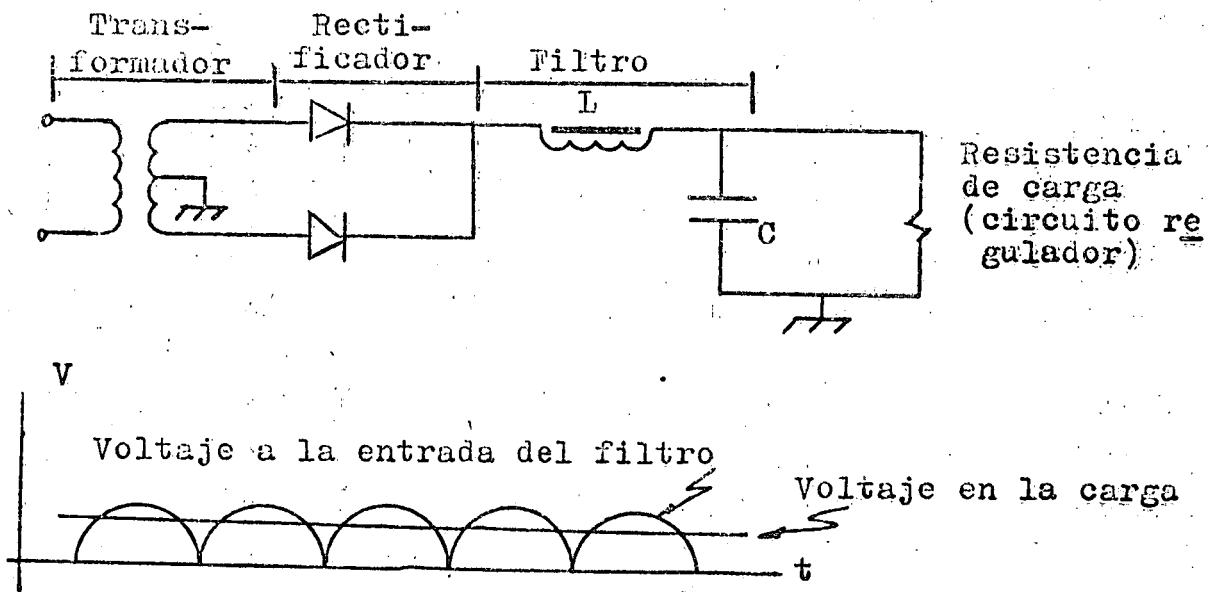


Figura 4.3.1 Formas de onda de voltaje a través del Filtro

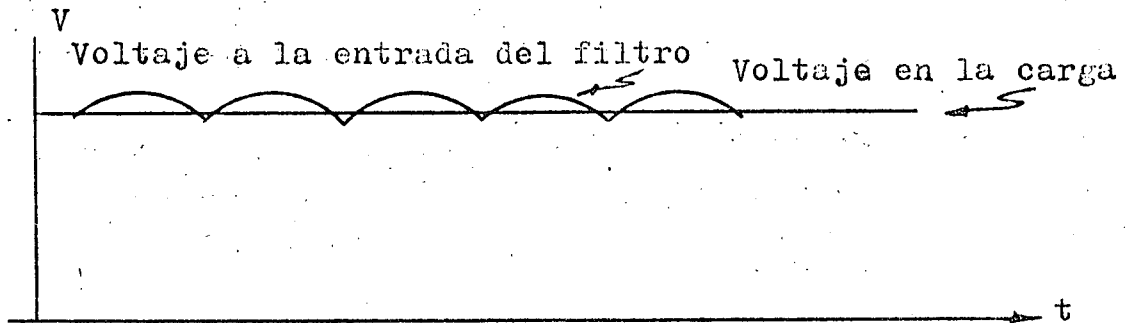
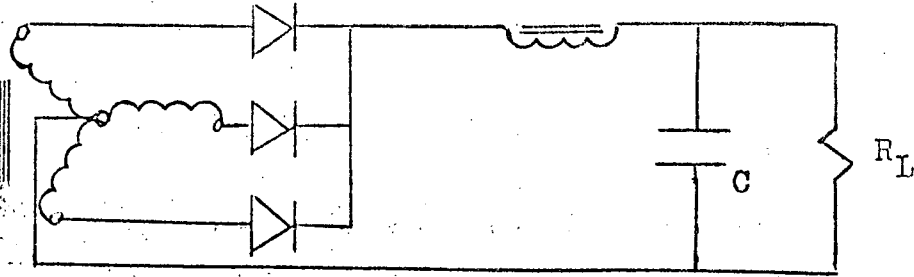


Figura 4.3.2 Formas de onda de voltaje a través del filtro. (Media onda tres fases).

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

- filtro L-C con entrada por condensador
- filtro L-C con entrada por inductor
- filtro R-C con entrada por condensador
- filtro R-L-C con entrada por inductor
- 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:

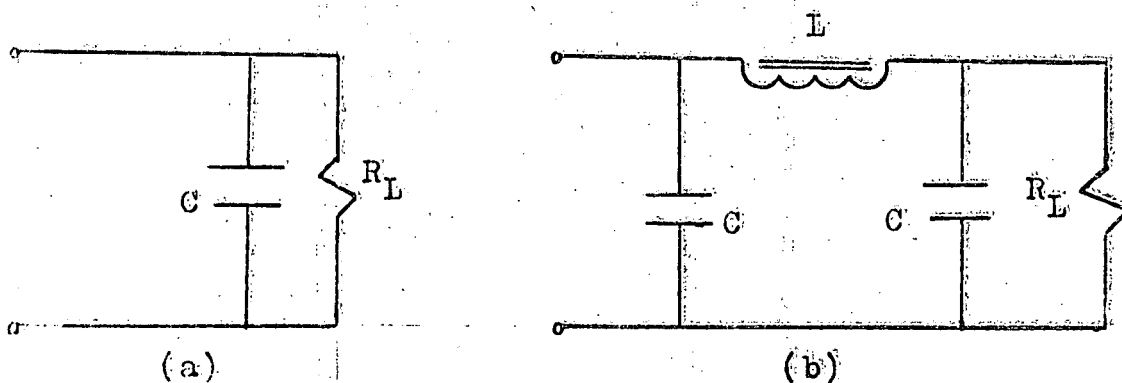
$$t' = \frac{L}{R_S}$$

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



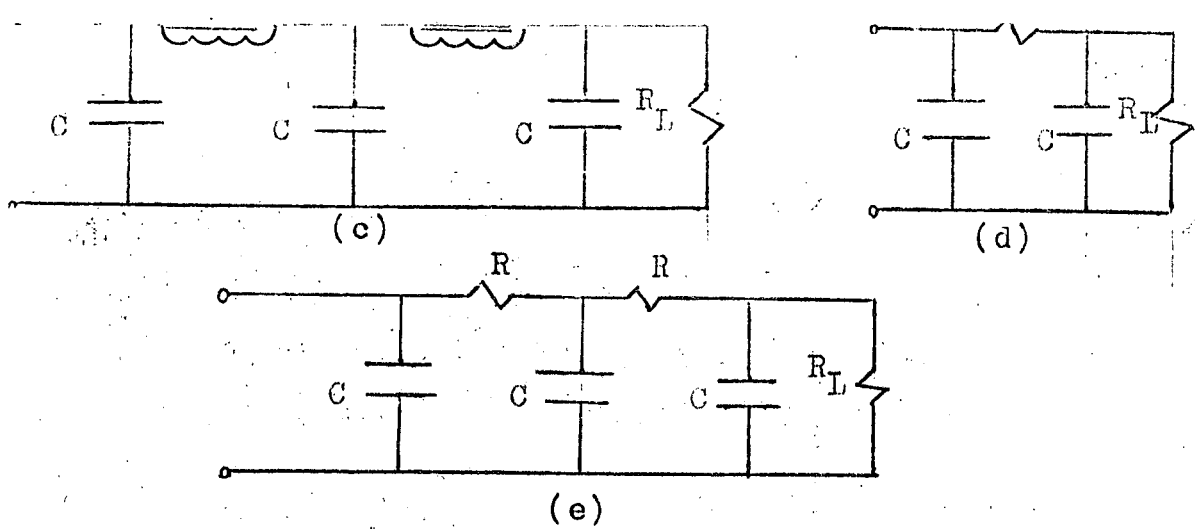


Figura 4.3.3 Configuraciones más usadas en el diseño de fuentes de poder.

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 VL (DC)	FACTOR DE RIZO VR/V _L (DC)
(a)	$V_M - \frac{8350}{nc} I_L(\text{DC})$	$\frac{4760}{ncR_L}$
(b)	$V_M - \frac{8350}{nc} I_L(\text{DC})$	$\frac{26000}{n^3 c^2 L R_L}$
(c)	$V_M - \frac{8350}{nc} I_L(\text{DC})$	$\frac{1.82 \times 10^5}{n^5 c^3 L^2 R_L}$
(d)	$V_M - \left \frac{8350}{nc} + R \right I_L(\text{DC})$	$\frac{107}{n^2 c^2 R R_L}$
(e)	$V_M - \left \frac{8350}{nc} + 2R \right I_L(\text{DC})$	$\frac{2.6 \times 10^{10}}{n^3 c^3 R^2 R_L}$

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 = $\frac{r}{f_i}$

$I_L(\text{DC})$ 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.

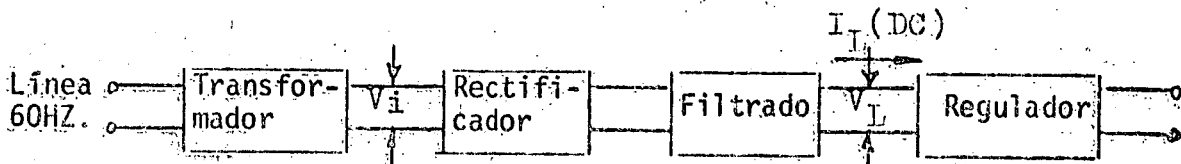
Ejemplo de cálculo

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

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

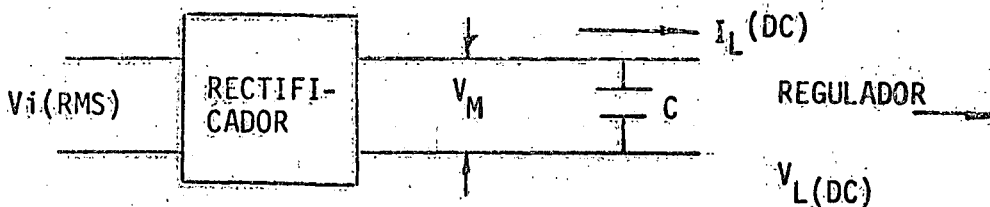
$$I_{L(DC)} = 5 \text{ amperios}$$

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:

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

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

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

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

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

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

ANEXO CAPITULO No. 4

PRACTICAS DE LABORATORIO (III)

Rectificación y Filtrado

Trabajo teórico:

Para el circuito de la figura 4.4.1 calcule:

Los 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)

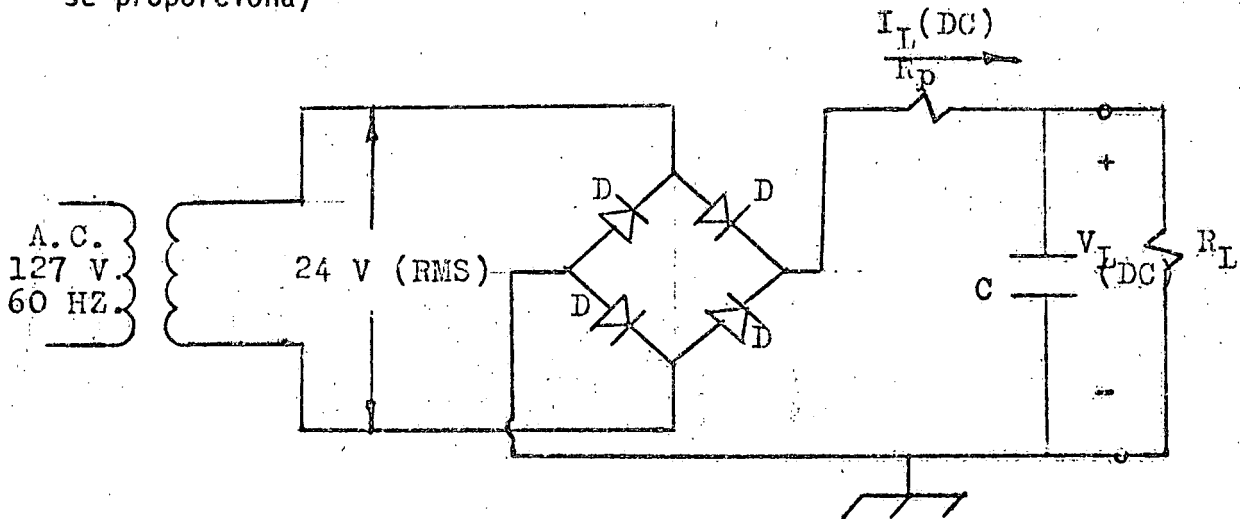


Figura 4.4.1

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.

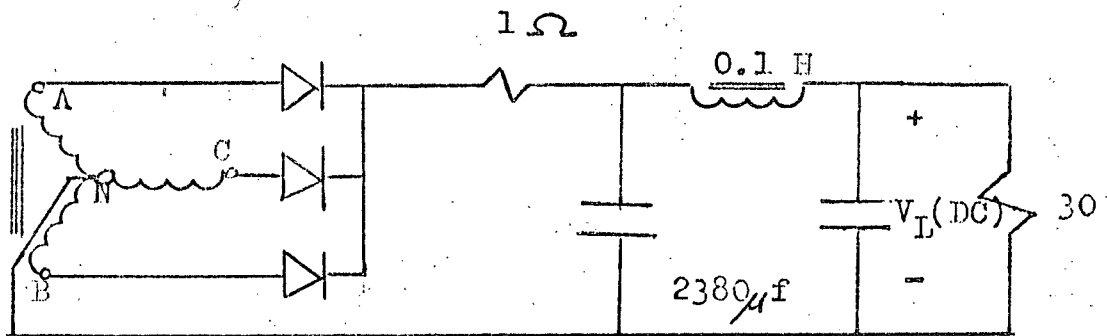
Realice las mediciones necesarias para obtener $\text{PIV, } I_{F(\text{AV})}, I_{\text{MS}}, t_{\text{MS}}, I_{\text{FM}}$

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.

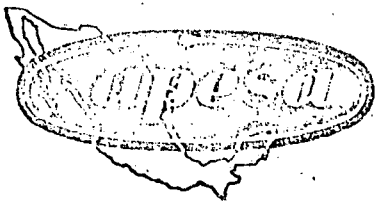
- Compruebe los resultados en el Laboratorio
- Comente y compare el comportamiento de los dos circuitos utilizados.



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

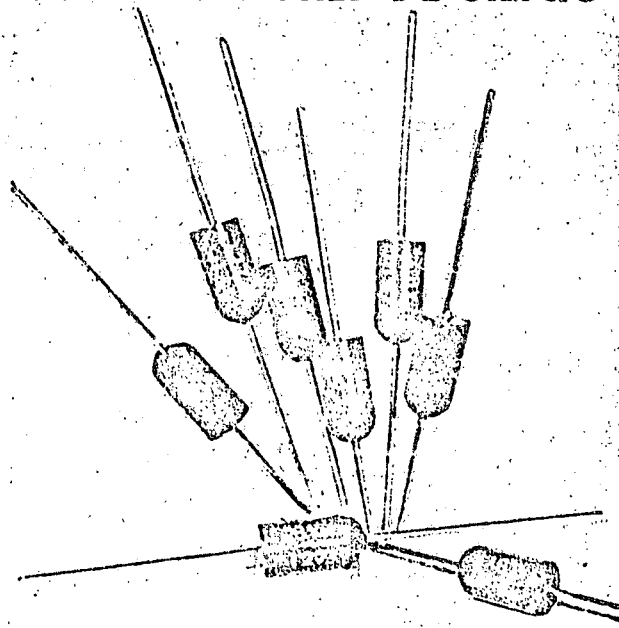
Figura 4.4.2

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 cápsulas 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)

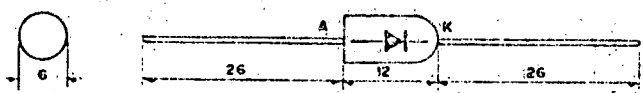
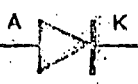


TABLA I.—ESPECIFICACIONES DE RECTIFICADORES DE SILICIO. VALORES MAXIMOS

	Tensión pico inversa $-V_D$ (Volts) (V_{RWM})	Corriente media. Sentido directo I_D (MEDIA) (I_{FAV})	Corriente pico repetitiva I_P (Amps.) (I_{PRM})	Corriente pico transitoria. $t = 10$ ms. I_{TT} (Amps.) (I_{FSM})	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 $V_{i \text{ rms}}$ es la tensión efectiva de entrada medida con un voltímetro de C.A. El valor de cresta o pico es $V_{IP} = \sqrt{2} V_{i \text{ rms}}$

Circuito de media onda

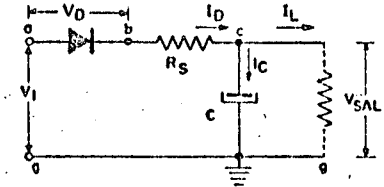
En el circuito de media onda de la fig. 1, al presentarse el medio ciclo positivo, el diodo conduce y el capacitor C se carga a la tensión de cresta aplicada. Cuando ésta disminuye, el capacitor conserva una tensión mayor que la aplicada y el rectificador se polariza en sentido inverso.

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.

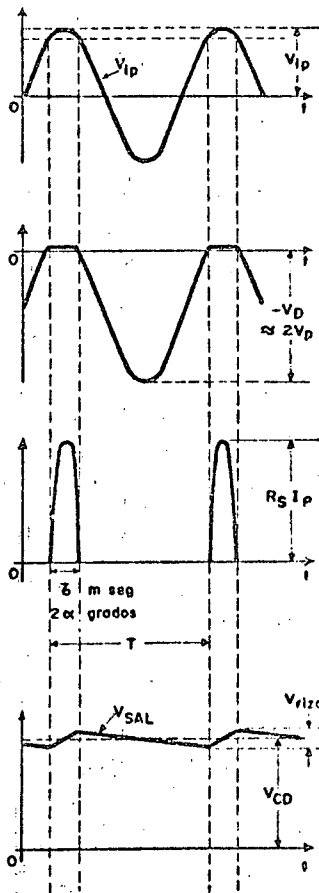
La tensión en el capacitor no se eleva instantáneamente debido a la constante de tiempo formada por el capacitor y la resistencia de la fuente de poder más la del propio rectificador y cualquier otra resistencia en serie, indicada como R_s .

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:

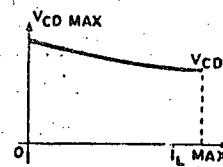


Entre a y g (REF):
Tensión de entrada
 $V_{IP} = 1.4 V_{i \text{ rms}}$
 $V_{rms} = 0.7 V_{IP}$

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): $V_{SAL} =$ Tensión de salida.
 $V_{RIZO} =$ Tensión pico a pico de ondulación.
 $V_{CD} =$ 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.

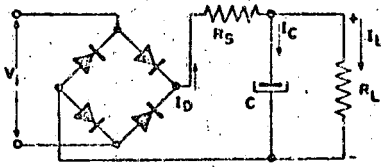


Fig. 2 Rectificador monofásico de onda completa tipo puente.

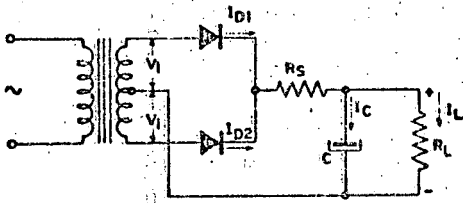


Fig. 3 Rectificador monofásico de onda completa con derivación central.

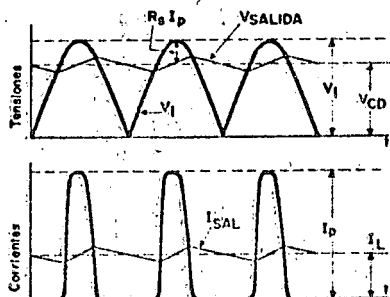


Fig. 4 Formas de onda de tensión y corriente para los circuitos de onda completa.

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.

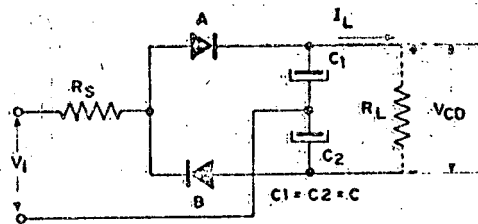


Fig. 5 Circuito simétrico doblador de tensión.

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.

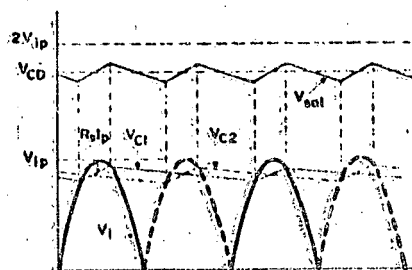


Fig. 6 Onda de salida para doblador simétrico.

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 .

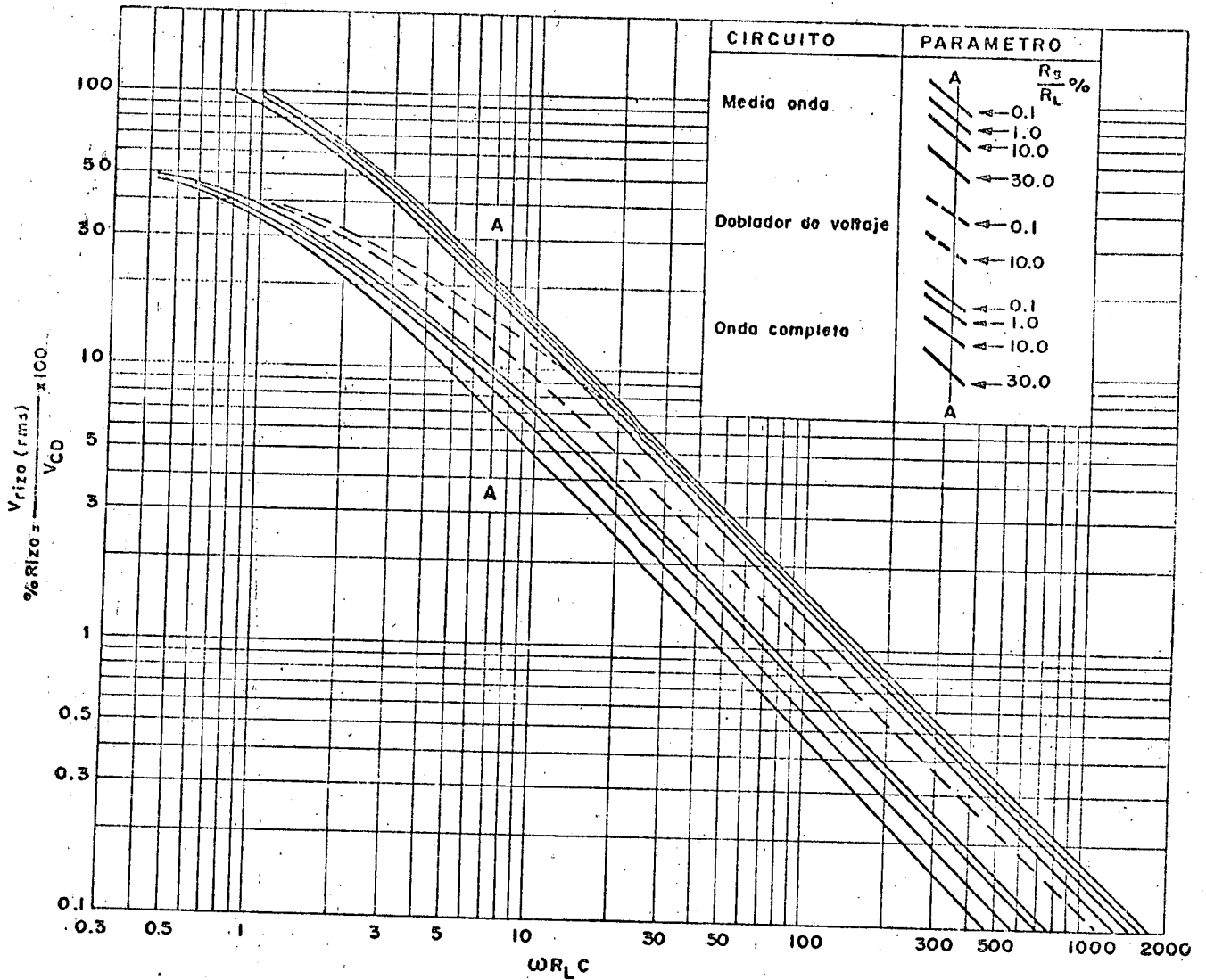


Fig. 9 Porcentaje de rizo como función de $\omega R_L C$.

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

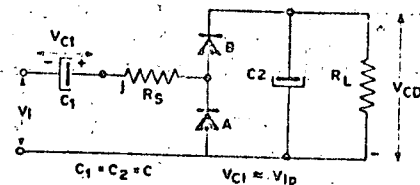


Fig. 7 Circuito doblador de tensión asimétrico.

RECTIFICADORES DE SILICIO

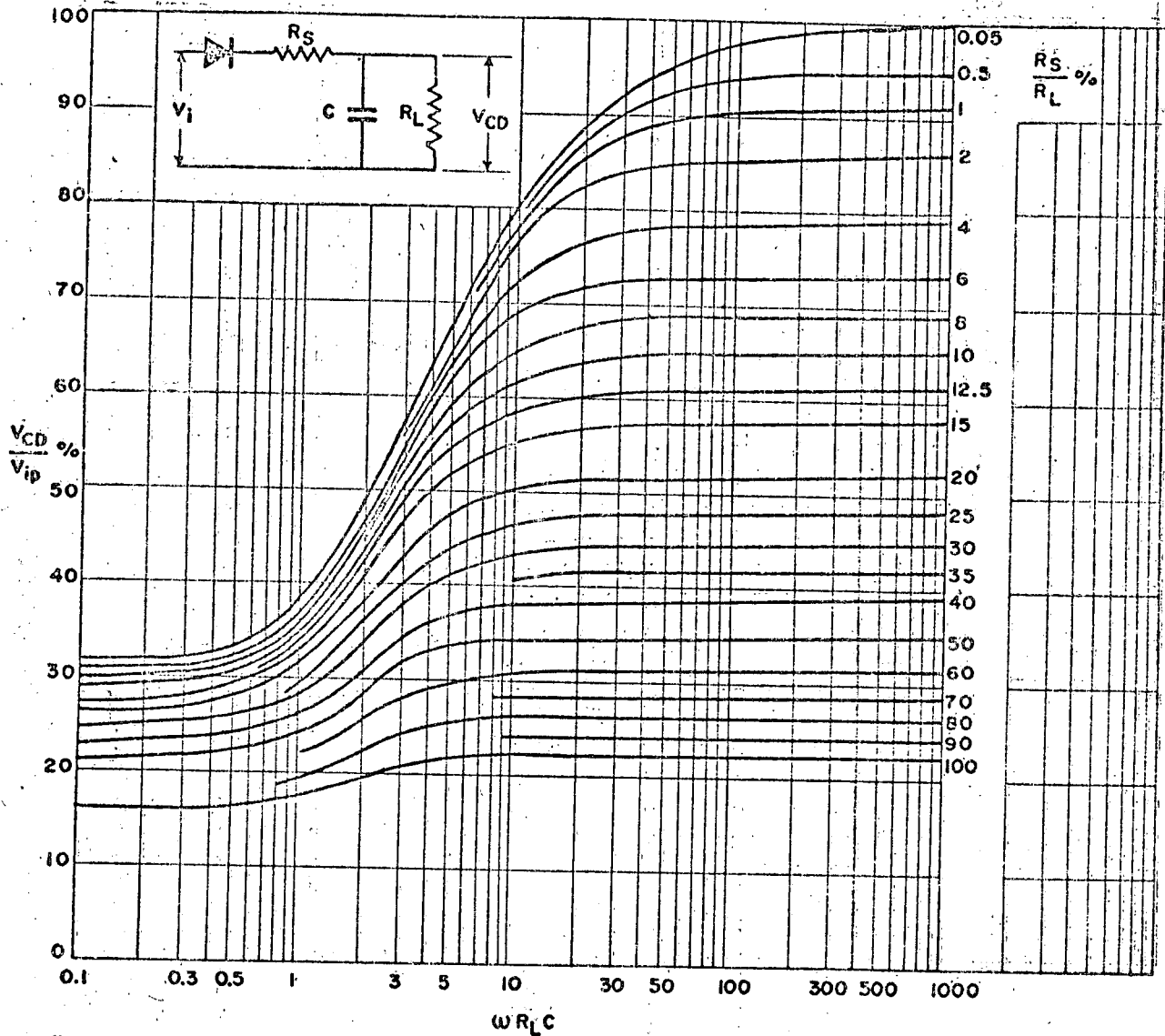


Fig. 10 Relación de conversión como función de $\omega R_L C$, para diversos valores de R_S/R_L (Circuitos de media onda).

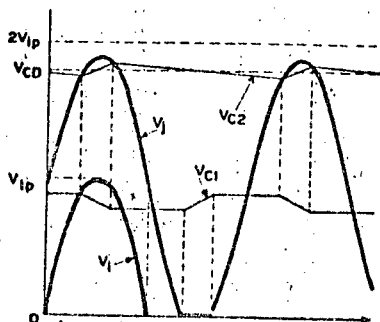


Fig. 8 Onda de salida para doblador asimétrico.

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_c puede observarse en el osciloscopio sobre R_L . El valor r.m.s. de la corriente en el capacitor vale entonces:

$$I_c \text{ (r.m.s.)} \approx \sqrt{I_p I_s}$$

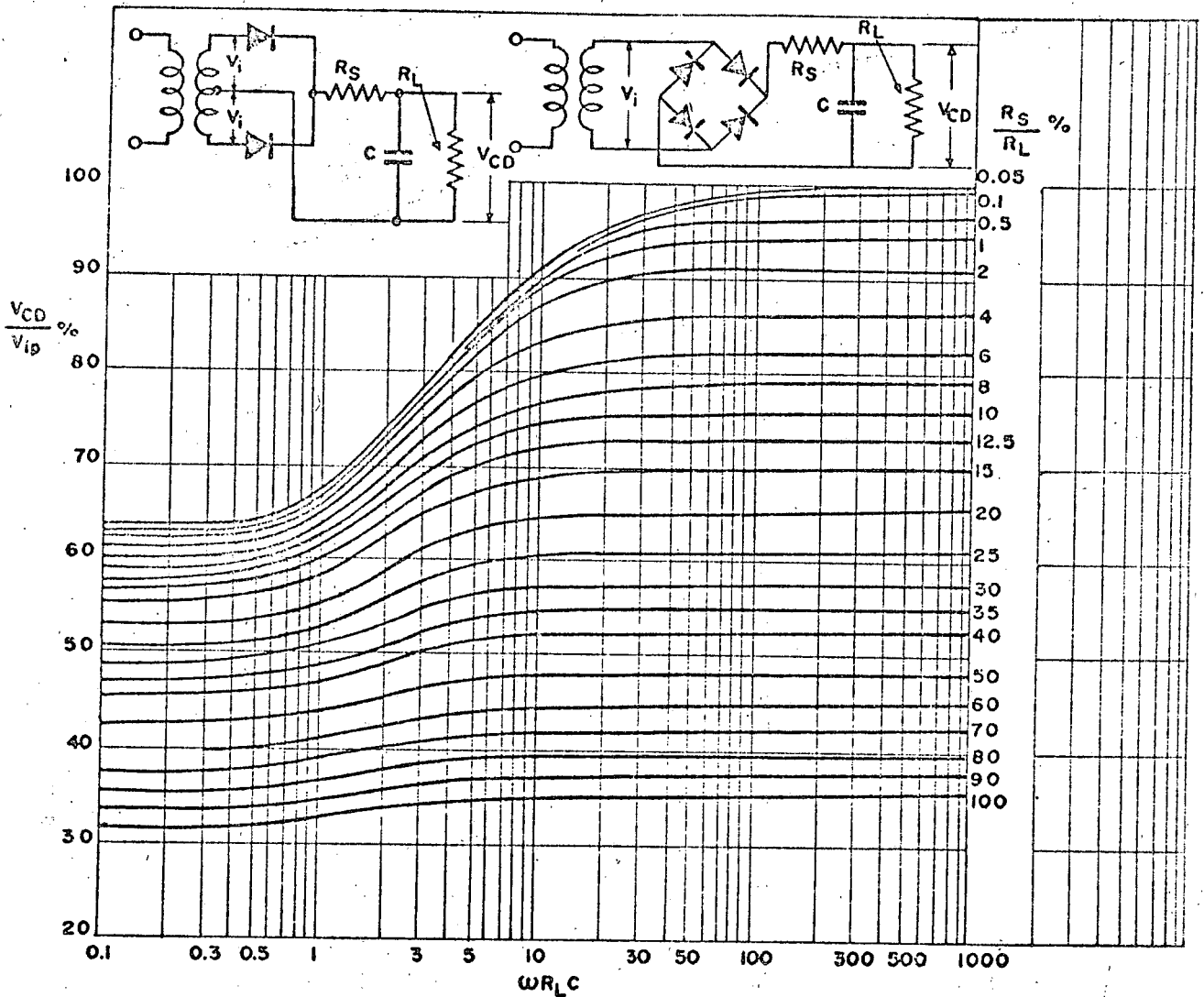


Fig. 11: Relación de conversión como función de $\omega R_L C$, para diversos valores de R_S/R_L . (Circuitos de onda completa).

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_s = 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

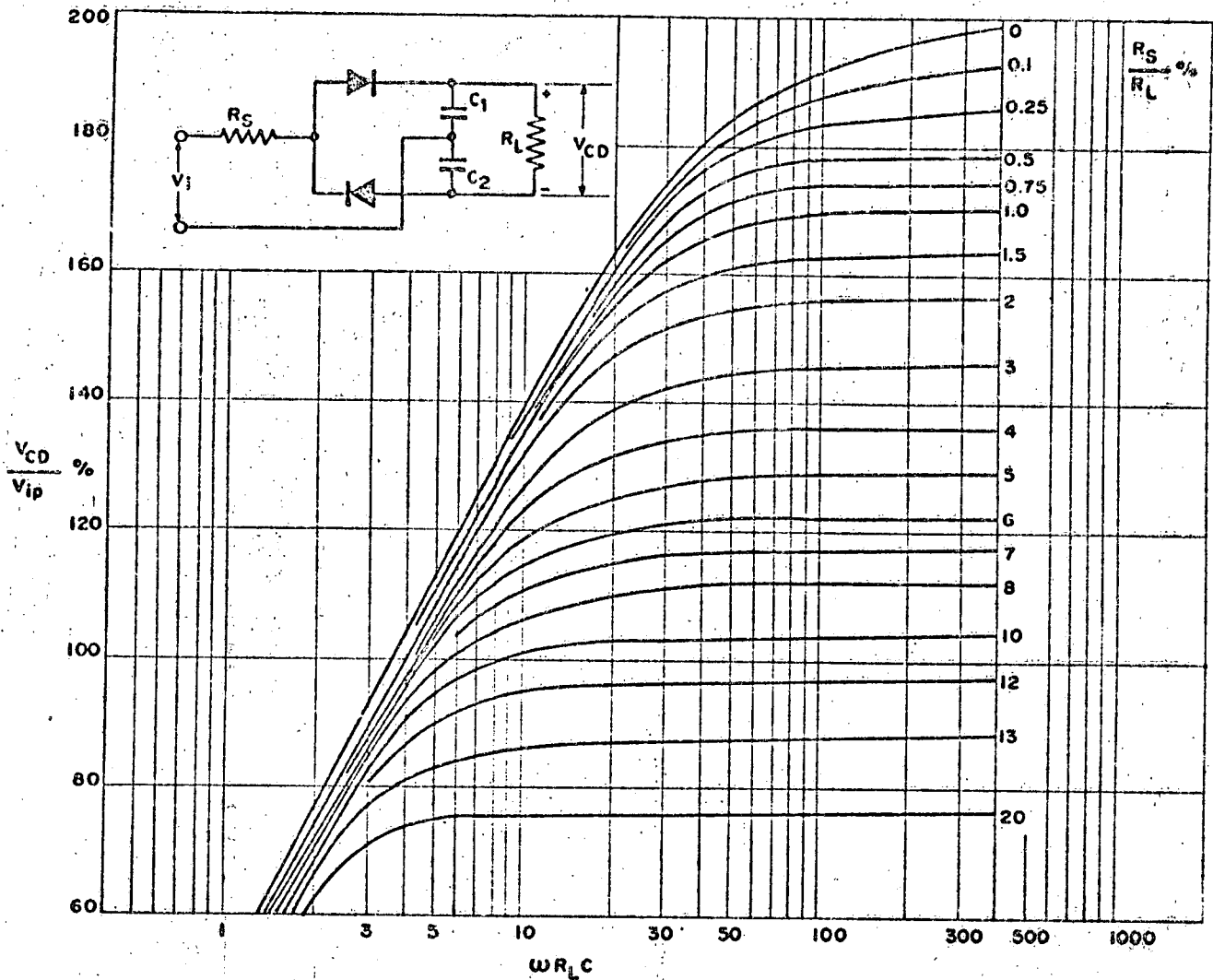


Fig. 12 Relación de conversión como función de $\omega R_L C$, para diversos valores de R_s/R_L . (Circuitos dobladores de tensión).

en las figuras 9 a 14: En ellas se ha considerado una resistencia R_n 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

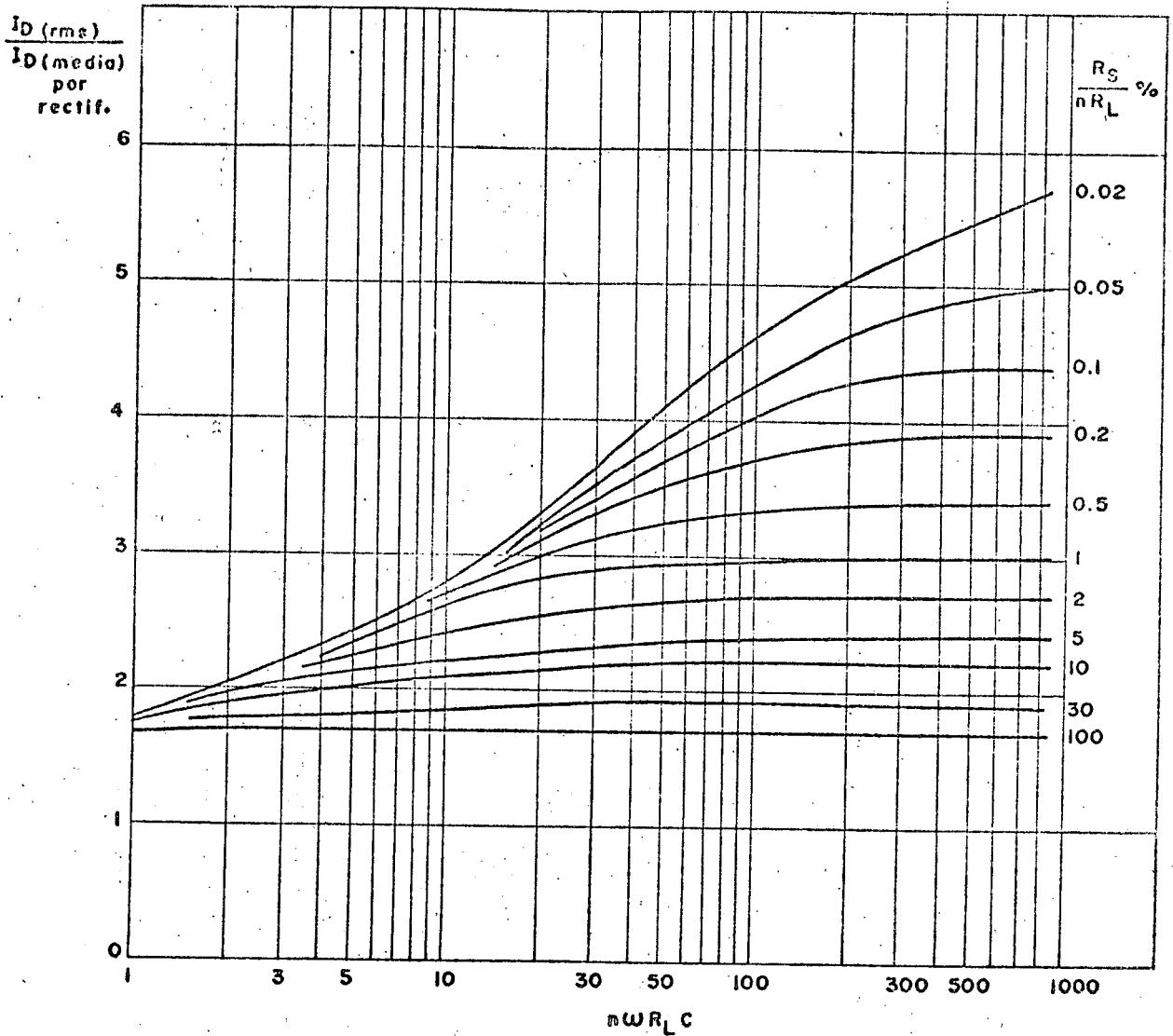


Fig. 13 Relación corriente rms del rectificador a corriente media por rectificador como función de $n \omega R_L C$. ($n=1$ para media onda, $n=2$ para onda completa, $n=0.5$ para doblador de tensión).

los valores de V_{ip} y $V_{l\ rms}$ que podrán aplicarse al circuito.

- 7) Determinar la tensión pico inversa de trabajo que cada diodo debe soportar (media onda: $2 V_{ip}$; derivación central: $2 V_{ip}$; puente: V_{ip} ; doblador: $2 V_{ip}$).
- 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 $I_{PT} = V_{ip}/R_S$. 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

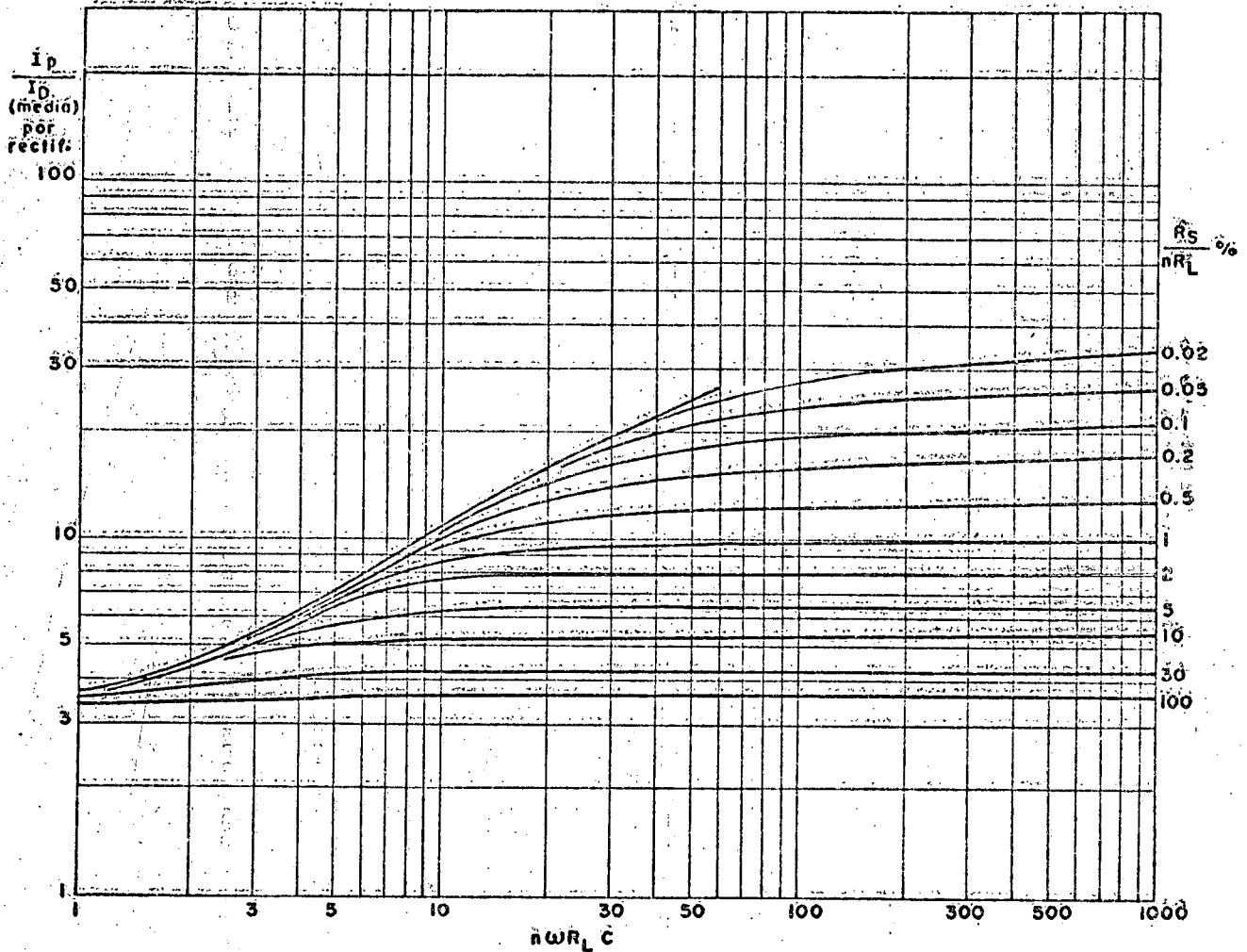


Fig. 14 Relación corriente pico a corriente media por rectificador como función de $n \omega R_L C$. ($n =$ para media onda; $n = 2$ para onda completa; $n = 0.5$ para doblador de tensión).

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.

$$I_{C \text{ rms}} = \sqrt{n I_{D \text{ rms}}^2 - I_L^2}$$

MÉTODO ANALÍTICO

Este método se basa en una suposición simple: si la tensión de rizo $E_{rizo} \ll V_{CD}$ 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_{C10} = 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) $I_p = 1.8 I_r$, $T/\tau =$ 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.

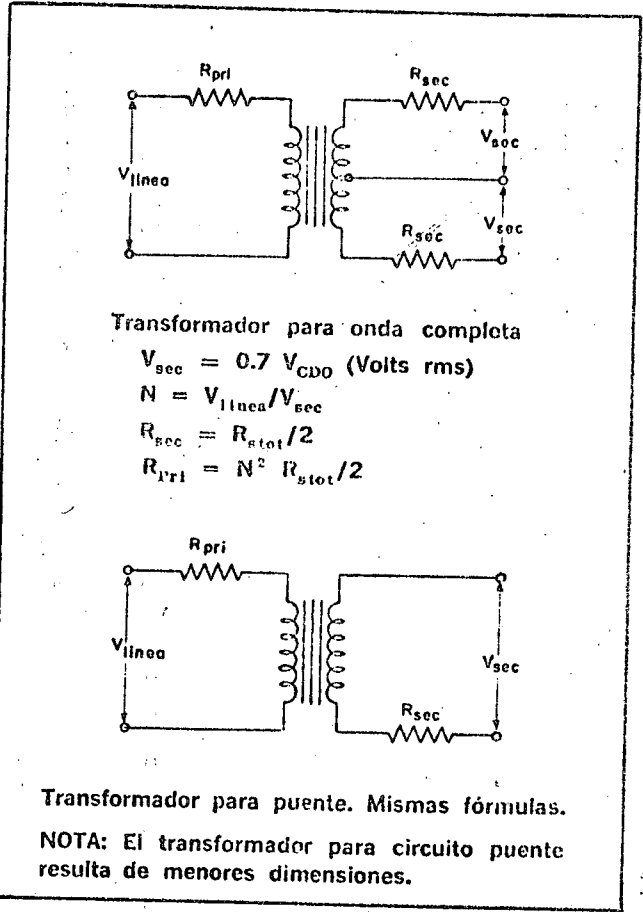


Fig. 15

EJEMPLO DE CALCULO

Sea un circuito rectificador de media onda alimentado de la línea. Datos:

$V_L = 125$ volts (rms);

$V_{CDO} = 1.4 V_{irms} = 175$ V;

$f = 50$ Hz

$V_{CD} = 150$ volts;

$I_L = 300$ mA;

$V_{rizo} < 20$ volts pico-pico

$V_{rizo}(\text{rms}) = V_{pp}/2 \sqrt{3} = 20/2 \sqrt{3} = 5.8$ 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) $\% \text{ rizo} = (V_{\text{rizo}} (\text{rms})/V_{\text{CD}}) \times 100 = (5.8/150) \times 100 = 3.87\%$
- 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) $V_{\text{ip}} = V_{\text{CD}}/86 \times 100 = (150/86) \times 100 = 175 \text{ V}$
 $V_{\text{I rms}} = 175/1.4 = 125 \text{ volts (rms)}$
- 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

- $V_{\text{OD}}/V_{\text{CDO}} = 0.856$
- $\cos \alpha = 0.856$, de donde $\alpha = 31^\circ$
- $\tau = T(2\alpha/360^\circ) = 20 \text{ mseg} \times 62/360 = 3.4 \text{ mseg.}$
- $I_{\text{p}} = 1.8 I_{\text{L}} T/\tau = 1.8 \times 300 \text{ mA} \times 20 \text{ mseg} / 3.4 \text{ mseg.} = 3.2 \text{ A (pico)}$
- $R_{\text{STOT}} = V_{\text{CDO}} - V_{\text{CD}}/I_{\text{p}} = 25/3.2 = 7.8 \text{ ohms}$
 $I_{\text{PT}} \leq V_{\text{CDO}}/R_{\text{STOT}} = 22 \text{ A al encender}$
- $-V_D = 2 V_{\text{CDO}} = 350 \text{ Volts}$
- De la tabla I se ve que el rectificador más apropiado es el BY-126.

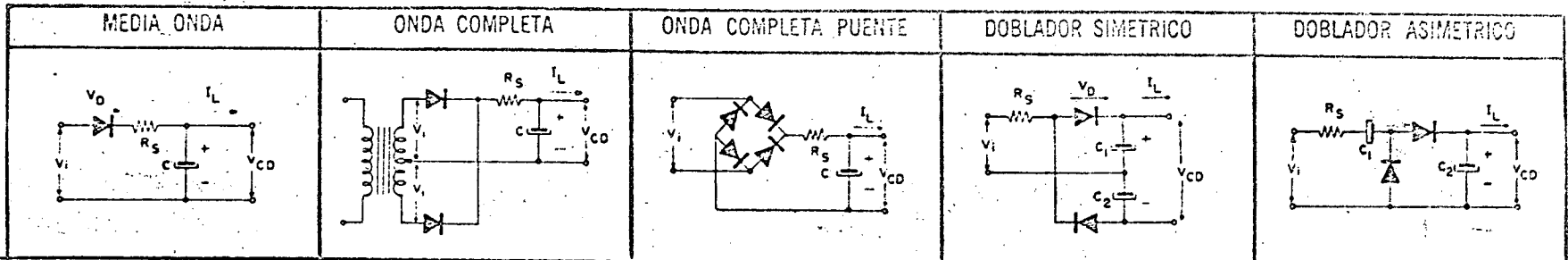
II) Filtraje

- $V_{\text{rizo}} < V_{\text{CDO}} - V_{\text{CD}}$ 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
- $I_{\text{C rms}} = \sqrt{I_{\text{p}} I_{\text{L}}} = 0.98 \approx 1 \text{ A rms}$
- $R_s = 7.8 \text{ ohms.}$
- $W_{\text{RS}} = 0.25 I_{\text{p}}^2 R_s T/\tau = 3.2 \text{ watts.}$

Conclusión: Se usará un diodo BY-126 con una resistencia de protección de 7.5 ohms/5 W, un capacitor de filtro de 250 $\mu\text{F}/165\text{V}$ 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



1. Tensión de salida, sin carga	$V_{CDO} = 1.4 \text{ Vrms}$	$V_{CDO} = 1.4 \text{ Vrms}$	$V_{CDO} = 1.4 \text{ Vrms}$	$V_{CDO} = 2.8 \text{ Vrms}$	$V_{CDO} = 2.8 \text{ Vrms}$
2. Tensión de entrada	$\text{Vrms} = 0.71 V_{CDO}$	$\text{Vrms} = 0.71 V_{CDO}$	$\text{Vrms} = 0.71 V_{CDO}$	$\text{Vrms} = 0.36 V_{CDO}$	$\text{Vrms} = 0.36 V_{CDO}$
3. Tensión pico inversa/diodo	$-V_D = 2 V_{CDO} = 2.8 \text{ Vrms}$	$-V_D = 2 V_{CDO} = 2.8 \text{ Vrms}$	$-V_D = V_{CDO} = 1.4 \text{ Vrms}$	$-V_D = V_{CDO} = 2.8 \text{ Vrms}$	$-V_D = V_{CDO} = 2.8 \text{ Vrms}$
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)	Vrms MAX. (Volts)	V_{CDO} MAX. sin carga (Volts)	I_L MAX.	Vrms MAX. (Volts)	V_{CDO} MAX. sin carga (Volts)	I_L MAX. (Amp.)	Vrms MAX. (Volts)	V_{CDO} MAX. sin carga (Volts)	I_L MAX. (Amp.)	Vrms MAX. (Volts)	V_{CDO} MAX. sin carga (Volts)	I_L MAX.	Vrms MAX. (Volts)	V_{CDO} 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 escoje para que tanto I_r como I_{pr} no se excedan de los valores máximos especificados en la tabla I.

RECTIFICADORES DE SILICIO CON JUNTURA DIFUNDA

RECTIFICADORES DE SILICIO CON JUNTURA DIFUNDA (cont.)

Tipo RCA	Diagrama JEDEC		REGIMENES MAXIMOS		V _{RM} y V _{RM} (bloqueo)		CARACTERISTICAS	
	Nº	°C	(repet.)	(imp. inst.)	V _{RM}	V _{RM} (bloqueo)	V _{AV}	I _{AV}
1N248C*	DO-5	43	20	150	90	350	39	0.6
1N249C*	DO-5	43	20	150	90	350	77	1.10
1N250C*	DO-5	43	20	150	90	350	154	2.20
1N440B	DO-1	38	0.75	50	3.5	15	70	100
1N441B	DO-1	38	0.75	50	3.5	15	140	200
1N442B	DO-1	38	0.75	50	3.5	15	210	300
1N443B	DO-1	38	0.75	50	3.5	15	280	400
1N444B	DO-1	38	0.65	50	3.5	15	350	500
1N445B	DO-1	38	0.65	50	3.5	15	420	600
1N536	DO-1	38	0.75	50	—	15	35	50
1N537	DO-1	38	0.75	50	—	15	70	100
1N538	DO-1	38	0.75	50	—	15	140	200
1N539	DO-1	38	0.75	50	—	15	210	300
1N540	DO-1	38	0.75	50	—	15	280	400
1N547	DO-1	38	0.75	50	—	15	420	600
1N1095	DO-1	38	0.75	50	—	15	350	500
1N183A*	DO-5	43	40	150	195	800	35	0.65
1N184A*	DO-5	43	40	150	195	800	70	100
1N185A*	DO-5	43	40	150	195	800	140	200
1N187A*	DO-5	43	40	150	195	800	212	300
1N188A*	DO-5	43	40	150	195	800	284	400
1N189A*	DO-5	43	20	150	195	800	355	500
1N190A*	DO-5	43	20	150	195	800	424	600
1N195A*	DO-5	43	20	150	90	350	212	300
1N196A*	DO-5	43	20	150	90	350	284	400
1N197A*	DO-5	43	20	150	90	350	355	500
1N198A*	DO-5	43	20	150	90	350	424	600
1N199A*	DO-4	42	12	150	50	240	35	50
1N200A*	DO-4	42	12	150	50	240	70	100
1N202A*	DO-4	42	12	150	50	240	140	200
1N203A*	DO-4	42	12	150	50	240	212	300
1N204A*	DO-4	42	12	150	50	240	284	400
1N205A*	DO-4	42	12	150	50	240	355	500
1N205A*	DO-4	42	12	150	50	240	424	600
1N1341B*	DO-4	42	6	150	25	160	35	50
1N1342B*	DO-4	42	6	150	25	160	70	100
1N1343B*	DO-4	42	6	150	25	160	140	200
1N1345B*	DO-4	42	6	150	25	160	212	300
1N1346B*	DO-4	42	6	150	25	160	284	400
1N1347B*	DO-4	42	6	150	25	160	355	500
1N1348B*	DO-4	42	6	150	25	160	424	600
1N1512*	DO-4	42	5	135	15	—	35	50
1N1613*	DO-4	42	5	135	15	—	70	100
1N1614*	DO-4	42	5	135	15	—	140	200
1N1615*	DO-4	42	5	135	15	—	280	400
1N1616*	DO-4	42	5	135	15	—	420	600

* Puede suministrarse con polaridad invertida. * Valor en bloques = 10% menor. * Valor en microamperes.

Tipo RCA	Diagrama JEDEC		REGIMENES MAXIMOS		V _{RM} y V _{RM} (bloqueo)		CARACTERISTICAS	
	Nº	°C	(repet.)	(imp. inst.)	V _{RM}	V _{RM} (bloqueo)	V _{AV}	I _{AV}
1N1763A	DO-1	38	1	75	5	35	280	400
1N1764A	DO-1	38	1	75	5	35	350	500
1N2858A	DO-1	38	1	75	5	35	35	50
1N2859A	DO-1	38	1	75	5	35	70	100
1N2860A	DO-1	38	1	75	5	35	140	200
1N2861A	DO-1	38	1	75	5	35	210	300
1N2862A	DO-1	38	1	75	5	35	280	400
1N2863A	DO-1	38	1	75	5	35	350	500
1N2864A	DO-1	38	1	75	5	35	420	600
1N3193	TO-18	39	0.5	75	6	35	140	200
1N3194	TO-18	39	0.5	75	6	35	280	400
1N3195	TO-18	39	0.5	75	6	35	420	600
1N3196	TO-18	39	0.4	75	5	35	560	800
1N3253	TO-18	40	—	—	—	—	—	—
1N3254	TO-18	40	—	—	—	—	—	—
1N3255	TO-18	40	—	—	—	—	—	—
1N3256	TO-18	41	—	—	—	—	—	—
1N3563	TO-18	40	0.3	75	4	35	700	1000
1N3754	TO-18	41	0.125	65	1.3	30	35	100
1N3755	TO-18	41	0.125	65	1.3	30	70	200
1N3756	TO-18	41	0.125	65	1.3	30	140	400
1N108*	DO-4	42	10	150	40	140	—	50
1N109*	DO-4	42	10	150	40	140	—	100
1N110*	DO-4	42	10	150	40	140	—	200
1N111*	DO-4	42	10	150	40	140	—	300
1N112*	DO-4	42	10	150	40	140	—	400
1N113*	DO-4	42	10	150	40	140	—	500
1N114*	DO-4	42	10	150	40	140	—	600
1N115*	DO-4	42	10	150	40	140	—	800
1N208*	DO-5	43	18	150	72	250	—	50
1N209*	DO-5	43	18	150	72	250	—	100
1N210*	DO-5	43	18	150	72	250	—	200
1N211*	DO-5	43	18	150	72	250	—	300
1N212*	DO-5	43	18	150	72	250	—	400
1N213*	DO-5	43	18	150	72	250	—	500
1N214*	DO-5	43	18	150	72	250	—	600
1N259*	DO-4	41	12	150	50	250	424	600
1N265*	TO-18	42	0.125	65	1.3	30	140	400
1N266*	DO-1	38	2	105	10	35	35	100
1N267*	DO-1	38	2	105	10	35	70	200
1N342	DO-26	40	1	—	6.5	70	—	700
1N343	DO-26	40	1	—	6	10	—	800
1N344	DO-26	40	1	—	6.3	20	—	700
1N388	DO-26	40	0.5	25	—	32	420	600
1N399	DO-26	40	0.5	25	—	32	580	800

* Con carga capacitiva. * V_{AV} (en bloques) = 450 V. * Similar a la capsula TO-18 con terminales azules. * V_{AV} (en bloques) = 550 V. * Condición de bloqueo. * Similar a la capsula TO-18 para sí el terminal 3. * Valor en microamperes.

RECTIFICADORES APILADOS DE SILICIO CON JUNTURA DIFUNDIRA

Tipo RCA	Diagrama Nº	I _F AV para 100°C A	ESPECIFICACIONES MAXIMAS			CARACTERISTICAS				
			I _F (rep.) A	I _{imp.} (inst.) A	V _{RMS} V	V _{RMS} y V _{SR} (bloqueo) V	V _{SR} † (no rep.) V	V _{SR} ‡ (dinámica) V	I _F (rep.) A	C _s (pF)
CR101	44a	0,385	5	20	895	1265	1520	1,2	0,3	600
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	6020	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	45g	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	46a	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	10020	—	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	10020	—	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

Tipo RCA	Diagrama Nº	I _F AV para 100°C A	ESPECIFICACIONES MAXIMAS			CARACTERISTICAS				
			I _F (rep.) A	I _{imp.} (inst.) A	V _{RMS} V	V _{SR} y V _{SR} (bloqueo) V	V _{SR} † (no rep.) V	I _F (rep.) A	C _s (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 máximas 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	46	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

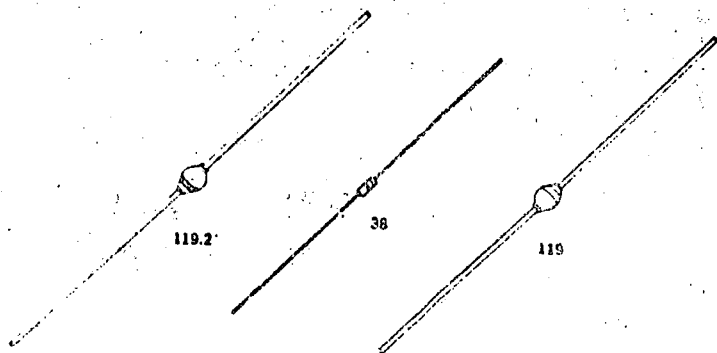
Estos tipos con juntura difundida, para tensiones elevadas, reemplazan directamente las válvulas rectificadoras a vapor de mercurio y gaseosas que se indican. La información correspondiente a válvulas rectificadoras se encontrará en el Manual de Válvulas de Trasmisión RCA TT-5 (Edit. Arbó S.A.)

TIPO RCA	REEMPLAZA A
CR273/6003	8003
CR274/872A	872, 872A
CR275/865A/3028	865, 865A, 3028

SILICON RECTIFIERS

THE INDUSTRY'S BROADEST LINE OF POWER RECTIFIERS—.25 TO 1500 AMPERES, UP TO 3000 VOLTS

- CURRENT/VOLTAGE RATINGS
- HIGH-SPEED FAST RECOVERY
- PACKAGING
- TRANSIENT SELF-PROTECTION
- MOUNTING AND COOLING
- GENERAL PURPOSE

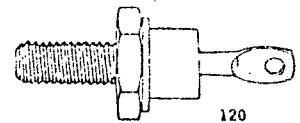


.25 TO 3 AMPERES

JEDEC		—				1N5059-62 1N4245-49		—		1N5624-27		—	
GE TYPE		DT230	A14PD1	A14A-P	—		GER4001-7	A114A-M	—		A15A-M	A115A-M	
SPECIFICATIONS:													
$I_{(avg)}$	(A)	.25	1	1	1	1	1	1	3	3	3	3	
	@ T_A (°C)	50	75	100	55	75	55	70	70	70	55	55	
$V_{(rep)}$	— Max. repetitive peak reverse voltage (V)	50	DT230F	—	A14F	—	GER1001	A114F	—	A15F	A115F	—	
		100	DT230A	—	A14A	—	GER4002	A114A	—	A15A	A115A	—	
		150	DT230G	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
		200	DT230B	—	1N5059	1N4245 *	GER1003	A114B	1N5624	A15B	A115B	—	
		250	DT230H	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
		300	—	—	A14C	—	—	A114C	—	A15C	A115C	—	
		400	—	—	1N5060	1N4246 *	GER1004	A114D	1N5625	A15D	A115D	—	
		500	—	—	A14E	—	—	A114E	—	A15E	A115E	—	
		600	—	—	1N5061	1N4247 *	GER1005	A114M	1N5626	A15M	A115M	—	
		800	—	—	1N5062	1N4248 *	GER1006	A114N	1N5627	A15N	—	—	
		1000	—	—	A14P ¹	1N4249	GER1007	—	—	—	—	—	
		1200	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
		1400	—	A14PD	—	—	—	—	—	—	—	—	
		1500	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
$I_{(surge)}$	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	—	—	
$t_{(t)}$	Max. non-repetitive for 8.3 msec. (A ² sec)	—	3.5	4	4	—	3.5	25	25	20	—	—	
T_j	Operating junction temperature range (°C)	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 175 ¹	-65 to 160	-65 to 175	-65 to 125	-65 to 175	-65 to 175	-65 to 150	-65 to 150	—	
$T_{(st)}$	Storage temperature range (°C)	-65 to 200	-65 to 175	-65 to 175	-65 to 200	-65 to 175	-65 to 200	-65 to 200	-65 to 175	-65 to 175	-65 to 175	—	
$V_{(fwd)}$	Max. peak forward voltage drop @ rated $I_{(avg)}$ (1 phase operation)	1.1	1.1	1.0	1.2 ²	1.1	1.1	1.0	1.0	1.0	—	—	
t_r	Max. reverse recovery time (µsec)	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	1787	819 821	316	805	—	—	—	

NOTE:
¹ Average forward current 1 amp. @ $T_A = 90^\circ\text{C}$. Junction, operating and storage-temperature range -65 to +165°C.
² JAN & JANX types available

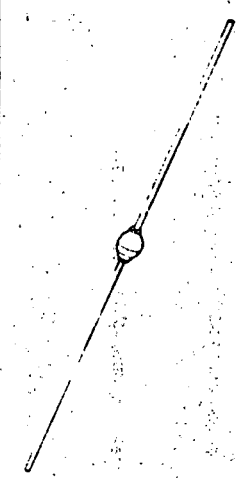
SILICON RECTIFIERS 5 TO 12 AMPERES



120

JEDEC	1N1612-16	1N1341A-48A	1N3887-90	1N3879-83	1N1199A-1205A 1N3676A-73A 1N5331	1N3889-93		A28F-D	A129E-P3	1N4510-11
GE TYPES	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
SPECIFICATIONS										
$I_{F(AV)}$ (A)	5	6	6	6	12	12	12	12	12	12
@ $T_C = (^\circ\text{C})$	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	—	—	A129E	—	—
600	1N1616*	1N1348A	—	—	1N1206A*	—	—	A129M	—	—
700	—	—	1N3987	—	1N3670A	—	—	—	—	—
800	—	—	1N3988	—	1N3671A	—	—	A129M	—	—
900	—	—	1N3989	—	1N3672A	—	—	—	—	—
1000	—	—	1N3990	—	1N3673A*	—	—	A129P	1N4510	—
1200	—	—	—	—	1N5331	—	—	—	—	1N4511
I_{FSM} (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 0.3 msec (A ^{1/2} sec)	25	25	25	—	60	—	67	38	67	—
T_J Operating junction temperature range ($^\circ\text{C}$)	-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	-65 to +175
T_{STG} Storage temperature range ($^\circ\text{C}$)	-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	-65 to +200
$R_{\theta JC}$ Max. thermal resistance, junction-to-case ($^\circ\text{C}/\text{W}$)	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	—
@ $T_C = (^\circ\text{C})$	25	25	25	25	25	25	25	25	135	—
t_r Max. reverse recovery time (nsec)	—	—	—	200	—	200	100	500	—	—
PACKAGE OUTLINE NO.	120	120	120	120	120	120	120	120	120	120
SPECIFICATION PAGE NO.	227	223	—	269	219	271	807	831	258	—

*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.

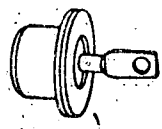
And that's just what we do with General Electric's glassivated 1-amp (A14) and 3-amp (A15) rectifiers. Solid glass provides passivation and protection of the silicon pellet's P-N junction—no organic material is present within the hermetically sealed package. In addition, rigid mechanical support and 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.

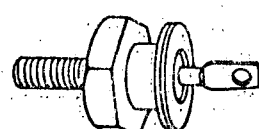
SILICON RECTIFIERS 20 TO 40 AMPERES

JEDEC		1N3400-50B		1N1195A-96A		1N2154-60		1N1183-90		1N3755-68		1N1183A-00A		1N3899-3903		1N3909-13		1N4529-30		1N3204-14			
GE TYPE		A327/A340		A327A/A330A		A327C/A340C		A327F/A340F		A327G/A340G		A327H/A340H		A40F-M		A44F-M		A139					
SPECIFICATIONS																							
Impedance	Max. average forward current (1 phase operation) (A)	1R	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	110	110	110	110	110	110	110	110	110		
V _{RRM}	Max. repetitive peak reverse voltage (V)																						
30	A327F, A340F, 1N248B, 1N2154, 1N1183, 1N1183A, 1N3899, 1N3909*																						
100	A327A, A330A, 1N249B*, 1N2155, 1N1184*, 1N1184A, 1N3900, 1N3910*																						
150																							
200	A327B, A340B, 1N250B*, 1N2156, 1N1185, 1N1185A																						
300	A327C, A340C, 1N1195A, 1N2157, 1N1187, 1N1187A, 1N3901, 1N3911*																						
400																							
500																							
600																							
700																							
800																							
900																							
1000																							
1200																							
I _{SM} (avg)	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	300	400									
I _{TR}	Max. I _T rating (non-repetitive for 8.3 msec.) A ² /sec	200			250	500					500	100	100	400									
T _J	Operating junction temperature range (°C)	-40 to +150°C	-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	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175		
T _{STG}	Storage temperature range (°C)	-40 to +150°C	-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 +200	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175	-65 to +175		
R _{ΘJC}	Max. thermal resistance, junction-to-case (°C/W)	2.0	1.2	1.2	1.0	1.0	1.5	1.0	1.0	1.0	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5		
V _{FM}	Max. peak forward voltage drop @ rated I _{SM} (1 phase operation) (V)	1.3			1.7	1.3	1.4	1.4	1.4	1.4	1.35 Typical	1.35 Typical	1.35 Typical	1.35 Typical	1.35 Typical	1.35 Typical	1.35 Typical	1.35 Typical	1.35 Typical	1.35 Typical	1.35 Typical		
	@ T _c = (°C)	100	150	150	145	140	25	25	25	115	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25		
T _{rr}	Max. reverse recovery time (nsec)																						
PACKAGE OUTLINE NO.		123	123	123	123	123	123	123	123	123	123	123	123	123	123	123	123	123	123	123	123		
SPECIFICATION PAGE NO.		838-1	205	307	237	215	215	271	273	302	247	811	811	811	811	811	811	811	811	811	811		

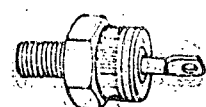
JAN & JANX types available



122



123



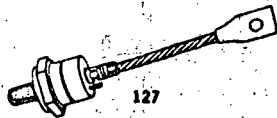
125



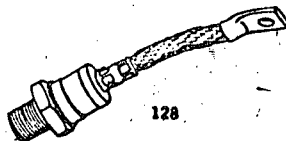
126

SILICON RECTIFIERS 100 TO 275 AMPERES

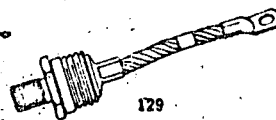
IEDEC TYPE	1N3289-96	1N3260-73	1N3735-42	1N4044-56																																																																																																																																																																										
GE TYPE	A70D-PB		A90A-PB	A96A-P	A291PC-PM																																																																																																																																																																									
SPECIFICATIONS																																																																																																																																																																														
$I_{T(AV)}$ — Max. average forward current (1 phase operation) @ $T_J = (^\circ\text{C})$	100 130	160 125	250 130	250 70	250 135	275 120																																																																																																																																																																								
V_{RRM} — Max. repetitive peak reverse voltage (V)	<table border="1"> <tr><td>50</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td></tr> <tr><td>100</td><td>---</td><td>1N3260</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>1N4044</td></tr> <tr><td>150</td><td>A70, 1N3288</td><td>1N3261</td><td>A90A, 1N3735</td><td>A96A</td><td>---</td><td>1N4045</td></tr> <tr><td>200</td><td>---</td><td>1N3262</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>1N4046</td></tr> <tr><td>250</td><td>A70B, 1N3289</td><td>1N3263</td><td>A90B, 1N3736</td><td>A96B</td><td>---</td><td>1N4047</td></tr> <tr><td>300</td><td>---</td><td>1N3264</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>1N4048</td></tr> <tr><td>350</td><td>A70C, 1N3290</td><td>1N3265</td><td>A90C, 1N3737</td><td>A96C</td><td>---</td><td>1N4049</td></tr> <tr><td>400</td><td>---</td><td>1N3266</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td></tr> <tr><td>400</td><td>A70D, 1N3291</td><td>1N3267</td><td>A90D, 1N3738</td><td>A96D</td><td>---</td><td>1N4050</td></tr> <tr><td>500</td><td>A70E, 1N3292</td><td>1N3268</td><td>A90E, 1N3739</td><td>A96E</td><td>---</td><td>1N4051</td></tr> <tr><td>600</td><td>A70M, 1N3293</td><td>1N3269</td><td>A90M, 1N3740</td><td>A96S</td><td>---</td><td>1N4052</td></tr> <tr><td>700</td><td>A70S</td><td>1N3270</td><td>A90S</td><td>A96M</td><td>---</td><td>1N4053</td></tr> <tr><td>800</td><td>A70N, 1N3294</td><td>1N3271</td><td>A90N, 1N3741</td><td>A96N</td><td>---</td><td>1N4054</td></tr> <tr><td>900</td><td>A70T</td><td>1N3272</td><td>A90T</td><td>A96T</td><td>---</td><td>1N4055</td></tr> <tr><td>1000</td><td>A70P, 1N3295</td><td>1N3273</td><td>A90P, 1N3742</td><td>A96P</td><td>---</td><td>1N4056</td></tr> <tr><td>1100</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td></tr> <tr><td>1200</td><td>A70PB, 1N3296</td><td>---</td><td>A90PB</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td></tr> <tr><td>1300</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td></tr> <tr><td>1400</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>A291PC</td><td>---</td></tr> <tr><td>1500</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>A291PD</td><td>---</td></tr> <tr><td>1600</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>A291PE</td><td>---</td></tr> <tr><td>1700</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>A291PM</td><td>---</td></tr> <tr><td>1800</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>---</td><td>A291PS</td><td>---</td></tr> <tr><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>A291PN</td><td>---</td></tr> </table>						50	---	---	---	---	---	---	100	---	1N3260	---	---	---	1N4044	150	A70, 1N3288	1N3261	A90A, 1N3735	A96A	---	1N4045	200	---	1N3262	---	---	---	1N4046	250	A70B, 1N3289	1N3263	A90B, 1N3736	A96B	---	1N4047	300	---	1N3264	---	---	---	1N4048	350	A70C, 1N3290	1N3265	A90C, 1N3737	A96C	---	1N4049	400	---	1N3266	---	---	---	---	400	A70D, 1N3291	1N3267	A90D, 1N3738	A96D	---	1N4050	500	A70E, 1N3292	1N3268	A90E, 1N3739	A96E	---	1N4051	600	A70M, 1N3293	1N3269	A90M, 1N3740	A96S	---	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	---	---	---	---	---	---	1200	A70PB, 1N3296	---	A90PB	---	---	---	1300	---	---	---	---	---	---	1400	---	---	---	---	A291PC	---	1500	---	---	---	---	A291PD	---	1600	---	---	---	---	A291PE	---	1700	---	---	---	---	A291PM	---	1800	---	---	---	---	A291PS	---						A291PN	---
50	---	---	---	---	---	---																																																																																																																																																																								
100	---	1N3260	---	---	---	1N4044																																																																																																																																																																								
150	A70, 1N3288	1N3261	A90A, 1N3735	A96A	---	1N4045																																																																																																																																																																								
200	---	1N3262	---	---	---	1N4046																																																																																																																																																																								
250	A70B, 1N3289	1N3263	A90B, 1N3736	A96B	---	1N4047																																																																																																																																																																								
300	---	1N3264	---	---	---	1N4048																																																																																																																																																																								
350	A70C, 1N3290	1N3265	A90C, 1N3737	A96C	---	1N4049																																																																																																																																																																								
400	---	1N3266	---	---	---	---																																																																																																																																																																								
400	A70D, 1N3291	1N3267	A90D, 1N3738	A96D	---	1N4050																																																																																																																																																																								
500	A70E, 1N3292	1N3268	A90E, 1N3739	A96E	---	1N4051																																																																																																																																																																								
600	A70M, 1N3293	1N3269	A90M, 1N3740	A96S	---	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	---	---	---	---	---	---																																																																																																																																																																								
1200	A70PB, 1N3296	---	A90PB	---	---	---																																																																																																																																																																								
1300	---	---	---	---	---	---																																																																																																																																																																								
1400	---	---	---	---	A291PC	---																																																																																																																																																																								
1500	---	---	---	---	A291PD	---																																																																																																																																																																								
1600	---	---	---	---	A291PE	---																																																																																																																																																																								
1700	---	---	---	---	A291PM	---																																																																																																																																																																								
1800	---	---	---	---	A291PS	---																																																																																																																																																																								
					A291PN	---																																																																																																																																																																								
I_{TSM} — Max. peak one cycle, non-recurrent surge current (60 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 ($^\circ\text{C}$)	-40 to +200	-55 to +190	-40 to +200	-40 to +125	-40 to +200	-65 to +190																																																																																																																																																																								
T_{STG} — Storage temperature range ($^\circ\text{C}$)	-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 ($^\circ\text{C}/\text{W}$)	.4	.3	.18	.18	.15	.18																																																																																																																																																																								
V_{FM} — Max. peak forward voltage drop @ rated $I_{T(AV)}$ (1 phase operation) @ $T_J = (^\circ\text{C})$	1.15 25	1.6 125	1.3 130	1.25 25	1.0 25	1.35 120																																																																																																																																																																								
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																																																																																																																																																																								



127



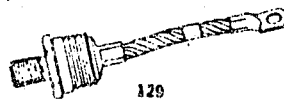
128



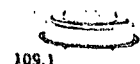
129

SILICON RECTIFIERS 400 TO 1500 AMPERES

GE TYPE	A396A-P	A390A-PB	A295A-PN	A596N PB	A500P-LP	A540PA-L	A570A-P
SPECIFICATIONS							
$I_{F(AV)}$ — Max. average forward current (1 phase operation) (A)	400	400	500	750	740	1000	1500
@ $T_c = (^\circ\text{C})$	70	145	130	65	100	100	80
V_{RRM} — Max. repetitive peak reverse voltage (V)							
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	A640PA
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_{SM} — Max. non-repetitive for 0.3 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 $I_{F(AV)}$ (1 phase operation)	1.25	1.15	1.1	2.0	1.25	1.15	1.0
@ $T_c = (^\circ\text{C})$	25	25	25	25	25	150	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

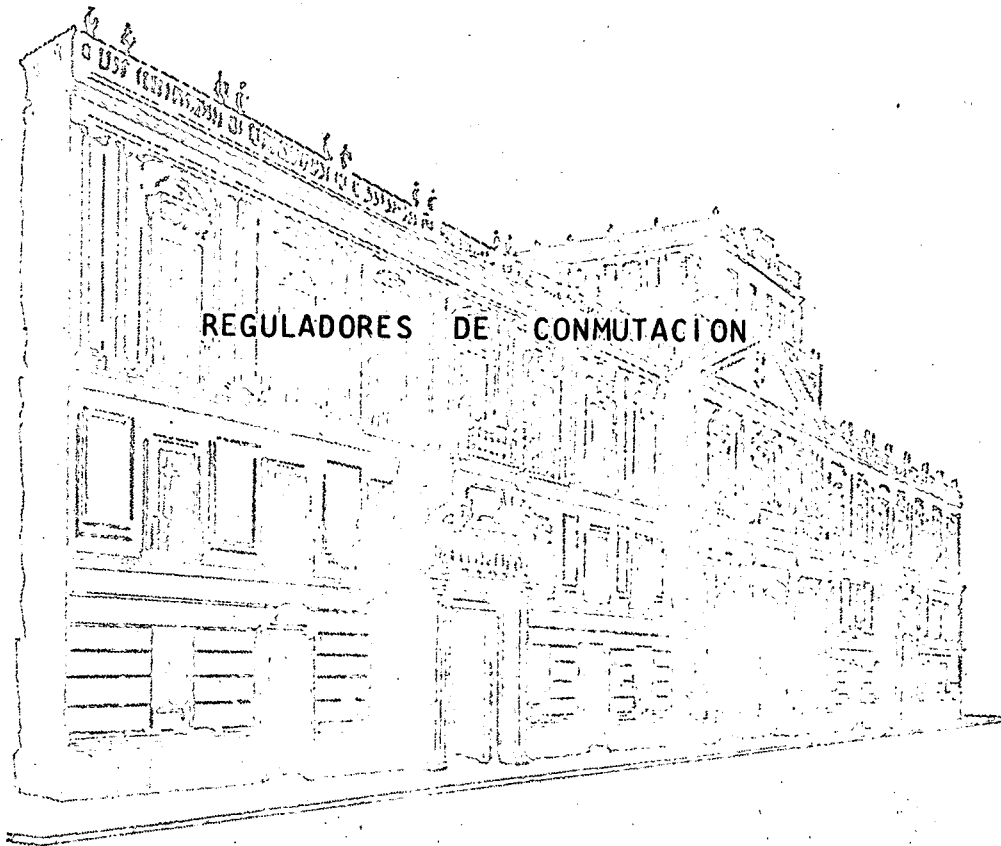
182



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



DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER



LUIS M. HERNANDEZ ORTEGA

ABRIL DE 1977

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

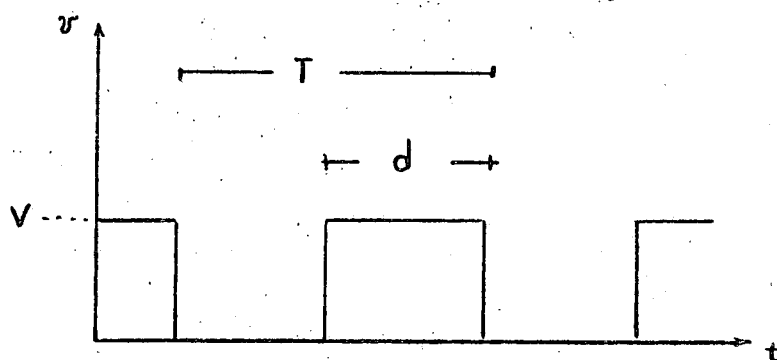


Figura 7.1

Los coeficientes de los componentes estarán dados por:

$$C_n = \frac{V_d}{T} \frac{\text{Sen} \frac{n\pi d}{T}}{\frac{n\pi d}{T}} \quad 7.1$$

La componente de corriente directa asociada con el tren de pulsos estará dada por C_0 :

$$C_o = \frac{V_d}{T} \lim_{n \rightarrow 0} \frac{\text{Sen } \frac{n\pi d}{T}}{\frac{n\pi d}{T}}$$

$$C_o = \frac{V_d}{T}$$

7.2

La ecuación 7.2 implica que el nivel de C.D. presenta 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

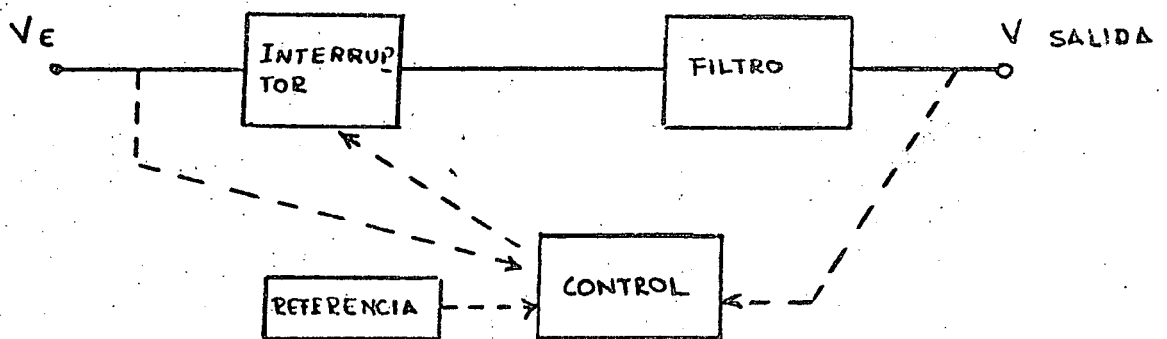


Figura 7.2

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.

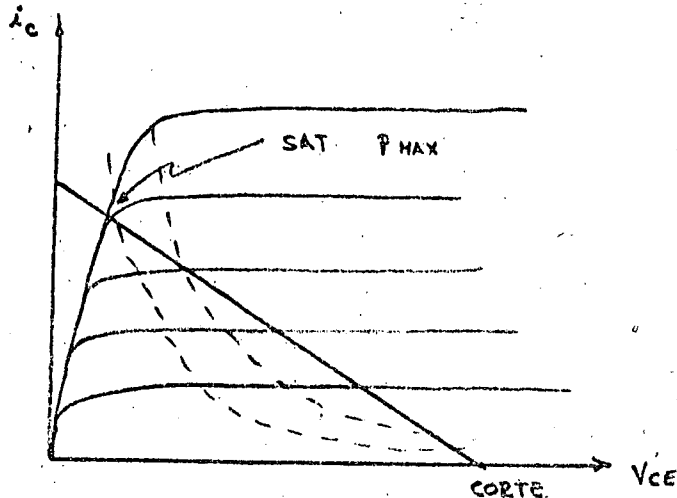


Figura 7.3.

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

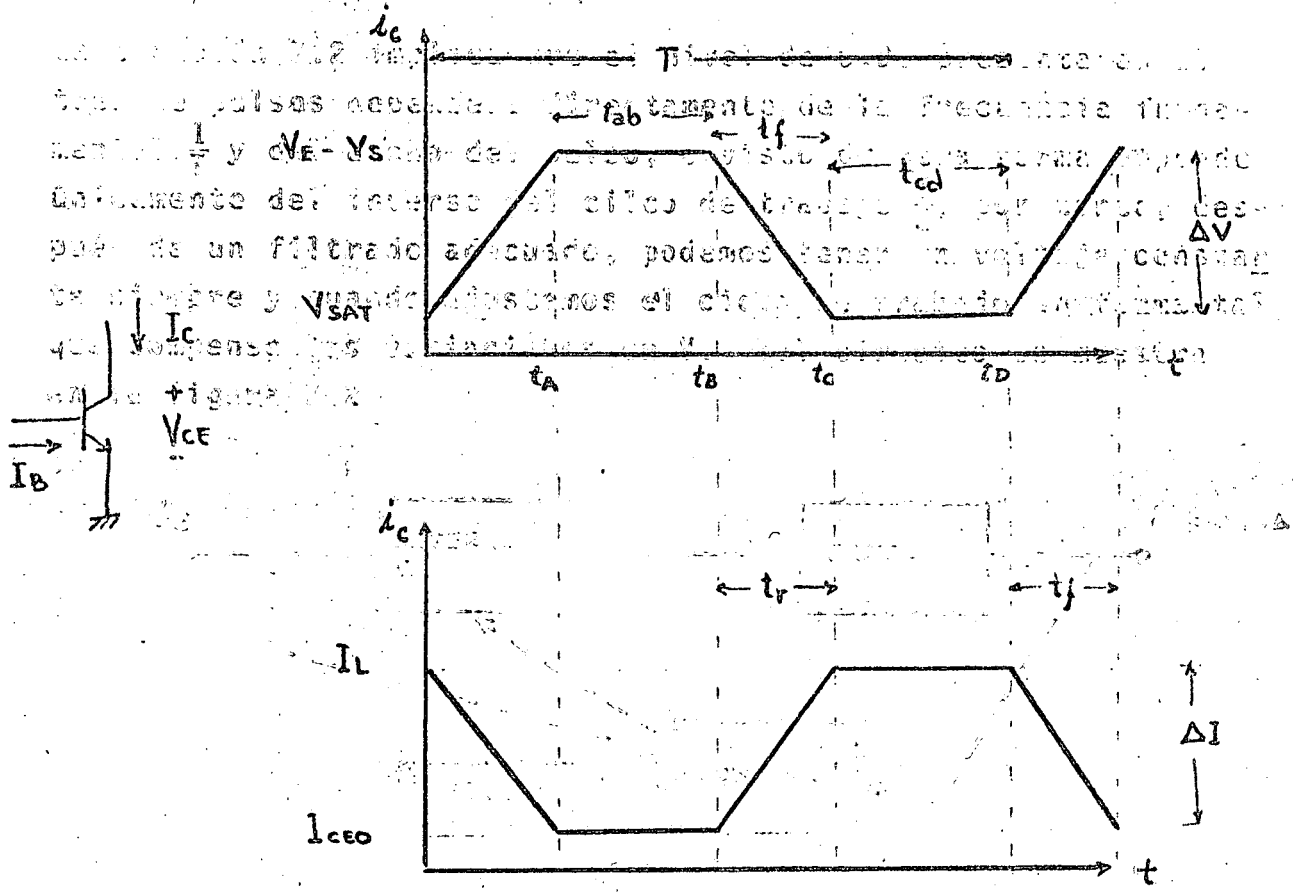


Figura 7.4

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 $V_{SAT} \ll \Delta V$

$$\Delta I \doteq I_L, \quad \Delta V \doteq V_E - V_S$$

$$P_c = (V_E - V_S) I_L \left| \left(\frac{2t_{ab} + t_r + t_f}{2T} - \frac{3t_{ab} + t_r + t_f}{3T} \right) \right|$$

$$P_c = (V_E - V_S) I_L f \left(\frac{t_r + t_f}{6} \right) \quad 7.5$$

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

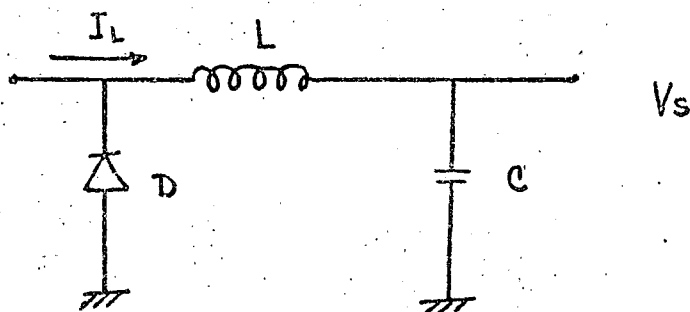


Figura 7.5

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

$$\Delta I_L \doteq \frac{V_s t_{ab}}{L} \quad 7.6$$

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

$$V_s = \frac{V_E d}{T} \Rightarrow d = \frac{TV_s}{V_E} \quad 7.7$$

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 $\Delta I_L = 20\%$

$$0.2 I_{L(\max)} = \frac{V_s (1 - \frac{V_s}{V_E})}{Lf}$$

$$L = \frac{5V_s (V_E - V_s)}{V_E I_{L(\max)} f} \quad 7.9$$

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 supon

dremos que el capacitor es cargado por una corriente constante $\frac{\Delta I_L}{2}$ que fluye mientras el interruptor está abierto.

tendremos:
$$\Delta V_S = \frac{1}{C} \int_0^{t_{ab}} \frac{\Delta I_L}{2} dt$$

$$C = \frac{\Delta I_L t_{ab}}{2\Delta V_S} \quad 7.10$$

expresado en términos de V_E y V_S tendremos

$$C = \frac{V_S}{2L\Delta V_S} \left(\frac{V_E - V_S}{f V_E} \right)^2 \quad 7.11$$

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:

$$\Delta I_T = \frac{V_S}{2L} t_r \quad 7.12$$

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:

$$\Delta V_S = \frac{1}{C} \frac{\Delta I_T}{2} t_r \quad ; \quad t_r = \frac{2L \Delta I_T}{V_S} \quad 7.13$$

substituyendo al valor de t_r de 7.10

$$\Delta V_S = \frac{L}{C} \frac{(\Delta I_T)^2}{V_S} \quad 7.14$$

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.

$$\Delta V_S = \frac{1}{C} \frac{(\Delta I_T)^2}{V_E - V_S} \quad 7.15$$

con
$$t_r = \frac{2L \Delta I_T}{V_E - V_S} \quad 7.16$$

Las ecuaciones 7.13, 7.14, 7.15 y 7.16 nos pueden dar indica ción 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 or den del 50% entre los valores calculados y los medidos en la- boratorio; sin embargo, al tomar en cuenta más parámetros, a fin de llegar a una estimación más cercana a la realidad com- plicaría de tal modo el modelo que se perdería cualquier ven- taja 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 conec tado como comparador entre el voltaje de salida V_S y un volta- je 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

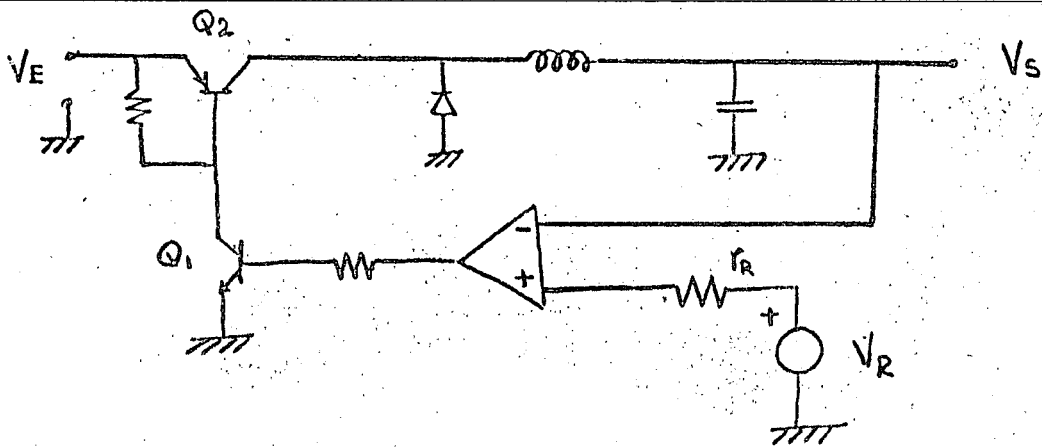


Figura 7.6

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,

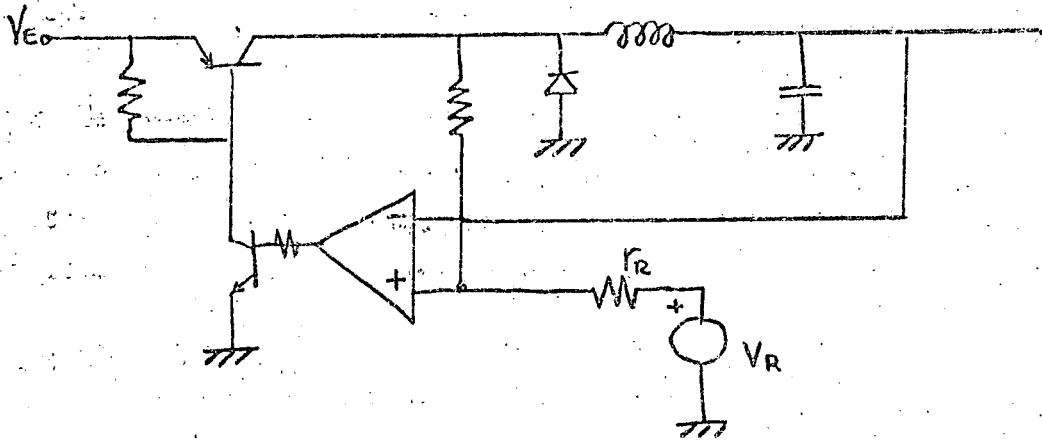


Figura 7.7

el voltaje presente en la entrada no inversora, será aproximadamente V_R cuando el interruptor esté abierto y $V_R + \Delta V_R$ donde:

$$\Delta V_R = V_E \frac{r_e}{r_R + r_F} \quad (7.17)$$

cuando 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.



MOTOROLA

Designers' Data Sheet

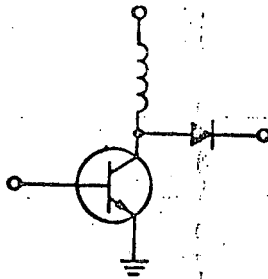
SWITCHMODE^Δ SERIES NPN SILICON POWER TRANSISTORS

The 2N6544 and 2N6545 transistors are designed for high-voltage, high-speed, power switching in inductive circuits where fall time is critical. They are particularly suited for 115 and 220 volt line operated switch-mode applications such as:

- Switching Regulators
- PWM Inverters and Motor Controls
- Solenoid and Relay Drivers
- Deflection Circuits

Specification Features

- High Temperature Performance Specified for:
 - Reversed Biased SOA with Inductive Loads
 - Switching Times with Inductive Loads
 - Saturation Voltages
 - Leakage Currents



2N6544 2N6545

8 AMPERE NPN SILICON POWER TRANSISTORS

300 and 400 VOLTS
125 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.

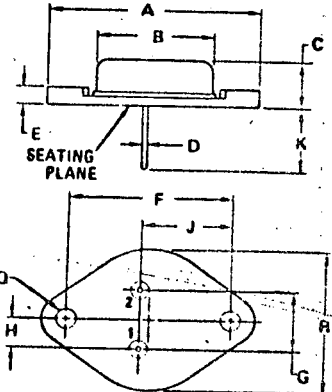
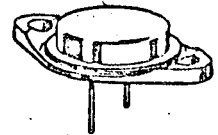
*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	2N6544	2N6545	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO(sus)}$	300	400	Vdc
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEX(sus)}$	350	450	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CEV}	650	850	Vdc
Emitter Base Voltage	V_{EB}	9.0		Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	8.0		A dc
— Peak	I_{CM}	16		
Base Current — Continuous	I_B	8.0		A dc
— Peak	I_{BM}	16		
Emitter Current — Continuous	I_E	16		A dc
— Peak	I_{EM}	32		
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$	P_D	125		Watts
@ $T_C = 100^\circ C$		71.5		
Derate above $25^\circ C$		0.714		W/ $^\circ C$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200		$^\circ C$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.4	$^{\circ}C/W$
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes: 1/8" from Case for 5 Seconds	T_L	275	$^\circ C$

*Indicates JEDEC Registered Data



STYLE 1:
PIN 1. BASE
2. EMITTER
CASE: COLLECTOR

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	—	39.57	—	1.550
B	—	22.23	—	0.875
C	6.35	11.43	0.250	0.450
D	0.97	1.09	0.038	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	5.21	5.72	0.205	0.225
J	16.64	17.15	0.655	0.675
K	11.18	12.19	0.440	0.480
L	3.84	4.09	0.151	0.161
R	—	26.67	—	1.050

CASE 11-03

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Sustaining Voltage (Table 1) ($I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 0$)	2N6544 2N6545	$V_{CE0(sus)}$	300 400	— —	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage (Table 1, Figure 13) ($I_C = 4.5\text{ A}$, $V_{clamp} = \text{Rated } V_{CEX}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	2N6544 2N6545	$V_{CEX(sus)}$	350 450	— —	Vdc
($I_C = 8.0\text{ A}$, $V_{clamp} = \text{Rated } V_{CE0} - 100\text{ V}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	2N6544 2N6545		200 300	— —	
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}	— —	0.5 2.5	mAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = \text{Rated } V_{CEV}$, $R_{BE} = 50\ \Omega$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)		I_{CER}	—	3.0	mAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 9.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)		I_{EBO}	—	1.0	mAdc
SECOND BREAKDOWN					
Second Breakdown Collector Current with base forward biased $t = 1.0\text{ s}$ (non-repetitive) ($V_{CE} = 100\text{ Vdc}$)		$I_{S/b}$	0.2	—	Adc
Second Breakdown Energy with base reverse biased (Table 1) ($I_C = 5.0\text{ A}$, $V_{BE(off)} = 4.0\text{ Vdc}$, $L = 40\ \mu\text{H}$)		$E_{S/b}$	500	—	μJ
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 2.5\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 5.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$)		h_{FE}	12 7.0	60 35	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 5.0\text{ Adc}$, $I_B = 1.0\text{ Adc}$) ($I_C = 8.0\text{ Adc}$, $I_B = 2.0\text{ Adc}$) ($I_C = 5.0\text{ Adc}$, $I_B = 1.0\text{ Adc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)		$V_{CE(sat)}$	— — —	1.5 5.0 2.5	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 5.0\text{ Adc}$, $I_B = 1.0\text{ Adc}$) ($I_C = 5.0\text{ Adc}$, $I_B = 1.0\text{ Adc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)		$V_{BE(sat)}$	— —	1.6 1.6	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain — Bandwidth Product ($I_C = 300\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f_{test} = 1.0\text{ MHz}$)		f_T	6.0	24	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f_{test} = 1.0\text{ MHz}$)		C_{ob}	100	200	pF
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Resistive Load (Table 1)					
Delay Time	$(V_{CC} = 125\text{ Vdc}$, $I_C = 5.0\text{ A}$ $I_{B1} = I_{B2} = 1.0\text{ A}$, $t_p = 100\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $< 2.0\%$)	t_d	—	0.05	μs
Rise Time		t_r	—	0.7	μs
Storage Time		t_s	—	4.0	μs
Fall Time		t_f	—	1.0	μs
Inductive Load, Clamped (Table 1)					
Storage Time	$(I_C = 5.0\text{ A(pk)}$, $V_{clamp} = \text{Rated } V_{CEX}$, $I_{B1} = 1.0\text{ A}$, $V_{BE(off)} = 5.0\text{ Vdc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	t_s	—	4.0	μs
Fall Time		t_f	—	0.9	μs
Typical					
Storage Time	$(I_C = 5.0\text{ A(pk)}$, $V_{clamp} = \text{Rated } V_{CEX}$, $I_{B1} = 1.0\text{ A}$, $V_{BE(off)} = 5.0\text{ Vdc}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	t_s	—	1.2	μs
Fall Time		t_f	—	0.18	μs

*Indicates JEDEC Registered Data.



DC CHARACTERISTICS

FIGURE 1 – DC CURRENT GAIN

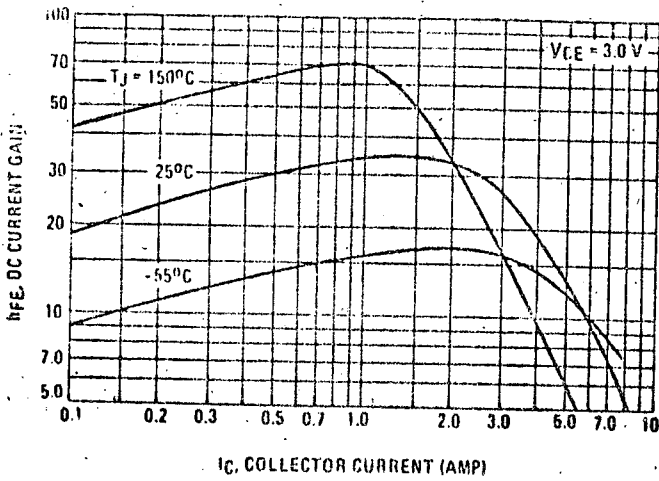


FIGURE 2 – COLLECTOR SATURATION REGION

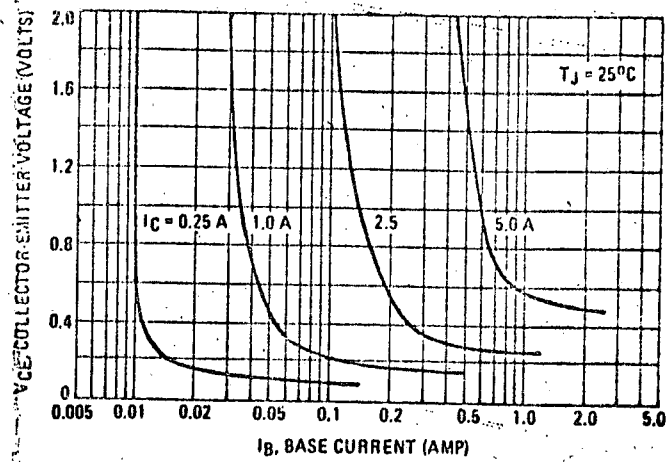


FIGURE 3 – "ON" VOLTAGE

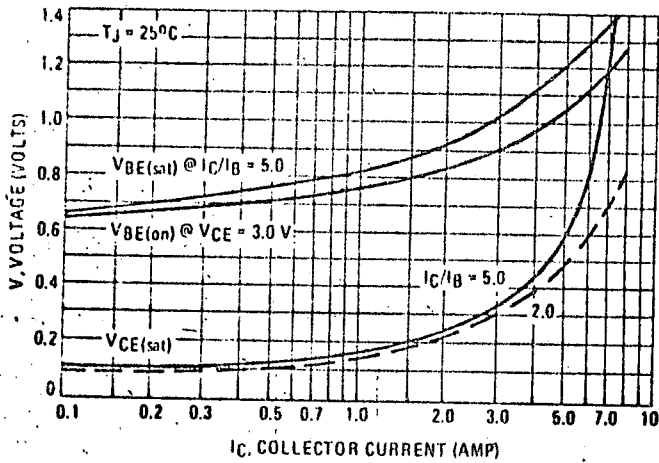


FIGURE 4 – TEMPERATURE COEFFICIENTS

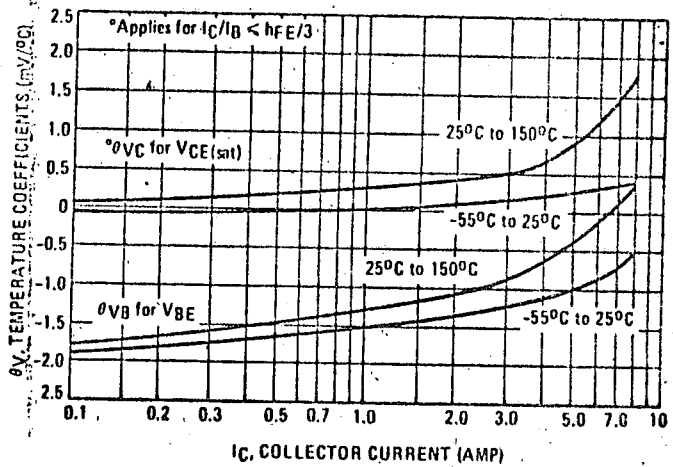


FIGURE 5 – COLLECTOR CUTOFF REGION

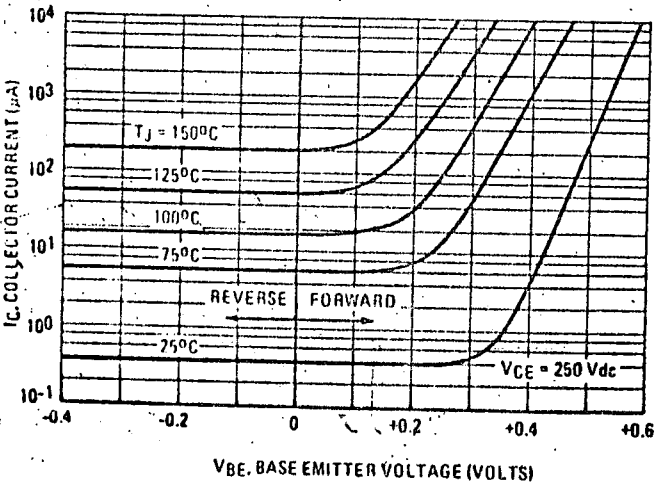


FIGURE 6 – CAPACITANCE

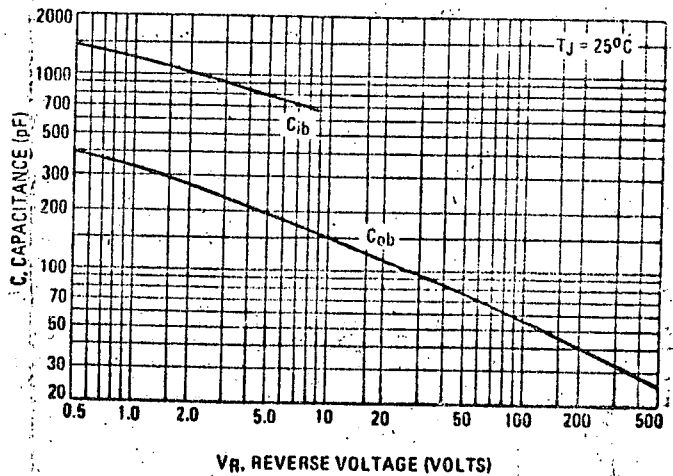


TABLE 1 - TEST CONDITIONS FOR DYNAMIC PERFORMANCE

	V _{CE0(sus)}	V _{CEX(sus)} AND INDUCTIVE SWITCHING	ES/b	RESISTIVE SWITCHING
INPUT CONDITIONS	<p>PW Varied to Attain I_C = 100 mA</p>	<p>Set +V_{in} to Obtain a Forced h_{FE} = 5 and Adjust PW to Attain Specified Peak I_C.</p> <p>Duty Cycle < 3% f = 1 kHz</p> <p>Q1 2N6408 Q3 2N5875 Q2 2N6408 Q4 2N5877 Diodes 1N4033</p>	<p>PW Varied to Attain I_C = 5 A</p>	<p>I_C = 5 A PW = 150 μs t_r < 5 ns t_f < 60 ns Duty Cycle < 2%</p>
CIRCUIT VALUES	<p>L_{coil} = 80 μH V_{CC} = 10 V R_{coil} = 0.7 Ω V_{clamp} (Unclamped)</p>	<p>L_{coil} = 180 μH R_{coil} = 0.05 Ω V_{CC} = 20 V V_{clamp} = Rated V_{CEX} Value f_o = 600 kHz</p>	<p>L_{coil} = 40 μH V_{CC} = 10 V R_{coil} = 0.2 Ω V_{clamp} (Unclamped)</p>	<p>V_{CC} = 125 V R_L = 25 Ω D1 = 1N5820 or Equiv. R_B = 12 Ω</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> $t_1 = \frac{L_{coil} (I_{Cpk})}{V_{CC}}$ $t_2 = \frac{L_{coil} (I_{Cpk})}{V_{clamp}}$ <p>Test Equipment Scope-Tektronics 475 or Equivalent</p>	<p>RESISTIVE TEST CIRCUIT</p>	

DESIGNERS INFORMATION FOR APPLICATIONS AND SWITCHMODE^Δ SPECIFICATIONS

INTRODUCTION

The primary considerations when selecting a power transistor for switch-mode 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 switch-mode 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 12) are the proper design limits.

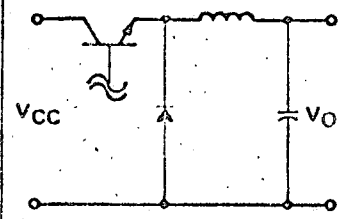
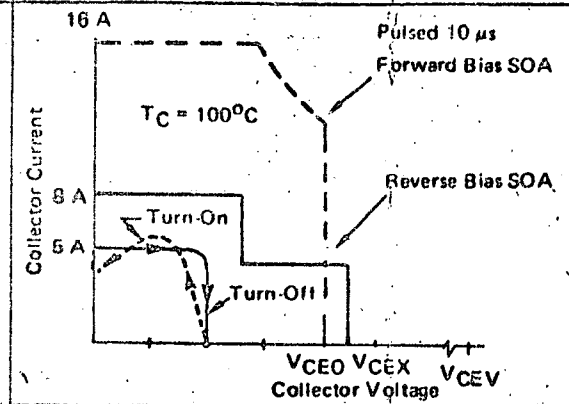
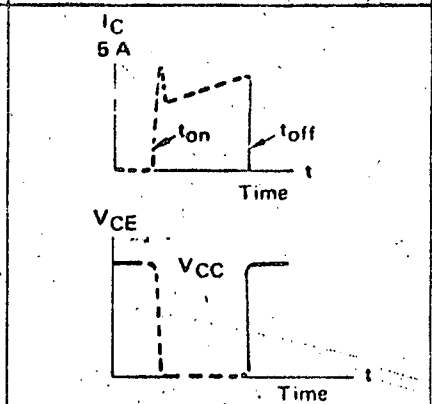
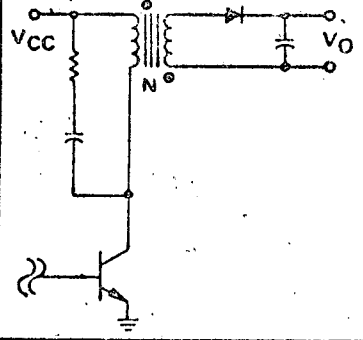
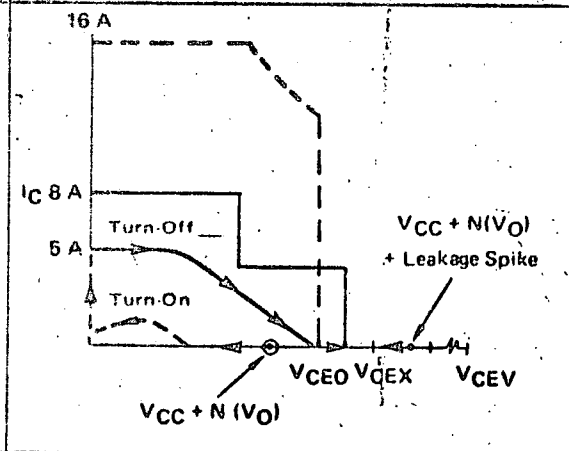
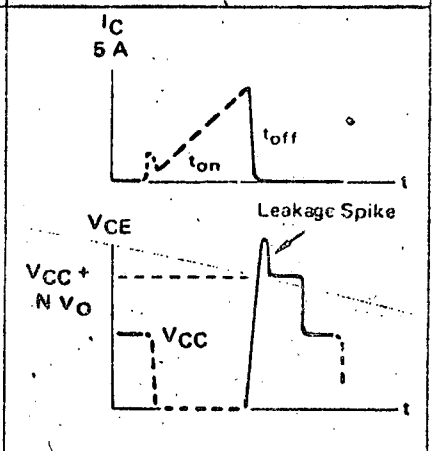
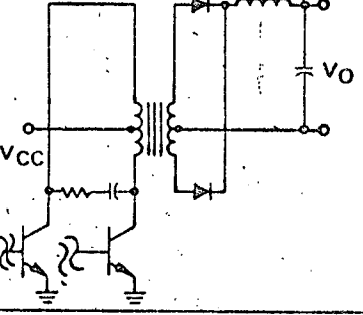
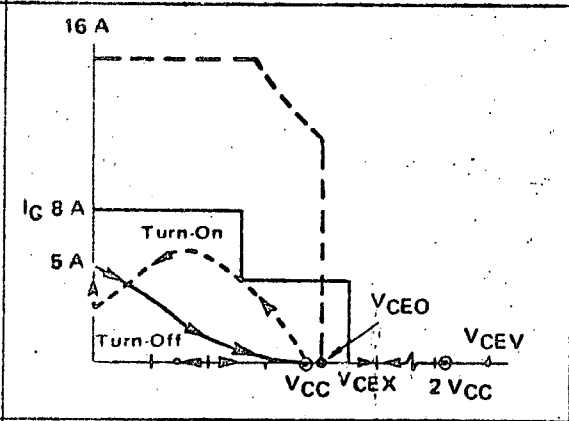
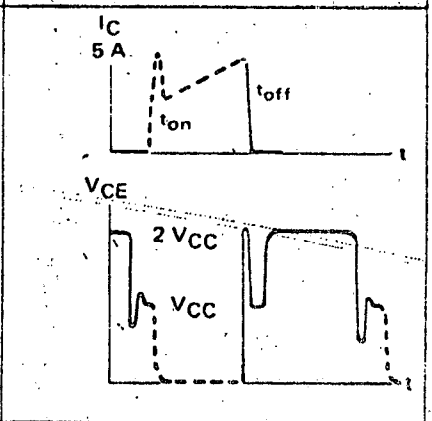
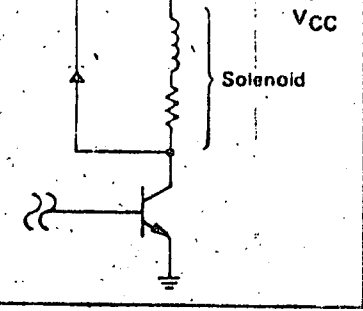
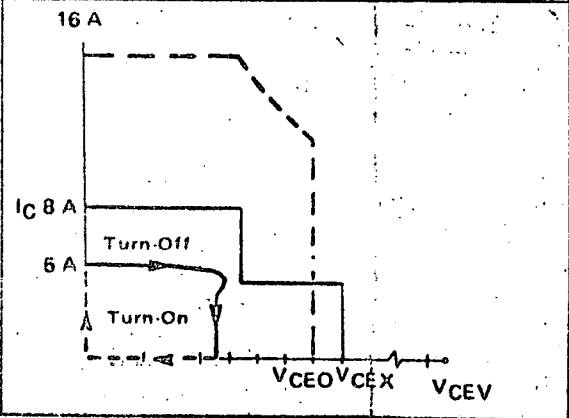
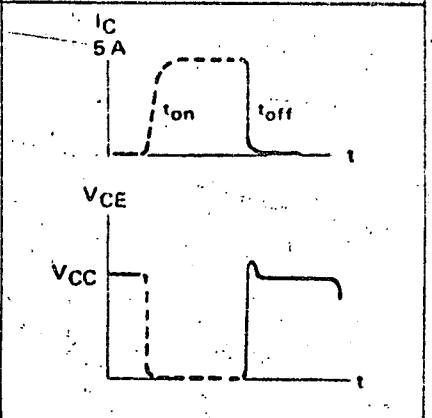
For inductive loads, high voltage and current must be sustained simultaneously during turn-off, in most cases, with the base to emitter junction reverse biased. Under these conditions the collector voltage must be held to a safe level at or below a specific value of collector current. This can be accomplished by several means such as active clamping, RC snubbing, load line shaping, etc. The safe level for these devices is specified as V_{CEX(sus)} at a given high collector current and represents a voltage-current condition 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.

As shown on the reverse bias SOA curve in Figure 13, two voltage levels are specified, one at the maximum continuous current level and one near the recommended operating level so that both normal and fault/transient

(1) For detailed information on specific switching applications, see Motorola Application Notes AN-588, AN-719, AN-737 and Engineering Bulletin EB-39.



TABLE 2 -- APPLICATIONS EXAMPLES OF SWITCHING CIRCUITS

CIRCUIT	LOAD LINE DIAGRAMS	TIME DIAGRAMS
<p>A</p> <p>SERIES SWITCHING REGULATOR</p> 		
<p>B</p> <p>RINGING CHOKE INVERTER</p> 		
<p>C</p> <p>PWM PUSH-PULL INVERTER/CONVERTER</p> 		
<p>D</p> <p>SOLENOID DRIVER</p> 		



conditions can be taken into consideration. In the four application examples (Table 2) load lines are shown in relation to the pulsed forward and reverse biased SOA curves. Note that the boundary along the $I_C = 0$ axis extends to V_{CEV} .

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 limit the leakage spike to $< V_{CEX(sus)}$ during turn-off and $< V_{CEV}$ after turn-off (i.e. @ $I_C \leq I_{CEV}$).

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 $10 \mu s$ (see standard pulsed forward SOA curves in Figure 12).
- (3) The base drive conditions are similar to those specified on the data sheet (See Table 1), i.e., $V_{BE(off)} \leq 5 V$.

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 5 amperes which represents typical design conditions for these devices. The current drive requirements are usually dictated by the $V_{CE(sat)}$ 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_f). 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 8 and Table 3 and resistive loads in Figures 9 and 10. Usually the inductive load component will be the dominant factor in switch-mode 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.

SECONDARY BREAKDOWN REQUIRMENTS

Secondary breakdown capability is important in switching applications because of the turn-on and turn-off conditions that can exist during the switching

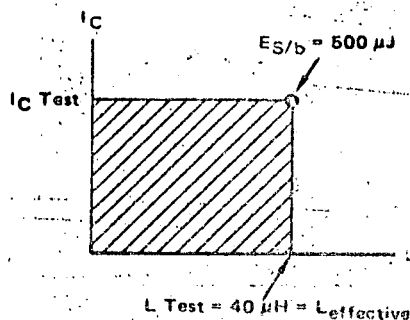
cycle. Typically, forward biased secondary breakdown (IS/b) is not a problem in switching applications because of the relatively higher current capability in the forward biased mode. The forward biased SOA curves provide adequate information for these conditions.

Reverse biased secondary breakdown (ES/b) is quite different and a more complex situation from both design and specification standpoint. The ES/b rating is intended to define the amount of energy that the device can absorb while it is in a reverse biased avalanche mode (unclamped). The major problems in specifying ES/b are:

- (1) Individual device capability can vary by more than an order of magnitude within the same production lot.
- (2) Energy handling capability is not constant within the same device family when the test conditions are changed.
- (3) ES/b testing is often destructive when a device actually goes into secondary breakdown.
- (4) Some device families exhibit very limited capability in the avalanche condition.
- (5) Depending on the device and test conditions, some devices may not reach the avalanche condition during the test.

For these reasons, the most reliable design approach is to avoid this mode of operation by clamping or snubbing the main inductive load component and minimizing leakage inductance whenever possible. The ES/b specification does provide a boundary condition represented in Figure 7.

FIGURE 7 - COLLECTOR CURRENT versus UNCLAMPED LOAD INDUCTANCE



Operation with an unclamped inductance is safe within the shaded area provided the base drive conditions are similar to or less severe than the specified conditions shown in Table 1, i.e., $V_{BE(off)} \leq 4 V$, $R_{BE} \geq 10 \Omega$ and

$$L_{\text{effective}} = \frac{L_L (V_{CEX})}{V_{CEX} - V_{CC}}$$

where L_L = Circuit Leakage Reactance

TEMPERATURE REQUIREMENTS

The important parameters on this data sheet have been specified at a case temperature of $100^\circ C$ to represent a recommended worst case design condition.



FIGURE 8 - TURN-OFF WAVEFORM

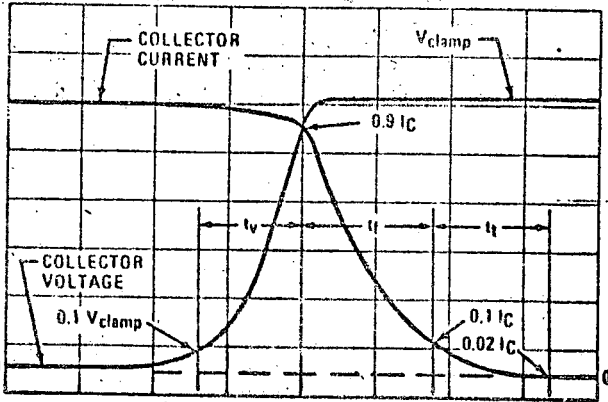


TABLE 3 - INDUCTIVE SWITCHING PERFORMANCE

I _C Amps	T _C °C	t _s μs	t _v μs	t _f μs	t _t μs	t _v +t _f +t _t μs
3.0	25	0.94	0.09	0.14	0.10	0.33
	100	1.40	0.30	0.44	0.06	0.80
5.0	25	1.20	0.17	0.18	0.10	0.45
	100	1.90	0.50	0.45	0.05	1.00
8.0	25	1.60	0.27	0.12	0.09	0.48
	100	1.80	0.57	0.17	0.30	1.04

Note: All Data Recorded in the Inductive Switching Circuit Shown in Table 1.

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 8 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 3 at 25°C and 100°C case temperature.

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 3.

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 9 - TURN-ON TIME

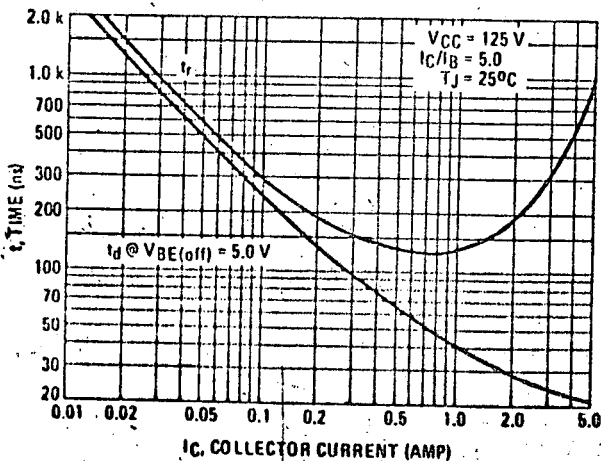


FIGURE 10 - TURN-OFF TIME

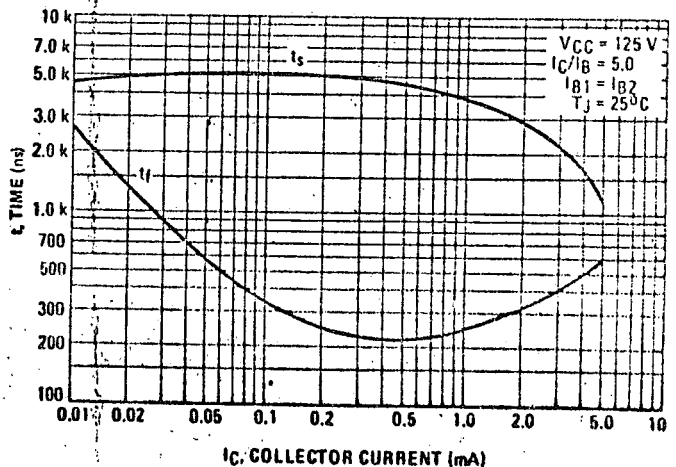


FIGURE 11 - THERMAL RESPONSE

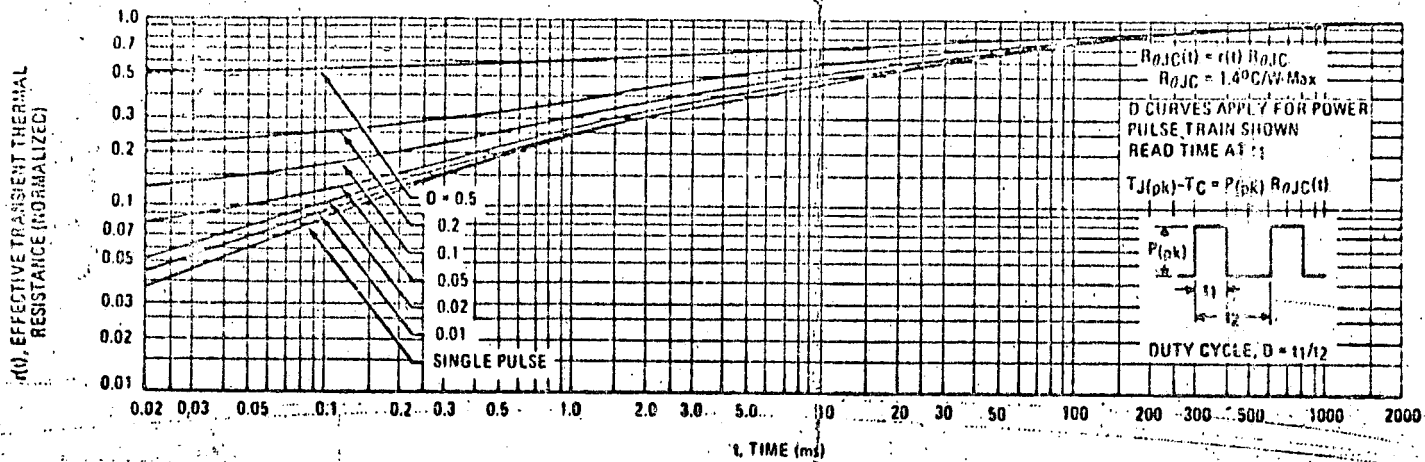


FIGURE 12 - FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

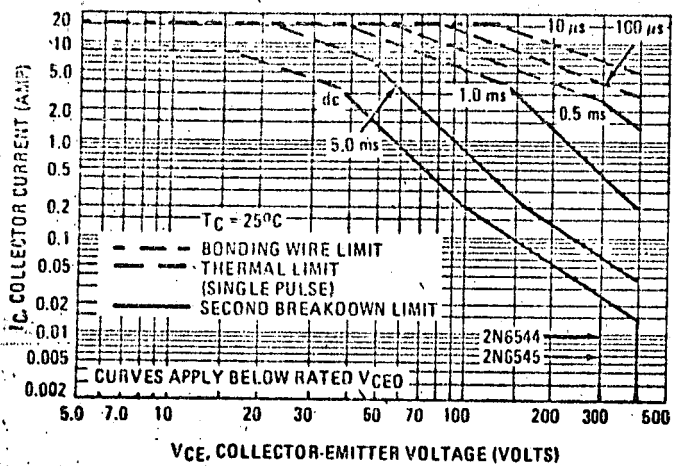


FIGURE 13 - REVERSE BIASED SAFE OPERATING AREA

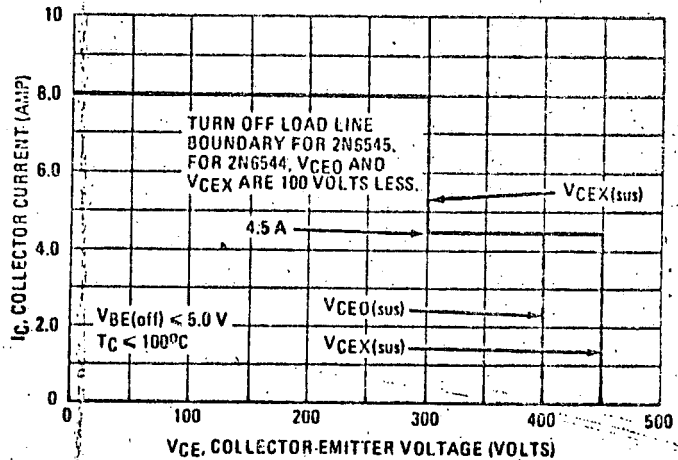
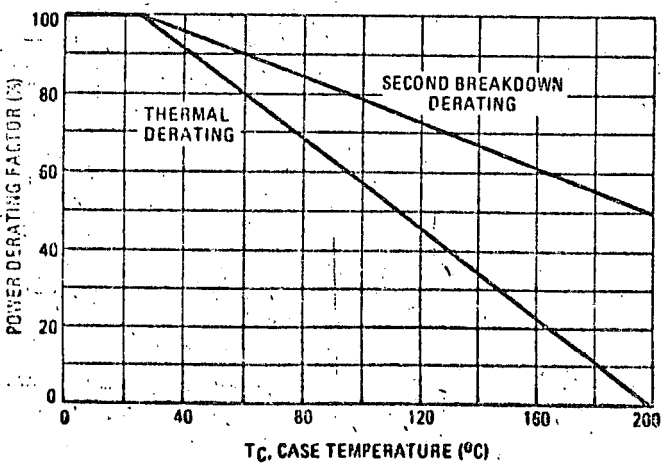


FIGURE 14 - POWER DERATING



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 12 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 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 12 may be found at any case temperature by using the appropriate curve on Figure 14.

$T_{J(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 11. 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 13) is discussed in the designer's application section.



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

BOY-20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036 • A SUBSIDIARY OF MOTOROLA INC.



MOTOROLA

MJ10,000
MJ10,001

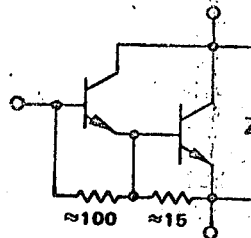
DISCRETE DEVICES (Data Sheet)

SWITCHMODE^Δ 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

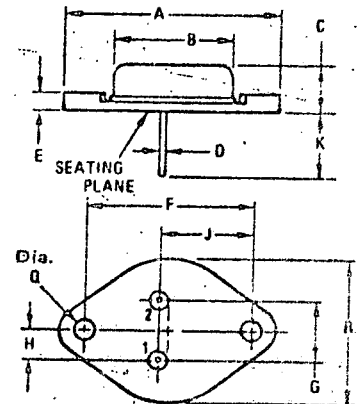
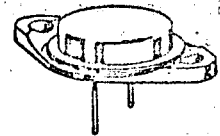
The Designer's^Δ Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit data — representing device characteristics boundaries — are given to facilitate "worst case" design.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MJ10,000	MJ10,001	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO(sus)}	350	400	V _{dc}
Collector-Emitter Voltage	V _{CEX(sus)}	300	350	V _{dc}
Collector-Emitter Voltage	V _{CEV}	450	500	V _{dc}
Emitter Base Voltage	V _{EB}	8		V _{dc}
Collector Current — Continuous	I _C	20		A _{dc}
— Peak	I _{CM}	30		A _{dc}
Base Current — Continuous	I _B	2.5		A _{dc}
— Peak	I _{BM}	5		A _{dc}
Total Power Dissipation @ T _C = 25°C	P _D	175		Watts
— @ T _C = 100°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 _{θJC}	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
A	—	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) ($I_C = 250\text{ mA}$, $I_B = 0$, $V_{\text{clamp}} = \text{Rated } V_{\text{CEO}}$)	$V_{\text{CEO}}(\text{sus})$	350 400	— —	— —	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage (Table 1, Figure 12) ($I_C = 10\text{ A}$, $V_{\text{clamp}} = \text{Rated } V_{\text{CEX}}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	$V_{\text{CEX}}(\text{sus})$	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 ($V_{\text{CEV}} = \text{Rated Value}$, $V_{\text{BE}}(\text{off}) = 1.5\text{ Vdc}$)	I_{CEV}	—	—	0.25	mAdc
($V_{\text{CEV}} = \text{Rated Value}$, $V_{\text{BE}}(\text{off}) = 1.5\text{ Vdc}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$)		—	—	5	
Collector Cutoff Current ¹ ($V_{\text{CE}} = \text{Rated } V_{\text{CEV}}$, $R_{\text{BE}} = 50\ \Omega$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	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
---	------------------	---------------	--	--	-----

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 5\text{ Adc}$, $V_{\text{CE}} = 5\text{ Vdc}$)	h_{FE}	50 40	— —	600 400	—
($I_C = 10\text{ Adc}$, $V_{\text{CE}} = 5\text{ Vdc}$)					
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ Adc}$, $I_B = 400\text{ mAdc}$)	$V_{\text{CE}}(\text{sat})$	—	—	1.9	Vdc
($I_C = 20\text{ Adc}$, $I_B = 1\text{ Adc}$)		—	—	3	
($I_C = 10\text{ Adc}$, $I_B = 400\text{ mAdc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)		—	—	2	
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ Adc}$, $I_B = 400\text{ mAdc}$)	$V_{\text{BE}}(\text{sat})$	—	—	2.5	Vdc
($I_C = 10\text{ Adc}$, $I_B = 400\text{ mAdc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)		—	—	2.5	
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	$(V_{\text{CC}} = 250\text{ Vdc}$, $I_C = 10\text{ A}$, $I_{\text{B1}} = 400\text{ mA}$, $V_{\text{BE}}(\text{off}) = 5\text{ Vdc}$, $t_p = 50\ \mu\text{s}$, 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	$(I_C = 10\text{ A(pk)}$, $V_{\text{clamp}} = \text{Rated } V_{\text{CEX}}$, $I_{\text{B1}} = 400\text{ mA}$, $V_{\text{BE}}(\text{off}) = 5\text{ Vdc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	t_s	—	3.5	5.5	μs
Fall Time		t_f	—	0.34	0.75	μs
Storage Time	$(I_C = 10\text{ A(pk)}$, $V_{\text{clamp}} = \text{Rated } V_{\text{CEX}}$, $I_{\text{B1}} = 400\text{ mA}$, $V_{\text{BE}}(\text{off}) = 5\text{ Vdc}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	t_s	—	2	—	μs
Fall Time		t_f	—	0.21	—	μs

(1) 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

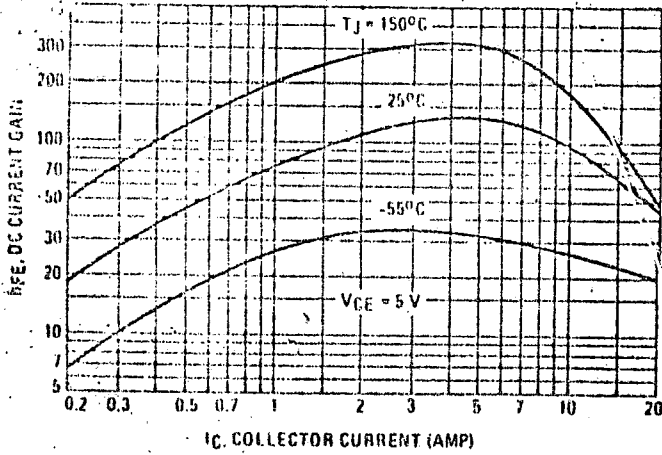


FIGURE 2 - COLLECTOR SATURATION REGION

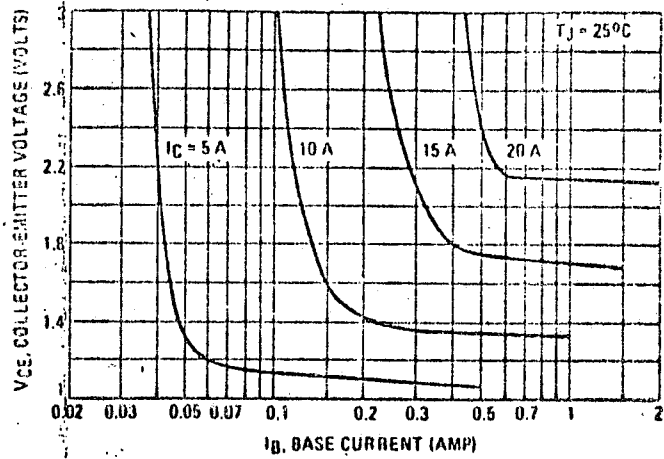


FIGURE 3 - COLLECTOR EMITTER SATURATION VOLTAGES

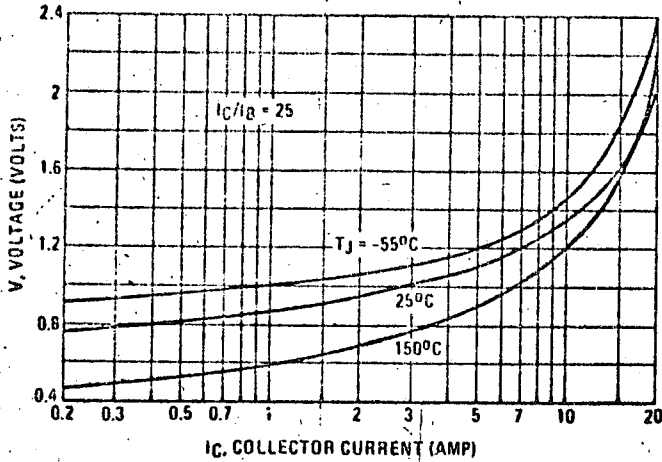


FIGURE 4 - BASE-EMITTER VOLTAGE

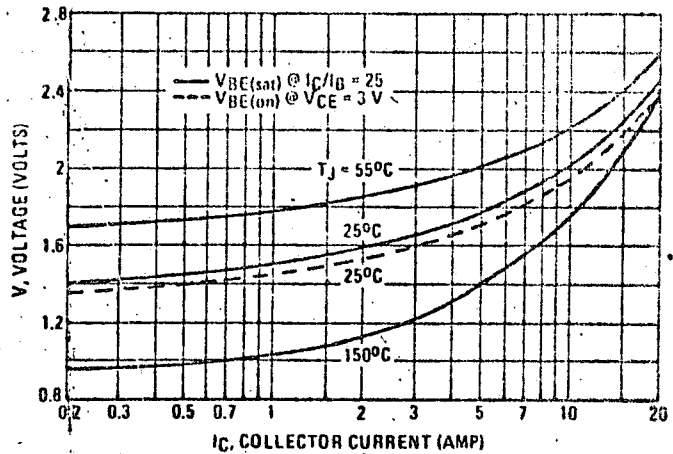


FIGURE 5 - COLLECTOR CUTOFF REGION

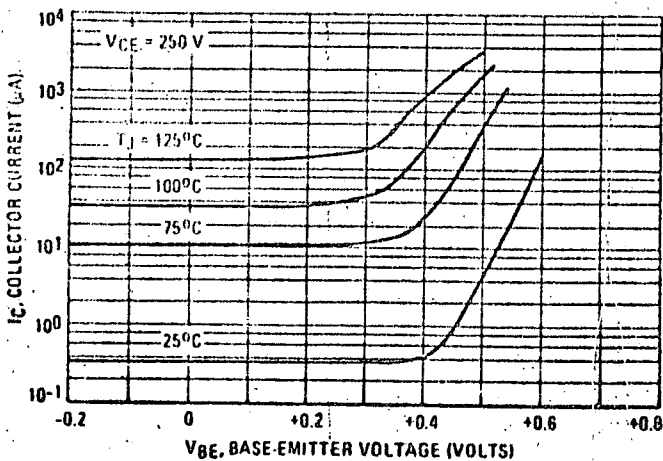


FIGURE 6 - OUTPUT CAPACITANCE

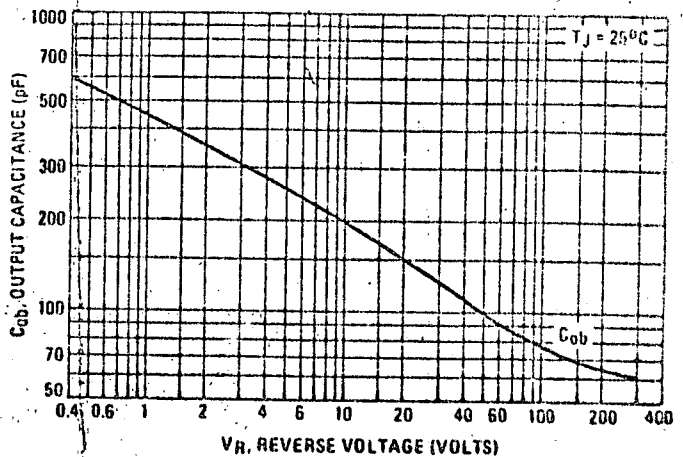


TABLE 1 -- TEST CONDITIONS FOR DYNAMIC PERFORMANCE

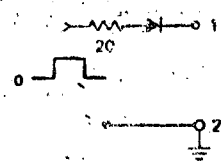
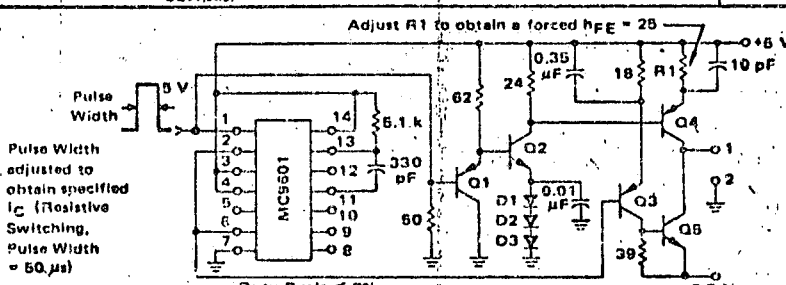
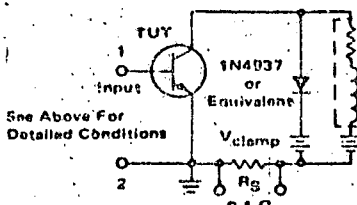
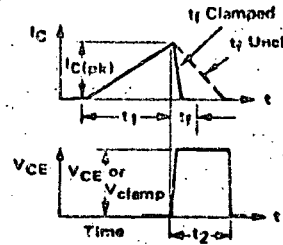
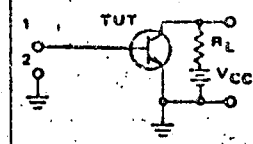
INPUT CONDITIONS	V _{CE0} (sus)	V _{CEX} (sus) AND INDUCTIVE SWITCHING	RESISTIVE SWITCHING
 <p>PW Varied to Attain I_C = 250 mA</p>		 <p>Pulse Width adjusted to obtain specified I_C (Resistive Switching, Pulse Width = 50 μs)</p> <p>Duty Cycle < 3%</p>	<p>Q1 2N2907 Q2 2N2222 Q3 2N3762 Q4 MJE210 Q5 MJE209 D1 1N914 D2 1N914 D3 1N914</p>
	<p>L_{coil} = 10 mH V_{CC} = 10 V R_{coil} = 0.7 Ω V_{clamp} = V_{CE0}(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> $t_1 = \frac{L_{coil} (I_{Cpk})}{V_{CC}}$ $t_2 = \frac{L_{coil} (I_{Cpk})}{V_{clamp}}$ <p>Test Equipment Scope-Tektronics 475 or Equivalent</p>	<p>RESISTIVE TEST CIRCUIT</p> 

FIGURE 7 -- TURN-OFF WAVEFORM

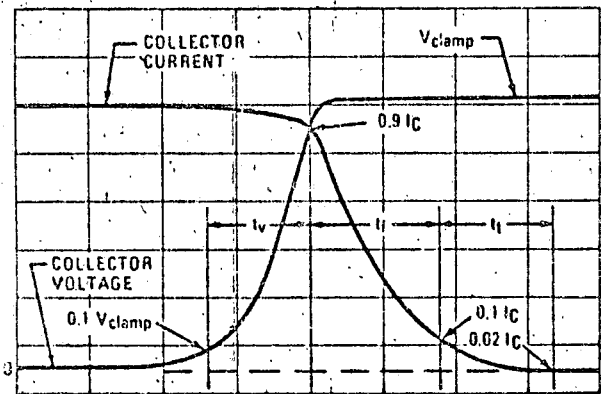


TABLE 2 -- INDUCTIVE SWITCHING PERFORMANCE

I _C Amps	T _C °C	t _s μs	t _v μs	t _f μs	t _t μs	t _v +t _f +t _t 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_B| 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 specific ratings for these devices under the test conditions shown.

FIGURE 11 — ACTIVE-REGION SAFE OPERATING AREA

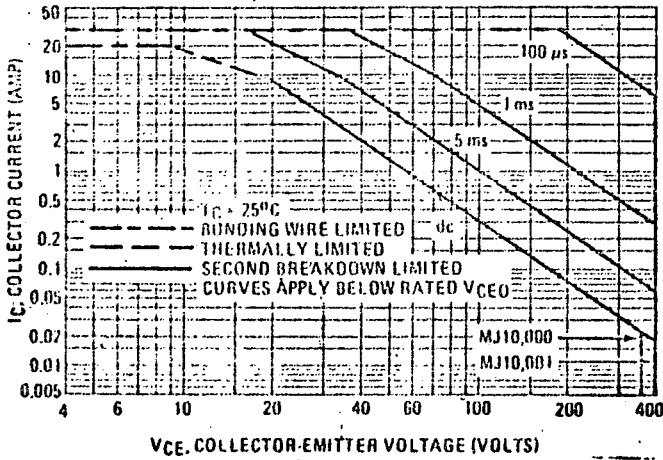
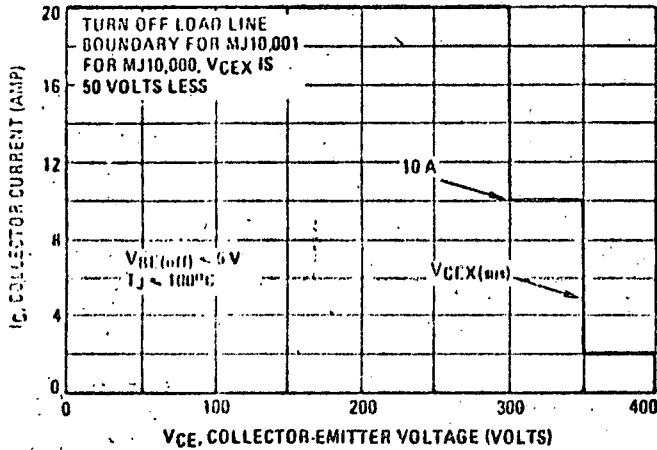


FIGURE 12 — REVERSE BIASED SWITCHING SAFE OPERATING AREA



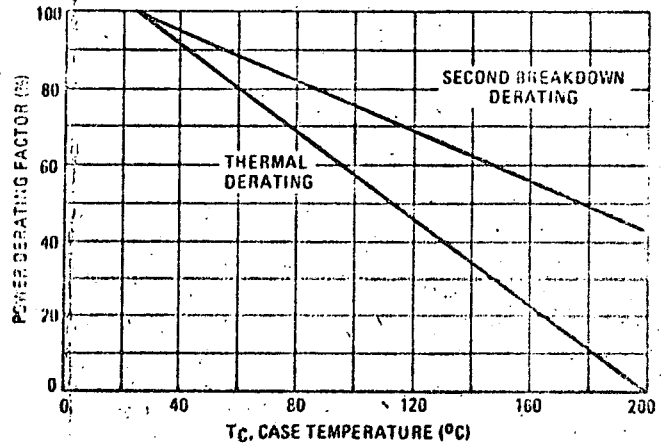
SAFE OPERATING AREA INFORMATION

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 $T_C = 25^\circ\text{C}$; $T_{J(pk)}$ 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.

$T_{J(pk)}$ 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



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036 • A SUBSIDIARY OF MOTOROLA INC.

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

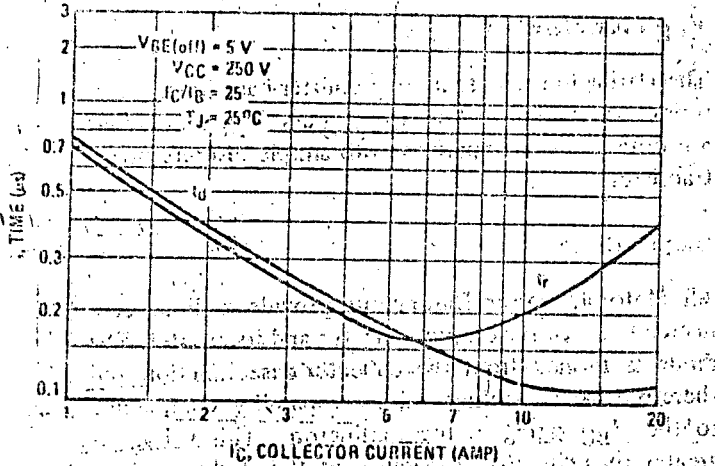


FIGURE 9 -- TURN-OFF TIME

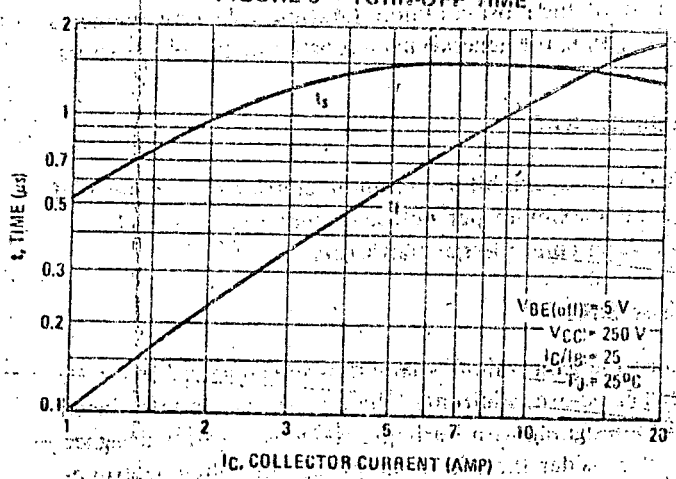
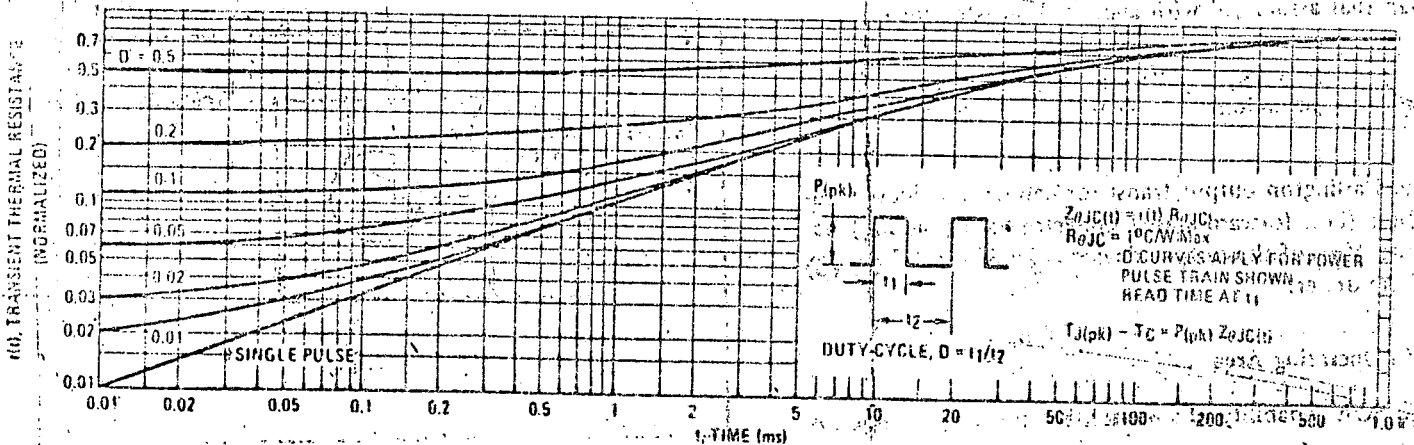


FIGURE 10 -- THERMAL RESPONSE



Engineering Bulletin

Power Darlington Design Tip

Silicon power Darlington transistors have been available in a wide variety of technologies and specifications for several years. These devices have come into wide usage in many different types of applications and their popularity continues to rapidly grow.

The design tips included here are intended to answer many of the most common questions asked by engineers concerning the general characteristics of these transistors.

Gain Roll-Off

Darlington's exhibit a common emitter gain roll-off of 12 dB maximum per octave, rather than the 6 dB per octave in conventional transistors.

Phase Shift

Since the gain roll-off characteristic can be as high as 12 dB per octave, additional phase shift will be introduced when designing with Darlington's. Obviously, the designer must consider the additional phase shift when determining circuit stability and overall distortion.

Saturation voltages $V_{CE(S)}$ for a Darlington is greater than that associated with a single transistor since:

$$V_{CE(S)} \text{ Darlington} = V_{BE(ON)} \text{ Output} + V_{CE(S)} \text{ Driver}$$

The Darlington output transistor can never achieve saturation (i.e., forward-biased collector-base junction) because V_{CB} of the output device is held to the $V_{CE(S)}$ of the driver.

Safe Operating Area

The SOA capability of a monolithic power Darlington is

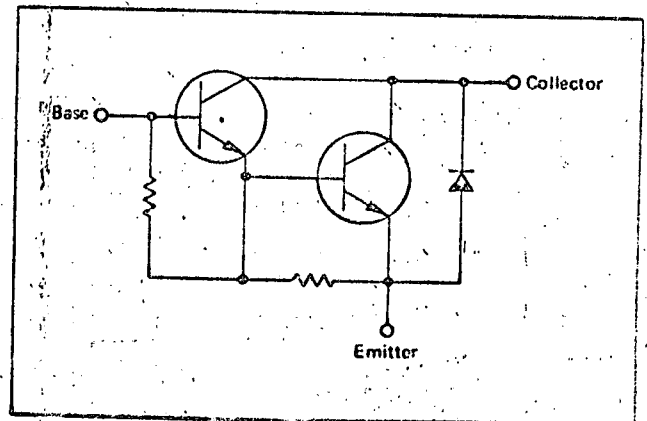
controlled by the same considerations as that of discrete transistors. Motorola power Darlington's are designed to force the SOA limitation to be borne by the output transistor. Under all but the most unusual of circumstances, the SOA of the output device will be exceeded before that of the driver.

V_{BE} Characteristics

The Darlington represents two emitter-base junctions in series. As a result, greater $V_{BE(ON)}$ and $V_{BE(SAT)}$ values are obtained in comparison with simple discrete power transistors.

Output Diode

All Motorola power Darlington's provide a diode connected between the output collector and its emitter. The diode is formed from the collector-base junction and therefore has a blocking-voltage capability comparable to the V_{BC} rating of the Darlington. This voltage is greater than the V_{CE} capability of the Darlington and therefore, the diode should not be construed as a V_{CE} "clamp." The forward current rating of the diode is de-



signed to be equivalent to the maximum current rating of the Darlington. The diode forward voltage drop is designed to be less than rated V_{EBO} and is useful as an emitter clamp in some circuit configuration.

Thermal Considerations

Motorola power Darlington are monolithic and have both emitter-base junctions shunted with stabilizing resistors. Despite this, there is a regenerative effect from the driver leakage into the output which can cause high overall leakage. This, coupled with the Darlington's high current gain makes thermal runaway a very real concern. Special care must be exercised in determining maximum temperatures and sufficient heat sinking—worst-case consideration of I_C versus V_{BE} as a function of temperature will help the designer determine circuit stability. Negative feedback alternatives should be seriously considered whenever the device is operating in a blocking mode with T_J over 100°C . Some devices will have lower operating temperature ratings than the storage.

Voltage Ratings

Due to the internal base emitter shunting resistors and the resistors and the compound leakage effects, the

Darlington exhibits collector current as a function of collector voltage and input bias different from discrete devices. Also temperature effects as noted above come into play. All voltage breakdown testing is done with a pulse condition of 300 μsec at 2% duty cycle.

Switching Behavior

All Motorola monolithic Darlington devices are supplied in standard three-terminal power transistor packages, and access to the base of the output stage is not available. The resulting turn-off characteristics can be 3 to 7 times slower than that of a discrete transistor.

Temperature Ratings

Motorola power Darlington devices are monolithic and contain integral emitter resistors to stabilize the device output current at temperature. Generally, the storage temperature rating of a Darlington device will be identical to a similarly packaged discrete device. However, the junction operating temperature rating can be significantly lower than the storage temperature; this is primarily due to the limitations imposed by the leakage and resistor characteristics.

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 Engineering Bulletin 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.



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

P. O. BOX 20912 / PHOENIX, ARIZONA 85036

AN 80-WATT SWITCHING REGULATOR FOR CATV AND INDUSTRIAL APPLICATIONS

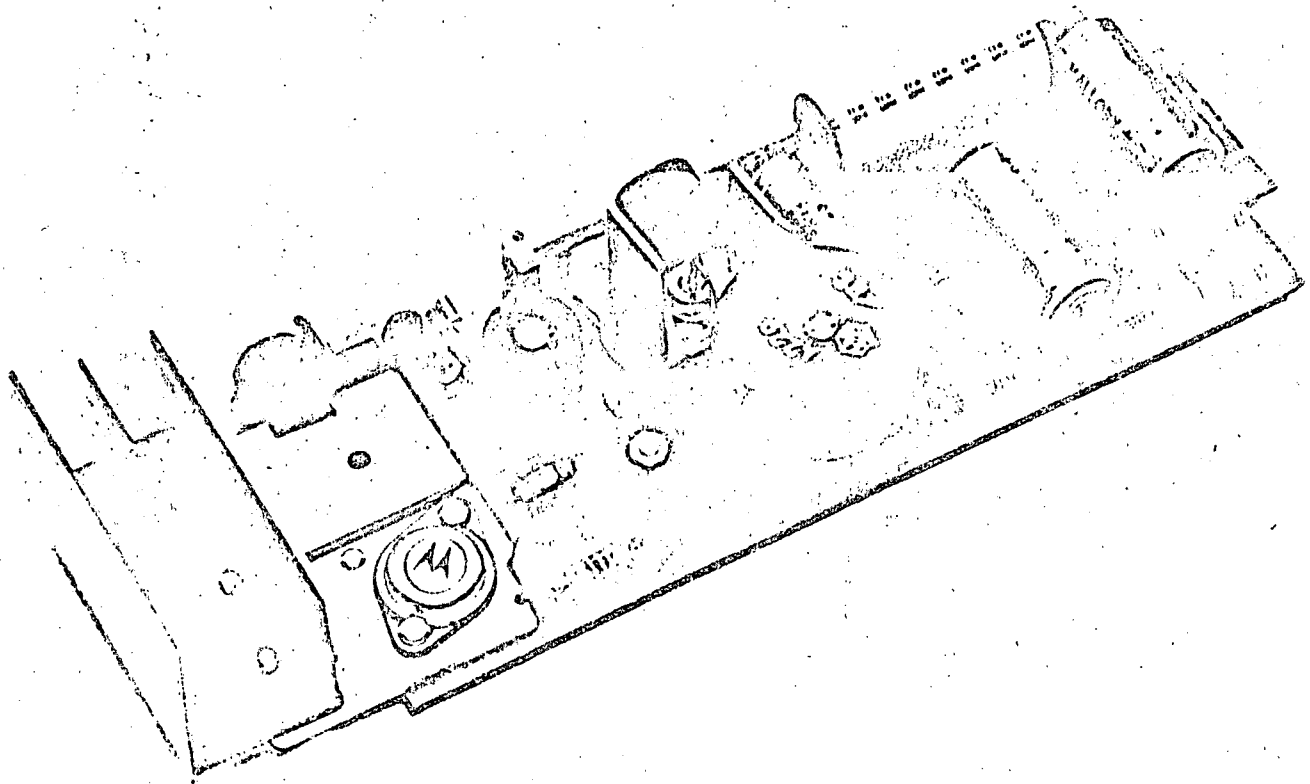
Prepared by:
Jim Nappe
Neil Wellenstein
Industrial Applications Engineering

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 bridge

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 1.

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.

FIGURE 2 - Switching Regulators

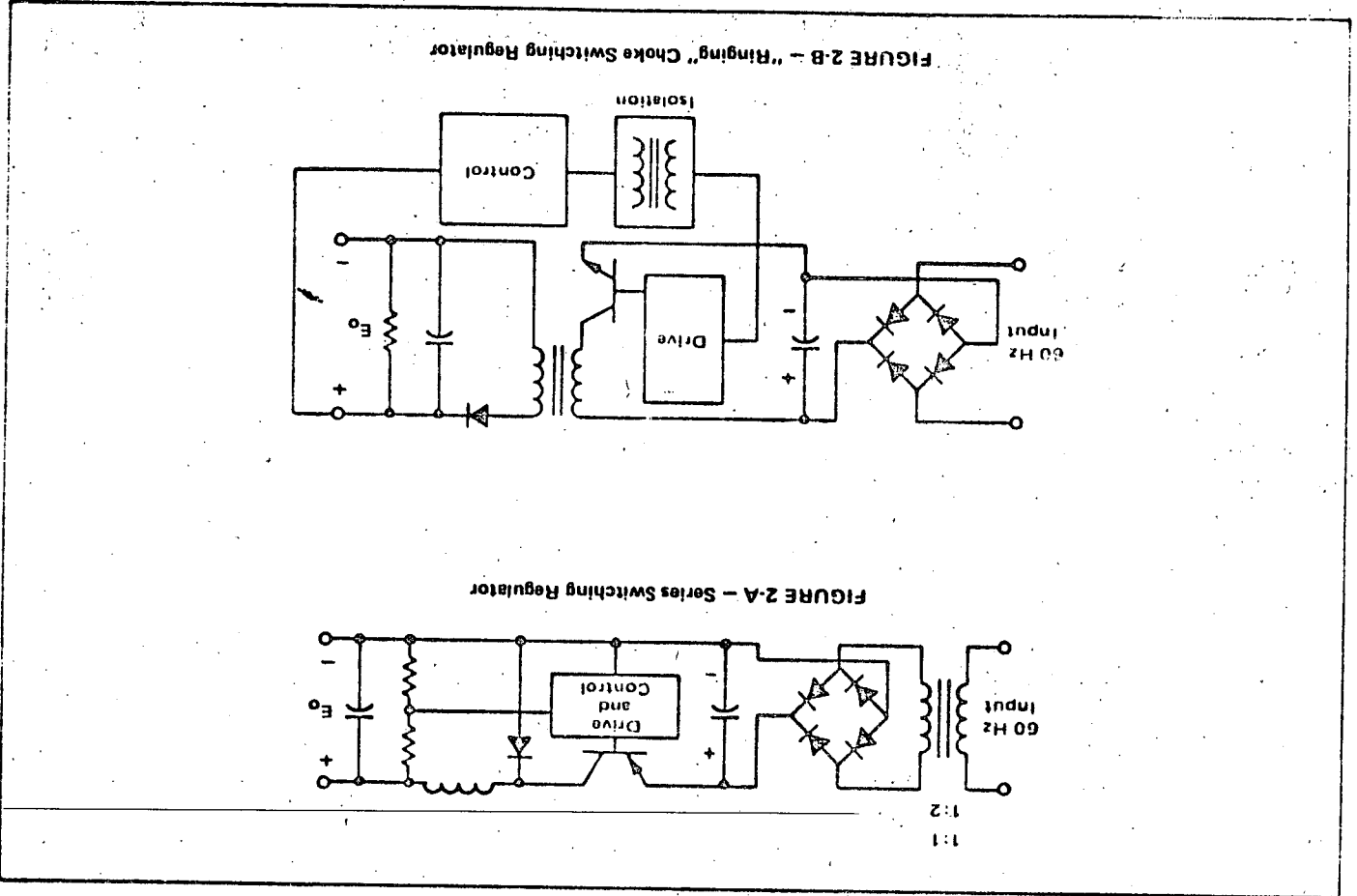


FIGURE 1 - CATV Trunk Station Block Diagram

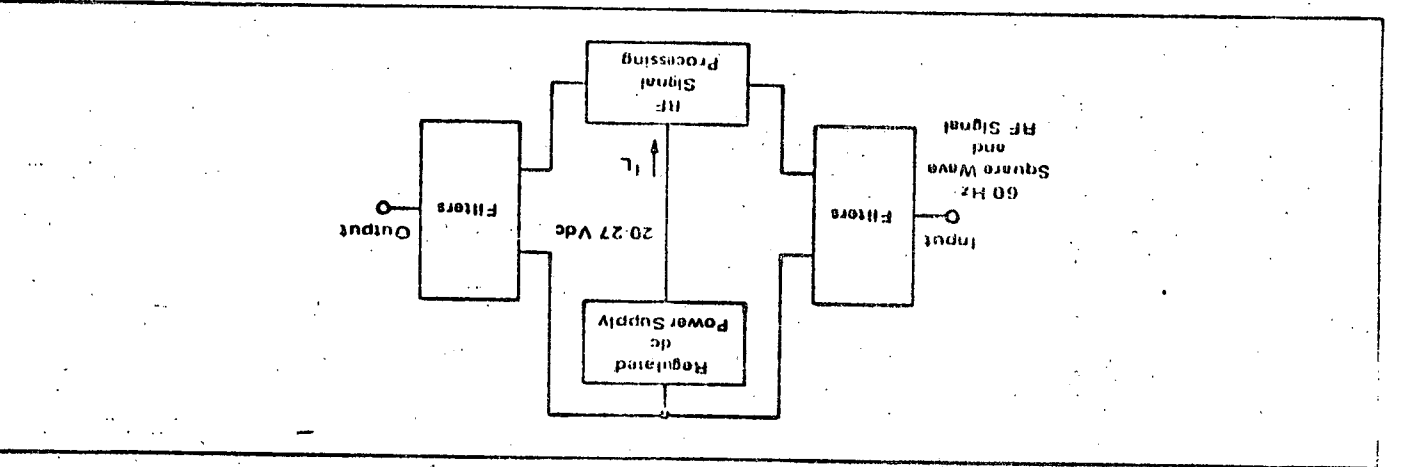


Figure 2-A shows a series switching regulator approach that is very popular in many applications and is used in

TABLE 1 - 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 Hz 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, and can 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.

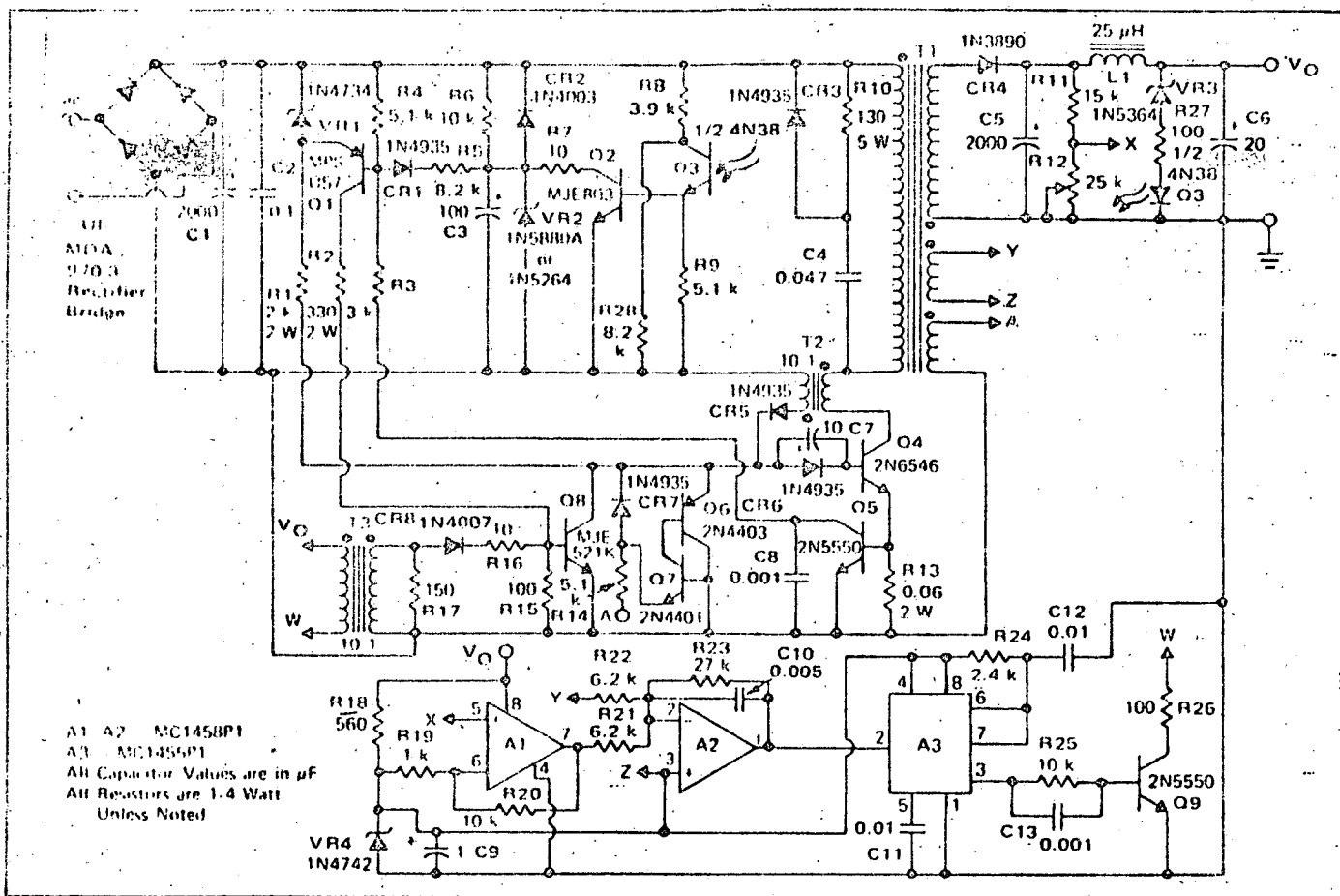


FIGURE 4 - 80-Watt CATV Switching Supply

Start Up Circuit

Figure 4-A is a partial schematic showing the start-up circuitry. Initially the power transistor is allowed to run at a higher current than required under full load conditions to insure start-up with heavy loads. The current in Q4 increases linearly, as in normal operation, until sufficient voltage is developed across R13 to turn on Q5. Q5 provides base drive for Q1 which drives Q8 into saturation and shunts base drive away from Q4. This action, as in normal operation, causes an abrupt change in Q4 collector current, a reversal of transformer polarities and transfer of energy from the primary of T1 to the secondary. Since the current through Q4 and R13 decreases rapidly, some sort of hysteresis is required to prevent Q4 from rapidly turning back on and oscillating about some high dc current level. Auxiliary winding A, Q6, and Q7 provide this hysteresis. During the on time, winding A is positive and provides a small amount of base current to Q4 through R14 and CR7. When the transformer polarities reverse, winding A goes negative turning on Q6 and Q7 which holds the base of Q4 at ground until the secondary has completely discharged. When the secondary current decays to a fairly low level, Q4 is allowed to turn on again and the cycle is repeated until the control circuit takes over. If the output is shorted, this start-up circuit operates at a low duty cycle and protects Q4. However, short circuit currents will appear in the output circuit and could result in component damage if the short circuit condition is

prolonged. Continuous short circuit operation could also overstress the start-up circuitry, which was designed for intermittent operation only.

Input Over Voltage Shut Down Circuit

This portion of the supply is designed to shut down if a transient appears on the input line. If the supply was allowed to operate under this condition, the power transistor would have to withstand a voltage level equal to the transient voltage, plus the kick back voltage that appears during turn off. If the circuit is shut down, the components need only block the peak transient voltage that occurs.

A typical condition for CATV systems has been specified in Table I as 120 Volts for 200 ms. If much higher transients are expected, some other means of protection such as a zener clamp across the dc input, would have to be used in addition to or instead of the shut down circuit. The partial schematic of Figure 4-B shows the portion of the circuit used for over voltage shut down. The value of zener VR2 is chosen to clamp the base of Q1 at a voltage slightly higher than the normal operating voltage. When the input voltage exceeds this level plus the zener drop of VR1, Q1 begins to conduct and turns on Q8 shunting the base drive away from Q4. Q4 will be held off as long as the input voltage is high and will automatically restart when the over voltage condition disappears. Resistor R2 and transistor Q1 were designed for low duty cycle (< 1%) operation and would have to be increased in power handling capability if prolonged operation is required.

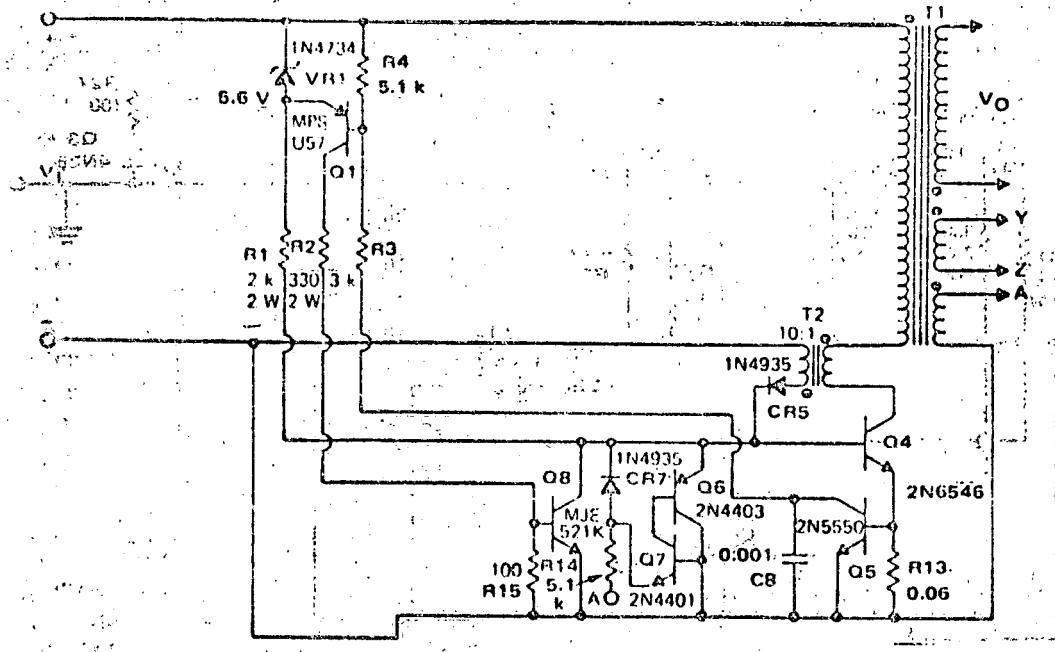


FIGURE 4-A - Start-Up Circuit

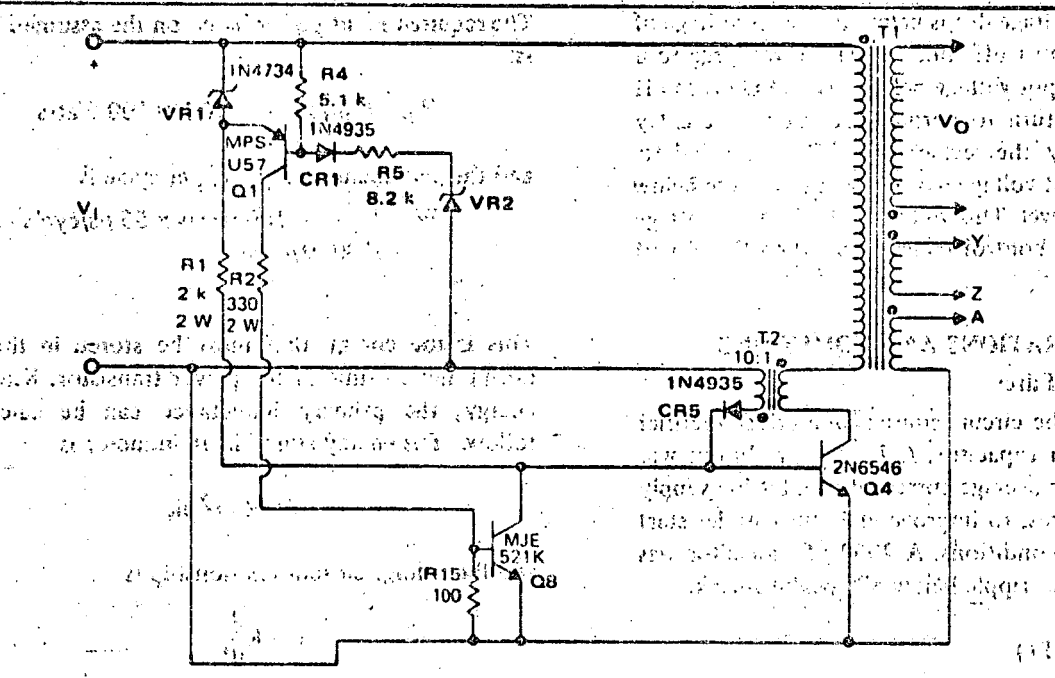


FIGURE 4-B - Input Over Voltage Shut Down Circuit

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.

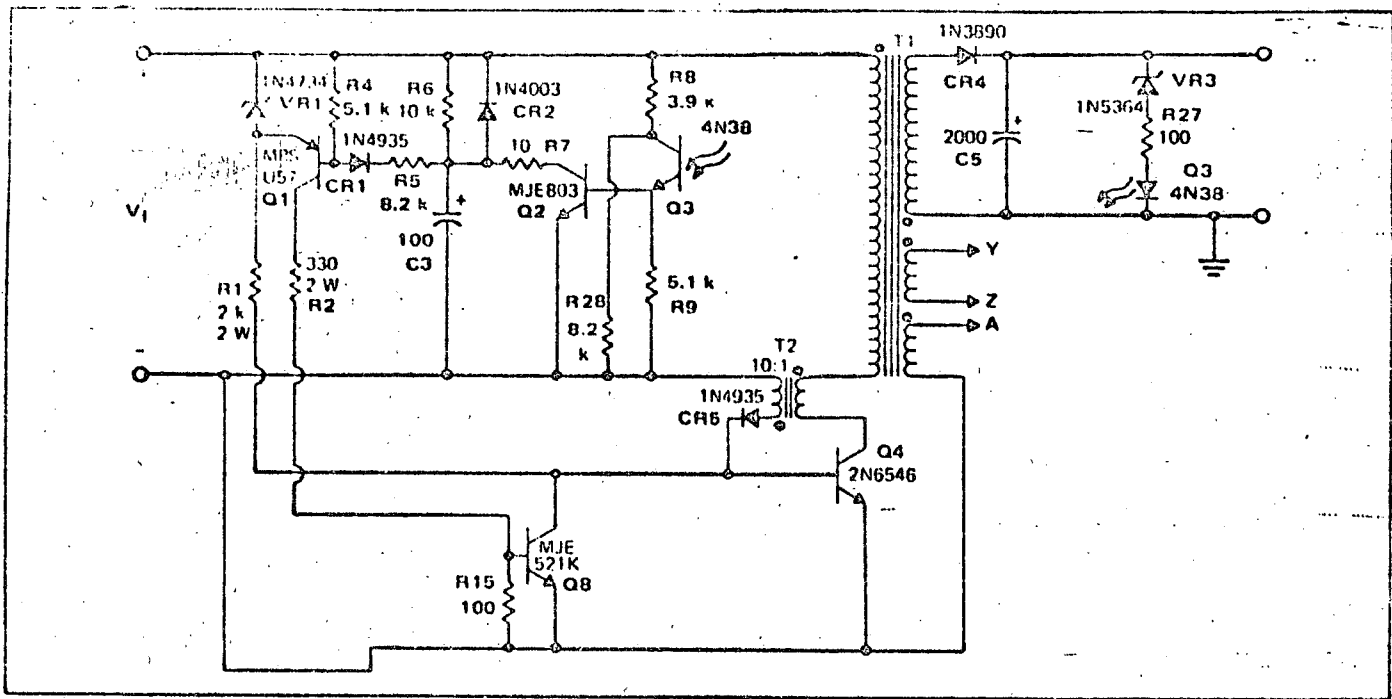


FIGURE 4-C - Output Over Voltage Shut Down Circuit

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 μ F 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

$$W = \frac{1}{2} LI^2_{pk} \quad (1)$$

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

$$L = \frac{(V\Delta t)^2}{2W} \quad (3)$$

Core Material	Core Number	A _c (cm ²)	A _v (cm ²)	l _m (cm)	l _g (cm)	l _e (cm)	l _g (cm)	l _e (cm)
3B7	2213	0.635	0.420	0.046m ²	0.297cm ²	3.12	3800	1900
	4229	2.66	1.94	1.43cm ²	0.217m ²	6.81	3800	1900
	3622	2.02	1.08	0.116m ²	0.748cm ²	5.78	3800	1900
Core Material	Core Number	A _c (cm ²)	A _v (cm ²)	l _m (cm)	l _g (cm)	l _e (cm)	l _g (cm)	l _e (cm)
ACACB	AV	AV	AV	AV	AV	AV	AV	AV

TABLE II

Two available cores that met this requirement were Ferroxcube Part Nos. 3622P-1.00-3B7 and 4229P-1.00-3B7. The specifications for these parts are shown in Table II.

$$ACACB \geq \frac{1.3(80)}{(18 \times 10^{-3})(3.8 \times 10^3)} \times 10^6 = 1.52 \text{ cm}^4$$

For 3B7 material B_{max} = 3800 Gauss, therefore:

$$AC = \text{Available Winding Area of Core (cm}^2\text{)}$$

$$A_{CB} = \text{Effective Area of Core Bobbin (cm}^2\text{)}$$

$$P_{out} = \text{Output Power (Watts)}$$

$$f = \text{Frequency (Hz)}$$

$$B_{max} = \text{Saturation Flux Density (Gauss)}$$

$$ACACB \geq \frac{1.3 P_o}{f B_{max}} \times 10^6 \text{ (cm}^4\text{)} \quad (4)$$

First determine the required ACACB product from

the minimum core size.

For example and the following approach was used to determine the minimum core size. 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. 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.

$$I_{pk}(\text{max}) = \frac{VA}{\sqrt{2}} = \frac{40(30 \times 10^{-6})}{\sqrt{2}} = 130 \times 10^{-6} = 9.2 \text{ Amp}$$

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.

$$L = \frac{2(5500 \times 10^{-6})}{(40 \times 30 \times 10^{-6})^2} = 130 \mu\text{H}$$

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%, L can be chosen to be 30 μs. Substituting the known quantities into equation (3) we get:

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} @ 250°C).

Calculating N_p from equation (5)

$$N_p = \frac{(130 \mu\text{H})(10 \text{ A})}{(2.66 \text{ cm}^2)(2000 \text{ Gauss})} \times 10^8 = 24 \text{ Turns}$$

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

$$l_e = \text{Effective Flux Path (cm)}$$

$$N_p = \text{Primary Turns}$$

$$\mu_{av} = \text{Average Permeability}$$

$$I_{pk} = \text{Peak Primary Current (Amperes)}$$

$$B_{max} = \text{Saturation Flux Density (Gauss)}$$

$$l_m = \text{Length of Magnetic Path (cm)}$$

$$l_g = \text{Length of Air Gap (cm)}$$

The average permeability for 3B7 material, as shown in Table II is 1900, and calculating l_e from equation (6)

$$l_e = \frac{2000}{(0.4)(3.14)(24)(10)(1900)} = 286 \text{ cm}$$

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

$$N_p = \frac{L_p I_{pk}}{A_c B_{max}} \times 10^8 \quad (5)$$

where:

$$N_p = \text{Primary Turns}$$

$$L_p = \text{Primary Inductance (Henries)}$$

$$I_{pk} = \text{Peak Primary Current (Amperes)}$$

$$A_c = \text{Effective Area of Core (cm}^2\text{)}$$

$$B_{max} = \text{Saturation Flux Density (Gauss)}$$

Substituting this value for l_p and the value for l_m from Table II into Equation (7) we get

$$286 \text{ cm} = 6.81 \text{ cm} + (1900) l_p$$

$$l_p = \frac{286 - 6.81}{1900} = 0.147 \text{ cm} = 0.058 \text{ in}$$

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:

$$*P_D = \frac{100 R t_p}{L_m} \quad (11)$$

where

P_D = 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.

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 $P_{out} = (4.3 \text{ V}) (1 \text{ A}) = 4.3 \text{ Watts}$.

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

$$L_m = 0.4 \pi N_p^2 \mu_{av} \left[\frac{A_c}{l_m} \right] \times 10^{-8}$$

solving for N_p

$$N_p = \sqrt{\frac{L_m}{0.4 \pi \mu_{av} \left[\frac{A_c}{l_m} \right] \times 10^{-8}}}$$

$$N_p = \sqrt{\frac{129 \times 10^{-6}}{(0.4) (3.14) (1.9 \times 10^3) \left[\frac{0.635}{3.12} \right] \times 10^{-8}}} = \sqrt{26.5} = 5.1 \text{ Turns, Used 5 Turns}$$

and

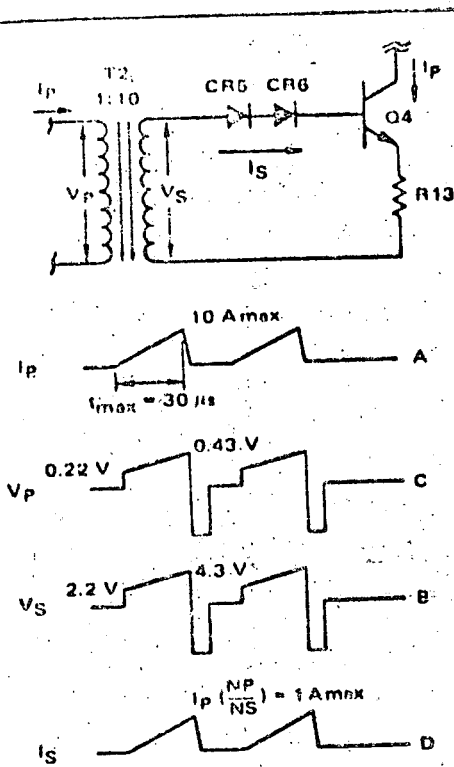
$$N_s = \frac{N_p}{n} = 5 / (1/10) = 50 \text{ Turns}$$

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,

$$ACB \geq \frac{N_p}{T_{16}} + \frac{N_s}{T_{24}}$$

$$ACB \geq \frac{5}{327} + \frac{50}{1893} = 0.0416 \text{ in.}^2$$

The ACB for the 2213 core is 0.046 in. sq. from Table II. The complete specifications for T2 are shown in Table III.



Worst Case Conditions

- $V_{CR5} @ 1 \text{ Amp} = 1.1 \text{ Volts}$
- $V_{CR6} @ 1 \text{ Amp} = 1.1 \text{ Volts}$
- $V_{BE} (@ h_{FE} = 10, I_p = 10 \text{ A}) = 1.5 \text{ Volts}$
- $V_{R13} (@ I_p = 10 \text{ A}) = 0.6 \text{ Volts}$

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.

- a) $R_S \ll R_L$
- b) R_C is large (meaning core loss is low)
- c) $R_g \gg R_p$
- d) $R_g \gg n^2 R_L$

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:

$$R = \left(\frac{1}{10} \right)^2 (4.3) = 0.043 \Omega$$

TABLE III - Transformer Specifications

T1:	Primary	- 24 Turns of #16 AWG
	Secondary	- 13 Turns of #16 AWG
	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

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

$$I_{CQ8max} = I_{B1} + I_{B2}$$

$$= \frac{I_{CQ4}}{10} + \frac{I_{CQ4}}{10} \quad (\text{assuming } I_{B1} = I_{B2} = I_{C/10})$$

$$I_{CQ8max} = \frac{9.2 \text{ A}}{10} + \frac{9.2 \text{ A}}{10} = 1.84 \text{ Amp}$$

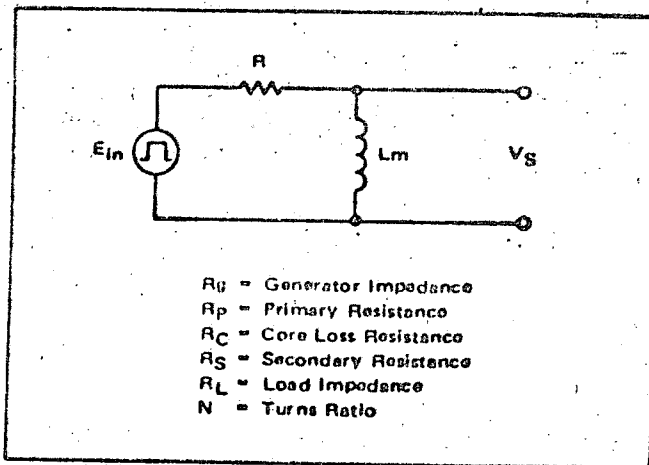


FIGURE 5-A

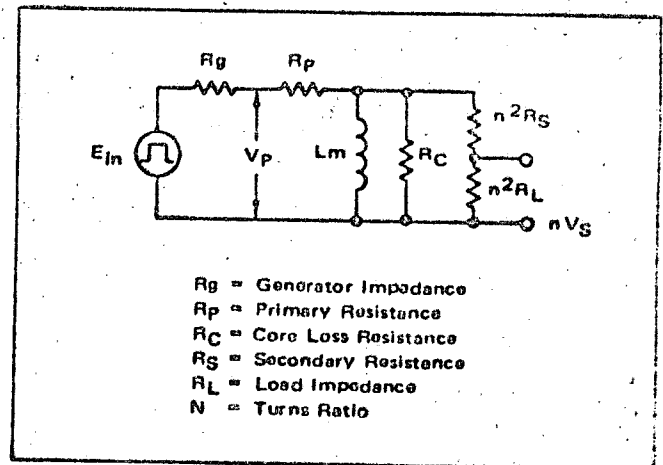


FIGURE 5-B - Low Frequency Equivalent Circuits

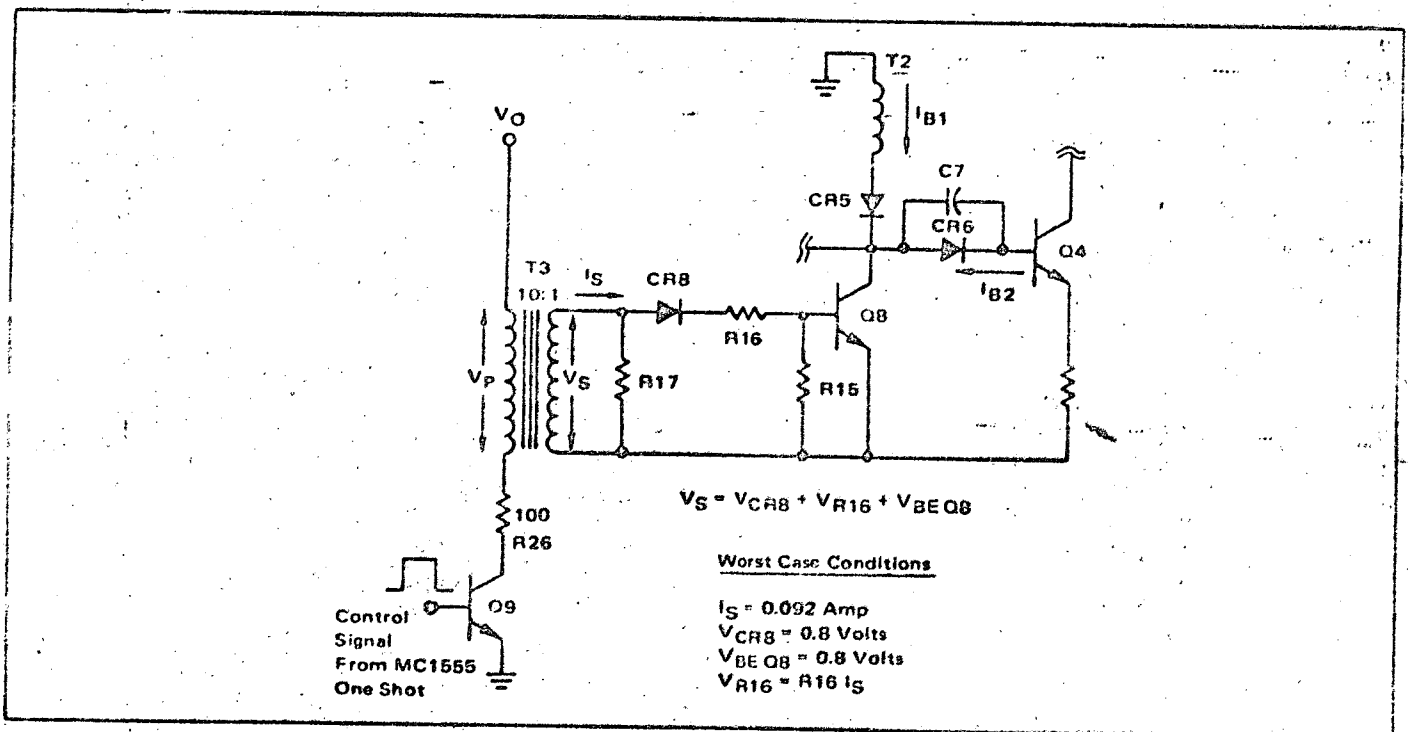


FIGURE 6 - Control Transformer Circuit (T3)

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 circuit 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)

$$V_p = V_O - V_{R26} - V_{CE(sat) Q9}$$

$$= V_O - (I_S/n)(100) - V_{CE(sat) Q9}$$

With the output voltage of the supply adjusted to its low value ($V_O = 20 \text{ Volts}$) 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

$$V_S = V_{CR8} + I_S R_{16} + V_{BE Q8}$$

$$R_{16} = \frac{V_S - V_{CR8} - V_{BE Q8}}{I_S} = \frac{1.9 - 0.8 - 0.8}{0.092}$$

$$= 3.26 \Omega (\text{used } 3 \Omega)$$

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

$$P_D = \frac{100 R I_p}{L_m} \quad (11)$$

$$L_m = \frac{100(2065 \Omega)(25 \times 10^{-6} \mu s)}{10} = 516 \text{ mH}$$

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.

$$BV_{CEX} > V_I (\max) + nT_1 V_O (\max) \quad (12)$$

where:

BV_{CEX} = The Collector-to-Emitter Breakdown Voltage With Specified Base Circuit Conditions

$V_I (\max)$ = 80 Volts Before Shutdown Occurs

nT_1 = 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.

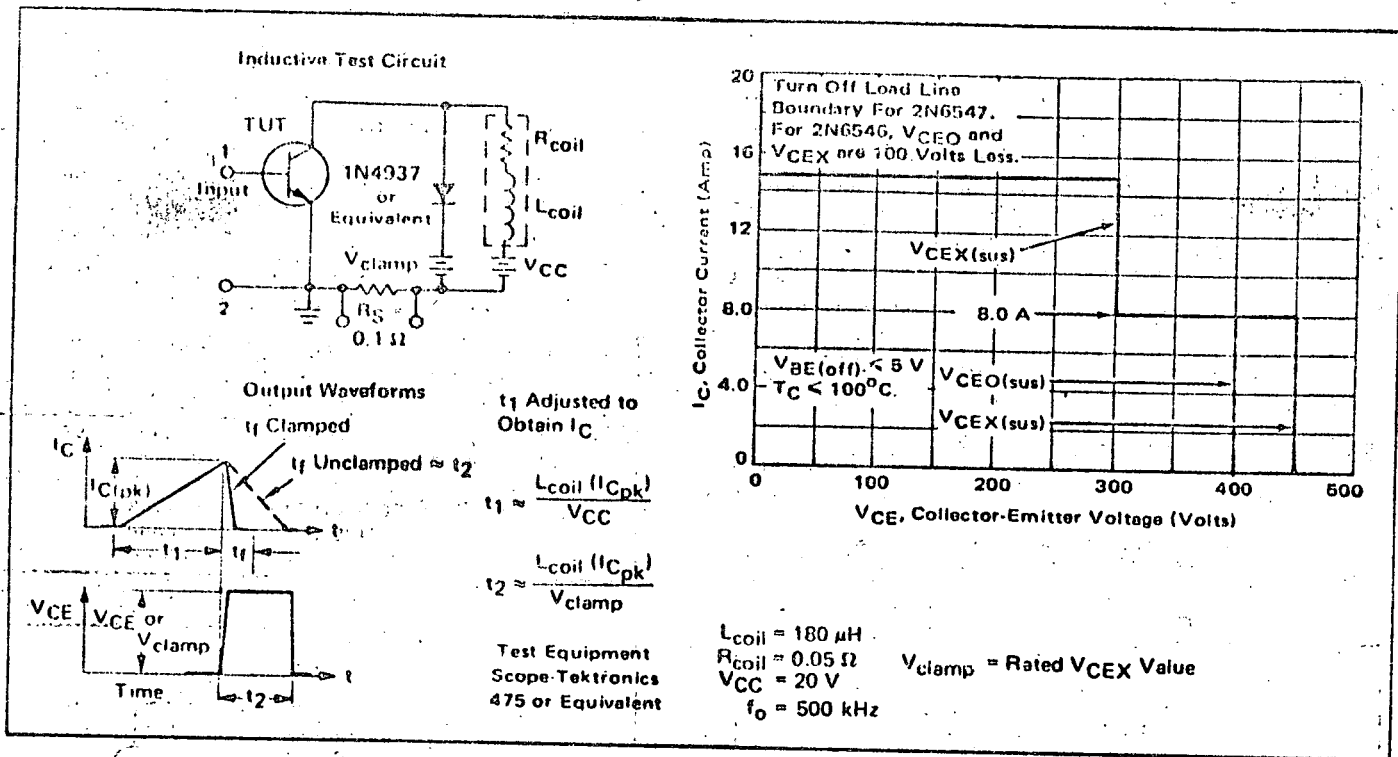


FIGURE 7 - Switching Safe Operating Area - V_{CE} (Clamped)

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:

$$C4 = \frac{I_{pk} t_V}{V_{Clamped}} \quad (13)$$

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 $C4_{min}$ use $t_V = t_{fmax} = 1 \mu s$.

$$C4_{min} = \frac{(10)(1.0 \times 10^{-6})}{350} = 0.029 \mu F \text{ (used } 0.047 \mu F \text{)}$$

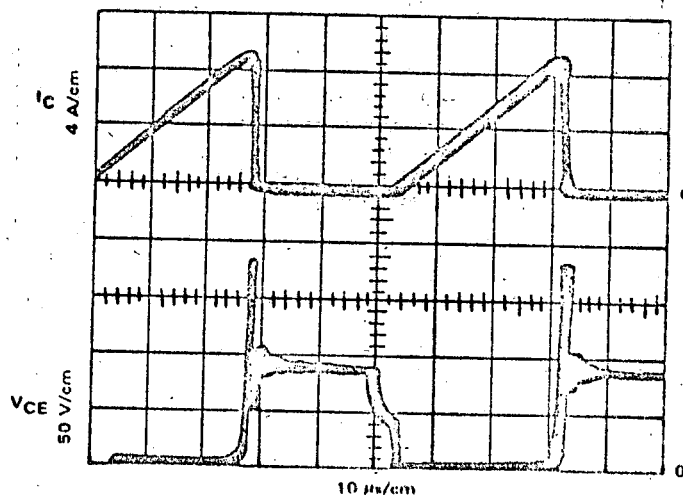


FIGURE 8 - Voltage and Current Waveform for Q4

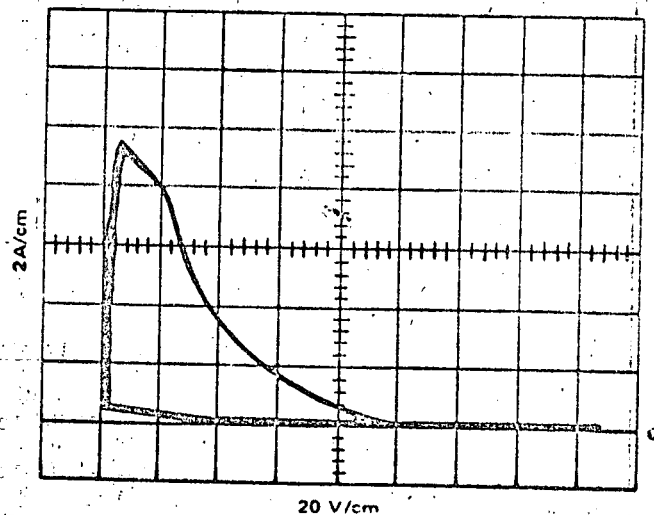


FIGURE 9 - Q4 Load Line

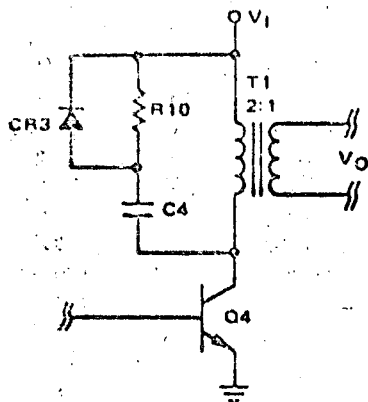


FIGURE 10 - Load Line Shaping Network

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

$$+V_{Y-Z} = \left(\frac{N_Y \cdot Z}{N_P} \right) (V_{I \text{ low}}) = (1/6)(40 \text{ V}) = 6.67 \text{ Volts}$$

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 $t_{on} \cong 6 \mu\text{s}$

In 6 μ s, with high input voltage, the integrator output will change by

$$-\frac{10}{30 \times 10^{-6}} \times 6 \times 10^{-6} = -2 \text{ Volts.}$$

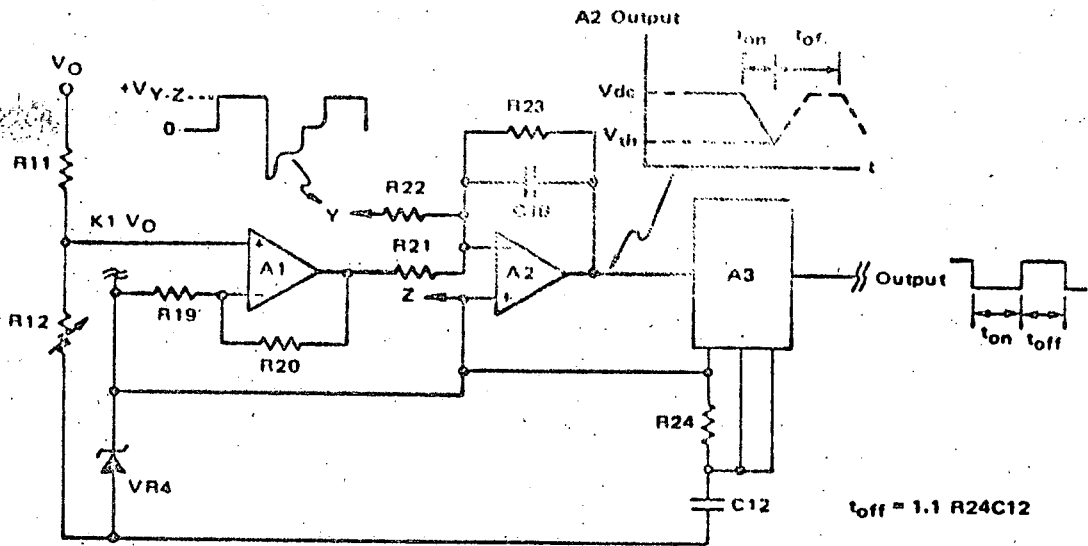


FIGURE 11 - Control Circuit

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 $K = \frac{R12}{R11 + R12}$, cannot change more than 1%, or 0.12 Volts. Minimum control circuit gain may then be calculated as

$$0.12 \text{ A} = 4.67$$

$$\text{A} = 38.9.$$

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 $25 \mu\text{s}$. From the MC1455 data sheet and Figure 4

$$1.1 R24C12 = 25 \mu\text{s}$$

A convenient value can be chosen for one of the components, which fixes the second one. For the circuit of Figure 4, $R24 = 2.4 \text{ k}\Omega$, $C12 = 0.01 \mu\text{F}$.

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 $7500 \mu\text{F}$. 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

$$C5 = \frac{I_{Omax} t_{on(max)}}{V_{Ripple}}$$

$$= \frac{(3A)(30 \times 10^{-6})}{50 \times 10^{-3}} = 1800 \mu\text{F} \text{ (used } 2000 \mu\text{F)}$$

The LIC6 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

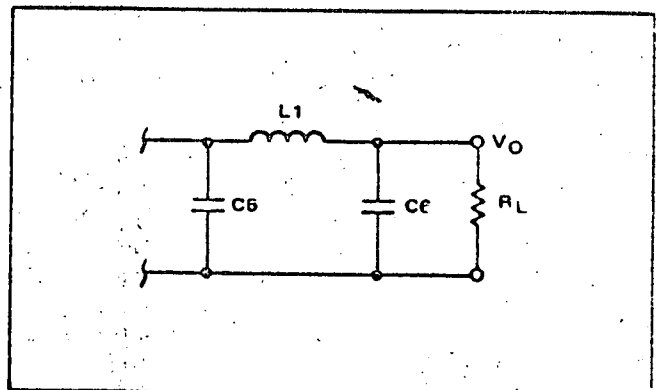


FIGURE 12 - Output Filter Section

$$R_{L(\min)} = \frac{V_{O(\min)}}{I_{O(\max)}} = \frac{20}{3} = 6.67 \Omega$$

$$X_{C(\max)} \leq (0.1)(6.67) = 0.667 \Omega$$

solving for C6 from

$$X_{C(\max)} = \frac{1}{2\pi f_{\min} C_{6(\min)}}$$

gives

$$C_{6(\min)} = \frac{1}{2\pi f_{\min} X_{C6(\max)}} = \frac{1}{2(3.14)(18 \times 10^3)(0.667)}$$

$$= 13.3 \mu\text{F (used } 20 \mu\text{F)}$$

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 $I_{\max} = I_{dc} + I_{ac} \approx 3 \text{ A}$, #16 gauge wire was chosen. Then:

$$* A_C A_{CB} = \frac{\lambda X L I_{\max}}{0.8 B_{\max}} \times 10^8 \text{ (cm}^4\text{)}$$

where λX = cross sectional area of the wire in cm^2

The equations used in this approach are from Reference 7.

$$A_C A_{CB} = \frac{(0.013 \text{ cm}^2)(25 \times 10^{-6}) (3 \text{ A})}{(0.8)(2000 \text{ g})} \times 10^8 \text{ cm}^4$$

$$= 0.06 \text{ cm}^4$$

From Table II, core #2213-L00-3B7 should work. The number of turns can be calculated from

$$N = \frac{L I_{\max}}{A_c B_{\max}} \times 10^8 = \frac{(25 \times 10^{-6})(3 \text{ A})}{(0.635)(2000)} \times 10^8$$

$$= 5.9 \text{ (used 6 turns)}$$

checking the fit:

$$A_{CB} \geq \frac{N^2}{116} = \frac{6^2}{327} = 0.11 \text{ in. sq.}$$

Since this A_{CB} for the 2213 core is 0.046 in. sq. , this winding should fit.

Checking the magnetic path length required,

$$l_c = \frac{(0.4)\pi N I_{\max} \mu A_V}{B_{\max}} = \frac{(0.4)(3.14)(6)(3)(1900)}{2000}$$

$$= 21.5 \text{ cm}$$

$$l_c = l_m + \mu l_g$$

$$21.5 \text{ cm} = 4.5 \text{ cm} + (1900) l_g$$

$$17 = 1900 l_g$$

$$l_g = 0.0089 \text{ cm} = 0.002 \text{ ins}$$

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 Transistors 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 44C, 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.

INDUSTRIAL CONTROLS

Engineering Bulletin

By: Henry Wurzburg,
Industrial Applications Engineer

Control Your Switching Regulator with the MC3380 Astable Multivibrator

An emitter-coupled astable multivibrator with programmable pulse width and current-controlled pulse-repetition-rate capabilities can be used not only as a free-running oscillator, but as the control element in switching regulator applications. This bulletin describes the operation and characteristics of the MC3380 astable multivibrator and details the design of a 200-volt switching regulator circuit for gas discharge displays, which uses this device as the control element.

Device Operation

Figure 1 is a schematic of the MC3380 in an oscillator circuit. Q1 and Q2 form an astable multivibrator whose pulse width and repetition rate are determined by R_{EXT} , C_{EXT} and the magnitude of I_4 , which is proportional to the current into pin 6, I_{FB} . To understand the operation of the circuit, begin by assuming that a voltage exists on C_{EXT} sufficient to turn Q1 off. Under this condition,

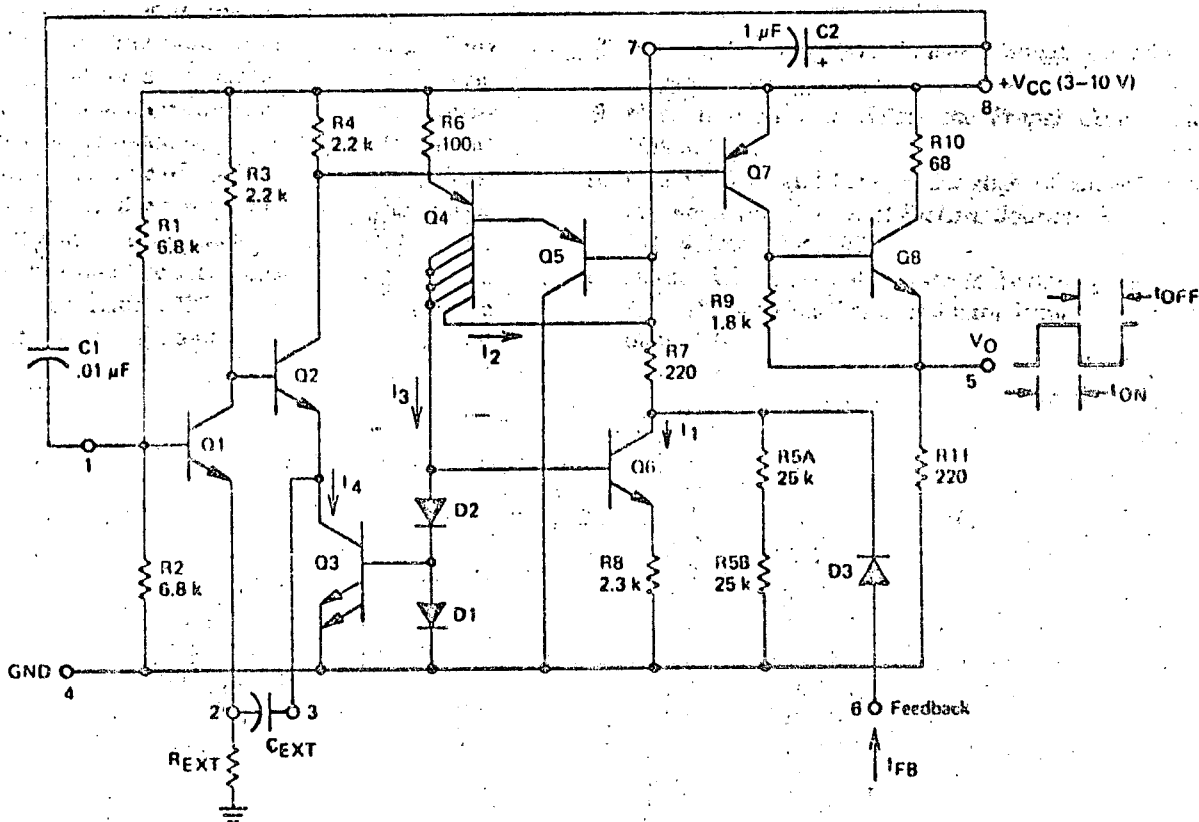


FIGURE 1. Oscillator Circuit Schematic

Astable Multivibrator Control of Switching Regulator

Q2 is on and the oscillator output, V_O , is high. The charge in C_{EXT} flows to ground at a rate determined by R_{EXT} until the voltage across C_{EXT} is low enough to allow Q1 to turn on. This period is t_{ON} . When Q1 turns on, Q2 turns off, the output goes low, and C_{EXT} is now charged at a rate determined by C_{EXT} and I_4 until the voltage across C_{EXT} is sufficient to turn off Q1 again. This period is t_{OFF} .

Transistor Q6, in conjunction with D1, D2 and R8, forms a constant current source whose output is I_1 (nominally $400 \mu A$). The value of I_2 is approximately $I_1 - I_{FB}$. Q4 sources a current, I_3 , whose value is $4I_2$, or $4(I_1 - I_{FB})$. Since the emitter area of Q3 is twice that of D1, the combination of Q3, D1, and D2 forms a current mirror which sinks a current, I_4 , equal to $2I_3$ or $8(I_1 - I_{FB})$. By increasing I_{FB} , the magnitude of I_4 is decreased, the charging time of C_{EXT} is increased and t_{OFF} becomes longer. As I_{FB} approaches I_1 , I_4 approaches zero and oscillation ceases. The value of I_{FB} at which this occurs is specified to be between $250 \mu A$ and $600 \mu A$.

Two additional external capacitors are required for proper operation of the oscillator circuit. C1 assures initial startup, while C2 serves as a noise filter for the current summing node of Q6.

Device Characteristics

The output characteristics of MC3380 are shown in Figure 2 and in Figure 3, a plot of t_{OFF} versus C_{EXT} shows the minimum t_{OFF} that can be obtained with a given value of C_{EXT} which occurs when I_{FB} is equal to zero. A plot of t_{OFF} versus I_{FB} is not shown since this characteristic varies widely between individual devices and is not normally necessary for proper circuit design if the MC3380 is used in a closed-loop control system. The following design example will show that knowledge of

t_{OFF} versus C_{EXT} is necessary only for an I_{FB} equal to zero. A graph of t_{ON} versus R_{EXT} and C_{EXT} is shown in Figure 4. Note that t_{ON} is not dependent upon the value of I_{FB} , but only on the value of R_{EXT} and C_{EXT} .

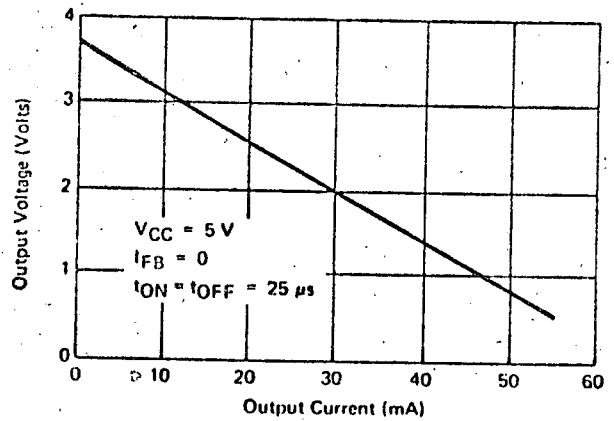


FIGURE 2. Typical MC3380 Output Characteristics

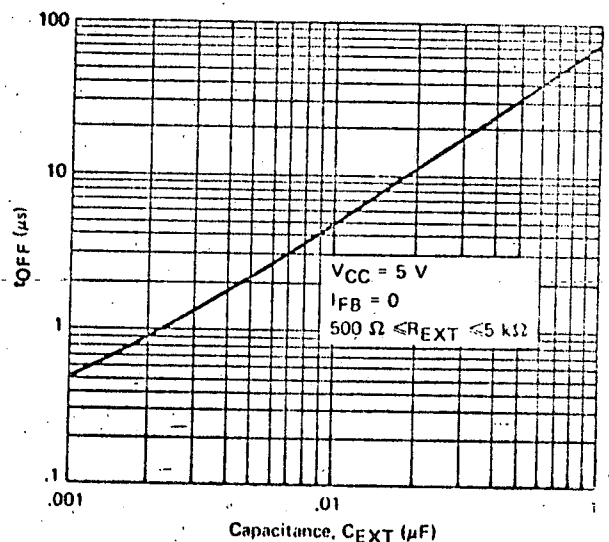


FIGURE 3. Typical C_{EXT} versus t_{OFF}

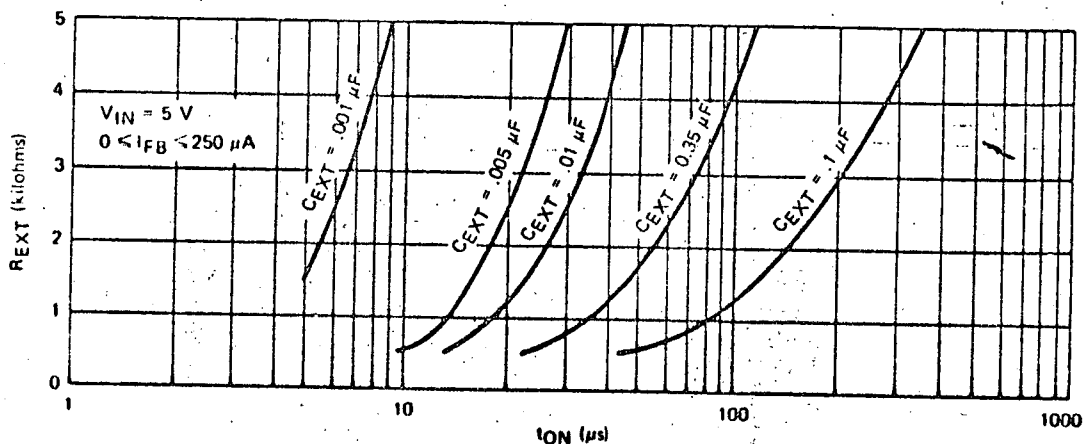


FIGURE 4. Typical t_{ON} versus R_{EXT}

10. Power Switch.

Q2 must have the following characteristics: Low

$V_{CE(SAT)}$ at $I_C = 2.3$ A and $\frac{I_C}{I_B} = 10$, high switching speed and a $BV_{CER} \geq 25$ V. Q1 was chosen on a similar basis. R2 was chosen to be as low as possible to aid turn-off of Q2. R1 and C1 form a snubber network to damp any high voltage spikes generated by the leakage inductance of T1 and were chosen empirically.

11. Feedback.

The type of feedback scheme depends upon the polarity of the input and output voltages with respect to system ground. A positive 200-volt output is desired, and a negative input voltage is available. Therefore, the system ground reference must be pin 8 and a zener diode can be used as a feedback element. The output voltage is given by:

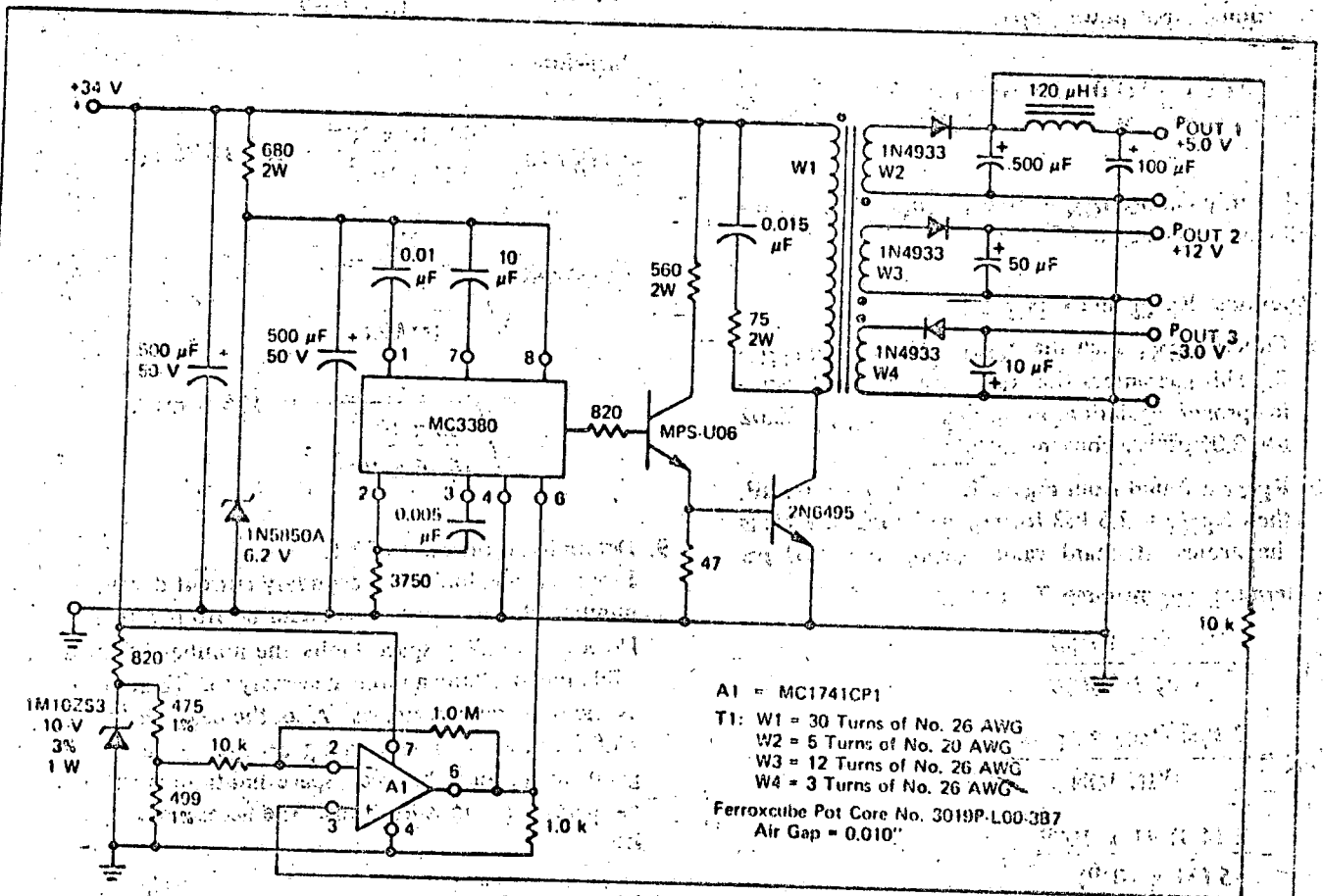
$$V_{OUT} \approx V_Z = 200 \pm 10\% \text{ volts (for a 10\% tolerance zener).}$$

Multiple Output Regulator

Multiple output voltages can be obtained by using additional secondary windings. Figure 9 illustrates the use of this technique. The regulation provided by these additional outputs depends upon the degree of their coupling to the regulated 5-volt winding.

The system ground reference for this circuit is pin 4. Feedback is accomplished by amplifying the output error with op amp A1, and applying this voltage to pin 6 of the MC3380. Referring back to Figure 1, it can be seen that if the voltage at pin 6 increases to within one-diode drop of the voltage at pin 8, Q4 and Q5 will begin to turn off, decreasing I_4 and increasing I_{OFF} .

Design of the transformer, T1, and the power circuit consisting of Q1 and Q2 was accomplished using the same methods discussed in the previous section.



- A1 = MC1741CP1
- T1: W1 = 30 Turns of No. 26 AWG
- W2 = 5 Turns of No. 20 AWG
- W3 = 12 Turns of No. 26 AWG
- W4 = 3 Turns of No. 26 AWG
- Ferroxcube Pot Core No. 3019P-L00-3B7
- Air Gap = 0.010"

TYPICAL PERFORMANCE

- POUT 1 = 4 Watts
- ($V_O = 5$ V $\pm 5\%$)
- 5-V Ripple Component = 50 mV
- (120 Hz \pm 20 kHz)
- POUT 2 = 600 mW
- ($V_O = 12$ V $\pm 10\%$)
- POUT 3 = 3 mW
- ($V_O = 3$ V $\pm 10\%$)

Load Regulation, POUT 1 = 0.6%
($0 < I_L < 800$ mA)

FIGURE 9. Typical Application as Multiple Output Switching Regulator

Circuit operation is as follows: during t_{ON} , Q1 and Q2 are saturated and the primary current of T1 increases; fast recovery diode, D1, preventing secondary current flow during this period. Q1 and Q2 are then switched off, and the energy stored in the primary of T1 ($1/2LI^2$) is transferred to the secondary during t_{OFF} . Feedback to the MC3380 is accomplished by a zener diode, Z1. If the output voltage tends to increase, the zener current, I_{Z1} , increases and lengthens t_{OFF} . The rate of energy transfer is decreased, and the output voltage tends to decrease.

The general design procedure for the circuit of Figure 8 is as follows:

1. Design specifications

Input Voltage, V_{IN}	5 V
Output Voltage, V_{OUT}	200 V \pm 10%
Output Current, I_O	15 mA
Conversion Efficiency, η	\geq 70%
Full Load Operating Frequency, f	\geq 20 kHz

2. Determine input power, P_{IN}

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\eta} = \frac{V_{OUT} I_O}{\eta} = \frac{2 \times 10^2 (15 \times 10^{-3})}{0.7} \text{ W} = 4.3 \text{ W}$$

3. Arbitrarily choose $t_{ON} = 30 \mu\text{s}$, $t_{OFF} = 10 \mu\text{s}$, for a full-load frequency of 25 kHz.

4. Determine R_{EXT} and C_{EXT} .

- Choose C_{EXT} such that $t_{OFF} \leq 10 \mu\text{s}$ when $I_{FB} = 0$. This guarantees that $I_{EB} \geq 0$ at full load, assuring proper regulation. From Figure 3, $C_{EXT} \leq 0.02 \mu\text{F}$; $0.01 \mu\text{F}$ is a convenient value.
- R_{EXT} is found from Figure 4. If $C_{EXT} = 0.01 \mu\text{F}$, then $R_{EXT} = 2.5 \text{ k}\Omega$ for $t_{ON} = 30 \mu\text{s}$. $2.7 \text{ k}\Omega$ is the nearest standard value, giving $t_{ON} = 31 \mu\text{s}$.

5. Determine I_{PK} through T1 primary

$$P_{IN} = \frac{V_{IN} I_{PK} (t_{ON})}{2 (t_{ON} + t_{OFF})}$$

$$I_{PK} = \frac{2 P_{IN} (t_{ON} + t_{OFF})}{V_{IN} t_{ON}}$$

$$= \frac{2 (4.3) 41 \times 10^{-6}}{5 (31 \times 10^{-6})} \text{ A} = 2.3 \text{ A}$$

Note that a 500- μF capacitor is used to decouple the power supply from the 2.3A peak current.

6. Determine primary inductance, neglecting the transistor saturation voltage.

$$L_p = \frac{V_{IN} t_{ON}}{I_{PK}} = \frac{5 (31 \times 10^{-6})}{2.3} \text{ H} = 65 \mu\text{H}$$

7. Using manufacturers' design equations, determine inductor specifications. A Ferroxcube pot core (No. 2213-100387) with the following primary winding specification was used:

$N_p = 8$ turns of No. 22 AWG magnet wire

Gap = 0.006 inch.

8. Determine maximum number of secondary turns allowable for complete decay of secondary current during the minimum t_{OFF} at rated output.

$$L_s (\text{MAX}) = \frac{V_{OUT} t_{OFF}}{I_s (\text{PK})} \text{ where}$$

$$I_s (\text{PK}) = \frac{2 I_o (t_{OFF} + t_{ON})}{t_{OFF}}$$

$$I_s (\text{PK}) = \frac{2 (15 \times 10^{-3}) 41 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-6}} \text{ A} = 123 \text{ mA}$$

therefore

$$L_s (\text{MAX}) = \frac{200 (10 \times 10^{-6})}{123 \times 10^{-3}} \text{ H} = 16.26 \text{ mH}$$

$$N_s (\text{MAX}) = \sqrt{\frac{N_p L_p}{L_s (\text{MAX})}} = \sqrt{\frac{8}{\frac{65 \times 10^{-6}}{16.26 \times 10^{-3}}}} = 125 \text{ turns}$$

9. Determine turns-ratio of T1.

From the standpoint of secondary current decay, the number of secondary turns could be from 1 to 125. However, winding space limits the number of turns, while the breakdown rating necessary for Q2 increases as the turns ratio decreases. Also, the peak diode current increases with decreasing secondary turns. A good compromise between space limitations and Q2 breakdown rating is 80 turns. The necessary BV_{CER} is:

$$BV_{CER} \geq V_R + V_{IN} \text{ where } V_R = V_{OUT} \frac{N_p}{N_s}$$

$$= \frac{2 \times 10^2 \times 8}{80} \text{ V} = 20 \text{ V}$$

Therefore, a minimum BV_{CER} of 25 V is required.

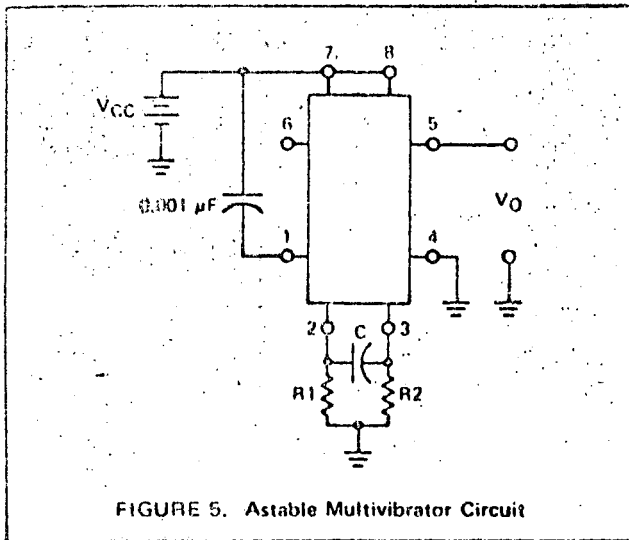


FIGURE 5. Astable Multivibrator Circuit

Free-Running Oscillator

If a fixed-frequency, free-running oscillator is required, the circuit of Figure 5 can be used. In this circuit, the current sink, Q3, has been disabled by connecting pin 7 to pin 8. Q4 and Q5 are therefore off and $I_4 = 0$. R2 provides a charging path for C during t_{OFF} . The frequency range of this oscillator is from approximately 1 kHz to greater than 300 kHz. Plots of frequency and duty cycle versus R1, R2 and C are shown in Figures 6 and 7.

A 200-V Switching Regulator for Gas Discharge Displays

The use of gaseous discharge displays in electronic equipment is becoming increasingly common. A convenient method of converting a low-voltage supply to high voltage to power this type of display is shown in Figure 8. In this circuit, the MC3380 is used as the control element in a switching regulator. The regulator converts 5 V into

200 V and provides up to 15 mA of output current, sufficient to drive 10 to 15 digits of most gas discharge displays.

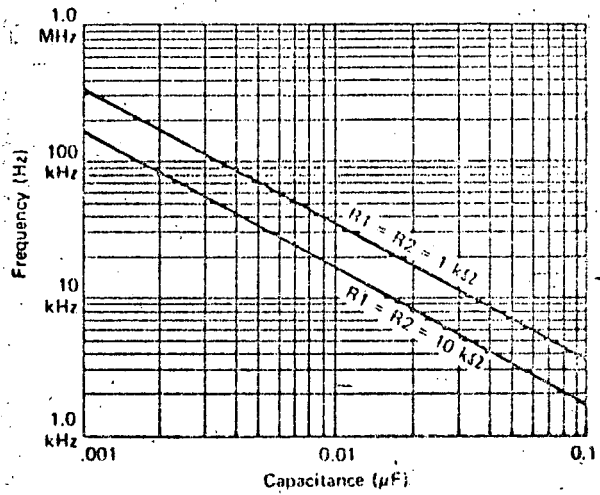


FIGURE 6. Typical Capacitance versus Frequency

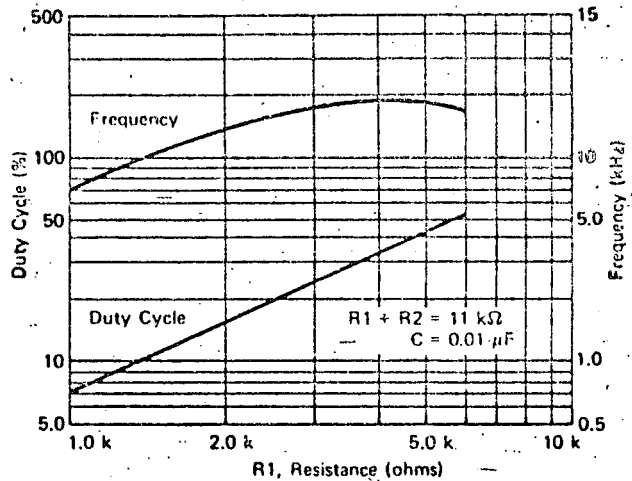


FIGURE 7. Typical Duty Cycle and Frequency Characteristics

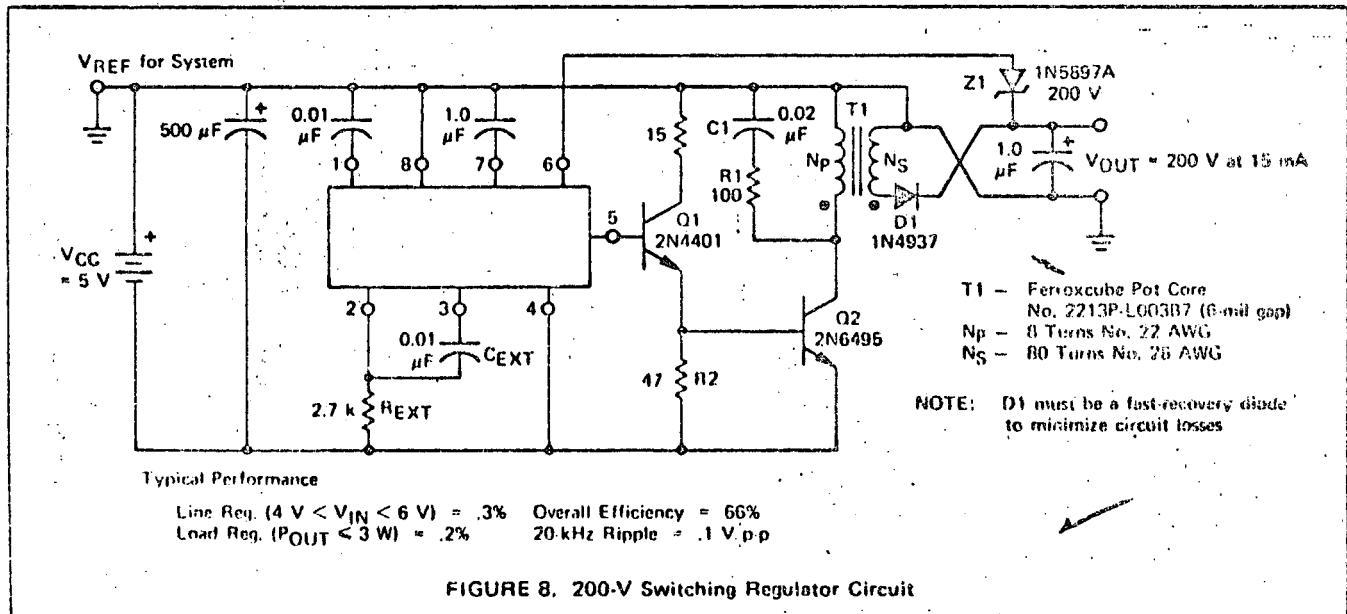
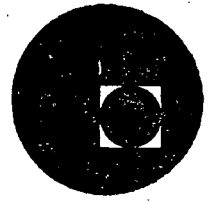


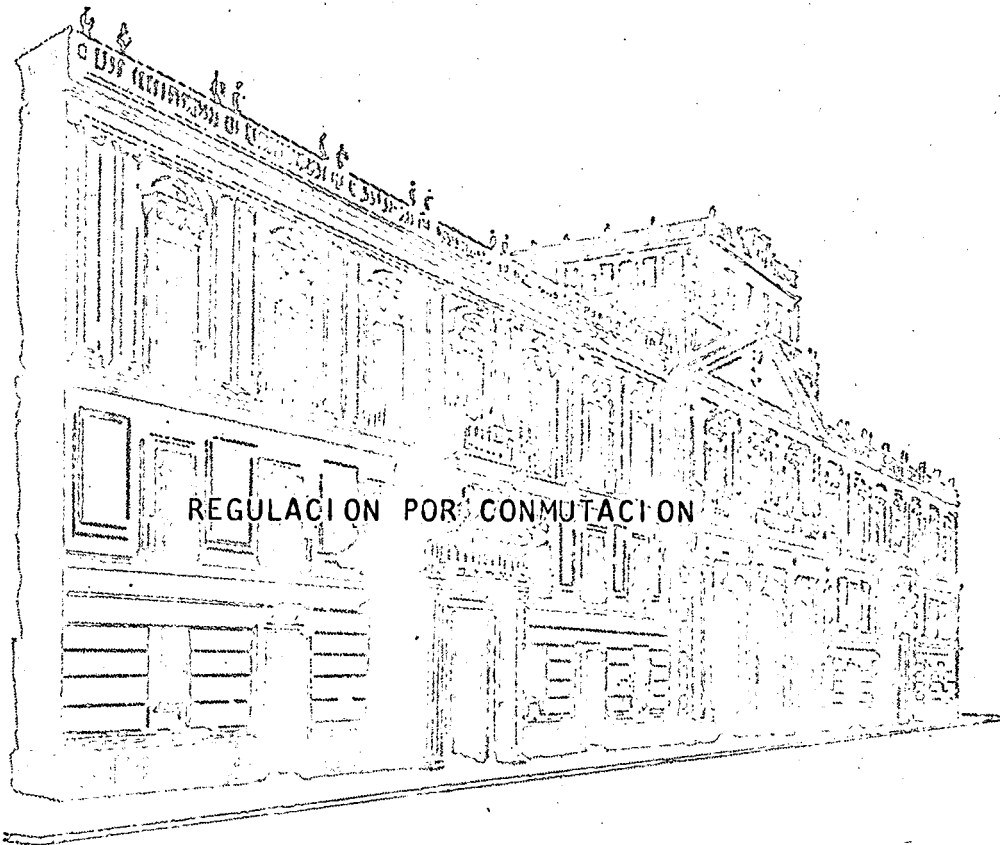
FIGURE 8. 200-V Switching Regulator Circuit



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



DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER



M. en C. Luis Marcial Hernández Ortega

Abril de 1977

REGULACION POR CONMUTACION

¿ EN QUE CONSISTE ?

- REGULAR EL VOLTAGE DE SALIDA CONMUTANDO UN TBA ENTRE CORTE Y SATURACION

¿ CUALES SON SUS VENTAJAS ?

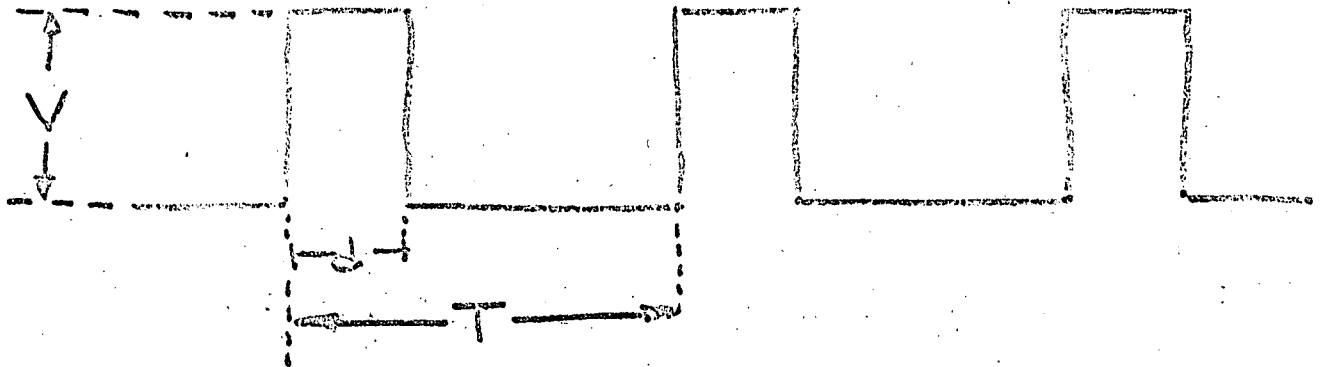
- MENOR DISIPACION EN EL ELEMENTO REGULADOR
- MAYOR FACILIDAD PARA EL FILTRADO
- MENOR PESO Y VOLUMEN

¿ CUALES SON SUS DESVENTAJAS

- INDUCCION DE ALTA FRECUENCIA
- MENOR CAPACIDAD DE REGULACION
- USO DE INDUCTORES
- ELEMENTOS REGULADORES MAS SOPHISTICADOS

FUNDAMENTOS

PARA UN TREN DE PULSOS :



LAS COMPONENTES DE FOURIER TENDRAN COMO COEFICIENTES:

$$C_n = \frac{Vd}{T} \frac{\text{Sen } \frac{n\pi d}{T}}{\frac{n\pi d}{T}}$$

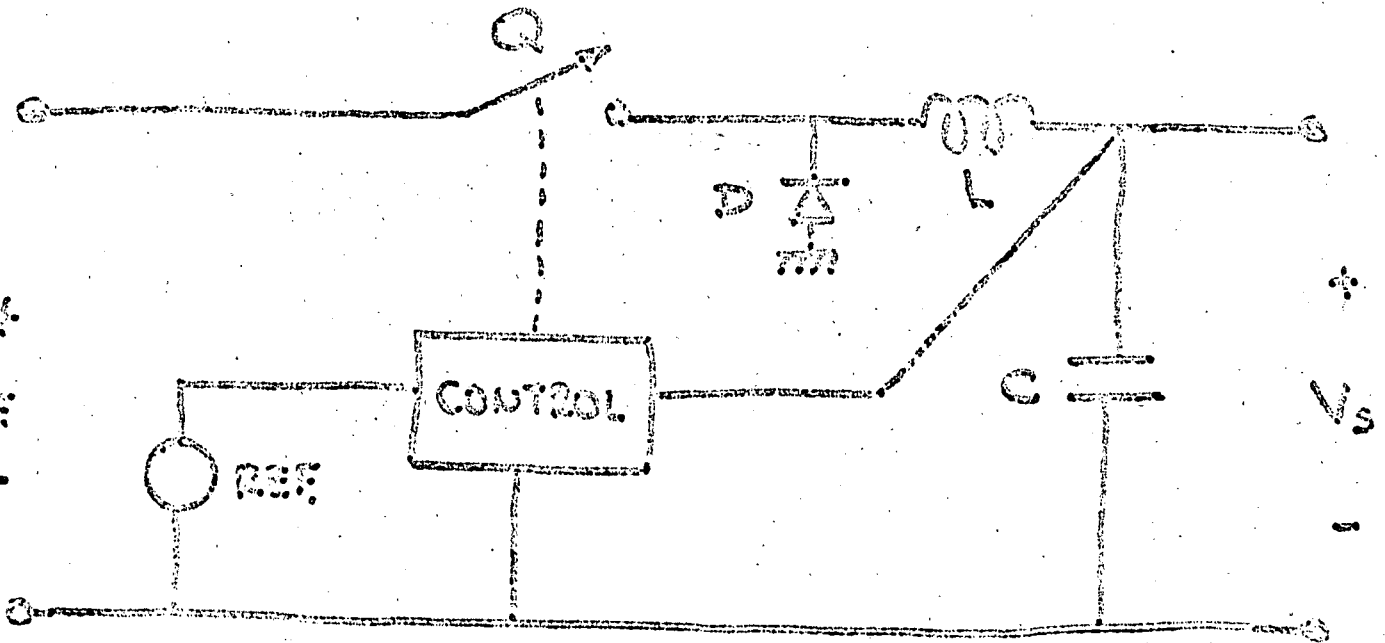
LA COMPONENTE DE C.D. SERA:

$$C_0 = \frac{Vd}{T} = Vfd$$

DEPENDE DE

- FRECUENCIA DE REPETICION
- ANCHO DE LOS PULSOS

PRINCIPIO DE OPERACION



SI V_0 DISMINUYE Q CIERRA

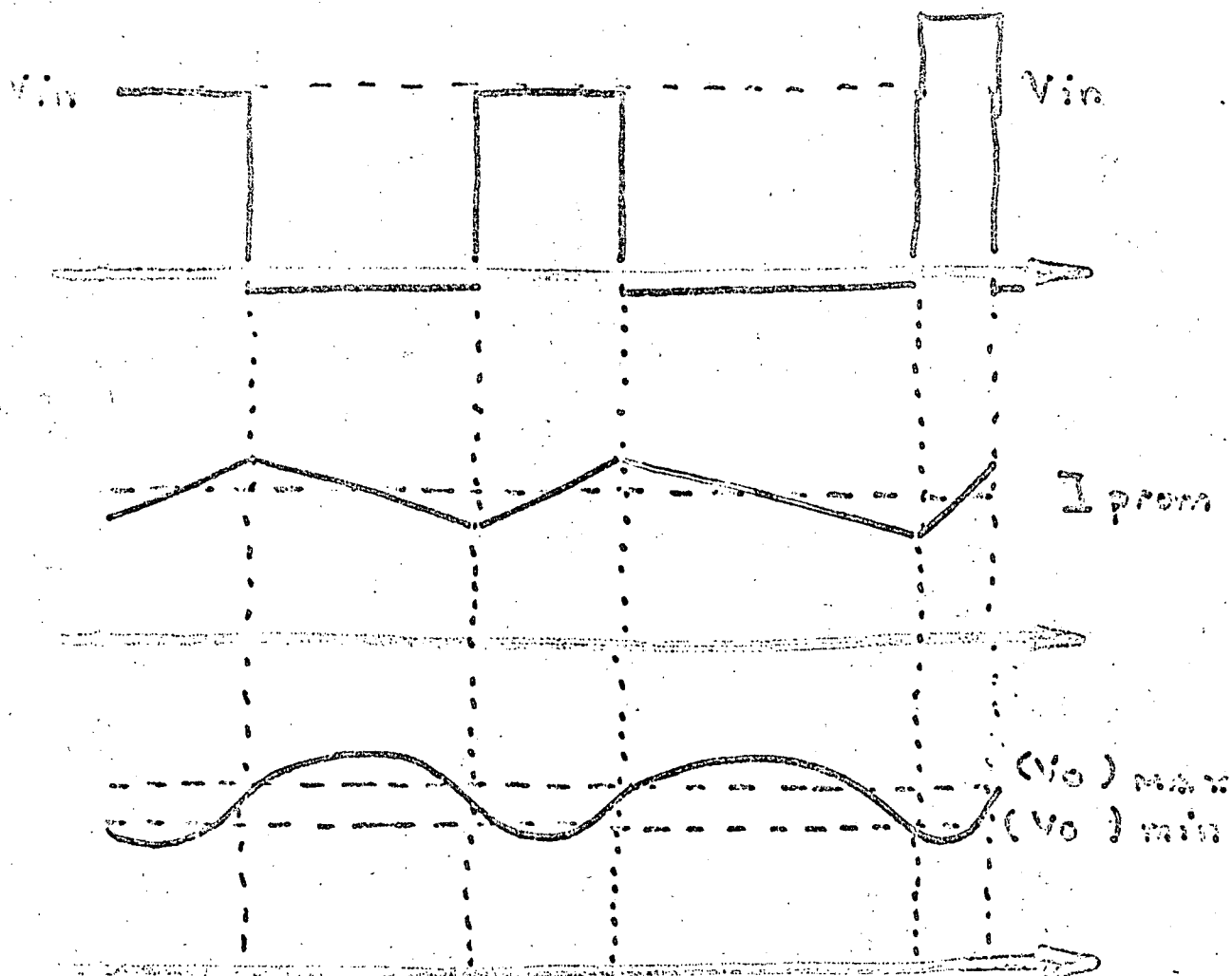
SI V_0 AUMENTA Q ABRE

L "ALMACENA" CORRIENTE

C "ALMACENA" VOLTAJE

D "CIERRA" LA MALLA CUANDO Q ABRE

FORMAS DE ONDA EN EL REGULADOR.



La frecuencia de operación es de 10kHz a 100kHz

Bajas frecuencias

Nucleo de L muy grande

Altas frecuencias

Transientes en el interruptor y en D

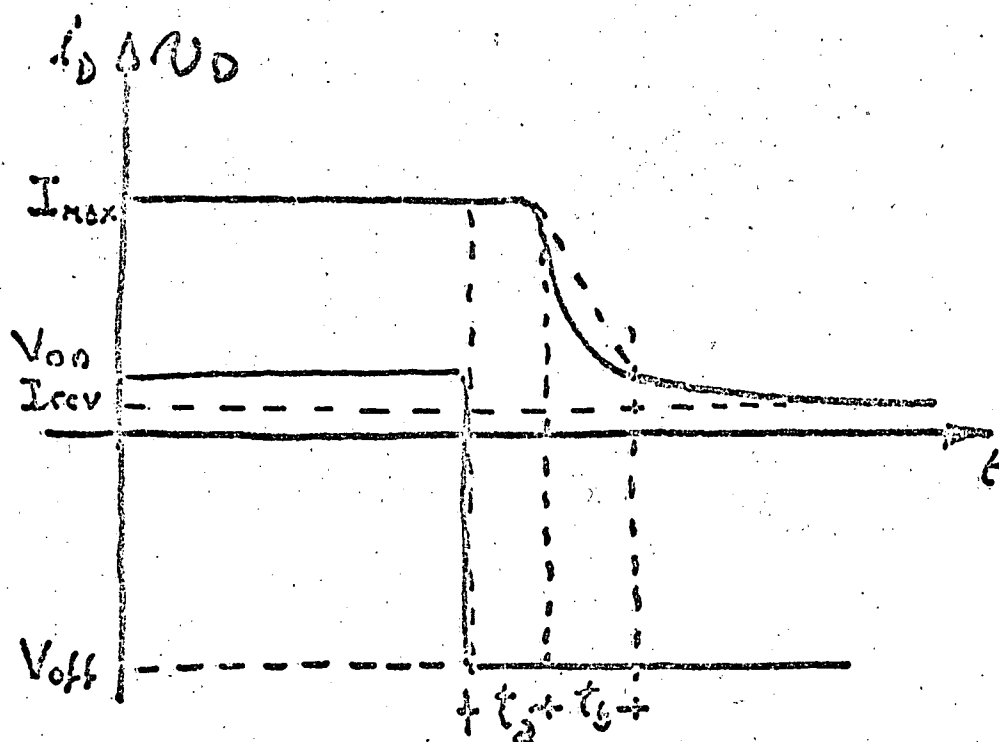
Pérdidas en el nucleo

ANÁLISIS DE LAS PARTES DEL SISTEMA REGULADOR.

EL FILTRO

DIODO : NOS PREOCUPAN :

∴ DISIPACION MAXIMA



$$P_D \doteq \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_s} I_{in} V_s dt + \int_0^{t_s} V_s \frac{I_{in}}{2} dt \right]$$

$$= \frac{1}{T} \left[(I_{in} V_s) \left(t_s + \frac{t_s}{2} \right) \right]$$

∴ VOLTAJE Y CORRIENTE MÁXIMOS

$$(I_s)_{MAX} \quad (V_s)_{MAX}$$

ECUACIONES PARA EL CALCULO DE COMPONENTES DEL FILTRO

Consideraciones generales

L debe ser suficientemente grande para limitar los picos de corriente

$$\Delta I_L = \frac{V_o t_{on}}{L}$$

Para variaciones en $\pm 20\%$

$$L = \frac{V_o t_{on}}{0.4(I_L)_{max}}$$

t_{on} puede calcularse a partir de:

$$t_{on} = \frac{1}{f} \left(1 - \frac{V_o}{V_{in}} \right)$$

El capacitor C puede calcularse como:

$$C = \left(\frac{V_{in} - V_o}{2L \Delta V_o} \right) \left(\frac{V_o}{f(V_{in})} \right)^2$$

$$\Delta V_o = R_{carga}$$

El Sobretiro estará dado por:

$$\text{Si } \Delta I_L \uparrow \quad \Delta V_{sr} = \frac{L (\Delta I_L)^2}{C (V_{in} - V_o)} \quad ; \quad f_o = \frac{2L \Delta I_L}{V_{in} - V_o}$$

$$\text{Si } \Delta I_L \downarrow \quad \Delta V_o = \frac{L (\Delta I_L)^2}{C V_o} \quad ; \quad f_o = \frac{2L \Delta I_L}{V_o}$$

EL NUCLEO DEL INDUCTOR

DEBIDO A LA ALTA FRECUENCIA

SE DEBERAN EMPLEAR NUCLEOS DE

FERRITA O NUCLEOS DE AIRE ;

EN SU DEFECTO :

- USAR LAMINACION DELGADA

- DETERMINAR

 - Permeabilidad

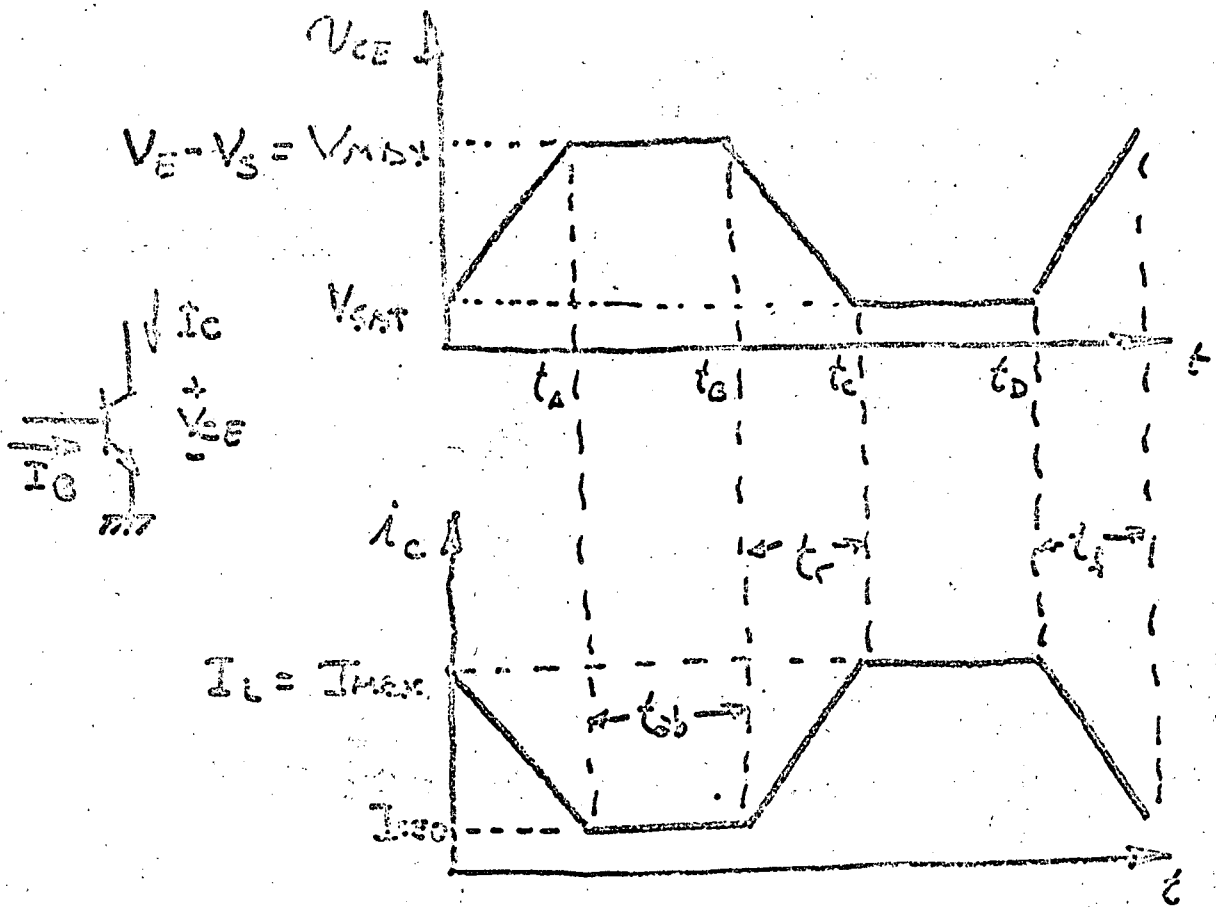
 - flujo Máximo

PARA LAS CONDICIONES DE FRECUENCIA
Y TEMPERATURA DE OPERACION

EL INTERRUPTOR

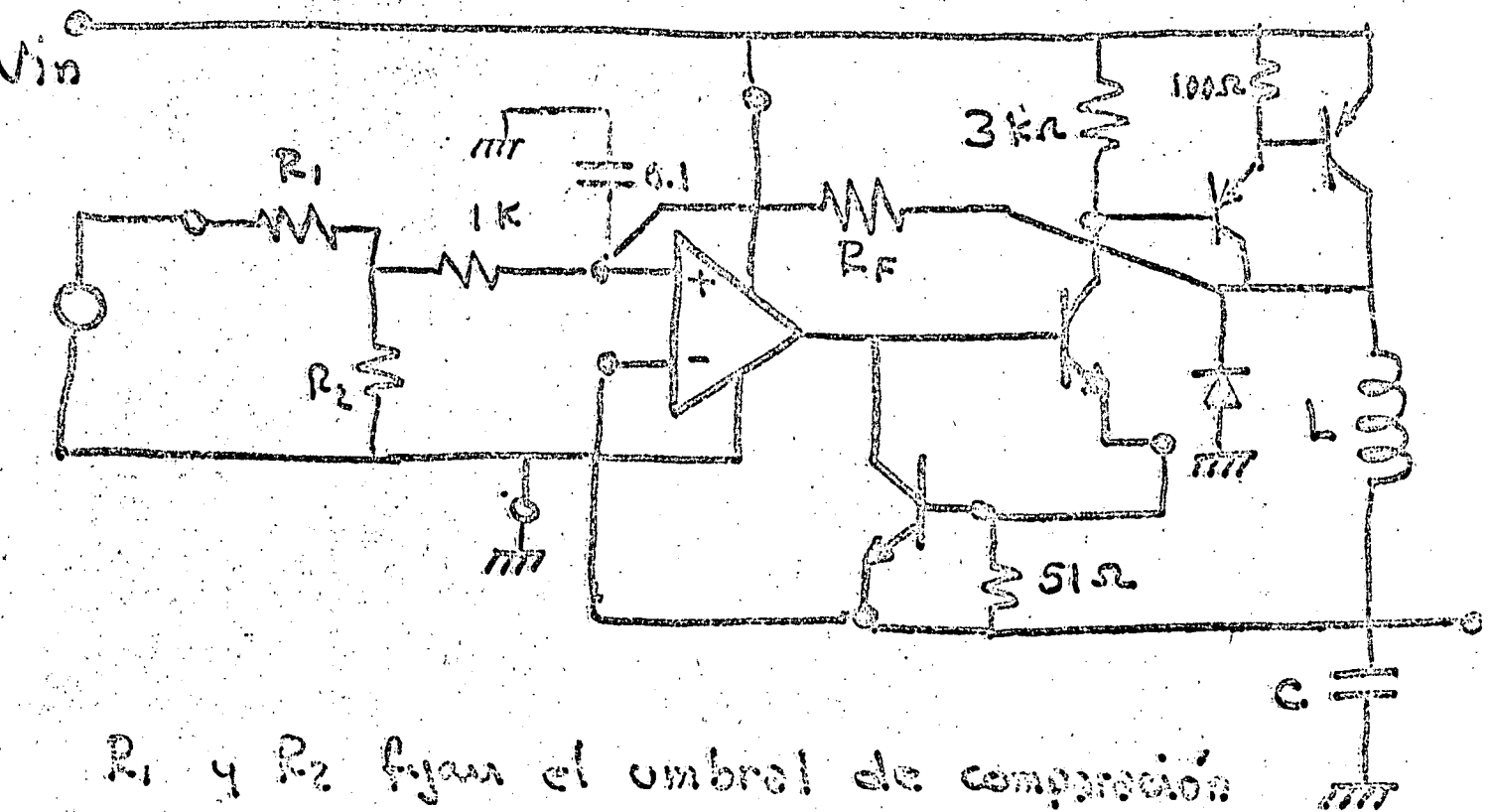
CONSIDERACIONES GENERALES

POTENCIA MAXIMA DISIPADA



$$P_c = (V_E - V_s) \frac{I_c}{T} \left(\frac{t_r + t_s}{6} \right)$$

EJEMPLO DE APLICACION CON EL LM723



R_1 y R_2 fijan el umbral de comparación

$$R_1 // R_2 \approx 2 \text{ k}\Omega$$

R_F Nos fija la histeresis del Comparador

$$R_F = \frac{V_{in} \cdot \frac{1 \text{ k}\Omega + R_1 // R_2}{R_F 51 \Omega + R_1 // R_2}}{\Delta V_{ce}}$$

$$R_F \approx 2 \text{ M}\Omega \quad \Delta V_{ce} \approx V_{in} (1.5 \times 10^{-2})$$

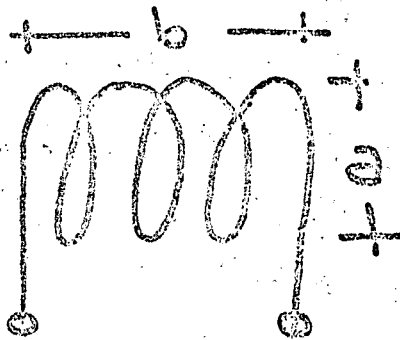
Para $V_{in} = 30 \text{ V}$ $V_o = 5 \text{ V}$ $i_L = 5 \text{ Amp}$ $f = 10 \text{ kHz}$

$$t_{off} = \frac{1}{10 \times 10^3} \left(1 - \frac{5}{30}\right) = 8.33 \times 10^{-5} \text{ seg}$$

$$L = \frac{5 (8.33 \times 10^{-5})}{0.4 (5)} = 0.21 \text{ mH}$$

$$C = \frac{30 - 5}{2(0.21 \times 10^{-3})(30 \times 10^3)} \left(\frac{5}{10 \times 10^3}\right)^2 = 222 \mu\text{F}$$

CALCULO DEL INDUCTOR CON NUCLEO DE AIRE



DEFINIMOS

$$k = \frac{a}{b} \leq 0.8$$

D = diametro del conductor

$$\therefore b = nD$$

donde n = N° de Vueltas

1° Determinamos D en función de I_{max}
- Se recomienda un maximo de $700 \frac{e.m}{A}$

Para el ejemplo $I_{max} = 6A$

$$\therefore A \geq 4200 \text{ c.m.}$$

de las tablas de Alambre

$$N^{\circ} 14 \quad 410^3 \text{ c.m.} \Rightarrow D = 64.1 \text{ en.}$$

2° Fijamos k p. ej. 0.5

3° Determinamos n

$$n = \sqrt[3]{\frac{L (9k + 10)}{D k^2}}$$

L (M)
 D in

$$n = \sqrt[3]{\frac{210 (9 \times 0.5 + 10)}{0.0641 \times 0.25}} = 38.9 \approx 40$$

Finalmente $b = 2.56 \text{ in}$

$a = 1.28 \text{ in}$

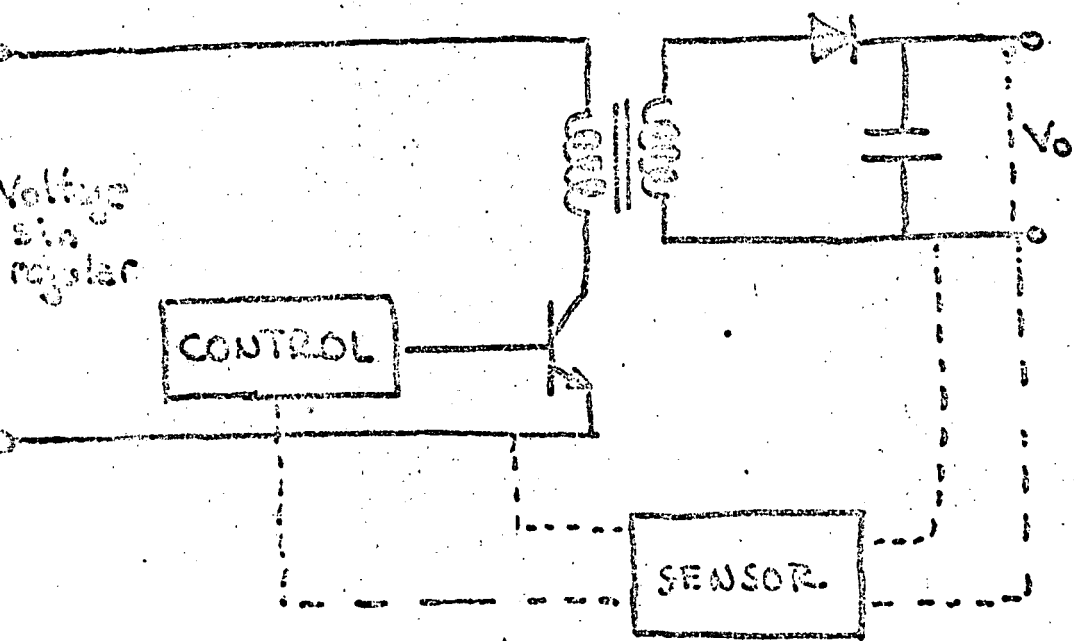
OTROS ENFOQUES DE LA REGULACION POR CONMUTACION

"RINGING CHOQUE"

PRINCIPIO DE OPERACION

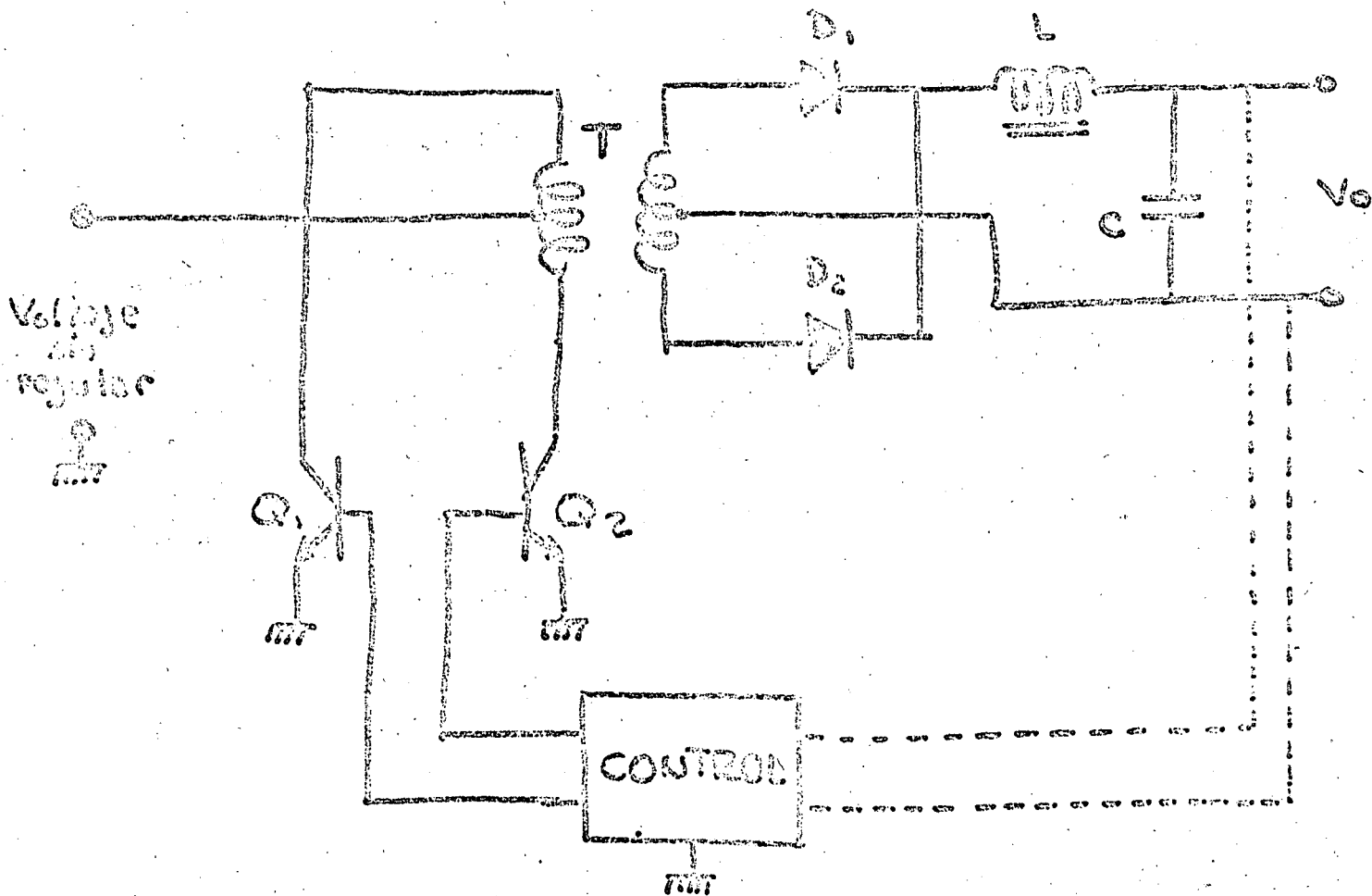
- ALMACENAR ENERGIA EN UN INDUCTOR.
- TRASFERIR ENERGIA POR EFECTO TRANSFORMADOR

CIRCUITO BASICO



REGULACION POR INVERSOR

CIRCUITO BASICO



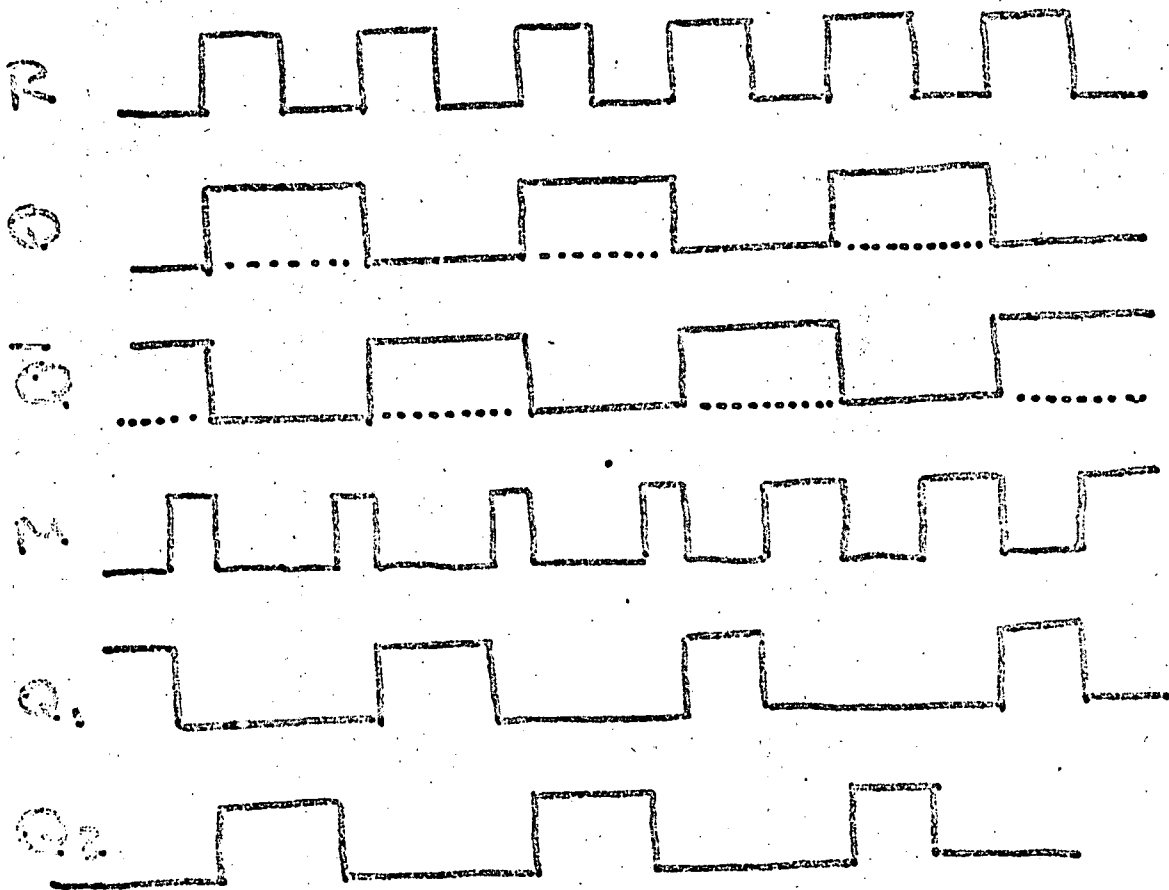
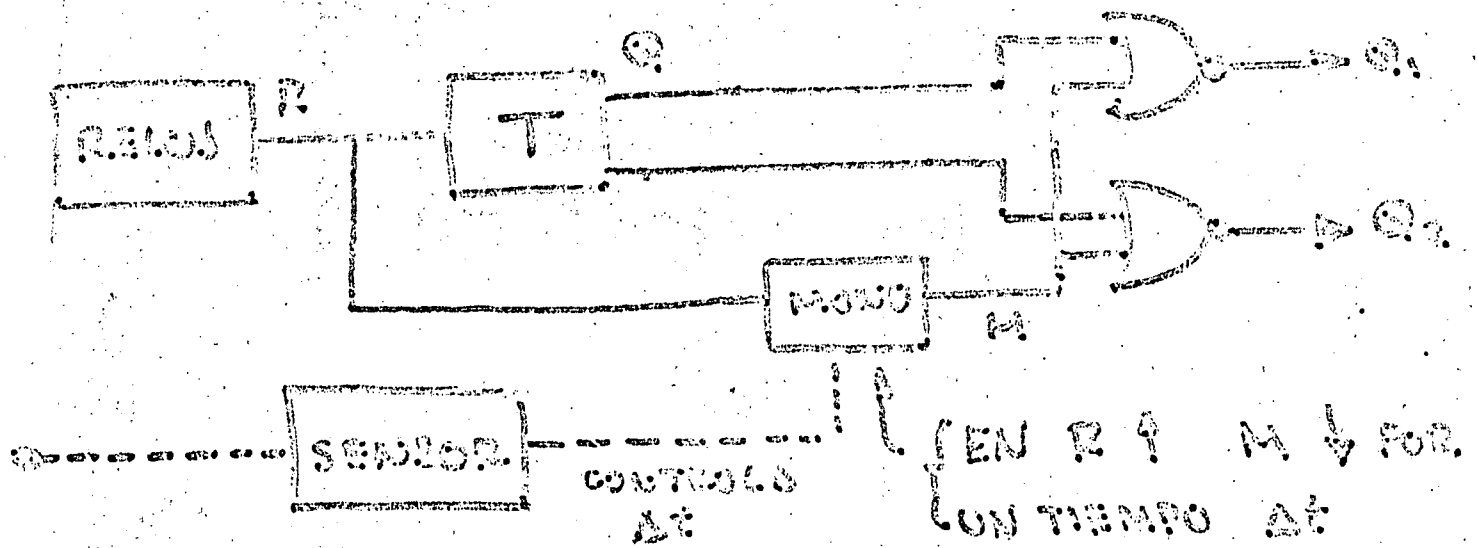
PRECAUCIONES

EN T EL NUCLEO NO DEBE SATURARSE

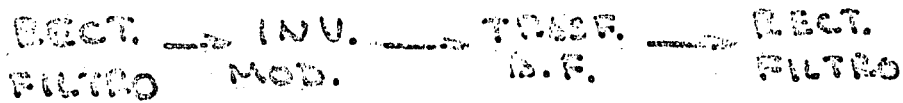
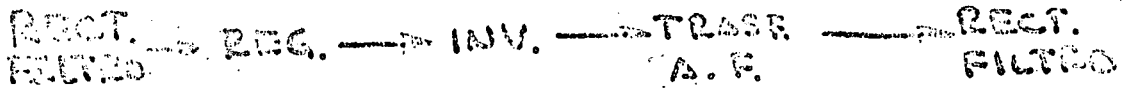
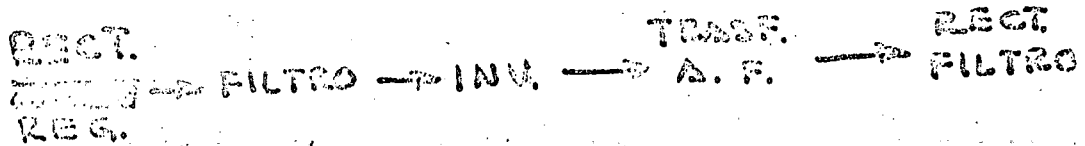
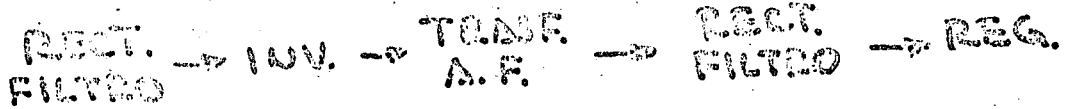
Q_1 y Q_2 DEBEN APRECIARSE

Q_1 y Q_2 NUNCA DEBEN ENCENDER
SIMULTANEAMENTE

EJEMPLO DE SISTEMA DE CONTROL



SISTEMAS REGULADORES



RESUMEN DE CARACTERISTICAS DE REGULADORES

	FERRO RESONANTE	S.C.R.	LINEAL	CONSTANTE C.I.D.P. TAMAÑO
VENTAJA PPAL.	COSTO	COSTO	REGULACION	
DESVENTAJA PPAL	TAMAÑO	RESPUESTA	EFICIENCIA	RESPUESTA
COSTO (base 100w)	300	300	400	500
EFICIENCIA (promedio)	80%	80%	30%	80%
TAMAÑO (base 100w)	900 c.c.	300 c.c.	450 c.c.	150 c.c.
PESO (base 100w)	15 Kg.	5 Kg	10 kg	2.5 Kg
REGULACION	3%	5%	0.1%	1.0%
ERIZADO	160 mV	100 mV	5mV	50 mV
MAXIMA POTENCIA	2 kW	—	1 kW	200 W (1 kW)
RESPUESTA TRANSIENTE	100 ms	100 ms	50 μs	1 ms (500 μs)

DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

El inductor necesario para almacenar una energía W en Δt segundos

$$L = \frac{V^2 (\Delta t)^2}{2W}$$

con $W = P_0 \frac{1}{\eta} \times t = 100 \frac{1}{0.8} \times 55 \times 10^{-6} = 5500 \frac{W}{600}$

$$\therefore L = \frac{(40 \times 30 \times 10^{-6})^2}{2(5500 \times 10^{-6})} = 130 \mu H$$

$$I_{pk} = \frac{V \Delta t}{L} = \frac{40(30 \times 10^{-6})}{130 \times 10^{-6}} = 9.2 \text{ Amp.}$$

Determinamos $A_c A_{cg} \geq \frac{1.3 P_0}{f B_{max}} \times 10^6 \text{ (cm}^4\text{)}$

Para Mat 3B? $B_{max} = 3300 \text{ Gauss}$

$$\therefore A_c A_{cg} \geq 1.54 \text{ cm}^4$$

ESCOGEMOS NUCLEO

numero de Vueltas del primario

$$N_p = \frac{L_p I_{pk}}{A_c B_{max}} \times 10^8$$

o sea B para $T_{op. max}$

Relación de Vueltas

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{L_p \Delta I_p}{V_{sec} \Delta I_{off}}$$

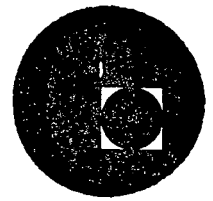
Determinamos el entrehierro

$$l_g = \left(\frac{0.47 N_p I_{pk} \mu_{av}}{L_m} \right) \mu_{av}$$

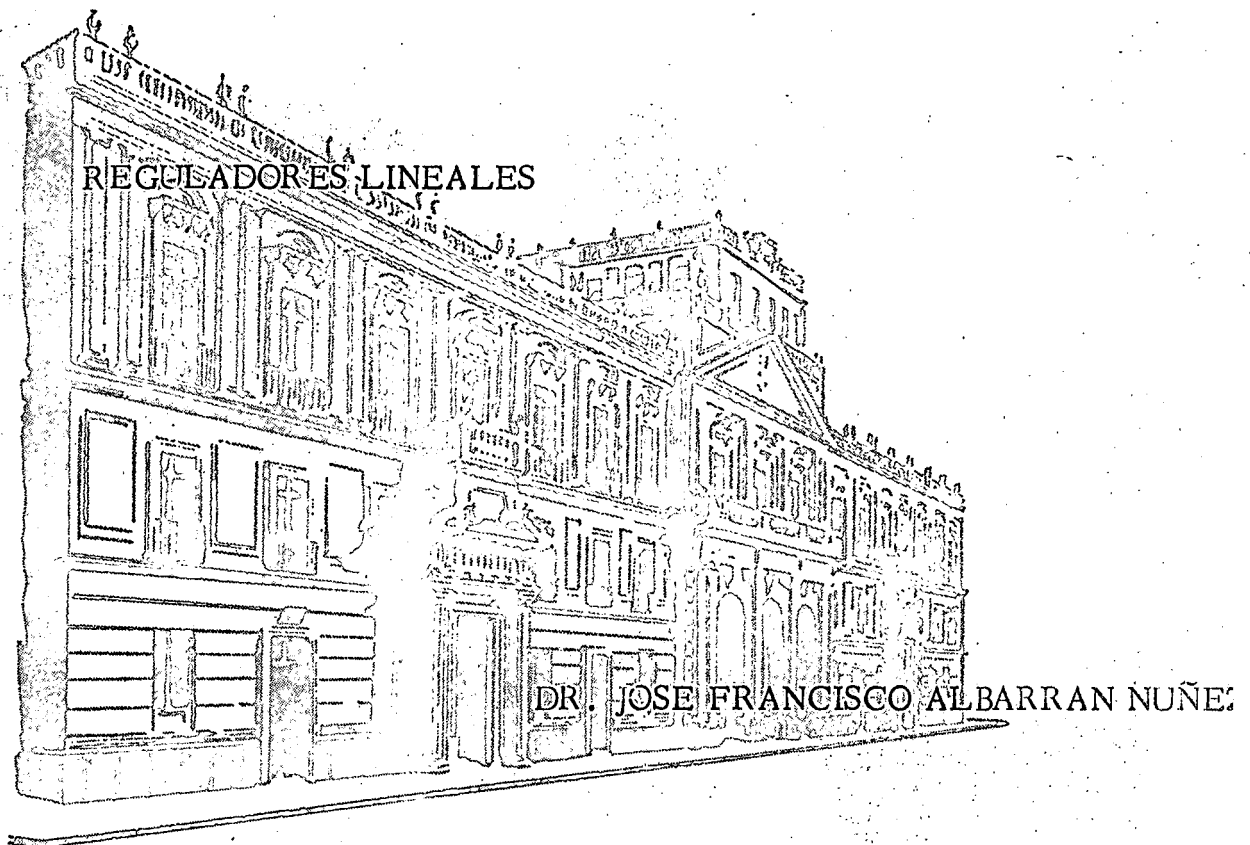
o sea $(< 30 \mu m)$



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



DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER



Abril 1977.

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.

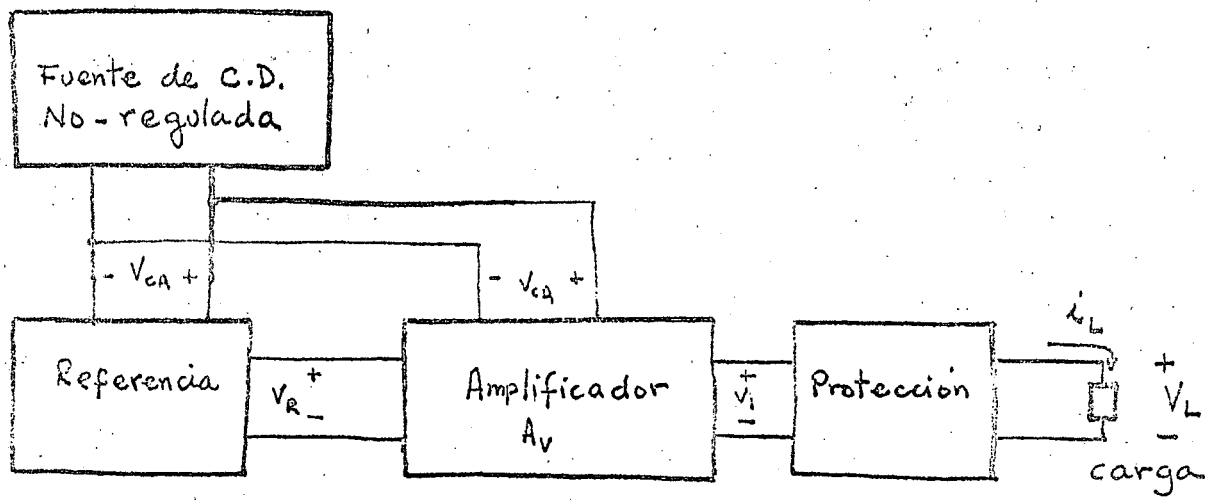


FIG. 5.1 - Elementos de un regulador lineal .

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. 5.1, 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).

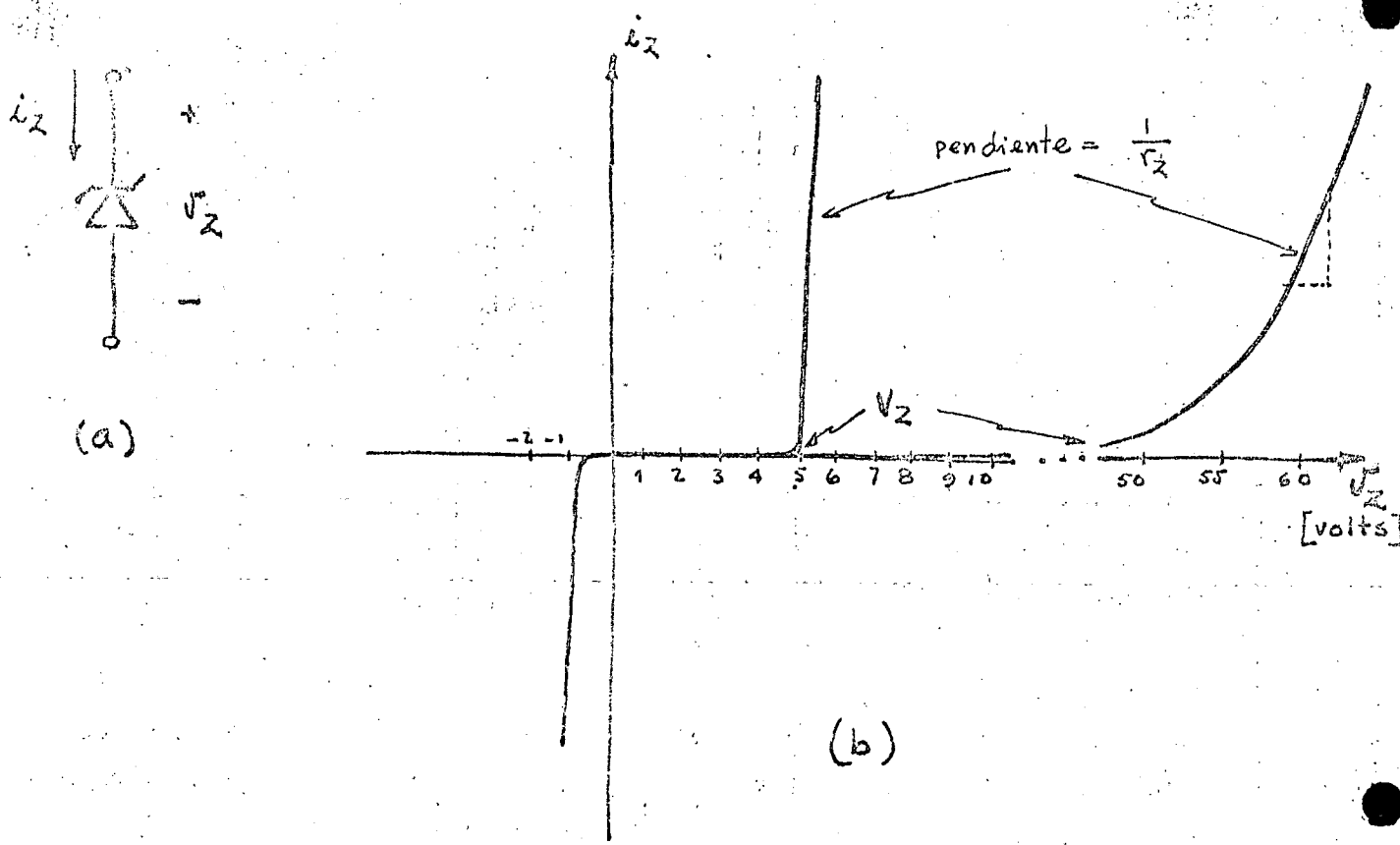


FIG. 5.2.- El diodo PN en inversa. (a) Símbolo y notación. (b) característica voltaje-corriente para el diodo zener y el de avalancha.

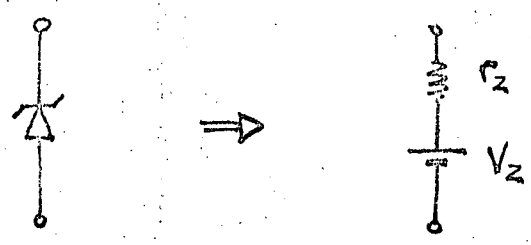


FIG. 5.3.- Modelo del diodo PN en inversa cuando conduce corriente, o sea cuando $V_z > V_z$

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:

$$V_{CA} \min \frac{R_L}{R_L + R_1} > V_Z \quad (5.1)$$

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:

$$(P_{Z\max}) > V_Z(i_Z) + r_Z(i_Z)^2 \quad (5.2)$$

donde:

$$i_Z = \left[\frac{V_{CA} R_L}{R_L + R_1} - V_Z \right] \frac{1}{r_Z + R_L // R_1} \quad (5.3)$$

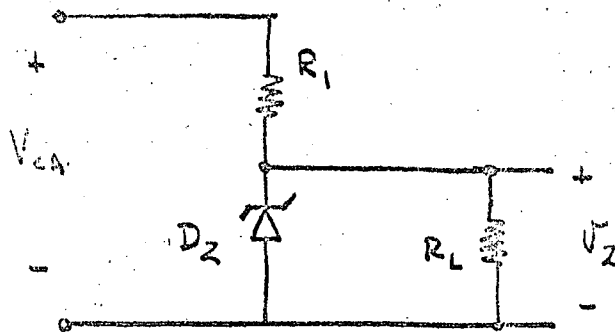
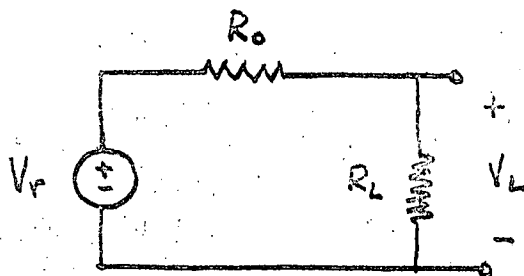


FIG. 5.4 - Polarización simple del diodo zener. ($V_{ca} > V_z$)



$$V_L = V_r \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

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 $R_o \rightarrow 0$ 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:

$$\% \text{ Reg. carga} \triangleq 100 \left. \frac{\partial V_L}{\partial I_L} \right|_{\substack{I_{L_0} \\ V_{L_0}}} \quad (5.10)$$

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,

$$\frac{\partial V_L}{\partial I_L} = -100 \frac{R_{o_0} // R_{L_0}}{R_{L_0}} \quad (5.11)$$

y por tanto la regulación de carga está dada por

$$\% \text{ Reg. de carga} = \frac{100 R_o}{V_{L_0}} \quad (5.12)$$

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.

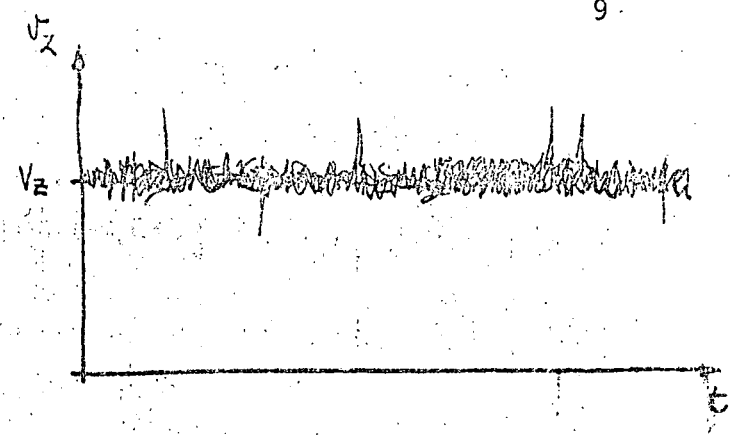
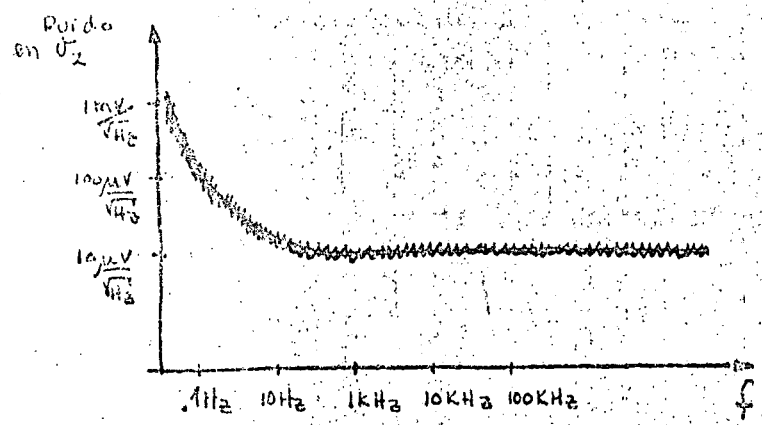
El ruido que genera el zener depende en gran parte del proceso de manufactura, así que hay diodos más ruidosos que otros. El fenómeno de ruido en estos dispositivos siendo un fenómeno aleatorio, tiene una distribución gaussiana y para efectos de fuentes poder, es posible considerarlo como un "ruido blanco"* 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:

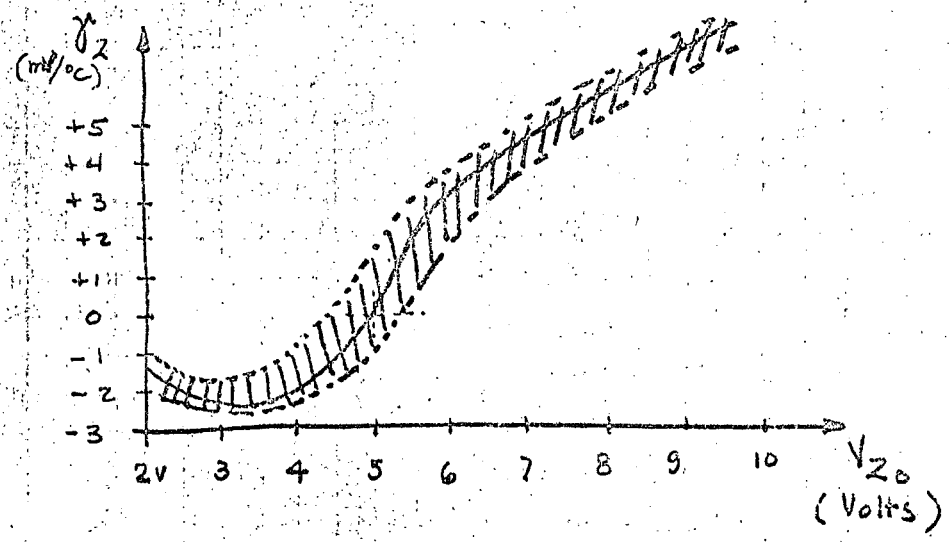
$$v_{\text{ruido}} = 300 \mu\text{v rms para } \Delta f = 100 \text{ Hz.} \quad (5.13)$$

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)

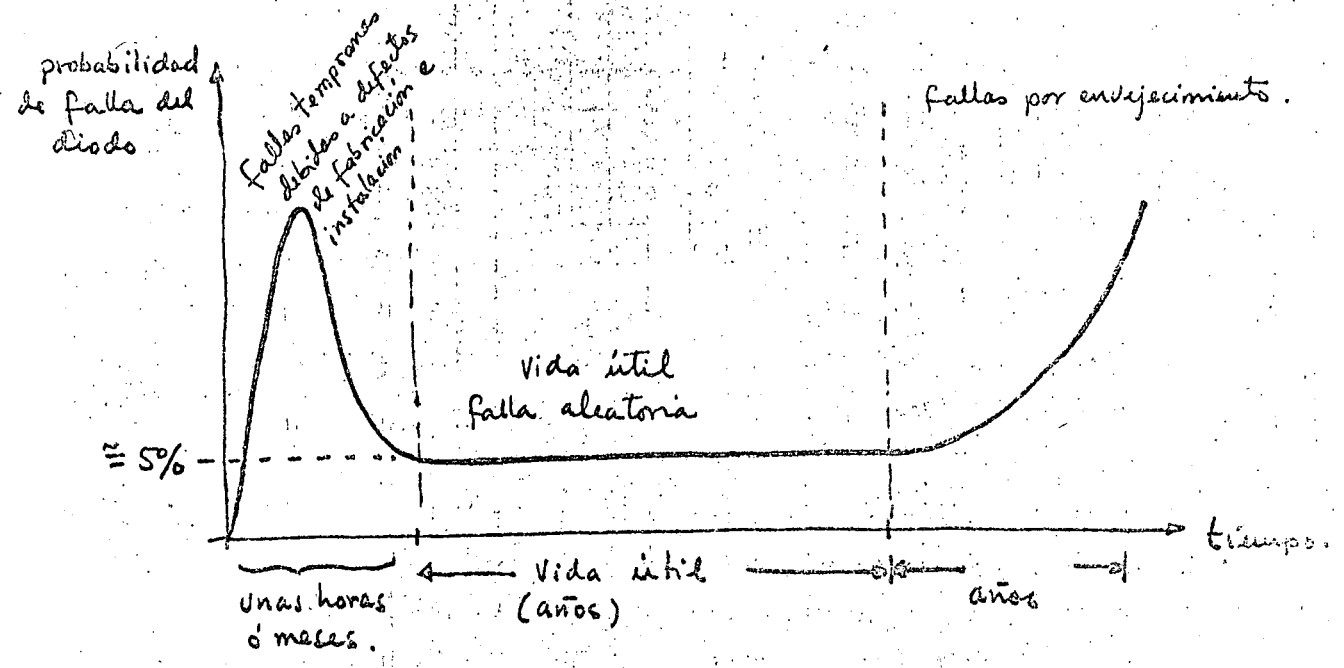


FIG. 5.6 - Características no-ideales de los diodos zener. (a) Ruido, en función de la frecuencia y del tiempo. (b) Coeficiente de temperatura típico para diferentes valores de ruptura zener. La zona asegurada marca la tolerancia típica. (c) Curva de vida, o probabilidad de falla de un dispositivo.

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 ($v_{\text{ruido}} \cong 200 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$).

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 $I_S \cong 10^{-13}A$ a $10^{-16}A$, y $V_T \cong 25mV - 30mV$.

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

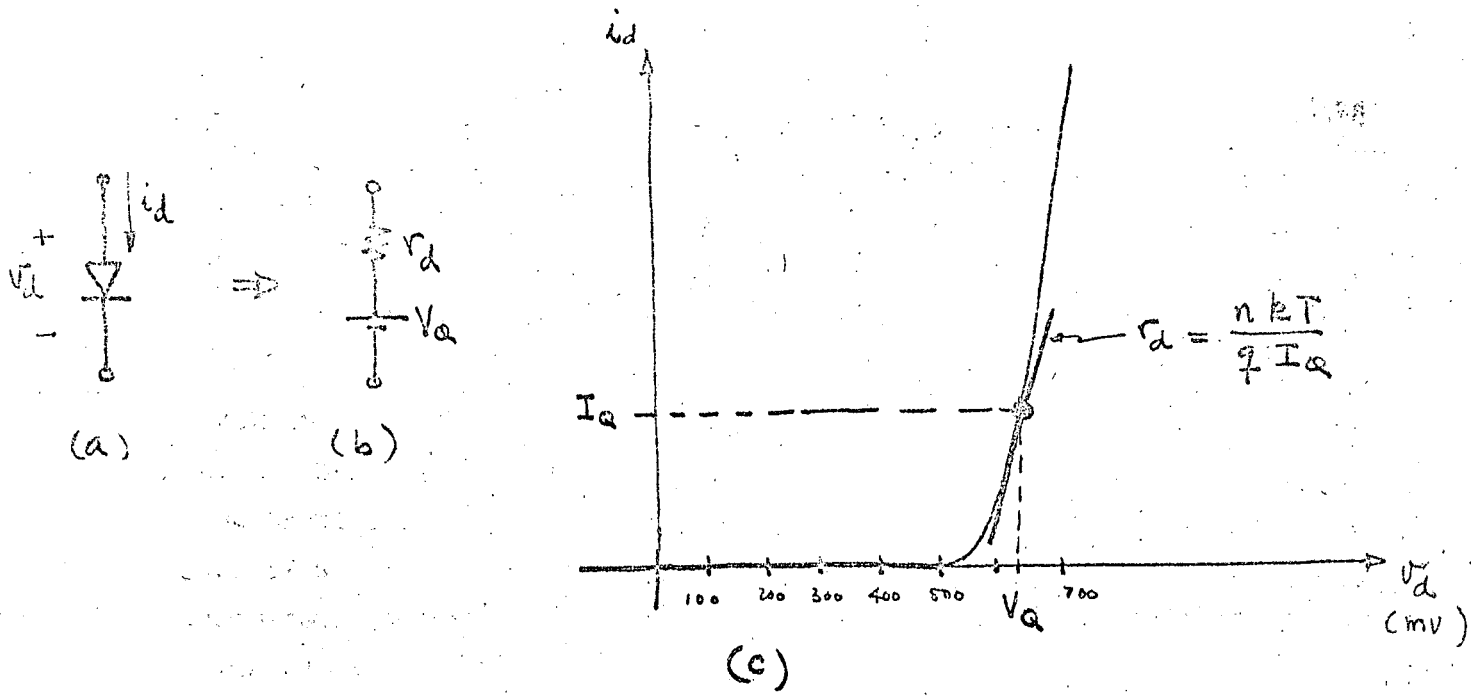


FIG. 5.7 - Diodo de Juntura P/N en directa. (a) Símbolo y notación. (b) modelo incremental equivalente. (c) Característica $V-i$ y construcción del modelo incremental.

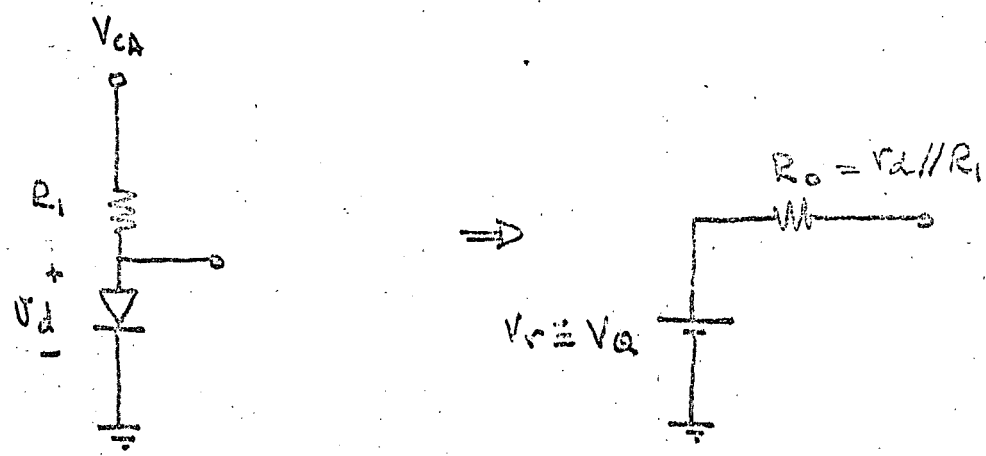


FIG. 5.8 - Polarización básica del diodo P/N en directa. (a) Circuito. (b) modelo equivalente.

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:

$$\gamma_d \cong -1.9 \text{ a } -2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C} \quad (5.17)$$

Este coeficiente de temperatura de magnitud similar, pero de signo contrario al de los diodos zener de 5 a 7 μV .

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 Wildlar" (en honor de su inventor Robert Widlar, uno de los pioneros de los circuitos integrados analógicos y en particu-

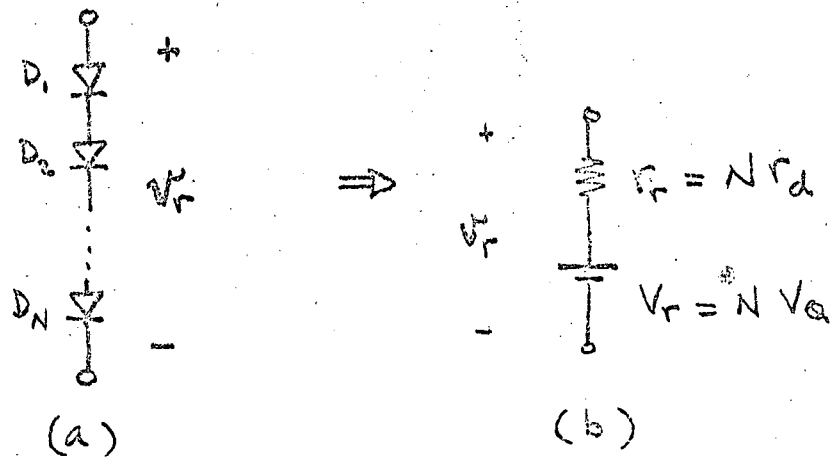


FIG. 5.9 - Arreglo de diodos en serie para aumentar el voltaje de referencia. (a) Diodos en serie. (b) circuito equivalente

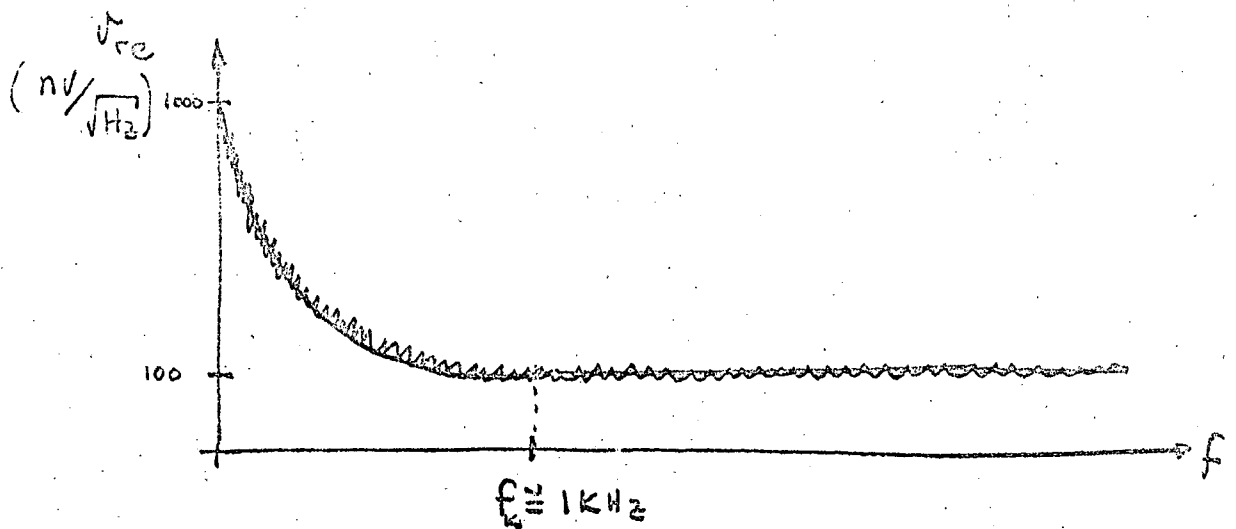


FIG. 5.10 - Voltaje equivalente de ruido típico de un diodo P/N directa, en función de la frecuencia.

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

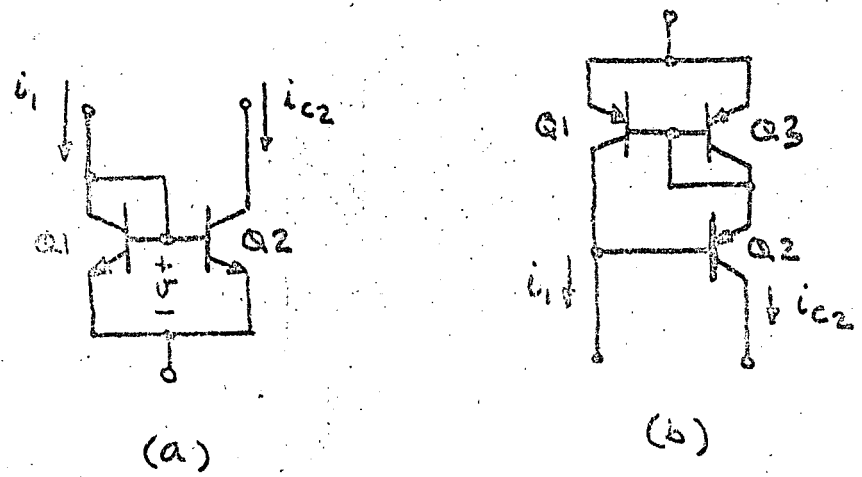


FIG. 5.11 - Fuentes de corriente comunes. (a) Espejo de corriente o fuente Widlar con NPN's. (b) Fuente Wilson con PNP's.

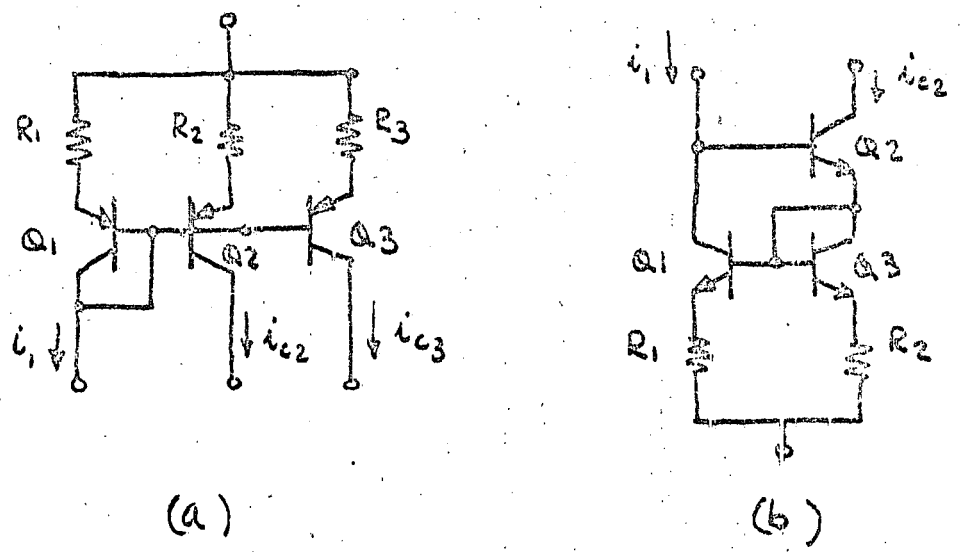


FIG. 5.12 - Fuentes de corriente con resistencias para disminuir efecto de desigualdad de los transistores y escalar las corrientes. (a) Espejo múltiple de corriente. (b) Fuente Wilson, NPN's.

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

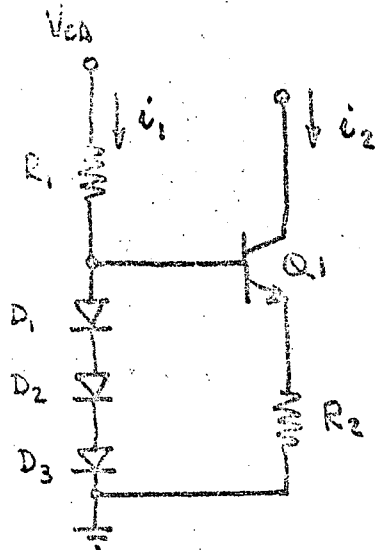


FIG. 5.13 - Fuente de corriente con poca dependencia de V_{CC} .
La corriente i_2 es función de la caída en dos diodos y de R_2 .

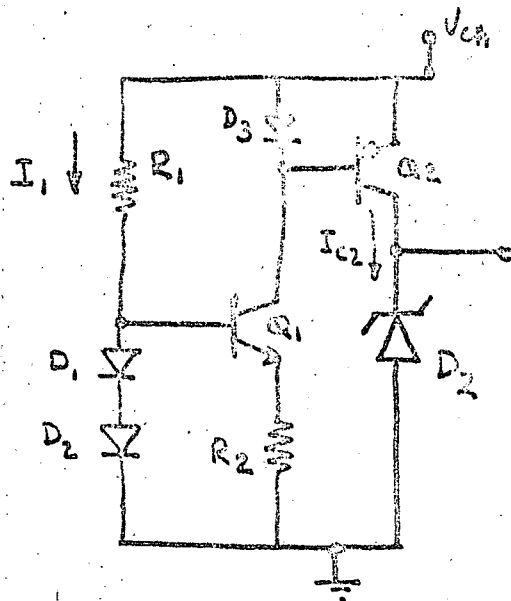


FIG. 5.14 - Fuente de corriente polarizando a un diodo zener, para obtener mejor regulación de línea.

BC238 A (NPN)	BC258 (PNP)	(ZENER)
$V_{BE} = 700\text{mV}$ 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:

$$R_2 = \frac{V_{BE} R_1 \text{ (a } 1\text{mA)}}{1\text{mA}} \cong 700\Omega$$

$$\text{Por otro lado, } R_1 = \frac{V_{CA} - 2 V_{BE} \text{ (a } 1\text{mA)}}{1\text{mA}} \cong 6.6\text{K}\Omega$$

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 .8% 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 causó 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.

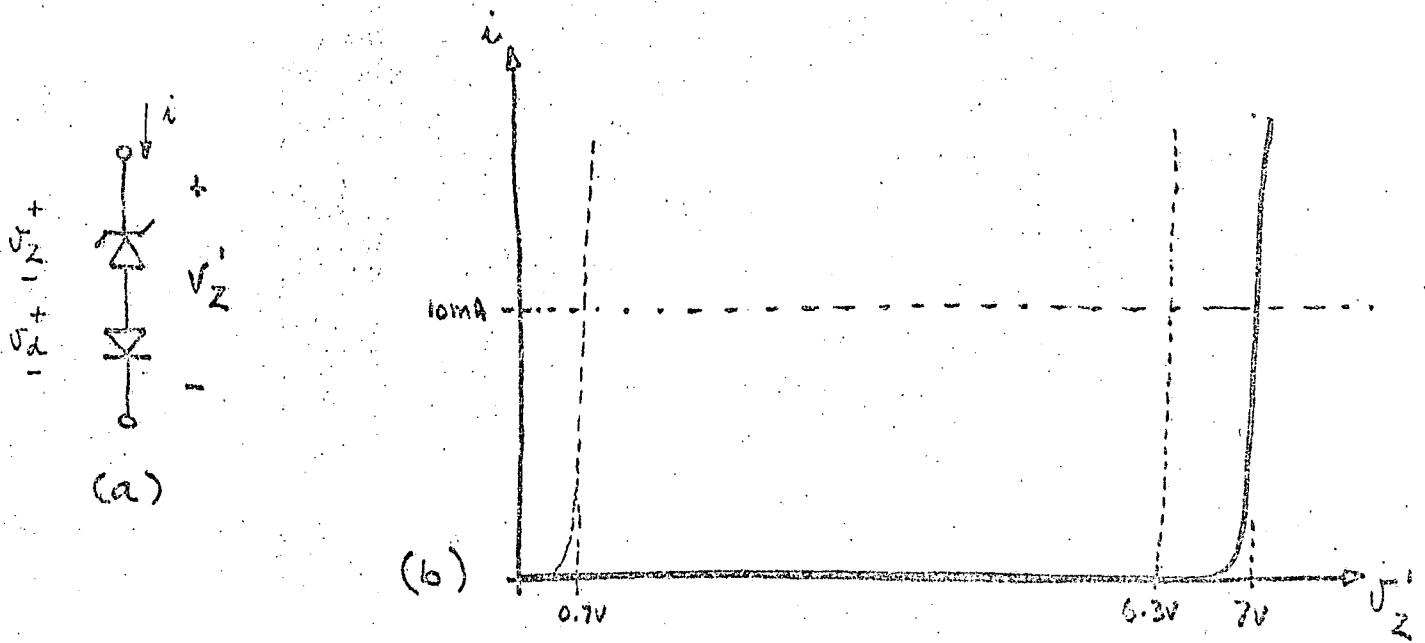


FIG. 5.15 - Diodo zener modificado para mejorar su coeficiente de temperatura. (a) circuito, (b) característica $V-i$.

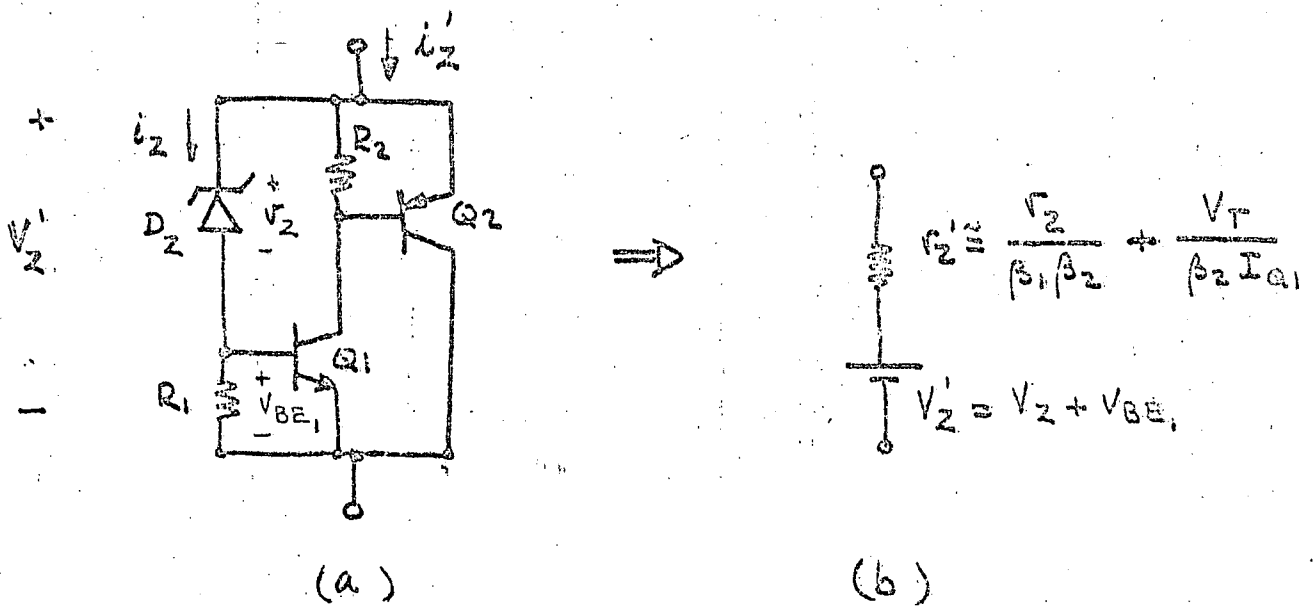


FIG. 5.16 - Zener modificado, con buffer de corriente. (a) Circuito; Q_1 y Q_2 llevan la mayor parte de la corriente. (b) Circuito equivalente.

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 requiere del lector un conocimiento al menos superficial de la teoría básica de los semiconductores. La referencia 5.1 puede ayudar a quien esté interesado.

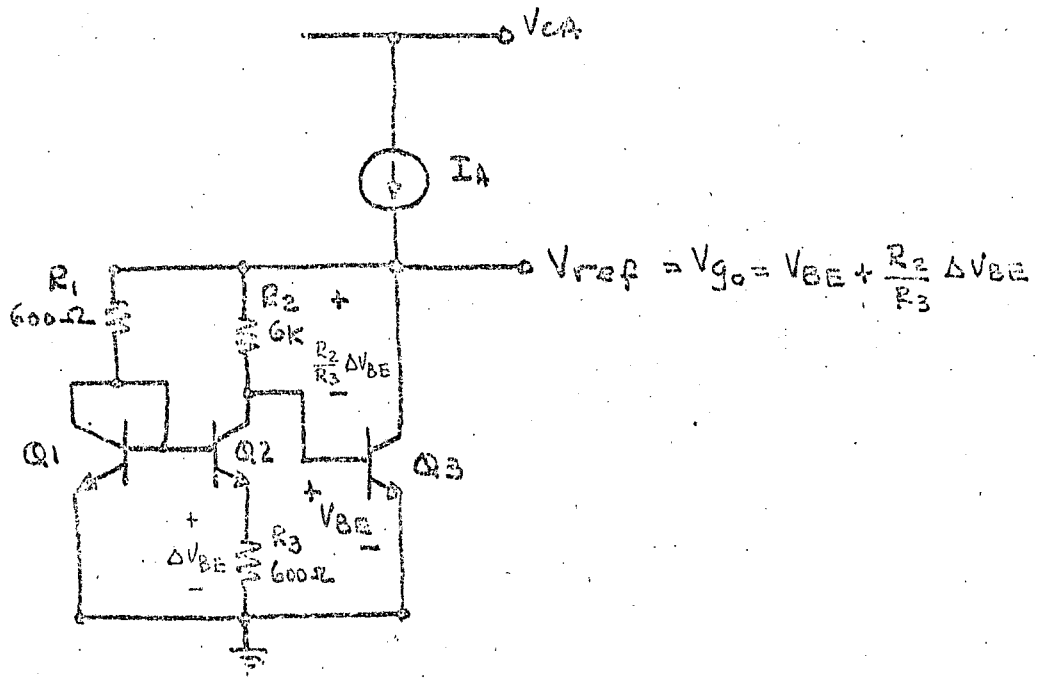


FIG. 5.17 - Referencia "Band-Gap" (BG). El voltaje de referencia es un múltiplo del potencial inter-banda del silicio a 0°K (V_{g0}). Este circuito es la base del LM105 y LM113.

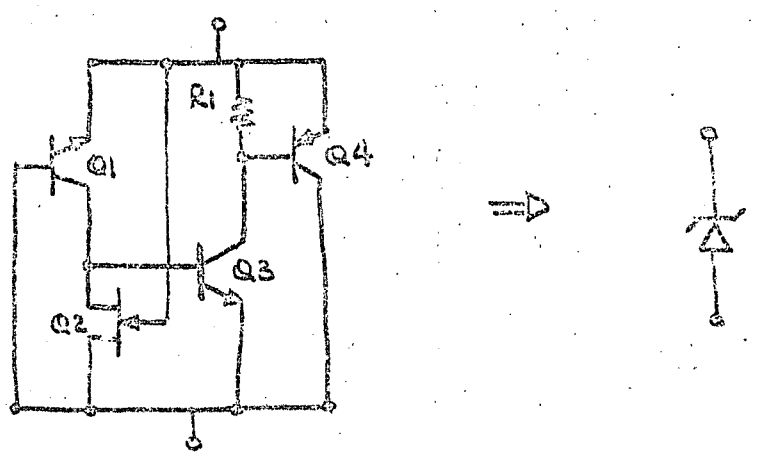


FIG. 5.18 - Circuito del LM103, que emplea a Q1 en el modo "Punch-through", con Q3-Q4 como buffer de corriente.

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 $\gamma_r = 0$. 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 ($100\text{nV}/\sqrt{H_z}$) 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 presente 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-

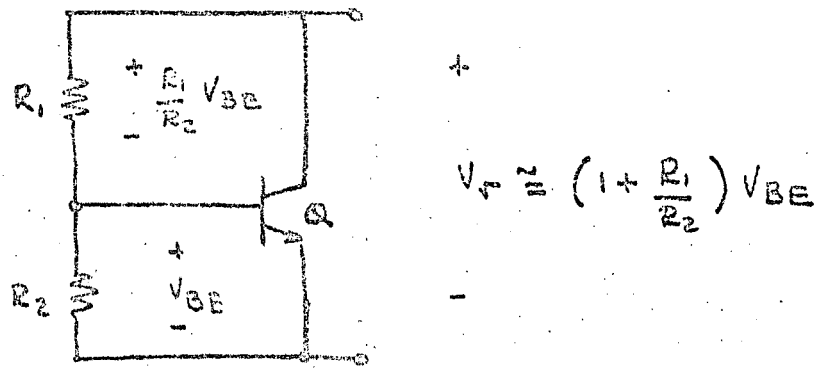


FIG. 5.19 = Multiplicador de V_{BE} .

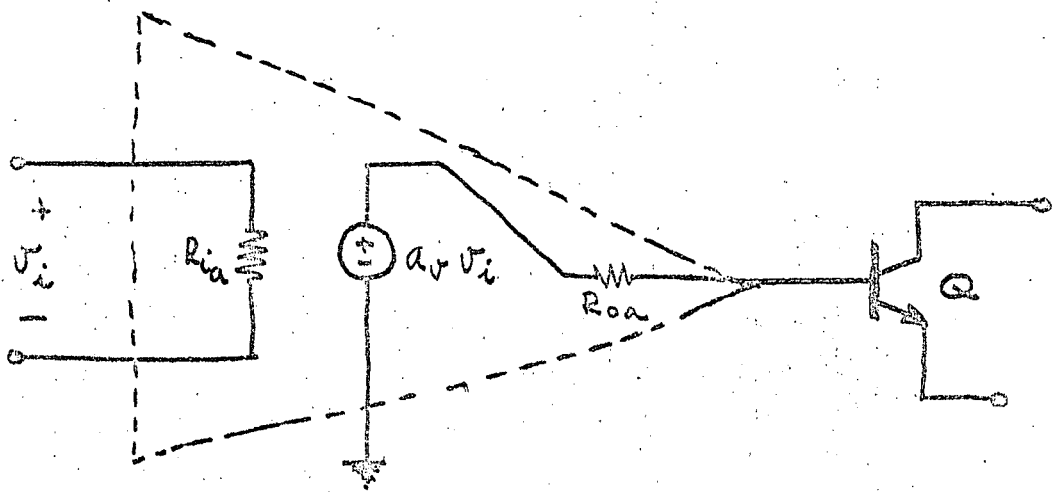


FIG. 5.20 = Modelo del amplificador en circuitos reguladores
Este modelo no incluye los efectos de: offset, ancho de banda,
variaciones con la alimentación, etc .

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 $1\mu\text{V}/\sqrt{H_z}$ o tan bajo como $10\text{nV}/\sqrt{H_z}$. Sin embargo, típicamente un voltaje equivalente de ruido es del orden de $100\text{nV}/\sqrt{H_z}$.

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 Ω). 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.

$$V_T = n \frac{kT}{q} \cong 30 \text{ mV} \quad (\text{para } T \cong 300^\circ\text{K} = 27^\circ\text{C})$$

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 $n \cong 1.2$ 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 escasos). 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-

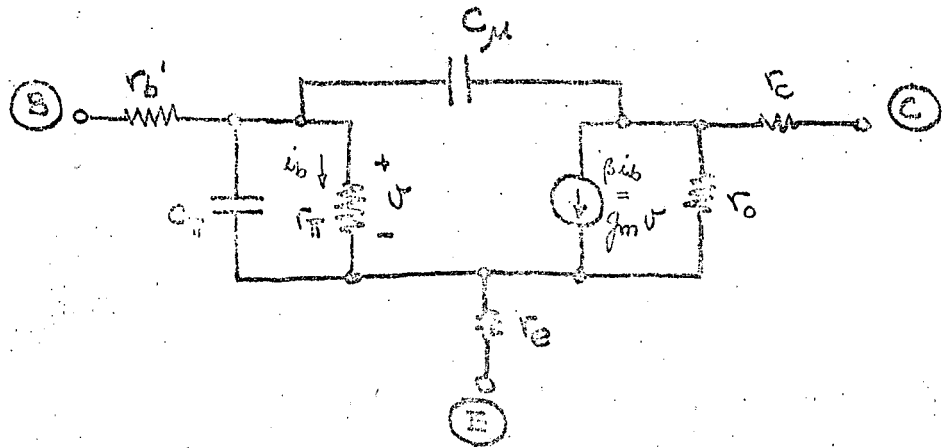


FIG. 5.21 - Modelo del transistor para señales incrementales.

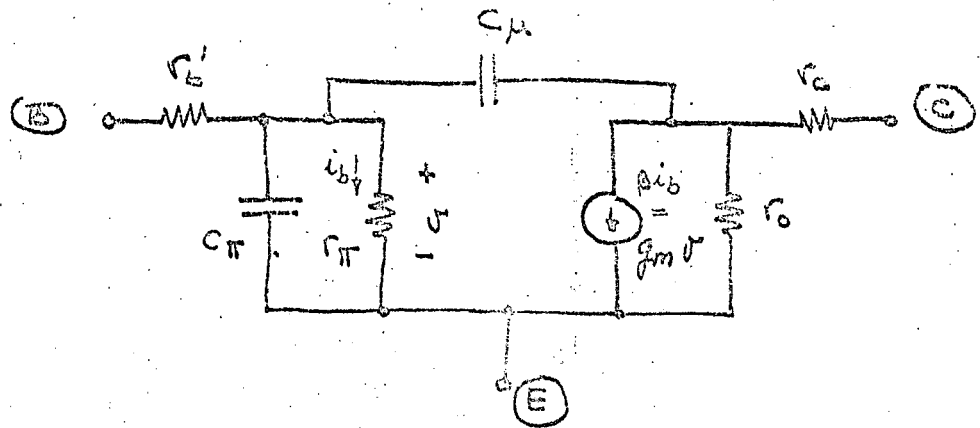


FIG. 5.22 - Modelo "pi-híbrido" del transistor, con:

$$r_b' = r_b + (\beta + 1) r_e$$

corriente 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:

$$C_{\mu}(V_{cb}) = C_{\mu}(0) \left[1 + \frac{V_{cb}}{\phi_{\mu}} \right]^{-m}, \text{ siendo normalmente } \phi_{\mu} \cong 0.8V \text{ y } m$$

$\cong 0.3$. $C_{\mu}(0)$ 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:

$$r_b' = \frac{0.18V}{1A} \times \beta_{CD}(1A) = \frac{0.18 \times 21}{1} \approx 3.8 \Omega$$

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 $R_C < 5\Omega$.

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 acostumbra 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**

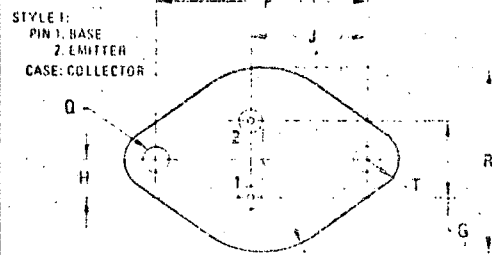
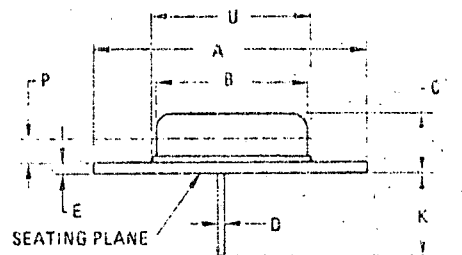
... designed for high-speed switching and linear amplifier applications for high-voltage operational amplifiers, switching regulators, converters, inverters, deflection stages and high fidelity amplifiers.

- 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**



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
B	11.94	12.70	0.470	0.500
C	8.35	8.64	0.328	0.340
D	0.71	0.86	0.028	0.034
E	1.27	1.91	0.050	0.075
F	24.33	24.43	0.958	0.962
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	-	35.75	-	1.400

All JEDEC Dimensions and Notes Apply

CASE 09 02
TO 66

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	2N3583 2N6420	2N3584 2N6421	2N3585 2N6422	2N4240 2N6423	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	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 – Peak	I_C	1.0	2.0			Adc
		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				
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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic	NPN	PNP	Symbol	NPN		PNP		Unit
				Min	Max	Min	Max	
OFF CHARACTERISTICS								
Collector-Emitter Sustaining Voltage (I _C = 200 mA, I _B = 0) NPN (I _C = 50 mA, I _B = 0) PNP	2N3583	2N6420	V _{CE(sus)}	175	—	175	—	V _{dc}
	2N3584	2N6421		250	—	250	—	
	2N3585	2N6422		300	—	300	—	
	2N4240	2N6423		300	—	300	—	
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 150 V _{dc} , I _B = 0)	2N3583	2N6420	I _{CEO}	—	10	—	10	mA _{dc}
	2N3584	2N6421		—	5.0	—	5.0	
	2N3585	2N6422		—	5.0	—	5.0	
	2N4240	2N6423		—	5.0	—	5.0	
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	2N6420	I _{CEx}	—	1.0	—	1.0	mA _{dc}
	2N3584	2N6421		—	1.0	—	1.0	
	2N3585	2N6422		—	1.0	—	1.0	
	2N4240	2N6423		—	2.0	—	2.0	
	2N3583	2N6420		—	3.0	—	3.0	
	2N3584	2N6421		—	3.0	—	3.0	
	2N3585	2N6422		—	3.0	—	3.0	
	2N4240	2N6423		—	5.0	—	5.0	
Emitter Cutoff Current (V _{BE} = 6.0 V _{dc} , I _C = 0)	2N3583	2N6420	I _{EBO}	—	5.0	—	5.0	mA _{dc}
	2N3584	2N6421		—	0.5	—	0.5	
	2N3585	2N6422		—	0.5	—	0.5	
	2N4240	2N6423		—	0.5	—	0.5	

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain (I _C = 0.1 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc})	2N3583*	2N6420	h _{FE}	40	—	40	—	—
	2N3584	2N6421		40	—	40	—	
	2N3585	2N6422		40	—	40	—	
	2N4240	2N6423		40	—	40	—	
	2N3583	2N6420		40	200	40	200	
*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}	2N4240	2N6423	h _{FE}	10	100	10	100	
	2N4240	2N6423		30	150	30	150	
	2N3584	2N6421		8.0	80	8.0	80	
	2N3585	2N6422		8.0	80	8.0	80	
(I _C = 1.0 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc})	2N3583*	2N6420	h _{FE}	10	—	10	—	
	2N3584	2N6421		25	100	25	100	
	2N3585	2N6422		25	100	25	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	2N6423	V _{CE(sat)}	—	1.0	—	1.0	V _{dc}
	2N3583	2N6420		—	5.0	—	5.0	
	2N3584	2N6421		—	0.75	—	0.75	
	2N3585	2N6422		—	0.75	—	0.75	
*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	2N6423	V _{BE(sat)}	—	1.8	—	1.8	V _{dc}
	2N3584	2N6421		—	1.4	—	1.4	
	2N3585	2N6422		—	1.4	—	1.4	
Base-Emitter On Voltage (I _C = 1.0 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc})	2N3583*	2N6420	V _{BE(on)}	—	1.4	—	1.4	V _{dc}
	2N3584	2N6421		—	1.4	—	1.4	
	2N3585	2N6422		—	1.4	—	1.4	
	2N4240	2N6423		—	1.4	—	1.4	



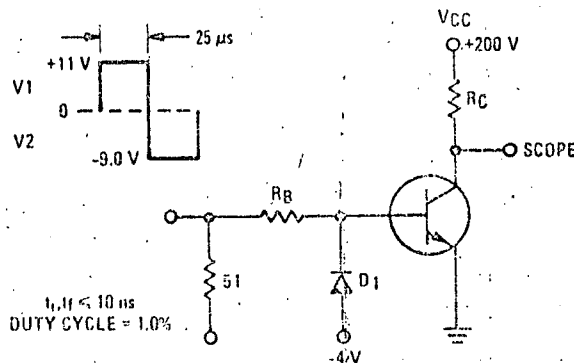
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

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) $f_T = f_{\beta} = f_{\alpha}$

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.

MRD5300 USED ABOVE $I_B \approx 100\text{ mA}$

MSD6100 USED BELOW $I_B \approx 100\text{ mA}$

FOR t_r and t_f , 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

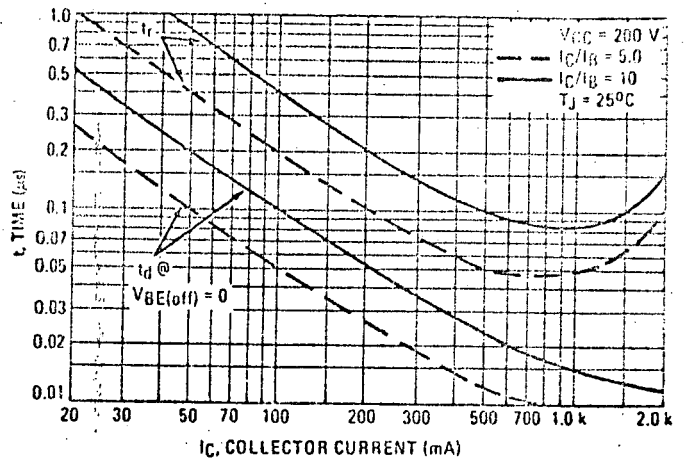
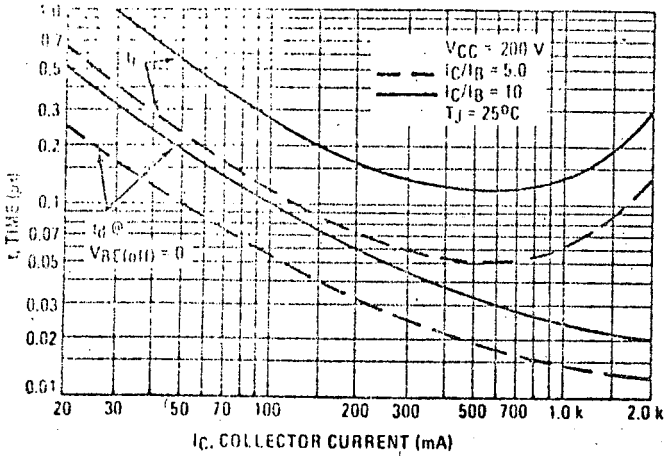


FIGURE 3 - TURN-OFF TIME

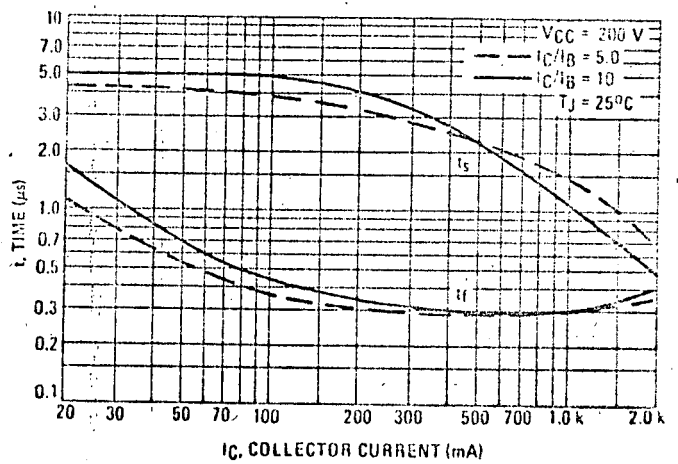
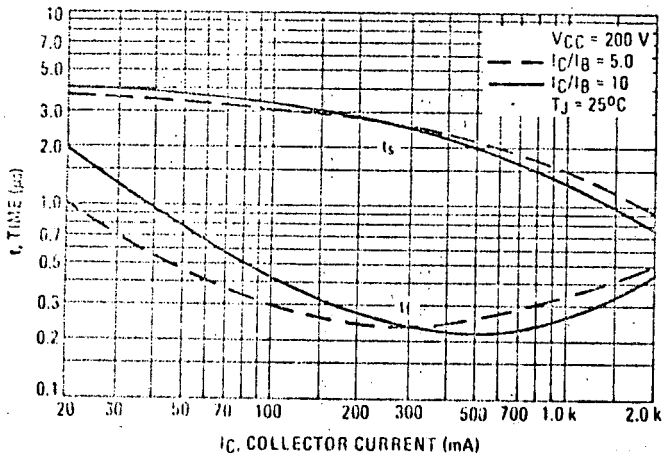


FIGURE 4 - CURRENT GAIN - BANDWIDTH PRODUCT

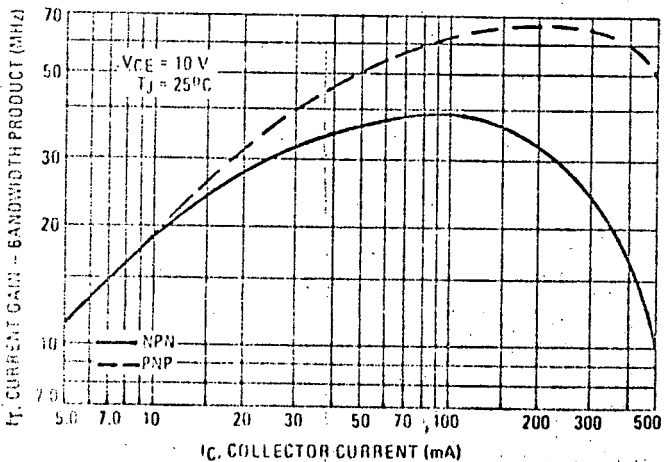


FIGURE 5 - CAPACITANCE

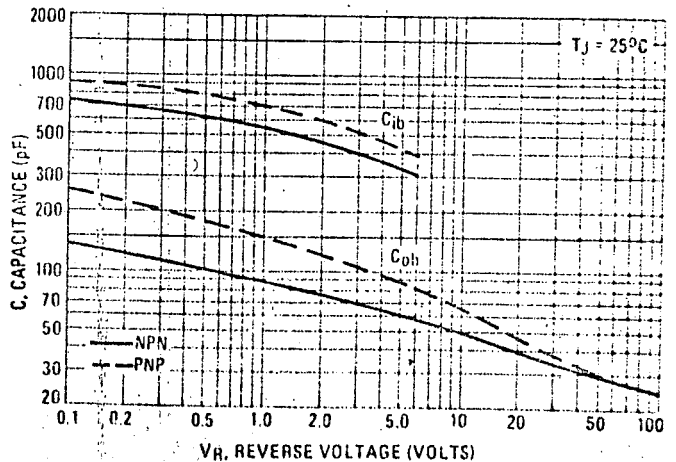
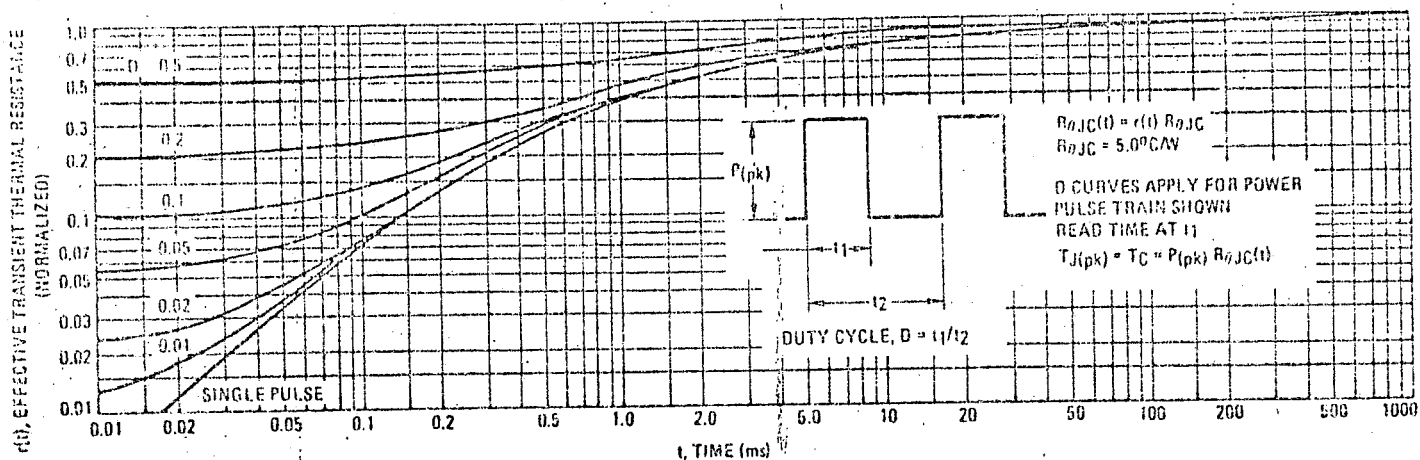


FIGURE 6 -- THERMAL RESPONSE



ACTIVE-REGION SAFE OPERATING AREA

FIGURE 7 -- 2N3503 thru 2N3505, 2N4240

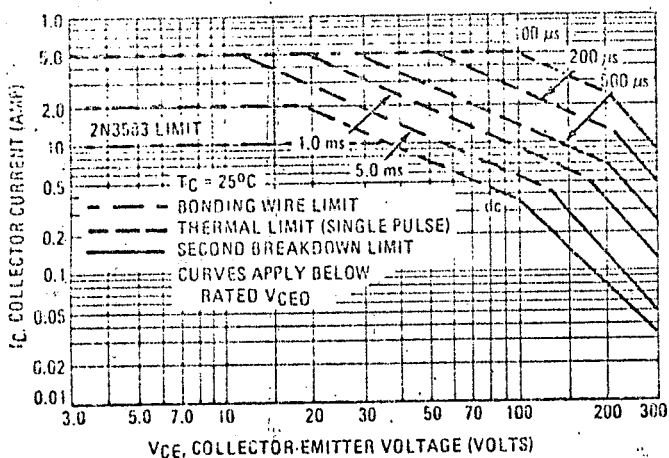


FIGURE 8 -- 2N6420 thru 2N6423

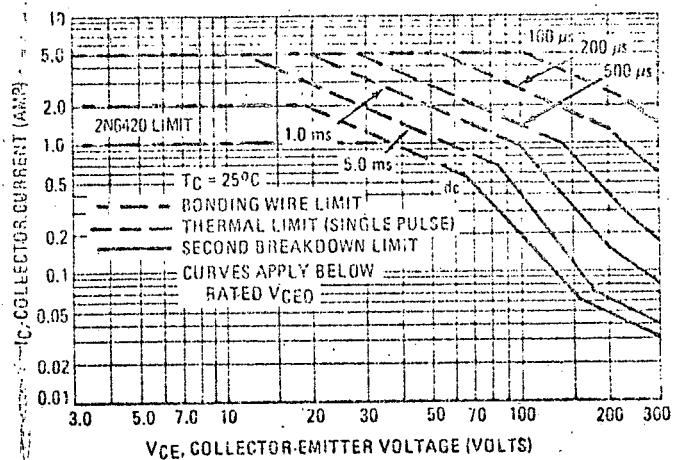
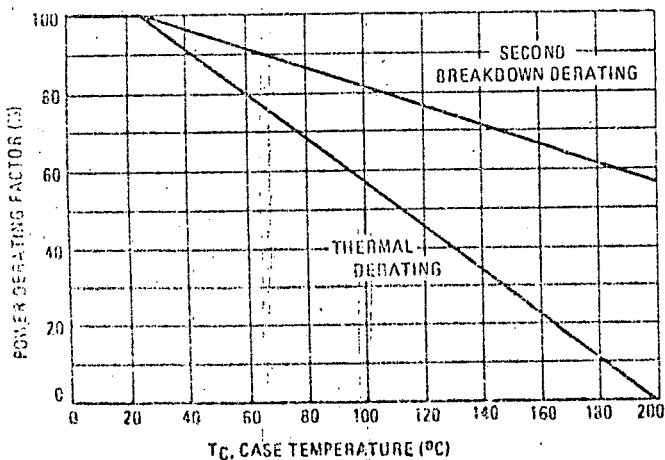


FIGURE 9 -- POWER DERATING



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 $T_C = 25^\circ C$; $T_J(pk)$ 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

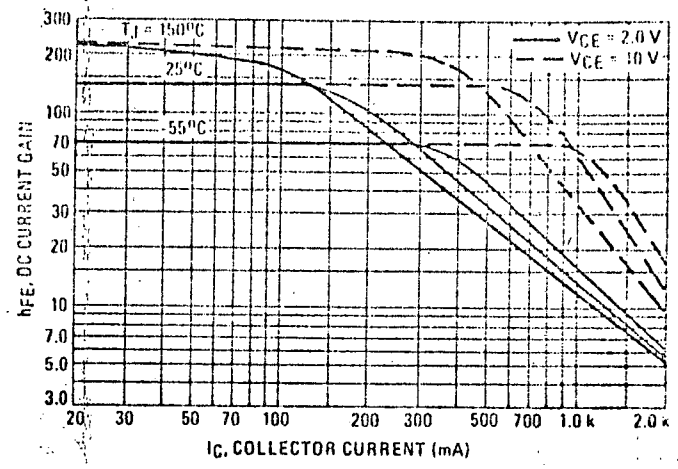
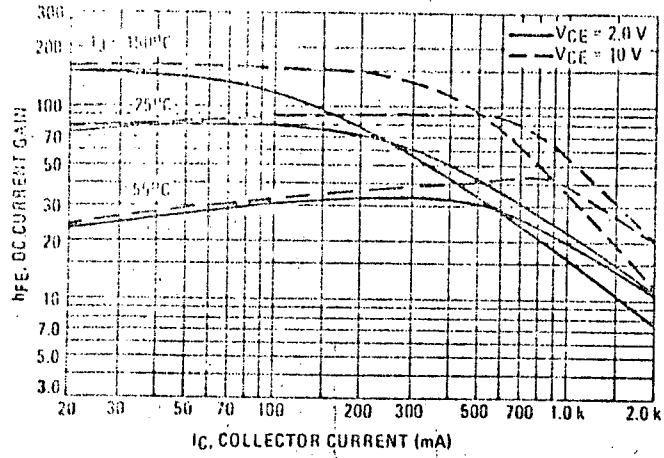


FIGURE 11 - COLLECTOR SATURATION REGION

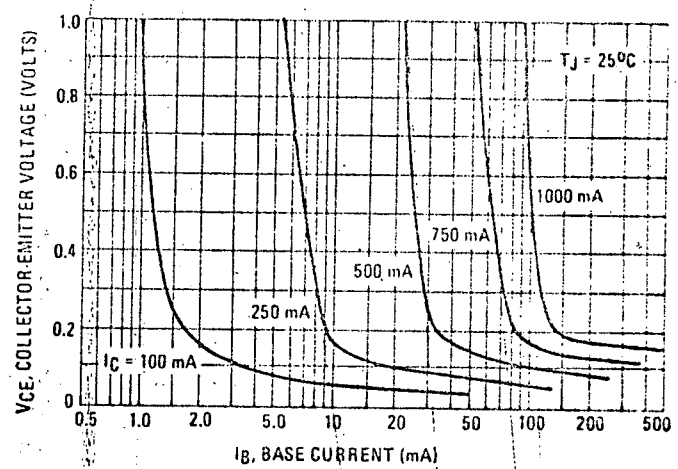
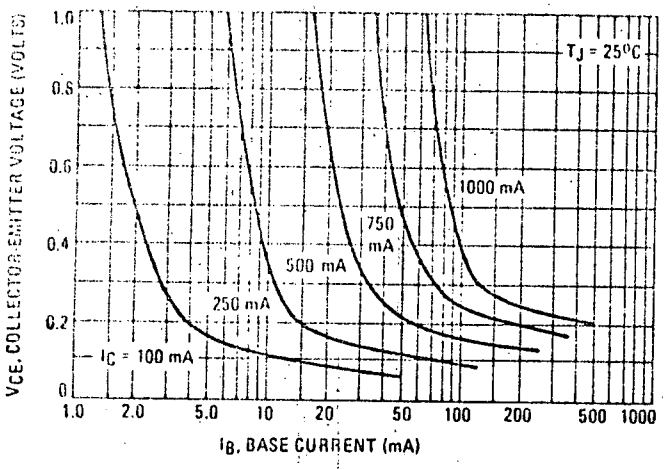
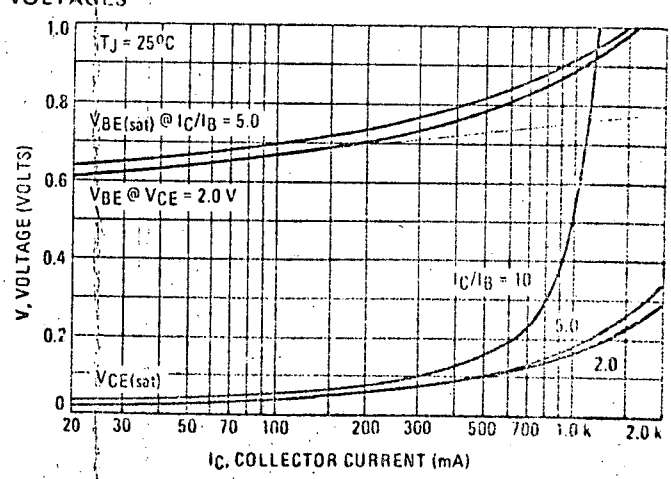
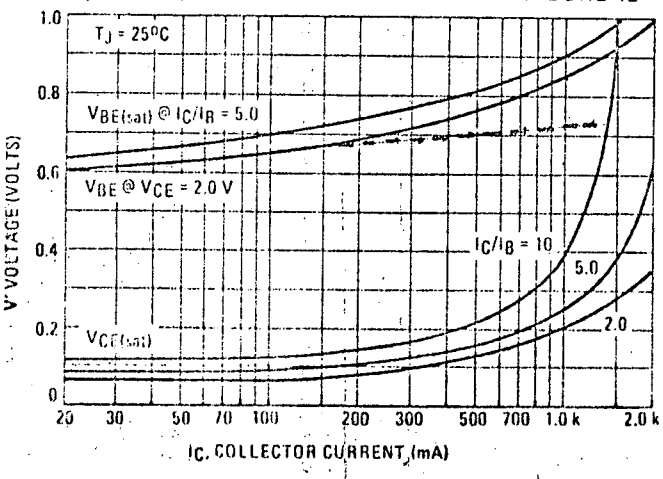


FIGURE 12 - "ON" VOLTAGES



NOTE: DC CURRENT LIMIT FOR 2N3583, 2N6420 is 1.0 Amp.



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

NPN
2N3583 thru 2N3585, 2N4240

PNP
2N6420 thru 2N6423

FIGURE 13 - TEMPERATURE COEFFICIENTS

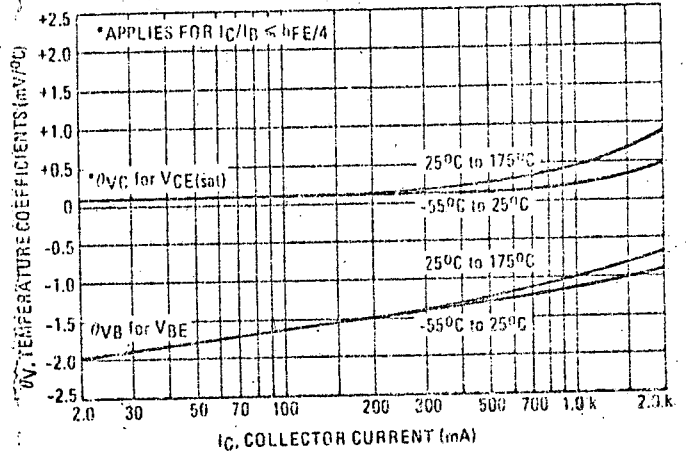
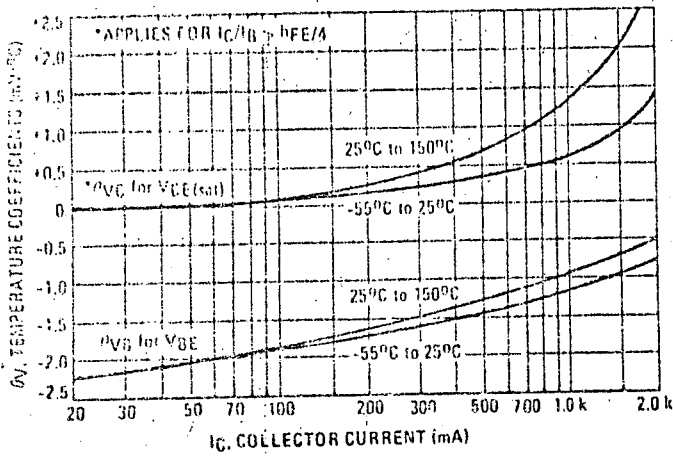


FIGURE 14 - COLLECTOR CUTOFF REGION

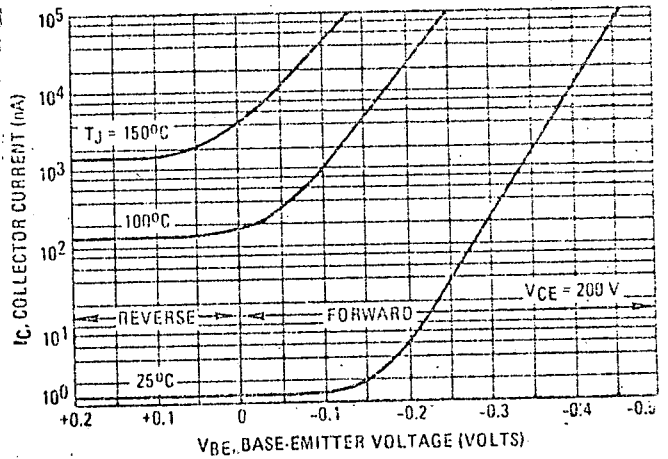
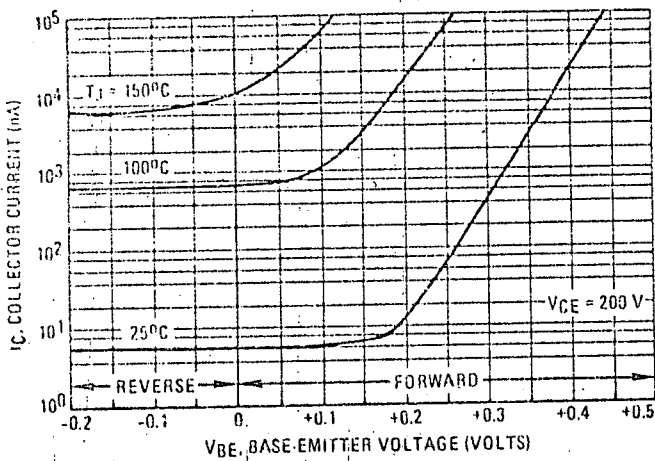
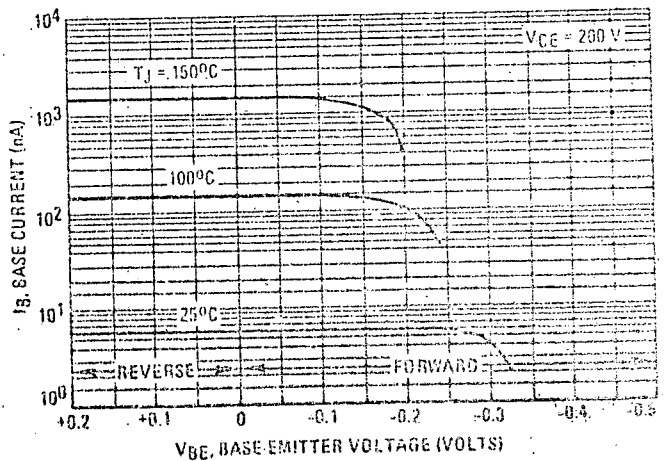
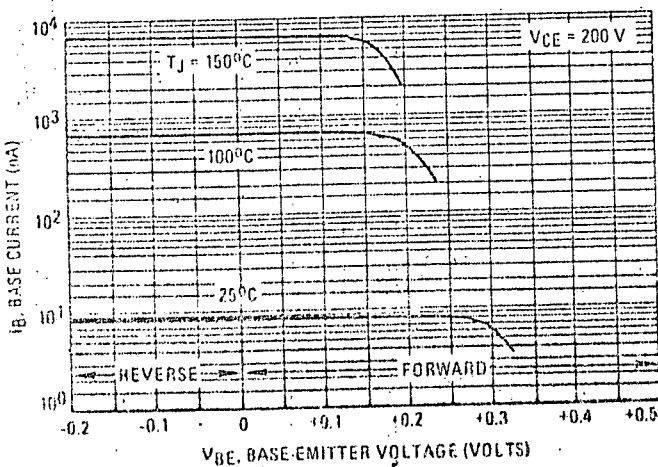


FIGURE 15 - BASE CUTOFF REGION



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:

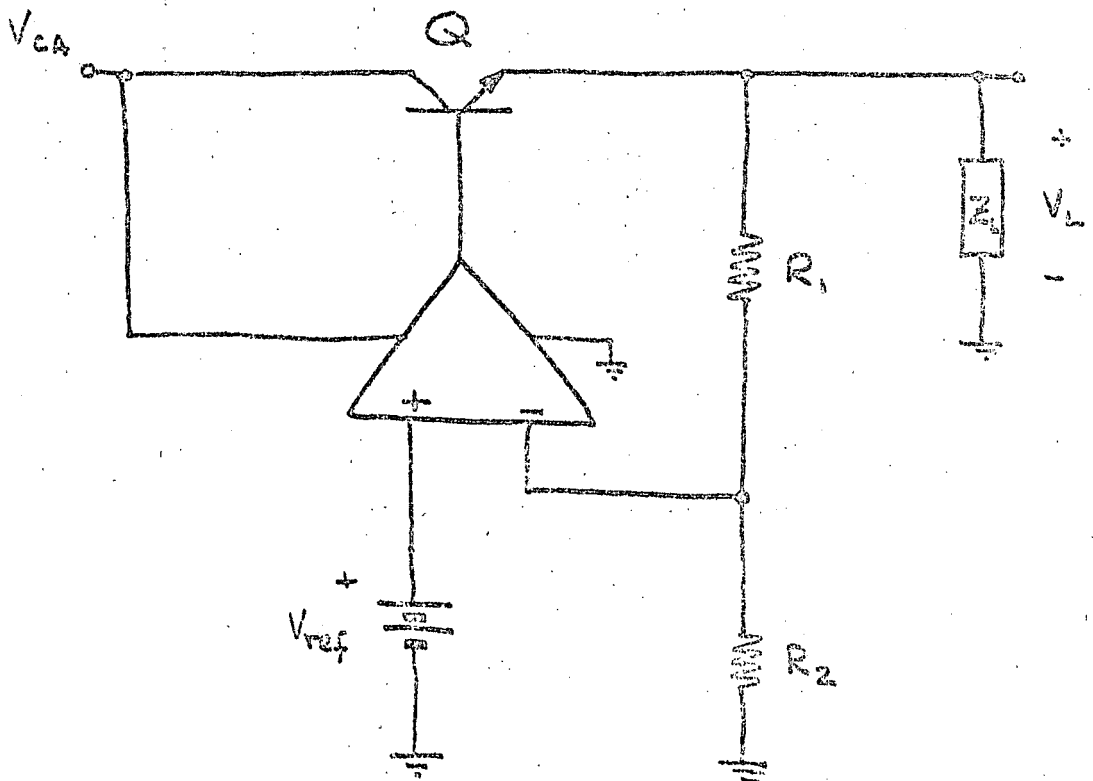


FIG. 5.23 - Esquema básico del Regulador SERIE. La alimentación (V_{ca}) se requiere también para polarizar al amplificador.

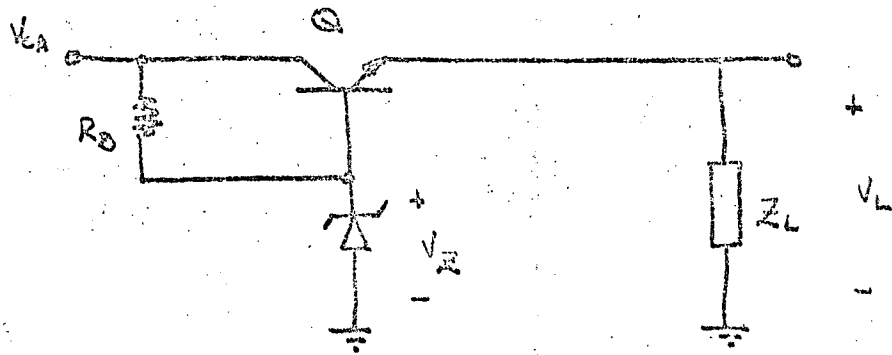


FIG. 5.24:- Regulador serie elemental. El amplificador tiene ganancia $= 1$ (en realidad, no hay amplificador en este esquema). R_B sirve para polarizar tanto a Q , como a la referencia Zener.

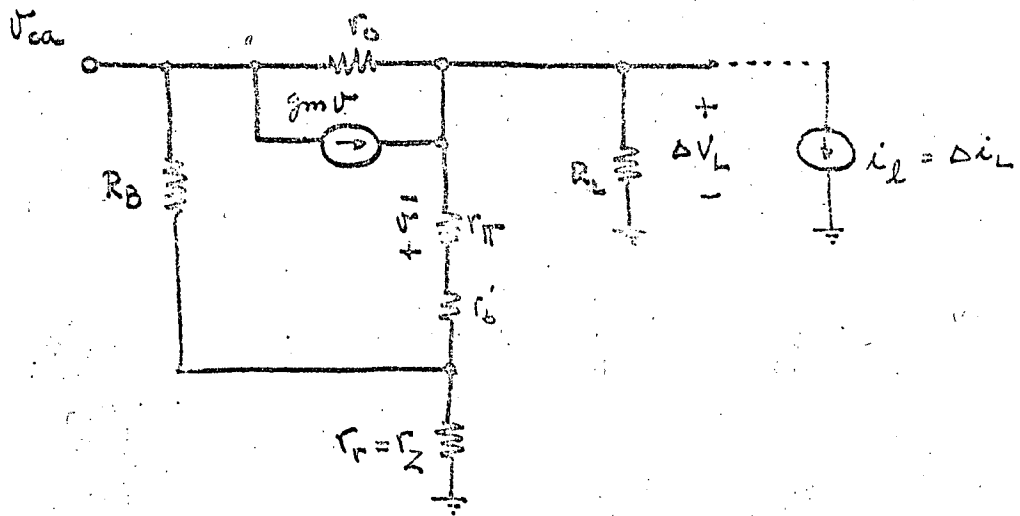


FIG. 5.25 - Modelo incremental del regulador de la fig. 5.24.

Todos los voltajes y las corrientes constantes (V_{CA} y V_Z) se eliminan del circuito para el análisis. i_L y V_{CA} representan los "disturbios" de la carga y la línea que causarán 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: $\frac{\Delta V_L}{V_{CA}} \cong \frac{r_r}{R_B}$

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 $I_Z \geq 2mA$ para operación adecuada. Con esto, $R_B \leq \frac{1V}{4.8mA} \cong 200\Omega$.

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.

$$\text{igual a } \frac{V_L}{R_{Lmin}} - \frac{V_L}{R_{Lmax}} \approx 20mA.$$

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):

$$\gamma_L = \gamma_Z - \gamma_{BE}$$

$$\text{ya que } V_L = V_Z - V_{BE}.$$

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 DZ 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 $V_{BE_2} \cong 0.7\text{V}$

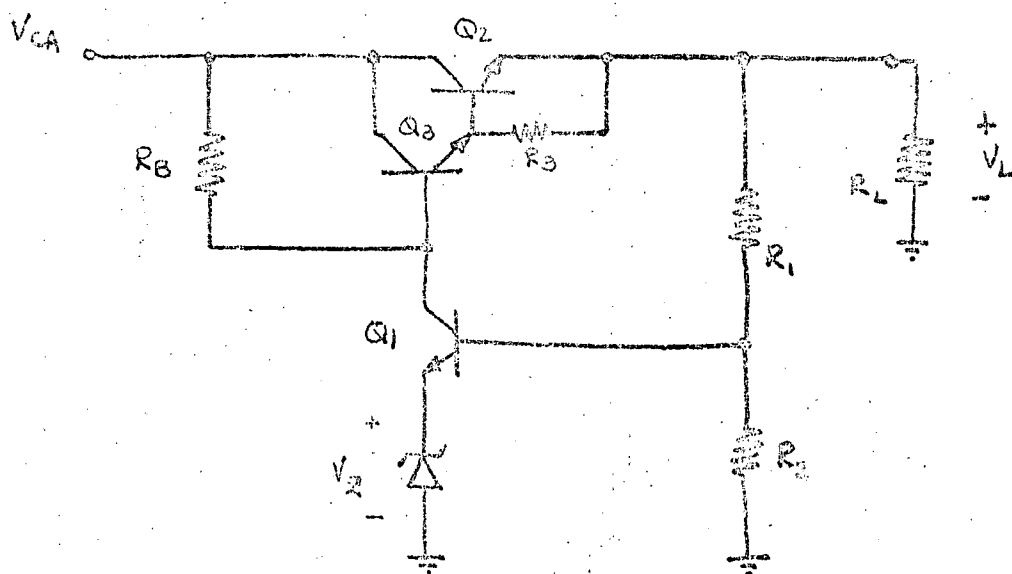


FIG. 5.25 - La adición de un amplificador (Q_1) y un darlington (Q_2-Q_3) para el transistor de paso, mejoran la regulación

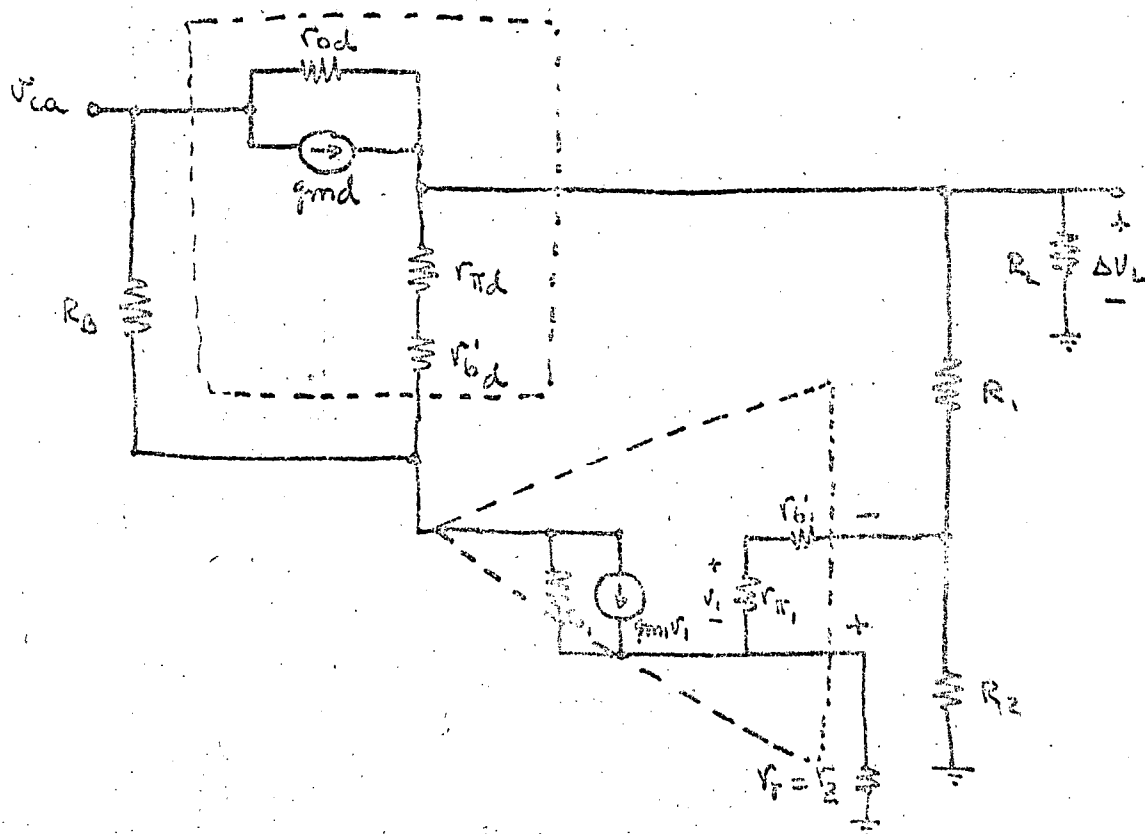


FIG. 5.26 - Modelo incremental del regulador de la FIG. 5.25. Las líneas punteadas enmarcan al amplificador y al modelo equivalente del darlington.

a $I_C \cong 100\text{mA}$, se puede elegir $R_3 \cong 350\Omega$ para que $I_{C_3} > 2\text{mA}$ siempre. Para continuar con el ejemplo daremos algunas de las características del BC238A.

$$\beta \cong 200 \quad (\beta_{CD} \cong 100) \quad r_{b'} \cong 50\Omega, \quad f_{r(\text{max})} \cong 200\text{MHz}$$

$$C_{\mu} \cong 6.5\text{pF} \quad (\text{a } 10\text{V}); \quad V_A \cong 100\text{V}, \quad V_T = 26\text{mV}.$$

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:

$$T \cong a_v \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.42)$$

en donde a_v es la ganancia del amplificador.

Para este circuito se tiene que: (el subíndice d se refiere al darlington).

$$a_v \cong \frac{r_{\pi}}{r_{b'} + r_{\pi} + (\beta + 1)r_r} \text{ gm, } (R_o // R_B // (r_{b'd} + r_{\pi d} + (\beta_d + 1)(R_1 + R_2))) \quad (5.43)$$

Sin embargo, para los valores típicos de estas resistencias, es en general posible aproximar:

$$a_v \cong \frac{\beta_1 R_B}{r_{b'} + r_{\pi} + (\beta + 1)r_r} \quad (5.44)$$

Para los valores ya conocidos se obtiene para este circuito una ganancia $a_v \cong 16$. (Nótese que $r_r \cong r_{b'}$, ya que se está utilizando un BC238A conectado como zener).

Por lo tanto la ganancia de lazo valdrá:

$$T \cong 16 \times \frac{7}{10} = 11.2$$

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:

$$R_o \cong \frac{(R_1 + R_2) // (r_{\pi d} + r_{b'd} + R_B // r_{e1})}{1 + T} \quad (5.45)$$

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:

$$\begin{aligned} r_{\pi d} &= r_{\pi_3} + (\beta_3 + 1) [r_{b'2} + r_{\pi_2} // R_3] \\ r_{b'd} &\cong r_{b'3} \\ \beta_d &\cong \beta_3 \beta_2 \frac{R_3}{r_{b'2} + r_{\pi_2} + R_3} \\ g_{ind} &= \beta_d r_{\pi d} \\ r_{od} &\cong r_{o2} \end{aligned} \quad (5.46)$$

Para los transistores que se usan (Q_2 un 2N3583 y Q_3 un BC238A), se tiene: $I_{CQ_3} \cong 100\text{mA}$, $I_{CQ_2} \cong 4\text{mA}$ 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_{L_0} :

$$\frac{\Delta V_L}{V_{L_0}} = 0.75\%$$

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_0} 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_{o_1} y r_{o_4} 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.

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 $Q_3-Q_2-Q_1-DZ-Q_4$. 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 .

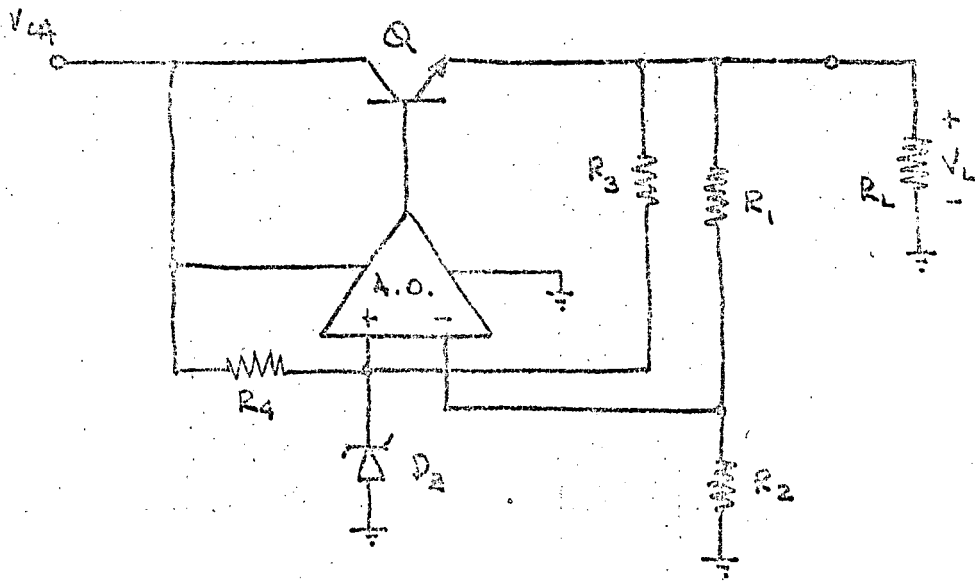


FIG. 5.29. — Regulador serie utilizando un amplificador operacional. El zener está autopolarizado a través de R_3 . R_4 garantiza que el zener encienda. El transistor de paso puede ser un darlington.

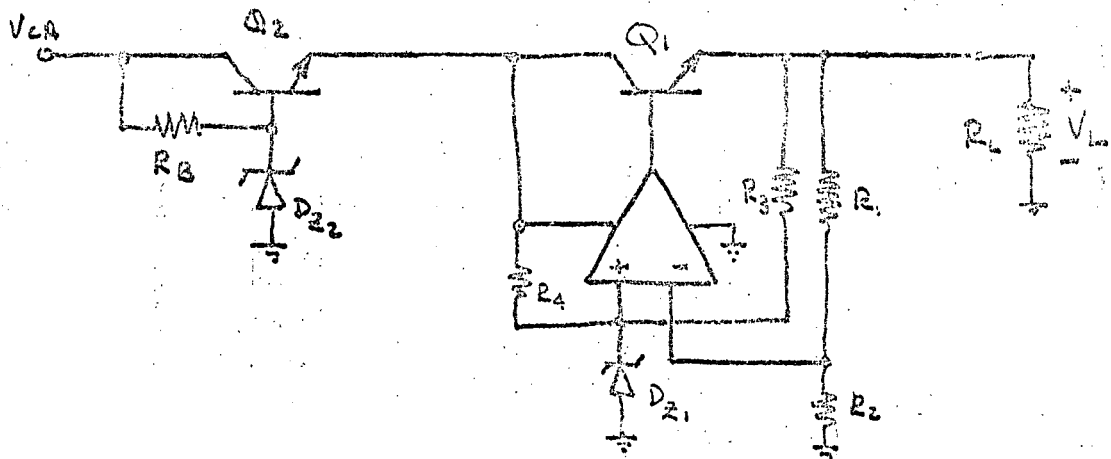


FIG. 5.30. — Uso de pre-regulación (ó cascodo) para mejorar la regulación de línea. La diferencia ($V_{CA} - V_L$) debe ser mucho mayor para este circuito.

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 $R_{CA} \geq Z_L$, 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

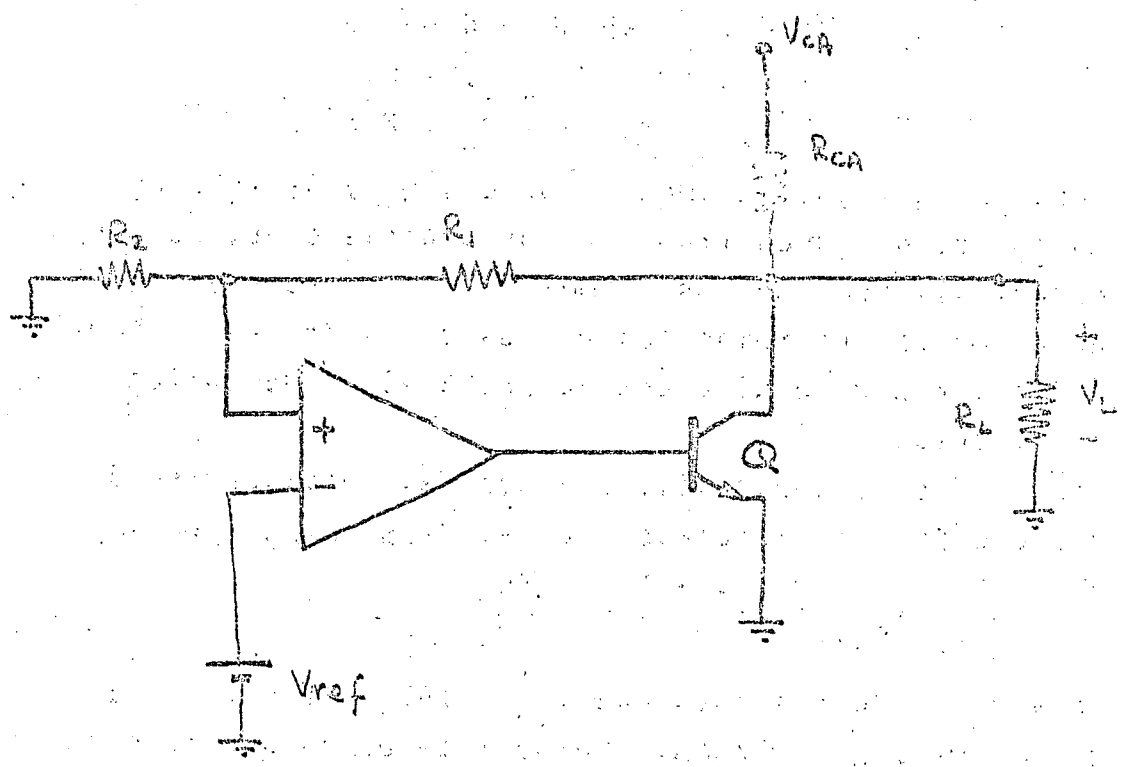


FIG. 5.31. - REGULADOR PARALELO.

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 bién, 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 $V_{CA} - V_Z$

= 8V, se tiene que $R_E = \frac{8-0.7}{9\text{mA}} \cong 0.8\text{K}\Omega$. Además, $R_4 = \frac{4.5\text{mA}-3.8\text{mA}}{0.7\text{V}}$

= 1K Ω . El valor de R_3 depende de la corriente que se desee en el diodo zener en promedio. Para $I_Z \cong 1\text{mA}$, se tendrá $R_3 \cong 8\text{K}\Omega$.

Con las corrientes especificadas para Q_2-Q_3 , se tendrá que r_{π_2}

= $r_{\pi_3} \cong 1.1\text{K}$, 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

= 3.5K y $R_1 = 1.5\text{K}$), con lo que $R_1 // R_2 \cong 1.2\text{K}$. Por lo tanto,

se puede calcular la ganancia del amplificador, y obtener a_v

$\cong 0.1$. Con esto, $T \cong 0.1 \times 20 \times \frac{(20//100)}{6} \cong 6$.

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:

$$R_o' \text{ (para } R_L) \cong \frac{R_{CA}}{1+T'} \quad (5.55)$$

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 $R_o'' \cong \frac{R_L}{1+T''}$, en donde $T'' = \frac{R_{CA} + R_L}{R_{CA}} T$.

Nótese que si $T \gg 1$, entonces:

$$R_o' \cong \frac{R_L // R_{CA}}{T} \cong R_o'' \quad (5.56)$$

($T \gg 1$)

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: $DZ \rightarrow Q_7, R_3 \rightarrow Q_8, Q_9 \rightarrow DZ$, el diodo zener se encuentra autopolarizado (se recomienda incluir una resistencia grande, del orden de $100\text{K}\Omega$ en paralelo con Q_9 , para asegurarse de que el sistema puede "arrancar").

La fuente de corriente estabilizada (Q_7 - R_3), sirve también de alimentación al par diferencial, aumentando su rechazo a señales de la alimentación. Por otro lado, la conexión Q_5 - Q_6 como carga al par Q_2 - Q_3 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 Q_2 - Q_3 - Q_5 - Q_6). Como resulta-

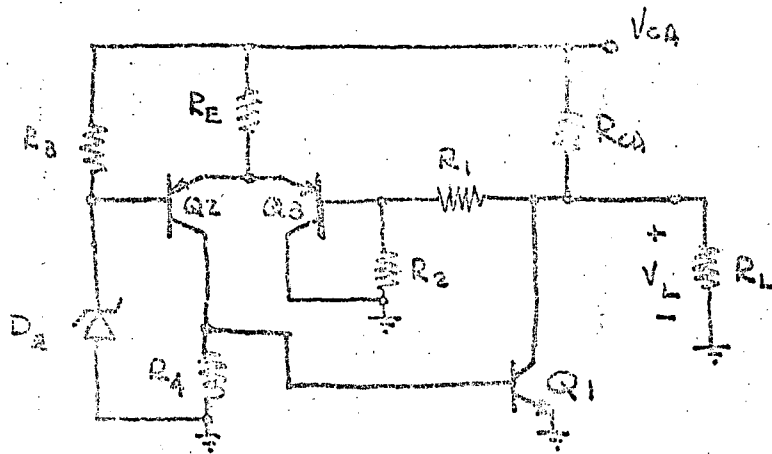


FIG. 5.32 - Regulador paralelo. Los PNP's son necesarios para adaptar el nivel de voltaje de C.D., ya que $V_{BE1} \ll V_E$ ó V_L .

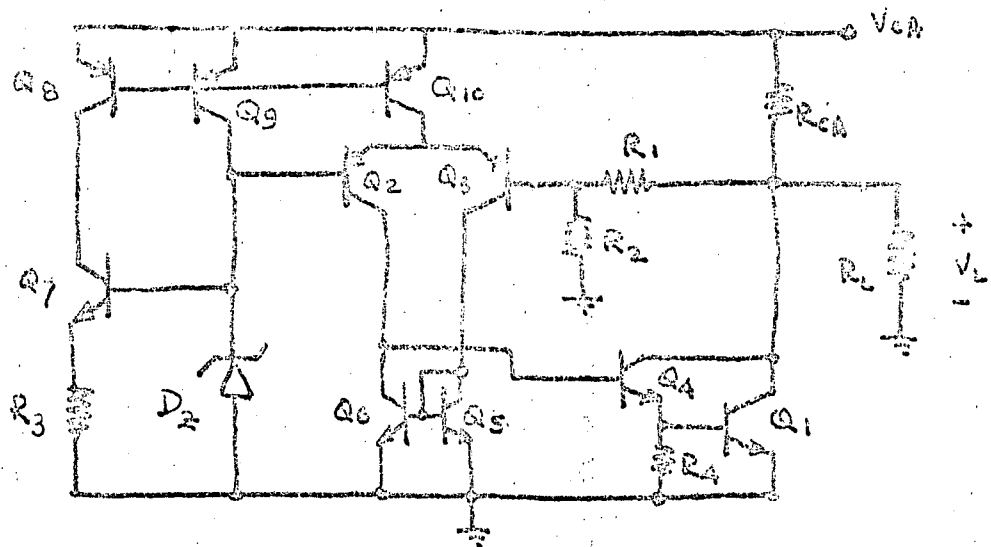


FIG. 5.33 - Aumentando la ganancia de lazo con cargas activas ($Q5-Q6$) y darlington ($Q1-Q4$), y añadiendo autopolarización ($D_2 \rightarrow Q7, R_3 \rightarrow Q8 \rightarrow Q9 \rightarrow D_2$) se obtiene mejor regulación.

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.

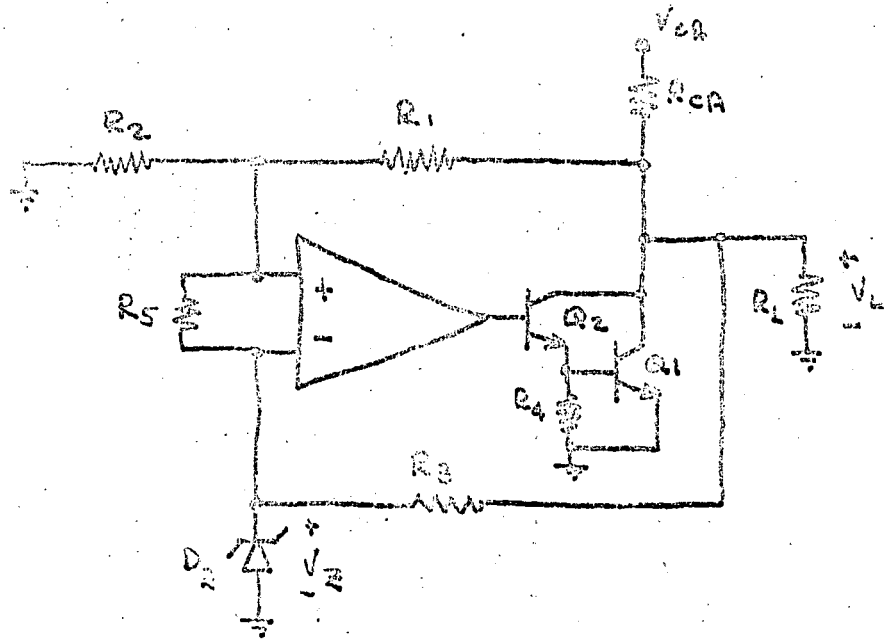
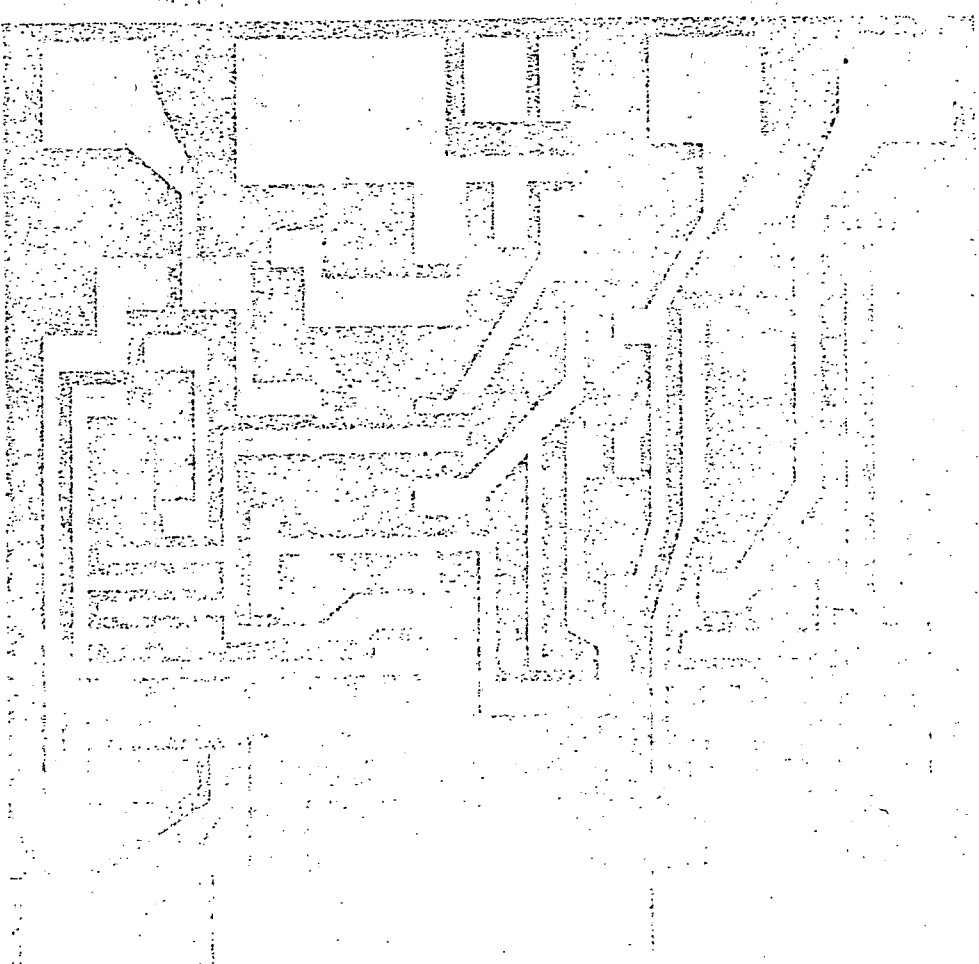


FIG. 5.64 - Regulador paralelo usando Amp. Operacional. El zener está autopolarizado a través de R_3 . Para asegurar el encendido del circuito, se agrega $R_5 \approx 100K$. El darlington no es siempre necesario, dada la alta ganancia del A.O.

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.

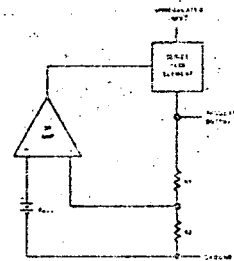


FIGURE 1. Basic Series-Regulator Circuit

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 transistor 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.

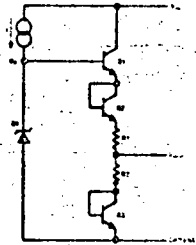


FIGURE 2. Voltage Reference Circuitry

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.

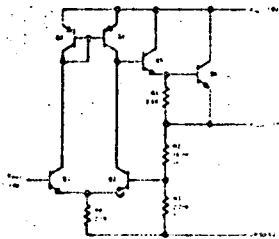


FIGURE 3. Simplified Schematic of the Regulator

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_1 . Therefore, the differential stage will be in balance independent of the magnitude of the collector currents of Q_1 and Q_2 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,

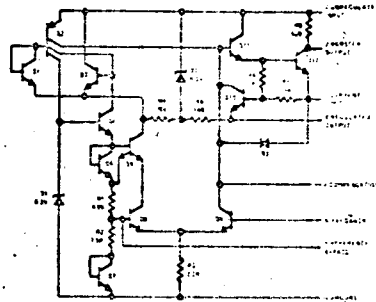


FIGURE 4. Complete Schematic of the LM100

Q_5 , and a level-shifting diode, Q_6 , 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_4 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_6 , bypasses most of the divider current, at a ratio determined by the relative geometries, to the collector of Q_6 . 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_2 .

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_5 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

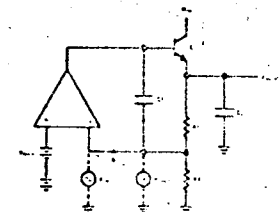


FIGURE 5. Simplified Schematic Showing Regulator Frequency Compensation

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_F . Reactive loads have little effect since they are isolated from the high frequency feedback path by C_S .

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.

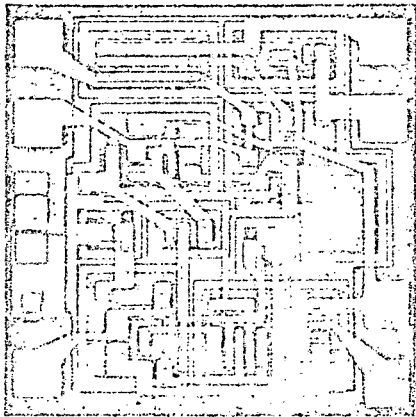


FIGURE 6. Photomicrograph of the LM100 Regulator

APPLICATIONS

The basic regulator circuit for the LM100 is shown in Figure 7. The output voltage is set by R_1 and

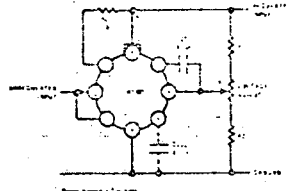


FIGURE 7. Basic Regulator Circuit

R_2 , with a fine adjustment provided by the potentiometer, R_3 . The resistance seen by the feedback terminal should be approximately 2.2k to minimize drift caused by the bias current on this terminal. Figure 8 is based on this and gives the optimum

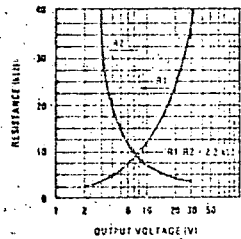


FIGURE 8. Optimum Divider Resistance Values as a Function of Output Voltage

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 ($R_{SC} = 0$). 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 10 Ω current limit resistor are given in Figures 11 and 12, respectively.

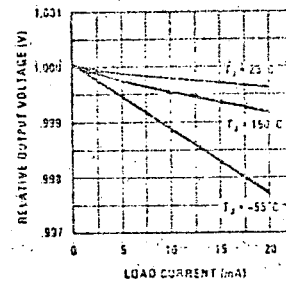


FIGURE 9. Regulation Characteristics Without Current Limiting

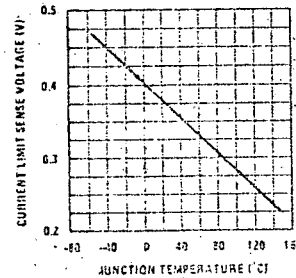


FIGURE 10. Current Limit Sense Voltage as a Function of Junction Temperature

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 μ 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

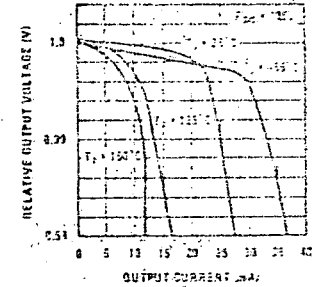


FIGURE 11. Regulation Characteristics with Current Limiting

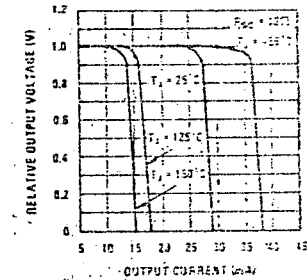


FIGURE 12. Current Limiting Characteristics

by the addition of a 0.1 μ 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 10 Ω 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.

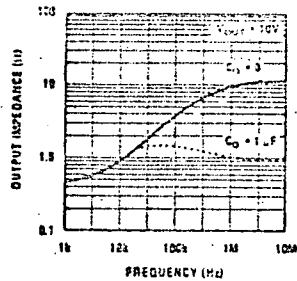


FIGURE 13. Output Impedance as a Function of Frequency

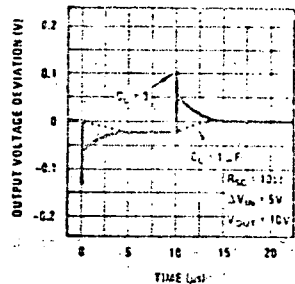


FIGURE 15. Line Transient Response

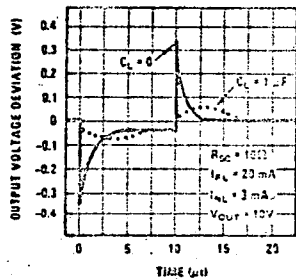


FIGURE 14. Load Transient Response

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.

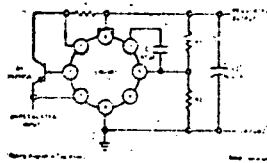


FIGURE 16. Regulator Connected for 200 mA Output Current

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 (Q_2 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, Q_2 , is used to drive

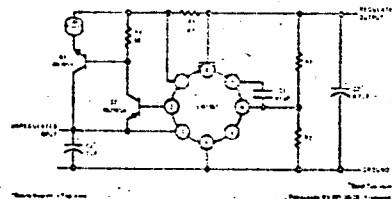


FIGURE 17. Regulator Connected for 2A Output Current

a PNP power transistor, Q_2 . 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 Q_2 . Q_1 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

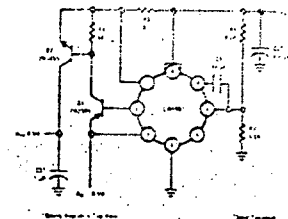


FIGURE 18. Circuit for Obtaining Higher Efficiency Operation with Low Output Voltages

are required. Here, the series pass transistor, Q_2 , 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 Q_2 does not saturate. Otherwise, Q_1 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 — R_4 and R_5 . These resistors supply a voltage which bucks out the voltage drop across the current limit sense resistor, R_3 , 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.

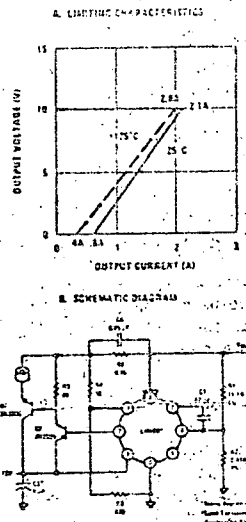


FIGURE 19. Circuit for Obtaining Switchback Current Limiting with the LM100.

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_4 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 PNP series-pass transistor, Q_3 . The additional components (R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 and Q_4) are included to provide current limiting.

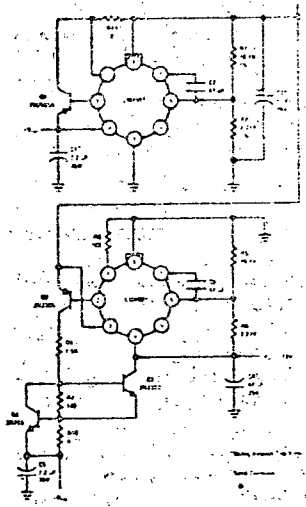


FIGURE 20. Positive and Negative Regulators using the LM100.

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.

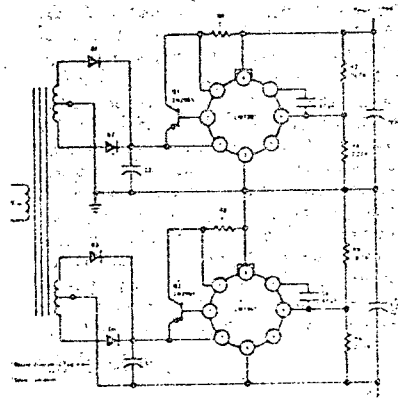
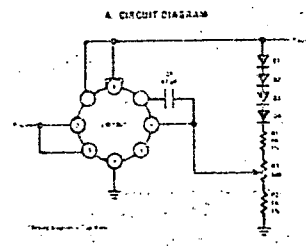


FIGURE 21. Circuit for using the LM100 as Both a Positive and a Negative Regulator.

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 is 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



A. CIRCUIT DIAGRAM

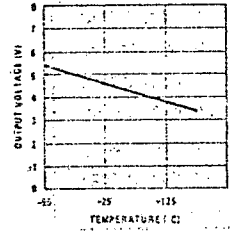


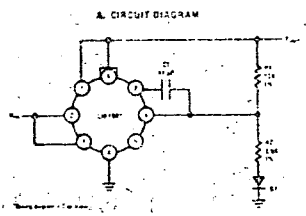
FIGURE 22. Temperature Compensating Voltage Regulator with Negative Temperature Coefficient

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 cut-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 drop-in 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.



A. CIRCUIT DIAGRAM

B. OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

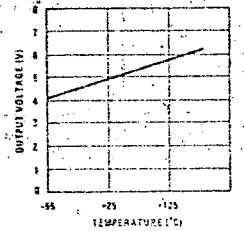


FIGURE 23. Temperature Compensating Voltage Regulator with Positive Temperature Coefficient

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

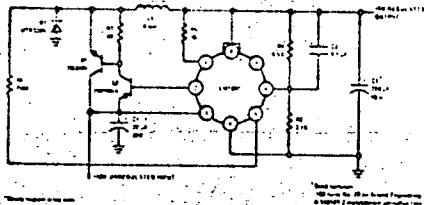


FIGURE 24. High Current Switching Regulator

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 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_3 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 B Polar 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.

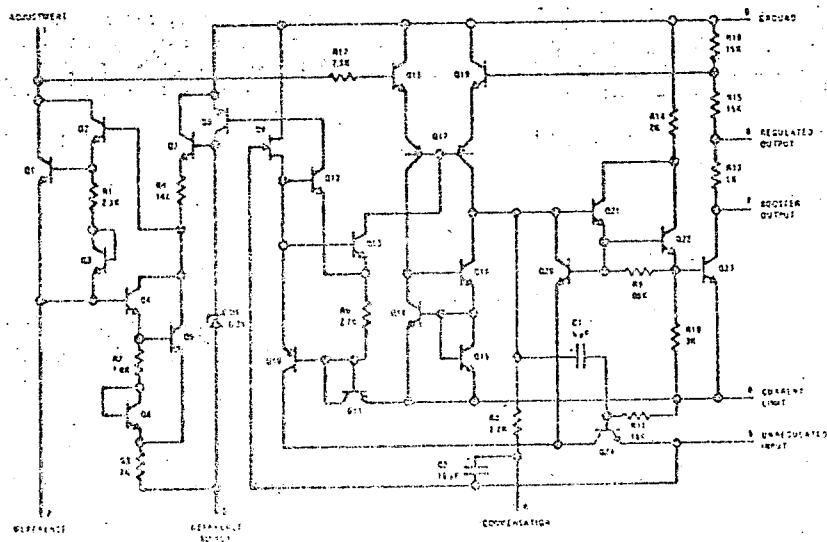
Current limiting is provided by Q24. When the voltage between the current limit and unregulated input terminals becomes large enough to turn on Q24, it will pull Q10 out of saturation and remove base drive from Q21 through Q20. This causes the series pass transistor to exhibit a constant current

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 pre-load 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 output is distributed to enough

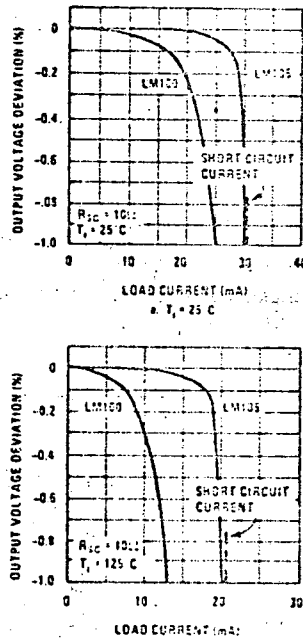


FIGURE 1. Comparison Between the Load Regulation of the LM100 and LM105 for Equal Short Circuit Currents.

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 in V_{in} , 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.

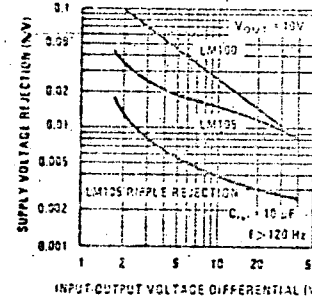


FIGURE 2. Comparison Between the Line Regulation Characteristics of the LM100 and LM105.

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.

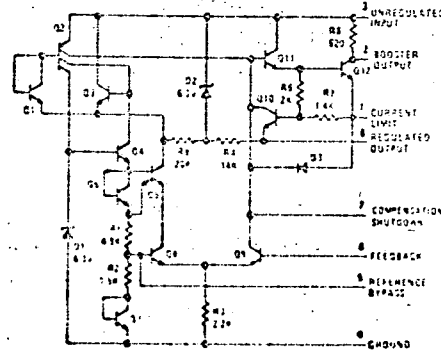


FIGURE 3. Schematic Diagram of the LM100 Regulator.

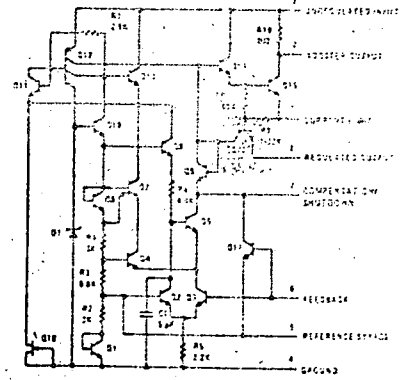


FIGURE 4. Schematic Diagram of the LM105 Regulator.

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 Q7 cancels out the positive 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 R4, 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 series 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 matched with the maximum expected input voltage.

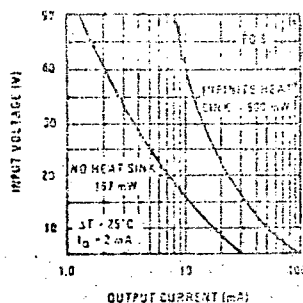


FIGURE 5. Dissipation Limited Short Circuit Output Current for an IC Regulator in a TO-5 Package.

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

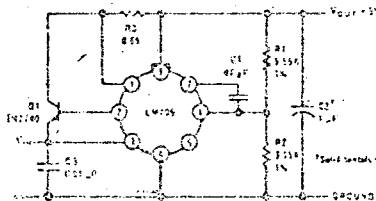


FIGURE 6. 0.1A Regulator.

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 1.5V 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 internal regulator circuitry to make 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.

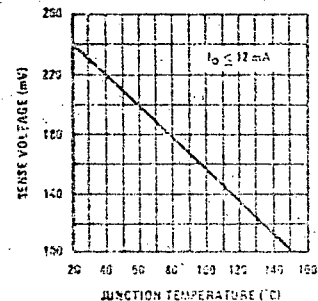


FIGURE 7. Maximum Voltage Drop Across Current Limit Resistor at Full Load for Worst Case Load Regulation of 0.1%.

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-

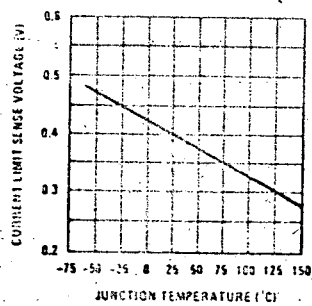


FIGURE 8. Voltage Drop Across Current Limit Resistor Required to Initiate Current Limiting.

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,

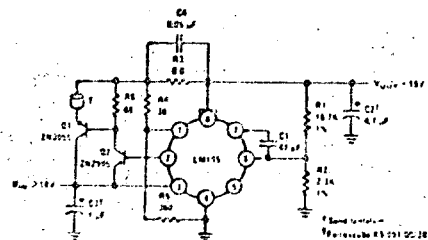


FIGURE 9. 2A Regulator with Foldback Current Limiting.

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.

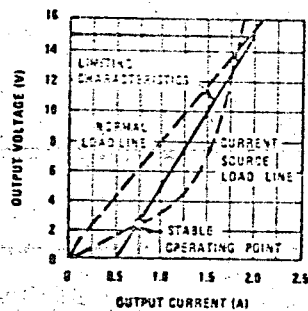


FIGURE 10. Limiting Characteristics of Regulator Using Foldback Current Limiting.

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

$$R_5 = \frac{V_{OUT} + V_{sense}}{I_{bleed} + I_{bias}} \quad (2)$$

where V_{OUT} is the regulated output voltage, V_{sense} is maximum voltage across the current limit resistor for 0.1% regulation as indicated in Figure 7, I_{bleed} is the pre-load 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

$$R_4 = \frac{I_{FL} R_3 - V_{sense}}{I_{load}} \quad (3)$$

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 2N2905 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 2N2905 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 5%. 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.

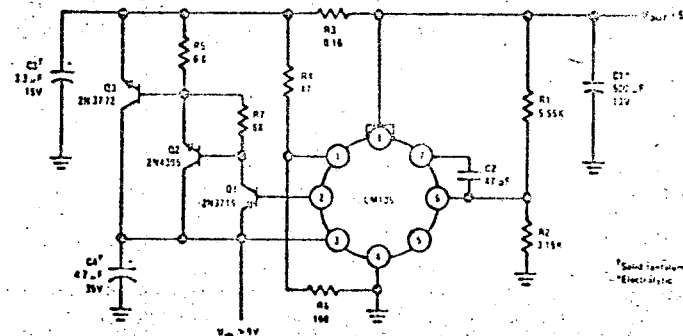


FIGURE 12. 10A Regulator with Foldback Current Limiting.

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.

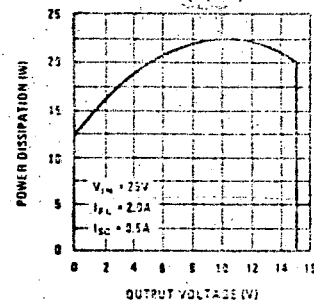


FIGURE 11. Power Dissipation in Series Pass Transistors Under Overload Conditions in Regulator Using Foldback Current Limiting.

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-66 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

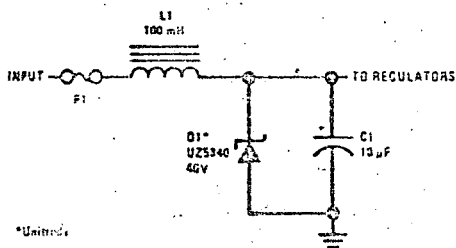


FIGURE 13. Suppression Circuitry to Remove Large Voltage Spikes from Unregulated Supplies.

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 with looking

back into the reference output terminal is twice that of the LM100 (2 K Ω versus 1 K Ω). In addition, the maximum 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

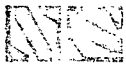
all the driver and pass transistors. Devices must then be selected which can handle the power. Further, adequate heat sinks must be provided as even power transistors cannot dissipate much power of themselves.

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, 1968.



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

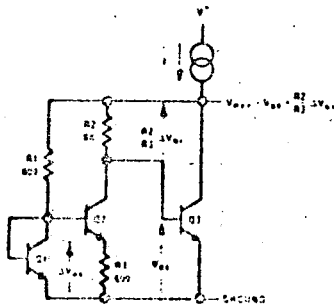


FIGURE 1. The Voltage Reference in One of Its Simplest Forms

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):

$$V_{ref} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{kT}{q} \log_e \frac{J_1}{J_2} \quad (3)$$

Differentiating with respect to temperature yields

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = -\frac{V_{g0}}{T_0} + \frac{V_{BE0}}{T_0} + \frac{k}{q} \log_e \frac{J_1}{J_2} \quad (4)$$

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, Q₄ and Q₅, provide a current source load for Q₄ to achieve high gain.

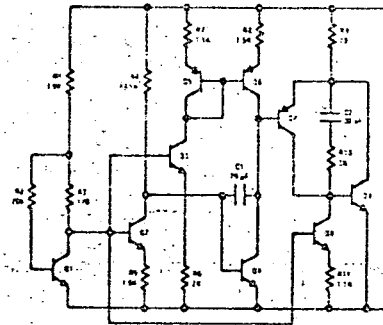


FIGURE 2. Schematic of the LM113

Q₇ and Q₈ buffer Q₄ against changes in operating current and give the reference a very low output resistance. Q₉ sets the minimum operating current of Q₇ and absorbs any leakage from Q₉. 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 leads 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.

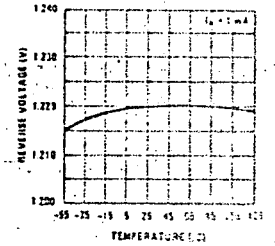


FIGURE 3. Output Voltage Change with Temperature

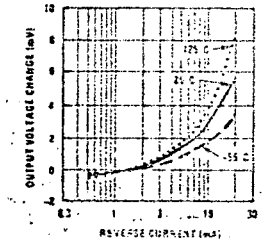


FIGURE 4. Output Voltage Change with Current

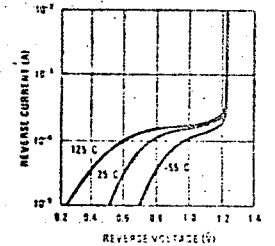


FIGURE 5. Reverse Breakdown Characteristics

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 - 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 6 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.

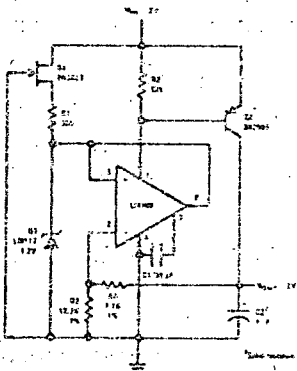


FIGURE 6. Low Voltage Regulator Circuit

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 independent. Further, the operating current is regulated against supply variations keeping the gain stable over a wide supply range.

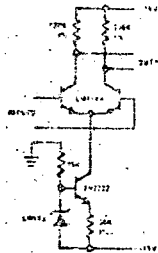


FIGURE 7. Amplifier Biasing for Constant Gain with Temperature

As shown, the gain will change less than two per cent over a -55°C to $+125^\circ\text{C}$ temperature range. Using the LM114A monolithic transistor and low drift metal film resistors, the amplifier will have less than 2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ voltage drift. Even lower drift may be obtained by unbalancing the collector load resistors to null out the initial offset. Drift under nullled condition will be typically less than 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

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 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 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

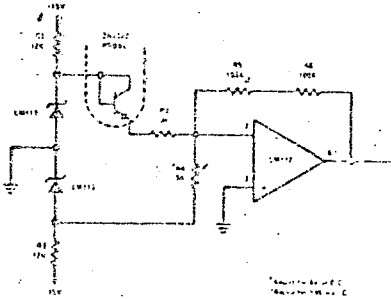


FIGURE 8. Electronic Thermometer

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/ $^\circ\text{C}$. 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



IC PROVIDES ON-CARD REGULATION FOR LOGIC CIRCUITS

INTRODUCTION

Because of the relatively high current requirements of digital systems, there are a number of problems associated with using one centrally-located regulator. Heavy power busses must be used to distribute the regulated voltage. With low voltages and currents of many amperes, voltage drops in connectors and conductors can cause an appreciable percentage change in the voltage delivered to the load. This is aggravated further with TTL logic, as it draws transient currents many times the steady-state current when it switches.

These problems have created a considerable interest in on-card regulation, that is, to provide local regulation for the subsystems of the computer. Rough preregulation can be used, and the power distributed without excessive concern for line drops. The local regulators then smooth out the voltage variations due to line drops and absorb transients.

A monolithic regulator is now available to perform this function. It is quite simple to use in that it requires no external components. The integrated circuit has three active leads—input, output and ground—and can be supplied in standard transistor power packages. Output currents in excess of 1A can be obtained. Further, no adjustments are required to set up the output voltage, and overload protection is provided that makes it virtually impossible to destroy the regulator. The simplicity of the regulator, coupled with low-cost fabrication and improved reliability of monolithic circuits, now makes on-card regulation quite attractive.

DESIGN CONCEPTS

A useful on-card regulator should include everything within one package—including the power-control element, or pass transistor. The author has previously advanced arguments against including the pass transistor in an integrated circuit regulator.¹ First, there are no standard multi-lead power packages. Second, integrated circuits necessarily have a lower maximum operating temperature, because they contain low-level circuitry. This means that an IC regulator needs a more massive heat sink. Third, the gross variations in chip temperature due to dissipation in the pass transistors worsen load and line regulation. However, for a logic-card regulator, these arguments can be answered effectively.

For one, if the series pass transistor is put on the chip, the integrated circuit need only have three terminals. Hence, an ordinary transistor power package can be used. The practicality of this approach depends on eliminating the adjustments usually required to set up the output voltage and limiting current for the particular application, as external adjustments require extra pins. A new solid-state reference, to be described later, has sufficiently-tight manufacturing tolerances that output voltages do not always have to be individually trimmed. Further, thermal overload protection can protect an IC regulator for virtually any set of operating conditions, making current-limit adjustments unnecessary.

Thermal protection limits the maximum junction temperature and protects the regulator regardless of input voltage, type of overload or degree of heat sinking. With an external pass transistor, there is no convenient way to sense junction temperature so it is much more difficult to provide thermal limiting. Thermal protection is, in itself, a very good reason for putting the pass transistor on the chip.

When a regulator is protected by current limiting alone, it is necessary to limit the output current to a value substantially lower than is dictated by dissipation under normal operating conditions to prevent excessive heating when a fault occurs. Thermal limiting provides virtually absolute protection for any overload condition. Hence, the maximum output current under normal operating conditions can be increased. This tends to make up for the fact that an IC has a lower maximum junction temperature than discrete transistors.

Additionally, the 5V regulator works with relatively low voltage across the integrated circuit. Because of the low voltage, the internal circuitry can be operated at comparatively high currents without causing excessive dissipation. Both the low voltage and the larger internal currents permit higher junction temperatures. This can also reduce the heat sinking required—especially for commercial-temperature-range parts.

Lastly, the variations in chip temperature caused by dissipation in the pass transistor do not cause serious problems for a logic-card regulator. The tolerance in output voltage is loose enough that it

is relatively easy to design an internal reference that is much more stable than required, even for temperature variations as large as 150°C.

CIRCUIT DESCRIPTION

The internal voltage reference for this logic-card regulator is probably the most significant departure from standard design techniques. Temperature-compensated zener diodes are normally used for the reference. However, these have breakdown voltages between 7V and 9V which puts a lower limit on the input voltage to the regulator. For low voltage operation, a different kind of reference is needed.

The reference in the LM109 does not use a zener diode. Instead, it is developed from the highly-predictable emitter-base voltage of the transistors. In its simplest form, the reference developed is equal to the energy-band-gap voltage of the semiconductor material. For silicon, this is 1.205V, so the reference need not impose minimum input voltage limitations on the regulator. An added advantage of this reference is that the output voltage is well determined in a production environment so that individual adjustment of the regulators is frequently unnecessary.

A simplified version of this reference is shown in Figure 1. In this circuit, Q_1 is operated at a

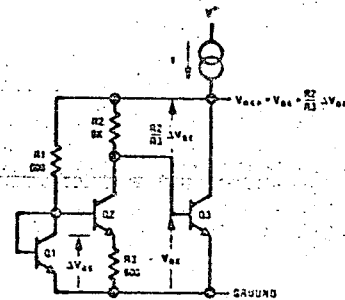


Figure 1. The Low Voltage Reference in One of Its Simpler Forms.

relatively high current density. The current density of Q_2 is about ten times lower, and the emitter-base voltage differential (ΔV_{BE}) between the two devices appears across R_3 . If the transistors have high current gains, the voltage across R_2 will also be proportional to ΔV_{BE} . Q_3 is a gain stage that will regulate the output at a voltage equal to its emitter base voltage plus the drop across R_2 . The emitter base voltage of Q_3 has a negative temperature coefficient while the ΔV_{BE} component across R_2 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 T_0 and I_{C0} .

The emitter-base voltage differential between two transistors operated at different current densities is given by³

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \log_e \frac{J_1}{J_2} \quad (2)$$

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 nonideal 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):

$$V_{ref} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{kT}{q} \log_e \frac{J_1}{J_2} \quad (3)$$

Differentiating with respect to temperature yields

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = -\frac{V_{g0}}{T_0} + \frac{V_{BE0}}{T_0} + \frac{k}{q} \log_e \frac{J_1}{J_2} \quad (4)$$

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.

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_3 , 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.

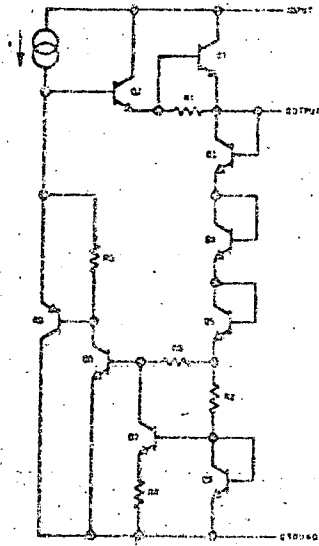


Figure 2. Schematic Showing Essential Details of The 5V Regulator.

In this circuit, Q_3 is the gain stage providing regulation. Its effective gain is increased by using a vertical PNP, Q_5 , as a buffer driving the active collector load represented by the current source. Q_4 drives a modified Darlington output stage (Q_1 and Q_2) 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_3 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 transconductance⁴ 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_9 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_8 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

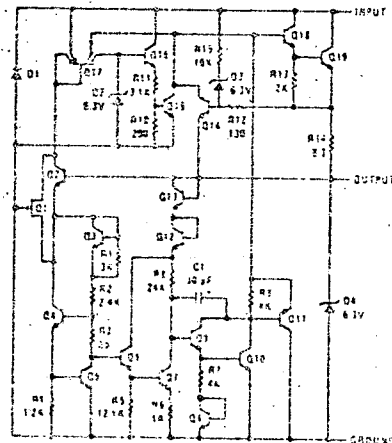


Figure 3. Detailed Schematic of The Regulator.

chance of secondary breakdown. The performance of this protection circuitry is illustrated in Figure 4.

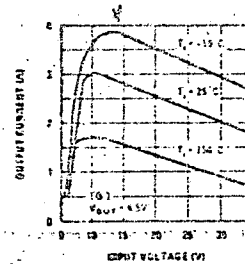


Figure 4. Current-Limiting Characteristics.

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_3 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.

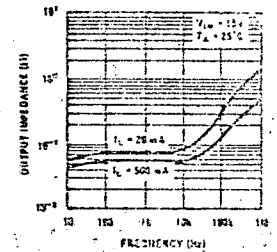


Figure 5. Plot of Output Impedance As A Function of Frequency.

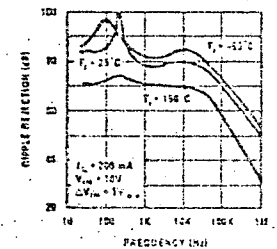


Figure 6. Ripple Rejection of The Regulator.

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.

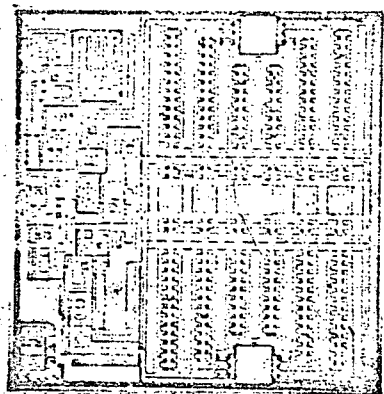


Figure 7. Photomicrograph of the Regulator Shows That High Current Pass Transistor (Right) Takes More Area Than Control Circuitry (Left).

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 Hz $\leq f \leq$ 100 kHz	40 μV
Thermal Resistance Junction to Case	LM109H (TO-5) LM109K (TO-3)	15°C/W 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

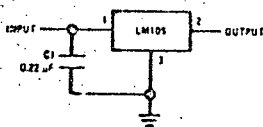


Figure 8. Fixed 5V Regulator

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.

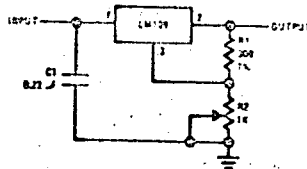


Figure 9. Using The LM109 As An Adjustable-Output Regulator.

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.

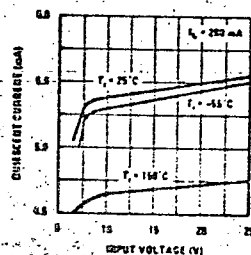


Figure 10. Variation of Quiescent Current With Input Voltage At Various Temperatures.

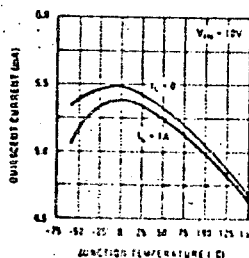


Figure 11. Variation of Quiescent Current With Temperature For Various Load Currents.

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.

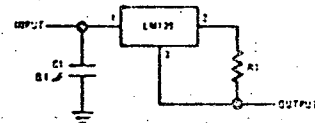


Figure 12. Current Regulator.

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.

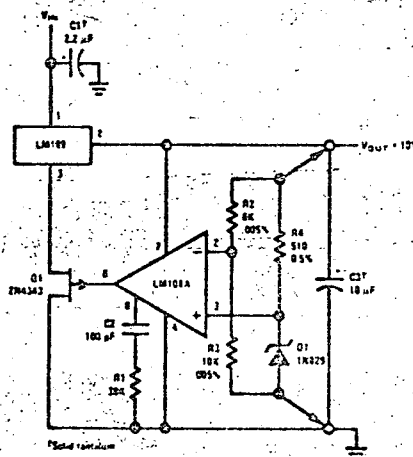


Figure 13. High Stability Regulator.

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_2 , 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

- R.J. Widlar, "Designing Positive Voltage Regulators," *EEE*, Vol. 17, No. 6, pp. 90-97, June 1969.
- J.S. Brugier, "Silicon Transistor Biasing for Linear Collector Current Temperature Dependence," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, pp. 57-58, June, 1967.
- R.J. Widlar, "Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits," *IEEE Trans. on Circuit Theory*, Vol. X11, pp. 586-590, December, 1965.
- 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.

116

factor proportional to the differential voltage, V_R . The currents shown on Figure 24 are given by:

$$I_1 = \frac{V_1 + V_R - \phi}{R_1}$$

$$I_2 = \phi / R_2$$

$$I_3 = \frac{(V_1 - \phi)}{R_3}$$

$$I_4 = \frac{V_O - \phi}{R_4}$$

where $\phi \equiv V_{BE}$ at either input terminal of the LM3900.

Since the input current mirror demands that

$$I^- = I^+$$

$$\text{and } I^+ = I_1 - I_2$$

$$\text{and } I^- = I_3 + I_4$$

$$\text{Therefore } I_4 = I_1 - I_2 - I_3$$

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 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$

$$V_O = (V_1 + V_R - \phi) - \phi - V_1 + \phi + \phi$$

$$\text{or } V_O = V_R$$

The resistors are kept large to minimize loading. With the 10 M Ω 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 of the bias current that are 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

The 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

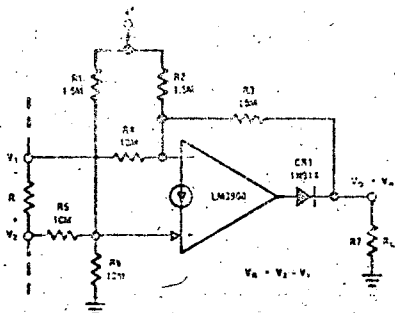


FIGURE 25. A Network to Invert and to Ground Reference a Negative DC Differential Input Voltage

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 0 V_{DC} , if desired.

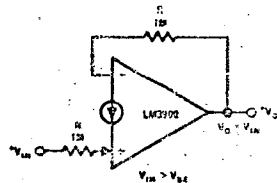
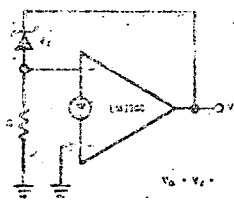


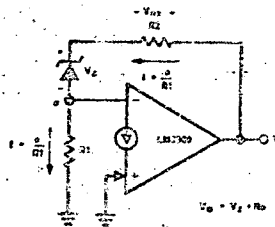
FIGURE 26. A Unity-gain DC Buffer Amplifier

5.0 DESIGNING VOLTAGE REGULATORS

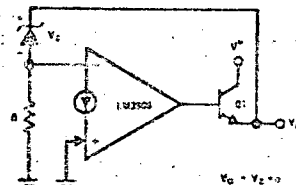
Many voltage regulators can be designed which make use of the basic amplifier of the LM3900. The simplest is shown in Figure 27a where only a Zener diode and a resistor are added. The voltage at the (-) input (one $V_{BE} \approx 0.5 V_{DC}$) appears across R and therefore a resistor value of 510 Ω will 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.



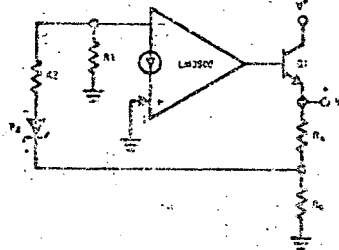
a) Basic Circuit



b) Temperature Compensation



c) Current Boosting



d) Setting V_O Without Derivatives 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 few tenths 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.

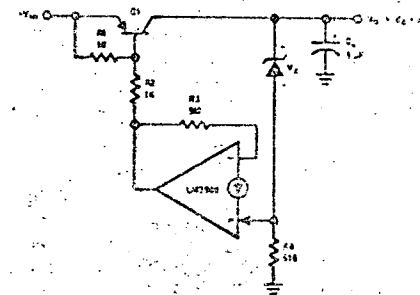


FIGURE 28. Reducing $(V_{IN} - V_{OUT})$

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.

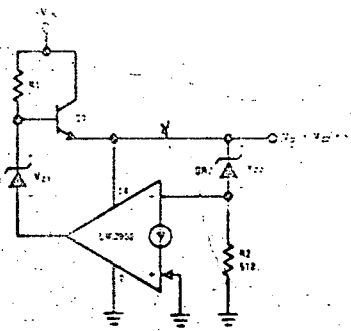


FIGURE 29. High V_{IN} Protection and Self-regulation

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 .

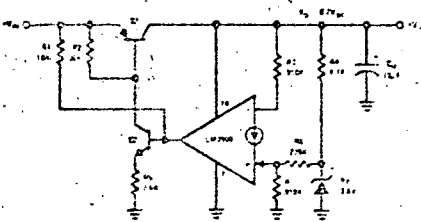


FIGURE 30. A High V_{IN} Protected, Low $(V_{IN} - V_{OUT})$ Regulator

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 fed via R_4 (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_Z . 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

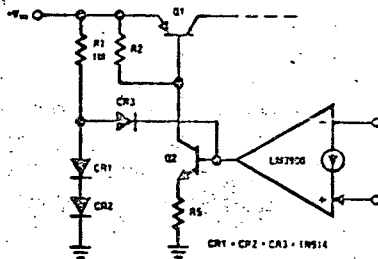


FIGURE 31. Reducing V_{IN} Dependence

start-up has been achieved. Short-circuit protection can also be added as shown in Figure 32.

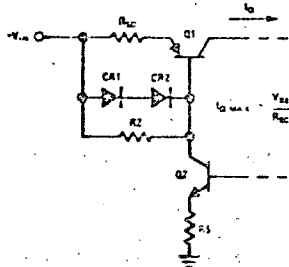


FIGURE 32. Adding Short-circuit Current Limiting

The emitter resistor of Q_2 will limit the maximum current of Q_2 to $(V_O - 2 V_{BE}) / R_{E2}$.

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_3 adjusts both regulators for variations in the 1.8V reference. Note that the wiper of R_3 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

*R. J. Widlar, "The LM105—An Improved Positive Regulator," National Semiconductor Corporation, AN-23, January, 1969.

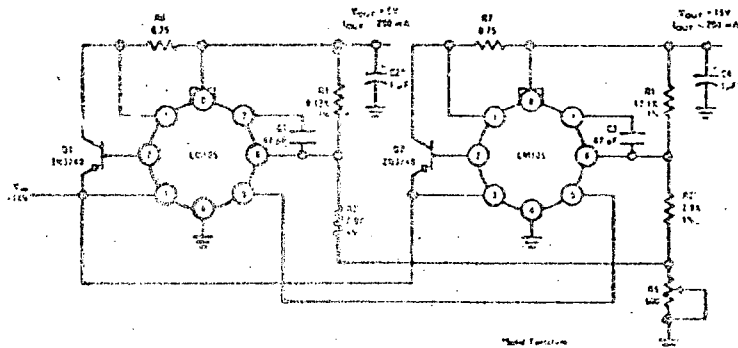


FIGURE 1. Tracking Positive Regulators

regulators are adjusted. The bottom resistor of the divider, R_2 , is fixed at 2K. The top of the divider, R_1 , 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_3 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_3 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.

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.

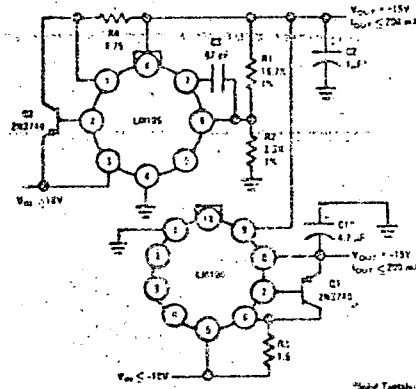


FIGURE 2. Tracking Positive and Negative Regulators

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_{15} , 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, 1963.

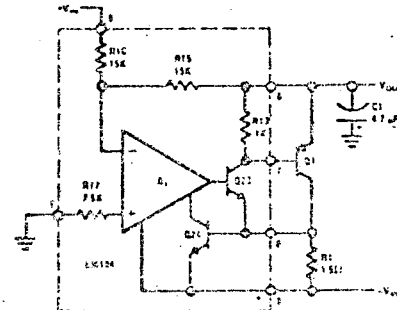


FIGURE 3. Functional Diagram of the LM104 Used as an Amplifier

typically matched to 1%. The output of both regulators may be adjusted with 1% accuracy by changing R_3 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_5 , R_6 , between the negative output and ground. The output voltage equals

$$V_{OUT} = V^+ \left[\frac{R_5 + R_6}{R_5 - R_6} \right]$$

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.

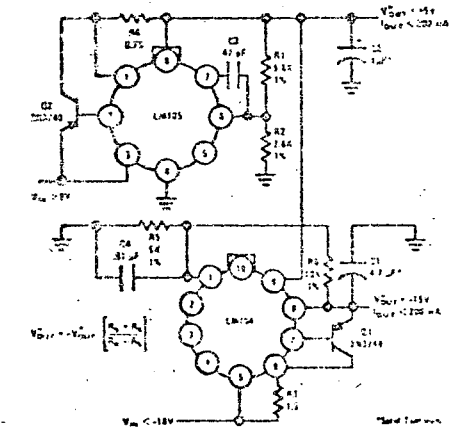
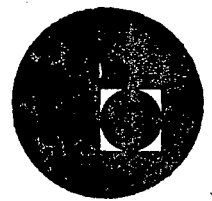


FIGURE 4. Tracking Regulators With Different Output Voltages



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



DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER



Dr. José Albarrán Núñez

Abril de 1977.

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:

$$T = \frac{a_v r_z}{R_z + R_{oa}} \quad (5.62)$$

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 10^4 , 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

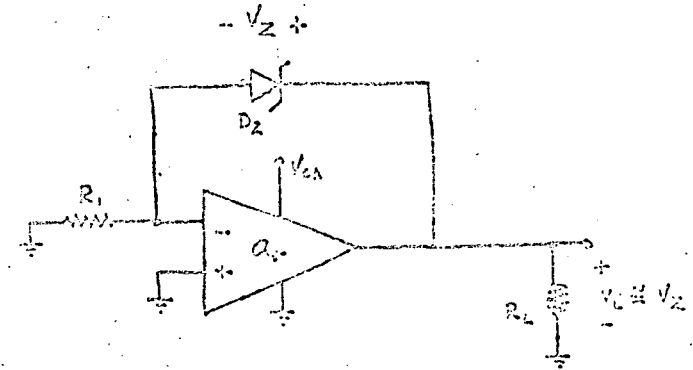


Fig. 5.35. Regulador con la referencia en el lazo de realimentación. La referencia queda autopolarizada.

el caso de la referencia integrada 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 inductiva 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 ($v_L = V_{Lo} + v_e$) 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:

$$\frac{v_e}{i_e} = \frac{(R_o // R_L) (1 + \tau_o S)}{\frac{R_o R_L}{\omega_n^2} + 2 \xi \frac{S}{\omega_n} + 1} \quad (5.64)$$

en donde:

$$\tau_o = \frac{L_o}{R_o}$$

$$\tau_L = R_L C_L$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{R_o + R_L}{R_o \tau_o \tau_L}}$$

$$\xi = \frac{\tau_o + \tau_L}{2} \sqrt{\frac{R_o}{\tau_o \tau_L (R_o + R_L)}}$$

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 de i_e , también para varios valores de ξ . De estas figuras se puede 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

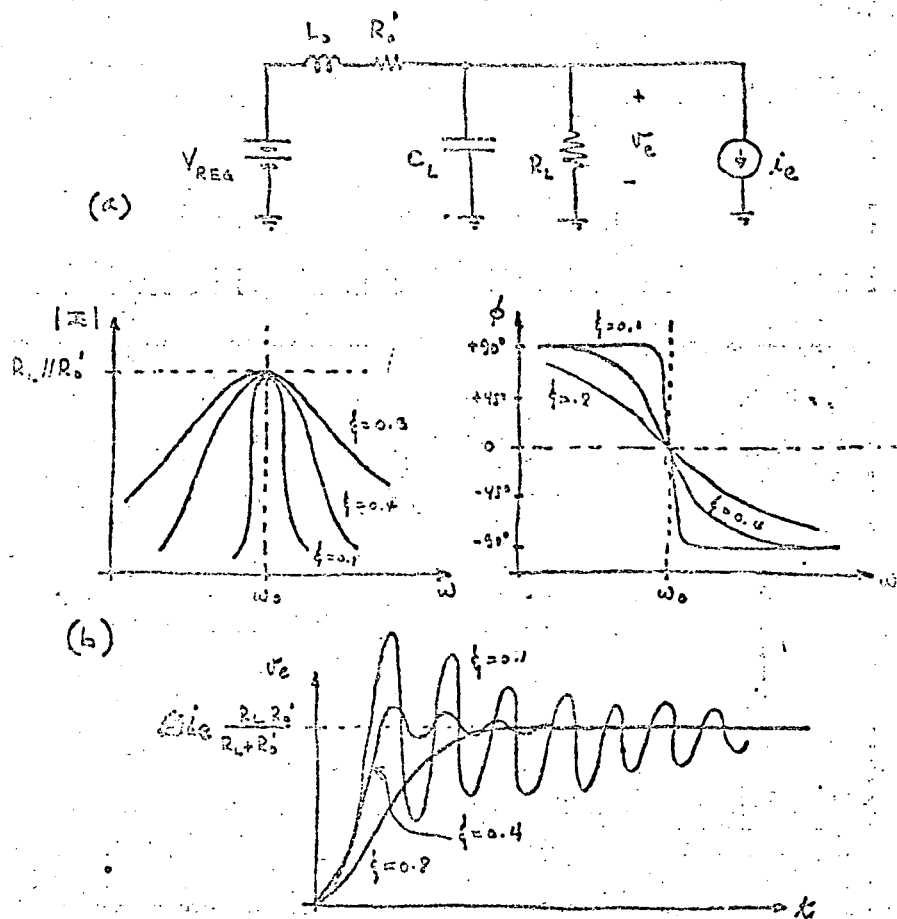


FIG. 5.36 - Circuito equivalente de salida del regulador clásico. (a) Circuito equivalente y corriente variable en la carga. (b) Efecto del amortiguamiento en la respuesta a la frecuencia y en (c) la respuesta en el tiempo a una excitación en i_e .

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 $T_0 \gg 1$):

$$Z_o(s) \approx \frac{R_{ox}}{T(s)} = \frac{R_{ox}}{T_0} (1 + \frac{s}{P_1}) = R_o (1 + \frac{s}{P_1}) \quad (5.66)$$

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:

$$a_v(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{a_0}{1 + \frac{s}{p_1}} \quad (5.67)$$

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:

$$\frac{v_f}{v_r} = \frac{a_v(s) R_1 (1 + c_m Z_L')}{(R_1 + R_2) [Z_\pi + (1 + c_m Z_L') Z_L]} \quad (5.68)$$

en donde, $Z_\pi = r_\pi // \frac{1}{sC_\pi} = \frac{r_\pi}{1 + r_\pi C_\pi s}$ (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:

$$T(s) = \frac{T_0 (Z_L' + 1)}{\left(\frac{s}{p_1} + 1\right) \left(\frac{s}{p_2} + 1\right)} \quad (5.71)$$

en donde:

$$T_0 = a_{v0} \frac{(\beta + 1) R_L' R_1}{(\beta + 1) R_L' + r_\pi R_1 + R_2} \quad (5.72)$$

$$p_2 = \frac{(\beta + 1) R_L' + r_\pi}{r_\pi R_L' (C_\pi + C_L)} \quad (5.73)$$

$$p_1 = \frac{(\beta + 1)}{r_\pi C_\pi} \quad (5.74)$$

Para ciertos valores de C_L , R_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

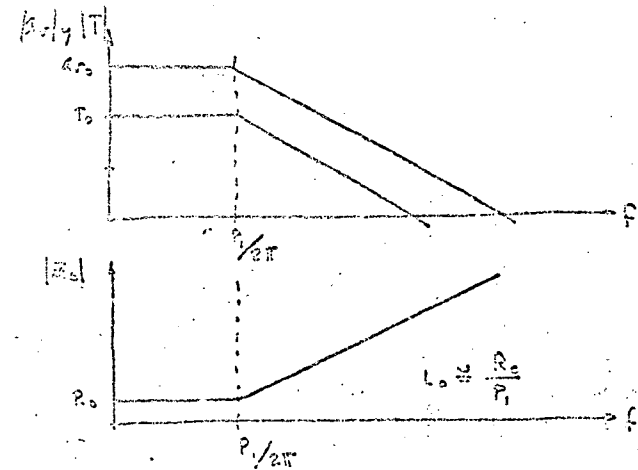


FIG. 5.37 - El efecto inductivo en la impedancia de salida del regulador es debido a la reducción de la ganancia de lazo con la frecuencia.

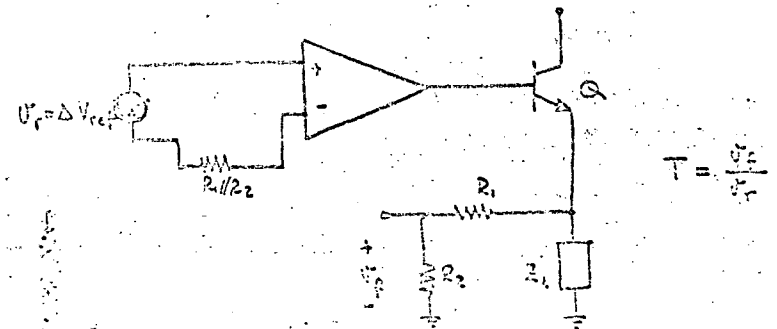


FIG. 5.38 - "Rompiendo el lazo" en el regulador SERIE. Para el análisis se consideran todas las variables como incrementales o de señal pequeña.

el 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 defasamiento 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 2N3683. Los siguientes parámetros han sido obtenidos de las características del circuito y las hojas de datos: I_{CQ} = 500mA, R_L = 50Ω, r_b' = 4Ω, β = 30, r_π' = 4.3Ω, c_m = 18.5n⁻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

$$\omega_n = ((1+T_0) P_1 P_2)^{1/2} \approx 3.5 \times 10^3 (C_{\pi} + C_L)^{-1/2}$$

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 defasamiento). Para abreviar el análisis, la ecuación resultante para T(s) es similar a la ecuación 5.71, con:

$$T_0 = a_v \frac{g_m}{\omega_0} \frac{r_{\pi}' R_L}{r_{\pi}' + r_b} \quad (5.76)$$

$$P_2 = \left[\frac{2R_L' r_{\pi}' C_{\mu}}{r_{\pi}' + r_b} + R_L' C_L \right] \quad (5.77)$$

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 circuit-

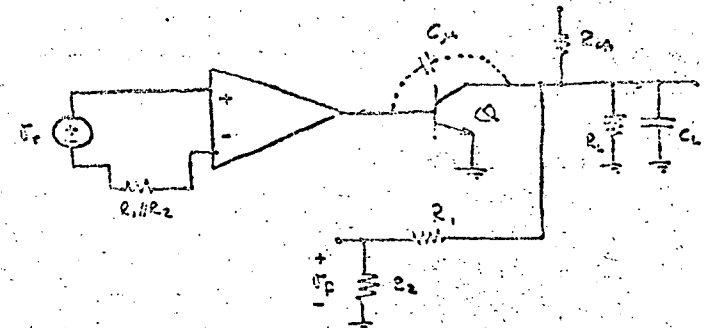


FIG. 5.39 - "Rompiendo el lazo" en el regulador PARALELO. La capacitancia de C_μ pudiera llegar a ser muy importante en el análisis de estabilidad. $T = \frac{V_f}{V_r}$

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 añadidura, 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:

- Un sensor de corriente
- Un detector del exceso de corriente
- Un accionador que afecte 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 Q1 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_{CP} que hace actuar al circuito de protección. Si esta corriente es del orden de milimperes, dependiendo del transistor de protección, el voltaje de encendido (V_p) es del orden de 600mv a 700 mv, con lo que:

$$I_{S(\max)} \approx I_K \approx \frac{650\text{mV}}{R_S} \quad (5.79)$$

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-

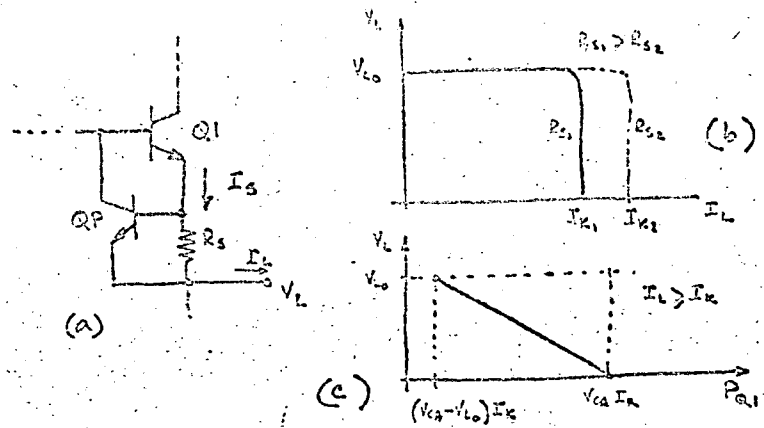


FIG. 5.40 - Protección simple de sobrecorriente. (a) circuito. (b) acción protectora. (c) Potencia en Q1 durante sobrecorriente.

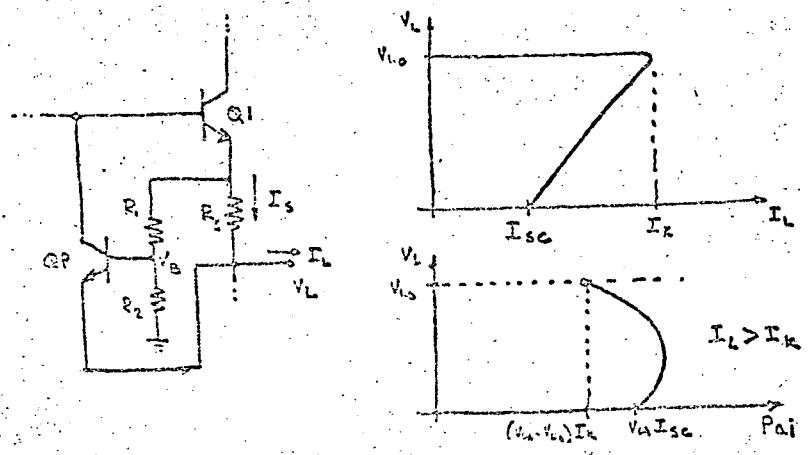


FIG. 5.41 - Protección "foldback". (a) circuito. (b) acción de protección. (c) Potencia en Q1 durante sobrecorriente.

blar hacia atrás") y consiste en accionar un circuito de protección que ca-
 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:

$$V_{BEQP} = I_S R_S \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_L \quad (5.81)$$

El circuito de protección accionará cuando se tenga $V_{BEQP} = V_p$, y por tanto:

$$(I_{CQ1})_{max} = (I_S)_{max} \frac{V_p}{R_S} \frac{R_1 + R_2}{R_1} + \frac{R_1}{R_2} V_L \quad (5.82)$$

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 cor-
 to circuito (I_{SQ}) (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 condi-
 ciones 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 "falback" 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 regula-
 dor. En este caso, la corriente de colector de QP se inyecta a un FLIP-FLOP
 que a su vez apaga el regulador. Este tipo de circuitos requieren normalmen-
 te de una forma manual de reencendido cuando la carga ha sido ajustada de for-
 ma que su corriente sea inferior a I_K . Un ejemplo sencillo de este procedi-
 miento 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 $V_L \rightarrow 0$. El SCR queda en

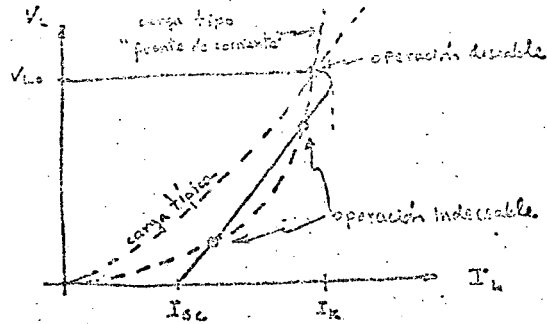


FIG. 5.42 - Posible problema de "latch" en la protección "Foldback". La línea de carga puede adquirir la forma indeseable si el circuito de carga es "inductivo".

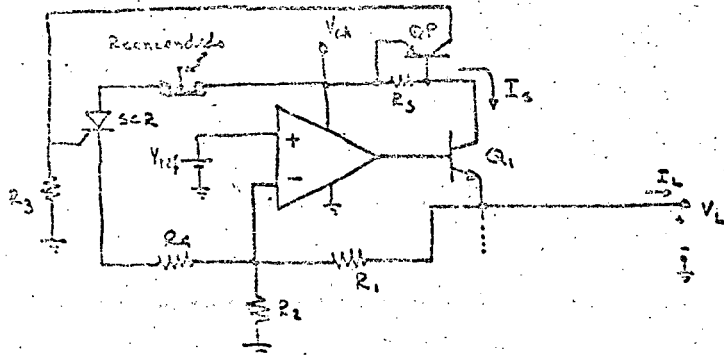


FIG. 5.43 - Protección "ON-OFF". El recomendado es manual en la mayoría de las aplicaciones; usando un micro-controlador es posible hacerlo automático.

cendido aunque la falla desaparezca, hasta que se acciona el interruptor de reencendido que apaga al 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

$$V_W = \frac{R_A}{R_B} R_S I_S \tag{5.22}$$

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:

$$I_k = \frac{R_B}{R_A} \frac{V_x}{R_S} \tag{5.24}$$

Circuitos similares se pueden diseñar para protección foldback o cualquier otro tipo. Como ventaja adicional, V_V 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.

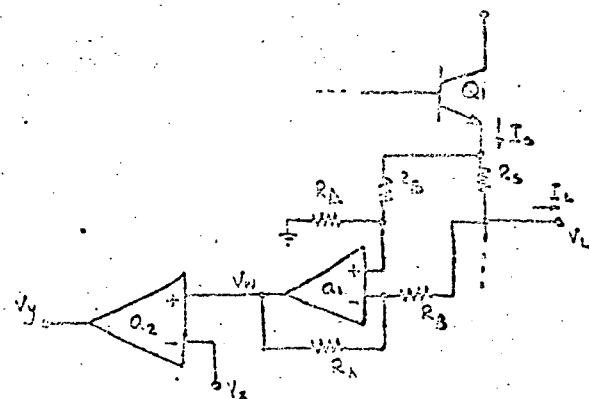


Fig. 5.44 - Sistema más preciso y confiable de detección de sobrecorriente. V_V es un monitor de I_L . Op_2 puede ser un amplificador diferencial o un comparador.

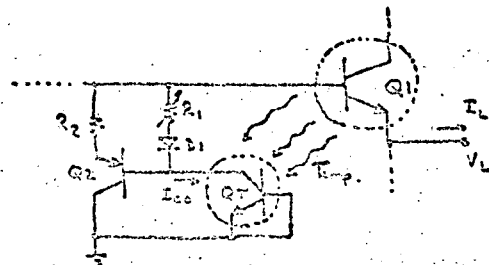


Fig. 5.45 - Protector de temperatura excesiva. El acoplamiento térmico entre Q_1 y Q_T debe ser conocido. Con R_1 se controla la temperatura de "corte".

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 $Q_1 - Q_2$, de forma que a una temperatura T_{max} , la corriente I_2 reduzca la corriente de base de Q_1 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 $V_{BE} = 0.7V$ (valores típicos para transistores y zeners monolíticos 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 $Y_Z = -Y_{BE} \approx 2mV/^\circ C$, entonces $Y_{B_3} \approx 0.25mV/^\circ C$.

Ahora bien, el voltaje de encendido de Q3 (V_p) 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:

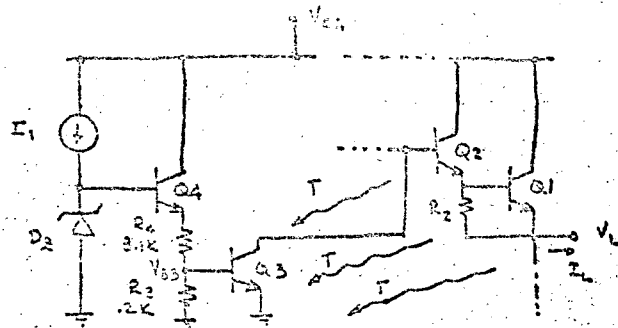


FIG. 5.46 - Protección térmica en el regulador monolítico LM109.

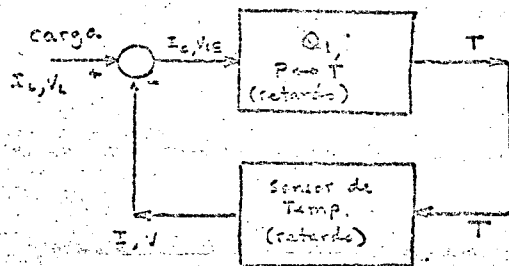


FIG. 5.47 - El sistema de lazo cerrado electro-térmico-electrico, puede oscilar debido a un excesivo retardo en el lazo.

$$T - T_0 = \frac{V_D(T_0) - V_D(T)}{V_{B1} - V_{BE}} \quad (5.30)$$

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 solo 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,

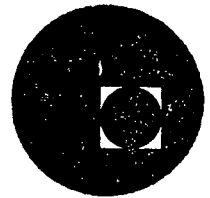
cia, alimentación y respuesta a la frecuencia), y sistemas. Otra área, poco enfatizada para el diseñador de instrumentos electrónicos en los libros comunes, es la que se refiere al diseño mecánico del instrumento. Para este importante tema se refiere al lector a las referencias 5.10 y 5.11. Por supuesto, 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



DISEÑO PRACTICO DE FUENTES DE PODER



M. EN I. Eduardo Cristo A.

abril de 1977

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

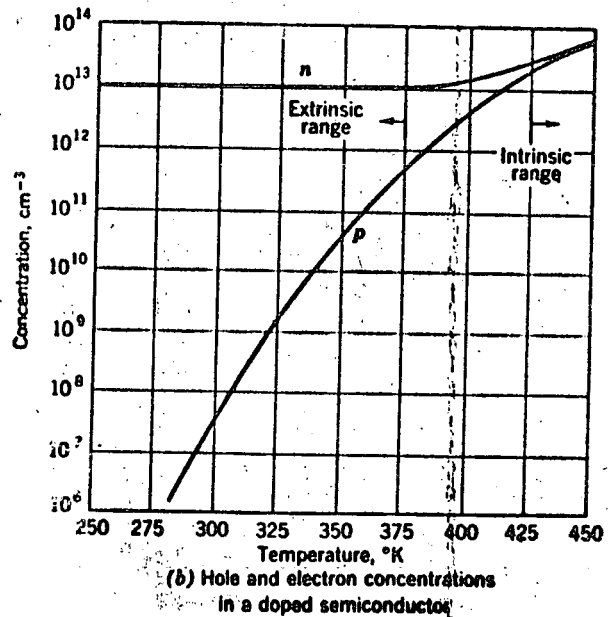
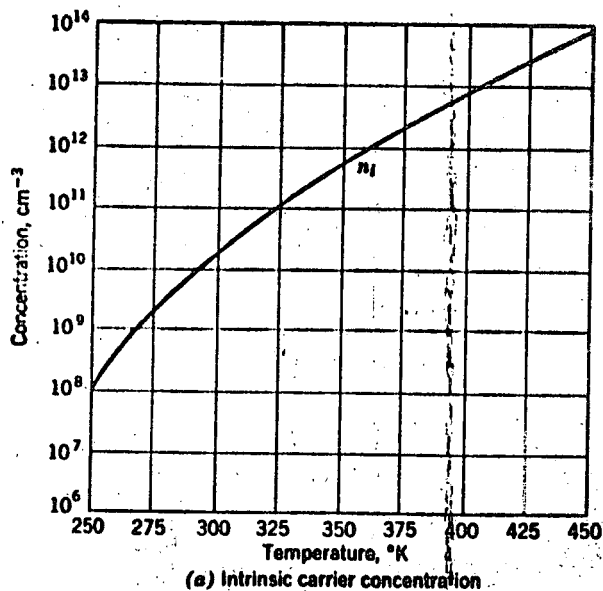


Figura 6.1.1

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

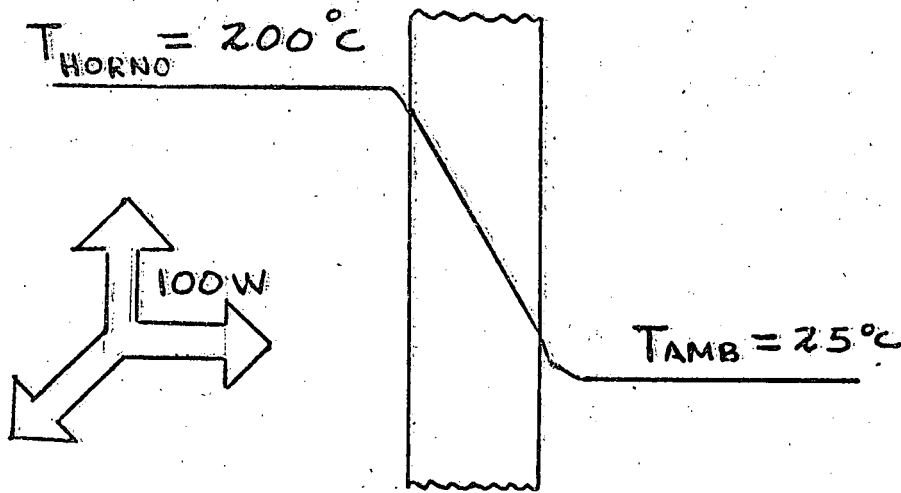
$$i = \frac{\Delta E}{R_E} \quad 6.2.2$$

CANTIDAD	SISTEMA TERMICO	SISTEMA ELECTRICO
Potencial	°C	Voltios
Flujo	Watts	Amperios
Resistencia	$\frac{°C}{Watt}$	Ohmios

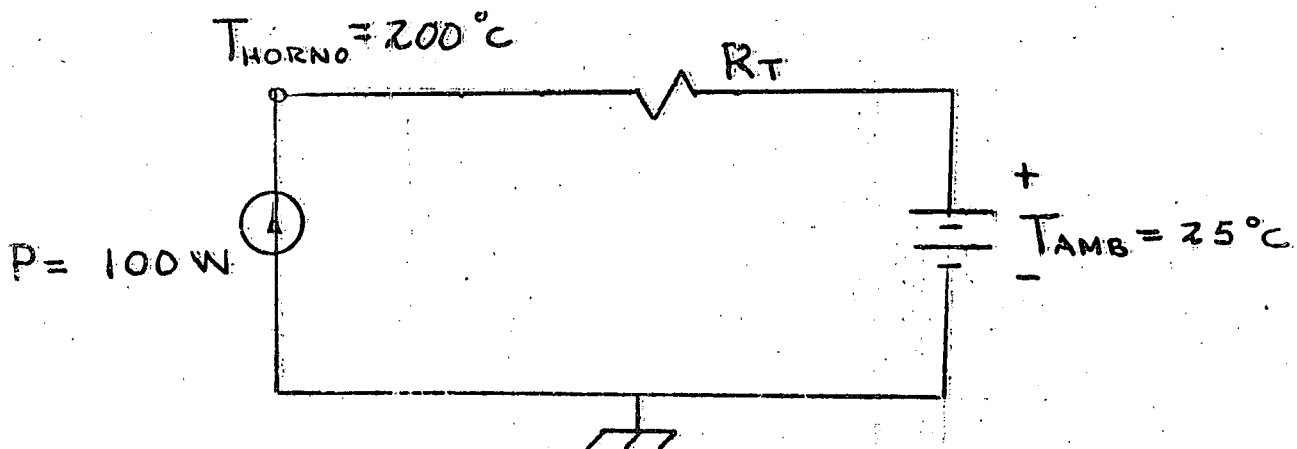
Tabla No. I Unidades análogas (sistema Térmico-Eléctrico)

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.

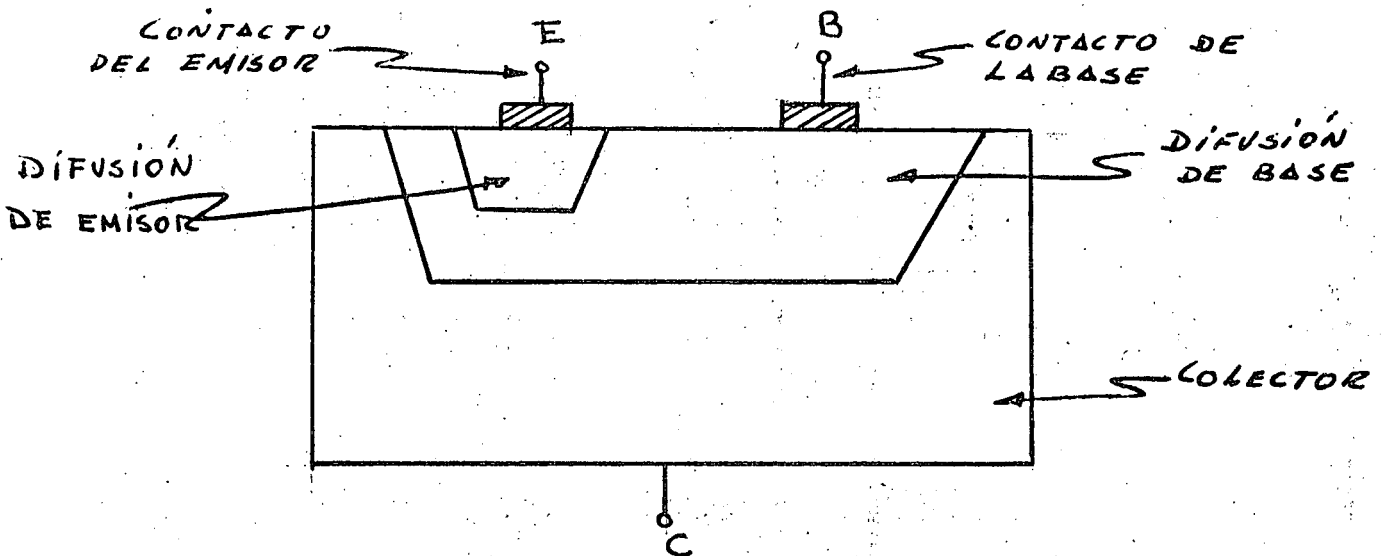
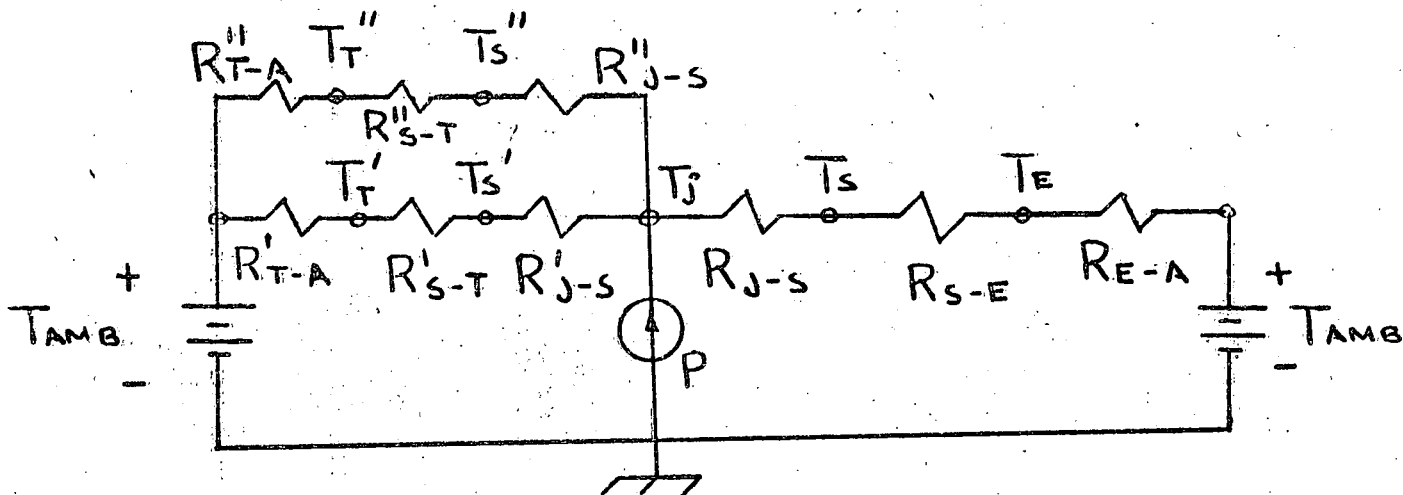


Fig 6.3.1

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.

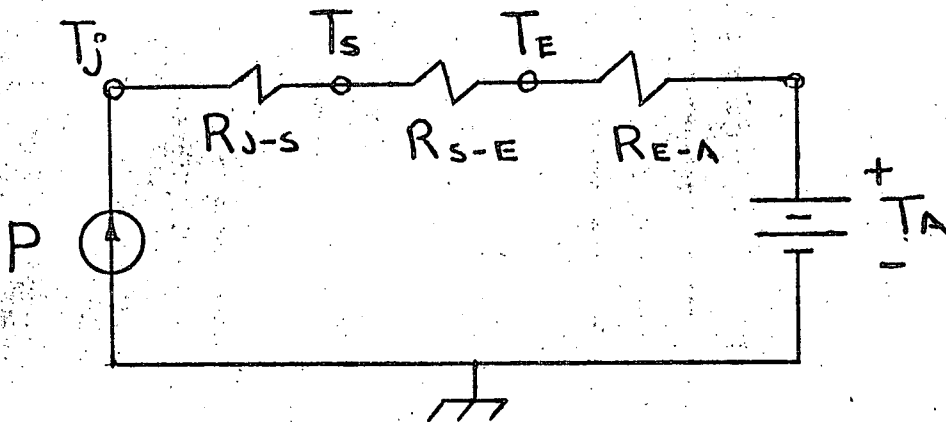


Figura 6.3.3 Circuito equivalente térmico simplificado.

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.

$$\text{y } R_{J-S} + R_{S-E} + R_{E-A} = R_{J-A} \quad 6.3.3$$

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.

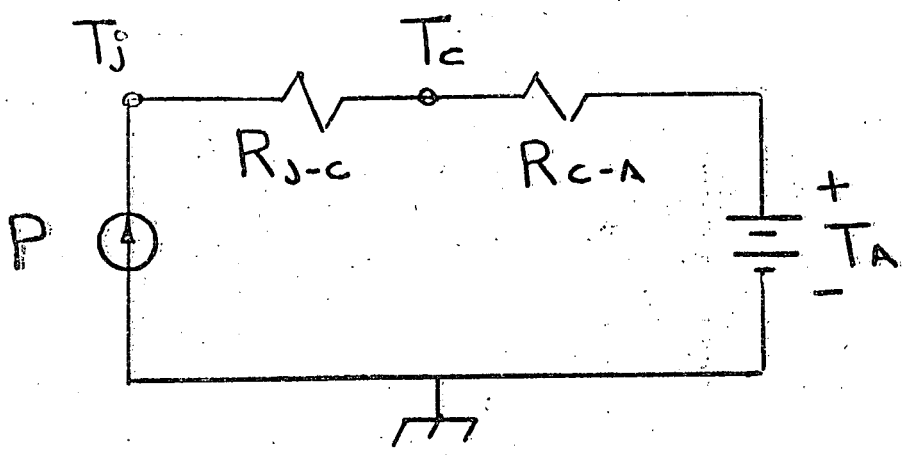


Figura 6.3.4

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.

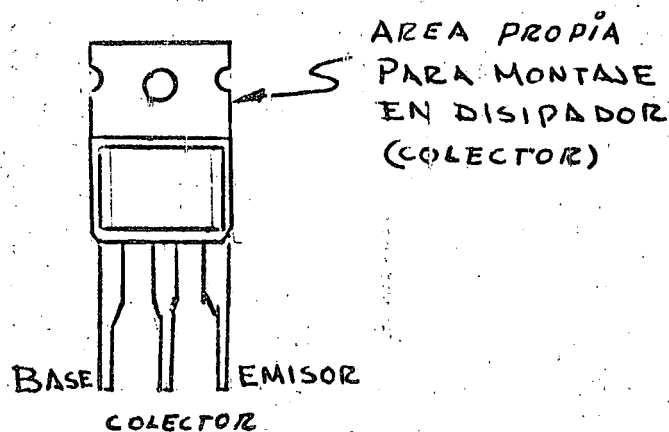
Encapsulado	R_{C-A} (°C/W)
T0-18	300
T0-46	300
T0-5	150
T0-39	150
T0-8	75
T0-66	60
T0-60	70
T0-3	30
T0-36	25

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

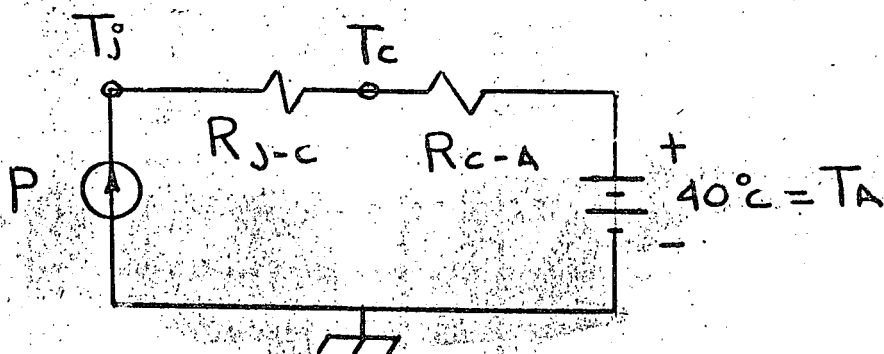
Cápsula TO-66

Potencia 65 Watt a 25°C en la cápsula

R_{J-C} 1.92°C/W

R_{J-A} 62.5°C/W

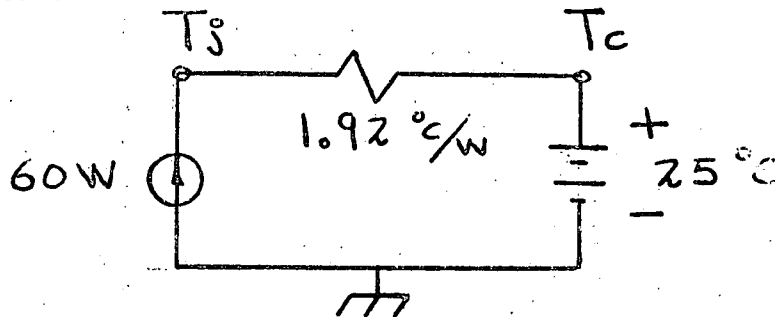
De las características del dispositivo podemos obtener el diagrama térmico equivalente.



$$R_{J-C} = 1.92^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{C-A} = R_{S-A} - R_{J-C} - R_{J-C} = 60.58^{\circ}\text{C/W}$$

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:



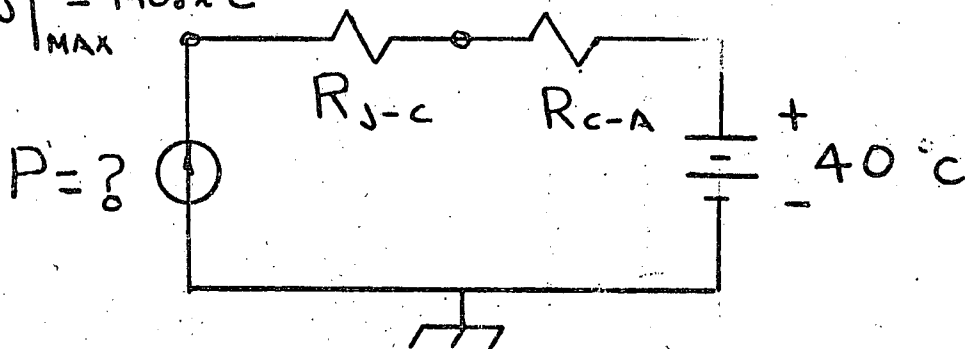
$$T_j|_{\max} = T_c + P(R_{J-C})$$

$$T_j|_{\max} = 25^{\circ}\text{C} + 60\text{W}(1.92^{\circ}\text{C/W})$$

$$T_j|_{\max} = 140.2^{\circ}\text{C}$$

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.

$$T_j|_{\max} = 140.2^{\circ}\text{C}$$



$$40^{\circ} + P|1.92 + 60.58| = 140.2^{\circ}\text{C}$$

$$P = \frac{100.2^{\circ}\text{C}}{65.5^{\circ}\text{C/W}} \Rightarrow P_{\max} = 1.6 \text{ watts}$$

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:

$$T_J|_{\max} = T_c + P R_{J-c}$$

$$y \quad P_{\max} = \frac{T_J|_{\max} - T_A}{R_{J-c}} \quad \text{o} \quad R_{J-c} = \frac{T_J|_{\max} - T_A}{P_{\max}}$$

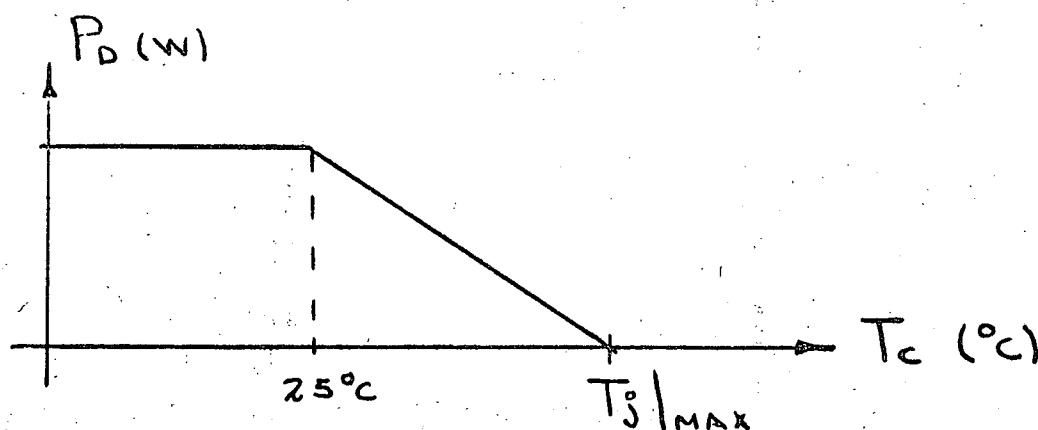


Figura 6.3.5

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}).

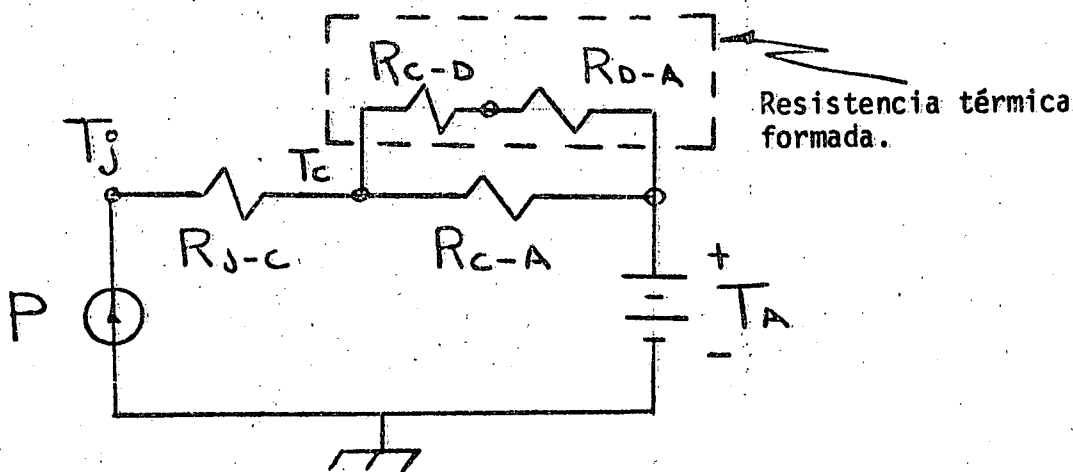


Figura 6.4.1 Trayectorias Nuevas de Disipación.

Cuando un transistor o un diodo de potencia son usados con un disipador de calor, la transferencia de calor por Convección y Radiación a través del encapsulado es pequeña comparada con la transferencia de calor a través del disipador al ambiente. Si se desprecia el efecto de la resistencia térmica del encapsulado, se puede formar un nuevo circuito equivalente térmico mostrado en la figura 6.4.2.

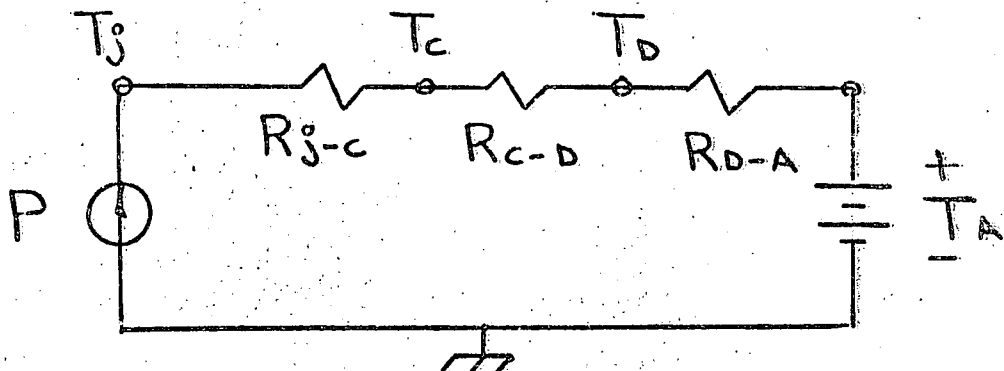


Figura 6.4.2 Circuito equivalente térmico utilizando un disipador.

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

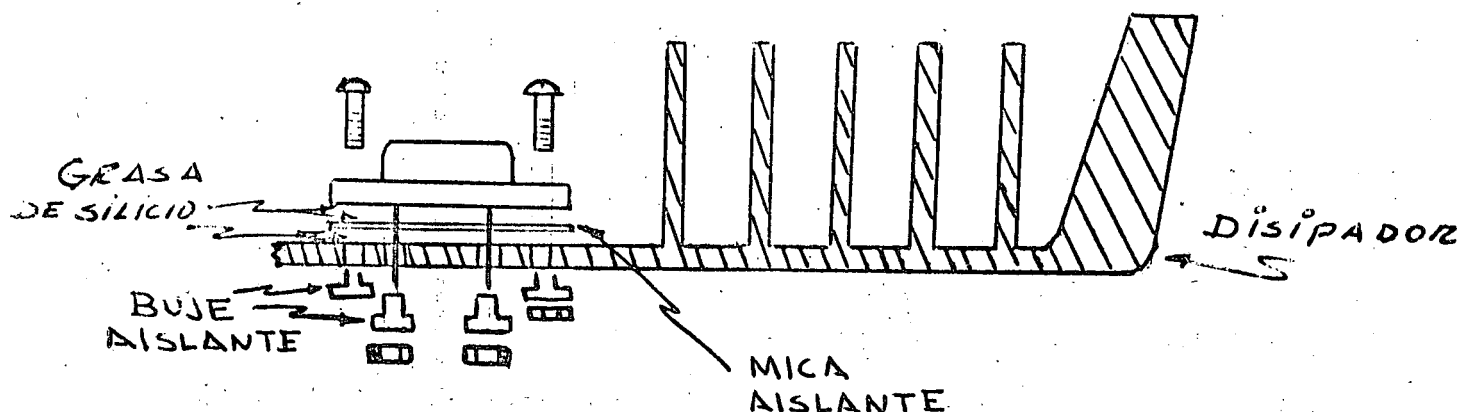


Figura 6.4.3 Ejemplo de Montaje.

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 ($\frac{W}{C-cm}$)

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.

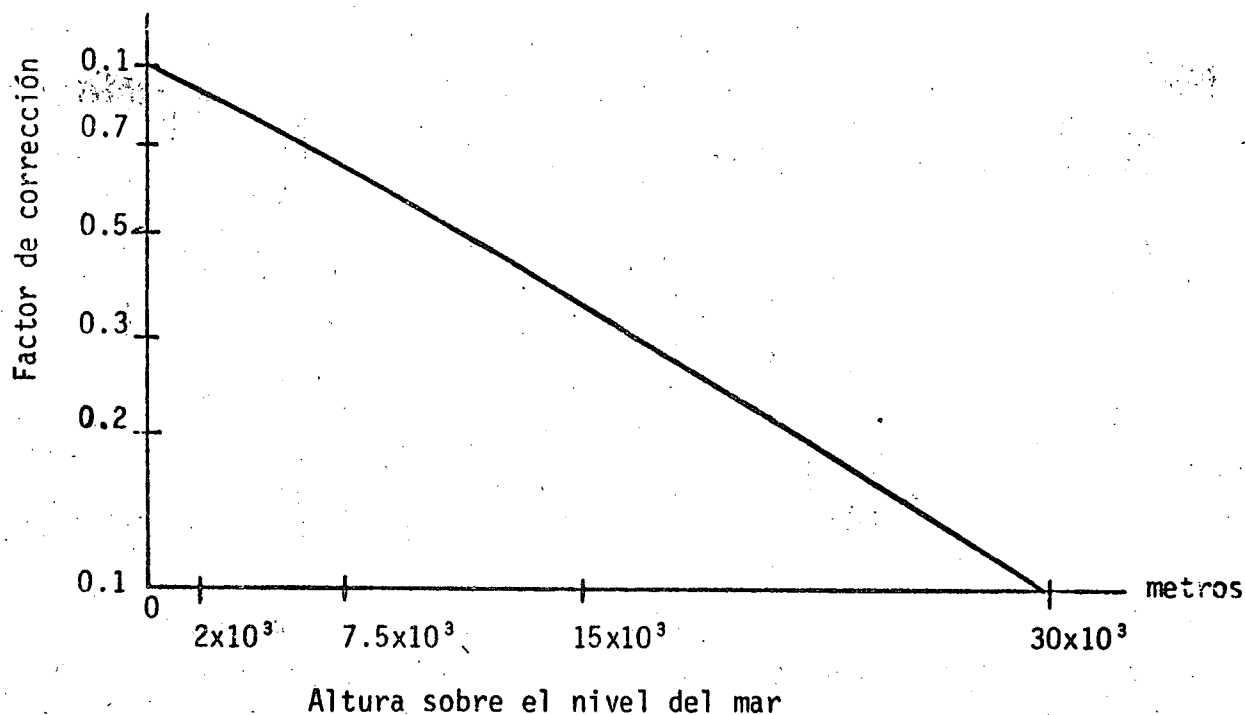


Figura 6.4.4 Factor de corrección para transferencia de calor por Convexión.

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:

$$h_r = \frac{\epsilon \sigma A (T_s^4 - T_\infty^4)}{(T_s - T_\infty)} \quad 6.4.7$$

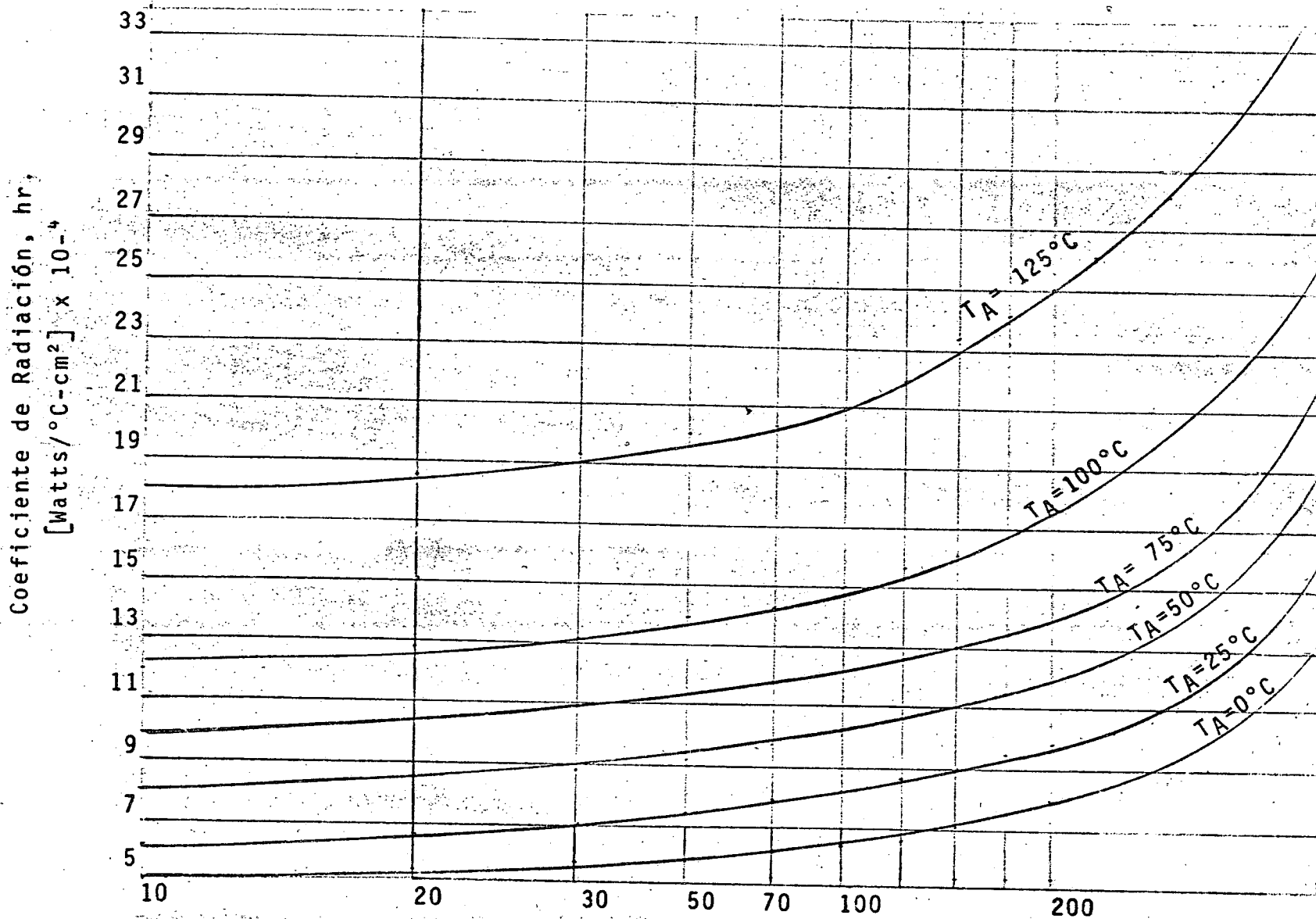
La tabla No. IV da los coeficientes de emisividad de varios materiales a diferentes temperaturas de operación.

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	5.4 _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	0.85	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 8,000° F.

TABLA No. IV
(conclusión)

REF. 3

MATERIAL	LONGITUD DE ONDA Y TEMPERATURA PROMEDIO				
	9.3 _μ 100° F	5.4 _μ 500° 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 del disipador.

El flujo total de calor del disipador al ambiente dependerá únicamente de la conductancia térmica debida a Convexión 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 = $h_r + h_{\text{conv.}} \frac{W}{^\circ\text{C}-\text{cm}^2}$

T_0 = Temperatura del disipador ($^\circ\text{C}$)

T_∞ = Temperatura ambiente ($^\circ\text{C}$)

A = Area 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 .

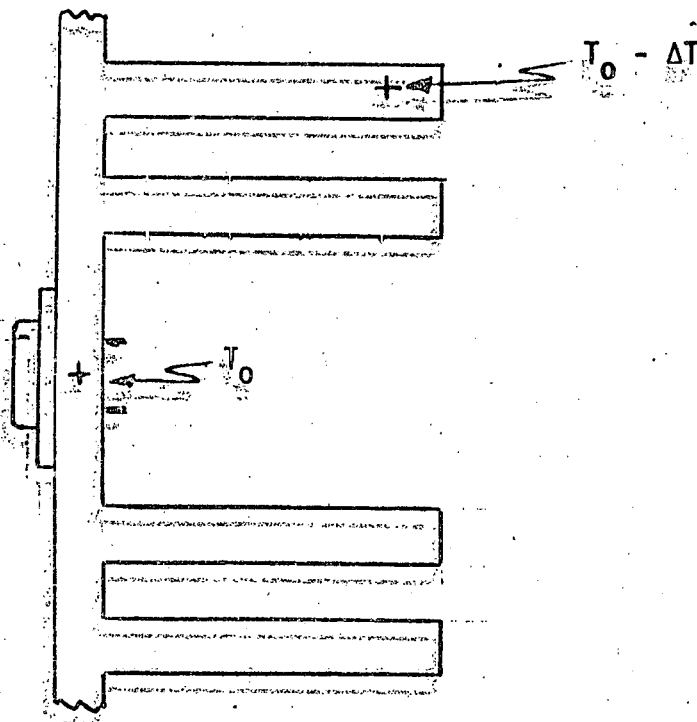


Figura 6.4.6 Efecto de pérdidas por conducción.

* 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:

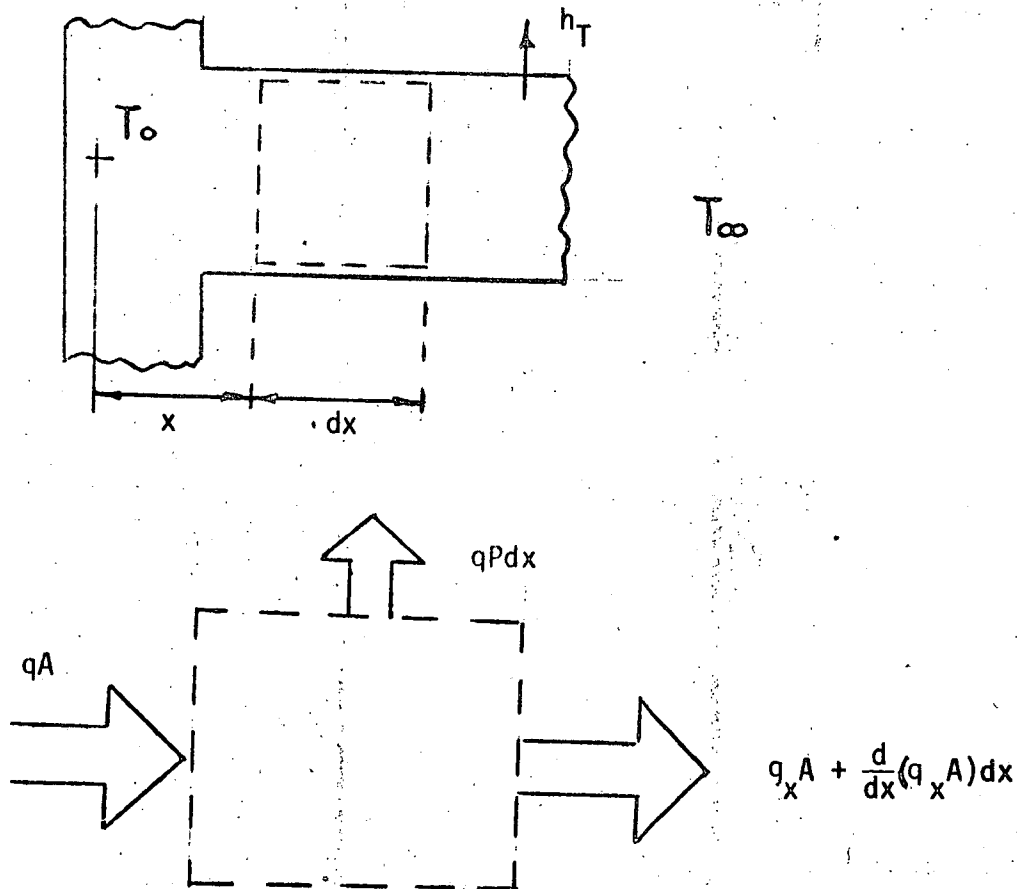


Figura 6.4.7 Volumen de Control

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:

$$\theta(0) = \theta_0 = T_0 - T_\infty \text{ y } \lim_{x \rightarrow \infty} \theta(x) = 0 \text{ esto es } T_\infty = T_\infty \text{ x } \rightarrow \infty.$$

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:

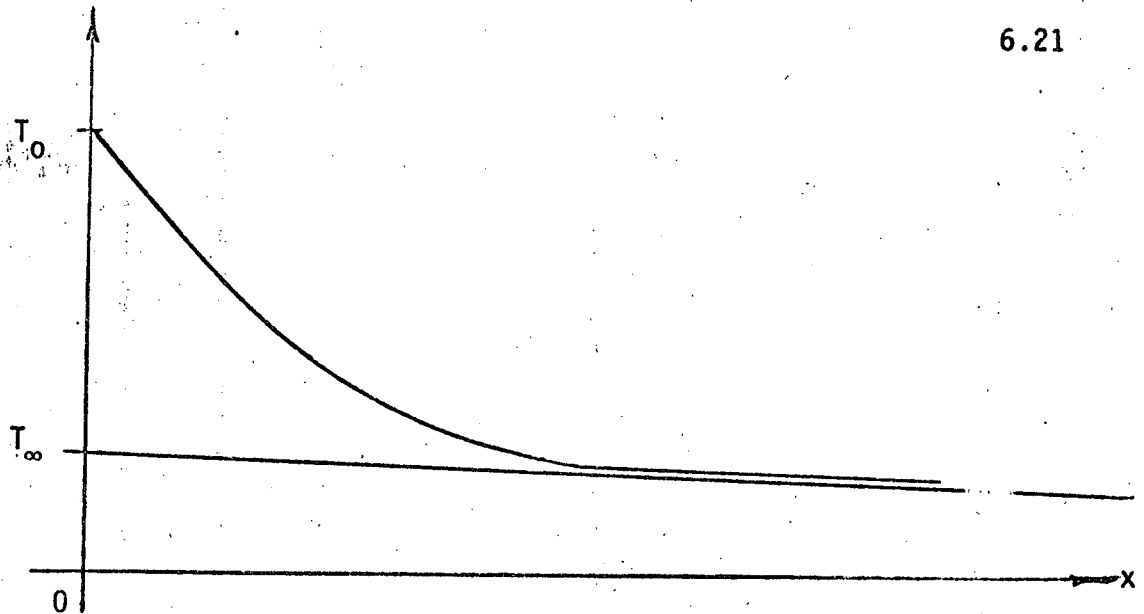


Figura 6.4.8 Distribución de temperatura a lo largo del disipador

$$q = \int_0^{\infty} h_t P \Theta(x) dx \quad (6.4.19)$$

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:

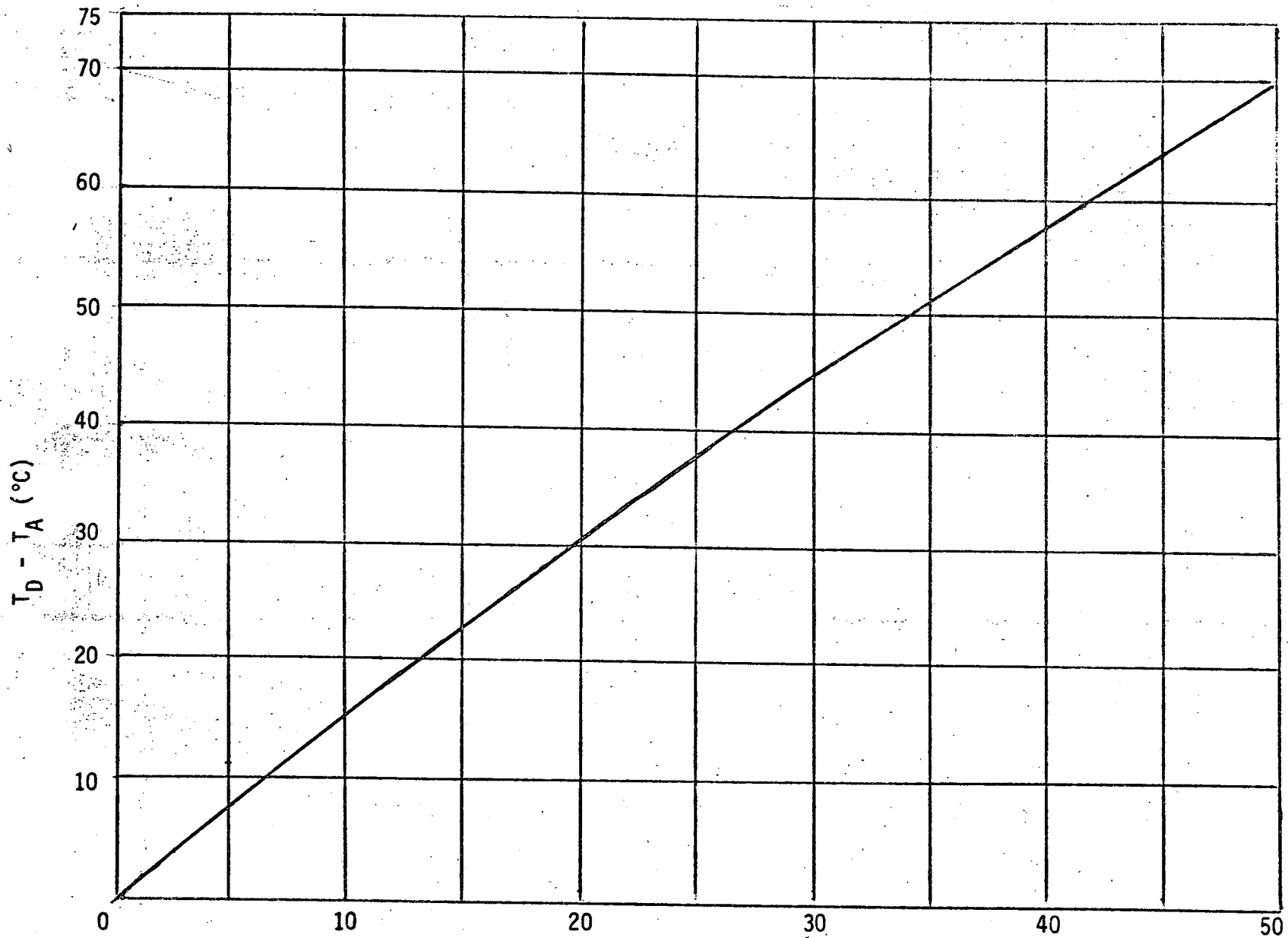
$$h_t = 6.81 \times 10^{-4} + 7.68 \times 10^{-4}$$

$$h_t = 1.45 \times 10^{-3} \frac{W}{^{\circ}C \cdot cm^2}$$

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.

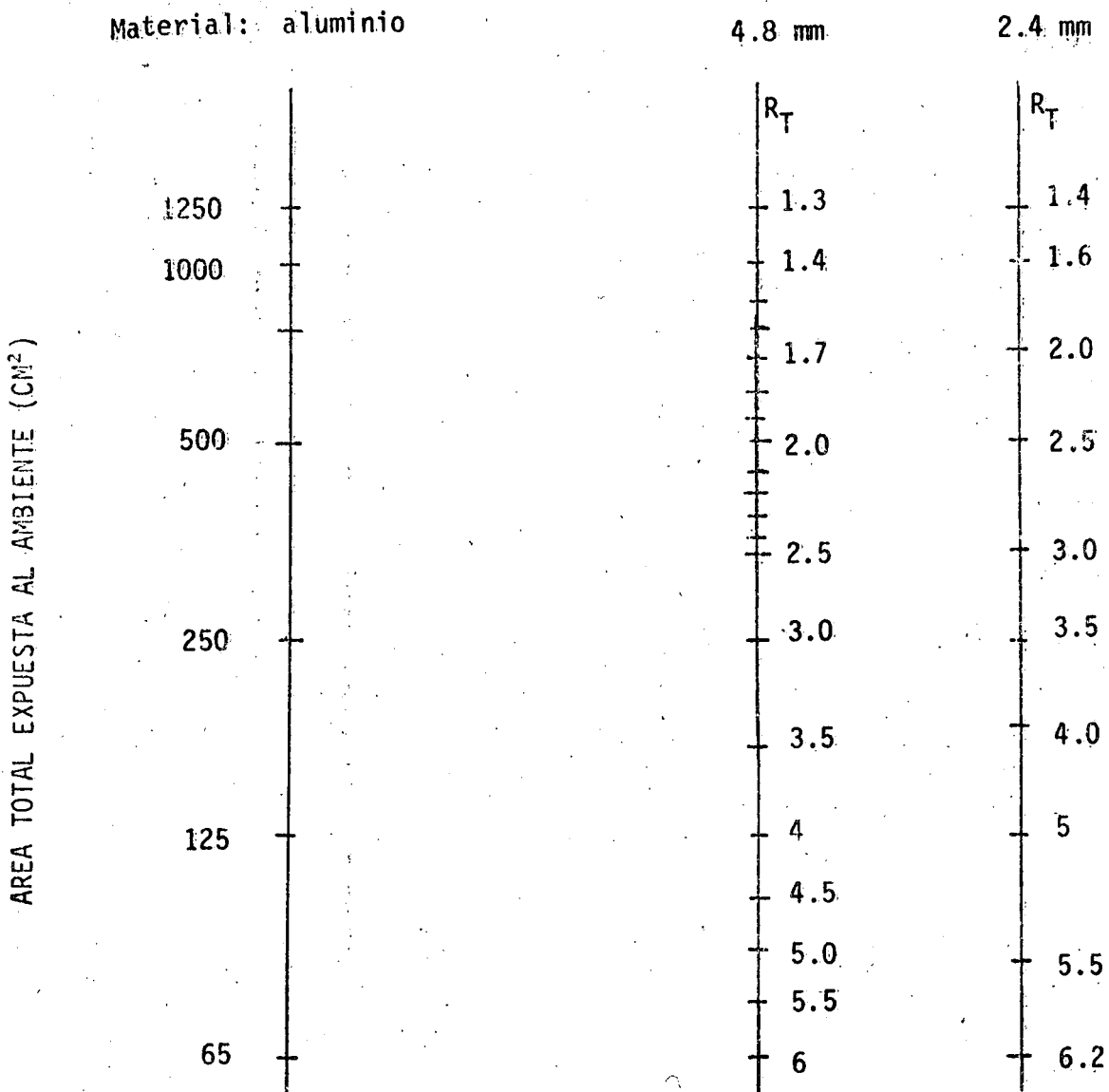


Figura No. 6.410 Nomograma para el cálculo de planos disipadores

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.

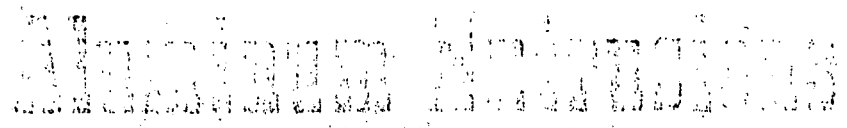
Con lo cual se obtiene una notable mejoría.

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 conexión 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



AVAILABLE FROM ANAM HEAT SINK. EXTRUSIONS ARE SUPPLIED IN 6 FOOT LENGTHS AND FROM THE RAW STOCK FOR SECONDARY MILLING, DRILLING, TAPPING, BURN POLISH AND OTHER MACHINE OPERATIONS THAT ANAM HEAT SINKS PERFORMS IN SUPPLYING THE ELECTRONIC INDUSTRY WITH FINISHED HEAT SINKS. THESE HEAT SINKS ARE FABRICATED TO CUSTOMER SPECIFICATIONS OR TO ANAM HEAT SINKS STANDARDS.

ALL DIMENSIONING DIMENSIONS FOR REFERENCE ONLY.

MAXIMUM ALLOWABLE GRAIN SIZE TO PER MIL. GRAIN

STAINLESS STEEL TO PER MIL.

ALUMINUM TO PER MIL.

THE SURFACE FINISH OF THE EXTRUSION IS TO BE AS A 3 INCH

FINISH UNLESS OTHERWISE SPECIFIED.

STANDARD TOLERANCES

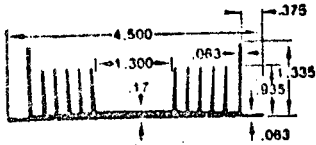
DIMENSIONS	HEAT TREATED
.000" TO .125"	+OR-.010"
.120" TO .600"	+OR-.015"
.601" TO 1.000"	+OR-.020"
1.001" TO 2.000"	+OR-.025"
2.001" TO 3.000"	+OR-.030"
3.001" TO 4.000"	+OR-.035"
4.001" TO 5.000"	+OR-.040"
5.001" TO 6.000"	+OR-.045"
6.001" TO 7.000"	+OR-.050"
7.001" TO 8.000"	+OR-.055"
8.001" TO 9.000"	+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

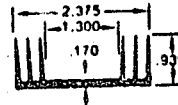
.004 PER INCH

AHAM

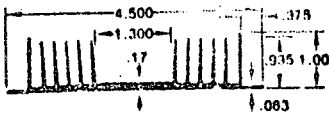
HEAT SINKS



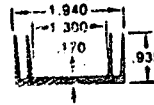
1050
 WT. 1.53 lb/1'
 T.R. 2.1° C/W
 H.D.S. 30.0 sq"/1"



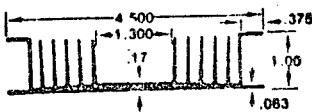
1059
 WT. .83 lb/1'
 T.R. 3.22° C/W
 H.D.S. 14.8 sq"/1"



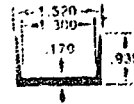
1051
 WT. 1.48 lb/1'
 T.R. 2.2° C/W
 H.D.S. 28.7 sq"/1"



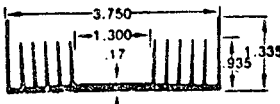
1060
 WT. .62 lb/1'
 T.R. 4.6° C/W
 H.D.S. 10.3 sq"/1"



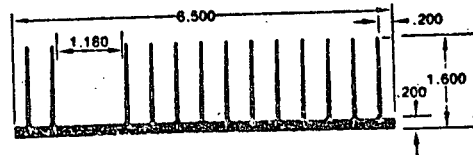
1052
 WT. 1.54 lb/1'
 T.R. 2.2° C/W
 H.D.S. 30.0 sq"/1"



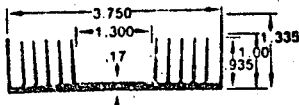
1061
 WT. .42 lb/1'
 T.R. 5.4° C/W
 H.D.S. 6.4 sq"/1"



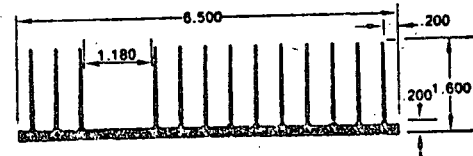
1053
 WT. 1.48 lb/1'
 T.R. 2.2° C/W
 H.D.S. 28.5 sq"/1"



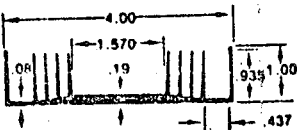
1070
 WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.25° C/W
 H.D.S. 48.5 sq"/1"



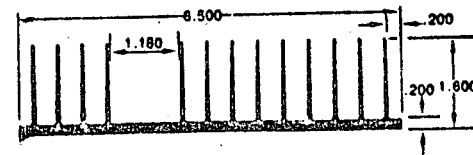
1054
 WT. 1.48 lb/1'
 T.R. 2.2° C/W
 H.D.S. 27.8 sq"/1"



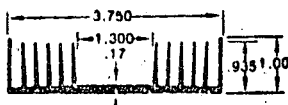
1071
 WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.25° C/W
 H.D.S. 48.5 sq"/1"



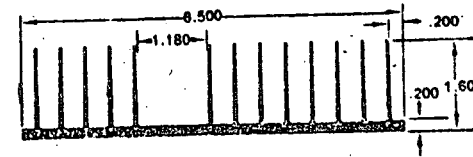
1055
 WT. 1.26 lb/1'
 T.R. 2.6° C/W
 H.D.S. 23.9 sq"/1"



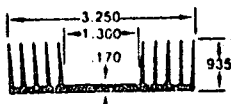
1072
 WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.25° C/W
 H.D.S. 48.5 sq"/1"



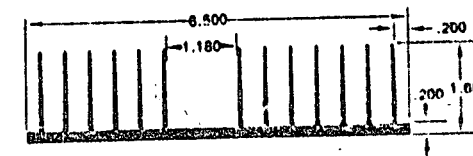
1056
 WT. 1.40 lb/1'
 T.R. 2.50° C/W
 H.D.S. 27.2 sq"/1"



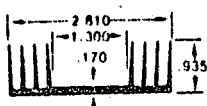
1073
 WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.25° C/W
 H.D.S. 48.5 sq"/1"



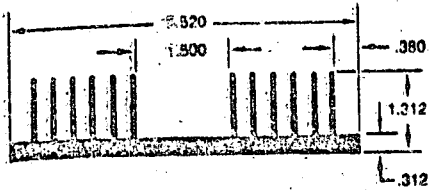
1057
 WT. 1.20 lb/1'
 T.R. 2.8° C/W
 H.D.S. 23.9 sq"/1"



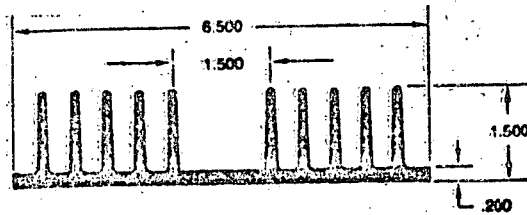
1074
 WT. 3.20 lb/1'
 T.R. 1.25° C/W
 H.D.S. 48.5 sq"/1"



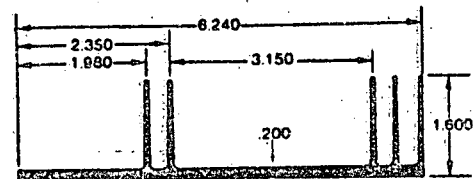
1058
 WT. 1.03 lb/1'
 T.R. 3.1° C/W
 H.D.S. 19.4 sq"/1"



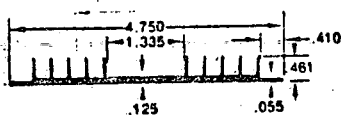
1076
 WT. 3.3 lb/1'
 T.R. 1.6° C/W
 H.D.S. 35.1 sq"/1"



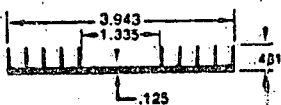
1077
 WT. 4.05 lb/1'
 T.R. 1.3° C/W
 H.D.S. 37.1 sq"/1"



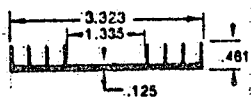
1078
 WT. 2.14 lb/1'
 T.R. 2.0° C/W
 H.D.S. 26.8 sq"/1"



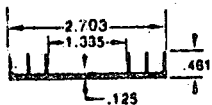
1100
 WT. .62 lb/1'
 T.R. 3.3° C/W
 H.D.S. 16.5 sq"/1"



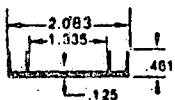
1101
 WT. .70 lb/1'
 T.R. 3.6° C/W
 H.D.S. 14.9 sq"/1"



1102
 WT. .64 lb/1'
 T.R. 3.5° C/W
 H.D.S. 12.8 sq"/1"



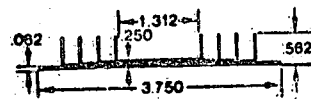
1103
 WT. .57 lb/1'
 T.R. 4.1° C/W
 H.D.S. 9.7 sq"/1"



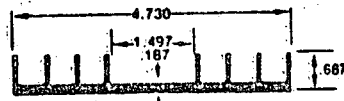
1104
 WT. .51 lb/1'
 T.R. 5.2° C/W
 H.D.S. 6.9 sq"/1"



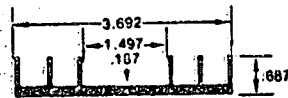
1105
 WT. .43 lb/1'
 T.R. 7.0° C/W
 H.D.S. 4.6 sq"/1"



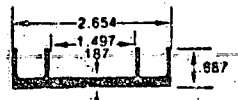
1110
 WT. 0.9 lb/1'
 T.R. 3.6° C/W
 H.D.S. 14.7 sq"/1"



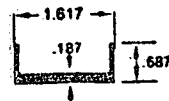
1115
 WT. 1.443 lb/1'
 T.R. 2.7° C/W
 H.D.S. 17.1 sq"/1"



1116
 WT. 1.123 lb/1'
 T.R. 3.3° C/W
 H.D.S. 13.7 sq"/1"



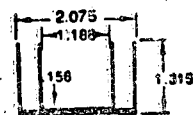
1117
 WT. .803 lb/1'
 T.R. 4.3° C/W
 H.D.S. 9.6 sq"/1"



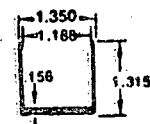
1118
 WT. .643 lb/1'
 T.R. 6.0° C/W
 H.D.S. 5.5 sq"/1"



1150
 WT. .65 lb/1'
 T.R. 2.9° C/W
 H.D.S. 16.2 sq"/1"



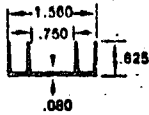
1151
 WT. .58 lb/1'
 T.R. 3.0° C/W
 H.D.S. 14.4 sq"/1"



1152
 WT. .48 lb/1'
 T.R. 4.5° C/W
 H.D.S. 8.8 sq"/1"

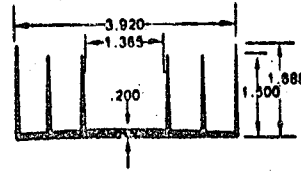
AHAM

HEAT SINKS



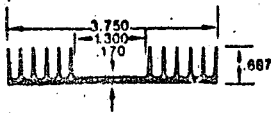
1300

WT. .36 lb/1'
T.R. 6.0° C/W
H.D.S. 7.0 sq"/1'



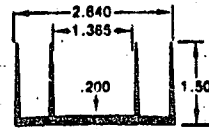
1400

WT. 1.51 lb/1'
T.R. 2.0° C/W
H.D.S. 25.6 sq"/1'



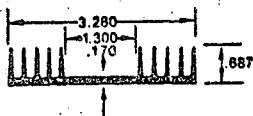
1350

WT. 1.10 lb/1'
T.R. 3.1° C/W
H.D.S. 20.2 sq"/1'



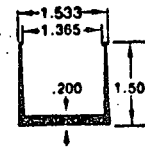
1401

WT. 1.10 lb/1'
T.R. 2.7° C/W
H.D.S. 16.4 sq"/1'



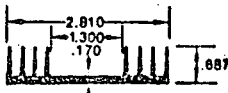
1351

WT. 1.02 lb/1'
T.R. 3.3° C/W
H.D.S. 17.2 sq"/1'



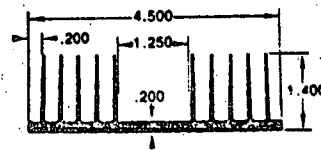
1402

WT. .50 lb/1'
T.R. 4.5° C/W
H.D.S. 8.6 sq"/1'



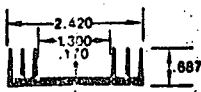
1352

WT. .83 lb/1'
T.R. 3.6° C/W
H.D.S. 14.2 sq"/1'



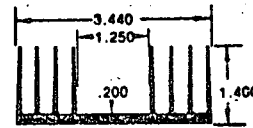
1450

WT. 2.17 lb/1'
T.R. 2.2° C/W
H.D.S. 33.4 sq"/1'



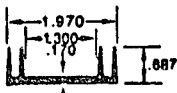
1353

WT. .70 lb/1'
T.R. 4.0° C/W
H.D.S. 11.2 sq"/1'



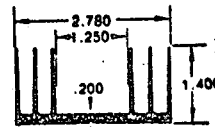
1451

WT. 1.90 lb/1'
T.R. 2.6° C/W
H.D.S. 26.4 sq"/1'



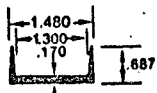
1354

WT. .51 lb/1'
T.R. 4.3° C/W
H.D.S. 8.02 sq"/1'



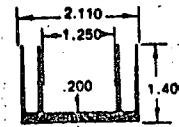
1452

WT. 1.53 lb/1'
T.R. 2.9° C/W
H.D.S. 20.4 sq"/1'



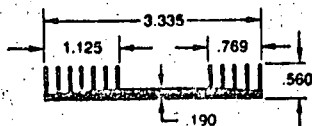
1355

WT. .44 lb/1'
T.R. 4.9° C/W
H.D.S. 6.02 sq"/1'



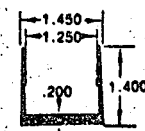
1453

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'

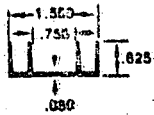


1454

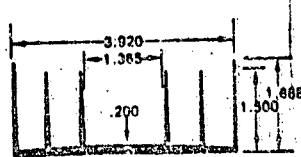
WT. .60 lb/1'
T.R. 4.6° C/W
H.D.S. 8.4 sq"/1'

AHAM

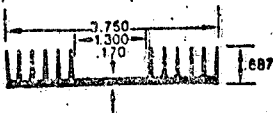
HEAT SINKS



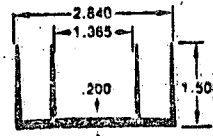
1300
 WT. .36 lb/1'
 T.R. 8.0° C/W
 H.D.S. 7.0 sq"/1"



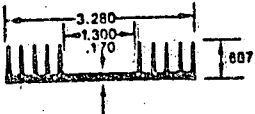
1400
 WT. 1.51 lb/1'
 T.R. 2.0° C/W
 H.D.S. 25.6 sq"/1"



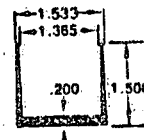
1350
 WT. 1.10 lb/1'
 T.R. 3.1° C/W
 H.D.S. 20.2 sq"/1"



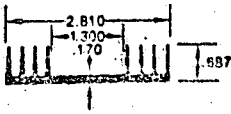
1401
 WT. 1.10 lb/1'
 T.R. 2.7° C/W
 H.D.S. 16.4 sq"/1"



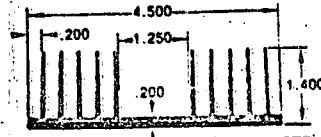
1351
 WT. 1.02 lb/1'
 T.R. 3.3° C/W
 H.D.S. 17.2 sq"/1"



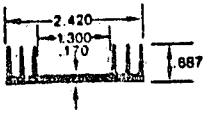
1402
 WT. .50 lb/1'
 T.R. 4.5° C/W
 H.D.S. 8.6 sq"/1"



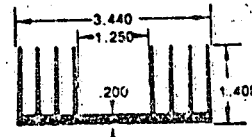
1352
 WT. .83 lb/1'
 T.R. 3.6° C/W
 H.D.S. 14.2 sq"/1"



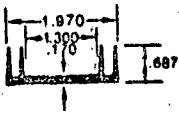
1450
 WT. 2.17 lb/1'
 T.R. 2.2° C/W
 H.D.S. 33.4 sq"/1"



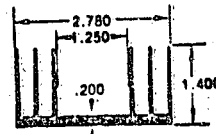
1353
 WT. .70 lb/1'
 T.R. 4.0° C/W
 H.D.S. 11.2 sq"/1"



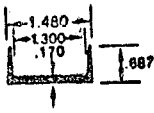
1451
 WT. 1.90 lb/1'
 T.R. 2.6° C/W
 H.D.S. 26.4 sq"/1"



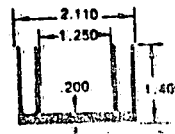
1354
 WT. .51 lb/1'
 T.R. 4.3° C/W
 H.D.S. 8.02 sq"/1"



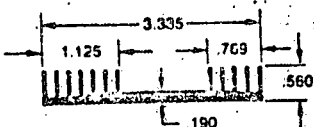
1452
 WT. 1.53 lb/1'
 T.R. 2.9° C/W
 H.D.S. 20.4 sq"/1"



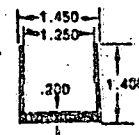
1355
 WT. .44 lb/1'
 T.R. 4.8° C/W
 H.D.S. 5.02 sq"/1"



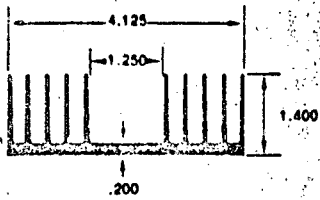
1453
 WT. 1.10 lb/1'
 T.R. 3.5° C/W
 H.D.S. 14.4 sq"/1"



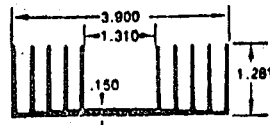
1360
 WT. 1.01 lb/1'
 T.R. 3.7° C/W
 H.D.S. 16.5 sq"/1"



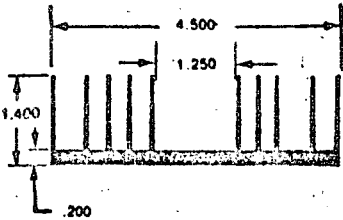
1454
 WT. .60 lb/1'
 T.R. 4.6° C/W
 H.D.S. 8.4 sq"/1"



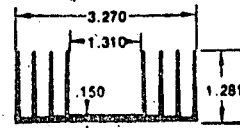
1455
 WT. 2.1 lb/1'
 T.R. 3.8° C/W
 H.D.S. 32.7 sq"/1"



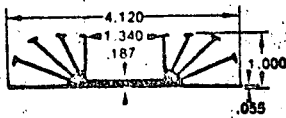
1550
 WT. 1.51 lb/1'
 T.R. 2.0° C/W
 H.D.S. 30.8 sq"/1"



1456
 WT. 1.74 lb/1'
 T.R. 3.5° C/W
 H.D.S. 33.5 sq"/1"



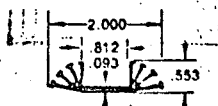
1551
 WT. 1.18 lb/1'
 T.R. 2.3° C/W
 H.D.S. 24.9 sq"/1"



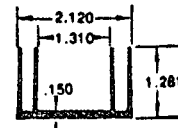
1500
 WT. 1.10 lb/1'
 T.R. 2.8° C/W
 H.D.S. 25.0 sq"/1"



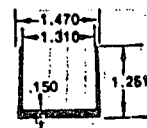
1552
 WT. .92 lb/1'
 T.R. 2.9° C/W
 H.D.S. 19.0 sq"/1"



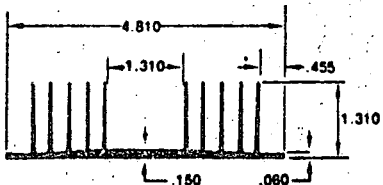
1501
 WT. 1.39 lb/1'
 T.R. 5.0° C/W
 H.D.S. 8.6 sq"/1"



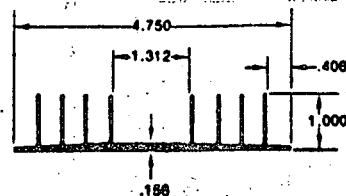
1553
 WT. .70 lb/1'
 T.R. 3.6° C/W
 H.D.S. 13.1 sq"/1"



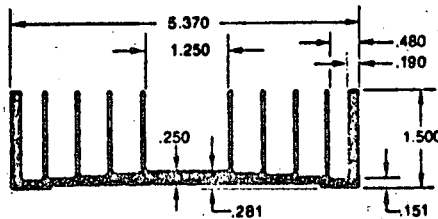
1554
 WT. .48 lb/1'
 T.R. 4.6° C/W
 H.D.S. 7.2 sq"/1"



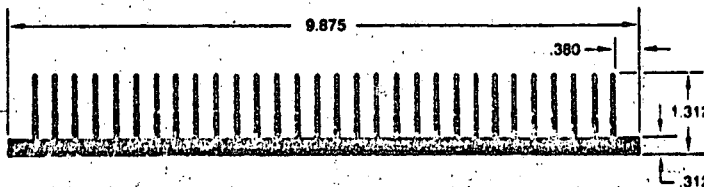
1560
 WT. 1.5 lb/1'
 T.R. 2.3° C/W
 H.D.S. 36.0 sq"/1"



1575
 WT. 1.34 lb/1'
 T.R. 1.7° C/W
 H.D.S. 25.3 sq"/1"



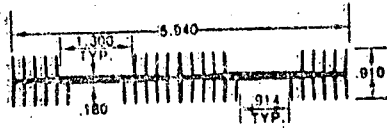
1600
 WT. 2.92 lb/1'
 T.R. 1.8° C/W
 H.D.S. 36.6 sq"/1"



2000
 WT. 5.89 lb/1'
 T.R. 0.95° C/W
 H.D.S. 78.0 sq"/1"

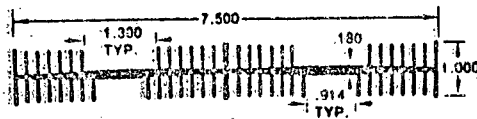
AHAM

HEAT SINKS



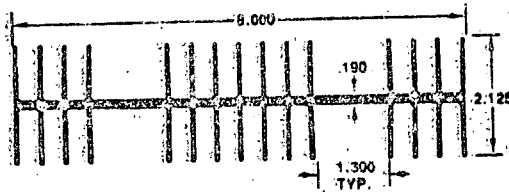
3000

WT. 2.0 lb/1'
T.R. 2.1° C/W
H.D.S. 40.4 sq"/1"



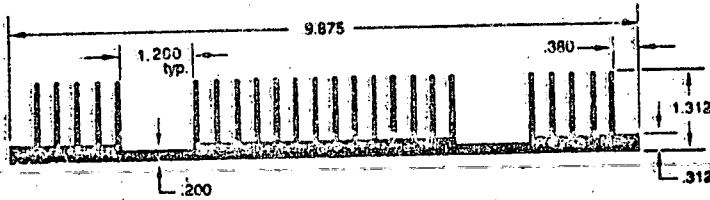
3001

WT. 3.0 lb/1'
T.R. 1.8° C/W
H.D.S. 47.2 sq"/1"



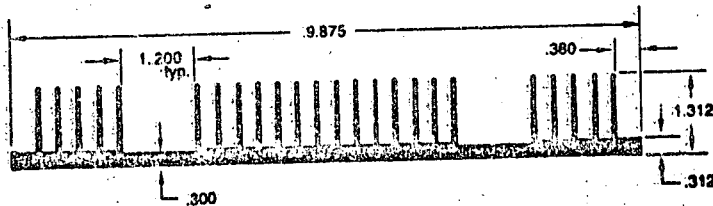
3002

WT. 4.83 lb/1'
T.R. .92° C/W
H.D.S. 73.5 sq"/1"



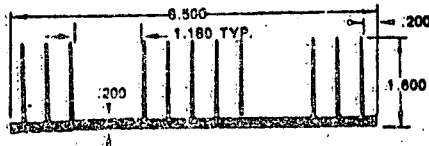
3003

WT. 5.26 lb/1'
T.R. 1.2° C/W
H.D.S. 67.1 sq"/1"



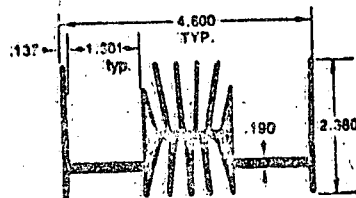
3004

WT. 5.31 lb/1'
T.R. 1.2° C/W
H.D.S. 67.1 sq"/1"



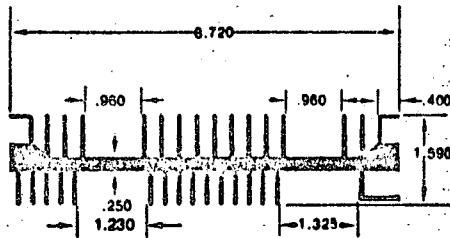
3005

WT. 2.54 lb/1'
T.R. 1.3° C/W
H.D.S. 48.1 sq"/1"



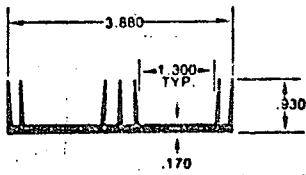
3006

WT. 3.74 lb/1'
T.R. 1.1° C/W
H.D.S. 38.8 sq"/1"



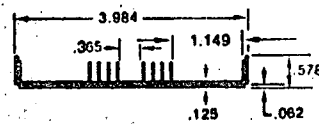
3008

WT. 4.0 lb/1'
T.R. 1.8' C/W
H.D.S. 49.3 sq"/1"



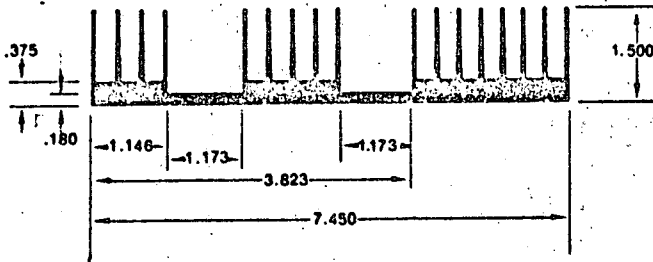
3009

WT. 1.20 lb/1'
T.R. 3.1' C/W
H.D.S. 18.6 sq"/1"



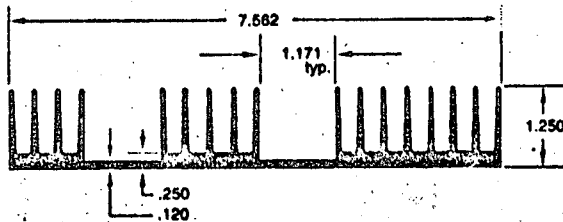
3011

WT. .93 lb/1'
T.R. 3' C/W
H.D.S. 15.2 sq"/1"



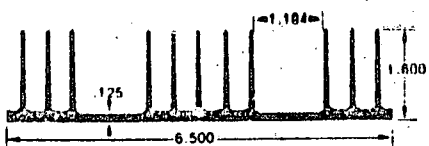
3012

WT. 4.37 lb/1'
T.R. 1.4' C/W
H.D.S. 53.8 sq"/1"



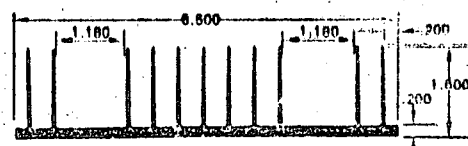
3013

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"

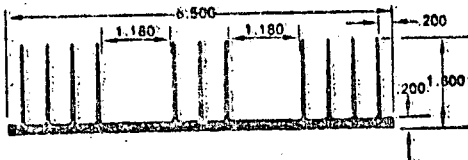


3015

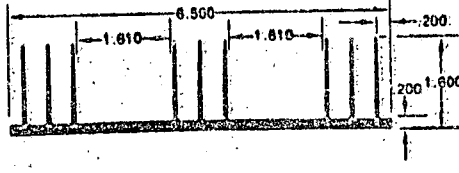
WT. 3.12 lb/1'
T.R. 1.0' C/W
H.D.S. 42.5 sq"/1"

AHAM

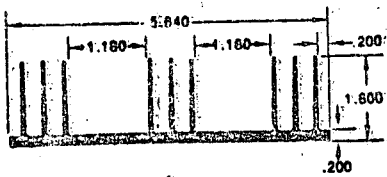
HEAT SINKS



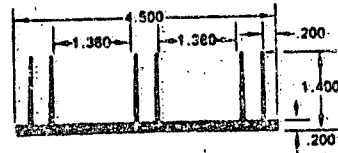
3017
 WT. 3.12 lb/1'
 T.R. 1.0° C/W
 H.D.S. 42.5 sq"/1"



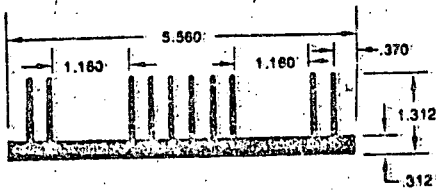
3018
 WT. 2.94 lb/1'
 T.R. 1.1° C/W
 H.D.S. 37.9 sq"/1"



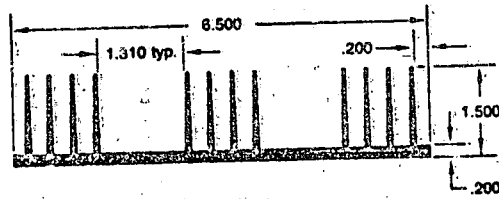
3019
 WT. 2.90 lb/1'
 T.R. 1.2° C/W
 H.D.S. 36.3 sq"/1"



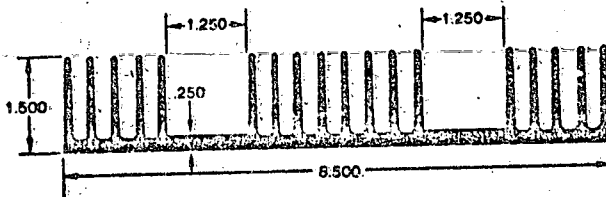
3020
 WT. 2.39 lb/1'
 T.R. 1.5° C/W
 H.D.S. 24.1 sq"/1"



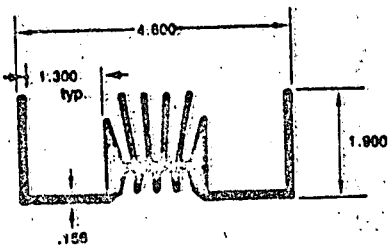
3021
 WT. 3.88 lb/1'
 T.R. 1.1° C/W
 H.D.S. 32.0 sq"/1"



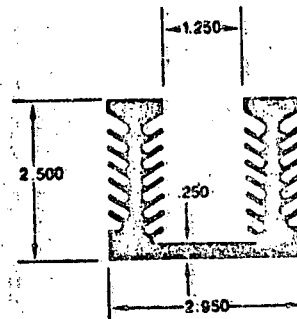
3022
 WT. 3.10 lb/1'
 T.R. 1.5° C/W
 H.D.S. 43.5 sq"/1"



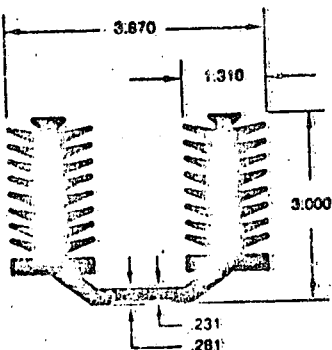
3023
 WT. 5.43 lb/1'
 T.R. 1.1° C/W
 H.D.S. 61.3 sq"/1"



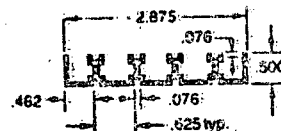
3025
 WT. 2.900 lb/1'
 T.R. 1.15° C/W
 H.D.S. 34.0 sq"/1"



3027
 WT. 3.17 lb/1'
 T.R. 2.0° C/W
 H.D.S. 30.7 sq"/1"



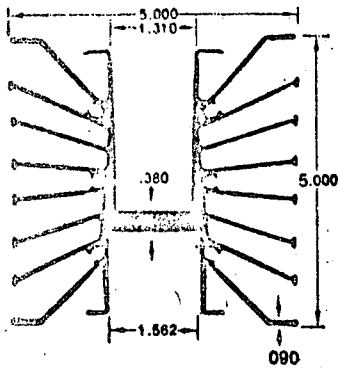
3028
 WT. 6.10 lb/1'
 T.R. 1.7° C/W
 H.D.S. 38.5 sq"/1"



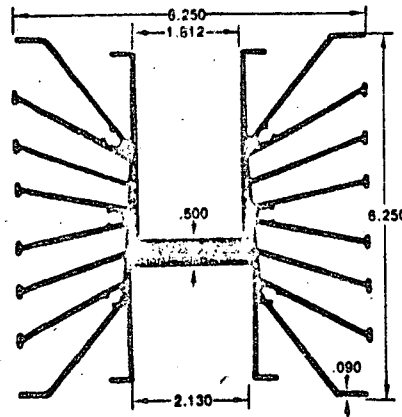
3030
 WT. .71 lb/1'
 T.R. 4.4° C/W
 H.D.S. 12.9 sq"/1"

AHAM

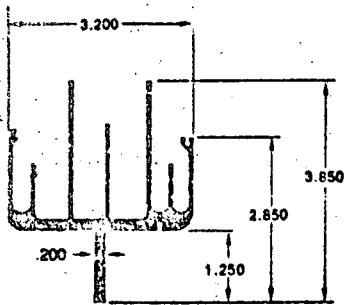
HEAT SINKS



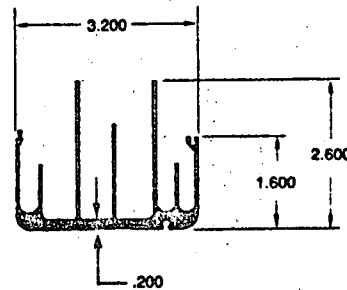
5201
 WT. 5.05 lb/1'
 T.R. .70° C/W
 H.D.S. 78.6 sq"/1"



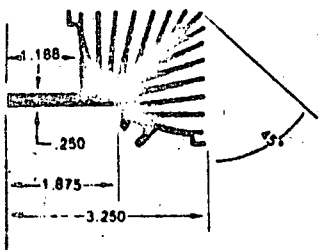
5203
 WT. 7.69 lb/1'
 T.R. .55° C/W
 H.D.S. 95.6 sq"/1"



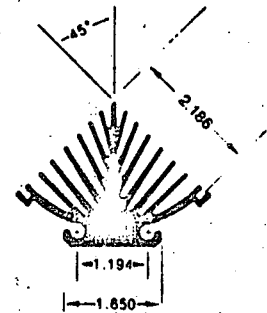
6031
 WT. 2.21 lb/1'
 H.D.S. 32.8 sq"/1"



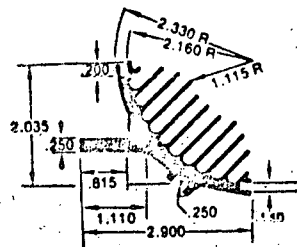
6032
 WT. 2.00 lb/1'
 H.D.S. 30.3 sq"/1"



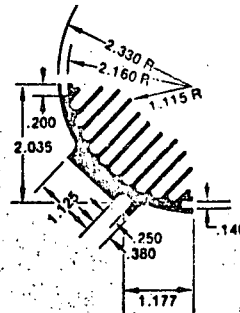
6051
 WT. 3.03 lb/1'
 H.D.S. 34.3 sq"/1"



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"

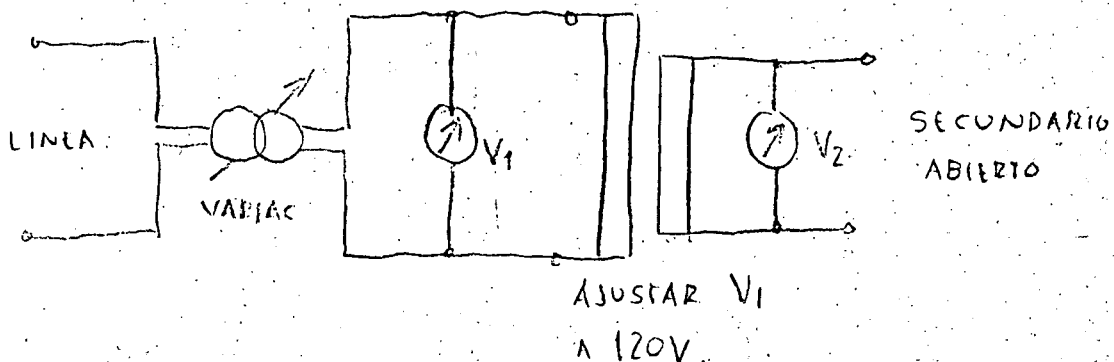


6062
 WT. 1.82 lb/1'
 H.D.S. 25.8 sq"/1"

PRUEBAS DEL TRANSFORMADOR; (PRACTICA # 1)

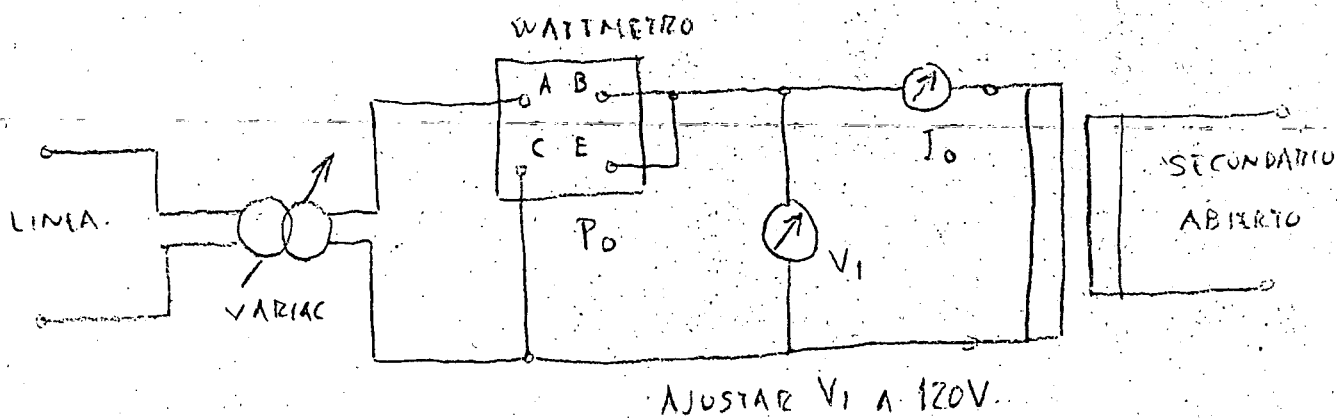
14/4

1.- RELACION DE TRANSFORMACION:



$$n = \frac{V_1}{V_2};$$

2.- PRUEBA EN CIRCUITO ABIERTO:



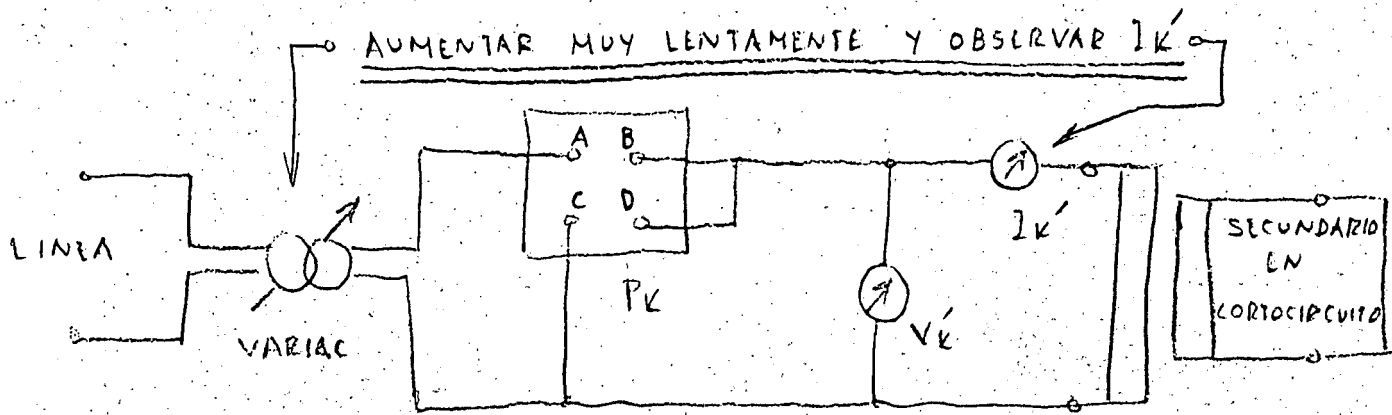
$$Z_0 = \frac{V_1}{I_0};$$

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{V_1 \cdot I_0};$$

$$R_0 = \frac{Z_0}{\cos \varphi_0};$$

$$X_0 = \frac{Z_0}{\sin \varphi_0};$$

3.- PRUEBA EN CORTOCIRCUITO:



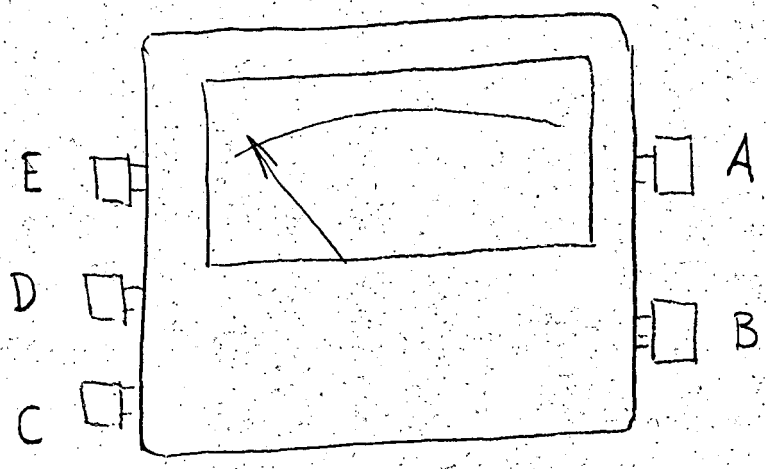
NOTA: SI I_2 ES LA CORRIENTE NOMINAL DEL SECUNDARIO
 ENTONCES I_2/n ES LA CORRIENTE NOMINAL DEL PRIMARIO
 CUANDO EL SECUNDARIO ESTÁ CORTOCIRCUITADO.

SE AJUSTA EL VARIAC PARA QUE $I_{k'}$ REGISTRE
 I_2/n . SI ESTE VALOR NO EXCEDE 1 AMPERE,
 SI $I_2/n > 1A$ AJUSTAR $I_{k'} = 1A$.

$$Z_k = \frac{1}{n^2} \frac{V_{k'}}{I_{k'}}; \quad \cos \varphi_k = \frac{P_k}{V_{k'} \cdot I_{k'}}$$

$$R_k = Z_k \cos \varphi_k; \quad X_k = Z_k \sin \varphi_k;$$

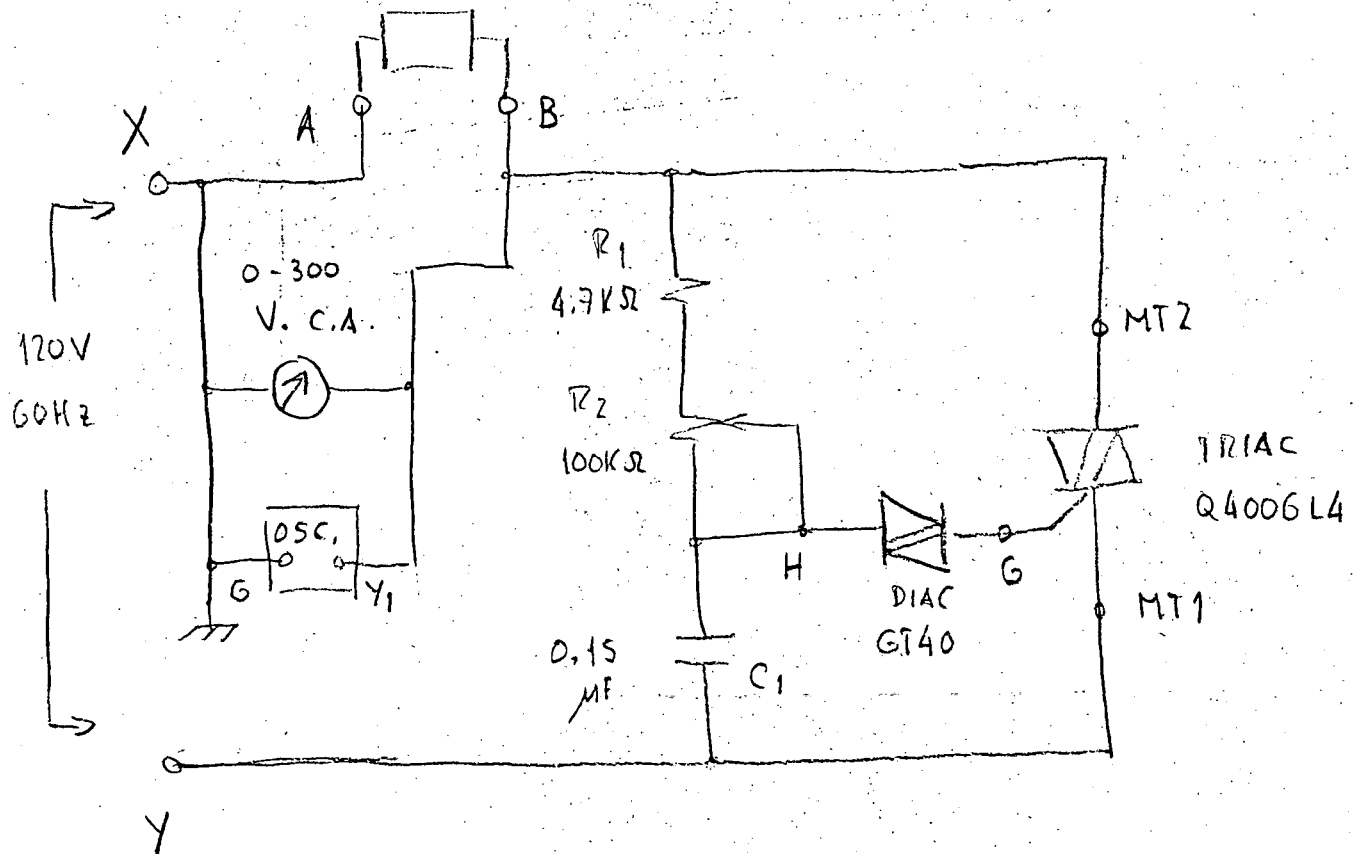
CONEXION DEL WATTMETRO:



NOTÉSE QUE EN LA PRUEBA EN CIRCUITO ABIERTO SE CONECTA AL BORNE E Y EN LA PRUEBA EN CORTOCIRCUITO LA CONEXION ES AL BORNE D.

CONTROL DE FASE CON CONSTANTE DE TIEMPO ÚNICA. (PRACTICA #2).

CARGA. (FOCO DE 127V, 100W)



- 1.- VIGILAR, AL CONECTAR A LA LINEA, QUE EL PUNTO X ESTE CONECTADO A LA TIERRA DE LA LINEA.
- 2.- CONECTAR LA TIERRA DEL OSCILoscopIO AL PUNTO X.

OBSERVAR:

- 1.- LA ACCIÓN DE CONTROL AL VARIAR R_2 TANTO EN ANSULO DE DISPARO COMO EN VALOR EFECTIVO DEL VOLTAGE EN LA CARGA,
- 2.- QUE OCURRE SI SE ELIMINA EL DIAC CONECTANDO DIRECTAMENTE LOS PUNTOS G Y H,
- 3.- QUE OCURRE SI SE CONECTA EL EXTREMO SUPERIOR DE R_1 AL PUNTO A EN VEZ DEL PUNTO B.
- 4.- QUE OCURRE SI VARIA C_1 .
- 5.- QUE OCURRE SI VARIA R_1 . (NO UTILIZAR $R_1 < 1K\Omega$)

3

DAIOS DEL TRIAC.

Q4006L4

TRIAC

$V_{DRM} = 400V;$

$I_{T(RMS)} = 6.0A;$

$I_{GT} = 25mA;$

$V_{GT} = 3.0V;$

$I_H = 35mA;$

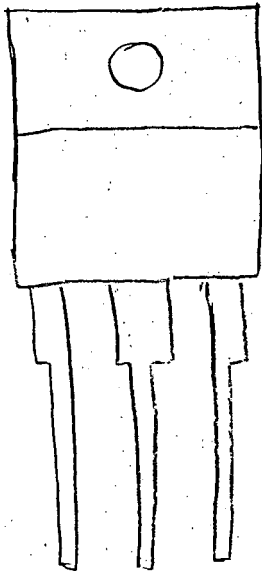
$I_D = 2.0mA @ V_{DRM} = 400V; T_j = 100^{\circ}C;$

$V_T = 1.6V @ I_T = 8.5A;$

$t_{gt} = 3.0\mu\text{seg}$

$dv/dt = 25V/\mu\text{seg};$

$I_{TSM} = 80A;$



MT1 MT2 G

DATOS DEL DIAC

$$V_{S \text{ MAX}} = 48 \text{ V}; \quad (I_S = 50 \mu\text{A};)$$

$$V_{S \text{ MIN}} = 38 \text{ V};$$

$$V_{SYM} = 2,0 \text{ V};$$

$$I_{TRM} = 1,5 \text{ A};$$

$$\Delta V_T = 5,0 \text{ V}; \quad (I_T = 6,0 \text{ mA};)$$

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO DE DISEÑO PRACTICO DE FUENTES
PODER (DEL 18 AL 30 DE ABRIL DE 1977)

NOMBRE Y DIRECCION

EMPRESA Y DIRECCION

1. ALEJANDRO AYALA ALVAREZ
Ote. 164 No. 157
Col. Motezuma
México 9, D. F.
Tel.: 5-71-84-50
 2. FERNANDO CASAS MOYRON
Rfo. Ganges No. 44 Depto. 10
Col. Cuauhtémoc
México 5, D.F.
 3. JOSE DE JESUS CASTRO PEÑA
Nicolás San Juan No. 525-8
Col. del Valle
México 12, D. F.
Tel.: 5-36-12-08
 4. MARIO CERVANTES TAMELO
Calle D. No. 41 Manzana 3
Col. Educación
México 21, D. F.
Tel.: 5-99-84-99
 5. HECTOR VAZQUEZ GOMEZ Y SANCHEZ
Unidad Copilco Universidad
Edif. 21-1002
Col. Copilco
México 20, D. F.
Tel.: 5-50-44-82
 6. ING. ANGEL KURI MORALES
Granero No. 22
San Angel Inn.
México 20, D. F.
Tel.: 5-48-49-96
 7. ARTURO LOPEZ CUEVAS
Oriente 63 No. 247 Int. 6
Villa de Cortés
México 13, D. F.
- INDUSTRIAS UNIDAS, S. A.
Ote. 171 No. 398
Col. Aragón
México 14, D. F.
Tel.: 5-17-52-80 Ext. 74
- INSTITUTO DE INVESTIGACIONES EN
MATEMATICAS APLICADAS
Ciudad Universitaria
México 20, D. F.
Tel.: 5-48-33-60
- UNIVERSIDAD AUTONOMA METROPOLITANA
AZCAPOTZALCO
Ave. San Pablo s/n
Col. Reynosa Tamaulipas
México 16, D. F.
Tel.: 5-61-37-33 Ext. 114
- SECRETARIA EDUCACION PUBLICA
Domicilio Conocido Esc. Sec. 1611
Tepepan Xoch.
- GRADIENTE MEXICANA, S.A.
Sifdas y Rovirose 114
México 9, D. F.
- IFMAS, UNAM
Ciudad Universitaria
México 20, D. F.
- TELEINDUSTRIA ERICSSON, S. A.
Av. Circunvalación No. 2160
Tlalnepantla, Edo. de México

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO DE DISEÑO PRACTICO DE FUENTES
PODER (DEL 18 AL 30 DE ABRIL DE 1977)

NOMBRE Y DIRECCION

EMPRESA Y DIRECCION

- | | |
|---|---|
| 8. RAMON RODRIGUEZ A.
Calle Norte 81-A No. 365
Col. Electricistas
México 16, D. F. | INDUSTRIAL ELECTRICA, S. A.
Poniente 148 No. 962
Col. Industrial Vallejo
México 16, D. F.
Tel: 5-67-95-00 |
| 9. ING. RAUL SALCEDO BASURTO
Ocoyoacac No. 63
Cuautitlán Izcalli
Edo. de México | TELEINDUSTRIA ERICSSON, S. A.
Av. Circunvalación 2160
Tlanepantla, Edo. de México |
| 10. ING. PATRICIO TORRES
México, D. F. | LABORATORIO ELECTRONICOS MEXICA-
NOS, S. A.
México, D. F. |
| 11. HECTOR JESUS VEGA MAGALLANES
Porto-Alegre No. 35
Col. Retoño
México 13, D. F.
Tel: 6-72-56-38 | CIA. DE LUZ Y FUERZA DEL CENTRO,
S. A.
Av. de las Torres Esq. de la
Cuesta |