



UNIVERSIDAD ANAHUAC
WALLINGTON, MICH.

881217
16
29'

UNIVERSIDAD ANAHUAC

ESCUELA DE INGENIERIA

Con Estudios Incorporados a la U. N. A. M.

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CONTROL DE VELOCIDAD ELECTRONICO

T E S I S

Que para obtener el título de:

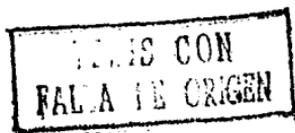
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

Area: **Sistemas Eléctricos y Electrónicos**

p r e s e n t a :

Steven Andrew Sorsby Nadel

México, D. F.



1987



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

CONTENIDO	PAGINA
I- Objetivo	1
1.1 Justificación	1
1.2 Funcionamiento de una forradora de cables	2
II- Aspectos Teóricos	
2.1 Motores eléctricos	
2.1.1 Generalidades	6
2.1.2 Clasificación de los motores de corriente directa	6
2.1.3 Fuerza contraelectromotriz	7
2.1.4 Características de torque de los motores de corriente directa	8
2.1.5 Características de velocidad de los motores de corriente directa	13
2.1.6 Control de velocidad de motores de corriente-directa	15
2.2 El tiristor	
2.2.1 Historia del tiristor	17
2.2.2 Principio fundamental del tiristor	18
2.2.3 Tipos de tiristores	25
2.2.4 Teoría y operación del tiristor	29
2.2.4.1 Características estáticas	29
2.2.4.2 Características dinámicas	34
2.2.4.3 Características térmicas	40
2.2.4.4 Características de cebado	44
2.3 Rectificación Controlada	
2.3.1 Generalidades	49
2.3.2 Variación de la potencia por ángulo de conducción	51
2.3.3 Circuitos típicos de rectificadores controlados	54
2.3.4 El proceso de conmutación	57
2.3.5 Conmutación en rectificación controlada	58
2.3.5.1 Conmutación por línea	58
2.3.5.2 Conmutación por carga	58
2.3.5.3 Conmutación forzada	59
2.3.6 Métodos alternativos de conexión de los SCR a la carga	60
2.3.6.1 Control unidireccional de onda completa	60
2.3.6.2 Control bidireccional de onda completa	62
2.3.6.3 Circuitos puente con SCRs	64

CONTENIDO	PAGINA
2.4 Disparo del SCR	
2.4.1 Generalidades	65
2.4.2 Circuitos de disparo	65
2.4.3 Disparo por impulsos o trenes de onda	69
2.4.3.1 Disparo por impulso único	69
2.4.3.2 Disparo por trenes de onda	71
2.4.4 Transformador de pulsos	73
2.4.5 Circuitos de tiempo	77
2.4.5.1 Circuito estable	79
2.4.5.2 Circuito monoestable	81
2.5 Consideraciones térmicas para semiconductores de potencia	
2.5.1 Aspectos térmicos	83
2.5.2 Modelo térmico para el estado estable de un transistor de potencia	85
2.5.3 Disipador de calor	91
2.5.4 Resistencia térmica entre cápsula y disipador	92
2.5.4.1 Conducción	95
2.5.4.2 Convección	96
2.5.4.3 Radiación	98
2.5.5 Ejemplo	101
III- Diseño del control de velocidad	
3.1 Consideraciones generales	106
3.2 Selección de los componentes de la etapa de potencia	108
3.2.1 Selección del tiristor	110
3.3 Diseño de la etapa de control	113
3.4 Lista de componentes	137
3.5 Fotos de las formas de onda	140
IV- Construcción	
4.1 Módulo de potencia	143
4.2 Circuito impreso	146
4.2.1 Configuración	146
4.2.2 Fabricación de la tarjeta	149
4.2.3 Colocación de los elementos	152
4.3 Chasis	153
4.4 Ensamble	158
4.5 Conexiones	159
4.6 Calibración y ajustes	165
4.7 Manual de operaciones	167
4.8 Manual de mantenimiento	167
V- Estudio económico	175
VI- Conclusiones	180
Apéndice A	
Tablas con especificaciones para conductores eléctricos	184

CONTENIDO	PAGINA
Apéndice B	
Circuitos básicos para la rectificación controlada.	188
Apéndice C	
Especificaciones de los componentes semiconductores utilizados en el control de velocidad	191
Apéndice D	
Características de disipadores de calor	208
Apéndice E	
Función de transferencia	217
Bibliografía	224

1- OBJETIVO

El objetivo de este trabajo es diseñar y construir un control electrónico de velocidad para una máquina forradora de cables y alambres.

1.1 Justificación.

La Norma Oficial Mexicana (DGN J-10-1964) para conductores eléctricos con aislamiento termoplástico, establece que "el aislamiento debe ser aplicado en toda la longitud del conductor en una sola capa concéntrica, la que debe estar exenta de poros, grietas u otras irregularidades a simple vista, manteniendo siempre las dimensiones exactas en el espesor del aislamiento". En otras palabras, las características que debe tener el conductor y su aislante crean la necesidad de tener algún tipo de control para la máquina.

El aislante de un conductor debe quedar uniforme sobre el cobre y además debe tener un espesor mínimo y un espesor máximo. La diferencia entre máximo y mínimo es de milésimas de pulgada o milímetros, dependiendo del calibre. En el Apéndice A se encuentra una tabla con las características que deben tener los conductores eléctricos. La extrusión del material termoplástico debe llevarse a cabo en un intervalo de tiempo determinado, ya que si el material se queda mucho tiempo en las zonas de calentamiento este puede

llegar a quemarse o en caso contrario puede llegar a salir "crudo".

La velocidad de la máquina se utiliza para determinar el espesor del aislamiento. Esto se logra combinando la velocidad del husillo y la del cabrestante. La velocidad del husillo regula la cantidad de PVC que sale de la extrusora mientras que la velocidad del cabrestante debe estar sincronizada con la del receptor. Se tiene, por ejemplo, que si la velocidad del husillo es proporcionalmente mayor que la del cabrestante, el aislamiento va a salir muy grueso. Esto se debe a que el tiempo que se encuentra el conductor dentro de la cabeza es muy largo. En el caso contrario si la velocidad de cabrestante es mayor que la del husillo, el conductor no llevara el aislamiento suficiente.

El control de la velocidad es vital en el proceso de forrado y, por lo tanto, es necesario adaptar un sistema de control que pueda satisfacer todos los requerimientos para el forrado de conductores eléctricos. Es indispensable utilizar un control de velocidad electrónico, para lo cual se hará el diseño y se construirá un prototipo que satisfaga las necesidades.

1.2 Funcionamiento.

Una forradora de cables y alambres esta compuesta por una extrusora de plástico, un canal de enfriamiento, un

cabrestante, un devanador y un receptor. Estas partes serán explicadas a lo largo del proceso, el cual comienza con la alimentación de la materia prima a la extrusora.

La materia prima es un material termoplástico llamado PVC (policloruro de vinilo). El PVC se alimenta a la máquina, previamente granulado y pigmentado al color que se desee, a través de un embudo o tolva de alimentación que da al extremo inicial de un husillo. En la parte frontal del husillo se encuentra la cabeza de la máquina extrusora en donde se coloca la guía y el dado. La guía sirve, como su nombre lo indica, para guiar el conductor desnudo a través de la cabeza. A lo largo del husillo y en la cabeza se encuentran zonas de diferentes temperaturas cada una controlada por un pirómetro, y en donde la máxima temperatura se encuentra en la cabeza.

El espacio entre la guía y el dado es donde el PVC cubre al conductor como se muestra en la Figura 1.1. Esto se logra a base de presión debido a que la única salida que existe en este espacio es el orificio del dado por donde sale el conductor ya forrado. La forma o textura que tenga el aislante se determina por la forma del barrenado del dado.

Al salir de la cabeza, el PVC no está solidificado totalmente por lo que es necesario hacerlo pasar por el canal de enfriamiento, para evitar que sufra deformaciones. El canal de enfriamiento es un recipiente de 6 metros de

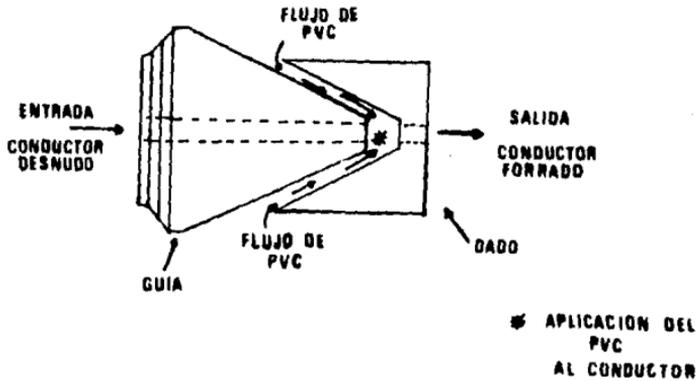


Figura 1.1. Guía y dado en la cabeza de la extrusora.

longitud por 30 centímetros de ancho por 20 centímetros de altura donde circula agua fría.

Una vez solidificado el aislante, sale de esta zona y pasa al cabrestante. La función principal de este es de mantener tensionado al conductor a lo largo de todo el proceso. El cabrestante está formado por dos poleas grandes de aproximadamente 1.5 metros de diámetro. Cada una de estas poleas tiene cuatro ranuras. En la Figura 1.2 se observa la forma de enrollar el conductor en el cabrestante. Se puede ver claramente que la velocidad de las poleas va a

determinar la velocidad a la cual el conductor va a pasar por la máquina.

Al salir del cabrestante pasa por el marcador, que son dos discos que encierran al conductor. Este al pasar los hace girar de tal forma que uno de ellos, el que está grabado, va recogiendo tinta de un recipiente y va marcando el aislante con la leyenda requerida.

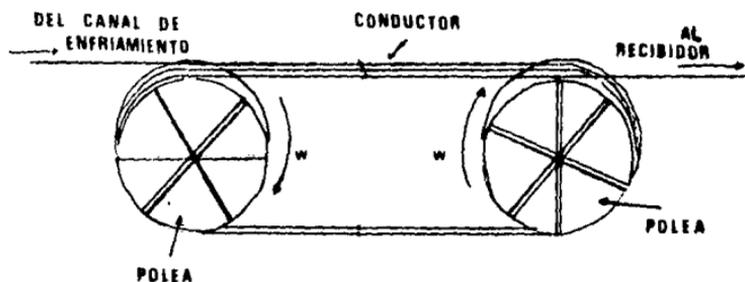


Figura 1.2 El cabrestante.

El conductor marcado se enrolla a través del devanador en un carrete. El devanador lo distribuye uniformemente para evitar que se enrede. Al llenarse el carrete se desmonta de la máquina y se pasa al departamento de empaque.

II- ASPECTOS TEORICOS

2.1 Motores Eléctricos.

2.1.1 Generalidades.

Para que un motor este en operación, necesita ser alimentado por una corriente eléctrica. Esta corriente produce dos campos magnéticos estacionarios, uno por el estator (campo) y el otro por la armadura rotativa. Estas reaccionan entre sí para desarrollar el par o torque, el cual produce la rotación mecánica. La carga de un motor esta constituida por el par que tiende a oponerse a la rotación.

La velocidad de rotación tiende a variar cuando varía la carga. En un motor de CD puede variarse cambiando dos cosas:

- a) el flujo magnético del campo
- b) la tensión en las terminales de la armadura.

En general, un incremento en el flujo disminuye la velocidad mientras que con una tensión mayor de armadura incrementa la velocidad. Se tiene que estructuralmente, un generador y un motor de CD son idénticos. Muchas veces es posible que se puedan operar de cualquier forma.

2.1.2 Clasificación de los Motores de Corriente Directa.

Existen tres tipos de motores; serie, devanado y mixto, los cuales son utilizados en un amplio margen de

aplicaciones. Cada tipo de motor tiene características de operación bien definidas que varían entre sí, por lo que es importante conocer los requisitos de carga antes de hacer una selección apropiada.

Cuando a un motor de CD se le aplica una carga, su velocidad tiende a disminuir. Como cada tipo de motor se comporta distinto al aplicársele una carga, se tienen que clasificar de acuerdo a su comportamiento.

Si la velocidad de un motor puede controlarse con el ajuste manual de un operador, puede decirse que es de velocidad ajustable. La diferencia entre velocidad variable y velocidad ajustable es que en la primera la velocidad es modificada por la carga mientras que la segunda es por ajustes manuales.

2.1.3 Fuerza Contraelectromotriz.

Se sabe que la acción del motor se produce cuando una armadura se coloca en un campo magnético y al embobinado se le aplica una corriente. Bajo esta condición, la armadura produce su propio campo magnético el cual se encuentra desplazado 90° grados eléctricos con respecto al campo principal. Con la armadura rotando, como resultado de la acción del motor, sus conductores cortan el campo magnético estacionario, por lo que se generan ciertas tensiones. Estas tensiones generadas se oponen a la fuerza electromotriz y sirven para limitar la corriente en el embobinado de la

armadura. Estas circulan en dirección contraria al flujo de corriente. Esta fuerza contraelectromotriz nunca debe ser igual y siempre debe ser menor que la tensión aplicada en las terminales de la armadura. Esto se debe a que la dirección en la que fluye la corriente determina primero la dirección de rotación y por consecuencia la de la fuerza contraelectromotriz. Por lo tanto por la ley de Ohm:

$$I_A = \frac{V_A - E_C}{R_A} \text{ Amp}$$

donde: I_A = corriente de armadura

V_A = tensión en el embobinado de la armadura

E_C = fuerza electromotriz generada en la armadura.

R_A = resistencia de armadura.

2.1.4 Características de Torque de los Motores de Corriente Directa.

El torque que se desarrolla en el motor puede expresarse como la tendencia de un motor para producir rotación y depende de dos factores: (1) flujo creado por sus polos y (2) la corriente que fluye en el embobinado de la armadura. El torque es independiente de la velocidad de

rotación. La ecuación del torque se puede expresar como:

$$T = k \times \phi \times IA \quad (2.1)$$

donde: T = torque

ϕ = flujo de polo

IA = corriente total de armadura

k = constante de proporcionalidad

La constante k se define por el número de polos (P), el número de conductores de armadura (Z) y el número de vueltas del embobinado de la armadura (a), los cuales son valores fijos. Por lo tanto se tiene que:

$$k = \left(\frac{0.1173}{10} \right) \times \left(\frac{P \times Z}{a} \right) \quad (2.2)$$

La ecuación 2.1 puede expresarse como:

$$T = \left(\frac{0.1173}{10} \right) \times \left(\frac{P \times Z}{a} \right) \times \phi \times IA \quad (2.3)$$

Un estudio de la ecuación 2.3 en conjunto con los tres tipos de motores representados en la Figura 2.1 muestra claramente como los torques de las máquinas se comportan cuando se varían las condiciones de carga. En los motores mixto y devanado, la corriente que fluye a través del campo devanado ISH es constante y se fija con la resistencia del

campo devanado R_{SH} y la terminal de tensión V_T por lo que se tiene que: $I_{SH} = V_T / R_{SH}$. Esto significa que el flujo del campo devanado es independiente de la carga y es casi constante debido a que el flujo depende solamente de

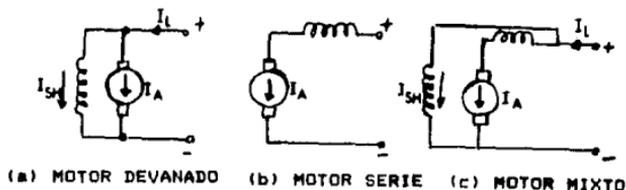


Fig. 2.1 Armadura y corriente de campo de tres diferentes tipos de motores de C.D.

la corriente del campo. En los motores serie y mixto, la corriente a través del campo serie varían con la carga porque la carga determina la corriente de armadura. Para cargas ligeras la corriente de armadura es pequeña, mientras que para cargas pesadas la corriente de armadura es grande. Se tiene entonces que el flujo en el campo serie va a variar con la carga. El comportamiento de los tres tipos de motores se explica a continuación:

1) El torque de un motor devanado depende de la corriente de armadura y suponiendo que la corriente en el campo devanado no se cambie con un reostato, el torque es independiente del flujo. La gráfica que indica la relación entre torque y carga deberá ser una línea recta

($T = kI_A$). Esta función se muestra en la Figura 2.2.

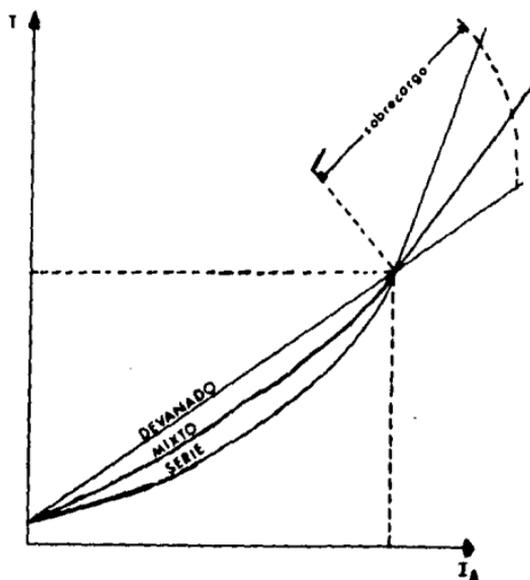


Fig. 2.2 Características Torque vs. Corriente de armadura, curvas para tres distintos tipos de motores de C.D.

2) El torque desarrollado por un motor serie depende de la corriente de armadura y del flujo que es provocado por la corriente que pasa por el campo. En cargas ligeras, el núcleo magnético del circuito no está saturado y el flujo del campo es proporcional a la corriente de carga. Para cargas pesadas, cuando el núcleo está saturado, el flujo cambia muy poco con las variaciones en la carga. Su gráfica

se representa en la Figura 2.2, y está dada por $T = k \times (k_2 IA) \times IA = k_3 IA$, la ecuación de una parábola.

3) El torque de un motor mixto combina las características torque-carga de los motores serie y devanado. Al incrementarse la carga en el motor la corriente que pasa por el campo serie crea un flujo que se suma al flujo del campo devanado. El flujo resultante tiende a darle al motor una curva de torque como se muestra en la Figura 2.2.

Para poder comparar los tres tipos de motores se graficaron sus curvas características en la misma gráfica. Estudiándolas de cerca se puede observar que desde que el motor trabaja sin carga hasta cuando trabaja con carga completa, el motor devanado es el que desarrolla mas torque, mientras que el motor serie es el que menos desarrolla torque. Sin embargo, cuando trabajan sobrecargados es cuando se notan mas las diferencias. Se observa que las características del motor serie y el motor mixto se vuelven líneas rectas. También se puede notar que el torque del motor serie es mucho mayor con sobrecarga. La desventaja es que pierde mucha velocidad.

2.1.5 Características de Velocidad de los Motores de Corriente Directa.

Se ha establecido que: (1) la velocidad del motor devanado incrementa de un 2 a un 8 % cuando se elimina la carga; (2) la velocidad de un motor mixto incrementa aproximadamente de un 10 a un 25 % y; (3) la velocidad de un motor serie incrementa rápidamente y siempre debe tener una carga o puede llegar a desbocarse. La ecuación de la velocidad está dada por:

$$S = \frac{VA - IARA}{k \phi} \quad \text{rpm}$$

Suponiendo que VA es constante, se observa que el factor que varía cuando la carga se aplica a un motor serie, es IA.

Cuando se le quita la carga a un motor mixto hay dos factores que se ven afectados: la corriente de armadura IA y el flujo ϕ . Esto se diferencia del motor devanado en el cual el flujo permanece constante para todas las condiciones de carga, mientras que el efecto del campo serie causa que disminuya el flujo en el motor mixto cuando se quita la carga. Por lo tanto, a plena carga el flujo total resulta de la constante del campo devanado y el campo serie, mientras que sin carga el flujo total resulta del mismo campo devanado y un campo serie débil. Se puede concluir que la velocidad de un motor mixto varía mucho más que un

motor serie cuando se disminuye de plena carga a sin carga, debido a que (1) IARA cambia y (2) los cambios en el flujo.

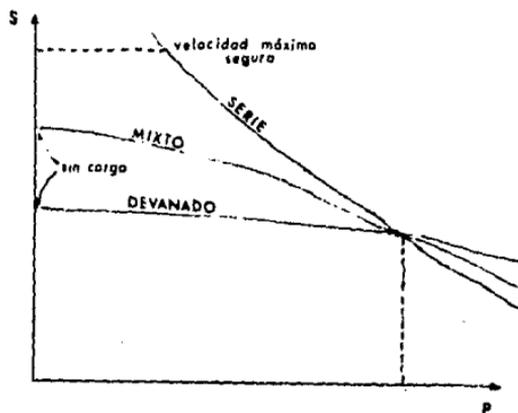


Fig. 2.3 Características velocidad vs. carga, curvas para tres diferentes tipos de C.D.

Para mostrar la importancia de las características velocidad-carga de los tres tipos de motores estas se grafican en la Figura 2.3. Para poder compararlos se supone que los motores tienen la misma velocidad cuando entregan los mismos caballos de fuerza. Al observar estas curvas se puede notar que:

- 1) La velocidad de un motor devanado es casi constante.
- 2) La velocidad de un motor mixto varía considerablemente.

3) Un motor serie opera sobre un gran rango de velocidad y tiende a desbocarse con cargas ligeras.

2.1.6 Control de Velocidad de Motores de Corriente Directa.

En ocasiones es necesario ajustar la velocidad de un motor a un valor distinto al que opera normalmente. Esto con motores de corriente directa se puede hacer de tres formas distintas. Se puede (1) insertar un reostato en el campo del circuito devanador de un motor devanado o mixto; (2) agregando una resistencia al circuito de armadura de cualquier tipo de motor; (3) variando la tensión en el circuito de armadura mientras se mantiene constante la tensión a través del campo. El método mas eficaz es el último. Se necesitan dos fuentes de corriente directa para el motor controlado. El campo devanado debe estar conectado a una fuente de tensión constante para crear un flujo que no varíe, mientras que la armadura se conecta a las terminales de una fuente a la que se le puede variar la tensión.

Los otros dos controles involucran pérdidas de potencia debido a que poseen resistencias en los circuitos de control. Debido a esto, se puede determinar que la forma mas práctica de controlar la velocidad de un motor de C.D. es variando la tensión de armadura.

Para observar con mas claridad como se va a comportar el motor al variar la tensión de armadura se toma la ecuación de la velocidad (2.4). Suponiendo que el flujo ϕ

es casi constante y la relación IARA no cambia cuando la tensión de armadura (VA) aumenta, se va a tener un incremento en el valor de S (rpm). Lo mismo se puede decir para el caso contrario. Si la tensión disminuye, la fracción es mas pequeña y por lo tanto la velocidad disminuye.

2.2- El Tiristor.

2.2.1. Historia del tiristor.

El tiristor es un dispositivo semiconductor de cuatro capas, conmutador casi ideal, rectificador y amplificador al mismo tiempo. Fue concebido inicialmente como un reemplazo de estado sólido del tiratrón (su versión de estado gaseoso), inclusive su nombre proviene de la contracción de las palabras tiratrón y transistor. Otros nombres que se le dieron fueron tiratrón de silicio, tiratrón sólido y tirator.

Existen varias ventajas del tiristor sobre el tiratrón debido principalmente por el hecho de que es un elemento de estado sólido. Entre sus múltiples ventajas se encuentran; su volumen reducido, posibilidad de trabajo en todas las posiciones, no hay necesidad de precalentamiento, insensibilidad a las sobrecargas, fiabilidad, vida media muy larga y velocidad elevada de conmutación. La caída de tensión en el tiratrón es de 10 a 20 V, mientras que en el tiristor es de 1.5 V. Otra ventaja que tiene el tiristor sobre el tiratrón es el manejo de frecuencias mas altas.

El primer tiristor que se sacó al mercado fue el SCR (Silicon Controlled Rectifier, en inglés) o rectificador controlado de silicio, el cual fue desarrollado en los laboratorios de la General Electric en 1957, haciéndose comercial en la década de los 60's. Actualmente, existen

tiristores capaces de manejar algunos kilovoltios (KV) y corrientes del orden de los 500 Amps. Estos dispositivos pueden ser controlados por fuentes de baja tensión, 1 Amp. y 10 W, lo que da una idea de la gran capacidad de control que tienen.

2.2.2 Principio fundamental del tiristor.

El tiristor es un semiconductor de silicio que posee cuatro capas alternativamente P y N y que está provisto de un electrodo de control (puerta). Las capas extremas se denominan ánodo (P) y cátodo (N), como se muestra en la Figura 2.4.

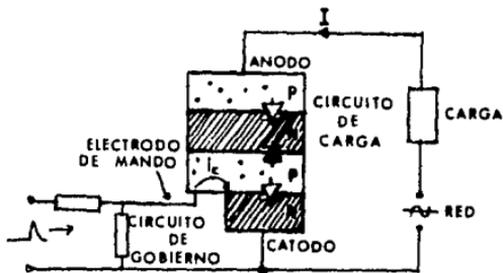


Figura 2.4 El tiristor.

Un tiristor tiene dos etapas estables; la del estado conductor (cerrado o disparo) y la del estado no conductor

(abierto o bloqueado). Es importante saber cuando el tiristor se halla bajo tensión:

- directa, las uniones JA y JK están bajo tensión directa pero la unión JC se encuentra bajo tensión inversa y, por lo tanto, se encuentra soportando toda la tensión de alimentación antes de que se produzca el disparo;
- inversa, las uniones JA y JK están bajo tensión inversa mientras JC se encuentra bajo tensión directa.

Para poder entender mejor el funcionamiento del tiristor es importante comprender su estructura interna como se muestra en la Figura 2.5. Se denominará el disparo (turn-on, en inglés) como el paso del estado bloqueado al estado conductor y, bloqueo (turn-off, en inglés), a la transición inversa. En la Figura 2.5 se pueden observar las cuatro capas y las tres uniones de un tiristor.

A) Capa de cátodo. Es del tipo N, muy delgada y muy dopada (donadores). Su densidad en electrones libres es muy grande, por lo que, si se establece una corriente directa a través de la unión de cátodo JK la capa de cátodo inyecta numerosos electrones en la capa de gobierno. Cuando la unión de cátodo posee una corriente inversa elevada puede soportar únicamente una pequeña tensión inversa.

B) Capa de gobierno. Es del tipo P, delgada y medianamente dopada. Por lo tanto, casi todos los electrones que sean inyectados por la unión JK alcanzarán la unión JC. En

la Figura 2.5 se puede apreciar que esta capa permite que la puerta forme con la región mas próxima de la capa de cátodo, un pequeño diodo de unión PN de reducida extensión.

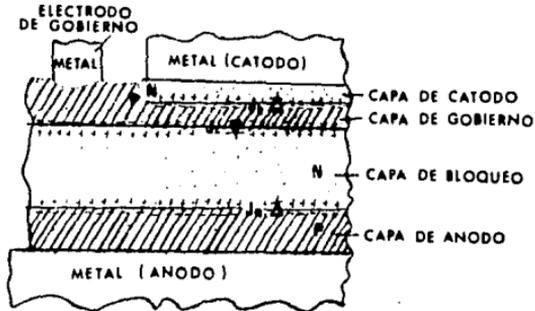


Figura 2.5 Las cuatro capas y tres uniones de un tiristor.

C) Capa de bloqueo. Es del tipo N. De las cuatro capas esta es la que tiene el mayor espesor y la que esta menos dopada. Por este motivo el tiristor puede soportar su corriente inversa pequeña y tensión inversa elevada.

D) Capa de ánodo. Es de tipo P, de espesor regular y medianamente dopada. Está muy poco dopada en las proximidades de la capa de bloqueo con el fin de que la unión de ánodo JA presente una corriente inversa pequeña y muy inferior a la correspondiente a JK. Además, puede soportar una tensión inversa elevada. En las proximidades

del contacto metálico anódico la capa de ánodo está mas dopada con objeto de disminuir la resistencia directa.

Las propiedades anteriormente citadas de las uniones JA y JK explican que la unión de ánodo imponga su corriente inversa pequeña como corriente inversa del tiristor y así soporte en casi su totalidad la tensión inversa aplicada a este.

Ahora se puede comprender mejor el funcionamiento de un tiristor cuando a este se le aplique una corriente de mando. El mecanismo de disparo por corriente de mando se divide en los siguientes pasos y etapas:

a) Antes de producirse el disparo del tiristor el campo eléctrico en la unión de gobierno es muy grande.

En un tiristor bloqueado y bajo tensión directa, la totalidad de dicha tensión está aplicada en la unión de gobierno, puesto que esta es la única de las tres uniones que se halla bajo tensión inversa. Por lo tanto, en la unión JC existe un campo eléctrico E muy elevado. Este campo acelera a los portadores minoritarios que se difunden hacia esta unión y en particular a los electrones libres de la capa de gobierno. Bajo cierta tensión VBO, esta aceleración es lo suficientemente elevada para provocar el disparo sin corriente de mando, a pesar de la reducción en número de portadores minoritarios iniciales.

b) La corriente de mando provoca una avalancha local en JC.

La corriente de mando es una corriente directa (de difusión) de la unión JK. Se componen de huecos que se dirigen hacia el cátodo y de numerosos electrones lanzados por la capa de cátodo, fuertemente dopada, hacia la capa de gobierno como se muestra en la Figura 2.6.

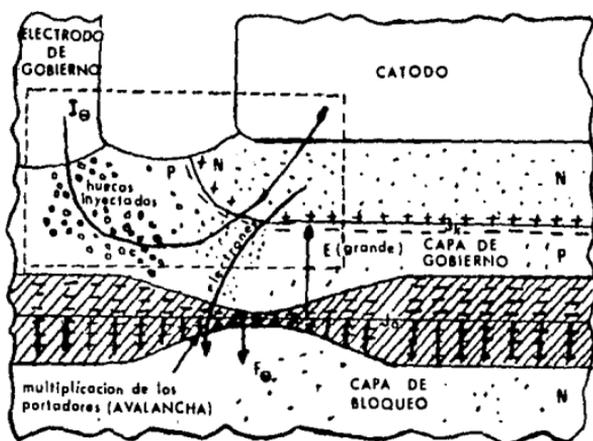


Figura 2.6 Primera fase de disparo.

Debido a la distancia pequeña que existe entre JK y JC, como se había visto antes en la Figura 2.5, casi todos estos electrones alcanzan la unión JC, los cuales son proyectados violentamente (E muy elevada) hacia la capa de bloqueo. En su recorrido a través de JC, estos electrones, por choque arrancan portadores a los átomos, los cuales a su vez

después de ser acelerados por el campo multiplican este efecto. Se ha producido el fenómeno acumulativo de avalancha. La barrera de potencial JC se desploma en una zona pequeña, por ejemplo, una centésima parte del área de JC.

c) La avalancha se extiende por sí misma a la totalidad de la superficie de unión de gobierno.

Una corriente directa de gran densidad se precipita en la zona hundida de la barrera de potencial e incluso en el caso en que la corriente de mando cesara, los portadores llegan a ser tan numerosos que extenderían la avalancha por su cuenta y de una forma progresiva a la totalidad de la superficie de la unión de gobierno. La velocidad de expansión, del orden de 1 cm por 100 μ s, es relativamente pequeña. El hundimiento de la barrera de potencial de JC produce el desplome de la resistencia directa del tiristor, la cual pasa de un valor muy elevado a un valor muy pequeño (del orden de 100 k Ω a 0.01 Ω) alcanzando así la corriente directa su valor de saturación. Se observa que la intervención de la corriente de mando reduce a una región muy pequeña y durante un corto espacio de tiempo (suficiente para disparar), el hundimiento antes citado de la barrera de potencial. La corriente directa aplicada al tiristor se encarga del resto. De todo lo anterior se deduce que la potencia gobernada y el pulso de gobierno debe

ser de una amplitud lo suficientemente elevada como para producir el disparo, importando poco su forma y su duración. Sin embargo, es ventajoso utilizar pulsos de frente abrupto, o sea de crecimiento rápido.

d) La segunda fase del disparo es comparable al mecanismo de las variaciones de la corriente directa ID.

Para corrientes del orden de la corriente nominal, el efecto de repulsión de los portadores entre sí, extiende la avalancha a la totalidad de la unión de gobierno JC. Para corrientes pequeñas parece muy probable que la corriente no atraviesa mas que una parte de JC. La parte no atravesada por la corriente, la barrera de potencial de JC adquiere sus características primitivas. Según esta teoría, la corriente de mantenimiento IH corresponde al área mínima de JC, que puede permanecer en estado de avalancha, a pesar de estar rodeada por todas partes por la barrera de potencial. Así la región de JC en que se produce la avalancha, se extiende cuando ID crece y disminuye cuando ID decrece. La extensión de la avalancha por sí misma, durante la segunda fase de disparo, aparece como caso particular de la "elasticidad" de la barrera de potencial de JC cuando la corriente directa del tiristor varía.

Cuando la tensión en los bornes de un tiristor conductor se anula o se invierte, la corriente directa cesa. En otras palabras, los portadores que habían invadido todas

las capas y las uniones desaparecen por recombinación o porque son impulsados por la tensión inversa V_a . Las barreras de potencial JA y JK recuperan rápidamente sus características primitivas y sostienen la tensión inversa. Por lo contrario, JC no es capaz de bloquear una tensión directa del tiristor hasta transcurrido un cierto tiempo, debido a que la evacuación de los portadores excedentes es mas lenta en esta unión que en JA y JK.

Por lo tanto, el bloqueo es reversible debido a la imposibilidad de fijar dicho estado de una forma completa y definida. Por lo contrario el disparo es irreversible. Si se suprime la corriente de mando después de creada la avalancha local, dicha avalancha persiste y se extiende, bajo la acción de la corriente directa, a la totalidad de la superficie de la unión de gobierno.

2.2.3 Tipos de tiristores.

La palabra "tiristor" es el nombre genérico de toda una familia de componentes semiconductores dotados de ciertas características comunes. El tiristor tiene dos etapas estables que dependen de los efectos de realimentación de las uniones en la estructura PNP; estas pueden ser dos o mas y los elementos pueden ser uni o bidireccionales, con dos o mas terminales. Distinguiéndose entre las de dos terminales (diodos), tres terminales (triodos) o cuatro terminales (tetrodos), se pueden clasificar en:

A) Tiristores triodos unidireccionales.

- 1- El SCR, rectificador controlado de silicio (Silicon Controlled Rectifier, en inglés). La corriente fluye de ánodo a cátodo bajo condiciones de polarización correcta de puerta.
- 2- El SUS, conmutador unilateral de silicio (Silicon Unilateral Switch, en inglés), es similar al SCR pero con la puerta en ánodo (el SCR la tiene en cátodo). Se utiliza para la generación de pulsos de disparo.
- 3- El LASCR, SCR activado por luz (Light Activated SCR, en inglés), llamado también fototiristor o tiristores fotosensibles, su puerta es una ventana que permite el paso de la luz.
- 4- El CSCR, SCR complementario (Complementary SCR, en inglés) o también llamado PUT, transistor de unijuntura programable (Programmable Unijunction Transistor, en inglés). Tiene la puerta en el ánodo, pero es distinto al SUS ya que su tensión de puerta es variable.

B) Tiristores triodos bidireccionales.

- 1- El TRIAC, interruptor de CA (Triode AC switch, en inglés). Es equivalente a dos SCR en antiparalelo con tres terminales, M1, M2 y G. Se utiliza para el control de la potencia o como interruptor en CA.

2- El SBS, interruptor bilateral de silicio (Silicon Bilateral Switch, en inglés). Es la versión de SUS en corriente alterna. Se puede representar por dos SUS en antiparalelo con una sola puerta. El dispositivo conduce cuando la tensión de ánodo supera la tensión de avalancha. La puerta puede ser utilizada solamente para polarización propia. De esto se deriva el DIAC, diodo de CA (Diode AC, en inglés).

C) Tiristores tetrodos de bloqueo inverso con dos puertas.

1- El SCS, conmutador de silicio controlado (Silicon Controlled Switch, en inglés), presenta una puerta en el cátodo, para el disparo, y otra en el ánodo para el bloqueo de corriente.

De todos los dispositivos mencionados el SCR y el TRIAC son los semiconductores de potencia. El resto manejan valores bajos de corriente y tensión, y son utilizados para disparar el SCR y el TRIAC.

Las características de tensión-corriente (de salida), así como el símbolo de los distintos dispositivos se muestran en la Tabla 2.1

Tabla 2.1

Dispositivo	Característica	Símbolo
SCR		
TRIAC		
DIAC		
SCS		
SUS		
SBS		
LASCR		

2.2.4 Teoría y operación del tiristor.

Para el estudio de un tiristor se utilizan una serie de características que se dividen de la siguiente manera:

- A) Estáticas
- B) Dinámicas
- C) Térmicas
- D) de Disparo

2.2.4.1 Características estáticas.

Las dos terminales principales son el ánodo y el cátodo, y la circulación entre ellos es una corriente directa. Su característica principal es que permanece normalmente bloqueado hasta el momento en que se le hace conducir actuando sobre el electrodo de control (puerta). Como dicho instante de disparo puede gobernarse a voluntad y establecerse con precisión, entonces se puede determinar con exactitud los valores medios de corriente que se desee. Es un elemento unidireccional, al igual que el diodo debido a que una vez aplicada la señal de mando, en la puerta, deja pasar una corriente que solo puede tener un único sentido. Se puede así comprender porque se le refiere como rectificador controlado.

De acuerdo a las funciones del dispositivo se puede clasificar el SCR como:

- 1) Rectificador - ya que su funcionamiento es unidireccional, puede tambien controlar la fase a la cual debe conducir
- 2) Interruptor - como interruptor reemplaza a los relevadores, ya que son mas rápidos, no se flamean los contactos, no presenta el efecto de "rebote" y no sufren desgaste mecánico
- 3) Regulador - la posibilidad de ajustar su tiempo justo de disparo permite emplearlo para regular la potencia o la corriente media de salida
- 4) Amplificador - como la corriente de mando es mucho menor que la corriente principal existe un fenómeno de amplificación de corriente o de potencia.

En la Figura 2.7 se encuentra la curva característica típica de un tiristor, representandose I_A en función de la diferencia de tensión ánodo-cátodo, $I_A=f(V_{AK})$. Se toma como parámetro la corriente de puerta.

Se observa que cuando la tensión es cero, la corriente I_A también lo es. A la tensión en sentido directo, se le designará V_F , siendo F la inicial de "forward" (en inglés), mientras la tensión en sentido inverso V_R , siendo R la inicial de "reverse" (en inglés). Al crecer la tensión V en sentido directo se alcanza un valor mínimo (V_d) que provoca

el disparo. El tiristor se hace entonces conductor y cae la tensión de ánodo-cátodo mientras aumenta la corriente I_A . A esta corriente también se le puede denominar I_F . El disparo ha sido provocado, en este caso, por el aumento de la tensión directa.

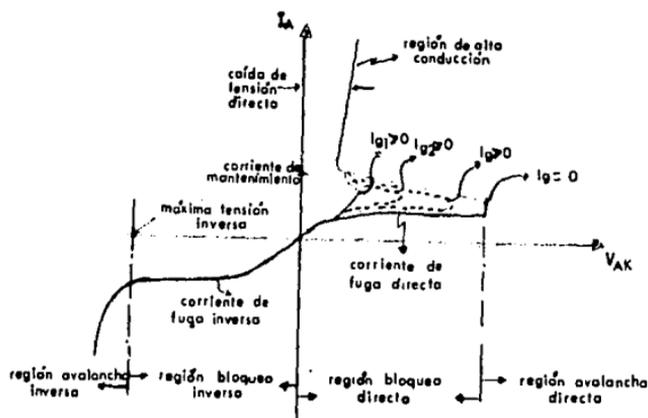


Figura 2.7 Curva característica de un tiristor.

En la zona de bloqueo directo, a medida que se incrementa la tensión directa, se llega a alcanzar el punto en que la multiplicación por avalancha tiene lugar. En este punto la corriente de fuga se incrementa rápidamente hasta que la corriente total a través del elemento es suficiente para llevar la ganancia sobre la unidad. El dispositivo entonces entra en la zona de alta conducción, con la

previsión de que la corriente de ánodo sea superior a la de mantenimiento, entonces el dispositivo entra en la zona de bloqueo directo, ya que la ganancia interna se reduce a valores menores que la unidad.

En la zona de polarización inversa el dispositivo presenta una característica análoga a la de un diodo de silicio convencional; una zona de bloqueo y una zona de ruptura (breakdown, en inglés) de carácter destructivo. Al aplicar una tensión inversa al dispositivo se observa la existencia de una débil corriente de fuga inversa IR. Este valor de corriente de fuga se mantiene, a medida que se va incrementando el valor de la tensión inversa, hasta llegar a un punto en el cual la corriente alcanza valores elevados, en forma brusca, provocando la destrucción del elemento. Tal situación se alcanza para un valor de tensión inversa llamada tensión inversa máxima, VRM. En realidad el dispositivo no debe trabajar con valores de tensión inversa de ese orden. De ahí que el valor sea accidental, VRSM (reverse surge maximum, en inglés).

Para magnitudes crecientes de la corriente de puerta, las zonas de la corriente de mantenimiento y la de ruptura se van angostando y también la tensión de disparo se ve disminuida. Para valores de corriente de puerta elevados, la característica de la zona directa se transforma en una similar a un rectificador PN. Se puede también observar en

la Figura 2.7 que el tiristor es conductor solo en el primer cuadrante.

Hasta ahora solo se ha considerado una forma de disparo, por aumento de la tensión ánodo-cátodo. La operación típica de disparo consiste en la aplicación de una tensión de polarización menor que la necesaria para el disparo por avalancha y el mismo que se produce mediante la inyección de portadores en la puerta.

Una vez que el dispositivo conduce, la puerta pierde el control para disparar el mismo. Es decir, la posibilidad de interrumpir la conducción queda en:

- a) reducir la corriente de ánodo por debajo del valor I_H ,
- b) polarizar el tiristor con una tensión inversa por un tiempo al menos igual al de apagado (necesaria para la recombinación de los portadores en la vecindad de la juntura de bloqueo), y
- c) abrir el circuito para interrumpir la corriente.

La influencia de la temperatura es únicamente despreciable para la característica de conducción. Se debe a que la característica de conducción de un tiristor es análoga a la de un diodo. Sin embargo, es importante para la consideración de la tensión de disparo V_{BO} , para la corriente de mantenimiento y para la corriente de fuga, como se muestra en la Figura 2.8.

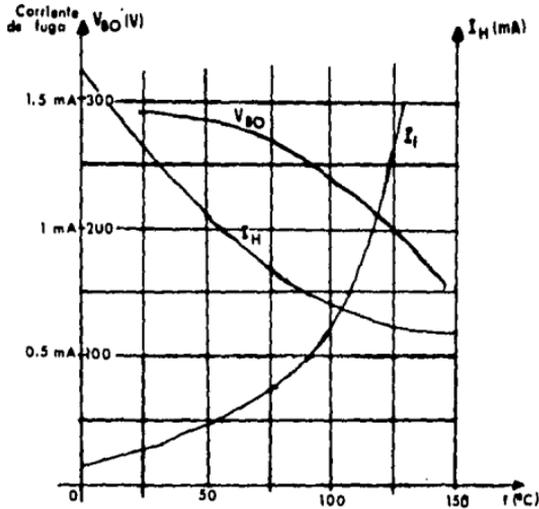


Figura 2.8 La tensión de disparo y la corriente de mantenimiento disminuyen cuando la temperatura aumenta.

2.2.4.2 Características dinámicas.

La forma mas común de disparo del tiristor es la inyección de un impulso a la puerta del mismo. Pero este impulso solo afecta, en primer lugar, a la zona del cátodo vecina al electrodo de mando (como se vió. en la sección 2.2.2). De ahí que el paso del tiristor del estado de bloqueo al de conducción está limitado a esta superficie, llamada zona primaria de disparo. El tiristor antes de entrar en la zona franca de conducción, pasa por dos etapas bien definidas:

- a) creación de una zona primaria de conducción, y
 - b) propagación del estado conductor a todo el dispositivo.
- Por lo tanto, el dispositivo no conduce directamente sino que presenta un cierto retardo. Al tiempo de retardo se le denomina t_{ON} y esta dada por:

$$t_{ON} = t_d + t_r$$

El tiempo de acondicionamiento o de retardo t_d (time delay, en inglés), se define como el tiempo que transcurre desde que el flanco de ataque de la corriente de puerta alcanza la mitad de su valor final (50%) hasta que la corriente de ánodo alcanza el 10% de su valor máximo sobre una carga resistiva, Figura 2.9. El tiempo t_d depende mucho de la corriente de mando y sobre todo del tiempo de subida de esa corriente. Varía desde $0.2 \mu s$ a $1 \mu s$ para tiristores de hasta 35 Amps., llegando hasta $5 \mu s$ para los tiristores de potencia. La Figura 2.9(b) muestra la variación de t_d en función de la corriente de puerta I_G de un tiristor de 35 Amps.

El tiempo de subida t_r (rise time, en inglés) se define como el tiempo necesario para que la corriente de ánodo I_A , pase del 10 al 90% de su valor máximo sobre una carga resistiva. También se puede definir como el tiempo necesario para que la tensión directa sobre el tiristor caiga del 90 al 10% del valor máximo previamente aplicado. La amplitud de la señal aplicada en la puerta juega un papel

importante en la limitación de t_r , como se muestra en la Figura 2.9(a). El tiempo de saturación del tiristor se denomina t_w .

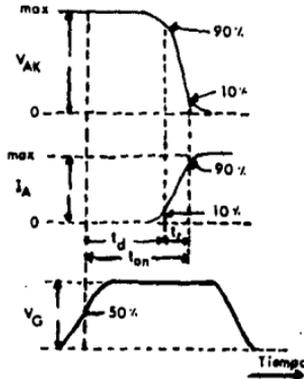


Figura 2.9(a) Características corriente-tensión en función del tiempo.

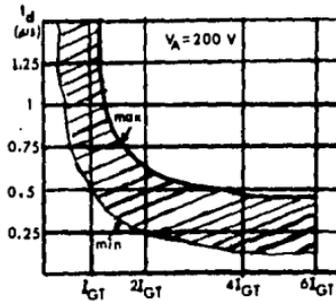


Figura 2.9(b) Representación de t_d en función de la corriente I_G .

Para que se produzca el disparo, el tiristor debe conducir una corriente suficiente, cuyo valor mínimo recibe el nombre de corriente de enganche I_L , donde L es la inicial de la palabra "latching", del inglés. El tiristor no se dispara si se suprime el impulso de puerta antes de que la corriente de ánodo alcanza el valor de I_L , que varía con el ancho y la intensidad de la corriente de impulso de mando, como se muestra en la Figura 2.10.

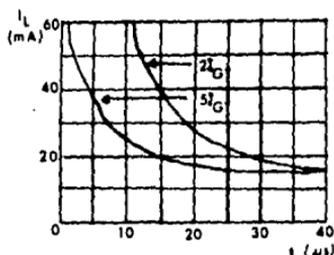


Figura 2.10 Variación de la corriente principal de disparo con el ancho del impulso de mando.

Este valor I_L es, en general, de dos a tres veces el valor de la corriente de mantenimiento (I_H) que, una vez desaparecido el impulso de puerta, ya es suficiente para mantener el disparo. Si la corriente es menor al valor de I_H el tiristor se bloqueará. También la extinción del tiristor se produce, como ya se vió, cuando se anula la corriente de ánodo directamente.

Una vez que el dispositivo se ha extinguido, debe transcurrir un cierto tiempo, t_{gr} , para volver a podersele

aplicar una tensión positiva y hacer que vuelva a conducir el tiristor.

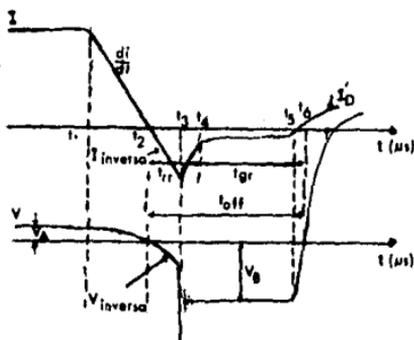


Figura 2.11 Características de extinción.

Para poder comprender mejor el proceso de bloqueo es necesario referirse a la Figura 2.11. Se desceba el tiristor en el tiempo t_1 . La corriente disminuirá según la pendiente di/dt ; la tensión en el tiristor, que era de 1 V o mas, disminuirá también ligeramente.

En t_2 se invierte la corriente y teóricamente debería bloquearse, si fuera un tiristor perfecto; pero como no lo es, se bloquea hasta t_3 . Se comporta como un corto circuito desde t_2 hasta t_3 .

Es necesario esperar hasta t_6 para poder aplicar nuevamente la tensión directa. Cuando el tiristor queda bruscamente sometido a la tensión inversa, los electrones que constituyen la corriente directa y que se dirigían hacia

el ánodo, son reenviados en sentido inverso. Asimismo, los huecos invierten su movimiento. Estos portadores son numerosos, por lo que la corriente inversa adquiere un valor importante. Las barreras de potencial de JA y JK recuperan sus características primitivas con bastante rapidez, puesto que la corriente inversa enrarece la cantidad de portadores minoritarios en la capa de bloqueo y en la capa de gobierno. Se observa que estas barreras, una vez reconstruidas, favorecerán el regreso de los huecos a la capa de ánodo y de los electrones a la capa de cátodo. La corriente inversa decrece, puesto que las uniones JA y JK quedan bloqueadas. La unión de gobierno JC contiene todavía cierta cantidad de portadores, cuyo desplazamiento es lento por dos motivos:

- a) JA y JK, bajo tensión inversa, dejan pasar únicamente una pequeña corriente residual,
- b) JC está bajo tensión directa y, por lo tanto, su campo eléctrico es muy pequeño.

Los electrones residuales de la corriente directa, que se encuentran acumulados en JC, atraviesan la capa de gobierno (tipo P) para la cual son portadores minoritarios. Algo análogo sucede con los huecos en la capa de bloqueo (tipo N). Para que JC pueda bloquear la tensión directa, es preciso esperar que estos portadores minoritarios desaparezcan, unos por recombinación y los otros a través de JA (huecos) o JK (electrones). Esta desaparición corresponde a la mayor parte del tiempo de bloqueo.

El tiempo de extinción t_{OFF} será la suma del tiempo de recuperación inversa t_{rr} (reverse recovery time, en inglés) y del tiempo de recuperación de puerta t_{gr} (gate recovery time, en inglés). El tiempo de extinción t_{OFF} varía desde 5 μs para los tiristores rápidos, hasta 50 μs e inclusive 400 μs para los tiristores muy grandes.

En general, se puede afirmar que el tiempo de extinción varía en función de:

- a) temperatura, cuando la temperatura de la unión no es uniforme y existe un punto "caliente", lo que sucede después de una sobrecarga en di/dt , aumenta t_{OFF} .
- b) intensidad y derivada de la corriente, cuanto mas intensa es la corriente, mas portadores minoritarios hay, a nivel de las uniones a bloquear, y mas largo es el tiempo de extinción. Por otra parte, una pendiente débil de bajada de di/dt permite la desaparición de los portadores minoritarios de una forma gradual, antes de la extinción.
- c) tensión inversa, con cuyo aumento se reduce el t_{OFF} .

2.2.4.3 Características térmicas.

Se ha visto que las pérdidas del tiristor son pequeñas si se comparan con la potencia gobernada en la carga. Sin embargo, debido a que la masa del cristal es pequeña, estas pérdidas elevan sensiblemente la temperatura del tiristor. El calor aparece en las uniones y alrededor de la puerta, y

debe ser conducido al ambiente a través del cristal y de los contactos metálicos que forman el ánodo y el cátodo.

La energía eléctrica disipada en el tiristor, independientemente del sentido en el que circula la corriente, aparece en la forma de energía térmica, en las uniones, de tal manera que esa potencia perdida aparece a través del calentamiento de la juntura. En términos reales, esta cantidad de energía disipada en forma calorica es insignificante con respecto a la energía total puesta en juego en el circuito. El nivel energético a partir del cual se produce la elevación de la temperatura de la unión viene fijado por la temperatura ambiente. Teniendo en cuenta que las temperaturas de trabajo industriales son del orden de los 50 a 60 ° C, y que la máxima temperatura soportada por el tiristor es de 125 ° C. Entonces se debe proveer al dispositivo de un disipador capaz de asegurar su refrigeración eficaz. En algunos casos es necesario, para el manejo de potencias grandes, una refrigeración de caracter forzado. Estas pueden ser por las corrientes de convección del aire del ambiente, por una corriente forzada de aire o incluso por circulación de agua.

No es posible medir la temperatura de la unión, T_j , directamente, por lo que es necesario determinar la temperatura en el cuerpo del tiristor y la temperatura del disipador. Cuando el dispositivo funciona en régimen permanente, se establece un equilibrio térmico entre las

uniones y el ambiente. Es decir, la energía térmica radiada en cada segundo, por el disipador, compensa exactamente la potencia disipada en el cristal. La cantidad de calor que se desprende del cristal es proporcional a la diferencia existente entre la temperatura de unión y la de ambiente. Por analogía con la Ley de Ohm se puede definir la diferencia de potencial térmico a la diferencia de temperaturas y se puede definir una corriente de conducción térmica como la cantidad de calor que escapa a cada segundo del disipador. De esto se obtiene el término de resistencia térmica, la cual determina la circulación térmica entre la unión y el ambiente. Su unidad de medición es de grados centígrados o celsius por Watt (C/W).

La potencia disipada que se muestra en forma de calor y que eleva la temperatura de la unión se da, en la práctica, con la ecuación:

$$T_j - T_c = PR_{th}$$

donde:

T_j es la temperatura de la unión (C)

T_c es la temperatura de la cápsula (C)

P es la potencia media disipada en la unión (W)

R_{th} es la resistencia térmica unión-cápsula (C/W), esto es en régimen estable.

Esta ecuación sirve para calcular la potencia máxima admisible con corriente continua cuando se toma T_j como la temperatura máxima.

La temperatura de la cápsula T_c (C es la inicial de case, del inglés) es la que se mide en la cápsula que encierra el cristal, en el punto mas caliente. Este punto es el mas cercano a las uniones y el mas accesible desde el exterior.

La potencia disipada en la unión de un tiristor depende de:

- a) pérdidas por conducción directa
- b) pérdidas por conmutación durante el disparo y la extinción
- c) pérdidas por corriente de fuga durante el estado de bloqueo directo
- d) pérdidas por corriente de fuga durante el estado de bloqueo inverso.

El fabricante suele proporcionar una familia de curvas que indican la potencia media disipable, por un tiristor, en función del ángulo de conducción, cuando se trabaja con una tensión senoidal y frecuencia de hasta 400 Hz. En la Figura 2.12 se muestra una de estas curvas. La potencia media disipada está en función de la corriente directa media para distintos valores del ángulo de conducción.

a) tensión máxima de disparo; es la tensión de disparo mínima de las unidades mas difíciles de disparar de la familia de tiristores. Con toda seguridad, bajo esta tensión, todas las unidades se disparan.

b) corriente máxima de disparo; es la corriente de puerta mínima de las unidades mas difíciles de disparar. Con esta corriente, con toda seguridad, todas las unidades de la familia se disparan.

También es útil conocer la tensión mínima y la corriente de disparo para saber por debajo de que valores las unidades mas fáciles de disparar, no se disparan. Es preciso que estos valores no se alcancen antes del instante deseado.

La Figura 2.14 muestra, para tres temperaturas, las regiones limitadas por la tensión máxima de disparo, la corriente mínima y las dos características límites. Como ejemplo, se denominará un punto de funcionamiento M en la región correspondiente a la temperatura de 25 ° C. Por lo tanto, se produciría el disparo de todas las unidades a 25 ° C, en el punto M. No obstante, a temperatura mas baja, solo se dispararía una pequeña parte de las unidades de la familia considerada. En las condiciones mas desfavorables (-65 ° C) la tensión máxima de disparo es de 2 V y la corriente máxima de disparo de 30 mA. Se comprueba también que el disparo es mas fácil cuando la temperatura aumenta.

Se observa que las condiciones de disparo son independientes del circuito de carga del tiristor, ya que la

puerta no sirve mas que para provocar la avalancha local. Esta es, como se vió en las secciones anteriores, la primera fase del disparo.

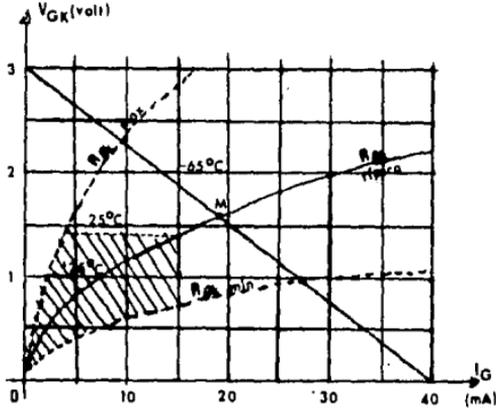


Figura 2.14 Ejemplo de características de disparo.

La importancia de saber manejar el disparo del tiristor en el momento preciso permite tener un control exacto del dispositivo. En la Figura 2.15 se tienen las formas de onda de la tensión en las terminales de un SCR y la tensión en la carga para diferentes ángulos de disparo y ángulos de conducción. Se define el ángulo de conducción como el número de grados de un ciclo de CA durante los cuales el dispositivo está en conducción o disparo. El ángulo de disparo es el número de grados de un ciclo de CA que transcurren antes de que el dispositivo pase al estado de

conducción. Estos terminos están basados en la noción de que el periodo equivale a 360 grados (360°). El ángulo de disparo y el ángulo de conducción siempre totalizan 180° .

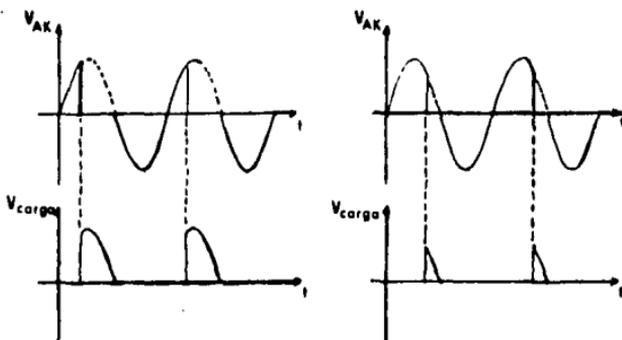


Figura 2.15 Formas de onda ideales de la tensión en las terminales del SCR (V_{AK}) y la tensión en la carga. (a) para un ángulo de disparo de 60° , y un ángulo de conducción de 120° . (b) Para un ángulo de disparo de 135° , y un ángulo de conducción de 45° .

Se observa en la Figura 2.15, que cuando el SCR se dispara, la tensión de la fuente se aplica a la carga. La tensión de la carga sigue la tensión de la fuente por el resto del semiciclo positivo. Esto sucede hasta que la tensión de la fuente pasa por cero y hace que se bloquee el SCR.

El saber controlar el tiristor correctamente, propicia al usuario la posibilidad de utilizarlo en un sinfin de aplicaciones.

2.3- Rectificación Controlada.

2.3.1 Generalidades.

Los rectificadores controlados forman la gran mayoría de convertidores que emplean semiconductores de potencia. Se utilizan para variar el valor medio de la tensión directa aplicada al circuito de carga. Esto se logra con la colocación de tiristores entre el circuito de carga y la fuente de alimentación. Algunas de sus aplicaciones principales son las siguientes:

1. Sistemas de control de velocidad para motores de corriente directa.
2. En procesos electroquímicos y electrometalúrgicos.
3. Fuentes de poder magnéticas.
4. Convertidores de corriente directa a la entrada de líneas de transmisión.
5. Herramientas portátiles.

Los rectificadores controlados se pueden utilizar en sistemas de control de lazo cerrado. Trabajan como amplificadores operacionales de alta potencia en donde el ángulo en el cual se encienden los tiristores varía con la respuesta de una señal de error. En general se puede utilizar una fuente de alimentación de CA monofásica para rectificadores que tienen una potencia de hasta 2 kW, pero para potencias más elevadas es recomendable utilizar fuentes de CA trifásicas.

Se pueden construir una gran variedad de circuitos de rectificadores controlados y cada uno se puede clasificar de dos formas. Se puede clasificar de acuerdo al número de fases de la fuente de alimentación o se puede clasificar de acuerdo al número de pulsos de corriente que pasan a través del circuito de carga durante un ciclo completo de la fuente de alimentación. Cada circuito de rectificadores controlados varía con respecto a otro, por sus características independientes de tensión de salida y ángulo de conducción. Dependiendo de la aplicación que se le vaya a dar al rectificador controlado se va a determinar la configuración necesaria.

Existen muchas aplicaciones industriales en las cuales se requiere la regulación del valor medio de la tensión en la carga o, en general, de la potencia de salida. En tales casos, suelen utilizarse circuitos rectificadores controlados, que consisten básicamente de circuitos rectificadores en los que se sustituyen, total o parcialmente, a los diodos por tiristores.

Se pueden utilizar montajes mixtos de tiristor y diodo debido a razones de economía y simplicidad en las etapas de disparo. Generalmente, se sustituyen por tiristores los diodos que tengan un electrodo en común, ya sea el ánodo o el cátodo. Cuando se desea una variación de la potencia desde cero en la carga, se utiliza una disposición de tiristores de tipo cátodo común, ya que esta permite el

control de los dispositivos a través de un único generador de impulsos.

Se analizará inicialmente el funcionamiento de los circuitos rectificadores controlados en el caso más general olvidando por el momento los circuitos de disparo. Para ello bastará recordar solamente que el tiristor es un dispositivo semiconductor rectificador, al igual que el diodo, pero con un tercer electrodo de control (puerta). Apesar de estar polarizado correctamente, Vak positivo, no conduce si no hay pulso de entrada a la puerta.

2.3.2 Variación de la potencia por ángulo de conducción.

El control por ángulo de conducción o control por fase es un proceso de conmutación que conecta la fuente a la carga. Consiste en el control del disparo en cada ciclo, retardando sistemáticamente el instante de disparo mediante la introducción de una constante de tiempo, obtenida generalmente mediante la utilización de un circuito RC. Un circuito típico se puede observar en la Figura 2.16.

El capacitor se carga a través de la resistencia R_s , retardando el momento en que se alcance la tensión de disparo. La forma de onda de la tensión de salida es solo una fracción de la semionda positiva (para este caso), con lo cual se reduce el valor medio de la corriente en la carga. La temporización depende de: a) la constante de tiempo RC y, b) la pendiente de la tensión de ánodo. El

objetivo del diodo D_1 es de descargar el capacitor durante el semiciclo negativo, evitando así la aplicación de una fuerte tensión negativa a la puerta. Como esta actuando sobre la resistencia R_s , se dispone de un medio cómodo para variar el ángulo de conducción; solo se tiene que cambiar por una resistencia variable o un potenciómetro.

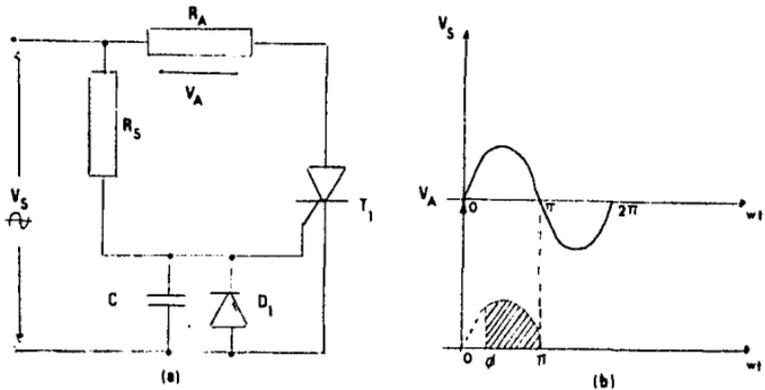


Figura 2.16 (a) Circuito RC. (b) Formas de onda.

La Figura 2.17 muestra un circuito donde el ángulo de bloqueo α , durante el cual no puede pasar la corriente, varía aproximadamente entre 0° y 180° (grados). En el semiciclo positivo el capacitor se cargará hasta el punto de disparo del tiristor en un tiempo determinado por la constante dada por RC y por el incremento en la tensión de ánodo. Durante el semiciclo negativo el capacitor C se

carga al valor pico de la tensión a través de D2 de tal manera que este comienza siempre a un nivel de carga constante.

Como la corriente de disparo debe provenir de la tensión de alimentación de línea y pasar a través de la resistencia. El capacitor debe ser seleccionado de tal forma que su corriente de carga sea alta en relación a IGT, en el instante del mayor atraso deseado. También se puede seleccionar el valor máximo de R para producir la IGT en el mayor atraso deseado, utilizando la tensión de línea menos la caída IR de la carga en ese punto. De esta manera se puede seleccionar C, de tal forma que produzca la VGT en ese mismo punto.

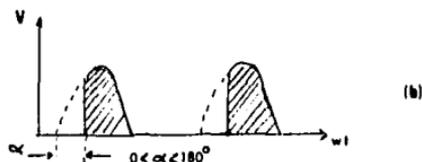
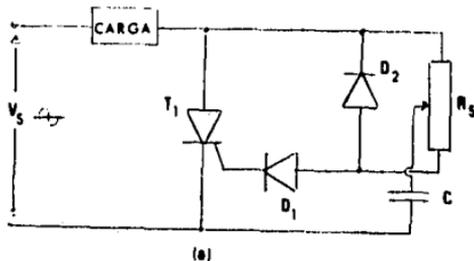


Figura 2.17 (a) Circuito RC. (b) Formas de onda.

La dificultad en este tipo de control estriba en la no linealidad que existe en la función de transferencia, como se muestra en la Figura 2.1B. Esto se debe a que la salida depende fuertemente de I_{GT} y este a su vez varía con la temperatura y con dispositivos distintos.

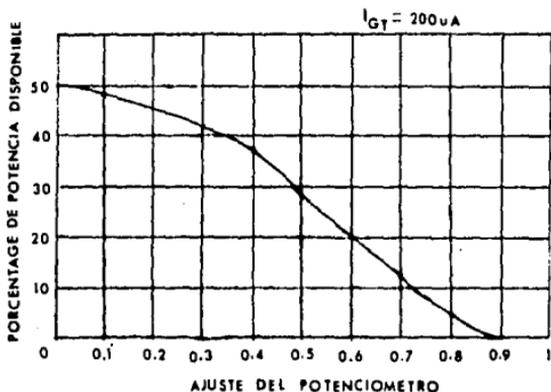
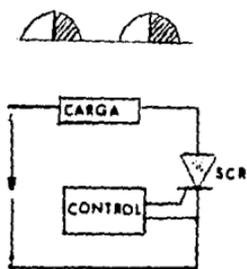


Figura 2.1B Función de transferencia.

2.3.3 Circuitos típicos de rectificadores controlados.

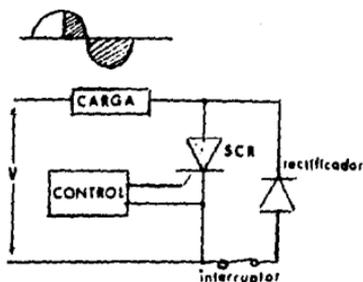
Hay muchas formas de lograr un control de fase con el tiristor. La más simple de ellas es el control de media onda, que utiliza un SCR, para el control de la corriente de carga en una sola dirección. Por ejemplo en la Figura 2.19(a), el circuito es utilizado para cargas que requieren de un control de la potencia desde cero hasta la mitad de la onda completa (0 a 90°) y que también permite el paso de la

corriente directa. El agregado de un rectificador, en el caso de Figura 2.19(b), provee un medio ciclo de potencia fijo, aumentando el rango de control de potencia, de un valor mínimo de medio ciclo a un valor máximo de ciclo completo. La desventaja de este circuito es la introducción de una fuerte componente de corriente continua.



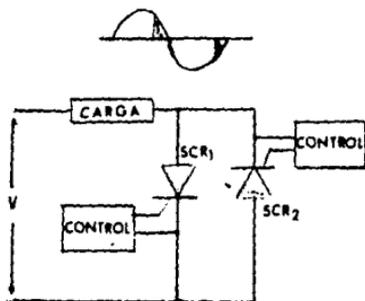
media onda controlada

(a)



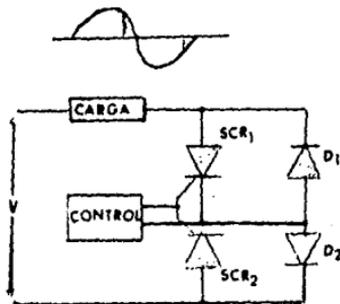
media onda fija controlada

(b)



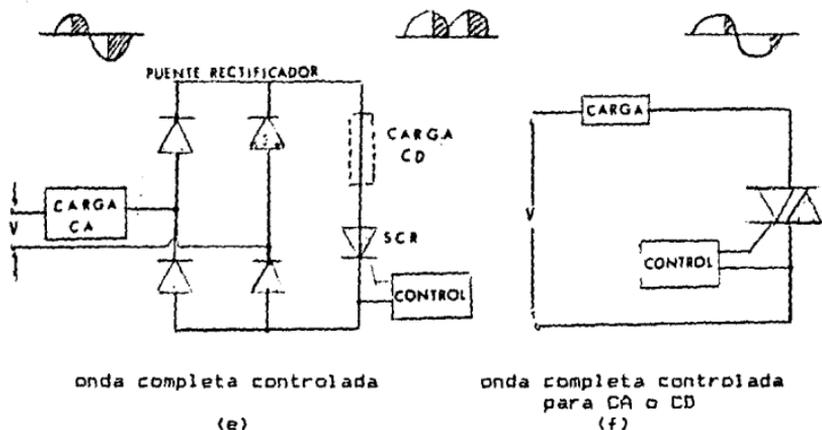
onda completa controlada

(c)



onda completa controlada

(d)



onda completa controlada

(e)

onda completa controlada para CA o CD

(f)

En la Figura 2.19(c) se utilizan dos SCR, que controlan desde cero a un valor de ciclo completo. Requiere de un aislamiento en las señales de control, así como dos circuitos de control para los SCR o un acoplamiento con un transformador de pulsos y un solo circuito de control. Mediante ángulos de disparo iguales se obtienen ondas de salida simétricas sin componentes de corriente continua.

Una alternativa para el control de onda completa se muestra en la Figura 2.19(d). Este presenta la ventaja de tener un cátodo común y conexión de puerta común para los dos SCR. Los dos rectificadores D1 y D2, impiden la aplicación de una tensión inversa a los SCR. La desventaja de este circuito es la reducción en la eficiencia, debido a la pérdida de potencia ocasionada durante la conducción.

El circuito de la Figura 2.19(e) utiliza un SCR acompañado de un puente rectificador y puede ser utilizado para el control de onda completa CA o CD. La pérdida producida en los rectificadores lo hacen el menos eficiente y crea problemas en la conducción. Las ventajas de este circuito se basan en la utilización de un solo SCR, en ambos semiciclos de la corriente alterna. De esta forma existe una mayor utilización del dispositivo. La elección del circuito dependerá de factores económicos y los requerimientos que se tengan para su funcionamiento. Finalmente uno de los circuitos mas simples para el control de potencia es el de la Figura 2.19(f), que utiliza un TRIAC como dispositivo, siendo este un circuito simple, eficiente y fácil de realizar.

2.3.4 El proceso de conmutación.

Una vez que se logra que el SCR conduzca, permanece en estado de conducción permanente a menos de que la corriente de ánodo (o la tensión de ánodo) sea reducida a valores próximos a cero, siempre y cuando mantenga esos valores durante el tiempo suficiente para la extinción. Se pueden emplear métodos diferentes para conmutar o apagar al SCR, y el método depende de la utilización que se le va a dar al tiristor en un circuito particular. En el caso de diodos normales utilizados en circuitos rectificadores no

controlados, la conmutación se produce en forma llamada natural o por línea.

2.3.5 Conmutación en rectificación controlada.

2.3.5.1 Conmutación por línea.

Se emplea en circuitos excitados por una fuente de alterna en serie con el dispositivo, donde la corriente necesariamente cae a cero en algún punto del ciclo. A partir de ese momento, la tensión de directa aplicada al tiristor se hace negativa y como consecuencia de ello el tiristor, con corriente de puerta cero, conmuta. Es importante recordar que la tensión negativa se mantenga por lo menos el tiempo de apagado del dispositivo "toff".

Este tipo de conmutación se utiliza en la mayoría de los circuitos de control por ángulo de fase o por variación de la potencia media entregada. Se utiliza también en controles de alterna determinados tales como control de iluminación, velocidad de motores en bombas, etc.

2.3.5.2 Conmutación por carga.

En este caso la conmutación se produce debido a los efectos de la carga sobre el circuito rectificador. En realidad, siempre existe una tendencia natural a que la corriente caiga, luego de un tiempo, en la propia carga. Como para el caso de cargas que trabajan en CA, la corriente se hace cero, por la propia alimentación, generando la

conmutación por línea. La conmutación por carga se utiliza en circuitos con alimentación de CD, exclusivamente. En el caso de la conmutación por carga, el método que se utiliza es el de generar en la carga, mediante el agregado de capacitores, un circuito de oscilación. De tal forma que al cabo de cierto tiempo la corriente de carga y la corriente de ánodo pasan por cero. Como consecuencia de ello el tiristor se apaga. En la Figura 2.20 se observa el cambio en el circuito.

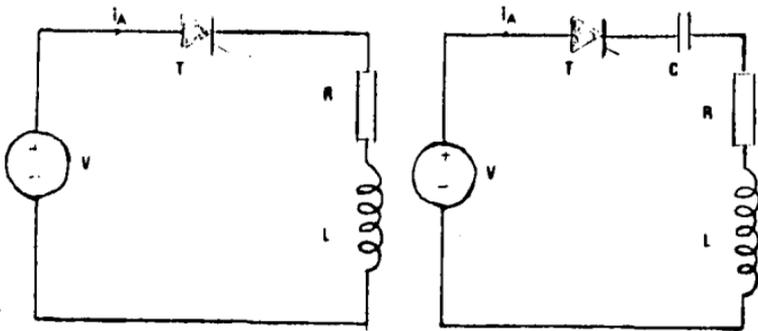


Figura 2.20 Conmutación por carga.

2.3.5.3 Conmutación forzada.

Existen situaciones en las cuales el agregado de un capacitor en el circuito de carga resulta antieconómico o inconveniente (el capacitor puesto en serie con la carga

requiere de una corriente elevada). En tales casos se utiliza la conmutación forzada. Un circuito típico de conmutación forzada es el que se observa en la Figura 2.21.

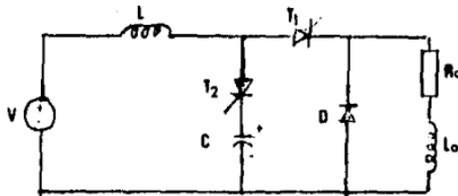


Figura 2.21 Conmutación forzada.

Al tiristor que va a conmutar se le llama, tiristor principal, T_1 . El tiristor auxiliar, T_2 , es utilizado en el proceso de conmutación conjuntamente con el capacitor C. El diodo volante D tiene por objeto descargar la energía acumulada en el inductor de carga cuando el tiristor principal está en "off" (bloqueado).

2.3.6 Métodos alternativos de conexión de los SCR a la carga.

2.3.6.1 Control unidireccional de onda completa.

La Figura 2.22(a) muestra como dos SCR pueden combinarse con un transformador de toma central para efectuar un control de onda completa. Este circuito se asemeja bastante al rectificador de onda completa para un

fuente de alimentación de CD. Cuando el devanado secundario está en el semiciclo positivo, positivo arriba y negativo abajo, el SCR1 puede dispararse. Esto conecta la carga a la mitad superior del devanado secundario del transformador.

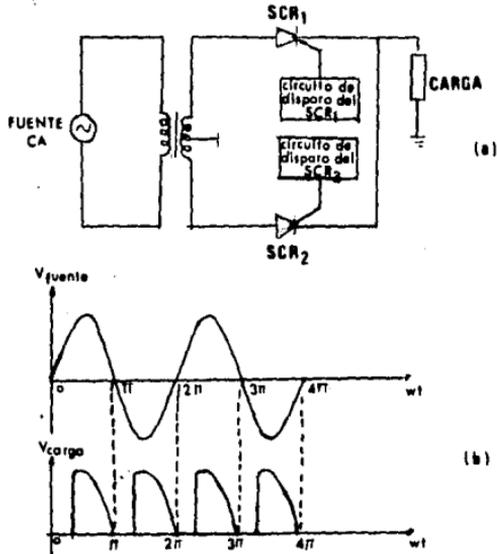


Figura 2.22 (a) Control de potencia de onda completa con rectificación y dos SCR. (b) Formas de onda.

Cuando el devanado secundario se encuentra en el semiciclo negativo, el SCR2 puede dispararse, conectando la carga a la mitad inferior del devanado secundario. La corriente a través de la carga siempre fluye en la misma dirección, tal como sucede en una fuente de CD de onda completa. La Figura 2.22(b) muestra las formas de onda de la tensión en la carga

y de la tensión de CA de la línea para un ángulo de disparo de 45° aproximadamente. La Figura 2.22(a) muestra dos circuitos de disparo, uno para cada SCR. A menudo estos dos circuitos pueden combinarse en uno solo para poder asegurar que el ángulo de disparo sea el mismo en ambos semiciclos.

2.3.6.2 Control bidireccional de onda completa.

Otra configuración muy común de los SCR es la mostrada en la Figura 2.23.

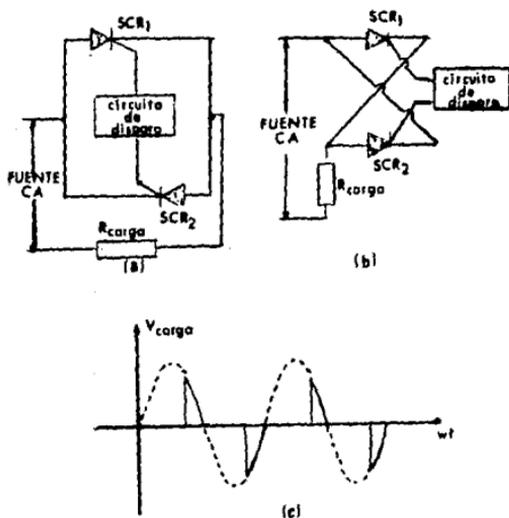
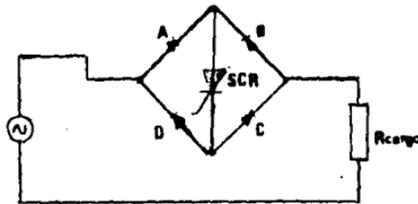
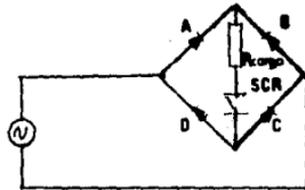


Figura 2.23 (a) Control de potencia de onda completa sin rectificación con dos SCR. (b) Mismo circuito dibujado de otra manera. (c) Formas de onda.

En este circuito, el SCR1 puede dispararse durante el semiciclo positivo y el SCR2 durante el semiciclo negativo. La corriente por la carga no es unidireccional. La Figura 2.23(c) muestra la forma de onda de la tensión en la carga para un ángulo de disparo de 120° aproximadamente. La Figura 2.23(b) muestra el mismo circuito dibujado de otra forma.



(a)



(b)

Figura 2.24 Puente de onda completa con un SCR.
(a) Carga conectada a una de las líneas de alimentación.
(b) Carga conectada en serie con el SCR.

2.3.6.3 Circuitos puente con SCR.

Un solo SCR puede controlar ambas alternancias de una fuente de CA cuando se conecta como se muestra en la Figura 2.24. Cuando la línea de CA está en su semiciclo positivo, los diodos A y C están polarizados directamente. Cuando el SCR se dispara, la tensión de línea es aplicada a la carga. Cuando la CA está en su semiciclo negativo, los diodos B y D están directamente polarizados. Nuevamente la tensión de línea es aplicada a la carga cuando el SCR se dispara. La forma de onda en la carga es similar a la mostrada en la Figura 2.23(c). La tensión en la carga no se rectifica.

La Figura 2.24(b) muestra un puente rectificador controlado por un solo SCR. Esta vez, la carga está conectada en serie con el SCR. La corriente de carga es unidireccional, y su forma de onda de tensión es similar a la mostrada en la Figura 2.22(b). En este caso la tensión en la carga sí está rectificada.

2.4- Métodos de disparo del SCR.

2.4.1 Generalidades.

La habilidad de un tiristor (SCR o triac) de conmutar del estado conductor al de bloqueo en respuesta a una pequeña señal de control es el factor clave en la utilización del control de potencia. El disparo del tiristor requiere que la fuente que propicie el pulso de disparo tenga suficiente corriente de puerta y tensión de ánodo. Por supuesto, no deben excederse de las características del tiristor. La impedancia de la fuente de disparo, tiempo de ocurrencia, duración de la señal de disparo y sus condiciones en el estado de bloqueo son algunos de los factores de diseño. Se distinguen tres modalidades de disparo, según la forma de la señal:

1. Corriente continua,
2. Corriente alterna,
3. Impulsos o trenes de onda.

2.4.2 Circuitos de disparo.

Se requiere encontrar la forma más sencilla y económica para disparar un SCR. Para poder definir el sistema de disparo es importante tomar en consideración todas las características del circuito.

La Figura 2.25 muestra un método sencillo para obtener de la red de alimentación una corriente de puerta para el disparo del SCR cuando el ánodo es positivo con respecto al

cátodo. Tan pronto se dispara el SCR, la tensión del ánodo cae a su valor de conducción y la corriente de puerta baja a cero. La resistencia R limita el pico de corriente de puerta. El diodo en el circuito de puerta se coloca para evitar la aplicación de una tensión inversa entre el cátodo y la puerta durante la parte inversa del ciclo.

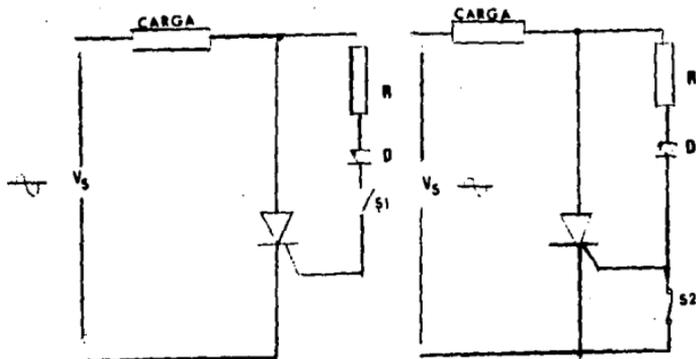


Figura 2.25 Circuito sencillo de disparo del SCR.

Otra forma de conectar estos elementos es colocando el diodo entre el cátodo y la puerta. La conducción se inicia al cerrar el interruptor $S1$ de la Figura 2.25(a) o abriendo el contacto $S2$ en la Figura 2.25(b). La interrupción de la corriente de carga ocurre medio ciclo después de haber abierto $S1$ o haber cerrado $S2$ debido a la inversión de la tensión de línea.

Simples combinaciones de resistencias, capacitores y diodos pueden disparar y controlar los SCRs. Trabajan el

rango completo de los 180° grados eléctricos y su funcionamiento es adecuado a temperaturas comerciales. En el esquema anterior la resistencia debe proveer a la puerta la corriente necesaria para hacer conducir al SCR. Estos circuitos funcionan bien con SCRs que tienen buena sensibilidad en la puerta. Entre menos sensible la puerta, la resistencia debe ser mas pequeña y su capacidad de potencia mas grande. Los circuitos simples de disparo que utilizan resistencias y capacitores dependen de las características de disparo del SCR que se esta utilizando. Además el nivel de potencia del circuito de control debe ser alto, debido a que toda la corriente de disparo debe fluir a través de la resistencia. Este tipo de circuitos no se prestan a ser automatizados ni a formar parte en los sistemas de control.

Por otro lado el disparo por pulsos o tambien llamado tren de pulsos, se puede adaptar a las tolerancias dadas por las características de disparo de los diferentes dispositivos. El nivel de potencia es bajo para el control del pulso debido a que la energía de disparo (IGT, VGT, t) requerida se puede almacenar lentamente y se puede descargar rápidamente en el instante deseado. La utilización del disparo por medio del tren de pulsos permite que componentes y transductores pequeños, de baja potencia y de pequeña señal, controlen tiristores de alta potencia. En la Figura 2.26 se muestran varios circuitos de disparo de tiristores.

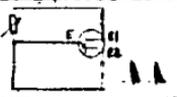
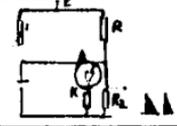
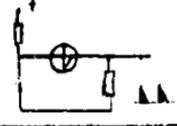
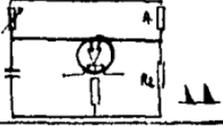
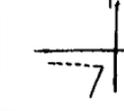
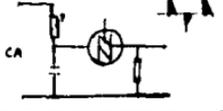
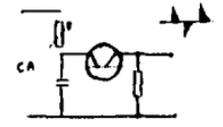
	TIPO	CARACTERISTICA	CIRCUITO BASICO
UNIDIRECCIONAL	UJT Transistor Uniunion		
	PUT Transistor Uniunion Programable		
	SUS Conmutador Unilateral de Silicio		
	SCS Conmutador Controlado de Silicio		
BIDIRECCIONAL	SBS Conmutador Bilateral de Silicio		
	DIAC		

Figura 2.26 Circuitos básicos de disparo.

2.4.3 Disparo por impulsos o trenes de onda.

2.4.3.1 Disparo por impulso único.

El disparo por impulsos permite una potencia de pico superior a la potencia media de puerta admisible y pueden aplicarse criterios de tolerancia mas amplios al circuito de disparo. Además, es posible reducir a un valor mínimo el retardo entre la señal de puerta y la subida de la corriente de ánodo, lo que permite obtener una sincronización muy precisa. Finalmente, se reduce la disipación debida al incremento de la corriente residual en las proximidades del nivel de conducción. Estas tres razones explican la preferencia que se concede, cuando es posible hacerlo, a esta modalidad de disparo, que proporciona a su vez una disminución en la potencia disipada y en la precisión del disparo. El tiempo de retardo t_d disminuye cuando aumenta la amplitud del impulso de mando y tiende a 0.2 o 0.5 μs para impulsos de 500 mA o mas. Cuando se usan impulsos de una o varias decenas de microsegundos de duración, se suele considerar que el disparo se hace en corriente continua.

En la práctica, es conveniente tener en cuenta los principios siguientes para obtener resultados óptimos (en los casos mas generales):

- a) El circuito de puerta debe atacarse, preferentemente, con un generador de corriente;

- b) La corriente de mando, I_{GT} , debe ser bastante mayor que la especificada como mínima; por ejemplo, entre 3 y 5 veces I_{GT} (Figura 2.27);
- c) El tiempo de subida debe ser lo mas corto posible, de 0.1 a 1 μs , sobre todo si el tiristor debe soportar una fuerte rampa de corriente tras el disparo;
- d) La duración del impulso debe ser tal que la corriente de mando permanezca por encima de la I_{GT} en tanto no se alcance la corriente de enganche anódica.

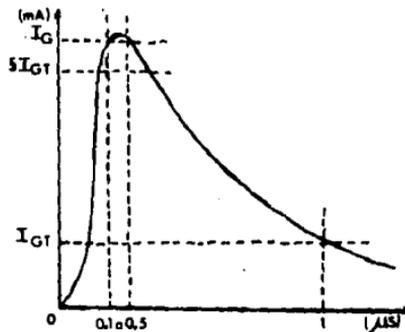


Figura 2.27 Forma del impulso de corriente de puerta.

Conviene además reservarse un margen de seguridad, que es obligatoriamente importante en el caso de circuitos con carga inductiva en los que los fenómenos son mas complejos.

Así, por ejemplo, en el caso de la Figura 2.28, la corriente del tiristor es la suma de dos corrientes,

$i_1 + i_2$, debidas, la primera a la descarga del circuito RC y la segunda a la carga inductiva.

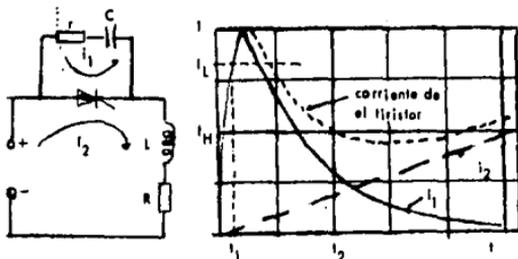


Figura 2.28 Comportamiento del circuito en el disparo del tiristor.

Por esto, y si $L/R > rC$, el impulso de disparo no puede cesar en el instante t_1 , pues en el t_2 la corriente de ánodo I_A se hace inferior a la de mantenimiento I_H y dejaría de conducir el tiristor.

2.4.3.2 Disparo por trenes de ondas.

En el funcionamiento en CA con cargas inductivas y con tiristores, la corriente en el elemento inductivo persiste algún tiempo después del cruce por cero de la primera semionda de tensión en la que se produjo el disparo (el desfase corresponde poco más o menos al ángulo α del $\cos \varphi$ de la carga).

Puede suceder entonces que esa corriente no se anule hasta después de pasado el siguiente impulso de disparo del tiristor; por consiguiente, el tiristor permanecerá conduciendo hasta pasado el impulso y se bloqueará luego, no existiendo entonces posibilidad alguna de que vuelva a conducir antes de la llegada de la semionda siguiente, de igual polaridad que la primera. Resulta pues una rectificación de corriente que puede deteriorar los circuitos conectados en la rama. Esto es lo que muestran las curvas correspondientes de la Figura 2.29, en a y b, para los impulsos de disparo correspondientes.

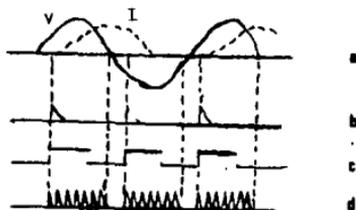


Figura 2.29 (a) Utilización de un triac en CA sobre carga inductiva, (b) Si el control se hace por impulsos cortos y aislados, (c) Para evitar este fenómeno se puede prolongar la duración de los impulsos, (d) o usar trenes de impulsos.

Para evitar este fenómeno es necesario:

- O bien ampliar la duración de cada impulso (curva c);
- O bien enviar trenes de impulsos repetitivos hasta el término de cada semionda (curva d).

Esta segunda solución presenta la ventaja de consumir poca energía, del circuito de mando. Además facilita el ataque al tiristor por transformador. En las Figuras 2.30 y 2.31 pueden verse algunos de los circuitos básicos que se pueden utilizar.

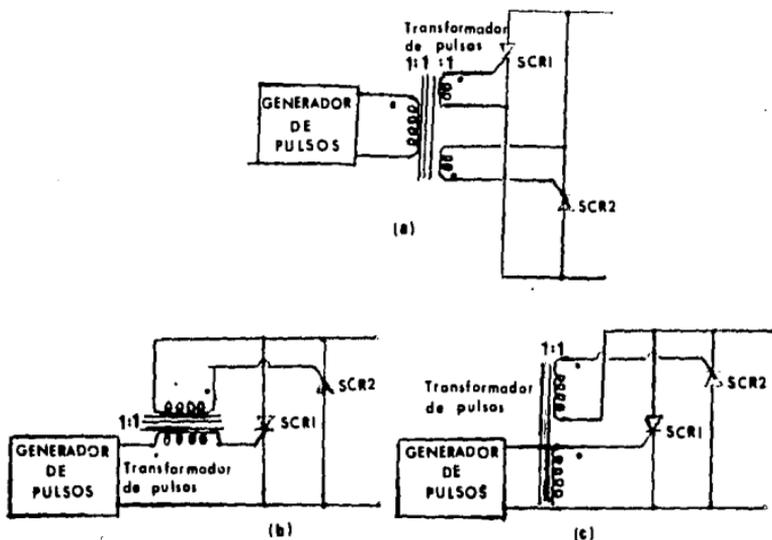


Figura 2.30 Circuitos prácticos con transformadores de pulsos con (a) dos devanados secundarios y, (b y c) con un devanado secundario.

2.4.4 Transformador de pulsos.

Generalmente se utilizan transformadores de pulsos para acoplar un generador de pulsos de disparo a un tiristor y de esta manera tener un aislamiento eléctrico entre los dos

circuitos. Existen en el mercado una gran cantidad de transformadores que se utilizan para este propósito.

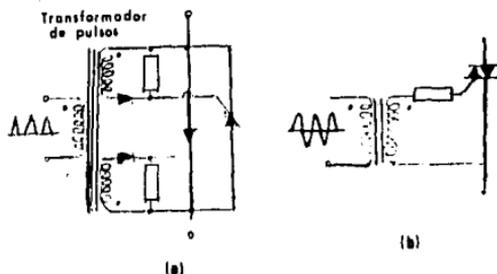


Figura 2.31 Otros ejemplos de disparo: (a) para dos tiristores en antiparalelo con diodos de protección, (b) para un triac.

Los transformadores que se utilizan generalmente en el control de tiristores son dos:

- a) Uno que tiene dos devanados con relación 1:1 (un primario y un secundario), (Figura 2.30(b y c)).
- b) Otro tiene tres devanados con relación 1:1:1 (un primario y dos secundarios). (Figura 2.30(a)).

En la Figura 2.32 se muestra como el transformador se puede conectar directamente entre cátodo y puerta. Se le puede agregar una resistencia R para reducir la corriente de enganche del SCR o para balancear las corrientes de puerta en el transformador de tres devanados conectado a dos SCR's. También se le puede conectar un diodo D en serie para prevenir que haya una corriente de puerta inversa debido a

una inversión en la tensión de salida del transformador de pulsos. El diodo sirve también para reducir la corriente de mantenimiento del SCR. En algunos casos cuando existen niveles de ruido muy altos, es necesario cargar el secundario del transformador con una resistencia para así evitar disparos en falso.

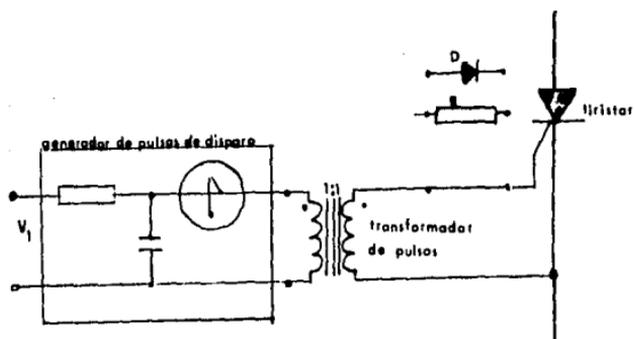


Figura 2.32 Acoplamiento básico de un transformador de pulsos con un SCR.

La Figura 2.30 muestra varias formas de utilizar un transformador de pulsos para manejar un par de SCRs. En la Figura 2.30(a) el transformador de tres devanados provee de un aislamiento completo al circuito. Cuando el aislamiento completo no es necesario se puede utilizar un transformador de dos devanados y se coloca en serie, Figura 2.30(b), o en paralelo, Figura 2.30(c). En cualquiera de los casos el generador de pulsos debe proveer suficiente energía para el disparo de los dos dispositivos. En el peor de los casos el

transformador de pulsos y cualquier resistencia o diodo que se la haya agregado debe ser capaz de generar suficiente corriente de puerta para los dos SCRs.

El requisito principal de un transformador de pulsos es la eficiencia. La prueba mas sencilla para comprobar si el transformador es adecuado es conectándole una resistencia de 20 Ohms al generador de pulsos y luego conectarle la misma resistencia al transformador. Si las formas de onda a través de la resistencia son iguales en los dos casos, el transformador es el adecuado. Se debe de esperar que haya algunas pérdidas, pero estas deben compensarse con el generador de pulsos.

Algunos criterios de diseño de transformador de pulsos que deben considerarse son:

- a) La inductancia en el primario debe ser alta para que la corriente de magnetización sea baja en comparación con la corriente del pulso.
- b) Como la mayoría de los generadores de pulsos son unilaterales debe evitarse la saturación del núcleo.
- c) El acoplamiento entre primario y secundario debe ser muy apretado para que no existan fugas de reactancia.
- d) Aislamiento entre los devanados debe ser adecuado ya que se pueden generar muchas transcientes.
- e) La capacitancia entre los devanados generalmente es insignificante pero puede ser un camino para señales a altas frecuencias, no deseadas.

2.4.5 Circuitos de tiempo.

Hasta este momento se han descrito circuitos de disparo que son relativamente sencillos, pero como hemos visto, el número de elementos puede aumentar rápidamente. Para lograr un alto grado de eficiencia, la tolerancia de los elementos debe ser muy pequeña y esto causa incrementos en el costo. Para simplificar el diseño se debe buscar algún dispositivo en el mercado que nos pueda servir.

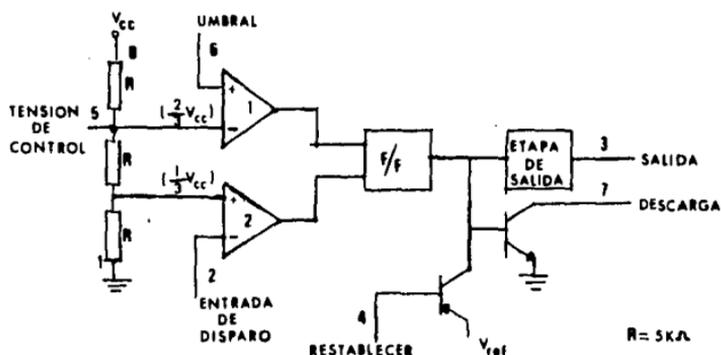


Figura 2.33 Detalles del circuito CI 555.

En el mercado existe un circuito integrado muy popular, es el 555. El 555 tiene la característica de poderse aplicar como una unidad de tiempo versátil. El circuito integrado está hecho de una combinación de comparadores lineales y de balancines (flip-flop, en inglés) digitales descritos en la Figura 2.33. El circuito completo está

colocado en un paquete DIP de ocho patas con los números de patas como se especifica en la Figura 2.33. Una conexión serie de tres resistencias fija el nivel de referencia de las entradas para los dos comparadores en $2/3 V_{cc}$ y $1/3 V_{cc}$, la salida de estos comparadores hace el "set o reset" de la unidad de "flip-flop". La salida del circuito "flip-flop" se saca a través de una etapa amplificadora de salida. El circuito "flip-flop" también opera un transistor dentro del CI, el colector del transistor normalmente está en su estado bajo, para descargar un condensador de tiempo.

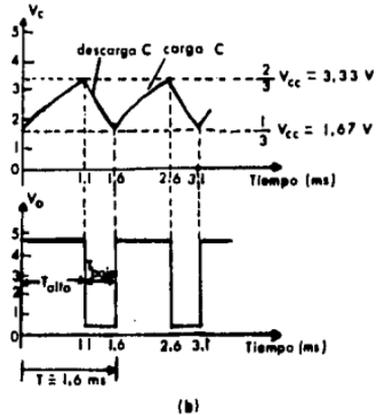
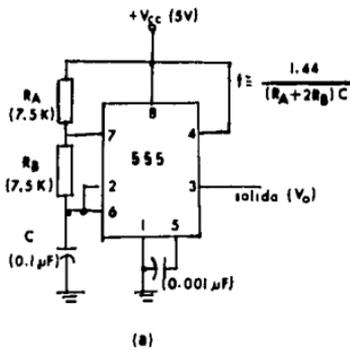


Figura 2.34 Multivibrador astable que utiliza el CI 555; (a) circuito, (b) forma de onda.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

2.4.5.1 Circuito astable.

Una aplicación popular del CI 555 es un multivibrador astable o un circuito de reloj. El análisis siguiente de la operación del 555 como un circuito astable comprenderá los detalles de las diferentes partes de la unidad y como se utilizan las diversas entradas y salidas. La Figura 2.34 muestra un circuito astable con una resistencia externa y un condensador para colocar el intervalo de tiempo de la señal de salida.

El condensador C se carga hacia V_{cc} por medio de unas resistencias externas R_a y R_b . Refiriéndonos a la Figura 2.34, la tensión del condensador aumenta hasta que sobrepasa $2/3$ de V_{cc} ($=2/3(5\text{ V})=3.33\text{ V}$, en este ejemplo). Esta tensión es la tensión de umbral de la pata 6, que excita al comparador 1 para que dispare el "flip-flop" de tal manera que la salida en la pata alcance su estado bajo. Además, la descarga del transistor excita al estado de conducción, haciendo que la salida de la pata 7 descargue el condensador a través de la resistencia R_b . La tensión del condensador entonces se reduce hasta que cae por debajo del nivel de disparo donde ($V_{cc}/3=5\text{ V}/3=1.67\text{ V}$). El "flip-flop" es disparado para que la salida regrese al estado alto y el transistor descargado se ponga en conducción, de tal manera que el condensador pueda cargarse de nuevo a través de las resistencias R_a y R_b a la tensión V_{cc} .

La Figura 2.34(b) muestra el condensador y las formas de onda de salida que se obtienen de la conexión del circuito astable. El cálculo del tiempo durante el cual la salida está en su estado alto y bajo puede realizarse utilizando las relaciones:

$$\begin{aligned}T_{\text{alto}} &= 0.7(R_a + R_b)C \\ &= 0.7(7.5 \text{ k}\Omega + 7.5 \text{ k}\Omega)0.1 \mu\text{F} \\ &= 1.05 \text{ ms}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}T_{\text{bajo}} &= 0.7(R_b)C \\ &= 0.7(7.5 \text{ k}\Omega)0.1 \mu\text{F} \\ &= 0.525 \text{ ms}\end{aligned}$$

El periodo total es entonces:

$$\begin{aligned}\text{periodo} = T &= T_{\text{alto}} + T_{\text{bajo}} \\ &= (1.05 + 0.525) \text{ ms} \\ &= 1.575 \text{ ms}\end{aligned}$$

La frecuencia del circuito astable se calcula:

$$\begin{aligned}f &= 1/T = 1/1.575 \text{ ms} \\ &= 635 \text{ Hz}\end{aligned}$$

El ciclo de servicio de la forma de onda de salida está dada por:

$$\begin{aligned}\text{ciclo de servicio} &= T_{\text{bajo}}/T \\ &= 0.525 \text{ ms}/1.575 \text{ ms} \\ &= 0.333 \text{ (= 33.3\%)}\end{aligned}$$

2.4.5.2 Circuito monoestable.

El circuito de tiempo 555 también se puede utilizar como multivibrador monoestable o "one shot". La Figura 2.35 muestra la conexión de este. Cuando la señal de entrada de disparo se coloca en su valor negativo, este hace el disparo único y la salida en la pata 3 pasa al estado alto por un período de tiempo:

$$T_{\text{alto}} = 1.1(R_a)C$$

En el circuito de la Figura 2.35 esto sería:

$$T_{\text{alto}} = 1.1(7.5 \text{ k}\Omega)(0.1 \mu\text{F}) = 0.825 \text{ ms}$$

Refiriéndose de nuevo a la Figura 2.33, el flanco negativo del disparo de entrada hace que el comparador 2 dispare el "flip-flop" de tal manera que la salida en la pata 3 vaya al estado alto. El condensador C se carga hacia Vcc por medio de la resistencia Ra. Durante el intervalo de carga la salida permanece alta. Cuando la tensión a través del condensador alcanza el nivel de umbral de 2/3 Vcc el comparador 1 entonces dispara el "flip-flop" y la salida alcanza su nivel bajo. El transistor de descarga también

alcanza su estado bajo, haciendo que el condensador permanezca en 0 V hasta que sea disparado de nuevo.

La Figura 2.34 muestra la señal de disparo de entrada y la forma de onda de salida resultante del circuito integrado 555 operado como monoestable. Los periodos de tiempo para este circuito pueden estar en el rango desde los microsegundos hasta muchos segundos, haciéndose el CI útil en un gran número de aplicaciones.

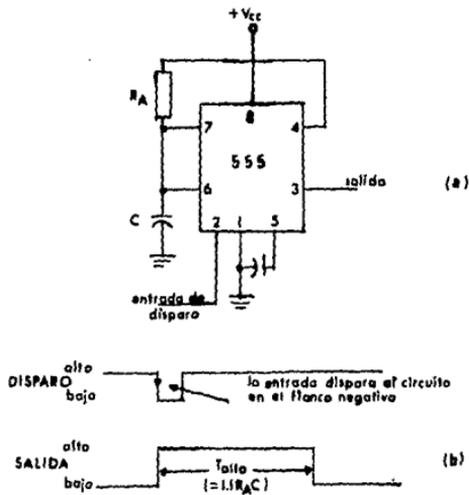


Figura 2.35 Operación del CI 555 como "one-shot":
(a) circuito, (b) formas de onda.

2.5 Consideraciones Térmicas para Semiconductores de Potencia.

La consideración de aspectos térmicos relacionados con disipación de calor, temperaturas de operación y protección térmica en circuitos de alta potencia, representa una de las partes mas importantes y necesarias en el diseño de circuitos electrónicos de potencia.

2.5.1 Aspectos Térmicos.

El principal problema de utilizar un semiconductor para el manejo de potencia, consiste en mantener la temperatura de la juntura por debajo de un nivel máximo permitido; dicho nivel máximo permitido se le denomina nivel intrínscico de temperatura y oscila entre 150° y 200 grados centígrados como se muestra en la Figura 2.36.

Tres mecanismos básicos influyen en la temperatura alcanzada en la unión, suponiendo que la temperatura ambiente es menor que la temperatura de la juntura, estos mecanismos son conducción, convección y radiación.

a) 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. La

energía es transmitida por comunicación molecular directa sin desplazamiento apreciable de las moléculas.

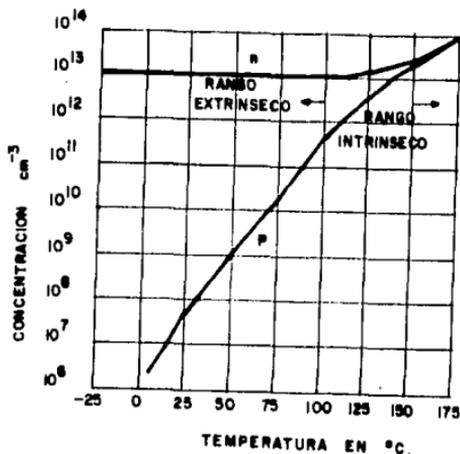


Figura 2.36 Concentración de huecos y electrones en función de la temperatura en un semiconductor.

b) Convección

Es un proceso de transporte de energía por la acción combinada de conducción de calor, almacenamiento de energía y movimiento de mezcla. La convección tiene gran importancia como mecanismo de transferencia de energía entre una superficie sólida y el aire. Las partículas se moverán hacia una región con temperatura mas baja donde se mezclan y transfieren una parte de su energía a otras partículas del mismo material.

Cuando el movimiento del mezclado tenga lugar exclusivamente como resultado de la diferencia de densidades causadas por las gradientes de temperatura, se hablará de convección natural.

Cuando el movimiento del mezclado es inducido por algún agente externo (tal como un ventilador o agitador) el proceso se conoce como convección forzada.

c) Radiación

En este proceso fluye calor desde un cuerpo de alta temperatura a un cuerpo de baja temperatura cuando estos están separados por un espacio que incluso puede ser el vacío.

2.5.2 Modelo térmico para el estado estable de un transistor de potencia.

En base al modelo de un transistor de potencia se podrá saber como varía la temperatura desde la juntura hasta el encapsulado.

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 tensiones 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 fluirá, por las terminales de base y 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 la del encapsulado al ambiente. La analogía electrotérmica se muestra en la Figura 2.37.

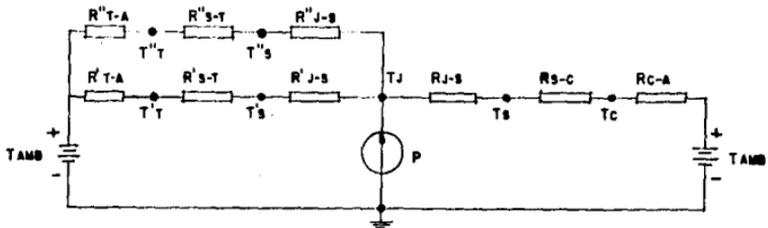


Figura 2.37 Analogía electrotérmica.

donde:

- T_j = Temperatura de juntura
- T_s = Temperatura de soldadura (colector)
- T_c = 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_{j-s} = entre junta y soldadura (colector)

R_{s-c} = entre soldadura y encapsulado (colector)

R_{c-a} = entre encapsulado y ambiente

R'_{j-s} = entre junta 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

P = Potencia

En general las resistencias térmicas de los elementos a la izquierda de la junta son demasiado grandes, debido principalmente al área de silicio de las difusiones de base y de emisor y el área efectiva de las terminales de base y de emisor, las cuales son mínimas comparadas con el área de difusión del colector y del encapsulado. Debido a esto, resulta conveniente hacer una simplificación del circuito térmico, despreciando la trayectoria de flujo de calor existente entre junta y ambiente por el lado izquierdo de la Figura 2.37, queda, por lo tanto la simplificación en la Figura 2.38.

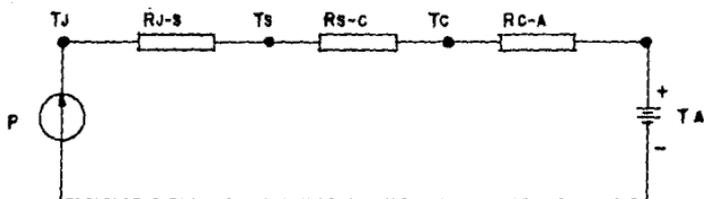


Figura 2.38 Circuito térmico equivalente simplificado.

Considerando que:

$$R_{j-c} = R_{j-s} + R_{s-c}$$

donde R_{j-c} es la resistencia térmica entre junta y encapsulado; y

$$R_{j-a} = R_{j-s} + R_{s-c} + R_{c-a}$$

donde R_{j-a} es la resistencia térmica entre junta y ambiente. Se puede formar un segundo circuito simplificado que se muestra en la Figura 2.39.

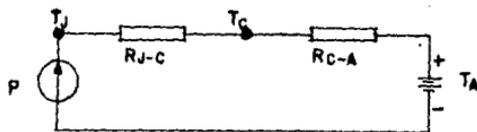


Figura 2.39 Circuito térmico equivalente simplificado.

Sustituyendo:

$$R_{j-a} = R_{j-c} + R_{c-a}$$

Para transistores de potencia la resistencia térmica entre juntura y cápsula varía de 50 grados C/W hasta menos de 1 grado C/W, proporcionando este dato el fabricante.

Si el transistor no es montado en un dissipador de calor, la resistencia térmica entre la cápsula y el ambiente, R_{c-a} , será demasiado grande en comparación con la resistencia térmica total entre juntura y ambiente, R_{j-a} , y será básicamente la existente entre cápsula y ambiente.

TABLA 2.2

RESISTENCIAS TERMICAS DE ENCAPSULADOS MAS COMUNES

Encapsulado	R_{c-a} (grados 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	21

La tabla anterior muestra las resistencias térmicas de los encapsulados mas comunes. 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.

La temperatura máxima permisible en la juntura depende de la potencia máxima permisible a la temperatura indicada para la cápsula, esto es:

$$T_{jmax} = T_a + P(R_{j-c})$$

Despejando

$$P_{max} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{j-c}}$$

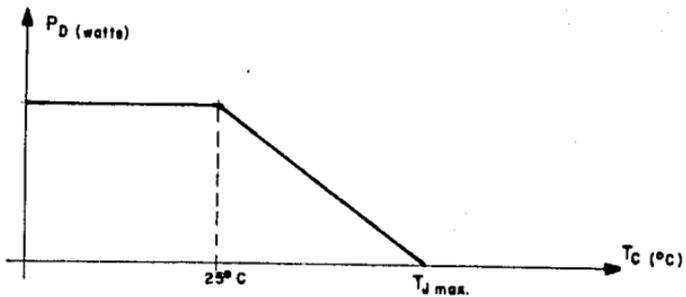


Figura 2.40 Relación de Potencia y Temperatura de cápsula.

En la Figura 2.40 muestra la relación entre la potencia que se puede obtener del dispositivo en función de la temperatura de la cápsula,

2.5.3 Disipador de Calor.

El propósito principal de un disipador de calor es incrementar el área efectiva de disipación lo que equivale a reducir la (R_{c-a}) resistencia térmica entre cápsula y ambiente.

El efecto del disipador de calor es de proveer una trayectoria adicional (conectada 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 2.41.

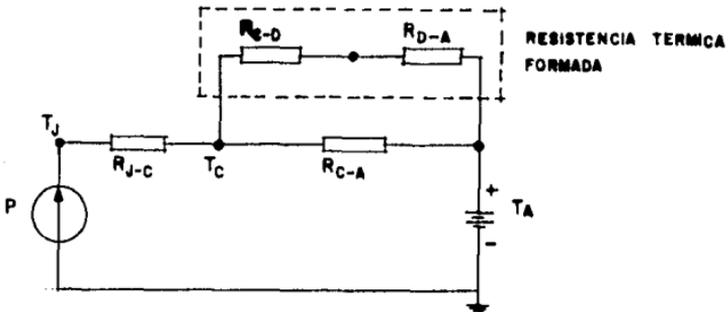


Figura 2.41 Nuevas trayectorias de disipación.

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}) .

Cuando un semiconductor de potencia es utilizado con 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 como se muestra en la Figura 2.42.

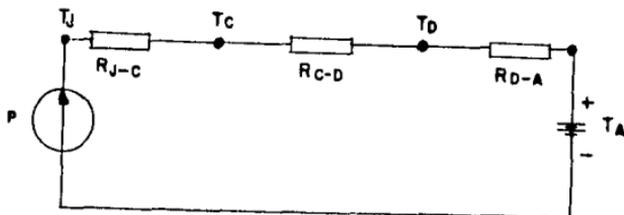


Figura 2.42 Circuito equivalente térmico utilizando un disipador.

2.5.4 Resistencia térmica entre cápsula y disipador (R_{C-D}).

En la mayoría de los casos, el encapsulado debe aislarse eléctricamente del disipador o en su defecto aislar también el disipador y conectar directamente el elemento semiconductor. Con estas restricciones, la resistencia térmica entre cápsula y disipador, pueden hacerse los siguientes comentarios:

1) Causadas por las irregularidades de la superficie de contacto, la cual puede ser minimizada, lijando y acentando la superficie.

2) También se puede disminuir la Rc-d, agregando grasa de silicio a las superficies de contacto.

3) El aislador eléctrico puede aumentar la Rc-d, para la cual se recomienda que el semiconductor se encuentre bien apretado, con la finalidad de que el contacto sea más preciso.

4) Se anodiza o pinta de negro (aceite) y así la resistencia térmica disminuye hasta en un 30 %.

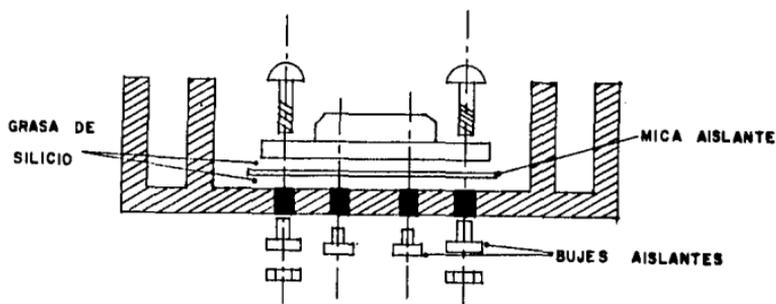


Figura 2.43 Ejemplo de montaje.

Definitivamente la resistencia térmica entre cápsula y dissipador depende del tipo de montaje utilizado y del área efectiva de contacto entre el montaje y el dissipador. Desafortunadamente los buenos aisladores eléctricos, son

malos conductores de calor. Es difícil proveer un buen aislamiento eléctrico sin introducir una alta resistencia térmica entre cápsula y disipador. Los mejores materiales para esta aplicación son la mica, el óxido de berilio y el aluminio anodizado. Las irregularidades superficiales entre el semiconductor, el aislante y el disipador deberán ser minimizadas por medio de un componente con base en grasa de silicio.

La siguiente tabla muestra alguna de las propiedades de estos materiales aislantes cuando son utilizados entre un encapsulado TO-3 y el disipador.

TABLA 2.3

RESISTENCIA TERMICA PARA DIFERENTES TIPOS DE MONTAJE
(ENCAPSULADO TO-3)

Acabado del disipador	Rc-d grados C/W		Rc-d grados C/W	
	Sin grasa de silicio Con mica aislante	Sin mica aislante	Con grasa de silicio Con mica aislante	Sin mica aislante
Aluminio brillante	1.2	0.4	0.55	0.18
Aluminio anodizado	-	0.8	-	0.4

Dentro del material del disipador la conducción juega un papel muy importante, debido a que el material ofrece cierta resistencia térmica resultando con esto un gradiente de temperatura desde el área de contacto hasta el final del disipador.

2.5.4.1 Conducción.

La ecuación fundamental de transferencia de calor por medio de conducción viene dada por:

$$q_c = \frac{KA}{W} (T_d - T_a)$$

donde:

q_c = flujo de calor debido a conducción (Watts)

k = conductividad térmica del material (Watts/ grados C-cm)

A = área perpendicular de flujo de calor (cm²)

W = longitud de la trayectoria de calor (cm)

T_d = temperatura del disipador

T_a = temperatura en un punto alejado del disipador

Al flujo de calor por unidad de temperatura se le denomina conductancia térmica del material. La conductancia térmica debida a conducción queda expresada como:

$$\frac{q_c}{(T_d - T_a)} = h_{cn} = \frac{KA}{W}$$

El valor de la conductancia térmica de un disipador de calor debido a conducción puede encontrarse usando los datos de conductividad térmica del material mostradas en la Tabla 2.4.

TABLA 2.4

CONDUCTIVIDAD TERMICA DE VARIOS MATERIALES (27 C)

Material	Conductividad W/grados C X cm
Aluminio puro	2.26
Aluminio 6B,s	2.21
Cobre	3.84
Plata	4.21
Oro	3.1
Berilio 95%	1.63
Acero	0.78
Mica	0.006
Aire	0.0003

La conducción juega un papel importante en la operación del 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 de que sea utilizado un material grueso, las pérdidas por conducción serán significativas.

2.5.4.2 Convección

La ecuación fundamental de transferencia de calor por medio de convección viene dada por:

$$q_{conv} = h_{conv} (T_d - T_a)$$

q_{conv} = flujo de calor debido a conducción (Watts)

h_{conv} = conductancia térmica por convección (W/grados C)

T_d = Temperatura del disipador (grados C)

T_a = Temperatura ambiente que rodea al disipador (grados C)

El calculo de H_{conv} resulta algo complicado debido a que depende de gradientes de temperatura, densidades de ambiente y velocidad del flujo que rodea al elemento. La siguiente ecuación da un valor aproximado de la conductancia térmica debido a convección natural para planos verticales al aire libre.

$$h_{conv} = 4.35 \times 10^{-4} \left(\frac{T_d - T_a}{L} \right)^{1/4} A$$

donde:

A = área de la superficie rodeada por el ambiente (cm²)

T_d = Temperatura del disipador

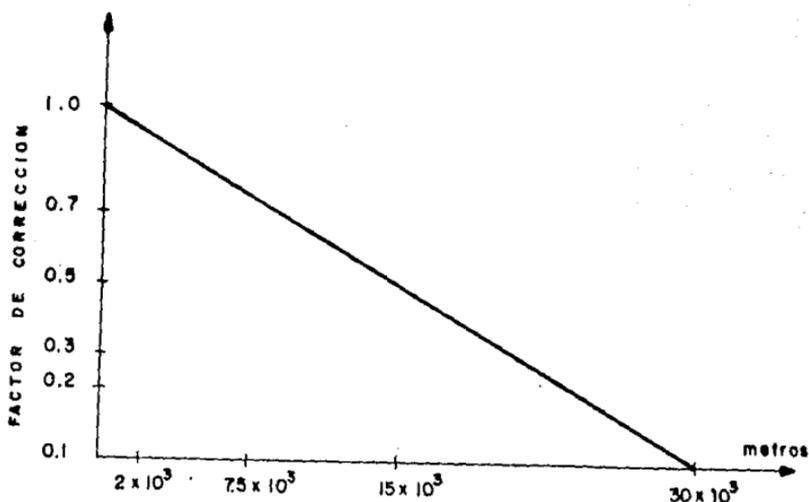
T_a = Temperatura ambiente

L = longitud del disipador

Cabe hacer notar que la conductancia térmica debido a convección, depende de la diferencia de temperatura entre el disipador y el ambiente, resultando con esta una mejoría en la eficiencia del disipador que 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 en la ecuación anterior deben ser multiplicados por el factor de corrección

dado en la Figura 2.44 para diferentes altitudes sobre el nivel del mar.



FACTOR DE CORRECCION PARA TRANSFERENCIA DE CALOR POR CONVECCION

Figura 2.44 Factor de corrección para transferencia de calor por convección.

2.5.4.3 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 comúnmente llamado "cuerpo negro", que por definición radia una cantidad máxima

de energía a cualquier longitud de onda. Un cuerpo negro tiene energía radiante desde su superficie a una rapidez q_r dada por:

$$q_r = h_r A \quad T = h_r A (T_s - T_a)$$

q_r = rapidez de emisión de energía (Watts)

A = superficie de radiación

Como los cuerpos reales no satisfacen las especificaciones de un cuerpo negro la ecuación anterior debe de ser multiplicada por el factor de emisividad del cuerpo en cuestión, resultando:

$$h_r = 1.47 \times 10^{-10} E (1-F) \left(\frac{T_s - T_a}{2} + 273 \right)^3$$

En la Tabla 2.5 se dan los coeficientes de emisividad de varios materiales.

TABLA 2.5

COEFICIENTES DE EMISIVIDAD

Material	Emisividad (E)
Aluminio anodizado	0.7 - 0.9
Aluminio comercial (polished)	0.05
Aluminio pintado	0.27 - 0.67
Cobre comercial	0.07
Cobre oxidado	0.66
Acero moldeado	0.85 - 0.91

De la misma forma el flujo total de calor podrá ser evaluado ahora, en función del gradiente de temperatura que existe a lo largo del disipador.

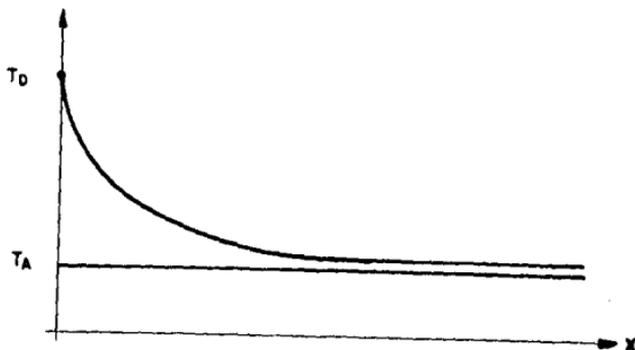


Figura 2.45 Distribución de temperatura a lo largo del disipador.

El flujo de calor "q" en la siguiente fórmula es debido a la conducción y radiación por unidad de área y está dado por:

$$q = hT (T_d - T_a)$$

donde:

$$hT = h_r + h_{conv} \text{ (W/grados C X cm}^2 \text{)}$$

Por lo tanto la resistencia térmica del disipador podrá ser calculada por la siguiente fórmula:

$$R_t \cong \frac{\Delta T_o - T_a}{q} = \frac{1}{\sqrt{hTPKA}}$$

Utilizando todos los datos posibles, puede diseñarse disipadores de calor en un solo plano y obtener los valores de resistencias térmicas debidas al chasis metálico.

Considerando el efecto de convección natural, esto es, disipadores planos de aluminio pulido. Si se anodiza o pinta de negro (aceite), la resistencia térmica disminuye hasta en un 30%.

Para hacer el cálculo se traza una línea horizontal desde la izquierda partiendo del número de cm^2 expuestos al ambiente en la Figura 2.46. Los disipadores planos deberán colocarse verticalmente.

2.5.5 Ejemplo.

Se supone que se desea encontrar la resistencia térmica de una lámina de aluminio, brillante natural de 25×12.5 cms, y con un espesor de 2.5 mm. También se supone que la

MATERIAL: Aluminio

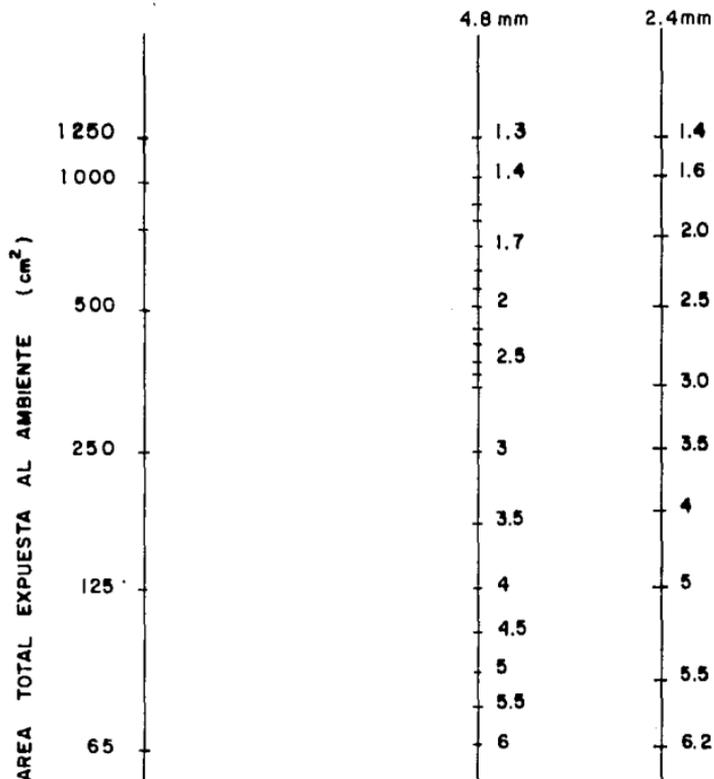


Figura 2.46 Monograma para el cálculo de disipadores planos
temperatura de la lámina en un punto cercano a la fuente de calor (un diodo de potencia por ejemplo) es de 100 grados C y que la temperatura ambiente es de 25 grados C.

1) La conductancia térmica debida a la convección, por unidad de área es:

$$\begin{aligned}hc &= 4.35 \times 10^{-4} \left(\frac{T_d - T}{L} \right)^{1/4} \\ &= 4.35 \times 10^{-4} \left(\frac{100 - 25}{12.5} \right)^{1/4} \\ &= 6.81 \times 10^{-4} \text{ W/grados C X cm}^2\end{aligned}$$

No se está considerando ningún factor de conversión debido a la densidad del aire. (Se supone nivel del mar).

2) Conductancia térmica debido a radiación, por unidad de área, representada en las curvas del coeficiente de radiación para un cuerpo negro ($E=1$) a la temperatura de 25 grados C.

$$h_{rad} = E \times B \times 10^{-4} \text{ w/grados C X cm}^2$$

el factor de emisividad para el aluminio es:

$$E = 0.03$$

$$h_{rad} = 2.4 \times 10^{-5} \text{ W/gardo C X cm}^2$$

la conductancia total será:

$$h_t = h_c + h_{rad} = 7 \times 10^{-4}$$

la resistencia térmica será:

$$R_t = \frac{\Delta}{q} = \frac{T_o - T}{\sqrt{htPKA}}$$

$$R_t = \frac{1}{\sqrt{(7 \times 10^{-4})(25)(2.11)(12.5)(0.25)}}$$

$$R_t = 2.94 \text{ Grados C / W}$$

Si se supone que la lamina de aluminio está anodizada, con pintura de aceite, aumentaría la conductancia térmica debido a radiación.

$$hr = E \times B \times 10^{-4} \text{ W/grados C X cm}^2$$

donde $E = 0.96$

$$hr = 7.68 \times 10^{-4} \text{ W/grados C X cm}^2$$

Ademas la conductancia total será:

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

$$ht = 1.45 \times 10^{-3} \text{ W/grados C X cm}^2$$

y la nueva resistencia térmica será:

1

$$R_t = \frac{1}{(1.45 \times 10^{-4}) (25) (2.11) (12.5) (0.25)}$$

$$(1.45 \times 10^{-4}) (25) (2.11) (12.5) (0.25)$$

$$R_t = 2.05 \text{ grados C / W}$$

Obteniendo así una notable mejoría.

En algunos casos se pueden diseñar disipadores en un solo plano y obtener los valores de resistencias térmicas debidas al chasis metálico.

En la mayoría de los casos se debe utilizar disipadores comerciales cuyas características el fabricante da, así como se presenta en el Apéndice D.

III- DISEÑO DEL CONTROL DE VELOCIDAD.

3.1 Consideraciones generales.

El control de velocidad que se desea estudiar es un control para un motor de corriente continua de 2 HP, 110 V, con excitación independiente a 110 V.

Se diseñará un variador de velocidad, por lo que no se incluirá ninguna provisión para realimentar una señal de velocidad a través de un taco-generador. Esto podría hacerse eventualmente sobre la misma base de este circuito pero añadiendo el necesario comparador y las compensaciones oportunas.

Por lo ya visto anteriormente queda claro que aunque se trate de un simple variador siempre será necesaria una retroalimentación tomada de alguna forma a partir de la fuerza electromotriz generada en el motor (ver la función de transferencia en el Apéndice E), ya que de otro modo se tendría una inestabilidad que se manifestara, al elevar la tensión de armadura, por un súbito incremento de la velocidad del motor, que posteriormente irá disminuyendo hasta estabilizarse en algún punto de velocidad inferior al que en principio se había seleccionado. Se utilizará un sistema de control de tensión de armadura, con excitación fija, y una señal de retroalimentación tomada de la propia tensión de armadura.

Para variar la tensión aplicada al motor se tienen básicamente dos alternativas, ya que otros esquemas muy populares en el pasado, tales como los grupos Ward Leonard, los tiratrones, ignitrones, etc. han quedado totalmente desplazados. La referencia se hará exclusivamente a los tiristores y transistores. Aunque estos últimos estuvieron durante algún tiempo fuera de competencia, en los últimos cinco años han aparecido unidades, tanto MOS como bipolares, que pueden ofrecer una contrapartida válida como alternativa para el uso de tiristores. Aquí se utilizarán tiristores (aunque tal vez por la baja potencia del motor permitiría el uso de transistores con facilidad) para conservar la versatilidad del diseño, ya que bastaría con cambiar los tiristores y modificar ligeramente la red de retroalimentación para que el circuito opere perfectamente con motores de 10, 100 o mas caballos.

Dado el margen de potencias con los que se va a trabajar la selección de los componentes no reviste ninguna dificultad. El proceso de diseño se llevará a cabo en los siguientes pasos:

- 1) Elegir una configuración (con tiristores) para la etapa de potencia que ha de suministrar la tensión variable de armadura. Seleccionar los elementos constituyentes de acuerdo con ciertos criterios que a continuación se expondrán y revisar mediante cálculos muy sencillos su buena

aptitud para el trabajo encomendado. Disponer de las redes y/o medios de protección que sean pertinentes para asegurar la máxima fiabilidad de la etapa de potencia.

2) Elegir un circuito de control que permita enviar las señales de disparo oportunas a los tiristores anteriores en sincronización con la onda de tensión de red, y en función de una señal de mando que representa la velocidad que se desea en el motor. Dimensionar sus componentes y efectuar los cálculos necesarios para garantizar que se cubre la gama de control pedida.

3) Elegir las redes adicionales de protección contra sobre-corriente y de estabilidad, así como cualquier otra protección que se desee incluir, como podría ser una rampa de aceleración para evitar que una manipulación imprudente del mando de velocidad obligue al circuito a aceleraciones y frenados bruscos. Esto puede dañar los componentes de potencia por efecto de las fuerzas electromotrices generadas. Calcular sus componentes y revisar que se cumplan las especificaciones.

3.2 Selección de los componentes de la etapa de potencia.

De acuerdo a lo que se dijo en la Sección 2.3, y consultando el Apéndice B donde se muestran algunos circuitos básicos de rectificación controlada con

tiristores, se observa que el circuito 7, que se muestra en la Figura 3.1, reúne ciertas ventajas interesantes:

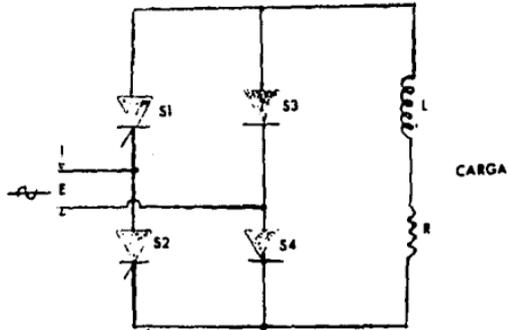


Figura 3.1 Puente rectificador semicontrolado.

- maneja cargas inductivas sin gran problema
- aunque los tiristores no tienen una conexión común de cátodo (lo que obliga a usar transformadores de pulsos para su disparo) la disposición de los dos diodos que terminan el puente semi-controlado evita el tener que añadir un diodo volante para la descarga de la fuerza contra-electromotriz de armadura.

Para la selección del tipo de tiristor es preciso, a la vista del circuito puente, determinar las demandas a que se verá sometido. Básicamente, lo que importa determinar es la tensión (directa e inversa, máxima de pico repetitivo), la

corriente (promedio, máxima de pico y máxima no repetitiva) y la disipación térmica. Otros factores del tiristor, tales como pendiente máxima de tensión (dv/dt), pendiente máxima de corriente (di/dt), y tensión inversa de pico no repetitivo, deberán chequearse una vez elegido el tiristor candidato, para asegurarse de que podrá resistir las exigencias del circuito. Finalmente, las características de disparo del tiristor elegido servirán para especificar el tipo de circuito de puerta necesario para dispararlo.

3.2.1 Selección del tiristor.

Un cálculo sencillo sobre el circuito puente de la Figura 3.1 permite ver que el caso peor, en cuanto a la tensión inversa o directa en bloqueo, es cuando el motor está girando a velocidad nominal (lo que supone una fuerza electromotriz de 110 VCD). Un tiristor recibe en su ánodo una tensión de red en su semiperiodo negativo, suponiendo una red de 127 V rms con una sobretensión del 30% (lo que cubre la mayoría de las condiciones anormales posibles) se tiene:

$$(127 \times 1.3 \times \sqrt{2}) - (-110) = 343.5 \text{ Volt}$$

Se necesita pues un elemento capaz de soportar una tensión inversa de pico repetitivo de 350 Volts. En electrónica de potencia se acostumbra manejar un factor de seguridad amplio, entre el 200 y el 300%, para cubrirse

contra eventuales picos en la red y a la vez contra eventuales imperfecciones de los semiconductores. En este caso puede ser suficiente un factor mas bajo, del orden de 150%, por tratarse de tensiones bajas de servicio.

La corriente que tomara el motor con el que se va a trabajar para el diseño es de 1/2 HP, por lo tanto:

$$(1/2 \text{ HP}) \times (750 \text{ Watt}) / (110 \text{ V}) = 3.5 \text{ Amp.}$$

Cada tiristor conduce esta corriente durante 1/2 periodo, de forma que se debe buscar en las características de régimen de los tiristores en la columna relativa a "ángulo de conducción de 90°", pero en realidad la corriente es tan baja que no es motivo de preocupación de momento. Mas imponente es determinar la corriente de pico máxima que puede esperarse en el circuito. Suponiendo que el motor pueda tomar una corriente de 3.5 veces la nominal en condiciones de arranque, ese nivel de pico de corriente, por tiristor, llegaría a 12.25 Amp. lo que provoca elegir un tiristor capaz de manejar ese pico (o mas, con un coeficiente de seguridad del 200% sera de 25 Amp). Debe chequearse que pueda dar corrientes de régimen del orden de 3.5 Amp.

Se eligió el tiristor C38E que tiene 35 Amp de corriente rms, con 150 Amp de pico y 500 V de tensión de pico inversa. Podría haberse tomado preferiblemente un 2N690 (con 600 V; 25 A y 150 A de pico) pero

desgraciadamente ese tipo no estaba disponible en el mercado en el momento de adquirir los componentes. El tipo elegido está sobrado de corriente y algo justo de tensión, pero cubre con estas necesidades.

Se tiene ahora que comprobar si el tiristor elegido cubre bien con esta aplicación, esto es, comprobar su disipación y su dv/dt y di/dt . Por tratarse de carga inductiva, la di/dt no es importante a menos de se desee complicar esa exigencia por un diseño imprudente de una red eventual de protección contra dv/dt . En cuanto a la dv/dt , en este caso es muy simple determinar la máxima exigencia porque se está operando con red de 60 Hz comercial. Basta comprobar que el tiristor esté especificado para operar a 60 Hz, que por otra parte es la menor exigencia que puede imponerse. Otros tiristores están especificados para 400 Hz o para aplicaciones de alta frecuencia. No se pueden tener dv/dt mayores que las propias de red ya que no se están usando cargas capacitivas ni conmutación forzada.

En lo que respecta a potencia disipada cabe hacer un estudio en función de la corriente rms y el ángulo de conducción, pero es mucho mejor recurrir a la resistencia térmica equivalente y se refiere a la Sección 2.5 donde se expuso el método de cálculo. La potencia disipada será caída directa (caso peor) \times corriente máxima = 2.5 V (de tablas) \times 12 Amp = 30 Watt (durante medio ciclo).

Esto supone una disipación en el caso peor (durante un arranque con plena carga) de 15 Watt por tiristor. Dado que la temperatura de unión máxima es de 150° C, y con el dato de la resistencia térmica equivalente unión-ambiente, de 15.5, se comprueba que con un ambiente de 50° C (supuesta temperatura máxima permisible) se tiene:

$$T_J = 50 + 15 \times 15.5 = 282.5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

El tiristor no se puede operar directamente. Será necesario rebajar la resistencia térmica unión-ambiente. Para ello se tendrá que añadir un disipador, de modo que la resistencia térmica unión-cápsula se sumará a una resistencia cápsula-ambiente, obtenida gracias al disipador, que cumplirá que:

$$\frac{(T_J - 50^\circ \text{C})}{R_{TH} + R_{TH} + R_{TH}} \geq 15 \text{ W}$$

3.3 Diseño de la etapa de control.

En la Figura 3.2 se tiene esquematizado el diagrama de bloques del circuito de control. El mando del control de velocidad se llevará a cabo con el potenciómetro externo P3 que forma parte del siguiente circuito (Figura 3.3).

Observando inicialmente la rama R4, P3, P4 y suponiendo que DB no conduce se tiene simplemente un divisor de tensión. Si P4 vale cero la velocidad mínima será cero.

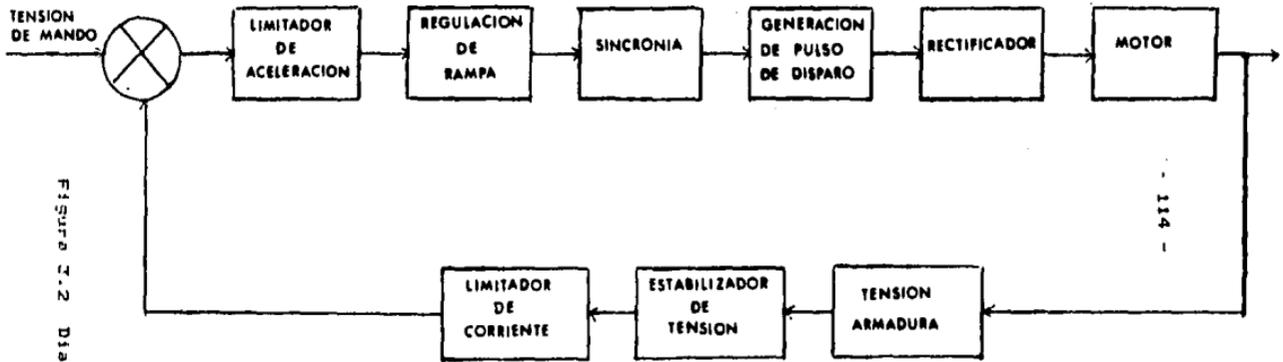


Figura 7.2 Diagrama de bloques.

Mientras mayor sea la tensión en el cátodo de DB mayor será la velocidad.

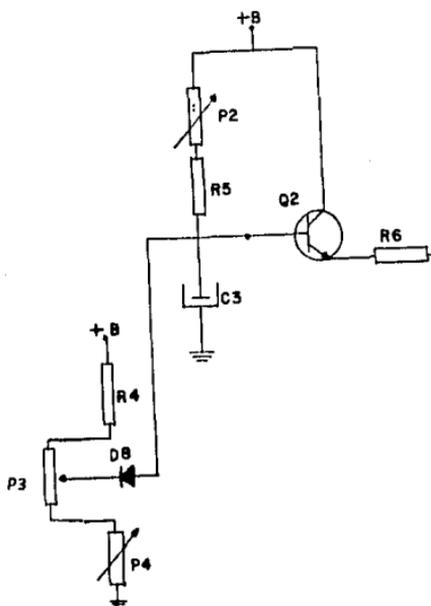


Figura 3.3 Circuito de control de la tensión de mando y rampa de aceleración.

Considerando ahora el circuito completo, su finalidad es de repetir en δ la tensión de mando (tensión del capacitor C3), pero al mismo tiempo evitar que el cambio sea brusco. El motivo de esto es evitar que el motor se jalonee y, así tenga un funcionamiento mas suave y uniforme en el arranque o cuando alguien imprudentemente lo trate de acelerar de golpe.

Esto va a tener un efecto positivo en la estabilidad del circuito, porque si Q1 conduce (Figura 3.4) por sobrecorriente se descarga C3. El tiempo en el que tarda en cargarse el capacitor, el motor no recibirá tensión. El motor va a acelerar poco a poco, de acuerdo a la constante de tiempo T, hasta la carga máxima de C3. La constante de tiempo está dada por:

$$T = (P2 + R5) C3$$

Para calcular este circuito se observa que la carga máxima de C3 (y por lo tanto, I_{β} máxima) está limitada por la tensión en el cátodo de DB. Cuando P3 está al mínimo, la tensión mínima D será:

$$I_{\beta} = \frac{(+B)(P4)}{[(P2 + P5) \parallel (R4 + P3)] + P4} + \frac{VDD}{(DB)} + \frac{VBE}{(Q2)}$$

Para evitar cálculo complicados R4, P3, P4 serán mucho mas chicas que P2 y R5. Por ejemplo, sea:

$$R4 + P3 + P4 < 10 K$$

$$P2 + R5 > 100 K$$

Entonces:

$$I_{\beta} = \frac{(+B)(P4 + kP3)}{R4 + P3 + P4} + VDD + VBE$$

$$I_{\beta} = \frac{(+B)(P4 + kP3)}{R4 + P3 + P4}$$

El intervalo seguro de operación en la malla del control de la tensión de mando será de 3 a 10 Volts, por lo que:

Para V mínima de 3 Volts (con +B = 11 V)

$$3 = \frac{11}{10 \times 10^3} P4$$

$$P4 = 2.7 \text{ K}\Omega$$

Para V máxima de 10 V

$$10 = \frac{11}{10 \times 10^3} (P4 + P3)$$

$$P4 + P3 = 9.09 \times 10$$

$$P3 = (9.09 - 2.7) \times 10$$

$$P3 = 6.4 \text{ K}\Omega$$

Comercialmente no existe este valor por lo que se sustituye por:

$$P3 = 6.8 \text{ K}\Omega$$

Entonces:

$$R4 = (10 - 2.7 - 6.8) \times 10^3 = 500$$

$$R4 = 470\Omega$$

Se tiene ahora que P2 y R5 se pueden repartir los 100 K Ω como sea. P2 debe tener una gama suficiente de

ajuste. Se considera que se necesita aproximadamente 2 segundos como tiempo de carga para C3. Este tiempo es mas que suficiente para evitar cambios bruscos en la velocidad del motor. Para encontrar el valor del capacitor se puede usar la aproximación:

$$T = (P2 + R5) C3$$

$$C3 = \frac{2}{100 \times 10} = 20 \times 10^{-6}$$

$$C3 = 22 \mu F$$

Se encontró que se podía hacer un ajuste adecuado cuando:

$$P2 = 22 K\Omega$$

$$R5 = 82 K\Omega$$

El transistor Q2 se conecta como seguidor de emisor para repetir la tensión de C3 en ~~el~~ menos su respectiva caída pero con una impedancia mucho menor. A R6 se le asigna:

$$R6 = 33 K\Omega$$

Con anterioridad se hizo mención que la función del transistor Q1 es de descargar al capacitor C3 y por lo tanto, interrumpir la tensión de mando. El circuito para la protección de sobrecorriente se muestra en la Figura 3.4.

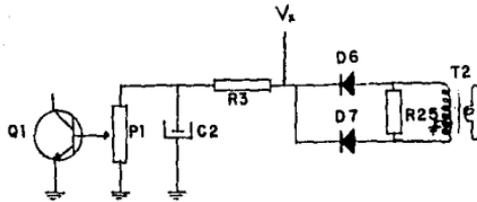


Figura 3.4 Circuito de protección contra sobrecorriente.

Se tiene que cuando la tensión en C2 sube por efecto de un pico de corriente (detectado por T2) este hace que conduzca Q1 y cause la descarga de C3.

El transformador de corriente T2 tiene dos vueltas en el primario con un alambre de calibre 12 AWG mientras que el secundario tiene 200 vueltas con devanado central de alambre calibre 32 AWG. Su función es de entregar pulsos de corriente cuando en la etapa de potencia se detecte alguna sobrecarga.

En el transformador de corriente (Figura 3.5) se cumple que:

$$n_1 I_1 = n_2 I_2$$

Si $n_1 = 2$ y $n_2 = 200$ vueltas

$$I_2 = \frac{2}{200} I_1$$

O sea, para $I_1 = 3.5 \text{ A}$; 35 A

$$I_2 = 35 \text{ mA} ; 350 \text{ mA}$$

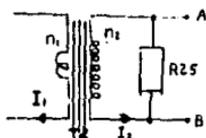


Figura 3.5 Transformador de corriente.

Colocando R25, al que se le asigna un valor de 100Ω , se cambia la señal de corriente en una de tensión. Por lo tanto,

$$V_{AB} = 35\text{mA} \times 100 = 3.5\text{V} \text{ (para } I_1 = 3.5\text{A)}$$

$$V_{AB} = 35\text{V} \text{ (para } I_1 = 35\text{A)}$$

Tomando esos valores rms; el valor de pico será de:

$$3.5 \times 2 = 4.9 \text{ V}$$

Puesto que esa tensión es la total, con respecto al punto medio del devanado se tendrá la mitad (2.45V).

Descontando la caída del diodo se tiene

$$V_X = 2.45 - 0.8 = 1.65 \text{ V}$$

suficiente para producir la conducción de Q1.

Así pues, ajustando $P1(2.2 \text{ k}\Omega)$ se podrá limitar corrientes inferiores a 3.5 A. La corriente mínima limitable se puede calcular, recordando que

$$V_{BE}(Q1) = 0.75 \text{ V}$$

$$V_{\text{diodo}} = 0.8 \text{ V}$$

se tiene que

$$V_x(\text{min}) = 0.75 + 0.8 = 1.55 \text{ V}$$

por lo tanto:

$$V_{AB}(\text{pico}) = 3.1 \text{ V}$$

$$V_{AB}(\text{rms}) = \frac{3.1}{2} = 2.21 \text{ V}$$

se tiene que

$$\frac{2.21}{100} = 22.1 \text{ mA}$$

sustituyendo en

$$I_1 = 100 I_2$$

resulta

$$I_1 = 2.21 \text{ A}$$

La corriente mínima limitable entonces será de 2.21 Amp.

El capacitor C2 debe cargarse rápidamente debido a que los picos de corriente pueden ser frecuentes. Por lo tanto, la constante de tiempo de C2 y R3 debe ser pequeña. Un tiempo suficientemente pequeño es de 25 mseg, considerando que el tiempo de semiperíodo de red es de 8 mseg. Entonces:

$$T = (R3)(C2) = 25 \times 10^{-3}$$

Por prueba y error se obtuvo que:

$$R3 = 560 \Omega \quad \text{y} \quad C2 = 47 \mu\text{F}$$

La parte mas crítica del control es el funcionamiento del transistor Q3 (Figura 3.6).

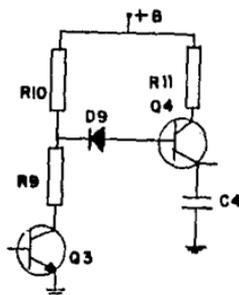


Figura 3.6 Limitador de aceleración.

La función de este transistor y, por lo tanto, la del circuito es la regulación de la rampa. El crecimiento de la rampa se ve afectada por la corriente de base de Q3. Esta

corriente de base se encuentra afectada por dos retroalimentaciones como se verá posteriormente.

Para estudiar el transistor Q3 es necesario primero ver el comportamiento del control cuando se encuentra en la etapa de corte y la de saturación. Primero en la etapa de corte, cuando no hay corriente de base, el control no funciona. No hay una señal de mando, por lo que el motor no gira. Para el caso en el que se encuentre saturado el transistor, provoca que el circuito entregue el máximo número de pulsos a los tiristores y hace que se disparen desde el principio del semiperíodo.

Se tiene que la diferencia de tensión a través de R11 debe existir a través de R10 menos la caída de diodo y transistor. De esta forma el transistor Q4 funciona como una fuente de corriente para poder cargar el capacitor C4. El capacitor se va a cargar de acuerdo a la relación:

$$v_{C4} = (I/C4) \times \Delta t$$

Antes de determinar los valores de los componentes es importante notar que la tensión a través de C4 debe ser de 9 V como mínimo. Esto se debe a que para asegurar el disparo de la compuerta CMOS en la siguiente etapa, se necesita por lo menos 3/4 de valor de alimentación. Como se está alimentando con 12 V, la cantidad mínima para asegurar el disparo son 9 V. En el transistor hay una caída de

aproximadamente 1 V, por lo tanto la caída a través de R11 debe ser de 2 Volts.

Como la tensión en "a" debe ser la misma que en "b" la caída de tensión en R10 debe ser de 3 V. Como se tiene una caída de 1 V en Q3, la caída a través de R9 es de 8 V. Por lo tanto, $R10 < R9$ y deben tener una relación de 3 a 8. A estas resistencias se le dieron los siguientes valores:

$$R9 = 1 \text{ K}\Omega \quad R10 = 220\Omega$$

Se tiene que el valor en V para t min. es:

$$V = +B - \frac{+B - V_{ce}(\text{sat})}{R10 + R9} R10$$
$$V = 9 \text{ V}$$

Para que en R11 exista una caída de 2 V cuando $C4 = 0.22 \mu\text{F}$ se tiene:

$$R11 = 3.5 \text{ K}\Omega$$

Como se mencionó con anterioridad existen dos retroalimentaciones que afectaban la corriente de base de Q3. La primera de ellas se muestra en la Figura 3.7.

El circuito mostrado sirve para muestrear la tensión en la armadura del motor para evitar excesos. Es una retroalimentación negativa por tensión de armadura y su misión es de reducir la corriente de base (Q3) para que así no existan variaciones en la velocidad establecida.

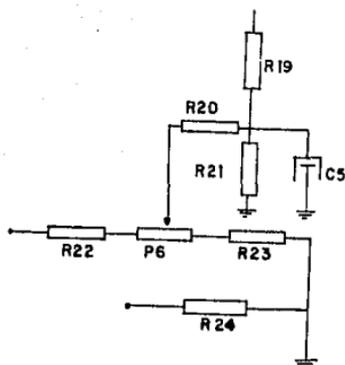


Figura 3.7 Circuito estabilizador de tensión.

Se coloca una resistencia R24 conectada a tierra para que funcione como un fusible para evitar que existan fugas por la masa. El valor debe ser muy pequeño, por lo tanto:

$$R24 = 10\Omega$$

La tensión de armadura se aplica al divisor de tensión formado por R22, R23 Y P6. De ahí se toma una fracción de tensión que se vuelve a dividir entre R20 y R21. La función del capacitor C5 es de estabilizar la antes de que pase por R19 y llegue a la base de D3.

Este juego de resistencias fue tomado de un circuito comercial de la bibliografía 4. La única diferencia es que se tuvo agregar el potenciómetro P6 para poder ajustar el

suave funcionamiento del motor. Los valores de los componentes que se presentaron para el circuito son:

R19 = 12 K Ω
R20 = 5.6 K Ω
R21 = 8.2 K Ω
R22 = 10 K Ω
R23 = 10 K Ω
C5 = 10 μ F 50 V

Para asegurar una buena gama de ajuste:

P6 = 22 K Ω

La otra retroalimentación que afecta la corriente de base de Q3 es la que se muestra en la Figura 3.8.

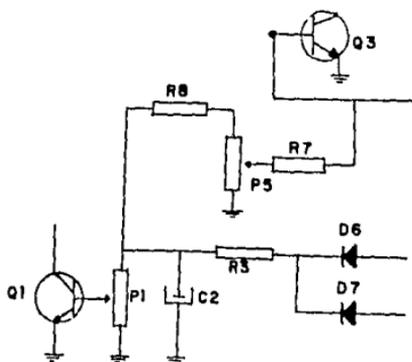


Figura 3.8 Limitación de corriente máxima.

El propósito de esta retroalimentación es limitar la máxima corriente de armadura. Como la corriente de armadura aumenta a medida que aumenta la tensión de armadura (por consiguiente la velocidad) es necesario ajustar un nuevo

nivel para el circuito de protección contra sobrecorriente. El nivel se va ajustando automáticamente a medida que va aumentando la tensión de mando. Cuando se exceda del nivel ajustado conduce D1 y corta la tensión de mando. Para poder ajustar el nivel máxima de corriente se colocó el potenciómetro P5. En base a la experiencia obtenida los valores de las resistencias son:

- R7 = $1K\Omega$
- RB = $4.7 K\Omega$
- P5 = $1K\Omega$

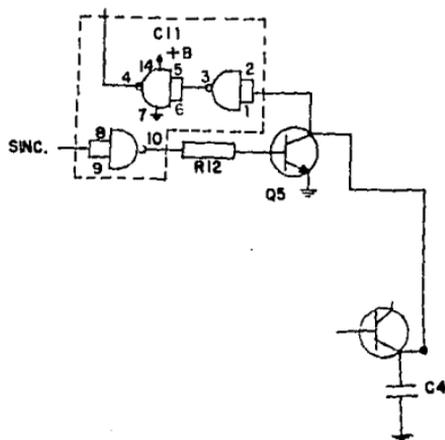


Figura 3.9 Etapa de sincronía.

Una vez regulada la rampa es necesario sincronizarla con la tensión de red. Esto es para que los pulsos de

disparo estén sincronizados con los tiristores del puente rectificador. Para esto se desarrollo el circuito de la Figura 3.9.

El transistor Q5 es el que está a cargo de efectuar la sincronización. En fase con la red se van a generar unos pulsos en la compuerta NAND del circuito integrado (CII), y este a su vez controla la rampa. (Figura 3.10).

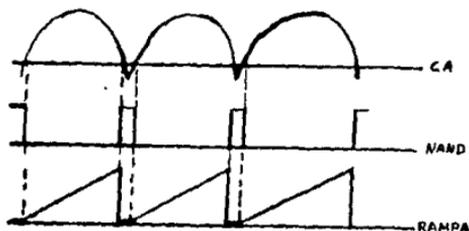


Figura 3.10 Formas de onda en la etapa de sincronía.

Cuando la compuerta está en su punto bajo se carga el capacitor C4 y por lo tanto se genera el incremento de la rampa. Cuando la compuerta pasa a nivel alto se descarga el capacitor y se corta la rampa, entregando así pulsos para la siguiente etapa.

Se optó por utilizar el circuito integrado CMOS CD4093B en lugar de un TTL porque tiene un intervalo mayor en su tensión de alimentación. El TTL hubiera requerido de un regulador de tensión adicional para alimentarlo, lo que complicaría mas y elevaría el costo del diseño.

La siguiente etapa es la generación de la señal de disparo de los tiristores. Como generador de pulsos se decidió utilizar el temporizador 555, que se estudió en el Sección 2.4.5. En base a los ejemplos se decidió usar el oscilador a una frecuencia de 500 Hz y con un ciclo de trabajo del 33%. Por lo tanto para determinar el período se tiene:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{500}$$

$$T = 2 \text{ ms}$$

Se tiene que:

$$T = \text{TALTO} + \text{TBAJO}$$

$$\text{ciclo de servicio} = \frac{\text{TBAJO}}{T}$$

por lo tanto:

$$\text{TBAJO} = (T)(\text{ciclo de servicio}) = (2 \times 10^{-3})(0.33)$$

$$\text{TBAJO} = 0.66 \text{ ms}$$

$$\text{TALTO} = T - \text{TBAJO} = 2 - 0.66$$

$$\text{TALTO} = 1.34 \text{ ms}$$

Se tiene que:

$$\text{TALTO} = 0.7(RA + RB)C \quad (3.1)$$

$$TBAJD = 0.7(RB)C$$

despejando RBC se obtiene:

$$RBC = \frac{TBAJD}{0.7} = \frac{0.66 \times 10^{-3}}{0.7} = 0.94$$

$$RBC \cong 1$$

por prueba y error se determinó que:

$$RB = 100 \text{ K}\Omega$$

$$C = 0.001 \text{ uF}$$

sustituyendo en la ecuación 3.1:

$$1.34 \times 10^{-3} = 0.7(RA + 100 \times 10^3)(0.001 \times 10^{-6})$$

despejando RA:

$$RA = \frac{(1.34 \times 10^{-3}) - (0.7)(100 \times 10^3)(0.001 \times 10^{-6})}{(0.7)(0.001 \times 10^{-3})}$$

$$RA = 91.4 \times 10^3 \quad 100 \text{ K}\Omega$$

Se tiene entonces que:

$$R13 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R14 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$C6 = 0.001 \text{ uF}$$

En base a lo expuesto en la Sección 2.4.4 se ha elegido generar los pulsos para el disparo de los tiristores con un transformador de pulsos. Se decidió utilizar la configuración que se encuentra en la Figura 2.30, por lo que se necesita un transformador de pulsos (T3) con un devanado primario y dos secundarios. La relación debe ser de 1:1:1. Después de experimentar con algunos transformadores comerciales, al que mejor funcionó se le midió una resistencia en el primario de 4.27 Ohms. Considerando la simplificación del siguiente circuito (Figura 3.11).

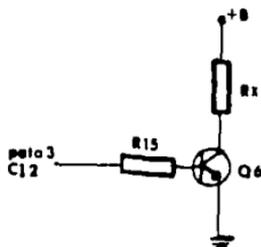


Figura 3.11 Circuito simplificado del transformador T3.

Se tiene que por Q6 deben pasar:

$$I_c = \frac{+B}{R_1} = \frac{12}{4} = 3 \text{ A}$$

Se necesita encontrar la corriente de base suficiente para saturar Q6. Se considera $\beta = 20$, por lo que:

$$I_b = \frac{3}{20} = 0.15 = 150 \text{ mA}$$

Por lo tanto:

$$R_{15} = \frac{12}{150 \times 10^{-3}} = 80$$

Tomando el valor comercial mas próximo:

$$R_{15} = 82 \Omega$$

Se coloca un diodo volante (D10) para proteger el transistor. Cuando Q6 se corta, la corriente que aun circula en el embobinado del transformador, debida a la inercia de la inductancia se canaliza a través del diodo para evitar que se dañe el transistor.

En el secundario de T3 se colocan las resistencias R17 y R18 con un valor de 100 Ohms que limitarán la corriente de puerta de los tiristores. Así los diodos D11 y D12 limitarán la circulación de corrientes inversas en las puertas. Cabe notar que en el secundario (T3) las señales se encuentran desfasadas debido a que son dos derivaciones independientes. El propósito de tener el desfase de estas señales es para disparar los tiristores en forma alternada; uno en el semiciclo positivo y el otro en semiciclo negativo.

Si se requiere alimentar el campo del motor independientemente con una tensión de 110 VCD, se ha

provisto de esto con un puente rectificador compuesto por los diodos D13, D14, D15 y D16.

Una vez que se haya montado el circuito completo que se muestra en la Figura 3.14 y su conexiones en la Figura 3.15 se puede proseguir a calcular la fuente de alimentación. (Figura 3.12).

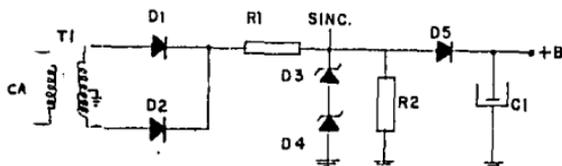


Figura 3.12 Fuente de alimentación.

Como la polarización del circuito se está llevando a cabo con 12 V se optó por utilizar un transformador (T1) de 127/24 Volts con devanado central. Para fijar la tensión se utilizará un diodo zener de 12 Volts. (No se localizó este diodo zener por lo que se sustituyó por dos de 6 V).

La resistencia R1 provoca una caída de tensión que luego es recortada por el diodo zener. Se tendrá una señal rectificada pulsante para utilizarse en la etapa de sincronía. Se midió un consumo de corriente en el circuito de 75 mA. En base a la siguiente simplificación (Figura 3.13):

Para el caso peor se supone $I_o = 25$ mA para el mínimo y para el máximo $I_o = 70$ mA. De las curvas del diodo zener



Figura 3.13 Corrientes en la fuente de alimentación.

(Apéndice C) se observa que se necesita como mínimo 15 mA para regular la tensión. Entonces cuando $I_o = 70$ mA,

$$I_T = 70 + 15 = 85 \text{ mA.}$$

Por lo tanto:

$$R_1 = \frac{12 \sqrt{2} - 12}{85 \times 10^{-3}} = 58.5$$

$$R_1 = 58 \Omega$$

El zener tomará toda la corriente arriba de $I_o = 25$ mA. Si $I_T = 85$ mA, el zener tomará 60 mA lo que supone un consumo de:

$$12 \times 60 \text{ mA} = 720 \text{ mW}$$

Por lo que se necesita un zener de 1 Watt.

Para calcular el filtro (C1) se utiliza la ecuación siguiente:

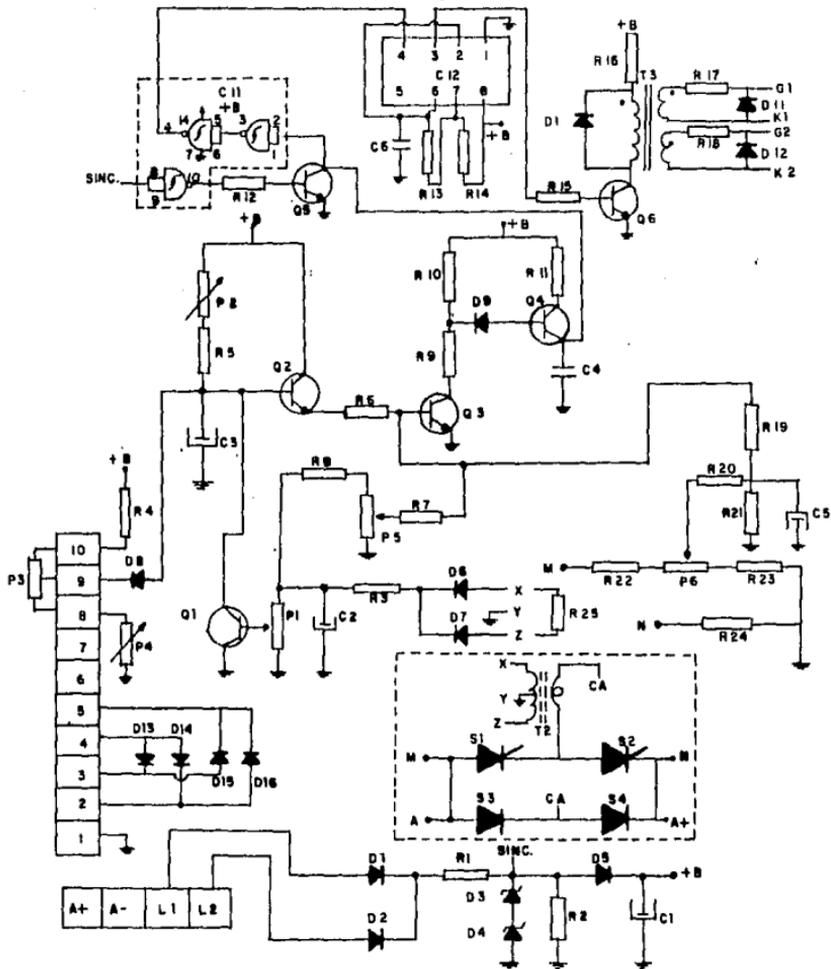


Figura 3.14 Control de velocidad.

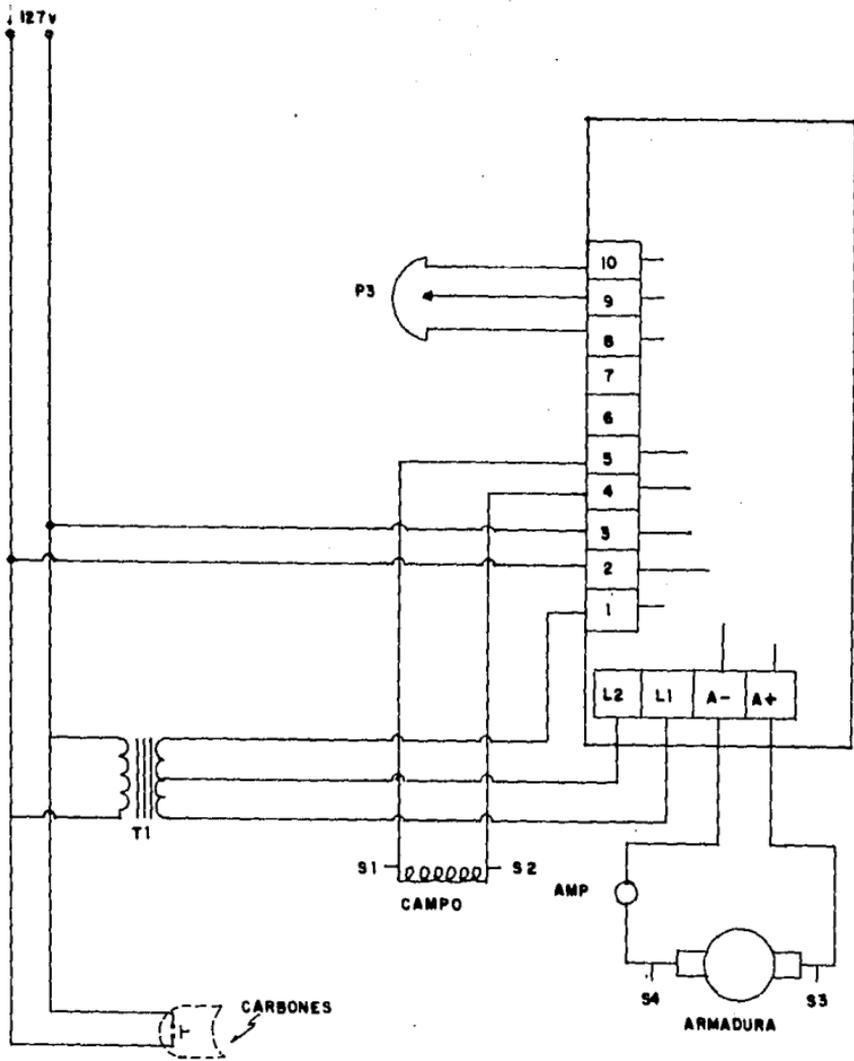


Figura 3.15 Diagrama de conexiones del motor.

$$C = 6000 \frac{I_{\max} \text{ (Amp)}}{V_{rizo}} \mu F$$

sustituyendo

$$C = 6000 \frac{75 \times 10}{1 \text{ V}} = 450 \mu F$$

Por lo tanto: $C1 = 450 \mu F$

El circuito del control de velocidad se muestra en la Figura 3.14 y su diagrama de conexiones en la Figura 3.15.

3.4 Lista de componentes.

A continuación se tiene una lista de los componentes que conforman el circuito de control de velocidad. Todas las resistencias tienen una tolerancia de $\pm 5\%$.

TABLA 3.1

PARTE	DESCRIPCION	VALOR	UNIDAD
R1	Resistencia	10 Watts	58 Ohms
R2	Resistencia	1/2 Watt	15 K Ohms
R3	Resistencia	1/2 Watt	560 Ohms
R4	Resistencia	1/2 Watt	470 Ohms
R5	Resistencia	1/2 Watt	82 K Ohms
R6	Resistencia	1/2 Watt	33 K Ohms
R7	Resistencia	1/2 Watt	1 K Ohms
R8	Resistencia	1/2 Watt	4.7 K Ohms
R9	Resistencia	1/2 Watt	1 K Ohms
R10	Resistencia	1/2 Watt	220 Ohms
R11	Resistencia	1/2 Watt	3.5 K Ohms
R12	Resistencia	1/2 Watt	6.8 K Ohms
R13	Resistencia	1/2 Watt	100 K Ohms
R14	Resistencia	1/2 Watt	100 K Ohms
R15	Resistencia	1/2 Watt	82 Ohms
R16	Resistencia	1/2 Watt	220 Ohms
R17	Resistencia	1/2 Watt	100 Ohms
R18	Resistencia	1/2 Watt	100 Ohms
R19	Resistencia	1/2 Watt	12 K Ohms
R20	Resistencia	1/2 Watt	5.6 K Ohms
R21	Resistencia	1/2 Watt	8.2 K Ohms
R22	Resistencia	1/2 Watt	10 K Ohms
R23	Resistencia	1/2 Watt	10 K Ohms
R24	Resistencia	5 Watts	10 Ohms
R25	Resistencia	1/2 Watt	100 Ohms
C1	Capacitor electrolítico	450u 40 V	Farad
C2	Capacitor electrolítico	47u 50 V	Farad
C3	Capacitor electrolítico	22u 25 V	Farad
C4	Capacitor de cerámica	0.22u 100 V	Farad
C5	Capacitor de cerámica	10u 63 V	Farad
C6	Capacitor electrolítico	0.001u 100 V	Farad
P1	Preset de carbón	1/4 Watt	2.2 K Ohms
P2	Preset de carbón	1/4 Watt	22 K Ohms
P3	Potenciómetro lineal		6.8 K Ohms
P4	Preset de carbón	1/4 Watt	2.7 K Ohms
P5	Preset de carbón	1/4 Watt	1 K Ohms
P6	Preset de carbón	1/4 Watt	22 K Ohms
Q1	Transistor de Silicio NPN		2A237
Q2	Transistor de Silicio NPN		2A237
Q3	Transistor de Silicio NPN		2A237
Q4	Transistor de Silicio PNP		2A257
Q5	Transistor de Silicio NPN		2A237
Q6	Transistor de Silicio NPN		2A237
D1	Diodo de Silicio	1 AMP	MR4006

PARTE	DESCRIPCION	VALDR	UNIDAD
D2	Diodo de Silicio	1 AMP	MR4006
D3	Diodo Zener 1 Watt	6 V	1N4735
D4	Diodo Zener 1 Watt	6 V	1N4735
D5	Diodo de Silicio	1 AMP	MR4006
D6	Diodo de Silicio	1 AMP	1N4148
D7	Diodo de Silicio	1 AMP	1N4148
D8	Diodo de Silicio	1 AMP	MR4006
D9	Diodo de Silicio	1 AMP	MR4006
D10	Diodo de Silicio	1 AMP	1N4148
D11	Diodo de Silicio	1 AMP	1N4148
D12	Diodo de Silicio	1 AMP	1N4148
D13	Diodo de Silicio	3 AMP	MR508
D14	Diodo de Silicio	3 AMP	MR508
D15	Diodo de Silicio	3 AMP	MR508
D16	Diodo de Silicio	3 AMP	MR508
S1	SCR de Silicio	25 AMP 500 V	C38E
S2	SCR de Silicio	25 AMP 500 V	C38E
S3	Diodo de Silicio	25 AMP 600 V	SK3517
S4	Diodo de Silicio	25 AMP 600 V	SK3517
T1	Transformador de línea	127/24	CT
T2	Transformador de corriente		
T3	Transformador de pulsos	1:1:1	
CI1	Circuito integrado CMOS		CD4093
CI2	Circuito integrado		LM555

NOTA: D3 y D4 pueden sustituirse por 1 diodo zener (1 watt) 1N4742 de 12 V.

3.5 Fotos de las formas de onda del circuito de control.

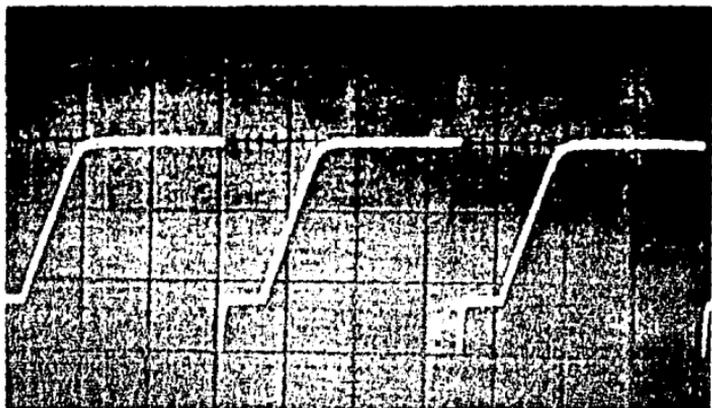


Figura 3.16 Forma de onda de la función rampa tomada en el colector de Q4 a máxima velocidad (5 Volts/cm, 1 ms).

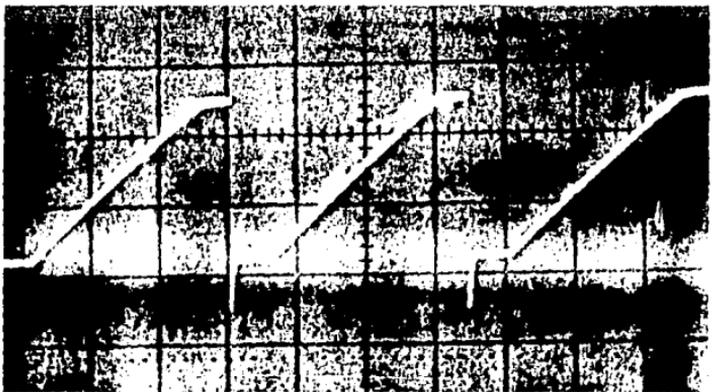


Figura 3.17 Forma de onda de la función rampa tomada en el colector de Q4 a media velocidad (90°) (5 Volts/cm, 1 ms).

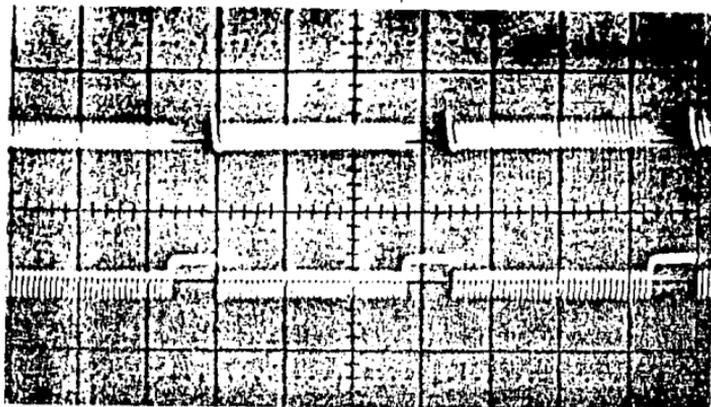


Figura 3.18 Forma de onda del tren de pulsos tomado en la base de G6 a máxima velocidad (0.5 Volts/cm, 1 ms).

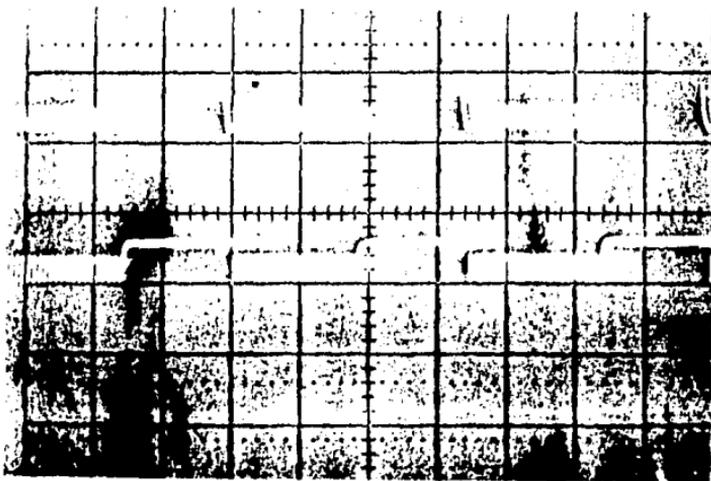


Figura 3.19 Forma de onda del tren de pulsos tomado en la base de G6 a media velocidad (90°) (0.5 Volts/cm, 1ms).

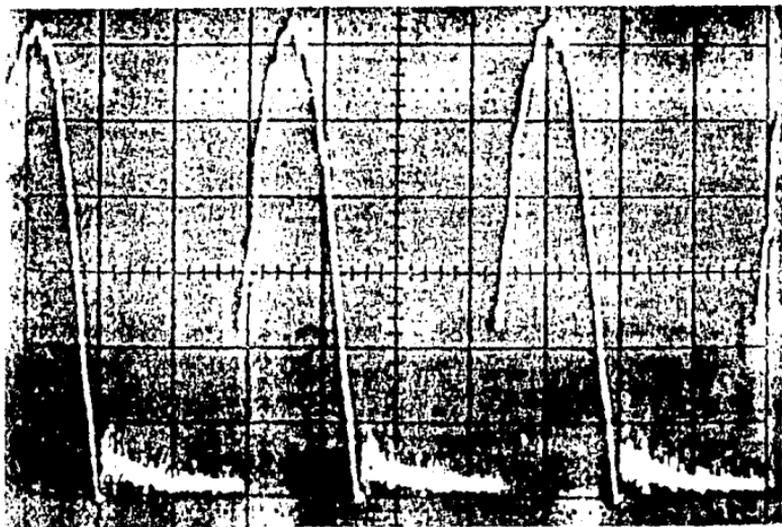


Figura 3.20 Forma de onda tomada en la armadura del motor a máxima velocidad (20 Volts/cm, 2 ms).

IV- CONSTRUCCION.

4.1 Módulo de potencia.

El buen funcionamiento de los SCRs y de los diodos depende en gran parte de su ensamble correcto. Como se ha visto antes el enfriamiento adecuado, es la clave de su buen funcionamiento. Si la temperatura de unión de un SCR aumenta mucho, puede llegar a causar la destrucción del dispositivo o afectar sus características de funcionamiento. Las fallas pueden ocurrir antes de la destrucción del dispositivo porque si se reduce la tensión directa de ruptura, el tiempo de apagado incrementa. Esto sacaría de especificaciones al dispositivo y ocasionaría un mal funcionamiento del circuito. Por este motivo todos los SCRs y diodos rectificadores han sido diseñados y adaptados con algun mecanismo de transferencia de calor para que disipen las pérdidas internas por calor.

La superficie en la que se va a montar el elemento es igual de importante, ya que forma parte integral en la disipación de calor del SCR. Si el dispositivo se monta correctamente su enfriamiento va a ser mas efectivo. Por lo tanto, los problemas de enfriamiento y de montaje del SCR deben ser tratados al mismo tiempo.

Para armar el puente rectificador se debe revisar el diagrama esquemático con cuidado. En la Figura 4.1(a) se muestra la conexión del puente rectificador. En la Figura

4.1(b) se puede observar el encapsulado de los SCR y de los diodos.

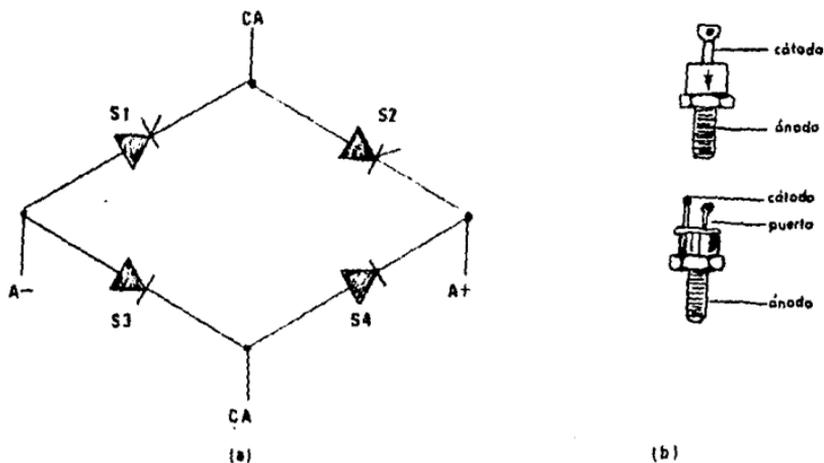
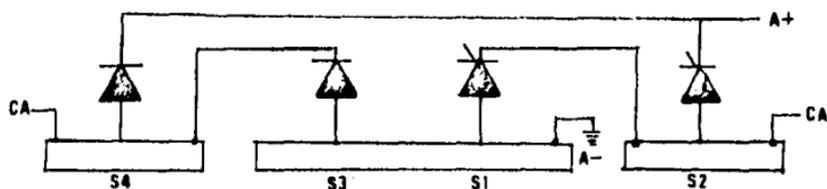


Figura 4.1 (a) Diagrama esquemático del puente rectificador. (b) Encapsulado del diodo y del SCR.

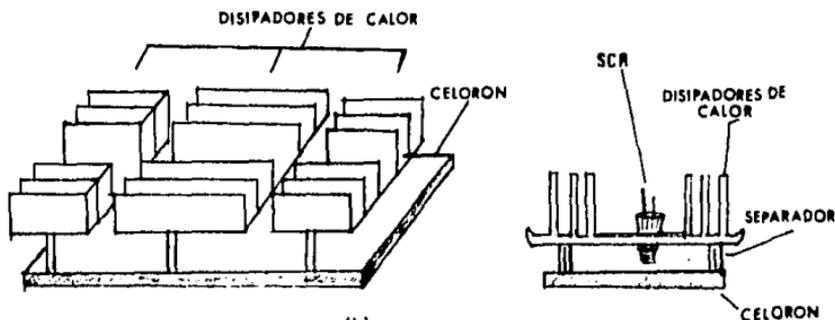
Tomando en consideración los datos anteriores se puede construir el módulo de potencia como se muestra en la Figura 4.2. Como se puede observar los cuatro elementos se montan sobre tres disipadores de calor. Los disipadores deben estar separados para evitar corto circuitos. Para aislar el puente completamente se montan los disipadores sobre un tabla de celulón. Pero como los diodos y los SCR atraviesan el disipador es necesario colocarles unos separadores, para elevarlos. Antes de fijar los elementos es recomendable aplicarles un poco de grasa de silicón. Es importante

verificar que los elementos estén bien apretados para asegurar un buen contacto y así tener una mejor disipación de calor. Se ha encontrado también que hay una mejor disipación si se anodiza o se pavona el disipador. Se puede pavonar fácilmente calentándolo con un soplete y luego sumergiéndolo en aceite.

* Nota. Cuando el puente esté energizado debe tenerse cuidado de no tocar los disipadores.



(a)



(b)

Figura 4.2 Módulo de potencia. (a) Diagrama esquemático. (b) Representación física.

4.2 Circuito impreso.

Existen varios materiales con los que se pueden hacer los circuitos impresos. Hay de fenólico, epoxi y de fibra de vidrio. La placa de fenólico se quiebra fácilmente cuando se le hacen las perforaciones. La mas resistente de estas es la de fibra de vidrio, aunque es mas cara es la que se va a utilizar para este circuito.

4.2.1 Configuración.

El diseño de la configuración de las pistas es la parte mas complicada y laboriosa en la construcción del control de velocidad. El diseño debe hacerse utilizando placas multiperforadas, con la finalidad de hacer todos los cambios posibles y dando a los componentes una distribución y colocación ya definida, así como una aproximación de trayectorias. Después se representará dibujos en papel milimétrico, todos los componentes a escala y colocados en la posición que se especificó en la placa multiperforada, de tal forma que utilice un mínimo de espacio. En el dibujo donde se representan los componentes, se conectarán los elementos por trayectorias ininterrumpidas, comenzando por las trayectorias mas largas o las principales como entradas, salidas, alimentación y tierras. Se debe de tratar de evitar el cruce de trayectorias, pero si no se puede lograr, es posible utilizar puentes. La solución más viable a la que se llegó es la que se muestra en la Figua 4.3.

Steven Sorsby N
UNIVERSIDAD ANAHUAC

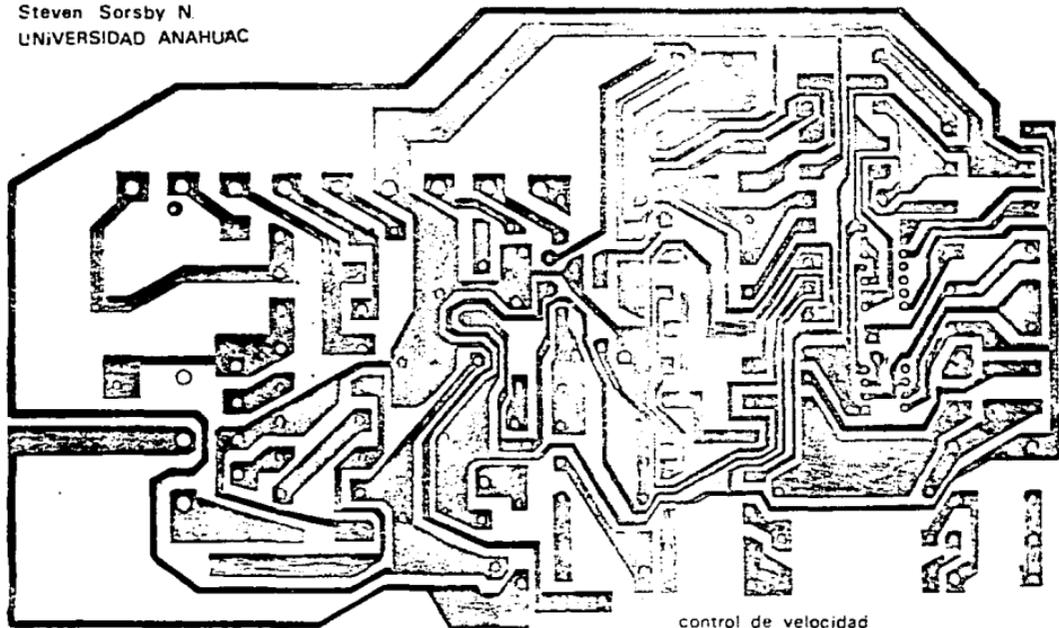


Figura 4.3 Circuito Impreso.

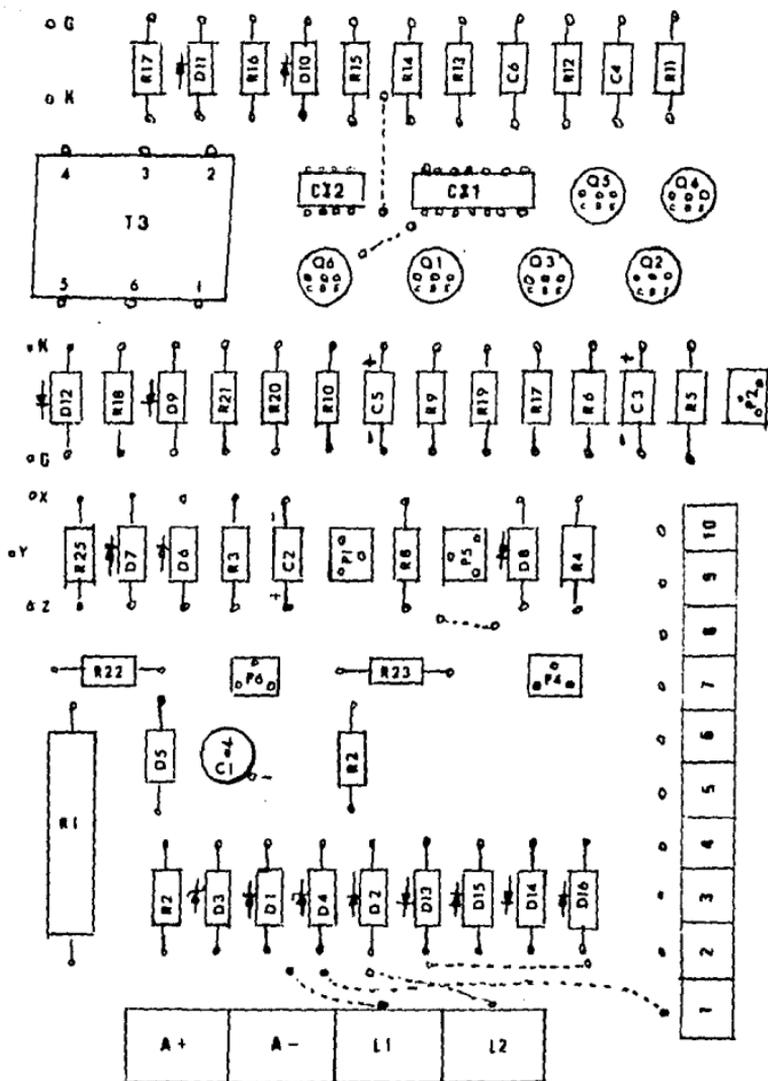


Figura 4.4 Distribución de elementos en el circuito impreso.

Mientras que la distribución de los elementos se puede observar en la Figura 4.4.

4.2.2 Fabricación de la tarjeta.

Una vez que se haya determinado como va quedar el circuito impreso se dibuja cuidadosamente, a tinta, sobre papel kromakote. Una vez terminado se le toma una fotografía y se obtiene un negativo. Se coloca el negativo sobre papel fotográfico y se le aplica una fuente de luz, de esta forma se velan las partes que quedaron expuestas a la luz. La mica que se obtiene de esto se le denomina positivo. A continuación se enumeran los pasos que hay que seguir para fabricar el circuito impreso.

1. LAVADO- Se toma una placa de fibra vidrio de 20 X 12 cm con una cara de cobre. Se lava muy bien con agua y jabón. Para una mejor limpieza se utiliza una lija de agua muy fina (de calibre 00). De esta manera se eliminan óxidos y grasas de la superficie de cobre.

2. SENSIBILIZADO- Se le aplica a la superficie de cobre de la tarjeta un líquido sensibilizador. El Photo Resist de Kodak es el líquido que se utiliza en este proceso. Se le aplica homogéneamente este líquido a la superficie de cobre con un algodón. Es muy importante que quede bien aplicada esta sustancia porque de no hacerlo las pistas pueden llegar

a levantarse. Para un secado rápido se utiliza el calor emitido por un parrilla eléctrica. La superficie de cobre debe quedar hacia arriba para que esta no se queme. El objetivo del sensibilizado es de preparar el cobre para ser grabado por la luz ultravioleta. De este paso en adelante no debe de tocarse con los dedos la superficie de cobre de la tarjeta.

3. MONTAJE- Se toma el positivo y se coloca sobre la superficie de cobre de la tarjeta. Estas dos deben alinearse perfectamente. Se montan a presión contra un vidrio dentro de un marco. Se vuelve a revisar que el positivo este alineado con la tarjeta.

4. EXPOSICION- Se toma el marco con el vidrio y se coloca frente a la luz ultravioleta. Debe existir una distancia de 30 cm entre ellos. Se deja la tarjeta expuesta a la luz durante 10 min.

5. REVELADO- Una vez grabada la tarjeta, se sumerge en un recipiente de vidrio o plástico con una solución de revelado fotográfico (Kodak). Se deja sumergida la tarjeta durante 7 min.

6. ENJUAGE- Se enjuaga la tarjeta con agua tomando la precaución de no aplicarle el chorro directamnete. Si se observa la tarjeta cuidadosamnete pueden verse las pistas ya grabadas en el cobre. Debe revisarse que no existan errores

y que las pistas esten enteras. En caso de que exista algun desperfecto se puede volver a repetir el proceso, comenzando desde el primer paso.

7. ELIMINACION DE COBRE- En un recipiente de vidrio se agregan 250 grms de cloruro férrico por cada litro de agua. Se coloca el recipiente sobre una parilla eléctrica para calentarlo. Se sumerge la tarjeta en la solución durante unos 25 min o hasta que el exceso de cobre se haya desprendido de la tarjeta. Cuando se este satisfecho con los resultados se enjuga con agua la tarjeta para frenar la reacción. Si la tarjeta se deja demasiado tiempo en la solución de cloruro férrico pueden comenzar a desprenderse las pistas.

4. LAVADO- Se vuelve a lavar la tarjeta como en el primer paso.

9. ESTAÑADO- Para que las pistas no se oxiden y duren mas es recomendable estañarlas. Para lograr esto se sumerge la tarjeta en una solución de estaño durante 5 min o hasta que queden cubiertas todas las pistas. Se debe tener cuidado de no dejar la tarjeta demasiado tiempo dentro de la solución ya que se empiezan a formar grumos sobre las pistas. Estos grumos al secarse se desprenden y dejan huecos. Una vez estañadas las pistas se vuelve a enjuagar la tarjeta con

agua. La solución de estaño consiste, por litro de agua, de lo siguiente:

26 grms Cloruro estañoso
100 grms Cianuro de sodio
18 grms Hidróxido de sodio

Existe en el mercado una solución ya preparada, que lleva el nombre de "Rapid Tin".

4.2.3 Colocación de los elementos.

El siguiente paso es la perforación la tarjeta. Para esto es necesario referirse a la Figura 4.4 para determinar la colocación de los componentes. De esta manera se pueden hacer los barrenos de acuerdo al diámetro de las terminales de los elementos.

Una vez perforada la tarjeta se colocan los elementos en sus lugares correspondientes para ser soldados. La soldadura debe hacer buen contacto con la pista y debe también estar libre de impurezas. Al estar soldando deben tomarse todas las precauciones debidas de cada elemento.

Finalmente se vuelve a limpiar con agua y jabón la tarjeta, tomando la precaución de no mojar los componentes. Se debe volver a revisar que no haya ninguna pista rota.

En la Figura 4.4 se muestra como va montados los componentes en la tarjeta. Estos coinciden con los componentes que se calcularon en el Capítulo 7 y que se encuentran enumerados en la Tabla 7.1

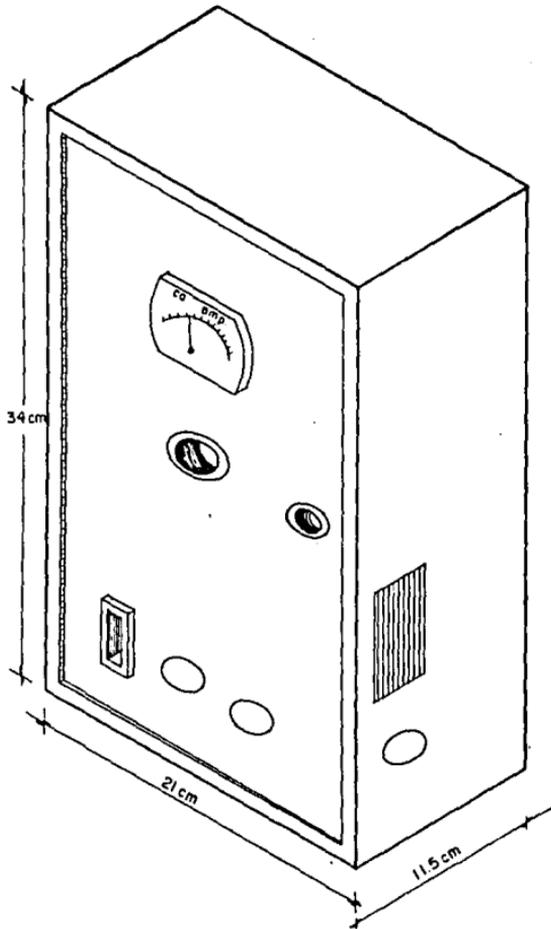
4.3 Chasis.

El chasis tiene como objeto principal guardar y proteger todos los componentes del control electrónico. Deben quedar protegidos de las sustancias corrosivas en el ambiente y de cualquier golpe que pueda sufrir accidentalmente, así como de una chapa con la finalidad de que se abra por gente autorizada. Los ajustes electrónicos que se le hacen en el laboratorio también quedan protegidos contra cualquier alteración que alguien le pueda hacer. Solo el personal autorizado debe tener acceso al interior del chasis.

Todos los elementos deben caber perfectamente bien dentro del chasis. Su colocación debe ser tal que el mantenimiento sea sencillo. Debe de poderse hacer pruebas sin tener que desarmarlo y el reemplazo de elementos dañados debe ser lo mas sencillo posible.

El chasis que se eligió para este control de velocidad se muestra a continuación en las siguientes figuras. También se muestran las perforaciones que deben hacerse para la colocación de sus accesorios.

AREA DE TRABAJO NORMALIZADO A 230 x 185 M.M. HUIJA 297 x 210 MM.



Escala: 1:25

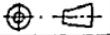
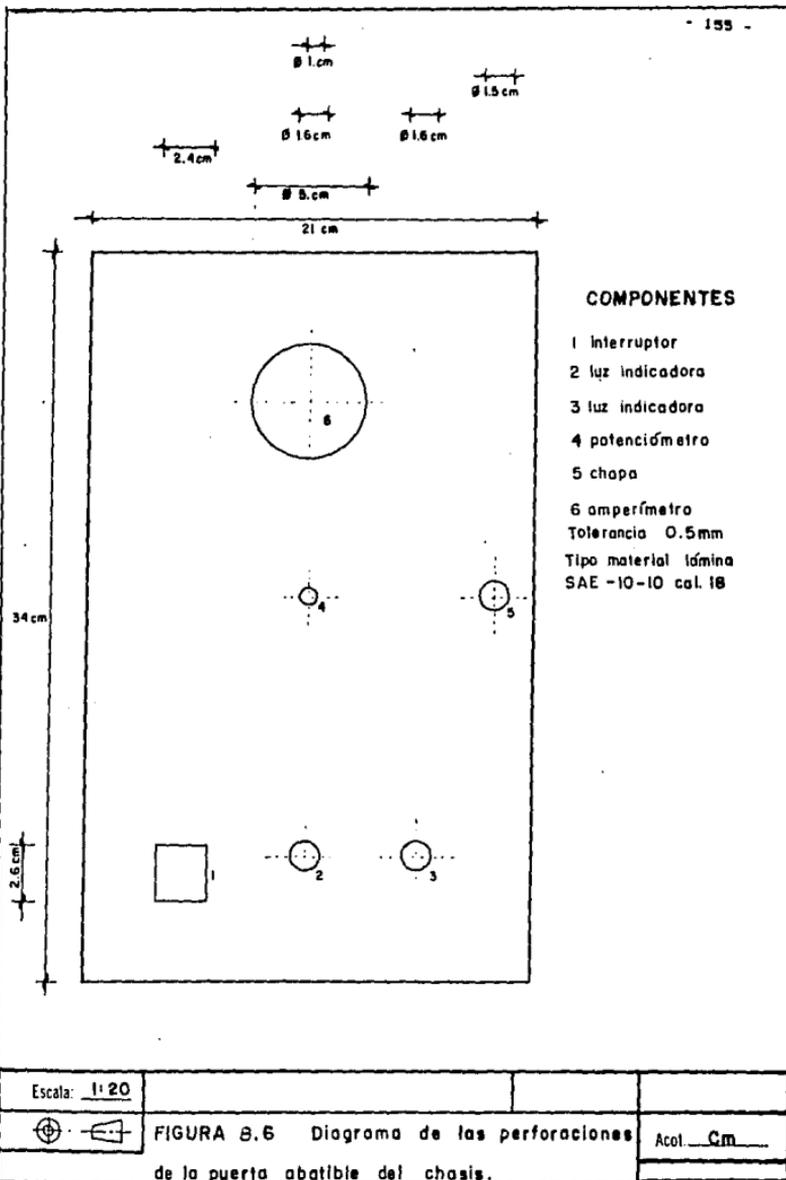


FIGURA 8.5 el chasis

Acol. Cm



COMPONENTES

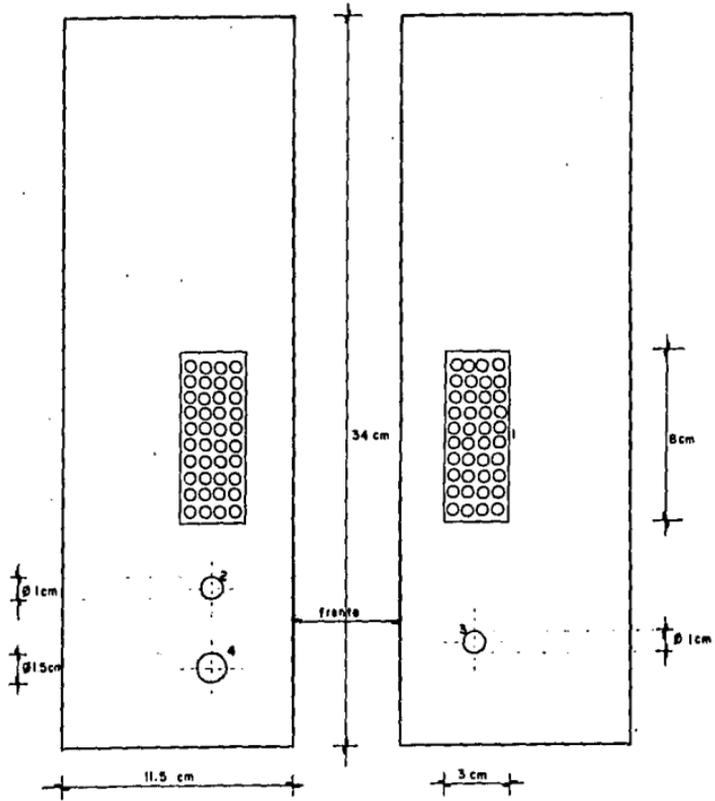
- 156 -

- 1 ventilación
 - 2 portafusible
 - 3 salida
 - 4 toma corriente
- Tolerancia 0.5mm

PERFIL IZQUIERDO

PERFIL DERECHO

AIRA DE TIRABLO NORMALIZADO A 250 x 180 x 180 M/M HILAR 287 x 270 M/M



Tipo de material lámina SAE-10-10 col. 18

Escala: 1:20		
	FIGURA 8.7 Diagrama de las perforaciones de las partes laterales del chasis.	Acol. Cm

COMPONENTES

1 tira terminal

2 modulo de potencia

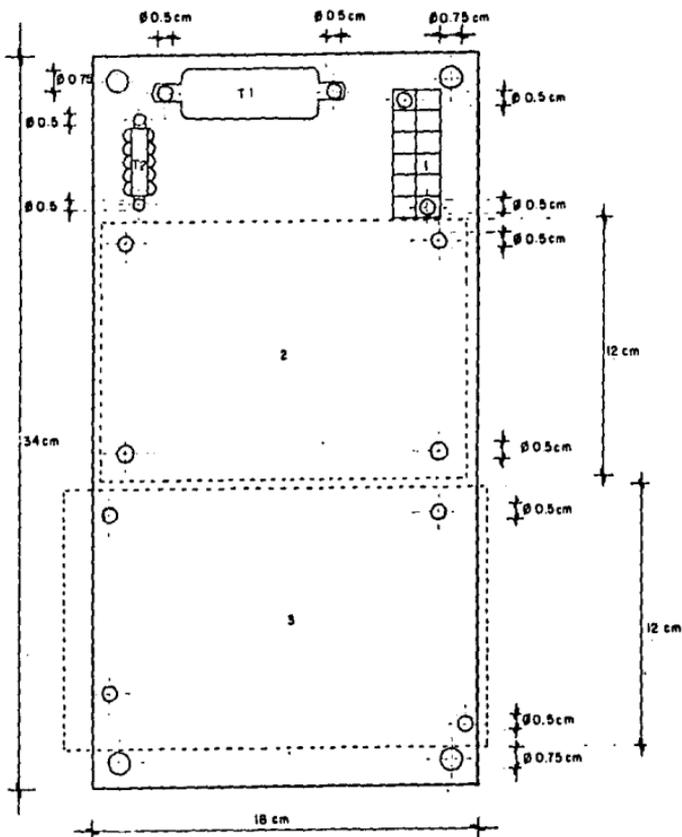
3 circuito impreso

Utilizar tornillos clase 2A cuerda Standar.

Tolerancias 0.5mm

Tipo de material lámina SAE-10-10 col. 18

AREA DE TRABAJO NORMALIZADO A 250 x 185 M.M. HOJA 287 x 210 M.M.



Escala: 1:20

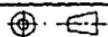


FIGURA 8:8 Diagrama de las perforaciones de la placa removible del chasis.

Acol. Cm

4.4 Ensamble.

Una vez que se hallan armado el módulo de potencia (CP), el circuito impreso (CI) y se halla perforado el chasis se procede a ensamblar el resto del control. En la Figura 4.8 se tiene el diagrama de como quedan distribuidos los elementos en la placa removible del chasis. El procedimiento a seguir para su colocación es el siguiente:

1) Primero se coloca el módulo de potencia en su lugar. Pero antes de fijarlo debe asegurarse que los tornillos que van en la parte inferior de la tabla de celurón, estén aislados. Se pueden aislar aplicándoles un poco de sellador en las cabezas.

2) Luego se coloca en su lugar (sin fijar) el circuito impreso con sus cuatro separadores. Los separadores sirven, para además de evitar un corto circuito si las pistas tocan la placa, para facilitar el mantenimiento. De esta manera se puede reemplazar fácilmente cualquier componente que se haya estropeado.

3) Se procede ahora a fijar los transformadores T1 y T2. Para facilitar su mantenimiento se colocan remaches "pop" con cuerda en la placa removible para poder fijarlos con tornillos. Esto elimina el uso de tuercas.

4) Posteriormente se coloca la tira terminal de cuatro tornillos (15 Amp) en su lugar correspondiente.

5) Se toma el chasis y de acuerdo con las Figuras 4.6 y 4.7 se colocan en sus lugares correspondientes; el portafusible, el interruptor de apagado y encendido, las luces indicadoras, el potenciómetro y el amperímetro.

6) Por último, se toma la extensión de uso rudo y en un extremo se le coloca la clavija. Mientras que en el otro extremo se coloca en su barreno correspondiente en el chasis.

Debe revisarse que todos los elementos estén en sus lugares correspondientes y que además estén bien fijos, excepto la tarjeta impresa.

4.5 Conexiones.

Para el cableado se eligió utilizar un cable extraflexible para facilitar el manejo de los arneses. Además este es el único cable que va cubierto con un PVC que resiste una temperatura de hasta 105°C, mientras que los cables normales soportan una temperatura de 60°C. Aunque nunca se vaya a llegar a esa temperatura es una precaución que se recomienda tomar. Se utiliza también un gran surtido de colores para facilitar el cableado y las conexiones. En los extremos de los cables que van conectados a las tiras terminales se le colocan unas zapatas para asegurar un buen contacto. De esta manera se pueden conectar y desconectar fácilmente los cables.

La Tabla 4.2 muestra como deben de ir cortados cada uno de los cables y el número de zapatas que hay que colocarles a cada uno.

Una vez que se hayan cortado los tramos de cable se puede continuar armando el control. Antes de fijar el circuito impreso es necesario soldarle las terminales x, y, y z que provienen de T2; y K1, K2, G1 y G2 que provienen del módulo de potencia. Una vez hecho esto se puede fijar el circuito impreso en su lugar. Siguiendo el diagrama de la Figura 4.8 se conectan los tramos de cable que cortaron anteriormente. Se debe asegurar que exista un buen contacto en las uniones y que se conecten todos los cables en sus lugares correspondientes para evitar cualquier problema.

Tabla 4.2

MEDIDA (cms)	TIPO DE CABLE	CALIBRE	COLOR	ZAPATAS
13	Extraflexible	16 AWG	amarillo	2
10	Extraflexible	16 AWG	amarillo	2
17	Extraflexible	16 AWG	amarillo	2
55	Extraflexible	16 AWG	amarillo	1
55	Extraflexible	16 AWG	azul	1
30	Extraflexible	16 AWG	azul	2
20	Extraflexible	16 AWG	blanco	1
20	Extraflexible	16 AWG	blanco	1
25	Extraflexible	16 AWG	blanco	0
25	Extraflexible	16 AWG	blanco	0
50	Autolac	12 AWG	blanco/azul	1
50	Autolac	12 AWG	blanco/azul	1
50	Autolac	10 AWG	blanco/rojo	1
100	Autolac	10 AWG	blanco/rojo	1
25	Autolac	16 AWG	blanco/verde	0
25	Autolac	16 AWG	blanco/verde	1
55	Extraflexible	16 AWG	café	1
20	Extraflexible	16 AWG	gris	1
12	Extraflexible	16 AWG	negro	0
25	Extraflexible	16 AWG	negro	1
30	Extraflexible	16 AWG	negro	0
9	Extraflexible	16 AWG	negro	0
15	Extraflexible	16 AWG	negro	1
16	Extraflexible	16 AWG	negro	0
60	Extraflexible	16 AWG	rojo	2
60	Extraflexible	16 AWG	rojo	2
30	Extraflexible	16 AWG	rojo	2
25	Extraflexible	16 AWG	verde	0
25	Extraflexible	16 AWG	verde	0
60	Extraflexible	16 AWG	verde	2

La conexión de los cables se puede dividir en dos partes. La primera parte comprende todas las conexiones que se hacen en la placa removible y la segunda parte esta comprendida por las conexiones del chasis. Siguiendo el diagrama de la Figura 4.9 se hacen las conexiones en el siguiente orden:

PARTE 1.

- 1) Colocarle dos terminales a los cables del primario de T1 y conectarlos en A y D.
- 2) Empalmar los cables del secundario de T1 con los cables que se muestran en el diagrama y conectar los cables blancos en L1 y L2, mientras que el cable gris del devanado central se conecta en 1.
- 3) En 2 y 3 se conectan los cables rojos que provienen de B y C respectivamente.
- 4) Se conectan al primario de T2 sus cables amarillos; uno va al módulo de potencia y el otro se conecta en A.
- 5) De la terminal D sale un cable amarillo que va al otro extremo del módulo de potencia.
- 6) En A+ se conecta el cable rojo que sale del módulo de potencia.
- 7) En A- se conecta el cable azul que sale del módulo de potencia.

PARTE 2.

- 1) Se toma una de las puntas del cable uso rudo y se conecta a un extremo del portafusible. Del otro extremo del portafusible sale un cable negro al interruptor I.
- 2) Del otro extremo del interruptor sale un cable a B, otro cable sale a una terminal de F1 y otro a F2.
- 3) En C se conecta el cable que quedó suelto de la extensión de uso rudo.
- 4) En D se conecta el cable negro que proviene del foco piloto F1.
- 5) El cable negro que sale de F2 se empalma con el cable blanco/verde y sale del chasis por el barreno de salida y se conecta en S5.
- 6) En S6 se conecta otro cable blanco/verde y este regresa por el barreno de salida y se conecta en D.
- 7) En 4 y 5 se conectan dos cables azul/blanco que salen del chasis y se conectan en S1 y S2 respectivamente.
- 8) En A+ se conecta un cable blanco/rojo que sale del chasis y se conecta en S3.
- 9) En A- se conecta un cable verde que va al amperímetro que se encuentra en la puerta del chasis.
- 10) Del otro extremo del amperímetro sale un cable blanco/rojo que sale del chasis y se conecta en S2.
- 11) En 8, 9 y 10 se conectan los cables que provienen del potenciómetro P3 que se encuentra en la puerta.

Primero se deben de colocar, pero no conectar, todos los cables que salen del chasis o que van a la puerta de este. Luego se debe de introducir la placa removible dentro del chasis asegurándose que todos los cables pasen por debajo. Ahora si se puede proseguir a conectar todos los cables.

4.6 Calibración y ajustes.

Es necesario que los ajustes se hagan con el motor, que se va a utilizar, funcionando y conectado como se muestra en la Figura 4.15.

Para ajustar el rango de velocidad en el cual va a funcionar el motor es necesario seguir los siguientes pasos:

A) Ajuste de la velocidad inicial (velocidad mínima).

1- Coloque la perilla para variación de la velocidad (potenciómetro de velocidad, P3) al mínimo.

2- Encender el control de velocidad.

3- Girar el preajustable P4 (velocidad mínima) de tal forma que el motor este sin girar pero a punto de hacerlo.

4- En caso que se desee una velocidad mínima inicial puede aumentarse el rango con el preajustable hasta obtener la velocidad mínima deseable.

B) Ajuste de la velocidad límite (máxima velocidad).

1- Con el equipo trabajando, gire el potenciómetro de velocidad (P3) hasta el máximo (100%). Si se cuenta con un tacómetro, este debe indicar la máxima velocidad del motor que se va a utilizar o si se cuenta con un voltímetro debe existir una tensión de 110 Volts en la armadura.

2- Con el preajustable P6 (velocidad máxima) se puede ajustar las RPM o la tensión en la armadura hasta que sea la nominal.

3- Con el preajustable se puede fijar una velocidad límite, en caso de que no se desee tener la nominal como la máxima.

C) Ajuste de la corriente límite (corriente máxima).

1- Con el preajustable P1 se ajusta la corriente máxima que tomará el motor de CD.

2- La corriente máxima que debe entregar el control de velocidad es de 15 Amps. En caso de que éste este entregando más de lo debido, debe ajustarse P1 hasta obtener este valor.

D) Ajuste de la regulación de corriente (compensación).

1- Debe ajustarse el preajustable P1 cuando el motor esté demandando corriente mínima.

2- Con este debe eliminarse la oscilación que pueda llegar a tener el motor.

3- Verificar que no se haya afectado el ajuste de la corriente límite. En caso de que sí, ajustar P1 de nuevo.

4.7 Manual de operaciones.

1.- Conexión del motor universal

A continuación se presenta la tira terminal donde se conectará el motor:

Conecte los campos del motor a S1 y S2 .

Conecte la armadura a las terminales S3 y S4.

Conecte el sistema de cambio de carbones a las terminales S5 y S6 y S6.

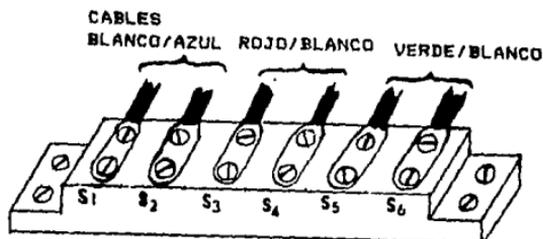


Figura 4.10 Conexión del motor universal.

Para que el sistema de cambio de carbones quede debidamente funcionando, se intervendrá un carbón del motor

de la siguiente forma, así como la adaptación de un microinterruptor que complete la función.

Cuando el microinterruptor se acciona, es por que el pequeño vástago entró al orificio del carbón, y se enciende la luz amarilla del tablero, donde se indica que se deben de cambiar los carbones, efectuando el mismo proceso de perforar el carbón con el mismo diámetro y con una profundidad de 3 mm. aproximadamente.

2.-Mantenga apagado el interruptor de encendido y el control de revoluciones por minuto al mínimo.

3.-Conecte al cable de línea a 127 volts de corriente alterna.

4.-Verifique que la capacidad del fusible sea la adecuada (15 Amp.).

5.-Active el interruptor, y observará que la luz verde se enciende.

6.-Gire lentamente la perilla de RPM, apreciando el giro del motor y observando el consumo de corriente en el amperímetro, de tal forma que no pase de los 10 Amp. por sistema de seguridad.

7.-Verifique que la tapa del control esté cerrada con llave, con el fin de evitar que gente inexperta tenga acceso al circuito, pudiéndolo dañar.

8.-Para la instalación del control, se recomienda se fije con taquetes a un muro, en un lugar donde no existan fuentes de radiación de calor, ni que obstruyan la circulación de aire, puesto que en los costados del control tiene perforaciones que permiten el paso de este.

4.8 Manual de mantenimiento.

1.-Mantenimiento preventivo al motor.

Se recomienda este tipo de mantenimiento al motor cada 6 meses, si hubiera un trabajo continuo de 6 a 8 horas diarias. Si este número de horas fuera mayor, el mantenimiento preventivo podrá ser de 3 meses.

- Revisión de baleros: Con un estetoscopio, o con una varilla que esté tocando al oído y a su vez toque el motor en varios puntos, se podrá detectar algún ruido extraño.

- Revisión del colector: Observe que el colector no esté muy desgastado.

- Revisión de la flecha: Que no exista ningún rozamiento excesivo o que se encuentre doblada.

- Sopletee, la carcasa, la armadura, eliminando el hollín y polvo que se pudiera almacenar.

- Póngale unas cuantas gotas de aceite a las graseras.

- Si el motor consta de un sistema de reducción, se le debe de cambiar el aceite y mantener este a un nivel constante.

2.- Mantenimiento preventivo al control de velocidad.

- Estando desconectado el cable de alimentación de 127 V C.A., sopletee el control tanto por dentro como por fuera, eliminando las partículas de polvo.

- Estando funcionando, el control de velocidad, toque con los dedos los cuerpos de los elementos (resistencias, transistores, capacitores, rectificadores, transformadores y circuitos integrados) y sin tocar los cables de conexión de estos y observando que los elementos no tengan un calentamiento excesivo.

Tenga la precaución de no tocar, los disipadores, SCR's, rectificadores de potencia, contactos del porta fusible y terminales de conexión.

-Verifique que los cables que van a las tiras de terminales estén bien apretados.

3.-Mantenimiento correctivo al motor.

Cuando se llevan programas de mantenimiento preventivo, se puede detectar un daño menor en el motor, aunque en algunas ocasiones se puede presentar una falla mayor, como un cambio de armadura, baleros, bujes, etc.

- Revisión de la flecha. Si se llegará apreciar un ruido en el motor, deberá revisarse primeramente que la flecha no esté desgastada por rozamiento. Si así fuera, deberá de rectificarse la flecha y encasquillar los bujes.

- Revisión de baleros. A menudo se llega a apreciar el ruido de los baleros (pudiendo estar cascados) procediendo a quitarlos con un extractor de baleros y substituyéndose por unos idénticos.

- Revisión del colector. Cuando los carbones son muy duros, gastan al colector, dando como resultado un cambio de este. Por otro lado, si los carbones son muy suaves se desgastan rápidamente, provocando que se flamee el colector y que haga falsos contactos. Se recomienda que los carbones sean los que el fabricante sugiere o de mediana dureza.

-Revisión del embobinado. Cuando el motor comienza a consumir mucha corriente, puede ser por que algún problema mecánico está frenando al motor o por que algunas espiras del embobinado se ponen en corto llegando a observar que el embobinado ha sufrido calentamiento o en su defecto se puede apreciar un ligero olor a quemado. Cuando esto sucede, se deberá mandar a embobinar la parte dañada.

- Caja de reducción. Cuando los motores constan de un sistema reductor con engranes y el ruido en la caja es muy excesivo, lo mas seguro es que si no le falta aceite, algunos engranes

podieron haberse dañado. Si el problema fuera de uno o mas engranes, se deberá de quitar los engranes afectados y mandarse a construir con mecánicos especialistas en la construcción de este tipo de piezas.

- Calentamiento. A menudo el calentamiento excesivo en un motor pudiera estar en el rozamiento de partes mecánicas así como de baleros dañados, tendiendo a frenar al motor, consumiendo mas corriente y pudiendo dañar los campos. De la misma forma puede existir un corto en las bobinas de los campos por un exceso de corriente o que el alambre empleado en las bobinas no tenga el aislante adecuado.

4.-Mantenimiento correctivo al control de velocidad.

Si el control de velocidad no funciona:

- Verifique que el fusible no se haya abierto.
- Mida el tensión de 127 V C.A. en el primario del transformador y 30 volts en el secundario, contra el tap. central.
- Mida el tensión de 12 volts de C.D. en el positivo del capacitor C1.
- Mida tensión de 127 V C.D. en los puntos 5 y 4 de la tira terminal que se encuentra en el circuito impreso.

- Verifique que en el circuito impreso no tenga ningún elemento desconectado o quemado.

- Utilizando un osciloscopio conéctelo al colector de Q4, observe en este transistor la señal de rampa (Figuras 4.16 y 4.17).

- Conecte ahora el osciloscopio en la pata 3 del circuito integrado CI2 y varíe el potenciómetro P3, observando la variación de oscilación.

- De la misma forma conecte el osciloscopio en el colector de Q6 y también varíe el potenciómetro P3, observando la variación en el tren de pulsos (Figuras 4.18 y 4.19).

- Compruebe con un óhmetro que el transformador T3 no se haya abierto ninguno de sus devanados.

- Estándo apagado el control de RPM, mida con un óhmetro de baja impedancia y en la mínima escala (X1), el funcionamiento de los dos SCR's (desconecte los cátodos). Sin desconectar el ánodo toque instantáneamente la compuerta observando una desviación en la aguja del óhmetro.

De la misma forma puede utilizarse una fuente de C.D., (aproximadamente a 3 volts) y haga la misma operación, detectando un consumo de corriente cuando se tocó la compuerta, concluyendo con esta operación que los SCR's están funcionando correctamente.

- Compruebe con un óhmetro, que los rectificadores de potencia funcionen correctamente.

- Utilizando un óhmetro en la escala de 10 K, verifique la continuidad de la bobina del amperímetro, puesto que se encuentra en serie con la armadura del motor.

V- ESTUDIO ECONOMICO.

En este estudio económico se consideran todos los materiales que se utilizaron en la elaboración del control de velocidad, así como la mano de obra de su ensamble, de su alambrado y de su montaje al gabinete. El estudio se divide en dos partes. La primera parte es la lista de los elementos electrónicos que lleva el control (Tabla 5.1). La segunda parte es la lista de los demás materiales que se utilizan en la construcción del aparato (Tabla 5.2). Los precios son vigentes del día 6 de marzo de 1985.

Tabla 5.1

CANT	DESCRIPCION	PRECIO U.	TOTAL (\$)
1	Capacitor de cerámica 0.001u 100 V	16.00	16.00
1	Capacitor de cerámica 0.22u 100 V	19.00	19.00
1	Capacitor electrolítico 450u 40 V	99.00	99.00
1	Capacitor electrolítico 10u 63 V	19.00	19.00
1	Capacitor electrolítico 47u 50 V	19.00	19.00
1	Capacitor electrolítico 22u 25 V	26.00	26.00
1	Circuito Integrado CMOS CD4093	192.00	192.00
1	Circuito Integrado líneal 555	188.00	188.00
5	Diodo de Rec Rápida 1N414E	32.00	160.00
5	Diodo de Silicio MR4006	34.00	170.00
2	Diodo de Silicio SK3517	1770.00	3540.00
4	Diodo de Silicio MR50B	218.00	872.00
2	Diodo Zener MZP4735	72.00	144.00
1	Potenciómetro líneal de alambre	400.00	400.00
5	Preajustable de carbon 1/4 Watt	35.00	175.00
25	Resistencia 1/2 Watt	7.00	175.00
1	Resistencia 10 Watts	63.00	63.00
1	Resistencia 5 Watts	56.00	56.00
2	SCR de Silicio C3BE	2810.00	5620.00
1	Transformador de corriente	650.00	650.00
1	Transformador de línea 127/24 V CT	1000.00	1000.00
1	Transformador de pulsos 1:1:1	400.00	400.00
5	Transistor de Silicio NPN 2A237	39.00	195.00
1	Transistor de Silicio PNP 2A257	39.00	39.00
			\$14237.00

Tabla 5.2

CANT	UNIDAD	DESCRIPCION	PRECIO U.	TOTAL (\$)
1	pza	Amperímetro de CA	2262.00	2262.00
1	pza	Base para CI 14 patas	70.00	70.00
1	pza	Base para CI 8 patas	55.00	55.00
1.5	mts	Cable extraflexible laqueado 10 AWG	101.00	152.00
1	mts	Cable extraflexible laqueado 12 AWG	70.00	70.00
0.5	mts	Cable extraflexible laqueado 16 AWG	40.00	20.00
10	mts	Cable extraflexible (105 C) varios colores 16 AWG	21.00	210.00
2.4	mts	Cable uso rudo 2 X 14 AWG	110.00	264.00
1	pza	Chapa de seguridad con llave	1535.00	1535.00
1	pza	Chasis con puerta abatible	3770.00	3770.00
1	pza	Clavija para uso rudo	25.00	25.00
2	pzas	Disipador de calor	766.00	1532.00
2	mts	Espiral de 1/4"	70.00	140.00
2	pzas	Foco piloto 127 V	420.00	840.00
1	pza	Fusible tipo americano	27.00	27.00
2	pzas	Indicadores luminosos	250.00	500.00
1	pza	Inerruptor 2P1T 15 Amp 127 V	650.00	650.00
1	pza	Microinterruptor NC	630.00	630.00
1	pza	Perilla para potenciómetro	60.00	60.00
1	pza	Portafusible	230.00	230.00
8	pzas	Separadores de aluminio	80.00	640.00
1	pza	Tabla de celoron 12 X 17 cm	300.00	300.00
1	pza	Tarjeta de fibra de vidrio con una cara 12 X 20 cm	650.00	650.00
1	pza	Tira terminal de 15 Amp de 4 tornillos	205.00	205.00
1	pza	Tira terminal de 15 Amp de 10 tornillos	460.00	460.00
1	pza	Tira terminal de 20 Amp de 4 tornillos	275.00	275.00
1	pza	Tira terminal de 20 Amp de 6 tornillos	330.00	330.00
8	pzas	Zapatas (10-12)	17.00	136.00
27	pzas	Zapatas (14-16)	14.00	378.00

\$16416.00

El costo total del material del prototipo es de \$30,653.00. Como se puede observar en la Tabla 5.1 el costo de los SCR's es bastante grande. Además a medida que va incrementando el tamaño de la carga que se va controlar, es necesario utilizar un SCR de mayor capacidad. En este caso también es necesario cambiar los otros dos diodos del puente rectificador. Esto, por supuesto, elevaría el costo del aparato considerablemente. Por ejemplo, para controlar un motor de CD de 5 HP es necesario utilizar un par de SCRs de 200 V y 35 Amp, los cuales tienen un costo de \$4880.00 cada uno. Su diodo correspondiente tiene un costo de \$3360.00. Como se puede observar el costo del puente rectificador aumentaría en un 56%.

Por otro lado, el costo de fabricación puede disminuir si se compra el material por mayoreo. Los descuentos que existen por mayoreo promedian un 25% menos. Para reducir aun mas el costo del aparato pueden cambiarse los focos piloto por unos mas económicos. También podrían utilizarse cables mas económicos.

Para determinar el costo exacto del control de velocidad es necesario calcular el costo de la mano de obra. Para esto se tiene el siguiente estudio detallado de los tiempos de fabricación.

- 1.- Tiempo empleada para la colocación y soldado de los componentes en la placa de circuito impreso. 45 min.
- 2.- Cortar y perforar los disipadores del puente rectificador (se utilizó ceagueta y taladro). 25 min.
- 3.- Colocación del puente rectificador a los disipadores y a la placa de celoron. 10 min.
- 4.- Marcar y hacer perforaciones en la tapa y en el costado del chasis. 160 min.
- 5.- Fijar en la tapa amperímetro, interruptor, focos indicadores y fusible. 15 min.
- 6.- Fijar transformador de línea, tarnsformador de corriente, tablillas de conexión, circuito impreso y puente rectificador. 20 min.
- 7.- Colocación de emblemas en la tapa con letreset. 25 min.
- 8.- Alambrado de el control. 65 min.

9.- Pruebas de funcionamiento, ajustes,
verificando tensiones y formas de
onda.

40 min.

TIEMPO TOTAL

435 min.

Basándose en el salario mínimo que es de \$ 1,028.00 diarios y considerando una jornada de 8 horas, el costo de mano de obra por hora será de \$ 128.50. Se tiene que se necesitan 7:15 horas, el costo total de mano de obra es de \$931.67. El costo de la mano de obra puede reducirse, ya que mientras mas práctica se tenga para construirse el aparato, mas económico resulta. También con la experiencia se podría utilizar a gente menos especializada.

El costo total del control de velocidad es de \$31,584.67.

En caso de que se quisiera comercializar este aparato habría que hacer un estudio aun mas detallado ya que se involucrarían gastos indirectos, tales como los de administración, de venta, luz, local, etc. También sería recomendable hacer un estudio de mercado para ver si este control de velocidad puede competir con los que se encuentran ya a la venta.

VI- CONCLUSIONES.

En este trabajo se logró diseñar un control de velocidad muy eficiente y práctico. Se consideraron todas sus posibles fallas y mas que nada se le incorporaron algunas protecciones, tanto para el control como para los carbonos del motor que se está controlando. Se presentó un estudio muy detallado de los tiristores ya que forman el alma del control de velocidad y ademas se formuló un instructivo de ensamble del aparato.

El control de velocidad que se diseñó puede adaptarse fácilmente a cualquier sistema que requiera de un control exacto de la velocidad. Solo sería necesario cambiar el módulo de potencia y hacer los ajustes necesarios en el circuito de control. Las características del módulo de potencia tienen que coincidir con las del motor que se va a controlar. En otras palabras, se arma el módulo de potencia con los SCRs y los diodos rectificadores que se hallan diseñado para el motor que se a va controlar de acuerdo al consumo de corriente del motor. Posteriormente se harán los ajustes necesarios para fijar los potenciómetros que fijan la velocidad mínima, la velocidad máxima y la limitación de corriente en el circuito de control.

Además de servir como control de un motor de una máquina extrusora, el control de velocidad puede utilizarse

en tornos, cepillos, gruas, sistemas de transporte, sistemas de centrífugado y otros mas.

Se mencionó anteriormente, como punto importante la integración de varios mecanismos de protección. El motor es una máquina muy cara y no es por demás darle una protección adecuada. Lo importante es que al mismo tiempo queda protegido el control de velocidad. Además del fusible en el circuito de alimentación se ha utilizado un transformador de corriente y un detector de desgaste de carbones. Cuando la carga demanda demasiada corriente de los SCRs el transformador de corriente, que funciona como transductor, se lo hace saber al circuito de control. Además existe un amperímetro que indica el consumo de corriente. El circuito de control entonces limitará la corriente. La razón de colocar un mecanismo para avisar cuando los carbones están desgastados es para prevenir paros innecesarios del sistema. Cuando se ilumina el foco de falla de carbones se sabe que los carbones están por acabarse y así se puede programar el mantenimiento del motor. De lo contrario el motor podría dejar de funcionar durante un turno y no se sabría inmediatamente la causa de la falla.

En el estudio que se hizo previo al diseño se explicó detalladamente el funcionamiento de los elementos más importantes del control de velocidad, los tiristores. El diseño se facilita si se comprende perfectamente el funcionamiento de estos dispositivos semiconductores.

También se estudiaron algunos de los métodos que se utilizan para controlar la velocidad de un motor. Además se vieron los distintos dispositivos con los que se puede efectuar el control. Se seleccionó el control por fase como el método más conveniente para controlar la velocidad, ya que se puede aprovechar la tensión de línea como fuente de alimentación. De todos los dispositivos que se presentaron se encontró que el SCR es el dispositivo más viable para este tipo de control. Se seleccionó debido a su habilidad para conmutar y por sus características rectificadoras. Un punto muy importante que también se consideró fue el método de disparo del SCR. Se le eligió el LM555 como fuente de disparo del SCR por sus características tan exactas en la generación del tren de pulsos. Además es muy sencillo cambiar su constante de tiempo en caso de lo fuera necesario.

Uno de los factores más críticos en la selección de un SCR es su capacidad de corriente. Un SCR muy grande incrementa sin necesidad el costo del diseño, mientras que uno muy pequeño puede comprometer el funcionamiento del diseño, ya que los SCR's son muy sensibles a la temperatura.

Mientras que el control de velocidad satisface las necesidades para el motor de la extrusora no se había considerado la posibilidad de que se necesitarían dos controles de velocidad para la máquina forradora de cables y alambres. El cabrestante y el recibidor funcionan con un motor, mientras que la extrusora funciona con otro. Por lo

tanto se necesitarían dos controles de velocidad, uno para cada uno. Para sincronizar los dos motores es necesario que el operador ajuste la velocidad de cada uno de estos controles de velocidad.

El control de velocidad que se diseñó puede comercializarse ya que tiene muchas aplicaciones y su costo no excesivo. Su vida útil dependerá de un buen mantenimiento preventivo y correctivo que se le de. Considerando todos los aspectos vistos se puede concluir que este diseño cumple con los objetivos principales que se tenían al comenzar este proyecto.

APENDICE A

TABLAS CON ESPECIFICACIONES DE CONDUCTORES ELECTRICOS

conelec, s.a.

Cables Pycsatrh

ESPECIFICACION 680

- 600 Volts máximos
- Uso Automotriz
- Conductor de cobre extraflexible
- Aislamiento de PVC

Aplicación	Normas y Registros	Características
<p>Uso especial para arneses automotrices. Por su flexibilidad puede emplearse en circuitos de control y conexiones internas de equipos industriales. Temperatura máxima de operación en el conductor: 105°C en ambientes húmedos o secos, 60°C en contacto con grasas y aceites.</p>	<p>Construido y probado de acuerdo a las últimas revisiones de: ASTM B - 3 y B - 8 S. A. E. J558a (G. P. T.) REG. D.G.E. 5259-058-0001 P.P.A.P.F. SC-8090935234</p>	<ul style="list-style-type: none"> ● Conductor de cobre temple suave compuesto de varios hilos, agrupados en forma de cable. ● Aislamiento de PVC, resistente a la abrasión, grasa, aceites, gasolina, ácidos, humedad y calor. ● No propagador de flama. ● Fácil de instalar. ● Facilidad para retirar el aislamiento.

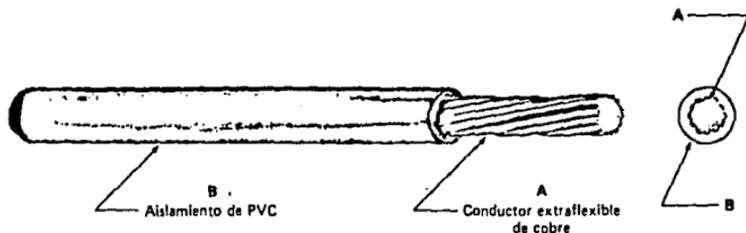


TABLA DE DIMENSIONES Y AMPACIDADES

Calibre AWG	CONDUCTOR DESNUDO			Espesor de aislamiento nominal mm	Diámetro exterior nominal mm	Diámetro exterior máximo mm	Ampacidad* (Amperes)	Peso aproximado (libras)
	Número de alambres	Calibre de cada alambre AWG	Diámetro total mm					
20	7	28	1.018	0.585	2.186	2.41	12	9.82
18	16	30	1.270	0.585	2.440	2.54	18	13.50
16	19	29	1.524	0.585	2.694	2.92	24	18.50
14	19	27	1.905	0.585	3.075	3.175	35	26.00
12	19	25	2.286	0.681	3.808	3.81	40	40.00
10	19	23	2.921	0.787	4.495	4.69	55	53.50
8	19	21	4.064	0.940	5.944	6.22	80	105.00
6	37	21	5.334	1.092	7.518	7.75	105	155.00
6	49	23	5.334	1.092	7.518	7.75	105	155.00

La ampacidad es para un solo conductor en aire y temperatura ambiente de 30°C, para otras condiciones ver los factores de corrección al reverso.

conelec s.a

Cables Pycsavin TWD (Dúplex)

REG. D.G.E. 5259-056-000

- 600 Volts
- Pycsavin TWD (Dúplex 60° C)
- Condutor Sólido de Cobre Suave
- Aislamiento de PVC

Aplicación	Normas y Registros	Características
Para usarse en instalaciones fijas o visibles directamente sobre muros o paredes, en instalaciones provisionales, alumbrado eléctrico en pequeñas edificaciones, en focales de preferencia secos. No debe usarse en presencia de vapores corrosivos.	Fabricado y probado de acuerdo con las últimas revisiones de: ASTM para el conductor. CONNIE 10.3-2 (NOM-J-298) CONELEC para el aislamiento. REG. D.G.E. 5259-056-000 P.P.A.P.F. SC-8090935234	<ul style="list-style-type: none"> ● Temperatura de operación en el conductor de 60° C. ● Resistente a la humedad. ● Económico. ● Fácil de instalar ● Retardante de flama.

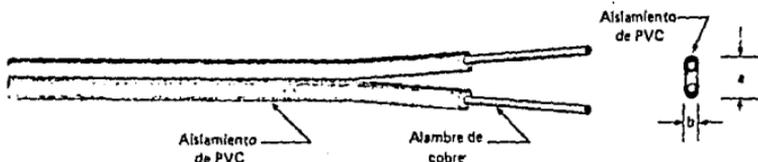


TABLA DE DIMENSIONES Y AMPACIDADES

Cable AWG	Diámetro del Alambre		Espesor del Aislamiento		Dimensiones Exteriores Aproximadas		Ampacidad (Amperes)	Peso Aproximado kg/100 m	Calibre AWC
	mm	pulg	mm	pulg	mm	pulg			
					a x b	a x b			
10	2.59	0.1019	0.9	0.035	9.09 x 4.47	0.358 x 0.175	40	12.72	10
12	2.05	0.0808	0.9	0.025	7.97 x 3.91	0.314 x 0.154	30	8.74	12
14	1.63	0.0641	0.9	0.035	7.11 x 3.42	0.280 x 0.135	25	6.27	14
16	1.29	0.0508	0.8	0.025	6.28 x 2.56	0.208 x 0.101	8	2.73	16
18	1.02	0.0403	0.6	0.025	4.77 x 2.28	0.188 x 0.090	5	2.02	18
20	0.81	0.0319	0.6	0.025	4.37 x 2.08	0.172 x 0.082	3	.75	20
22	0.64	0.0253	0.6	0.025	4.01 x 1.90	0.158 x 0.075	1	1.26	22

FOOTEC S.A.

Cables Uso Rudo Pycsaflex ST

ESPECIALIZACION S.R.L.

- 200 metros de longitud
- Muy flexibles y fáciles de manejar
- Ampliamente utilizados y cubren gran variedad de PVC
- Cables flexibles
- Cables protectores eléctricos

Aplicación	Normas y Registros	Características
Cable portátil para uso en herramientas eléctricas, conexiones flexibles de uso general, lámparas, reflectores, utensilios eléctricos, motores, etc. limitado hasta 60° C de temperatura máxima en el conductor en lugares húmedos o secos y tensión máxima de 600 volts.	Fabricado y probado de acuerdo a las últimas revisiones de: NOM-J-297 (CCONNIE 10.1-8) NOM-J-14 (CCONNIE 10.1-9) REG. D.G.E 5259-056-0004 P.P.A.P.F. SC-8090935234	<ul style="list-style-type: none"> ● Cordon de alambres de cobre calibre 30 AWG c/u, cableado clase K, formado en calabrote para calibres del 2 al 8 AWG y en cordón sencillo para calibres del 10 al 20 AWG. ● Aislamiento de alta resistencia a grasas, ácidos, solventes, humedad y calor. ● No inflamable. ● Resistencia a la abrasión.

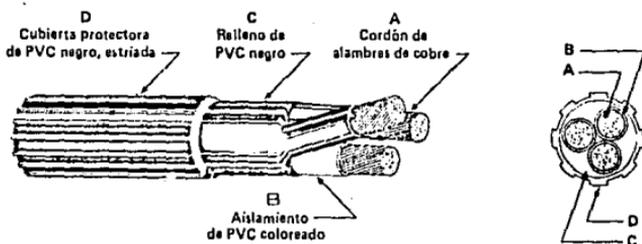


TABLA DE DIMENSIONES DE CABLE USO RUDO PYCSAFLEX ST

CALIBRE DEL CONDUCTOR AWG	NUMERO DE CONDUCTORES	NUMERO DE ALAMBRES POR CONDUCTOR	CALIBRE DE C/ALAMBRE AWG	ESPOSOR DE AISLAMIENTO m.m.	DIAMETRO EXTERIOR AISLADO C/CONDUCTOR m.m.	ESPOSOR DE LA CUBIERTA PROTECTORA m.m.	DIAMETRO EXTERIOR TOTAL m.m.	PESO Kg/100m
20	3	10	30	0.65	2.37	0.80	7.60	85.42
	2	10	30	0.65	2.37	0.80	7.24	49.81
18	3	16	30	0.65	2.51	0.80	8.01	102.3
	2	16	30	0.65	2.51	0.80	7.82	62.1
16	4	26	30	0.65	2.82	0.80	9.41	136.2
	3	28	30	0.65	2.82	0.80	8.68	104.1
	2	28	30	0.65	2.82	0.80	8.24	78.9
14	4	41	30	0.80	3.43	1.60	12.48	223.1
	3	41	30	0.80	3.43	1.60	11.58	181.3
	2	41	30	0.80	3.43	1.60	11.06	151.7
12	4	65	30	1.20	4.69	2.00	16.32	412.2
	3	65	30	1.20	4.69	2.00	15.11	318.5
	2	65	30	1.20	4.69	2.00	14.28	162.4
10	4	104	30	1.20	5.35	2.00	17.92	520.5
	3	104	30	1.20	5.35	2.00	16.53	431.2
	2	104	30	1.20	5.35	2.00	15.70	337.3
8	4	168	30	1.60	7.18	2.00	23.78	784.8
	3	168	30	1.60	7.18	2.00	21.77	620.9
	2	168	30	1.60	7.18	2.00	20.56	512.6
6	4	266	30	1.60	8.55	2.40	28.64	1166.4
	3	266	30	1.60	8.55	2.40	24.23	928.2
	2	266	30	1.60	8.55	2.40	22.80	753.4
4	4	420	30	1.60	10.07	2.80	20.91	1322.8
	3	420	30	1.60	10.07	2.80	28.30	1361.9
	2	420	30	1.60	10.07	2.80	26.74	1178.2
2	4	665	30	1.60	12.11	2.80	25.83	2546.8
	3	665	30	1.60	12.11	2.80	32.70	1953.2
	2	665	30	1.60	12.11	2.80	30.82	1622.2

Los datos presentados en esta tabla son aproximados y sujetos a tolerancias de manufactura.

APENDICE B

CIRCUITOS BASICOS PARA LA RECTIFICACION CONTROLADA

CIRCUITO		(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(i)	(j)	(k)	(l)	(m)	(n)	(o)	(p)	(q)	(r)		
(a)	(b)	FORMA DE Onda DE LA TENSION EN LA CARGA	PICO DE TENSION DIRECTA (V _D)	PICO DE TENSION INVERSA (V _I)	TENSION MAXIMA DE CARGA (V _C)	RETARDO DEL ANGULO DE DESFASE (α)	TENSION DE CARGA VS RETARDO DEL ANGULO DE DESFASE	ANGULO DEL ANGULO DE DESFASE (φ)	CORRIENTE MAXIMA EN EL ESTADO ESTABLE EN EL SCR	CORRIENTE MAXIMA EN ESTADO ESTABLE EN OTRAS RECTIFICACIONES	ANGULO PARA QUE LA TENSION DE LA CARGA SE DESFASE 90° CON LA TENSION DE LA CARGA	ANGULO PARA QUE LA TENSION DE LA CARGA SE DESFASE 180° CON LA TENSION DE LA CARGA	ANGULO PARA QUE LA TENSION DE LA CARGA SE DESFASE 270° CON LA TENSION DE LA CARGA	ANGULO PARA QUE LA TENSION DE LA CARGA SE DESFASE 360° CON LA TENSION DE LA CARGA	ANGULO PARA QUE LA TENSION DE LA CARGA SE DESFASE 450° CON LA TENSION DE LA CARGA	ANGULO PARA QUE LA TENSION DE LA CARGA SE DESFASE 540° CON LA TENSION DE LA CARGA	ANGULO PARA QUE LA TENSION DE LA CARGA SE DESFASE 630° CON LA TENSION DE LA CARGA	NOTAS Y COMENTARIOS	
(1) PIEDRA CARGA RELUCTIVA			V	V	$V_C = \frac{V}{\pi}$ $V_I = \frac{V}{2}$	$\alpha = 0^\circ$	$V_C = \frac{V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$ $V_I = \frac{V}{2\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)$	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	-	-	-	-	-	-	f		
(2) PIEDRA CARGA INDUCTIVA CON RECTIFICACION VOLANTE			V	V	$V_C = \frac{V}{\pi}$	$\alpha = 0^\circ$	$V_C = \frac{V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	$0.54 (\frac{V}{\pi R})$	210°	NO	-	-	-	-	f	
(3) DIVIDIDO CENTRAL CARGA RELUCTIVA O INDUCTIVA CON RECTIFICACION VOLANTE			V	2V	$V_C = \frac{2V}{\pi}$	$\alpha = 0^\circ$	$V_C = \frac{V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	$0.28 (\frac{2V}{\pi R})$	118°	NO	-	-	-	-	2f	
(4) DIVIDIDO CENTRAL CARGA RELUCTIVA O INDUCTIVA SCR EN CIRCUITO CD			V	0	$V_C = \frac{2V}{\pi}$	$\alpha = 0^\circ$	$V_C = \frac{V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	180°	$\frac{2V}{\pi R}$	360°	$CR1 = \frac{V}{\pi R}$	110°	$CR2 = 0.28 (\frac{2V}{\pi R})$	148°	NO	-	-	2f	CR2 necesario cuando la carga es inductiva. La corriente en CR2 fluye por las bobinas de CR1.
(5) DIVIDIDO CENTRAL CARGA INDUCTIVA (CON RECTIFICACION VOLANTE)			2V	2V	$V_C = \frac{2V}{\pi}$	$\alpha = 0^\circ$	$V_C = \frac{2V}{\pi} \cos \alpha$ (en la práctica que hay un ángulo de desfase en la carga.)	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	-	-	-	-	-	-	-	2f	
(6) FUENTE INDEPENDIENTE CON 2 SCR (CARGA RELUCTIVA O INDUCTIVA CON RECTIFICACION VOLANTE)			V	V	$V_C = \frac{2V}{\pi}$	$\alpha = 0^\circ$	$V_C = \frac{V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	$CR1 = \frac{V}{\pi R}$	180°	$CR2 = 0.28 (\frac{2V}{\pi R})$	144°	NO	-	-	2f	Si CR2, los SCR pueden no disparar con carga inductiva.

CIRCUITO		(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(j)	CORRIENTE MÁXIMA EN EL ESTADO ESTABLE EN DICHAS RECCIONES		(p)	(q)	(r)	
(a)	(b)	FORMA DE ONDA DE LA TENSIÓN EN LA CARGA	PICO DE TENSIÓN DIRECTA (V _D)	PICO DE TENSIÓN INVERSA (V _I)	PICO DE TENSIÓN ALIMENTA DE CARGA (V _C)	TENSIÓN DE CARGA VS RETARDO DEL ALICHO DE DESFAZO	RAZÓN DEL ESTADO ESTABLE EN EL SCR	RAZÓN DE DURAN	(1)	(2)	ABILIDAD PARA RECIBIR ENERGÍA A LA SALIDA DE ALIMENTACIÓN	FORMACIÓN DE LA TENSIÓN EN LA CARGA (FORMA DE ONDA)	NOTAS Y COMENTARIOS	
1) FUENTE ONDA CARGA RESISTIVA			V	V	$V_C = \frac{V}{\pi}$ $V_I = \frac{V}{2}$	$V_{CD} = \frac{V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$ $V_{CI} = \frac{V}{2\sqrt{2}} (1 - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)$	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	-	-	f		
2) FUENTE ONDA CARGA INDUCTIVA CON RECTIFICADOR VOLANTE			V	V	$V_C = \frac{V}{\pi}$	$V_{CD} = \frac{V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	180°	$\frac{V}{2\pi R}$	180°	$0.54 \left(\frac{V}{\pi R}\right)$	210°	NO	f	
3) DESFAZO CENTRAL CON RESULTA O INDUCTIVA CON RECTIFICADOR VOLANTE			V	2V	$V_C = \frac{2V}{\pi}$	$V_{CD} = \frac{V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	$0.2 \left(\frac{2V}{\pi R}\right)$	148°	NO	2f	
4) DESFAZO CENTRAL CON CARGA RESISTIVA O INDUCTIVA SCR BY CIRCUITO CD			V	0	$V_C = \frac{2V}{\pi}$	$V_{CD} = \frac{V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	180°	$\frac{2V}{\pi R}$	360°	$CR1 = \frac{V}{\pi R}$	180°	NO	2f	CR2 necesario cuando la carga es inductiva. La frecuencia está limitada por las características del SCR
5) DESFAZO CENTRAL CON CARGA INDUCTIVA (SIN RECTIFICADOR VOLANTE)			2V	2V	$V_C = \frac{2V}{\pi}$	$V_{CD} = \frac{2V}{\pi} \cos \alpha$ (considerando que hay corriente en la carga)	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	-	-	SI	2f	
6) FUENTE INDUCTIVA CON 2 SCR ANTES DE RETARDO RESULTA O CARGA INDUCTIVA CON RECTIFICADOR VOLANTE			V	V	$V_C = \frac{2V}{\pi}$	$V_{CD} = \frac{V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	$CR1 = \frac{V}{\pi R}$	180°	NO	2f	SIN CR2, los SCR pueden no operar con carga inductiva

CIRCUITO		(c)	(d)	PICO DE TENSION DE INVERSA		(e)	(h)	(j)	CORRIENTE EN ESTADO ESTABLE INDICADO EN EL SCHEMA		(p)	(q)	(r)	
(a)	(b)	FORMAS DE ONDA DE LA TENSION EN LA CARGA	PICO DE TENSION DIRECTA (SCR)	PICO DE TENSION INVERSA (SCR)	$V_{CD} = \frac{2V}{\pi}$	TENSION MEDIA DE CARGA DE CARGA (SCR)	TENSION DE CARGA V_C	FAZOR DEL ANGULO DE DESFASE	ANGULO DE DESFASE	ANGULO DE DESFASE	ANGULO DE DESFASE	ANGULO DE DESFASE	ANGULO DE DESFASE	NOTAS Y COMENTARIOS
1) PUNTO MAS PUNTO CON A SERA EN LA FORMA DE ALGUNAS CARGAS RESISTIVAS O INDUCTIVAS			V	V	$V_{CD} = \frac{2V}{\pi}$	$V_{CD} = \frac{V}{\pi}(1 + \cos\alpha)$	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	NO	2f	
2) PUNTO MAS PUNTO CON A SERA Y CARGA INDUCTIVA			V	V	$V_{CD} = \frac{2V}{\pi}$	$V_{CD} = \frac{2V}{\pi} \cos\alpha$ (CONSIDERANDO QUE LA CARGA ES INDUCTIVA (CARGA))	180°	$\frac{V}{\pi R}$	180°	-	-	SI	2f	
3) PUNTO MAS PUNTO CON UN SCR EN EL CIRCUITO DE CD. CARGA RESISTIVA O INDUCTIVA			V	0	$V_{CD} = \frac{2V}{\pi}$	$V_{CD} = \frac{V}{\pi}(1 + \cos\alpha)$	180°	$\frac{2V}{\pi R}$	360°	$CRI = \frac{V}{\pi R}$	180°	NO	2f	CRZ SE REFLEJA SI LA CARGA NO ES PURAMENTE RESISTIVA

APENDICE C

ESPECIFICACIONES DE LOS COMPONENTES SEMICONDUCTORES
UTILIZADOS EN EL CONTROL DE VELOCIDAD

Medium Current High Temperature
Silicon Controlled Rectifier
35 Amperes RMS Max.
Outline Drawing No. 3



The C38 with a higher Junction Temperature Rating than the C35 (2N681-92) series, will prove useful in applications calling for higher ambient temperatures or smaller heat sinks than the C35 series permits.

- No Peak Forward Voltage Limitation
- Thermal Fatigue Free
- High Junction Temperature (150°C)
- Standard TO-48 Outline
- Long Creepage Path
- Low Thermal Resistance

Type	Minimum Forward Breakover* Voltage V_{BO-75} $T_J = -65^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Repetitive Peak Reverse* Voltage V_{RRM} (rep) $T_J = -65^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Non-Repetitive Peak Reverse* Voltage V_{RRM} (non-rep) (< 8.0 Millisec.)* $T_J = -65^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$
C38U	25 volts	25 volts	35 volts
C38F	50 volts	50 volts	75 volts
C38A	100 volts	100 volts	150 volts
C38G	150 volts	150 volts	225 volts
C38E	200 volts	200 volts	300 volts
C38H	250 volts	250 volts	350 volts
C38C	300 volts	300 volts	400 volts
C38D	400 volts	400 volts	500 volts
C38E	500 volts	500 volts	600 volts

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

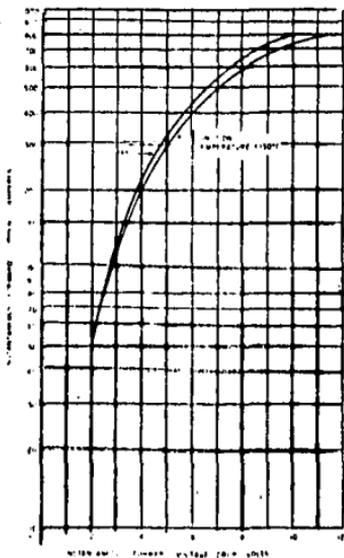
RMS Forward Current, I_F	35 amperes (all conduction angles)
Average Forward Current, I_{FAV}	Depends on conduction angle (see Chart 2)
Peak One-cycle Non-recurrent Surge Current, I_{SM} (surge)	150 amperes
Peak Non-recurrent Surge Current during Turn-on time Interval	See Chart 5
I_{SM} (for latching)	75 amperes* seconds (for times > 1.5 milliseconds)
Peak Gate Power, P_{GM}	12 watts
Average Gate Power, P_{GAV}	0.5 watt
Peak Gate Current, I_{GM}	2.0 amperes
Peak Gate Voltage (Forward and Reverse), V_{GM} and V_{GRM}	10 volts
Storage Temperature, T_{STG}	$-65^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature, T_J	$-65^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$
Stud Torque	30 inch-pounds

CHARACTERISTICS

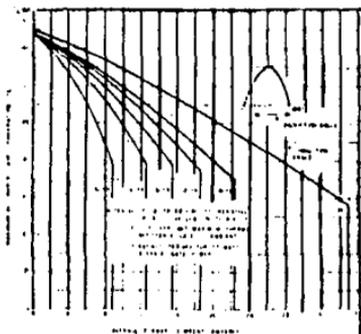
Test	Symbol	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
Peak Reverse and Forward Blocking Current	I_{RM} and I_{FM}		8.0	12.0	mA	$T_J = 150^\circ\text{C}$
			8.0	13.0	mA	$V_{GM} = V_{GRM} = 10$ volts
			13.0	13.0	mA	
			7.7	12.0	mA	
			7.5	12.0	mA	
			7.3	11.0	mA	
			6.8	10.0	mA	
			6.3	8.0	mA	
			7.6	8.0	mA	
Rate of Rise of Forward Voltage that Will Not Turn on Device	dV/dt	200	400		volts/microsec	$T_J = 150^\circ\text{C}$ Gate open after V_{GM} Rated
Gate Current to Trigger	I_{GT}	15	40		mA	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GM} = 0$ $V_{GRM} = 50$ volts
		23	80		mA	$T_J = 65^\circ\text{C}$ $V_{GM} = 0$ $V_{GRM} = 50$ volts
		7.5	20		mA	$T_J = 150^\circ\text{C}$ $V_{GM} = 0$ $V_{GRM} = 50$ volts
Gate voltage to trigger	V_{GT}	1.2	3.0		volts	$V_{GM} = 0$ $V_{GRM} = 25$ $I_{GT} = 15$ mA
		2.0	3.0		volts	Triggering time $T_{GT} = 25$ $I_{GT} = 15$ mA
		2.15			volts	Peak Rate $T_J = 150^\circ\text{C}$ $I_{GT} = 100$ mA
25-Volts	V_{25}	7.7	2.0		mA	at 25-volts peak $T_J = 25^\circ\text{C}$
Latching Current	I_{LM}	10	82		mA	$T_J = 25^\circ\text{C}$ Anode-cathode 0 volts
Turn-on Time	t_{ON}	1.4			microsec	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_{GT} = 50$ mA $V_{GM} = 0$ $V_{GRM} = 50$ volts Gate supply 10 volt max current 25 mA 0.5 volt max rate of rise
Turn-off Time	t_{OFF}	4			microsec	$T_J = 150^\circ\text{C}$ $I_{GT} = 100$ mA $V_{GM} = 0$ Anode-cathode 100 volt max current
Thermal Resistance	θ_{JA}	75	1.5		$^\circ\text{C/watt}$	Junction to case

* Values apply for 25°C or higher gate voltage. Max. rate to turn on the device is 200 V/μsec for which max. V_{GM} is 50 volts and I_{GT} is 15 mA per unit.

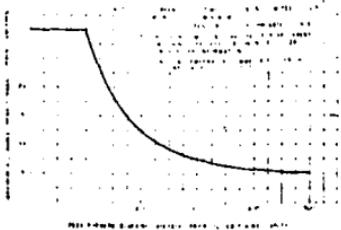
See Chart 4.



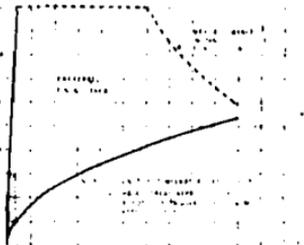
1. Maximum Forward Characteristics—High Current Level - On-State



2. Maximum Allowable Case Temperature for Sinusoidal Current Waveform



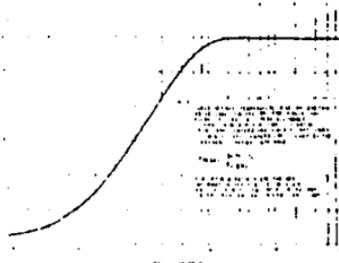
3. Peak Non-Recurrent Surge Current During Turn-On Time Interval



3. Triggering Characteristics



4. Typical Rate of Rise (dv/dt) Of Forward Voltage That Will Not Turn on SCR



6. Maximum Transient Thermal Impedance Junction to Case

NOTE: For Maximum Allowable Non-Recurrent Surge Current at Rated Load Conditions— See Curve on C35 Specifications.

TIPO: NPN 2A237 2A238 2A239

TIPOS PNP: 2A267, 2A268, 2A269

TRANSISTORES DE SILICIO PLANARES EPITAXIALES

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS A 25°C DE TEMPERATURA AMBIENTE
(SALVO INDICACION CONTRARIA)

PARAMETRO		CONDICIONES DE PRUEBA	2A237 2A267			2A238 2A268			2A239 2A269			UNID.
			min	tip	max	min	tip	max	min	tip	max	
$V_{BE(sat)}$	Tens. de Apertura C-B	$I_C = \pm 10\mu A, I_E = 0$	± 60			± 45			± 45			V
$V_{BE(CE)}$	Tens. de Apertura C-E	$I_C = \pm 2 mA, I_E = 0$	± 50			± 30			± 30			V
$V_{BE(EB)}$	Tens. de Apertura B-E	$I_C = \pm 10\mu A, I_C = 0$	± 5			± 6			± 6			V
I_{CEO}	Corr. de Corte de Colector	$V_{CB} = \pm 50V, I_E = 0$	± 100									μA
		$V_{CB} = \pm 30V, I_E = 0$				± 100			± 100			nA
I_{EB}	Corr. de Corte de Emisor	$V_{EB} = \pm 4V$	± 100			± 100			± 100			nA
h_{FE}	Garantía de Corriente Estática Grupo A Grupo B Grupo C	$V_{CB} = \pm 5V, I_C = 2mA$										
			110	180	220	110	180	230	110	180	220	
			200	290	450	200	290	450	200	290	450	
			420	500	800	420	500	800	420	500	800	
$V_{CE(sat)}$	Tens. Colector Emisor de saturación	$I_C = \pm 10mA, I_E = \pm 0.5mA$	± 0.25			± 0.25			± 0.25			V
V_{CE}	Coef. de Tensión B-E	$I_C = \pm 2mA, V_{CE} = \pm 5V$	± 0.55	± 0.7	± 0.55	± 0.7	± 0.55	± 0.7	± 0.55	± 0.7	V	
f_{α}	Garantía de Corriente en Potencia Sólida Grupo A Grupo B Grupo C	$I_C = \pm 2mA, V_{CE} = \pm 5V$ f = 1KHz										
			270			230			220			
			330			300			300			
C_{in}	Capacitancia C-B	$V_{CE} = \pm 10V, f = 1MHz$ Ver Nota 4	6.5			6.5			6.5			pF
f_T	Frecuencia de Transición	$I_C = \pm 10mA, V_{CE} = \pm 5V,$ f = 100MHz	150			150			150			MHz

NOTA 4. C_{in} se mide utilizando la técnica de medida de tres terminales con el tercer electrodo (emisor) abierto.

En todos los casos el signo superior corresponde a transistores NPN y el inferior a PNP.



TEXAS INSTRUMENTS



CD4093BM/CD4093BC Quad 2-Input NAND Schmitt Trigger

General Description

The CD4093B consists of four Schmitt-trigger circuits. Each circuit functions as a 2-input NAND gate with Schmitt-trigger action on both inputs. The gate switches at different points for positive and negative-going signals. The difference between the positive (V_{T+}) and the negative voltage (V_{T-}) is defined as hysteresis voltage (V_{H}).

All outputs have equal source and sink currents and conform to standard B-series output drive (see Static Electrical Characteristics).

- No limit on input rise and fall time
- Standard B-series output drive
- Hysteresis voltage (any input) $T_A = 25^\circ\text{C}$

Typical	$V_{DD} = 5.0\text{V}$	$V_H = 1.5\text{V}$
	$V_{DD} = 10\text{V}$	$V_H = 2.2\text{V}$
	$V_{DD} = 15\text{V}$	$V_H = 2.7\text{V}$

Guaranteed $V_H = 0.1V_{DD}$

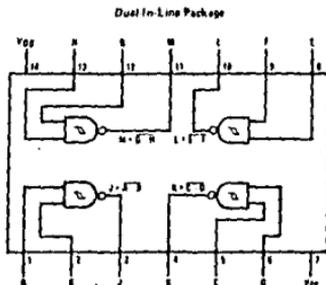
Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Schmitt-trigger on each input with no external components
- Noise immunity greater than 50%
- Equal source and sink currents

Applications

- Wave and pulse shapers
- High-noise environment systems
- Monostable multivibrators
- Astable multivibrators
- NAND logic

Connection Diagram



Absolute Maximum Ratings

(Notes 1 and 2)

DC Supply Voltage (V _{DD})	-0.5 to +18 VDC
Input Voltage (V _{IN})	-0.5 to V _{DD} + 0.5 VDC
Storage Temperature Range (T _S)	-65°C to +150°C
Package Dissipation (P _D)	500 mW
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) (T _L)	300°C

Recommended Operating Conditions

(Note 2)

V _{DD} dc Supply Voltage	3 to 15 V
V _{IN} Input Voltage	0 to V _{DD} V
T _A Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
CD4093BM	-55°C to +125°C
CD4093BC	-40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics CD4093BM (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	-55°C		25°C			125°C	
		MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX
I _{DD} Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V		0.25			0.75		7.5
	V _{DD} = 10V		0.5			0.5		15.0
	V _{DD} = 15V		1.0			1.0		30.0
V _{OL} Low Level Output Voltage	V _{IN} = V _{DD} , I _O < 1μA							
	V _{DD} = 5V		0.05		0	0.05		0.05
	V _{DD} = 10V		0.05		0	0.05		0.05
V _{OH} High Level Output Voltage	V _{IN} = V _{SS} , I _O < 1μA							
	V _{DD} = 5V	4.95		4.95	5		4.95	
	V _{DD} = 10V	9.95		9.95	10		9.95	
V _{T-} Negative Going Threshold Voltage (Any Input)	I _O < 1μA							
	V _{DD} = 5V, V _O = 4.5V	1.3	2.75	1.5	1.8	2.25	1.5	2.3
	V _{DD} = 10V, V _O = 9V	2.85	4.5	3.0	4.1	4.5	3.0	4.65
V _{T+} Positive Going Threshold Voltage (Any Input)	I _O < 1μA							
	V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V	2.75	3.85	2.75	3.3	3.5	2.85	3.5
	V _{DD} = 10V, V _O = 1V	5.5	7.15	5.5	6.2	7.0	5.35	7.0
V _H Hysteresis (V _{T+} - V _{T-}) (Any Input)	V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	0.25	10.85	0.25	9.0	10.5	8.1	10.5
	V _{DD} = 5V	0.5	2.35	0.5	1.5	2.0	0.35	2.0
	V _{DD} = 10V	1.0	4.30	1.0	2.2	4.0	0.70	4.0
I _{QL} Low Level Output Current	V _{IN} = V _{DD}							
	V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V	0.64		0.61	0.88		0.36	
	V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V	1.6		1.3	2.75		0.9	
I _{OH} High Level Output Current	V _{IN} = V _{SS}							
	V _{DD} = 5V, V _O = 4.5V	-0.64		0.51	-0.88		-0.36	
	V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V	-1.6		-1.3	-2.75		-0.9	
I _{IN} Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V	-4.2		-3.4	-8.8		-2.4	
	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V		-0.1		-10 ⁻⁵		-0.1	
	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V		0.1		10 ⁻⁵		0.1	

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to indicate that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" give conditions for actual device operation.

Note 2: V_{SS} = 0V unless otherwise specified.

DC Electrical Characteristics CD4093BC (Note 2)

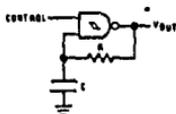
PARAMETER	CONDITIONS	-40°C		25°C		+85°C		UNITS
		MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	
Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V		10			10	7.5	μA
	V _{DD} = 10V		20			20	15.0	μA
	V _{DD} = 15V		40			40	30.0	μA
Low Level Output Voltage	V _{IN} = V _{DD} , I _{O1} < 1μA							
	V _{DD} = 5V		0.05		0	0.05	0.05	V
	V _{DD} = 10V		0.05		0	0.05	0.05	V
High Level Output Voltage	V _{IN} = V _{SS} , I _{O1} < 1μA							
	V _{DD} = 5V	4.95		4.95	5		4.95	V
	V _{DD} = 10V	9.95		9.95	10		9.95	V
Negative-Going Threshold Voltage (Any Input)	V _{DD} = 15V	14.95		14.95	15		14.95	V
	I _{O1} < 1μA							
	V _{DD} = 5V, V _O = 4.5V	1.3	2.25	1.5	1.8	2.25	1.5	2.30
Positive-Going Threshold Voltage (Any Input)	V _{DD} = 10V, V _O = 9V	2.85	4.5	3.0	4.1	4.5	3.0	4.65
	V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	4.35	6.75	4.5	6.3	6.75	4.5	6.9
	I _{O1} < 1μA							
Hysteresis (V _{T+} - V _{T-}) (Any Input)	V _{DD} = 5V	0.5	2.35	0.5	1.5	2.0	0.35	2.0
	V _{DD} = 10V	1.0	4.3	1.0	2.7	4.0	0.70	4.0
	V _{DD} = 15V	1.5	8.3	1.5	2.7	6.0	1.20	6.0
Low Level Output Current	V _{IN} = V _{DD}							
	V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V	0.52		0.44	0.88		0.36	mA
	V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V	1.3		1.1	2.25		0.9	mA
High Level Output Current	V _{IN} = V _{SS}							
	V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V	-0.52		-0.44	-0.88		-0.36	mA
	V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V	-1.3		-1.1	-2.25		-0.9	mA
Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V		-0.3		-10 ⁻⁵	-0.3		-1.0
	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V		0.3		10 ⁻⁵	0.3		1.0

AC Electrical Characteristics T_A = 25°C, C_L = 50pF, R_L = 200k, Input t_r, t_f = 20ns,
unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay Time	V _{DD} = 5V		77	97	ns
	V _{DD} = 10V		170	350	ns
	V _{DD} = 15V		80	240	ns
Transition Time	V _{DD} = 5V		90	200	ns
	V _{DD} = 10V		50	100	ns
	V _{DD} = 15V		40	80	ns
Average Input Capacitance			5.0	7.5	pF
Power Dissipation Capacitance			24		pF

Typical Applications

Gated Oscillator



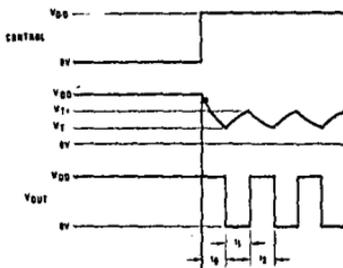
Assume $t_1 + t_2 \gg t_{PHL} + t_{PLH}$ then:

$$t_0 = RC \ln (V_{DD}/V_{T-})$$

$$t_1 = RC \ln [(V_{DD} - V_{T-})/(V_{DD} + V_{T+})]$$

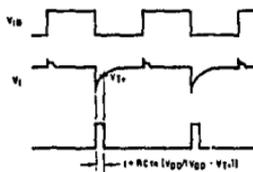
$$t_2 = RC \ln (V_{T+}/V_{T-})$$

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{RC \ln \frac{(V_{T+}/V_{T-})}{(V_{T+}/V_{DD} - V_{T-})}}$$

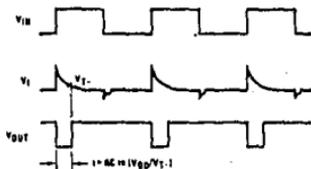
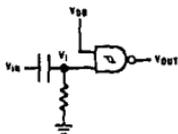


Gated One-Shot

(a) Negative Edge Triggered



(b) Positive Edge Triggered



FAIRCHILD

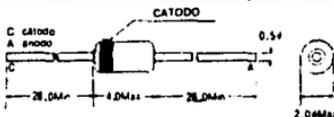
DIODOS Y RECTIFICADORES

DIODOS DE PEQUEÑA SEÑAL

Encapsulados de vidrio (DO-18) son empleados en diversas aplicaciones por sus características de buena disipación de potencia y buen comportamiento en los diodos positivos pueden realizar funciones como detectores, polarizadores, control de sobrecarga, rectificadores de pequeña señal, etc.

ENCAPULADO DO-36

Código Dispositivo	Nombre comercial	V _R (V)	I _O (mA)	I _F (mA)	V _F (V)	I _F (mA)	I _R (μA)	V _R (V)	I _R (μA)	C _J (pF)
259-0045-7	1N614	75	200	1.0	1.0	25	20	4.0	4.0	
259-0050-7	1N614A	75	200	1.0	2.0	25	20	4.0	4.0	
259-0055-4	1N614B	75	200	1.0	100	25	20	4.0	4.0	
259-1880-8	1N614E	75	200	1.0	1.0	25	20	4.0	4.0	
259-1873-4	F-1	20	100	1.0	100	100	15	4.0	1.3	
259-0480-4	FDH40	200	200	1.0	200	100	150	30.0	2.0	
259-0485-5	FDH40D	175	200	1.2	200	100	75	30.0	2.5	
259-1545-5	FDH60	75	200	1.0	200	100	50	4.0	2.3	
259-0493-3	FDH60L	40	200	1.0	100	100	40	4.0	1.3	



DIODO DE CAPACITANCIA VARIABLE

Entre las cualidades de estos diodos-variables podemos mencionar bajas corrientes de fuga, figuras de mérito mínimas de 250, excelente relación de capacitancia, control tensión inversa. Razones que justifican su aplicación en control automático de frecuencia.

V_R MAX (V) Máxima tensión inversaI_F MAX (mA) Máxima corriente directa

C(dip) F Capacitancia Nominal

V_R = 4V / 1 - 10μVI_F MAX (mA) Máxima corriente inversaV_R (V) Tensión Inversa

ΔC/C Máxima relación de capacitancia

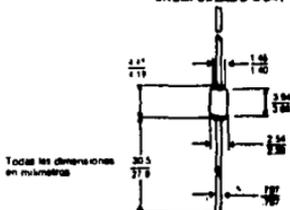
ENCAPULADO DO-35

Código Dispositivo	Nombre comercial	V _R (V)	I _F (mA)	C _J (pF)	I _R (μA)	V _R (V)	ΔC _J @ V _R / V _R	ΔC _J @ V _R / V _R		
259-0470-7	RF1020	12	25.0	8-12	30.0	12	2.0	0.14	1.3	3/12

DIODOS RECTIFICADORES

Encapsulado de vidrio (DO-41). Estos diodos rectificadores ofrecen amplio rango de temperatura de operación, altas tensiones inversas y con capacidad de corriente rectificada hasta 1.0 Amperes.

ENCAPULADO DO41



Código Dispositivo	Nombre comercial	V _R (V)	I _O (A)	I _F (A)	V _F (V)	I _F (A)	I _R (μA)	V _R (V)	I _R (μA)
259-1455-4	FR25	25	1.0	2.0	1.1	1.0	10	25	1000
259-0105-9	1N4001	50	1.0	3.0	1.1	1.0	10	50	1000
259-0110-9	1N4002	100	1.0	3.0	1.1	1.0	10	100	1000
259-0115-9	1N4003	200	1.0	3.0	1.1	1.0	10	200	1000
259-1120-8	1N4004	400	1.0	3.0	1.1	1.0	10	400	1000
259-1125-7	1N4005	600	1.0	3.0	1.1	1.0	10	600	1000
259-1130-7	1N4006	800	1.0	3.0	1.1	1.0	10	800	1000
259-0135-4	1N4007	1000	1.0	3.0	1.1	1.0	10	1000	1000

DIODOS ZENER 1/2 W. y 1 W.

Por sus bajas corrientes de fuga y gran estabilidad bajo diferentes condiciones ambientales, buen comportamiento en diodos con de gran aplicación como reguladores de tensión entre otros.

1 W EMPAQUE VIDRIO DO-41

1/2 W EMPAQUE VIDRIO DO-35

TABLA DE TOLERANCIA

Mayor desvío	5% ZENER	10% ZENER	5% 1/2 W ZENER
A	±	±	±
B	—	—	—

ZENER 1/2 W

Código Dispositivo	Nombre comercial	V _Z (V)	I _Z (mA)	Z _Z MAX (Ω)	I _R MAX (μA)	I _Z (mA)	V _R (V)
259-0105-9	1N4728	5.1	20.0	17	20.0	1.0	1.0
259-0010-1	1N4728A	5.6	20.0	11	20.0	1.0	1.0
259-1500-0	1N4731A	6.2	20.0	7	20.0	0.1	1.0
259-0015-0	1N4734	8.2	20.0	5	20.0	0.1	1.0
259-0020-0	1N4735A	9.1	20.0	6	20.0	0.1	1.0
259-0025-9	1N4736A	8.2	20.0	8	20.0	0.1	1.0
259-0030-9	1N4737A	7.5	20.0	18	20.0	0.1	1.0
259-0035-4	1N4738A	10.0	20.0	17	20.0	0.1	1.0
259-0040-8	1N4739A	12.0	20.0	50	20.0	0.1	1.0
259-0045-3	1N4740A	9.8	15	15	9.8	0.1	1.54
259-0120-0	1N4741B	27.0	4.8	41	4.8	0.1	20.8

ZENER 1 W

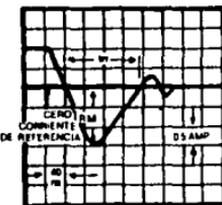
Código Dispositivo	Nombre comercial	V _Z (V)	I _Z (mA)	Z _Z MAX (Ω)	I _R MAX (μA)	V _R (V)	
259-0135-4	1N4733A	6.2	41.0	2.0	41.0	10	3.0
259-0140-4	1N4733A	6.8	37.0	3.1	37.0	10	4.0
259-0145-3	1N4733A	8.2	31.0	4.5	31.0	10	4.0
259-0170-7	1N4740A	10.0	25.0	7.0	25.0	10	7.6
259-0175-2	1N4743A	12.0	22.0	8.0	22.0	8	8.1
259-0185-1	1N4746A	15.0	17.0	14.0	17.0	5	11.4
259-0195-0	1N4746A	18.0	14.0	20.0	14.0	5	13.7
259-0200-8	1N4747A	20.0	12.5	22.0	12.5	5	15.7
259-0210-7	1N4750A	27.0	9.5	26.0	9.5	5	20.8
259-0215-4	1N4752A	32.0	7.5	48.0	7.5	5	25.1

DIODOS RECTIFICADORES RAPIDOS

Los diodos rectificadores rápidos ofrecen bajo T_r (tiempo de recuperación inversa) máximo 200ns. Estos dispositivos son empleados en rectificación de altas frecuencias críticas, convertidores y fuentes de alimentación.

Encapsulado de vidrio (DO-41).

CURVA TÍPICA DE RECUPERACION



Código Dispositivo	Nombre comercial	V _R (V)	I _O (A)	I _F (A)	V _F (V)	I _F (A)	I _R (μA)	V _R (V)	I _R (μA)
259-1505-8	1N4923	50	1.0	3.0	1.2	1.0	5.0	50	200
259-1510-8	1N4924	100	1.0	3.0	1.2	1.0	5.0	100	200
259-1515-8	1N4925	200	1.0	3.0	1.2	1.0	5.0	200	200
259-0450-9	1N4926	400	1.0	3.0	1.2	1.0	5.0	400	200
259-1520-8	1N4927	600	1.0	3.0	1.2	1.0	5.0	600	200



Industrial Blocks

LM555/LM555C

LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

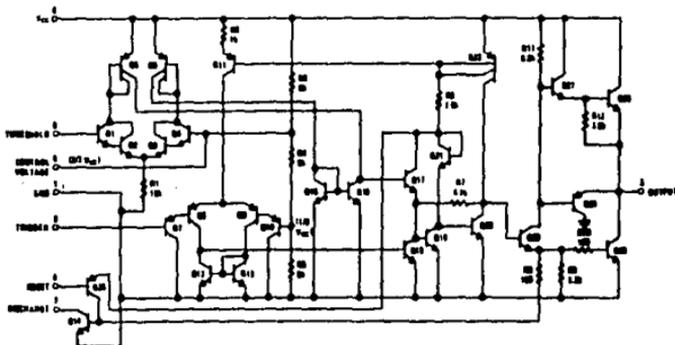
Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

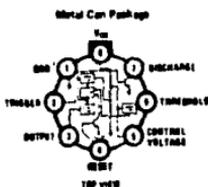
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

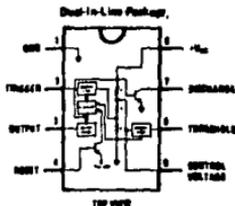
Schematic Diagram



Connection Diagrams



Order Number LM555H, LM555CH
See MS Package HOBC



Order Number LM555CN
See MS Package HDBS
Order Number LM555CJ or LM555CJ
See MS Package ABFA

9

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+15V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Operating Temperature Range	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS						UNITS	
		LM555			LM555C				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Supply Voltage		4.5		18	4.5		18	V	
Supply Current	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_A = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_A = \infty$ (Low State) (Note 2)		3	5		3	6	mA	
			10	12		10	18	mA	
Timing Error, Monostable									
Initial Accuracy			0.5			1		%	
Drift with Temperature	$R_A, R_B = 1\text{k to }100\text{k}$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 3)		30			50		ppm/°C	
Accuracy over Temperature			1.5			1.5		%	
Drift with Supply			0.05			0.1		%/V	
Timing Error, Astable									
Initial Accuracy			1.5			2.25		%	
Drift with Temperature			30			150		ppm/°C	
Accuracy over Temperature			2.5			3.0		%	
Drift with Supply			0.15			0.30		%/V	
Threshold Voltage				0.657			0.657	$\frac{1}{3} V_{CC}$	
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.5	5	5.2	5	5	5	V	
		1.45	1.87	1.9	1.87	1.87	1.87	V	
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	0.8	mA	
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V	
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA	
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	mA	
Control Voltage Limit	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	8.8	10	10.4	8	10	11	V	
		2.8	3.33	3.8	2.8	3.33	4	V	
Pin 7 Leakage Output High			1	100			1	100	mA
Pin 7 Sat (Note 5)									
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$, $I_O = 15\text{ mA}$		150			150	?	mV	
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I_O = 4.5\text{ mA}$		70	100		80	200	mV	
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 10\text{ mA}$ $I_{SINK} = 50\text{ mA}$ $I_{SINK} = 100\text{ mA}$ $I_{SINK} = 200\text{ mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 5\text{ mA}$ $I_{SINK} = 5\text{ mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	V	
			0.4	0.5		0.4	0.75	V	
			2	2.2		2	2.5	V	
			2.5			2.5		V	
			0.1	0.25				V	
							0.25	0.25	V
									V
Output Voltage Drop (High)	$I_{SOURCE} = 200\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	13	12.5		12.75	13.2	V		
		3	3.3		2.75	3.3	V		
			100			100	m		
Rise Time of Output			100			100	ns		
Fall Time of Output			100			100	ns		

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of +45°C/W junction to case for TO-5 and +180°C/W junction to ambient for both packages.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

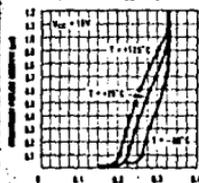
Note 3: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.

Note 4: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_B$) is 20 MΩ.

Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

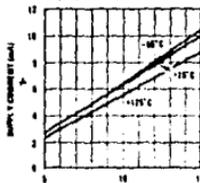
Typical Performance Characteristics

Minimum Pulse Width Required for Triggering



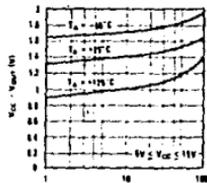
TRIGGER VOLTAGE LEVEL OF TRIGGER PULSE (V_{TR})

Supply Current vs. Supply Voltage



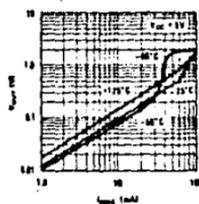
SUPPLY VOLTAGE (V)

High Output Voltage vs. Output Source Current



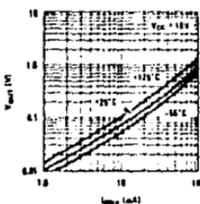
Load Current (mA)

Low Output Voltage vs. Output Sink Current



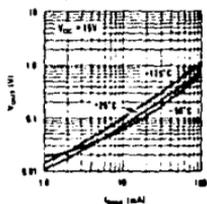
Load Current (mA)

Low Output Voltage vs. Output Sink Current



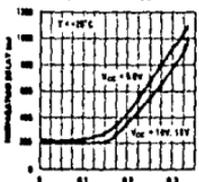
Load Current (mA)

Low Output Voltage vs. Output Sink Current



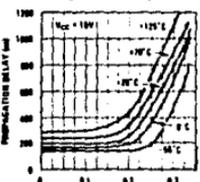
Load Current (mA)

Output Propagation Delay vs. Voltage Level of Trigger Pulse



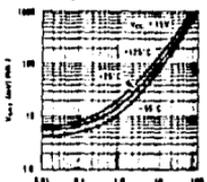
TRIGGER VOLTAGE LEVEL OF TRIGGER PULSE (V_{TR})

Output Propagation Delay vs. Voltage Level of Trigger Pulse



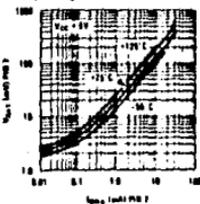
TRIGGER VOLTAGE LEVEL OF TRIGGER PULSE (V_{TR})

Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs. Sink Current



Load Current (mA)

Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs. Sink Current



Load Current (mA)

Applications Information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

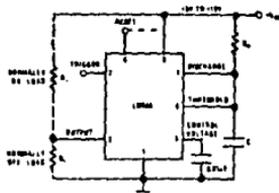


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.

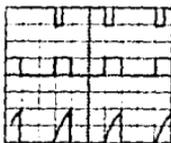


FIGURE 2. Monostable Waveforms

$V_{CC} = 10V$
 $R_A = 10k\Omega$
 $R_B = 10k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R_A , C values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a

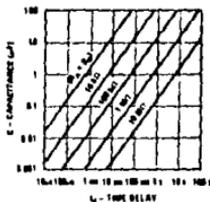


FIGURE 3. Time Delay

multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

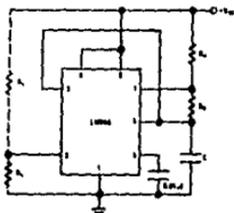


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.

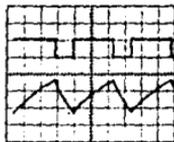


FIGURE 5. Astable Waveforms

$V_{CC} = 10V$
 $R_A = 10k\Omega$
 $R_B = 10k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

The charge time (output high) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$$

And the discharge time (output low) by:

$$t_2 = 0.693 (R_B) C$$

Thus the total period is:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

Applications Information (Continued)

The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is: $D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$

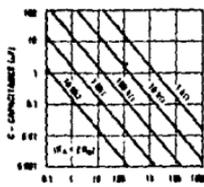


FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.

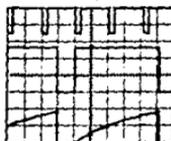


FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

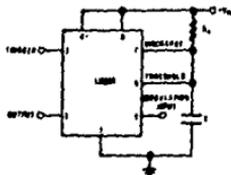


FIGURE 8. Pulse Width Modulator

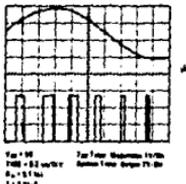


FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.

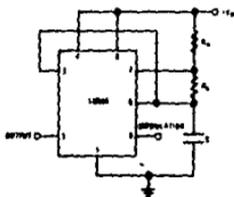


FIGURE 10. Pulse Position Modulator

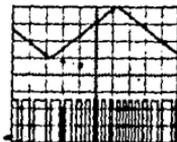


FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is

Applications Information (Continued)

generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.

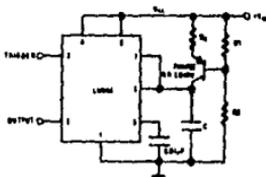


FIGURE 12.

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp.

The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_1 (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{out} (R_1 + R_2)}$$

$$V_{out} = 0.6V$$



Typ = 5V
 Scale = 20µs/div
 RA = 22k
 RB = 10k
 C = 22µF
 V = 10µV

Top Trace: Input to the
 Middle Trace: Output of the
 Bottom Trace: Comparator Output of the

FIGURE 13. Linear Ramp

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in Figure 14. The time period for the out-

put high is the same as previous. $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$\left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right] C \ln$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

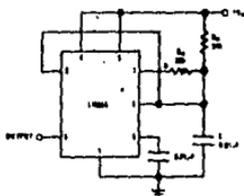


FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is 0.1µF in parallel with 1µF electrolytic.

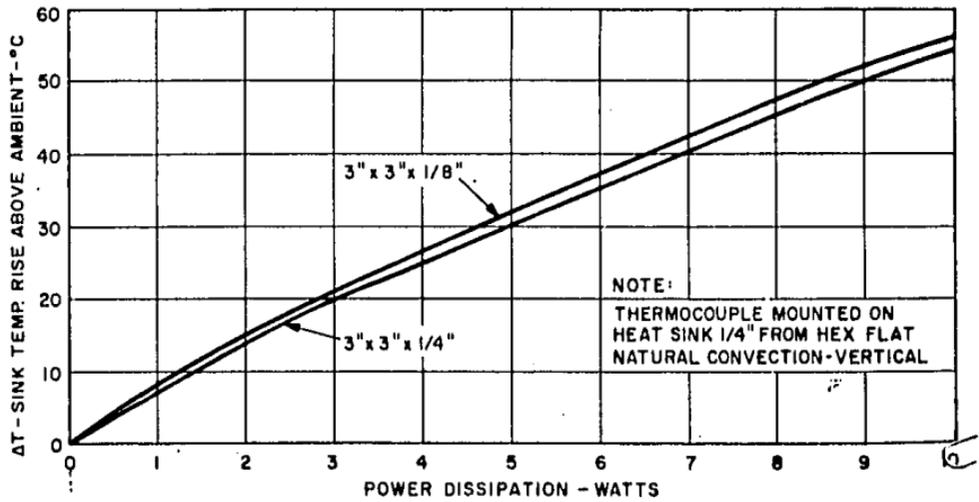
Lower comparator storage time can be as long as 10µs when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to 10µs minimum.

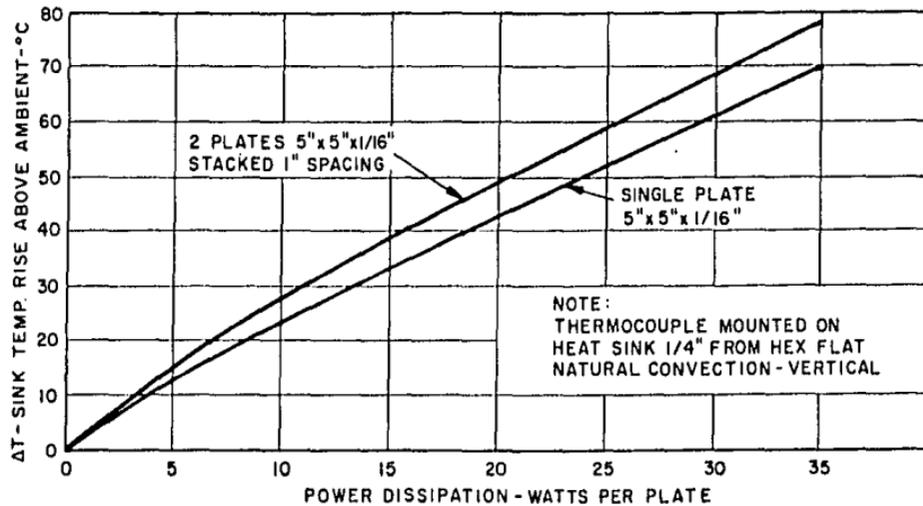
Delay time reset to output is 0.47µs typical. Minimum reset pulse width must be 0.3µs, typical.

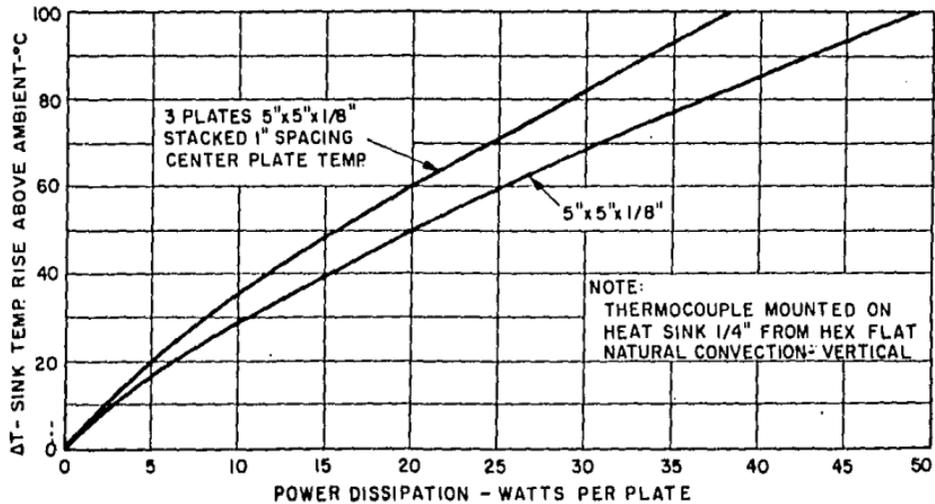
Pin 7 current switches within 30 ns of the output (pin 3) voltage.

APENDICE D

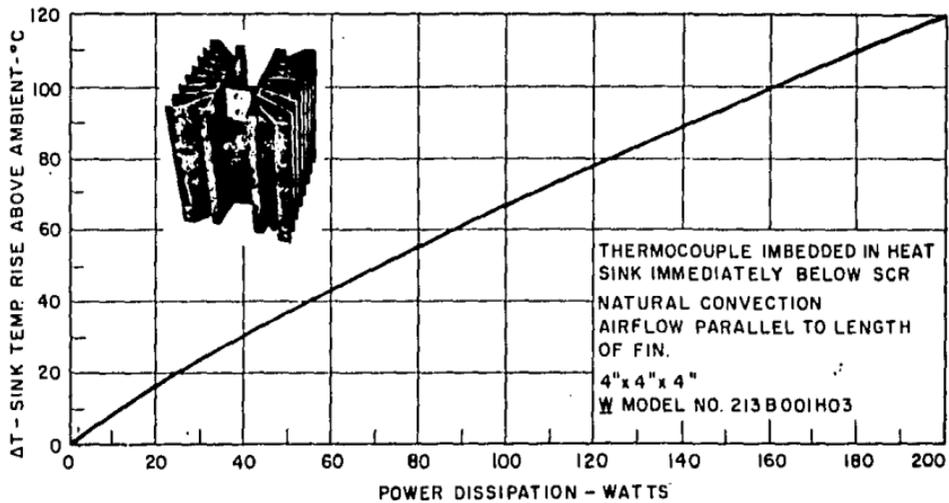
CARACTERISTICAS DE DISIPADORES DE CALOR

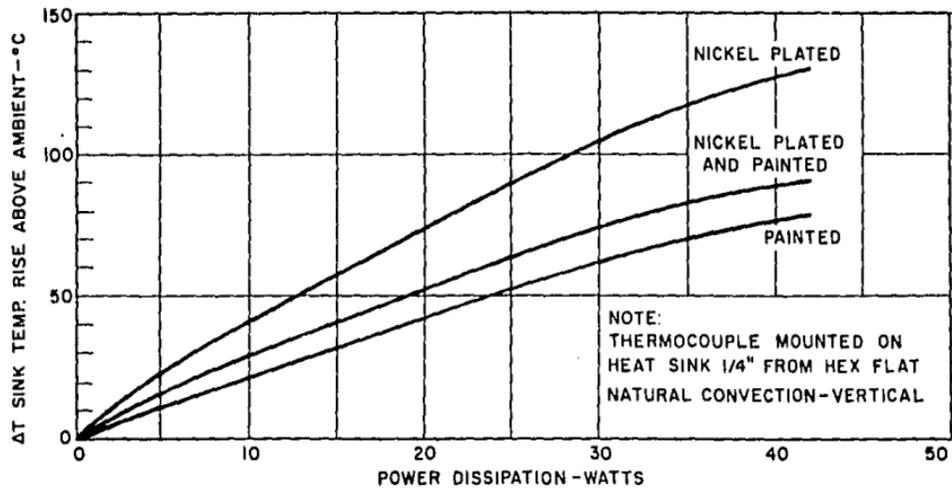


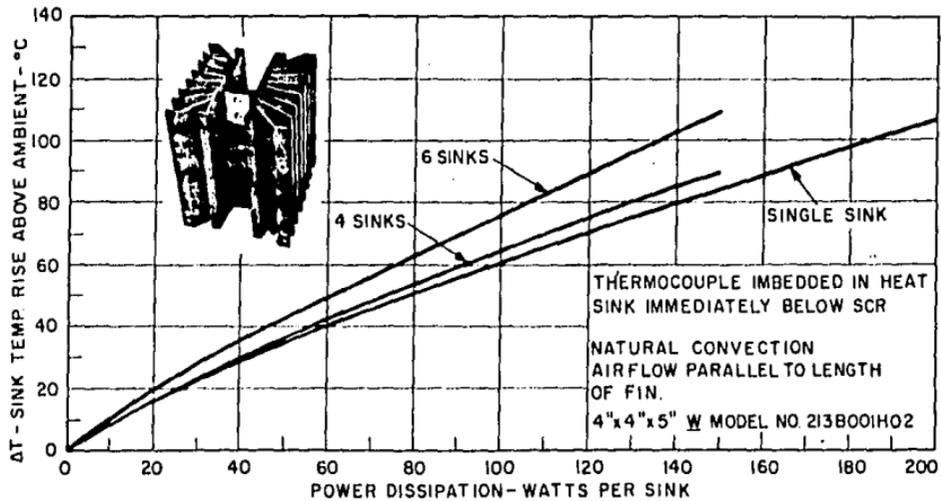


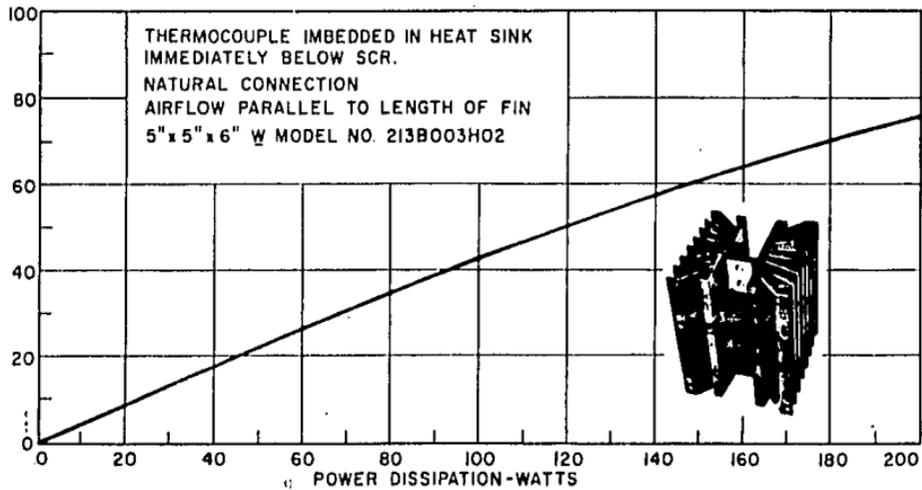


1
11
14
14
1

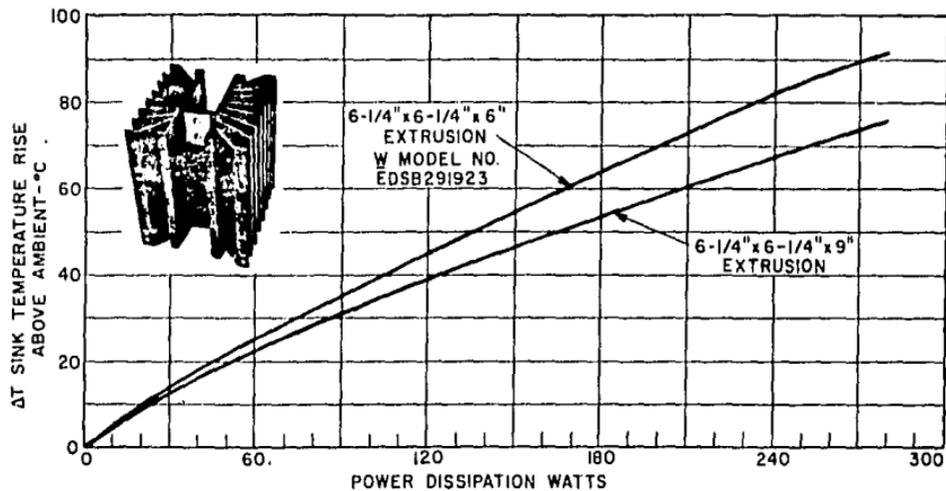








ΔT-SINK TEMP. RISE ABOVE AMBIENT-°C



APENDICE E

FUNCION DE TRANSFERENCIA

El motor de corriente continua que se desea controlar se encuentra representado en el siguiente diagrama esquemático (Figura E-1), tomado de la Bibliografía #12. Como se ha mencionado anteriormente, el control se va a llevar a cabo variando la tensión de armadura y manteniendo el campo fijo.

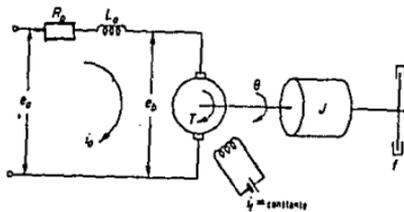


Figura E-1. Diagrama esquemático del motor de CC.

donde:

R_a = resistencia del devanado del inducido

L_a = inductancia del devanado del inducido

i_a = corriente del devanado del inducido

i_f = corriente del campo

e_a = tensión aplicada a la armadura

e_b = fuerza contraelectromotriz

θ = desplazamiento angular del eje del motor

T = par desarrollado por el motor

J = momento de inercia equivalente del motor y carga
con referencia al eje del motor

f = coeficiente de fricción viscosa equivalente del
motor y carga referido al eje del motor

Se tiene que el par desarrollado por el motor es
proporcional al producto de la corriente de inducido i_a y el
flujo ψ del entrehierro. Este a su vez es proporcional a
la corriente del campo por lo que se tiene:

$$\psi = K_f i_f$$

donde K_f es una constante. El par T se puede escribir:

$$T = K_f i_f K_1 i_a$$

donde K_1 es una constante.

Como el motor de corriente continua controlado por
medio de la tensión de armadura tiene la corriente del campo
constante, el flujo se vuelve constante y el par se hace
directamente proporcional a la corriente del inducido, por
lo tanto:

$$T = K i_a$$

donde K es una constante del par del motor. Cuando el
inducido está en rotación, se induce en la armadura una
tensión proporcional al producto del flujo por la velocidad
angular. Para un flujo constante, la tensión inducida es

es directamente proporcional a la velocidad angular $d\theta/dt$.

Entonces:

$$e_b = k_b \frac{d\theta}{dt} \quad (E.1)$$

donde k_b es una constante de fuerza contraelectromotriz.

El control de velocidad proporciona la tensión e_a con la que se alimenta la armadura. La ecuación diferencial del circuito de inducido es:

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_b = e_a \quad (E.2)$$

La corriente del inducido produce el par que se aplica a la inercia y fricción, entonces:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + f \frac{d\theta}{dt} = T = K i_a \quad (E.3)$$

Las ecuaciones E.1, E.2, y E.3 fueron tomadas de la Bibliografía #12. Tomando las transformadas de Laplace de las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$k_b s \Theta(s) = E_b \quad (E.4)$$

$$(L_a s + R_a) I_a(s) + E_b(s) = E_a(s) \quad (E.5)$$

$$(J s + f s) \Theta(s) = T(s) = K I_a(s) \quad (E.6)$$

Considerando a $E_a(s)$ como la entrada y $\Theta(s)$ como la salida se tiene el siguiente diagrama de bloques (Figura E.2).

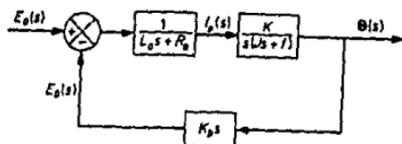


Figura E.2 Diagrama de bloques.

La señal de retroalimentación proviene de la fuerza contraelectromotriz. Por lo tanto, la función de transferencia del sistema queda:

$$\frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{K}{s(L_a J s + (L_a J + R_a J)s + R_a J + K K_b)}$$

Como la inductancia L_a es pequeña generalmente, puede despreciarse y entonces se puede reducir a:

$$\frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{k_m}{s(T_m + 1)} \quad (E.7)$$

donde: $K_m = \frac{K}{(R_a J + K K_b)} =$ constante de ganancia del motor

$T_m = \frac{R_a J}{(R_a J + K K_b)} =$ constante de tiempo del motor

Para el caso particular del motor que se va a utilizar, se sabe que es de 2 HP a 110 V, con excitación independiente de 110V. No se tenían las características específicas del motor, pero en motores de su tipo se encontró que:

$$J = 2.59 \times 10^{-4} \text{ onzas-pulg}^2\text{-seg}$$

$$f = 3 \times 10^{-3} \text{ onzas-pulg/rad/seg}$$

$$T_s = 10 \text{ onzas-pulg}$$

$$\omega_0 = 520 \text{ rad/seg}$$

De la Bibliografía #12 se tiene que:

$$K = \frac{T_s R_a}{e_a} \qquad K_b = \frac{e_a}{\omega_0}$$

$$\frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{K}{s(R_a J s + R_a f + K K_b)} \qquad (E.8)$$

$$\frac{K_b}{K} = 7.06 \times 10^{-3} \text{ volts-sec/onzas-pulg}$$

entonces

$$K_b = \frac{110}{520} = 21.1 \times 10^{-2} \text{ volts/rad/seg}$$

por lo tanto

$$K = \frac{K_b}{7.06 \times 10^{-3}} = \frac{21.1 \times 10^{-2}}{7.06 \times 10^{-3}} = 29.88 \text{ onzas-pulg/Amp}$$

para encontrar Ra

$$R_a = \frac{K_{ea} (29.88)(110)}{T_s} = \frac{328.7}{10} = 32.87$$

Sustituyendo en E.8 la función de transferencia queda:

$$\frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{29.88}{s((32.87)(2.59 \times 10^{-5}s + 3 \times 10^{-4}) + (29.88)(21.1 \times 10^{-4}))}$$

$$\frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{29.88}{s(0.085s + 7.2911)}$$

$$\frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{4.098}{s(0.01165s + 1)}$$

Como en el resultado se encuentra el término $1/s$, se puede decir que el sistema posee una propiedad integrativa. La constante de tiempo del motor es mas pequeña al ser mas pequeña R_a y mas pequeña J . Esto se observa con mas claridad en la ecuación E.7.

BIBLIOGRAFIA

- 1- Angelo Jr., James E. "Electronics: BJTs, FETs and Microcircuits". McGraw Hill Kogakusha Ltd. Mexico. 1969.
- 2- Arana Albizuri, Jesús. "Electrotécnica Industrial". Ediciones Urmo. Bilbao, España. 1976.
- 3- Bartho, F.T. "Motores Eléctricos Industriales y Dispositivos de Control". Ediciones Urmo. Bilbao, España. 1968.
- 4- Dewan, S.B. y A. Straughen. "Power Semiconductor Circuits". John Wiley & Sons, Inc. Nueva York, U.S.A. 1975.
- 5- Golden, F.B. y D.R. Grafham. "SCR Manual, General Electric". Sixth Edition. Prentice Hall Inc. Nueva Jersey, U.S.A. 1982.
- 6- Kosow, Irving L. "Maquinas Eléctricas y Transformadores". Editorial Reverte, S.A. Barcelona España. 1980.
- 7- Larson, Boyd. "Power Control Electronics". Prentice Hall Inc. Nueva Jersey, U.S.A. 1983.

- 8- Lilen, Henri. "Tirisitores y Triacs". Marcombo S.A. Bracelona, España. 1980.
- 9- Maloney, Timothy J. "Electrónica Industrial: Dispositivos y Sistemas". Prentice Hall Inc. Nueva Jersey, U.S.A. 1979.
- 10- Mitchell, Brinton B. "Semiconductor Pulse Circuits with Experiments". Rinehart Press. San Francisco, U.S.A. 1970.
- 11- Mounic, M. "Curso de Electrónica: Transistores y Tiristores". Tomo III. Jose Montero Editor. Barcelona, España. 1966.
- 12- Ogata, Katsuhiko. "Ingeniería de Control Moderna". Editorial Dossat, S.A. Madrid, España. 1980.
- 13- Siskind, Charles S. "Electrical Machines: Direct and Alternating Current". McGraw Hill Inc. New York, U.S.A. 1959.