

# UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

T-UES

1504

J82d

1993

EJ.2



**"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN ARRANCADOR  
Y CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE  
CORRIENTE DIRECTA, TIPO PARALELO Y COMPUESTO,  
UTILIZANDO UN CONVERTIDOR DC/DC."**

TRABAJO DE GRADUACION PRESENTADO POR:

**GERARDO MARVIN JORGE HERNANDEZ**

**WILLIAM IVAN RIVAS OLMEDO**

15101287

15101287

PARA OPTAR AL TITULO DE:

**INGENIERO ELECTRICISTA**

ABRIL DE 1993



SAN SALVADOR,

EL SALVADOR,

CENTRO AMERICA

*Recibida: 07/05/93*



UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTOR:

DR. FABIO CASTILLO FIGUEROA

SECRETARIO GENERAL:

LIC. MIRNA ANTONIETA PERLA DE ANAYA

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO:

ING. JUAN JESUS SANCHEZ SALAZAR

SECRETARIO:

ING. JOSE RIGOBERTO MURILLO CAMPOS

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

DIRECTOR:

ING. RICARDO ERNESTO CORTEZ

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR  
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA  
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

TRABAJO DE GRADUACION PREVIO A LA OPCION AL GRADO DE:  
INGENIERO ELECTRICISTA

TITULO:

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN ARRANCADOR Y CONTROL  
DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA,  
TIPO PARALELO Y COMPUESTO, UTILIZANDO UN  
CONVERTIDOR DC/DC."

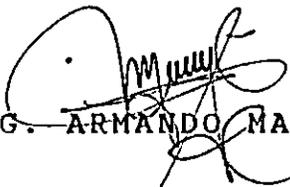
PRESENTADO POR:

GERARDO MARVIN JORGE HERNANDEZ

WILLIAN IVAN RIVAS OLMEDO

TRABAJO DE GRADUACION APROBADO POR:

COORDINADOR Y ASESOR:

  
ING. ARMANDO MARTINEZ CALDERON

ASESOR:

  
ING. JORGE GALDAMEZ GARCIA



SAN SALVADOR, ABRIL DE 1993

ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

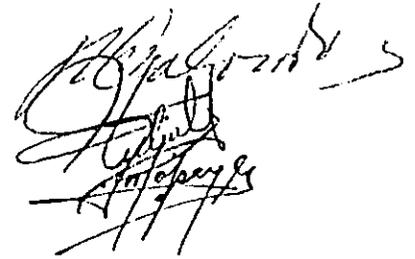
En esta fecha, 20 de Abril de 1993  
en el local de Sala de Lectura de la Escuela de Ingeniería Eléctrica  
a las 9:00 horas, con la presencia de las siguientes autoridades de la  
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

- 1- Ing. Ricardo E. Cortez  
Director E.I.E.
- 2- Ing. Jorge A. Galdámez  
Secretario E.I.E.
- 3- \_\_\_\_\_



Y con el Honorable Jurado de evaluación integrado por las personas  
siguientes:

- 1- Ing. Ricardo Colorado
- 2- Ing. Herbert Alirio Escalante Córdova
- 3- Ing. Mario Antonio López
- 4- \_\_\_\_\_
- 5- \_\_\_\_\_
- 6- \_\_\_\_\_



Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de  
Graduación: "DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN ARRANCADOR Y CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTORES  
DE CORRIENTE DIRECTA, TIPO PARALELO Y COMPUESTO, UTILIZANDO UN CONVERTIDOR DC/DC"

a cargo del (los) Br(es): GERARDO MARVIN JORGE HERNANDEZ y  
WILLIAM IVAN RIVAS OLMEDO

Habiendo obtenido el presente trabajo una nota final, global de 9.5

( Nueve Punto Cinco )

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA  
FACULTAD DE INGENIERIA  
Y ARQUITECTURA  
Universidad de El Salvador

## DEDICATORIA

### A NUESTRO DIOS ONMIPOTENTE, OMNISCIENTE Y ONMIPRESENTE:

Por permitirnos llevar a feliz término el desarrollo del presente trabajo, con fines de transmitir el conocimiento y ayudar a nuestros semejantes.

### A MIS PADRES: MARIANO DE JESUS JORGE RODRIGUEZ Y LEONOR HERNANDEZ DE JORGE.

Por ser verdaderos padres ejemplares, que siempre me guían y ayudan incondicionalmente en todos los aspectos y momentos difíciles.

### A MI ABUELA: MARIA TOBAR v. de H.

Por sus inmensurables consejos.

### A MI NOVIA: TERESA DE JESUS MENDEZ H.

Por ser causa de inspiración para todas aquellas cosas nobles y dignas de un hermoso corazón enamorado, por toda su ayuda moral como material.

### A MI SUCESOR: EDWIN GERARDO J. M.

Por ser razón de enseñarle con el ejemplo, de todos los esfuerzos, sacrificios y perseverancia que son necesarios realizar con el fin de superar las dificultades y alcanzar nuestras metas.

### A MIS PRIMOS:

En especial a JOSE y ROBERTO, por haberme proporcionado sus ayudas incondicionalmente siempre.

### A MIS FAMILIARES:

A todos ellos que me dan su confianza y que siempre esperan ver resueltos los desafíos que la vida nos impone.

### A MIS MAESTROS:

Por ser portadores del conocimiento y sabiduría y ser los que orientan nuestros pasos.

### A MIS COMPAÑEROS, AMIGOS Y AMIGAS:

Para que los lazos de amistad que nos unen sean siempre duraderos, con ansias de compartir la amistad y las experiencias, con el fin de superar nuestras condiciones tanto espirituales como materiales.

A Todos Ustedes... Gracias...

G. MARVIN.

## DEDICATORIA

Este triunfo quiero dedicarlo en primer lugar a Dios Todopoderoso, a su hijo Jesucristo y a la virgen María Auxiliadora por permitirme alcanzar esta meta, que sin su voluntad no hubiera sido posible.

### A mi papá :

Aquilino Rivas, por su apoyo sin límites, su cariño y su fé en mí. Por ser no solo un papá, sino un amigo que medio sus consejos y confianza para seguir adelante. Este es tu logro. Que Dios te bendiga.

### A mi mamá :

Ana Silvia Olmedo, por los muchos sacrificios que hiciste, por estar pendiente a cada instante de mí, por tus oraciones, por tu amor. Eres lo más grande que Dios me ha dado. Este es tú triunfo. Que Dios y la virgen María te bendigan y te guarden siempre.

### A mis hermanas :

Mayra y Silvia, por darme siempre su apoyo y su cariño. Las quiero mucho.

### A mi sobrino :

Marlon Iván, porque con su inocencia hizo que muchas veces olvidara mis preocupaciones. Que Dios te bendiga y de guie siempre por el buen camino.

### A mi novia :

Heesy Carolina, porque tú viviste junto a mí todos los sucesos que precedieron este momento, dandome siempre tu apoyo y motivandome a seguir adelante cada vez que caía. Se que Dios te puso a mi lado para estar conmigo siempre. Te Amo.

### A mi tío :

Filadelfo Rivas, por los momentos agradables que hemos compartido, sus consejos y sus animos a seguir adelante.

### A mi abuelo :

Filadelfo Medrano, porque siempre seras el mejor abuelo que he tenido. Aunque ya no estes aquí, en mi corazón siempre viviras. Que Dios te tenga en su gloria.

### A mis compañeros y amigos :

Por su apoyo y ayuda desinteresada que me brindarán durante el desarrollo del trabajo.

William Iván Rivas Olmedo.

## AGRADECIMIENTOS

Queremos expresar nuestros más sinceros agradecimientos a todas aquellas personas que directamente o indirectamente contribuyeron desinteresadamente en el buen desarrollo del presente trabajo especialmente a:

Ing. Armando Martínez Calderón, por su coordinación y excelente asesoría del presente trabajo.

Cesar Gonzáles, por la construcción y acabado de la caja del controlador.

Mario Rivas y Flor de María Laguardia, por su valiosa ayuda en el préstamo de una computadora para editar el documento final.

Salvador Posada, por la disponibilidad y ayuda en el préstamo de dispositivos y de equipo, en los laboratorios de la Escuela de Ingeniería Eléctrica. UES.

## PREFACIO.

Los motores de DC requieren al inicio de su operación niveles de voltaje que limiten las corrientes de arranque a valores aceptables por el circuito de armadura y que a su vez produzcan un torque de arranque suficiente para vencer la inercia de la carga. También es necesario en muchas aplicaciones industriales el control de la velocidad. Los arrancadores-controladores de velocidad para los motores DC pueden ser construidos utilizando diferentes principios.

El objetivo de este trabajo de graduación, es diseñar y construir un arrancador-controlador de velocidad realimentado, a partir de una fuente de corriente directa, utilizando SCR's y por lo tanto el método de conmutación forzada. (convertidor DC-DC).

El sistema diseñado esta compuesto por etapas en diagramas de bloques que han sido presentados después de analizar los requerimientos del mismo. Cada diagrama de bloques contiene su respectiva circuitería.

El sistema construido cumple con los objetivos planteados al inicio del trabajo siendo eficiente y versátil, aunque se le pueden hacer mejoras.

Además, el convertidor cumple con un objetivo adicional, el de servir como equipo pedagógico para los estudiantes de está y otras áreas, por lo que el controlador posee puntos de prueba para visualizar por medio del osciloscopio las distintas formas de las señales involucradas.

## RESUMEN DEL TRABAJO.

El presente trabajo, comienza haciendo un breve estudio en el capítulo I de las características de estado estable más importantes del motor DC, excitación Shunt y compuesto acumulativo, también se hacen pruebas en el laboratorio para los dos tipos de motores, con el fin de analizar y tomar los datos de los resultados para el diseño del prototipo.

El capítulo II, contiene una breve investigación bibliográfica de el SCR, sus características y condiciones de operación, así como algunas protecciones y consideraciones que se deben tener en circuitos que los contengan.

El capítulo III hace mención, acerca de la definición y características de funcionamiento del convertidor DC-DC (Chopper) y del diseño del mismo.

En el capítulo IV se presenta el diseño de todo el control del prototipo para ambos tipos de motores, también incluye un estudio de estabilidad del control interactuando con cada tipo de motor.

## TABLA DE CONTENIDOS.

Página

### CAPITULO I

#### ESTUDIO BASICO DE LOS MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA.

1.1	Tipos de Motores. -----	1
1.2	Circuito equivalente de un motor de DC -----	2
1.3	Características de Operación en estado Estable. -----	4
1.3.1	Característica Par vrs Corriente de Armadura. -----	4
1.3.1.1	Motor DC con Excitación en Derivación. -----	5
1.3.1.2	Motor DC con Excitación Compuesta. -----	5
1.3.2	Característica Par vrs Velocidad Angular. ---	6
1.3.2.1	Motor DC en Derivación. -----	7
1.3.2.2	Motor DC Compuesto. -----	8
1.3.3	Característica Velocidad vrs Corriente de Armadura. -----	9
1.3.3.1	Motor DC Shunt. -----	10
1.3.3.2	Motor DC Compuesto. -----	10
1.4	Modelado de los Motores DC en condiciones Transitorias. -----	12
1.4.1	Motor Shunt con Excitación Independiente. ---	12
1.4.2	Motor con Excitación Compuesta Acumulativa. -	13
1.5	Arranque de los Motores DC. -----	15
1.5.1	Arrancadores Manuales y Automáticos. -----	15
1.6	Control de Velocidad de los Motores DC. -----	18
1.6.1	Control de la Tensión de Armadura (VT). -----	19
1.7	Pruebas de Laboratorio para obtener las Curvas Características de cada motor. -----	21
1.7.1	Determinación de la Resistencia de Armadura (RA). -----	21
1.7.2	Determinación de la Resistencia de Campo Serie (RS). -----	22
1.7.3	Determinación de la Resistencia de Campo Shunt o Independiente (RF). -----	22
1.7.4	Determinación de las Inductancias para cada devanado del Motor DL 10220. -----	23
1.7.5	Determinación de las constantes del motor. --	23
1.7.5.1	Determinación de $K_{\phi}$ para el motor con excitación independiente. -----	23
1.7.5.2	Determinación de $K_3 = K_g K_2$ para el motor con excitación compuesta acumulativa. -----	24
1.7.6	Características Electromecánicas del Motor DL-10220. -----	24
1.7.6.1	Motor DC Excitación Independiente. -----	25
1.7.6.2	Motor DC Excitación Compuesta. -----	26

1.7.7	Resultados Obtenidos. -----	27
1.7.7.1	Regulación de Velocidad. -----	27
1.7.7.2	Gráficas. -----	27
	Conclusiones del Capítulo I: -----	32
	Referencias Bibliográficas. -----	33

## CAPITULO II

### CONCEPTOS BASICOS DE LOS SCR's.

2.1	El SCR (Rectificador Controlado de Silicio).--	34
2.2	Tipos de SCR. -----	35
2.3	Condiciones y Características de Funciona- miento del SCR. -----	35
2.3.1	Características Estáticas. -----	36
2.3.1.1	Voltaje de Bloqueo Directo (VDRM). -----	36
2.3.1.2	Voltaje de Pico no Repetitivo de Estado de Bloqueo (VDSM). -----	37
2.3.1.3	Voltaje de Bloqueo Inverso (VRRM). -----	37
2.3.1.4	Voltaje de Bloqueo Inverso no Repetitivo (VRSM). -----	37
2.3.1.5	Voltaje Residual en Conducción (VFT). -----	37
2.3.1.6	Corriente Máxima Promedio en Estado de Conducción (IT (AV)). -----	37
2.3.1.7	Valor de Corriente Eficaz Máximo en Estado de Conducción IT (RMS). -----	38
2.3.1.8	Máxima Corriente Transitoria no Repetitiva IT (SM). -----	38
2.3.1.9	Corriente de Enganche y Mantenimiento (IL e IH). -----	38
2.3.2	Características de Control. -----	39
2.3.3	Características Dinámicas. -----	40
2.3.3.1	Tiempo de Encendido (ton). -----	41
2.3.3.2	Tiempo de Apagado (toff). -----	41
2.3.3.3	Rapidez Crítica de Aumento de la Corriente de Estado de Estado de Conducción (di/dt). --	42
2.3.3.4	Rapidez de Crítica de Aumento de Tensión de Estado de Bloqueo (dv/dt). -----	43
2.4	Protecciones de circuitos con SCR's. -----	44
2.4.1	Protección del SCR contra Sobrecorrientes. --	44
2.4.2	Protección del SCR contra Sobrevoltaje y dv/dt. -----	44
2.4.2.1	Componentes Supresores (Diodos de Selenio y MOV). -----	45
2.4.2.2	Redes Supresoras "Snubbers". -----	46
2.4.3	Protección del SCR contra di/dt. -----	47
2.4.4	Consideraciones Térmicas. -----	48
2.4.4.1	Analogía entre Magnitudes Eléctricas y Magnitudes Térmicas. -----	49
2.4.4.2	Disipador. -----	50

51	-----	2.4.4.3	Selección del Disipador de Calor. -----
52	-----	2.4.4.4	Diseño del Disipador de Aleta Plana. -----
53	-----	2.4.4.4.1	Radiación. -----
53	-----	2.4.4.4.2	Convección Libre (natural). -----
54	-----	2.4.4.4.3	Convección Forzada. -----
55	-----		Conclusiones del Capítulo II. -----
56	-----		Referencias Bibliográficas. -----

CAPITULO III

CONVERTIDOR DC-DC (CHOPPER).

57	-----	3.1	Concepto y Características de un Troceador (Chopper). -----
58	-----	3.2	Principio de Operación del Convertidor (Chopper). -----
61	-----	3.3	Técnicas de Conmutación. -----
61	-----	3.3.1	Conmutación. -----
62	-----	3.4	Circuito de Conmutación Forzada Propuesto para el Diseño. -----
67	-----	3.5	Criterios de Selección de los Componentes. -----
67	-----	3.5.1	Voltaje promedio en el motor. -----
67	-----	3.5.2	Valor del capacitor. -----
67	-----	3.5.2.1	Corriente RMS del capacitor. -----
68	-----	3.5.3	Características del SCR1 (Principal). -----
68	-----	3.5.3.1	Voltaje de bloqueo directo (VDRM) y de bloqueo inverso (VIRM). -----
68	-----	3.5.3.2	Corriente promedio Iav. -----
68	-----	3.5.4	Características de los SCR's auxiliares. -----
68	-----	3.5.4.1	Voltaje de bloqueo directo (VDRM) de bloqueo inverso (VIRM). -----
68	-----	3.5.4.2	Corriente promedio y RMS. -----
68	-----	3.5.4.2.1	Corriente promedio ISCR's(av). -----
69	-----	3.5.4.2.2	Corriente RMS ISCR's(RMS). -----
69	-----	3.5.5	Características del diodo volante DFW. -----
69	-----	3.5.5.1	Corriente promedio IFW(av). -----
69	-----	3.6	Selección de la Frecuencia de Operación del Chopper. -----
74	-----	3.7	Determinación de la Corriente Máxima (Imáx) que el Motor Demandará. -----
76	-----	3.8	Selección de los dispositivos que componen el Chopper. -----
76	-----	3.8.1	SCR1 (principal). -----
76	-----	3.8.2	Capacitor. -----
77	-----	3.8.2.1	Corriente RMS. -----
77	-----	3.8.3	SCR's Auxiliares. -----
77	-----	3.8.3.1	Corriente promedio y RMS. -----
78	-----	3.8.4	Diodo Volante DFW. -----
78	-----	3.8.4.1	Corriente promedio IFW(av). -----
78	-----	3.9	Protecciones. -----

78	Protección contra di/dt. -----	3.9.1
79	Protección contra dv/dt. -----	3.9.2
79	Fusibles. -----	3.9.3
80	Cálculo del Disipador Térmico. -----	3.9.4
84	Conclusiones del Capítulo III. -----	
85	Referencias Bibliográficas. -----	

CAPITULO IV

DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL ARRANCADOR Y DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD REALIMENTADO.

86	Diseño del prototipo Arrancador/Control de velocidad. -----	4.1
87	Diseño del circuito de control del ángulo de disparo. -----	4.2
88	Carga inicial del capacitor de conmutación. -----	4.2.1
88	Generador de la señal de control. -----	4.2.2
91	Detector del ángulo de disparo ( $\alpha$ ). -----	4.2.3
92	Velocidad de referencia. -----	4.2.4
92	Sincronizador. -----	4.2.5
92	Disparador del SCR principal y de los SCR's auxiliares. -----	4.2.6
93	Desfasador. -----	4.2.7
94	Interfase de disparo del SCR principal y auxiliar. -----	4.2.8
96	Procedimiento de diseño de la red. -----	4.2.8.1
97	Diseño del Circuito de Arranque. -----	4.3
99	Retardo y generación de la rampa de arranque. -----	4.3.1
100	Cálculo del integrador. -----	4.3.1.1
101	Ángulo de disparo inicial y sumador. -----	4.3.2
102	Comparador y desactivador del relé de arranque. -----	4.3.3
103	Cálculo de alimentación del relé. -----	4.3.3.1
104	Diseño del lazo de Realimentación. -----	4.4
104	Tacómetro electrónico. -----	4.4.1
105	Detector del error. -----	4.4.2
107	Controlador proporcional-integral. -----	4.4.3
108	Protección de Pérdida de Campo. -----	4.5
109	Selección de los elementos. -----	4.5.1
111	Análisis de la Estabilidad del Sistema Realimentado. -----	4.6
112	Motor Shunt con Excitación Independiente. -----	4.6.1
113	Motor con Excitación Compuesta Acumulativa. -----	4.6.2
115	Análisis Económico. -----	4.7
124	Conclusiones del Capítulo IV. -----	
128	Referencias Bibliográficas. -----	
130	Recomendaciones Generales. -----	
131		

ANEXO A. Variables Incrementales y Controlador Proporcional Integral. -----	132
ANEXO B. Tipos de montajes para SCR's tipo PAC y Valores de Resistencia Térmica ( $\theta_{c-s}$ ). -----	136
ANEXO C. Curva Característica del VFC-32KP y Velocidad de Referencia. -----	138
ANEXO D. Hoja de Datos Técnicos de Dispositivos Electrónicos. -----	142
ANEXO E. Circuitos Impresos del Arrancador y Controlador de Velocidad. -----	164

## CAPITULO I.

### "ESTUDIO BASICO DE LOS MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA".

#### Introducción.

Un motor de DC, es una máquina de corriente continua que transforma la energía eléctrica DC a energía mecánica. Estas máquinas son semejantes a las máquinas de corrientes alterna, ya que internamente operan con voltajes y corrientes de AC, sin embargo, un motor DC tiene solamente DC en su circuito de alimentación y por medio de un mecanismo mecánico (escobillas y colector), ésta energía es transformada en AC hacia su interior. Los motores de DC son utilizados en casos donde se requiere amplias variaciones de velocidad y de carga, como en vehículos, tornos, ascensores, grúas, trenes, etc.

El objetivo de este capítulo es estudiar el comportamiento de los motores DC tipo shunt y compuesto acumulativo así como determinar las características electromecánicas para estos dos tipos de máquinas que serán utilizadas en diseño y construcción del prototipo del arrancador y controlador de velocidad.

#### 1.1 Tipos de Motores.

En muchas aplicaciones, los motores de DC son utilizados como máquinas motrices para impulsar cargas mecánicas de tamaños variables, bajo éstas circunstancias los devanados de campo y armadura pueden estar frecuentemente conectados en paralelo, en serie o en una combinación de ambos, por lo que de acuerdo a éstas conexiones, los motores se clasifican en:

- a) Motor de DC con Excitación en Derivación o Shunt.
- b) Motor de DC con Excitación Serie.
- c) Motor de DC con Excitación Compuesta.
- d) Motor de DC con Imanes Permanentes.

Sin embargo cabe mencionar, que los primeros tres tipos de motores son los más utilizados cuando las cargas mecánicas a impulsar son considerablemente grandes, en cambio los motores DC con Imanes Permanentes, son ideales para cargas pequeñas.

La conexión de los diagramas de los motores más utilizados se muestran en la figura 1.1

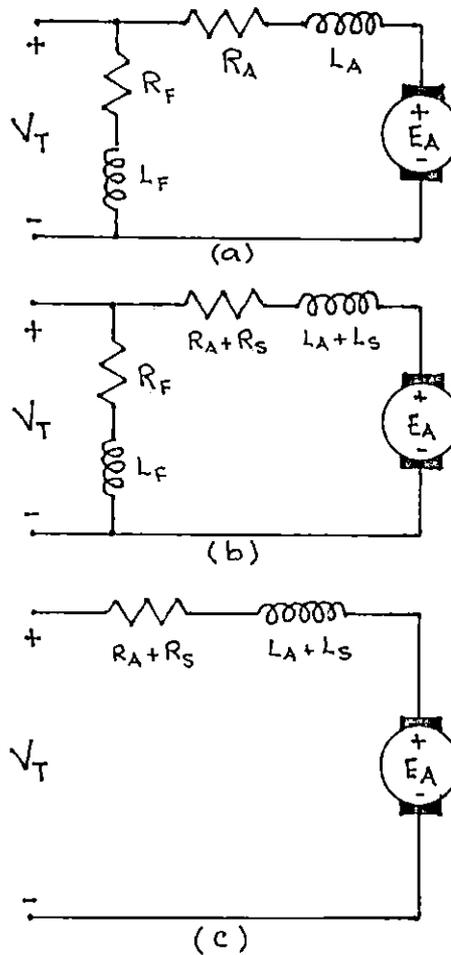


Figura 1.1 Diagramas Esquemáticos para tres tipos de motores DC. (a) Motor Shunt, (b) Motor Compuesto, (c) Motor Serie.

## 1.2 Circuito equivalente de un motor de DC.

En forma general, cuando un motor DC opera en estado estable, se cumplen las siguientes relaciones básicas:

$$E_A = K_\omega \phi \omega \quad (1.1)$$

Donde:  $E_A$  : Es la fem inducida en la armadura.  
 $K_\omega$  : Es una constante que depende de la construcción de la máquina.  
 $\phi$  : Es el flujo por polo principal o de excitación de la máquina.  
 $\omega$  : Es la velocidad angular de máquina, la cual generalmente se expresa en [rad/seg].

y el par promedio en la máquina está dado por:

$$T_{Dzco} = K_\omega \phi I_A \quad (1.2)$$

Donde:  $T_{Dzco}$  : Es el par promedio producido por la máquina.  
 $I_A$  : Es la corriente promedio en el circuito de armadura o inducido de la máquina.

En la figura 1.2 se muestra el circuito equivalente de un motor de DC.

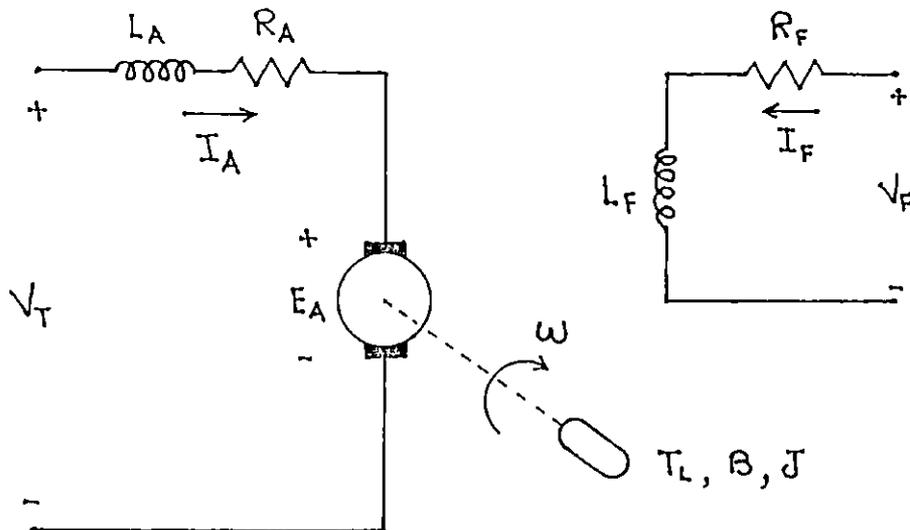


Figura 1.2 Circuito Equivalente Típico de un Motor DC.

Donde:  $R_A$  : Es la resistencia del devanado de armadura.  
 $L_A$  : Es la inductancia del devanado de armadura.  
 $I_A$  : Es la corriente en el devanado de armadura.  
 $V_T$  : Es el voltaje terminal aplicado a la armadura.  
 $E_A$  : Es la fem en la armadura.  
 $R_F$  : Es la resistencia del devanado de campo.  
 $L_F$  : Es la inductancia del devanado de campo.  
 $I_F$  : Es la corriente en el devanado de campo.  
 $V_F$  : Es el voltaje terminal aplicado al campo.

De la figura 1.2, realizando un LVK en el circuito de armadura tenemos:

$$V_T = E_A + I_A R_A \quad (1.3)$$

Realizando un LVK en el circuito de campo, la corriente de excitación del campo queda expresada como:

$$I_F = \frac{V_F}{R_F} \quad (1.4)$$

### 1.3 Características de Operación en Estado Estable.

Las características de trabajo para cada tipo de motor, generalmente los de gran potencia, están fuertemente influenciados por el fenómeno de saturación en sus estructuras magnéticas, por lo que la mayoría de los análisis lineales realizados por muchos autores que desprecian éste y otros efectos no lineales en las máquinas, no nos explican el comportamiento en detalle de ellas, ya que la formulación matemática tomando en cuenta la saturación se torna compleja, sin embargo los análisis lineales efectuados para este tipo de máquinas es aceptable, porque consideraremos que las máquinas están diseñadas para trabajar en el rango lineal de las características de magnetización de sus núcleos (antes de saturación, o la sumo en el codo de la curva de saturación), además, estaremos interesados en las características de estado estable.

Las características de estado estable para los motores DC de mayor interés son:

- a) Característica Par vrs. Corriente de Armadura.
- b) Característica Par vrs. Velocidad Angular
- c) Característica Velocidad Angular vrs. Corriente de Armadura.

#### 1.3.1 Característica Par vrs Corriente de Armadura.

El torque (la tendencia de la máquina a producir velocidad angular) desarrollado por un motor DC depende básicamente de 2 factores:

- a) El flujo creado por los polos principales (excitación), y
- b) La intensidad de corriente promedio en el circuito de armadura.

### 1.3.1.1 Motor DC con Excitación en Derivación.

Si observamos la figura 1.2 y si mantenemos constante la alimentación de la fuente de excitación ( $V_F$ ), entonces tenemos que el  $\phi$  en la máquina es constante, por lo que la ecuación 1.2 puede reescribirse como:

$$T_{DFO} = K_T \phi_o I_A = K_1 I_A \quad (1.5)$$

Esto nos denota que el par varía linealmente con  $I_A$ , y la corriente de armadura se incrementa conforme se aumenta la carga mecánica en el eje del motor. Esta variación se muestra en la figura 1.3.

### 1.3.1.2 Motor DC con Excitación Compuesta.

Para un motor compuesto, dependiendo de la conexión del campo serie respecto al campo shunt, tendremos dos tipos básicos: Si el flujo producido por el devanado serie se suma al flujo producido por el devanado shunt, el motor se denomina como Motor DC con Excitación Compuesta Acumulativa, caso contrario, cuando el flujo serie se resta del flujo shunt, el motor es denominado como Motor DC con Excitación Compuesta Diferencial.

Por lo que las relaciones que nos representan la característica Par vs Corriente de Armadura, están dadas por:

- a) Para el Motor Compuesto Acumulativo.

El  $\phi$  serie se suma al flujo shunt y éste se incrementa conforme se aumenta  $I_A$ :

$$\phi = \phi_{shunt} + \phi_{serie} = \phi_o + K_2 I_A \quad (1.6)$$

Este incremento del flujo se verá limitado cuando se alcance la saturación en la máquina.

La ecuación 1.2 se puede entonces reescribir como:

$$\begin{aligned} T_{PRO} &= K_{\varphi} \phi I_A = K_{\varphi} \phi_0 I_A + K_{\varphi} K_2 I_A^2 \\ &= K_1 I_A + K_3 I_A^2 \end{aligned} \quad (1.7)$$

b) Para el Motor Compuesto Diferencial.

Como el flujo serie se resta del flujo shunt, se tiene:

$$\phi = \phi_0 - K_2 I_A \quad (1.8)$$

Sustituyendo en la ecuación 1.2 tenemos:

$$T_{PRO} = K_{\varphi} \phi I_A = K_{\varphi} \phi_0 I_A - K_{\varphi} K_2 I_A^2 \quad (1.9)$$

Cabe hacer notar que para la configuración de un motor con Excitación Compuesta Diferencial (ver ecuación 1.9), analíticamente el par puede invertirse y llegar a ser negativo para magnitudes grandes de  $I_A$ .

En la figura 1.3 se representa el comportamiento típico para este tipo de máquinas.

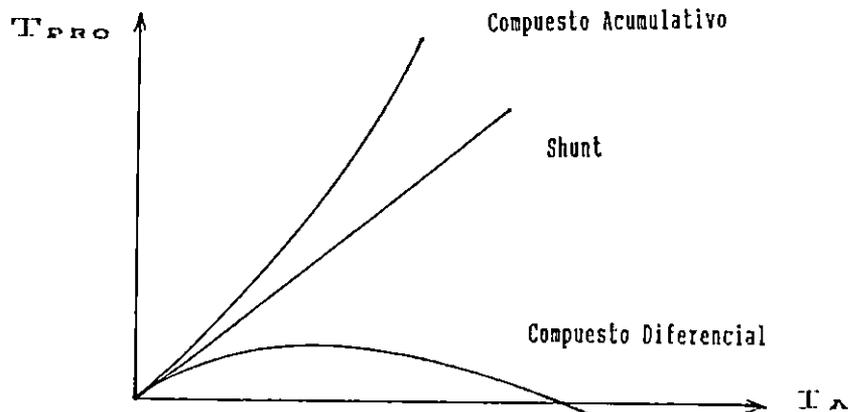


Figura 1.3 Características de Par vrs. Corriente de Armadura de los motores Shunt, Compuesto acumulativo y Compuesto diferencial.

### 1.3.2 Característica Par vrs Velocidad Angular.

A esta característica en una máquina, se le conoce como Característica Terminal y nos representa las cantidades de salida de la misma. Para un motor los parámetros de salida son el Par en el eje y la velocidad mecánica de rotación.

Una forma aproximada de cuantificar la característica par-velocidad de un motor DC, es por medio de la regulación de velocidad.

La regulación de velocidad para un motor está definida por:

$$SR = \frac{n_{sc} - n_{pc}}{n_{pc}} \times 100\% \quad (1.10)$$

Donde: SR Es la regulación de velocidad.

$n_{sc}$  Es la velocidad del motor sin carga (en vacío) la cual puede ser expresada en [rpm] o [rad/S].

$n_{pc}$  Es la velocidad del motor a plena carga, expresada en [rpm] o [rad/S].

Una regulación positiva de la velocidad representa que la velocidad del motor cae con el aumento de carga y una regulación negativa de velocidad significa que la velocidad del motor se incrementa al aumentar la carga.

La magnitud de la regulación de velocidad nos indica la pendiente de la curva par-velocidad.

### 1.3.2.1 Motor DC en Derivación.

El torque desarrollado por la máquina está dado por la ecuación 1.2, despejando para  $I_A$  se tiene:

$$I_A = \frac{T_{pro}}{K_\phi \phi} \quad (1.11)$$

Sustituyendo la ecuación (1.1) y (1.11) en la ecuación (1.3) y despejando para  $W$ , se tiene:

$$W = \frac{V_T}{K_\phi \phi} - \frac{R_A}{(K_\phi \phi)^2} T_{pro} \quad (1.12)$$

Como el  $\phi$  es constante podemos reescribir la ecuación 1.12 como:

$$W = A - B T_{pro} \quad (1.13)$$

Donde:  $A = \frac{V_T}{K_\phi \phi}$ ,  $B = \frac{R_A}{(K_\phi \phi)^2}$

El comportamiento de la ecuación 1.13 es una línea recta con pendiente decreciente, ésta característica también puede ser representada como  $T_{pzo}$  vrs  $W$ , lo cual resulta como:

$$T_{pzo} = \frac{K_G \phi V_T}{R_A} - \frac{(K_G \phi)^2}{R_A} W \quad (1.14)$$

La curva  $T_{pzo}$  vrs  $W$  se muestra en la figura 1.4

### 1.3.2.2 Motor DC Compuesto.

#### a) Compuesto Acumulativo.

De la ecuación (1.3), se tiene que:

$$V_T = E_A + I_A R_A' \quad (1.15)$$

Donde:  $R_A' = R_A + R_B$

Sustituyendo la ecuación 1.1 y 1.2 en la ecuación 1.15, se tiene:

$$V_T = K_G \phi W + \frac{T_{pzo}}{K_G \phi} R_A' \quad (1.16)$$

De la ecuación 1.16 tenemos:

$$T_{pzo} = \frac{K_G \phi}{R_A'} V_T - \frac{[K_G \phi]^2}{R_A'} W \quad (1.17)$$

Sustituyendo la ecuación 1.6 en la ecuación 1.17, obtenemos:

$$T_{pzo} = \frac{K_G (\phi_o + K_2 I_A)}{R_A'} V_T - \frac{[K_G (\phi_o + K_2 I_A)]^2}{R_A'} W \quad (1.18)$$

#### b) Compuesto Diferencial.

Sustituyendo la ecuación 1.8 en la ecuación 1.17:

Sustituyendo la ecuación 1.8 en la ecuación 1.17:

$$T_{PRO} = \frac{K_G (\phi_0 - K_2 I_A)}{R_A'} V_T - \frac{[K_G (\phi_0 - K_2 I_A)]^2}{R_A'} W \quad (1.19)$$

Las curvas respectivas se muestran en la figura 1.4

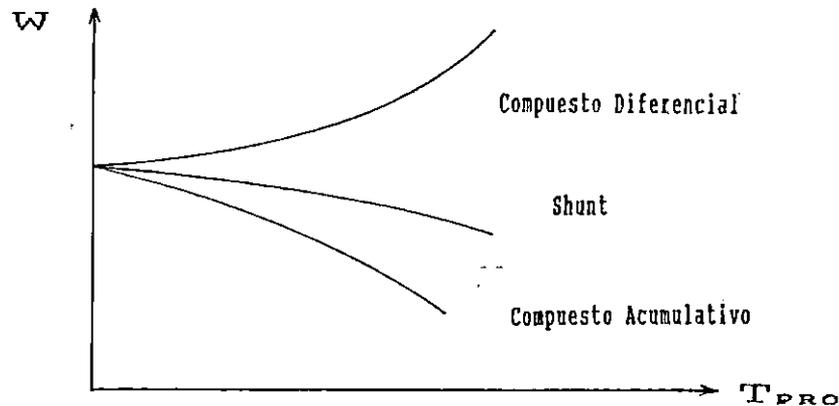


Figura 1.4 Característica de Par vs Velocidad angular del motor shunt, compuesto acumulativo y compuesto diferencial.

### 1.3.3 Característica Velocidad vs Corriente de Armadura.

Como ya se mencionó anteriormente, la fem generada (también se conocida como  $f_{cem}$  o  $E_A$ ) en la armadura de un motor DC es directamente proporcional a la velocidad angular y ésta se opone al voltaje aplicado en los terminales, la cual a su vez nos limita la corriente de armadura en proporción directa con la carga mecánica en el eje del motor.

En forma general, de la ecuación 1.3 tenemos que:

$$E_A = V_T - I_A R_A \quad (1.20)$$

Igualando la ecuación 1.1 con la ecuación 1.20 y despejando para W tenemos:

### 1.3.3.1 Motor DC Shunt.

Como el flujo prácticamente es constante (muchas veces es necesario suponer que el efecto desmagnetizante de  $I_A$  es despreciable), la ecuación 1.21 puede reescribirse como:

$$W = \frac{V_T}{K_G \phi} - \frac{R_A}{K_G \phi} I_A \quad (1.22)$$

De la ecuación 1.22 se define el termino  $W_{nc}$  como la velocidad del motor en vacío.

Por lo que:

$$W_{nc} = \frac{V_T}{K_G \phi} \quad (1.23)$$

Reescribiendo la ecuación 1.22 tenemos:

$$W = W_{nc} - \frac{R_A}{K_G \phi} I_A \quad (1.24)$$

La variación de velocidad respecto a  $I_A$  se presenta en la figura 1.5.

### 1.3.3.2 Motor DC Compuesto.

a) Compuesto Acumulativo.

Sustituyendo la ecuación 1.6 en la ecuación 1.21, tenemos:

$$W = \frac{V_T - I_A R_A}{K_G (\phi_0 + K_z I_A)} \quad (1.25)$$

Donde el flujo estará limitado por la saturación de la máquina.

De la ecuación 1.25 se nota que conforme se aumenta  $I_A$ , el numerador se hace más pequeño respecto al denominador. Por lo que la curva de Velocidad vrs Corriente de Armadura decae, tal como se muestra en la figura 1.5. Esta caída de velocidad es más grande comparada con la de un Motor Shunt para el mismo valor de corriente de armadura.

## b) Compuesto Diferencial

Sustituyendo la ecuación (1.8) en la ecuación 1.21, se tiene:

$$W = \frac{V_T - I_A R_A'}{K_\omega (\phi_\omega - K_z I_A)} \quad (1.26)$$

El denominador de la ecuación 1.26 se hace aun más pequeño con respecto a la ecuación 1.25. Esto se debe a que el flujo neto en el denominador tiende a disminuir a medida que se incrementa la corriente de armadura, dando como resultado que la velocidad tienda a incrementarse mayormente con el aumento de  $I_A$ .

La gráfica de la figura 1.5 muestra la tendencia de la velocidad  $W$  en función de  $I_A$ .

La velocidad en vacío para este tipo de motor es igual a la que presenta un motor compuesto acumulativo.

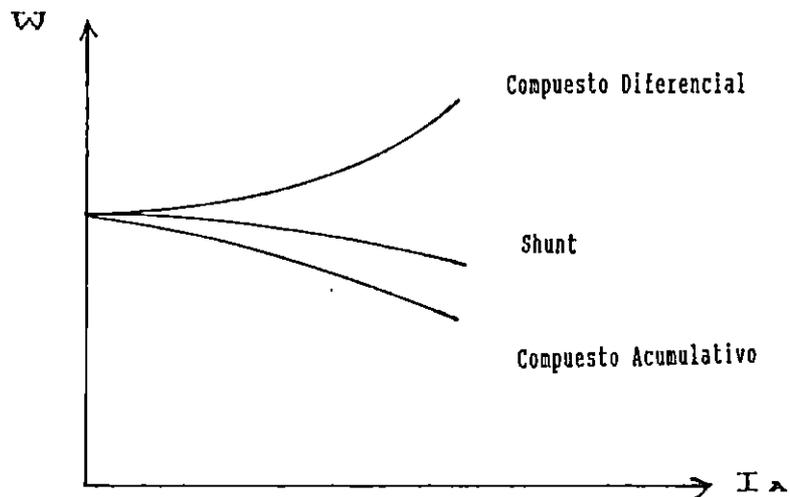


Figura 1.5 Característica Velocidad Angular vrs. Corriente de Armadura para los motores DC Shunt, Motor Compuesto Acumulativo y Motor Compuesto Diferencial

## 1.4 Modelado de los Motores DC en condiciones Transitorias.

### 1.4.1 Motor Shunt con Excitación Independiente.

Realizando un LVK en el circuito de armadura de la figura (1.2), se tiene:

$$v_T = L_A \cdot di_A/dt + i_A \cdot R_A + e_A \quad (1.27)$$

La fuerza contraelectromotriz inducida por la máquina es:

$$e_A = K_A \cdot \phi \cdot \omega \quad (1.28)$$

De las condiciones de equilibrio mecánico:

$$T = T_L + B \cdot \omega + J \cdot d\omega/dt \quad (1.29)$$

De la ecuación fundamental del par inducido se tiene:

$$T = K_A \cdot \phi \cdot i_A \quad (1.30)$$

Transformando las ecuaciones anteriores al dominio de Laplace se tiene:

$$V_T = E_A + R_A \cdot I_A + S L_A \cdot I_A \quad (1.31)$$

$$E_A = K_A \cdot \phi \cdot \omega \quad (1.32)$$

$$T = T_L + B \cdot \omega + S \cdot J \cdot \omega \quad (1.33)$$

$$T = K_A \cdot \phi \cdot I_A \quad (1.34)$$

De la ecuación (1.31):

$$I_A = \frac{V_T - E_A}{R_A + S \cdot L_A} \quad (1.35)$$

De la ecuación (1.32):

$$\omega = \frac{T - T_L}{B + S \cdot J} \quad (1.36)$$

De ecuaciones (1.31) a (1.36), en diagrama de bloques funcionales, se expresa la función de transferencia del motor shunt en la figura 1.6.

### 1.4.2 Motor con Excitación Compuesta Acumulativa.

Partiendo del modelo eléctrico para el motor compuesto acumulativo mostrado en la figura 1.2, tenemos que las expresiones que lo gobiernan son las siguientes :

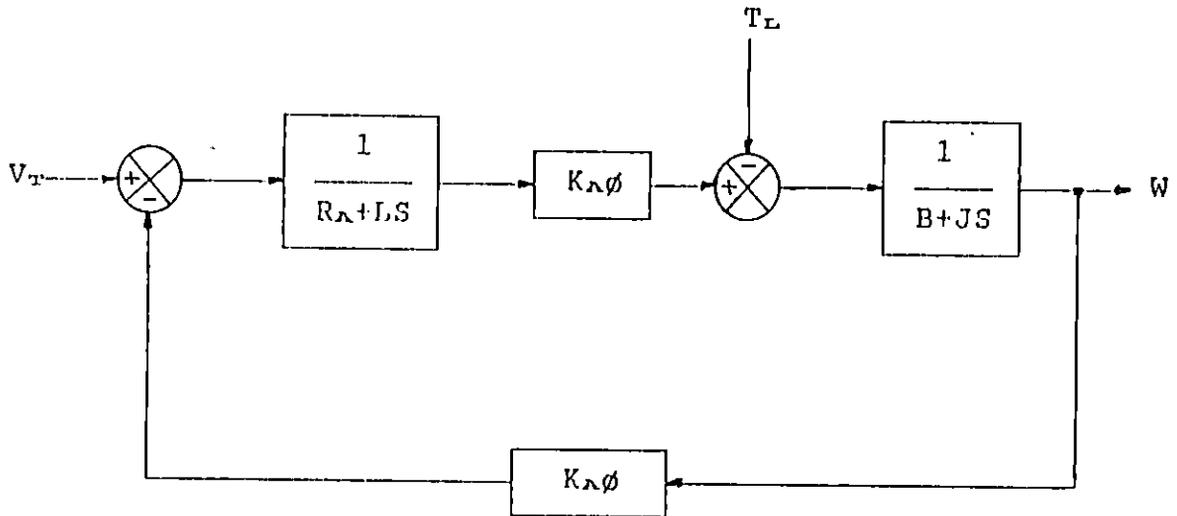


Figura 1.6 Diagrama de bloques funcional del motor shunt.

$$V_T = L_T \cdot di_A/dt + i_A \cdot R_T + e_A \quad (1.37)$$

$$e_A = K_A \cdot \phi \cdot W, \quad \phi = \phi_0 + K_2 \cdot i_A$$

$$e_A = K_A(\phi_0 + K_2 i_A)W, \quad K_3 = K_2 \cdot K_A$$

$$e_A = K_A \cdot \phi \cdot W + K_3 \cdot i_A \cdot W \quad (1.38)$$

$$T = T_L + B \cdot W + J \cdot dW/dt \quad (1.39)$$

$$T = K_A \cdot \phi \cdot i_A = K_A(\phi_0 + K_2 i_A) i_A$$

$$T = K_A \cdot \phi \cdot i_A + K_3 \cdot i_A^2 \quad (1.40)$$

En el dominio de Laplace las ecuaciones (1.37) a (1.40), se transforman en:

$$V_T = E_A + I_A \cdot R_T + S \cdot L_T \cdot I_A \quad (1.41)$$

$$E_A = K_A \cdot \phi \cdot W + K_3 \cdot I_A \quad (1.42)$$

$$T = T_L + B \cdot W + S \cdot J \cdot W \quad (1.43)$$

$$T = K_A \cdot \phi \cdot I_A + K_B \cdot I_A^2 \quad (1.44)$$

Sustituyendo la ecuación (1.41) en (1.42) se tiene :

$$V_T = K_A \cdot \phi \cdot W + K_B \cdot I_A \cdot W + I_A \cdot R_T + S \cdot L_T \cdot I_A \quad (1.45)$$

Sustituyendo la ecuación (1.43) en (1.44) se tiene :

$$K_A \cdot \phi \cdot I_A + K_B \cdot I_A^2 = T_L + W \cdot (B + S J) \quad (1.46)$$

El uso de las variables incrementales<sup>1</sup> es necesario como una herramienta para linealizar expresiones no lineales, tal como las que representan la descripción del motor compuesto acumulativo, porque el empleo del criterio de la función de transferencia solo es válido para sistemas que son lineales.

Además se considera que el motor operará dentro del rango lineal de la curva de magnetización de la máquina, y que los cambios en las condiciones de operación no serán abruptos.

Aplicando variables incrementales se tiene :

$$V_T = V_{T0} + \delta V_T \quad (1.47)$$

$$I_A = I_{A0} + \delta I_A \quad (1.48)$$

$$W = W_0 + \delta W \quad (1.49)$$

Sustituyendo las expresiones (1.47) a (1.49) en (1.45) y (1.46) se obtiene:

$$\delta V_T = \delta I_A (K_B \cdot W_0 + R_T + S \cdot L_T) + \delta W (K_A \cdot \phi + K_B \cdot I_{A0}) \quad (1.50)$$

$$\delta W (B + S \cdot J) = \delta I_A (K_A \cdot \phi + 2K_B \cdot I_{A0}) - \delta T_L \quad (1.51)$$

De las ecuaciones (1.50) y (1.51) se obtiene el diagrama de bloques funcionales para el motor compuesto acumulativo (figura 1.7).

---

1 : La teoría básica se explica en Anexo A.

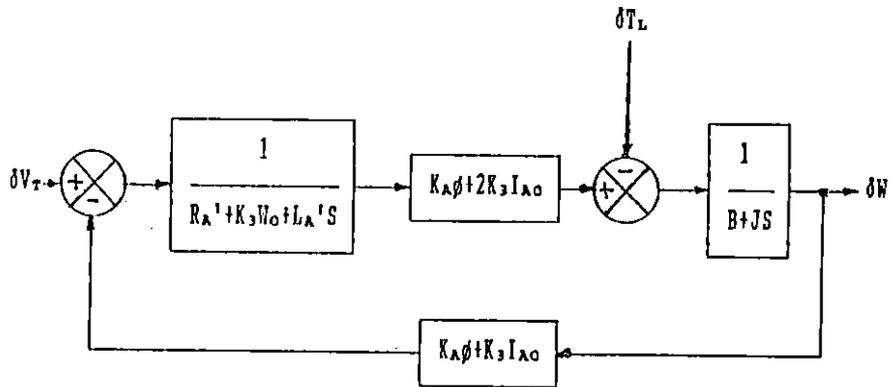


Figura 1.7 Diagrama de bloques funcional del motor compuesto acumulativo.

### 1.5 Arranque de los Motores DC.

En el instante de arranque de los motores DC deben tomarse ciertas precauciones, ya que inicialmente  $W = 0$ , y de la ecuación 1.3 se tiene que  $E_A = 0$  y la corriente de armadura solamente está limitada por la caída de tensión en las escobillas y por la resistencia del circuito de armadura.

Por ejemplo para un Motor Shunt DC de 1 HP, 120 V, cuya resistencia de armadura típica se encuentra entre 0.5 a 1  $\Omega$ , la corriente nominal de armadura es aproximadamente  $(746 \text{ W}) / (120 \text{ V}) \approx 6.2 \text{ Amp}$ . Los embobinados usualmente son diseñados para soportar sobrecargas del 30 al 50 %; por lo que el valor del coeficiente de seguridad de éste puede tomarse como 10 Amp.; en el momento del arranque de la máquina,  $E_A = 0$ , la corriente de armadura de la ecuación 1.15 es  $I_A = (120 \text{ V}) / (0.5 \Omega) \approx 240 \text{ A}$ , ésta magnitud de corriente es excesiva y puede dañar o quemar el embobinado permanente.

Es por estas razones que se diseñaron arrancadores manuales y automáticos para poner en marcha los motores de DC. Y cuya función principal es la de limitar la corriente en el período de arranque.

#### 1.5.1 Arrancadores Manuales y Automáticos.

Un arrancador tradicional generalmente está constituido por una resistencia variable de una gran capacidad de conducción de corriente la cual está en relación directa con la potencia del motor de interés.

El arrancador tiene los objetivos siguientes:

- a) Limitar la corriente a magnitudes permisibles.
- b) Suministrar torque de arranque elevado con el fin de vencer la inercia mecánica de la carga y reducir el tiempo de aceleración.
- c) Proteger contra interrupciones en el suministro de potencia, que al ser restaurado resultaría en la aplicación de voltaje de línea directamente a la máquina parada.

La forma de conexión y de operación de los arrancadores manuales para los motores de DC se muestran en la figura 1.8.

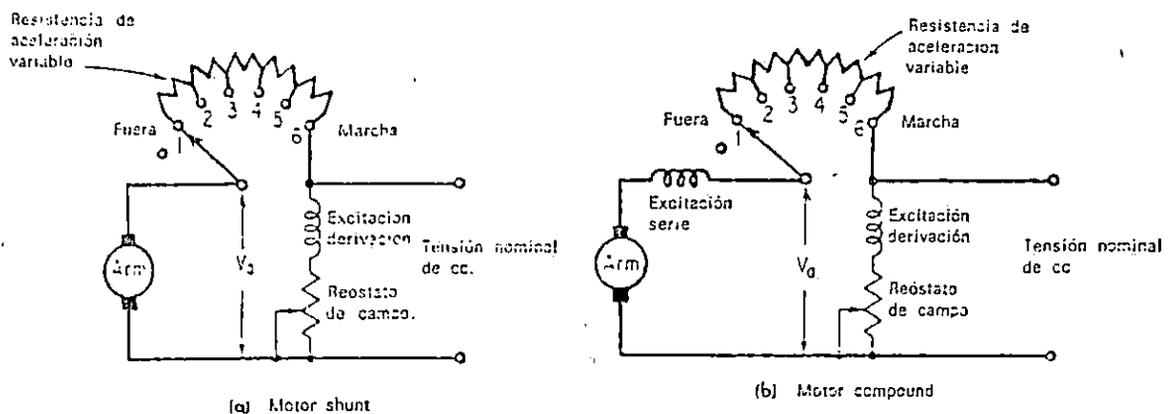


Figura 1.8 Esquemas que nos indican como la resistencia del arrancador se conecta y regula con el circuito de la armadura, para limitar la corriente de arranque en los motores shunt y compuesto.

Cuando se desea poner en marcha un motor de DC se requiere de un dispositivo (arrancador) capaz de limitar la corriente de arranque a valores seguros y adecuados para iniciar la rotación en la máquina.

Una vez que el motor se energiza e inicia la rotación, se produce la fcm ( $E_A$ ) que está en proporción directa con la velocidad. Esta fcm es la que a la vez nos irá limitando la corriente de armadura para diferentes condiciones de operación de las máquinas DC.

La ecuación 1.2 nos muestra que el par es directamente proporcional a la corriente de armadura. Y como la corriente de armadura no puede ser excesivamente alta en el arranque, será necesario, entonces, disponer de un flujo máximo con el objeto de tener un par máximo en estas condiciones. En el caso de los motores shunt y compuestos, se logra un  $\phi$  máximo teniendo la corriente de campo a su plena excitación.

Un arrancador, nos debe proporcionar, entonces, los elementos necesarios que nos permitan aplicar un voltaje pequeño y controlado al circuito de armadura y un voltaje nominal al campo de excitación en el intervalo de arranque.

En la práctica la corriente de arranque, generalmente se limita a volares mayores a la corriente nominal, con el fin de asegurar que la máquina iniciará la rotación para diferentes condiciones de carga. Algunos autores estiman conveniente rangos entre el 30 al 50 % sobre la nominal, sin embargo como el arranque se realiza en periodos cortos y controlados de tiempo, ésta podría llevarse hasta 3 a 5 veces la corriente nominal, dependiendo de las condiciones de carga para el motor y particularmente en el caso de los motores grandes que poseen mucha inercia y que adquieren velocidad lentamente.

La figura 1.9 nos muestra una descripción general de la variación de corriente de armadura y de la velocidad angular de un motor shunt, cuando éste se acelera por etapas hasta alcanzar su velocidad nominal.

De la figura 1.9 y 1.8 puede notarse que debido a que el motor se pone en marcha desde el reposo y a la inercia mecánica del rotor, el primer contacto de aceleración (punto 1) necesita el mayor espacio de tiempo antes de que la aceleración se haga casi nula y de que la velocidad se aproxime a la determinada o prefijada en el principio.

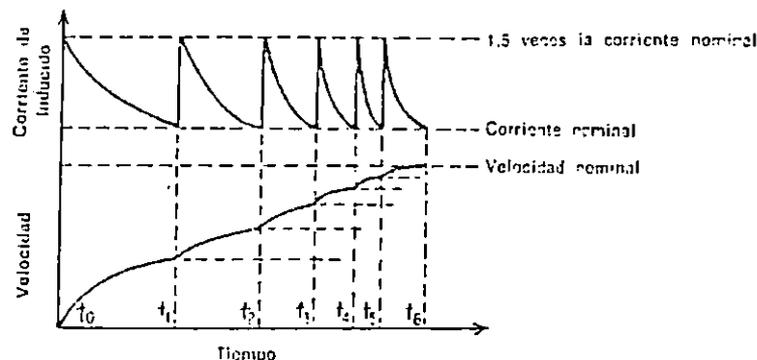


Figura 1.9 Aceleración de un Motor Shunt en seis etapas discretas.

Luego se ejecuta la segunda maniobra a la posición 2 (punto 2), se reduce la resistencia del arrancador por lo que se suministra una corriente irruptiva del 150 % de la nominal, con lo cual se logra desarrollar un aumento del par para acelerar al motor a una velocidad asintótica más elevada y determinada por la nueva tensión generada en el inducido ( $E_A$ ).

Sucesivamente repitiendo el proceso anterior, como la resistencia del arrancador se reduce paso a paso, el motor se acelera necesitando menos tiempo para poder alcanzar su velocidad asintótica (aceleración nula) siguiente y reducir su corriente de armadura aproximadamente hasta la nominal.

Sin embargo el último contacto o posición puede necesitar algo más de tiempo que en los pasos anteriores, debido al aumento de carga y de velocidad tal como se muestra en la figura 1.9.

La curva mostrada en la figura 1.9 están referidas a un motor shunt, no obstante también son válidas para los motores con excitación compuesta, con ligeras modificaciones en la curvatura de dichas gráficas.

El número de etapas de aceleración se considera que está en función de la potencia útil del motor. Los motores de gran potencia, que tienen mayor inercia, necesitarán más contactos e intervalos de tiempo mayores para acercarse a una velocidad asintótica determinada. En el caso de los motores pequeños, generalmente de fracciones de HP (por ejemplo abajo de  $3/4$  HP), poseen tan poca inercia que no precisan de ningún arrancador, o sea, pueden arrancarse a voltaje terminal nominal, ya que éstos se aceleran rápidamente, originando casi instantáneamente su  $f_{cem}$  o  $E_A$  conocida como de autoprotección porque rápidamente reducen la  $I_A$  a sus condiciones estables de operación.

Se estima que el tiempo que debe ser empleado para arrancar un motor DC esta tipificado entre 5 a 13 segundos, dependiendo de las características propias para cada tipo de motor.

#### 1.6 Control de Velocidad de los Motores DC.

Sustituyendo la ecuación (1.1) en la ecuación (1.3) y despejando para W, se tiene:

$$W = \frac{V_T - I_A R_A}{K_\alpha \phi} \quad (1.52)$$

La velocidad de un motor DC puede ser controlada mediante el cambio de una de las variables de la ecuación fundamental de la velocidad (1.52).

- a) Modificación del flujo de excitación ( $\phi$ ), mediante un reóstato variable en serie o en paralelo con el devanado de excitación shunt (o independiente). A este método se le conoce como "Control de Campo".
- b) Variación del voltaje terminal  $V_T$  en los bornes del inducido, utilizando una resistencia variable en serie con la armadura. Este método es denominado "Control de la resistencia de armadura".  
Este método es aplicable a cualquier tipo de motor.
- c) Variación del voltaje terminal  $V_T$  y la corriente de armadura  $I_A$  simultáneamente, mediante la combinación de dos resistencias variables en paralelo y en serie con la armadura. Este método es conocido por "Control de la resistencia serie y paralelo del inducido".  
Es aplicable a cualquier tipo de motor.
- d) Utilización de una fuente controlada variable de la tensión DC para modificar el voltaje terminal. Este método se conoce como "Control de la Tensión de la Armadura".  
Este método es aplicable a cualquier tipo de motor, y, para un motor que tenga devanado shunt es indispensable que éste sea alimentado en forma independiente.

#### 1.6.1 Control de la Tensión de Armadura ( $V_T$ ).

Generalmente el rendimiento de los motores de potencia reducida no representan consideraciones serias mientras que el par, regulación de velocidad y control continuo son de alguna importancia en las aplicaciones típicas para esos motores.

En el caso de los motores de gran potencia, el rendimiento, el par, la buena regulación de velocidad y el control continuo y suave de la velocidad requieren consideraciones sumamente de gran importancia.

Las cargas mecánicas grandes o con gran inercia, requieren una aceleración suave durante una amplia gama de velocidades.

Todos estos requerimientos pueden ser satisfechos mediante el empleo de una tensión variable DC de una fuente de alimentación con la suficiente potencia de acuerdo a las exigencias del motor.

Una observación importante es que el devanado de campo debe estar excitado independientemente, tal como lo muestra la figura 1.10.

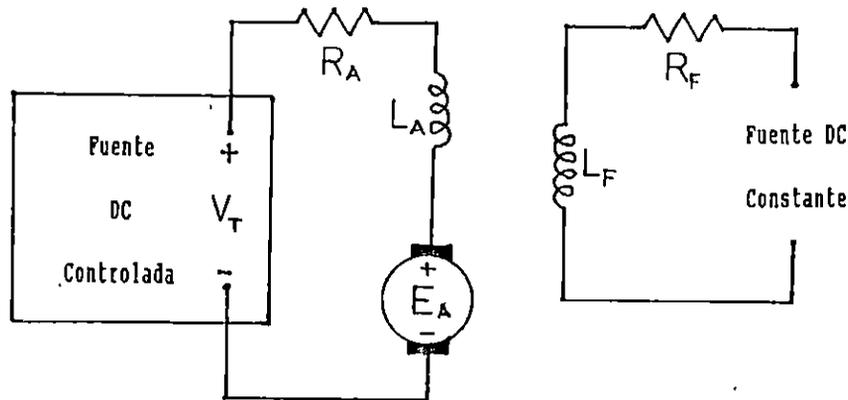


Figura 1.10 Control de la velocidad por voltaje de armadura para motores DC.

Con este método de control también se elimina el requerimiento de una gran resistencia de arranque en serie con la armadura.

Cuando la tensión en la armadura que suministra la fuente controlada de DC es cero, el motor no desarrolla un par inducido (ver ecuación 1.2) y el eje del motor no se mueve, si se incrementa ligeramente la tensión de armadura, de acuerdo a la ecuación 1.52, el motor se pondrá en marcha y girará a una velocidad lenta con un mínimo de aceleración, donde la corriente de armadura quedará limitada al bajo voltaje en los terminales de la armadura. Si seguimos incrementando  $V_T$ , de acuerdo a la ecuación 1.52, el motor girará más rápido hasta alcanzar un estado estable de velocidad, par y corriente de acuerdo a las exigencias de carga y al tipo de motor. El incremento de  $V_T$  estará limitado entonces por las condiciones nominales de la máquina y por la capacidad de regulación de la fuente de alimentación.

Las ventajas del método de control del voltaje de armadura son:

- a) Arranque del motor sin necesidad de resistencias en serie con la armadura.
- b) Control continuo de velocidad desde el reposo hasta la velocidad nominal de la máquina.
- c) Óptima regulación de velocidad para cualquier valor de la misma.
- d) Alto rendimiento en el sistema, ya que no se requiere de resistencias en serie con la armadura.

### 1.7 Pruebas de Laboratorio para obtener las Curvas Características de cada motor.

El motor en estudio está montado en el módulo DELORENZO DL-10220 en el laboratorio de Máquinas Eléctricas de la EIE/UES, que es de propósitos generales, el cual puede ser utilizado con fines demostrativos, didácticos y técnicos, además puede ser conectado como motor shunt, motor con excitación independiente y motor compuesto acumulativo, con una potencia de salida de 1/4 HP cuyos datos de placa son:

Voltaje de campo ( $V_F$ ) : 35 V DC  
Corriente de campo ( $I_A$ ) : 0.55 A DC  
Voltaje de armadura ( $V_T$ ) : 42 V DC  
Corriente de armadura ( $I_A$ ) : 3.4 A DC  
Velocidad (n) : 3350 rpm

#### 1.7.1 Determinación de la Resistencia de Armadura ( $R_A$ ).

Este valor puede ser determinado por la ley de Ohm, aplicando un voltaje variable DC en los terminales de la armadura hasta que circule la corriente de armadura nominal de la máquina, luego se mide el voltaje correspondiente a la corriente de armadura.

De los resultados de laboratorio se tiene:

$$V_T = 6.8 \text{ V DC}$$

$$I_A = 3.4 \text{ A DC}$$

$$\text{luego: } R_A = \frac{V_T}{I_A} = \frac{6.8}{3.4} = 2 \Omega$$

Este valor se comparó con el proporcionado por un óhmetro digital y efectivamente el valor de  $R_A = 2 \Omega$  es aceptable.

### 1.7.2 Determinación de la Resistencia de Campo Serie ( $R_S$ ).

Para determinar éste parámetro se procedió de manera idéntica al literal 1.6.1, con una fuente variable de voltajes DC, se hace circular la corriente nominal por el devanado serie, la cual es igual a la corriente nominal de armadura, de donde se obtuvieron las siguientes lecturas:

$$V_S = 1.36 \text{ V DC}$$

$$I_S = 3.4 \text{ A DC}$$

$$\text{luego: } R_S = \frac{V_S}{I_A} = \frac{1.36}{3.4} = 0.4 \Omega$$

Comparando este dato con la proporcionada por el óhmetro digital se determina que  $R_S = 0.4 \Omega$

### 1.7.3 Determinación de la Resistencia de Campo Shunt o Independiente ( $R_F$ ).

Al igual que el literal 1.6.1, se aplicó al devano de excitación de la máquina un voltaje variable DC hasta obtener la corriente nominal de campo, o sea:

$$V_F = 31.9 \text{ V DC}$$

$$I_F = 0.55 \text{ A DC}$$

$$\text{De donde: } R_F = \frac{V_F}{I_F} = \frac{31.9}{0.55} = 58 \Omega$$

Efectivamente este valor se comparó con el proporcionado por un óhmetro digital arrojando un valor de  $57.8 \Omega$ . Por lo que el valor  $R_F$  se toma de  $58 \Omega$ .

#### 1.7.4 Determinación de las Inductancias para cada devanado del Motor DL 10220.

En los laboratorios de la EIE, se cuenta con un equipo denominado RLC METER, con lo cual se puede medir directamente los parámetros Resistencia, Inductancia o Capacitancia de un circuito eléctrico cualquiera, por lo que para determinar la inductancia de los respectivos devanados del motor se simplifica enormemente ya que no es necesario requerir a los métodos ya definidos mediante los cuales se puede obtener analíticamente éstos parámetros.

De las mediciones realizadas por RLC METER para cada devanado del motor DL-10220, se obtuvo:

$L_F = 850 \mu\text{H}$  (Inductancia del devanado de campo)

$L_A = 10 \text{ mH}$  (Inductancia del devanado de armadura)

$L_S = 300 \mu\text{H}$  (Inductancia del devanado de campo serie)

#### 1.7.5 Determinación de las constantes del motor.

##### 1.7.5.1 Determinación de $K_{\phi}$ para el motor con excitación independiente.

Para la determinación de esta constante se utilizó el método como generador, acoplándole al motor un primotor y habiéndolo que opere como generador en condiciones de vacío, con el fin de obtener  $E_A$  y auxiliándose de la ecuación 1.1 calcular  $K_{\phi}$ . La tabla 1.1 muestra los resultados encontrados.

Tabla 1.1 Determinación de  $K_{\phi}$  para el motor shunt con excitación independiente.

rpm	$w$ [rad/s]	$E_A$ [V]	$K_{\phi}$ [V-s]
1000	104.72	11.30	0.105
2000	209.44	22.20	0.106
2500	261.80	27.60	0.103
3000	314.16	33.00	0.105
3550	371.75	38.70	0.103

El valor promedio obtenido de  $K_{\omega\phi} = 0.104$  [Voltios-Seg].

1.7.5.2 Determinación de  $K_3 = K_a K_z$  para el motor con excitación compuesta acumulativa.

Esta constante se obtuvo basandose en la ecuación 1.27, donde despejando para  $K_3$  se tiene:

$$K_3 = \frac{V_T - I_A R_A' - E_A}{\omega I_A} \quad (1.53)$$

Luego de mediciones tomadas en laboratorio se obtuvieron los datos mostrados en la tabla 1.2

Tabla 1.2 Determinación de  $K_3$  para el motor con excitación compuesta acumulativa.

rpm	$\omega$ [rad/s]	$I_A$ [A]	$V_T$ [V]	$E_A$ [v]	$K_3 \times 10^{-3}$
2854	298.87	3.23	40	32.25	1.21
2120	222.00	2.60	30	23.76	1.20
1379	144.41	1.94	20	15.34	1.15
635	66.50	1.24	10	7.02	1.26
267	27.96	0.86	5	2.94	1.30

El valor promedio tomado para  $K_3 = 1.22 \times 10^{-3}$  (V-Seg)/(A-rad)

1.7.6 Características Electromecánicas del Motor DL-10220.

Para determinar los diferentes parámetros de entrada/salida para un motor DC es necesario realizar las pruebas en vacío y pruebas con carga para los diferentes tipos de motores en estudio.

Los resultados obtenidos en las diferentes pruebas de laboratorio se presentan a continuación:

1.7.6.1 Motor DC Excitación Independiente.

Todas las pruebas realizadas para el Motor DC con Excitación Independiente, se efectuaron con el voltaje de campo a condiciones nominales ( $V_F = 35 \text{ V DC}$  e  $I_F = 0.55 \text{ A DC}$ ).

a) Prueba de Vacío a Voltaje Terminal ( $V_T$ ) Variable en Armadura.

Tabla 1.3 Prueba de Vacío. Motor Shunt.

rpm	$I_A$ [A]	$V_T$ [V]	$E_A$ [V]	T m[N-m]
415	0.43	4	3.14	31.07
550	0.45	6	5.10	39.87
800	0.47	10	9.06	50.83
1230	0.50	15	14.00	54.34
1650	0.51	20	18.98	56.02
2060	0.52	25	23.96	57.76
2500	0.53	30	28.94	58.58
2930	0.56	35	33.88	61.84
3320	0.57	40	38.86	63.71
3650	0.59	42	40.82	63.93

b) Prueba con Carga Variable y Voltaje Terminal ( $V_T$ ) Variable.

Tabla 1.4 Prueba con Carga. Motor Shunt

rpm	$I_A$ [A]	$V_T$ [V]	$E_A$ [V]	T m[N-m]
80	0.59	1.5	0.32	22.54
140	0.62	2.15	0.91	38.48
250	0.70	3	1.60	42.78
460	0.86	5	3.28	58.56
855	1.16	10	7.68	99.50
1100	1.51	15	11.98	57.04
1490	1.84	20	16.32	192.45
1890	2.16	25	20.68	225.69
2300	2.50	30	25.00	259.49
2720	2.83	35	29.34	291.51
2960	3.08	38	31.84	316.38
3120	3.17	40	33.66	326.77
3300	3.40	42	35.20	346.32
3700	3.70	46	38.60	368.60

### 1.7.6.2 Motor DC Excitación Compuesta.

Como ya se mencionó anteriormente, un motor compuesto puede operar como compuesto acumulativo o compuesto diferencial, sin embargo, un motor compuesto diferencial presenta serios inconvenientes en sus características de funcionamiento, por lo que este tipo de motor no se ha considerado en el presente trabajo. Por lo tanto, los datos obtenidos corresponden a un motor con excitación compuesta acumulativa.

#### a) Prueba de Vacío a Voltaje Terminal ( $V_T$ ) Variable.

Tabla 1.5 Prueba de Vacío. Motor Compuesto Acumulativo

rpm	$I_A$ [A]	$V_T$ [V]	$E_A$ [V]	T m[N-m]
380	0.41	4	3.02	31.12
780	0.46	10	8.89	50.07
1190	0.49	15	13.82	54.34
1625	0.50	20	18.80	55.24
2030	0.52	25	23.75	58.10
2450	0.54	30	28.70	60.41
2870	0.55	35	33.68	61.63
3290	0.56	40	38.66	62.84
3460	0.57	42	40.63	63.92

#### b) Prueba con Carga Variable y Voltaje Terminal ( $V_T$ ) Variable.

Tabla 1.6 Prueba con Carga. Motor Compuesto Acumulativo

rpm	$I_A$ [A]	$V_T$ [V]	$E_A$ [V]	T m[N-m]
104	0.69	2.8	1.14	37.56
267	0.86	5	2.94	58.18
309	0.94	6	3.40	73.78
635	1.24	10	7.02	101.99
1379	1.94	20	15.34	201.55
1746	2.28	25	19.53	236.89
2120	2.60	30	23.76	273.11
2487	2.93	35	27.97	308.10
2854	3.23	40	32.25	339.50
2994	3.40	42	33.84	357.88

### 1.7.7 Resultados Obtenidos.

#### 1.7.7.1 Regulación de Velocidad.

La regulación de velocidad para éstos tipos de motores, se calcula a partir de la ecuación (1.10), sustituyendo los datos de las tablas obtenidas en laboratorio (también se puede hacer uso de las gráficas respectivas para cada motor).

a) Motor Independiente:

$$SR = \frac{3650 - 3300}{3300} \times 100 \% = 10.60 \%$$

b) Motor Compuesto:

$$SR = \frac{3460 - 2994}{2994} \times 100 \% = 15.60 \%$$

#### 1.7.7.2 Gráficas.

A partir de las pruebas realizadas en los literales anteriores, se obtienen las gráficas con las características más importantes para cada tipo de motor, éstas se muestran en las figuras 1.11 a 1.14.

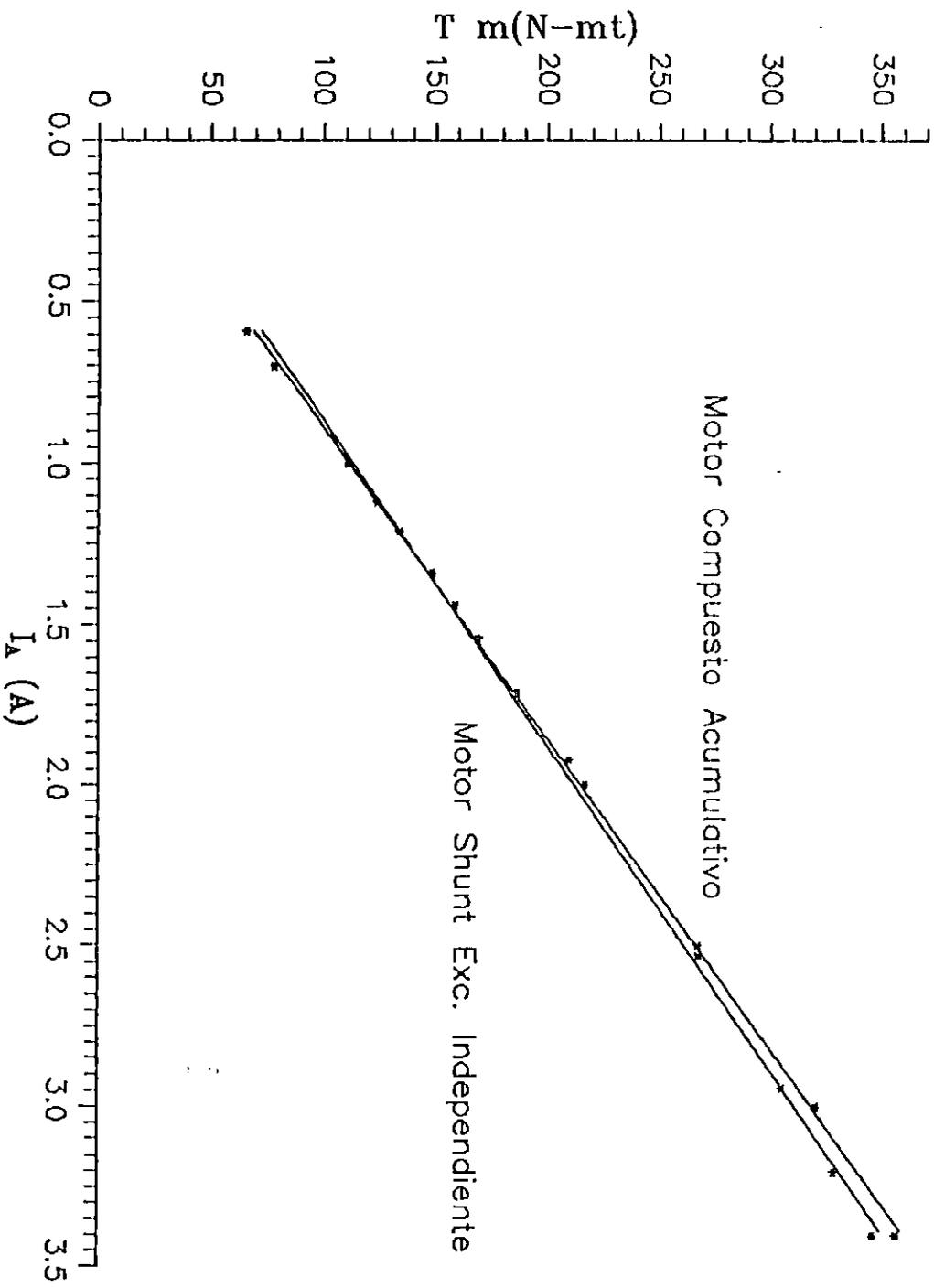


Figura 1.11 Característica Terminal T vrs  $I_a$   
 ( $V_T$  Constante con carga variable)

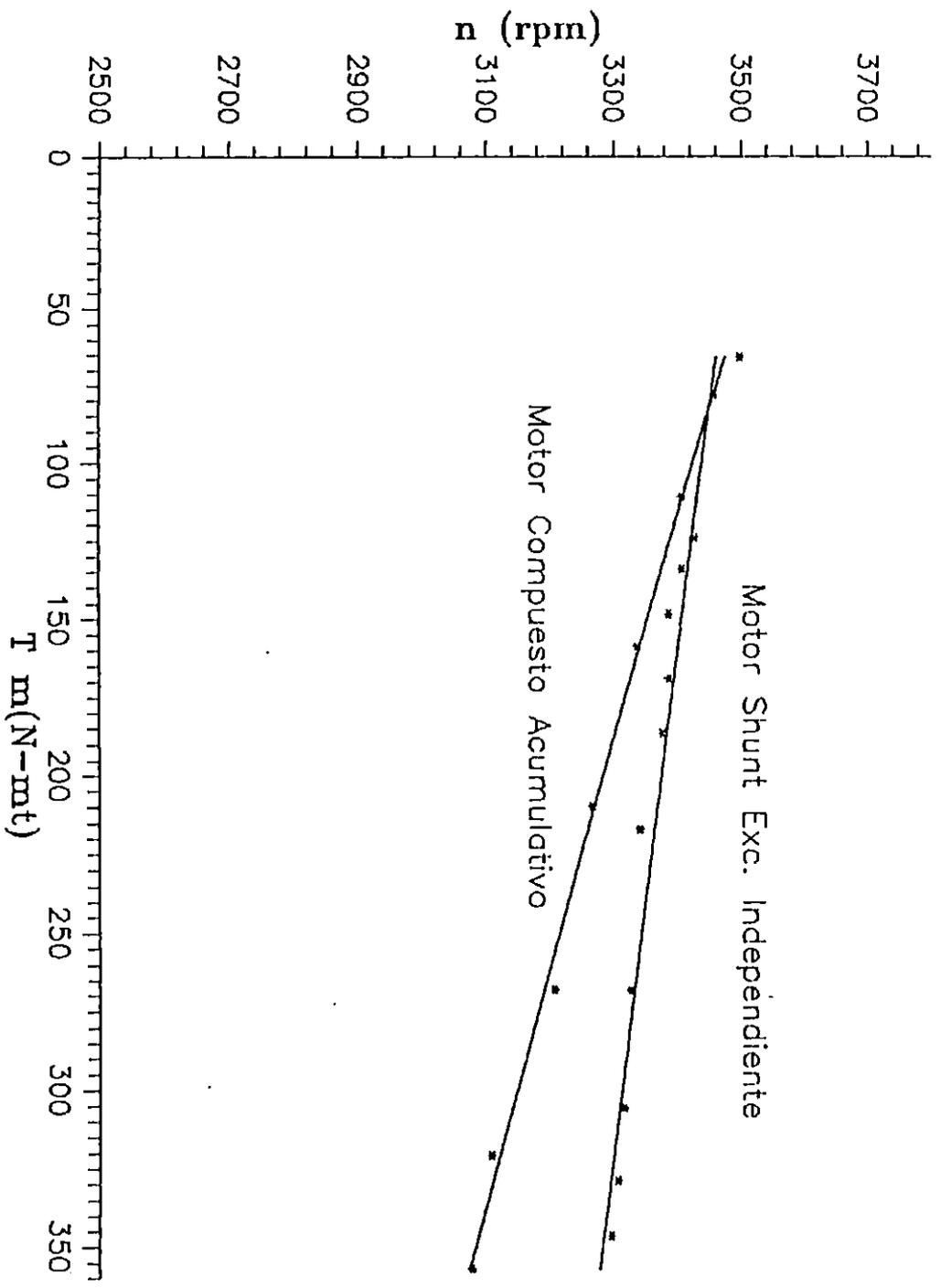


Figura 1.12 Característica Terminal  $n$  vs  $T$   
 ( $V_T$  Constante con carga variable)

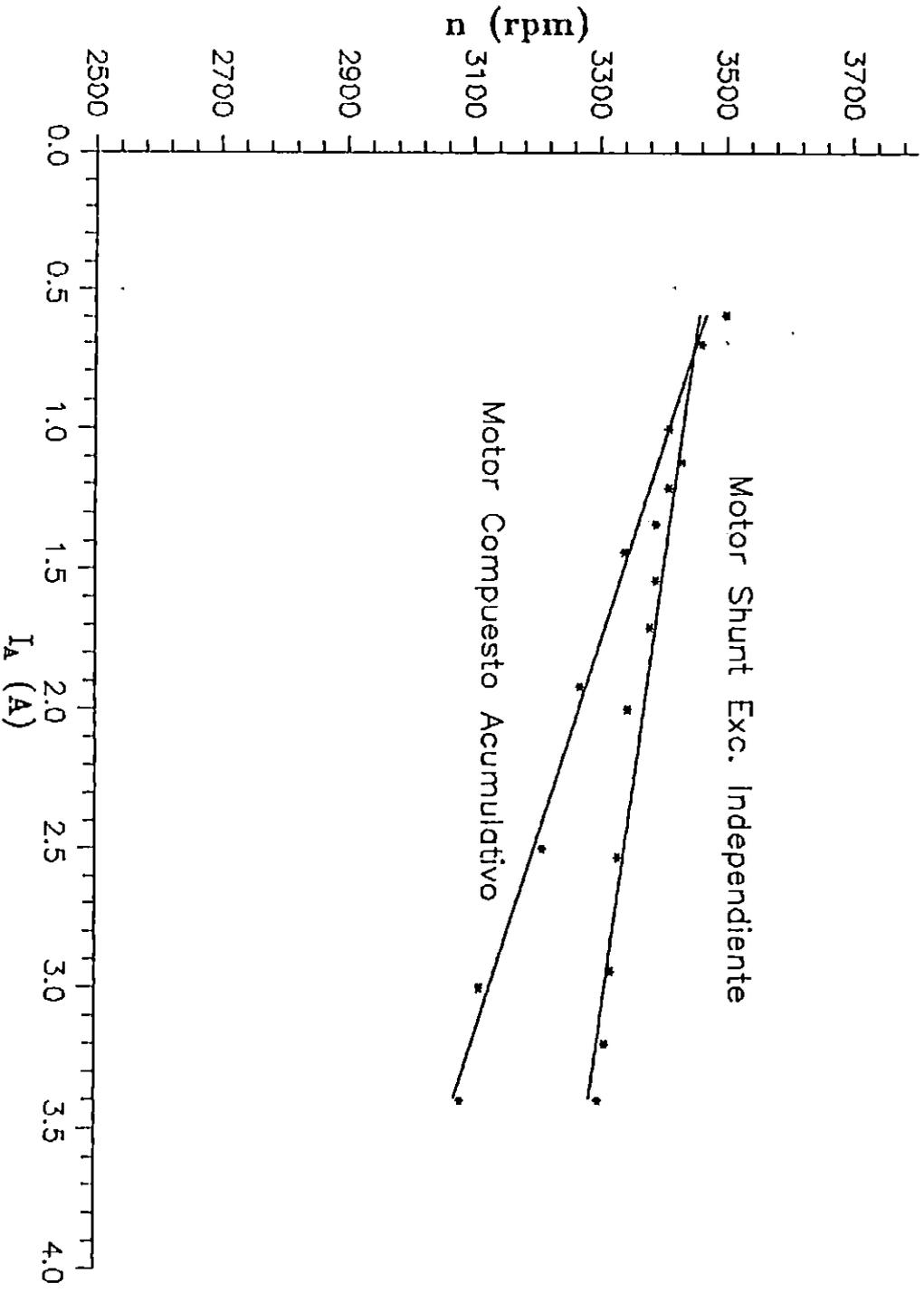


Figura 1.13 Característica Terminal  $n$  vrs  $I_a$   
( $V_T$  Constante con carga variable)

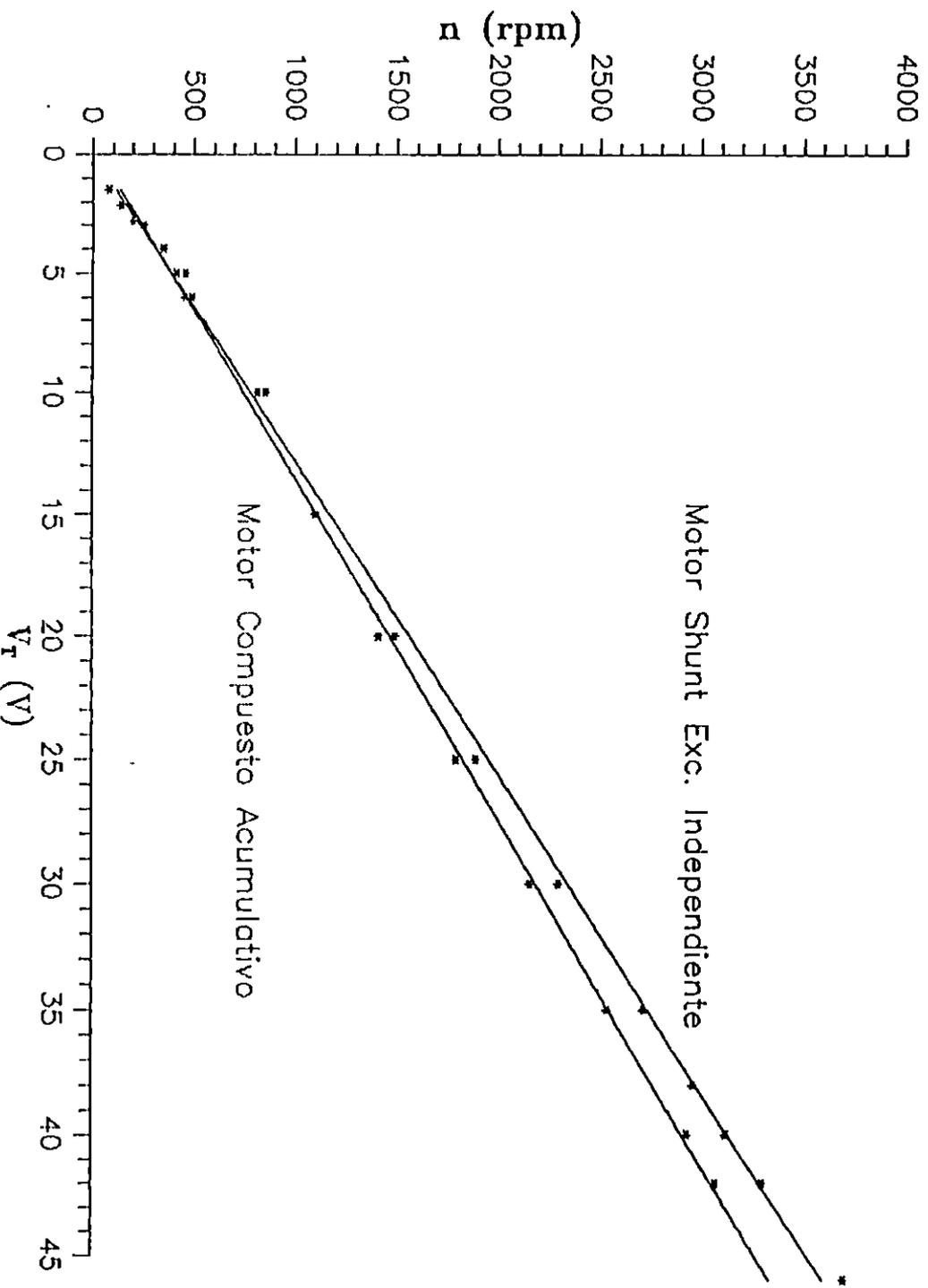


Figura 1.14 Característica Terminal  $n$  vrs  $V_r$

## CONCLUSIONES DEL CAPITULO I.

Debido a los problemas de estabilidad que presenta el motor con excitación compuesta diferencial, no es utilizado en aplicaciones industriales.

El mejor método de control de velocidad y por ende de arranque según las ventajas y desventajas que cada método presenta es el que se efectúa mediante la variación del voltaje terminal.

De los resultados obtenidos en las pruebas de laboratorio, los motores (shunt y compuesto acumulativo) presentan una pésima regulación de velocidad 10.6% y 15.6% respectivamente.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

- [1] STEPHEN J. CHAPMAN.  
"MAQUINAS ELECTRICAS".  
Mc Graw Hill, México, 1987.
- [2] IRVIN L. KOSOW.  
"CONTROL DE MAQUINAS ELECTRICAS".  
Reverté S.A., España, 1977.
- [3] CHARLES S. SISKIND  
"ELECTRICAL MACHINES DIRECT & ALTERNATING CURRENT".  
Mc-Graw Hill, 2a. Edición.
- [4] VEMBU GOURISHANKAR.  
"CONVERSION DE ENERGIA ELECTROMECHANICA".  
Representaciones y Servicios de Ingeniería, México,  
1986.
- [5] DE-LORENZO.  
"MANUAL DEL MOTOR DL-10220".  
Italia, 1987.

## CAPITULO      II.

### "CONCEPTOS BASICOS DE LOS SCR's".

#### Introducción.

El SCR en un inicio fué el equivalente de estado solido para reemplazar al tiratrón de gas. Se ha impuesto rápidamente en toda una serie de dominios de los que los más importantes son, aparte de la conmutación pura y simple :

- a) Regulación de AC y DC.
- b) Variación de velocidad en motores.
- c) Graduación de la intensidad luminosa.

Un SCR, como todo dispositivo eléctrico, debe ser protegido contra daños debido a condiciones indeseadas, como son :

- 1) Sobrecorrientes a través de los dispositivos.
- 2) Transientes de voltaje debido a la interrupción en circuitos inductivos y al proceso de recuperación en reversa de dispositivos de potencia
- 3) Altas razones de cambio de corriente ( $di/dt$ ) y de voltaje ( $dv/dt$ ) aplicados al SCR.
- 4) Calentamiento producido por pérdidas en el dispositivo semiconductor.

En este capítulo se hace un breve estudio del SCR, como también algunos de los métodos más importantes de protección contra los problemas antes mencionados.

#### 2.1 El SCR (Rectificador Controlado de Silicio).

El SCR es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar corrientes relativamente grandes de una carga (varios cientos de amperios). Este dispositivo se comporta como un rectificador común en sentido inverso y como una combinación en serie de conmutador electrónico y rectificador en sentido directo; pero con la particularidad de que su estado de conducción solo puede producirse en un

cuadrante de la característica corriente tensión de ánodo-cátodo y que una vez en su estado de conducción es independiente de la señal aplicada a su compuerta.(figura 2.1).

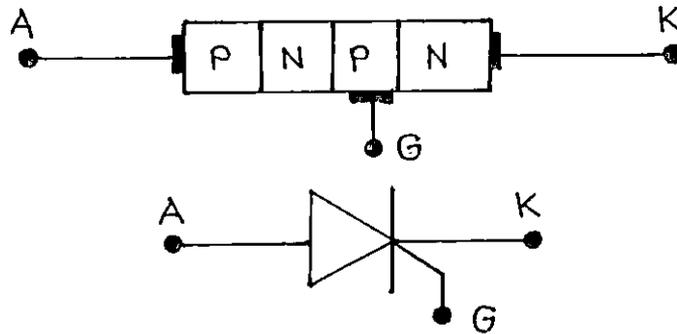


Figura 2.1 Símbolo de un SCR.

## 2.2 Tipos de SCR.

### a) SCR de tipo N :

En los SCR'S de este tipo el control se aplica en la región n más cercana al ánodo y que normalmente se dispara al estado de conducción mediante la aplicación de una señal negativa entre bornes compuerta ánodo.

### b) SCR de tipo P :

En éstos el control se aplica en la región p más cercana al cátodo y que se dispara al estado de conducción aplicándole una señal positiva entre compuerta cátodo.

En el presente caso el SCR utilizado será del tipo p.

## 2.3 Condiciones y Características de Funcionamiento del SCR.

Los SCR deben funcionar dentro de los valores máximos especificados por el fabricante para asegurar los mejores resultados en lo que respecta a comportamiento, duración y confiabilidad. Estos valores límites, son determinados en

base a numerosas pruebas que representan el criterio del fabricante sobre la capacidad de funcionamiento seguro del dispositivo. El fabricante también especifica varias características del dispositivo, las cuales son propiedades directamente medibles que definen las cualidades inherentes del SCR.

Las características de los SCR'S pueden dividirse en tres tipos, lo mismo que en el caso de los diodos rectificadores : directas, inversas y de conmutación; pero hay que añadir otra división más para diferenciar las características de control de las atribuidas en situación estática a la región compuerta cátodo.

Por eso se cree que es más lógico hacer la división en características estáticas (las correspondientes a la región ánodo-cátodo) , de control (las correspondientes a la región compuerta-cátodo) y por último las dinámicas.

### 2.3.1 Características Estáticas.

Las características estáticas son datos máximos imperativos que colocan el elemento en sus posibles límites.

#### 2.3.1.1 Voltaje de Bloqueo Directo ( $V_{DRM}$ ).

El voltaje de pico repetitivo de bloqueo directo ( $V_{DRM}$ ), es el valor máximo de voltaje en estado de bloqueo que el SCR debe soportar en las condiciones establecidas, de temperatura y resistencia puerta-cátodo. Si se excede de este voltaje el SCR puede pasar al estado de conducción.

El  $V_{DRM}$  provoca una corriente de fuga ó corriente de bloqueo; si esta corriente cruza la juntura puerta-cátodo, su efecto en el SCR es el mismo que el de la corriente de puerta, tendiendo así a reducir el voltaje de ruptura ( $V_{BO}$ ). Debido a ello, los valores de voltaje pico de estado de bloqueo se especifican para la máxima temperatura nominal de juntura.

El  $V_{DRM}$  se especifica generalmente con la puerta del SCR abierta para representar las condiciones en el peor de los casos.

#### 2.3.1.2 Voltaje de Pico no Repetitivo de Estado de Bloqueo ( $V_{DSM}$ ).

La aplicación de un voltaje excesivo a un SCR puede ser perjudicial, por lo cual, se impone un límite superior absoluto al voltaje aplicado a los terminales principales del dispositivo, aproximadamente un 15% sobre el  $V_{DRM}$ , que es el  $V_{DSM}$ . Hay que hacer hincapié que el valor  $V_{DSM}$  posee un solo valor, cualquiera que sea el rango de voltaje del SCR.

Este valor es una función de la construcción del SCR, y de las propiedades de la pastilla. El valor de voltaje de pico máximo no debe ser excedido ni en condiciones continuas ni en transitorias.

#### 2.3.1.3 Voltaje de Bloqueo Inverso ( $V_{RRM}$ ).

El voltaje inverso de pico repetitivo  $V_{RRM}$ , es el máximo valor de tensión inversa permisible, incluyendo todas las tensiones repetitivas, que puede aplicarse al SCR.

#### 2.3.1.4 Voltaje de Bloqueo Inverso no Repetitivo ( $V_{RRM}$ ).

Es el máximo valor admitido de cualquier tensión inversa transitoria no repetitiva que puede aplicarse al SCR. Estas tensiones transitorias pueden exceder aproximadamente un 15% del  $V_{RRM}$ , aún cuando la disipación de potencia instantánea sea considerable.

#### 2.3.1.5 Voltaje Residual en Conducción ( $V_{RT}$ ).

Es el voltaje que aparece durante la conducción, su valor es solo del orden del voltio, con corrientes grandes.

#### 2.3.1.6 Corriente Máxima Promedio en Estado de Conducción ( $I_T(\Delta V)$ ).

Se especifica generalmente para una corriente de media onda sinusoidal a una frecuencia particular.

### 2.3.1.7 Valor de Corriente Eficaz Máximo en Estado de Conducción $I_T$ (RMS).

Se determina en base a la relación existente entre valores eficaces y promedios de una forma de onda sinusoidal :

$$I_T \text{ (RMS)} = I_T \text{ (AV)} * 1.57.$$

### 2.3.1.8. Máxima Corriente Transitoria no Repetitiva $I_T$ (SM).

Este valor indica el pico máximo de un pulso de corriente de corta duración que puede circular a través de un SCR durante un ciclo de estado de conducción

Este régimen es aplicable para cualquier condición de carga. Durante el funcionamiento normal, la temperatura de juntura puede elevarse al máximo valor admisible; si la sobrecorriente transitoria se produce en ese momento.

### 2.3.1.9 Corriente de Enganche y Mantenimiento ( $I_L$ e $I_H$ ).

La corriente de enganche del SCR ( $I_L$ ), es el valor mínimo de corriente principal requerido para iniciar la conducción del SCR, después de que la señal de puerta ha sido aplicada. Luego cuando el SCR ha pasado a conducción, se requiere de un valor mínimo de corriente principal para mantener al dispositivo con baja impedancia. Si la corriente disminuye por debajo de este valor crítico, el SCR pasa al estado de bloqueo, esta es la corriente de mantenimiento ( $I_H$ ). Como la corriente de mantenimiento es sensible a las variaciones de temperatura (disminuye al aumentar esta última), este valor se especifica a temperatura ambiente y con la puerta del SCR abierta. Su magnitud es menor que  $I_L$ .

Como se menciono en las características de los SCR's, en bloqueo, se presenta una fuga de corriente ya sea en inversa o en directa. El orden de magnitud de estas corrientes es solo de algunas decenas de miliamperios y varía con la temperatura y la tensión aplicada entre ánodo y cátodo. En la mayor parte de los casos, este valor puede despreciarse en comparación con la intensidad que circula durante la conducción. La corriente inversa de fuga  $I_R$ , es sensiblemente la misma que la directa,  $I_{FD}$ . Si la tensión

aplicada no llega al valor  $V_{DRM}$ , el SCR solo esta recorrido por estas corrientes de fuga.

En la figura 2.2 se muestran todas las características descritas anteriormente para un SCR.

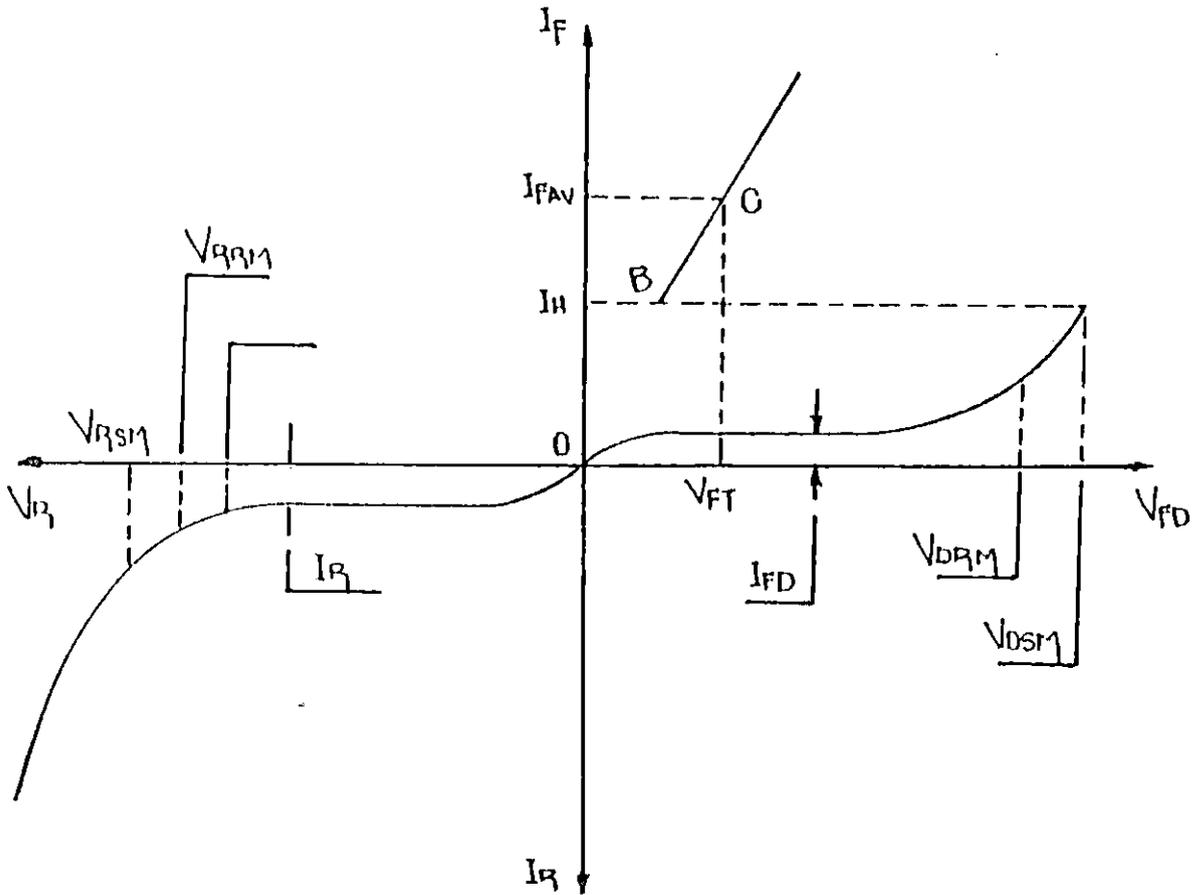


Figura 2.2 Características estáticas del SCR.

### 2.3.2 Características de Control.

Los SCR's están proyectados para que en sus aplicaciones sean controlados por una señal de puerta. Las características de control determinan la naturaleza del circuito de mando que reacciona mejor a las condiciones de disparo.

Los fabricantes definen para los mandos de la puerta las características siguientes :

1) Tensión Directa Máxima -----	$V_{GFM}$
2) Tensión Inversa Máxima -----	$V_{GFM}$
3) Valor Máximo de la Corriente -----	$I_{GFM}$
4) Potencia Máxima -----	$P_{GFM}$
5) Potencia Media -----	$P_{GAV}$
6) Tensión Compuerta-Cátodo para el Encendido -----	$V_{GT}$
7) Tensión Residual Máxima que no enciende ningún elemento -----	$V_{GNTM}$
8) Corriente de Puerta para el Encendido -----	$I_{GT}$
9) Corriente Residual Máxima que no enciende ningún dispositivo -----	$I_{GNTM}$

De estos valores podemos observar que las características 6 y 8 determinan las condiciones de encendido, y las características 7 y 9 dan los valores máximos de corriente y tensión con los cuales, en condiciones dadas de temperatura, algunos SCR's corren el riesgo de dispararse de modo intempestivo.

Se debe también tener cuidado con los valores máximos de tensión  $V_{GFM}$  y la corriente máxima  $I_{GFM}$  de tal forma que no sean sobrepasados, para evitar dañar la juntura cátodo. El fabricante también indica la potencia media  $P_{GAV}$ , que la compuerta puede disipar.

### 2.3.3 Características Dinámicas.

Las características dinámicas en los tiristores son casi las mismas por lo que al circuito ánodo-cátodo se refiere; pero en los SCR's la forma de los pulsos de disparo se refleja sobre todo en el tiempo de conmutación cuando éste es muy rápido.

Entre las características dinámicas más importantes se encuentran el tiempo de encendido ( $t_{on}$ ), tiempo de apagado ( $t_{off}$ ), la rapidez de crecimiento de la corriente de conducción ( $di/dt$ ) y la rapidez de crecimiento del voltaje en estado de bloqueo ( $dv/dt$ ), que influye cuando se trata de operaciones de conmutación. Debido a que las características intrínsecas de las uniones existe un tiempo de retraso en su respuesta.

### 2.3.3.1 Tiempo de Encendido ( $t_{on}$ ).

Cuando un SCR es disparado por una señal de puerta, el tiempo total de encendido ( $t_{on}$ ), se define como : el intervalo de tiempo que media entre el comienzo de la señal de puerta y el tiempo en el cual la corriente principal alcanza el 90% de valor máximo con una carga resistiva. El  $t_{on}$  se compone de dos etapas : un tiempo de retardo ( $t_d$ ) y un tiempo de crecimiento ( $t_r$ ), como se muestra en la figura 2.3

El tiempo de retardo ( $t_d$ ) se define como el intervalo de tiempo que transcurre entre el punto de 10% del borde delantero del voltaje de disparo y el 10% de la corriente principal. El tiempo de crecimiento ( $t_r$ ), es el intervalo de tiempo requerido para que la corriente principal se eleve desde el 10% al 90% de su valor máximo.

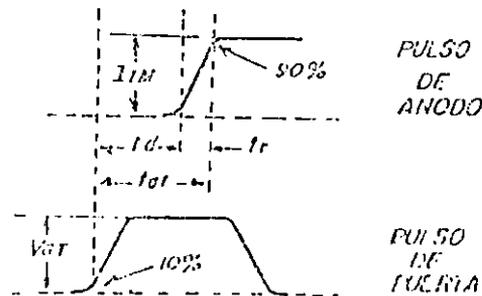


Figura 2.3 Forma de onda de corriente principal y de puerta.

El tiempo de encendido está determinado por varios factores, como son : el voltaje de pico de conducción y el valor absoluto de pulso de corriente de disparo de puerta, esta última tiene más influencia en el tiempo de encendido.

Cuando los pulsos de disparo de puerta proporcionan corrientes grandes, el tiempo de retardo se reduce, y con éste el tiempo total de encendido.

### 2.3.3.2 Tiempo de Apagado ( $t_{off}$ ).

Cuando la corriente directa de un SCR se reduce al término del periodo de conducción, la aplicación de voltaje directo

entre ánodo y cátodo tendrá que postergarse por un periodo de tiempo definido si el dispositivo debe bloquear tensión directa reaplicada. Este periodo de tiempo se conoce como tiempo de apagado del SCR ( $t_{off}$ ).

En la mayoría de las aplicaciones prácticas, la corriente directa en el dispositivo se elimina invirtiendo la circulación de corriente en el circuito en forma gradual y controlada. La corriente pasa a través de cero y se hace negativa antes que el SCR deje de conducir, y bloquee la tensión inversa aplicada al dispositivo por el circuito. El  $t_{off}$  se mide desde el momento en que la corriente  $I_T$  pasa por cero hasta el punto en que la tensión inversa bloqueada por el dispositivo y se haga positiva como se ve en la figura 2.4.

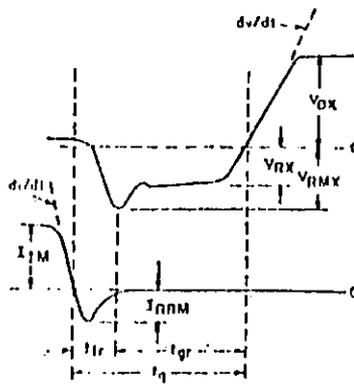


Figura 2.4 Forma de onda de tensión y corriente de apagado.

Después de la conducción directa, la corriente inversa continuara circulando a través del SCR hasta que la corriente haya alcanzado un valor pico ( $I_{RRM}$ ) y luego baje hasta cero, como se muestra en la figura 2.4.

La disminución de la rapidez de la variación de la corriente inversa es controlada por el SCR, y el voltaje inverso aumenta a través de los terminales ánodo y cátodo hasta obtener todo el voltaje de bloqueo inverso

### 2.3.3.3 Rapidez Crítica de Aumento de la Corriente de Estado de Estado de Conducción ( $di/dt$ ).

La corriente en un circuito no se establece instantáneamente, sino que aumenta con un ritmo determinado,

llamado velocidad de crecimiento ( $di/dt$ ), que se mide en amperios por microsegundo. Dicha velocidad esta determinada por la carga y la tensión aplicada.

Si la  $di/dt$  de carga es elevada en comparación con la rapidez con que se difunde la corriente a través de las capas del SCR, se concentrará bastante energía en las zonas de encendido, pudiendose desarrollar regiones de alta temperatura, las cuales pueden afectar adversamente las características del SCR, en casos extremos daño permanente en la pastilla semiconductor.

Por estas razones el fabricante especifica un valor límite para definir la rapidez crítica de aumento de la corriente en el estado de conducción (100 a 1000 A/ $\mu$ s).

El  $di/dt$  en estado de conducción depende del tamaño del área del cátodo que comienza a conducir inicialmente y el tamaño de esta área aumenta para valores grandes de corriente de puerta. Por ello el valor de  $di/dt$  se especifica para valores determinados de corriente de puerta.

#### 2.3.3.4 Rapidez de Crítica de Aumento de Tensión de Estado de Bloqueo ( $dv/dt$ ).

Una característica dinámica importante en los SCR's es la rapidez crítica de aumento del voltaje del estado de bloqueo directo. Se puede aplicar una variación brusca del voltaje en los terminales de un SCR mediante el cierre de un interruptor, ó por medio de una perturbación en la red que alimenta al mismo.

Si la  $dv/dt$  excede el valor del dispositivo, el SCR puede pasar del estado de bloqueo al de conducción, sin que haya una señal de puerta. Esta conmutación es causada por la capacitancia interna del SCR (capacitancia implícita entre junturas).

Un voltaje que aumenta rápidamente, hace circular una corriente de carga a través del dispositivo. Esta corriente de carga ( $i = C \cdot dv/dt$ ), es una función de la  $dv/dt$  en estado de bloqueo aplicado. Si la  $dv/dt$  excede un valor crítico, la corriente de carga de capacitancia produce el encendido del dispositivo. La capacidad del  $dv/dt$  de un SCR disminuye al aumentar la temperatura y se eleva agregando una resistencia externa desde la puerta al cátodo.

## 2.4 Protecciones de circuitos con SCR's.

### 2.4.1 Protección del SCR contra Sobrecorrientes.

Los convertidores de potencia están propensos a sufrir cortocircuitos o fallas, resultando corrientes que pueden ser destructivas para los SCR's. Una sobrecorriente puede presentarse por cualquiera de las fallas siguientes :

- a) Debido a la carga.
- b) Debido a la perforación de un SCR.
- c) Cortocircuito entre una de las fases de la alimentación principal.
- d) Cortocircuito entre las terminales de salida del convertidor.

Para la protección de los SCR's son utilizados normalmente fusibles de acción rápida. Estos limpian la falla en pocos milisegundos (8.3 ms.), debido al aumento de la corriente de la falla.

Los fusibles se identifican por el  $I^2t$  (amp<sup>2</sup>.-seg.). Los fabricantes proporcionan el  $I^2t$  permitido por los SCR's.

Para seleccionar un fusible es necesario estimar la corriente de falla y luego satisfacer los siguientes requerimientos :

- a) El fusible debe soportar continuamente el valor de la corriente nominal del dispositivo.
- b) El valor permitido  $I^2t$  a través del fusible antes de que la falla de corriente es eliminada debe ser menor que el valor  $I^2t$  del SCR a ser protegido.

### 2.4.2 Protección del SCR contra Sobrevoltaje y $dv/dt$ .

Los sobrevoltajes o transientes se consideran como los niveles de voltaje que exceden el pico repetitivo normal de voltaje aplicado a los dispositivos semiconductores. Los transientes son comunes en sistemas que incluyen alumbrado ó interrupciones en otras partes del sistema.

Los efectos de sobrevoltaje en el SCR pueden ser degradante o catastrófico, consecuentemente, para seguridad del sistema, así como por razones económicas, se debe de proveer protección correcta para el SCR contra sobrevoltaje. Esto

puede ser realizado teniendo al SCR operando bajo sus rangos de voltaje, dando un factor de seguridad contra sobrevoltajes de larga duración y usando elementos con circuitos adicionales para suprimir transientes de voltaje en los terminales del SCR.

En general, los supresores de voltaje pueden ser agrupados dentro de dos distintas categorías :

- a) Componentes supresores.
- b) Redes supresoras.

2.4.2.1 Componentes Supresores (Diodos de Selenio y MOV).

Los componentes de selenio son dispositivos de semiconducción, ya que poseen un bajo voltaje en directa y un voltaje de ruptura bien definido como se muestra en la figura 2.5(a). Para limitar los sobrevoltajes, se utiliza la porción de característica inversa.

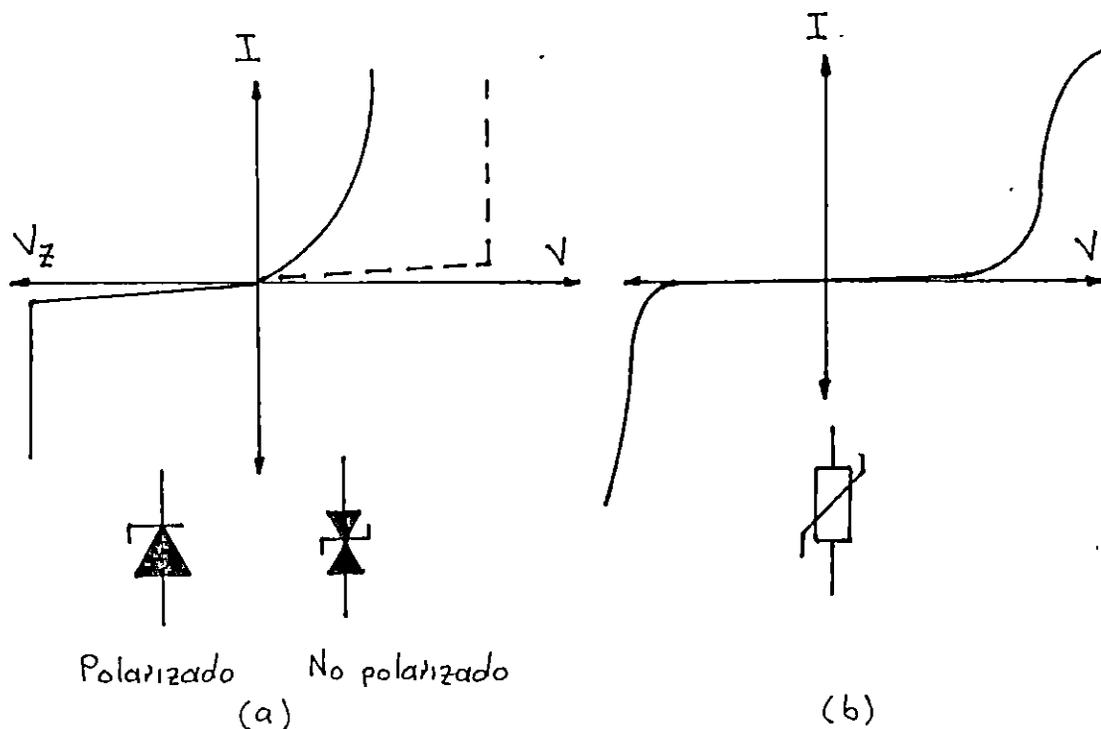


Figura 2.5 Curvas características y símbolo de :  
a) Diodo de selenio o Tirector, b) MOV.

Normalmente, el punto de operación se encuentra mucho antes del codo de la curva característica. Por lo tanto, en condiciones normales absorben muy poca corriente del circuito, sin embargo, cuando aparecen los sobrevoltajes, se sobrepasan los valores de polarización inversa de voltaje, y la corriente inversa a través del limitador aumenta repentinamente, limitando el incremento de voltaje a aproximadamente el doble del valor normal. La energía se regula entonces, en el limitador.

Los "Metal Oxide Varistors", (MOV), que se muestran en la figura 2.5(b), son dispositivos con impedancia variable no lineal, constituido de partículas de metal-óxido, separado de una película de óxido o aislante. Cuando el voltaje aplicado es incrementado, la película se vuelve conductora y el flujo de corriente es incrementado.

#### 2.4.2.2 Redes Supresoras "Snubbers".

Si el interruptor  $S_1$ , en la figura 2.6(a), es cerrado en  $t=0$ , es aplicado a los terminales del SCR una señal de voltaje tipo escalón y la  $dv/dt$  generada puede ser suficientemente alta para encender el dispositivo.

Esta  $dv/dt$  puede ser limitado conectando el capacitor  $C_s$ , como se muestra en la figura 2.6(a). Para limitar la corriente de descarga del capacitor, cuando el SCR es encendido, es colocada una resistencia ( $R_s$ ) en serie con el capacitor, como se muestra en la figura 2.6(b).

Con un circuito RC "snubber", el voltaje a través del SCR subirá exponencialmente como muestra la figura 2.6(c) y el  $dv/dt$  del circuito puede ser encontrado de :

$$dv/dt = \frac{V_s}{R_s * C_s} \quad (2.1)$$

El valor de la constante de tiempo del "snubber"  $\tau = R_s * C_s$ , puede ser determinado de la ecuación anterior para un valor de  $dv/dt$  conocido. El valor de  $R_s$  es encontrado por la corriente de descarga del capacitor  $I_{TD}$ .

$$R_s = \frac{0.632 V_s}{I_{TD}} \quad (2.2)$$

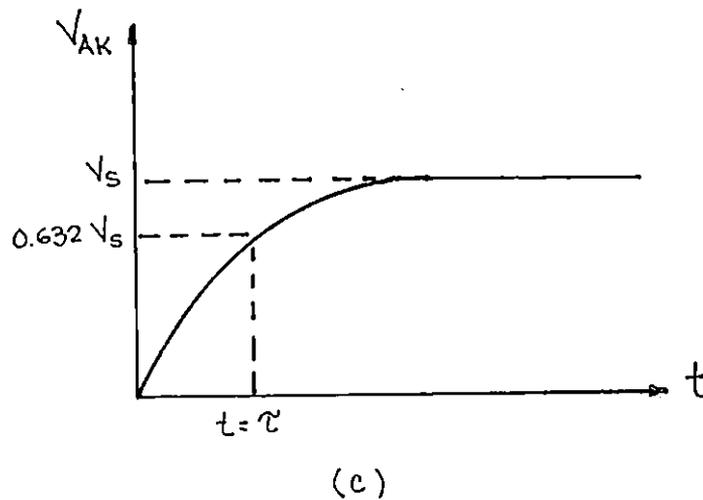
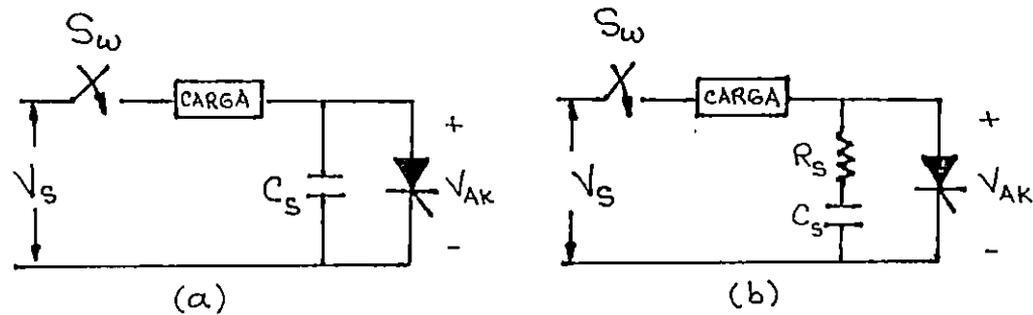


Figura 2.6 Circuito de protección contra  $dv/dt$ .

#### 2.4.3 Protección del SCR contra $di/dt$ .

Se ha establecido que un SCR necesita un tiempo mínimo para distribuir uniformemente la conducción de la corriente por toda la juntura. Si la razón  $di/dt$  es muy rápida comparada con la velocidad con la que el SCR enciende, se localizan puntos calientes que ocurren debido a la alta densidad de corriente, generando una excesiva temperatura, por lo que el SCR se puede dañar.

La protección del SCR contra este problema se consigue añadiendo una inductancia en serie  $L_s$ , como se muestra en la figura 2.7.

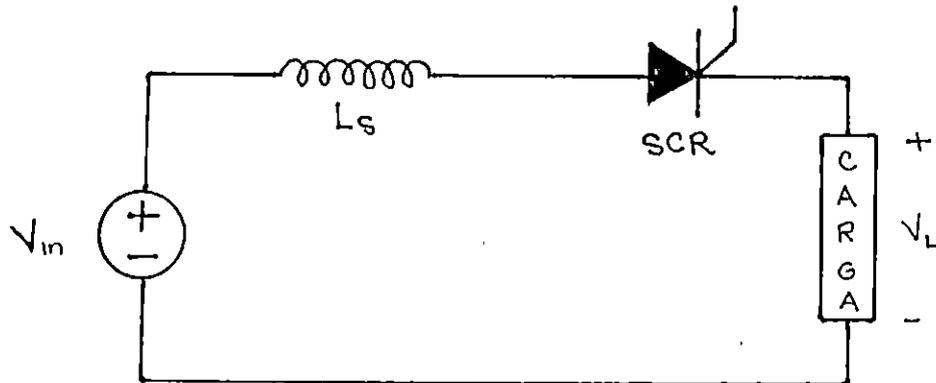


Figura 2.7 Circuito con inductancia limitadora de  $di/dt$ .

Donde la variación de  $di/dt$  es :

$$di/dt = V_s/L_s \quad (2.3)$$

Esta expresión sirve como base para el cálculo del valor de la inductancia que se requiere para limitar el  $di/dt$  a un valor seguro. El cual debe ser menor que el máximo especificado por el fabricante.

#### 2.4.4 Consideraciones Térmicas.

Cualquier dispositivo de estado sólido puede ser severamente afectado por las variaciones de la temperatura producidas por los cambios de disipación de potencia durante el tiempo de operación o por las variaciones de temperatura en el medio en el cual están inmersos.

Las variaciones de temperatura producen esfuerzos mecánicos cíclicos en el semiconductor y en la cápsula de éste, debido a los diferentes coeficientes de dilatación térmica de los materiales. Estos esfuerzos térmicos pueden eventualmente o permanentemente causar algún tipo de daño al dispositivo, tal como son los desgastes denominados como "fatiga térmica".

En los dispositivos de estado sólido, la máxima disipación de potencia está limitada por la temperatura de la junta semiconductor.

Un factor importante que asegura que la temperatura de la junta se mantenga por debajo del máximo valor especificado por el fabricante está relacionado con la capacidad del circuito térmico asociado para la conducción del calor desde el dispositivo hacia el medio ambiente.

Es por ésta razón que muchos dispositivos de potencia de estado sólido son montados en una base conductora térmica (comunmente denominada disipador), que proveen una buena transferencia del calor desde el dispositivo hacia el medio ambiente que lo rodea.

Cuando se tiene un flujo de corriente a través de un dispositivo de estado sólido, la potencia disipada por la junta semiconductor está determinada por el producto del voltaje entre la junta y por la corriente a través de ella, como consecuencia lógica la temperatura de la junta se incrementa.

2.4.4.1 Analogía entre Magnitudes Eléctricas y Magnitudes Térmicas.

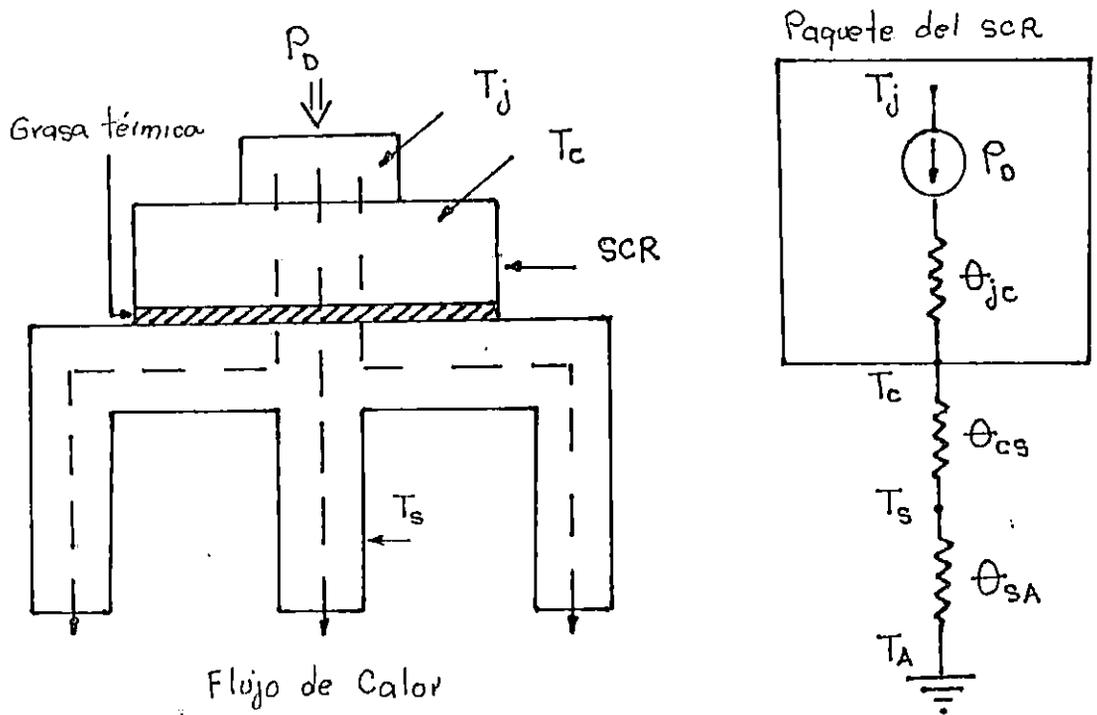


Figura 2.8 Circuito térmico análogo utilizado para describir la transferencia del calor de un dispositivo de estado sólido (SCR's).

Una forma sencilla de comprender el fenómeno térmico en los dispositivos electrónicos de estado sólido es por analogía a los parámetros de los circuitos eléctricos, o sea, las propiedades térmicas de un dispositivo pueden ser representadas como un circuito eléctrico, tal como se muestra en la figura 2.8, la cual está constituida por una fuente de corriente conectada a una serie de resistencias distribuidas en toda su longitud.

En el circuito térmico análogo de la figura 2.8, tenemos que la resistencia térmica entre dos puntos puede ser expresada como:

$$\theta_{J-C} = \frac{T_J - T_C}{P_D}, \quad \theta_{S-A} = \frac{T_S - T_A}{P_D} \quad (2.4)$$

La temperatura de la junta del dispositivo mostrado en el circuito de la figura 2.8, viene dado por:

$$T_J = P_D (\theta_{J-C} + \theta_{C-S} + \theta_{S-A}) + T_A \quad (2.5)$$

Donde:  $\theta_{J-C}$  = Resistencia térmica de junta a cápsula.  
 $\theta_{C-S}$  = Resistencia térmica de cápsula a disipador.  
 $\theta_{S-A}$  = Resistencia térmica de disipador a ambiente.  
 $T_J$  = Temperatura de la junta.  
 $T_A$  = Temperatura del medio.  
 $P_D$  = Total de la potencia de disipación del dispositivo.

#### 2.4.4.2 Disipador.

Un disipador térmico esta constituido al menos por una buena base conductora térmica, generalmente de cobre o aluminio en el cual se montan los dispositivos de estado sólido de interés.

El objetivo principal de un disipador térmico es el de aumentar la superficie efectiva de disipación térmica de un determinado dispositivo semiconductor, lo que hace disminuir la resistencia térmica entre la cápsula de éste y el medio que lo rodea, de modo que el calentamiento puede ser transmitido (transferencia del calor) desde la cápsula a un medio de enfriamiento, aumentando por lo tanto, la capacidad de los dispositivos a operar a las potencias nominales (estipuladas por el fabricante) sin que éstos alcancen las temperaturas máximas permisibles para evitar que sufran daños por fatiga térmica.

### 2.4.4.3 Selección del Disipador de Calor.

La selección de un disipador térmico esta íntimamente ligado por el tipo de encapsulado del dispositivo y por su corriente de operación.

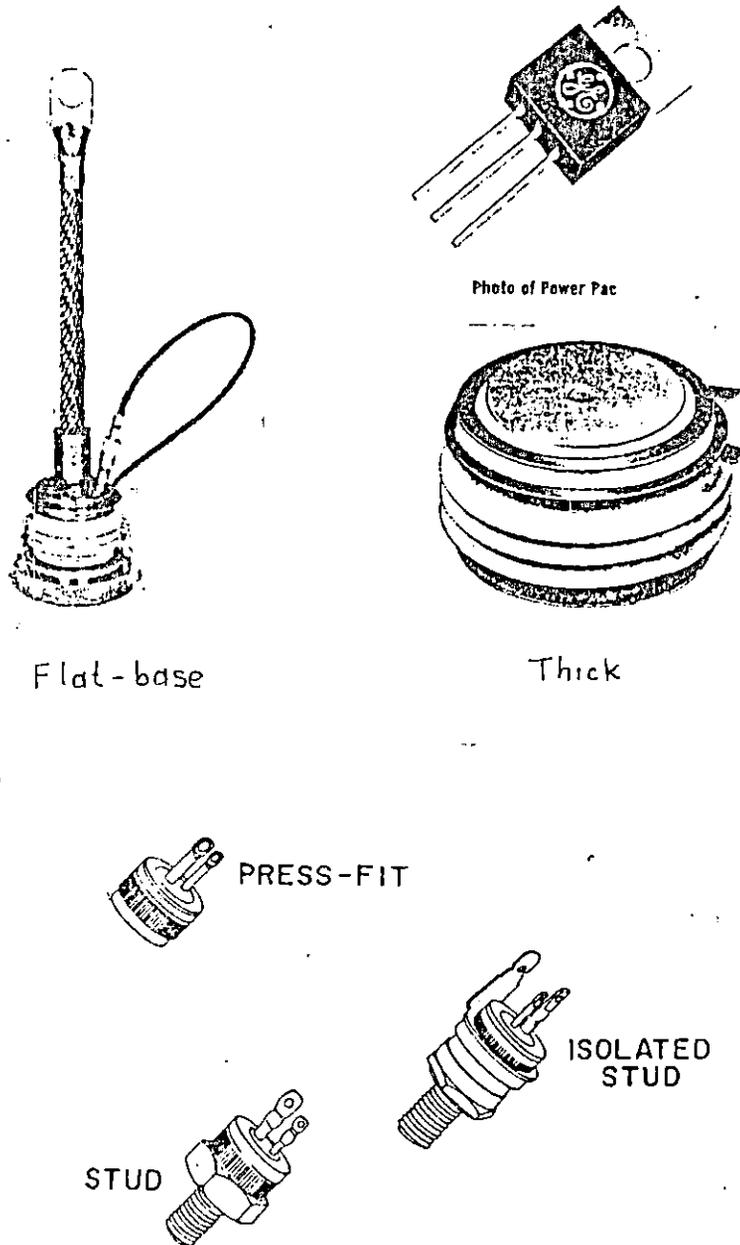


Figura 2.9 Tipos de paquetes de los SCR's más comunes.

En la Tabla 2.1 se muestra una guía de uso práctico de los diferentes tipos de disipadores más adecuados para SCR's, según sean las exigencias de enfriamiento, en base a su corriente de operación y el tipo de encapsulado que poseen.

En la figura 2.9 se presentan los respectivos encapsulados.

Tabla 2.1 Guía de uso práctico en la selección de los disipadores de calor para SCR's.

$I_{TRMS}$ [A]	Baja I < 25 A	Media I 25 - 100	Alta I > 100 A
Tipo de Paquete	Power Tab, Pac-Press Fit, Stub	Press Fit y Stud	Stud/Press Pac Flat Base
$\theta_{J-c}$ [°C/W]	> 1	1 - 0.4	0.4 - 0.04
Tipo de Disipador Predominante	a)Aleta Plana b)Aleta Plana Compuesta [Convección natural]	a)Aleta Plana b)Aleta Plana compuesta c)Expulsador de Aluminio [Convección forzada]	a)Expulsadores de Aluminio [Convección forzada] b)Enfriamiento por líquido

#### 2.4.4.4 Diseño del Disipador de Aleta Plana.

Como la transferencia del calor en un disipador térmico básicamente está en función de la radiación y convección, y, son fenómenos de diferente naturaleza, es necesario calcular el coeficiente de transferencia (h) para cada uno de los tipos de transferencia mencionados.

La transferencia del calor "q", desde la aleta del disipador al medio ambiente, está expresada por:

$$q = h A \Delta T \quad (2.6)$$

La resistencia térmica de la aleta también puede expresarse como:

$$\theta_{s-a} = \frac{1}{h A \eta} \quad (2.7)$$

Donde: h = Coeficiente total de la transferencia del calor.  
 A = Area de la superficie de la aleta.  
 η = Factor de la eficiencia de la aleta.  
 δT = Diferencia de temperatura entre el punto más caliente de la aleta y el medio ambiente.

El coeficiente total de la transferencia del calor se compone de el coeficiente de radiación (h<sub>r</sub>) y el coeficiente por convección (h<sub>c</sub>).

#### 2.4.4.4.1 Radiación.

Se tiene que para una fila de aletas con una emisividad<sup>1</sup> de la superficie entre 0.9 o más y operando a 200 °C, el coeficiente de radiación h<sub>r</sub> puede ser aproximado por la siguiente ecuación:

$$h_r = 1.47 \times 10^{-10} \epsilon (1-F) \left( \frac{T_s + T_a}{2} + 273 \right)^3 \quad [W/(Plg^2^{\circ}C)] \quad (2.8)$$

Donde: ε = Emisividad de la superficie  
 F = Factor protector debido a la fila (F=0 para una sola aleta)  
 T<sub>s</sub> = Temperatura de enfriamiento de la superficie de la aleta [°C]  
 T<sub>a</sub> = Temperatura ambiente [°C].

#### 2.4.4.4.2 Convección Libre (natural).

Para aletas verticales que están rodeadas por aire, al nivel del mar y temperaturas de la superficie hasta los 800 °C, el coeficiente de transferencia de calor por convección natural h<sub>c</sub> puede ser aproximado por la siguiente relación, en la cual se suma un flujo laminar del medio de enfriamiento (aire):

$$h_c = 0.00221 \left[ \frac{\delta T}{L} \right]^{0.25} \quad [W/(Plg^2^{\circ}C)] \quad (2.9)$$

1: La Emisividad es una propiedad de los materiales a la transferencia del calor hacia el medio ambiente.

Donde:  $\delta T$  = Diferencia de temperaturas entre la superficie y el medio.

$L$  = Longitud vertical de la aleta.

Esta ecuación es válida para espacios entre aletas menores a  $\sqrt{L}$  [cm].

#### 2.4.4.4.3 Convección Forzada.

Cuando se tiene un movimiento del aire sobre las aletas del disipador por medio de mecanismos externos (ventiladores o compresores), se mejora considerablemente la transferencia del calor.

El coeficiente de transferencia de calor por convección forzada puede ser aproximado por la siguiente ecuación:

$$h_e = 11.2 \times 10^{-4} \sqrt{V/L} \left[ \frac{W}{Plg^{2^{\circ}C}} \right] \quad (2.10)$$

Donde:  $V$  = Velocidad lineal del aire enfriador a través de la superficie de la aleta del disipador. [pie/min].

$L$  = Longitud de la aleta paralela al flujo de aire [plg].

Esta ecuación supone un flujo de aire laminar (sin turbulencia) el que circula en las aletas con longitud plana y que llegan a  $L \approx C/V$ , donde  $C$  es una constante dada en la Tabla 2.2 para varios rangos de temperatura. Si  $L > C/V$ , el aire se vuelve turbulento (lo que requiere un incremento de potencia para el sistema de ventilación principal).

Tabla 2.2 Limitaciones del flujo laminar.

Temperatura del aire [°C]	C
25	37000
55	45000
85	52000
125	63000
150	70000

## CONCLUSIONES DEL CAPITULO II.

El SCR es un dispositivo versátil que es utilizado para el control de máquinas y transmisión en DC, así como en incontables aplicaciones que contienen elevadas corrientes y/o voltajes.

Por ningún motivo se deben de sobrepasar los valores máximos especificados por el fabricante para evitar daños en los SCRs'.

Los SCR deben protegerse contra diversos factores como son las sobrecargas, sobretensiones, cortocircuitos, calentamientos, etc. para que estos operen en el rango de valores permisibles proporcionados por el fabricante.

Es necesario analizar para cualquier SCR particular, seleccionado en alguna aplicación específica, si dentro del circuito tendrá problemas de  $dv/dt$  o  $di/dt$ . Esto es imprescindible efectuarlo antes de colocarle una red limitadora para el  $dv/dt$  o  $di/dt$ , ya que puede ser innecesaria.

Antes de colocarle un disipador térmico a un dispositivo semiconductor, se debe hacer un análisis térmico para las condiciones de operación de éste, más aún cuando los requerimientos o exigencias de corriente de conducción o de potencia aumentan. En este análisis debe de determinarse el valor de la resistencia térmica necesaria del disipador ( $\theta_{s-\lambda}$ ) y de la cantidad de potencia en forma de calor a evacuar del dispositivo para su respectivo enfriamiento.

Un disipador térmico puede ser diseñado con los criterios descritos en este capítulo o ser obtenido en el mercado (ya construidos), la selección del tipo de disipador, tamaño, forma, color, material y tipo de enfriamiento para un determinado dispositivo semiconductor de potencia dependerá de las exigencias requeridas de potencia, resistencia térmica ( $\theta_{s-\lambda}$ ), coeficiente de transferencia térmica ( $h$ ) y del tipo de encapsulado del dispositivo.

Otro factor de importancia es la parte económica en la selección del tipo de disipador, generalmente es más económico utilizar un disipador para varios dispositivos adecuadamente conectados que utilizar disipadores individuales, y bajo éstas condiciones resulta que el rendimiento del enfriamiento aumenta y el costo disminuye.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

- [1] GENERAL ELECTRIC  
"SCR MANUAL"  
Sexta Edición, New York.
- [2] VALVERTO FERREIRA DA SILVA.  
"ELECTRONICA INDUSTRIAL".  
Brasil, 1982.
- [3] H. LILEN.  
"TIRISTORES Y TRIACS".  
Marcombo, Boixareu Editores, Segunda Edición, México,  
1981
- [4] WOLFGANG WEISKE.  
"FUNCIONAMIENTO DEL TIRISTOR"  
Editorial Dossat, S.A Siemens AG. Primera Edición,  
España, 1975.
- [5] S. B. DEWAN, JONH WILEY & SONS  
"POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS"  
Inc, USA, 1980
- [6] P. C. SEN, A WILEY  
"THYRISTOR DC DRIVES"  
Interscience Publication, USA, 1976
- [7] RCA  
"SOLID STATE POWER CIRCUITS"  
Arbó S. A. e I., Buenos Aires, Argentina, 1978.

## CAPITULO III.

### "CONVERTIDOR DC-DC (CHOPPER)".

#### Introducción.

En muchas aplicaciones y procesos industriales es necesario obtener a partir de una fuente de DC, diferentes niveles de voltaje, especialmente en controles de velocidad de ferrocarriles, grúas, automóviles, etc., donde se requiere una velocidad variable y solamente se posee una fuente de voltaje directo DC.

En este capítulo se presenta las características de funcionamiento del Chopper y el diseño del mismo, que es utilizado en la construcción del prototipo.

#### 3.1 Concepto y Características de un Troceador (Chopper).

Los troceadores (Chopper), convierten directamente DC a DC, es decir se da una transferencia de potencia desde una fuente de corriente continua de alta tensión ( $V_{in}$ ) a una carga de tensión inferior ( $V_L$ ).

El Chopper también se visualiza como un equivalente del transformador de AC, porque la conversión de DC a diferentes niveles de voltaje es similar a un transformador de AC con taps.(figura 3.1).

El Chopper puede reemplazar la resistencia usada en serie con la armadura de los motores de CD para el control de la velocidad. Por lo tanto es factible en ser usado en vehículos que operan con baterías donde el ahorro de energía es primordial.

Este puede proveer regeneración en el frenado del motor y regresar la energía a la fuente de alimentación.

Algunas de las características del troceador son :

- a) Alta eficiencia.
- b) Rápida respuesta.
- c) Regeneración.
- d) Mínimo mantenimiento.

- e) Bajo costo.
- f) Bajo peso.

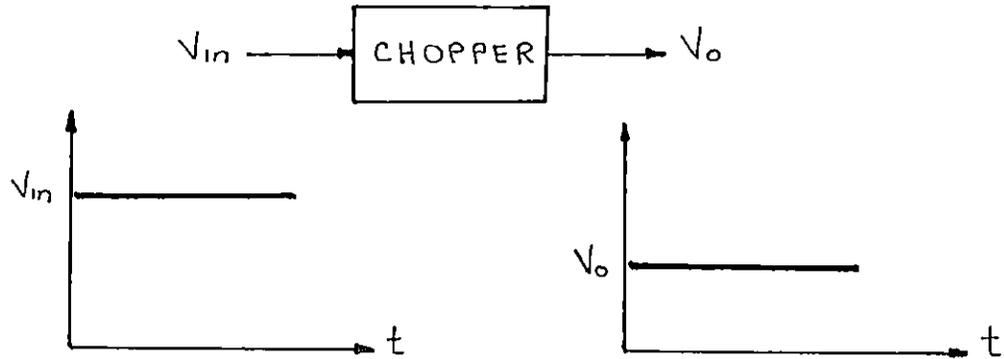


Figura 3.1 Convertidor DC - DC (Chopper).

### 3.2 Principio de Operación del Convertidor (Chopper).

El Chopper es representado por un SCR dentro de un cuadrado (figura 3.2). Durante el período  $t_{on}$ , en el cual el Chopper está encendido, los terminales de la fuente están conectados a los terminales de la carga. Durante el intervalo  $t_{off}$ , donde el Chopper está apagado, la corriente de carga fluye a través del diodo volante  $D_{FW}$ , y los terminales de la carga quedan cortocircuitados. Un voltaje troceado es así producido en la carga.

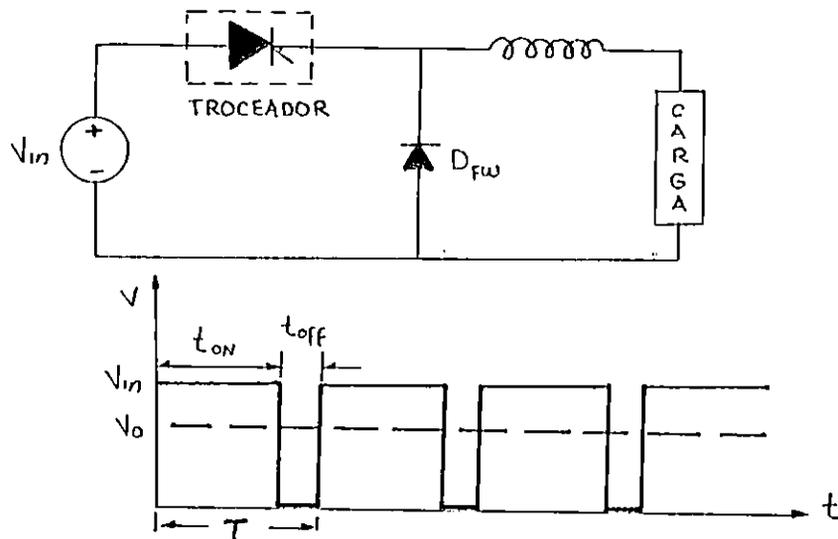


Figura 3.2 Circuito troceador básico: configuración y operación.

El voltaje promedio en la carga ( $V_o$ ), esta dado por :

$$V_o = \frac{V_{in} * t_{on}}{(t_{on} + t_{off})} = \frac{V_{in} * t_{on}}{T} \quad [V] \quad (3.1)$$

Donde :

$V_{in}$  : Voltaje de alimentación.

$t_{on}$  : Tiempo de encendido.

$t_{off}$  : Tiempo de apagado.

También el voltaje promedio puede ser expresado como :

$$V_o = \alpha * V_{in} \quad [V] \quad (3.2)$$

Donde :

$$\alpha = \frac{t_{on}}{T} : \text{Ciclo de trabajo (duty cycle) ó ángulo de disparo.}$$

El voltaje promedio esta controlado por el ciclo de trabajo del Chopper. Esto puede ser variado de una de las siguientes formas :

a) Sistema a Frecuencia Constante ( $f = 1/T$ ).

La frecuencia del Chopper (y por tanto el periodo  $T$ ), es mantenido constante y el tiempo de encendido es variado. Está puede ser llamado "Modulación por Ancho de Pulso".

b) Sistema de Frecuencia Variable.

El periodo del Chopper  $T$  es variado y cualquiera :  
El tiempo de encendido  $t_{on}$  es mantenido constante ó el tiempo de apagado  $t_{off}$  es mantenido constante. Esto puede llamarse "Modulación por Frecuencia".

La modulación por frecuencia tiene las siguientes desventajas:

a) La frecuencia puede ser variada sobre un amplio rango para proveer un completo rango de voltaje de salida. El diseño de filtros para operación a frecuencia variable es dificultoso.

La posibilidad de interferencia con las señales y líneas telefónicas es grande.

b) Un largo tiempo de apagado y un bajo voltaje de salida puede hacer que la corriente de carga del motor sea discontinua, ocasionando inestabilidad en el mismo.

El sistema de frecuencia constante es así preferido para el manejo de Chopper's, cuyo funcionamiento se basa principalmente en el uso de los circuitos de conmutación forzada.

La figura 3.3 muestra los principios de modulación por ancho de pulso y modulación por frecuencia.

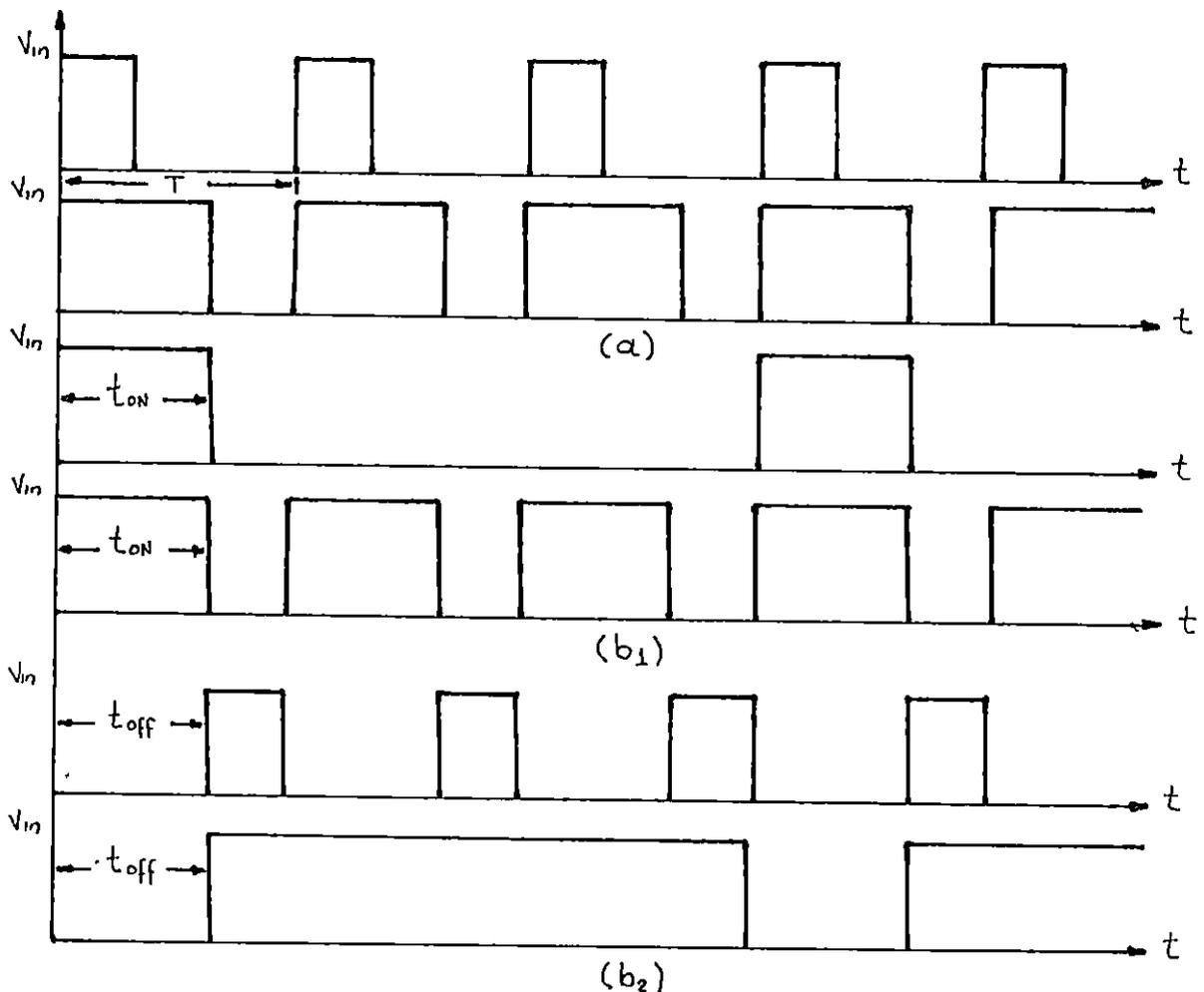


Figura 3.3 Formas de onda del voltaje de salida para un troceador básico: a) Sistema de frecuencia constante; b) Sistema de frecuencia variable: b<sub>1</sub>)  $t_{ON}$  constante, b<sub>2</sub>)  $t_{OFF}$  constante.

### 3.3 Técnicas de Conmutación.

Una vez que el SCR se enciende y se satisfacen los requerimientos de salida, generalmente se necesita apagarlo. El apagado significa que la conducción en directa del SCR ha cesado y éste conducirá sólo si se le aplica un nuevo pulso a la puerta.

#### 3.3.1 Conmutación.

Conmutación es el proceso mediante el cual un SCR cambia su estado de operación, y normalmente causa una transferencia de corriente a otras partes del circuito.

Generalmente, para lograr la transferencia de corriente se utiliza un circuito de conmutación, el cual posee elementos adicionales al SCR principal para realizar el apagado.

Con el desarrollo de los SCR's se han logrado obtener muchos circuitos de conmutación y su objetivo es hacer que el SCR entre en su proceso de apagado.

Existen dos tipos de conmutación :

##### a) Conmutación natural.

La conmutación natural consiste en el apagado de los SCR's cuando la corriente se anula por si misma, debido únicamente al tipo de fuente y de carga al que están relacionados.

##### b) Conmutación forzada.

La conmutación forzada es utilizada en circuitos alimentados con DC, donde una vez encendido el SCR, no puede apagarse automáticamente, a menos que la corriente se reduzca a cero y se mantenga un tiempo de apagado mínimo.

La reducción de la corriente a cero por el SCR puede ocurrir por la transferencia de la corriente de carga a una ruta predeterminada ó decreciendo ésta a cero (que generalmente

es la corriente directa del SCR), mediante una circuitería adicional.

### 3.4 Circuito de Conmutación Forzada Propuesto para el Diseño.

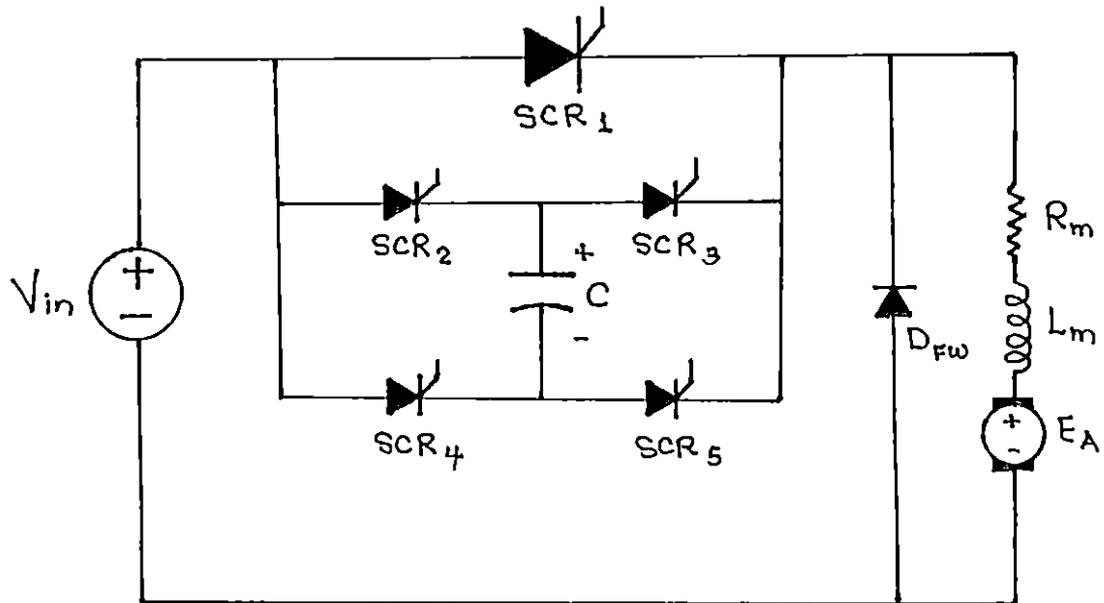


Figura 3.4 Circuito de conmutación forzada propuesto para el diseño.

Asumiendo que la corriente del motor en el intervalo de conmutación permanece constante por la presencia de la inductancia del mismo (sumamente inductivo). El funcionamiento del circuito de la figura 3.4 es el siguiente:

Antes de disparar el SCR<sub>1</sub> (principal), se disparan el SCR<sub>2</sub> y el SCR<sub>5</sub>, para cargar el capacitor con la polaridad mostrada.

Luego :

En  $t=t_0$  : Considerando operación continua y una corriente inicial en el motor  $I_{min}$ , se dispara el SCR<sub>1</sub>, lo cual hace que el voltaje de la fuente quede aplicado en los terminales del motor.

La corriente se incrementa. La magnitud del incremento es limitado primeramente por la inductancia total del motor  $L_m$  y por el voltaje generado  $E_A$ .

En  $t=t_1$  : Se dispara el SCR<sub>3</sub> y SCR<sub>4</sub>. Esto hace que entre los terminales del SCR<sub>1</sub> se coloque una polaridad contraria igual al voltaje de la fuente  $V_{1n}$ , por medio del capacitor, lo cual obliga a que el SCR<sub>1</sub> comience su tiempo de apagado. La corriente en este instante es igual a  $I_{max}$  y es transferida al capacitor y a los SCR's auxiliares.

En  $t=t_2$  : Después de un tiempo  $t_c$  ( $t_2-t_1$ ), llamado tiempo de conmutación. El voltaje en el capacitor cambia de polaridad y es igual al voltaje de la fuente. Este cambio se hace bajo la consideración que se hizo al inicio, que el circuito del motor es suficientemente inductivo, como para poder desprestigiar la ondulación de la corriente, por lo que el capacitor cambia su polaridad a corriente constante.

El SCR<sub>3</sub> y el SCR<sub>4</sub> se apagan por conmutación natural (automáticamente) y la corriente del motor es transferida al diodo volante  $D_{FW}$ .

En  $t=t_3$  : La resistencia del motor  $R_m$  y el voltaje generado  $E_A$  hacen que la corriente disminuya hasta alcanzar el valor inicial de  $I_{min}$ . En este tiempo se dispara nuevamente el SCR<sub>1</sub> por lo que el voltaje de la fuente queda aplicado al motor repitiéndose el ciclo.

En este nuevo ciclo, la única variante es que los SCR's auxiliares que harán que el capacitor bloquee al SCR<sub>1</sub> serán el SCR<sub>2</sub> y el SCR<sub>5</sub>.

La figura 3.5 muestra algunas de las formas de onda de voltaje y corriente en el circuito.

Las ecuaciones de voltaje y corriente en función del tiempo son:

**Voltaje en los terminales del motor.**

$$V_m(t) = V_{1n} \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$V_m(t) = 2V_{1n} - \frac{I_{max}}{C} (t - t_1) \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

$$V_m(t) = -V_{DFW}$$

$$t_2 \leq t \leq t_3$$

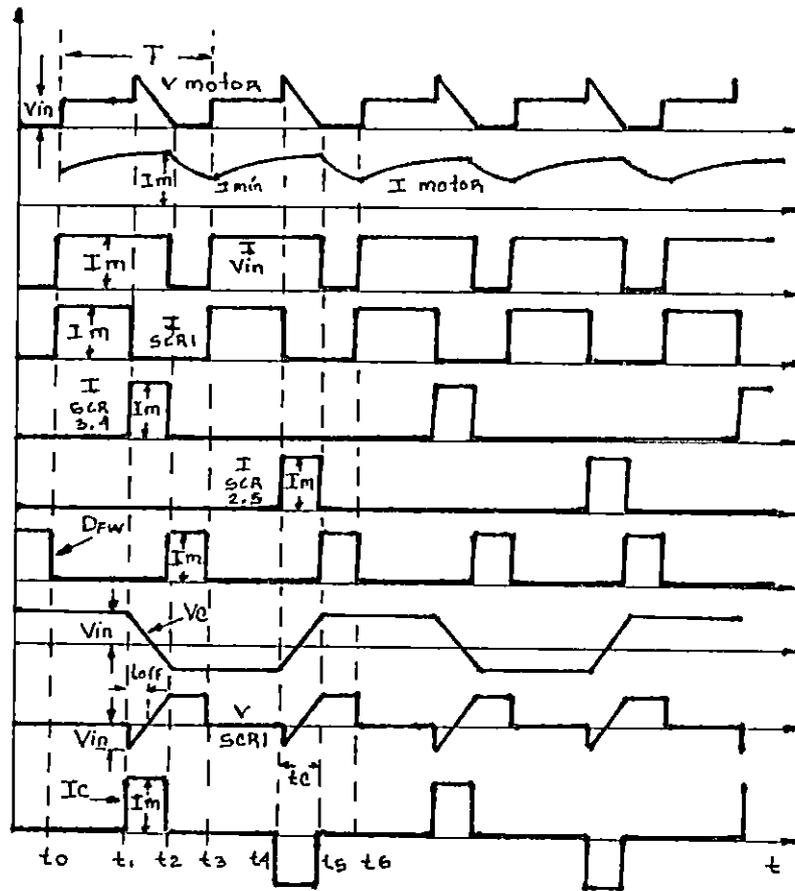


Figura 3.5 Formas de onda de corriente y voltaje del circuito propuesto.

### Corriente en el motor.

$$I_m(t) = \frac{V_{in} - E_A}{R_m} (1 - e^{-(t-t_0)/\tau}) +$$

$$I_{min} e^{-(t-t_0)/\tau}$$

$$t_0 \leq t \leq t_1$$

$$I_m(t) = I_{max}$$

$$t_1 \leq t \leq t_2$$

$$I_m(t) = -\frac{E_A}{R_m} (1 - e^{-(t-t_2)/\tau}) + I_{max} e^{-(t-t_2)/\tau} \quad t_2 \leq t \leq t_3$$

Voltaje en el SCR<sub>1</sub>.

$$V_{SCR1}(t) \approx 0 \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$V_{SCR1}(t) = \frac{I_{max}}{C} (t-t_1) - V_{in} \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

$$V_{SCR1}(t) = V_{in} \quad t_2 \leq t \leq t_3$$

Corriente por el SCR<sub>1</sub>.

$$I_{SCR1}(t) = \frac{V_{in} - E_A}{R_m} (1 - e^{-(t-t_0)/\tau}) + I_{min} e^{-(t-t_0)/\tau} \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$I_{SCR1}(t) = 0 \quad t_1 \leq t \leq t_3$$

Voltaje en los SCR's auxiliares (SCR<sub>3</sub> y SCR<sub>4</sub>).

$$V_{SCR(3,4)}(t) \approx \frac{V_{in}}{2} \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$V_{SCR(3,4)}(t) = 0 \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

$$V_{SCR(3,4)}(t) \approx 0 \quad t_2 \leq t \leq t_3$$

$$V_{SCR(3,4)}(t) \approx -\frac{V_{in}}{2} \quad t_3 \leq t$$

Corriente por los SCR's auxiliares (SCR<sub>3</sub> y SCR<sub>4</sub>).

$$I_{SCR(3,4)}(t) \approx 0 \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$I_{SCR(3,4)}(t) = I_{max} \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

$$I_{SCR(3,4)}(t) = 0 \quad t_2 \leq t$$

### Voltaje en el capacitor.

$$V_c(t) = V_{in} \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$V_c(t) = - \frac{I_{max}}{C} (t-t_1) + V_{in} \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

$$V_c(t) = - V_{in} \quad t_2 \leq t \leq t_3$$

### Corriente por el capacitor.

$$I_c(t) \approx 0 \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$I_c(t) = I_{max} \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

$$I_c(t) \approx 0 \quad t_2 \leq t \leq t_3$$

### Corriente por el diodo volante ( $D_{FW}$ ).

$$I_{DFW}(t) = 0 \quad t_0 \leq t \leq t_2$$

$$I_{DFW}(t) = - \frac{E_A}{R_m} (1 - e^{-(t-t_2)/\tau}) + I_{max} e^{-(t-t_2)/\tau} \quad t_2 \leq t \leq t_3$$

Donde :

$t_1 - t_0 = t_{on}$  : Tiempo en que el voltaje de la fuente se aplica al motor.

$\tau$  : Constante de tiempo del motor ( $R_m/L_m$ ).

$$I_{max} = \frac{V_{in}}{R_m} \frac{(1 - e^{-t_{on}/\tau})}{(1 - e^{-T/\tau})} - \frac{E_A}{R_m} \quad : \text{Corriente máxima en el motor.}$$

$$I_{min} = \frac{V_{in}}{R_m} \frac{(e^{t_{on}/\tau} - 1)}{(e^{T/\tau} - 1)} - \frac{E_A}{R_m} \quad : \text{Corriente mínima en el motor.}$$

$T = t_3$  : Periodo de operación del Chopper.

### 3.5 Criterios de Selección de los Componentes.

#### 3.5.1 Voltaje promedio en el motor.

Considerando operación continua el voltaje promedio es aproximadamente igual a la expresión (3.2).

$$V_o = \alpha * V_{in}. \quad [V]$$

#### 3.5.2 Valor del capacitor.

Assumiendo la corriente constante durante la conmutación ( $I_{max}$ ):

$$C \geq \frac{I_{max} * t_q}{V_{in}} \quad [uF] \quad (3.3)$$

Donde :

$t_q$  : Tiempo de bloqueo, en el cuál el capacitor tiene una carga negativa.

Para garantizar el apagado del SCR<sub>1</sub>, el tiempo de bloqueo  $t_q$ , debe ser mayor que el tiempo de apagado  $t_{off}$  proporcionado por el fabricante.

Luego :

$$t_q = t_{off} + \Delta t. \quad (3.4)$$

Donde :

$t_{off}$  : Tiempo de apagado del SCR proporcionado por el fabricante.

$\Delta t$  : Margen de seguridad.

#### 3.5.2.1 Corriente RMS del capacitor.

La corriente RMS del capacitor es :

$$I_{C(RMS)} = \sqrt{2 * C * V_{in} * I_{max} / T} \quad [A] \quad (3.5)$$

### 3.5.3 Características del SCR<sub>1</sub> (Principal).

#### 3.5.3.1 Voltaje de bloqueo directo (V<sub>DRM</sub>) y de bloqueo inverso (V<sub>RRM</sub>).

El voltaje de bloqueo directo (V<sub>DRM</sub>) y de bloqueo inverso (V<sub>RRM</sub>), tienen que ser como mínimo un 50% mayor que el voltaje de alimentación.

$$V_{DRM}, V_{RRM} \geq 1.5 V_{1n} \quad [V] \quad (3.6)$$

#### 3.5.3.2 Corriente Promedio I<sub>av</sub>.

La corriente promedio (I<sub>SCR1(av)</sub>), debe ser como mínimo la corriente nominal del motor.

$$I_{SCR(av)} \geq I_{nm} \quad [A] \quad (3.7)$$

### 3.5.4 Características de los SCR's auxiliares.

#### 3.5.4.1 Voltaje de bloqueo directo (V<sub>DRM</sub>) de bloqueo inverso (V<sub>RRM</sub>).

Para el voltaje de bloqueo directo (V<sub>DRM</sub>) y de bloqueo inverso (V<sub>RRM</sub>), se toma el mismo criterio que para el SCR principal.

$$V_{DRM}, V_{RRM}(auxi.) \geq 1.5 V_{1n} \quad [V] \quad (3.8)$$

#### 3.5.4.2 Corriente promedio y RMS.

Como cada par de SCR's operan en ciclos alternos la frecuencia es la mitad de la del capacitor, luego :

##### 3.5.4.2.1 Corriente promedio I<sub>SCR·m(av)</sub>.

$$I_{SCR·m(av)} = C \cdot V_{1n} / T \quad [A] \quad (3.9)$$

#### 3.5.4.2.2 Corriente RMS $I_{SCR's(RMS)}$ .

$$I_{SCR's(RMS)} = \sqrt{C \cdot V_{in} \cdot I_{max} / T} \quad [A] \quad (3.10)$$

#### 3.5.5 Características del diodo volante $D_{FW}$ .

El diodo volante debe ser de recuperación rápida, lo cual reduce el esfuerzo del SCR principal en el  $di/dt$  y disminuye los voltajes transientes que son generados por la misma recuperación del diodo.

##### 3.5.5.1 Corriente promedio $I_{FW(av)}$ .

La corriente promedio, puede ser igual a 1/4 de la corriente máxima del motor.

$$I_{FW(av)} = (1/4) \cdot I_{max} \quad [A] \quad (3.11)$$

#### 3.6 Selección de la Frecuencia de Operación del Chopper.

Existen dos posibles condiciones de operación de Chopper que se muestran en la figura 3.6(a) y 3.6(b).

En la figura 3.6(a) la corriente de carga  $I_o$  es discontinua. Para el intervalo en que  $I_o$  es cero, el voltaje en el motor  $V_o$  es igual al voltaje generado  $E_{\lambda}$ .

En la figura 3.6(b), la corriente es continúa, porque en el instante de repetirse el ciclo, la corriente aún no es cero. Haciendo que el diodo volante  $D_{FW}$  no se apague, colocando aproximadamente cero voltios en los terminales del motor.

Si un motor opera en la región en que la corriente es discontinua, el circuito de armadura se deteriora; porque la relación de la corriente pico a la promedio y a la RMS se incrementan.

---

1 : "Criterio tomado del SCR manual, pág. 379".

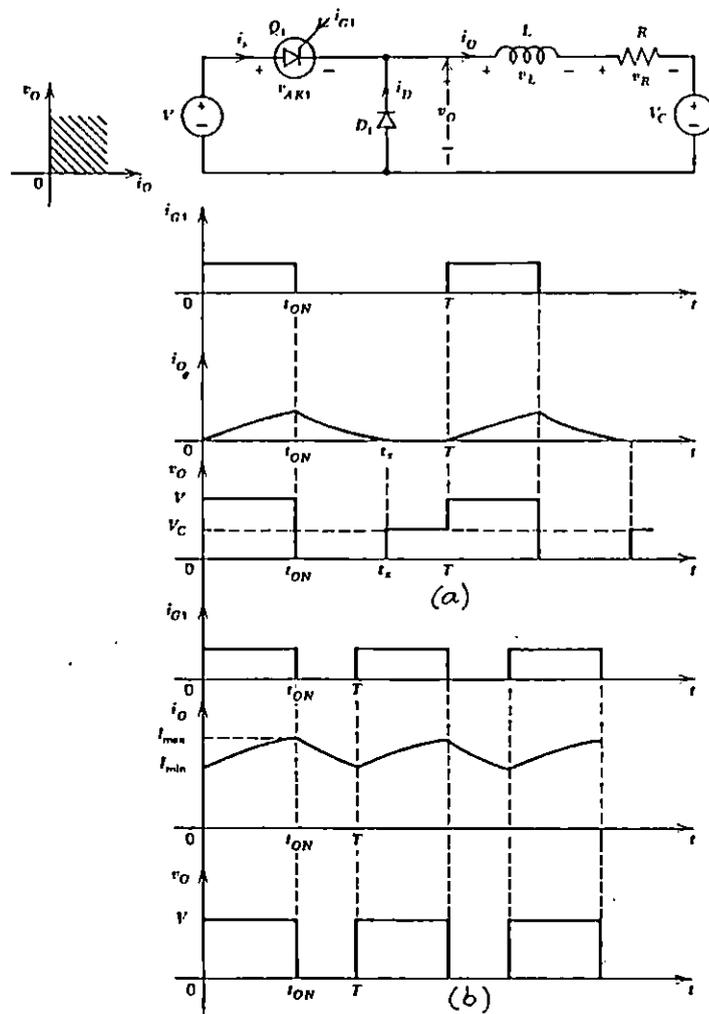


Figura 3.6 Operación del Chopper: (a) Corriente discontinua, (b) Corriente continua.

Además provoca caídas y subidas bruscas de velocidad, lo que se vuelve crítico cuando el sistema es realimentado; porque el circuito de control trata de estabilizar el ángulo de disparo; pero como la velocidad es inestable, el ángulo de disparo será inestable, por lo cual el sistema oscilará.

Debido a lo anterior, es deseable que un motor opere en el rango de corriente continua.

La frecuencia de operación del Chopper, determina en gran parte el rango de variación de velocidad del motor en el que la corriente es continua.

Es necesario conocer, el mínimo ángulo de disparo  $\alpha_{min}$ , que garantiza que el motor opera en el rango continuo, para una frecuencia de trabajo del Chopper.

Para determinar el  $\alpha_{min}$  de corriente continua, se auxilia de un grupo de curvas (figura 3.7), donde existen tres posibles estados de operación que son : operación no posible, corriente discontinua y la de corriente continua.

Las curvas representan valores de  $(\sigma)$ , el cual es un parámetro que depende del periodo de operación del Chopper y de la constante de tiempo del motor.

$$\sigma = T/\tau \quad (3.12)$$

Determinado este valor se ubica en la figura 3.7. Luego se localiza el par de coordenadas  $(\alpha, m)$  en la gráfica.

Donde :

$\alpha$  : Es el ángulo de disparo.  
 $m = E_A/V_{A.N}$  : Voltaje generado entre el voltaje de alimentación.

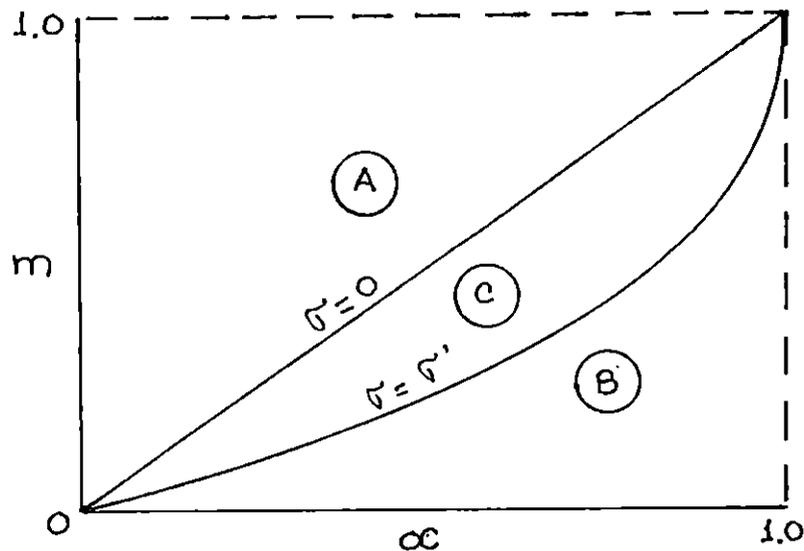


Figura 3.7 Limite de operación del Chopper: a) Operación no posible, b) Rango continuo, c) Rango discontinuo.

Como para cada voltaje terminal en el motor ó para un determinado ángulo de disparo ( $\alpha$ ), corresponde un valor de voltaje generado. Esté voltaje se puede determinar de la siguiente manera :

$$E_A = V_T - I_A * R_A \quad (3.13)$$

Si el punto del par ordenado queda debajo de la curva, entonces se encuentra en rango continuo, si el par queda arriba de la curva es discontinuo.

Con la ayuda de este método se determinó los rangos de continuidad para los tres tipos de motores. Para una frecuencia de operación del Chopper de 300 Hz.

Se tomo como criterio que el ángulo de disparo ( $\alpha$ ) para el cual se alcanza la corriente nominal sea de 0.8 (el 80% del voltaje de alimentación).

Los rangos de operación continua para cada motor se presentan a continuación :

Tabla 4.1 Rango de operación continua del motor Shunt con excitación independiente.

MOTOR SHUNT.		Excitación Independiente.			
$V_{in} = 52$ Volt.		$f_{Chp} = 300$ Hz. $\sigma = 0.66$ .			
$V_T$	$E_A$	$I_A$	$\alpha$	m	Condición de $I_A$
42	35.2	3.4	0.81	0.65	Continua
38	31.84	3.04	0.73	0.61	Continua
35	29.34	2.83	0.67	0.56	Continua
30	25.0	2.50	0.56	0.48	Continua
25	20.68	2.16	0.48	0.40	Continua
20	16.32	1.84	0.38	0.31	Continua
15	11.98	1.51	0.28	0.23	Límite de continua

Tabla 3.2 Rango de operación continua de motor compuesto.

MOTOR COMPUESTO.					
$V_{in} = 52 \text{ Volt.}$		$f_{Chp} = 300 \text{ Hz.}$		$\sigma = 0.77.$	
$V_T$	$E_A$	$I_A$	$\alpha$	$m$	Condición de $I_A$
42	33.84	3.4	0.81	0.65	Continua
40	32.25	3.23	0.77	0.62	Continua
35	27.97	2.93	0.67	0.54	Continua
30	23.76	2.60	0.57	0.46	Continua
25	19.53	2.28	0.48	0.37	Continua
20	15.34	1.94	0.38	0.29	Continua
10	7.02	1.24	0.19	0.13	Continua

Las respectivas curvas de  $\sigma$  para cada motor y sus correspondientes pares ordenados  $(\alpha, m)$ , se muestran en la figura 3.8.

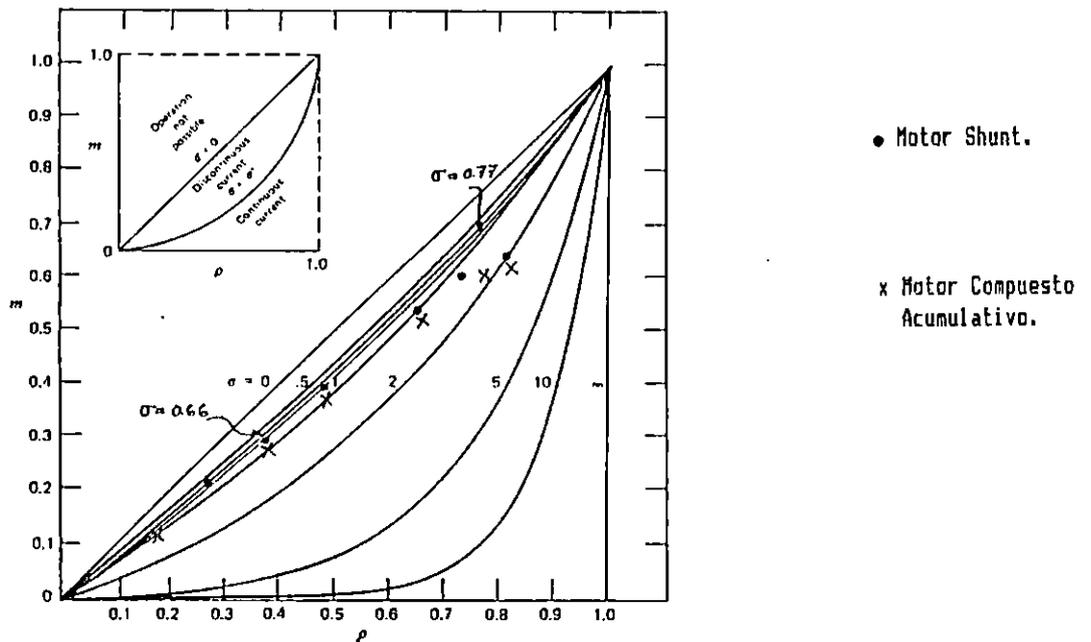


Figura 3.8 Curvas de los rangos de continuidad para los diferentes motores.

De lo anterior se concluye que el tipo de motor que presenta mayor discontinuidad es el Shunt con Excitación Independiente.

Sin embargo con esa frecuencia de operación del Chopper (300 Hz), se obtiene un amplio rango de variación de la velocidad.

$$1490 \leq n \leq 3550 \text{ [rpm]}$$

Lo cual es aceptable.

### 3.7 Determinación de la Corriente Máxima ( $I_{max}$ ) que el Motor Demandará.

Una vez seleccionada la frecuencia de operación del Chopper, es necesario estimar la máxima corriente ( $I_{max}$ ), que él proporcionará, para poder dimensionar los elementos que lo forman.

Para determinar ésta corriente se utiliza el concepto de "Factor de Rizado". El cuál no es más que un porcentaje del valor promedio de la señal (voltaje ó corriente), que puede ser mayor o menor que éste.

Dicho de otra manera, el "factor de Rizado", representa la oscilación de la señal alrededor de su valor promedio dado.

El "Factor de Rizado", para la corriente se define como :

$$K_i = \frac{I_{R1}}{I_o} \quad (3.14)$$

Donde :

$K_i$  : Factor de Rizado de la corriente.

$I_{R1}$  : Valor RMS del enésimo armónico de la corriente de rizado.

$I_o$  : Valor promedio de la corriente.

El  $I_{R1}$  se define como :

$$I_{R1} = (I_{RMS}^2 - I_{AV}^2)^{1/2} \quad [A] \quad (3.15)$$

Considerando nuevamente un pulso rectangular de corriente igual a la corriente máxima.

$$I_{SAV} = \alpha * I_{max}$$

$$I_{RMS} = I_{max}\sqrt{\alpha}$$

Sustituyendo estas expresiones en la expresión 3.15 se tiene :

$$I_{R1} = \left[ (I_{max}\sqrt{\alpha})^2 - (I_{max}\alpha)^2 \right]^{1/2} \quad [A] \quad (3.16)$$

ó

$$I_{R1} = I_{max}(\alpha - \alpha^2)^{1/2} \quad [A] \quad (3.17)$$

Derivando la expresión anterior con respecto a  $\alpha$ , e igualandola a cero, para encontrar el  $\alpha$  para el cual se da el máximo valor de la corriente de rizado ( $I_{R1}$ ), se tiene :

$$d_{I_{R1}}/d\alpha = 0 \quad (3.18)$$

Así :

$$d_{I_{R1}}/d\alpha = \frac{I_{max}(1 - 2\alpha)}{2(\alpha - \alpha^2)^{1/2}} = 0 \quad (3.19)$$

Se obtiene que :

$$\alpha = 0.5$$

Por lo tanto la corriente máxima se da a éste ángulo de disparo.

Bajo el criterio de darle un 10% sobre la corriente nominal del motor. Se encontró la máxima corriente para cada tipo. Así :

Tabla 3.3 Corriente máxima para cada tipo de motor a un ángulo de disparo de  $\alpha = 0.5$  y con una corriente promedio del 10% sobre la corriente nominal.

Tipo de Motor	Corriente Máxima.
SHUNT	5.85
COMPUESTO	5.77

La Máxima corriente se da para el motor Shunt. Este valor de corriente se empleo para dimensionar los elementos del Chopper, dándole un 20% adicional como seguridad.

### 3.8 Selección de los dispositivos que componen el Chopper.

Las características del Chopper son :

Frecuencia de operación = 300 Hz.

Corriente Máxima = 7 Amp.

#### 3.8.1 SCR<sub>1</sub> (principal).

Como SCR<sub>1</sub> se selecciono el C-122 B.

Algunas de sus características más importantes son :

$I_{SCR(AV)}$	=	6.2	[Amp]
$V_{DRM}$ y $V_{RRM}$	=	200	[Voltios]
$t_{off}$	=	35	[ $\mu$ S]
$V_{GT}$	=	1.5	[Voltios]
$I_{GT}$	=	15	[mAmp]
$di/dt$	=	100	[Amp/ $\mu$ S]
$dv/dt$	=	100	[vol/ $\mu$ S]

Las demás características se presentan en el anexo B.

#### 3.8.2 Capacitor.

Tomando el tiempo de bloqueo ( $t_q$ ) igual al máximo tiempo de apagado del SCR<sub>1</sub> ( $t_{off}$ ), especificado por el fabricante. Evaluando en la expresión 3.3, se obtiene :

$$C \geq 4.71 \text{ } [\mu F]$$

Este capacitor debe de cumplir ciertas características especiales para operar adecuadamente en el Chopper. Los capacitores para Chopper's se diferencian de los demás en que tienen muy poca corriente de fuga, la cual podría afectar el almacenamiento de carga modificando el tiempo de bloqueo del SCR, y pudiendose en determinado momento no bloquearlo.

En el extranjero, hay fabricantes que con las características de funcionamiento del Chopper, diseñan y construyen el capacitor más adecuado. Pero en el presente

caso se busco elementos que estuvieran en el mercado, por lo cual se eligieron dos capacitores de los usados en motores de AC de 20  $\mu\text{f}$  (c/u), para conectarlos en serie con las siguientes características:

Voltaje de alimentación : 370 [V<sub>RMS</sub>]

Corriente RMS máxima : 2.79 [Amp]

Luego con una capacitancia equivalente de 10  $\mu\text{f}$ , el tiempo de bloqueo es :

$$t_q = 74.28 \text{ } [\mu\text{S}]$$

Para una corriente máxima de 7 Amp.

### 3.8.2.1 Corriente RMS.

De la expresión 3.5 se obtiene :

$$I_{C(RMS)} = \sqrt{\frac{2*(10E-6)(52)(7)}{300^{-1}}} = 1.47 \text{ [Amp]}$$

### 3.8.3 SCR's Auxiliares.

#### 3.8.3.1 Corriente promedio y RMS.

La corriente promedio y RMS mínima que deben poseer es :  
De la expresión 3.9 y 3.10.

$$I_{SCR(AV)} = 10E-6*52/300^{-1} = 0.20 \text{ [Amp]}$$

$$I_{SCR(RMS)} = \sqrt{(10E-6)(52)(7)/300^{-1}} = 1.04 \text{ [Amp]}$$

El SCR seleccionado como auxiliar es el C-106D; pero éste no se encuentra actualmente en el mercado por lo que se sustituyo por su equivalente en ECG, el cual es ECG 5457. Entre sus características más importantes están :

$I_{SCR(AV)}$	=	2.5	[Amp]
$I_{SCR(RMS)}$	=	4.0	[Amp]
$V_{DRM}$ y $V_{RRM}$	=	200	[Volt]
$t_{off}$	=	65	[ $\mu\text{S}$ ]

$V_{or}$	=	0.8	[Volt]
$I_{or}$	=	200	[ $\mu$ Amp]
$di/dt$	=	100	[Amp/ $\mu$ S]
$dv/dt$	=	10	[Vol/ $\mu$ S]

Otras características se muestran en el anexo B.

### 3.8.4 Diodo Volante $D_{FW}$ .

#### 3.8.4.1 Corriente Promedio $I_{FW(AV)}$ .

De la expresión 3.11 :

$$I_{FW(AV)} \geq 1.75 \quad [\text{Amp}]$$

El diodo volante elegido es el ECG 581, el cual posee las siguientes características :

$I_{FW(AV)}$	=	8	[Amp]
Tiempo de recuperación	=	200	[nS]
Voltaje pico repetitivo	=	400	[Volt]
Corriente pico repetitiva	=	150	[Amp]

### 3.9 Protecciones.

#### 3.9.1 Protección contra $di/dt$ .

El  $(di/dt)_{\text{máx}}$  es :

$$(di/dt)_{\text{máx.}} = \frac{VDC}{L} \quad [\text{Amp/S}]$$

Donde :

VDC : Voltaje de alimentación.  
L : Inductancia total del circuito del motor.

a) Motor Shunt.

$$(di/dt)_{\text{máx.}} = 52/10 \text{ E-3} \quad [\text{Amp/S}]$$

Así :

---

2 : "Criterio tomado del DC Drives, pág 279."

$$(di/dt)_{\text{máx.}} = 5.2 \text{ E-3} \quad [\text{Amp}/\mu\text{S}]$$

b) Motor Compuesto.

$$(di/dt)_{\text{máx.}} = 52/10.3 \text{ E-3} \quad [\text{Amp}/\text{S}]$$

Luego :

$$(di/dt)_{\text{máx.}} = 5.2 \text{ E-3} \quad [\text{Amp}/\mu\text{S}]$$

El cual es menor que el máximo permisible especificado por el fabricante , tanto para el SCR principal como para los auxiliares.

### 3.9.2 Protección contra dv/dt.

El  $(dv/dt)_{\text{máx.}}$  es :

$$^3(dv/dt)_{\text{máx.}} = \frac{\text{Voltaje Máximo en el SCR}}{\text{Constante de Tiempo del Motor.}} \quad [\text{Volt}/\text{S}]$$

Así :

a) Motor Shunt.

$$(dv/dt)_{\text{máx.}} = 200/5\text{E-3} \quad [\text{Volt}/\text{S}]$$

$$(dv/dt)_{\text{máx.}} = 40 \text{ E-3} \quad [\text{Volt}/\mu\text{S}]$$

b) Motor Compuesto.

$$(dv/dt)_{\text{máx.}} = 200/4.29\text{E-3} \quad [\text{Volt}/\text{S}]$$

$$(dv/dt)_{\text{máx.}} = 46.6 \text{ E-3} \quad [\text{Volt}/\mu\text{S}]$$

De donde se concluye que no existirán problemas de  $dv/dt$  en el SCR principal como en los auxiliares, ya que estos poseen un  $dv/dt$  crítico de 100 Volt/ $\mu\text{S}$  y 10 Volt/ $\mu\text{S}$  respectivamente.

### 3.9.3 Fusibles.

Se colocará un fusible en serie al SCR<sub>1</sub> (principal) y uno también en serie al capacitor, de disparo instantáneo.

3 : "Criterio tomado del SCR Manual, pág 64."

Para el SCR<sub>1</sub> de 4 Amp. con un I<sup>2</sup>t igual o menor a 40 A<sup>2</sup>-S. que actúe en 8.3 ms ó menos, y para el capacitor de 2.5 Amp.

### 3.9.4 Cálculo del Disipador Térmico.

a) Disipador para el SCR Principal (SCR<sub>1</sub>).

El SCR Principal es el C-122B, el cual posee las siguientes características (tomada de la hoja de datos del fabricante. Ver Anexo D).

$$\begin{aligned}V_{DRM} &= 400 \text{ V} \\I_{T-RMS} &= 8 \text{ A } (T_C = 75 \text{ }^\circ\text{C}, \phi = 180 \text{ }^\circ) \\I_{T-AVE} &= 6.2 \text{ A} \\P_{G-AV} &= 0.5 \text{ W} \\T_C &= -65 \dots 100 \text{ }^\circ\text{C} \\V_{F \text{ on max}}(V) &= 1.8 \text{ V} \\ \text{Tipo de Encapsulado:} & \text{ TO-220.} \\ \theta_{J-C} &= 1.8 \text{ }^\circ\text{C/W} \\ \theta_{J-A} &= 75 \text{ }^\circ\text{C/W}\end{aligned}$$

Para una I<sub>RMS</sub> = 6 A de operación y de la curva de disipación de potencia (P<sub>D</sub>) vrs corriente (I<sub>RMS</sub>), se tiene la potencia disipada a ésta corriente (ver anexo D):

$$P_D = 6 \text{ Watts}$$

De la curva de disipación de potencia vrs temperatura de la cápsula para una P<sub>D</sub> = 6 W, se tiene (ver anexo D):

$$T_C = 86 \text{ }^\circ\text{C.}$$

El valor de  $\theta_{C-S}$  se obtiene para este tipo de SCR (tipo PAC), considerando un montaje similar al de la figura B.1) y luego leyendo el valor de la tabla B.1 (ver anexo B), así:

$$\theta_{C-S} = 2.5 \text{ [}^\circ\text{C/W]}$$

Del circuito de la figura 2.8, y para las condiciones anteriores, se tiene:

$$T_S = T_C - P_D * \theta_{C-S} = 86 - 6 (2.5) = 71 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_S = 71 \text{ }^\circ\text{C}$$

De la expresión (2.8) que corresponde al coeficiente de transferencia de calor por radiación, se tiene:

$$h_r = 1.47 \times 10^{-10} \epsilon (1-F) \left( \frac{T_S + T_A}{2} + 273 \right)^3 \quad [\text{W}/(\text{Plg}^2\text{ }^\circ\text{C})]$$

Se dispone de una aleta de aluminio cuadrada de 3.5" x 3.5", pintada de negro, con una temperatura ambiente de 37 °C, una eficiencia de aleta  $\eta \approx 1$ , y una emisividad  $\epsilon = 0.9$ , sustituyendo datos:

$$h_x = 1.47 \times 10^{-10} (0.9) (1-0) \left( \frac{71 + 37}{2} + 273 \right)^3$$

$$h_x = 4.62 \times 10^{-3} \quad [W/(Plq^2^{\circ}C)]$$

El coeficiente de transferencia de calor por convección, se calcula a partir de la ecuación (2.9):

$$h_c = 0.00221 \left[ \frac{\delta T}{L} \right]^{0.25} \quad [W/(Plq^2^{\circ}C)]$$

Sustituyendo datos: (L=3.5"):

$$h_c = 0.00221 \left[ \frac{71 - 37}{3.5} \right]^{0.25}$$

$$h_c = 3.9 \times 10^{-3} \quad [W/(Plq^2^{\circ}C)]$$

Así el coeficiente de transferencia total es:

$$h = h_T = h_x + h_c = 8.52 \times 10^{-3} \quad [W/(Plq^2^{\circ}C)]$$

De la expresión (2.6), la cantidad de transferencia total de calor es:

$$q = h A \eta \delta T$$

Sustituyendo datos:

$$q = 8.52 \times 10^{-3} (2)(3.5)^2 (71-37) = 7.1 \text{ W}$$

$$q = 7.1 \text{ W}$$

Lo cual cumple con los requerimientos para el funcionamiento del SCR bajo las condiciones de carga descritas anteriormente ya que éste (SCR<sub>1</sub>) disipa 6 W.

El Disipador para el SCR principal (SCR<sub>1</sub>) será entonces esta aleta de aluminio de 3.5" x 3.5" pintada de negro.

b) Disipador para los SCR Auxiliares (SCR<sub>2</sub>, SCR<sub>3</sub>, SCR<sub>4</sub>, SCR<sub>5</sub>).

Los SCR Auxiliares son los ECG-5455 (sustituto del C-106D), los cuales poseen las características siguientes (tomada de la hoja de datos del fabricante. Ver Anexo D).

$V_{DRM} = 200 \text{ V}$   
 $I_{T-RMS} = 3.5 \text{ A } (T_c = 45 \text{ }^\circ\text{C})$   
 $I_{T-AVE} = 2.2 \text{ A } (T_c = 45 \text{ }^\circ\text{C})$   
 $I_{T-DC} = 2.6 \text{ A } (T_c = 70 \text{ }^\circ\text{C})$   
 $P_G-AV = 0.1 \text{ W}$   
 $T_c = -40 \dots 110 \text{ }^\circ\text{C}$   
 $V_F \text{ on max}(V) = 2.2 \text{ V}$   
Encapsulado TO-220  
 $\theta_{J-C} = 8 \text{ }^\circ\text{C/W}$   
 $\theta_{J-A} = 60 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Para una  $I_{RMS} = 2.5 \text{ A}$

Tomando el criterio de montar 2 SCR's auxiliares por disipador y siguiendo el mismo procedimiento lógico utilizado para el cálculo del disipador del SCR principal (SCR<sub>1</sub>), se tiene:

$$P_D = 6.4 \text{ W}$$

$$T_{Cmax} = 85 \text{ }^\circ\text{C}$$

Determinando los coeficientes de transferencia de calor por radiación y convección para una placa de aluminio de 3.5" x 3.5" (disponible), pintada de negro, asumiendo una eficiencia de 1 y una temperatura ambiente de 37 °C

$$T_a = 69 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$h_r = 4.581 \times 10^{-3} \text{ [W/(Plg}^2\text{ }^\circ\text{C)]}$$

$$h_c = 4.843 \times 10^{-3} \text{ [W/(Plg}^2\text{ }^\circ\text{C)]}$$

$$h = h_r + h_c = 8.43 \times 10^{-3} \text{ [W/(Plg}^2\text{ }^\circ\text{C)]}$$

La transferencia total del calor será:

$$q_T = 6.6 \text{ W}$$

Lo cual es aceptable ya que el disipador tiene una capacidad de transferencia de calor de 6.6 W y los dos SCR's auxiliares disipan juntos una potencia de 6.4 W, para una corriente de 2.5 amperios.

Los 4 SCR auxiliares se montarán en dos disipadores de 3.5" x 3.5" (2 SCR's auxiliares por disipador).

El circuito completo se muestra a en la figura 3.9

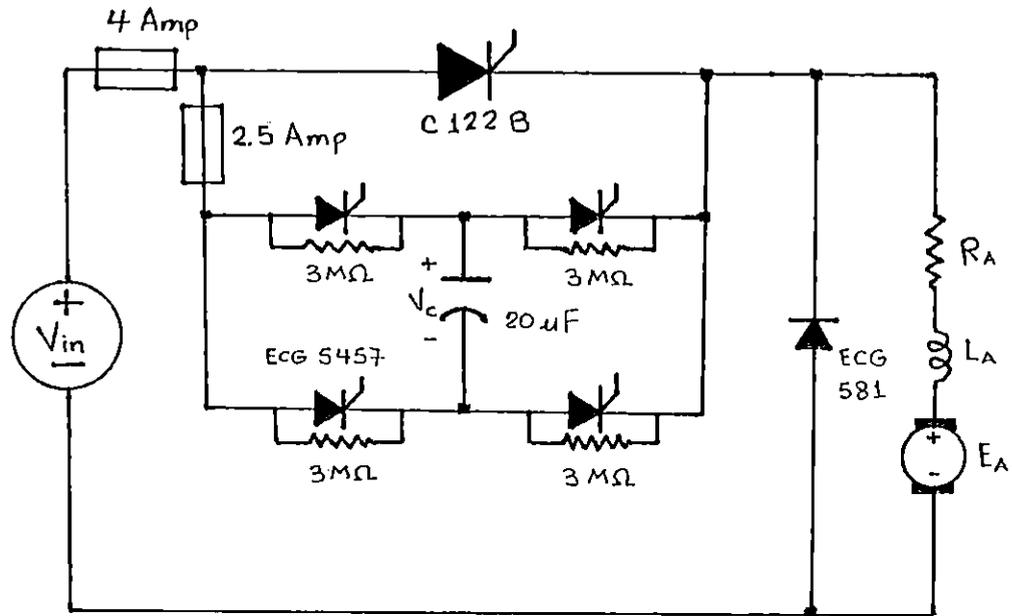


Figura 3.9 Chopper propuesto con sus respectivos elementos.

### CONCLUSIONES EL CAPITULO III.

El Chopper es un controlador óptimo de la potencia demandada por un motor DC, ya que posee alta eficiencia, respuesta rápida, bajo costo y otras características favorables.

La eficiencia de la fuente de alimentación solo depende de la relación entre la corriente máxima demandada por el motor a la corriente de cortocircuito de la fuente.

La modulación por ancho de pulso o a frecuencia constante es óptimo para el control de motores DC, ya que determinando la frecuencia a la que el motor operará en un rango de corriente continua, se evita que el sistema de control oscile y además que el propio motor pueda sufrir daños.

Un Chopper operando a frecuencia constante y alimentando un motor DC, posee la máxima corriente de rizado en a un ciclo de trabajo de 0.5.

De las curvas de continuidad para cada tipo de motor, a una frecuencia del Chopper de 300 Hz., se obtuvo que el motor shunt con excitación independiente es el más discontinuo, lo cual es razonable, debido a que posee una inductancia menor que el compuesto, lo que hace que la corriente disminuya rápidamente y tenga una mayor ondulación.

El rango de velocidad que se tendrá en el controlador es aceptable, siendo éste aproximadamente desde el 50% al 100% de su velocidad nominal.

Es necesario tener un especial cuidado en la corriente  $I_{RMS}$  máxima que el capacitor puede conducir, ya que por lo general éste es seleccionado por su capacitancia y voltaje nominal.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

- [1] S. B. DEWAN, JONH WILEY & SONS  
"POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS"  
Inc, USA, 1980
- [2] P. C. SEN, A WILEY  
"THYRISTOR DC DRIVES"  
Interscience Publication, USA, 1976
- [3] BR. WILLIAN IVAN RIVAS OLMEDO  
"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE CIRCUITOS DE CONMUTACION FORZADA DE TIRISTORES"  
Trabajo desarrollado en la asignatura de Proyecto de Ingenieria, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Universidad de El Salvador, Ciclo II, Año 91/92.
- [4] GUY SEGUIER  
"ELECTRONICA DE POTENCIA"  
Editorial Gstavó Gili S. A., Barcelona, España, 1982
- [5] GENERAL ELECTRIC  
"SCR MANUAL"  
Prentice Hall, ING, USA, 1982
- [6] RAYMOND RAMSHAW  
"POWER ELECTRONICS, THIRISTOR CONTROLLED POWER FOR ELECTRIC MOTORS"  
Londres, Chapman and Hall, 1981
- [7] "IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY AND GENERAL APLICATIONS"  
January/February 1971
- [8] "HIGH EFFICIENCY, HIGH POWER, LOAD INSENSITIVE DC CHOPPER FOR ELECTRONIC AUTOMOVILE SPEED CONTROL"  
Reprinted from IEEE, of Industry and General Applicatin Group, pp 393-402, 1969.

## CAPITULO IV.

### "DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL ARRANCADOR Y DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD REALIMENTADO".

#### Introducción.

Primeramente se plantean los diagramas de bloques de lo que el control debe realizar, posteriormente se desglosa cada bloque como un conjunto de sub-bloques, teniendo siempre presente la filosofía de operación y los requerimientos necesarios para la implementación a través de circuitería digital y analógica.

Como este controlador de velocidad exige un control realimentado, se hace uso de los criterios básicos de los sistemas de control automáticos, además se modela las máquinas DC como diagramas de bloques funcionales que nos representan la interacción de los diferentes parámetros involucrados, para hacer un estudio de estabilidad. Posteriormente de realizado el diseño, se ejecutan las pruebas de laboratorio para poder corregir y ajustar al controlador para un rango de operación en el cual el sistema sea estable.

#### 4.1 Diseño del Prototipo Arrancador / Control de Velocidad.

Una vez seleccionado el tipo de convertidor a utilizar y el modo de operación, se procede a diseñar circuito de control del arrancador / control de velocidad. Este deberá adaptarse al motor tipo shunt excitación independiente y compuesto acumulativo, teniendo las siguientes características :

- a) Para el arrancador :  
El motor arrancará a voltaje reducido, acelerandose gradualmente hasta una velocidad prefijada anteriormente. Luego quedará operando en esa velocidad.
- b) Para el controlador de velocidad:  
Una vez arrancado el motor, podrá operar en el modo de realimentación en el cual la velocidad se mantendrá constante dentro de la propia regulación del motor, ante una variación de carga.

El diagrama de bloques del arrancador / control de velocidad se muestra en la figura 4.1:

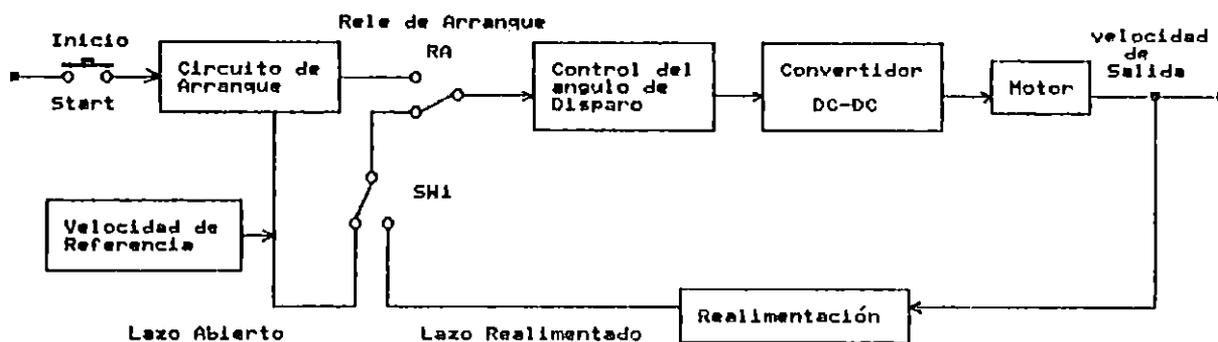


Figura 4.1 Diagrama de bloques del arrancador / control de velocidad.

#### 4.2 Diseño del circuito de control del ángulo de disparo.

Este circuito tiene como función cargar primeramente el capacitor de conmutación (requisito necesario para la inicialización del funcionamiento del convertidor). Luego, controla el ángulo de disparo del SCR principal y también dispara alternadamente cada par de SCR's auxiliares a una frecuencia constante. El diagrama de bloques se presenta en la figura 4.2.

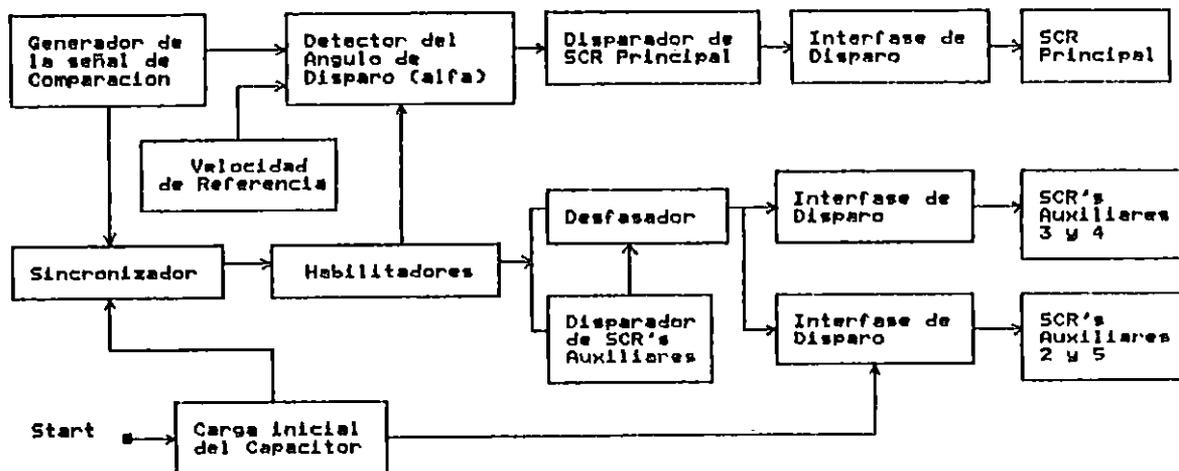


Figura 4.2 Diagrama de bloques del control del ángulo de disparo.

#### 4.2.1 Carga inicial del capacitor de conmutación.

La función de esta parte del circuito es la de cargar inicialmente el capacitor de conmutación, y después habilitar el disparo de todos los SCR's.

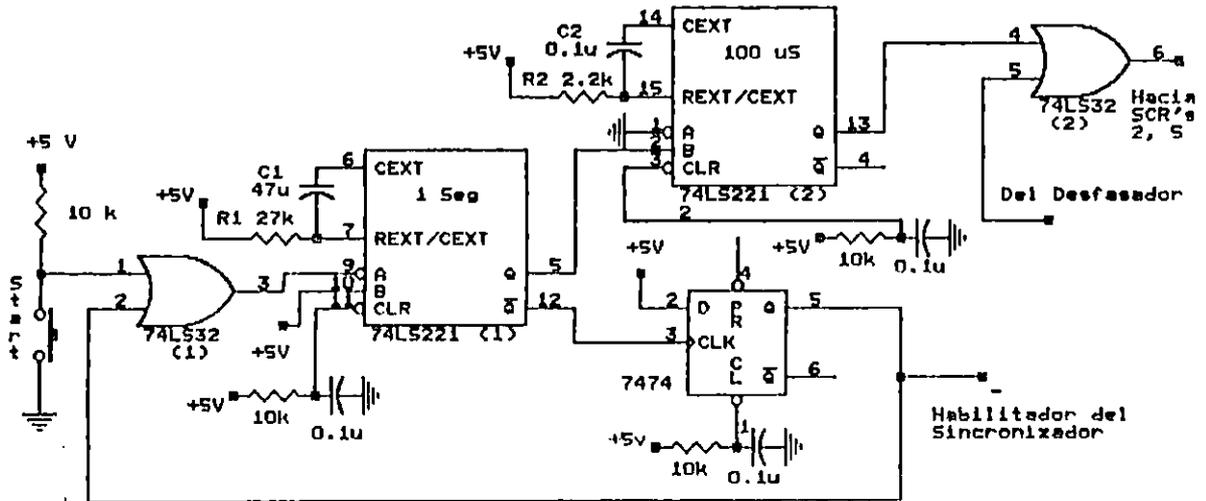


Figura 4.3 Circuito para la carga inicial del capacitor.

Funcionamiento :

El monoestable (2), proporciona un pulso único de 100  $\mu$ s a través de la compuerta OR(2) a las compuertas de los SCR's 2 y 5, con el fin de dispararlos para cargar el capacitor con la polaridad anteriormente discutida. (capítulo III figura 3.4 ).

El monoestable (2) es disparado con transición positiva por la salida Q del monoestable (1). Este también activa por su salida Q (negado) al flip-flop D, el cual posee transición positiva.

El flip-flop D coloca el uno lógico de su entrada en Q, habilitando el sincronizador para que se inicie el control de todos los SCR's. Por lo cual el ancho del pulso del monoestable (1) proporciona un retardo de tiempo con el que se garantiza que el capacitor se ha cargado. En el presente caso este ancho de pulso es de 1 seg.

El monoestable (1) es activado con una transición negativa, la que es proporcionada por una compuerta OR(1) al pulsar el botón de arranque (start). Además cuando esté activa al flip-flop D, la salida Q de éste hace que la compuerta OR

(1) coloqué en alto su salida independientemente del estado en que se encuentre el botón de arranque. Esto se hace para no disparar nuevamente los SCR's 2 y 5.

Para las compuertas OR se utiliza el C.I.74LS32, el flip-flop D es el del C.I.7474N, que es dual.

Los monoestables seleccionados son los del C.I.74LS221, que es dual. Estos son no redisparables y con la opción de ser activados con flanco positivo ó negativo. El ancho del pulso se logra por medio de una red RC externa. La ecuación que los relaciona es :

$$t_w = 0.7 * R_{ext} * C_{ext} \quad (4.1)$$

Donde :

$t_w$  = Ancho del pulso.  
 $R_{ext}$  = Resistencia externa.  
 $C_{ext}$  = Capacitancia externa.

Luego :

Para  $t_w = 1$  seg.,  $C_{ext1} = 47 \mu F$  y  $R_{ext1} = 27 K\Omega$ .  
 y para  $t_w = 100 \mu S$ ,  $C_{ext2} = 0.1 \mu F$  y  $R_{ext2} = 2.2 K\Omega$ .

#### 4.2.2 Generador de la señal de control.

La señal de control que se utiliza es una rampa con pendiente negativa y a una frecuencia de 300 Hz. Esta señal se obtiene por medio del C.I.XR-2206, que es un generador de señales de gran estabilidad con el aumento de la temperatura y de alta precisión. (figura 4.4).

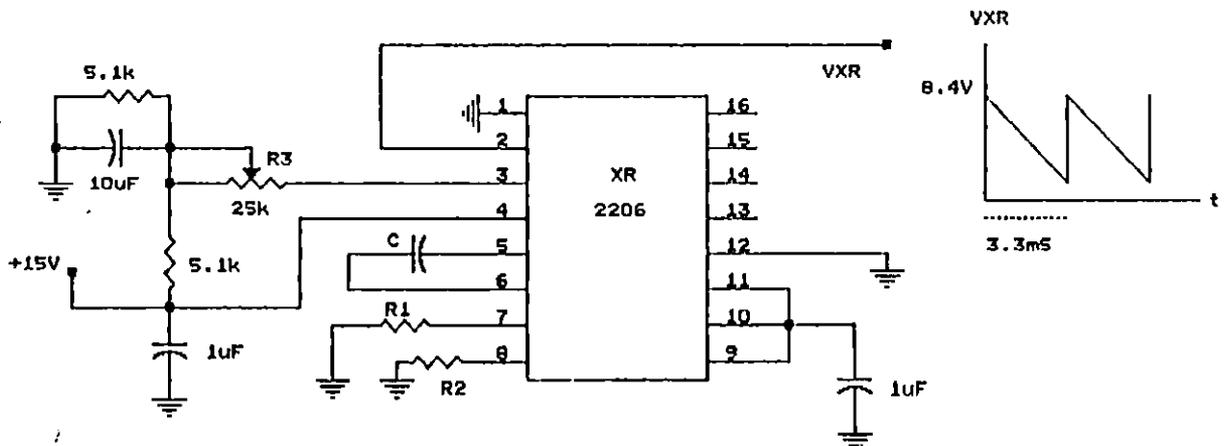


Figura 4.4 Generador de señales XR-2206..

Donde por medio del capacitor  $C$  y de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , se obtiene la frecuencia de operación y el duty cycle de la señal. Las expresiones son :

$$f = 2\alpha/CR_1 \quad \text{y} \quad \alpha = R_1/(R_1 + R_2) \quad (4.2)$$

Donde :

$f$  = Frecuencia de operación.  
 $\alpha$  = Duty cycle de la señal.

Seleccionando un  $\alpha = 0.95$  y un  $C = 100\text{nf}$ , se obtiene que :

$$R_1 = 63.33 \text{ K}\Omega.$$

$$R_2 = 3.33 \text{ K}\Omega.$$

$R_1$  se ajusta por medio de un potenciómetro de  $100 \text{ K}\Omega$  y  $R_2$  con una resistencia de  $3.3 \text{ K}\Omega$ . ambos de precisión y de  $1/4$  watts.

Debido a que la señal generada posee un nivel de offset es necesario restarle este valor por medio de un amplificador diferencial. (figura 4.5).

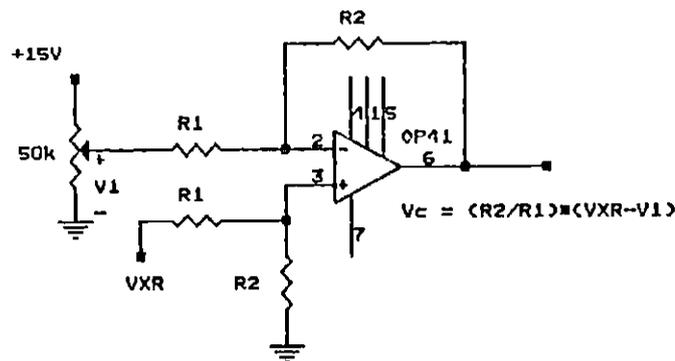


Figura 4.5 Amplificador diferencial.

$V_i$  es el voltaje requerido para eliminar el valor de offset, el cual es de 4 voltios. Esto se logra por medio de un potenciómetro de  $50 \text{ K}\Omega$  alimentado a  $+15$  voltios.

Considerando que el valor máximo de la rampa es de  $8.4$  volt., se le proporciona una ganancia para obtener un valor de  $10$  volt. máximos.

Entonces :

$$R_2/R_1 = 10/8.4 = 1.19 \quad (4.3).$$

Luego :

$$R_1 = 91 \text{ K}\Omega.$$
$$R_2 = 110 \text{ K}\Omega.$$

de precisión y de 1/4 watts.

Así, la señal de control tiene las siguientes características.(figura 4.6).

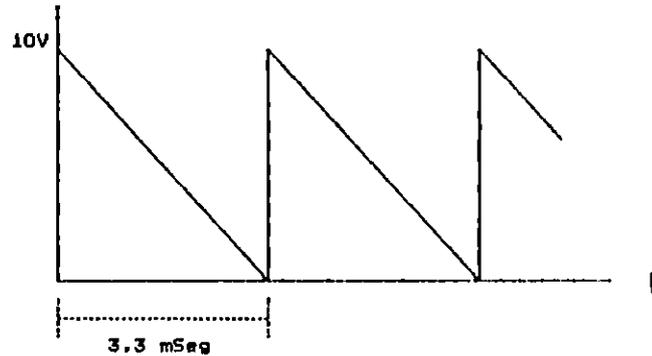


Figura 4.6 Señal de control empleada.

#### 4.2.3 Detector del ángulo de disparo ( $\alpha$ ).

Su función es de comparar la señal de control contra el voltaje de referencia de la velocidad, para dar un pulso de disparo al SCR principal. Esto se hace con el Amp-Op LM-301N, el cual da una salida TTL, en su pin 6, al conectarle un diodo zener de 4.7 volt. en el pin 8. (figura 4.7)

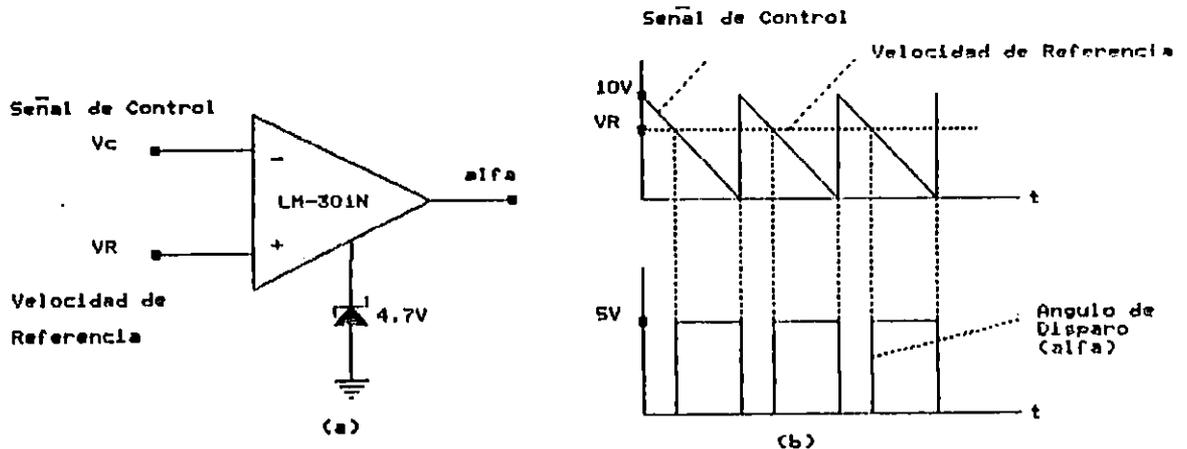


Figura 4.7 Detector del ángulo de disparo.

#### 4.2.4 Velocidad de referencia.

La velocidad de referencia varía de 2000 a 3400 RPM para el motor shunt y de 1900 a 3000 RPM, para el compuesto ( $0.40 \leq \alpha \leq 0.85$ ). Lo cual representa un voltaje de 4 voltios hasta 8.5 voltios.

Esto se obtiene mediante el circuito mostrado en la figura 4.8.

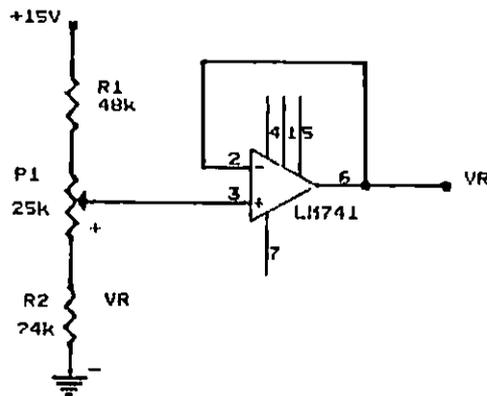


Figura 4.8 Red de control de la velocidad de referencia.

Donde :

$R_1$  = Limita la máxima velocidad.

$P_1$  = Potenciómetro para la variación de la velocidad.

$R_2$  = Limita la mínima velocidad.

Los valores de resistencias comerciales seleccionados son :  
 $R_1 = 48 \text{ K}\Omega$ ,  $P_1 = 25 \text{ K}\Omega$ . y  $R_2 = 24 \text{ K}\Omega$  todas de 1/4 de Watts.

#### 4.2.5 Sincronizador.

Su objetivo es el de habilitar los pulsos de disparo de todos los SCR's, una vez se haya cargado el capacitor y además proporcionar los pulsos para que sean disparados los SCR's auxiliares.(figura 4.9).

Funcionamiento:

Se utiliza el Amp-Op LM-301, en su configuración como comparador, el voltaje de comparación está regulado para un voltaje de 9.5 volt. por medio de un potenciómetro de 10

K $\Omega$ ., alimentado a +15V. La señal contra la que se compara es la de control.

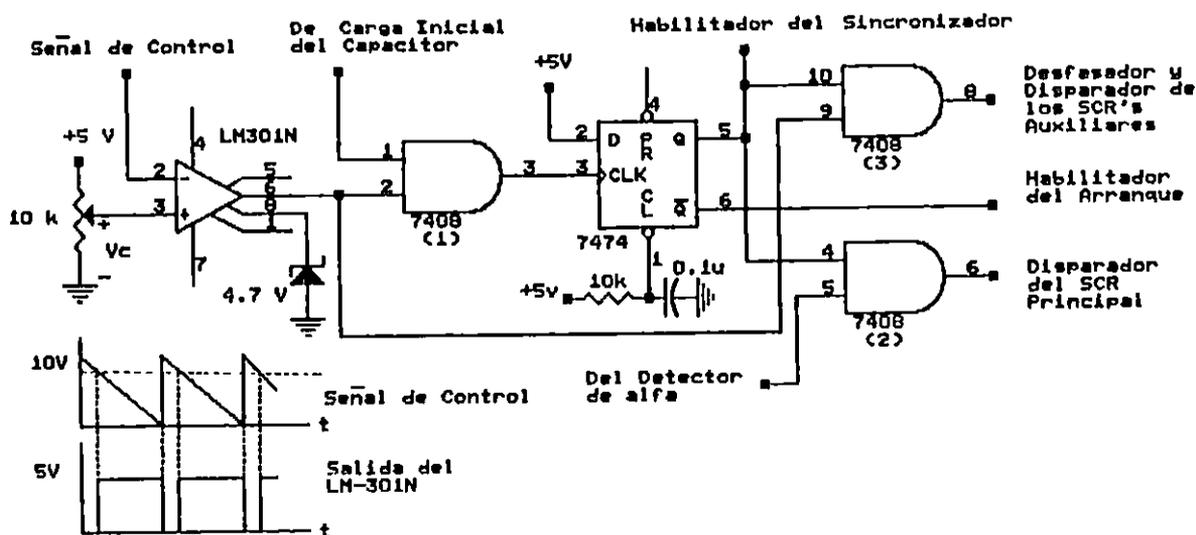


Figura 4.9 Circuito Sincronizador.

A la salida del comparador se da una transición negativa cada vez que la señal de control pasa de cero a 10 volt. y una transición positiva cuando el valor de la rampa es menor que 9.5 volt.

El flip-flop D habilita con su salida Q una compuerta AND (3), para que las transiciones proporcionadas por el Amp-Op sean transmitidas al desfaseador y al disparador de los SCR's auxiliares; también habilita otra compuerta AND (2), para permitir el paso del pulso del detector de  $\alpha$  al disparador del SCR principal.

La salida Q (negada) inicializa el proceso de arranque ( que será discutido más adelante).

El flip-flop D es el del C.I.7474N, el cual transmite su entrada a su salida Q con una transición positiva en su clock, la cual es producida por el Amp-Op y transmitida al flip-flop por la compuerta AND(1). Esta es habilitada por el flip-flop D del circuito de la carga inicial del capacitor. Las compuertas AND empleadas son las del C.I.7408.

#### 4.2.6 Disparador del SCR principal y de los SCR's auxiliares.

Se emplea un monoestable para el SCR principal y uno para los SCR's auxiliares, con el mismo ancho de pulso del

disparador para la carga inicial del capacitor de conmutación (100  $\mu$ s), con el propósito de dar el pulso de disparo a la compuerta de cada SCR.

El disparador para el SCR principal se activa con transición positiva, mientras el de los auxiliares con negativa.

El C.I. utilizado es el 74LS221 con una  $R_{ext.} = 2.2 \text{ K}\Omega$  y con  $C_{ext.} = 0.1 \mu\text{f}$ . Estos se muestran en figura 4.10.

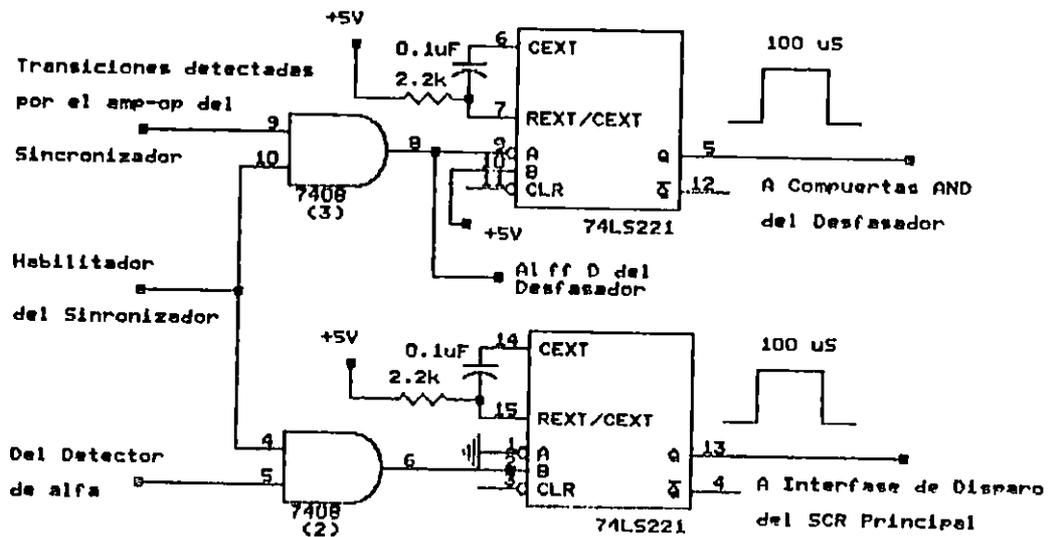


Figura 4.10 Disparadores del SCR principal y de los auxiliares.

#### 4.2.7 Desfasador.

Observando los pulsos de disparo de los SCR's auxiliares figura 3.5. Es necesario desfasar los pulsos uno del otro a la mitad de la frecuencia de disparo del SCR principal (150 Hz.).

La etapa que hace posible este requerimiento se presenta en la figura 4.11.

Funcionamiento :

Las transiciones negativas proporcionadas por el Amp-Op del sincronizador activan el disparador de los SCR's auxiliares a una frecuencia de 300 Hz. Por otra parte las transiciones positivas activan al desfasador.

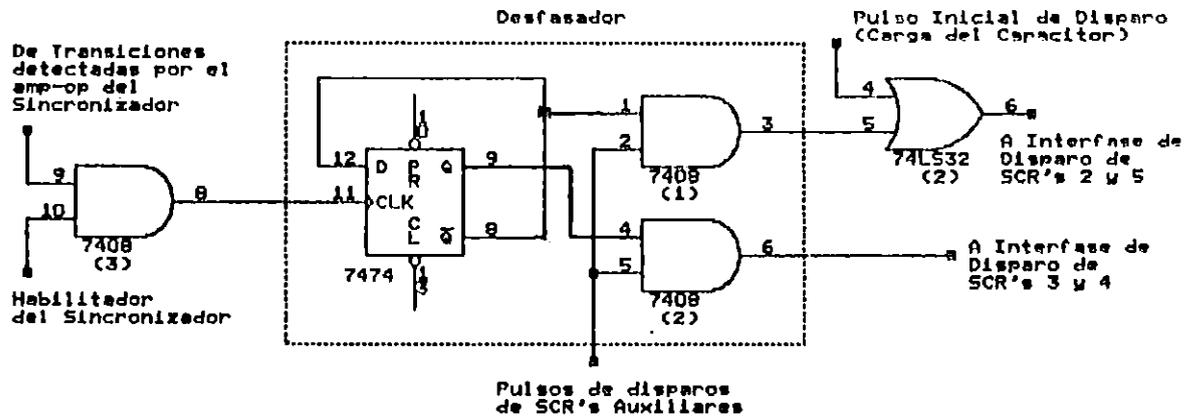


Figura 4.11 Desfasador.

El desfasador es un flip-flop D-7474N, conectado en la configuración "toggle", donde la salida Q(negada) es realimentada a su entrada D, lo cual lo convierte en un oscilador con una frecuencia de 150 Hz. (figura 4.12), activado con transición positiva. Sus salidas Q y Q(negada) son conectadas a dos compuertas AND(1), (2), para habilitar que par de SCR's serán disparados.

En la figura 4.12, se muestra el correspondiente diagrama de tiempos.

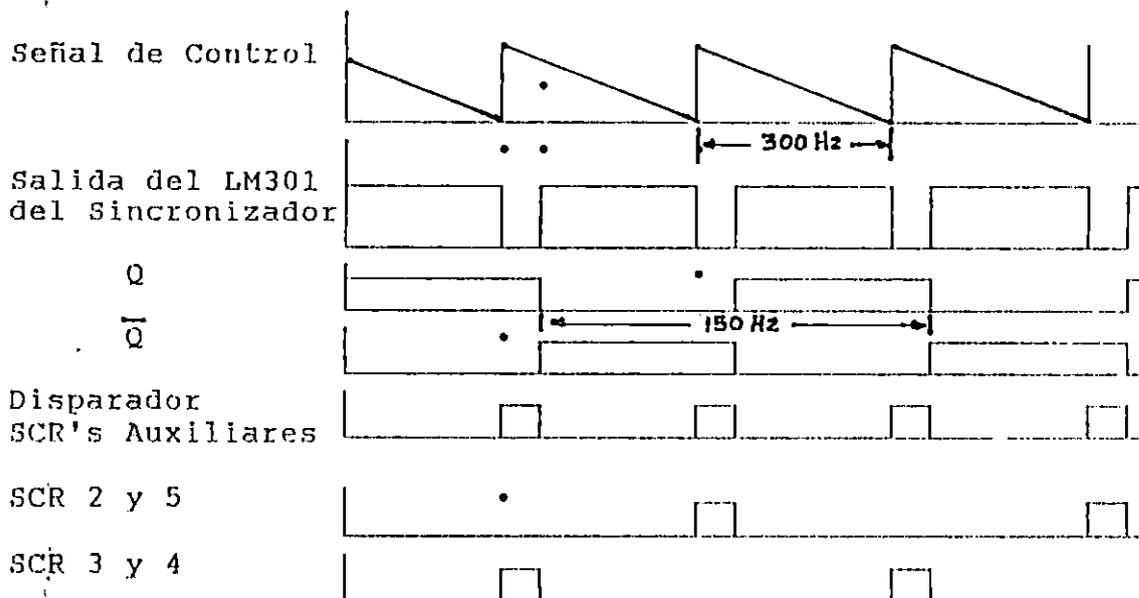


Figura 4.12 Diagrama de tiempos de disparo de los SCR's auxiliares.

#### 4.2.8 Interfase de disparo del SCR principal y auxiliar.

Con el propósito de aislar eléctricamente la etapa de control de la potencia y de poder amplificar los pulsos de disparo para proporcionar la corriente necesaria a las compuertas de los SCR's en el encendido, se implementa la siguiente red (figura 4.13).

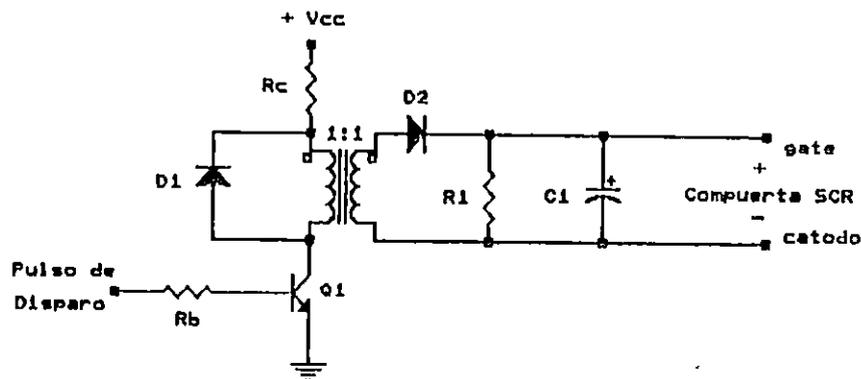


Figura 4.13 Red de disparo de los SCR's.

Esta red está formada por un transistor  $Q_1$ , el cual opera como switch (corte y saturación). En su colector se conecta el primario de un transformador de impulsos con relación de 1:1, que posee 250 vueltas y un calibre No.32, de cobre esmaltado.

Entre los terminales del primario se le coloca un diodo volante para evitar que la energía almacenada en la bobina dañe al transistor, en el instante en que éste pase al estado de corte.

En serie al primario del transformador se encuentra una resistencia  $R_c$ , la cual limita la corriente por el colector del transistor.

El secundario del transformador va a la compuerta y al cátodo del SCR. El secundario posee un diodo, el cual solo permite el paso de pulsos positivos, eliminando los negativos (generados por el transistor al pasar a corte) y de una red RC, cuyo objetivo es el de evitar sobrevoltajes en la compuerta, así como bloquear el paso de señales de ruido que puedan disparar indeseablemente al SCR. Además esta red permite regular el ancho del pulso en la compuerta.

Hay que aclarar que la red antes descrita se utiliza tanto para el SCR principal, como para los auxiliares con la única diferencia que para los SCR's auxiliares, el secundario del

transformador posee dos devanados aislados entre sí, ya que se tiene que disparar dos SCR's al mismo tiempo.

#### 4.2.8.1 Procedimiento de diseño de la red.

a) SCR principal.

El transistor utilizado es el 2N-2222, el cual posee una capacidad máxima de corriente de colector ( $I_c$ ), de 800 mA y un  $\beta = 100$ .

El cálculo para la resistencia de colector es :  
conociendo que la relación del transformador es de 1:1,  
entonces se establece :

$$I_c = I_{gate} \quad (4.4)$$

Tomando como criterio una  $I_{gate} = 3 \cdot I_{gate \text{ mín.}}$   
Para el SCR C-122B  $I_{gate \text{ mín.}} = 10 \text{ mA}$ .

$$I_{gate} = 30 \text{ mA} = I_c \quad (4.5)$$

Se establece también que  $V_p = V_{gate}$ .  
donde :

$V_p$  = Voltaje en el primario del transformador.  
 $V_{gate}$  = Voltaje entre compuerta y cátodo del SCR.

Para el SCR C122B se tiene :  $V_{gate \text{ máx.}} = 1.5 \text{ volt}$ .  
Tomando un  $V_p = 2 \text{ volt.}$ , por las pérdidas.  
Haciendo un LVK por la fuente, el transistor y el transformador se tiene :

$$-V_{cc} + R_c \cdot I_c + V_p + V_{sat}(SCR) = 0 \quad (4.6)$$

$$R_c = \frac{5 - 2 - 0.3}{30 \text{ mA.}} = 90 \ \Omega \quad (4.7)$$

La disipación de potencia es de :

$$P_d = (30 \text{ mA})^2 \cdot 90 = 81 \text{ mW} \quad (4.8)$$

La resistencia de base es :

$$I_b = I_c / \beta, \text{ luego } I_b = 300 \ \mu\text{A} \quad (4.9)$$

Haciendo un LVK a través del voltaje en la resistencia de base, el transistor y tierra se tiene :

$$-V_{in} + R_b \cdot I_b + V_{BE} = 0 \quad (4.10)$$

Así :

$$R_b = \frac{3.8 - 0.7}{300 \mu A} = 10.33 \text{ k}\Omega. \quad (4.11)$$

Con una disipación de potencia de :

$$P_d = (300 \mu A)^2 * (10.33 \text{ K}\Omega) = 0.92 \text{ mW} \quad (4.12)$$

Se seleccionó una  $R_c = 100 \Omega$  y una  $R_b = 10 \text{ K}\Omega$  de 1/4 Watts.

b) SCR's auxiliares.

Utilizando el mismo transistor, con una  $I_{gate \text{ min}} = 30 \mu A$ , para el SCR ECG 5455 y tomando los mismos criterios que para el SCR principal, se tiene :

$$I_{gate} = 90 \mu A \quad (4.13)$$

Con  $V_p = 1 \text{ volt}$ .

Así :

$$R_c = 41.1 \text{ K}\Omega \text{ y } R_b = 1.0 \text{ M}\Omega.$$

Se seleccionaron resistencias comerciales de :

41 K $\Omega$  y 1.0 M $\Omega$  de 1/4 de Watts.

Las interfases de disparo para los SCR's se muestran en la figura 4.14.

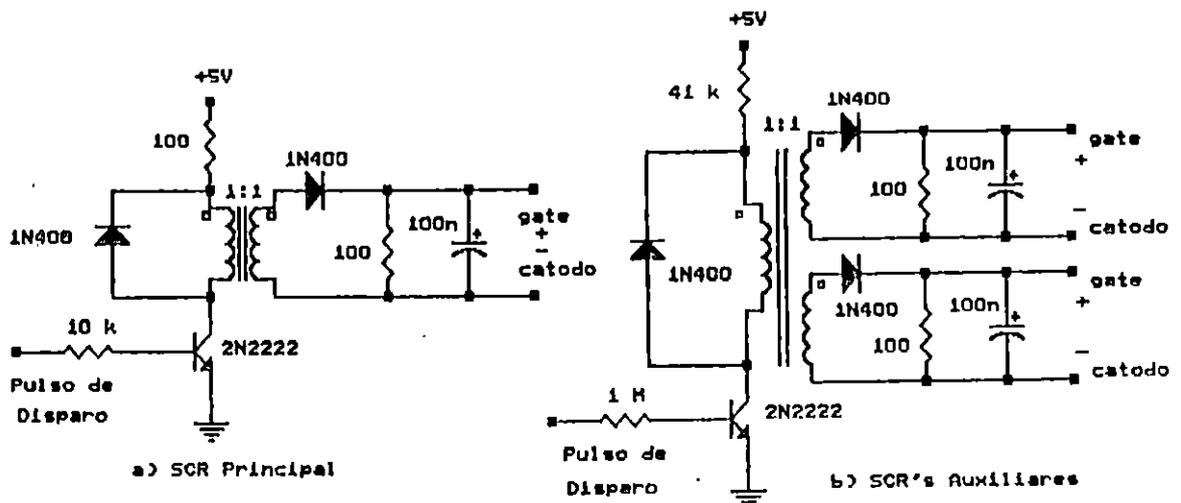


Figura 4.14 Interfases de disparo de los SCR's.

### 4.3 Diseño del Circuito de Arranque.

Filosofía de funcionamiento :

El arrancador se ha diseñado para que el motor varíe su velocidad desde cero hasta la velocidad nominal en un tiempo de 12 segundos.

Durante los primeros 3 segundos se le aplica un voltaje terminal al motor de 17 voltios, el cual le produce una corriente del 250 % de la nominal (8.5 amp.), con el propósito de lograr un par de arranque suficiente para poder vencer la inercia de la máquina y de la carga.

Después de ese tiempo, el voltaje terminal comienza a variarse en forma lineal, hasta el valor de velocidad prefijada. Luego el motor queda operando en lazo abierto en esa velocidad.

El diagrama de bloques se presenta en la figura 4.15.

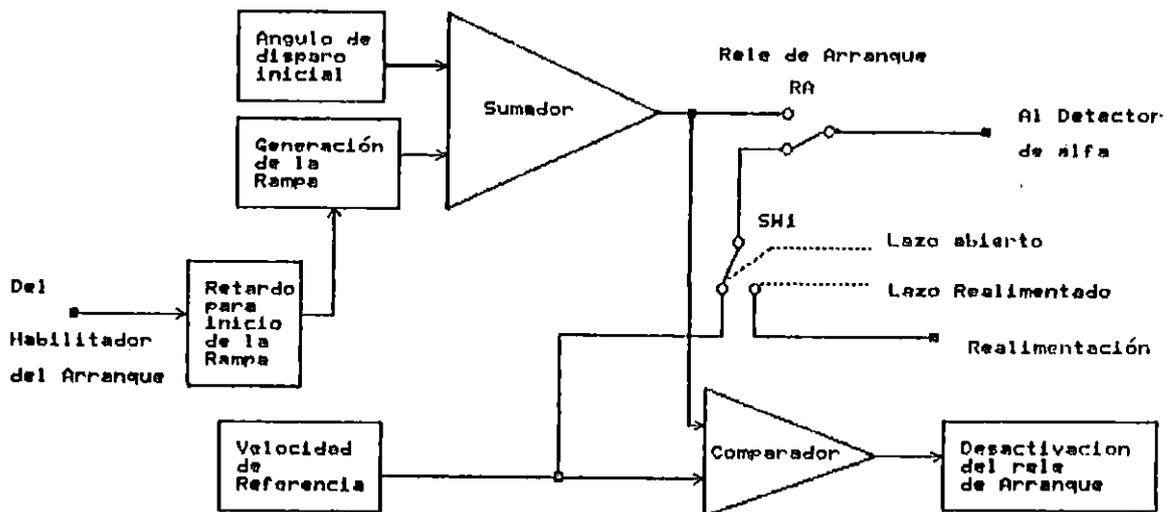


Figura 4.15 Diagrama de bloques del arrancador.

Funcionamiento :

Cuando el sincronizador habilita al SCR principal y a los auxiliares, también inicializa el proceso de arranque.

Un voltaje constante que corresponde a un ángulo de disparo  $\alpha = 0.28$  ( $V_t = 17$  volt), se introduce a un sumador junto con la rampa de arranque.

Haciendo que durante los primeros 3 segundos, la rampa no sea generada (por medio de un retardo de tiempo). La salida del sumador solo ve el voltaje de disparo inicial, el cual por medio de un contacto normalmente abierto del relé de arranque es conectado al detector de  $\alpha$  (este relé al inicio está energizado).

Al transcurrir los 3 segundos, la rampa se suma al voltaje inicial, haciendo que el detector de  $\alpha$  varíe linealmente el ángulo de disparo.

La salida del sumador también se introduce a un comparador, al cual se conecta el voltaje de referencia de la velocidad prefijada. Este comparador desactiva al relé de arranque logrando que el detector de  $\alpha$  quede alimentado por la referencia de velocidad operando el motor a partir de este instante en lazo abierto.

#### 4.3.1 Retardo y generación de la rampa de arranque.

El retardo de tiempo (3 seg.), es dado por un monoestable y la rampa por la utilización de un integrador. (figura 4.16).

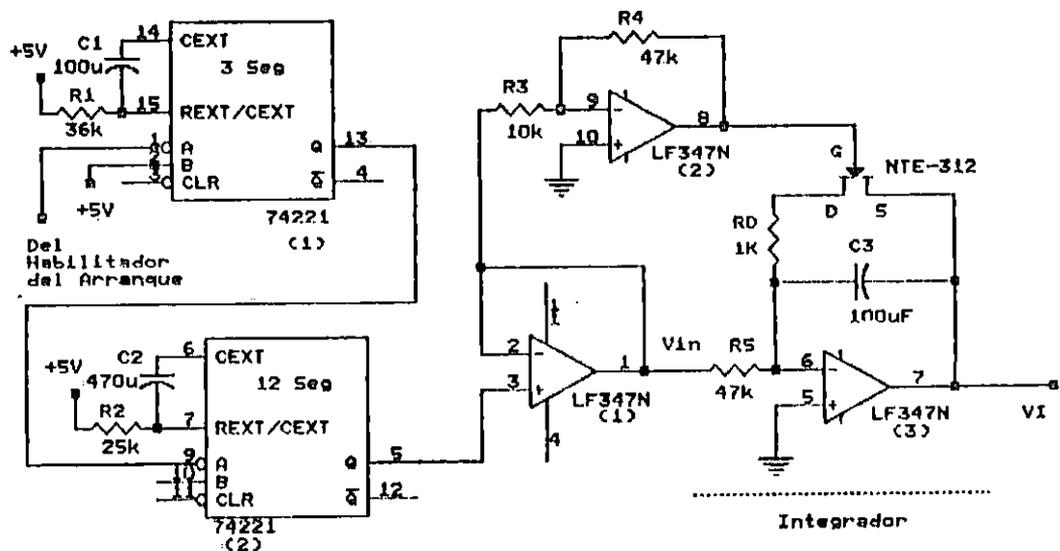


Figura 4.16 Retardo y generación de la rampa.

Funcionamiento :

La salida Q del monoestable (2) permanece en estado bajo durante 3 seg., después de que el sincronizador activa al monoestable (1). Esta condición es utilizada para polarizar por medio de un amplificador operacional (2), la compuerta de un transistor Jfet canal p, el cual con voltaje cero presenta baja impedancia, haciendo que la salida del integrador que va al sumador se mantenga en cero voltios.

Cuando la salida Q del monoestable (2) pasa a alto el amplificador operacional (2), polariza con voltaje negativo, la compuerta del Jfet causando que posea alta impedancia, permitiendo que el integrador inicie su proceso.

El monoestable (2) pasa en nivel alto (12 seg.). luego hace que el Jfet conduzca nuevamente descargando el capacitor.

El amplificador operacional (1) es ocupado como buffer para no cargar la salida Q del monoestable.

Los monoestables son los que posee el C.I.74221 con  $R_1 = 36 \text{ K}\Omega$ ,  $C_1 = 100 \text{ }\mu\text{f}$  y  $R_2 = 25 \text{ K}\Omega$ ,  $C_2 = 470 \text{ }\mu\text{f}$  respectivamente. Los amplificadores operacionales seleccionados son los del C.I.LF347, el cual contiene 4 operacionales con entradas FET.

El transistor Jfet es el NTE 312.

#### 4.3.1.1 Calculo del integrador.

La ecuación del voltaje a la salida del integrador es :

$$V_{sal} = - \frac{1}{R_3 * C_3} \int V_{in} dt \text{ (vol.)} \quad (4.14)$$

Donde :

$V_{in}$  = voltaje de entrada.

$R_3 * C_3$  = constante de tiempo.

Tomando que el máximo  $V_{sal} = 10$  volt. y que sea integrado en 12 segundos se tiene :

$$\frac{V_{in}}{R_3 * R_3} = - \frac{10}{12} \quad (4.15)$$

El voltaje  $V_{in}$  es de 3.8 volt. . Utilizando un capacitor ( $C_3$ ) = 100  $\mu\text{f}$ , entonces :

$$R_3 = 47 \text{ K}\Omega$$

La ganancia del amplificador operacional (2) es de 4.7 con el fin de proporcionar un voltaje negativo suficiente que garantice que el transistor Jfet permanecerá en corte durante la generación de la rampa.

Así :

$$R_4 = 47 \text{ K}\Omega \text{ y } R_3 = 10 \text{ K}\Omega \text{ de } 1/4 \text{ de Watts.}$$

#### 4.3.2 Angulo de disparo inicial y sumador.

El ángulo de disparo inicial se obtiene por medio de un divisor de tensión y el sumador es un amplificador operacional LF-347.

El esquema se visualiza en la figura 4.17.

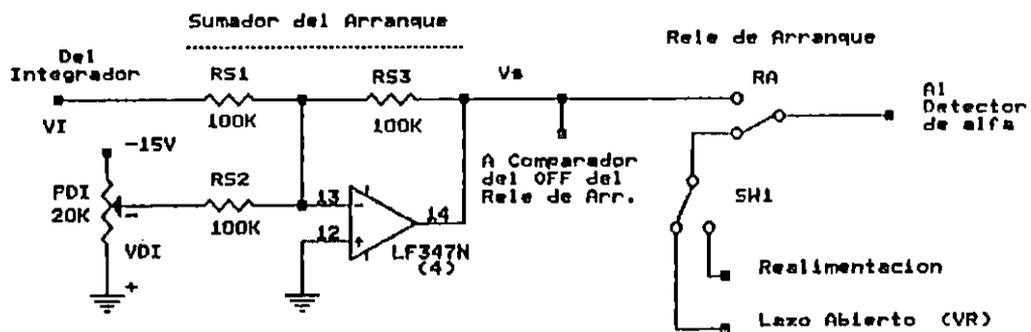


Figura 4.17 Angulo de disparo inicial y sumador.

La salida del sumador es :

$$V_S = - \frac{R_{S3}}{R_{S1}} V_I - \frac{R_{S3}}{R_{S2}} V_{DI} \quad (4.16)$$

Donde :

- $V_S$  = voltaje a la salida del sumador.
- $V_I$  = voltaje del integrador.
- $V_{DI}$  = Voltaje de disparo inicial.

El voltaje de disparo inicial  $V_{DI}$  es de 2.8 voltios que corresponde a un  $\alpha = 0.28$  y a un voltaje terminal en el motor de 17 voltios. Este voltaje es ajustado por medio de un potenciómetro de 20 K $\Omega$  conectado a - 15 voltios.

El voltaje a la salida de integrador es negativo, por lo que la ecuación anterior se transforma en :

$$V_S = \frac{R_{S3}}{R_{S1}} V_I + \frac{R_{S3}}{R_{S2}} V_{DI} \quad (4.17)$$

Haciendo que las ganancias sean unitarias, se emplean :  $R_{S1}$ ,  $R_{S2}$  Y  $R_{S3}$  de 100 K $\Omega$  y de 1/4 watts.

#### 4.3.3 Comparador y desactivador del relé de arranque.

La red que efectúa estas funciones se muestra en la figura 4.18.

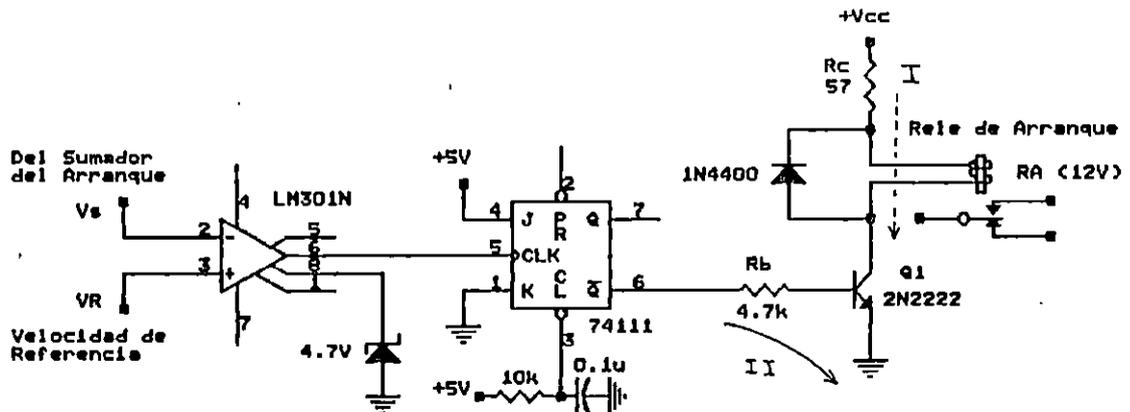


Figura 4.18 Comparador y desactivador del relé de arranque.

Funcionamiento :

Inicialmente el relé de arranque esta energizado, porque la salida Q (negada) del flip-flop J-K tiene en saturación al transistor  $Q_1$ . El flip-flop se activa con una transición negativa colocando un cero en Q (negado), desactivando al relé.

Esta transición es dada por un amplificador operacional LM-301 en su configuración como comparador, el cual inicialmente mantiene su salida en alto hasta que el voltaje

del sumador es ligeramente mayor que la velocidad de referencia.

El flip-flop J-K empleado es el SN74111N.

#### 4.3.3.1 Calculo de alimentación del relé.

El relé es de 12 voltios , con una resistencia de la bobina de 185  $\Omega$ . Luego, la corriente nominal del relé es :

$$I_{NR} = 12/185 = 64.86 \text{ mA} \quad (4.18)$$

Ocupando un transistor ( $Q_1$ ) 2N2222, se calcula el valor de resistencia límite ( $R_L$ ) para la corriente por el relé, alimentado a un voltaje de +15 voltios.

Así, haciendo un LVK por la trayectoria I se tiene :

$$R_L = \frac{15 - 12 - 0.3}{65 \text{ mA.}} = 41.53 \Omega \quad (4.19)$$

con una potencia de disipación de 0.2 Watts.

Como  $I_B = I_C/\beta = 65 \text{ mA}/100 = 650 \mu\text{A}$ . Haciendo un LVK por la trayectoria II :

$$R_B = \frac{3.8 - 0.7}{650 \mu\text{A}} = 4.7 \text{ K}\Omega \quad (4.20)$$

El flip-flop J-K SN74111, soporta 800  $\mu\text{A}$  estado alto.

Las resistencias seleccionadas son :

$R_L = 47 \Omega$  y  $R_B = 4.7 \text{ K}\Omega$  de 1/4 de Watts.

#### 4.4 Disño del Lazo de Realimentación.

Filosofía de funcionamiento :

Si el motor se encuentra operando en determinada velocidad y se le incrementa la carga su velocidad disminuirá , el lazo de realimentación hará que el control aumente su ángulo de disparo para proporcionarle mayor voltaje terminal haciendo que la velocidad aumente hasta un valor próximo al que tenía inicialmente.

Por el contrario si se le reduce la carga la velocidad aumentará, ahora la realimentación tendrá que disminuir el ángulo de disparo para tener menor voltaje terminal y menor

velocidad hasta un valor cercano al que tenía antes de la variación.

El diagrama de bloques se presenta en la figura 4.19.

El funcionamiento es el siguiente :

La velocidad del motor es convertida a una señal eléctrica D.C., la cual es comparada con respecto a la velocidad de referencia (detector del error), el error resultante es introducido al controlador proporcional-integral.

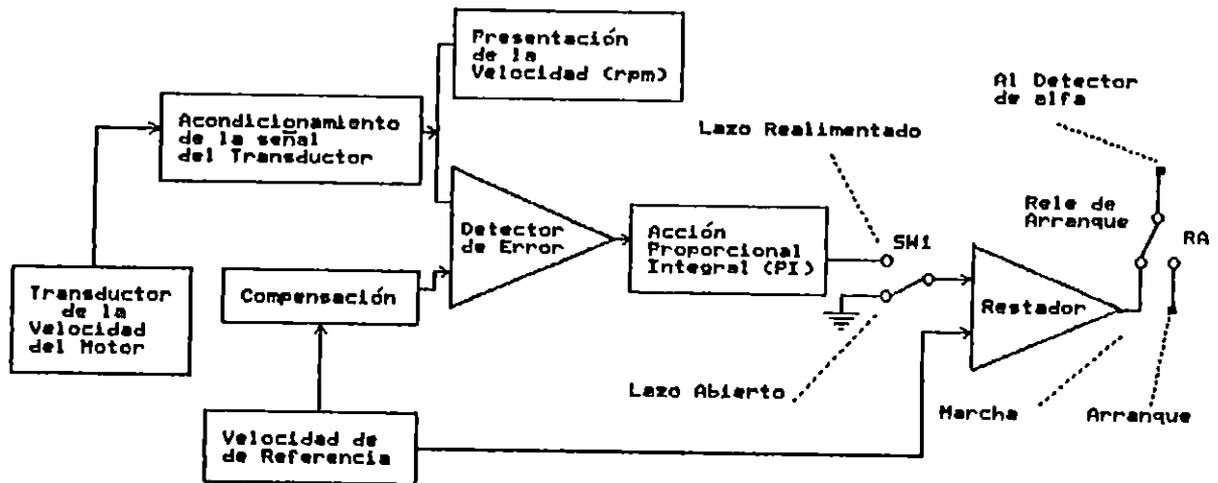


Figura 4.19 Diagrama de bloques del lazo de realimentación.

Su salida es llevada a un sumador, donde también se tiene la velocidad de referencia, con el propósito de que la corrección del ángulo de disparo se de alrededor del voltaje de referencia y en el instante de pasar el swicht ( $SW_1$ ) de lazo abierto a realimentado no se de un cambio brusco en el detector de  $\alpha$  logrando que el motor no experimente un voltaje terminal con grandes oscilaciones.

También se presenta la velocidad del motor en RPM por medio de un voltímetro.

#### 4.4.1 Tacómetro electrónico.

El eje del motor posee una cinta , a su alrededor con 5 cuadros negros y 5 plateados.

Como transductor de la velocidad del motor se utiliza el sensor optoelectrónico por reflexión TIL-139, el cual contiene un diodo emisor de luz infrarroja y un fototransistor.

Este sensor se encuentra perpendicular a la cinta en el eje. Así cuando un cuadro plateado esta en el ángulo correcto de la reflexión de la luz infrarroja emitida por el diodo hace que el fototransistor conduzca. Por el contrario los cuadros oscuros hacen que el fototransistor pase a corte. Entonces por cada revolución se tienen 5 pulsos (figura 4.20).

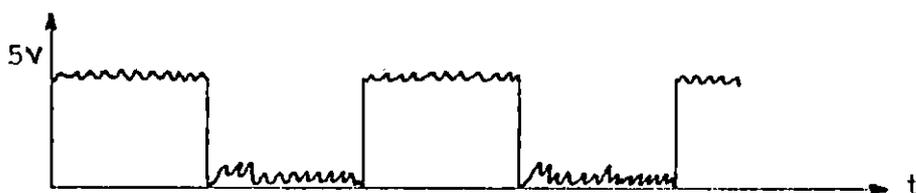


Figura 4.20 Pulsos a la salida del TIL-139.

Como se observa en la figura 20, en el instante en que el fototransistor pasa a corte existe un nivel de offset, lo que hace necesario la colocación de un comparador (figura 4.21).

La salida del comparador se introduce a un convertidor de frecuencia a voltaje, que es el VFC-32KP (figura 4.21). Este convertidor tiene la característica de dar un voltaje proporcional a la frecuencia de entrada con un valor de voltaje máximo de 10 voltios para la máxima frecuencia de entrada. (Ver anexo B, figura B.1).

La máxima frecuencia depende de  $R_1$ ,  $C_1$  y  $C_2$ .

Luego :

Para una velocidad máxima de 4000 RPM.

$$F_{\text{máx}} = 4000 \text{ Rev/min} * 5 \text{ pulsos/Rev} * 1 \text{ min}/60 \text{ seg} \quad (4.21)$$

$$F_{\text{máx}} = 333.33 \text{ [Hz]}$$

Se seleccionarán :

$$\begin{aligned} R_1 &= 32 \text{ k}\Omega \\ C_1 &= 0.1 \text{ }\mu\text{F} \\ C_2 &= 0.3 \text{ }\mu\text{F} \end{aligned}$$



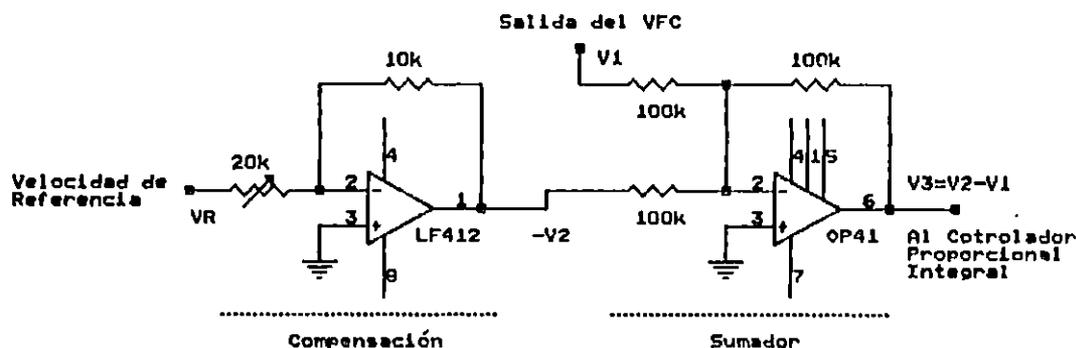


Figura 4.22 Detector del error.

#### 4.4.3 Controlador proporcional-integral.<sup>1</sup>

El funcionamiento de esta etapa se explicará en base a la figura 4.23.

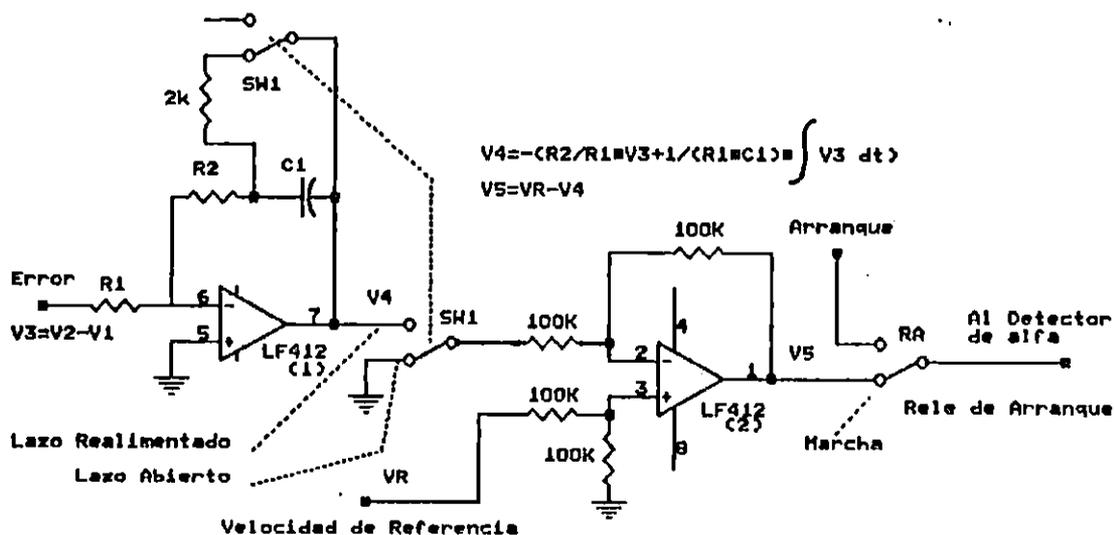


Figura 4.23 Controlador proporcional-integral.

La acción proporcional-integral esta formada por el amplificador operacional (1), la expresión matemática esta expresada por  $V_4$ . Este voltaje es introducido al pin inversor de un Amp-Op diferencial (2). El pin no inversor se tiene el voltaje de la velocidad de referencia ( $V_R$ ). Este amplificador a su salida proporciona un voltaje  $V_5$  (el cual es la resta de  $V_R - V_4$ ), que se introduce al detector de  $\alpha$ .

1 : La teoría básica de este tipo de controlador, se explica en el anexo A

Cuando  $V_3$  es positivo ( $V_2 > V_1$ ), significa que la velocidad en el motor ha disminuido. Por otro lado  $V_4$  es también negativo; pero  $V_5$  es mayor que el voltaje de referencia  $V_R$ , haciendo que el detector de  $\alpha$  aumente su ángulo de disparo hasta que  $V_3$  sea casi cero, entonces  $V_4$  ya no varía y por ende  $V_5$ .

Caso contrario es si  $V_3$  es negativo ( $V_1 > V_2$ ), indica que la velocidad a aumentado. Luego  $V_4$  es positivo; pero  $V_5$  es menor que el voltaje de referencia  $V_R$ , disminuyendo el ángulo de disparo hasta que  $V_3$  sea aproximadamente igual a cero. Quedando en este punto  $V_5$  casi invariable.

La función de el swith ( $SW_1$ ), es para pasar de lazo abierto a realimentado. En lazo abierto la salida del Amp-Op(2) sólo contiene a  $V_R$ . También cumple la función de cortocircuitar el capacitor de la acción proporcional-integral  $C_1$ , con el objeto de que mientras el motor opera en lazo abierto el capacitor no se sature consiguiendo mínimas oscilaciones en el instante de la transición del swith.

La ganancia proporcional  $R_2/R_1$  y la integral  $1/R_2 * C_1$ , influyen en la estabilidad de todo el control. Debido a ello es necesario primero determinar el rango de estabilidad del sistema.

#### 4.5 Protección de Pérdida de Campo.

La máxima inestabilidad de ambos tipos de motores en estado estable es la pérdida del campo de excitación(embalamiento), causando graves daños tanto en la carga como en ellos mismos. Por lo que es necesario una protección contra esta situación.

El siguiente diagrama de bloques muestra la forma en que debe operar la protección.(figura 4.24).

De donde se observa (figura 4.24) que la protección desactiva la alimentación del convertidor, así como la del circuito de control.

El circuito que hace posible lo anterior se presenta en la figura 4.25.

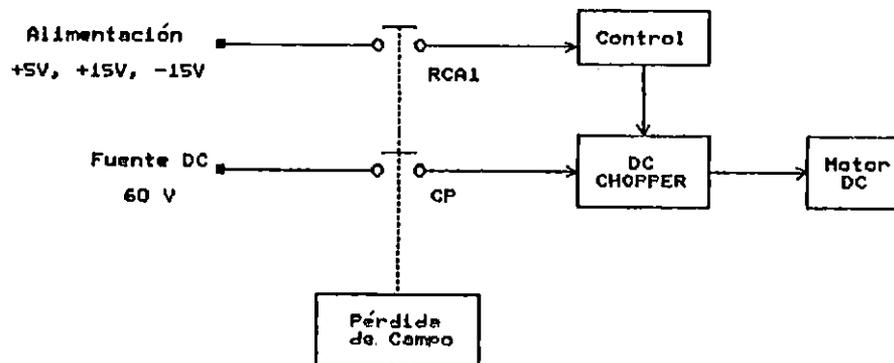


Figura 4.24 Diagrama de bloques de la protección de la pérdida de campo.

La primera etapa la constituye la red que contiene al transistor  $Q_1$ , que funciona como transistor de paso. Opera como un regulador de voltaje. El voltaje a la salida del emisor es el voltaje zener  $V_z$  menos la caída base-emisor ( $V_z - V_{BE}$ ) y mientras el voltaje zener este por arriba de la regulación propia, el voltaje en el circuito de campo es constante y por consiguiente su corriente.

En serie al campo se tienen 3 diodos con el fin de ocasionar un voltaje que sirva para la alimentación del diodo del optoacoplador, este aísla el circuito de potencia del campo con el de control.

El voltaje en el colector del fototransistor es comparado por medio de un amplificador operacional. Así cuando existe pérdida de campo hace que su salida tome el valor de 4.8 voltios conectada a la base del transistor  $Q_2$ , energizando la bobina del relé de pérdida de campo ( $R_{PC}$ ). Este desactiva la bobina del contactor principal ( $C_P$ ) quitándole la fuente de potencia al convertidor, dando el aviso por señalización de la pérdida de campo.

Un contacto normalmente abierto del contactor ( $C_{P2}$ ) proporciona energía a una red RC, la que mantiene conectado al relé de alimentación del control ( $R_{AC}$ ) por medio del transistor  $Q_3$ . Cuando se produce la pérdida de campo el relé de la alimentación del control se desconecta un tiempo después del contactor principal.

Este retardo es necesario debido al tiempo de apertura de los contactos del contactor principal es grande



$$R_1 = \frac{60 - 33}{20 \text{ mA}} = 1.35 \text{ K}\Omega \quad (4.22)$$

con una potencia de disipación de  $P_D = 0.55 \text{ Watts}$ .

Se emplea un  $R_1 = 820 \Omega$  con una  $P_D = 2.0 \text{ Watts}$ .

Los diodos  $D_1$  son los 1N-5400 que ocasionan una caída de 2.4 voltios (0.8 c/u).

El optoacoplador es el ECG-3043 con una  $I_c = 50 \text{ mA}$ .

El transistor  $Q_2$  como  $Q_3$  son 2N-2222, los relés son de 12 voltios. El cálculo de estas redes es idéntico al relé de arranque(4.3.3.1).

La red RC que desactiva a  $Q_3$  se calcula para una constante de tiempo de :

$$5\tau = 5RC = 4 \text{ seg.}$$

Luego :

$$C = 100 \mu\text{F} \quad \text{y} \quad R = 11 \text{ K}\Omega.$$

#### 4.6 Análisis de la Estabilidad del Sistema Realimentado.

Para poder evaluar la estabilidad de un sistema con realimentación, pueden utilizarse diversos criterios, por ejemplo, el criterio de Nyquist, el lugar de las raíces, etc.

Para este caso, utilizaremos el criterio del lugar de las raíces, ya que nos permite determinar a partir de la función de transferencia del sistema el rango de los valores de las constantes que puede tomar el controlador proporcional-integral que nos garantice que el sistema no entrará en puntos de operación inestable.

El empleo del criterio del lugar de las raíces resulta sencillo ya que se cuenta con el programa ACS, en donde el tiempo requerido para este análisis se minimiza y la simulación puede ser extendida para un amplio intervalo de posibles valores de los parámetros del sistema en estudio.

Para determinar la función de transferencia es necesario tener el diagrama de bloques del sistema completo,

posteriormente aplicando la fórmula de Mason<sup>1</sup> determinar la función de transferencia en dominio de S entre las variables de entrada-salida del sistema de nuestro interés.

Se efectuará el análisis para los dos tipos de motores de interés: el motor shunt con excitación independiente y el motor con excitación compuesta acumulativa.

#### 4.6.1 Motor Shunt con Excitación Independiente.

Introduciendo el diagrama de bloques del motor shunt (Figura 1.6) en el sistema de control realimentado. Se obtiene. (figura 4.26).

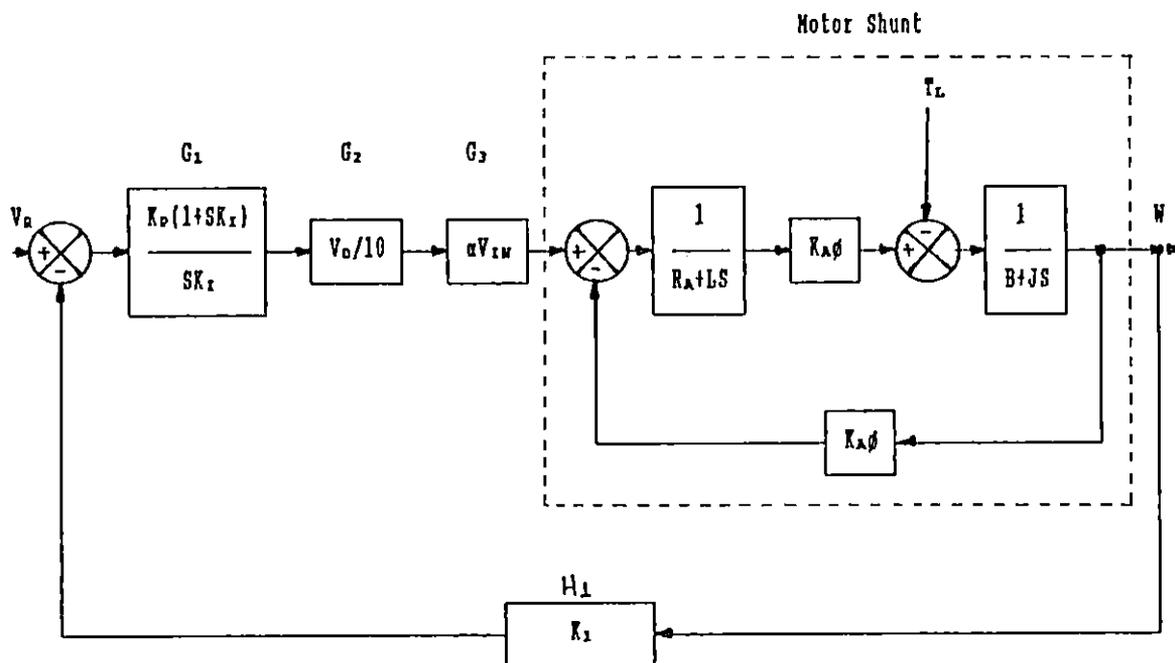


Figura 4.26 Diagrama de bloques del sistema completo.

Donde:  $G_1$  = Diagrama de bloque del Controlador Proporcional-Integral.

$K_D$  = Ganancia proporcional del controlador PI.

$K_I$  = Ganancia integral del controlador PI.

$G_2$  = Diagrama de bloque del control del ángulo de disparo

$V_D$  = Voltaje de comparación del detector de  $\alpha$ .

$G_3$  = Diagrama de bloque del convertidor (Chopper).

$\alpha$  = Ángulo de disparo.

1 : Ver Sistemas de Control Automático. Benjamin C. Kuo, 4a. Ed. (pagina 87).

$V_{1n}$  = Voltaje de alimentación de la fuente de potencia.  
 $H_1$  = Diagrama de bloque del acondicionador de la velocidad (Realimentación).

Evaluando las constantes del motor y del control del ángulo de disparo en el diagrama de bloques de la figura 4.26, para un punto cercano o igual a las condiciones nominales de operación del sistema se tiene el diagrama presentado en la figura 4.27.

$V_T = 42$  volt.  
 $I_A = 3.4$  amp.  
 $W = 350.8$  rad/seg ( $N = 3350$  rpm)  
 $R_T = 2$   $\Omega$   
 $L_T = 10$  mH  
 $J = 0.093$  Kg - m<sup>2</sup>  
 $B = 0.0010$  N-m-S/rad  
 $K_{\lambda \cdot \phi} = 0.104$  volt.- seg/rad.

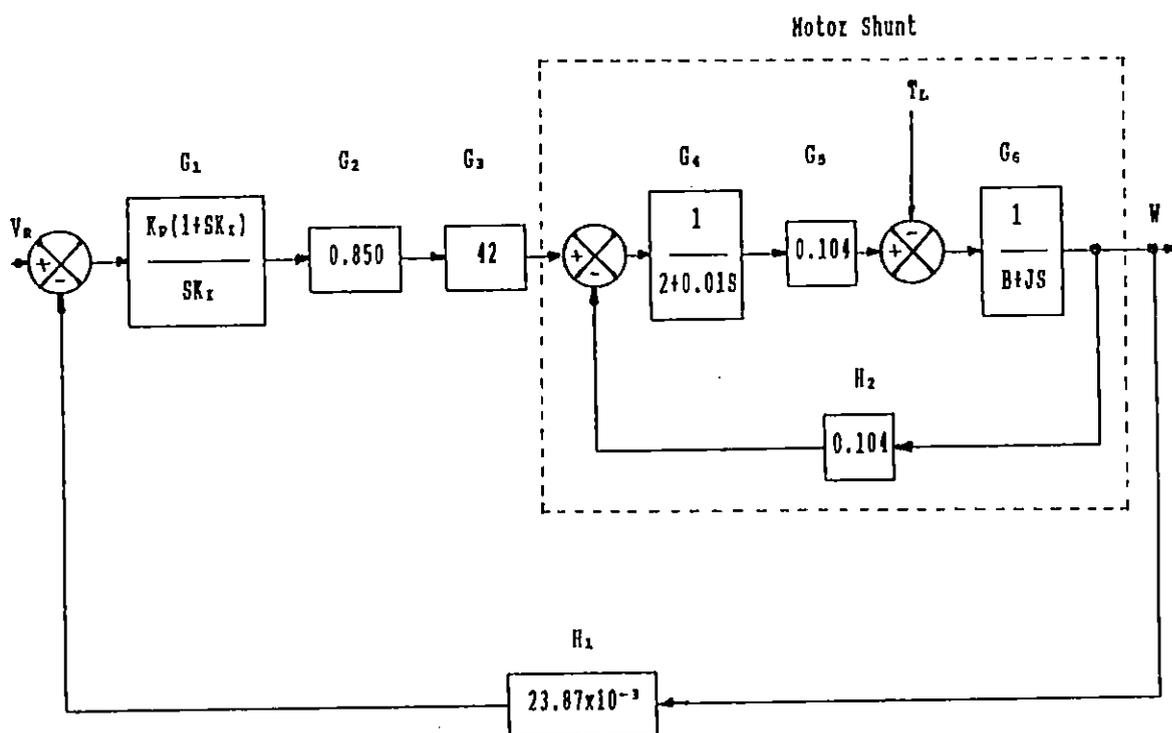


Figura 4.27 Diagrama de bloques del sistema completo para un punto cercano a condiciones nominales.

Aplicando la fórmula de Mason al diagrama de bloques de la figura 4.27 determinamos la función de transferencia de la velocidad en el eje del motor con respecto al voltaje de referencia del sistema de control se tiene:

$$M(s) = \frac{N}{V_R} = \frac{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6}{1 - (-G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6 H_1 - G_4 G_5 G_6 H_2)}$$

Sustituyendo los respectivos valores de cada bloque, de la figura 4.27, se tiene:

$$M(s) = \frac{3.713 \cdot K_D \cdot (s + 1/K_I)}{0.186 \cdot s^2 + 0.011 \cdot s + K_D(0.089 \cdot s + 0.089/K_I)}$$

De donde la ecuación característica que requiere el programa ACS para simular la estabilidad mediante el criterio del lugar de las raíces es:

$$EC = 0.186 \cdot s^2 + 0.011 \cdot s + K_D(0.089 \cdot s + 0.089/K_I)$$

La EC se representa como una suma de polinomios en dominio de S, o sea:  $EC = P(s) + K \cdot Q(s)$ .

Introduciendo la EC en el programa simulador ACS para diferentes valores de  $K_I$  (1 y 5) y variando  $K_D$  en un rango de 0 a 10, se obtienen las gráficas de la figura 4.29 y 4.30, de las cuales se determina directamente que el sistema tiene estabilidad absoluta.

Por lo que éstos parámetros del controlador PI pueden tomar valores dentro de éstos intervalos con la garantía de que el sistema no será inestable en su operación normal.

#### 4.6.2 Motor con Excitación Compuesta Acumulativa.

Sustituyendo de igual forma que para el motor de excitación independiente, el diagrama de bloques del motor compuesto acumulativo (figura 1.7) dentro del sistema de control realimentado completo y evaluando para el punto de operación a condiciones nominales, cuyos valores son:

$$\begin{aligned} V_T &= 42 \text{ volt.} \\ I_{A0} &= 3.4 \text{ amp.} \\ \omega_0 &= 314 \text{ rad/seg (N = 2994 rpm)} \\ R_T &= 2.4 \ \Omega \\ L_T &= 10.3 \text{ mH} \\ J &= 0.136 \text{ Kg-m}^2 \\ B &= 0.0012 \text{ N-m-S/rad} \\ K_A \cdot \phi &= 0.104 \text{ volt.- seg/rad.} \\ K_B &= 1.21E-3 \text{ volt. seg/(amp.- rad.).} \end{aligned}$$

se tiene: (figura 4.28)

Al igual que para el motor Shunt, utilizando Mason se determina la función de transferencia del sistema:

$$M(s) = \frac{N}{V_R} = \frac{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6}{1 - (-G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6 H_1 - G_4 G_5 G_6 H_2)}$$

de donde:

$$M(s) = \frac{4K_P \cdot (S + 1/K_I)}{0.259 \cdot S^2 + 0.012 \cdot S + K_P(0.095 \cdot S + 0.095/K_I)}$$

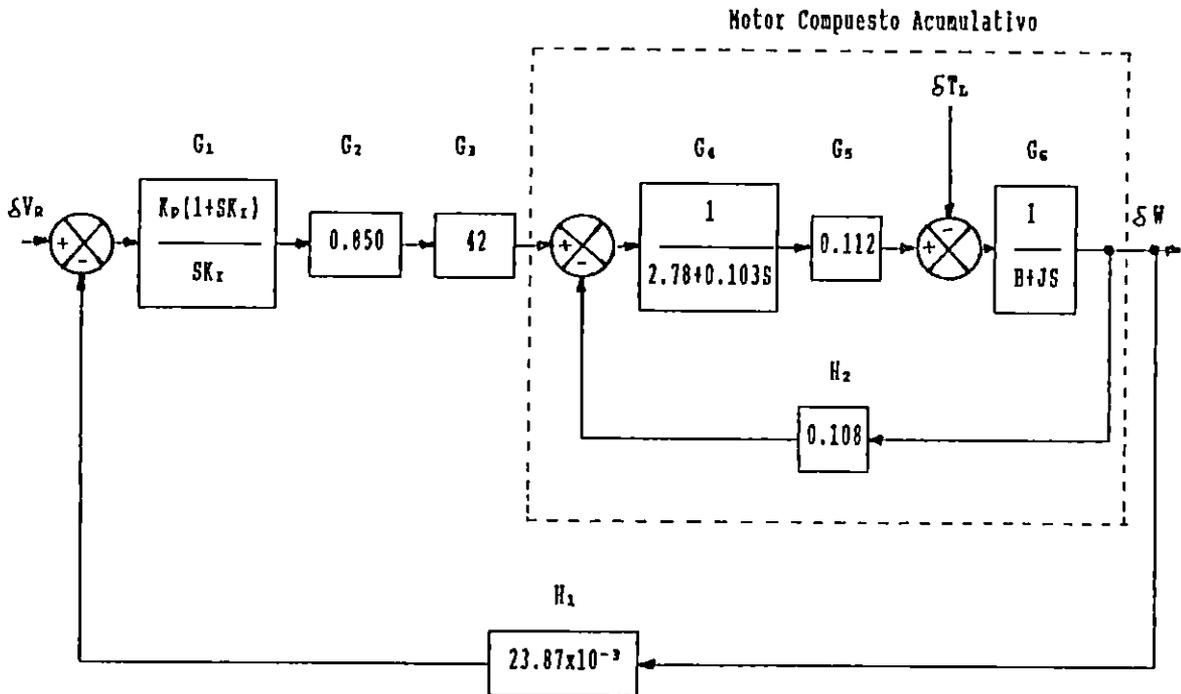


Figura 4.28 Diagrama de bloques del sistema realimentado con el motor compuesto acumulativo.

y la EC esta determinada por:

$$EC = 0.259 \cdot S^2 + 0.012 \cdot S + K_P(0.095 \cdot S + 0.095/K_I) \quad (27)$$

Volviendo a introducir esta EC en el ACS para diferentes valores de  $K_I$  (1 y 5) y variando  $K_P$  en un rango de 0 a 10, se obtienen las gráficas de la figura 4.31 y 4.32, de las cuales se determina directamente que el sistema posee estabilidad absoluta.

Del estudio de estabilidad se concluye que ambos tipos de motores tienen un amplio rango de estabilidad, por lo que, la ganancia proporcional e integral puede tomar diversos valores. ( 0 a 10 y 1 a 5 respectivamente).

En el presente caso, después de pruebas en el laboratorio se seleccionaron:

a) Ganancia Proporcional:

$$K_p = 2.81 = R_2/R_1$$

$$\text{Con } R_2 = 47.7 \text{ k}\Omega \text{ y } R_1 = 17 \text{ k}\Omega$$

Estos valores se obtienen con potenciómetros de 50 k $\Omega$  de precisión.

b) Ganancia Integral:

$$K_i = 2.61 = 1/(R_1 \cdot C) \quad [\text{seg}^{-1}].$$

$$\text{Con } C = 23.5 \mu\text{F}$$

El valor del capacitor se obtiene con dos capacitores de 47  $\mu\text{F}$  en serie.

Las figuras 4.33 y 4.34 muestran la respuesta en el dominio del tiempo del controlador proporcional-integral ante una variación en el voltaje de referencia (velocidad de referencia), y en la carga, para los valores de ganancia proporcional e integral seleccionados.

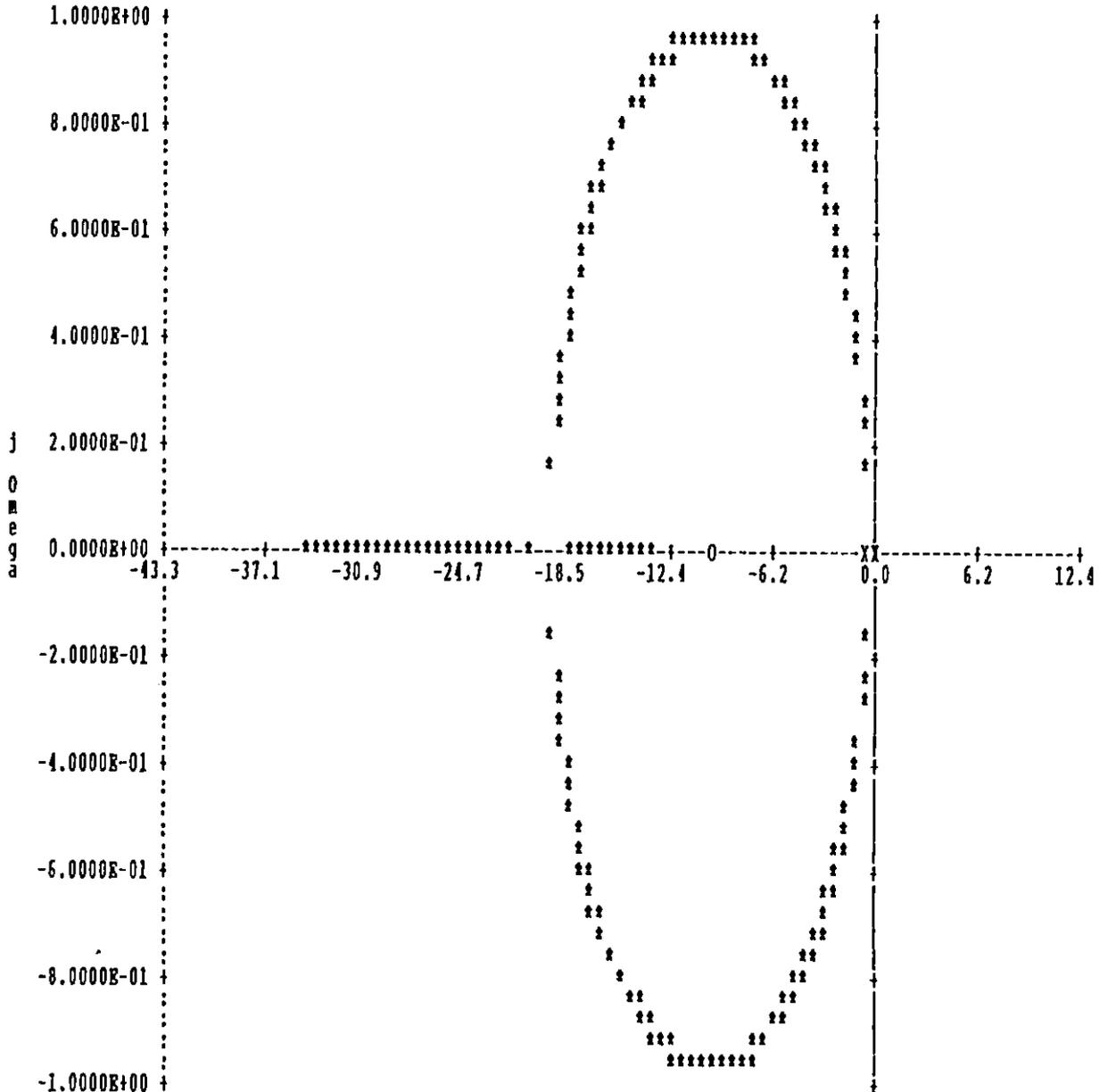
# Root Locus Diagram of $P(s) + K*Q(s)$

$P(s) = 0.186*s^2 + 0.011*s$   
 $Q(s) = 0.089*s + 0.089/1$   
 Range of  $K = 0.00$  to  $10.00$

User Name: Motor Shunt Exc. Independi

Date: Abril 93

Determinación de la Estabilidad del Sist



X scaled by  $10^{*-1}$

Sigma

\* implies RL // o implies CRL

Figura 4.29 Lugar de las Raíces del Sistema con el Motor Shunt Exc. Independiente y  $K_p = 0..10, K_r = 1.$

### Root Locus Diagram of $P(s) + K*Q(s)$

$$P(s) = 0.186*s^2 + 0.013*s$$

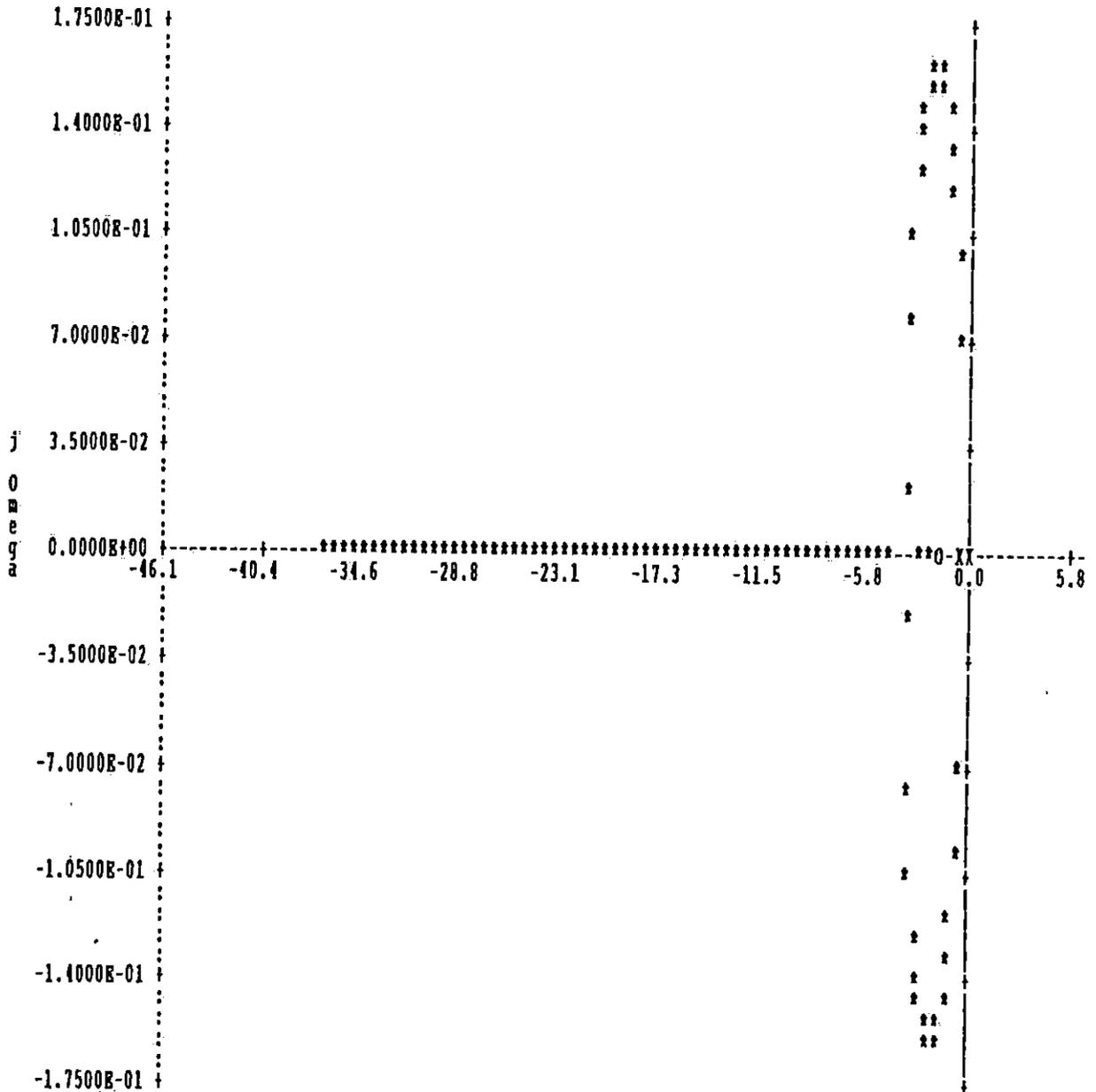
$$Q(s) = 0.089*s + 0.089/5$$

Range of K = 0.00 to 8.00

User Name: Motor Shunt Exc. Independ.

Date: Abril 93

Determinación de la Estabilidad del Sist



X scaled by  $10^{*-1}$

Sigma

\* implies RL // o implies CRL

Figura 4.30 Lugar de las Raíces del Sistema con el Motor Shunt Exc. Independiente y  $K_v = 0.10$ ,  $K_x = 5$ .

### Root Locus Diagram of $P(s) + K*Q(s)$

$$P(s) = 0.259*s^2 + 0.012*s$$

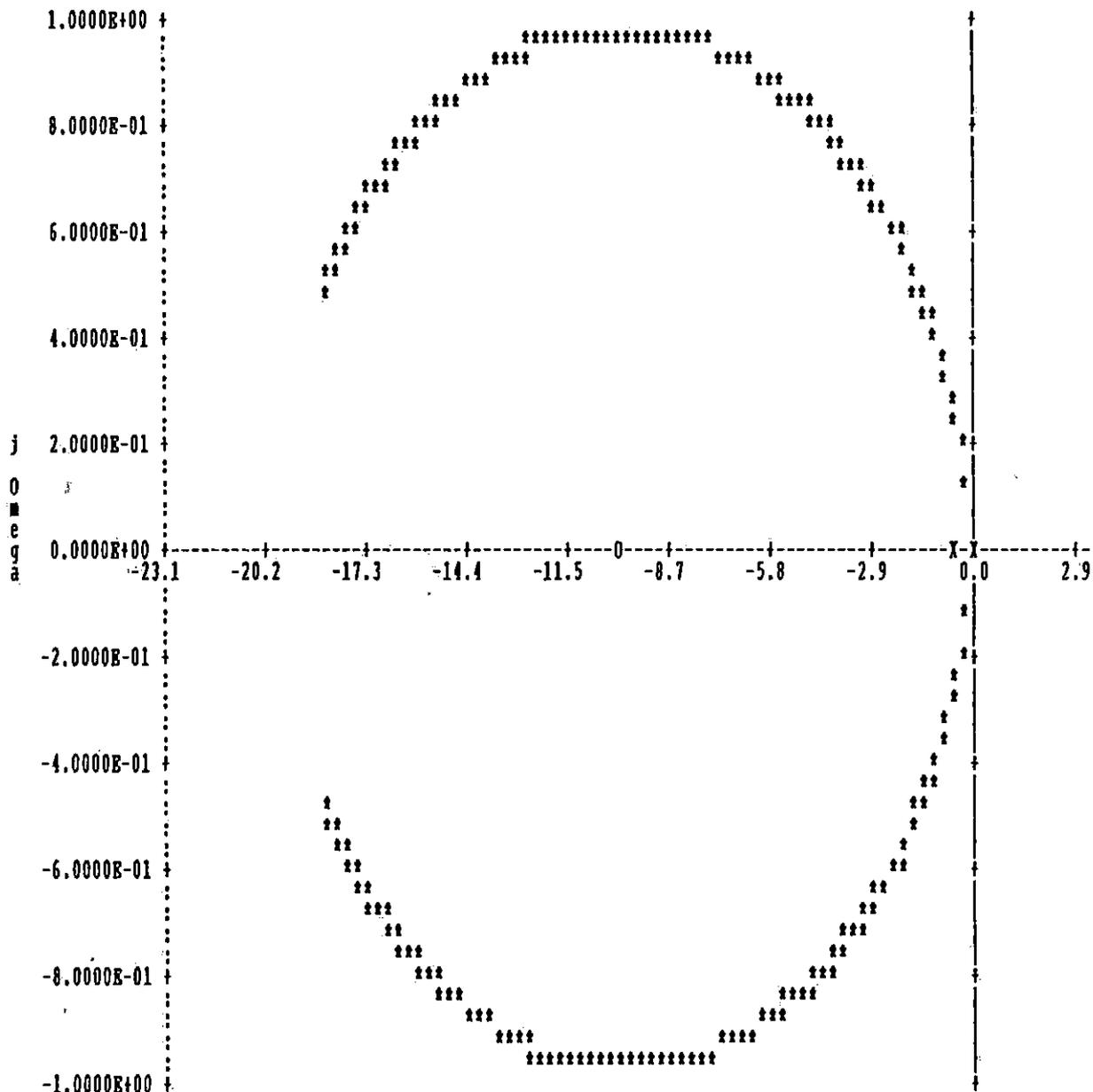
$$Q(s) = 0.095*s + 0.095/1$$

Range of K = 0.00 to 10.00

User Name: Motor Compuesto Acumulativ

Date: Abril 93

Determinación de la Estabilidad del Sist



X scaled by  $10^{*-1}$

Sigma

\* implies RL // o implies CRL

Figura 4.31 Lugar de las Raíces del Sistema con el Motor Compuesto Acumulativo y  $K_p = 0.10, K_I = 1.$

### Root Locus Diagram of $P(s) + K*Q(s)$

$$P(s) = 0.259*s^2 + 0.012*s$$

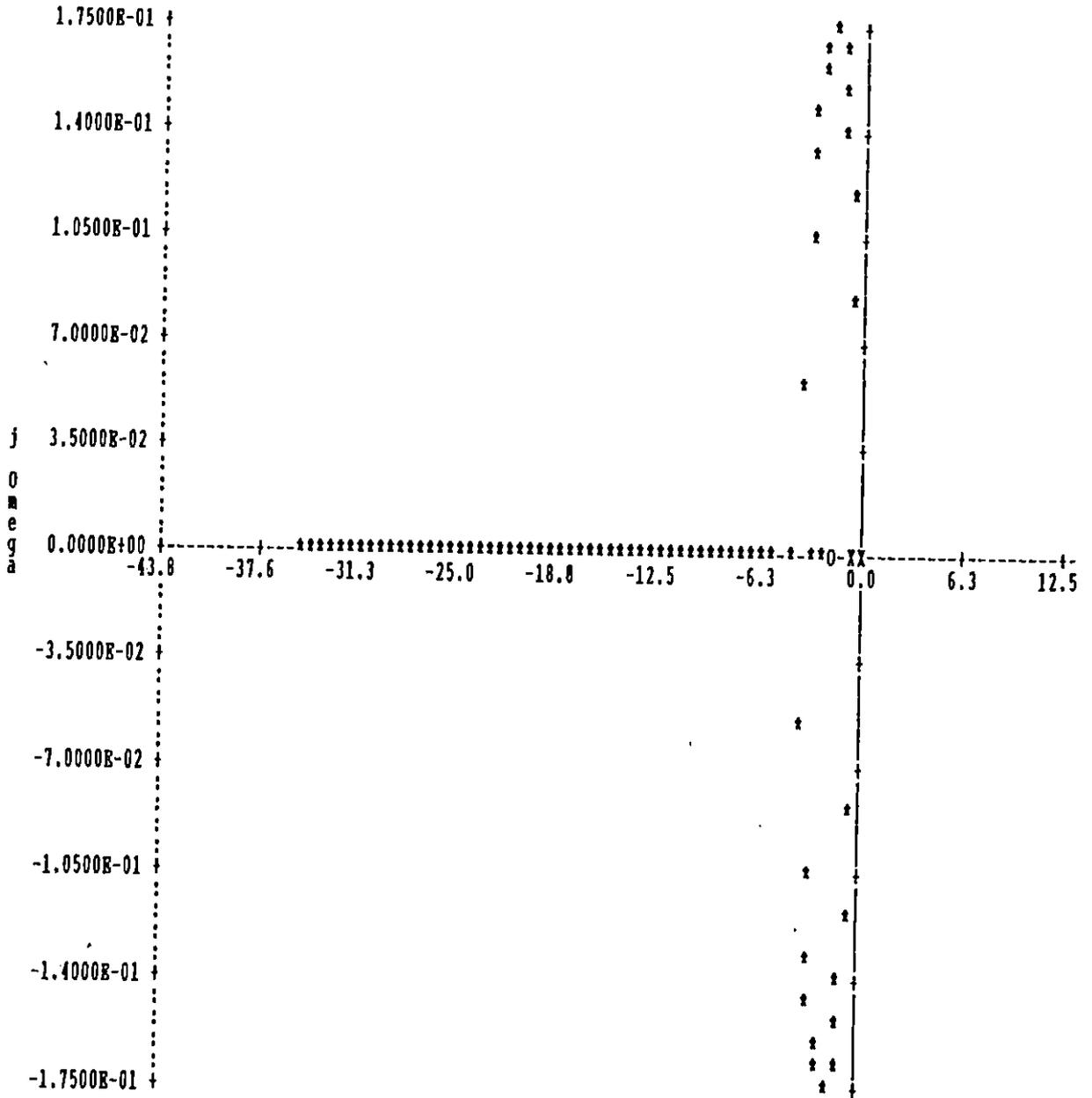
$$Q(s) = 0.095*s + 0.095/5$$

Range of K = 0.00 to 10.00

User Name: Motor Compuesto Acumulativ

Date: Abril 93

Determinación de la Estabilidad del Sist



X scaled by  $10^{*-1}$

Sigma

\* implies RL // o implies CRB

Figura 4.32 Lugar de las Raíces del Sistema con el Motor Compuesto Acumulativo y  $K_p = 0.10, K_x = 5.$

# State Equation Simulation Program

## Output-Time Response

User Name: Motor Shunt Exc  
Problem Identification: Resp. Transitoria n/Vr

Date: Abril 93

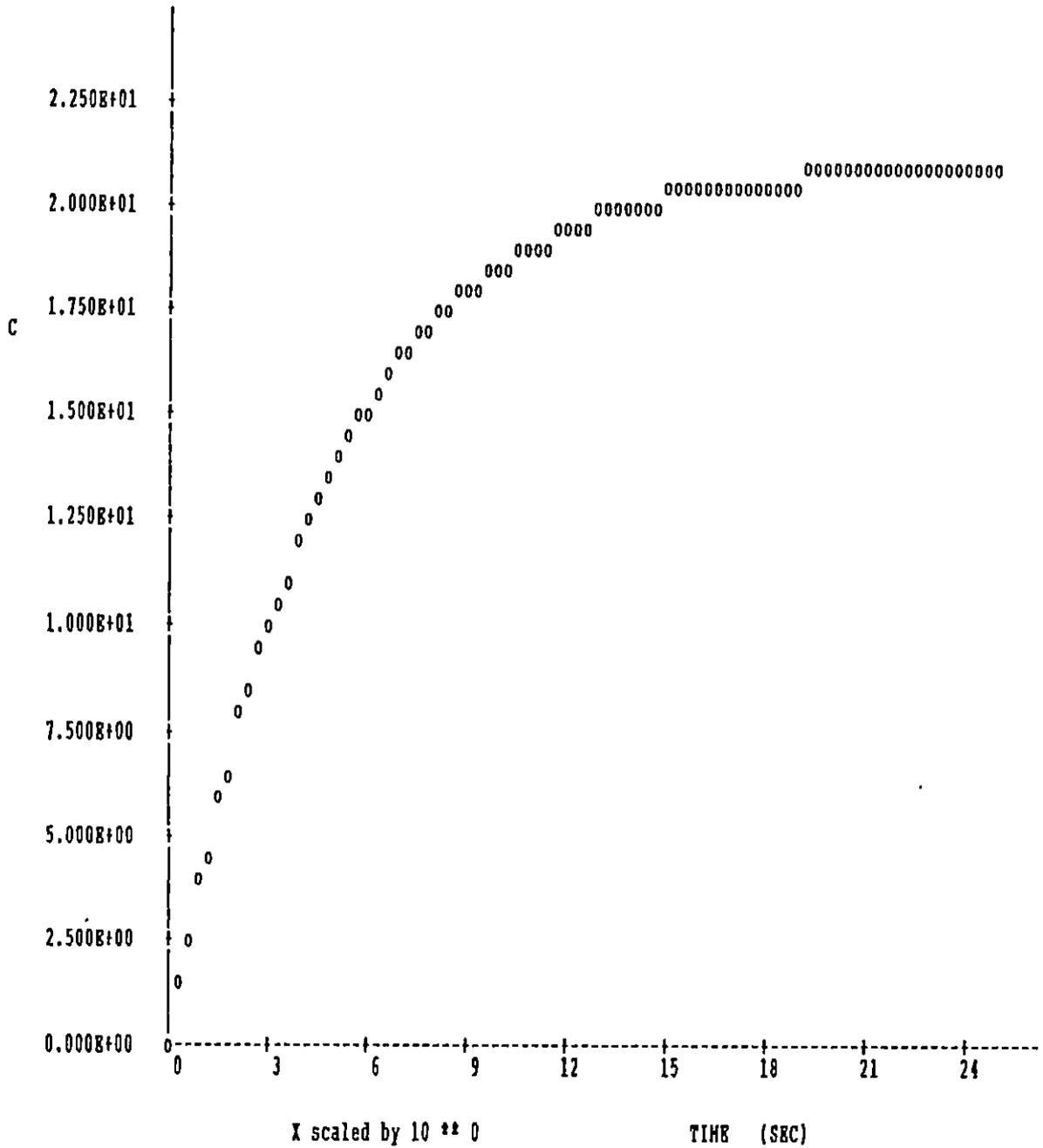


Figura 4.33 Respuesta transitoria de la velocidad en para el Motor Shunt Exc. Independiente ante una variación de  $V_R = 0.5 u(t)$ .

# State Equation Simulation Program

## Output-Time Response

User Name: Motor Shunt Exc Date: Abril 93  
Problem Identification: Resp. Transitoria n vrs. Tl

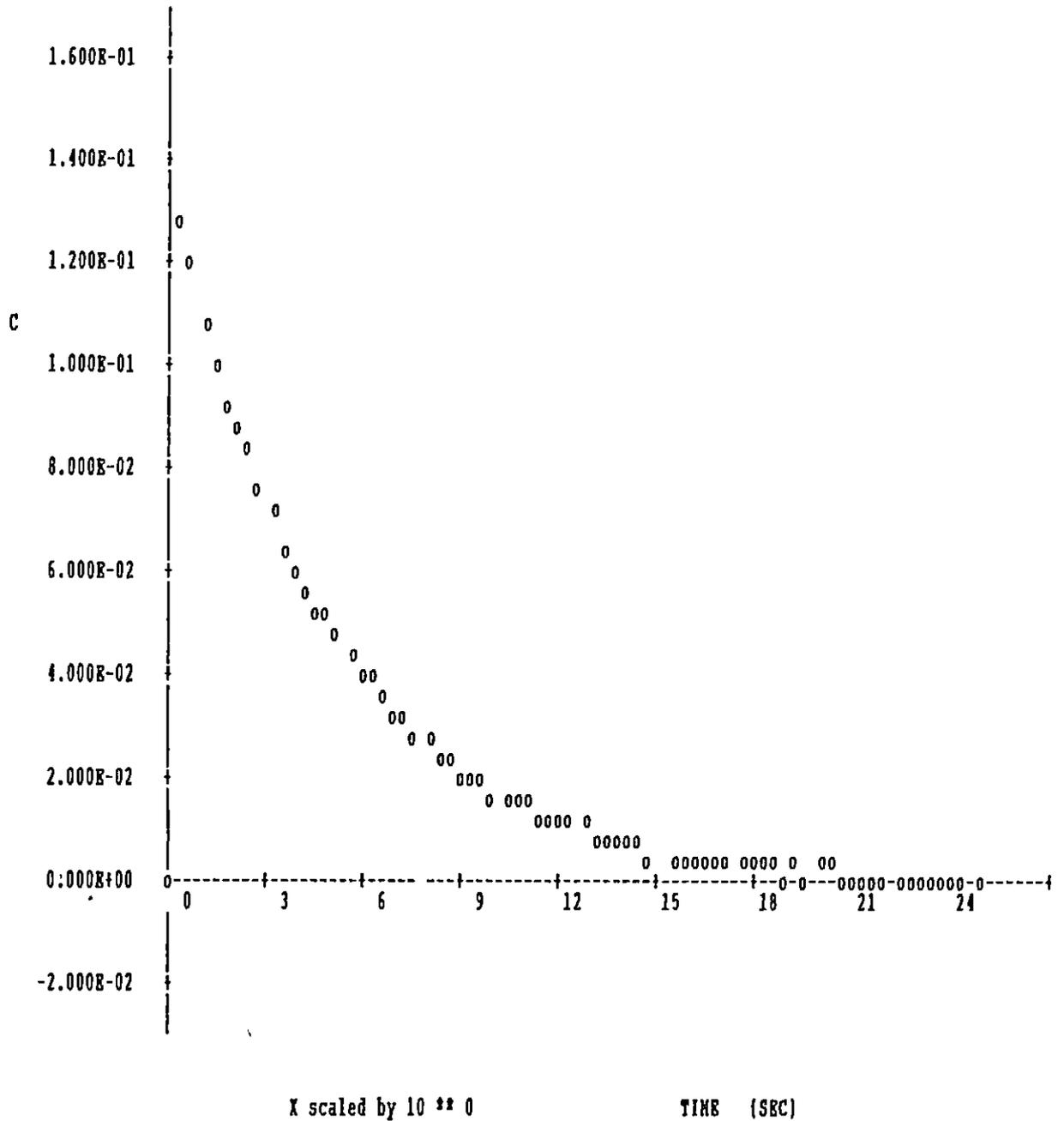


Figura 4.34 Respuesta transitoria de la velocidad en para el Motor Shunt Exc.  
Independiente ante una variación en el par de  $T_L = 0.5 u(t)$ .

#### 4.7 Análisis Económico.

El costo aproximado del prototipo se ha hecho considerando el precio de cada dispositivo por unidad y al precio del mercado nacional en Colones Salvadoreños.

Estos se detallan a continuación :

##### a) Puente Rectificador.

Descripción	P.U	Sub-total.
6 Diodos de 6A 400V	6.00	36.00
2 Capacitores 60VDC/30,000µF	60.00	120.00
1 Fusible	1.70	1.70
1 Portafusible	5.00	5.00
<u>Total</u>		<u>162.70</u>

##### b) Etapa de Potencia.

Descripción	P.U	Sub-total.
1 SCR C122B	15.00	15.00
4 SCR ECG 5455	10.00	40.00
2 Capacitor 330V/20µF	90.00	180.00
1 Diodo 8A 200V	6.00	6.00
1 Fusible de 4A	1.70	1.70
1 Fusible de 2.5A	1.70	1.70
2 Portafusible	5.00	10.00
1 Contactor S-A11	300.00	300.00
<u>Total</u>		<u>554.40</u>

##### c) Fuente de Alimentación.

Descripción	P.U	Sub-total.
1 Transformador 72 VA	50.00	50.00
1 Puente rectificador 2A 200V	4.00	4.00
2 Capacitores 50VDC/2200µF	11.00	22.00
1 Regulador de voltaje 7805	15.00	15.00
1 Regulador de voltaje 7815	15.00	15.00
1 Regulador de voltaje 7915	15.00	15.00
3 Capacitores 50V/0.1µF	0.60	1.80
3 Disipadores TO-220	5.00	15.00
<u>Total</u>		<u>137.80</u>

d) Circuito de Control del Angulo de Disparo.

Descripción	P.U	Sub-total.
2 IC 74LS221	15.00	30.00
1 IC 74LS32	9.40	9.40
2 IC 7474	6.20	12.40
2 IC 7408	12.00	24.00
1 IC XR-2206	36.00	36.00
2 LM 301	11.25	22.50
1 OP 41	15.00	15.00
8 Res 10K $\Omega$ 1/4W	0.40	3.20
3 Res 2.2K $\Omega$ 1/4W	0.40	1.20
1 Res 27K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.40
2 Res 91K $\Omega$ 1/4W 1%	1.40	2.80
2 Res 110K $\Omega$ 1/4W 1%	1.40	2.80
2 Res 5.1K $\Omega$ 1/4W 1%	1.40	2.80
1 Res 3.3K $\Omega$ 1/4W 1%	1.40	1.40
1 Pot 100K $\Omega$ 1/4W 1%	17.00	17.00
1 Pot 25K $\Omega$ 1/4W 1%	17.00	17.00
1 Pot 50K $\Omega$	6.00	6.00
1 Pot 10K $\Omega$	6.00	6.00
2 Zener 4.7V 1/2W	4.00	8.00
7 Capacitores 50V/0.1 $\mu$ f	0.60	4.20
3 Capacitores 25VDC/0.1 $\mu$ f	1.00	3.00
1 Capacitor 25VDC/47 $\mu$ f	2.00	2.00
1 Capacitor 25VDC/100nf (Tantalio)	2.50	2.50
1 Capacitor 25VDC/10 $\mu$ f	1.50	1.50
2 Capacitores 25VDC/1 $\mu$ f	1.00	2.00
<u>Total</u>		<u>233.10</u>

e) Interfase de Disparo.

Descripción	P.U	Sub-total.
3 Transformadores de pulsos	8.00	24.00
3 Transistores 2N2222	5.00	15.00
8 Diodos 1A 200V	2.40	19.20
2 Res 41K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.80
2 Res 1M $\Omega$ 1/4W	0.40	0.80
1 Res 10K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.40
6 Res 100 $\Omega$ 1/4W	0.40	2.40
10 capacitor 50V/100nf	0.60	6.00
<u>Total</u>		<u>68.60</u>

f) Realimentación.

Descripción	P.U	Sub-total.
1 TIL-139	16.00	16.00
1 IC VFC-32KP	15.00	15.00
1 IC LF-412	12.00	12.00
2 OP 41	15.00	30.00
2 OP 741	8.80	17.60
1 LM 301	11.25	11.25
1 Res 10K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.40
1 Res 280 $\Omega$ 1/4W	0.40	0.40
1 Res 4.7K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.40
2 Res 2.2K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.80
1 Res 12K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.40
2 Res 10K $\Omega$ 1/4W 1%	1.40	2.80
2 Res 27K $\Omega$ 1/4W 1%	1.40	2.80
7 Res 100K $\Omega$ 1/4W 1%	1.40	9.80
2 Pot 20K $\Omega$	6.00	12.00
1 Pot 50K $\Omega$	6.00	6.00
2 Pot 50K $\Omega$ 1%	17.00	34.00
1 Capacitor 25V/10nf	0.60	0.60
4 Capacitor 25V/0.1 $\mu$ f	0.60	2.40
2 Capacitor 25VDC/33 $\mu$ f	2.00	4.00
1 Zener 4.7V 1/2W	4.00	4.00
<u>Total</u>		<u>182.65</u>

g) Arranque.

Descripción	P.U	Sub-total.
1 IC 74LS221	15.00	15.00
1 IC 74111	8.80	8.80
1 IC LF-347	30.00	30.00
1 LM 301	11.25	11.25
1 OP 741	8.80	8.80
1 NTE 312	6.50	6.50
4 Res 10K $\Omega$ 1/4W	0.40	1.60
1 Res 48K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.40
1 Res 24K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.40
1 Res 36K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.40
1 Res 25K $\Omega$ 1/4w	0.40	0.40
1 Res 47K $\Omega$ 1/4w	0.40	0.40
1 Res 1K $\Omega$ 1/4w	0.40	0.40
1 Res 4.7K $\Omega$ 1/4W	0.40	0.40
1 Res 47 $\Omega$ 1/2W	0.40	0.40
3 Res 100K $\Omega$ 1/4W 1%	1.40	4.20
1 Pot 100K $\Omega$	6.00	6.00
1 Pot 20K $\Omega$	6.00	6.00
1 Pot 25K $\Omega$	15.00	15.00
1 Diodo 1A 200V	2.40	2.40

1	Transistor 2N2222	5.00	5.00
3	Capacitor 25V/100nf	0.60	1.80
2	Capacitor 25VDC/100µF	2.00	4.00
1	Capacitor 25VDC/470µF	2.00	2.00
1	Zener 4.7V 1/2W	4.00	4.00
1	Relé 12VDC	25.00	25.00

Total 160.55

h) Pérdida de Campo.

Descripción	P.U	Sub-total.
1 Transistor 2N3055	13.00	13.00
1 OP 741	8.80	8.80
1 LM 301	11.25	11.25
1 ECG 3043	15.80	15.80
2 Res 1.5KΩ 1/4W	0.40	0.80
1 Res 180Ω 1/4W	0.40	0.40
4 Res 10KΩ 1/4W	0.40	1.60
2 Res 47Ω 1/2W	0.40	0.80
1 Res 820Ω 2W	1.00	1.00
3 Diodos 3A 200V	2.75	8.25
3 Diodos 1A 200V	2.40	7.20
1 Capacitor 25VDC/100µF	2.00	2.00
1 Zener 33V 5W	14.00	14.00
1 Zener 4.7V 1/2W	4.00	4.00
2 Transistores 2N2222	5.00	10.00
2 Relés 12VDC	25.00	50.00

Total 148.90

i) Señalización.

Descripción	P.U	Sub-total.
4 Led	1.55	6.20
1 Transistor 2N2222	5.00	5.00
1 Res 150Ω 1/4W	0.40	0.40
1 Res 1KΩ 1W	0.40	0.40

Total 12.00

j) Otros.

Accesorios y varios 300.00

Costo Total 1960.70

## CONCLUSIONES DEL CAPITULO IV.

En conjunto, el Chooper presenta una operación aceptable aplicado al control de velocidad de las máquinas DC, ya que se logra un menor calentamiento en los devanados del motor, en comparación con los otros tipos de convertidores, lo cual indica que se introducen una menor cantidad de armónicos a la máquina. Además el voltaje regulado entre los terminales del motor es lo suficientemente estable, al igual que la corriente rms por éste. Sin embargo el precio que hay que pagar por este tipo de convertidor es sensiblemente mayor que los otros tipos, lo que implica que su utilización debe ser evaluada de acuerdo a los requerimientos técnicos de que se dispongan y se deseen.

Para el presente caso los resultados que se han obtenido son satisfactorios en la etapa de diseño del sistema de potencia, logrando un amplio rango de operación continua del motor a una frecuencia de operación del Chooper de 300 Hz. Así como también seguridad y exactitud en la conmutación del SCR principal por medio de la red de los SCR's auxiliares y el capacitor.

El circuito de control del ángulo de disparo es completamente digital, siendo versátil, y de rápida respuesta ante una variación en la señal de referencia. Utiliza componentes fácilmente encontrados en el mercado nacional.

El Arrancador es sumamente sencillo, cumpliendo con los requisitos necesarios para garantizar un par de arranque seguro y una aceleración suave (que pueden ser ajustables), independientemente del tamaño del motor y del tipo de carga que posea en su eje. Este control permite arrancar al motor y llevarlo hasta una velocidad dentro del rango de operación de la máquina que puede ser prefijada por el usuario. Además este arrancador puede operar en otros tipos de convertidores, siendo su costo relativamente bajo.

El circuito para la protección contra la pérdida de campo sustituye al sistema que incluye un relé en serie al campo comunmente utilizado y garantiza una corriente constante del mismo ante fluctuaciones en la alimentación. Sus componentes se encuentran fácilmente en el mercado y su costo es bajo.

El Controlador Proporcional-Integral en el presente caso efectúa su función con gran precisión, haciendo que el error

en la corrección de la velocidad para los dos tipos de motores sea de casi cero para cualquier variación de carga, incluyendo el peor de los casos , de vacío a plena carga y viceversa eliminando por completo la propia regulación de cada motor. Lo cual es lo suficientemente satisfactorio en las aplicaciones industriales.

El sistema es estable en todo el rango de control de la velocidad para los dos motores. La inestabilidad se hace presente ante una disminución en la alimentación del 20% para la máxima condición, de vacío a plena carga.

Todo el estudio antes realizado, como también el diseño y la construcción del Chooper, sientan las bases para posteriores trabajos relacionados con el tema, lo cual es sumamente importante porque ahora se comprende mejor y se aplican los fenómenos de la conmutación forzada a los dispositivos semiconductores de potencia; siendo además la escuela de Ingeniería Eléctrica de la UES la pionera en este tipo de aplicaciones.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

- [1] IRVIN L. KOSOW.  
"CONTROL DE MAQUINAS ELECTRICAS".  
Reverté S.A., España, 1977.
- [2] VEMBU GOURISHANKAR.  
"CONVERSION DE ENERGIA ELECTROMECHANICA".  
Representaciones y Servicios de Ingeniería, México, 1986.
- [3] FITZGERAL, KINGL\SLEY, KUSKO  
"ELECTRIC MACHINERY"  
International Student Edition, Third edition.
- [4] HAROLD W. GINGRICH  
"MAQUINAS ELECTRICAS Y TRANSFORMADORES"  
Prentice-Hall Hispanoamericana S. A.
- [5] S. B. DEWAN, JONH WILEY & SONS, INC.  
"POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS"  
Inc, USA, 1980
- [6] P. C. SEN, JONH WILWY & SONS, INC.  
"THYISTOR DC DRIVES"  
A Wiley-Interscience publication, 1981
- [7] CURTIS D. JHONSON  
"PROCESS CONTROL INSTRUMENTATION TECHNOLOGY"  
University of Houston.

## RECOMENDACIONES GENERALES.

Se le coloquen protecciones al sistema contra sobrevoltaje y bajo voltaje, también se le implemente una protección contra sobre-velocidad en caso de que el motor esté operando abajo de su corriente nominal y por algún motivo el capacitor de conmutación no bloquee al SCR principal, esta protección deberá responder con la misma filosofía que la protección contra pérdida de campo.

Hacer un estudio sobre el fenómeno de la regeneración para en un futuro ser utilizada para la carga de baterías, que vendría a ser lo óptimo si el convertidor DC-DC se alimenta de ellas.

Investigar y diseñar filtros de potencia para eliminar los armónicos más significativos adelante del convertidor, con el objetivo de disminuir el calentamiento en el motor.

Se investigue la necesidad en la industria de los diferentes tipos de convertidores-controladores y que tanta aceptación se tendría si se construyeran en el país en vez de importarlos, para orientar de una mejor manera los trabajos de proyecto de ingeniería y de graduación.

Proveer a la escuela de material bibliográfico actualizado sobre el tema para poder diseñar y construir equipo más eficiente y versátil.

Aplicar a la electrónica de potencia el área de los microprocesadores, los cuales reducen el tamaño del equipo y pueden controlar y realizar múltiples funciones optimizando el sistema.

El prototipo construido cumpla con uno de los objetivos propuestos, el de servir como equipo didáctico en el cual los estudiantes puedan comprender de una mejor forma las características de funcionamiento de este tipo de convertidor, sus ventajas y desventajas.

ANEXO A

VARIABLES INCREMENTALES.

CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL.

## VARIABLES INCREMENTALES.

Las variables incrementales es una técnica de linealización sencilla que puede ser empleada para describir en forma lineal un sistema o fenómeno físico que presenta un comportamiento no lineal.

Analíticamente una variable incremental de un parámetro en un sistema puede ser definida como el parámetro a una condición de operación más una componente incremental, o sea, si definimos a "V(t)" como un parámetro de un sistema en particular, su respectiva variable incremental estará dado por:

$$V(t) = V_0 + \delta V(t)$$

Donde:

- V(t) : Parámetro que representa un fenómeno, como variaciones de las cantidades totales con los respecto a los valores normales de operación.
- V<sub>0</sub> : Condición del parámetro para un punto específico de operación del sistema. (valor constante).
- $\delta V(t)$  : Parte incremental del parámetro.

La aplicación de las variables incrementales es bastante simple, basta tener en cuenta las siguientes consideraciones:

- a) Se pueden hacer aproximaciones válidas para un modelo lineal, de forma que en el desarrollo matemático solo se conservan los términos lineales de las partes incrementales.
- b) Un término cuadrático, por ejemplo  $(\delta V)^2$ , es una parte variacional que puede ser despreciado por que es pequeña en comparación con los valores de operación.
- c) Los términos que únicamente contienen valores de operación se anulan, ya que el análisis debe considerar las partes incrementales.

## CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL.

Este control es la combinación de un control proporcional y un integral. El primero tiene la característica de poseer una relación directa entre la salida y el error, sin embargo posee un offset. El segundo, su característica principal es la de hacer que el offset sea nulo, por entre el valor de referencia y su salida, dicho de otra forma logra reducir el error a cero, no obstante su respuesta variación ante una respuesta es lenta.

El Control Proporcional-Integral (PI) logra adquirir las dos características y elimina las desventajas respectivas.

La expresión analítica que describe el comportamiento es:

$$P = K_P \cdot E + K_P \cdot K_I \int_0^t E dt + P(0)$$

Donde: P : Salida del Controlador  
E : Error  
P(0) : Salida del controlador en t = 0  
K<sub>P</sub> : Ganancia Proporcional  
K<sub>I</sub> : Ganancia Integral

Aplicación:

Este tipo de control es adecuado utilizarlo en sistemas que sufren moderados cambios en la carga.

Electricamente un Control Proporcional-Integral lo constituyen dos resistencias, un capacitor y un amplificador operacional, o sea, el circuito tiene la forma:

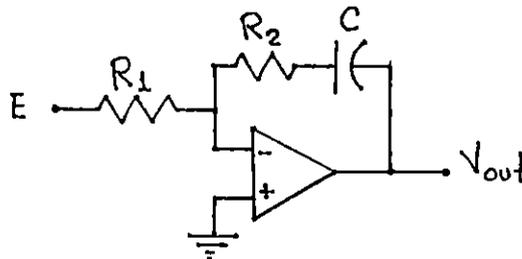


Figura A.1  
Control Electrónico Proporcional-Integral.

De donde la expresión analítica también puede ser expresada como:

$$V_{out} = - \frac{R_2}{R_1} - \frac{1}{R_1 \cdot C} \int_0^t E dt$$

Donde:

$V_{out}$  : Voltaje de salida del controlador

$E$  : Voltaje de error

$R_2/R_1$  : Ganancia Proporcional ( $K_P$ )

$1/(R_1C)$  : Ganancia Integral ( $K_I$ )

ANEXO B

TIPOS DE MONTAJES PARA SCR'S TIPO PAC Y VALORES DE  
RESISTENCIA TERMICA ( $\theta_{c-s}$ ).

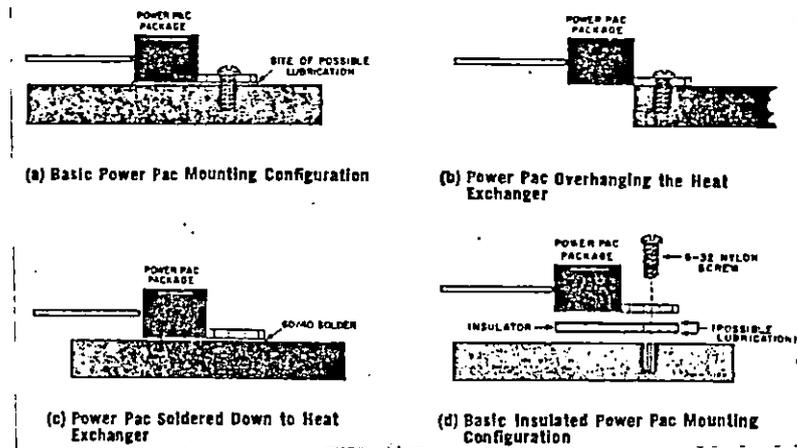


Figura B.1 Tipos de Montajes para SCR's tipo PAC.

Tabla B.1  $\theta_{c-s}$  para diferentes tipos de montajes de SCR's tipo PAC.

Tipo de Montaje (Figura A.1)	Material Aislante	Grasa Térmica	$\theta_{c-s}$ [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ] Nominal
(a)	no	no	1.85
(a)	no	si	1.45
(b)	no	si	2.0
(c)	no	no	0.45
(d)	0.03" mica	no	6.5
(d)	0.03" mica	si	2.5
(d)	mylar	no	6.8
(d)	mylar	si	3.9
(d)	cinta negra	no	8.0
(d)	cinta negra	si	5.3

ANEXO C

CURVA CARACTERISTICA DEL VFC-32KP Y VELOCIDAD DE REFERENCIA  
( $V_R$ ).

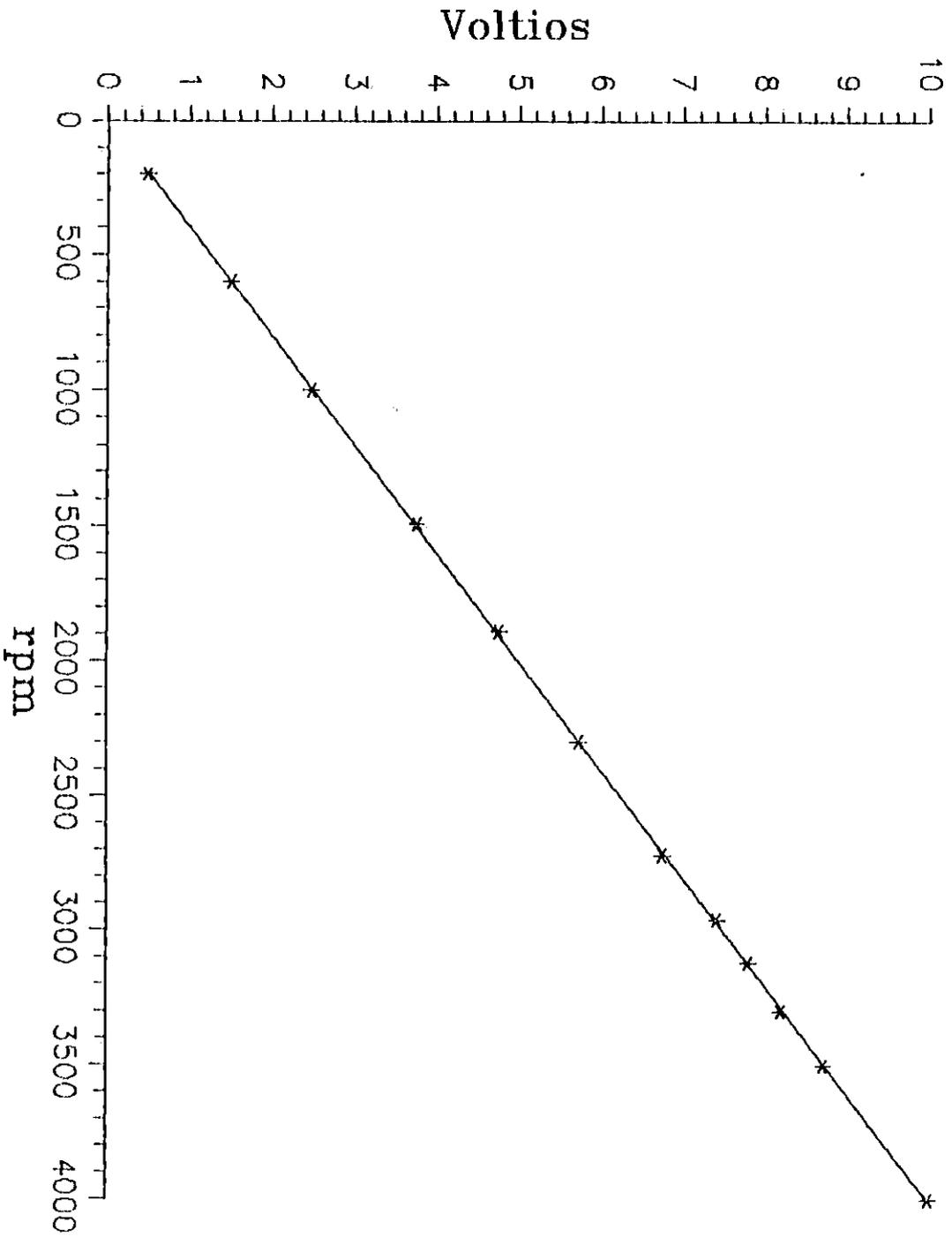


Figura C.1 Respuesta del VFC-32KP

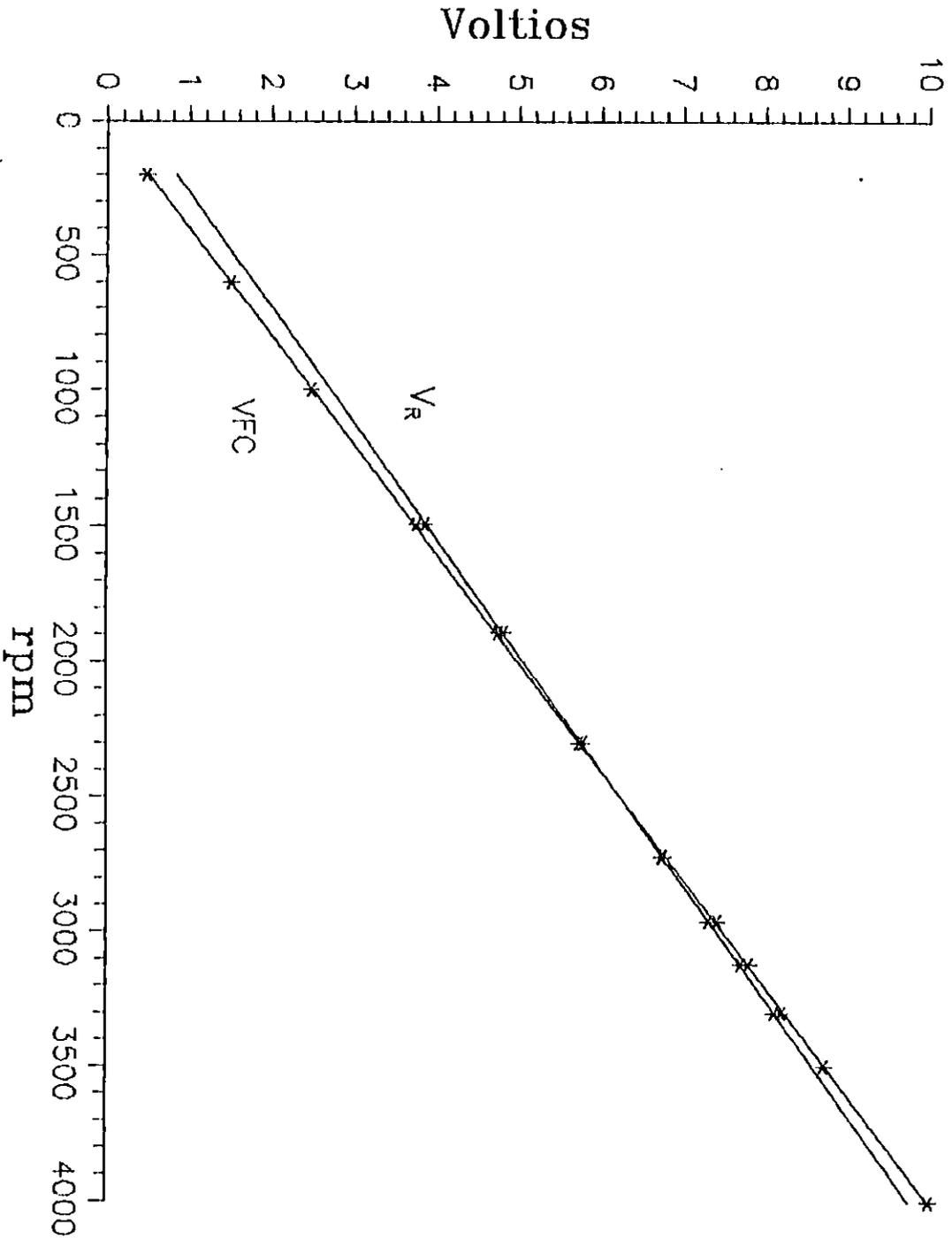


Figura C.2 Respuesta del VFC y Vr  
Motor Shunt Exc Independiente

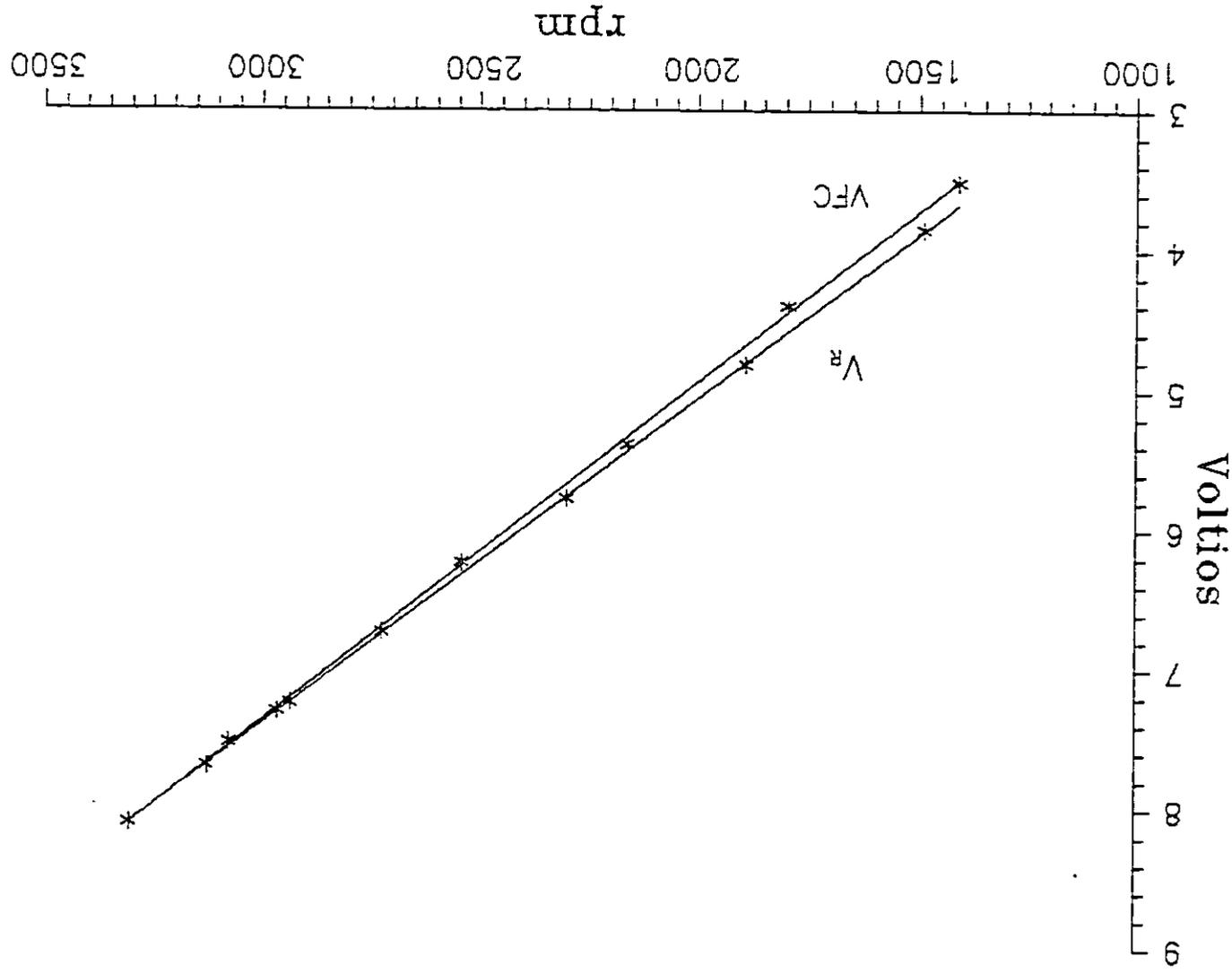


Figura C.3 Respuesta del VFC y Vr  
Motor Compuesto Acumulativo

ANEXO D

HOJAS DE DATOS TECNICOS DE DISPOSITIVOS ELECTRONICOS.



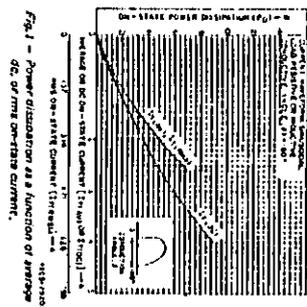


Fig. 1 - Power dissipation as a function of average dc on-state current.

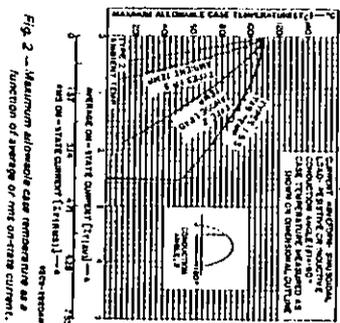


Fig. 2 - Maximum allowable case temperature as a function of average or rms on-state current.

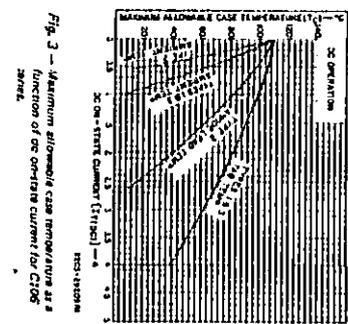


Fig. 3 - Maximum allowable case temperature as a function of dc on-state current for C106 series.

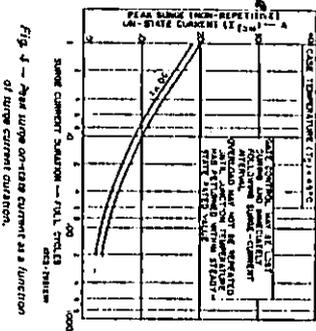


Fig. 4 - Peak surge on-state current as a function of surge current duration.

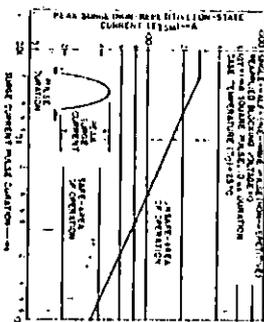


Fig. 5 - Surge capability without required blocking voltage for all series.

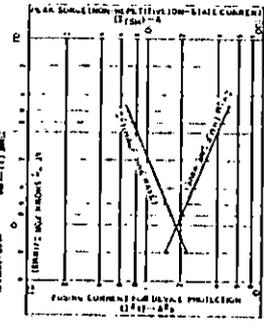


Fig. 6 - Peak surge on-state current and surge current as a function of time.

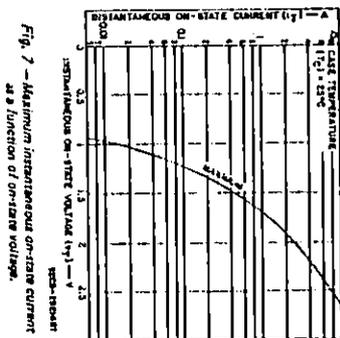


Fig. 7 - Maximum instantaneous on-state current as a function of on-state voltage.

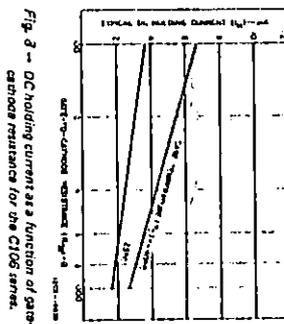


Fig. 8 - DC holding current as a function of gate-cathode resistance for the C106 series.

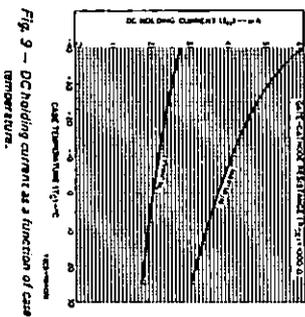


Fig. 9 - DC holding current as a function of case temperature.

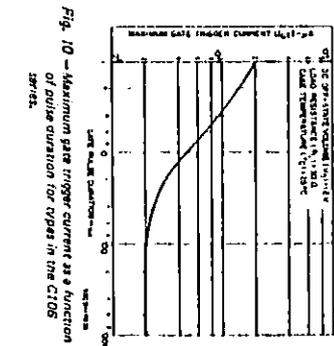


Fig. 10 - Maximum gate trigger current as a function of pulse duration for types in the C106 series.

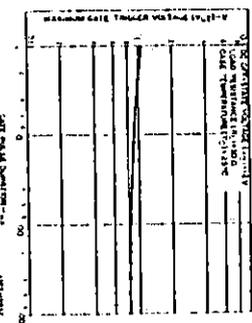


Fig. 11 - Maximum gate trigger voltage as a function of gate pulse duration for types in the C106 series.

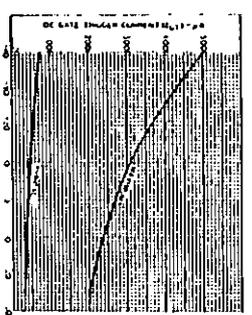


Fig. 12 - DC gate trigger current as a function of case temperature for C106 series.

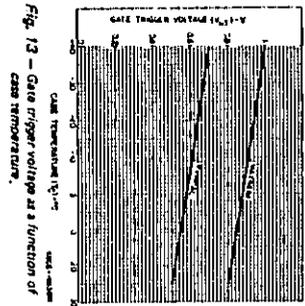


Fig. 13 - Gate trigger voltage as a function of gate temperature.

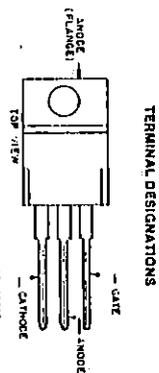
### 8-A Silicon Controlled Rectifiers

For Power Switching, Power Control

- Features:
- High dv/dt capability
  - Glass-passivated chip
  - Shorter-mitter gate-cathode construction
  - Low thermal resistance

The RCA-C122 series types are medium-power silicon controlled rectifiers designed for switching ac and dc currents. These devices can switch from the off-state to the on-state when both the anode and gate voltages are positive. Negative anode voltages make these devices revert to the blocking state regardless of gate-voltage polarity.

The TO-220AB package provides easy package mounting and low thermal resistance, allowing operation at high case temperatures and permitting reduced heat-sink size. These SCR's can be used in lighting and motor-speed controls and power-switching systems.



#### MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values

Parameter	50	100	200	300	400	500	300
$V_{\text{anode-cathode}}$ (max. $T_g = 75^\circ\text{C}$ , $\beta = 180^\circ$ )	50	100	200	300	400	500	300
$I_{\text{anode}}$ (For one full cycle of applied principal voltage 400-Hz 50-Hz)	3	3	3	3	3	3	3
$I_{\text{gate}}$ (For more than one full cycle of applied principal voltage 400-Hz 50-Hz)	300	100	35	35	35	35	35
$V_{\text{g}}$ (During soldering for 10 s maximum (terminal and case))	100	100	100	100	100	100	100
$T_g$ (for 10 s max.)	40	40	40	40	40	40	40
$T_{\text{avg}}$ (averaging time = 10 ms max.)	15	15	15	15	15	15	15
$T_{\text{peak}}$	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
$T_{\text{case}}$	-55 to -100						
$T_{\text{storage}}$	-55 to -100						
$T_{\text{junction}}$	250	250	250	250	250	250	250

†These values do not apply if there is a positive gate signal. Gate must be open or negatively biased.  
‡Any values of peak gate current or peak gate voltage which result in equal or lower power are permissible.

C122 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

At Maximum Ratings Unless Otherwise Specified and at Indicated Case Temperature (T<sub>C</sub>)

CHARACTERISTIC	LIMITS		UNITS
	FOR ALL TYPES Except as Specified	Mini. Typ. Max.	
I <sub>OM</sub> or I <sub>ROM</sub>	0.1	0.5	mA
V <sub>C</sub> or V <sub>ORM</sub> or V <sub>R</sub> = V <sub>RRM</sub> , T <sub>C</sub> = +100°C	1.45	1.83	V <sub>C</sub>
I <sub>T</sub> = 18 A, T <sub>C</sub> = +25°C For other values of I <sub>T</sub> .....	See Fig. 5		
I <sub>GT</sub> V <sub>D</sub> = 12 V, I <sub>DI</sub> , R <sub>L</sub> = 30 Ω T <sub>C</sub> = +25°C.....	10	15	mA
V <sub>D</sub> = 12 V, I <sub>DI</sub> , R <sub>L</sub> = 30 Ω T <sub>C</sub> = +25°C.....	1.0	1.5	V
I <sub>HO</sub> T <sub>C</sub> = +25°C.....	20	30	mA
dV/dt V <sub>D</sub> = V <sub>DRM</sub> , Exponential voltage rise T <sub>C</sub> = +100°C (See Fig. 12)	10	100	V/μs
T <sub>C</sub> V <sub>D</sub> = V <sub>DRM</sub> , I <sub>T</sub> = 4.5 A, I <sub>T</sub> = 2 A I <sub>GT</sub> = 80 mA, 0.1 μs rise time T <sub>C</sub> = -25°C (See Fig. 10)	1.6	2.5	μs
I <sub>Q</sub> V <sub>D</sub> = V <sub>DRM</sub> , I <sub>T</sub> = 2 A, I <sub>Q</sub> = 50 μs dV/dt = 200 V/μs, dI/dt = -10 A/μs I <sub>GT</sub> = 200 mA, I <sub>ON</sub> , T <sub>C</sub> = +75°C (See Fig. 13)	10	35	μs
R <sub>θJC</sub>	1.8		°C/W
R <sub>θJA</sub>	75		°C/W

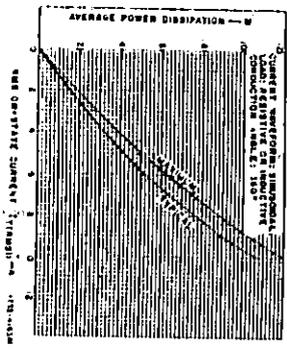


Fig. 1 - Average power dissipation vs. average gate current.

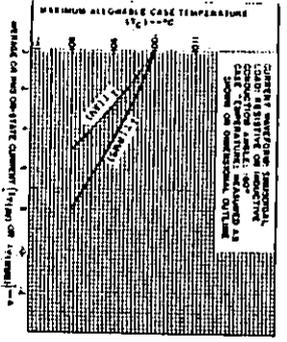


Fig. 2 - Maximum allowable case temperature vs. maximum average gate current.

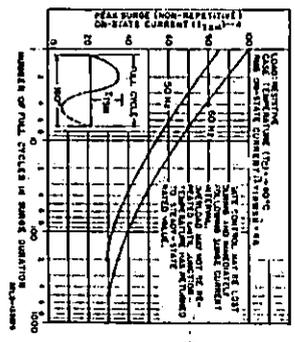


Fig. 3 - Allowable peak surge on-state current vs. surge duration.

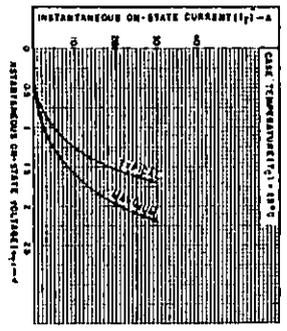


Fig. 4 - Instantaneous on-state current vs. instantaneous on-state voltage.

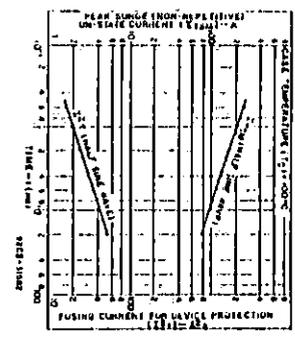


Fig. 4 - Peak surge on-state current and fusing current as a function of time.

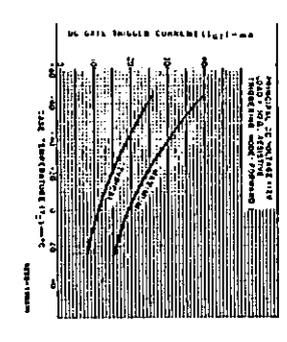


Fig. 5 - DC gate-trigger current vs. case temperature.

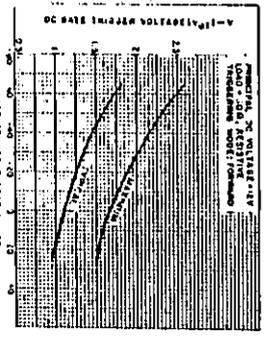


Fig. 6 - DC state-trigger voltage vs. case temperature.

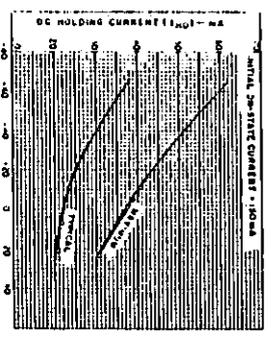


Fig. 7 - Holding current vs. case temperature.

C122 Series

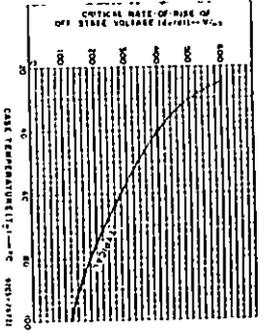


Fig. 5 — Critical rate of rise of off-state voltage vs. case temperature

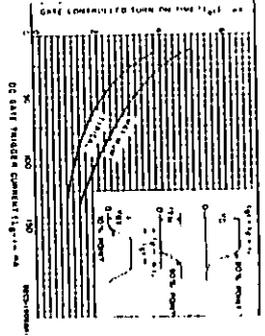


Fig. 10 — Gate-controlled turn-on time vs. gate trigger current

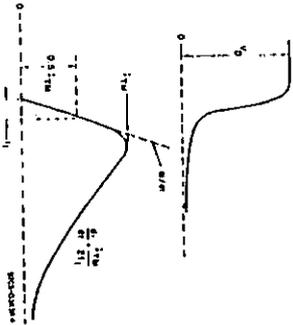


Fig. 11 — Rate of change of on-state current with time (during circuit)

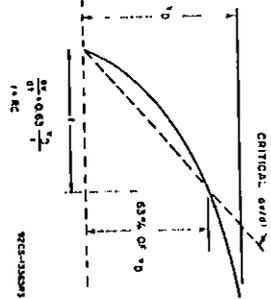


Fig. 12 — Rate of rise of off-state voltage with time (during critical circuit)

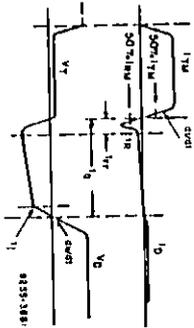
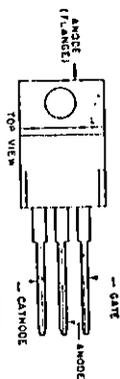


Fig. 13 — Relationship between instantaneous on-state current and voltage, showing reference points for measurement of circuit-commutated turn-off time ( $t_c$ )

#### 4-Ampere Sensitive-Gate Silicon Controlled Rectifiers

For Power Switching and Control Applications

- Microampere gate sensitivity
- 600-V capability
- 35-A peak surge capability
- Low thermal resistances
- Surge capability curve



TERMINAL DESIGNATIONS

JEDEC TO-220AB

The S2060 and S2061 series are sensitive-gate silicon controlled rectifiers designed for switching ac and dc currents. The SCRs are divided into two different series according to gate sensitivity. The types within each series differ in their voltage ratings; the voltage ratings are identified by suffix letters in the type designations.

These thyristors have microampere gate-current requirements which permit operation with low-level logic circuits. All types in each series utilize the JEDEC TO-220AB package.

#### MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

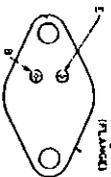
NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE Non = 1000 V, $T_c = 25^\circ\text{C}$	Value	25	50	75	125	250	400	500	600	700	V
NON-REPETITIVE PEAK OFF-STATE VOLTAGE Non = 1000 V, $T_c = -40$ to $125^\circ\text{C}$	Value										V
REPEITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE Re = 1000 V, $T_c = -40$ to $125^\circ\text{C}$	Value	15	30	50	100	200	300	400	500	600	V
REPEITIVE PEAK OFF-STATE VOLTAGE Re = 1000 V, $T_c = -40$ to $125^\circ\text{C}$	Value										V
ON-STATE CURRENT: Conduction angle = $180^\circ$ , $T_c = 100^\circ\text{C}$	Value	2.5	4	5	7.5	10	15	20	25	30	A
Average ac value	Value	2.5	4	5	7.5	10	15	20	25	30	A
RMS value	Value	2.5	4	5	7.5	10	15	20	25	30	A
DC operation	Value	2.5	4	5	7.5	10	15	20	25	30	A
PEAK SURGE (NON-REPETITIVE) ON-STATE CURRENT	Value	35									A
For one cycle of applied principal voltage 60 Hz (unspecified)	Value	35									A
For more than one cycle of applied principal voltage	Value	See Fig. 5									A
PEAK GATE CURRENT ( $I_g = 10 \mu\text{sec}$ )	Value	0.2									A
PEAK GATE REVERSE VOLTAGE	Value	6									V
RATE OF CHANGE OF ON-STATE CURRENT: $V_{\text{on}} = V_{\text{peak}}$ , $I_{\text{on}} = 1 \text{ mA}$ , $V = 0.5 \text{ V}$	Value	100									A/ $\mu\text{s}$
$T_c = 110^\circ\text{C}$	Value	100									A/ $\mu\text{s}$
GATE POWER DISSIPATION: PEAK FORWARD (for 10 $\mu\text{s}$ max.)	Power	0.5									W
AVERAGE (averaging time = 10 ms max.)	Power	0.1									W
TEMPERATURE RANGE: Storage	$T_{\text{stg}}$	-40 to +150									$^\circ\text{C}$
Operating	$T_{\text{op}}$	-40 to +110									$^\circ\text{C}$
TERMINAL TEMPERATURE (during soldering): For 10 s max.	$T_{\text{sol}}$	250									$^\circ\text{C}$

# General-Purpose Power Transistor

Broadly Applicable Devices for Industrial and Commercial Use

- Features:
- High gain at high current
  - Low Saturation Voltage:  $V_{ce(sat)} < 1.1 \text{ V, @ } I_c = 1 \text{ A, } I_b = 0.1 \text{ A}$
  - Excellent safe operating area

The RCA-2N3055 silicon n-p-n transistor intended for a wide variety of medium-voltage, high-current applications. Typical applications for this transistor include power-switching circuits, audio amplifiers, series and shunt regulator driver and output stages, dc-to-dc converters, inverters, and solenoid (thermion) relay driver service. This device employs the popular JEDEC TO-18 package.



TERMINAL DESIGNATIONS  
JEDEC TO-18 PACKAGE

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

COLLECTOR-TO-BASE VOLTAGE, $V_{cb}$	100 V
COLLECTOR-EMITTER SUSTAINING VOLTAGE, $V_{ce}$ ( $I_b = 100 \mu\text{A}$ )	70 V
COLLECTOR-EMITTER SUSTAINING VOLTAGE, $V_{ce(sat)}$	50 V
EMITTER-BASE VOLTAGE, $V_{eb}$	7 V
COLLECTOR CURRENT, $I_c$	15 A
BASE CURRENT, $I_b$	2 A
COLLECTOR POWER DISSIPATION, $P_c$ (T=25°C)	115 W
Operating above 25°C	3.68 W/°C
JUNCTION TEMPERATURE, $T_j$	200°C
STORAGE TEMPERATURE, $T_{stg}$	-65 to 200°C

<sup>1</sup>In accordance with JEDEC registration data.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, At Case Temperature ( $T_c$ ) = 25°C Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS		LIMITS		UNITS
	VOLTAGE V DC	CURRENT A DC	MIN.	TYP. MAX.	
$V_{ce}$	100	1	—	5	V
$V_{ce}$ (at $I_c = 150 \text{ mA}$ )	100	1	—	30	V
$V_{ce}$ (at $I_c = 1.5 \text{ A}$ )	30	0	—	0.7	V
$V_{ce}$ (at $I_c = 1 \text{ A}$ )	17	0	—	5	V
$V_{ce(sat)}$ (at $I_c = 100 \text{ mA}$ )	—	0.2	70	—	V
$V_{ce(sat)}$ (at $I_c = 1 \text{ A}$ )	—	1.0	60	—	V
$V_{ce(sat)}$ (at $I_c = 10 \text{ A}$ )	—	10	20	—	V
$V_{ce(sat)}$ (at $I_c = 15 \text{ A}$ )	—	15	5	—	V
$V_{ce(sat)}$ (at $I_c = 1 \text{ A}$ )	—	1	—	1.8	V
$V_{ce(sat)}$ (at $I_c = 10 \text{ mA}$ )	—	0.1	—	1.1	V
$V_{ce(sat)}$ (at $I_c = 1 \text{ A}$ )	—	1	—	8	V
$V_{ce(sat)}$ (at $I_c = 1 \text{ A}$ )	—	1	—	0.8	V
$V_{ce(sat)}$ (at $I_c = 1 \text{ A}$ )	—	1	—	1.95	V

<sup>1</sup>In accordance with JEDEC registration data.  
<sup>2</sup>The sustaining voltages  $V_{ce(sat)}$  and  $V_{ce(sat)}$  MUST NOT be measured on a curve tracer.

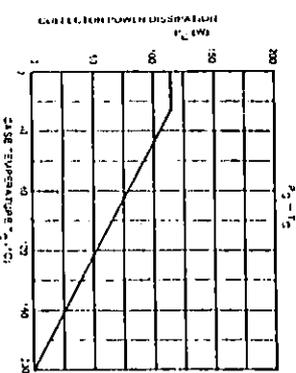


Fig. 1 - Power/dissipation vs. temperature ceiling curve for 2N3055.

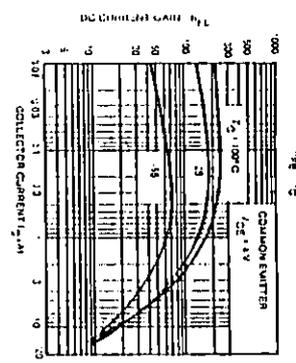


Fig. 2 - Typical dc gain characteristics for 2N3055.

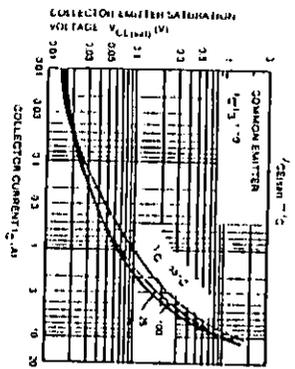


Fig. 3 - Typical collector-to-emitter saturation voltage characteristics for type 2N3055.

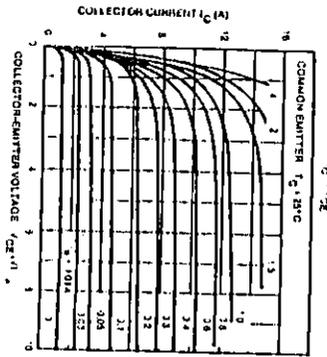


Fig. 5 - Typical output characteristics for 2N3055.

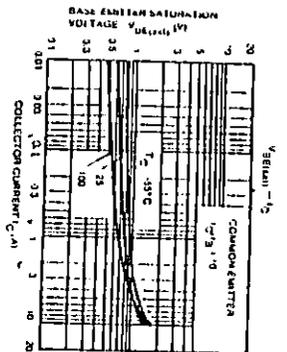


Fig. 4 - Typical base-to-emitter saturation voltage as a function of collector current for type 2N3055.

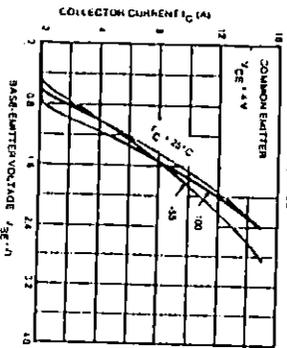
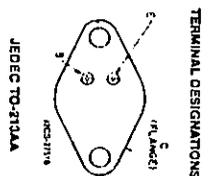


Fig. 3 - Typical transfer characteristics for 2N3055.

### Medium-Power Silicon N-P-N Transistors

Rugged Devices for Intermediate, Power Applications in Industrial and Commercial Equipment

- Features:**
- 2N6264: premium type from 2N3441 family
  - Maximum safe-area-of-operation curves for dc and pulse operation
  - High voltage ratings
  - Low saturation voltages
- Applications:**
- Series and shunt regulators
  - High-fidelity amplifiers
  - Power switching circuits
  - Solenoid drivers



2N3441, 2N6263, 2N6264

RCA 2N3441, 2N6263, and 2N6264 are silicon n-p-n transistors intended for a wide variety of medium-to-high power, high-voltage applications. These devices employ the JEDEC TO-181AA package; they differ in maximum ratings for voltage, current, and power.

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:	2N6263	2N3441	2N6264
COLLECTOR-TO-BASE VOLTAGE (Sustaining Voltage)	140	160	170
COLLECTOR-TO-EMITTER VOLTAGE	V <sub>CEO</sub>	140	150
With base open	120	150	160
With external base-emitter resistance (R <sub>BE</sub> ) = 100Ω	130	150	160
With base reverse-biased (V <sub>BE</sub> = -1.5 V)	140	160	170
EMITTER-TO-BASE VOLTAGE	7	7	7
CONTINUOUS COLLECTOR CURRENT (I <sub>C</sub> )	3	3	4
PEAK COLLECTOR CURRENT (I <sub>C</sub> )	4	4	4
CONTINUOUS BASE CURRENT (I <sub>B</sub> )	2	2	2
TRANSISTOR DISSIPATION (P <sub>T</sub> )	20	25	50
At case temperature 0 to 25°C			
At temperature above 25°C			
TEMPERATURE RANGE		See Fig. 254	
Storage & Operating ( Junction )		45 to 200	
TEMPERATURE ( During Soldering )			
At distance ≥ 1/32 in. (0.8 mm) from seating plane for 10 s max.		235	

<sup>1</sup>In accordance with JEDEC registration data format S-6 RDP-2

# XR-2206

## Monolithic Function Generator

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp and pulse waveforms of high stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The XR-2206 is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage with very little effect on distortion.

As shown in Figure 1, the monolithic circuit is comprised of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO); an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches. The internal current switches transfer the oscillator current to any one of the two external timing resistors to produce two discrete frequencies selected by the logic level at the FSK input terminal (pin 9).

### FEATURES

- Low Sinewave Distortion (THD .5%) – insensitive to signal sweep
- Excellent Stability (20 ppm/°C, typ)
- Wide Sweep Range (2000:1, typ)
- Low Supply Sensitivity (0.01%/V, typ)
- Linear Amplitude Modulation
- Adjustable Duty-Cycle (1% to 99%)
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range (10V to 26V)

### APPLICATIONS

- Waveform Generation
  - Sine, Square, Triangle, Ramp
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- FSK and PSK Generation
- Voltage-to-Frequency Conversion
- Tone Generation
- Phase-Locked Loops

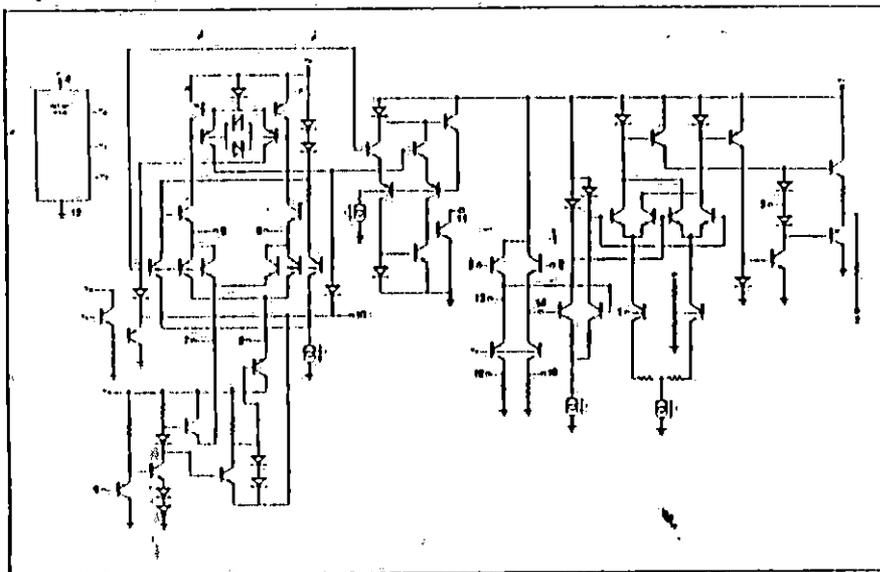
### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation (package limitation)	
Ceramic package	750 mW
Derate above +25°C	6.0 mW/°C
Plastic package	675 mW
Derate above +25°C	5 mW/°C
Storage Temperature Range	-65°C to +125°C

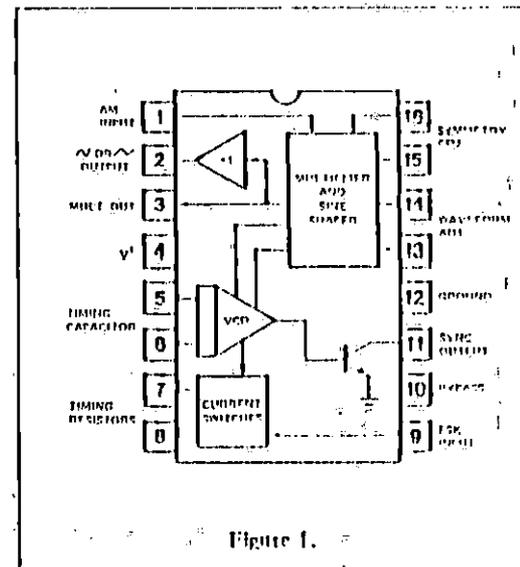
### AVAILABLE TYPES

Part Number	Package Types	Operating Temperature Range
XR-2206M	Ceramic	55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +75°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +75°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +75°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +75°C

### EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



# ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Fig. 2,  $V^+ = 12V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $C = 0.01 \mu F$ ,  $R_1 = 100 K\Omega$ ,  $R_2 = 10 K\Omega$ ,  $R_3 = 25 K\Omega$  unless otherwise specified.  $S_1$  open for triangle, closed for sinewave.

CHARACTERISTICS	XR-2206/XR-2206M			XR-2206C			UNITS	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
Supply Voltage	10		26	10		26	V	$R_1 \geq 10 K\Omega$
Single Supply	$\pm 5$		$\pm 13$	$\pm 5$		$\pm 13$	V	
Split Supply		12	17		14	20	mA	
Supply Current								
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 \mu F$ , $R_1 = 1 K\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F$ , $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 4$		$\pm 2$		% of $f_0$	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		$\pm 10$	$\pm 50$		$\pm 20$		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 75^\circ C$ , $R_1 = R_2 = 20 K\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$ , $V_{HIGH} = 20V$ , $R_1 = R_2 = 20 K\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1 K\Omega$ $f_L @ R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1 kHz$ , $f_H = 10 kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100 Hz$ , $f_H = 100 kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	$\mu F$	See Figure 5
Timing Resistors: $R_1$ & $R_2$	1		2000	1		2000	$K\Omega$	
Triangle/Sinewave Output								
Triangle Amplitude		160			160		mV/ $K\Omega$	See Note 1, Fig. 3
Sinewave Amplitude	40	60	80		60		mV/ $K\Omega$	Fig. 2 $S_1$ Open
Max. Output Swing		6			6		V <sub>pp</sub>	Fig. 2 $S_1$ Closed
Output Impedance		600			600		$\Omega$	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sinewave Amplitude Stability		-4800			-4800		ppm/ $^\circ C$	See Note 2
Sinewave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30 K\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figure 11
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		$K\Omega$	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square Wave Output								Measured at Pin 11
Amplitude		12			12		V <sub>pp</sub>	
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	$\mu A$	$V_{I1} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See Section on Circuit Controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output Amplitude is directly proportional to the resistance  $R_3$  on Pin 3. See Figure 3.

Note 2: For maximum amplitude stability  $R_3$  should be a positive temperature coefficient resistor.

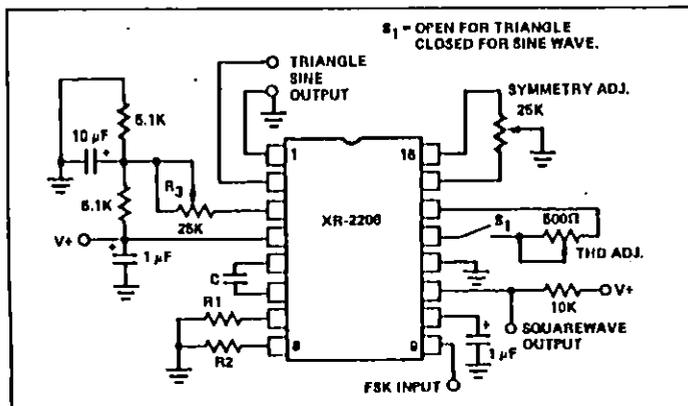


Figure 2. Basic Test Circuit

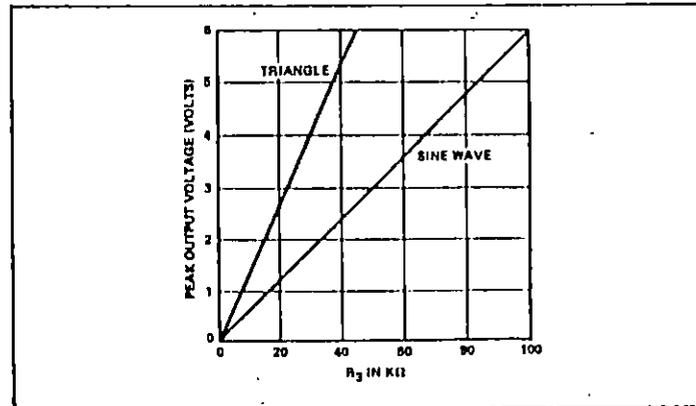


Figure 3. Output Amplitude as a Function of Resistor  $R_3$  at Pin 3.

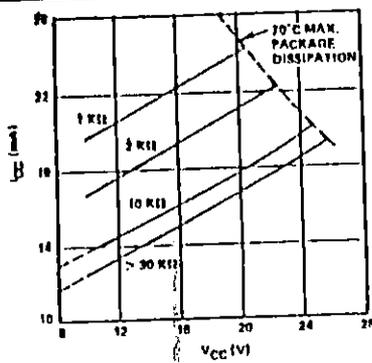


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing R

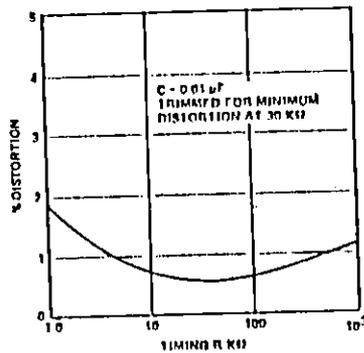


Figure 7. Trimmed Distortion vs Timing Resistor

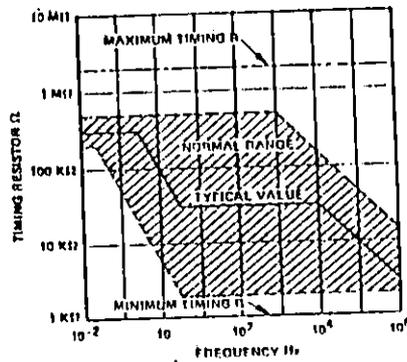


Figure 5. R vs Oscillation Frequency

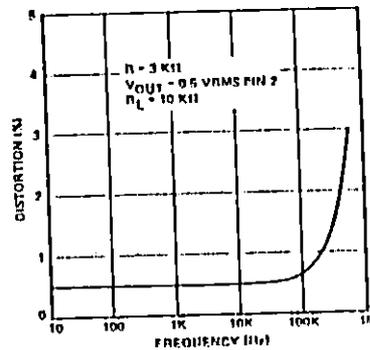


Figure 8. Sinewave Distortion vs Operating Frequency With Timing Capacitors Varied

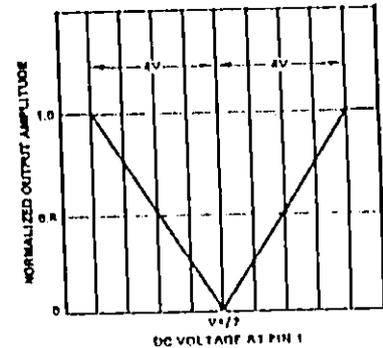


Figure 6. Normalized Output Amplitude vs DC Bias at AM Input (Pin 1).

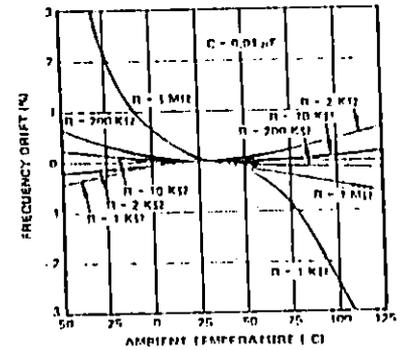


Figure 9. Frequency Drift vs Temperature

## DESCRIPTION OF CIRCUIT CONTROLS

### FREQUENCY OF OPERATION:

The frequency of oscillation,  $f_o$ , is determined by the external timing capacitor C across pins 5 and 6, and by the timing resistor R connected to either pin 7 or pin 8. The frequency is given as

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C. The recommended values of R for a given frequency range are shown in Figure 5. Temperature-stability is optimum for  $4 \text{ K}\Omega < R < 200 \text{ K}\Omega$ . Recommended values of C are from 1000 pF to 100  $\mu\text{F}$ .

### FREQUENCY SWEEP AND MODULATION

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current  $I_T$  drawn from pin 7, or 8

$$f = \frac{320 I_T \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}} \text{ Hz}$$

Timing terminals (pins 7 or 8) are low impedance points and are internally biased at +3V, with respect to pin 12. Frequency varies linearly with  $I_T$  over a wide range of current values, from 1  $\mu\text{A}$  to 3 mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage,  $V_C$ , to the activated timing pin as shown in Figure 10. The frequency of oscillation is related to  $V_C$  as:

$$f = \frac{1}{RC} \left[ 1 + \frac{R}{R_C} \left( 1 - \frac{V_C}{3} \right) \right] \text{ Hz}$$

where  $V_C$  is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K, is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = - \frac{0.32}{R C C} \text{ Hz/V}$$

NOTE: For safe operation of the circuit  $I_T$  should be limited to  $< 3 \text{ mA}$ .

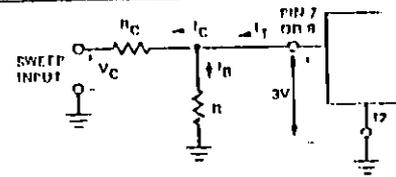


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep

### OUTPUT CHARACTERISTICS:

**Output Amplitude:** Maximum output amplitude is directly proportional to external resistor  $R_3$  connected to Pin 3 (See Fig. 3). For sinewave output, amplitude is approximately 60 mV peak per  $\text{K}\Omega$  of  $R_3$ ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per  $\text{K}\Omega$  of  $R_3$ . Thus, for example,  $R_3 = 50 \text{ K}\Omega$  would produce approximately  $\pm 3\text{V}$  sinusoidal output amplitude.

**Amplitude Modulation:** Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately 100  $\text{K}\Omega$ . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within  $\pm 4$  volts of  $V^+/2$  as shown in Fig. 6. As this bias level approaches  $V^+/2$ , the phase of the output signal is reversed; and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55 dB.

Note: AM control must be used in conjunction with a well regulated supply since the output amplitude now becomes a function of  $V^+$ .

### FREQUENCY-SHIFT KEYING

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ , connected to the timing pins 7 and 8, respectively, as shown in Figure 13. Depending on the polarity of the logic signal at pin 9, either one or the other of these timing

resistors is activated. If pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage  $\geq 2V$ , only  $R_1$  is active. Similarly, if the voltage level at pin 9 is  $\leq 1V$ , only  $R_2$  is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels,  $f_1$  and  $f_2$  as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at pin 9 is referenced to  $V^-$ .

### OUTPUT DC LEVEL CONTROL

The dc level at the output (pin 2) is approximately the same as the dc bias at pin 3. In Figures 11, 12 and 13, pin 3 is biased mid-way between  $V^+$  and ground, to give an output dc level of  $\approx V^+/2$ .

## APPLICATIONS INFORMATION

### SINEWAVE GENERATION

#### A) Without External Adjustment

Figure 11 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer  $R_1$  at pin 7 provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than  $V^+/2$  and the

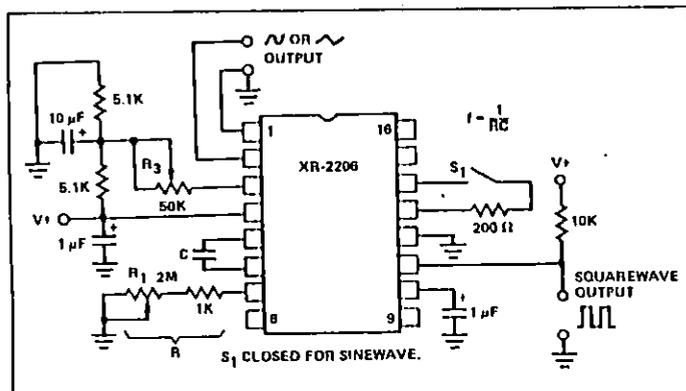


Figure 11. Circuit for Sinewave Generation Without External Adjustment. (See Fig. 3 for choice of  $R_3$ )

typical distortion (THD) is  $< 2.5\%$ . If lower sinewave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 11 can be converted to split supply operation simply by replacing all ground connections with  $V^-$ . For split supply operation,  $R_3$  can be directly connected to ground.

#### B) With External Adjustment

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to  $\approx 0.5\%$  by additional adjustments as shown in Figure 12. The potentiometer  $R_A$  adjusts the sine-shaping resistor;

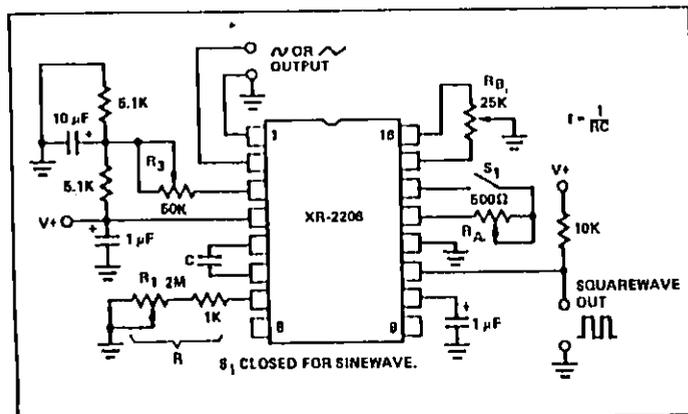


Figure 12. Circuit for Sinewave Generation With Minimum Harmonic Distortion. ( $R_3$  Determines output Swing - See Fig. 3)

and  $R_B$  provides the fine-adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set  $R_B$  at mid-point and adjust  $R_A$  for minimum distortion.
2. With  $R_A$  set as above, adjust  $R_B$  to further reduce distortion.

### TRIANGLE WAVE GENERATION

The circuits of Figures 11 and 12 can be converted to triangle wave generation by simply open circuiting pins 13 and 14 (i.e.,  $S_1$  open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sinewave output.

### FSK GENERATION

Figure 13 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal generation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors  $R_1$  and  $R_2$ ; and the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with  $V^-$ .

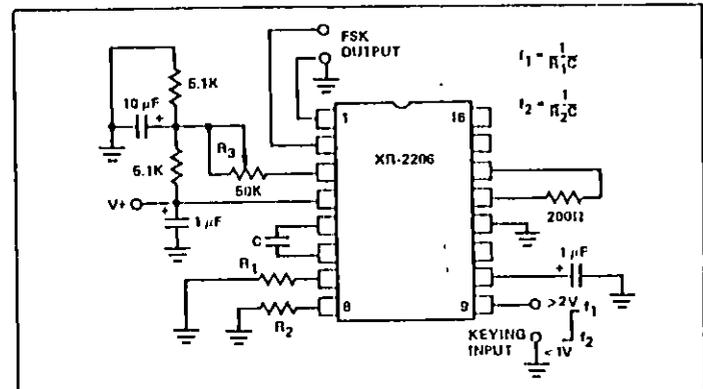


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

### PULSE AND RAMP GENERATION

Figure 14 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (pin 9) is shorted to the square-wave output (pin 11); and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive and negative going output waveforms. The pulse-width and the duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of  $R_1$  and  $R_2$ . The values of  $R_1$  and  $R_2$  should be in the range of 1 K $\Omega$  to 2 M $\Omega$ .

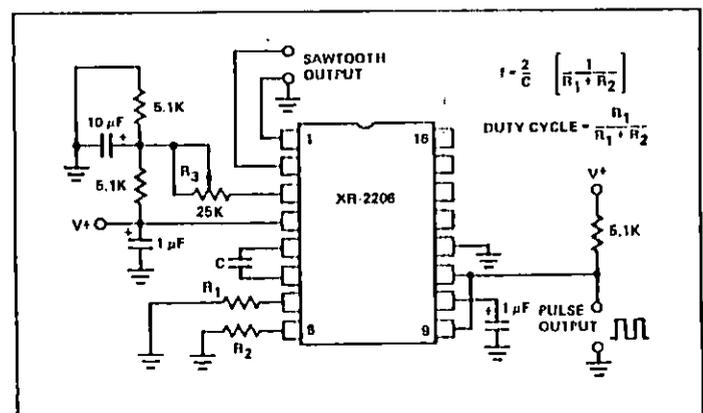


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation

# TYPE TL138 SOURCE AND SENSOR ASSEMBLY

Electrical characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	MIN	TYP	MAXI	UNIT
V <sub>ARISEO</sub> Collector-Emitter Breakdown Voltage	I <sub>C</sub> = 100 μA, I <sub>E</sub> = 0	50			V
V <sub>BRIBEO</sub> Emitter-Collector Breakdown Voltage	I <sub>E</sub> = 100 μA, I <sub>C</sub> = 0	7			V
I <sub>CS(ON)</sub> Off-State Collector Current	V <sub>CE</sub> = 20 V, I <sub>E</sub> = 0		25		μA
I <sub>CO(ON)</sub> On-State Collector Current	V <sub>CE</sub> = 0.5 V, I <sub>E</sub> = 15 mA	0.4	1		mA
	V <sub>CE</sub> = 0.5 V, I <sub>E</sub> = 35 mA	1.8	4		mA
V <sub>F</sub> Infrared Diode Static Forward Voltage	I <sub>E</sub> = 35 mA	1.15	1.5		V

Switching characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	MIN	TYP	MAXI	UNIT
t <sub>DR</sub> Delay Time	V <sub>CC</sub> = 20 V, I <sub>CO(ON)</sub> = 500 μA, I <sub>C(ON)</sub> = 500 μA		3		μs
t <sub>R</sub> Rise Time	V <sub>CC</sub> = 20 V, I <sub>CO(ON)</sub> = 500 μA, R <sub>L</sub> = 1 kΩ, See Figure 1		1.5		μs
t <sub>S</sub> Storage Time			0.5		μs
t <sub>F</sub> Fall Time			15		μs

†Steady irradiation outside the range of device sensitivity may be present. A satisfactory conversion has been achieved when the detector output measured approaches a value which cannot be altered by further irradiation increases.

### PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

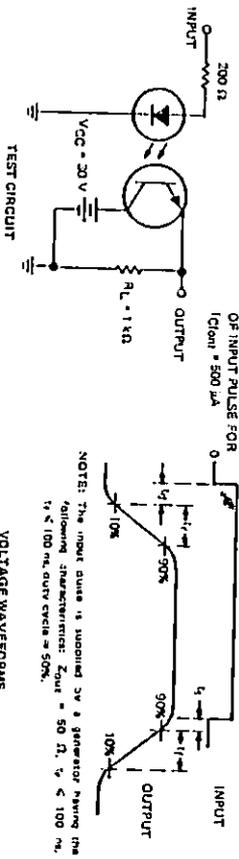


FIGURE 1—SWITCHING TIMES VOLTAGE WAVEFORMS

### TYPICAL CHARACTERISTICS

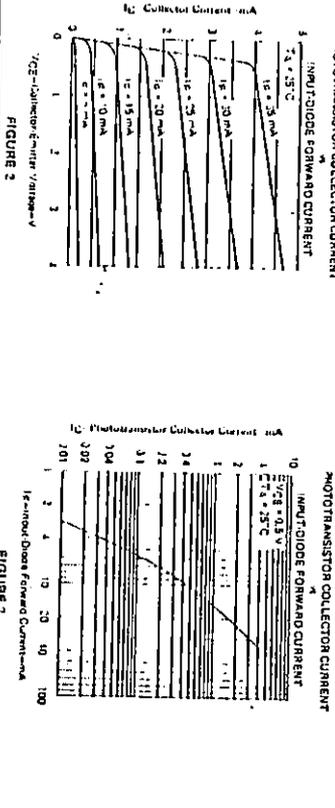


FIGURE 2

FIGURE 3

# TYPE TL139 SOURCE AND SENSOR ASSEMBLY

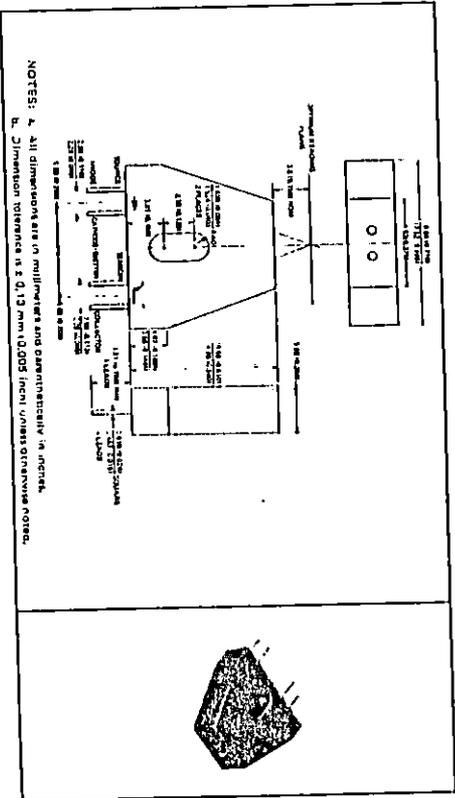
BULLETIN NO. D-3 1159, SEPTEMBER 1971—REVISED MARCH 1974

## OPTOELECTRONIC MODULE FOR REFLECTIVE SENSING APPLICATIONS

- Adaptable for Printed Circuit Board Mounting
- Designed for Sensing Applications such as Line Finders, Batch Counters, Level Indicators, and Beginning-of-Tape/End-of-Tape Indicators

### Mechanical Data

The assembly consists of a TL132 gallium arsenide infrared-emitting diode and a TL178 n-on-silicon phototransistor mounted in a molded ABS† plastic housing. The assembly will withstand soldering temperatures with no deformation and device performance characteristics remain stable when operated in high-humidity conditions. Total assembly weight is approximately 1.2 grams.



NOTES: A. All dimensions are in millimeters and equivalent in inches.  
B. Dimension tolerance is ± 0.13 mm (0.005 inch) unless otherwise noted.

### absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Source Reverse Voltage	2 V
Source Continuous Forward Current (See Note 1)	10 mA
Sensor Collector-Emitter Voltage	50 V
Sensor Emitter-Collector Voltage	7 V
Sensor Continuous Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note 2)	30 mW
Storage Temperature Range	-0°C to 85°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 inch) from Assembly for 5 Seconds	240°C

NOTES: 1. Device limited to 30°C free-air temperature at its rate of 0.25 mW/°C.  
2. Device limited to 30°C free-air temperature at its rate of 0.31 mW/°C.  
† ABS (acrylonitrile butadiene styrene) is recommended.

# TYPE TIL139 SOURCE AND SENSOR ASSEMBLY

Electrical characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITION <sup>1</sup>	MIN. TYP. MAX. UNIT
V <sub>IRRED</sub> Collector-Emitter Breakdown Voltage	V <sub>CE</sub> = 100 V, I <sub>C</sub> = 0	50 V
V <sub>IRRED</sub> Emitter-Collector Breakdown Voltage	V <sub>CE</sub> = 100 V, I <sub>E</sub> = 0	50 V
V <sub>CE</sub> Collector Current	V <sub>BE</sub> = 3 V, I <sub>E</sub> = 0	7 mA
I <sub>CE</sub> On-State Collector Current	V <sub>BE</sub> = 3 V, I <sub>E</sub> = 40 mA, See Note 3	10 mA
V <sub>CE</sub> = 3 V, I <sub>E</sub> = 40 mA, See Note 4	5 mA	
V <sub>CE</sub> = 3 V, I <sub>E</sub> = 40 mA, See Note 5	100 mA	
V <sub>CE</sub> = 3 V, I <sub>E</sub> = 40 mA	1.2 V	
V <sub>CE</sub> = 3 V, I <sub>E</sub> = 40 mA	1.6 V	

1. Sweep irradiation outside the range of device sensitivity may be omitted. A satisfactory condition has been achieved when the overvoltage being measured approaches a value which cannot be achieved by further irradiation irradiating.

NOTES: 1. Reflective surface is Eastman Kodak (or equivalent) neutral white color with 90% diffuse reflectance placed 3.81 mm (0.150 inch) from read head.

2. Reflective surface is Melior<sup>®</sup> (or equivalent) magnetic tape placed 3.81 mm (0.150 inch) from read head.

3. 3.81 mm (0.150 inch) typical of beginning-of-board-of-read-head, if it is 0.025 mm (0.001 inch) thick and placed 27 micrometers of E. I. duPont de Nemours, Inc.

# TYPES TIL141, TIL142 12-CHANNEL INTEGRATED OPTICAL READERS

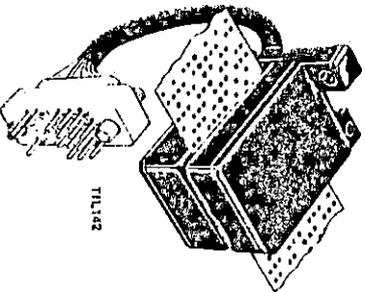
SOULISTEN NO. 21.3 12381, NOVEMBER 1974

- Center-to-Center Channel Spacing of 2.77 mm (0.109 inch), Except 6.35 mm (0.250 inch) Between Channels 6 and 7, to be Compatible with Paper Tape Vertical-Format Unit Requirements for Line Printers
- Spectrally Matched, Hermetically Sealed Sensors and Emitters Similar to TIL604 and TIL23 with a Proven Reliability History
- Proprietary Design<sup>†</sup> Eliminates Aperture Holes in the Plastic Housing
- Preventing Dust Problems
- TTL Compatible Output—Fan-Out to 10 Standard Series 54/74 Loads
- Design Goal of 100,000 Hours Operation through Component Selection and Production Testing of Internal Nodes
- Printed-Board Construction Allows Precise Alignment of Emitters and Sensors

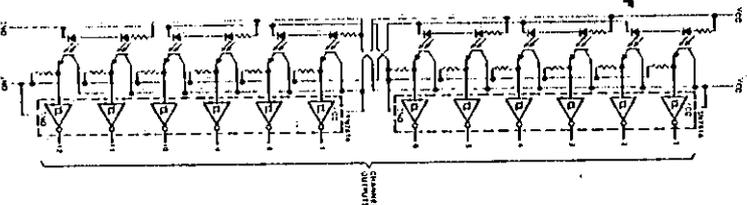
### Description

The TIL141 and TIL142 are 12-channel integrated optical readers for paper tape such as Burroughs 10020717, IBM 429754, or the equivalent. Each consists of 12 TIL23 infrared-emitting diodes (IRED's), 12 TIL604 phototransistors, two SN7414 hex Schmitt-trigger inverters, and the appropriate load resistors. Metal-film resistors are used to ensure maximum stability. The TIL141 has 177.8-mm (7-inch) wire leads for soldering directly into the circuit. The TIL142 has a plug-in connector.

Each infrared-emitting diode transmits through the open-air gap of the tape slot to a phototransistor that drives one of the Schmitt-trigger inverters. An obstruction (transmissivity < 15%) in the gap between an IRED and its phototransistor will cause a high output while a clear gap will cause a low output. Data holes in the tape should have a minimum width of 1.52 mm (0.060 inch).



TIL142



functional diagram

## SQUARE-WAVE OUTPUT

A type D amplifier A.V. frequency dividing circuit, provides a convenient method of obtaining a variable width square wave output from the VFC12 or VFC15 as shown in Figure 16. The output of the VFC converter is used to drive the modulator of the flip-flop.

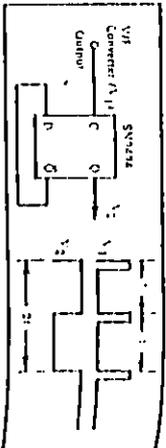


FIGURE 16. Square Wave Output Using a Type D Flip-Flop.

## DRIVING HIGH NOISE IMMUNITY LOGIC

A pulsed resistor to  $\pm 15$  volts on the V/F converter output as shown in Figure 11 provides a volt noise immunity for driving high noise immunity logic (HNIL).

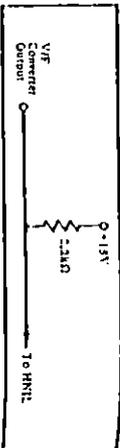


FIGURE 11. Pulsed Resistor for Driving HNIL.

## OUTPUT ISOLATION

Optical coupling the V/F converter outputs provides an excellent method of obtaining 500 Vdc or 1000 Vac P-P isolation between the V/F converter and a receiving device. The isolation is accomplished digitally, preserving signal accuracy. The common mode capability of the circuit shown in Figure 12 is limited only by the optical isolator and the power supply.

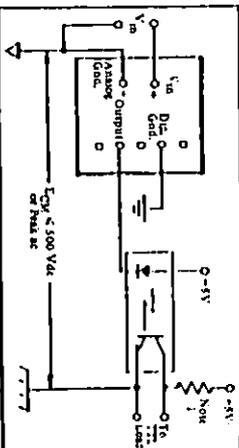


FIGURE 12. Optical Isolation of V/F Converter Output.

NOTE 1: This +5V supply is isolated from the +5V supply used for the diode.

## SCALING FOR 1KHZ OUTPUT FREQUENCY RANGE

Two methods are described in Figures 13 and 14 for obtaining a 1 kHz full scale V/F converter using the VFC12 or VFC15.

### GAIN ATTENUATION

In the circuit of Figure 13 the input is attenuated by a 10:1 divider. This technique is the least expensive to implement but has the disadvantage of added thermal drift of the external components and does not permit the V/F converter to operate over the most linear portion of its frequency range.

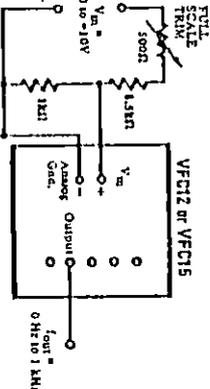


FIGURE 13. 1 kHz Full Scale Output Frequency Range Using Input Attenuation Network.

### FREQUENCY DIVISION

Figure 14 illustrates the best method of obtaining a 1 kHz frequency range using an external decade counter. The disadvantages of the gain attenuation technique are overcome but this technique is more expensive to implement.

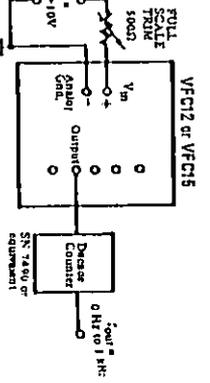


FIGURE 14. 1 kHz Full Scale Output Frequency Range Using Decade Counter.



VFC032

## Voltage-to-Frequency and Frequency-to-Voltage CONVERTER

- RELIABLE MONOLITHIC CONSTRUCTION
- HIGH LINEARITY
- $\pm 0.1\%$  max at 10kHz FS
- $\pm 0.5\%$  max at 10kHz FS
- V/F OR F/V CONVERSION
- 6-DECADE DYNAMIC RANGE
- VOLTAGE OR CURRENT INPUT
- OUTPUT DTTL/CMOS COMPATIBLE

### DESCRIPTION

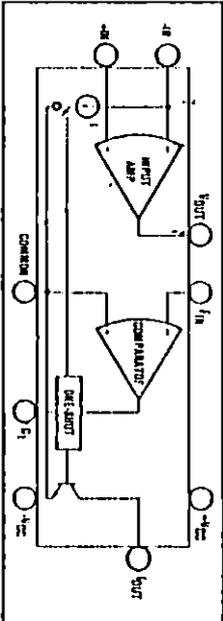
The VFC032 monolithic voltage-to-frequency and frequency-to-voltage converter provides a simple low cost method of converting analog signals into digital pulses. The digital output is an open collector and the digital pulse train repetition rate is proportional to the amplitude of the analog input voltage. Output pulses are compatible with TTL and CMOS logic families.

The converter requires two external resistors and two external capacitors to operate. Full scale frequency and input voltage are determined by one resistor in series with  $1N$  and two capacitors (one short timing and input amplifier integration. High linearity is achieved with relatively few external components, e.g.,  $\pm 0.01\%$  at 10kHz. The other resistor is a non-critical open collector pull-up (four to  $\sim 1V_{cc}$ ).

The VFC032 is available in three models and two package configurations. The TC-100 versions are hermetically sealed, and specified for the  $-25^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$  and  $-55^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$  ranges, and the epoxy dual-in-line unit is specified from  $0^{\circ}C$  to  $+70^{\circ}C$ .

### APPLICATIONS

- INEXPENSIVE A/B AND D/A CONVERTER
- DIGITAL PANEL METERS
- TWO-WIRE DIGITAL TRANSMISSION WITH NOISE IMMUNITY
- FM MOD/DEMOD OF TRANSMITTER SIGNALS
- PRECISION LONG TERM INTERGRATOR
- HIGH RESOLUTION OPTICAL LINK
- AC LINE FREQUENCY MONITOR
- MOTOR SPEED MONITOR AND CONTROL



MANUFACTURED UNDER LICENSE FROM: P.O. Box 11020, Torrance, Arizona 85764. TEL: (602) 746-1111. FAX: (602) 833-1111. CIRCLE 188 ON CARD. (Rev. 06/84)





$$D = \frac{V_{in, \max} (R_1 + R_2)}{I_{in, \max} R_1}$$

A 25% duty cycle or less is recommended to achieve the best linearity. This corresponds to a maximum input current of 0.25mA. However, for frequencies above 200KHz higher duty cycle (up to 50%) will provide more stable high temperature operation at a sacrifice in linearity.

In general, designs with the VFC32 include (1) Choosing Fv and (2) Choosing the duty cycle (D=0.25 typically). (3) Determining the one-shot PW, and (4) Calculating C1, C2, R1, R2, and R3.

## INSTALLATION AND OPERATING INSTRUCTIONS

The VFC32 can be connected to operate as a V/F converter that will accept either positive or negative input voltages, or an input current. Refer to Figures 6 and 7.

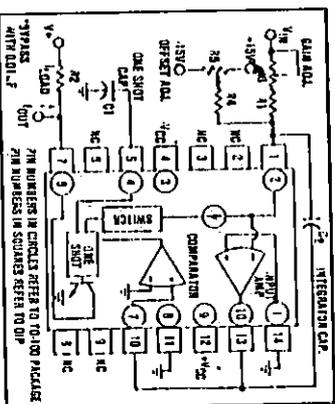


FIGURE 6. Connection Diagram for V/F Conversion, Positive Input Voltages.

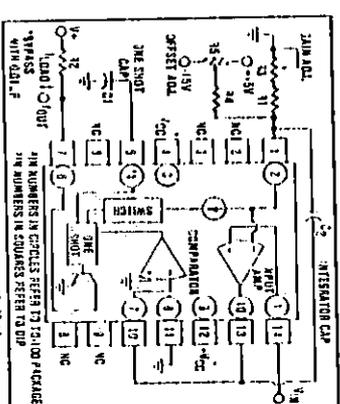


FIGURE 7. Connection Diagram for V/F Conversion, Negative Input Voltages.

Differential inputs are also possible (in Figure 7, R1 ground on R2, and drive R1 and pin 14 differentially). Note, no CMBR will be present.

The full scale frequency and full scale input voltage (current are established by the selection of values for R1, C2, and C1. Most applications will require a gain adjustment on R3, but the offset adjust network R4, R5 can be omitted if input offset voltages of 1mV to 4mV can be tolerated. R2 is an output pull up resistor and its value depends on the pull up voltage and output drive requirements.

### EXTERNAL COMPONENT SELECTION CRITERIA

One-shot Capacitor, C1. This capacitor determines the duration of the output pulse, and is a function of the full scale frequency, according to this equation:

$$C1(PF) = (33 \times 10^6 / f_{max}) - 30$$

Above 25KHz use 47pF

Select the closest standard value to the capacitance given by the equation. The initial tolerance of this capacitor is not critical since R2 will be adjusted to remove initial gain errors. The temperature drift is critical, since it will add directly to the errors in the transfer function. An NPO ceramic type is recommended. Every effort should be made to minimize the parasitic capacitance at this connection to the VFC32 and C1 should be mounted as close as possible. Figure 8 shows pulse width and FS frequency for various values of C1.

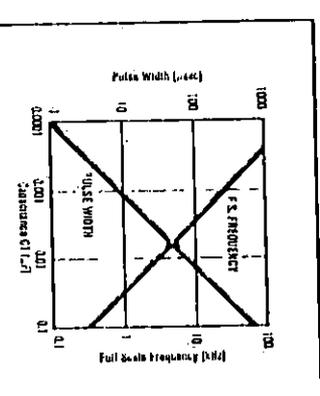


FIGURE 8. Output Pulse Width (D = 0.25) and Full Scale Frequency vs. External One-shot Capacitance.

Input Resistor R1 and R2, R1 and R3 determine the magnitude of the current which charges the integrator capacitor. It is a function of the full scale input voltage, according to this equation for 25% duty cycle:

$$R1 (KIΩ) [PW] = (I_{in, \max} R_1) \times V_{in, \max} (0.25mA)$$

R1 is varied down by [1-initial C1] tolerance = 0.1% to allow the selection of a series gain adjusting pot, R2.

$$R2 (KIΩ) = V_{in, \max} (0.25mA) \cdot R_1$$

R3 should have a very low temperature coefficient since R3 shift adds directly to the errors in the transfer function. If the input signal is a current rather than a voltage, R1 and R3 scale input current should be 0.25mA/15% duty cycle. Removal of gain error then requires adjustment of C1.

Integrator Capacitor C2, C2 is a function of the full scale frequency, according to this equation:

$$C2(PF) = (10^6 / f_{max}) \text{ below } 100KHz$$

$$0.001\mu F \text{ min above } 100KHz$$

Select the closest standard value to the capacitance given by the equation. The initial tolerance and temperature stability are not critical since these errors do not affect the transfer function. Since the leakage current of the capacitor introduces a gain error, select a capacitor with leakage that is small compared to the full scale input current e.g., 0.25mA. A mylar type is recommended.

Output Pull Up Resistor R2. The open collector output can sink up to 8mA and will be TTL-compatible. Select R2 according to this equation:

$$R2 \text{ min } (\Omega) = V_{cc} / I_{OL} (8mA) = 40 \Omega$$

A 10% carbon composition resistor is suitable for use as R2.

Above 200KHz up to 500KHz, it is recommended higher duty cycles up to 50% (I<sub>in</sub> = 5mA) and a pull-up resistor that permits 15mA to flow in the output transistor be used. At this speed, capacitive loading should be minimized to 100pF or less to allow the output voltage time to rise to logic one. Due to the large collector current, the logic zero may rise above -0.4V. This may require an interface circuit such as diode clamp or voltage comparator for coupling to TTL inputs. Note, that linearity will degrade. Also, it is recommended to stay below -85°C at high frequencies.

### FREQUENCY-TO-VOLTAGE CONVERSION

To operate the VFC32 as a frequency-to-voltage converter, connect the unit as shown in Figure 9. To interface with TTL logic, the input should be coupled through a resistor, and the input to pin 10 biased near -2.5V. The common error will detect the falling edges of the input pulse train as the voltage at pin 10 crosses zero. Choose C1 to make < 0.1µs. See Figure 9. For input signals with amplitudes less than 5V, pin 10 should be biased closer to zero, so insure that the input signal at pin 10 crosses the threshold. Errors are nullified following the procedure given on this page, using 0.001X full scale frequency, 0 full offset, and full scale frequency to null the gain error. Use equations from V/F calculations to find R1, R2, R3, R4, C1, and C2.

### POWER SUPPLY CONSIDERATIONS

The power supply rejection ratio of the VFC32 is 90dB. The power supply rejection ratio of 0.2% conversion, power variation is not critical to the accuracy of the converter. The voltage supplies should be depressed as shown on the converter with 0.01µF capacitors.

Trimming Components R3, R4, R5. R3 nulls the offset voltage of the input amplifier. It should have a series resistance between 10KΩ and 100KΩ and a temperature coefficient less than 100ppm/°C. R4 can be a 20% carbon composition resistor with a value of 10MΩ.

R3 nulls the gain error of the converter and compensates for initial tolerances of R1 and C1. Its total resistance should be at least 20% of R1. If R1 is selected 10%, low R1 equation, its temperature coefficient should be no greater than five times that of R1, to maintain a low drift of the R3 - R1 series combination.

### OFFSET AND GAIN ADJUSTMENT PROCEDURES

To null errors to zero, follow this procedure:

1. Apply an input voltage that should produce an output frequency of 0.001 X full scale.
2. Adjust R3 for proper output.
3. Apply the full scale input voltage.
4. Adjust R4 for proper output.
5. Repeat steps 1 through 4.

If nulling is unnecessary for the application, delete R4 and R5, and replace R4 with a short circuit.

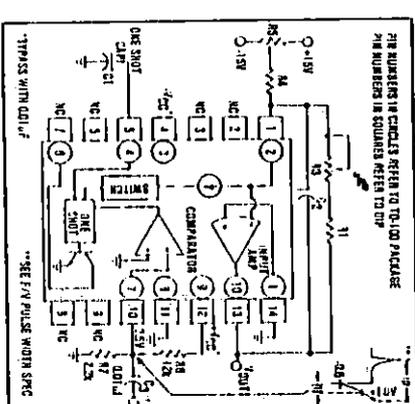


FIGURE 9. Connection Diagram for F/V Conversion.

### DESIGN EXAMPLE

Given a full scale input of -10V, select the values of R1, R2, R3, C1, and C2 for a 25% duty cycle at 100KHz maximum operation into one TTL load. See Figure 8.

Selecting C1

$$C1 = (33 \times 10^6 / f_{max}) - 30$$

$$= (33 \times 10^6 / 100KHz) - 30$$

$$= 300PF$$

Choose a 300PF NPO ceramic capacitor with ±1% tolerance:

Selecting R1 and R2 (for D = 0.25, I<sub>in</sub> = 0.25mA)

$$R1 = (I_{in, \max} R_1) \times V_{in, \max} (0.25mA)$$

$$= (0.25 \times 0.1) \times 10V (0.25mA)$$

$$= 15KΩ$$



# OP-41

## LOW-BIAS-CURRENT JFET OPERATIONAL AMPLIFIER

Precision Monolithic Inc.

### FEATURES

- Low Bias Current ..... 5pA Max
- Low Current Consumption ..... 1.0mA Max
- High Gain ..... 1000V/mV Min
- High Common-Mode Rejection ..... 100dB Min
- Symmetrical Slew-Rates .....  $\pm 1.0V/\mu s$  Min
- Fast Overload Recovery Time ..... 6 $\mu s$  Typ
- Low Harmonic Distortion ..... <0.01% at 5kHz

### ORDERING INFORMATION†

$T_A = 25^\circ C$ $V_{OS} \text{ MAX}$ ( $\mu V$ )	PACKAGE		OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99 8-PIN	PLASTIC DIP 8-PIN	
500	OP 41AJ*	--	MIL
500	OP 41EJ	--	IND
1000	OP 41BJ*	--	MIL
1000	OP 41EJ	--	IND
1500	--	OP 41GP	COM

\*For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.

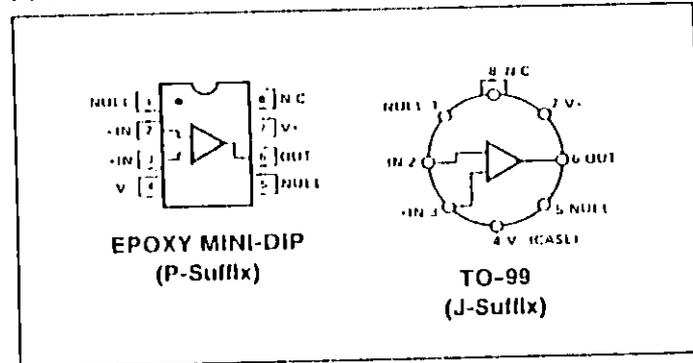
†All commercial and industrial temperature range parts are available with burn-in. For ordering information see 1986 Data Book, Section 2.

### GENERAL DESCRIPTION

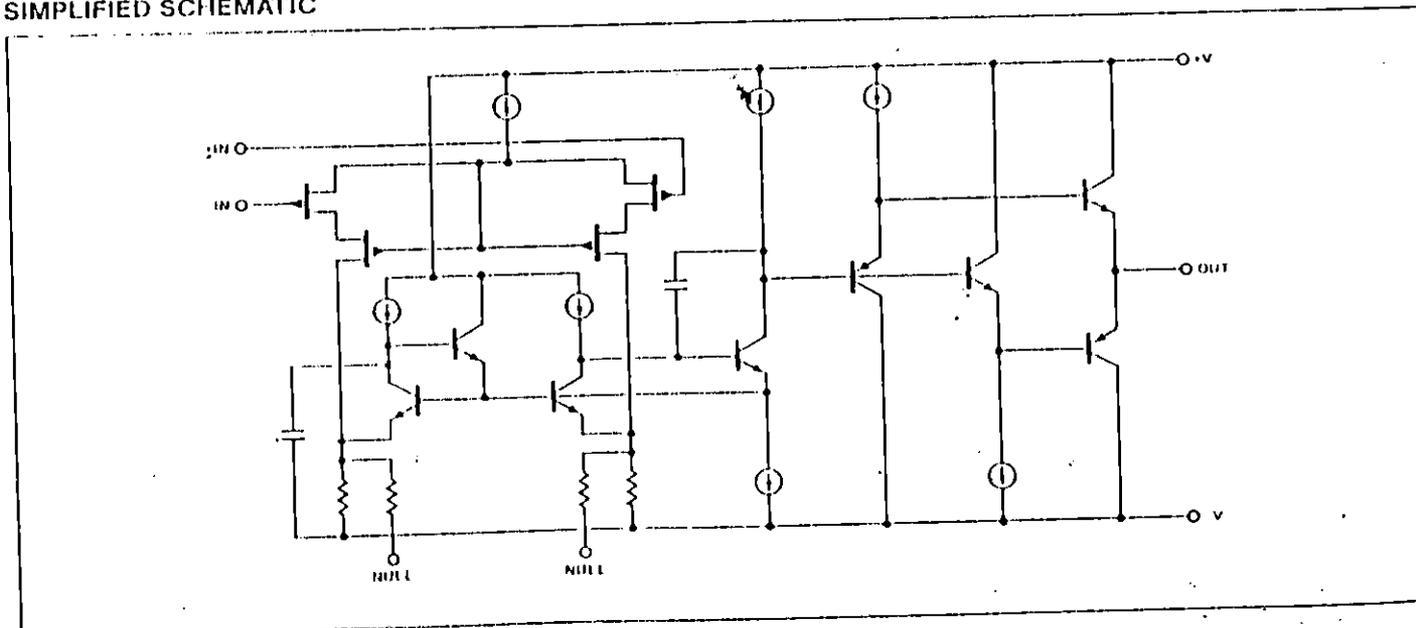
The OP-41 JFET op amp features a 5pA max bias current with an open-loop gain of over 1 million, and is targeted at price-sensitive applications. The device is unity-gain stable and highly tolerant of capacitive loads. At unity-gain, the output is guaranteed to drive 250pF without oscillation. Transient response is considerably improved over industry standard JFETs.

The OP-41's cascode input stage boosts CMR to over 100dB, improves CMR linearity, and stabilizes bias current with changing common-mode voltage. The linear common-mode rejection of 100dB min is unusually good for a FET input amplifier. The OP-41 consumes only 750 $\mu A$  supply current and has a power-supply rejection ratio of 25 $\mu V/V$ , making it an ideal choice for battery-operated systems. Despite the low supply-drain, the slew-rate is a respectable 13V/ $\mu s$ , and symmetrical. Using zener-zap trimming techniques, offset voltage is adjusted to below 500 $\mu V$  which eliminates the need for external nulling in many applications. The OP-41's guaranteed gain of 1 million into a 2k $\Omega$  load, combined with the linear 100dB minimum CMR, vastly improves linearity over competitive low-cost devices. Linearity is excellent in both low-gain and high-gain amplifier configurations. In voltage follower applications CMR effects dominate linearity, and in high-gain applications open-loop gain dominates linearity, hence the performance advantage of the OP-41.

### PIN CONNECTIONS



### SIMPLIFIED SCHEMATIC



**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted. (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-41A/E			OP-41B/F			OP-41G*			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Settling Time	$t_s$	10V Step $A_v = -1$	—	10	—	—	10	—	—	10	—	$\mu s$
		to 0.1%	—	12	—	—	12	—	—	12	—	
		to 0.01%	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
Overload Recovery		Positive Going	—	0.1	—	—	0.1	—	—	0.1	—	$\mu s$
		Negative Going	—	6.0	—	—	6.0	—	—	6.0	—	
Capacitive Load Stability		$A_v = +1$ (Note 3)	250	>1000	—	250	>1000	—	250	>1000	—	pF
Open Loop Output Resistance	$R_o$		—	150	—	—	150	—	—	150	—	$\Omega$

**NOTES:**  
 1 Warmed up  $V_{CM} = 0$   
 2 Guaranteed by CMR test  
 3 Guaranteed but not tested  
 \*OP-41G SPECIFICATIONS ARE SUBJECT TO CHANGE AT TIME OF INTRODUCTION

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = -55^\circ C / +125^\circ C$ , unless otherwise noted.

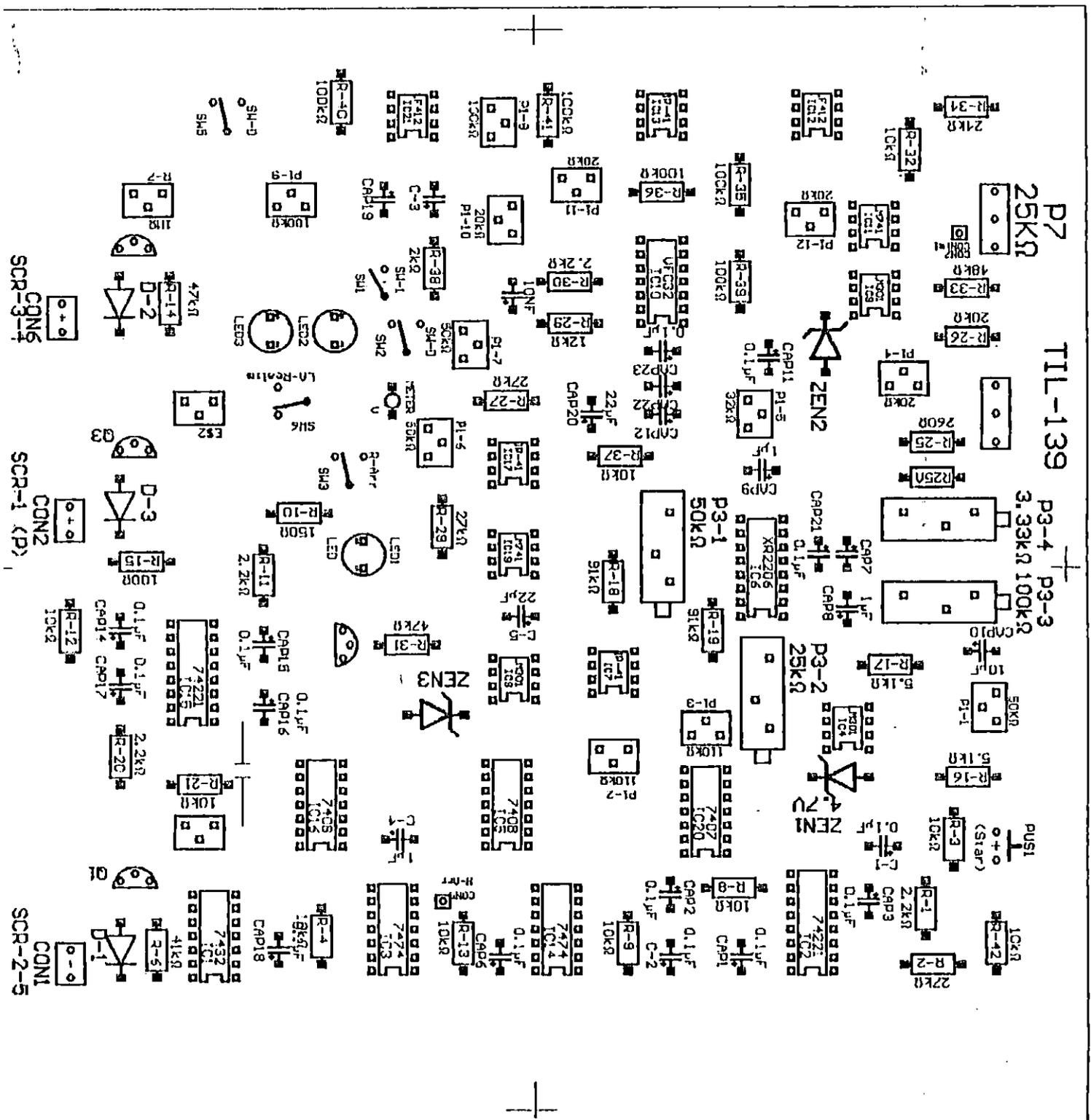
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-41A			OP-41B			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Offset Voltage	$V_{OS}$		—	400	1000	—	600	2000	$\mu V$
Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$TCV_{OS}$		—	2.5	5	—	3.5	10	$\mu V/^\circ C$
Offset Current	$I_{OS}$	(Note 1)	—	40	1000	—	50	2000	pA
Bias Current	$I_B$	(Note 1)	—	4000	7500	—	4500	15000	pA
Open-Loop Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L = 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	1000	5000	—	500	3000	—	V/mV
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L = 2k\Omega$	$\pm 12.0$	$\pm 12.5$	—	$\pm 11.5$	$\pm 12.5$	—	V
Supply Current	$I_{ST}$	$V_O = 0V$	—	75	12	—	75	12	mA
Input Voltage Range	$I_{VR}$	(Note 2)	$\pm 11$	$\pm 15$	—	$\pm 11$	$\pm 15$	—	V
Common Mode Rejection	CMR	$V_{CM} = \pm 11V$	95	105	—	85	100	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 10V$ to $\pm 20V$	—	5	40	—	10	100	$\mu V/V$
Short Circuit Output Current	$I_{SC}$	Short Circuit to Ground	1.6	1.2 1.7	1.36	1.6	1.2 1.7	1.36	mA
Slew Rate	SR		1	1.3	—	1	1.3	—	V/ $\mu s$
Gain Bandwidth	GBW		—	500	—	—	500	—	kHz
Power Bandwidth	BW <sub>P</sub>		—	20	—	—	20	—	kHz
Capacitive Load Stability		$A_v = +1$ (Note 3)	100	>1000	—	100	>1000	—	pF

**NOTES:**  
 1 Warmed up  $V_{CM} = 0$   
 2 Guaranteed by CMR test  
 3 Guaranteed but not tested

ANEXO E

CIRCUITOS IMPRESOS DEL ARRANCADOR Y CONTROLADOR DE  
VELOCIDAD.

Figura 8.1 Vista de Planta de la distribución de componentes para el circuito impreso del control del ángulo de disparo (α) y de la realimentación.



+

+

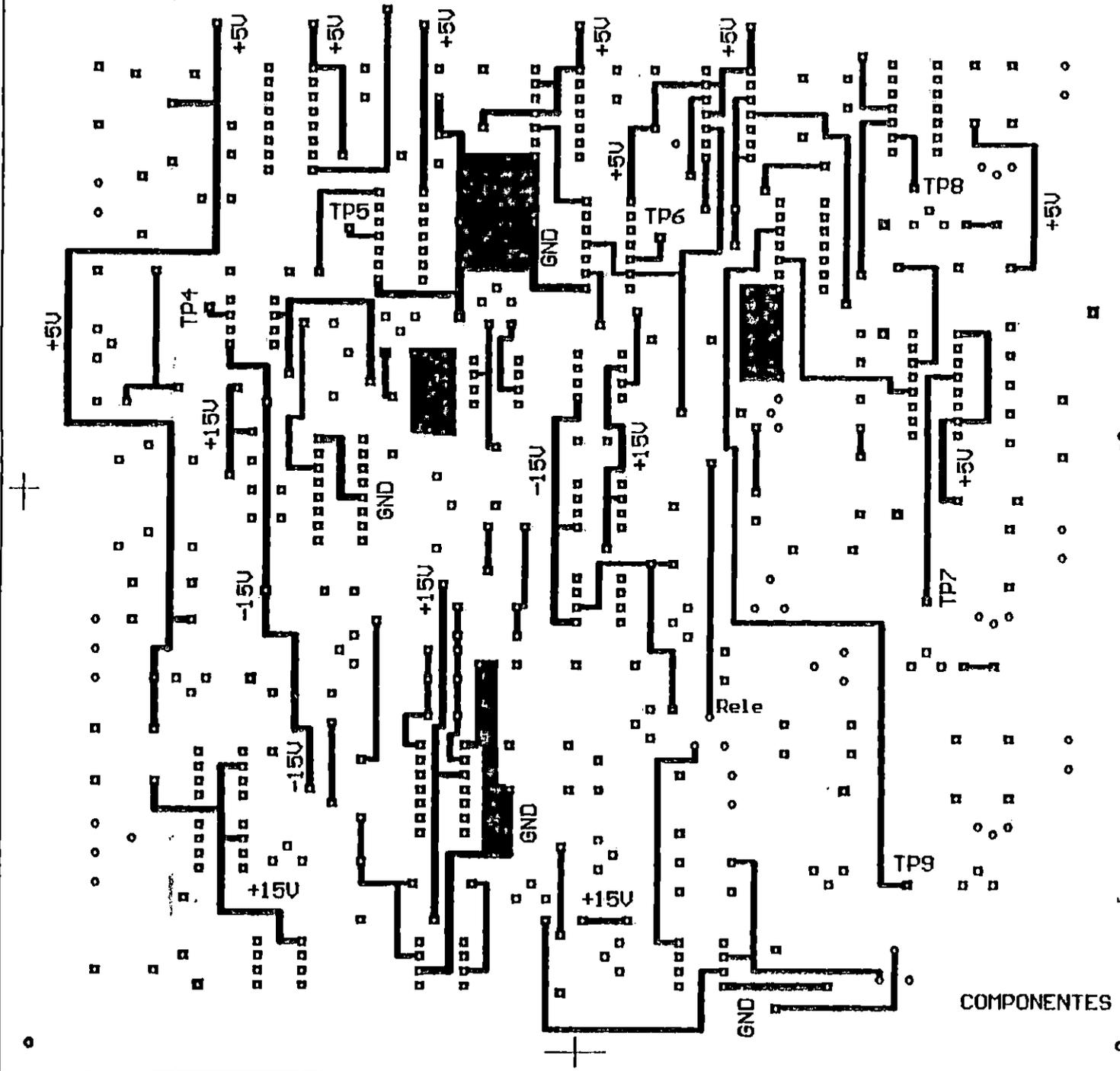


Figura B.2 Distribución de pistas del lado de componentes para el circuito impreso del control del ángulo de disparo y de la realimentación.

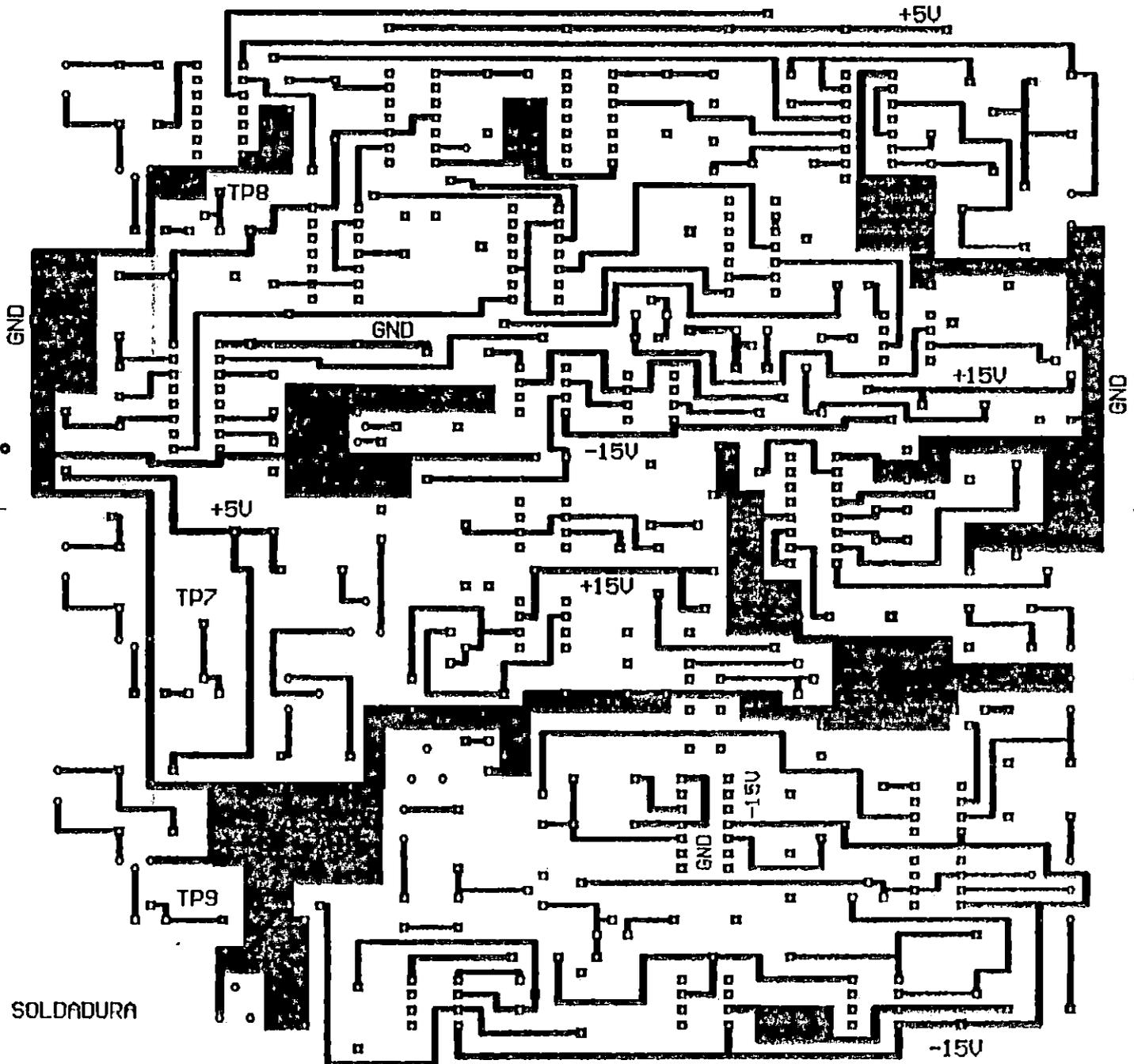


Figura B.3 Distribución de pistas del lado de soldadura para el circuito impreso del control del ángulo de disparo y de la realimentación.

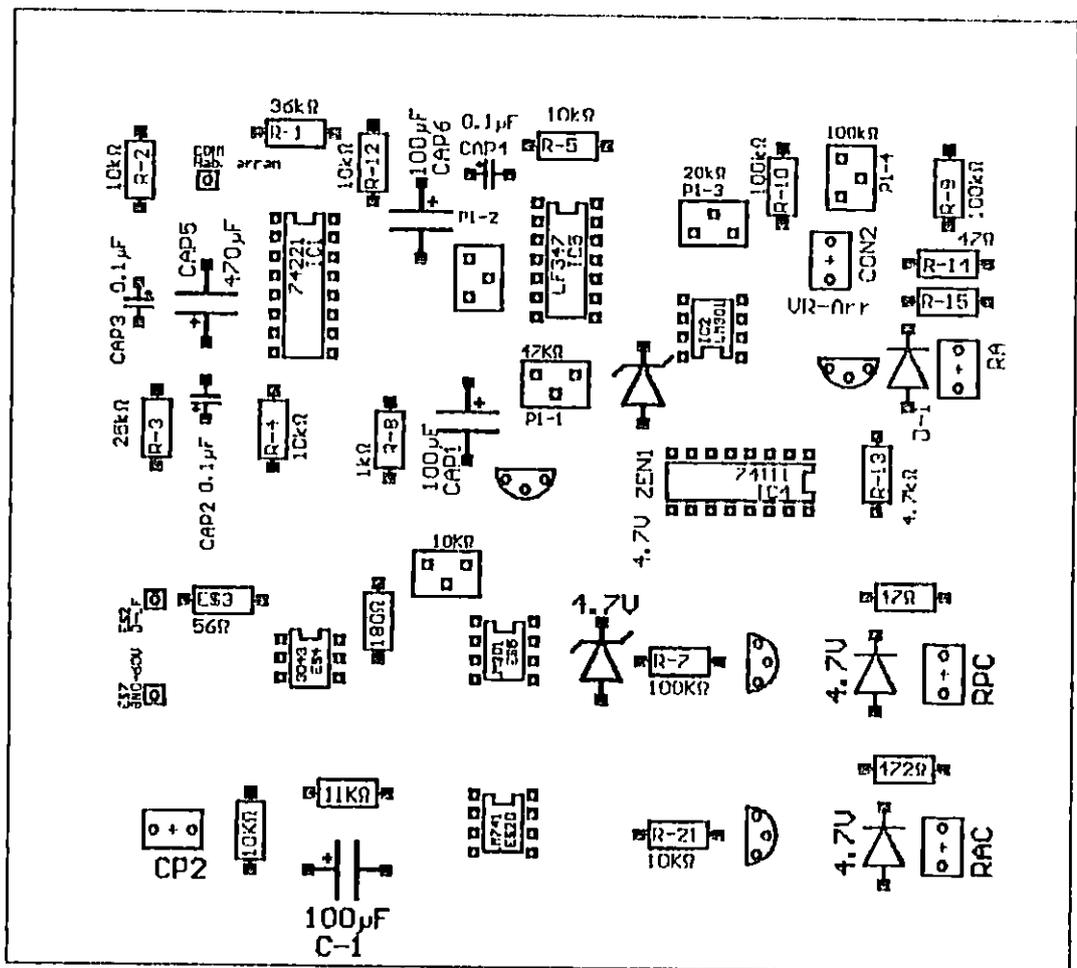


Figura B.4 Vista de Planta de la distribución de componentes para el circuito impreso del arrancador.

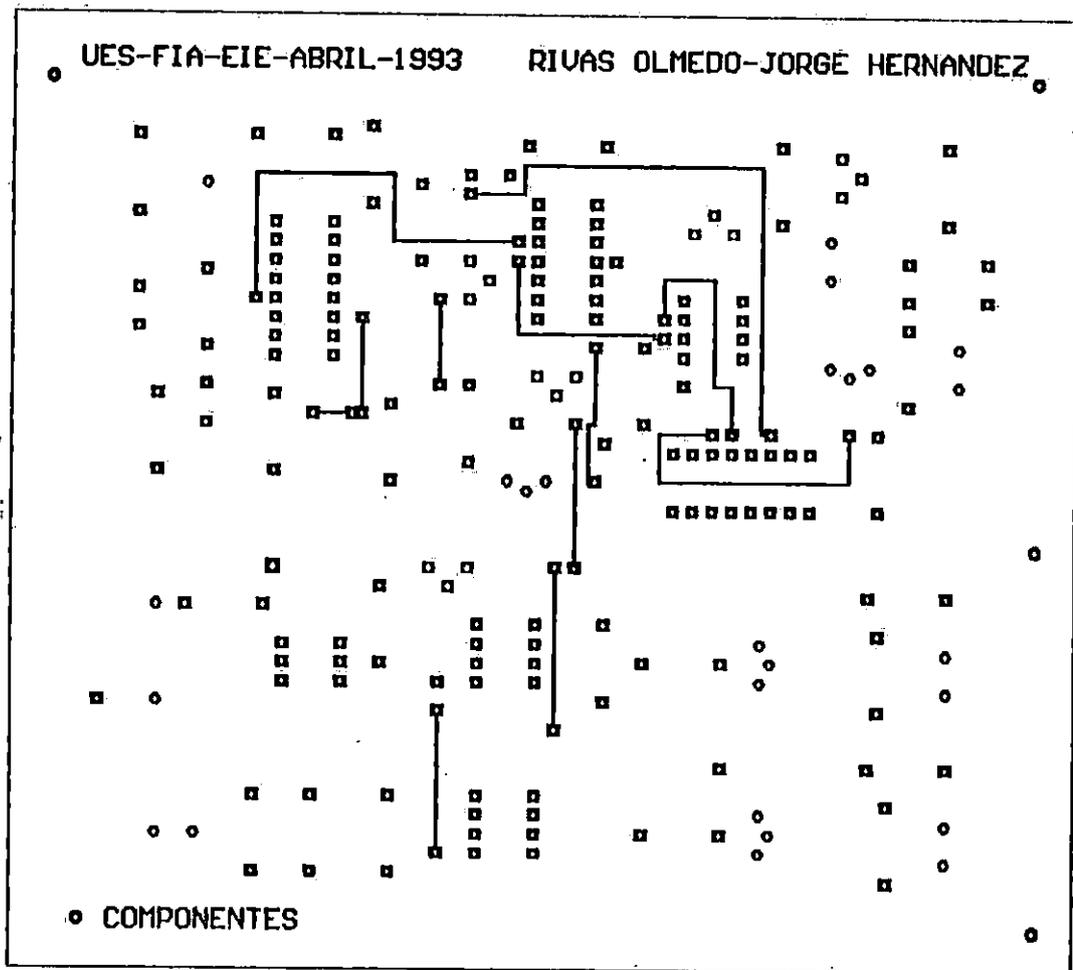


Figura B.5 Distribución de pistas del lado de componentes para el circuito impreso del arrancador.

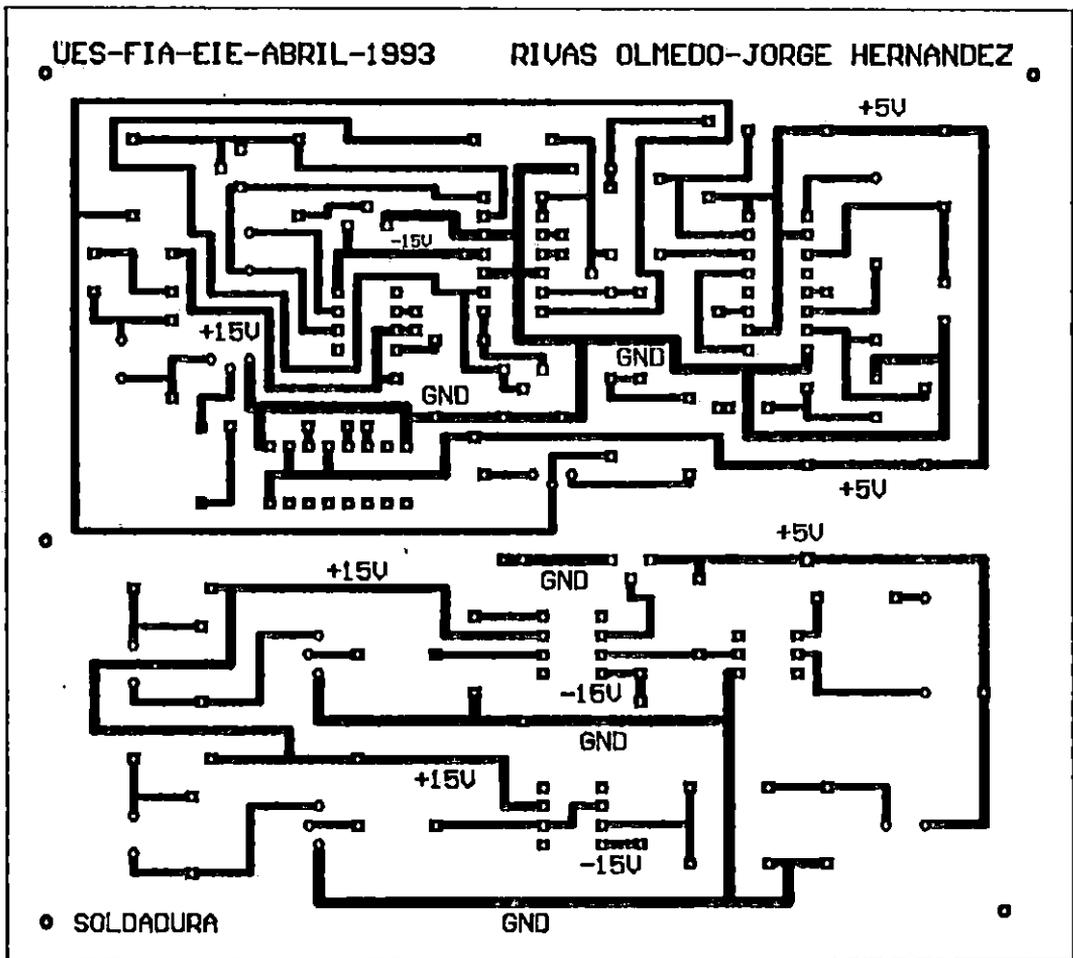


Figura B.6 Distribución de pistas del lado de soldadura para el circuito impreso del arrancador.