

7  
621.381528  
BAR



# ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA EN ELECTRICIDAD  
Y COMPUTACIÓN

*DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN EQUIPO DIDÁCTICO CON  
TIRISTORES PARA CONTROL DE MOTORES DC*

PROYECTO DE GRADUACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE:  
INGENIERO EN ELECTRICIDAD, ESPECIALIZACIÓN: INDUSTRIAL

PRESENTADO POR:

ANGÉLICA BARRERA OCHOA

CECILIA MORENO BENAVIDES

JAIME CEDEÑO POZO

GUILLERMO WAN GARCIA

ERWIN DELGADO BRAVO



GUAYAQUIL-ECUADOR

2001

## **AGRADECIMIENTO**

Primero a Dios, por darnos el maravilloso Don de la vida, salud y fortaleza para concluir el proyecto; a nuestros padres por brindarnos el apoyo necesario para conseguir el objetivo; a la ESPOL por entregarnos los conocimientos técnicos indispensables para cumplir con el objetivo planteado.

En general un agradecimiento a todas las personas que de una u otra manera han contribuido para la elaboración de este proyecto.

**Dedicatoria:**

A nuestros padres,


seres queridos que incondicionalmente nos


apoyaron en todo momento en la realización de nuestro proyecto




**Declaración expresa:**

“La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, corresponden exclusivamente a su autor, y el patrimonio intelectual de la Tesis de Grado corresponderá a la Escuela Superior Politécnica del Litoral”

  
Angélica Marianela Barrera Ochoa

  
Cecilia Evangelina Moreno Benavides

  
Guillermo Washington Wan García

  
Erwin Joffre Delgado Bravo

  
Jaime Marcelo Cedeño Pozo

## Tribunal Examinador



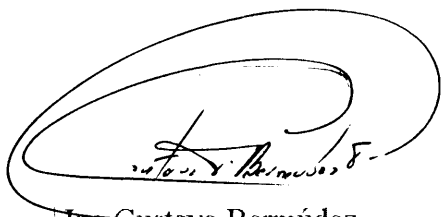
Ing. Carlos Monsalve

Subdecano de la Facultad de Ingeniería  
en Electricidad y Computación de Graduación



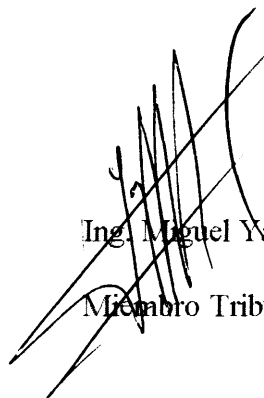
Ing. Norman Chootong

Director de Tópico de Graduación



Ing. Gustavo Bermúdez

Miembro Principal



Ing. Miguel Yapur

Miembro Tribunal



## RESUMEN

El objetivo de este trabajo es la construcción de un equipo que permitirá tener una idea general de las diversas aplicaciones del tiristor - rectificador controlado de silicio (SCR) - en la conversión de potencia aplicada a los motores de corrientes continua. Se efectúa en el laboratorio de Electrónica de Potencia, una aplicación práctica de un sistema de control de velocidad para un motor DC previamente elegido (utilizando convertidores basados en tiristores) analizándose sus ventajas y desventajas y registrándose los diversos parámetros de su operación.

Incluye una estrecha familiarización con los conceptos y características del funcionamiento del tiristor: configuración, disparo, tiempo de extinción y restablecimiento; además con la protección apropiada que necesita cuando se involucran las cargas, y con los diversos circuitos electrónicos de impulso para originar su disparo.

Enfoca la teoría básica del motor DC, desde el punto de vista de su funcionamiento, estudiándose sus características torque - velocidad y corriente requerida, tanto en el arranque como en el estado estable.

Este equipo esta conformado por las siguientes unidades:

Unidad de Fuerza, Unidad de disparo y Unidad de Control de Velocidad - Corriente.

*La Unidad de Fuerza* esta fundamentalmente constituida por seis SCR y seis diodos. Incluye además las etapas de alimentación DC y trifásica y los diversos circuitos de protección requeridos tanto para los diodos como para los SCR.

*La Unidad de disparo* esta compuesta por 6 circuitos de disparo construidos en su totalidad basándose en elementos discretos, lo que representa un costo mas bajo.

*La Unidad de Control*, ha sido diseñada utilizando controladores PI construidos con amplificadores operacionales tanto en el control de velocidad como en el de corriente. Los diferentes tipos de controles son seleccionados mediante interruptores y las ganancias son fácilmente ajustables.

Para las realimentaciones se han usado sensores. En el lazo de velocidad se ha utilizado un tacómetro y en el lazo de corriente una resistencia en serie con la armadura del motor.

El sincronismo entre la unidad de control y el de fuerza se realiza a través de 3 transformadores con toma central y que conforman dos configuraciones estrella en contrafase.

El sistema de control es alimentado por medio de una fuente de + 5v, mientras que las fuentes de + 15V y -15v, son utilizadas para alimentar a los op-amp.

Entre las aplicaciones del equipo se puede realizar el siguiente experimento, para ello es necesario acoplar a un motor DC un generador el mismo que se encuentra alimentando una carga variable. Cuando la carga conectada en los terminales de salida del generador se varía, el sistema de control de velocidad y corriente del equipo hará que dichos parámetros del motor de corriente continua (DC) no cambien, es decir a pesar de las variaciones de carga la corriente del motor y su velocidad permanecerán constantes.

Finalmente, basadas en los resultados experimentales, se obtienen las respectivas conclusiones y se emiten modestas recomendaciones a fin de facilitar una mayor implantación en nuestro medio de los sistemas de control de motores basándose en tiristores.



## INDICE GENERAL

	PAGINA
RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	IX
INDICE DE FIGURAS	XIV
INDICE DE TABLAS	XX
INDICE DE ABREVIATURAS	XXI
INTRODUCCIÓN	XXV
1. TEORÍA BÁSICA DEL TIRISTOR	29
1.1 Generalidades de las diferencias entre el diodo y el tiristor	29
1.2 Símbolo de conexión y las denominaciones de las conexiones del tiristor	30
1.3 Estructura del SCR.	31
1.4 Característica y valores nominales del SCR.	37
1.5 Circuitos de Protección de los tiristores	40
1.5.1 Protección contra $di/dt$	40
1.5.2 Protección contra $dv/dt$	42
1.5.3 Protección contra sobrecorrientes y sobrevoltaje	43

<b>2. SISTEMAS DE CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC</b>	<b>46</b>
2.1 Generalidades	46
2.2 Tipos de motores.	46
2.3 Operación y características de los motores DC	48
2.4 Variación de la velocidad de un motor de corriente continua con excitación separada	52
2.4.1 Control de campo.	53
2.4.2 Control de armadura	55
2.5 Sistemas de control.	57
2.6 Realimentación de velocidad y sus ventajas.	59
2.7 Problemas de arranque en los motores de corriente directa..	60
2.8 Realimentación de la corriente y sus ventajas.	61
<b>3. CONVERTIDORES CON TIRISTORES. ESPECIFICACIONES</b>	<b>64</b>
3.1 Introducción.	64
3.2 Rectificadores controlados.	67
3.2.1 Características y clasificación.	67
3.2.2 Configuración monofásica.	67
3.2.3 Configuración trifásica.	73



3.3 Corolario	78
<b>4. CIRCUITO DE CONTROL</b>	<b>79</b>
4.1 Características del motor.	79
4.1.1 Características de placa.	79
4.1.2 Deducción de la función de transferencia de un motor DC	80
4.1.3 Determinación experimental de la constante de tiempo mecánica y la constante de fricción viscosa del motor.	88
4.2 Diagrama de bloque del sistema de control.	91
4.3 Controlador PI	95
4.4 El lazo de realimentación de corriente.	97
4.4.1 Características del lazo.	97
4.4.2 Diseño del controlador de corriente.	101
4.4.3 Circuito controlador de corriente.	113
4.5 Lazo de realimentación de velocidad.	116
4.5.1 Características del lazo.	116
4.5.2 Diseño del controlador de velocidad.	118
4.5.3 Circuito controlador de velocidad.	127
<b>5. CIRCUITO DE DISPARO</b>	<b>129</b>
5.1 Diagrama de bloque del circuito.	129
5.2 Requerimientos.	132

5.3	Generador de onda cuadrada.	133
5.4	Circuito generador de rampa.	134
5.5	Comparador y derivador	137
5.6	Generador de pulsos.	138
5.7	Sincronización de los pulsos de disparos.	140
5.8	Amplificación y aisladora de pulsos.	142
<b>6.</b>	<b>FUENTES DE ALIMENTACIÓN</b>	<b>146</b>
6.1	Alimentación trifásica de fuerza.	146
6.2	Conexiones para los transformadores de sincronismos.	148
6.3	Diseño de fuentes reguladas de voltaje.	149
6.3.1	Rectificación y filtrado.	150
<b>7.</b>	<b>PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES</b>	<b>155</b>
7.1	Control del motor DC.	155
7.1.1	Lazo abierto.	156
7.1.2	Lazo cerrado.	161
7.1.2.1	Realimentación de corriente.	161
7.1.2.2	Realimentación de velocidad.	165
7.2	Circuito de disparo.	170

<b>8. MUESTRAS FOTOGRÁFICAS DEL EQUIPO</b>	<b>180</b>
<b>CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</b>	<b>185</b>
<b>APENDICES</b>	
A.- Datos del tiristor	188
B.- El criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz	190
<b>ANEXOS</b>	<b>194</b>
I. Manual del usuario	194
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>206</b>

## INDICE DE FIGURAS

FIGURA	TITULO	PAGINA
1.1	Análisis de conducción del diodo y el tiristor	30
	a) Circuito con diodo.	
	b) Circuito con tiristor.	
	.	
1.2	Símbolo del diodo y tiristor	31
	a) Símbolo del diodo	
	b) Símbolo del tiristor	
1.3	Estructura del tiristor	32
	a) Capas que constituyen al tiristor	
	b) Símbolo eléctrico del SCR	
1.4	Estructura del tiristor.	33
	a) División del SCR en dos estructuras de tres capas.	
	b) Circuito equivalente.	
1.5	a) Voltaje en compuerta.	33
	b) Dirección de corriente en el SCR.	

1.6	Características del SCR.	37
1.7	Protección del SCR contra $di/dt$ .	41
1.8	Protección del SCR contra $dv/dt$	42
1.9	Protección completa de un circuito con tiristores.	45
2.1	Subclases de los motores de corriente continua	47
2.2	Subclases de los motores de corriente alterna	48
2.3	Diagrama esquemático de un motor de corriente continua con excitación separada.	49
2.4	Diagrama esquemático de un motor de corriente continua con control de campo y de armadura.	53
2.5	Diagrama del sistema en lazo abierto.	57
2.6	Diagrama del sistema en lazo cerrado.	58
3.1	Diagrama de bloque de un convertidor típico.	65
3.2	Circuito rectificador monofásico de media onda.	68
3.3	Formas de ondas de voltaje para el rectificador monofásico de media onda.	69
3.4	Circuito rectificador monofásico de onda completa.	70
3.5	Formas de ondas de voltaje para el rectificador monofásico de onda completa.	72
3.6	Rectificador trifásico de media onda	73
3.7	Formas de ondas de voltaje para el rectificador trifásico de media onda.	74

3.8	Rectificador trifásico de onda completa.	75
3.9	Formas de ondas de voltaje del rectificador trifásico de onda completa.	77
4.1	Diagrama de bloques del control del motor DC por armadura.	82
4.2	Diagrama de bloques reducido del control de un motor DC.	87
4.3	Señal de voltaje del taco generador sin carga acoplada.	89
4.4	Señal de voltaje del taco generador con carga acoplada.	90
4.5	Diagrama de bloques del sistema de control de un motor DC.	94
4.6	Controlador PI.	95
4.7	Circuito optoaislador.	100
4.8	Diagrama de bloques del circuito controlador de corriente.	102
4.9	Circuito controlador de corriente.	109
4.10	Respuesta transitoria de la función de transferencia del lazo de corriente.	112
4.11	Circuito completo del controlador de corriente.	115
4.12	Diagrama de bloques del controlador de velocidad.	119



4.13	Circuito controlador de velocidad.	124
4.14	Circuito completo del controlador de velocidad	128
5.1	Diagrama de bloques del circuito de disparo.	131
5.2	Circuito generador de onda cuadrada	134
5.3	Generador de rampa.	136
5.4	Circuito comparador y derivador.	138
5.5	Generador de pulsos.	139
5.6	Circuito de fuerza de un rectificador trifásico de onda completa.	140
5.7	Forma de onda de voltaje en la carga.	141
5.8	Localización de terminales y diagrama de conexiones.	142
5.9	Etapa amplificadora y aisladora de pulsos.	143
5.10	Circuito de disparo	144
6.1	Diagrama de conexiones en la unidad de alimentación de fuerza.	147
6.2	Diagrama de conexiones de los transformadores de sincronismos.	149
6.3	Diagrama de conexiones de alimentación de fuentes regulada.	153
6.4	Circuito de las fuentes reguladas.	154
7.1	Gráfico de $W$ vs $I_a$ . Lazo abierto. Caso discontinuo.	157

7.2	Gráfico de Reg. P.U. vs Ia. Lazo abierto. Caso discontinuo.	158
7.3	Gráfico de W vs Ia. Lazo abierto. Caso continuo.	160
7.4	Gráfico de Reg. P.U. vs Ia. Lazo abierto. Caso continuo.	160
7.5	Gráfico de Ia vs W Lazo de realimentación de corriente.	163
7.6	Gráfico de P vs. Ia. Lazo de realimentación de corriente.	163
7.7	Respuesta fotográfica del controlador de corriente.	164
7.8	Tarjeta del controlador de corriente.	165
7.9	Gráfico de W vs Ia. Lazo de realimentación de velocidad.	167
7.10	Gráfico de reg. P. U. Vs Ia. Lazo realimentación de velocidad.	168
7.11	Respuesta del controlador de velocidad.	169
7.12	Tarjeta del controlador de velocidad.	169
7.13	Tarjeta del circuito de disparo.	170
7.14	Formas de ondas de voltajes: Señal de sincronismo, onda cuadrada, rampa.	172
7.15	Formas de ondas de voltajes: rampa, comparador, derivador.	173

7.16	Formas de ondas de voltajes: derivador, trigger, pulso.	174
7.17	Formas de ondas de voltajes: pulso, pulso amplificado, pulso aislado.	175
7.18	Pulso de disparo a un ángulo $\beta$	176
7.19	Forma de onda de voltaje de armadura para un ángulo $\beta$ .	177
7.20	Pulso disparo a un ángulo $\alpha$	177
7.21	Forma de onda de voltaje en la armadura a un ángulo $\alpha$ .	178
7.22	Forma de onda de voltaje en el tiristor Th1.	179
8.1	Equipo didáctico para control de corriente y velocidad de un motor DC	180
8.2	Unidad de diodos de potencia.	181
8.3	Unidad de tiristores de potencia.	181
8.4	Unidad de disparo.	182
8.5	Fuente regulada de +5V	182
8.6	Fuentes reguladas de +24V, -15V, +15V	183
8.7	Transformadores de sincronismo.	183
8.8	Dibujo de placa de circuito controlador de corriente/velocidad	184
8.9	Dibujo de placa de circuito de disparo.	184

## INDICE DE TABLAS

TABLA	REFERENCIA	PÁGINA
I	Velocidad del motor y el voltaje en la carga.	116
II	Voltaje en la carga y conducción de pareja de tiristores.	141
III	Características técnicas de los reguladores	151
IV	Variables del motor. Lazo abierto caso discontinuo.	157
V	Variables del motor. Lazo abierto caso continuo.	159
VI	Variables del motor. Lazo de realimentación de corriente.	162
VII	Variables del motor. Lazo de realimentación de velocidad.	167

## INDICE DE ABREVIATURAS

A: Ganancia amplificada del amplificador de tiristores.

$a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5$ : Constantes para el arreglo de Routh-Hurwitz

B: Constante de fricción normalizada.

F(s): Función de transferencia de lazo cerrado.

G(s): Función de transferencia de lazo abierto.

H(s): Función de transferencia de realimentación.

I<sub>i</sub>: Ganancia normalizada del transductor de corriente.

I<sub>v</sub>: Ganancia normalizada del transductor de velocidad.

I<sub>w</sub>: Ganancia normalizada del transductor de velocidad.

i<sub>a</sub>: Corriente de armadura del motor.

i<sub>a</sub>(s): Transformada de Laplace de la corriente normalizada.

i<sub>er</sub>: Corriente de armadura en estado de reposo.

J: Momento de inercia del motor con carga.

K<sub>i</sub>: Ganancia del controlador de corriente.

K<sub>i</sub>, K<sub>i</sub>': Constantes para la función de transferencia del lazo de corriente.

K<sub>b</sub>: Constante de fuerza contraelectromotriz.

K<sub>t</sub>: Constante de torque.

K<sub>w</sub>: Ganancia del controlador de velocidad.

L<sub>a</sub>: inductancia de armadura.

M<sub>i</sub>: Torque desarrollado por el motor.

m<sub>i</sub>: Torque de la carga.

Mer: Torque de estado de reposo.

$M_t(s)$ : Transformada de Laplace del torque de la carga normalizada.

PI: Proporcional e integral.

R: Resistor.

Ra: Resistencia de armadura.

s: Variable de Laplace.

t: Tiempo.

tr: Tiempo de subida.

ts: tiempo de estabilización

Ta: Constante de tiempo de retardo del amplificador de tiristores.

Tci: Constante de tiempo del controlador de corriente.

Tcw: Controlador de tiempo del controlador de velocidad.

Te: constante de tiempo eléctrica.

Teq: Constante de tiempo equivalente del lazo de corriente.

Tf: Constante de tiempo del filtro.

Tm: Constante de tiempo mecánica.

Tx, Ty, Tz: Constantes para la función de transferencia de corriente.

Va: Voltaje de armadura.

Vci: Voltaje de salida del controlador de corriente.

Vcm: Voltaje de control máximo.

Vcw: Voltaje de salida del controlador de velocidad.

Vi: Voltaje de salida del transductor de corriente.

$V_w$ : Voltaje de salida del transductor de velocidad.

$V_{dc}$ : Voltaje continuo.

$V_l$ : Voltaje de la carga.

$V_{max}$ : Voltaje máximo.

$V_n$ : Voltaje de armadura nominal.

$V_{refi}$ : Voltaje de referencia de corriente.

$V_{refv}$ : Voltaje de referencia de velocidad.

$V_{refw}$ : Voltaje de referencia de velocidad.

$V_s$ : Voltaje de secundario.

$V_t$ : Voltaje en el tiristor.

$V_w$ : Voltaje a la salida del filtro.

$V_a(s)$ : Transformada de Laplace del voltaje de armadura normalizado.

$V_{ci}(s)$ : Transformada de Laplace del voltaje de salida del controlador de corriente normalizado.

$V_{cw}(s)$ : Transformada de Laplace del voltaje de salida del controlador de velocidad normalizado.

$V_{ri}(s)$ : Transformada de Laplace del voltaje de referencia de corriente normalizado.

$V_{rv}(s)$ : Transformada de Laplace del voltaje de referencia de voltaje normalizado.

$V_{rw}(s)$ : Transformada de Laplace del voltaje de referencia de velocidad normalizado.

$w$ : Velocidad del motor.

$W_o$ : Velocidad ideal del motor sin carga.

$\omega_n$ : Frecuencia natural del sistema.

## INTRODUCCIÓN

En los últimos años se han presentado progresos sorprendentes en la electrónica de potencia, sobre todo el desarrollo que ha tenido el campo de los semiconductores.

Por definición, la electrónica de potencia es la aplicación específica de la electrónica en el campo de la potencia eléctrica. Comprende en sí la conexión, desconexión, control y transformación de la energía eléctrica utilizando para ello dispositivos de mando, control y regulación.

La introducción del tiristor en combinación con la tecnología de los semiconductores basados en silicio ha sido el factor más significativo de los progresos sugeridos anteriormente, debido a la capacidad de manejo de potencia, datos de tensión, de corriente, rápida respuesta del sistema, variedad de técnicas de control, etc.

Debido a la conveniencia de transformar o convertir la energía, es importante que el alumno conozca diferentes formas de lograr aquello. Para ello es necesario el mejor equipamiento del laboratorio de electrónica de potencia, ya sea mediante la adquisición de nuevas y modernas unidades o con el incremento del número de equipos existentes. Este es el objetivo del trabajo que se presenta.





Este equipo permite el estudio de los rectificadores controlados, de media onda o de onda completa, monofásicos y trifásicos; semicontrolados o con control completo; aplicaciones del convertidor en diferentes tipos de cargas, y la aplicación en el control de velocidad y corriente de armadura, esto es en lazo cerrado y lazo abierto, de un motor de corriente continua (DC).

En la construcción del equipo se ha contado con la ayuda de la ESPOL, que facilitó algunos dispositivos de fuerza, como por ejemplo tiristores.

Para poder comprender a cabalidad el proyecto es necesario conocer a breves rasgos, los diferentes métodos de construcción del sistema de control así como los diversos componentes que se ofrecen en el medio para la construcción de circuitos electrónicos los mismos que, en este equipo, constituirá la base del sistema de control con tiristores.

Algunos sistemas usan como elemento de producción de los pulsos de disparo el común UJT (transistor de junta única), otros hacen lo propio a través de PUTS (transistor de junta única programable) o de op-amps trabajando como comparador entre una señal rampa y un nivel DC variable a través de un op-amp "buffer" (separador) y que dará por resultado los pulsos necesarios para encender a los tiristores.

Otros sistemas más sofisticados usan circuitos integrados especiales y hasta microprocesadores para el control del disparo de los tiristores de fuerza.

En el equipo que se presenta, el diseño del sistema de control se basa en la utilización de circuitos integrados lineales, como por ejemplo los opamps. Entre las ventajas de la utilización de los opamps se puede mencionar:

- Disminución de los tiempos de retardo
- Mayor confiabilidad del sistema.
- Disminución del espacio utilizado dentro del equipo: Principalmente debido a la disminución del área de las tarjetas de control.
- Disponibilidad en el mercado.
- Bajo costo.

En el diseño de la unidad de fuerza, se hizo necesario la utilización de un banco de transformadores monofásicos, los mismos que se encuentran conectados en una configuración delta-estrella. Así también, fue necesario el diseño de una etapa rectificadora, a fin de poder obtener el voltaje DC necesario para poder alimentar el campo del motor de corriente continua.

A pesar de todas las ventajas del equipo, específicamente en lo referente a la disminución de elementos que conforman los circuitos de control, la confiabilidad del equipo estará determinada por la correcta utilización del mismo.

En el detalle de diseño se da la información concreta sobre los diagramas, cuya información facilita la reconstrucción total o parcial de los circuitos del sistema, así como también facilita el chequeo del correcto funcionamiento del mismo .

## **TEORÍA BÁSICA DEL TIRISTOR.**

### **1.1 GENERALIDADES DE LAS DIFERENCIAS ENTRE EL DIODO Y EL TIRISTOR**

El diodo es un dispositivo eléctrico de dos capas semiconductoras que posee la característica de permitir el paso de corriente siempre en un sentido al colocarlo bajo una tensión. Esta forma de actuar se representa intuitivamente en la figura 1.1a. Podemos observar que una corriente fluye en todo momento en un circuito en el que se encuentran un diodo y una lámpara en serie.

El tiristor es un dispositivo eléctrico de 4 capas semiconductoras que tiene un mecanismo de control, que en su activación presenta el fenómeno de *avalanchamiento*.

Si se reemplaza el diodo por un tiristor (figura 1.1b), entonces no fluye corriente a través del filamento de la lámpara hasta que exista un pulso de control en la compuerta del tiristor. En este momento el tiristor tendrá un comportamiento idéntico que el diodo en la red mostrada. La intensidad de corriente es la misma en ambos casos.

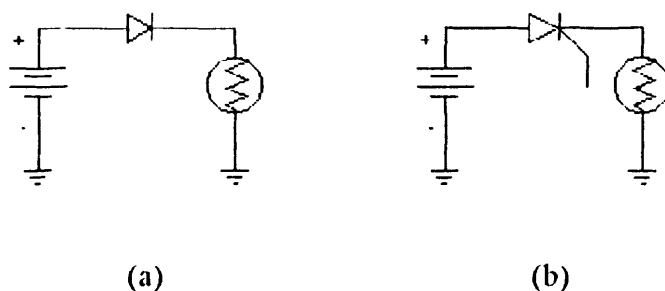


FIGURA 1.1 Análisis de conducción del diodo y tiristor

## 1.2 SÍMBOLO DE CONEXIÓN Y LAS DENOMINACIONES DE LAS CONEXIONES DEL TIRISTOR

Un diodo tiene dos contactos o electrodos. El electrodo positivo se denomina ánodo, el negativo cátodo. La corriente circula del ánodo al cátodo (figura 1.2a)

El tiristor tiene 3 contactos o electrodos. Los dos electrodos exteriores ánodo y cátodo coinciden con los del diodo (figura 1.2b). El sentido de corriente es también el mismo. El tercer contacto en el tiristor es el electrodo de mando (control) o compuerta.

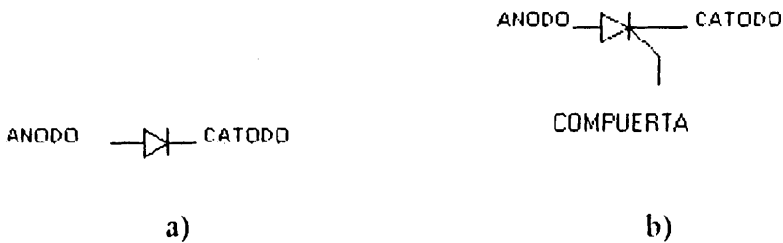


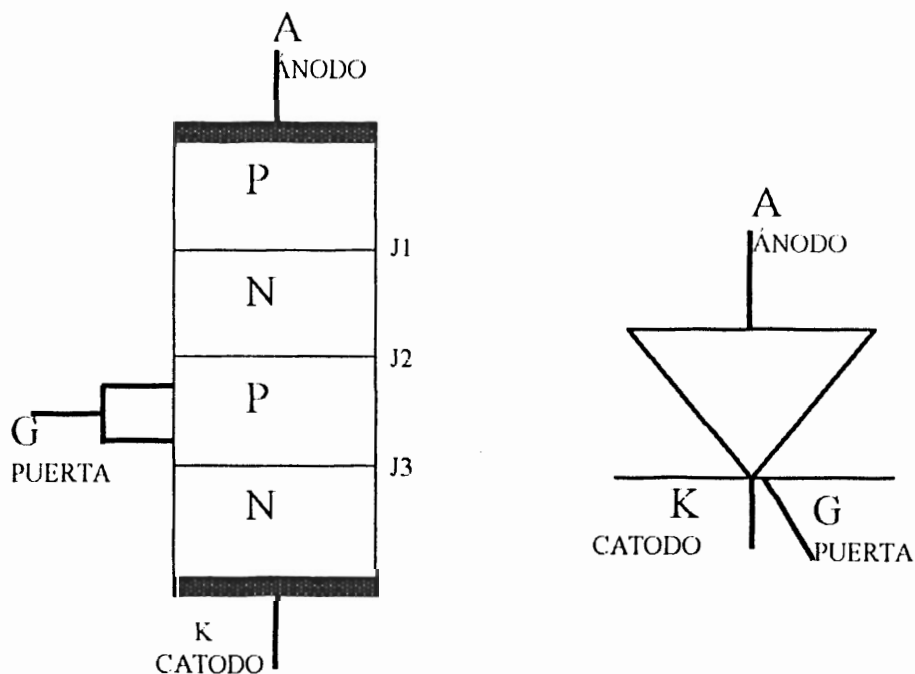
FIGURA 1.2 Símbolo del diodo y tiristor

### 1.3 ESTRUCTURA DEL SCR

El rectificador de silicio controlado ( SCR ) es un dispositivo estático de interrupción que puede pasar del estado de bloqueo al de conducción mediante una pequeña señal de potencia aplicada al electrodo de control. El SCR es un tiristor. En el estado de bloqueo es equivalente a un interruptor abierto que no permite el flujo de corriente; y en el estado de conducción representa un interruptor cerrado que permite el paso de corriente, limitada solamente por el circuito externo, es decir la carga y la fuente de alimentación.

Mientras un diodo rectificador de silicio ordinario consiste de una unión PN en la que la capa P es el ánodo; un SCR comprende 4 capas P-N-P-N, donde

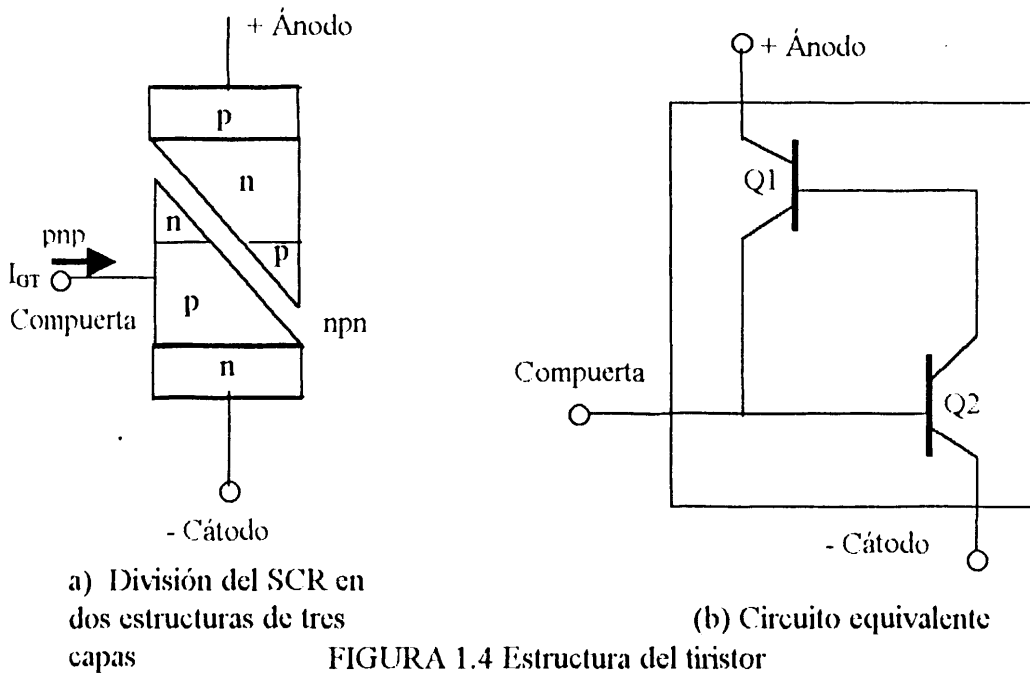
la primera capa - terminal P es el ánodo, la última capa terminal N es el cátodo; y la capa P adyacente al cátodo constituye la compuerta o electrodo de disparo. ( figura 1.3 a).



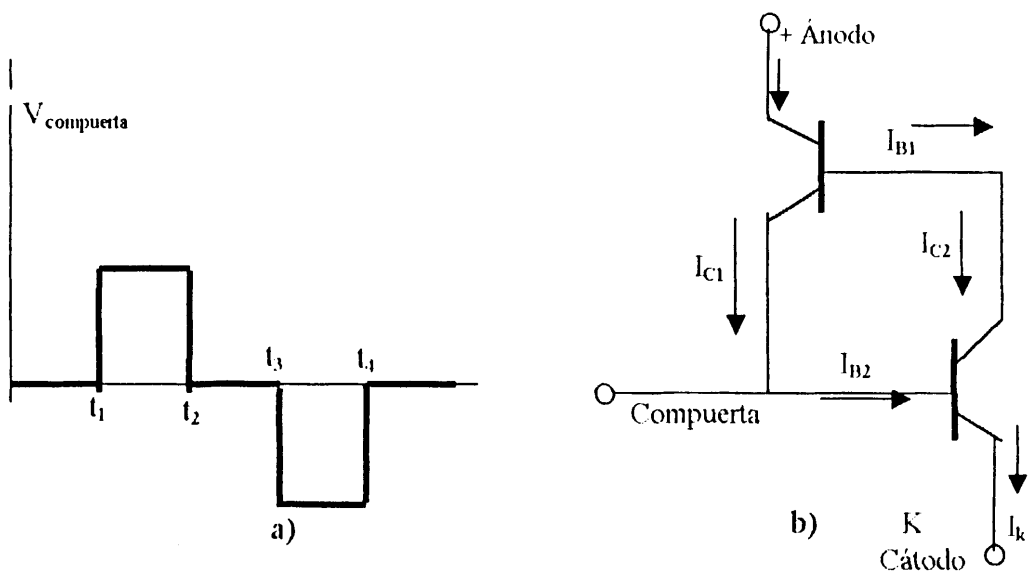
a) El rectificador controlado de silicio (SCR )    b) Símbolo eléctrico del SCR.

FIGURA 1.3 Estructura del tiristor

Para un análisis más detallado de la operación del SCR, dividiremos la estructura pnpn de cuatro capas de la Fig. 1.3a en dos estructuras de transistor de tres capas, y considerando el circuito resultante, tal como se muestra en la Fig. 1.4.



Como podemos apreciar en el circuito equivalente, uno de los transistores es npn, en tanto que el otro es PNP. Para nuestro análisis, la señal que se muestra en la Fig. 1.5a se aplicará en la compuerta del circuito de la Fig 1.5b.





Supongamos que el voltaje  $V_{AK}$  es positivo, Durante el intervalo  $0-t_1$ , el voltaje de la compuerta es cero, por lo que  $I_{B2}=0$ . La corriente  $I_{C2}=I_{B1}$  será demasiado pequeña como para activar a  $Q_1$ , por lo que ambos transistores estarán en corte, lo que produce una impedancia elevada entre el emisor y el colector de cada uno de los transistores. El SCR, en tales circunstancias se comporta como un circuito abierto. Se dice entonces que el SCR está en *condición de bloqueo directo o en estado desactivado*.

En  $t=t_1$  un pulso de voltaje aparecerá en la compuerta del SCR. El valor de dicho voltaje debe ser lo suficientemente grande como para poner en conducción a  $Q_2$ . En ese caso, la corriente de colector  $I_{C2}$  tendrá un valor tal que pondrá en conducción a  $Q_1$ . Con  $Q_1$  en conducción,  $I_{C1}$  aumentará, produciendo un incremento correspondiente en  $I_{B2}$ . El aumento en la corriente de base  $I_{B2}$  dará por resultado un incremento adicional en  $I_{C2}$ . El resultado neto es un incremento regenerativo en la corriente de colector de cada transistor. Este efecto es conocido como *avalanchamiento*. La resistencia ánodo-cátodo es, en tal circunstancia, muy pequeña, por lo que el SCR se puede aproximar como un cortocircuito. Se dice entonces que el dispositivo está en *estado de conducción o activado*.

La caída de voltaje se deberá a la caída óhmica de las cuatro capas y será pequeña (.por lo común 1V ).

La acción regenerativa descrita puede variar en su duración. Hay SCR que tienen tiempos de disparo típicos de 0.1 a 1  $\mu\text{s}$ . Pero los dispositivos de alta potencia en el intervalo de 100 a 400 A pueden tener tiempos de disparo de 10 a 25  $\mu\text{s}$ .

La corriente a través del ánodo debe ser mayor que a un valor conocido como *corriente de enganche*  $I_L$ , a fin de mantener la cantidad requerida de flujo de portadores a través de la unión; de lo contrario, al reducirse el voltaje del ánodo al cátodo, el dispositivo regresará a la condición de bloqueo. La *corriente de enganche*,  $I_L$  es la corriente del ánodo mínima requerida para mantener el SCR en estado de conducción inmediatamente después de que ha sido activado y se ha retirado la señal de la compuerta.

Una vez que el SCR es activado, se comporta como un diodo en conducción y ya no hay control sobre el dispositivo. El tiristor seguirá conduciendo, porque en la unión J2 no existe una capa de agotamiento debida a movimientos libre de los portadores.

Sin embargo, si se reduce la corriente directa del ánodo por debajo de un nivel conocido como *corriente de mantenimiento*,  $I_H$ , se genera una región de agotamiento alrededor de la unión J2 debida al número reducido de portadores; el tiristor estará entonces en estado de bloqueo. La corriente de mantenimiento

es del orden de los miliamperios y es menor que la corriente de enganche,  $I_L$ , esto significa que  $I_L > I_H$ .

La corriente de mantenimiento  $I_H$  es la corriente del ánodo mínimo para mantener el tiristor en estado de régimen permanente.

Cuando el voltaje del cátodo es positivo con respecto al ánodo, la unión J2 tiene polarización directa, pero las uniones J1 y J3 tienen polarización inversa. Esto es similar a dos diodos conectados en serie con un voltaje inverso a través de ellos. El tiristor estará en estado de bloqueo inverso y una corriente de fuga inversa, conocida como corriente inversa,  $I_R$ , fluirá a través del dispositivo.

Una forma de activar un tiristor es aumentando el voltaje directo de  $V_{AK}$  más allá del voltaje de ruptura directo, pero esta forma de activarlo puede ser destructiva. También puede activarse mediante un aumento significativo de la temperatura. Esto tampoco es recomendable.

En la práctica, el voltaje directo se mantiene por debajo del voltaje de ruptura directo  $V_{BO}$  y el SCR se activa mediante la aplicación de un voltaje positivo entre la compuerta y el cátodo. Una vez activado el tiristor mediante una señal de compuerta y una vez que la corriente del ánodo es mayor que la

corriente de enganche, el dispositivo continúa conduciendo, debido a una retroalimentación positiva, aún si se elimina la señal de compuerta.

#### 1.4 CARACTERÍSTICAS Y VALORES NOMINALES DEL SCR:

En la figura 1.6 se gráfica la característica  $I_A - V_{AK}$  común de un tiristor, para diversos valores de corriente de compuerta.

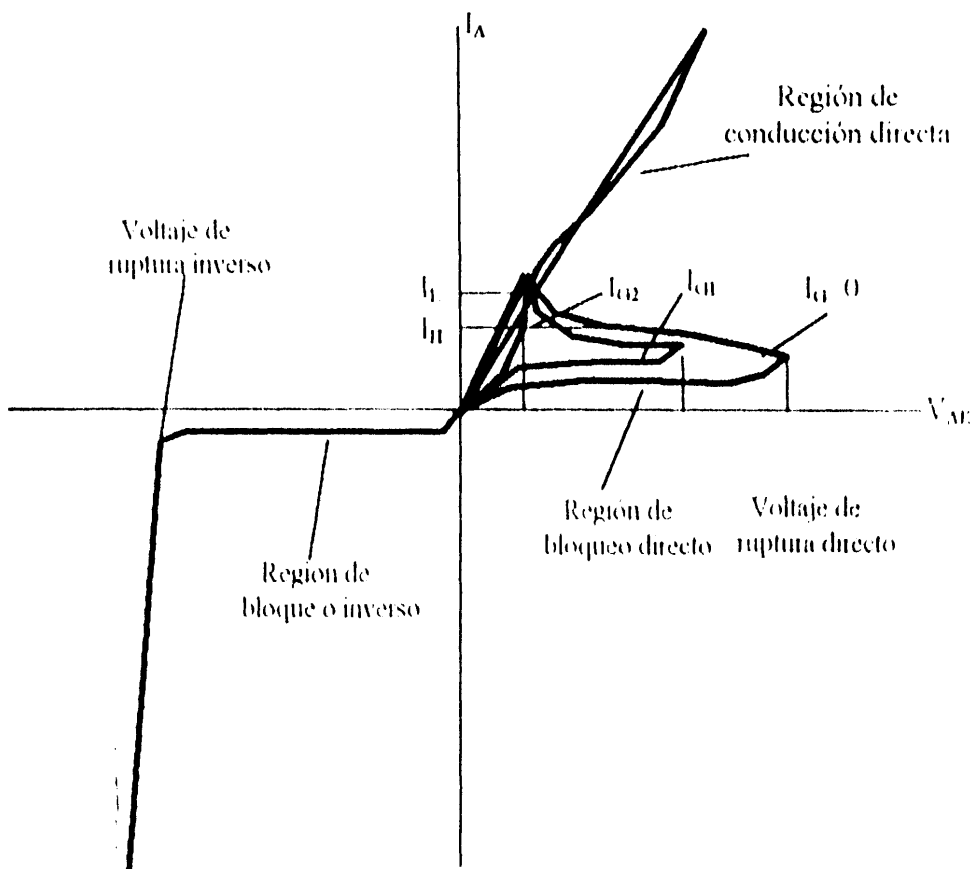


Figura 1.6  
Características del SCR

$V_{no}$ : Voltaje de ruptura directo

$I_L$ : Corriente de enganche.

$I_H$ : Corriente de sostenimiento.

$I_G$  Corriente de control de compuerta.

La corriente de control de compuerta depende básicamente de la temperatura de la unión PN, por ejemplo, para una temperatura de 25 grados es permisible una corriente máxima de 50ma y una tensión mínima de alrededor de 0.5v, en el caso de un tiristor de 15A

De igual manera la tensión mínima de la señal de compuerta varia según la temperatura.

La duración del impulso de disparo depende de las características del circuito de carga; para cargas puramente resistivas es suficiente un impulso de 10  $\mu$ s mientras que para cargas fuertemente inductivas es necesaria una mayor duración y si se necesita evitar impulsos de duración excesiva, se conectan en paralelo con las inductancias muy fuertes otros elementos como resistencias y capacitancias en serie; así se supera rápidamente la corriente de mantenimiento mediante impulsos relativamente breves.

La velocidad del aumento de la corriente ( $di / dt$ ) tiene un limite para el tiristor, alrededor de 20A/us, debido a que al inicio de la conducción solo contribuye a ésta una pequeñísima zona de la unión y al incrementarse rápidamente la

corriente se producirían elevadas densidades de corriente que destruirían el tiristor; por esto, generalmente se limita la velocidad mediante elementos externos como inductancias.

En el proceso de extinción o de apagado, un tiristor puede llevarse al estado de bloqueo mediante una corriente de control negativa ( para elementos con corriente ánodo - cátodo muy baja) o también reduciendo la corriente de ánodo por debajo de la de mantenimiento.

El tiempo de restablecimiento representa el periodo que transcurre desde que la corriente pasa por cero hasta el instante en que el tiristor recobra su capacidad de interrupción en sentido directo, constituyendo una característica importante por que determina la frecuencia máxima de trabajo a la que se puede someter el tiristor. El tiempo de restablecimiento depende de la temperatura de la unión, corriente ánodo - cátodo antes del disparo, corriente inversa, tensión inversa  $V_{KA}$ , tensión directa  $V_{AK}$ , velocidad de aumento de la tensión directa  $dV_{AK} / dt$  y su valor varia de 10 a 100  $\mu s$

El valor de la corriente nominal especificado por el fabricante equivale al valor medio aritmético de la corriente de tránsito admisible permanentemente en un circuito de semionda con carga óhmica, considerando que el tiristor esté

montado sobre un cuerpo refrigerante. También debe considerarse el valor de la corriente que se repite en cada periodo, llamado valor de pico periódico.

Una indicación de la buena calidad de un tiristor es el valor máximo transiente --corriente que puede soportar una sola vez fuera de las condiciones normales de funcionamiento, luego de lo cual debe sucederse una pausa de un minuto por lo menos.

## **1.5 CIRCUITOS DE PROTECCION DE LOS TIRISTORES**

### **1.5.1 PROTECCION CONTRA $di/dt$**

Cuando un voltaje directo es aplicado entre el ánodo y el cátodo y se aplica además una corriente a la compuerta, el tiristor comienza a conducir; entonces circula la corriente por todas las áreas transversales del dispositivo. Los tiristores son diseñados para que el área de conducción en su juntura se extienda rápidamente. Sin embargo, si la relación de cambio de la corriente es grande, un punto de calentamiento se produce en la vecindad de la terminal de compuerta, debido a la gran densidad de corriente en la juntura. El calor que se produce en los alrededores del dispositivo es tal, que podría destruir al tiristor.

La tabla de especificaciones del tiristor, entregada por el fabricante, contiene el máximo valor admisible para  $di/dt$ , antes de que el tiristor sufra un daño permanente.

Para evitar, tal problema se usa una inductancia en serie con el ánodo y el cátodo, que es saturable. Mientras no esta saturada, la inductancia deja pasar sólo una intensidad reducida de corriente; una vez saturada, se convierte en un cortocircuito. Esto limita el valor de  $di/dt$ .

Para el circuito que se muestra en la figura 1.7, la relación entre el máximo valor de  $di/dt$  y la inductancia de protección  $L_s$  está dada por la ecuación:

$$\frac{di}{dt} \max = \frac{V_{\max}}{L_s}$$

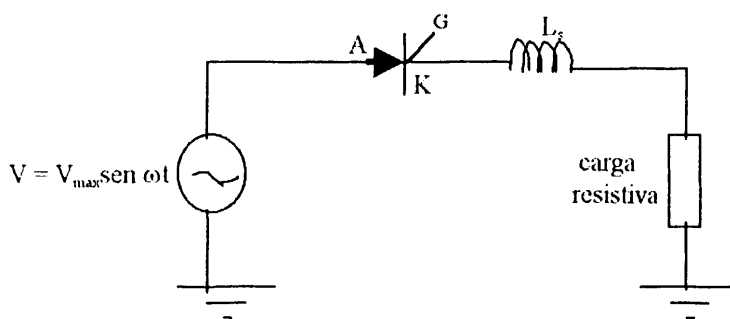


Figura 1.7 Protección del SCR contra  $di/dt$

Los valores típicos para la inductancia están entre los 5 y los 100  $\mu\text{H}$ .



### 1.5.2 PROTECCION CONTRA $dv/dt$

Debido al transiente de voltaje, se puede provocar el encendido del tiristor aún sin señal en la compuerta. Para proteger a los tiristores contra estos transientes de voltaje, utilizamos un circuito RC en paralelo con cada tiristor. El condensador es para limitar la velocidad de subida del voltaje en los terminales del tiristor. La resistencia se utiliza para limitar la descarga del condensador a través del tiristor.

Considerando el circuito de la figura 1.8:

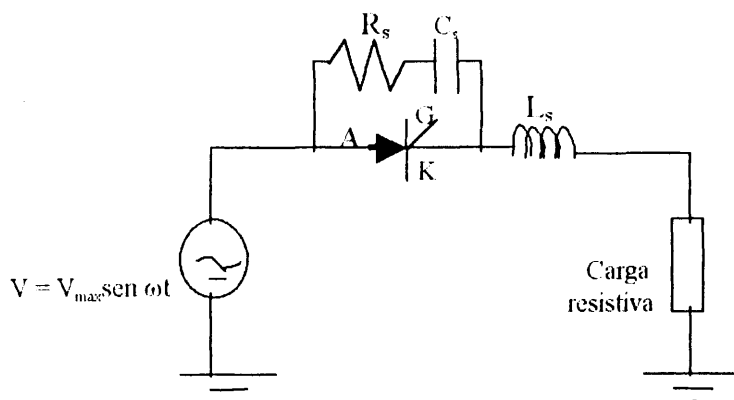


FIGURA 1.8 Protección del SCR contra  $dv/dt$

La expresión para el máximo valor admisible de  $dv/dt$  viene dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{dv_{AK}}{dt} \max = \frac{R_s V_{\max}}{L_s}$$

Debe escogerse un valor pequeño para la capacitancia  $C_s$ , a fin de evitar que la energía que almacena la misma, al ser descargada rápidamente, produzca una disipación de calor tal que dañe al tiristor.

Valores típicos para estos elementos son:  $C_s$ , 0.01 a  $1\mu\text{F}$ ;  $R_s$ ,  $10\ \Omega$  a  $1\text{k}\Omega$ .

### **1.5.3 PROTECCION CONTRA SOBRECORRIENTES Y SOBREVOLTAJES**

Un tiristor se puede proteger de la sobrecorriente por medio de un interruptor que actúa con un límite de corriente. Este interruptor debe ir conectado a la salida del convertidor en serie con la carga.

También podemos utilizar fusibles de acción rápida para protección contra corrientes elevadas y cortocircuitos. La forma de conectar estos elementos varía según el caso.

Podemos conectarlos en cada línea a la entrada del convertidor, o también se pueden conectar uno en serie con cada tiristor.

Para proteger contra sobrevoltaje, se utilizan dispositivos supresores de selenio, los cuales pueden conectarse en paralelo con los tiristores o en paralelo con las líneas de alimentación.

Para los tiristores, utilizamos supresores no polarizados, que se consiguen conectando en serie y en oposición dos diodos de selenio. En el caso de protección de diodos de potencia, utilizamos diodos de selenio polarizados. Estos mismos elementos se pueden utilizar para limitar el voltaje en la compuerta de cada tiristor.

En la figura 1.9 se muestra un esquema completo de un sistema protegido.

Utilizamos en el ejemplo un convertidor trifásico de tiristores.

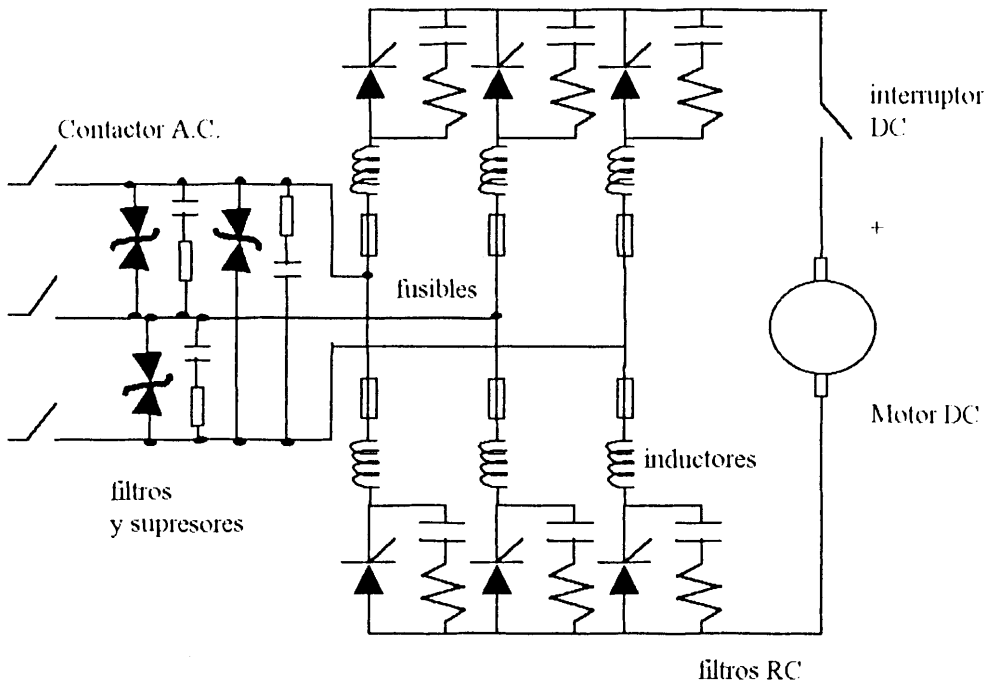


FIGURA 1.9

Protección completa de un circuito con tiristores.



## CONTROL DE VELOCIDAD Y CORRIENTE EN UN MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA (DC)

### 2.1 GENERALIDADES

Los motores de corriente directa tienen características variables, su uso es extenso en los propulsores de velocidad variable. Los motores de corriente continua (DC) pueden proporcionar un alto par motor de arranque y también permiten obtener control de la velocidad en un amplio rango. Los métodos de control de la velocidad, por lo general son más simples y menos costosos que los métodos para los motores de corriente alterna (AC).

### 2.2 TIPOS DE MOTORES

Los motores pueden dividirse en dos clases generales: de corriente continua (DC) y de corriente alterna (AC). En la clase de los motores de corriente continua, podemos dividirlos en las subclases mostradas en la figura 2.1. En la clase de motores de corriente alterna, podemos dividirlos en las subclases mostradas en la figura 2.2

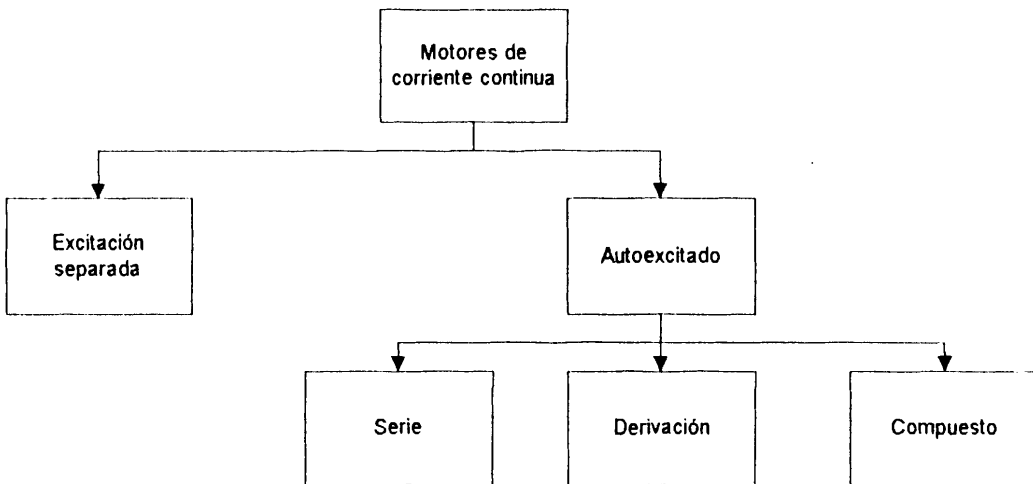


Figura 2.1 Subclases de los motores de corriente continua

De las subclases de motores de corriente alterna, los motores de inducción son los más importantes para control industrial. Los motores síncronicos tienen por característica principal el funcionamiento a una velocidad constante (sincronismo). Los tipos síncronos pequeños de una fase, es decir motores de reluctancia y los motores de histéresis, son usados principalmente en equipos de audio y en relojes cronómetros.

Los motores universales se utilizan principalmente en las herramientas manuales de velocidad variable como por ejemplo, licuadora, cortadora de legumbres, taladros, etc. Enfocaremos la atención en los motores de corriente continua, ya que el objetivo del presente proyecto es el control de velocidad y corriente de un motor de corriente continua.

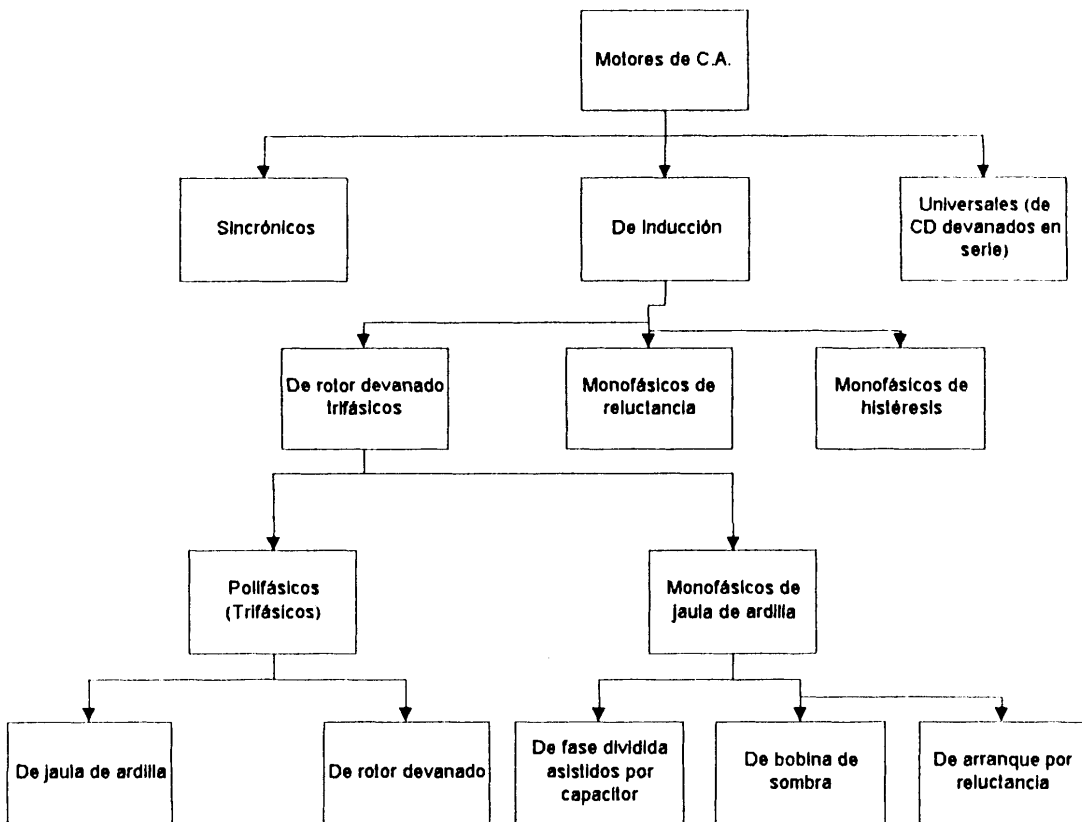


Figura 2.2 Subclases de los motores de corriente alterna.

## 2.3 OPERACIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE LOS MOTORES DC

Los motores de corriente continua son importantes en el control industrial porque son más adaptables que los motores de corriente alterna de campo giratorio a los sistemas de velocidad ajustable.

El equipo que se presenta alimentará un motor de corriente continua con excitación separada. En la figura 2.3 se muestra el diagrama esquemático de un *motor de corriente continua con excitación separada*.

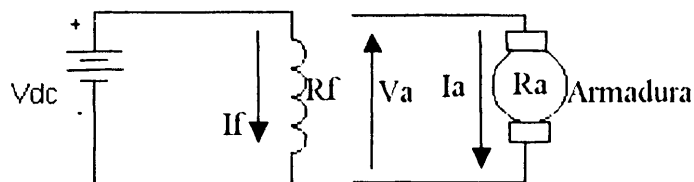


Figura 2.3 Diagrama esquemático de un motor de corriente continua con excitación separada.

Considerando el circuito de campo,  $V_f$  es un voltaje externo que se aplica al devanado y  $R_f$  es la resistencia inherente al devanado. La corriente a través de las bobinas de campo será entonces:

$$I_f = \frac{V_f}{R_f}$$

Esta configuración de excitación separada hará que el campo producido no se afecte por las condiciones cambiantes de los parámetros eléctricos en el circuito de la armadura. Es decir, a medida que varía la corriente de armadura para responder a cargas variantes, la corriente del devanado de campo permanece esencialmente constante por lo que la intensidad de campo magnético resultante permanece constante.

En la figura 2.3 se muestra el circuito de armadura el mismo que se lo ha representado por un círculo junto con dos pequeños cuadros. Se dibuja de esta manera puesto que el devanado de armadura está en el rotor de la máquina, y la



corriente circula desde y hacia el devanado de armadura mediante escobillas de carbón en contacto con los segmentos de un conmutador.

El devanado del inducido de un motor de corriente continua tiene una resistencia de cd pequeña. La resistencia del devanado de armadura de un motor cd de tamaño medio o grande generalmente es menor de  $1\Omega$ .

A pesar de que en la figura 2.3 no se muestra la resistencia del devanado de la armadura y de la resistencia de las escobillas, es importante mencionar que dicha resistencia se la debe tener presente en los cálculos eléctricos que en un momento determinado se realice.

Al aplicarse potencia por primera vez al devanado de la armadura, sólo la resistencia ohmica de cd del devanado está disponible para limitar su corriente, por lo que el aumento súbito de corriente es bastante grande. Sin embargo, a medida que empieza a acelerarse el motor, comienza a inducir una fuerza contraelectromotriz por la acción de generador común. Esta fuerza contraelectromotriz se opone al voltaje de alimentación y limita la corriente de armadura a un valor razonable.

Cuando un motor de cd ha alcanzado la velocidad de operación normal, su fuerza contraelectromotriz es aproximadamente del 90% de la magnitud del voltaje de armadura aplicado ( $V_n$  en la figura 2.3). La caída de voltaje  $IR$  a través de la

resistencia del devanado de armadura representa el otro 10% del voltaje aplicado, ignorando cualquier caída de voltaje a través de las escobillas de carbón.

El tamaño exacto de la fuerza contraelectromotriz generada por el devanado de armadura depende de dos cosas:

- a) De la intensidad de campo magnético. Cuando más intenso el campo magnético, mayor tiende a ser la fuerza contraelectromotriz.
- b) De la velocidad de giro. A mayor velocidad, mayor tiende a ser la fuerza contraelectromotriz.

En la siguiente ecuación se expresa la dependencia de la fuerza contraelectromotriz de la intensidad de campo y la velocidad de giro.

$$E_c = k_g BS \quad \text{ecuación 2.3.2}$$

En la ecuación 2.3.2  $E_c$  representa la fuerza contraelectromotriz creada por el devanado giratorio de la armadura,  $B$  representa la fuerza del campo magnético creado por el devanado del campo, y  $S$  es la velocidad de giro en rpm. La constante de proporcionalidad  $k$  depende de los detalles de construcción de la armadura (el número de vueltas del devanado, la longitud de los conductores, etc.).

La ley de voltaje de Kirchhoff para la malla de la armadura que se expresa en la ecuación 2.3.3, indica que el voltaje aplicado a la armadura es igual a la suma de

los voltajes de la fuerza contraelectromotriz y la caída de voltaje debido a la resistencia del devanado de la armadura, ignorando por ello el efecto producido por la resistencia de las escobillas.

$$V_s = E_c + I_a R_a \quad \text{ecuación 2.3.3}$$

En la ecuación 2.3.3,  $R_a$  es la resistencia del devanado de armadura y  $I_a$  es la corriente de armadura.

## 2.4 VARIACIÓN DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA CON EXCITACION SEPARADA.

Básicamente hay tres maneras de variar la velocidad de giro de un motor de corriente continua con excitación separada.

- a) Variando el voltaje aplicado al devanado de campo o variando la resistencia equivalente vista desde los terminales de entrada del voltaje de excitación de campo, lo cual se logra colocando en serie con el devanado de campo un resistor variable. Este método se sugiere en la figura 2.4a
- b) Variando el voltaje aplicado a la armadura o variando la resistencia equivalente vista desde los terminales de entrada del voltaje de alimentación del motor de corriente continua. Este método se sugiere en la figura 2.4b
- c) Mediante el control del circuito del inducido, el mismo que en la presente tesis no se considera.

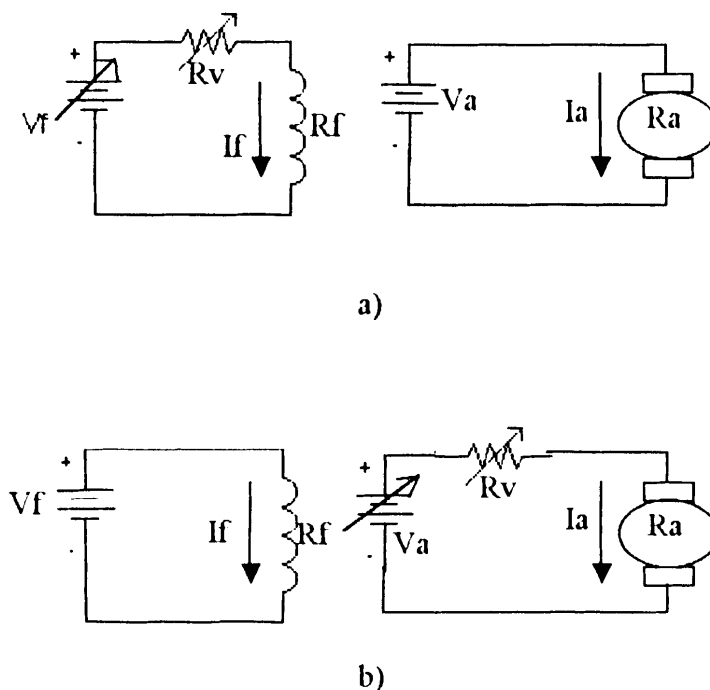


Figura 2.4 Diagrama esquemático de motor de corriente continua con excitación separada con a) control de campo y b) control de armadura

### 2.4.1 CONTROL DE CAMPO

A medida que aumenta el voltaje aplicado al devanado de campo como se muestra en la figura 2.4.a, aumenta la corriente de campo. Esto produce un campo magnético más intenso, que induce una mayor fuerza contraelectromotriz en el devanado de la armadura. La mayor fuerza contraelectromotriz tiende a oponerse al voltaje de cd aplicado, y reduce por tanto la corriente de armadura,  $I_a$ . Por tanto, una corriente de campo aumentada provoca que el motor disminuya su velocidad hasta que la fuerza contraelectromotriz inducida haya regresado a su valor nominal.

De otro modo, si se reduce la corriente de campo, el campo magnético disminuye. Esto causa una reducción de la fuerza contraelectromotriz creada por el devanado giratorio de la armadura aumentando con ello la corriente de armadura, obligando al motor a girar con mayor rapidez, hasta que la fuerza contraelectromotriz de nuevo sea aproximadamente igual a lo que era antes. Es decir, la reducción de intensidad de campo magnético es “compensada” por un aumento de la velocidad del motor.

Cuando se varia la resistencia equivalente vista desde los terminales de entrada del voltaje de alimentación del devanado de campo, y si se mantiene constante dicho voltaje, la corriente de campo disminuye con lo cual el campo magnético también disminuirá. Esto dará por resultado un aumento de la velocidad del motor de corriente continua.

Este método de control de velocidad tiene ciertas ventajas. Puede lograrse por medio de un pequeño y económico reóstato, ya que la corriente en el devanado de campo es bastante baja debido a la gran  $R_f$ . También, debido al bajo valor de  $I_f$ , el reóstato  $R_v$  no disipa mucha energía. Por tanto éste método es eficiente energéticamente.

Sin embargo, hay una desventaja principal en el control de velocidad desde el devanado de campo: para aumentar la velocidad debe reducirse  $I_f$  y debilitarse el campo magnético, reduciendo por tanto la capacidad de

producción de par del motor. La capacidad de creación de par de un motor depende de dos cosas: la corriente a través de los conductores de armadura, y la intensidad de campo magnético. Si se reduce  $I_f$ , el campo magnético se debilita, y la capacidad de producción de par del motor se disminuye.

Desafortunadamente es justo ahora cuando el motor necesita toda la capacidad de producción de par que pueda conseguir, ya que probablemente requiera de mayor par para mover la carga a una velocidad mayor.

Por tanto hay un conflicto fundamental en el control de campo. Cuando el motor gira con mayor rapidez se produce una disminución del par del motor.

#### **2.4.2 CONTROL DE ARMADURA**

La segunda forma de control de velocidad tiene que ver con el cambio del voltaje aplicado a la armadura del motor sin cambiar el voltaje aplicado al campo o variando la resistencia equivalente vista desde los terminales de entrada del voltaje de alimentación de la armadura. Este método se muestra en la figura 2.4b.

Si se aumenta el voltaje  $V_a$  el mismo que se aplica al devanado de la armadura, entonces la corriente de armadura del motor debe elevarse. Esto se puede observar analizando la ecuación 2.3.3. A medida que crece  $V_a$ , el momento o torque del motor aumenta, haciendo que el mismo sea mayor que el torque de la carga con lo cual la velocidad del motor aumenta.

Pero a medida que aumenta la velocidad del motor, la fuerza contraelectromotriz,  $E_a$ , se eleva ocasionando que disminuya la corriente de la armadura. Esta disminución de  $I_a$  hace que disminuya el torque del motor igualando al torque de la carga a una mayor velocidad de rotación del motor. Así puede resumirse la causa y el efecto de este método de control de velocidad.

Este equipo permite la variación del voltaje de alimentación del devanado de armadura en un motor de corriente continua utilizando para ello elementos semiconductores los mismos que rectifican una señal de voltaje alterna. Esta rectificación puede ser monofásica o trifásica. En el caso de rectificación monofásica, esto es realizado por medio de diodos y tiristores, la ventaja es que es más económica, la desventaja es que sirve para motores pequeños o de baja potencia. En caso de rectificación trifásica, la ventaja es que sirve para motores de mucha potencia y las desventajas son el costo y la complicación de la sincronización..

## 2.5 SISTEMAS DE CONTROL

En el diseño de este equipo se consideró la posibilidad de trabajar con dos sistemas de control, *el de lazo abierto y el de lazo cerrado*

En el caso de lazo abierto como se muestra en la figura 2.5, la velocidad deseada se pone como referencia en la etapa comparadora del circuito disparador produciéndose así los pulsos de disparo. Estos pulsos son amplificados y aislados para disparar los tiristores correspondientes, de tal forma que se obtiene el control sobre el voltaje rectificado aplicado a la armadura del motor DC.

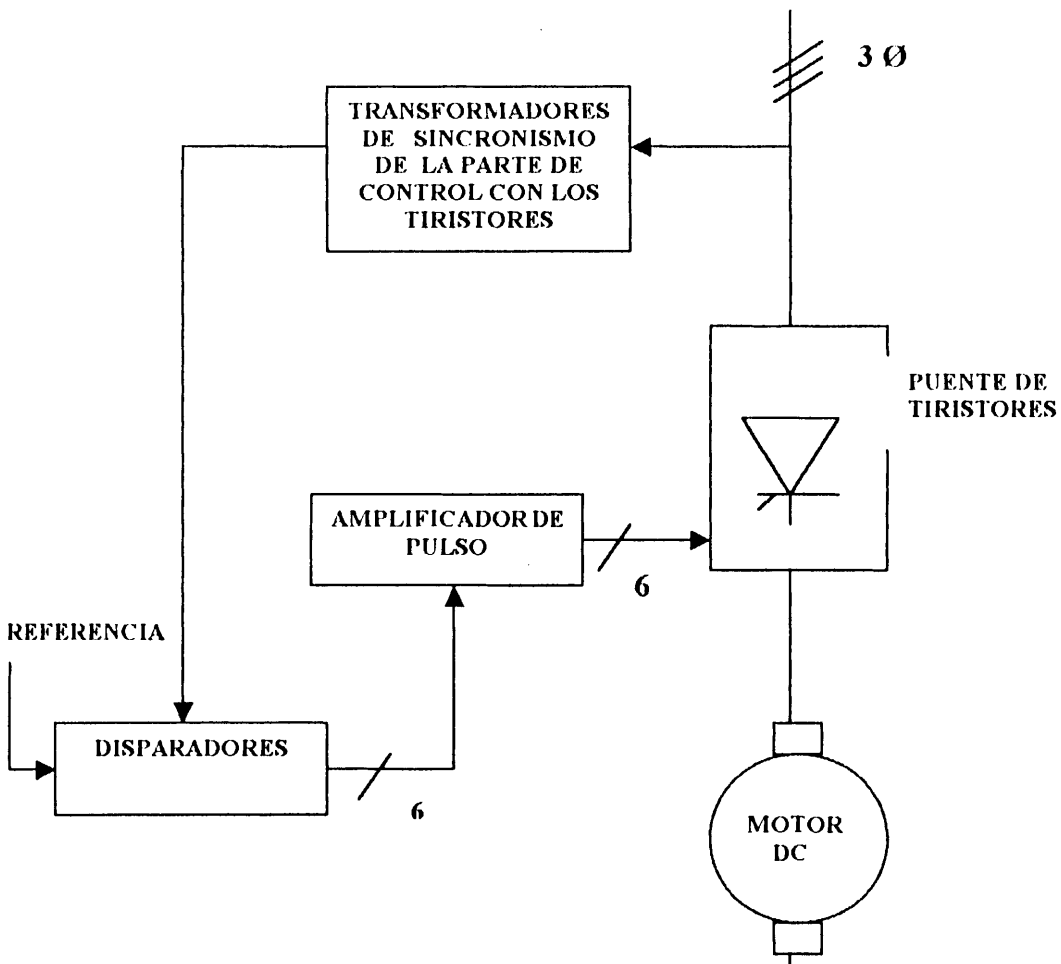


FIGURA 2.5. DIAGRAMA DEL SISTEMA EN LAZO ABIERTO



En el caso de lazo cerrado cuyo diagrama se muestra en la figura 2.6 se le adiciona al lazo abierto una señal de retroalimentación, que es una señal de voltaje proporcional a la velocidad del motor y luego por un filtro para ser comparada con la referencia

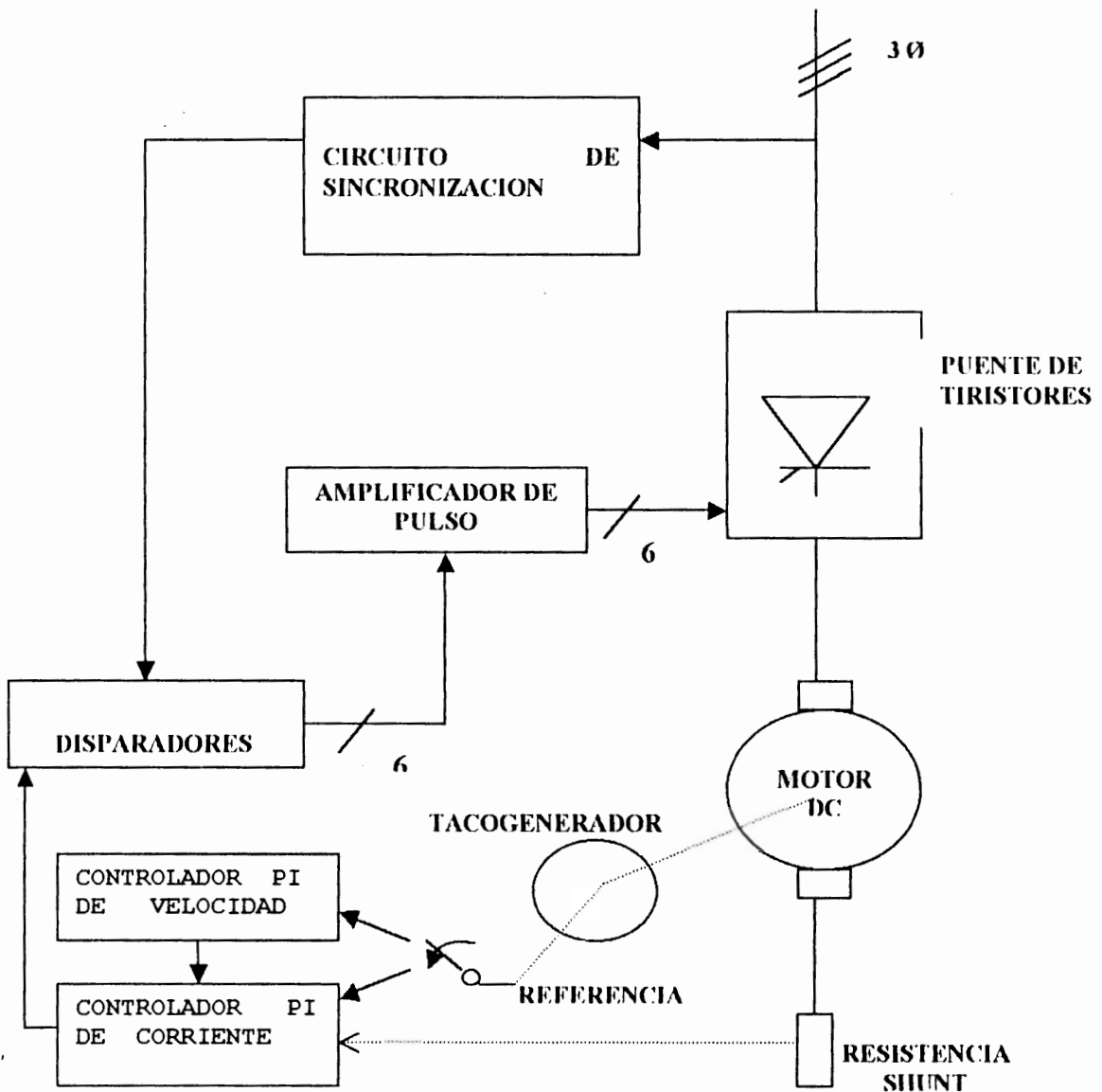


FIGURA 2.6  
DIAGRAMA DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO

## 2.6 REALIMENTACION DE LA VELOCIDAD Y SUS

### VENTAJAS.

Según la figura 2.6 la retroalimentación se usa para regular la velocidad automáticamente. La señal retroalimentada de velocidad se compara con la velocidad de referencia y de allí se obtiene una señal de error el mismo que sirve como entrada para el controlador de velocidad. Este error hará que se produzca un incremento o disminución de los ángulos de disparo de los tiristores, produciendo mayor o menor voltaje, dando una mayor o menor velocidad al motor.

La ventaja de este sistema es que no permite variar la velocidad cuando varía la carga conectada en los terminales del generador. Cuando se varía la carga la velocidad tiende a cambiar produciéndose un error entre la señal de voltaje retroalimentada con el voltaje de referencia. Este error hará que el voltaje de control varíe con lo cual el ángulo de disparo se desplazará. Cuando el ángulo de disparo se desplace, el voltaje en la armadura cambiará hasta que el motor alcance la velocidad deseada. De esta manera la señal de voltaje retroalimentada es chequeada continuamente, lográndose una velocidad prácticamente constante.

La desventaja es que por mantener una velocidad alta puede suceder que por efecto de carga, el motor absorba excesiva corriente con lo cual disminuirá su

tiempo de vida. Sin embargo el equipo posee un lazo interno de retroalimentación de corriente que impedirá que a través de los devanados de la armadura del motor circule excesiva corriente

## 2.7 PROBLEMAS DE ARRANQUE EN LOS MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA

En las paginas anteriores se han hecho varias referencias a la necesidad de que la resistencia del circuito de la armadura de un motor de corriente continua sea tan pequeña como lo permita la fabricación del motor. En condiciones de operación normal, esta pequeña resistencia es totalmente beneficiosa. Sin embargo, durante el arranque y la aceleración, circula una corriente excesiva si se aplica el voltaje de línea pleno a los terminales del circuito de la armadura. Esto se puede observar aplicando la ley de Ohm donde la corriente de armadura en operación normal es igual a:  $I_a = \frac{V_s - E_c}{R_a}$ . Sin embargo cuando

el motor arranca la fuerza contraelectromotriz es nula, y siendo  $R_a$  pequeña la corriente de arranque es elevada hasta que alcance el estado estable. Esto traerá por resultado la disminución de la vida útil del motor, aparte del consumo excesivo de energía que no es aprovechada eficientemente.

En la situación industrial usual el voltaje de línea es invariante, o casi constante. Las fluctuaciones que puedan ocurrir se deben a las características de la fuente

y a las caídas totales del voltaje de línea entre la fuente y el motor. Por lo general es deseable limitar la corriente máxima de arranque a 125 o 150 % de la corriente de operación normal. Esto no es un requerimiento riguroso y en ocasiones puede utilizarse 200% o más en condiciones especiales.

Debido al problema de la excesiva corriente en el arranque del motor de corriente continua, el equipo consta de dos lazos de retroalimentación en su control de velocidad: un lazo externo de retroalimentación de velocidad y un lazo interno de retroalimentación de corriente

## **2.8 REALIMENTACION DE LA CORRIENTE Y SUS VENTAJAS**

En la figura 2.6 se nos muestra un sistema de retroalimentación de la corriente, la señal retroalimentada se compara con la corriente de referencia y se obtiene un error, este error entra a un controlador de corriente de donde se obtiene un incremento o disminución de los ángulos de disparo y por ende la incremento o decremento de la corriente de armadura. El control de la corriente prácticamente mantiene un determinado torque constante. El lazo interno de retroalimentación de corriente es usado para limitar la corriente del motor cuando esta excede un valor limite prefijado.

La referencia de corriente viene dada por el controlador de velocidad. La limitación de la corriente se puede conseguir simplemente limitando la salida del controlador de velocidad a un cierto valor. Este lazo también es útil en caso de una variación en el voltaje de alimentación. Si no se tuviera el lazo de corriente, una disminución en el voltaje causaría un cambio brusco en la corriente de armadura y el motor desaceleraría para igualar al torque de carga; la corrección del ángulo de disparo se llevaría a efecto en un tiempo determinado principalmente por la constante de tiempo mecánica del motor. Con el lazo de corriente, la baja en el voltaje produciría rápidamente el cambio en el ángulo de disparo de acuerdo a la variación de la corriente retardo determinado principalmente por la constante de tiempo eléctrica del motor.

El uso de la realimentación de corriente con un lazo externo de regulación de velocidad imprime una característica especial en el control de motores de corriente continua, puesto que en este caso, el lazo interno de realimentación de corriente opera continuamente.

Entre las ventajas de esta retroalimentación de corriente se puede mencionar:

- ♦ Evita el cortocircuito en la línea, ya que cualquier falla se detecta por realimentación de la corriente

♦ Al usar el lazo de retroalimentación de corriente como lazo interno y el lazo de retroalimentación de la velocidad como lazo externo se evita que se produzca elevaciones bruscas de corriente a través de los devanados de la armadura, por el hecho de querer mantener la velocidad del motor constante.

## CONVERTIDORES CON TIRISTORES. ESPECIFICACIONES.

### 3.1 INTRODUCCIÓN

En algunas operaciones de tipo industrial, los motores se encuentran alimentados directamente desde la fuente AC o DC. En estos sistemas, pueden incluirse circuitos de limitación de la corriente de arranque, inversión de giro, etc.; pero las máquinas reciben, en condiciones estables de operación, directamente el voltaje de alimentación proveniente de la fuente.

Bajo estas condiciones de funcionamiento el motor opera regido por la naturaleza de la carga mecánica que se conecta a su eje. Si la carga es pequeña, el motor generará un pequeño torque que le permitirá girar a gran velocidad; si la

carga es grande el motor entregará un gran torque y girará a una velocidad más baja. Además el operador no tendrá control sobre el motor.

Para poder tener control sobre la potencia entregada a las máquinas rotativas es que se necesita de la ayuda de dispositivos llamados CONVERTIDORES.

Los principales componentes de un convertidor basado en tiristores pueden ser apreciados en el diagrama de bloques que se muestra en la Figura 3.1

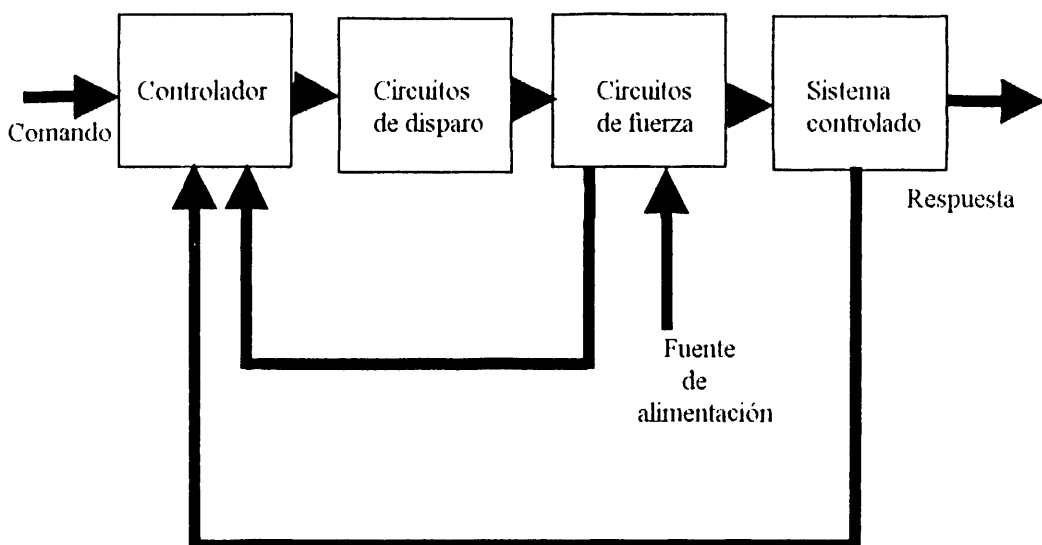


FIGURA 3.1 Diagrama de bloques de un convertidor típico.

➤ La salida de los circuitos de fuerza puede ser un voltaje DC o AC variable, o puede ser un voltaje AC de magnitud y frecuencia variables. Estos circuitos incluyen, además, a los tiristores.



- Los circuitos de disparo producen las señales que encienden o conmutan los tiristores, dependiendo de la salida del controlador. Usualmente son digitales.
- El sistema controlado, que puede ser una máquina rotativa o cargas específicas, con una salida de retroalimentación. Sin embargo, este sistema puede ser más complicado.
- El controlador, que dependiendo de las señales de comando y de retroalimentación, envía las señales de control apropiadas a los circuitos disparadores.

De acuerdo a las funciones de conversión, los convertidores se pueden clasificar de la siguiente manera:

- ◆ Convertidores DC/DC o troceadores.
- ◆ Convertidores DC/AC o inversores.
- ◆ Convertidores AC/DC o rectificadores.
- ◆ Convertidores AC/AC o controladores AC, incluyen a los cicloconvertidores (convertidores de frecuencia).

En este capítulo se analiza un tipo específico: el Convertidor AC/DC basado en tiristores o rectificador controlado.

## **3.2 RECTIFICADORES CONTROLADOS**

### **3.2.1 CARACTERÍSTICAS Y CLASIFICACIÓN**

Los rectificadores controlados convierten un voltaje alterno en un voltaje DC variable; se utilizan en forma extensa en aplicaciones industriales, especialmente en propulsores de velocidad variable con potencias desde fraccionarias hasta niveles de megawatts.

Los rectificadores se clasifican en dos tipos, dependiendo de la fuente de alimentación:

Convertidores monofásicos y convertidores trifásicos.

Cada tipo se puede subdividir en:

- a) Semiconvertidor o rectificador de media onda .
- b) Rectificador de onda completa.

### **3.2.2 CONFIGURACIÓN MONOFÁSICA**

El circuito rectificador monofásico de media onda posee un dispositivo rectificador en cada línea de alimentación AC, y necesariamente debe tener un neutro como retorno de corriente.

El circuito se muestra en la figura 3.2 , y en la figura 3.3 se muestra las formas de ondas de voltajes en la carga y en el tiristor para un ángulo de disparo comprendido entre 0 y 90 grados.

La ecuación para el voltaje de es:

$$V_{dc} = V_{max} \frac{1 + \cos \alpha}{2\pi}$$

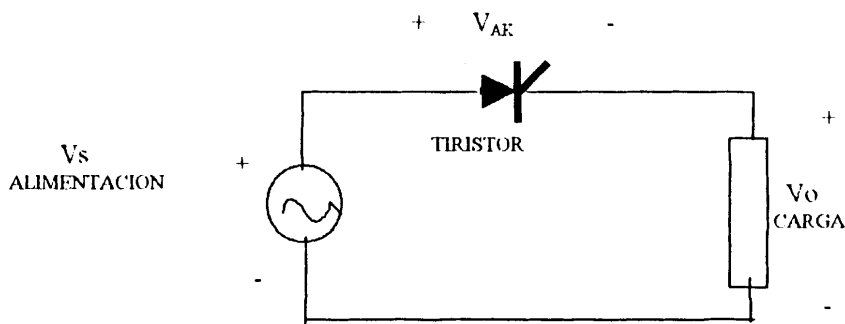


FIGURA 3.2 Circuito rectificador monofásico de media onda.

Las curvas de la figura 3.3 son para una carga puramente resistiva.

En caso de tener una carga del tipo resistivo-inductiva, o incluso con una Fem. ( como es el caso de un motor ), el tiristor sigue conduciendo para ángulos mayores que 180 grados, durante un tiempo determinado, hasta alcanzar un ángulo  $\beta$ . El valor de  $\beta$  depende de la carga y del ángulo de disparo  $\alpha$ .

El máximo voltaje inverso aplicado al tiristor es igual , como se puede observar en el gráfico, al voltaje pico la fuente de alimentación. Esto se debe tener en cuenta durante el proceso de selección del tiristor.

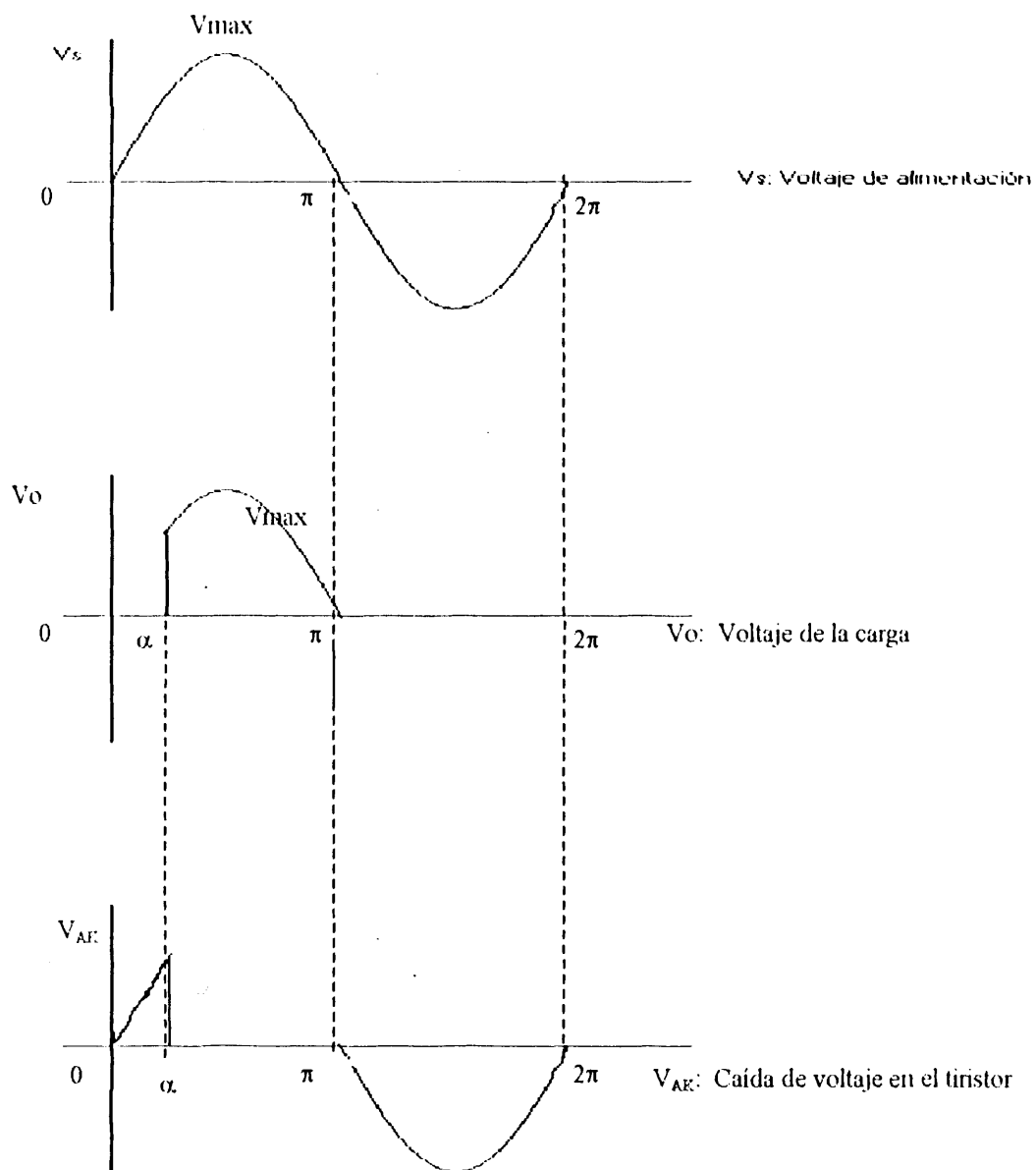


FIGURA 3.3 Formas de ondas de voltaje para el rectificador monofásico de media onda ( $0 < \alpha < \pi / 2$ )

En la figura 3.4 se muestra el circuito de rectificación monofásica de onda completa. Aquí se utilizan cuatro tiristores para obtener control completo sobre el puente rectificador

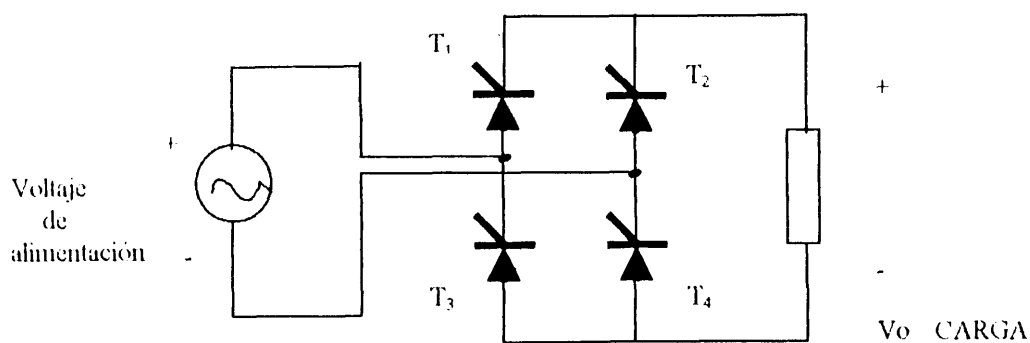


FIGURA 3.4 Circuito rectificador monofásico de onda completa

En la figura 3.5 se tiene, por último, las formas de onda del voltaje de alimentación, voltaje en la carga, y la caída de voltaje en el tiristor 1, para el circuito anterior. Se puede observar que conducen un par de tiristores, uno en el camino de ida y el otro para el camino de retorno, por cada semiperiodo.

El tiristor tiene que soportar un voltaje de pico inverso igual al voltaje de pico máximo de alimentación.

Los gráficos mostrados en 3.5 corresponden a una carga de tipo resistivo-inductiva, de ahí el hecho de que el voltaje en la carga alcance un valor negativo, como efecto de la Fem. inducida en la parte inductiva de la carga.

La ecuación del voltaje dc en la carga, para control completo, está dada por:

$$V_{dc} = 2V_{\max} \frac{\cos \alpha}{\pi}$$

Para obtener un puente semicontrolado, simplemente se reemplaza los tiristores  $T_3$  y  $T_4$  por diodos. En este caso, la ecuación para el voltaje dc en la carga es:

$$V_{dc} = V_{\max} \frac{1 + \cos \alpha}{\pi}$$

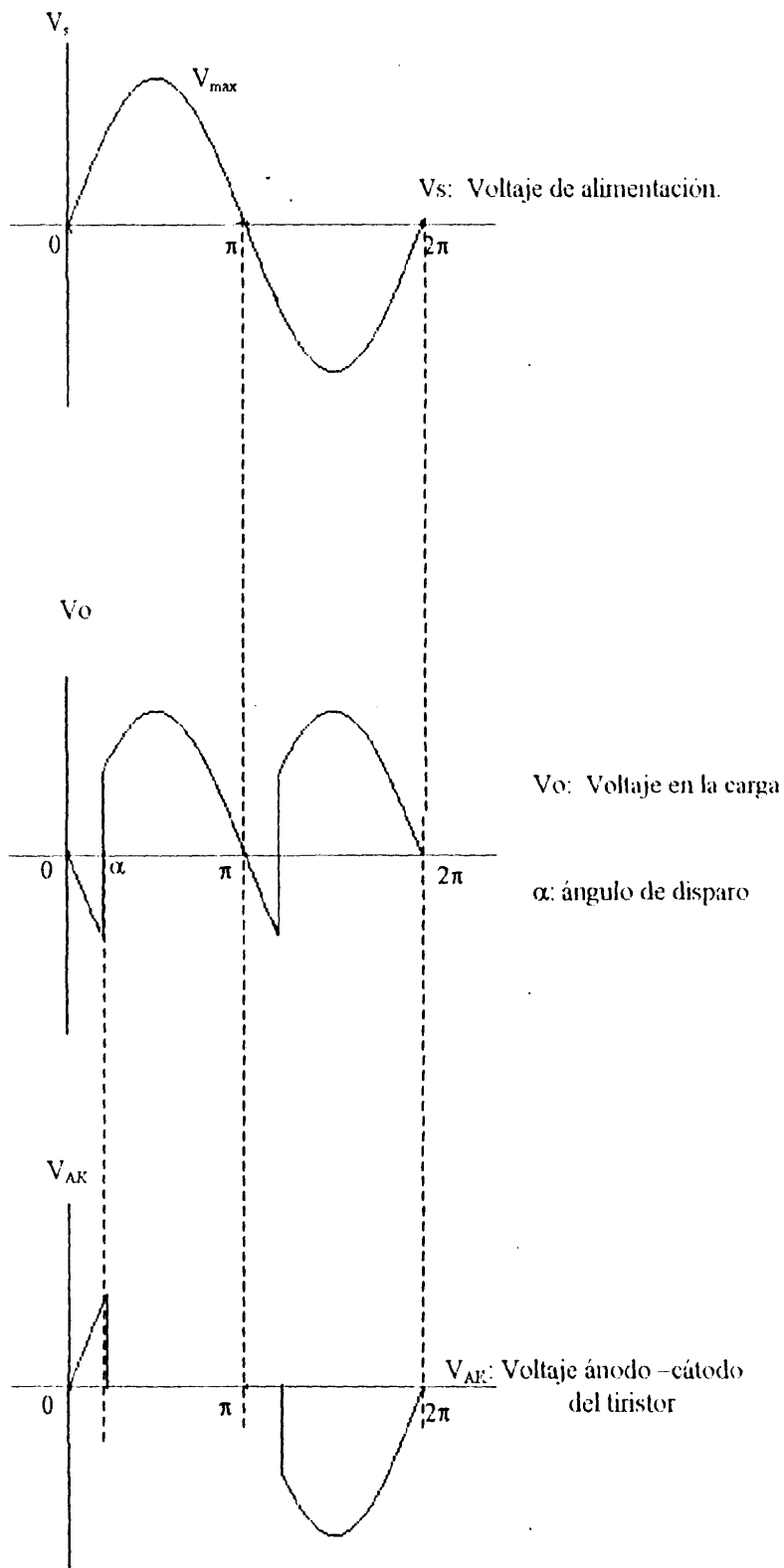


FIGURA 3.5 Formas de onda de voltaje para el rectificador monofásico de onda completa. ( $0 < \alpha < \pi / 2$ )

### 3.2.3 CONFIGURACION TRIFASICA

En la figura 3.6 se muestra el circuito de fuerza utilizado en el rectificador trifásico de media onda.

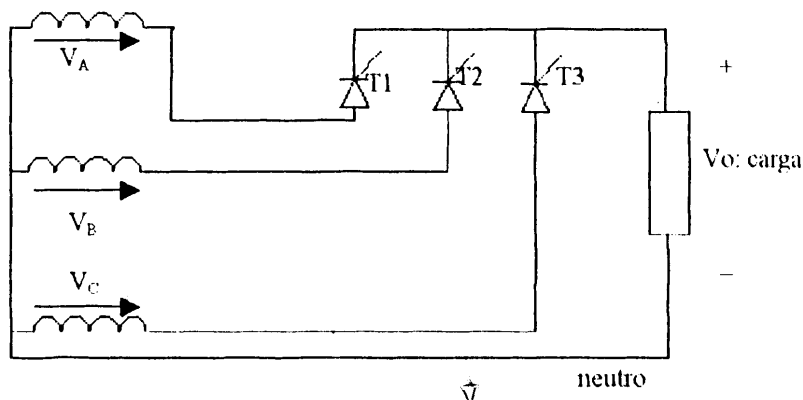


FIGURA 3.6 Rectificador Trifásico de media onda

Al igual que el rectificador monofásico de media onda, esta configuración necesita un neutro como camino de retorno para la corriente.

El ángulo de disparo  $\alpha$  se lo toma en relación con el instante de conmutación natural y no desde el cero del voltaje de alimentación. En ese momento, la salida alcanza su máximo valor dc.

Para el voltaje dc en esta configuración, la ecuación es la siguiente:

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3} V_{max} \cos \alpha}{2\pi}$$

Las formas de onda para esta configuración se muestran en la figura 3.7.



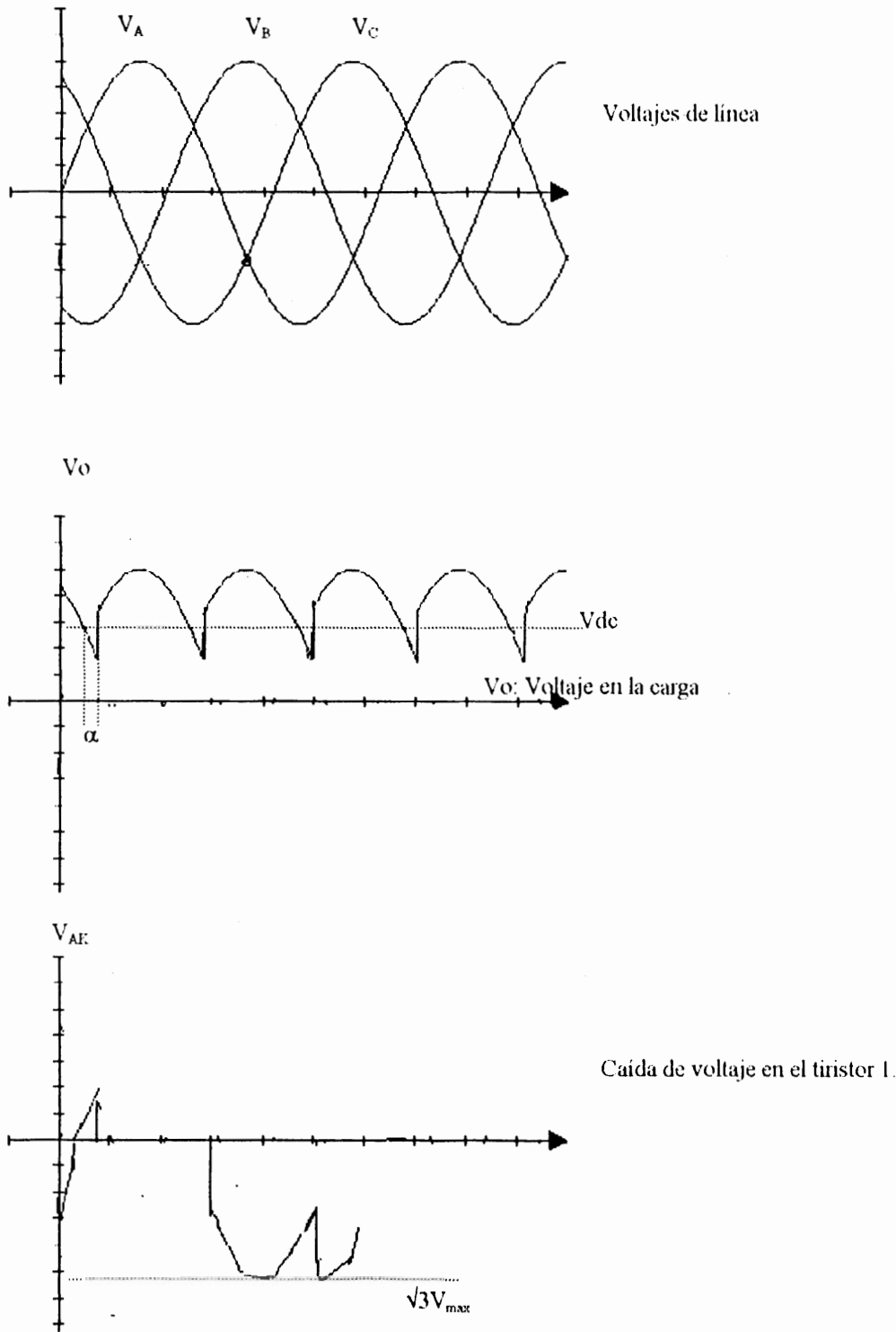


FIGURA 3.7 Formas de onda para el rectificador trifásico de media onda. ( $0 < \alpha < \pi / 2$ )

De las formas de onda anteriores, se observa que es en esta configuración donde los tiristores soportan el máximo voltaje de pico inverso:  $\sqrt{3}$  veces el voltaje máximo de las fuentes. Los voltajes de alimentación están desfasados 120 grados entre sí.

La configuración del convertidor trifásico de onda completa con un circuito de carga general se muestra en la figura 3.8.

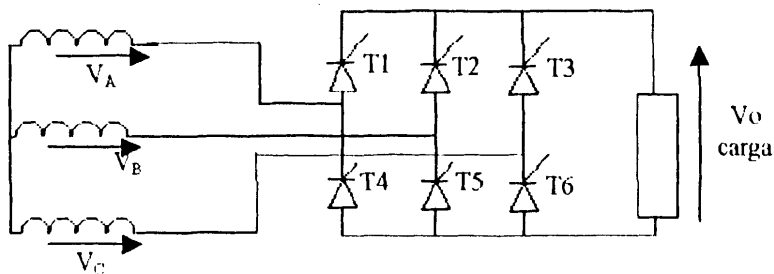


FIGURA 3.8 Rectificador trifásico de onda completa.

En esta configuración, que tiene 6 tiristores en puente, es donde se obtiene el mayor voltaje continuo de salida, en relación con las configuraciones anteriores.

Para control completo, la ecuación que da el voltaje de :

$$V_{dc} = \frac{3V_{\max}(\text{linea})}{\pi} \cos \alpha$$

Si se quiere un puente semicontrolado, se debe reemplazar los tiristores 4, 5 y 6 por diodos. En ese caso, el voltaje dc de salida será:

$$V_{dc} = \frac{3V_{\max}(\text{linea})}{2\pi}(1 + \cos \alpha)$$

Las formas de onda para esta configuración se muestran en la figura 3.9. Si se considera como entradas de alimentación las mismas de la figura 3.7, se nota que el voltaje de la salida tiene una frecuencia seis veces mayor que la de una línea. Esto permite obtener un alto voltaje promedio.

Además, el voltaje de pico inverso de cada tiristor es igual al voltaje de pico máximo de línea.

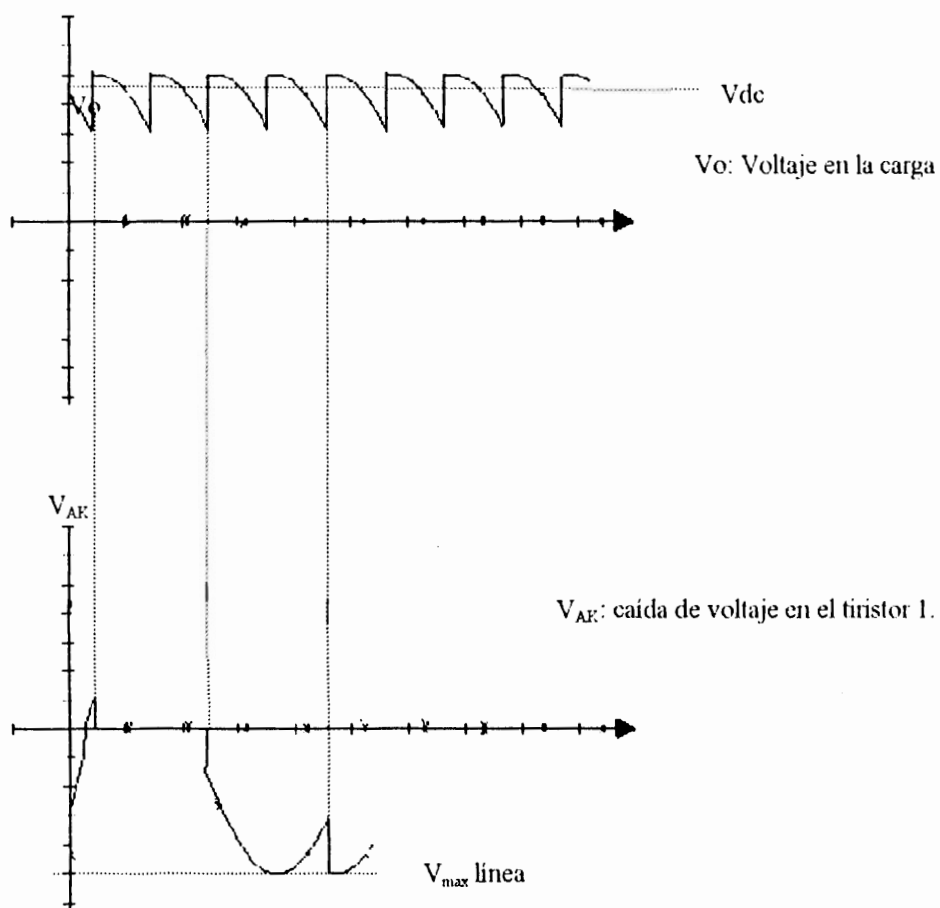


FIGURA 3.9 Formas de onda de la salida y del tiristor 1 para el rectificador trifásico de onda completa.  $(0 < \alpha < \pi / 2)$

### **3.3 COROLARIO**

En este capítulo se ha revisado las diferentes configuraciones que pueden tener los rectificadores, tanto monofásicos como trifásicos, con las diferentes formas de voltaje que se producen.

El conocimiento completo de estas últimas permite tener claros ciertos requisitos que deben cumplir los tiristores que se utilizan en el equipo a construirse.

Para un correcto funcionamiento, el sistema de control debe considerar otros detalles en su diseño, como estabilidad, velocidad de respuesta, etc.

En los capítulos siguientes, se tomarán en cuenta dichos factores para proceder al diseño de las diversas etapas del convertidor, indicadas en este capítulo.

## CIRCUITO DE CONTROL

### 4.1 CARACTERÍSTICAS DEL MOTOR

#### 4.1.1. CARACTERÍSTICAS DE PLACA

El motor que se ha utilizado como carga para el equipo que se presenta tiene las siguientes especificaciones de placa:

Voltaje nominal	220 V.
Corriente nominal de armadura	6 A.
Potencia de salida.	1.0 Kw.
Velocidad nominal	1700 rpm.

Mediante mediciones en el laboratorio, se determinaron adicionalmente los siguientes parámetros:

Resistencia de armadura.	2,13 $\Omega$
Inductancia de armadura.	55 mH.

#### **4.1.2. DEDUCCIÓN DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL MOTOR DC**

Como para todo sistema físico, se puede aplicar un modelo matemático para el motor DC, basado fundamentalmente en ecuaciones diferenciales. Luego, utilizando la transformada de Laplace, se obtiene la función de transferencia del motor.

Se hace una aproximación lineal de un motor real, para lo cual se desprecia los efectos de segundo orden, como la histéresis y la caída de potencia de las escobillas. Además, se asume en la deducción una corriente de campo constante, puesto que el control se lo realiza mediante el voltaje de armadura.

Para un motor de corriente continua de excitación separada y de campo constante , las ecuaciones diferenciales descriptivas de su operación son las siguientes:

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a I_a + E_g = V_a L_n \quad (1)$$

$$J \frac{dw}{dt} + fw = M_m \quad (2)$$

donde  $E_g = K_b w \quad (3)$

$$M_m = K_t i_a \quad (4)$$

$$M_m = M_L + M_d \quad (5)$$

Ahora, si se desprecia el momento de torsión de perturbación  $M_d$ , y en condiciones de equilibrio:

$$M_m = M_L \quad (6)$$

Tomando las transformadas de Laplace a las ecuaciones (1) , (2) , (3) y (4) , se obtiene:

$$L_a s I_a(s) + R_a I_a(s) + E_g(s) = V_a \quad (7)$$

$$J s w(s) + f w(s) = M_m(s) J \quad (8)$$

$$E_g(s) = K_b w(s) \quad (9)$$

$$M_m(s) = K_t I_a(s) \quad (10)$$



Combinando (7) y (9), se obtiene:

$$I_a(s) = \frac{I_a(s) - k_t w(s)}{R_a + L_a s} \quad (11)$$

De (8) se obtiene:

$$w(s) = \frac{M_m(s)}{J s + f} \quad (12)$$

Combinando (10) y (12):

$$w(s) = \frac{K_t I_a(s)}{J s + f} \quad (13)$$

En la figura 4.1 se muestran esquemáticamente en un diagrama de bloques las relaciones del motor de DC controlado por armadura. Se utilizaron para dicho diagrama las ecuaciones (11) y (13):

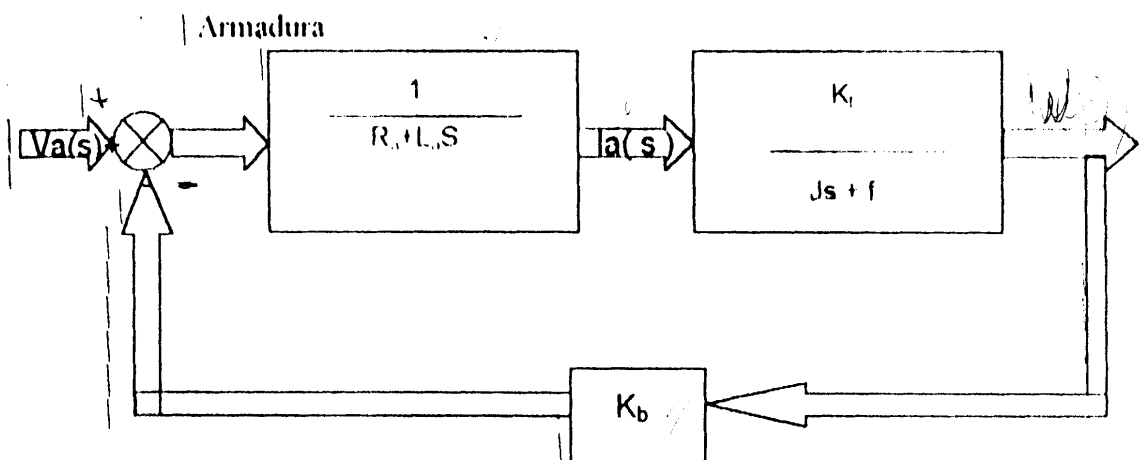
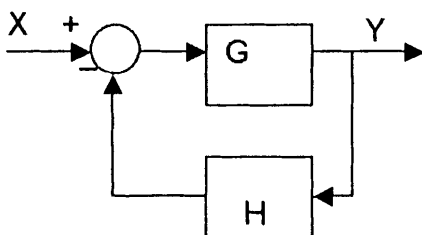
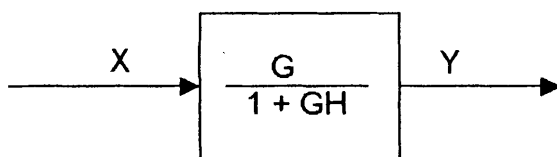


Figura 4.1 Diagrama de bloques del control del motor DC por armadura

El diagrama corresponde a un circuito con retroalimentación de la forma:



que puede ser simplificada a la forma:



Aplicando dicha simplificación, se obtiene como función de transferencia equivalente la siguiente expresión :

$$\frac{W'(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{K_t}{(R_a + sL_a)(sJ + f)}}{1 + \frac{K_t K_b}{(R_a + sL_a)(sJ + f)}} \quad (14)$$

Transformando la expresión anterior:

$$1 + \frac{\frac{\frac{K_t}{R_a}}{(1 + \frac{sL_a}{R_a})(sJ + f)}}{\frac{\frac{K_t K_b}{R_a}}{(1 + \frac{sL_a}{R_a})(sJ + f)}}$$

Recordemos que  $T_e = L_a / R_a$  (constante de tiempo eléctrica del motor) , y

$K_b = K_t$  , por lo que quedaría:

$$1 + \frac{\frac{\frac{K_b}{R_a}}{(1 + sT_e)(Js + f)}}{\frac{\frac{K_b^2}{R_a}}{(1 + sT_e)(Js + f)}}$$

$$= \frac{\frac{K_b}{R_a}}{(1 + sT_e)(Js + f) + \frac{K_b^2}{R_a}}$$

$$= \frac{1}{(1 + sT_e) \left( \frac{JR_a s}{K_b^2} + \frac{JR_a}{K_b^2} \right) + 1} \quad (15)$$

Ahora bien, se tiene que  $T_m = JR_a / K_b^2$  (constante de tiempo mecánica del motor),

Si se denomina a la expresión  $f R_a / K_b^2$  como  $f'$  , quedaría:

$$= \frac{1}{\frac{K_b}{(1 + sT_e)(f' + sT_m) + 1}} \quad (16)$$

Ahora, arreglando la expresión anterior a fin de descomponerla en 2 partes, donde una de ellas será la función de transferencia  $W(s) / I_a(s)$ .

Recordemos que  $W(s) / I_a(s) = K_t / (Js + f)$

$$= K_b / (J_s + f)$$



$$= \frac{K_b \times \frac{R_a}{K_b^2}}{\frac{JR_a s}{K_b^2} + \frac{fR_a}{K_b^2}} = \frac{R_a}{T_m s + f'} = \frac{R_a}{1 + \frac{T_m s}{f'}}$$

Por lo que descompondremos la expresión (16) de la siguiente manera:

$$\frac{f' \times \left(1 + \frac{T_m s}{f'}\right)}{R_a \times \left\{ (1 + sT_e)(f' + T_m s) + 1 \right\}} \times \frac{\frac{R_a}{K_b f'}}{\left(1 + \frac{T_m s}{f'}\right)} \quad (17)$$

Se hace una descomposición del polinomio en  $s$  que está dentro de las llaves:

$$\begin{aligned} \{ (1 + sT_e)(sT_m + f') + 1 \} &= f' + sT_m + sT_e f' + T_e T_m s^2 + 1 \\ &= T_m T_e s^2 + (T_m + f' T_e) s + (f' + 1) \end{aligned}$$

Las raíces de este polinomio de segundo grado en  $s$  son:

$$r_{1,2} = -\frac{(\Gamma_m + f'\Gamma_e)}{2\Gamma_m\Gamma_e} \pm \sqrt{\frac{(\Gamma_m + f'\Gamma_e)^2 - 4\Gamma_m\Gamma_e(f'+1)}{4\Gamma_m^2\Gamma_e^2}} \quad (18)$$

$$= \frac{1}{2} \times \left\{ -\left(\frac{1}{\Gamma_e} + \frac{f'}{\Gamma_m}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{1}{\Gamma_e} + \frac{f'}{\Gamma_m}\right)^2 - \frac{4(f'+1)}{\Gamma_m\Gamma_e}} \right\}$$

El polinomio de segundo grado es de la forma  $as^2 + bs + c$ , que se puede expresar en términos de sus raíces como  $a(s - r_1)(s - r_2)$ :

Sean:

$$-r_1 = \frac{1}{\Gamma_y}$$

$$-r_2 = \frac{1}{\Gamma_z}$$

Entonces, el polinomio quedaría :

$$\begin{aligned} & \Gamma_m\Gamma_e \left(s + \frac{1}{\Gamma_y}\right) \left(s + \frac{1}{\Gamma_z}\right) \\ &= \frac{\Gamma_m\Gamma_e}{\Gamma_y\Gamma_z} (1 + s\Gamma_y)(1 + s\Gamma_z) \end{aligned}$$

Ahora bien:

$$\frac{\Gamma_m\Gamma_e}{\Gamma_y\Gamma_z} = \Gamma_m\Gamma_e r_1 r_2 = \Gamma_m\Gamma_e \times \frac{(f'+1)}{\Gamma_m\Gamma_e} = (f'+1)$$

Por lo que finalmente, el polinomio queda así:

$$(f'+1)(1+s\Gamma_y)(1+s\Gamma_z)$$

Con la función de transferencia del motor, se puede elaborar el diagrama de bloques reducido del motor, que se muestra en la figura 4.2:

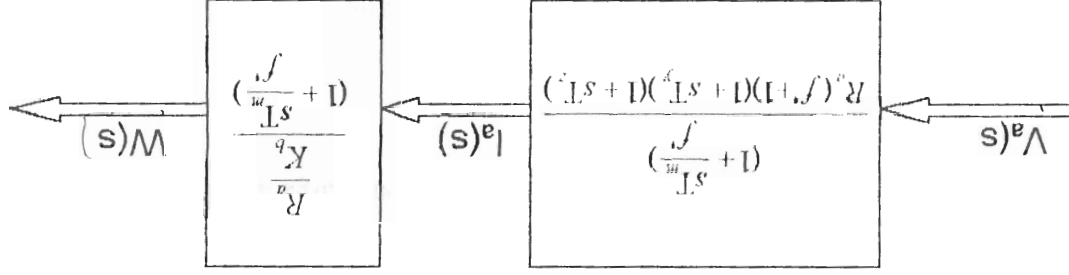


Fig. 4.2 Diagrama de bloques reducido del control de un motor DC

Reemplazando en (17), se obtiene la función de transferencia del motor:

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{(1 + \frac{sT_m}{f'})}{R_a(f'+1)(1 + sT_y)(1 + sT_z)} \times \frac{\frac{R_a}{K_b}}{(1 + \frac{sT_m}{f'})} \quad (19)$$

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{1}{K_b} \frac{1}{(f'+1)(1 + sT_y)(1 + sT_z)}$$

que queda expresada unicamente en términos de las constantes de tiempo equivalentes.

Con la función de transferencia del motor, se puede elaborar el diagrama de bloques reducido del motor, que se muestra en la figura 4.2:

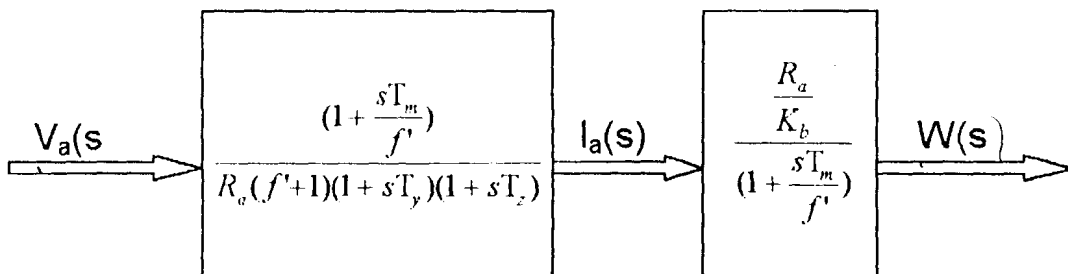


Fig. 4.2 Diagrama de bloques reducido del control de un motor DC

La constante de fuerza contraelectromotriz  $K_b$  se la obtiene haciendo funcionar la máquina como generador, manteniendo la corriente de campo constante en su valor nominal.

De esta manera se obtiene que:

$$K_b \approx 1,24 \text{ V/rad/seg}$$

#### 4.1.3 DETERMINACIÓN EXPERIMENTAL DE LA CONSTANTE DE TIEMPO MECÁNICA Y LA CONSTANTE DE FRICCIÓN VISCOSA DEL MOTOR:

Para determinar la constante de tiempo mecánica del motor de DC, se aplica un escalón al circuito de disparo de tal forma que se obtiene la velocidad nominal, estando el motor sin carga acoplada.

La señal proveniente del tacogenerador, graficada en el osciloscopio, es la mostrada en la figura 4.3:



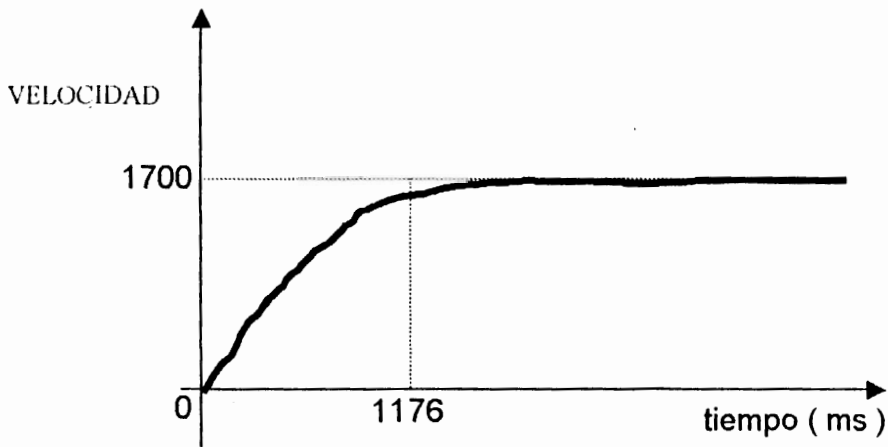


Fig. 4.3 Señal de voltaje del taco generador sin carga acoplada

Como se puede observar, el motor demora 1176 ms en alcanzar el 98 % de la velocidad nominal. Esto indica que el tiempo de estabilización es de 1176 ms. El tiempo de estabilización es igual a cuatro constantes de tiempo mecánicas, por lo que:

$$T_m = \frac{1176ms}{4} = 294ms$$

Ahora bien, si se repite la prueba, pero ahora con el generador acoplado al motor, el tiempo de estabilización aumenta en un factor determinado por la constante de fricción viscosa  $\Gamma$ . La señal proveniente del tacogenerador en tales circunstancias se muestra en la figura 4.4.

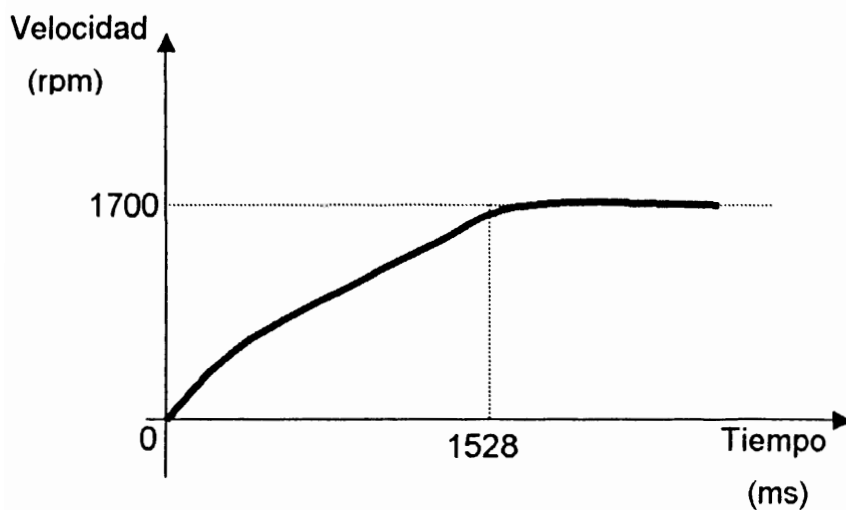


Fig. 4.4 Señal de voltaje del taco generador con carga acoplada

Se puede observar que el tiempo de estabilización ahora es de 1528 ms

$$\frac{T_m}{f'} = \frac{1528ms}{4} = 382ms$$

$$f' = \frac{T_m}{382ms} = \frac{294ms}{382ms} \approx 0,77$$

En consecuencia:

$$T_m \approx 294 \text{ ms}$$

$$f' \approx 0,77$$

Reemplazando datos en la ecuación (18) se obtiene:

$$T_y = 160 \text{ ms}$$

$$T_z = 10,38 \text{ ms}$$

## 4.2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE CONTROL

En la figura 4.5 se muestra el diagrama de bloques del sistema de control de velocidad.

Se puede observar en el diagrama, la inclusión de un lazo interno de control de corriente de armadura. Este lazo interno cumple algunas funciones que mejoran el desempeño del sistema de control, a saber:

- Protege al motor contra elevadas corrientes de arranque y contra sobrecargas. En efecto, al limitar el valor de la salida del controlador de corriente, se pone una cota superior al valor de la corriente. Dicho valor no será excedido aún en momentos de alta exigencia de corriente, como en el arranque o sobrecargas.
- Provee al sistema de una rápida respuesta a la variación del voltaje de alimentación del convertidor, al vincular dicha respuesta a cambios en la corriente de armadura, y por lo tanto, a la constante de tiempo eléctrica del motor ( mucho menor que la constante de tiempo mecánica).
- Cuando se utiliza únicamente el lazo de corriente (excluyendo al de velocidad) se obtiene un sistema de control del torque del motor, el cual permite mantener constante el torque del motor en un nivel de referencia fijado, sin importar la variación de carga del motor.

El lazo de control de velocidad mantiene constante la velocidad del motor en el nivel de referencia deseado, aún con cambios en la carga. Como se observa en el diagrama, la salida de voltaje del tacogenerador acoplado al motor (proporcional a la velocidad del motor ) es retroalimentada al controlador de velocidad a través de un filtro RC pasabajas. Esto se debe al rizado que presenta dicha salida. El filtro permite que al controlador le llegue una entrada sin rizado, garantizando su buen funcionamiento.

La salida del controlador de corriente está acotada por el limitador de corriente, el cual impide que dicha salida ( que sirve de entrada de referencia a los circuitos de disparo ) supere un nivel fijo. Esto permite al sistema limitar el valor de la corriente de armadura del motor, como se explicó anteriormente.

Para el diseño de los controladores de corriente y velocidad , se escoge como base controladores electrónicos de tipo PI ( Proporcional – Integral ). Entre las ventajas de este tipo de controlador se destacan:

- Sencilla construcción basada en amplificadores operacionales, resistencias y capacitancias. Esto permite reducir considerablemente las dimensiones de la tarjeta electrónica que incluye las etapas de control del sistema.
- Error de estado estable igual a cero, lo cual garantiza un efectivo ajuste de velocidad y/o corriente a los niveles indicados por la referencia.

La retroalimentación en el lazo de velocidad se la realiza utilizando como transductor de corriente una resistencia de valor pequeño en serie con la armadura del motor.

La salida del controlador de corriente sirve como entrada de referencia a los circuitos de disparo. Esta entrada de referencia determina el ángulo de disparo de los pulsos que se aplicarán a las compuertas de los tiristores del puente.

El voltaje de alimentación del convertidor de tiristores se lo realiza por medio de un transformador trifásico incluido en el equipo.

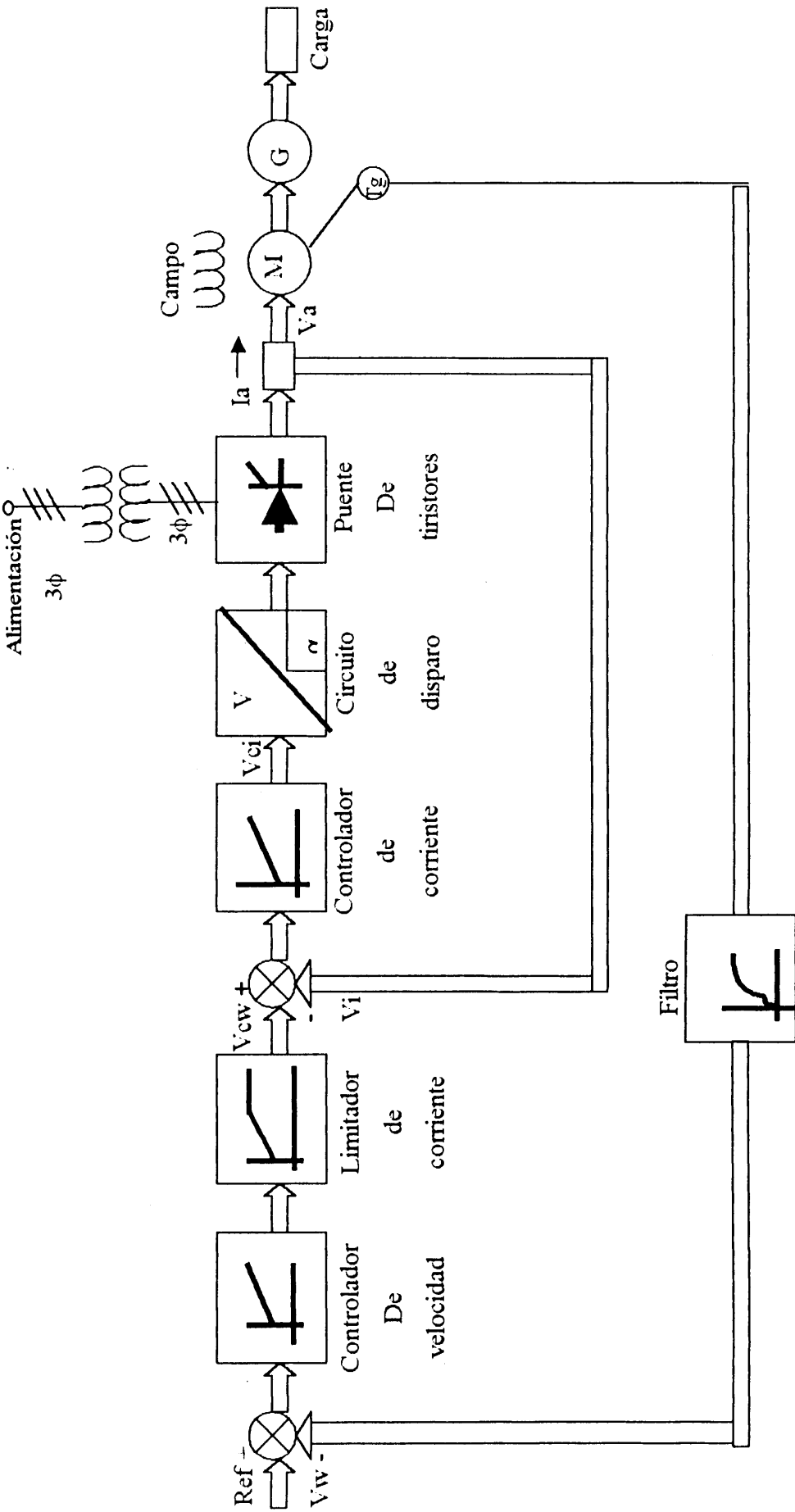


Figura 4.5 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE CONTROL DEL MOTOR CD

### 4.3 EL CONTROLADOR PI

En el diagrama 4.6 se puede observar un controlador proporcional- integral (PI) construido con un amplificador operacional , resistencias y capacitancias.

Este circuito es el corazón de los controladores del proyecto que se presenta, por lo tanto en esta sección se deducirá su función de transferencia.

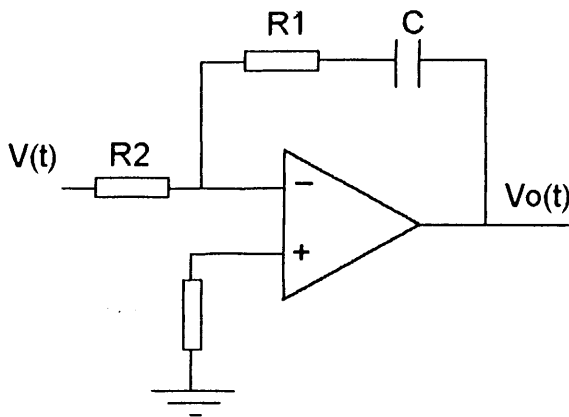


Fig. 4.6 Controlador PI

El uso de un amplificador operacional provee de una alta impedancia de entrada, que sirve para acoplar las señales de voltaje provenientes de los transductores; y además, de una baja impedancia de salida, que permite obtener una buena señal de control.

La ecuación diferencial que gobierna el funcionamiento de este circuito es:

$$Vo(t) = -\frac{R_1}{R_2}V(t) - \frac{1}{R_2C} \int_0^t V(t)dt \quad (19)$$

Se observa que la salida consta de dos partes: una proporcional a la entrada y otra proporcional a la integral de la entrada.

Llevando la ecuación anterior al dominio de la frecuencia, queda:

$$Vo(s) = -\frac{R_1}{R_2}V(s) - \frac{1}{R_2Cs}V(s) = -\left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{R_2Cs}\right) \times V(s) \quad (20)$$

Y la función de transferencia quedaría:

$$F(s) = \left| \frac{Vo(s)}{V(s)} \right| = \frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{sR_2C} = K + \frac{1}{sT_c} \quad (21)$$

donde:

$K$  = Ganancia proporcional del controlador.

$T_c$  = Constante de tiempo integral.

$$K = \frac{R_1}{R_2}$$

$$T_c = R_2C$$



La función de transferencia del controlador también puede ser escrita de la siguiente forma:

$$F(s) = \frac{R_1}{R_2} \times \frac{1 + sR_1C}{sR_1C} = K \times \frac{1 + sT_n}{sT_n} \quad (22)$$

donde  $T_n = R_1C = KT_c$

## **4.4 EL LAZO DE REALIMENTACIÓN DE CORRIENTE**

### **4.4.1 CARACTERÍSTICAS DEL LAZO**

Como se menciona anteriormente, el lazo interno de corriente cumple algunas funciones que coadyuvan a un eficiente funcionamiento del sistema de control.

En efecto, como se sabe, la corriente de arranque en la armadura de un motor DC es muy elevada, pudiendo alcanzar valores de hasta 12 veces la corriente nominal. Además, en condiciones de sobrecarga, la corriente es también muy alta.

Ambos factores, si no se controlan, harían que el tiempo de vida del motor disminuya.

Si se utiliza el lazo de corriente junto con el de velocidad, al limitar la entrada de referencia del controlador de corriente, se limita la salida del mismo. Esta salida, como se sabe, determina el ángulo de disparo de los tiristores.

Por consiguiente, limitando el valor de la corriente de armadura, se tendría un aumento del tiempo de vida del motor y de los tiristores.

En caso de una variación brusca del voltaje de alimentación, la presencia del lazo de corriente aumenta la velocidad de reacción del sistema a dicha perturbación.

Si, por ejemplo, disminuye el voltaje de alimentación, se produciría una brusca disminución de la corriente de armadura, que sería corregida en un tiempo determinado por la constante de tiempo eléctrica, pues el sistema sensa dicha corriente y produce una señal actuante a través del controlador de corriente. Esta señal actuante es la que produce la corrección del ángulo de disparo de los tiristores.

Si no existiera el lazo de corriente, en la condición anterior, la perturbación no sería detectada por el sistema sino hasta cuando la baja de la corriente de armadura produjese una desaceleración del motor para igualar al torque de carga, pues la única variable sensada por el sistema

sería la velocidad, a través del tacogenerador. El tiempo de respuesta dependería de la constante de tiempo mecánica, que, como se ha visto, es mucho mayor que la constante eléctrica. En otras palabras, el sistema respondería mucho más lentamente.

Cuando se utiliza solamente el lazo de corriente, tenemos un sistema de control de la corriente de armadura. Este sistema permite tener la corriente constante, y, por lo tanto, mantener fijo el torque aplicado a la carga.

El controlador electrónico PI posee una entrada que proviene del transductor de corriente, que sensa la corriente de armadura y produce una señal proporcional a la misma.

En este proyecto, se ha utilizado como transductor de corriente un resistor pequeño en serie con la armadura del motor. Sin embargo, en aplicaciones industriales de alta potencia, se utilizan fundamentalmente transformadores de corriente colocados en la parte A.C. en cada línea a la entrada del convertidor. En los secundarios de los transformadores se utiliza un puente trifásico de diodos. Esta construcción aísla efectivamente la parte de fuerza de la de control, pero tiene un costo mayor.

En este caso, debido a la poca potencia del motor utilizado, una resistencia en serie con la armadura cumple el papel de transductor satisfactoriamente. Para aislar la parte de fuerza, la señal proveniente de la resistencia se envía primero a un acoplador óptico, para luego utilizarla como entrada del controlador. La figura 4.7 muestra dicha construcción.

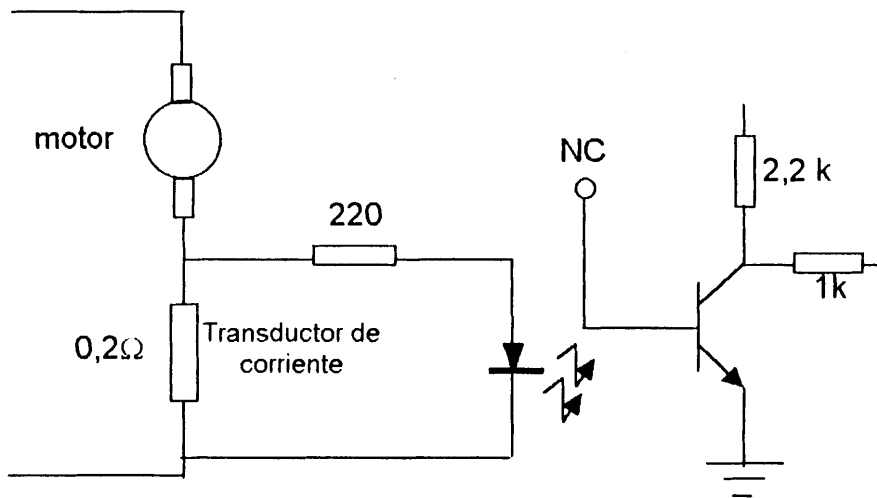


Figura 4.7 Circuito optoaislador.

#### 4.4.2 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE

En esta sección, se hace el diseño del controlador PI que se utilizará en el lazo de corriente.

La ganancia del transductor de corriente es  $V_i / I_a$ . Experimentalmente se observó que es de  $0,4 \text{ V/A}$ .

Por lo tanto, la ganancia normalizada  $H_i$  del transductor de corriente quedaría:

$$H_i = \frac{V_i}{I_{cm}} \cdot \frac{I_i}{I_a} \cdot \frac{I_{cr}}{I_{cm}} = 0,4 \cdot \frac{40 \text{ V}}{15,1} = 1,07 \frac{\text{V}}{\text{A}}$$

Como se vio en la sección 4, la función de transferencia para el controlador PI de corriente puede ser escrita de la siguiente manera:

$$\frac{K_i (1 + sT_m)}{sT_m}$$

Por lo tanto, el diagrama de bloques del lazo de corriente queda como se muestra en la figura 4.8:

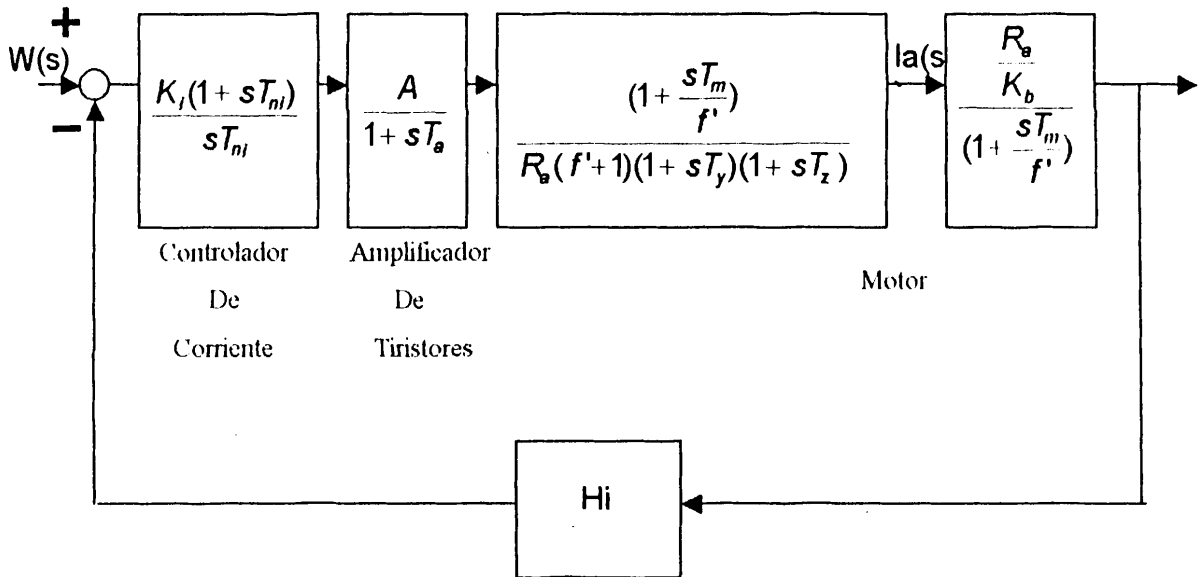


Fig. 4.8 Diagrama de bloques del circuito controlador

La función de transferencia de lazo abierto  $G_i(s)$  es :

$$G_i(s) = \frac{AK_i(1+sT_m)(1+s\frac{T_m}{f'})}{T_m R_a(1+f')s(1+sT_a)(1+sT_y)(1+sT_z)} \quad (23)$$

Y la realimentación es :

$$H_i(s) = H_i \quad (24)$$

La magnitud de  $T_m / f'$  es grande comparada con  $T_y$ ,  $T_z$  y  $T_a$ . Debido a esto, se puede hacer la siguiente aproximación en la ecuación (23):

$$G_i(s) \approx \frac{AK_i(1+sT_m) \frac{sT_m}{f'}}{T_m R_a (1+f') s(1+sT_a)(1+sT_y)(1+sT_z)}$$

Simplificando la expresión anterior, queda:

$$G_i(s) = \frac{AK_i T_m}{T_m R_a f' (1+f')} \times \frac{(1+sT_m)}{(1+sT_a)(1+sT_y)(1+sT_z)}$$

$$G_i H_i(s) = \frac{AK_i T_m H_i}{T_m R_a f' (1+f')} \times \frac{(1+sT_m)}{(1+sT_a)(1+sT_y)(1+sT_z)}$$

$$K' = \frac{AK_i T_m H_i}{T_m R_a f' (1+f')}$$

Sea:

$$G_i(s) = \frac{\frac{K'}{H_i} (1+sT_m)}{(1+sT_a)(1+sT_y)(1+sT_z)}$$

Entonces, quedaría:

$$G_1 H_1(s) = \frac{K'(1 + sT_m)}{(1 + sT_a)(1 + sT_y)(1 + sT_z)}$$

Ahora bien, de todos los parámetros de la ecuación anterior, solamente se puede variar  $T_{ni}$ , la constante de tiempo del controlador PI. Se escoge  $T_{ni}$  de tal forma que compense al sistema, haciéndolo de segundo orden. Para ello, se puede igualar  $T_{ni}$  a  $T_a$ , a  $T_y$  o a  $T_z$ . Puesto que  $T_a$  es el menor, se escoge  $T_{ni}$  entre  $T_y$  y  $T_z$ .

El criterio para escoger entre ambos será que se maximice la ganancia  $K'$  del controlador, pues la precisión aumenta con el valor de dicha ganancia.

Si se escoge uno de los dos valores para  $T_{ni}$ , se simplificará el término del numerador con el del denominador, quedando únicamente dos paréntesis en el denominador: uno para  $T_a$  y otro para el valor no escogido entre  $T_y$  y  $T_z$ . Llamaremos a dicho término  $T_x$ .

Quedando:

$$G_1(s) = \frac{\frac{K'}{H_1}}{(1 + sT_a)(1 + sT_x)} \quad (25)$$



$$G_i H_i(s) = \frac{K'}{(1 + sT_a)(1 + sT_x)} \quad (26)$$

La función de transferencia queda:

$$F_i'(s) = \frac{G_i(s)}{1 + G_i H_i(s)} = \frac{\frac{K'}{H_i}}{1 + \frac{K'}{(1 + sT_a)(1 + sT_x)}}$$

$$F_i'(s) = \frac{\frac{K'}{H_i}}{s^2(T_a T_x) + s(T_a + T_x) + (1 + K')}$$

$$F_i'(s) = \frac{\frac{K'}{H_i T_a T_x}}{s^2 + s\left(\frac{T_a + T_x}{T_a T_x}\right) + \frac{1 + K'}{T_a T_x}} \quad (27)$$

Esta función tiene la forma del sistema de segundo orden:

$$\frac{K_f \omega_N^2}{s^2 + 2\xi \omega_N s + \omega_N^2} \quad (28)$$

Donde  $\omega_N$  es la frecuencia natural del sistema, y  $\xi$  es la razón de amortiguamiento.

La respuesta óptima del sistema de segundo orden a una entrada escalón se obtiene cuando  $\xi = 1/\sqrt{2}$ .

Por lo tanto:

$$\omega_N^2 = \frac{1 + K'}{T_a T_x}$$

$$2\xi\omega_N = \frac{T_a + T_x}{T_a T_x}$$

Como  $\xi = 1/\sqrt{2}$ :

$$2 \times \frac{1}{\sqrt{2}} \times \omega_N = \frac{T_a + T_x}{T_a T_x}$$

$$\sqrt{2} \times \omega_N = \frac{T_a + T_x}{T_a T_x}$$

$$2 \times \omega_N^2 = \frac{(T_a + T_x)^2}{T_a^2 T_x^2}$$

Se obtiene una expresión para  $K'$ :

$$\omega_N^2 = \frac{(T_a + T_x)^2}{2T_a^2 T_x^2} = \frac{1 + K'}{T_a T_x}$$

$$\frac{(T_a + T_x)^2}{2T_a^2 T_x^2} = \frac{1 + K'}{T_a T_x}$$

$$1 + K' = \frac{(T_a + T_x)^2}{2T_a T_x}$$

$$K' = \frac{T_a^2 + 2T_a T_x + T_x^2}{2T_a T_x} - 1$$

$$K' = \frac{T_a^2 + T_x^2}{2T_a T_x} \quad (29)$$

De la ecuación (29), se observa que  $K'$  aumenta al aumentar el valor de  $T_x$ . Como se quiere maximizar el valor de  $K'$ , se escoge  $T_x$  del valor mayor entre  $T_y$  y  $T_z$ .

Como se sabe,  $T_y = 160$  ms y  $T_z = 10.38$  ms.

Por lo tanto,  $T_x = T_y$ , lo cual implica que  $T_{ni} = T_z$ .

Reemplazando, se obtiene:

$$K' = \frac{T_a^2 + T_x^2}{2T_a T_x} = \frac{(1,38 \times 10^{-3})^2 + (160 \times 10^{-3})^2}{2(1,38 \times 10^{-3})(160 \times 10^{-3})}$$

$$K' = 57,98$$

$$K_i = \frac{K' T_m R_a f'(1 + f')}{A T_M H_i} = \frac{57,38 \times (10,38 \times 10^{-3})(2,13)(0,77)(1,77)}{5,49 \times (294 \times 10^{-3})(1,07)} = 1,01$$

Y la función de transferencia del lazo quedará así:

$$F_i'(s) = \frac{(57,98)}{(1,07)(1,38 \times 10^{-3})(160 \times 10^{-3})} \frac{1}{s^2 + s \left( \frac{1,38 \times 10^{-3} + 160 \times 10^{-3}}{1,38 \times 10^{-3} \times 160 \times 10^{-3}} \right) + \left( \frac{1 + 57,98}{1,38 \times 10^{-3} \times 160 \times 10^{-3}} \right)}$$

$$F_i'(s) = \frac{245,4 \times 10^3}{s^2 + 730s + 267,1 \times 10^3}$$

La función de transferencia del controlador es:

$$\frac{K_i(1 + sT_m)}{sT_m} = \frac{1,01 \times (1 + 10,38 \times 10^{-3}s)}{10,38 \times 10^{-3}s}$$

La figura 4.9 muestra el circuito del controlador de corriente, que corresponde a un controlador PI:

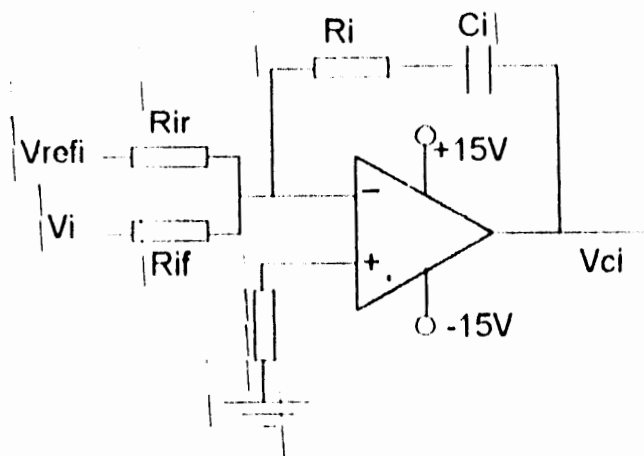


Fig. 4.9 Circuito controlador de corriente

Se escoge el valor para la capacitancia en el circuito de realimentación del op-amp como  $C^* = 0,4 \mu\text{F}$ .

Por lo tanto, se puede calcular el valor de las resistencias del circuito:

$$R_i = \frac{T_m}{C^*} = \frac{10,38 \cdot 10^{-4} \text{ s}}{0,4 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 26 \text{ k}\Omega$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{K_i} = \frac{26 \text{ k}\Omega}{1,01} = 25,74 \text{ k}\Omega$$

Para una corriente de armadura máxima de 6,5 A y  $V_{\text{sat}}$  (voltaje de saturación del controlador de velocidad) de 13,6 V, se tiene que:

$$\frac{\frac{V_{cw,sat}}{V_{cm}}}{R_{ir}} = \frac{\left(\frac{I_{a,max}}{I_{er}}\right) \times H_1}{R_{jf}}$$

$$\therefore R_{ir} = \frac{I_{er} V_{cm,sat} R_{jf}}{I_{a,max} V_{cm} H_1} = \frac{(40A)(13,6V)(25,74k\Omega)}{(6,5A)(15V)(1,07)}$$

$$R_{ir} = 134,22k\Omega$$

Existe en el circuito otra ganancia debido a  $R_{ir}$ . Se debe incluir dicha ganancia en la salida de  $V_{cw}$ , pues contiene la contribución del voltaje de referencia de corriente  $V_{refi}$ .

Por lo tanto, la función de transferencia del lazo de corriente será:

$$F_i(s) = \frac{R_{jf}}{R_{ir}} \times \frac{245,4 \times 10^3}{s^2 + 730s + 267,1 \times 10^3}$$

$$F_i(s) = \frac{25,74k\Omega}{134,22k\Omega} \times \frac{245,4 \times 10^3}{s^2 + 730s + 267,1 \times 10^3}$$

Finalmente:

$$F_i(s) = \frac{I_a(s)}{V_{cw}(s)} = \frac{47,06 \times 10^3}{s^2 + 730s + 267,1 \times 10^3}$$

Para la función de transferencia anterior, se ha tomado  $\xi = 0.707$ .

La frecuencia natural  $\omega_n$  será:

$$\omega_n = \sqrt{267,1 \cdot 10^3} = 516,82 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

Analizando la respuesta transitoria de la función de transferencia. Ante una entrada escalón unitario, se puede describir dicha respuesta transitoria en términos de:

- El sobrenivel porcentual S.P., que es el porcentaje en que la respuesta transitoria supera al valor que alcanza la salida del sistema en el estado estable.
- El tiempo de estabilización  $T_s$ , que es el tiempo en el que la salida alcanza su valor de estado estable.
- El tiempo pico  $T_p$ , que es el tiempo en que se alcanza el sobrenivel porcentual.

Para un sistema de segundo orden:

$$S.P. = 100e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = 100 \times e^{-\frac{0,707 \times 3,1416}{\sqrt{1-(0,707)^2}}} = 4,32\%$$

$$T_s = \frac{4}{0,707 \times 516,817} = 10,95ms$$

$$T_P = \frac{\pi}{\omega_N \sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{3,1416}{516,81 \sqrt{1-(0,707)^2}} = 8,6ms$$

La figura 4.10 muestra la respuesta transitoria de la función de transferencia del lazo de corriente:

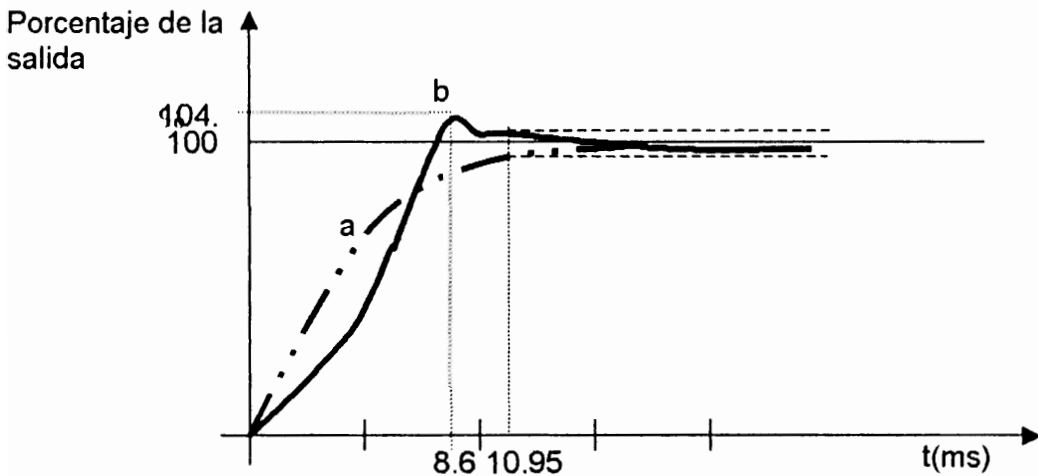


Fig 4.10 Respuesta transitoria de la función de transferencia del lazo de corriente

La curva (a) es la respuesta transitoria del sistema de segundo orden que representa a la función de transferencia  $F_i(s)$ . La curva (b) es la aproximación de la función a un sistema de primer orden.



Como se sabe, un sistema de primer orden se estabiliza en cuatro constantes de tiempo. Por lo tanto, se puede calcular la constante de tiempo equivalente:

$$\tau_{eq} = 10,95 \text{ ms} / 4 = 2,74 \text{ ms}$$

La función equivalente aproximada del lazo de corriente, por consiguiente, será:

$$I_i(s) \approx \frac{K_i}{1 + s\tau_{eq}}$$

donde:

$$K_i = \frac{R_u}{R_u H_i} = \frac{0,18}{25,74k\Omega} = 134,22k\Omega^{-1} \cdot 1,07 = 0,18$$

#### 4.4.3 EL CIRCUITO DE CONTROL DE CORRIENTE

En la sección anterior, se obtuvo el circuito del controlador PI que se utilizará en el circuito controlador de corriente. Sin embargo, hay etapas adicionales en el controlador de corriente, que permiten un funcionamiento apropiado del mismo.

Ya se vio anteriormente el transductor de corriente, que consta de un resistor en serie con la armadura y un optoacoplador. La señal que proviene del transductor pasa por una etapa de acondicionamiento, que

consta de una etapa sumadora, que eleva el nivel de la señal, para luego pasar por una etapa de aislamiento consistente en un seguidor unitario.

Una vez procesada, esta señal proporcional a la corriente debe ser comparada con la entrada de referencia de corriente, para producir la señal de error ( diferencia entre el valor medido y el valor deseado). La señal del error constituye la entrada al controlador PI, que producirá una salida ( la señal actuante ) que corregirá el ángulo de disparo de los tiristores, hasta que el error sea corregido, y la velocidad y/o corriente alcancen el valor de referencia.

La señal actuante debe ser limitada, como se vio anteriormente, para evitar que la corriente de armadura supere un valor máximo. Esta limitación se la hace a través de un diodo zener, que acota la salida del controlador PI. Finalmente, la salida acotada pasa por una etapa correctora, que la fija en un rango de voltaje entre 0,3 V y 10 V, adecuado para el buen funcionamiento de los circuitos de disparo de los tiristores.

La figura 4.11 muestra el circuito completo , que será el prototipo para la tarjeta controladora de corriente.



## **4.5 EL LAZO DE REALIMENTACIÓN DE VELOCIDAD**

### **4.5.1 CARACTERÍSTICAS DEL LAZO**

El controlador de velocidad permite que la velocidad del motor permanezca fija en un valor de referencia escogido, sin importar la variación de carga del motor.

Consta de un controlador PI, un transductor de velocidad y circuitos anexos que garantizan una respuesta rápida, atenuación de interferencias y un error de estado estable igual a cero.

La referencia de velocidad proviene de una fuente variable de 0 a 15 V, que es una de las señales de entrada del controlador PI. La otra entrada del controlador PI es la señal proveniente del transductor, procesada adecuadamente para evitar las interferencias.

Como transductor de velocidad se utiliza un tacogenerador acoplado al eje del motor. Este tacogenerador produce una señal de voltaje proporcional a la velocidad. La salida del tacogenerador posee un rizado de baja frecuencia de aproximadamente 60 Hz, por lo que es necesaria la utilización de un filtro pasabajas con una constante de tiempo de unos 22 ms, suficientes para filtrar dicho rizado.

Además, se utiliza un optoacoplador para aislar cualquier interferencia. Se han realizado cuidadosas mediciones para determinar la ganancia del tacogenerador.

La tabla I muestra los resultados de dichas mediciones:

Velocidad (rpm)	0	100	300	500	700	1100	1300	1500	1700
Voltaje de salida	0	1.65	5.8	9.6	13.90	22.0	26.25	30.30	34.86

Tabla I Velocidad del motor y voltaje en la carga

Con lo cual se puede calcular la ganancia del tacogenerador:

$$\frac{V_w}{\omega} = \frac{34,86V}{1700rpm} \times \frac{1rev}{2\pi rad} \times \frac{60seg}{1min} = 0,1986 \frac{V}{\frac{rad}{seg}}$$

$$H_{\omega'} = \frac{\frac{V_{\omega}}{\omega}}{\omega_0} = 0,1986 \frac{V}{\frac{rad}{seg}} \times \frac{1700rpm}{15V} \times \frac{2\pi}{60} = 2,46$$

Como se puede observar en la tabla, el voltaje que se obtiene del tacogenerador a la velocidad nominal es muy elevado. Por lo tanto, es necesario que utilizar un reductor de voltaje. Este reductor, constituido

por un divisor de voltaje, disminuye la ganancia del tacogenerador, y tiene una ganancia de 0,47. Por lo tanto, la ganancia total queda:

$$H_w = 0,47 \cdot 2,46 = 1,14$$

Esta señal reducida del tacogenerador, junto con la señal de referencia de velocidad, producen la señal de error que, al entrar en el controlador PI, hacen que este genere la señal correctora necesaria para llevar al motor a la velocidad deseada.

Recordemos que la salida del controlador PI de velocidad es la entrada de referencia del lazo interno de corriente.

## **4.5.2 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD**

En esta sección se procede a obtener el diseño del controlador PI del lazo de voltaje.

En la figura 4.12 se muestra el diagrama de bloques del lazo de velocidad.

Se ha aproximado en dicho diagrama el lazo de corriente con la función de primer orden equivalente, que se obtuvo en la sección 5.2.

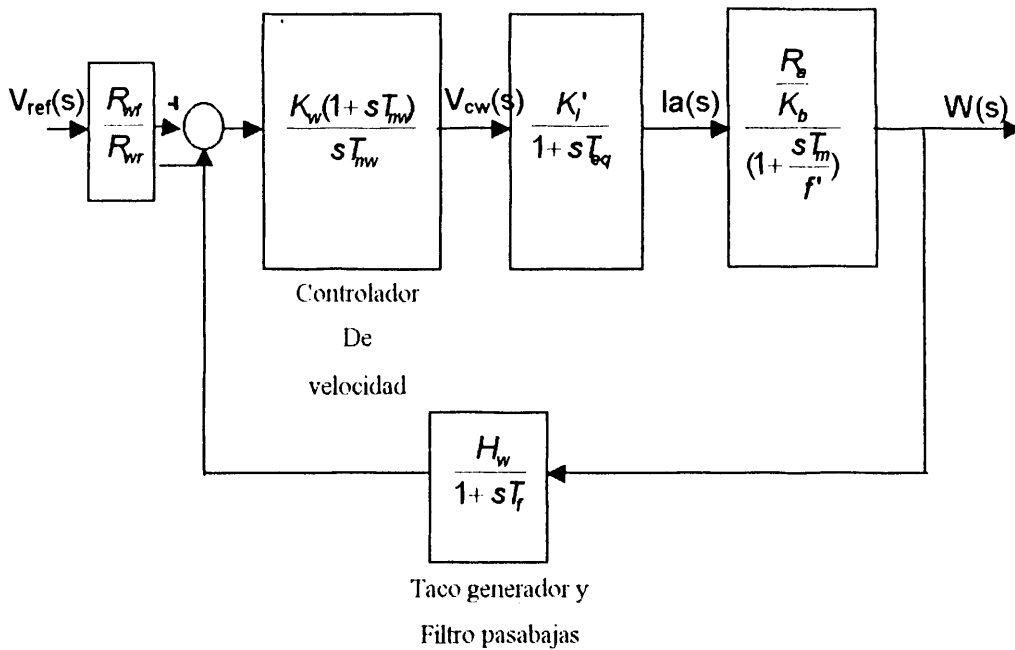


Fig. 4.12 Diagrama de bloques aproximado del controlador de velocidad.

Además, se representa la función de transferencia del controlador PI como la siguiente ( ver sección 4 ):

$$\frac{K_w(1 + sT_{nw})}{sT_{nw}}$$

La función de transferencia de lazo abierto será:

$$G_w(s) = \frac{K_w K_v R_a}{K_b T_{nw}} \times \frac{(1 + sT_{nw})}{s(1 + sT_{eq})(1 + \frac{sT_m}{f'})} \quad (30)$$

Y la función de realimentación quedará:

$$H_w(s) = \frac{H_w}{1 + sT_f} \quad (31)$$

donde  $T_f$  es la constante de tiempo del filtro.

La constante de tiempo equivalente del lazo de corriente es pequeña comparada con el retardo producido por el filtro en la realimentación. Por lo tanto, se puede despreciar.

Además,  $T_m/B$  es mucho mayor que  $T_f$  y  $T_{eq}$ , por lo que se puede aproximar la expresión  $(1 + sT_m/B)$  como  $sT_m/B$ .

Con las aproximaciones indicadas, se obtiene un sistema de tercer orden.

El método de optimización simétrica para una expresión de tercer orden, permite obtener un polo real y los otros dos polos complejos conjugados., de tal manera que las partes reales de los tres polos son negativas. Esto asegura que el sistema sea estable. Además, la razón de amortiguamiento para los polos complejos es igual a  $1/\sqrt{2}$ .



Se utiliza dicho método para optimizar nuestro sistema de tercer orden.

Las expresiones quedarían así:

$$G_w(s) \approx \frac{K_w K_i' R_a}{K_b T_{nw}} \times \frac{(1 + sT_{nw})}{s^2 \frac{T_m}{f'}}$$

$$H_w(s) = \frac{H_w}{1 + sT_f}$$

$$G_w H_w(s) = \frac{K_w K_i' R_a H_w f'}{K_b T_{nw} T_m} \times \frac{(1 + sT_{nw})}{s^2 (1 + sT_f)}$$

Recordando que la función de transferencia de lazo cerrado será:

$$F_w(s) = \frac{R_{wf}}{R_{ir}} \times \frac{G_w(s)}{1 + G_w H_w(s)}$$

Y la expresión que determina los polos de dicha función es:

$$1 + G_w H_w(s) = 0$$

$$1 + \frac{K_w K_i' R_a H_w f'}{K_b T_{nw} T_m} \times \frac{(1 + sT_{nw})}{s^2 (1 + sT_f)} = 0$$

$$\therefore \frac{K_b T_{nw} T_m s^2 (1 + sT_f) + K_w K_i' R_a H_w f' (1 + sT_{nw})}{K_b T_{nw} T_m s^2 (1 + sT_f)} = 0$$

La fracción anterior será igual a cero sólo si:

$$K_b T_{nw} T_m s^2 (1 + s T_f) + K_w K_i' R_a H_w f' (1 + s T_{nw}) = 0$$

que queda:

$$(K_b T_{nw} T_m T_f) s^3 + (K_b T_{nw} T_m) s^2 + (K_w K_i' R_a H_w f' T_{cw}) s + (K_w K_i' R_a H_w f') = 0$$

El método de optimización simétrica para obtener los polos requeridos de la expresión de la forma  $a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0$ , determina las siguientes relaciones para los coeficientes:

$$a_1^2 = (\sqrt{2} + 1) a_0 a_2$$

$$a_2^2 = (\sqrt{2} + 1) a_1 a_3$$

Reemplazando los coeficientes, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} (K_w K_i' R_a H_w f' T_{nw})^2 &= (\sqrt{2} + 1) K_w K_i' R_a H_w f' K_b T_{nw} T_m \\ K_w K_i' R_a H_w f' T_{nw} &= (\sqrt{2} + 1) K_b T_m \end{aligned} \quad (31)$$

y:

$$\begin{aligned} (K_b T_{cw} T_m)^2 &= (\sqrt{2} + 1) K_w K_i' R_a H_w f' T_{nw}^2 K_b T_m T_f \\ K_b T_m &= (\sqrt{2} + 1) K_w K_i' R_a H_w f' T_f \end{aligned}$$

$$\therefore (\sqrt{2} + 1) K_w K_i' R_a H_w f' T_f = K_b T_m \quad (32)$$

Dividiendo (31) para (32) se obtiene:

$$\frac{T_{nw}}{(\sqrt{2} + 1)T_f} = (\sqrt{2} + 1)$$

$$\therefore T_{nw} = (\sqrt{2} + 1)^2 T_f \quad (33)$$

Reemplazando (33) en (31) queda:

$$K_w K_i' R_a H_w f' (\sqrt{2} + 1)^2 T_f = (\sqrt{2} + 1) K_b T_m$$

$$\therefore K_w = \frac{K_b T_m}{K_i' R_a H_w f' T_f (\sqrt{2} + 1)} \quad (34)$$

Reemplazando datos en las ecuaciones (33) y (34):

$$T_{nw} = (\sqrt{2} + 1)^2 (22,6 \text{ ms}) = 131,72 \text{ ms}$$

$$K_w = \frac{(1,24)(294 \times 10^{-3})}{(0,18)(2,13)(1,14)(0,77)(22,6 \times 10^{-3})(\sqrt{2} + 1)} = 19,85$$

La figura 4.13 muestra el circuito correspondiente al controlador de velocidad (similar al del controlador de corriente):

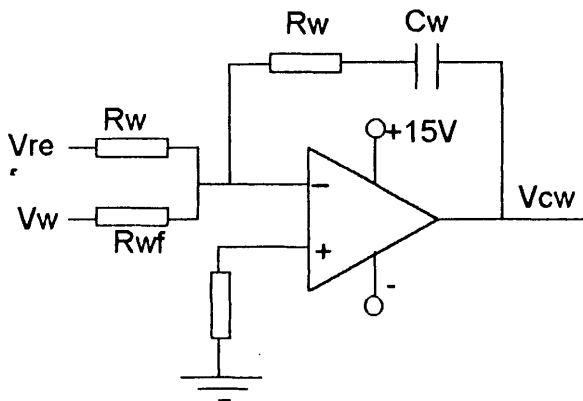


Fig. 4.13 Circuito controlador de velocidad

Se escoge una capacitancia de  $0,4 \mu\text{F}$ , con lo que se puede calcular los valores de las resistencias requeridas:

$$R_w = \frac{T_{mv}}{C} = \frac{131,72 \times 10^{-3} \text{ s}}{0,4 \times 10^{-6} \text{ F}} = 329,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{wf} = \frac{R_w}{K_w} = \frac{329,3 \text{ k}\Omega}{19,85} = 16,6 \text{ k}\Omega$$

Se escoge una velocidad máxima de 1774 rpm para un voltaje de referencia máximo de 15 V:

$$R_{wr} = \frac{\left(\frac{V_{refw}}{V_{cm}}\right)R_{wf}}{\left(\frac{w_o}{w_{max}}\right)H_w} = \frac{\left(\frac{15V}{10V}\right) \times 16,6k\Omega}{\left(\frac{1700rpm}{1770rpm}\right) \times 1,14} \approx 23 \text{ k}\Omega$$

$$F_w(s) = \frac{\frac{R_{wf}K_wK_1'R_a f' (1+sT_{nw})}{R_{wr}K_bT_{nw}} \times \frac{s^2T_m}{s^2T_m}}{1 + \frac{K_wK_1'R_aH_w f'(1+sT_{nw})}{K_bT_{nw}T_m s^2(1+sT_f)}}$$

$$= \frac{\frac{R_{wf}K_wK_1'R_a f'(1+sT_{nw})}{R_{wr}K_bT_{nw}T_m s^2} \times K_bT_{nw}T_m s^2(1+sT_f)}{K_bT_{nw}T_m s^2(1+sT_f) + K_wK_1'R_aH_w f'(1+sT_{nw})}$$

$$= \frac{\frac{R_{wf}K_wK_1'R_a f'}{R_{wr}} \times (1+sT_{nw})(1+sT_f)}{(K_bT_{nw}T_m T_f)s^3 + (K_bT_{nw}T_m)s^2 + (K_wK_1'R_aH_w f' T_{nw})s + K_wK_1'R_aH_w f'}$$

$$= \frac{\frac{R_{wf}K_wK_1'R_a f'}{R_{wr}} \times T_{nw}T_f \times \left(s + \frac{1}{T_{nw}}\right)\left(s + \frac{1}{T_f}\right) \times \frac{1}{K_bT_{nw}T_m T_f}}{s^3 + \left(\frac{1}{T_f}\right)s^2 + \left(\frac{K_wK_1'R_aH_w f'}{K_bT_m T_f}\right)s + \frac{K_wK_1'R_aH_w f'}{K_bT_{nw}T_m T_f}}$$

La función de transferencia del lazo de velocidad quedaría así:

$$F_w(s) = \frac{\frac{R_{wf}K_wK_1'R_a f'}{R_{wr}K_bT_m} \times \left(s + \frac{1}{T_{nw}}\right)\left(s + \frac{1}{T_f}\right)}{s^3 + \left(\frac{1}{T_f}\right)s^2 + \left(\frac{K_wK_1'R_aH_w f'}{K_bT_m T_f}\right)s + \left(\frac{K_wK_1'R_aH_w f'}{K_bT_{nw}T_m T_f}\right)} \quad (35)$$

Reemplazando los valores de cada constante, se obtiene:

$$F_w(s) = \frac{11,6 \times (s + 7,59)(s + 44,25)}{s^3 + 44,25s^2 + 810,83s + 6155}$$

De esta manera, se ha obtenido la función de transferencia de lazo cerrado que, por el criterio de optimización elegido, debe corresponder a un sistema estable.

Factorizando el denominador de esta expresión, se obtiene:

$$F_w(s) = \frac{11,6 \times (s + 7,59)(s + 44,25)}{(s + 18,34)(s^2 + 25,89s + 336,27)}$$

Los polos de la función de transferencia son:

$$s_1 = -18,34$$

$$s_2 = -12,96 + 12,96i$$

$$s_3 = -12,96 - 12,96i$$

Como se puede observar, todos los polos obtenidos tienen partes reales negativas. Esto garantiza que el lazo de control de velocidad sea estable.



### **4.5.3 EL CIRCUITO DE CONTROL DE VELOCIDAD**

Al igual que el controlador de corriente, el circuito de control de velocidad consta no sólo del controlador PI ( diseñado en la sección anterior), sino que, para garantizar su correcto funcionamiento, tiene elementos adicionales.

Ya se mencionó la etapa reductora del voltaje proveniente del tacogenerador. Adicionalmente, se tiene un acoplador de impedancias.

El funcionamiento es similar al del circuito de control de corriente.

El circuito completo del controlador de velocidad y corriente se muestra en la figura 4.14.



## CIRCUITO DE DISPARO

### 5.1 DIAGRAMA DE BLOQUE DEL CIRCUITO

La figura 5.1 muestra el diagrama de bloques del circuito de disparo. El circuito de disparo consta de varias etapas, una etapa generadora de onda cuadrada que será la que determina el rango de variación del ángulo de disparo y cuya salida es la que sirve de señal de control a la siguiente etapa que es la generadora de rampa. Esta señal tiene una frecuencia igual a la señal proveniente de los transformadores de sincronismo. Posteriormente la rampa se compara con la señal de voltaje proveniente del circuito controlador de corriente. Debido a que el monoestable necesita una señal de voltaje en el trigger que vaya desde  $+V_{cc}$  a  $0V$ , y que el estado en bajo sea muy pequeño, ya que de no ocurrir esto se

producen falsos disparos, se hizo necesario la implementación de un derivador que provea la señal requerida. Cuando a la entrada del trigger del monoestable hay una señal que va desde +Vcc a 0V, se producen los pulsos de disparos que tienen un ancho determinado por la configuración del monoestable. Ya que los pulsos de disparos que produce el monoestable no posee la potencia necesaria para encender a los tiristores, se procede a la amplificación de dichos pulsos, que dará la potencia necesaria para encender los tiristores. Por último estos pulsos de disparo, con la potencia necesaria, pasan a través de la última etapa que es la que se encarga de aislar el circuito de fuerza con el circuito de disparo.



## 5.2 REQUERIMIENTOS

El diseño de los circuitos de disparos, cumple con la condición de que el ángulo de disparo varíe linealmente con el voltaje de control  $V_{ci}$  proveniente del controlador de corriente.

Debido a que los tiristores pueden conducir solamente cuando éstos están polarizados directamente, el ángulo de disparo varía desde  $0^\circ$  a  $180^\circ$ . Esta variación del ángulo de disparo es directamente proporcional a la variación del voltaje que proviene del controlador de corriente, el cual varía de 0 a 10 voltios. Además como el equipo se puede configurar para que funcione como rectificador trifásico, se necesita que dos tiristores, de acuerdo a la secuencia de disparo, se enciendan simultáneamente, por lo que el circuito tiene dos terminales,  $P_o$  y  $P_e$ , los cuales asegurarán que cada par de tiristores en conducción se enciendan en el mismo instante para una correcta sincronización.

Por último, los pulsos de disparos deberán proveer la potencia necesaria, para que produzca el encendido de los tiristores.

## GENERADOR DE ONDA CUADRADA

El objetivo del diseño de esta etapa es el de generar una onda cuadrada, la cual determinará el rango en que puede generarse el pulso de disparo. Como el encendido del tiristor se puede producir solamente cuando el mismo está polarizado directamente, el ángulo de disparo puede variar entre  $0^\circ$  y  $180^\circ$ . Cuando la señal de voltaje proveniente de los transformadores de sincronismo, los cuales dan la secuencia de disparo correspondiente a cada tiristor y que se conecta a la terminal negativa del comparador, es mayor que la referencia que se encuentra conectada a la terminal positiva, se produce a la salida del comparador un voltaje igual a  $-15V$ , mientras que si sucede lo contrario se produce un voltaje igual a  $+15V$ . Esta onda cuadrada que oscila entre  $-15$  y  $+15$  voltios se reduce debido a la acción del diodo zener, por lo que la onda cuadrada tendrá una oscilación entre  $-0.7$  y  $4.7$  Voltios.

En la figura 5.2 se muestra el circuito generador de onda cuadrada, en la cual se muestra el transformador de sincronismo el mismo que tiene una relación de 220 a 12 V. Como el valor rms a la salida del comparador es 15 V, la potencia aproximada disipada por el diodo zener es:

$$P_z = I_z I_z = 4.7 * \frac{(15 - 4.7)}{1000} = 0.05 \text{ watts}$$

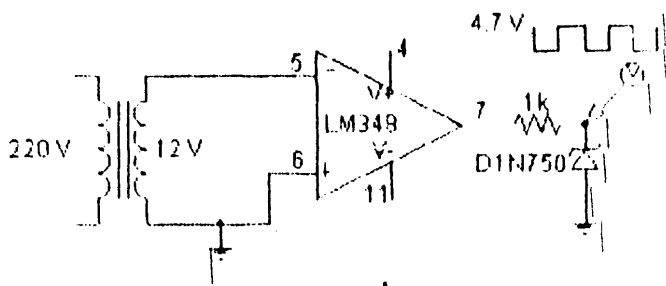


Fig. 5.2 Circuito generador de onda cuadrada.

#### 5.4 CIRCUITO GENERADOR DE RAMPA

El objetivo de esta etapa es el de proporcionar la linealidad que debe existir entre el ángulo en que ocurre un disparo y el voltaje de control  $V_{ci}$  que proviene del circuito controlador de corriente. Esta onda tiene algunas características entre las que se puede mencionar: la frecuencia de la señal es exactamente igual a la frecuencia de la señal proveniente de los transformadores de sincronismo. Además son rampas que tienen pendiente positiva y ocurre solamente en el semiciclo positivo de la señal de sincronismo. Esto se debe porque el pulso de disparo se debe enviar solamente cuando los tiristores están polarizados directamente en una secuencia determinada por los transformadores de sincronismo, por cuestiones de ahorro de energía.

El circuito se muestra en la figura 5.3. Cuando la señal que proviene de la etapa generadora de onda cuadrada se conecta a la base del transistor, éste trabaja en dos estados: corte y saturación. El resistor R3 limita la corriente de base del

transistor. Sin embargo ésta resistencia se debe mantener relativamente pequeña para asegurarse que el transistor trabaje en saturación.

Cuando el voltaje de la onda cuadrada es cero, el transistor Q1 se encuentra apagado. El voltaje en la entrada inversora del opamp es igual a 0V, por lo que la corriente  $I_1$  a través del resistor R1 y la corriente  $I_c$  a través del capacitor C1 será:

$$I_1 = \frac{V_{cc}}{R_{eq}}, \text{ además } I_c = C \frac{dV_1}{dt}$$

donde  $R_{eq} = R_1 + R_2$ . Ya que:  $I_1 = I_c$  entonces:

$$\frac{V_{cc}}{R_{eq}} = C \frac{dV_1}{dt}$$

$$\int dV_1 = \int \frac{V_{cc}}{R_{eq}C} dt$$

$$V_1 = \frac{V_{cc}}{R_{eq}C} t$$

De la última ecuación se puede concluir que el voltaje del capacitor, que es igual al voltaje a la salida del opamp, es una línea recta la cual crece a una rapidez igual a  $\frac{V_{cc}}{R_{eq}C}$ , por lo que si se desea cambiar los niveles de voltaje de la rampa se debe ajustar el valor de resistencia en el potenciómetro R1 mostrado en la figura 5.3 En el diseño del equipo:

$$V_o = \frac{15}{(10k + 10k) * (1\mu)} t$$

$V_o = 1200t$ , cuando  $t = 1/120$  entonces el pico de la rampa será 10V

Si la onda cuadrada permanece por mucho tiempo a un nivel de voltaje igual a cero, el capacitor se cargará hasta un voltaje igual a 13.6 V que es el valor en que se satura el opamp.

Sin embargo, cuando el semiciclo negativo de la señal del transformador de sincronismo hace que la onda cuadrada tome un nivel de voltaje igual a 4.7V, el transistor se satura por lo que el capacitor se descarga bruscamente a través de la resistencia que existe entre colector y emisor. Esto dará por resultado que a la salida del opamp exista un voltaje igual a 0 V.

En este estado, la corriente de base del transistor Q1 será igual a:

$$I_b = \frac{4.7 + 0.7}{1000} = 5.4 \text{ mA}$$

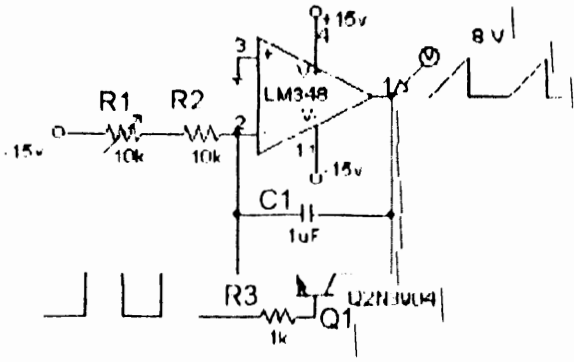


Fig. 5.3 Generador de rampa



## 5.5 COMPARADOR Y DISPARADOR.

El objetivo de esta etapa es el de comparar la rampa y el voltaje que proviene del circuito controlador de corriente, además la de proveer la señal necesaria para que se produzcan los pulsos de disparos. Cuando el voltaje de control,  $V_{ci}$ , es ligeramente mayor que la rampa, el opamp se satura a  $-V_{cc}$ , mientras que si sucede lo contrario, el opamp se satura a  $+V_{cc}$ , por lo que la salida del opamp toma dos valores de valores de voltaje,  $-15$  y  $+15$ .

Debido a que los pulsos de disparo se deben producir solamente cuando la señal del comparador va desde  $-15$  a  $+15$ , es decir en flanco positivo, y además para que se produzca los pulsos de disparo la señal que entra al trigger del monoestable que se muestra en la Fig. 5.5 no debe permanecer mucho tiempo en  $-V_{cc}$ , se procedió a diseñar la etapa derivadora, formada por la red RC que se encuentra a la salida del opamp como se muestra en la figura 5.4. Cuando la salida del opamp va desde  $-15$  a  $+15$  o viceversa, el capacitor C1 se carga con un voltaje positivo y negativo respectivamente, debido al impulso producido, sin embargo cuando el capacitor detecta un nivel de voltaje DC, éste actúa como un circuito abierto y la salida será igual a 0V. Esto da por resultado que se produzcan pequeños impulsos los cuales pasan a través del diodo D1 y se conecta a la base del transistor Q1. Cuando en la base se presenta un impulso positivo, el transistor trabaja en estado de saturación, por lo que el voltaje en el colector será

igual a 0.2V. Cuando en la base se presenta un nivel de 0V, el transistor está en estado de corte, por lo que el voltaje en el colector será aproximadamente igual a +15V. El diodo zener se encarga de limitar el voltaje que entra al trigger del monoestable a 4.7V

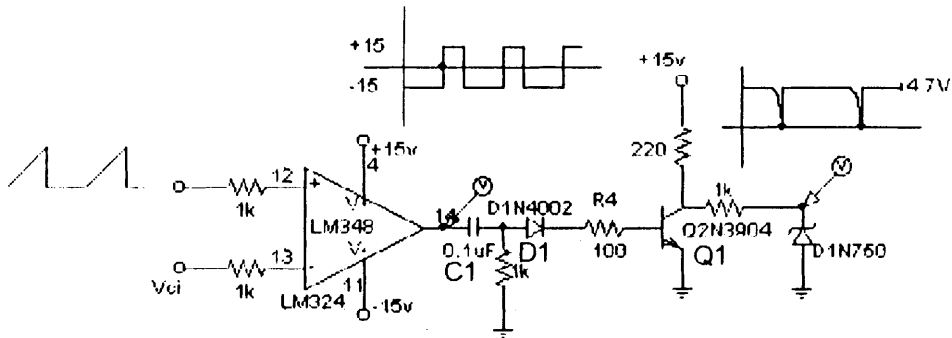


Fig. 5.4 Circuito comparador y disparador



## 5.6 GENERADORA DE PULSOS

El objetivo de esta etapa es el de generar los pulsos de disparos. Cuando una señal de voltaje va desde +Vcc a 0V, la cual se aplica a la terminal 2 como se muestra en la figura 5.5, la salida en el terminal 3 será +5V y la terminal 7 elimina el corto circuito del capacitor C3. El voltaje a través de C3 se eleva desde 0V a un ritmo determinado por R2 y C3. Cuando el voltaje en el capacitor alcanza  $\frac{2}{3} V_{cc}$ , la salida cambia de +5V a 0V. El tiempo en que el pulso se encuentra a un nivel alto de voltaje está dado por:

$$t_a = 1.1R_2C = 1.1(10k)(0.1\mu) = 1.1ms$$

Es importante recalcar que el tiempo en que la señal de entrada en el trigger se encuentra en estado bajo debe ser pequeño, ya que si sucede lo contrario se producen falsos pulsos de disparos.

El terminal 4 del monoestable mostrado sirve para resetear la salida del mismo, por lo cual en operación estable deberá estar conectado a +Vcc. Sin embargo inicialmente se necesita que la salida del monoestable sea igual a 0V. La red RC formada por el resistor R1 y el capacitor C2 permite dicho propósito ya que al encender el equipo, el nivel de voltaje en el terminal 4 es 0v, por lo que la salida habrá un voltaje de 0V.

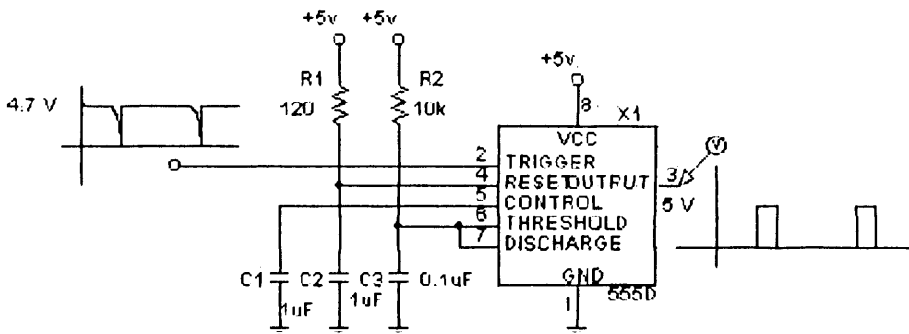


Fig. 5.5 Generador de pulsos

## 5.7 SINCRONIZACIÓN DE LOS PULSOS DE DISPAROS

Esta parte del circuito es importante para cuando se conecta el equipo como rectificador trifásico o rectificador monofásico de onda completa. Ya que los pulsos son generados solamente en el ciclo semipositivo de la señal de sincronismo, se necesita que se genere otro pulso para que el tiristor se encienda en la siguiente secuencia, debido a que la conducción se realiza por pares de tiristores y los pulsos de disparo deben llegar a ambos en la secuencia respectiva.

Para la configuración de rectificador trifásico, cuyo circuito de fuerza es mostrado en la figura 5.6, la forma de onda de voltaje en la carga a un ángulo de disparo determinado, se muestra en la figura 5.7

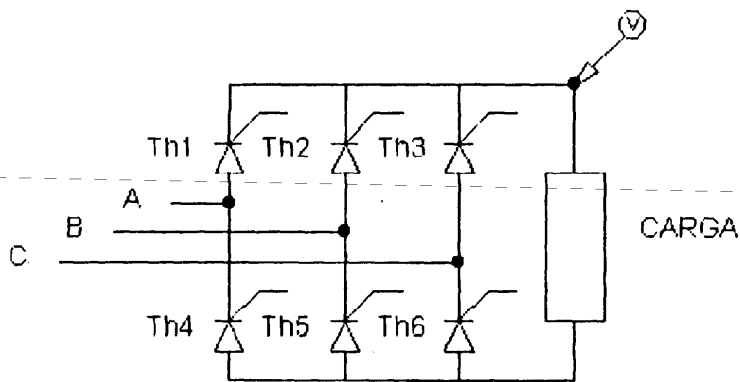


Fig. 5.6 Circuito de fuerza de un rectificador trifásico de onda completa

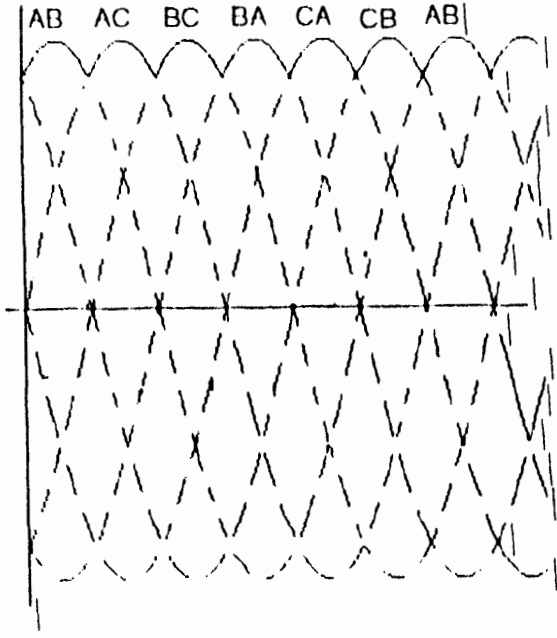


Fig. 5.7 Forma de onda de voltaje en la carga

Para la secuencia que se muestra en la figura 5.7, las parejas de tiristores que deben conducir en un tiempo determinado se muestran en la tabla II:

Voltaje en la carga	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	$V_{ba}$	$V_{cb}$	$V_{ac}$
Pareja de tiristores	Th1-Th5	Th1-Th6	Th6-Th2	Th2-Th4	Th4-Th3	Th3-Th5

Tabla II

Por lo antes mencionado, es necesario que dos tiristores se enciendan simultáneamente en una secuencia determinada, por lo que este sincronismo se lo realiza por medio de los terminales  $P_o$  y  $P_e$ . En la figura 5.8 se muestra la localización de los terminales y las conexiones que deben realizarse para que se pueda realizar la rectificación trifásica.

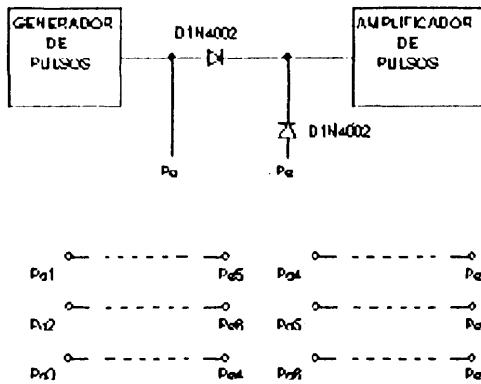


Fig. 5.8 Localización de terminales y diagrama de conexiones.

## 5.8 AMPLIFICACIÓN Y AISLADORA DE PULSOS

El objetivo de esta etapa es la proporcionar la potencia necesaria a los pulsos producidos por el monoestable para que los tiristores se enciendan y el de aislar el circuito de control con el circuito de fuerza. Es importante mencionar que los tiristores necesitan una mayor corriente y por consiguiente una mayor potencia en el gate cuando el equipo se configura como un rectificador trifásico, en comparación con el rectificador monofásico de onda completa. Este hecho debe a que se debe forzar a los tiristores a encender a pesar de que no se encuentra polarizado directamente.

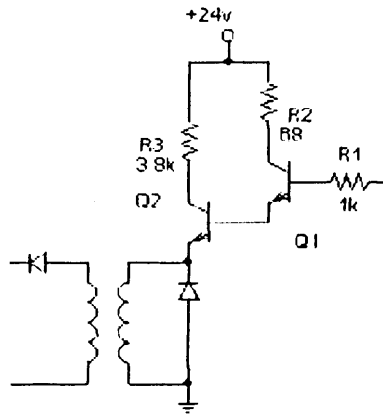


Figura 5.9 Etapa amplificadora y aisladora de pulsos

Cuando el pulso propio y el auxiliar está presente a la entrada del resistor R1, el transistor Q1, que es un transistor Darlington, preamplifica la corriente de los pulsos y el emisor se conecta a la base del transistor Q2 como se muestra en la figura 5.9. Este es un transistor de potencia y se encarga de amplificar la potencia del pulso que se encuentra en el emisor del transistor Q1.

Posteriormente la salida del emisor del transistor Q2 se conecta a un transformador de pulsos, el mismo que se encargará de aislar eléctricamente la unidad de fuerza con la unidad de control. En caso de que exista un cortocircuito en la unidad de fuerza, los diodos que se muestran servirán como protección para la unidad de control.

El diodo que se conecta en paralelo al primario del transformador sirve para eliminar el efecto de la fem inducida en la bobina del transformador. El diodo que se conecta a la salida del secundario, sirve para proteger al gate del tiristor de pulsos negativos.

El diagrama completo del circuito de disparo se muestra en la figura 5.10



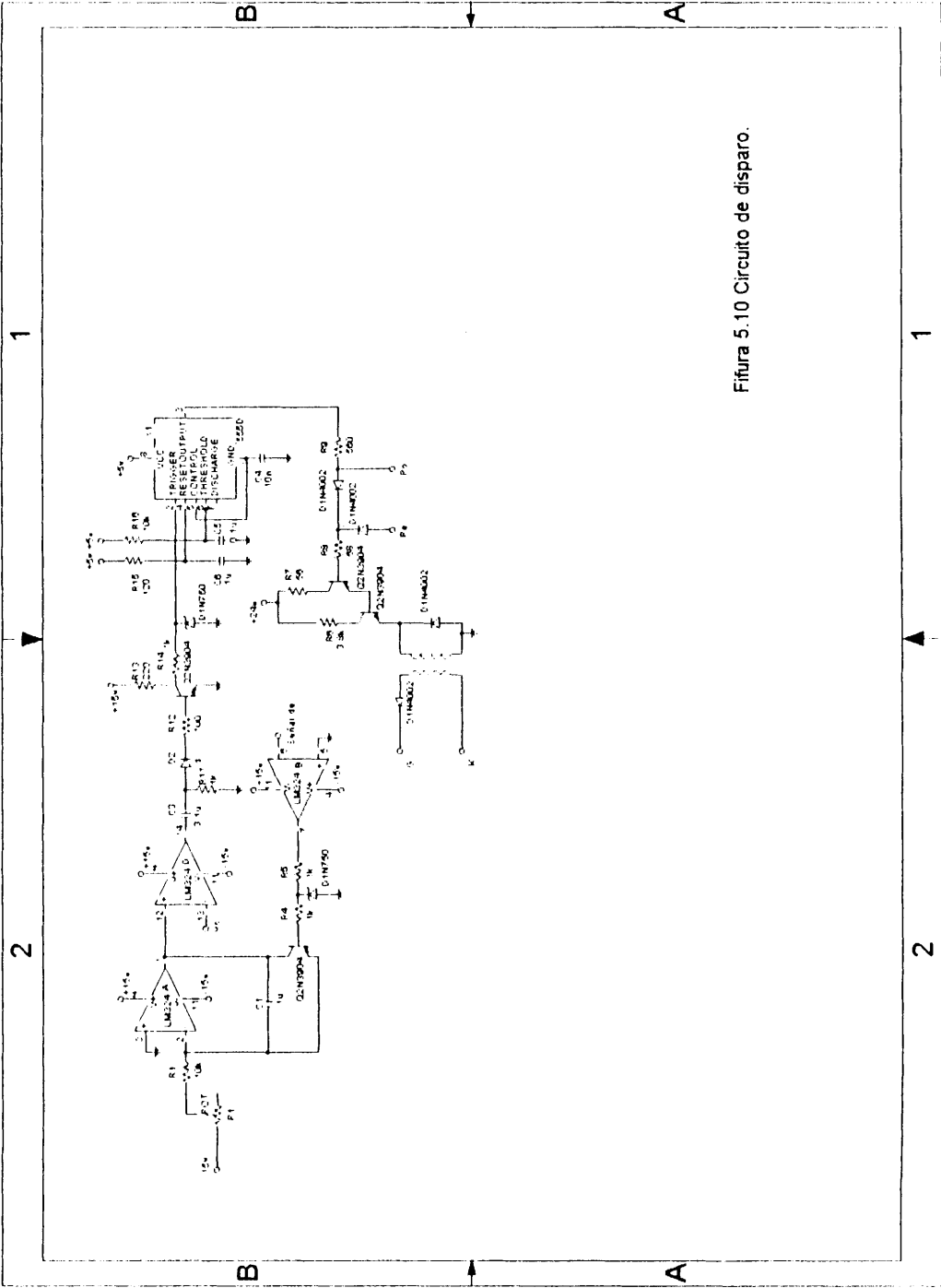


Figura 5.10 Circuito de disparo.

## **FUENTES DE ALIMENTACION**

### **6.1 ALIMENTACIÓN TRIFÁSICA DE FUERZA**

Para realizar las prácticas en el laboratorio se dispone de tres transformadores monofásicos 50 – 60 Hz. Dos transformadores poseen salidas de 105 Vrms, 10A por fase (rms), y 220 Vrms en el primario. Un transformador con dos devanados secundarios independientes de 105 Vrms, 10 A en el secundario y 220 V en el primario. Estos tres transformadores monofásicos tienen sus primarios conectados en delta, teniendo así disponible la alimentación trifásica y monofásica de fuerza.

El diagrama de conexiones de la unidad de alimentación de fuerza se muestra en la figura 6.1

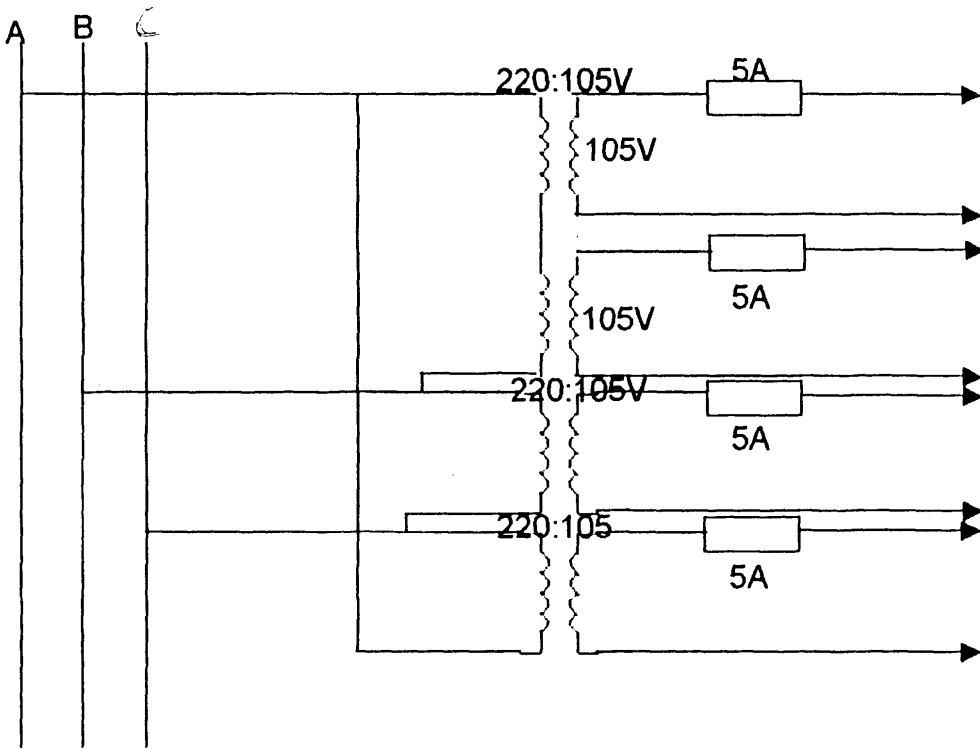


Figura 6.1

Para conexión con el motor como carga del convertidor, se escogen las tres salidas de 105 voltios conectadas en estrella, lo cual permite obtener 181.86 voltios rms de línea, y un voltaje máximo  $V_{dc} = 0.955 \times 1.41 \times 181.86 = 245.6$  voltios en la carga con el rectificador trifásico de onda completa.

Sin embargo, se puede utilizar otra unidad de alimentación, que posca tres salidas trifásicas de 220 Vrms, 10 A de línea que permitan obtener un voltaje máximo

$V_{dc} = 0.955 \times 1.41 \times 220 = 297.1$  voltios en la carga con el rectificador trifásico de onda completa.

## **6.2 CONEXIONES PARA LOS TRANSFORMADORES DE SINCRONISMO.**

En los capítulos anteriores se mencionó la necesidad de que los pulsos de disparos ocurran cuando éstos se encuentren polarizados directamente. Para realizar esta sincronización es suficiente que la señal de voltaje que se utiliza en la unidad de fuerza, sirva como referencia en la unidad de disparo. Por ello se utilizó transformadores con una relación 220:56 V, 500mA. El diagrama de conexiones se muestra en la figura 6.2

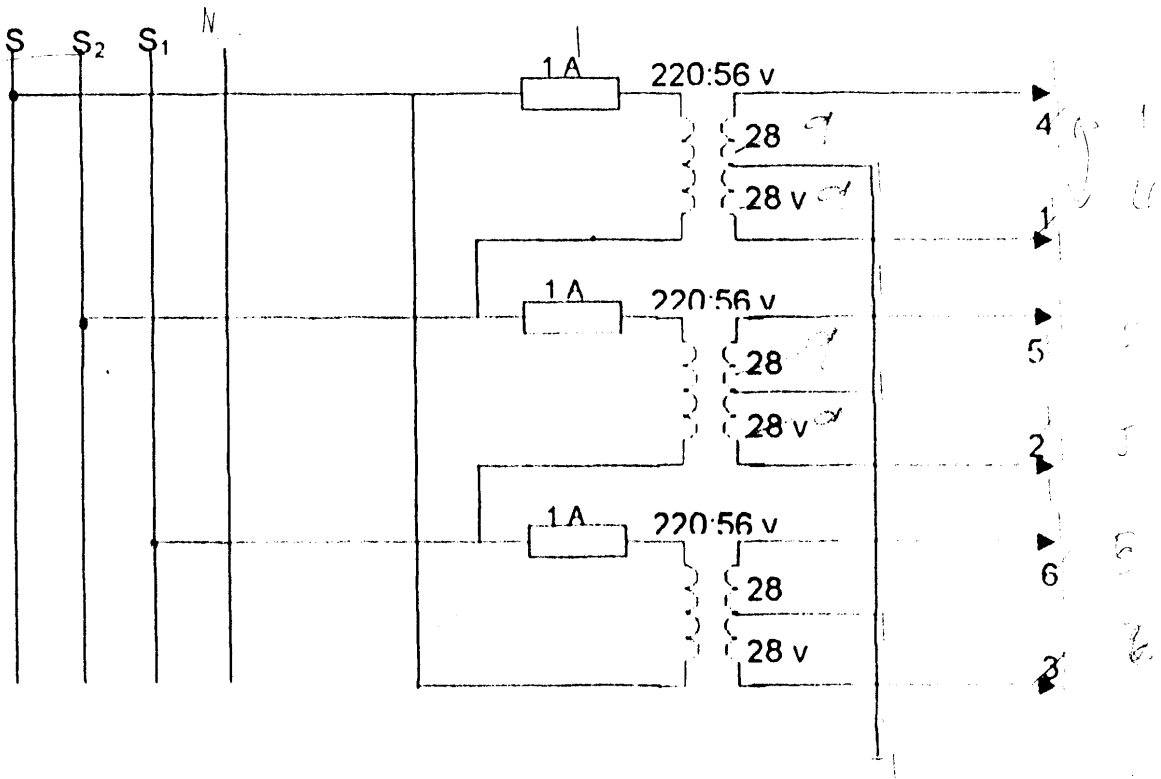


Figura 6.2 Conexiones de los transformadores de sincronismos

### 6.3 DISEÑO DE LAS FUENTES REGULADAS DE VOLTAJE

En el circuito de control del equipo es necesario la presencia de 4 niveles de voltaje de: +24, +15, -15 y +5 Voltios.

➤ La fuente de +24 voltios, para polarizar los transistores que amplifican los pulsos de los 6 circuitos de la unidad de disparo.

- Las fuentes de +15 y -15 voltios, para alimentar los ocho amplificadores operacionales LM348 y los transistores que trabajan en corte y saturación.
  
- La fuente de +5 voltios, para polarizar a los osciladores monoestables 555, que son seis en total, los cuales se encargan de generar los pulsos.

En conjunto cada una de estas fuentes deberá entregar una corriente aproximada de 0.5 amperios (medida experimentalmente).

### **6.3.1 RECTIFICACIÓN Y FILTRADO**

Para el diseño de las fuentes de +24V, +15V y -15V, se usaron fuentes rectificadores de onda completa, los cuales para su operación necesitan de circuitos reguladores de voltajes, cuyas características técnicas se muestran en la tabla III.

Tipo	Potencia Máxima	Voltaje Entrada	Voltaje Salida	Corriente Salida
SK3670/972	15 W	40 V	+24 V	1 A
SK3593/968	15 W	35 V	+15 V	1 A
SK3674/969	15 W	35 V	-15 V	1 A

Tabla III

Para el diseño de la fuente regulada de +24V se necesitan un voltaje de entrada en los terminales del regulador de +40Vdc, 0.5 amperios, con un rizado menor al 5%. Además se utilizó un rectificador de onda completa usando la siguiente relación con  $r = 0.05$

$$\frac{V_{dc}}{V_m} = 0.92$$

$$V_m = \frac{V_{dc}}{0.92} = 43.5V$$

$$V_r = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{43.5}{\sqrt{2}} = 30.81V$$

La carga máxima viene dada por:

$$R_L = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \frac{40}{0.5} = 80\Omega$$

El capacitor a la salida del regulador:

$$C = \frac{2.4 * 100}{r * R_L} = \frac{2.4 * 100}{0.05 * 80} = 600 \mu F$$

Para el diseño de la fuente regulada de  $\pm 15$  y  $\pm 15$ , se necesita un voltaje de entrada en los terminales del regulador SK3593 y SK3674 de  $\pm 35$  V, 0.5 amperios, con un rizado, menor del 5%. Además se utilizó un rectificador de onda completa usando la siguiente relación con  $r = 0.05$

$$V_m = \frac{35}{0.02} = 38 \text{ V}$$

$$V_r = \frac{38}{\sqrt{2}} = 26.9 \text{ V}$$

$$R_T = \frac{35}{0.5} = 70 \Omega$$

$$C = \frac{2.4 * 100}{0.05 * 70} = 685.7 \mu F$$

Para la fuente de  $\pm 5$  voltios se usó un rectificador de onda completa y también un circuito regulador ECG 960 el cual provee un voltaje fijo de  $\pm 5$  voltios y su salida se conectó a un transistor que provee la corriente requerida. Se usó un transformador de  $\pm 9$  Vrms en su secundario; con ayuda de un potenciómetro se fijó experimentalmente la salida de la fuente, así se obtuvo que para 0.3 amperios de carga el voltaje de la fuente era 5.2V y para 1.5 amperios el voltaje es 4.6V. en condiciones normales de



operación del equipo esta fuente suministra 1.2 amperios con un voltaje de salida de 4.9 voltios.

El diagrama de conexiones de alimentación para las fuentes de voltajes reguladas se muestra en la figura 6.3

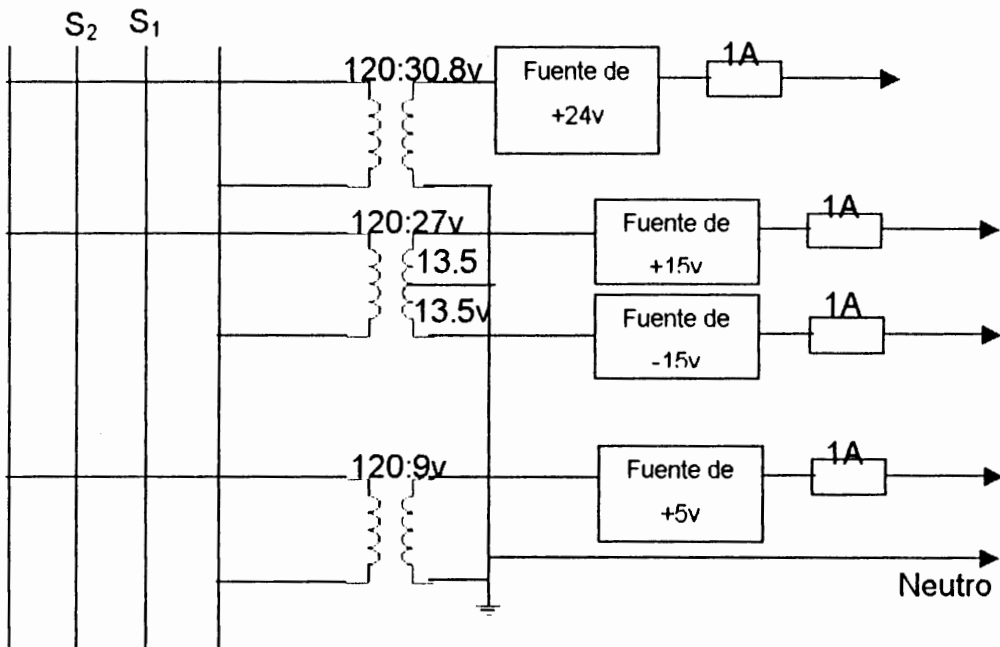


Figura 6.3 alimentación de las fuentes de voltajes reguladas

Los circuitos de las fuentes reguladas de voltaje se muestran en la figura 6.4.

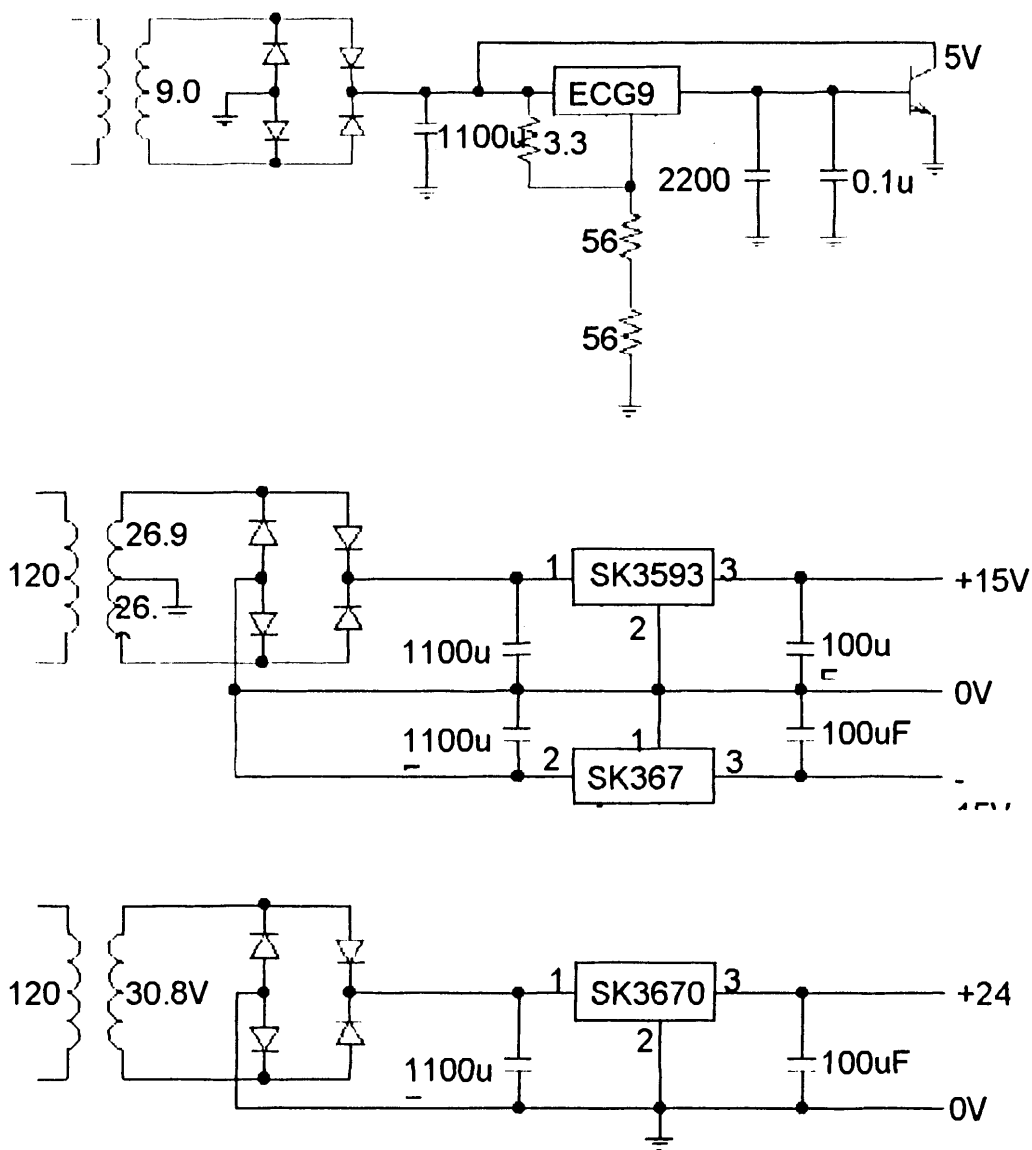


Figura 6.4 Circuito de las fuentes reguladas

- a) Fuente regulada de +5V
- b) Fuente regulada de +15V y -15V
- c) Fuente regulada de +24V

## **PRUEBA Y RESULTADOS EXPERIMENTALES**

### **7.1 CONTROL DEL MOTOR DC**

Luego de que al equipo se le realiza las conexiones necesarias para construir el rectificador requerido, se debe seleccionar el tipo de control que tendrá la carga, el mismo que puede ser control a lazo abierto o control a lazo cerrado. De acuerdo al tipo de control requerido, el comportamiento de las variables del motor cambiarán sustancialmente. Los siguientes subcapítulos nos mostrarán el comportamiento de dichas variables, de acuerdo al tipo de control seleccionado.

### 7.1.1 LAZO ABIERTO

Cuando el control de la carga se realiza a lazo abierto, el sistema de control no tendrá retroalimentación, y la variación del ángulo de disparo estará determinado solamente por un voltaje de referencia, el mismo que puede variar entre 0 y +12 v para una variación lineal del ángulo de disparo entre 0 y  $\pi$ . Este voltaje de referencia reemplazará el voltaje de control,  $V_{ci}$ , que proviene del circuito controlador de corriente. Es importante recordar antes de encender el equipo, en el panel se debe elegir el voltaje de referencia positivo cuando se trabaja a lazo abierto. Además el voltaje de referencia debe estar en el máximo valor para que se produzca el máximo ángulo de disparo, ya que si no se realiza esto al encender el equipo se produce una corriente de arranque elevada.

Una vez que se fija el voltaje de referencia, el ángulo de disparo también se fija a un valor constante, por lo cual la velocidad y corriente del motor dependerá exclusivamente de la carga acoplada al eje del motor.

La figura 7.1 presenta la curva que muestra la relación existente entre la velocidad y la corriente del motor para el caso de conducción discontinua, y la figura 7.2 muestra la regulación de la velocidad versus corriente para el mismo caso, las mismas que se construyeron con los datos

experimentales que se realizaron al motor y cuyos resultados se muestran en la tabla IV

Ia(A)	W (r.p.m)	$\delta w/w_0$ (p.u.)
1.2	1700	0.00
1.5	1500	0.12
1.8	1400	0.18
2.0	1300	0.24
2.5	1100	0.35
2.9	900	0.47

Tabla IV Variables del motor a lazo abierto, conducción discontinua

En la figura 7.1.1 se observa que la velocidad del motor disminuye rápidamente al aumentar la corriente de armadura del motor.

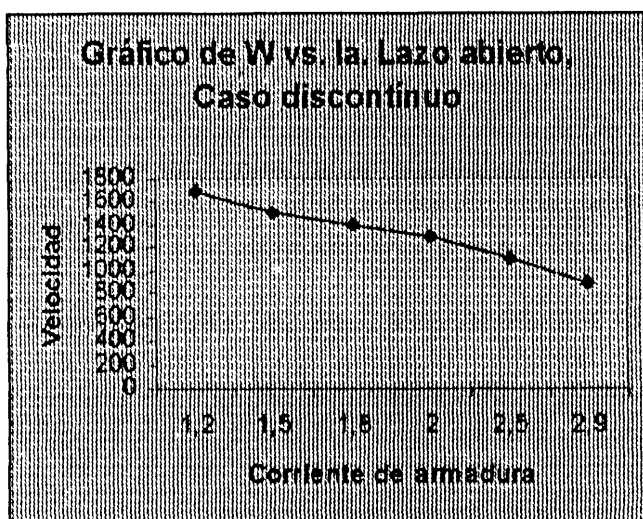


Figura 7.1

Como se puede observar en la figura 7.1 la velocidad disminuye desde 1700 rpm hasta 900 rpm con un aumento de 1.7 amperios de corriente de armadura. En la figura 7.2 se observa que la regulación de velocidad varía rápidamente con la corriente.

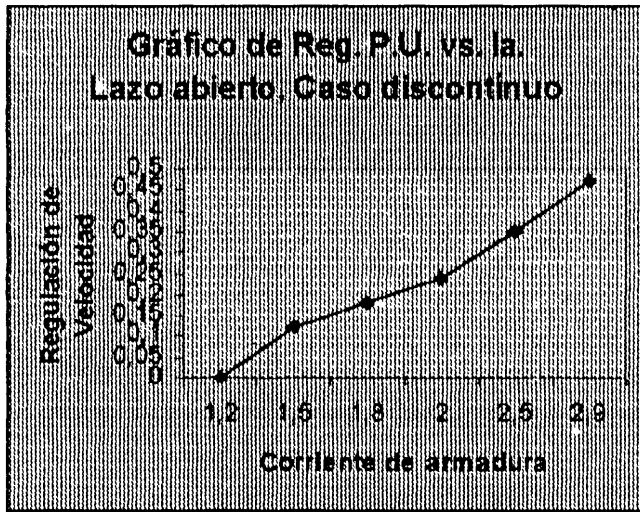


Figura 7.2

En la figura 7.2 se observa que la regulación de velocidad varía rápidamente con la corriente; así, la regulación aumenta desde 0.0 hasta 0.47, para un aumento de 1.7 A de la corriente de armadura.

Por los hechos mencionados anteriormente, no es conveniente hacer trabajar el motor en conducción discontinua, debido a que una variación de la carga producirá una variación considerable de las variables del motor, es decir, de la corriente y la velocidad del mismo.

Para obtener una conducción continua en el motor, se debería aumentar la inductancia de la carga, lo cual lo lograremos conectando en serie con la armadura una inductancia de 300mH. En la figura 7.3 se muestra la relación existente entre la velocidad y la corriente del motor, y en la figura 7.4 se muestra la característica de regulación de velocidad versus corriente, los cuales se construyeron a base de los datos que se muestran en la tabla V.

En este caso de conducción continua, la variación de la velocidad del motor es mucho menor con un aumento de carga en comparación con el caso discontinuo. Igualmente sucede con la regulación de velocidad.

$I_a$ (A)	W (r.p.m)	$\delta w/w_o$ (p.u.)
0.5	1700	0.00
1.0	1680	0.012
2.0	1620	0.048
3.0	1550	0.088
4.0	1500	0.118
5.0	1450	0.147
6.0	1400	0.176

Tabla V Variables del motor, lazo abierto, caso continuo

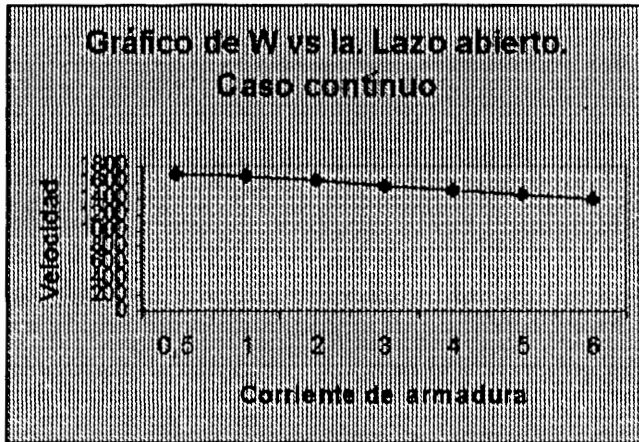


Figura 7.3

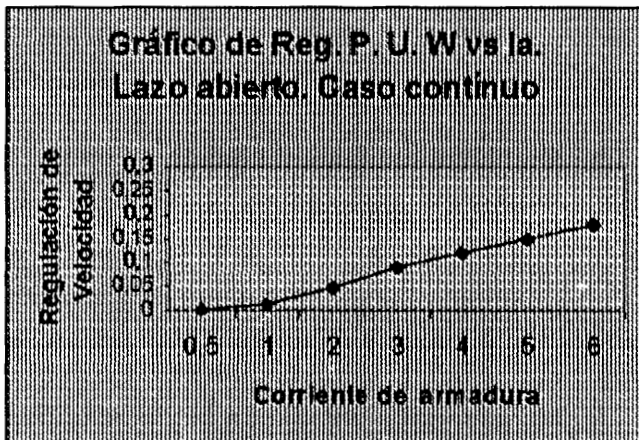


Figura 7.4



## 7.1.2 LAZO CERRADO

### 7.1.2.1 REALIMENTACIÓN DE CORRIENTE.

En el momento en que se realiza el control a lazo cerrado, el voltaje de referencia debe ser colocado en negativo. El voltaje que hará que varíe linealmente el ángulo de disparo, proviene del circuito controlador de corriente, con lo cual el voltaje de referencia solamente servirá para determinar la corriente máxima del motor.

Debido a que el osciloscopio solamente realiza la observación de señales de voltaje, se hizo necesario conectar en serie con la armadura un resistor shunt de  $0.27\Omega$ , 15Watt.

En la tabla VI se muestra los datos de las variables del motor, manteniendo un voltaje de referencia en el controlador y disminuyendo la carga acoplada al generador. Así, la corriente permanece constante sin importar la variación de la carga acoplada al generador.

$I_a$ (A)	$\omega$ (r.p.m)	$V_a$ (V)	$P_{in}$ (watts)
6.0	1700	308	1848
6.0	1550	280	1680
6.0	1400	255	1530
6.0	1300	245	1470
6.0	1150	225	1338
6.0	1050	210	1260

Tabla VI Variables del motor, lazo de realimentación de corriente

En la figura 7.5 se muestra la curva que relaciona la velocidad del motor con la corriente de armadura en el mismo. En la figura 7.6 se muestra la curva que relaciona la potencia de entrada al motor y la velocidad del mismo. Ambas tablas se han construido a base de los datos que se muestran en la tabla VI.

De la figura 7.6 se observa que la potencia de entrada es función lineal de la velocidad del motor, cuando se mantiene constante la corriente que circula a través de la armadura del motor.

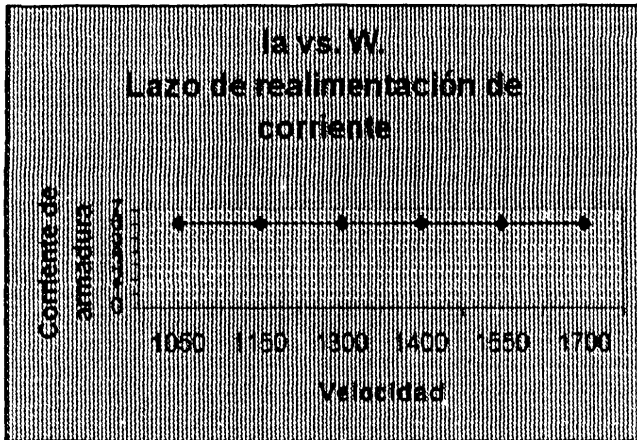


Figura 7.5

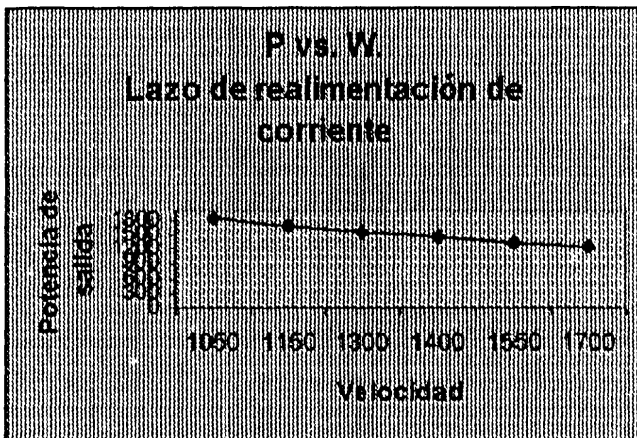


Figura 7.6

En la figura 7.7 se muestra la respuesta fotografiada de la respuesta del controlador de corriente para una entrada escalón en la referencia. La traza superior representa el escalón del voltaje de referencia y la traza inferior muestra el cambio en el

voltaje del resistor shunt que se encuentra conectado en serie y que muestra además la forma de la corriente de armadura. Como se puede observar la respuesta del lazo es rápida alcanzando el nivel de referencia en un tiempo aproximado de 12ms. Además el controlador de corriente muestra un sobreamortiguamiento debido a que la función de transferencia del lazo es de segundo orden con una razón de amortiguamiento de 0.90. Se puede observar que el error en estado estable es cero.

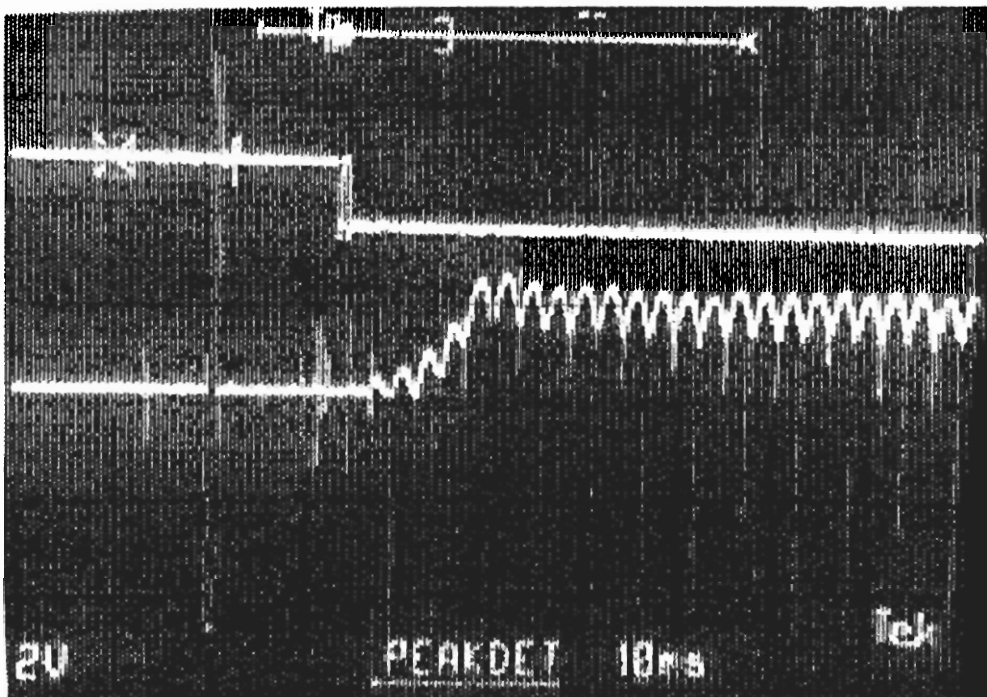


Figura 7.7 Respuesta fotográfica del controlador de corriente

En la figura 7.8 se muestra el circuito controlador de corriente.

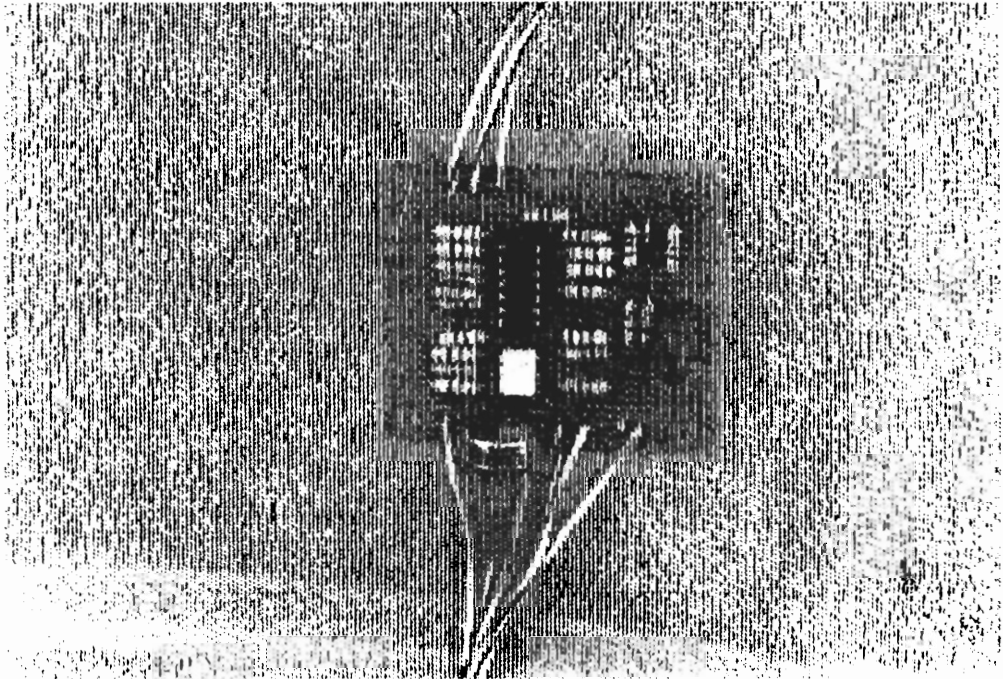


Figura 7.8 Circuito controlador de corriente

### **7.1.2.2 REALIMENTACIÓN DE VELOCIDAD**

Para poder realizar el control de velocidad se utilizó un tacogenerador que servirá como transductor, el cual se encuentra acoplado al eje del motor. Para disminuir la ganancia del transductor se utiliza un divisor de voltaje y un acoplador de impedancia. Esta señal pasa a través de un filtro RC el cual anulará el rizado del voltaje que proviene del tacogenerador. A

la salida del taco generador se obtiene 4.2 V por cada 1000 revoluciones por minuto.

En la figura 7.9 se muestra la gráfica que relaciona la velocidad del motor y la corriente de armadura, para diferentes valores de carga acoplada al generador. Esta gráfica se realizó a base de los datos experimentales que se muestra en la tabla VII.

En la gráfica se observa que la velocidad del motor permanece constante sin importar la variación de la carga, y la magnitud de esta velocidad depende exclusivamente del nivel de referencia fijado.

Con los mismos datos de la tabla VII se grafica la curva que se muestra en la figura 7.10 que muestra la regulación de la velocidad versus la corriente, y se observa que esta curva es siempre cero ya que la velocidad permanece siempre constante.

$I_a$ (A)	W (r.p.m)	$\delta w/w_0$ (p- u.)
0.5	1700	0.0
1.0	1700	0.0
2.0	1700	0.0
3.0	1700	0.0
4.0	1700	0.0
5.0	1700	0.0
6.0	1700	0.0

Tabla VII Variables del motor, lazo de retroalimentación de velocidad

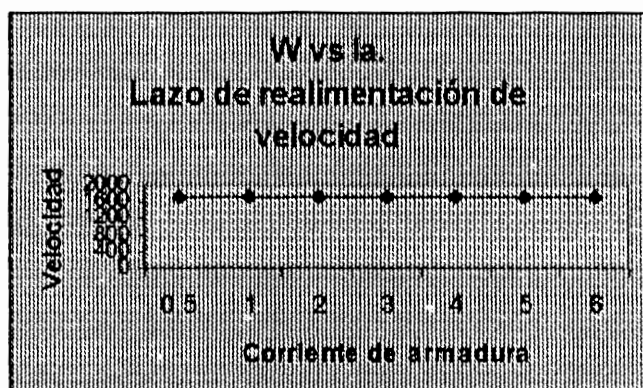


Figura 7.9

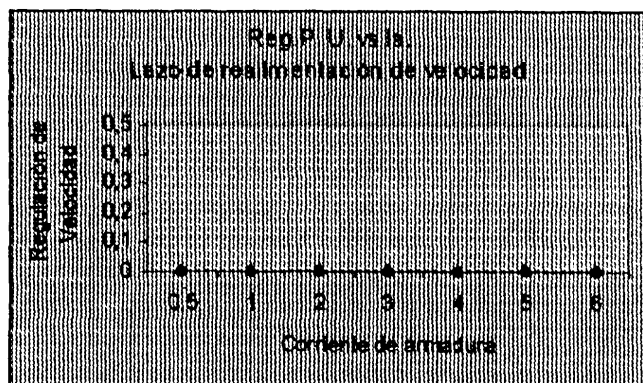


Figura 7.10

La figura 7.11 muestra la respuesta fotográfica del controlador de velocidad ante una entrada escalón en la señal de referencia. Se observa que el motor alcanza la velocidad de referencia aproximadamente a los 60ms, lo cual indica la rapidez del controlador de velocidad.



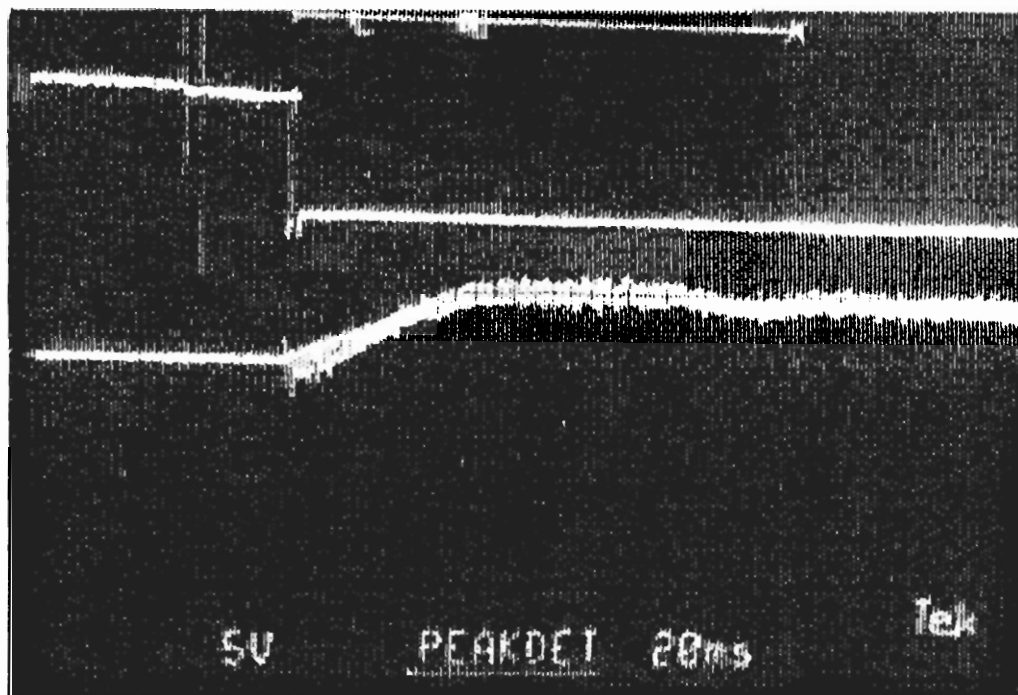


Figura 7.11 Respuesta del controlador de velocidad ante señal de referencia escalón.

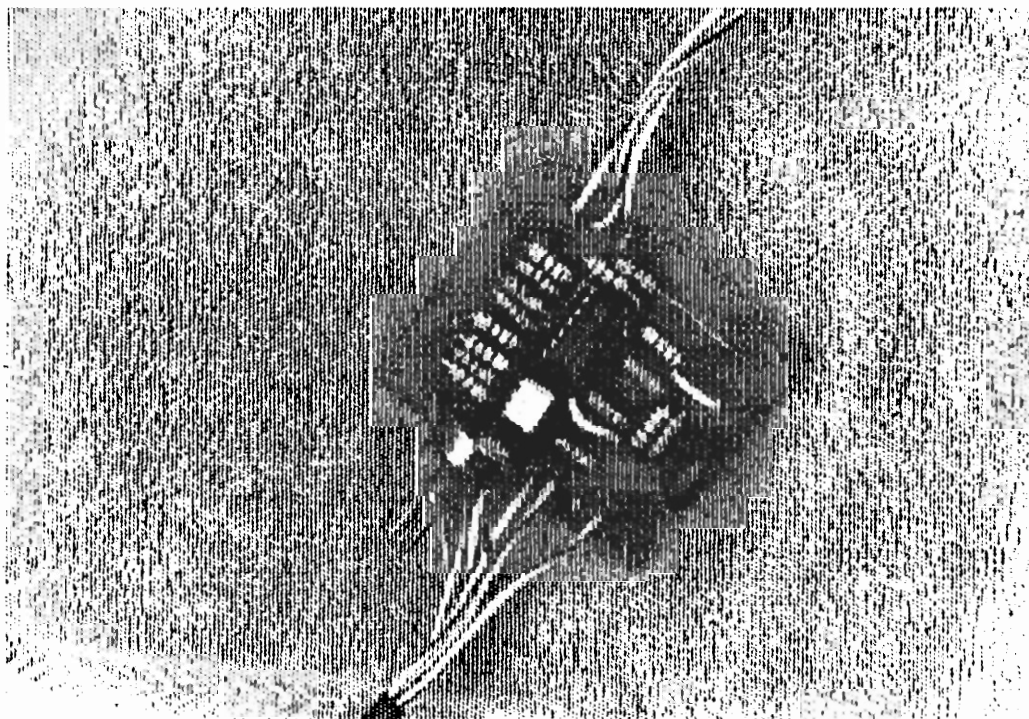


Fig. 7.12 Circuito controlador de velocidad.

## 7.2 CIRCUITO DE DISPARO.

En el capítulo 5 se explicó el funcionamiento del circuito de disparo, en esta sección se presentará muestras fotográficas del funcionamiento de dicho circuito en diferentes puntos del diseño.

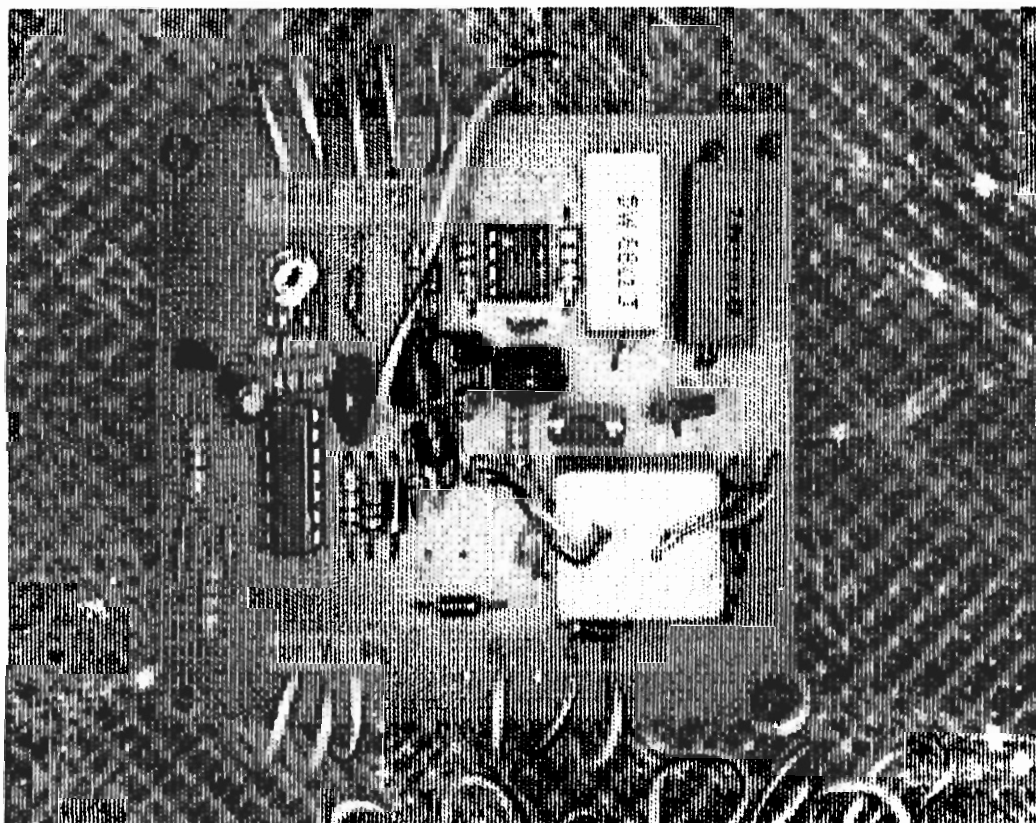


Figura 7.13 Localización física de los elementos del circuito de disparo

En la figura 7.13 se muestra la localización física de los elementos que constituyen el circuito de disparo.

En la figura 7.14 se muestra formas de ondas fotografiadas del circuito de disparo. En la traza superior se muestra las señales de referencia que provienen de los transformadores de sincronismo. Esta señal es la entrada en el terminal positivo del circuito comparador que se muestra en la figura 5.2. A la salida del comparador se forma una onda cuadrada que estará en nivel alto cuando el voltaje de la señal de sincronismo es menor que 0 V, y será alta cuando el voltaje de la señal de sincronismo es mayor que 0 V. En la traza intermedia de la figura 7.10 se muestra ésta forma de onda.

La onda cuadrada que se muestra en la figura 7.14 se conecta a la base del transistor Q1 que se muestra en la figura 5.3 Esta señal servirá como control para que el transistor Q1 trabaje en los estados de corte y saturación. Cuando en la base hay un nivel bajo de voltaje, el transistor estará en estado de corte por lo que el capacitor C1 se cargará linealmente. Si en la base del transistor Q1 hay un nivel alto de voltaje, el transistor Q1 se saturará por lo que el voltaje del capacitor se cortocircuitará. Esta forma de onda se visualiza en la traza inferior de la figura 7.14.

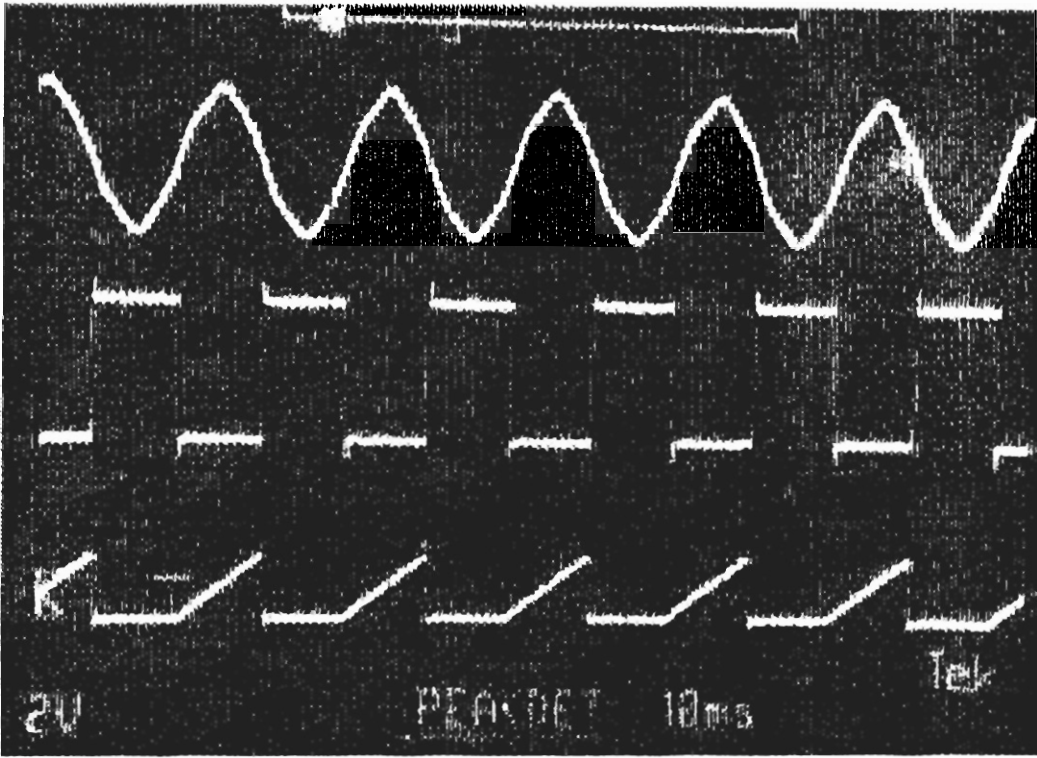


Figura 7.14

En la figura 7.15 se muestra formas de onda en otros puntos del circuito de disparo. La rampa de voltaje que se muestra en la traza superior de la figura 7.15 se compara con un nivel dc de voltaje que proviene del circuito controlador de corriente. Este circuito comparador se muestra en la figura 5.4. La traza intermedia muestra la salida de esta comparación, la misma que ingresa a una etapa derivadora formada por la red RC que se muestra en la figura 5.5. Como se mencionó en el capítulo 5, dicha etapa permitirá que se formen la señal requerida en el disparador del monoestable que se muestra en la figura 5.5. La señal de

voltaje a la salida de la etapa derivadora se muestra en la traza inferior de la figura 7.15. Como se puede observar cuando el voltaje a la salida del comparador va desde  $-V_{cc}$  a  $+V_{cc}$ , en la salida del derivador se forma un impulso positivo, mientras que cuando el voltaje a la salida del comparador va desde  $+V_{cc}$  a  $-V_{cc}$ , en la salida del derivador se forma un impulso negativo.

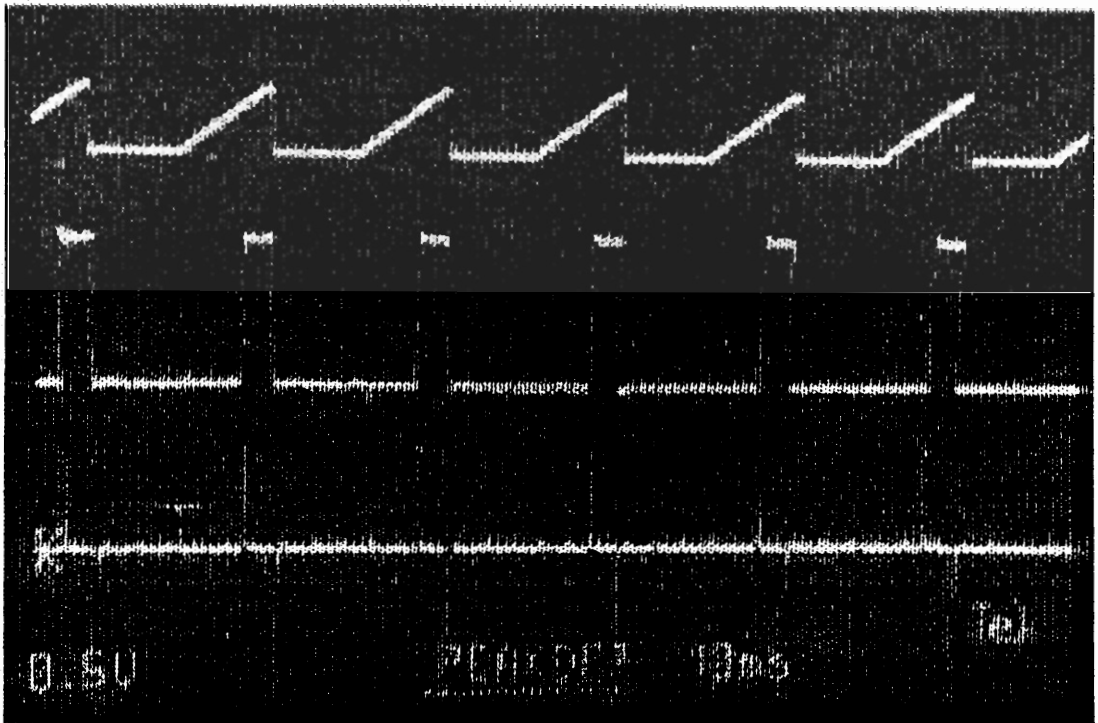


Figura 7.15

En la figura 7.16 se muestra otras formas de ondas en puntos diferentes del circuito de disparo. Cuando la señal de voltaje a la salida de la etapa derivadora que se muestra en la figura 7.16 se conecta al ánodo del diodo D1 que se muestra en la figura 5.4, los impulsos negativos de voltaje en el cátodo desaparecen. Esta señal se conecta a la base del transistor Q1 que se muestra en la figura 5.4 por lo que el transistor trabajará en dos estados: corte y saturación. En el colector se presentará una señal de voltaje la cual se muestra en la traza intermedia de la figura 7.16. Esta señal de voltaje se conecta en el trigger del monoestable que se muestra en la figura 5.5. A la salida del monoestable se presentará la señal de voltaje que se muestra en la traza inferior de la figura 7.16

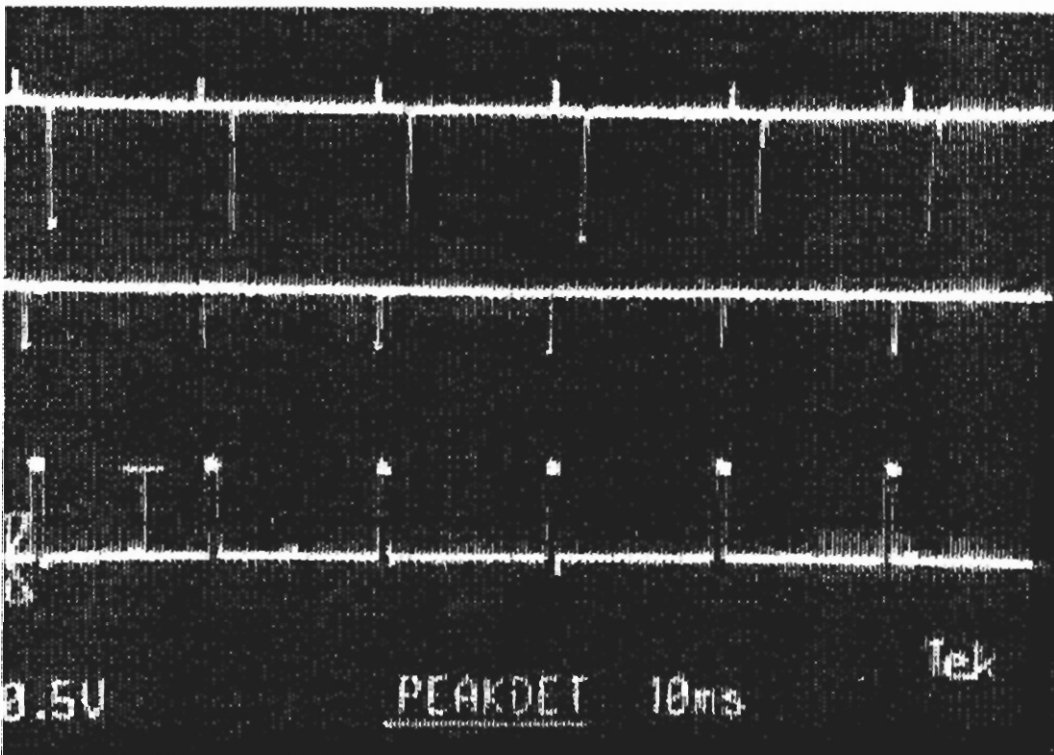


Figura 7.16

Debido a que los pulsos que generan el monoestable de la figura 5.5 no provee la potencia necesaria para encender los tiristores, se utiliza un circuito amplificador de pulsos. Los pulsos que se obtienen a la salida del mismo se muestran en la traza intermedia de la figura 7.17. Se puede apreciar que existen dos pulsos de disparo, los cuales corresponden al pulso que el mismo circuito genera y al pulso auxiliar que necesita el tiristor para sincronización. En la traza inferior de la misma figura se muestra los pulsos a la salida del transformador de pulsos.

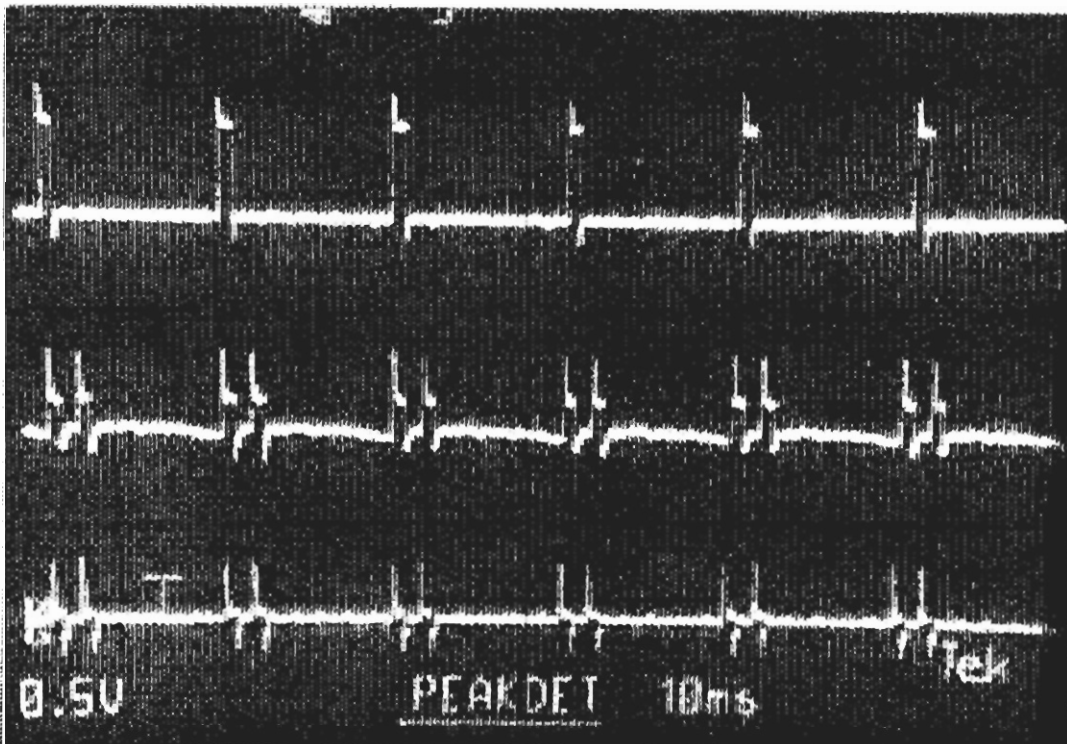


Figura 7.17

En las figuras 7.18 y 7.20 se muestran los pulsos de disparo para distintos ángulos de disparo y en las figuras 7.19 y 7.21 se muestran las formas de onda del voltaje en la armadura.

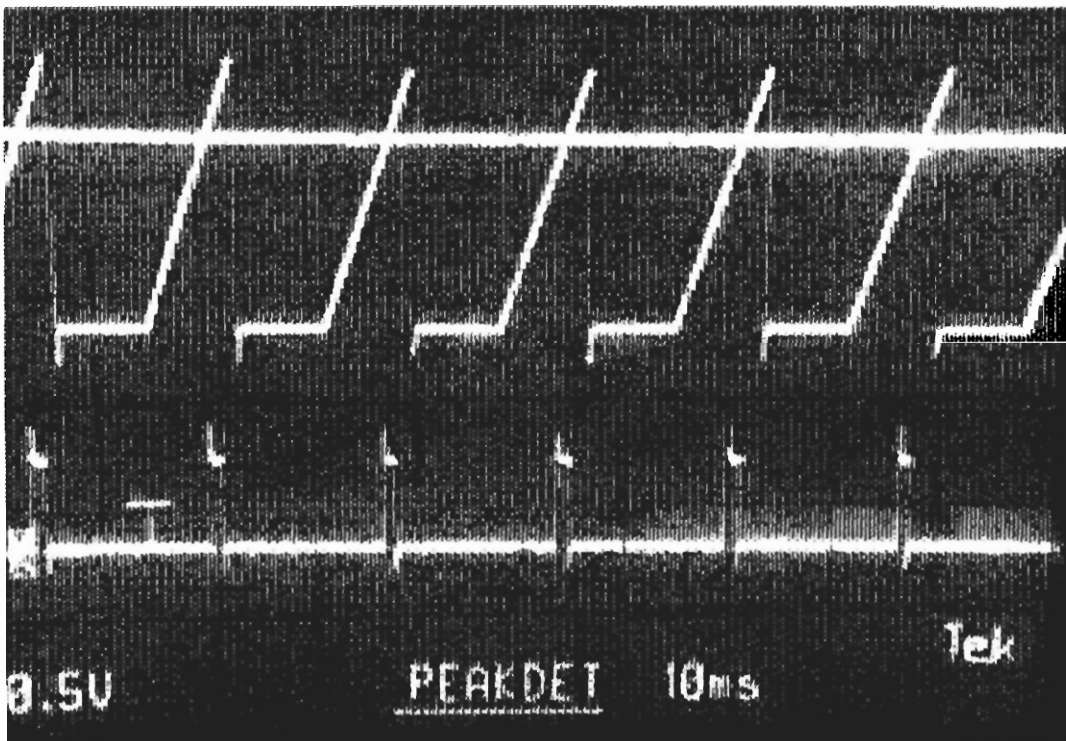


Figura 7.18 Pulsos de disparo con un ángulo  $\beta$



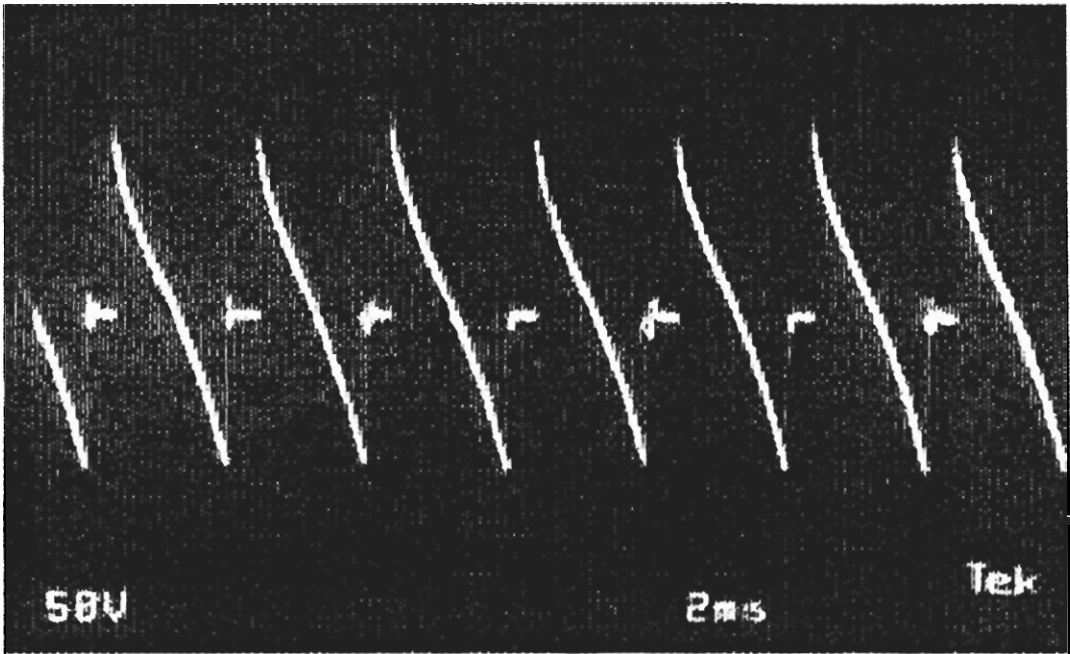


Figura 7.19 Forma de onda del voltaje de armadura para un ángulo de disparo  $\beta$

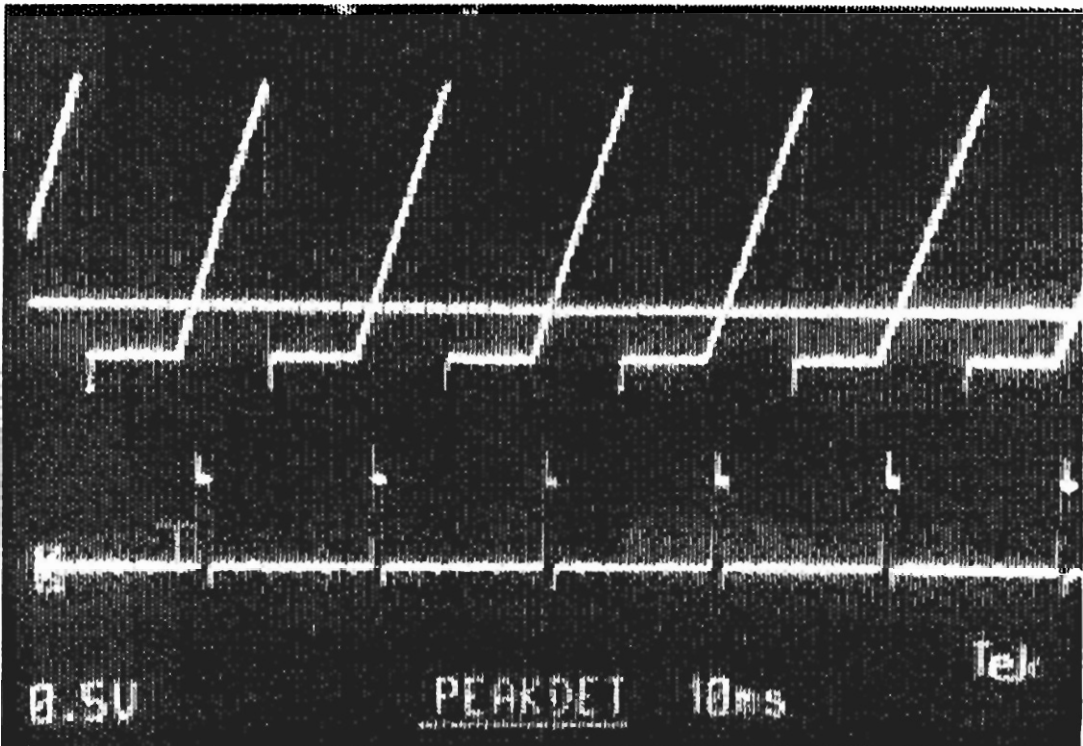


Figura 7.20 Pulsos de disparos con un ángulo  $\alpha$

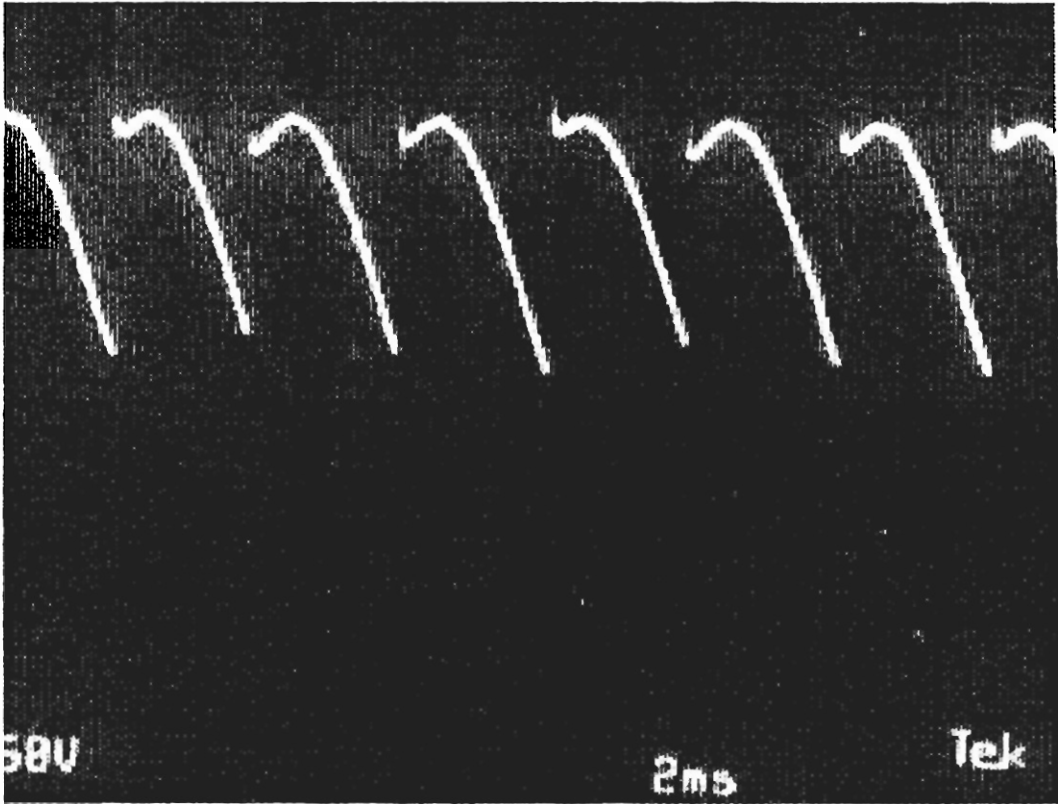


Figura 7.21 Forma de onda del voltaje de armadura para un ángulo  $\alpha$

En las figuras 7.22 se muestran además las formas de onda de voltaje en el tiristor Th1.



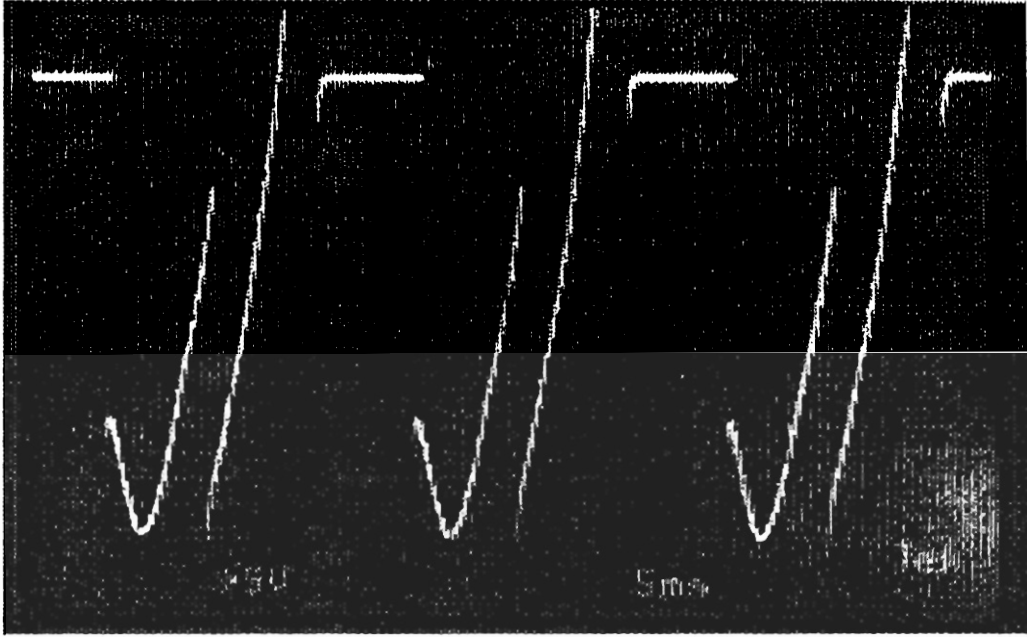
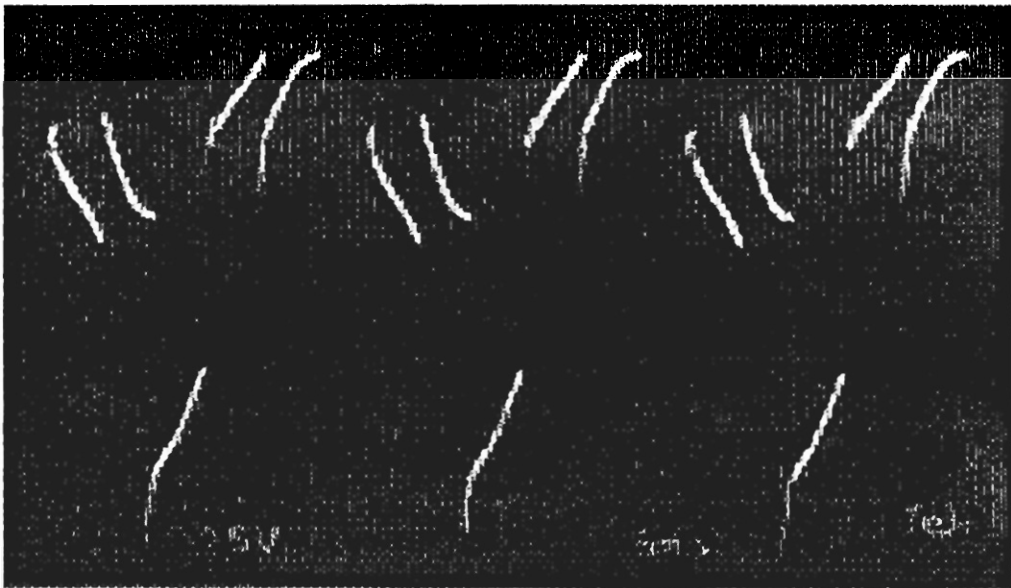


Figura 7.22 Forma de voltaje en el tiristor Th1



## MUESTRAS FOTOGRÁFICAS DEL EQUIPO

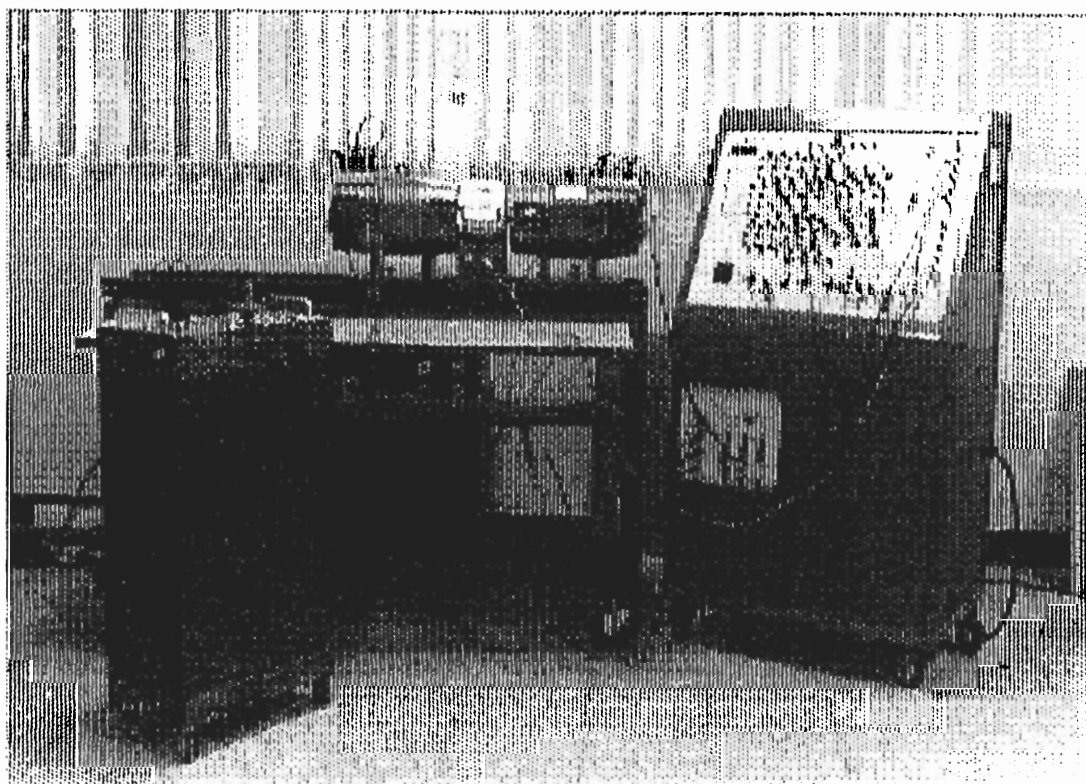


Figura 8.1 Equipo didáctico para control de velocidad y corriente.

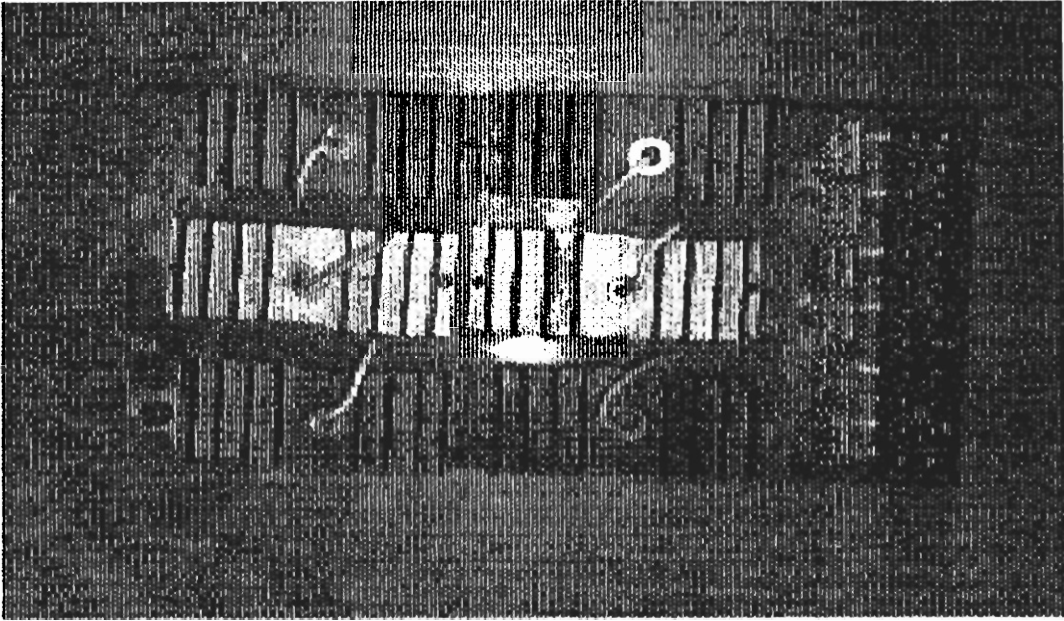


Figura 8.2 Unidad de diodos de potencia

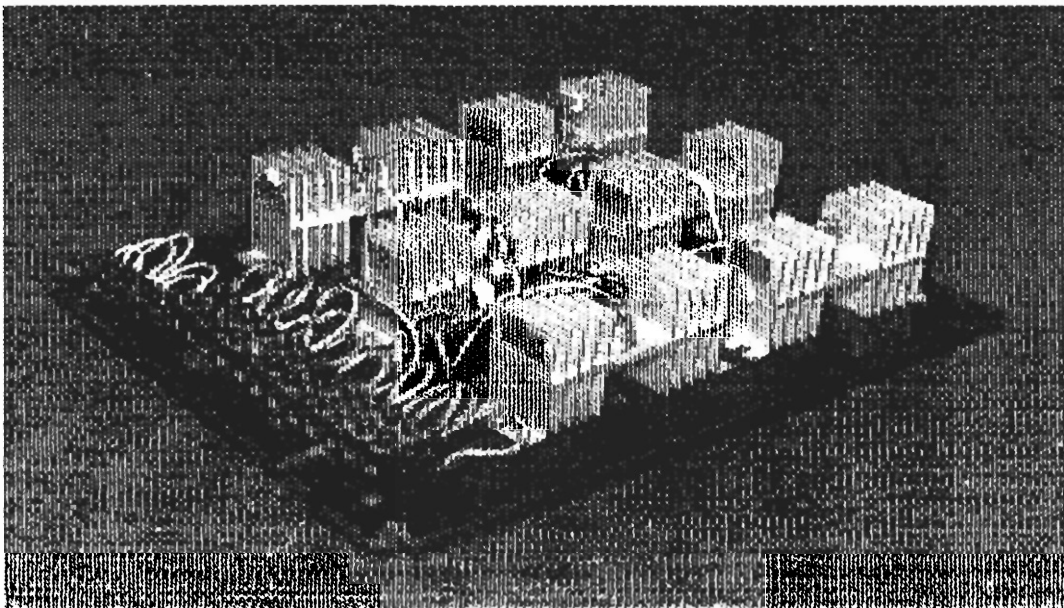


Figura 8.3 Unidad de tiristores de potencia

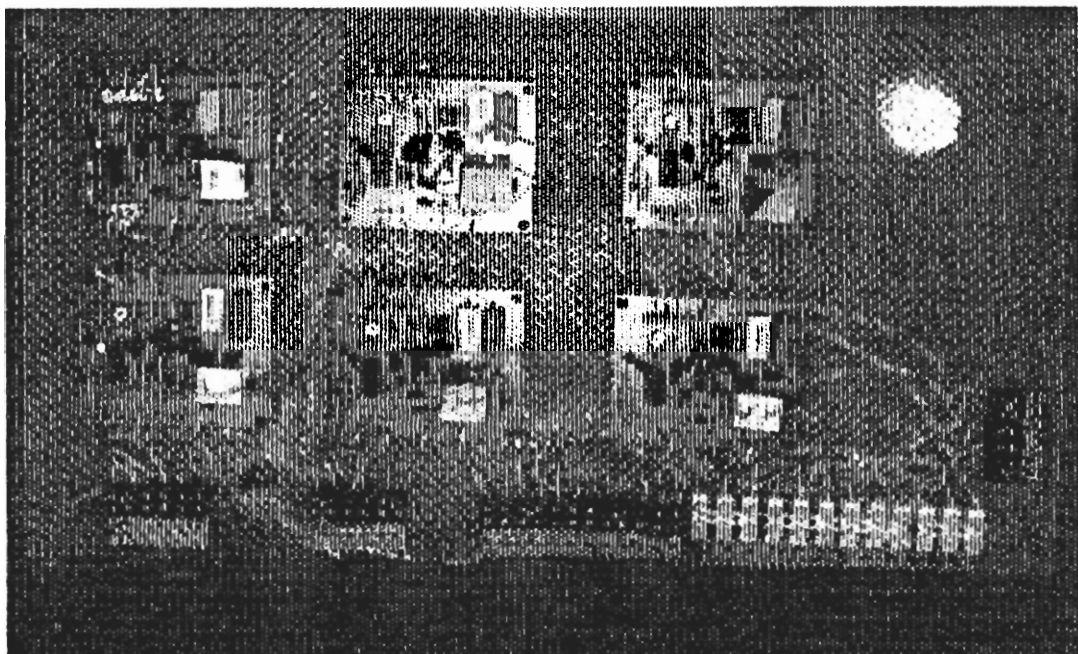


Figura 8.4 Unidad de disparo.

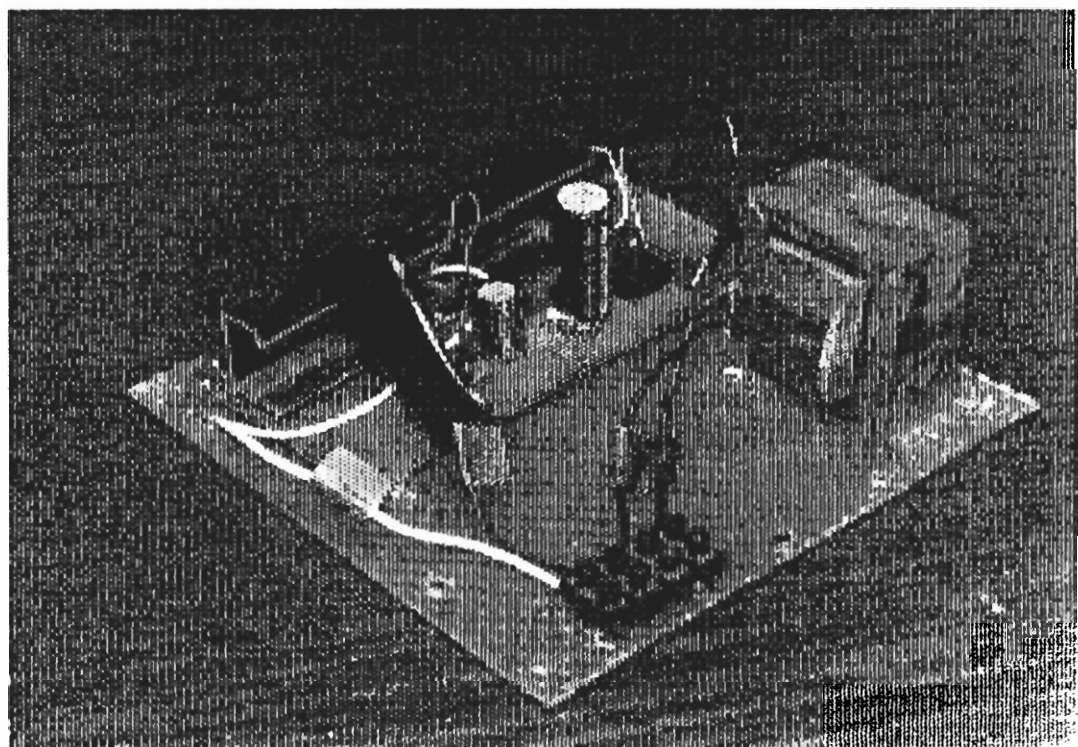


Figura 8.5 Fuente de voltaje dc regulada de +5V

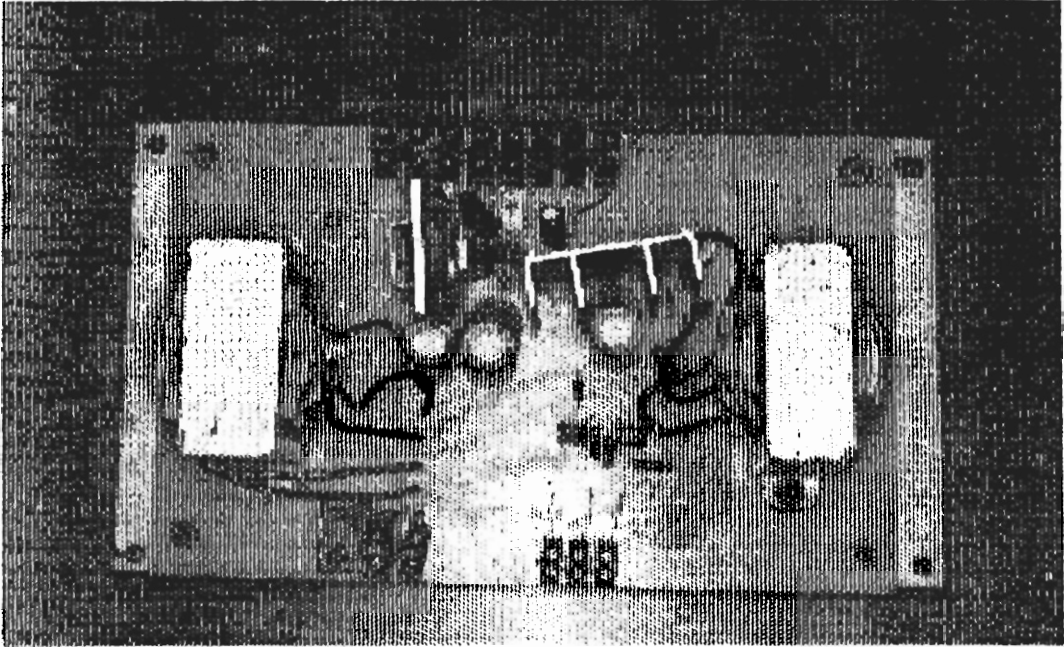


Figura 8.6 Fuente de voltaje dc regulada: +15V, -15V, +24V

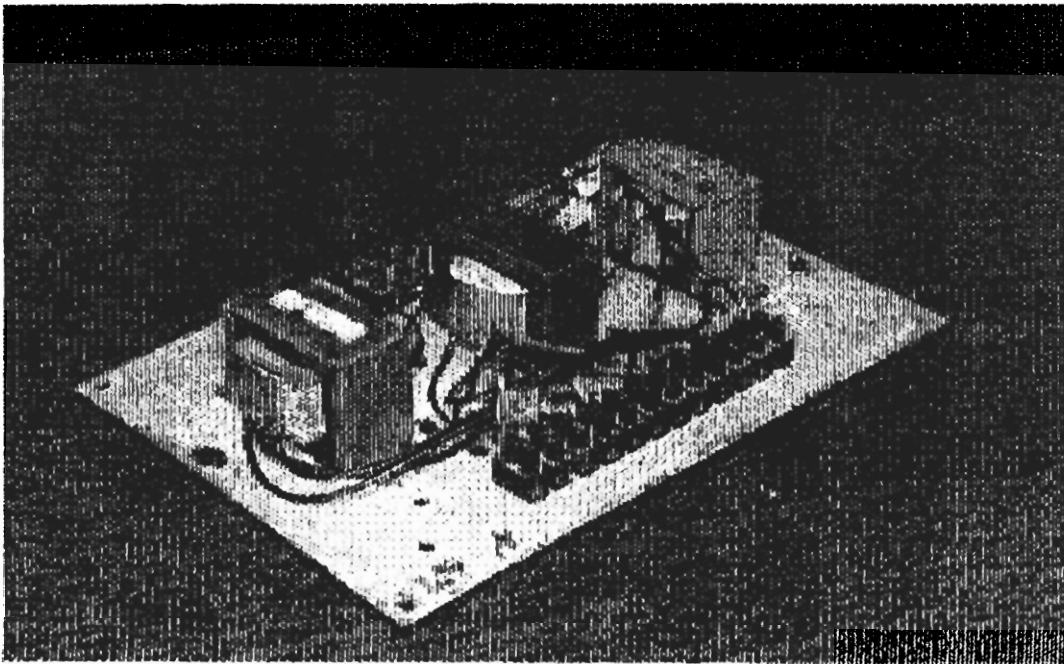


Figura 8.7 Transformadores de sincronismo

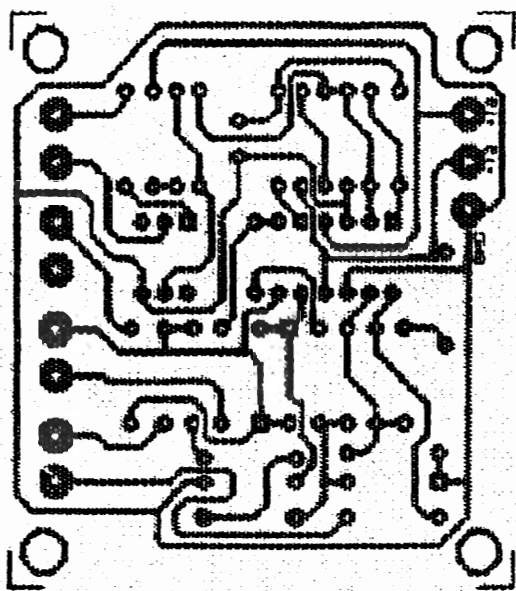


Figura 8.8 Dibujo de placa en controlador de velocidad/corriente

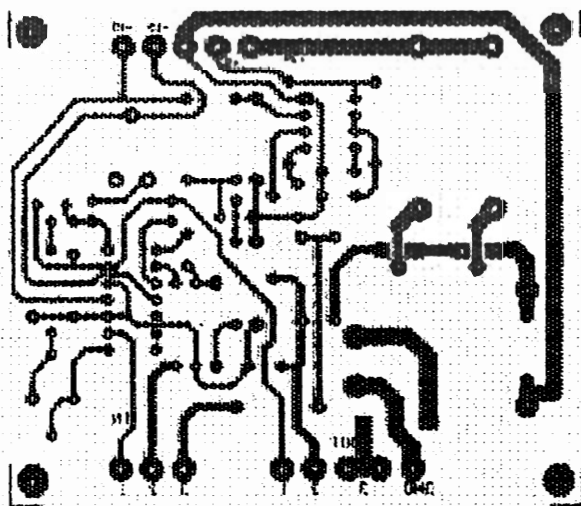


Figura 8.9 Dibujo de placa en circuito de disparo.



## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### CONCLUSIONES

- ◆ El lazo de corriente provee una respuesta rápida al sistema contra variaciones de carga. Esto hará que la misma se mantenga constante sin importar la carga que maneje. Además permite proteger al motor durante el periodo de arranque, en la cual la corriente aumenta súbitamente. Sin embargo, esto está directamente relacionado con el tiempo de aceleración del motor.
- ◆ Los controladores electrónicos proveen al sistema de un error de estado estable igual a cero con respuesta rápida ante una señal escalón.
- ◆ Cuando se aumenta la impedancia del filtro utilizado en el lazo de velocidad, el tiempo de repuesta es más lento. Esto se debe principalmente debido a que se ha aumentado la constante de tiempo del filtro.
- ◆ Utilizar un resistor como transductor de corriente puede tener ventajas económicas. Sin embargo, debido a que se necesita referenciar la señal de voltaje en los terminales de dicho resistor, se producen ruidos en el circuito de control, lo que producirá falsos pulsos de disparo con lo que se pierde la sincronización requerida. Por ello se necesita aislar completamente la unidad de fuerza con la unidad de control. El equipo adecuado es un optoaislador que sensa la corriente en la armadura y provee una señal de voltaje proporcional a dicha corriente.

- ◆ El optoaislador utilizado deberá tener la sensibilidad necesaria para poder cumplir su propósito a cabalidad. Existe un momento en el cual la señal de voltaje en la salida del optoaislador no es lineal con respecto a la corriente de armadura.
- ◆ El sistema de control diseñado para el motor DC nos permite poder controlar la corriente y la velocidad del mismo. Cuando se ajusta el nivel de referencia de velocidad, el ángulo de disparo varía, manteniendo una corriente constante. Sin embargo, cuando se llega al límite de variación ángulo de disparo, la corriente del motor disminuye.

## RECOMENDACIONES

A base de la experiencia adquirida en a realización del presente proyecto se puede recomendar:

- ◆ La utilización de una resistencia shunt junto a un optoaislador, lo cual permitirá que exista un total aislamiento entre la unidad de fuerza con la unidad de control.
- ◆ Tener la precaución de encender el equipo con un nivel de referencia de voltaje que permita que la corriente de arranque no exceda la capacidad ajustada en el controlador de corriente.

- ◆ En caso de ser necesario, los repuestos a utilizarse para la reparación del equipo deben ser aproximadamente iguales a los originales del diseño, ya que de no ser así se descalibrará el equipo.
- ◆ Realizar las conexiones pertinentes para cada una de las configuraciones del equipo, las cuales se muestran en los anexos del presente trabajo.

## APENDICE A

### DATOS DEL TIRISTOR 2N3873 SCR, VALORES MÁXIMOS

#### VOLTAJE NO REPETITIVO DE PICO INVERSO (VRSOM)

Puerta abierta 700V

#### VOLTAJE NO REPETITIVO DE PICO, ESTADO APAGADO (VDSOM)

Puerta abierta 700V

#### VOLTAJE DE PICO REPETITIVO, ESTADO APAGADO (VDROM)

Puerta abierta 700V

#### CORRIENTE, ESTADO ENCENDIDO

*T<sub>c</sub>=65°C, ángulo de conducción: 180°*

I(rms) 35A

I(dc) 22A

#### CORRIENTE PICO NO REPETITIVO, ESTADO ENCENDIDO

*Para un ciclo completo de voltaje aplicado, T<sub>c</sub>=65°C*

60(Hz) (sinusoidal) 350A

50(1Hz) (sinusoidal) 300A

#### RAZON DE CAMBIO DE CORRIENTE, ESTADO ENCENDIDO (di/dt)

V<sub>d</sub>=VDROM, I<sub>g</sub>=200mA, T<sub>s</sub>=0,5us 200 A/us

**CORRIENTE DE FUSION (PARA PROTECCION DEL SCR)( $i^2t$ )**

TJ=-40 a 100°C, t=1 a 8.3ms

300A<sup>2</sup>s**DISIPACION DE POTENCIA DE PUERTA**

De puerta en sentido directo (Para 10us max)(PGM)

40W

Promedio (Para 10 ms max.)(Pgav)

0.5W

**RANGO DE TEMPERATURA**

Almacenamiento (Tstg)

-40 a 125 °C

Operación (Tc)

-40 a 100 °C

**TEMPERATURA DE TERMINAL, (durante soldadura) (Tt)**

Para 10 s max.

225 °C

## APÉNDICE B

### EL CRITERIO DE ESTABILIZACIÓN DE ROUTH-HURWIRZ

Una condición importante para que un sistema de realimentación sea estable es que todos los polos de lazo cerrado de la función de transferencia del sistema, estén ubicados en el semiplano izquierdo del plano  $s$ .

Un criterio sencillo, denominado criterio de estabilidad de Routh, permite determinar la cantidad de polos de lazo cerrado que hay en el semiplano derecho del plano  $s$ .

Consideremos la ecuación característica:

$$a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n = 0$$

donde los coeficientes son cantidades reales. Se supone que; es decir, cualquier raíz nula ha sido eliminada.

Si cualquiera de los coeficientes son nulos o negativos en presencia de un coeficiente positivo al menos, hay una raíz o raíces imaginarias, o que tienen partes reales positivas. Por lo tanto, en tal caso, el sistema no es estable.

Debido a este hecho, una condición necesaria para que el sistema sea estable es que los coeficientes de la ecuación característica deben ser positivos.

Si todos los coeficientes son positivos, se colocan en filas y columnas de acuerdo al siguiente esquema:

$$\begin{array}{cccccccc}
 s^n & a_0 & a_2 & a_4 & a_6 & \cdot & \cdot & \cdot \\
 s^{n-1} & a_1 & a_3 & a_5 & a_7 & \cdot & \cdot & \cdot \\
 s^{n-2} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & \cdot & \cdot & \cdot \\
 s^{n-3} & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & \cdot & \cdot & \cdot \\
 s^{n-4} & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 s^2 & e_1 & e_2 & & & & & \\
 s^1 & f_1 & & & & & & \\
 s^0 & g_1 & & & & & & 
 \end{array}$$

los coeficientes  $b_1, b_2, b_3,$  etc. se evalúan como sigue:

$$b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1} \quad b_2 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1} \quad b_3 = \frac{a_1 a_6 - a_0 a_7}{a_1} \quad \dots$$

La evaluación de las  $b$  continúa hasta que todas las restantes sean ceros. En las dos filas previas se sigue el mismo procedimiento de multiplicación cruzada de los coeficientes para la evaluación de las  $c, d, e,$  etc... Es decir:

$$c_1 = \frac{b_1 a_3 - a_1 b_2}{b_1} \quad c_2 = \frac{b_1 c_3 - a_1 b_3}{b_1} \quad c_3 = \frac{b_1 c_7 - a_1 b_4}{b_1} \quad \dots$$

$$d_1 = \frac{c_1 b_2 - b_1 c_2}{c_1} \quad d_2 = \frac{c_1 b_3 - b_1 c_3}{c_1} \quad \dots$$

Este proceso continúa hasta que el renglón n-ésimo está completo. El conjunto completo de coeficientes es triangular.

El criterio de estabilidad de Routh establece que la cantidad de raíces de la ecuación característica con partes reales positivas es igual a la cantidad de cambios de signos en los coeficientes de la primera columna del conjunto. La condición necesaria y suficiente para que todas las raíces de la ecuación queden en el semiplano izquierdo del plano  $s$ , es que todos los coeficientes de la ecuación sean positivos y que todos los términos de la primera columna del conjunto tengan signos positivos.



## ANEXOS

### I. MANUAL DEL USUARIO

El equipo ha sido construido con el propósito de poder tener acceso solamente a la parte de fuerza, mediante terminales colocados en el tablero frontal de conexiones del mismo. La disposición de estos terminales se mantiene de la misma forma que en el equipo original "Mawdley's Educational thiristor drive", facilitando así la explicación de las conexiones que habrían que efectuarse en las prácticas del laboratorio, referentes a sistemas rectificadores monofásicos y trifásicos.

Existen 2 secciones de conexión en el frente del equipo:

- a. La superior, en la que se hallan los terminales de los diodos y tiristores. Existen 6 diodos nombrados desde D1 a D6 y 6 tiristores desde Th1 hasta Th6. en serie con

que conecta la línea denominada M en la parte superior del tablero al terminal T1 en donde se conectará un inductor externo que irá hasta el terminal -2, en caso de no usarse algún tipo inductor los terminales +1 y -2 deberán ser cortocircuitados o en su reemplazo colocar un amperímetro DC, para así tener una ligera idea de la corriente que circula a través de la carga. Cortocircuitando con el terminal -2 se encuentra el terminal +3 al cual se conectará la carga, sea resistiva o sea la armadura del Motor DC que irá hasta el terminal -4. Luego así mismo se encuentran en serie los terminales +5 y -6 entre los que internamente está conectado una resistencia de 0.27 ohmio, 20 vatios, que es un transductor de corriente de carga, de muchísima importancia, útil para observar el comportamiento de la corriente de armadura en el arranque y en las variaciones bruscas de carga, finalmente el terminal -6 va unido a la línea llamada N, la cual se habrá de conectar al retorno del convertidor implementado.

Cuando se efectúe una práctica de lazo abierto, simplemente se deberá conectar la salida del voltaje de referencia que esta en el terminal llamado T1 al T9 por el cual se ingresará al circuito de control. Siendo así que para un sistema de lazo abierto la velocidad del motor variará tan solo mediante la variación del voltaje del terminal T1, mediante el potenciómetro REFERENCIA con lo que se varia el ángulo de disparo de los tiristores que conforman el rectificador y así el voltaje de alimentación de la armadura.

Ahora cuando se realicen cualquiera de las dos experiencias en lazo cerrado el voltaje de control que ingresa desde el terminal T9 ya no vendrá desde el terminal T1 sino desde T8, el cual es la salida de un Controlador Proporcional Integral; si se tratase de un lazo simple de realimentación de corriente de armadura se deberá conectar al terminal T1 al terminal T7 y el terminal T8 al terminal T9. si fuese un lazo doble de velocidad y corriente de armadura se deberá conectar el terminal T1 a T2, el T4 al T5, el T6 al T7 y el T8 al T9.

Los otros terminales ubicados en la parte inferior derecha del mismo tablero son necesarios para diferentes propósitos, es así que los terminales +7 y -8 son las salidas de un voltaje de aproximadamente 220V DC, en los cuales se podrán observar el comportamiento de la corriente de campo a través de una resistencia de 0.1 ohmio, que esta conectada en serie a los terminales +7 y -8. A los terminales +11 y -12 se conectará el voltaje proveniente del tacómetro del Motor teniendo que respetarse correctamente la polaridad positiva del voltaje del tacómetro en el terminal +11 y la polaridad negativa en el terminal -12.

Los terminales T3 y T4 serán usados para conectar el osciloscopio, para así observar la forma de onda que corresponde a la velocidad del motor, cabe señalar que estos dos terminales generan la misma señal proveniente del taco generador de los terminales +11 y -12, pero con la diferencia de que esta señal es filtrada para

objetivos de facilidad en el estudio y observación de la señal de velocidad ya mencionada.

b. La inferior, consta de los terminales de las salidas de los transformadores de fuerza que existen en el equipo:  $S_a$ ,  $S_b$  y  $S_c$ , que luego deberán conectarse a los terminales  $S_0$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  y  $S_3$ , donde  $S_0$  se conectará al neutro, para a través del breaker de 3 polos, 15 amperios llevar el voltaje de fuerza del tablero de la parte inferior al tablero de la parte superior. Cabe señalar que en los terminales  $S_0$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  y  $S_3$  pueden conectarse voltajes provenientes tanto de alguna unidad de alimentación externa como de los mismos transformadores de la máquina, siempre y cuando los voltajes entre  $S_1$ ,  $S_2$  y  $S_3$  estén desfasados  $180^\circ$  y estén entre 220 a 180 voltios AC, y con respecto al neutro entre 120 a 105 voltios.

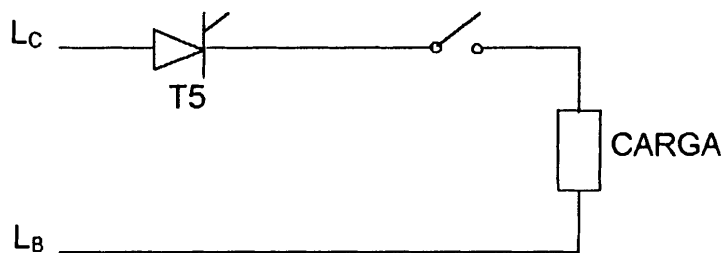
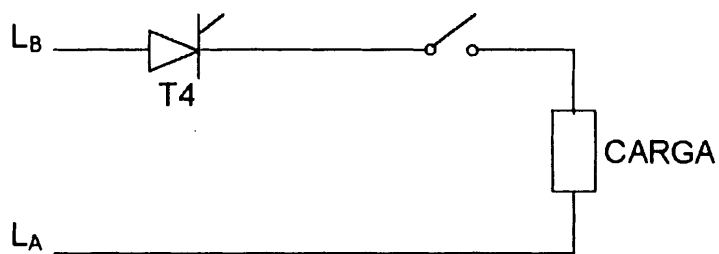
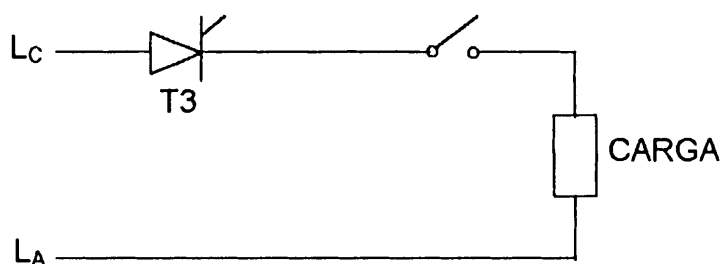
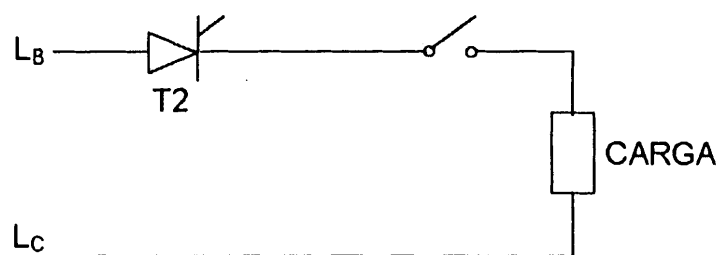
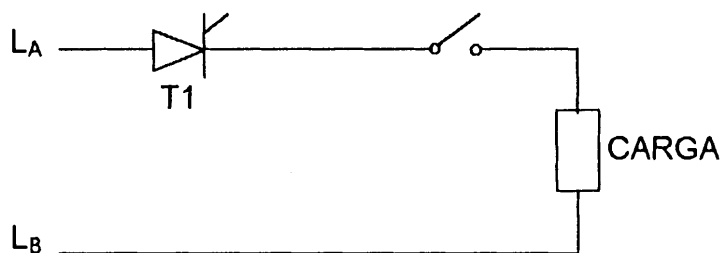
Antes de realizar una práctica es importante que el usuario sea consciente del cuidado que debe tener al utilizar el equipo, la gran cantidad de terminales que existen en el tablero puede ser una de las causas para que ocurran equivocaciones y se produzcan daños en los elementos o unidades del equipo. Por lo cual se recomienda seguir las siguientes instrucciones antes de utilizar el equipo:

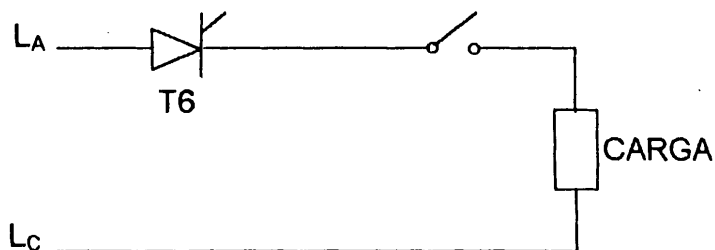
- ◆ Chequee antes de levantar el breaker de 3 polos, 15 amperios que los voltajes entre  $S_1$  y  $S_2$ ,  $S_2$  y  $S_3$ ,  $S_3$  y  $S_1$  sean voltajes entre los 220 y 180 voltios AC y que los voltajes entre  $S_1$  y  $S_0$ ,  $S_2$  y  $S_0$ ,  $S_3$  y  $S_0$  sean voltajes entre 120 a 105

voltios AC. Verifique que la luz piloto en el tablero frontal inferior esté encendida.

- ◆ Si va a trabajar en lazo abierto con una carga resistiva, el valor de resistencia no deberá ser menor a 30 ohmios, se recomienda usar valores entre 80 a 100 ohmios, a fin de no exceder el máximo voltaje que puede soportar la resistencia.
- ◆ Al trabajar con el motor sea a lazo abierto o cerrado, asegúrese previamente de conectar y energizar el campo del motor, ya que de no ser así se produciría un aumento excesivo en la corriente de las fases  $S_1$ ,  $S_2$  y  $S_3$  que podrían quemar los fusibles de protección.
- ◆ Para el caso del lazo abierto, la perilla de la Referencia antes de empezar debe estar girada completamente hacia la derecha.
- ◆ En caso de estar en cualquiera de los dos casos de lazo cerrado, así mismo antes de empezar girando la perilla totalmente hacia la izquierda.
- ◆ El interruptor de 1 polo y 10 amperios, podrá levantarse solo después de que el interruptor de 3 polos y 15 amperios esté levantando.

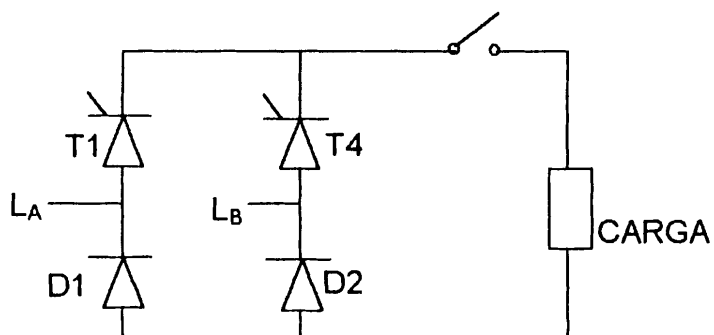
A continuación se detallan algunas de las configuraciones que se pueden realizar en el equipo:

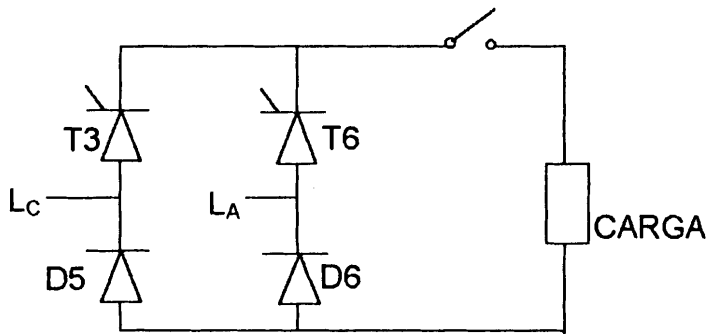
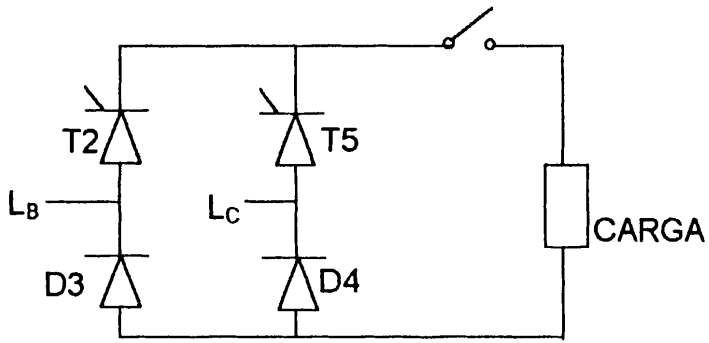
**a) RECTIFICADOR MONOFASICO DE MEDIA ONDA**



Nota.- En este caso no es necesario utilizar pulsos complementarios que van desde los Pn hasta los Gn.

## b) RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADO

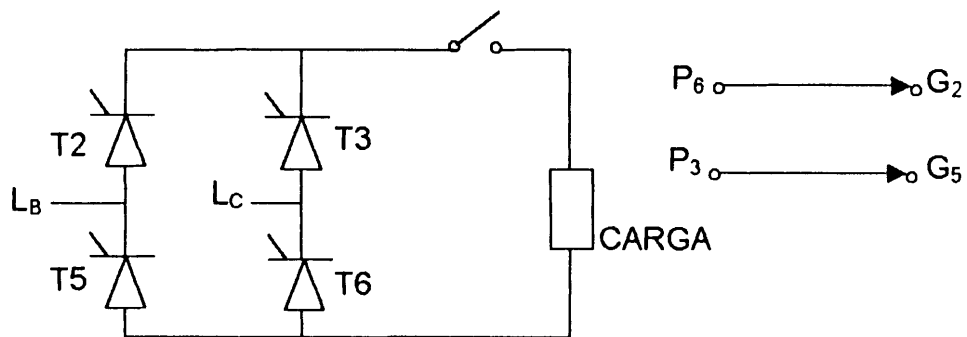
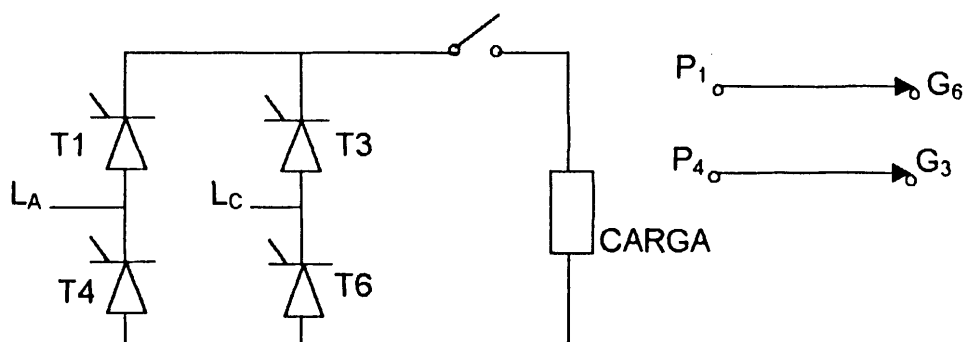
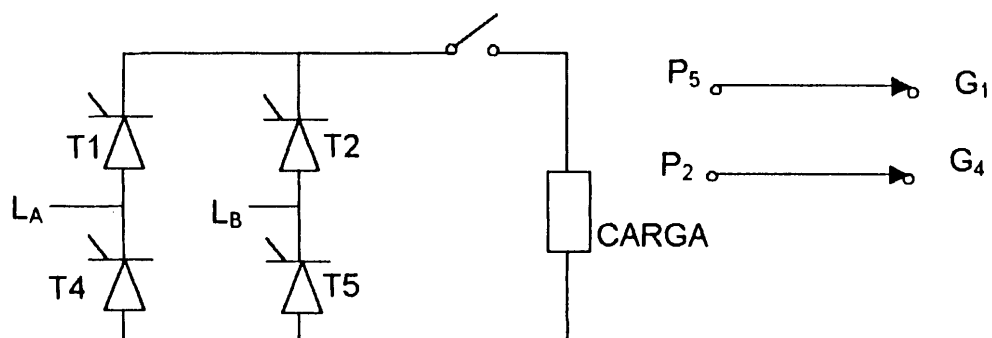




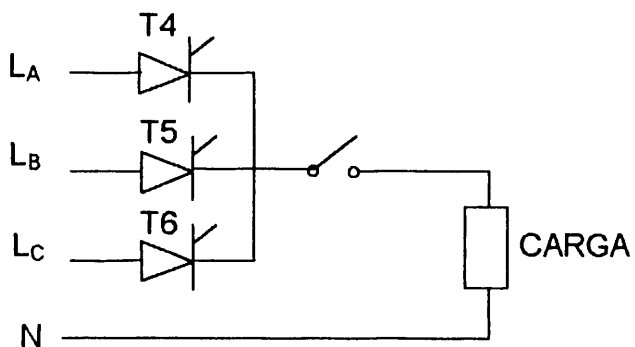
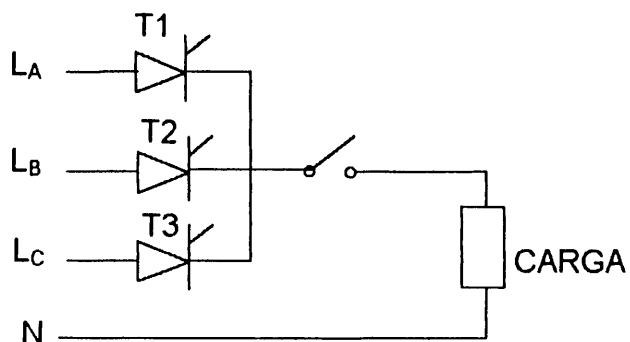
NOTA: En este caso no es necesario utilizar pulsos complementarios que van desde los  $P_n$  hasta los  $G_n$ .



c) RECTIFICADOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA  
CON TOTAL CONTROL

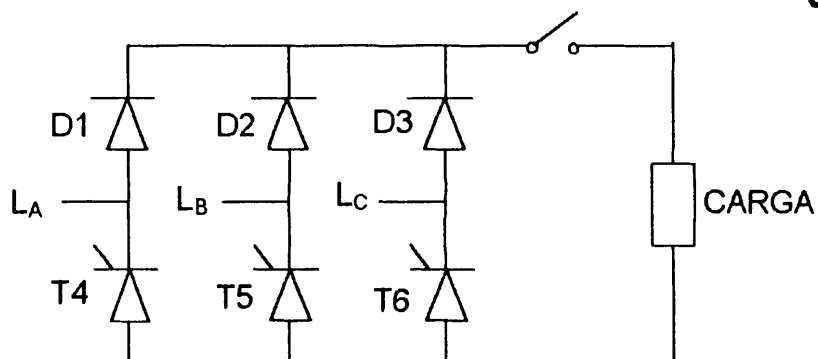
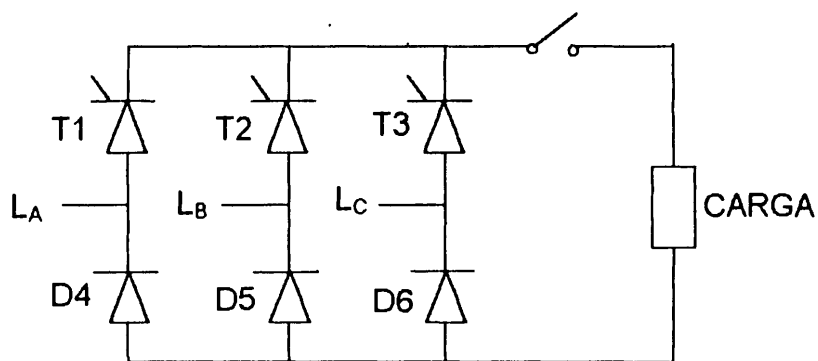


**d) RECTIFICADOR TRIFASICO DE MEDIA ONDA CON CONTROL TOTAL**



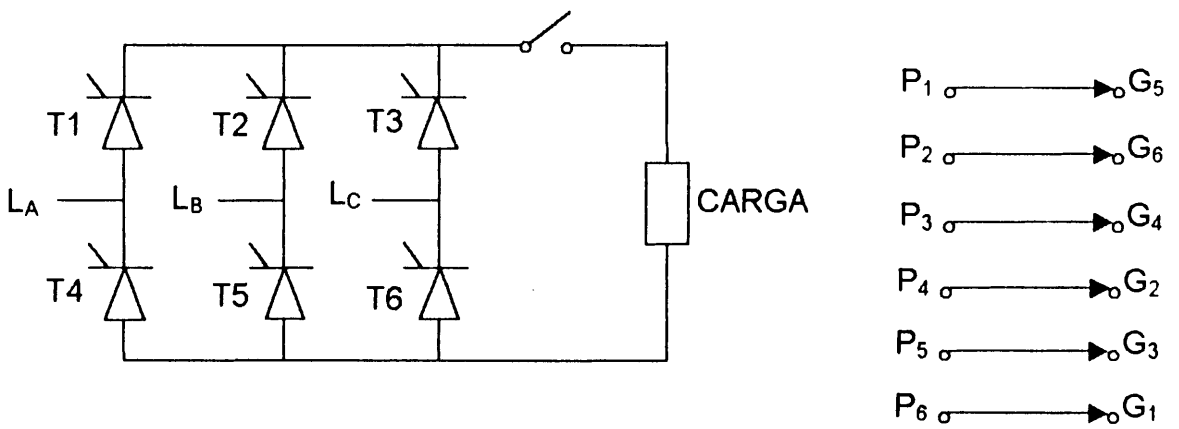
Nota: En este caso no se necesita utilizarse pulsos complementarios que van desde los Pn hasta los Gn.

e) RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADO.



Nota.- En este caso no se necesita utilizar pulsos complementarios que van desde los Pn hasta los Gn.

**d) RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA CON  
TOTAL CONTROL.**



## BIBLIOGRAFÍA

1. BOYLESTAD, R-NASHIELSKY, L. Electronic devices and circuit theory, Second edition, Prentice-Hall, New Jersey, 1978, Pags. 439 a 444, 601 a 602, 679 a 686
2. COUGHLIN ROBERT- DRISCOLL FREDERICK, Amplificadores operacionales y circuitos operacionales lineales, Cuarta edición, Prentice-Hall, México 1993, Pg. 80-83, 370-375, 385-388.
3. JACOB MICHAEL, Applications and desig with analog integrated circuits, Second edition, Prentice-Hall, New Jersey 1982, Pg. 270-274, 287-290, 361-374.
4. MALONEY TIMOTHY, Electrónica Industrial Moderna, Tercera edición, Prentice-Hall, México 1997, Pg. 139-148, 458-459, 660-663.
5. OGATA KATSUHIKO, Ingeniería de control moderna, Segunda edición, Prentice -Hall, Mexico 1993, Pg. 276-298, 304-306.
6. RICHARSON DONALD. ARTHUR J. CAYSE, Máquinas eléctricas rotativas y transformadores, Cuarta edición, Prentice-Hall, New York, 1997, Pg 126, 170-190.
7. SMATW ROBERT, Motores eléctricos. Selección, mantenimiento y reparación , segunda edición tomo 1, Mcgraw Hill, México, 1991, Pg 32-40.

8. WOLFGANG WEISKE Y SIEMENS, AKTIENGESELLSCHAFT,  
Aplicaciones del tiristor, enseñanza programada 27, Marcombo SA Barcelona  
1999, Pg 5-16, 39-51..
9. WOLFGANG WEISKE Y SIEMENS, AKTIENGESELLSCHAFT,  
Funcionamiento del tiristor, enseñanza programada 25, Marcombo SA  
Barcelona 1999, Pg 7-19, 37-47, 49-54.