

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA



"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE
UN SISTEMA DIDACTICO PARA
CONTROL DE MOTORES D.C."

BOLIVAR SIMON LEDESMA GALINDO

TESIS PREVIA A LA OBTENCION
DEL TITULO DE INGENIERO EN
ELECTRONICA Y CONTROL

QUITO, SEPTIEMBRE DE 1987

Certifico que el presente
trabajo ha sido elaborado en
su totalidad por el Señor
Bolívar S. Ledesma Galindo.

A handwritten signature in cursive script, appearing to read "Hugo Banda G.", is written over a horizontal line. The signature is enclosed within a large, hand-drawn oval.

ING. HUGO BANDA G.
Director de Tesis

Quiero dejar constancia de mi sincero agradecimiento al Señor Ingeniero Hugo Banda, Director de Tesis, de quien recibí todo el apoyo y dirección necesaria.

De manera especial a mi esposa Marcela que, con su amor, ternura y sacrificio, incentivó mi esfuerzo.

TABLA DE CONTENIDOS

INTRODUCCION

CAPITULO I. GENERALIDADES

1.1 MODELO NORMALIZADO Y PARAMETROS DE LA MAQUINA DC 1. 1

 1.1.1 Ecuaciones diferenciales y diagrama de bloques de la Máquina DC 3

 1.1.2 Función de transferencia de la Máquina DC 7

1.2 MODELOS Y PARAMETROS DE LOS CONVERTORES AC-DC 11

 1.2.1 Modelo de un convertor AC-DC conmutado por línea 12

 1.2.2 Linealización de la característica estática del convertor 18

 1.2.3 Compensación de la característica estática del convertor 21

 1.2.4 Identificación experimental del modelo 23

1.3	CARACTERISTICAS DEL SISTEMA DE CONTROL EN CASCADA	25
1.4	PROTECCIONES BASICAS EN UN SISTEMA PARA CONTROL DE MAQUINA DC	32
1.4.1	Circuito de alimentación	32
1.4.2	Convertor estático AC-DC	35
1.4.2.1	Protecciones básicas	35
1.4.2.2	Protecciones opcionales	36
1.5	TECNICAS PARA CALIBRACION DE LOS CONTROLADORES EN UN SISTEMA DE CONTROL	38
1.5.1	Método analítico	44
1.5.2	Método experimental	45
1.5.2.1	Método de tanteo	45
1.5.2.2	Método de ganancia límite	49
1.5.2.3	Método de curva de reacción	51

CAPITULO II. ESPECIFICACIONES Y DISEÑO

2.1	REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA	53
2.1.1	Requisitos del convertor estático de potencia	53

2.1.1.1	Condiciones normales de servicio	53
2.1.1.2	Condiciones de servicio poco usuales	56
2.1.2	Requisitos del sistema de control a lazo cerrado	57
2.1.2.1	Comportamiento transitorio del sistema de control	57
2.1.2.2	Comportamiento general del sistema	59
2.1.2.3	Especificaciones típicas para regulación del voltaje de armadura	60
2.1.2.4	Especificaciones típicas para regulación de velocidad	61
2.1.2.5	Especificaciones típicas para regulación de corriente	62
2.1.2.6	Especificaciones típicas para margen de estabilidad	62
2.1.3	Especificaciones del equipo	63
2.2	DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL	66
2.3	DISEÑO DE LOS CONVERTORES AC-DC	77
2.3.1	Convertor AC-DC monofásico controlado tipo puente	87
2.3.2	Convertor AC-DC monofásico semicontrolado	94
2.3.3	Convertor AC-DC trifásico semicontrolado	95

2.3.4	Convertor trifásico controlado tipo puente	104
2.3.5	Convertor trifásico controlado de media onda	113
2.4	DISEÑO DE LOS CONTROLADORES	118
2.5	SENSORES Y TRANSDUCTORES	126
2.5.1	Sensor y transductor de Velocidad	127
2.5.2	Sensor y transductor de Corriente	132
2.5.3	Sensor y transductor de Voltaje de Armadura	137
2.6	CIRCUITOS AUXILIARES Y DE PROTECCION	140
2.6.1	Fuentes Reguladas de Alimentación	140
2.6.2	Fuente para alimentación del Campo	141
2.6.3	Detector de fallas	141
2.6.4	Módulo para supervisión e indicación de fallas	146
2.6.5	Control de aceleración - deceleración	150
2.6.6	Unidad de control maestro	151
2.6.7	Circuito de mando del contactor principal	156

CAPITULO III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

3.1	ASPECTOS TECNOLOGICOS DE LA CONSTRUCCION DEL EQUIPO	157
3.2	CONFIGURACIONES, ALCANCES Y LIMITACIONES	164
3.2.1	Control en lazo abierto	164
3.2.2	Lazo simple con realimentación de voltaje de armadura	166
3.2.3	Realimentación de voltaje de armadura con compensación IR	167
3.2.4	Lazo simple con realimentación de velocidad	168
3.2.5	Sistema en cascada con realimentación de voltaje y corriente de armadura	168
3.2.6	Sistema en cascada con realimentación de voltaje y corriente de armadura, con compensación IR	170
3.2.7	Sistema en cascada con realimentación de velocidad y corriente	171
3.2.8	Lazo simple con realimentación de voltaje de armadura ó velocidad, con dos controladores en cascada	172
3.3	FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL SISTEMA DE CONTROL DIDACTICO	175
3.3.1	Convertidores AC-DC	175
3.3.2	Controladores Analógicos	177

3.3.3	Sensores y Transductores	178
3.3.4	Diagrama de bloques del sistema de control	183
3.4	OPERACION DE LOS CONVERSORES AC-DC	185
3.4.1	Convertor AC-DC monofásico controlado	185
3.4.2	Convertor AC-DC monofásico semicontrolado	186
3.4.3	Convertor AC-DC trifásico controlado de media onda	187
3.4.4	Convertor AC-DC trifásico controlado tipo puente	188
3.4.5	Convertor AC-DC trifásico semicontrolado	190
3.5	OPERACION CON UNA MAQUINA DC FRACCIONARIA	192
3.5.1	Arranque y parada del motor	193
3.5.2	Respuesta del sistema a perturbaciones en la carga	195
3.5.3	Respuesta del sistema ante variaciones de la referencia de velocidad	198
3.6	OPERACION CON UNA MAQUINA DE 2 KW	200
3.6.1	Arranque y parada del motor	201
3.6.2	Respuesta del sistema a perturbaciones en la carga	206

3.6.3	Respuesta del sistema ante variaciones de la referencia de velocidad	212
3.6.4	Comportamiento del sistema ante variaciones de la red	218
3.7	OPERACION DE LAS PROTECCIONES	219
3.7.1	Falla en la excitación	219
3.7.2	Detección de bajo voltaje AC	220
3.7.3	Detección de sobre voltaje AC	221
3.7.4	Detección de falta de fase	222
3.7.5	Detección de sobrecorriente o sobrecarga	223
3.7.6	Detección de sobrevelocidad	224
3.8	RENDIMIENTO DEL SISTEMA	226
CAPITULO IV. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		
4.1	ANALISIS DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES	229
4.2	ANALISIS TECNICO ECONOMICO DEL EQUIPO CONSTRUIDO	238
4.3	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	242

BIBLIOGRAFIA

TABLA DE REFERENCIAS

ANEXO 1. LISTA DE MATERIALES

ANEXO 2. MANUAL DE OPERACION Y MANTENIMIENTO

A1.	Descripción general y especificaciones . . .	A1
A2.	Configuraciones básicas	A22
A3.	Operación del equipo	A31
A4.	Ajuste del equipo a las características del motor	A34
A5.	Mantenimiento del equipo	A40

INTRODUCCION

Durante los últimos años, la utilización de tiristores se ha convertido en una de las técnicas más difundidas en el campo industrial para realizar el control electrónico de potencia.

Una aplicación muy importante de los convertidores estáticos AC-DC es precisamente, el control de velocidad de una Máquina de Corriente Continua.

El objetivo del presente trabajo es diseñar y construir el prototipo de un equipo didáctico modular que permita realizar el estudio teórico-experimental de las técnicas de control clásico aplicadas al control de Máquinas D.C. de hasta 2 KW. Para el efecto se utiliza un sistema de control en cascada con realimentación de velocidad y corriente de armadura como configuración básica, y convertidores estáticos AC-DC con conmutación natural y operación en un cuadrante.

El trabajo comienza por hacer una revisión de los métodos de modelación de la máquina y de los convertidores AC-DC con conmutación natural para luego pasar a estudiar las técnicas de diseño y calibración de los parámetros del Sistema de Control.

A continuación se presentan los requisitos mínimos exigidos por las normas NEMA/NEPA para los sistemas estáticos de conversión de energía dedicados al control de máquinas eléctricas, para luego pasar al desarrollo del diseño del Sistema de Control.

Finalmente, se exponen los resultados de las pruebas realizadas para la evaluación del funcionamiento del equipo construido y se analizan los aspectos más importantes para posteriormente, en base a ellos, obtener las conclusiones sobre el trabajo desarrollado.

TERMINOLOGIA

a	Angulo de activado de los tiristores.	K_0	Torque de fricción de Coulomb o de roce seco.
a_{max}	Máximo valor de a.	K_P	Ganancia proporcional.
A(a)	Ganancia dinámica de los convertidores AC-DC.	L_a	Inductancia de armadura.
(B)	Coefficiente de rozamiento viscoso.	P	Número de pulsos del convertidor.
c_1	Constante de f.c.e.m.	Φ_e	Flujo de excitación.
c_2	Constante de torque.	Φ_{e0}	Flujo nominal de excitación.
e	Fuerza contra electromotriz.	(R_a)	Resistencia de armadura.
e_0	Voltaje nominal generado en vacío.	R_e	Resistencia del devanado de excitación.
e(t)	Error en función del tiempo.	T	Período.
f	Frecuencia de la red.	T_a	Constante de tiempo eléctrica del motor.
i_a	Corriente de armadura.	T_c	Período de conducción de un tiristor.
I_{a0}	Corriente a rotor bloqueado.	T_D	Tiempo de acción derivativa.
i_c	Corriente de campo.	t_D	Tiempo de retardo.
I_{c0}	Corriente nominal de campo.	(t_e)	Torque eléctrico.
(J)	Momento de Inercia.	T_{e0}	Constante de tiempo del circuito de excitación.
K_1	Coefficiente para torque proporcional a la velocidad.	θ	Posición angular del rotor.

θ_0	Angulo referencial.	(V_a)	Voltaje de armadura.
T_i	Tiempo de acción integral.	V_{a0}	Voltaje nominal generado de armadura (en vacío).
(t_c)	Torque de carga.	$V_{d\alpha}$	Voltaje medio de salida de un convertor AC-DC para un ángulo de activado igual a α .
T_{mn}	Constante de tiempo mecánica del motor.	V_{d0}	Voltaje medio máximo de salida de un convertor AC-DC ($\alpha=0^\circ$).
T_0	Torque a rotor bloqueado.	V_a	Voltaje aplicado al devanado de excitación.
T_t	Constante de tiempo del convertor estático AC-DC.	V_{e0}	Voltaje nominal de excitación.
T_{va}	Constante de tiempo del sensor y transductor de voltaje.	ω	Velocidad angular del motor.
T_v	Constante de tiempo del sensor y transductor de velocidad.	ω_0	Velocidad angular nominal en vacío.

CAPITULO I

GENERALIDADES

CAPITULO I.

GENERALIDADES

1.1 MODELO NORMALIZADO Y PARAMETROS DE LA MAQUINA DC

Actualmente los motores de corriente continua son la elección más común cuando se requiere controlar la velocidad en un rango muy amplio, debido a sus excelentes propiedades de operación y características de control.

Una de las desventajas esenciales de la máquina de corriente continua es la presencia del conmutador mecánico (colector) el cual restringe su potencia y velocidad, incrementando la inercia y requiriendo, por supuesto, un mantenimiento periódico. Por otra parte, el costo y volumen de una máquina de corriente continua frente a una máquina de alterna de igual potencia, son considerablemente mayores.

Sin embargo, la facilidad de variación de la velocidad, la precisión y rapidez de respuesta del motor DC y los costos reducidos de los mandos electrónicos, han sido factores preponderantes que han determinado su amplia utilización en la industria y han motivado a los fabricantes de motores DC a refinar sus tecnologías de construcción, con el propósito de optimizar el comportamiento del motor cuando se utilizan convertidores estáticos como fuentes de alimentación. Entre estas innovaciones tecnológicas en la construcción de los motores de corriente continua podemos mencionar las siguientes:

-Cuando se requiere que el motor opere con cambios bruscos y rápidos de la velocidad y el torque, ó cuando se utiliza un conversor estático de potencia con formas de onda de voltaje y corriente muy distorsionados (convertidores monofásicos) como fuente para alimentar al motor, se procura que a más del rotor y los polos, el estator también sea laminado con el fin de reducir las pérdidas en el hierro causadas por los armónicos de orden superior de la corriente de armadura.

-La colocación de devanados de compensación, conectados en serie con la armadura, es indispensable en motores alimentados por convertidores estáticos que han de trabajar sometidos a regímenes muy duros (como sistemas de tracción), con el propósito de reducir la diferencia entre el flujo resultante de la armadura y el flujo principal, tendiendo a cancelar la indeseable reacción de armadura. Los motores de corriente continua que contienen devanados de compensación son capaces de soportar mayores sobrecargas que aquellos que no los tienen; además, la corriente de armadura puede elevarse mucho más rápido y corrientes con altos contenidos armónicos pueden ser aceptadas sin producir efectos negativos en la conmutación, como el chisporroteo en las escobillas.

-Los polos de conmutación, colocados entre los polos principales y excitados por la corriente de armadura, tienden a modificar el campo localizado en la zona neutral para permitir una conmutación más rápida y libre de chispa. De esta manera, se reduce el deterioro del conmutador mecánico (colector) provocado por la corriente pulsatoria y distorsionada que provee el conversor estático.

El flujo principal es de gran importancia en la operación y control de una máquina de corriente continua; por lo tanto, se tendrá gran versatilidad si la corriente de excitación es obtenida de una fuente de alimentación independiente.

La potencia requerida para el circuito de excitación alcanza un pequeño porcentaje de la potencia total convertida en la armadura.

En motores que tienen excitación permanente (motores de imán permanente), las pérdidas de potencia en la excitación y la necesidad de una fuente independiente son suprimidas a expensas de la versatilidad en la operación y control de la máquina. Los servomotores para máquinas herramienta son, a menudo, del tipo de imán permanente.

1.1.1 Ecuaciones diferenciales y diagrama de bloques de la máquina de corriente continua

En una máquina de corriente continua, el torque eléctrico es proporcional al producto del flujo principal y la corriente de armadura. El voltaje en el circuito de armadura está constituido por una fuerza electromotriz inducida (f.e.m.), proporcional al flujo principal y a la velocidad, que se suma a las caídas de voltaje en la resistencia y la inductancia de armadura, los devanados de compensación y conmutación y finalmente las caídas en las conexiones de la armadura y en las escobillas.

El circuito equivalente de una máquina de corriente continua puede ser representado mediante el esquema de la Fig. 1.1.

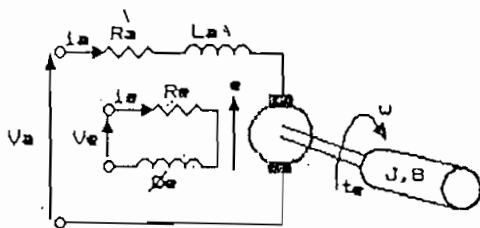


Fig. 1.1: Circuito equivalente de una máquina de corriente continua.

Las ecuaciones diferenciales obtenidas a partir del circuito equivalente de la Fig. 1.1 son:

- $v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e$ circuito de armadura.
- $e = c_1 \Phi_e \omega$ voltaje inducido (f.e.m.).
- $t_e = t_L + J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + K_o$ descomposición del torque.
- $t_e = c_2 \Phi_e i_a$ torque eléctrico.
- $v_e = R_e i_e + N_e d\Phi_e / dt$ circuito de excitación.
- $\omega = d\theta / dt$ velocidad angular.

Eliminando Φ_e de la segunda y cuarta ecuaciones se obtiene:

$$d^2 \Phi_e = \frac{e}{c_1 \omega}$$

$$e i_a = (c_1 / c_2) t_e \omega, \quad \Rightarrow e i_a = t_e \omega \left(\frac{c_1}{c_2} \right)$$

donde e_{ia} es la potencia eléctrica instantánea convertida en la potencia mecánica t_{ew} . Si ambas potencias son idénticas, se puede asumir que $c_1 = c_2 = c$.

Con el propósito de representar a la máquina de corriente continua mediante un modelo que facilite el análisis de su comportamiento dentro de un sistema de control complejo, y que involucre parámetros que puedan ser obtenidos fácilmente mediante pruebas estandarizadas de laboratorio, la descripción de la máquina en un sistema por unidad resulta de enorme utilidad.

Los valores referenciales con respecto a los cuales conviene normalizar las variables de la máquina de corriente continua son:

ω_o	Velocidad angular nominal en vacío.
Φ_{eo}	Flujo nominal.
$V_{ao} = e_o = c\Phi_{eo}\omega_o$	Voltaje nominal generado de armadura (en vacío).
$I_{ao} = V_{ao}/R_a$	Corriente a rotor bloqueado.
$T_o = c\Phi_{eo}I_{ao}$	Torque a rotor bloqueado.
$V_{eo} = R_e I_{eo}$	Voltaje nominal de excitación.

Normalizando las ecuaciones diferenciales que representan a la máquina con respecto a estos valores referenciales se obtienen las siguientes expresiones adimensionales:

$$T_{ad}(i_a/I_{a0})/dt = v_a/V_{a0} - i_a/I_{a0} - (w/W_0) \times (\Phi_e/\Phi_{e0}) \quad (\text{Ec.1.1})$$

$$T_a = L_a/R_a$$

$$T_{eod}(\Phi_e/\Phi_{e0})/dt = v_e/V_{e0} - f_e(\Phi_e/\Phi_{e0}) \quad (\text{Ec.1.2})$$

$$T_{e0} = (N_e \Phi_{e0})/V_{e0}$$

$$T_{mnd}(w/W_0)/dt = (i_a/I_{a0})(\Phi_e/\Phi_{e0}) - t_L/T_0 \quad (\text{Ec.1.3})$$

$$T_{mn} = J W_0/T_0$$

$$T_{ed}(\theta/\theta_0)/dt = w/W_0 \quad (\text{Ec.1.4})$$

$$T_e = \theta_0/W_0$$

donde $i_e/i_{e0} = f_e(\Phi_e/\Phi_{e0})$ es la curva normalizada de magnetización inversa; θ_0 es un ángulo referencial arbitrario. Asumimos que los voltajes v_a , v_e se pueden controlar en forma independiente; t_L es el torque de carga aplicado.

Debido al gran entrehierro existente en el eje en cuadratura y la posible presencia de los devanados de compensación se puede mantener la suposición de que $T_a \ll T_{e0}$. El efecto de saturación en el eje en cuadratura es generalmente despreciable.

El sistema dinámico descrito por las ecuaciones (1.1-1.4) está representado en forma de un diagrama de bloques en la Fig. 1.2, en donde se asume que el torque de carga t_L consiste de una componente independiente t_{L1} que actúa como una perturbación externa y dos componentes adicionales que representan, en forma general, funciones no lineales de la velocidad y la posición respectivamente.

$$t_L/T_o = t_{L1}/T_o + f_{L2}(w/W_o) + f_{L3}(\theta/\theta_o) \quad (\text{Ec.1.5})$$

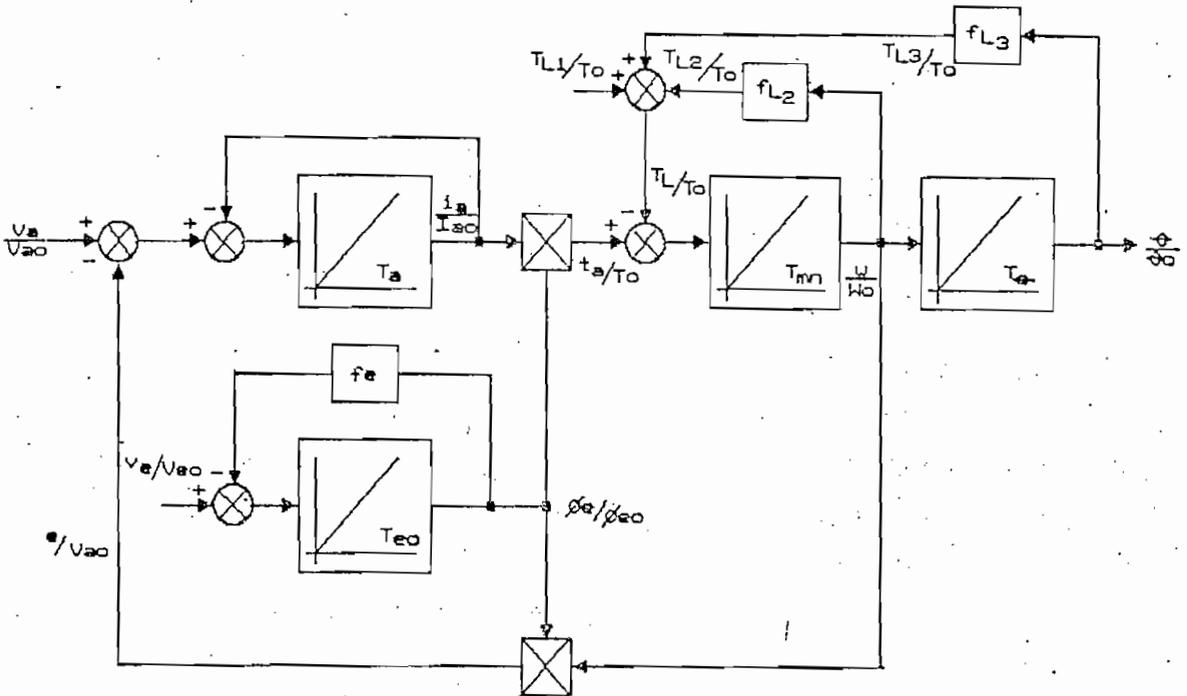


Fig. 1.2. Diagrama de bloques de una máquina de corriente continua con excitación independiente.

1.1.2 Función de transferencia de la máquina de corriente continua :

Asumiendo que el devanado de excitación de la máquina de corriente continua es alimentado con una fuente independiente de valor constante tal que:

$$b = \Phi_e / \Phi_{eo} = 1$$

el efecto no lineal de los dos multiplicadores de la Fig. 1.2 desaparece y se obtiene como resultado un sistema lineal que puede ser descrito por funciones de transferencia en términos de las siguientes transformadas de Laplace de las variables normalizadas:

$$L(v_a/V_{a0}) = V_a(s);$$

$$L(w/W_0) = W(s);$$

$$L(i_a/I_{a0}) = I_a(s), \text{ etc.}$$

En muchas aplicaciones en las que interviene una máquina de corriente continua, el torque de carga contiene una componente que depende linealmente de la velocidad (p.ej. grupo motor-generador), de tal manera que el torque de carga normalizado puede ser representado, en forma general, de la siguiente manera:

$$t_L/T_0 = t_{L1}/T_0 + K_L(w/W_0) \quad (\text{Ec.1.6})$$

donde:

K_L = coeficiente de proporcionalidad entre la componente del torque que depende de la velocidad y la velocidad.

En base a estas consideraciones, es posible establecer un modelo simplificado de la máquina de corriente continua que puede ser representado por el diagrama de bloques de la Fig. 1.3 y descrito por las siguientes funciones de transferencia:

$$W(s) = F_1(s)V_a(s) + F_2(s)T_L(s)$$

$$I_a(s) = F_3(s)V_a(s) + F_4(s)T_L(s)$$

donde:

$$F_1(s) = \frac{1}{T_{mn}T_a s^2 + (T_{mn} + K_L T_a)s + K_L + 1}$$

$$F_2(s) = \frac{-(1 + sT_a)}{T_{mn}T_a s^2 + (T_{mn} + K_L T_a)s + K_L + 1}$$

$$F_3(s) = \frac{(K_L + sT_{mn})}{T_{mn}T_a s^2 + (T_{mn} + K_L T_a)s + K_L + 1}$$

$$F_4(s) = F_1(s)$$

T_{mn} = constante de tiempo mecánica del motor.

T_a = constante de tiempo eléctrica del motor.

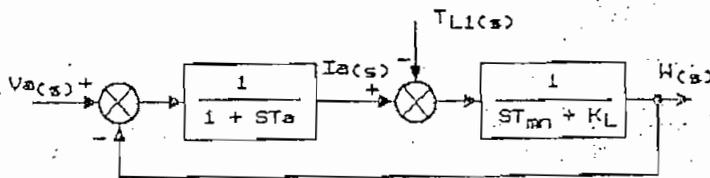


Fig. 1.3. Diagrama de bloques simplificado de la máquina de corriente continua.

$V_a(s)$ se considera la señal de entrada o la variable actuante; $T_L(s)$ la perturbación que se asume como independiente. $W(s)$ e $I_a(s)$ son las variables de salida dependientes, las cuales aparecen en el dominio de la frecuen-

cia como combinaciones lineales de las variables de entrada.

Este modelo lineal de la máquina de corriente continua, con excitación independiente, tiene validez dentro de ciertos límites de operación, los cuales pueden ser evaluados en base a las siguientes consideraciones:

-Puesto que el voltaje de armadura V_a está referido a su valor nominal V_{a0} , solamente el rango $v_a/V_{a0} \leq 1$ es de interés. Un voltaje excesivo podría causar chisporroteo en las escobillas y posibles fallas en la conmutación.

-La corriente de armadura es proporcional al torque, independiente del voltaje y la velocidad. La corriente de armadura y el torque están normalizados con respecto a sus valores extrapolados en la condición de rotor bloqueado. Asumiendo que la corriente de rotor bloqueado I_0 es aproximadamente unas diez veces el valor nominal I_a y permitiendo sobrecargas instantáneas de hasta dos veces el torque nominal, la región normal de operación de la máquina está contenida en el estrecho intervalo: $t_L/T_0 = I_a/I_{a0} \leq 0.2$.

Fuera de este rango, existen efectos no lineales y distorsiones por el efecto de reacción de armadura y se pueden presentar problemas en la conmutación, particularmente si no existen los devanados de compensación.

De lo que se ha podido analizar, el motor de corriente continua puede ser representado por una planta lineal sólo si trabaja con control por armadura dentro de los márgenes antes mencionados.

1.2 MODELOS Y PARAMETROS DE LOS CONVERTORES AC-DC

Los convertidores AC-DC conmutados por línea son los *actuadores* ideales para el manejo de máquinas eléctricas. Su simplicidad y versatilidad, su capacidad de corriente casi ilimitada, y su excelente comportamiento dinámico son las más importantes cualidades que los caracterizan.

La elección de un convertidor para la alimentación de un motor de corriente continua depende de un cierto número de criterios: naturaleza de la fuente de alimentación, potencia del motor, prestaciones del sistema, armónicos inyectados a la línea, rizado de la corriente del motor, etc. Es difícil establecer *a priori* reglas absolutas.

Los convertidores AC-DC conmutados por línea se pueden clasificar de acuerdo a los siguientes parámetros o características:

- Número de fases de la red de alimentación.
- Conexión de los elementos del convertidor (tiristores y diodos).
- Número de pulsos del convertidor. Este es el número de pulsos presentes en la salida de voltaje DC durante un ciclo del voltaje de la fuente AC.
- Utilización de elementos controlados solamente o una combinación con elementos no controlados. De acuerdo a esto se conocen como *convertidores controlados* o *semicontrolados*.
- Utilización de un diodo de conmutación (free-wheeling).

Los esquemas con alimentación monofásica se utilizan, generalmente, para aplicaciones de baja potencia. Más allá de unos pocos kilovatios existen razones poderosas para preferir un esquema trifásico que, aunque utiliza más

elementos (diodos o tiristores), tiene importantes ventajas como:

- La línea trifásica es cargada en forma simétrica.
- Las corrientes de línea tienen un contenido armónico inferior; existiendo, como consecuencia, menor distorsión del voltaje de línea que en el caso monofásico.
- El rizado del voltaje DC en la salida del convertidor tiene componentes de frecuencia más alta y menor amplitud, permitiendo la reducción de los componentes de filtrado (si se requiere) y causando menores pérdidas en la carga.
- El comportamiento dinámico de los convertidores trifásicos es superior debido a que los tiristores son disparados en intervalos más cortos. Esto reduce el retardo ante las señales de control y permite una respuesta más rápida.

1.2.1 Modelo de un convertidor AC-DC conmutado por línea

Cuando se pretende analizar un sistema de control que incluye un convertidor estático, se plantea la necesidad de representar al convertidor mediante un modelo matemático idóneo.

La dificultad de este procedimiento parte del hecho de que la operación del convertidor estático es un proceso discreto en vista de que la corrección del voltaje medio en la salida no se efectúa, necesariamente, en el mismo instante en que se corrige el ángulo de activado de los tiristores. En el peor de los casos, el retardo resulta igual al in-

tervalo de tiempo que existe entre dos activados consecutivos de los tiristores del convertidor.

Por otro lado, el comportamiento estacionario del convertidor es altamente no lineal debido a que la tasa de variación del voltaje medio de salida no se mantiene constante en todo el rango de operación para una determinada variación del ángulo de activado de los tiristores (α). Por consiguiente, la ganancia del convertidor no es constante en todo el rango de operación, dependiendo, en general, del ángulo α de activado.

Un análisis detallado del comportamiento dinámico en los convertidores conmutados por línea resulta un proceso sumamente complicado, que cae fuera del alcance del presente trabajo. Detalles completos sobre los métodos desarrollados para el análisis del comportamiento de los convertidores estáticos se pueden encontrar en varios trabajos de investigación publicados [1].

Para fines de modelación, es conveniente realizar la normalización de los parámetros involucrados en la operación del convertidor AC-DC con el propósito de facilitar el análisis de su comportamiento dentro del sistema de control a lazo cerrado. Los valores referenciales con respecto a los cuales se realiza la normalización de las variables son:

V_{do} = Voltaje medio máximo de salida del convertidor $\leq V_{ao}$.

α_{max} = máximo ángulo de activado de los tiristores para la configuración dada.

De esta manera, el convertidor estático AC-DC puede ser concebido como un amplificador de potencia cuyo voltaje

medio normalizado de salida, V_{da}/V_{do} , depende del ángulo normalizado de activado de los tiristores α/α_{max} .

En esencia, un conversor estático AC-DC debe ser analizado como un sistema discreto. Este tipo de sistemas son, generalmente, complejos de analizar matemáticamente debido a su modo de operación no lineal. Es posible aproximar la operación de un tiristor y el control de su ángulo de activado utilizando como modelo un muestreador - retenedor (sample & hold) tal como se muestra en la Fig. 1.4. [2]

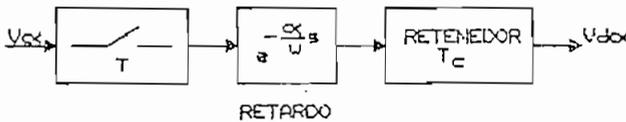


Fig. 1.4. Modelo discreto de un conversor con tiristores.

donde:

$$w = 2\pi f ;$$

$$T_c = \text{tiempo de conducción.}$$

$$\alpha = \text{ángulo de activado.}$$

En este caso el muestreador - retenedor tiene un tiempo de retardo de muestreo igual a α/w seg. y un período parcial de retención igual al período de conducción del tiristor, el cual es evidentemente menor que el período de muestreo. El análisis del comportamiento dinámico del conversor puede ser efectuado en base a este modelo utilizando las

técnicas desarrolladas para los sistemas discretos de control; algunos ejemplos típicos pueden encontrarse en libros de texto relacionados con el control digital. [3]

En el presente trabajo se va a utilizar, fundamentalmente, un modelo lineal para representar al conversor AC-DC. Existen diferentes técnicas que permiten modelar los convertidores AC-DC las cuales, en su mayoría, se basan en criterios de aproximación que brindan resultados cuya validez está restringida a las vecindades del punto de operación escogido [4]. Encontrar un modelo que permita describir el comportamiento del conversor en todo su rango de operación resulta un proyecto sumamente ambicioso.

En una primera aproximación, se puede despreciar totalmente el comportamiento dinámico del conversor, considerando que tanto la planta (la máquina eléctrica alimentada por el conversor), como el controlador (probablemente con un término integral), tienen retardos cuyas constantes de tiempo son las más dominantes. Aunque estas condiciones se encuentran normalmente en los sistemas de control de motores, los resultados de esta aproximación son limitados y no permiten estimar con suficiente precisión el rango de estabilidad del sistema.

Otro modelo simple que ha dado resultados excelentes en la práctica se basa en asumir que el retardo inherente al conversor puede ser representado por una función de transferencia de primer orden de acuerdo a la siguiente expresión:

$$F_t(s) = A(\alpha) \frac{1}{1 + sT_t}$$

donde:

- $F_t(s)$ = Función de transferencia del conversor.
- $A(\alpha)$ = Ganancia normalizada del conversor que depende del punto de operación.
- T_t = constante de tiempo equivalente del conversor.

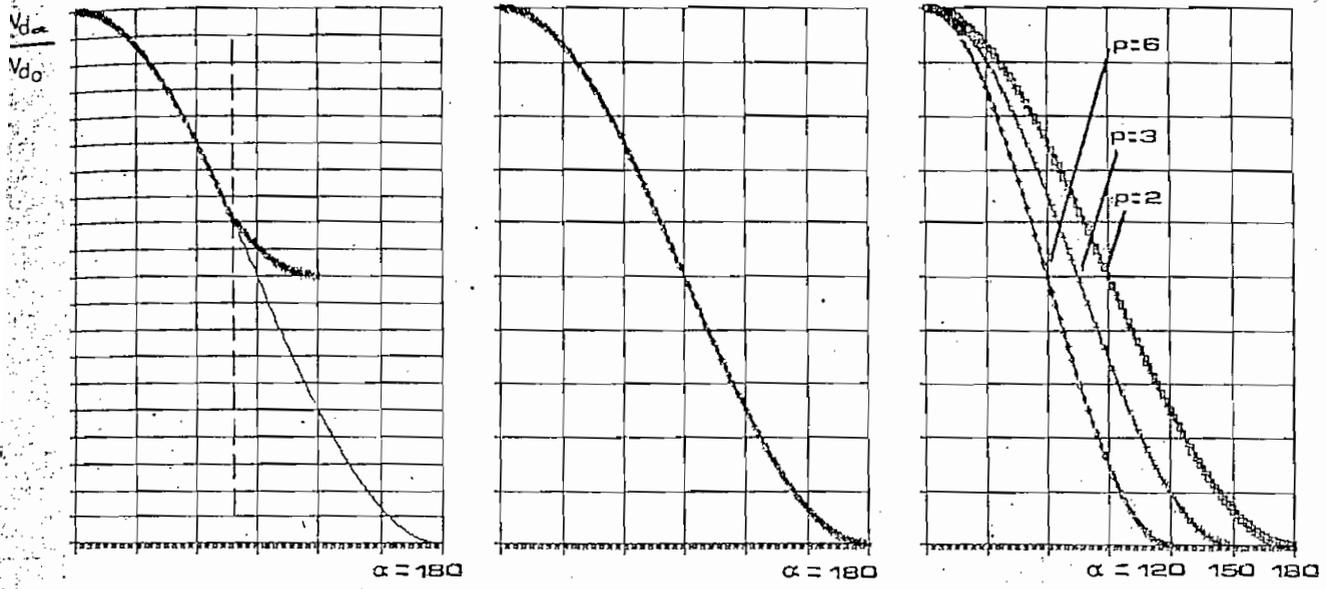
Este modelo heurístico produce resultados útiles para predecir el comportamiento dinámico y la respuesta transitoria del sistema de lazo cerrado. Sin embargo, en la determinación de los límites de estabilidad se pueden encontrar errores apreciables.

La estimación de la constante de tiempo T_t en la función de transferencia $F_t(s)$ se puede realizar considerando que el retardo inherente al conversor puede variar entre cero y T/p seg. para un conversor de p pulsos alimentado por una red de corriente alterna de frecuencia $f = 1/T$. De este modo, el tiempo promedio equivalente al retardo resulta ser:

$$T_t = 0.5 T/p \text{ (seg.)}$$

Para determinar el valor de la ganancia $A(\alpha)$, resulta indispensable considerar la naturaleza del conversor estático y hacer ciertas restricciones que faciliten la descripción matemática de su operación. Para ello se debe asumir que *el conversor AC-DC conmutado por línea trabaja en régimen de conducción continua, ya que en estas condiciones las características de operación del conversor son independientes de la naturaleza de la carga.*

La Fig. 1.5 muestra las características *voltaje normalizado medio vs. ángulo de activado* para las configuraciones más comunes de conversores:



a) Convertidores controlados.

b) Convertidores semicontrolados.

c) Convertidores controlados con diodo de paso.

Fig.1.5. Característica voltaje normalizado medio vs. ángulo de activado.

donde:

α = ángulo de activado de los tiristores.

$V_{d\alpha}/V_{d0}$ = voltaje medio de salida normalizado.

Si suponemos que los convertidores trabajan en régimen de conducción continua, la determinación de la ganancia $A(\alpha)$ se puede realizar en base a las características *voltaje medio vs. ángulo de activado* de cada convertidor, utilizando

las técnicas de *linealización de la característica del convertor*, o bien, *compensación de la característica del convertor*.

1.2.2 Linealización de la característica estática del convertor

La estimación de la ganancia $A(\alpha)$ se realiza normalizando las dos variables que determinan la característica del convertor. Esto reduce todas las características mostradas en la Fig.1.5 a un solo gráfico, tal como se muestra en la Fig.1.6.

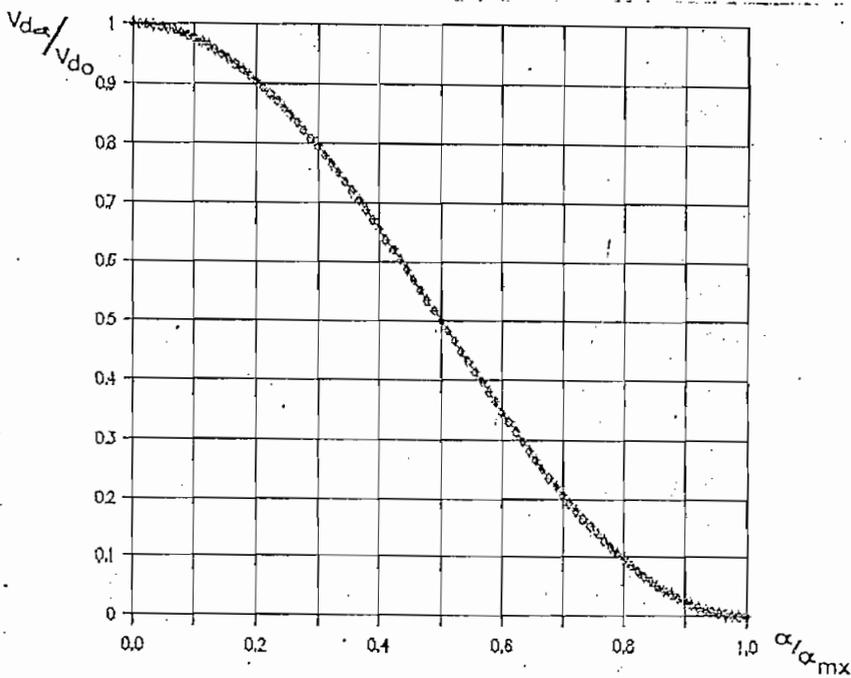


Fig. 1.6. Característica normalizada de un convertor AC-DC.

Una vez que las características V_{da}/V_{do} vs. α/α_{mx} de todos los convertidores que trabajan en régimen de conducción continua resultan idénticas, se puede realizar la linealización restringiendo el rango de la característica

a aquella sección que resulta más lineal. De la Fig. 1.6 se puede ver que la sección que cumple con el criterio dado anteriormente, está comprendida entre los siguientes límites:

$$1/6 \leq \alpha/\alpha_{\max} \leq 5/6$$

Tomando un número de muestras suficiente (20), se puede utilizar la técnica de regresión lineal, para obtener la pendiente m de la recta que mejor se ajusta a la curva en dicho rango.

$$m = (V_{a\alpha}/V_{a0}) / (\alpha/\alpha_{\max}.)$$

De esta manera, la ganancia dinámica $A(\alpha)$ del convertor se aproxima a un valor constante, obtenido de la curva normalizada de la Fig. 1.6:

$$A(\alpha) = m = -1.38$$

Por lo tanto, la función de transferencia de un convertor AC-DC, trabajando en régimen de conducción continua, expresada en términos de las respectivas variables normalizadas resulta ser:

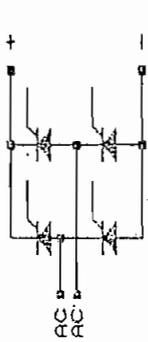
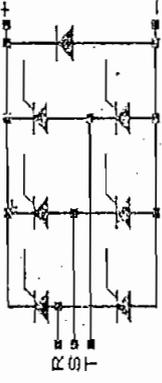
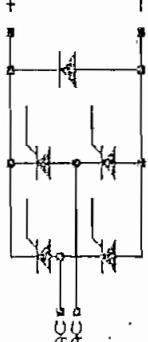
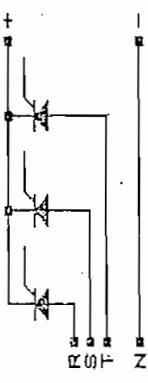
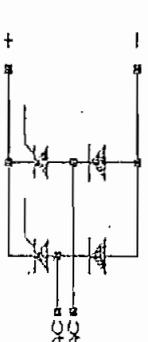
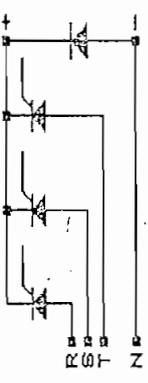
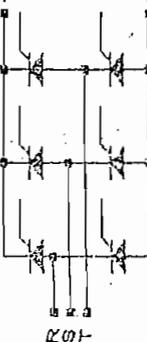
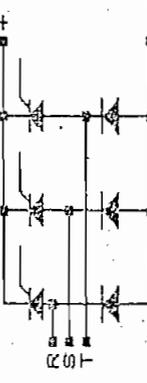
$$F_t(s) = \frac{-1.38}{1 + sT_t}$$

Este procedimiento de linealización de la característica del convertor da resultados útiles en la práctica, aunque su validez está, evidentemente, restringida a la zona lineal de la curva.

En caso de que la operación del convertor corresponda al régimen de conducción discontinua, la característica se distorsiona aún más (Fig. 1.5 a) y el comportamiento del

convertidor empieza a depender de la naturaleza de la carga. En este caso, la estimación de la ganancia se transforma en un proceso complicado cuya solución es factible con métodos iterativos de aproximaciones sucesivas [5].

En la Tabla 1.1 se presenta un resumen de los esquemas, modelos y parámetros de los convertidores AC-DC conmutados por línea, más utilizados en el control de máquinas de corriente continua.

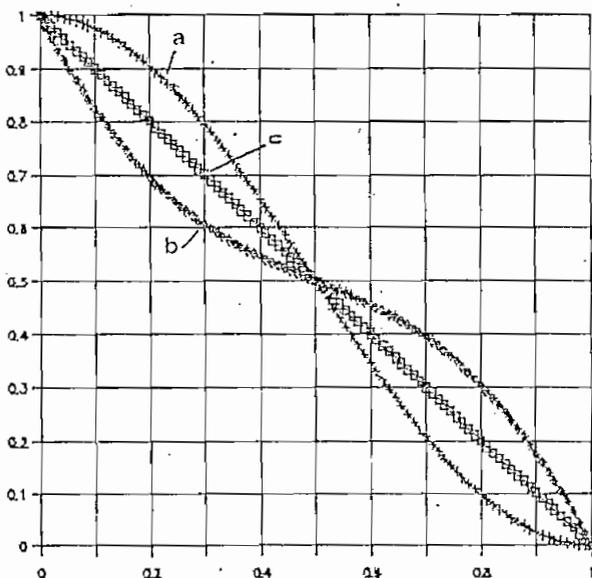
CONVERTIDOR	CONSTANTE DE TIEMPO (f = 60 Hz)	α_{max}	CONVERTIDOR	CONSTANTE DE TIEMPO (f = 60 Hz)	α_{max}
<p>MONOFASICO CONTROLADO</p> 	$T_t = 4.17 \text{ ms}$	180°	<p>TRIFASICO CONTROLADO CON DIODO DE CONMUTACION</p> 	$T_t = 1.39 \text{ ms}$	120°
<p>MONOFASICO CONTROLADO CON DIODO DE CONMUTACION</p> 	$T_t = 4.17 \text{ ms}$	180°	<p>TRIFASICO CONTROLADO EN MEDIA ONDA (P=3)</p> 	$T_t = 2.78 \text{ ms}$	150°
<p>MONOFASICO SEMICONTROLADO</p> 	$T_t = 4.17 \text{ ms}$	180°	<p>TRIFASICO CONTROLADO CON DIODO DE CONMUTACION</p> 	$T_t = 2.78 \text{ ms}$	150°
<p>TRIFASICO CONTROLADO TIPO PUENTE (P=6)</p> 	$T_t = 1.39 \text{ ms}$	120°	<p>TRIFASICO SEMICONTROLADO</p> 	$T_t = 2.78 \text{ ms}$	180°

1.2.3 Compensación de la característica estática del convertidor

El método más efectivo para compensar la característica estática no lineal del convertidor, cuando trabaja en régimen de conducción continua, es la implementación de un circuito de disparo cuya característica, también no lineal, sea inversa a la del convertidor.

De esta manera, en las regiones de operación del convertidor donde la variación del ángulo de activado no provoca cambios considerables del voltaje medio de salida, el circuito de disparo realizará ajustes severos del ángulo de activado ante pequeñas variaciones de la señal de entrada.

Por lo tanto, la característica del circuito de disparo debería ser como la que se muestra en la Fig. 1.7.



- a.- Convertidor.
- b.- Circuito de disparo.
- c.- Conjunto circuito de disparo-convertidor.

Fig. 1.7 Característica del circuito de disparo.

De esta manera, el conjunto *circuito de disparo - convertidor estático* tendrá la característica mostrada en la Fig. 1.7 (curva c), la cual es, evidentemente, lineal.

En estas condiciones, el conjunto se puede representar de la siguiente manera:

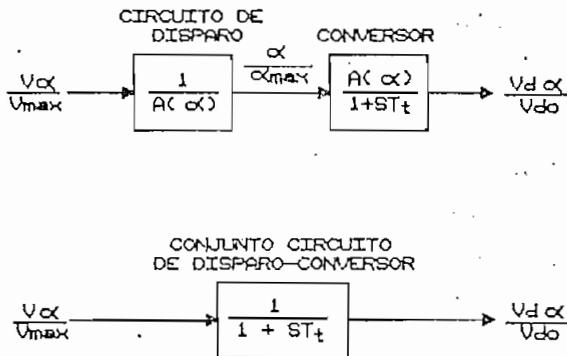


Fig. 1.8. Diagrama de bloques del conjunto circuito de disparo-conversor.

donde:

V_α = voltaje de entrada al circuito de disparo.

V_{max} = voltaje de saturación en el circuito electrónico, tomado como referencia para normalizar las señales de control. Generalmente se escoge $V_{max} = 10$ voltios.

La utilización de esta técnica garantiza que la ganancia estática del conjunto sea igual a la unidad, independientemente del tipo de conversor, siempre y cuando la representación del sistema se realice con las correspondientes variables normalizadas, es decir, trabajando en un sistema por unidad.

1.2.4 Identificación experimental del modelo

Se han desarrollado varios métodos experimentales que pueden ser fácilmente practicados con el propósito de determinar las características estáticas y dinámicas del sistema, a partir de una serie de medidas realizadas sobre la planta física.

Cuando se quiere determinar las características de un convertidor estático alimentando a un motor de corriente continua, éste método resulta de enorme interés en vista de que permite estimar los parámetros del conjunto convertidor - máquina aún en caso de que el convertidor trabaje en régimen de conducción discontinua.

Los ensayos que se proponen deben ser repetidos varias veces y, de preferencia, alrededor de diferentes puntos de operación del convertidor, para sacar un promedio de los valores obtenidos de las constantes.

El conocimiento experimental del sistema puede llevarse a cabo considerando al conjunto convertidor - máquina DC como un recinto cerrado o "caja negra" en el que se introducen señales adecuadas y se analizan las respuestas obtenidas en la salida. Supondremos que el sistema es lineal; de este modo es fácil predecir la respuesta de un sistema a cualquier perturbación.

A continuación, la Tabla 1.2 muestra las posibles respuestas del sistema y las funciones de transferencia que definen el modelo correspondiente. Los valores de las constantes involucradas pueden ser obtenidos de la curva de respuesta del sistema ante la aplicación de una señal escalón en su entrada.

Respuesta del sistema	Función de Transferencia
	<p>Elemento de primer orden y retardo:</p> $F(s) = G \frac{e^{-stD}}{1 + sT}$ $G = \Delta b / \Delta a$
	<p>Primera aproximación:</p> $F(s) = G \frac{e^{-stD}}{1 + sT}$ $G = \Delta b / \Delta a$
	<p>Dos elementos de primer orden y un retardo:</p> $F(s) = G \frac{e^{-sD}}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)}$ $G = \Delta b / \Delta a$ $T_1 = T \frac{3ae-1}{1+ae} ; T_2 = T \frac{1-ae}{1+ae}$ $D = t_D - \frac{T_1 T_2}{T_1 + 3T_2} ; e = 2.72$

Tabla 1.2. Identificación experimental del sistema.



1.3 CARACTERISTICAS DEL SISTEMA DE CONTROL EN CASCADA

La razón de escoger un motor de corriente continua para una aplicación determinada es generalmente, la posibilidad de operar en un rango sumamente amplio de velocidad con bajas pérdidas. Para lograr las características de operación deseadas, en presencia de perturbaciones de la carga u otros factores, normalmente resulta necesario que el motor trabaje como parte de un sistema de control realimentado.

El objetivo primario, cuando se utiliza a un motor de corriente continua dentro de un sistema realimentado, es *regular* su velocidad. Esto se puede conseguir manteniendo la excitación a un valor constante y *actuando* sobre el voltaje de armadura mediante un conversor estático, en un esquema de lazo simple como el que se muestra en la Fig. 1.9:

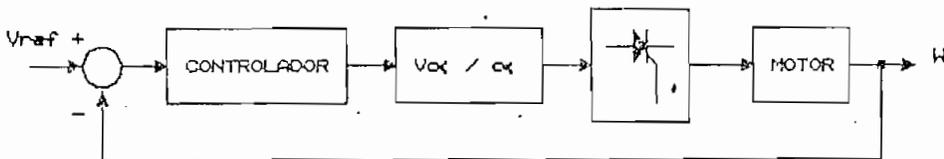


Fig. 1.9. Esquema de lazo simple para control de velocidad de un motor de corriente continua.

Teóricamente, un esquema de este tipo es suficiente para controlar la velocidad del motor, aunque su aplicación es restringida a motores fraccionarios, debido a que la corriente en la armadura puede tomar valores prohibitivos, principalmente en el arranque.

A un regulador no sólo se le pide hacer coincidir el valor de la variable primaria, p. ej. la velocidad, con una magnitud de referencia, sino también realizar un cierto número de funciones, necesarias para el buen comportamiento de la máquina:

- *Limitación de las magnitudes críticas:* como la corriente de armadura del motor. Si se alcanza el valor límite de la variable secundaria (corriente), el sistema de regulación abandona el control de la variable primaria (velocidad) y se dedica a la vigilancia de la secundaria, manteniéndola en su valor límite.
- *Ajuste y optimización fáciles de un lazo de control, independientemente de los otros:* Esto es indispensable en el período de calibración y puesta en servicio.
- *Conmutación suave de un modo de control a otro:* el paso de la regulación de velocidad con limitación de corriente a la regulación de corriente debe realizarse sin brusquedades.

En este sentido, el sistema de *regulación lineal con lazos múltiples o en cascada* es el que mejores características ofrece para este tipo de aplicaciones.

Un sistema de control en cascada está formado por un regulador individual para cada una de las variables controladas (Fig. 1.10).

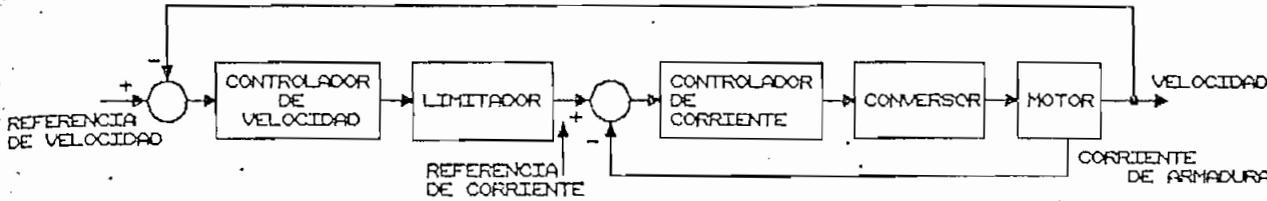


Fig. 1.10. Esquema de regulador en cascada.

La variable realimentada principal (velocidad) se regula por el lazo exterior. La salida del regulador de velocidad sirve de entrada, es decir, de señal de referencia, al regulador del lazo interno, en este caso un lazo de corriente. Limitando la salida del controlador externo de velocidad, se limita por tanto la referencia del regulador interno de corriente y se obtiene de forma muy simple la característica de limitación deseada.

Una saturación apropiada de la salida del controlador de velocidad da lugar a una limitación de corriente de valor constante, independientemente de cualquier otra magnitud.

Para que un control en cascada sea eficaz es necesario escoger adecuadamente el lazo secundario teniendo en cuenta las perturbaciones que pueden presentarse y las tiempos de respuesta de los distintos componentes del sistema.

En el caso del control de un motor, la variable secundaria resulta evidente debido a la función de limitación requerida. En general, se deben cumplir ciertas condiciones respecto al lazo interno, las cuales se pueden resumir de la siguiente forma:

-El lazo interno debe incluir la perturbación más importante.

-El lazo interno debe ser de respuesta rápida y para ello debe incluir los retardos mínimos del sistema de control. *Como guía, la relación entre las constantes de tiempo del lazo principal y del lazo secundario debe ser como mínimo de 3, e idealmente de 5 a 10 [6].*

-El lazo interno debe contener el mayor número posible de perturbaciones mientras sea suficientemente rápido.

-La variable secundaria seleccionada debe proporcionar una estabilidad al lazo interno con la ganancia más alta que sea posible.

En nuestro caso, el controlador de corriente tiene que acoplarse a la dinámica de la fuente de alimentación (convertor a tiristores) y del circuito de armadura del motor. Por lo tanto, efectivamente se incluyen en este lazo los retardos mínimos del sistema de control.

Por supuesto, la estructura multi-lazo del esquema en cascada funciona bajo la suposición de que el ancho de banda del sistema se incrementa con la adición de los lazos internos de realimentación, siendo el lazo de corriente el más rápido y el de velocidad el más lento en su respuesta. Siguiendo este razonamiento, el diseño de los controladores de cada lazo (tipo P., P.I. ó P.I.D.) se realiza en forma sucesiva, partiendo del lazo más interno hacia afuera y aproximando cada etapa a un modelo simple de primer o segundo orden.

En general, los sistemas de control en cascada se diseñan de forma que sólo tengan una o dos constantes de tiempo dominantes en cada lazo, que se puedan compensar directamente en el interior de los reguladores correspondientes. Como consecuencia de ello, el cálculo y la optimización de los controladores son relativamente sencillos.

El esquema de control con lazos múltiples o en cascada se ha mostrado muy eficaz en el control de motores y hoy en día es el que se utiliza más frecuentemente. Resumiendo sus aspectos característicos:

-Existe un controlador separado por cada una de las variables controladas; por lo tanto, el controlador de cada lazo se puede calibrar al óptimo.

-Se calibran sucesivamente las características (estáticas y dinámicas) de los diferentes lazos partiendo del más interno.

-Se transfiere en forma suave y rápida del un modo de control al otro.

-El lazo más externo podría tener una respuesta lenta si envuelve a muchos lazos internos.

Para el sistema de control de velocidad de un motor de corriente continua con limitación de corriente, el lazo interno puede ser representado mediante el diagrama de bloques de la Fig. 1.11.

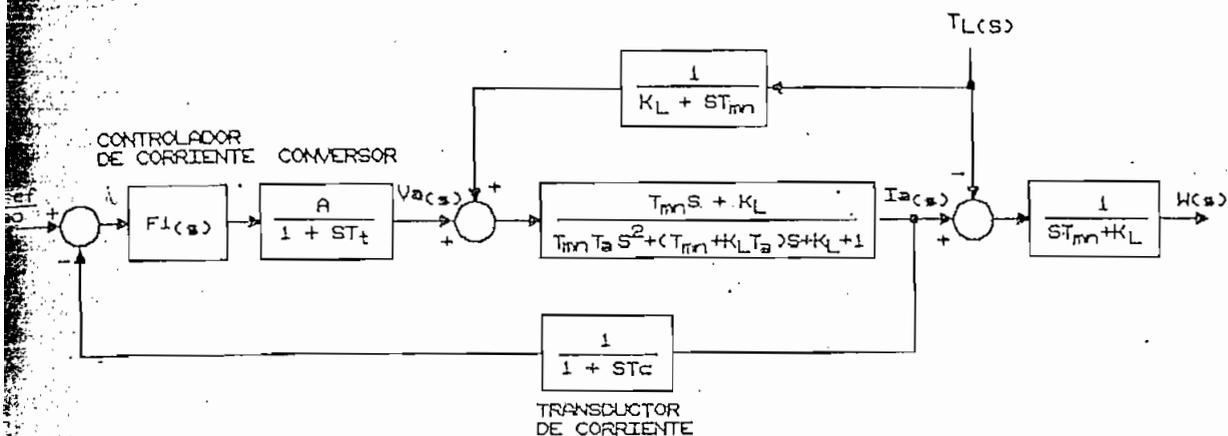


Fig. 1.11. Diagrama de bloques del lazo de realimentación de corriente.

La señal de realimentación obtenida de un transductor de corriente es enviada a un filtro pasa-bajos para reducir el rizado. Si se utiliza un conversor estático de potencia (con tiristores) como fuente de alimentación para la armadura del motor se debe considerar su función de transferencia, que incluye un retardo de primer orden que depende de la naturaleza del conversor. El controlador se escoge de acuerdo a las características de respuesta que se pretendan obtener del lazo. Así, para una limitación de corriente libre de error, con respuesta rápida y buena estabilidad, se recomienda la utilización de un controlador P.I. ó P.I.D., procurando que su calibración tienda a provocar la respuesta más rápida en el lazo de corriente.

El controlador de corriente se escoge y calibra con el criterio adicional de que el lazo interno tenga una o máximo dos constantes de tiempo dominantes, de manera que el lazo completo se pueda representar por una función de transferencia de primero o segundo orden. De esta manera, se pasa a trabajar sobre el lazo externo, el de velocidad,

utilizando para este efecto una representación en bloques como la que se muestra en la Fig. 1.12.

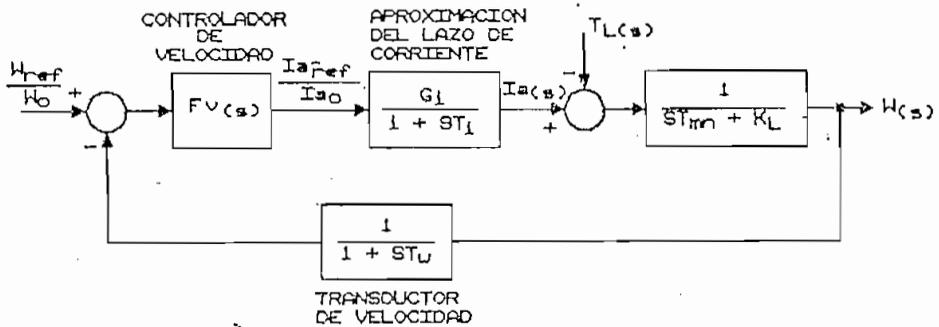


Fig. 1.12. Lazo de control de velocidad incluyendo una representación aproximada del lazo interno de corriente.

La elección del controlador de velocidad y los ajustes del mismo se realizan de acuerdo a las características de respuesta transitoria y estacionaria que la aplicación requiera.

1.4 PROTECCIONES BASICAS EN UN SISTEMA PARA CONTROL DE MAQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

A continuación se exponen los requisitos mínimos en cuanto a los circuitos de protección que exige un sistema para control de una máquina de corriente continua, de acuerdo a las normas ANSI/NFPA 70-1981 [7].

1.4.1 Circuito de alimentación

En el circuito de alimentación de un motor se deben considerar los siguientes elementos:

Interruptor principal de línea.- Un interruptor principal, especificado por lo menos para un 115% del valor nominal del motor, deberá disponerse en el equipo conversor de potencia ó, en su defecto, a una distancia menor que 50 pies del mismo. Este interruptor deberá ser capaz de permanecer "enclavado" en la posición de *desconexión*.

Protección de sobrecorriente.- Se requiere disponer de un equipo para protección de los conductores y componentes en caso de sobrecarga y sobrecorrientes, así como cortocircuitos o fallas a tierra. La función de la protección contra cortocircuitos es limitar los efectos y las consecuencias de éstos al mínimo posible. Para ello, los cortocircuitos son detectados en milisegundos, al mismo tiempo que se dispone su interrupción, para lo cual, una limitación de la corriente es provechosa. Para ésto se utiliza generalmente una de las siguientes alternativas:

- *Disyuntores de tiempo inverso:* Utilizados dentro de sus rangos en base a las especificaciones

de corriente alterna de entrada al convertor de potencia, los disyuntores con característica de tiempo inverso pueden proveer la adecuada protección al circuito de alimentación del motor.

- *Disyuntor de interrupción instantánea:* Son aceptables para protección del circuito de alimentación contra sobrecorrientes si se calibran al 300% o menos de la especificación de corriente alterna de entrada.

- *Fusibles para rectificadores:* Seleccionados apropiadamente pueden proveer la protección adecuada si son colocados en las líneas de corriente alterna de alimentación al convertor de potencia.

Transformador. - El transformador es considerado como un elemento opcional para proveer aislamiento, mas no indispensable para la operación del convertor de potencia. En muchas aplicaciones, inclusive se suele utilizar un solo transformador para alimentar varios circuitos para accionamiento de motores. Las funciones que cumple el transformador se pueden resumir en:

- Provee niveles de voltaje AC apropiados para la alimentación del convertor de potencia.
- Brinda aislamiento de la red de alimentación.
- Limita las corrientes de falla e incrementa la impedancia de conmutación.
- Provee un punto central de conexión, si la aplicación lo requiere.

Contactador. - Es necesario disponer de un contactor electro-mecánico o un interruptor con accionamiento remoto para su apertura, colocado entre la fuente de alimentación de co-

corriente alterna y el motor DC. Es recomendable incluir un pulsante (botón de emergencia) que permita abrir el contactor desde un lugar fácilmente accesible.

Protección de sobrecarga. - La función de la protección contra sobrecargas es permitir las sobrecargas correspondientes a un servicio normal y desconectarlas antes que el tiempo de carga admisible sea sobrepasado. Cada motor que se alimenta de un convertidor de potencia deberá tener la adecuada protección para sobrecarga de acuerdo a los códigos eléctricos aplicables para su construcción y utilización. En caso de tener un transformador alimentando un solo motor se deberá considerar la necesidad de proteger apropiadamente al secundario del mismo contra posibles sobrecargas, calibrando la protección para accionamiento instantáneo a un valor de corriente no mayor al 125% del valor nominal de la corriente del secundario del transformador.

Se recomienda incluir una protección adicional para fallas de arranque cuando se utiliza al motor DC en aplicaciones que requieren torques excesivos durante el período de arranque, y en aquellos casos en los que el tiempo requerido para que actúen las protecciones normales de sobrecarga y cortocircuito es excesivo y se puede provocar daños al equipo.

La implementación del sistema para protección contra sobrecarga puede realizarse con aparatos electrónicos o con aparatos electromecánicos como relés de sobrecarga o disyuntores.

El equipo para protección contra sobrecarga puede incluir, aunque no necesariamente, un elemento individual para protección que responda de acuerdo a la corriente del motor ó un elemento que responda ante sobretemperatura, el cual va

montado sobre el motor y actúa cuando la temperatura del motor excede ciertos niveles.

1.4.2 Convertor estático AC-DC

1.4.2.1 Protecciones básicas. - A continuación se enumeran las protecciones mínimas que debe incluir todo sistema convertor de potencia, ya sea en el interior del mismo o en la instalación total:

- Disyuntor o fusibles de entrada al circuito.
- Protección de sobrecorriente: limitación de corriente o accionamiento instantáneo.
- Protección o limitación contra corrientes transitorias (di/dt).
- Protección o limitación contra voltajes transitorios (dv/dt).
- Protección contra sobrecarga.
- Contactor en la rama DC o en la rama AC.
- Protección de bajo voltaje en la alimentación AC.

La protección de bajo voltaje es necesaria en aquellas aplicaciones en las que el arranque inesperado de la máquina puede resultar peligroso para los operadores o la instalación.

La protección de bajo voltaje requiere que el operador ejecute un comando de restablecimiento (restart) cada vez que la máquina deba volver a operar luego de una parada inesperada. Si existe interrupción de la alimentación AC mientras el motor está operando, el motor se deberá detener y no vol-

verá a trabajar hasta que el operador ejecute el comando de reiniciación una vez restablecida la alimentación.

1.4.2.2 Protecciones opcionales.-

- Protección de sobretemperatura en el convertidor.
- Disyuntor, contactor o fusibles en la rama DC (en convertidores totalmente controlados con capacidad de regeneración).
- Protección de falla de fase.
- Protecciones especiales para convertidores:

Las clases de protección contra sobrecorriente pueden ser clasificadas de la siguiente manera:

Clase I. Para fallas provocadas en forma interna o externa. Los fusibles no actúan excepto para aislar una fracción del número total de ramas en paralelo de un circuito.

Clase II. Para fallas provocadas externamente los fusibles no actúan. Los fusibles protegerán de daño a los tiristores del convertidor.

Clase III. Para fallas que no exceden cinco veces el valor nominal de la corriente y que pueden ser toleradas sin que actúen los fusibles. Los fusibles protegerán de daño a los tiristores. Ambos podrán ser, en todo caso, fácilmente sustituidos.

Clase IV. Para fallas severas dirigidas a provocar la fundición de los fusibles y la pérdida de tiristores del convertidor. En todo caso, ambos deberán ser fácilmente sustituibles. A menos que se indique lo

contrario se considera que el equipo está clasificado en este numeral.

- Protección de sobrevelocidad del motor:

A menos que las características propias del motor, la carga o el controlador, o una combinación de ellos, sean capaces de garantizar una adecuada limitación de la velocidad, el sistema para control de un motor de corriente continua deberá incluir un sistema específico para protección de sobrevelocidad de la máquina.

Dentro de los sistemas para protección contra sobrevelocidad se pueden distinguir los siguientes casos:

-Existencia de un elemento mecánico para detectar sobrevelocidad, capaz de desconectar el voltaje aplicado a la armadura en caso de existir sobrevelocidad.

-Existencia de un detector eléctrico de sobrevelocidad capaz de desconectar el voltaje de armadura en caso de sobrevelocidad.

-Disponibilidad de un detector de corriente de excitación, capaz de desconectar el voltaje de armadura en caso de existir pérdida o falla en el circuito de excitación.

-Sistema de regulación de velocidad con limitación de voltaje para operación con la excitación constante al valor nominal.

En este caso se provee sistemas de protección independientes para pérdidas de excitación y en el circuito de realimentación tacométrica.

(Esta opción resulta apropiada para el presente trabajo).

1.5 TÉCNICAS PARA CALIBRACION DE LOS CONTROLADORES EN UN SISTEMA DE CONTROL

El objetivo básico en el diseño de sistemas de control realimentados es satisfacer las *especificaciones del trabajo por ejecutar*. Esto requiere un compromiso entre los factores de *precisión, rapidez de respuesta y estabilidad*.

Un controlador es en esencia un circuito que realiza ciertas operaciones analógicas con propósitos especiales sobre la señal de error (diferencia entre el valor deseado o de referencia y el valor real medido) enviando el resultado obtenido a las etapas del sistema que *actúan* sobre la variable manipulada, con el fin de mantener el valor real de la salida del sistema tan cercano al valor de referencia como sea posible [8].

Las tres acciones de control más utilizadas son:

-La acción proporcional: en la que existe una relación lineal continua entre el valor del error y la salida del controlador. Básicamente se trata de un amplificador, de manera que la salida responde a la siguiente expresión:

$$V_{OP}(t) = K_P e(t)$$

donde

K_P = ganancia proporcional del controlador,
 $e(t)$ = error,
 $V_{OP}(t)$ = salida del controlador proporcional.

El control proporcional presenta una desventaja significativa y ésta consiste en que produce una diferencia permanente, en estado estacionario, entre el

valor de referencia y el valor real de la variable controlada. Sin embargo esta acción de control es la más difundida debido a su sencillez, buena estabilidad y rápida respuesta.

-La acción integral: es una acción de control de reajuste automático que correspondé, en realidad, a una integración de la señal de error. La señal de salida del controlador integral varía constantemente con una tasa proporcional a la magnitud del error. Así, la acción de este controlador persiste a través del tiempo mientras el error sea diferente de cero. La salida del controlador integral responde a la siguiente expresión:

$$V_{oI}(t) = \frac{1}{T_I} \int e(t) dt$$

donde:

T_I = tiempo de acción integral

$V_{oI}(t)$ = salida del controlador integral.

El control integral presenta la enorme ventaja de garantizar que el error en estado estacionario sea igual a cero, es decir que no existe diferencia entre la referencia y el valor real de la variable controlada. Sin embargo, al poseer un integrador, añade un polo en el origen al sistema de lazo cerrado lo cual afecta gravemente a su estabilidad y rapidez de respuesta.

-La acción derivativa: la acción de control se basa en la velocidad de variación de la señal de error, entregando una salida que es proporcional a la deri-

vada del error con respecto al tiempo. La salida del control derivativo responde a la siguiente expresión:

$$V_{oD}(t) = T_D \frac{de(t)}{dt}$$

donde:

T_D = Tiempo de acción derivativa,

V_{oD} = Salida del controlador derivativo

La acción derivativa resulta útil para reducir el tiempo de estabilización y evitar oscilaciones en un sistema continuo. Sin embargo, su aporte en el control de convertidores estáticos puede llevar a una total desestabilización del sistema. Sin embargo, una constante de tiempo T_D suficientemente pequeña puede mejorar un poco la respuesta de un sistema que utiliza convertidores estáticos.

La modalidad de *control P.I.D.* es una modalidad de control sofisticada que combina las tres acciones ya mencionadas en una sola unidad física. La salida de un controlador P.I.D. responde a la siguiente relación:

$$V_{oc} = K_P \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt} \right]$$

y su función de transferencia puede ser expresada de la siguiente forma:

$$F_c(s) = K_P \left[1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right]$$

donde:

$F_c(s)$ = Función de transferencia del controlador P.I.D.

Las técnicas de calibración de los parámetros de un controlador son métodos que se emplean para mejorar el desempeño del sistema. Estas técnicas no intentan sustituir ningún componente del sistema sino que, por el contrario, son herramientas de diseño que los mejoran.

La calidad de desempeño de un sistema se evalúa en base a: estabilidad, exactitud y respuesta transitoria. Para que un sistema realimentado se desempeñe satisfactoriamente, no debe ser estable en un margen muy estrecho. Debe tener un cierto *margen de estabilidad*; es decir, un margen que permita pequeños aumentos en la ganancia o pequeños aumentos en los retardos internos de modo que no provoquen inestabilidad. Los cambios en las condiciones de carga del sistema deben provocar mínimas desviaciones en la variable de salida y en general, el tiempo que se demora el sistema en recuperar su estado estable después de una perturbación debe ser suficientemente pequeño.

Los criterios en base a los cuales se puede evaluar la respuesta de un sistema se representan en la Fig. 1.13 y son los siguientes:

Criterio de área mínima. - Cuando la respuesta del sistema es del tipo subamortiguada (oscilatoria), éste criterio indica que el área neta de la curva de recuperación, en función del tiempo, debe ser mínima. De este modo, se combinan la magnitud de la desviación y su duración, las cuales deben ser minimizadas con el propósito de obtener una respuesta óptima. Este criterio es el más importante y se aplica especialmente en los sistemas donde la duración de la desviación es tan crítica como el valor de la misma.

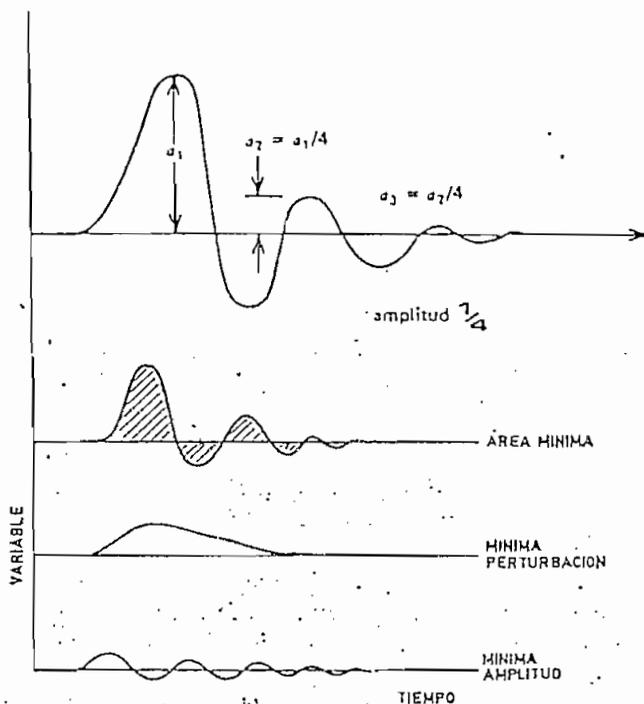


Fig. 1.13. Criterios de estabilidad.

Criterio de razón de amortiguamiento 0.25 (Un cuarto de amplitud). - Cuando un sistema responde en forma oscilatoria (subamortiguada) ante una perturbación, algunas veces se utiliza este criterio, el cual en realidad no minimiza ni la amplitud de la desviación ni su duración. De acuerdo a este criterio se pretende que la relación de amplitudes entre las crestas de los ciclos sucesivos sea 0.25, es decir, que cada amplitud de onda de la respuesta, resulte ser igual a una cuarta parte de la anterior.

Criterio de mínima perturbación. - Este requiere una curva de recuperación no cíclica, es decir, una respuesta sobreamortiguada. Se aplica cuando las varia-

ciones rápidas o cíclicas de una variable pueden perturbar seriamente a otras variables de importancia. Este caso podría ser el control en cascada en el que las variaciones rápidas y oscilatorias de la señal de salida de un controlador se aplican como referencia en un segundo controlador produciendo variaciones bruscas en la variable controlada por éste.

Criterio de amplitud mínima. - De acuerdo con este criterio, la amplitud de la desviación debe ser mínima, lo cual se aplica especialmente a procesos en que el producto o el equipo puede ser dañado por desviaciones momentáneas excesivas, y, en este caso la magnitud de la desviación es más importante que su duración.

Existen varios métodos para ajustar los controladores al sistema, es decir, para que la ganancia proporcional, el tiempo de acción integral y el tiempo de acción derivativa de un controlador P.I.D., en general, se acoplen adecuadamente con el resto de los elementos del lazo de control. Este acoplamiento debe ser tal que, ante una perturbación, se obtenga una curva de recuperación que satisfaga cualquiera de los criterios mencionados.

Para que este acoplamiento sea posible es necesario un conocimiento inicial de las características estáticas y dinámicas del sistema controlado. Los dos métodos fundamentales para determinar estas características son: el método *analítico* y el *experimental*.

1.5.1 Método analítico

Se basa en determinar la ecuación relativa a la dinámica del sistema. Este método es generalmente difícil de aplicar por la complejidad de los sistemas industriales y la dificultad de obtener datos *fidedignos* suficientemente aproximados.

El procedimiento general es el siguiente:

- Se determinan las ecuaciones o función de transferencia para cada componente del sistema.
- Se escoge un modelo para representar al sistema (diagrama de bloque o de flujo de señales).
- Se implementa el modelo del sistema.
- Se determinan las características del sistema.

Para la determinación de las características del sistema existen métodos gráficos simples y directos para modelos lineales prácticos de sistemas de control realimentados.

Éstos son:

- Lugar geométrico de las raíces, y
- los métodos gráficos de respuesta de frecuencia (diagramas de Bode, Nyquist y la carta de Nichols).

Hacer ajustes del sistema, observar sus efectos sobre los coeficientes de la ecuación diferencial y determinar sus raíces con el fin de comprobar si se ha logrado el comportamiento deseado, resulta impracticable en casi todos los casos excepto en los más simples, a menos que se disponga

de un simulador en tiempo real que reproduzca con suficiente fidelidad al sistema. Lo que se requiere es una manera más rápida para estimar fácilmente el efecto de los cambios específicos del sistema en su comportamiento.

1.5.2 Método experimental

En el método experimental, las características estáticas y dinámicas del sistema se obtienen a partir de una medida o de una serie de medidas realizadas en el sistema físico.

Dentro de los métodos experimentales de ajuste de los controladores, se pueden destacar los siguientes:

1.5.2.1 Método de tanteo. - Este método requiere que el controlador y el sistema estén instalados completamente y trabajando en su forma normal. El procedimiento general se basa en poner en marcha el proceso con ganancias mínimas en las acciones proporcional, integral y derivativa del controlador, e ir las incrementando después poco a poco individualmente, hasta obtener la estabilidad deseada [9].

Para ajustar los controladores proporcionales, se empieza con una ganancia mínima y se la incrementa gradualmente observando el comportamiento del sistema hasta obtener la estabilidad deseada. Debemos recordar que al aumentar la ganancia aumenta la inestabilidad, pero al disminuir la ganancia el error de estado estable se incrementa (Fig. 1.14).

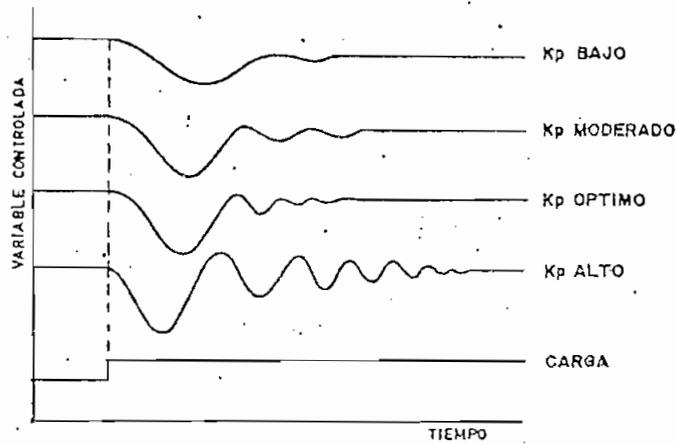


Fig. 1.14. Ajuste de la ganancia de un controlador P.

Para calibrar los controladores tipo P.I., se procede del siguiente modo:

Con la ganancia integral en 0, o en el mínimo, se sigue el procedimiento antes descrito para obtener el ajuste de la ganancia proporcional hasta una relación de amortiguamiento aproximado de 0.25 (criterio de amplitud 1/4). Como la acción integral empeora el control, se disminuye un poco la ganancia P y a continuación se incrementa por pasos la ganancia I, evaluando el comportamiento del sistema en cada estado. Del último ajuste ensayado es recomendable disminuir un poco la ganancia Integral. En la Fig. 1.15 se pueden ver unas curvas características de recuperación:

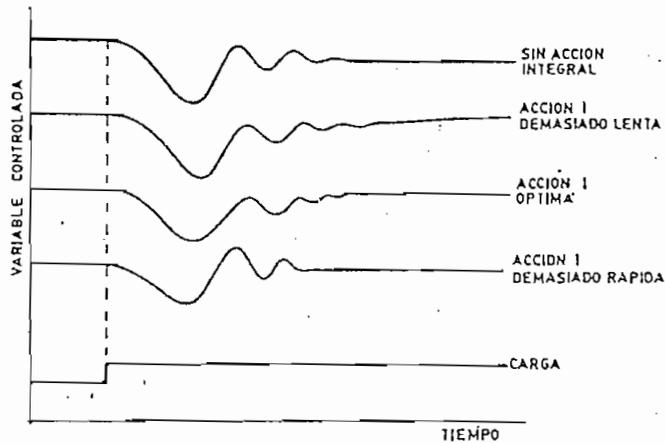


Fig. 1.15 Ajuste de ganancias para controlador P.I.

Un controlador P.I. bien calibrado lleva la variable al punto de referencia rápidamente y con pocos ciclos sin que éstos rebasen o bajen de la referencia según haya sido el signo de la perturbación.

Para calibrar los controladores tipo P.I.D., se procede del siguiente modo:

Con las ganancias integral y derivativa en 0, o en el mínimo, se incrementa la ganancia proporcional hasta obtener una relación de amortiguamiento de 0,25 (criterio de amplitud 1/4).

Se aumenta la ganancia integral en la forma indicada anteriormente hasta acercarse al punto de inestabilidad.

Se aumenta la ganancia derivativa en pasos pequeños, creando al mismo tiempo desplazamientos de la referencia hasta obtener en el proceso un comportamiento cíclico, reduciendo ligeramente la última ganancia derivativa. Después de estos ajustes puede incrementarse normalmente la ganancia proporcional con mejores resultados en el control.

Hay que señalar que una acción derivativa óptima, después de una perturbación, lleva la variable a la estabilización en muy pocos ciclos.

En otro procedimiento de calibración se procede de la siguiente manera:

Se trabaja primero con una ganancia proporcional que da lugar a una ligera oscilación (varios ciclos) ante una perturbación, con la acción integral al mínimo. Se aumenta a continuación la acción derivativa hasta eliminar el ciclaje. Se aumenta de nuevo la ganancia proporcional hasta que el ciclaje se reinicia, y se aumenta aún más la ganancia derivativa hasta eliminarlo, continuando con estos pasos hasta que el aumento de la acción derivativa no mejore el ciclaje producido. Finalmente se ajusta la acción integral en la forma descrita anteriormente para eliminar el error u offset. En la Fig. 1.16 se representan unas curvas características de recuperación:

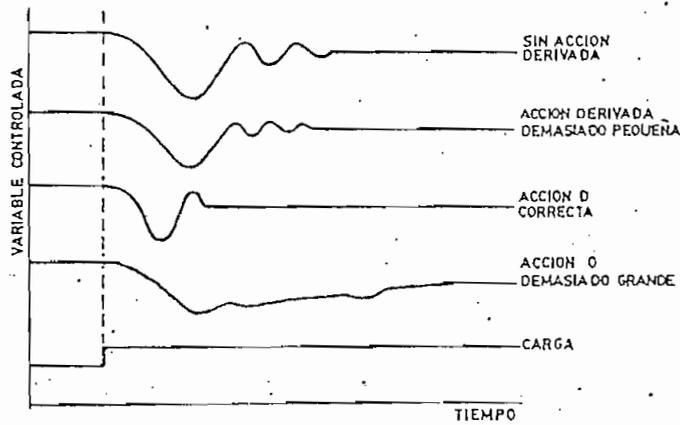


Fig. 1.16 Ajuste de la acción derivativa en un controlador P.I.D.

1.5.2.2 Método de ganancia límite. - Este método fue desarrollado por ZIEGLER & NICHOLS en 1941 y permite calcular los tres términos de ajuste del controlador P.I.D. a partir de los datos obtenidos en una prueba rápida de características del lazo cerrado de control [10]. El método se basa en incrementar gradualmente la ganancia proporcional con los ajustes de la integral y la derivativa en su valor más bajo, mientras se crean pequeños cambios en la señal de referencia, hasta que el sistema empieza a oscilar de modo continuo (Fig. 1.17).

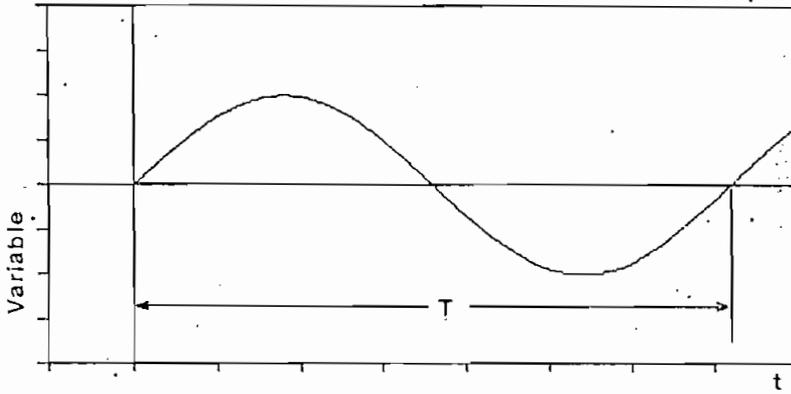


Fig. 1.17 Oscilación mantenida
(sensibilidad límite)

Esta ganancia se denomina "ganancia proporcional límite" (K_{Po}). Se anota el período del ciclo de las oscilaciones T y la última ganancia proporcional K_{Po} . Los ajustes de control que aproximadamente producirán una respuesta concordante a los criterios de mínima área ó razón de amortiguamiento 0.25 se calculan de acuerdo a la Tabla 1.3.

Criterio	Mínima área	1/4 Amplitud
Control		
<i>P.</i>	$K_P = 0.5 K_{Po}$	$K_P \leq 0.5 K_{Po}$
<i>P.I.</i>	$K_P = 0.45 K_{Po}$ $T_I = T/1.2$	$K_P \leq 0.45 K_{Po}$ $T_I = T$
<i>P.I.D.</i>	$K_P = 0.6 K_{Po}$ $T_I = 0.5 T$ $T_D = T/8$	$K_P \leq 0.6 K_{Po}$ $T_I = T/1.5$ $T_D = T/6$

Tabla 1.3. Método de Ziegler-Nichols.

1.5.2.3 Método de curva de reacción. - El procedimiento general consiste en abrir el lazo cerrado de regulación y operar directamente sobre el proceso creando un pequeño y rápido cambio en escalón a la entrada del sistema. La respuesta obtenida se registra con la mayor precisión posible (Fig. 1.18).

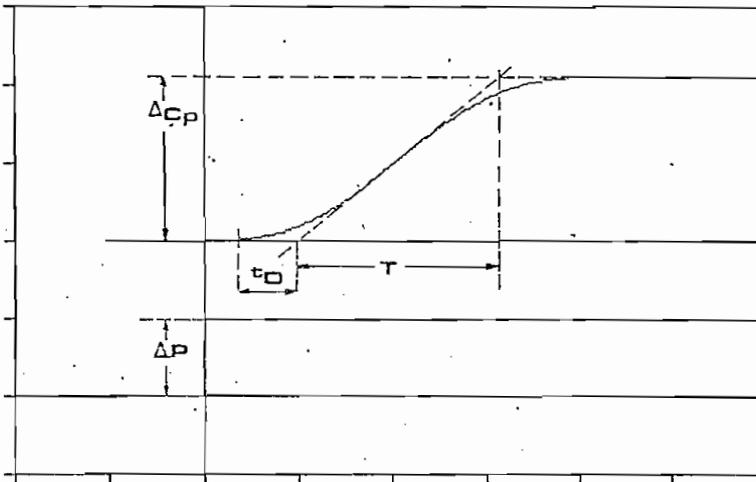


Fig. 1.18 Curva de reacción.

donde:

- t_D = tiempo de retardo,
- ΔP = porcentaje de variación de la entrada,
- ΔC_P = porcentaje de variación de la salida,
- T = tiempo de cambio de la salida.

El ajuste de los parámetros del controlador se realiza en base a las relaciones semiempíricas (Tabla-1.4), desarrolladas por Ziegler y Nichols que pretenden provocar una respuesta del sistema concordante con el criterio de mínima área ó bien, en base a las relaciones desarrolladas por Cohen y Coon, cuando el

criterio de razón de amortiguamiento 0.25 es utilizado [11].

Criterio	Ziegler-Nichols	Cohen-Coon
Control		
P.	$K_P = \frac{\Delta P T}{\Delta C_p t_D}$	$K_P = \frac{\Delta P}{\Delta C_p} \left[\frac{T}{t_D} + \frac{1}{3} \right]$
P.I.	$K_P = 0.9 \frac{\Delta P T}{\Delta C_p t_D}$ $T_I = 3.33 t_D$	$K_P = \frac{\Delta P}{\Delta C_p} \left[0.3 \frac{T}{t_D} + \frac{1}{12} \right]$ $T_I = \left[\frac{30T + 3t_D}{9T + 20t_D} \right] t_D$
P.I.D.	$K_P = 1.2 \frac{\Delta P T}{\Delta C_p t_D}$ $T_I = 2 t_D$ $T_D = 0.5 t_D$	$K_P = \frac{\Delta P}{\Delta C_p} \left[1.33 \frac{T}{t_D} + \frac{1}{4} \right]$ $T_I = \left[\frac{32T + 6t_D}{13T + 8t_D} \right] t_D$ $T_D = \left[\frac{4 T}{11T + 2t_D} \right] t_D$

Tabla 1.4. Método de Curva de Reacción del proceso.

Es evidente que las características del sistema no permanecen constantes en todo momento, por lo cual puede ocurrir que los valores de las acciones determinados en unas condiciones de carga se aparten de las ganancias convenientes para otras condiciones de carga. De aquí, que es preferible realizar los ensayos en las peores condiciones del sistema para que, de este modo, los ajustes del controlador sean válidos en todas las condiciones de servicio.

CAPITULO II

ESPECIFICACIONES
Y DISEÑO

CAPITULO II

ESPECIFICACIONES Y DISEÑO

2.1 REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

2.1.1 Requisitos del convertor estático de potencia

Se conoce como "condiciones de servicio" a todos aquellos factores externos (temperatura ambiente, humedad del aire, características de la red AC de alimentación, etc.) que pueden influir en el comportamiento de cualquier convertor de potencia en general.

2.1.1.1 Condiciones normales de servicio. - Un equipo convertor estático de potencia debe ser capaz de operar bajo las siguientes condiciones [12]:

Variaciones del voltaje AC de la línea:

- El convertor estático deberá operar y satisfacer sus especificaciones cuando el valor de estado estable de la fundamental del voltaje de línea esté comprendido entre 95% y 110% del voltaje AC nominal de la línea, medido en los terminales de entrada del equipo convertor o en la entrada del transformador.

- El convertor debe operar en forma ininterrumpida aún cuando el voltaje de la línea este entre 90% y

95% del valor nominal, aunque no se mantengan las especificaciones del convertor.

Características de la red de alimentación:

Aquí se definen las peores condiciones bajo las cuales el equipo debe continuar operando en forma ininterrumpida:

- *Formas de onda repetitivas del voltaje de línea:*
El convertor deberá seguir operando bajo las siguientes condiciones, que pueden suceder en forma separada o simultánea:

-Desviaciones pico repetitivas de la fundamental del voltaje de línea respecto al valor instantáneo del voltaje nominal que no excedan el 25% de la cresta del voltaje nominal de línea (Fig. 2.1). V_{LRM} igual o menor a $1.25 E_{CW}$.

-Depresiones que producen desviaciones por debajo del 50% de la fundamental del voltaje de línea por un intervalo de tiempo menor a 100 μs .

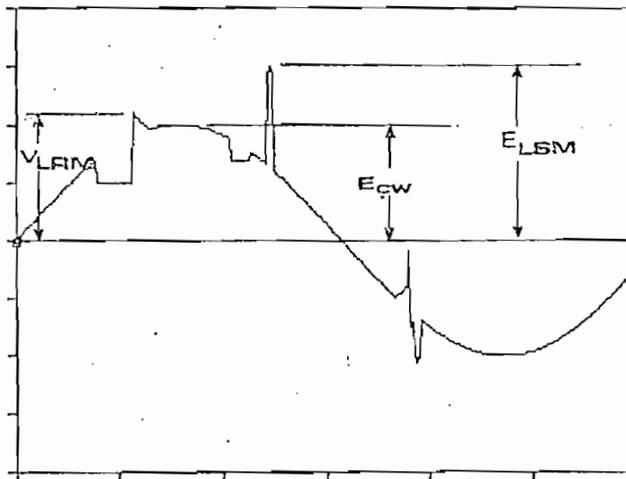


Fig. 2.1. Forma de onda del voltaje de línea en condiciones extremas.

- *Sobrevoltajes no repetitivos:* Los sobrevoltajes no repetitivos (transitorios) (ELSM en la Fig. 2.1) pueden ser originados por la operación de breakers o disyuntores en la instalación, perturbaciones atmosféricas, conmutación de capacitores en la línea, operación de otros convertidores en la instalación, etc. Durante los intervalos en los que existen desviaciones instantáneas del voltaje de alimentación, el equipo no está obligado a mantener las características de operación de sus especificaciones. Sin embargo, es necesario que no se produzcan daños en ninguna parte del convertidor estático ni en el motor.

Se puede cumplir este requisito con la adición de elementos que: atenúen los transitorios de voltaje (como un transformador); almacenen energía (como capacitores); que limiten los picos de voltaje y disipen energía (como los varistores); o elementos similares.

Los medidores, instrumentos, portalámparas, interruptores, selectores, semiconductores y componentes similares que constituyen el equipo de control no deben sufrir daño por los sobrevoltajes transitorios. Por lo tanto, los componentes han de ser seleccionados para soportar esos regímenes de trabajo ó en su defecto, será necesario añadir los elementos de protección contra sobrevoltajes transitorios más apropiados para la aplicación.

- *Impedancia de la red AC de alimentación:* El convertidor estático de potencia debe trabajar dentro de sus especificaciones mientras la impedancia de la fuente AC esté comprendida entre límites tolerables [13]. Se debe tomar en cuenta:

- Impedancia mínima de la fuente AC,
- Impedancia máxima de la fuente AC, y
- Máxima corriente de falla.

Variaciones de frecuencia en la línea AC:

El sistema debe operar y cumplir sus especificaciones con variaciones en la frecuencia de la red de hasta un 2% por encima o por debajo de su valor nominal.

Condiciones de temperatura y ventilación:

- *Temperatura ambiente:* La operación del convertidor estático debe estar dentro de sus especificaciones propias para un rango de temperatura ambiente comprendido entre 0° C y 40° C.

- *Ventilación forzada:* Es necesario proveer la ventilación suficiente y mantener la temperatura dentro de los rangos especificados para el convertidor.

- *Temperatura del Transformador:* El incremento de temperatura del transformador está limitado por la clase de aislamiento y el tipo de ventilación del mismo.

2.1.1.2 Condiciones de servicio poco usuales. - La utilización del equipo convertidor de potencia, el sistema de control asociado y el motor mismo bajo condiciones que salgan de los límites antes especificados se consideran casos poco usuales en la operación del sistema. En caso de existir este tipo de condiciones será necesario añadir elementos especiales de protección. Entre estas condiciones inusuales de servicio podemos mencionar: exposición

excesiva a polvo, vapor, gases, ambientes explosivos, vibración excesiva, cambios bruscos o extremos de temperatura, voltajes desbalanceados en la red, desbalance en las impedancias de la red AC, niveles excesivamente altos de interferencia de radio frecuencia, etc.

2.1.2 Requisitos del sistema de control a lazo cerrado

El comportamiento de un sistema de control realimentado es descrito, generalmente, en términos de estabilidad, sensibilidad, precisión y respuesta transitoria. Las especificaciones exactas son dictadas, usualmente, por los requisitos de comportamiento del sistema. Ciertas características son más importantes en unos sistemas que en otros.

En los sistemas para control de máquinas eléctricas, generalmente se imponen características de operación que involucran los siguientes aspectos: estabilidad, precisión y respuesta transitoria.

2.1.2.1 Comportamiento transitorio del sistema de control. - El comportamiento transitorio del sistema se puede describir por medio de curvas de respuesta. Las curvas que se muestran a continuación describen la respuesta típica en el comportamiento de un sistema [14]:

-La Fig. 2.2 muestra la respuesta del sistema a un cambio *escalón* en la entrada de referencia.

-La Fig. 2.3 define la respuesta ante una variación *paso* (escalón) en la carga.

-La Fig. 2.4 define la respuesta ante una variación del tipo *rampa* en la entrada de referencia.

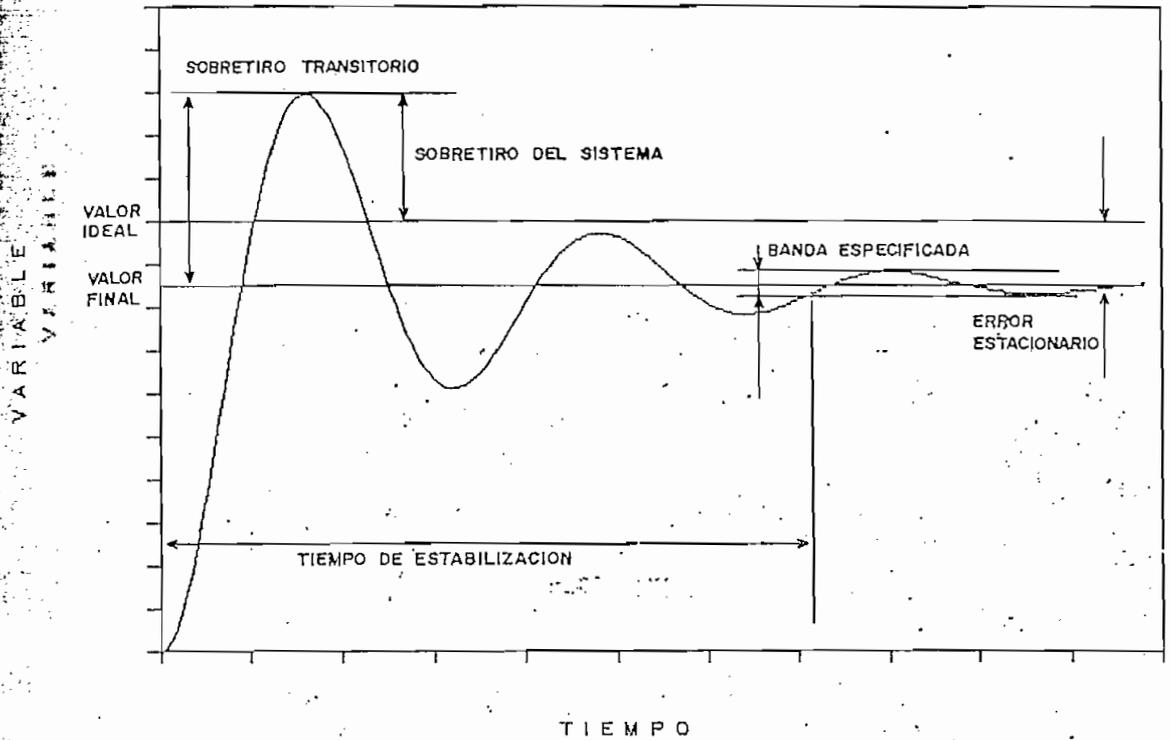


Fig. 2.2. Respuesta del sistema ante un paso

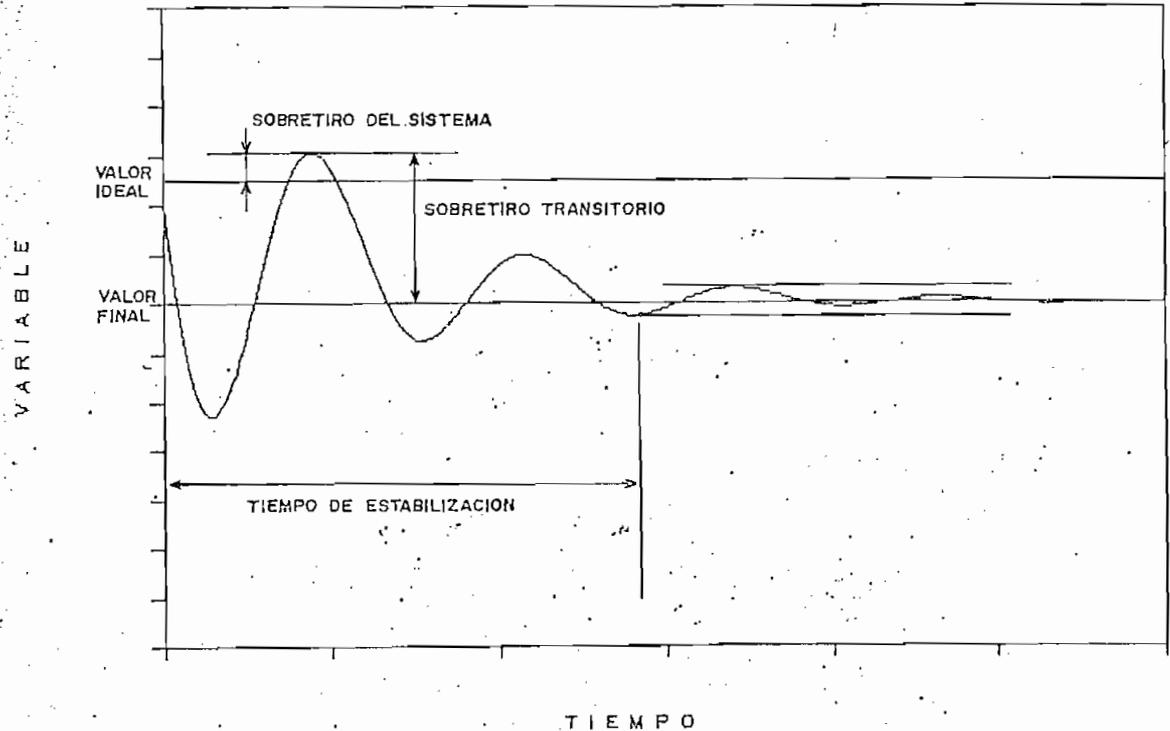


Fig. 2.3. Respuesta del sistema ante un paso en la carga.

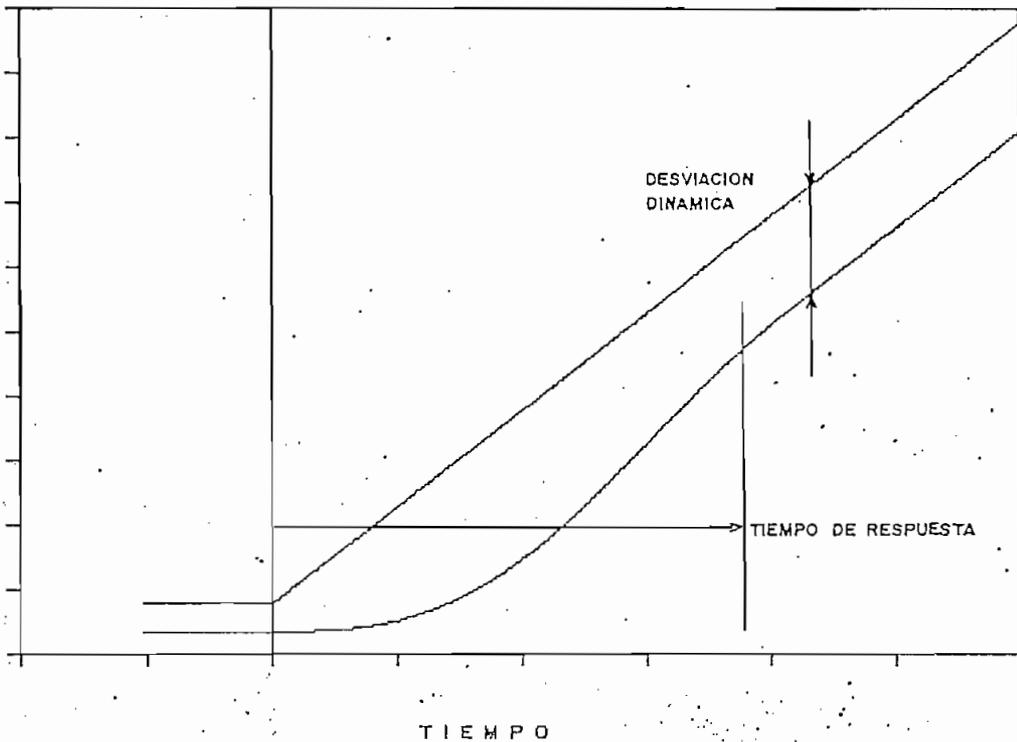


Fig. 2.4. Respuesta del sistema ante una variación tipo rampa de la señal de referencia.

2.1.2.2 Comportamiento general del sistema. - El comportamiento de los sistemas de control orientados a la regulación del voltaje o la velocidad en un motor se especifica generalmente en dos partes: comportamiento ante perturbaciones en la carga y, comportamiento del sistema ante variaciones en el resto de variables [15].

-*Comportamiento ante perturbaciones en la carga:* El error es evaluado después de que todas las perturbaciones transitorias debido a cambios en la carga hayan terminado, es decir cuando el sistema vuelva a su estado estable. El rango especificado de variación en la carga es normalmente de 5% a 100% del valor nominal. La desviación o error en la variable

de salida se expresa en tanto por ciento de la siguiente manera:

$$\text{Desviación \%} = \frac{(\text{vel. vacío} - \text{vel. plena carga}) * 100}{\text{vel. plena carga}}$$

La desviación se especifica en porcentaje respecto a la velocidad nominal cuando el motor trabaja en esas condiciones o con respecto a una velocidad inferior en caso de requerirlo.

-Variaciones en las condiciones de servicio: Se refiere a las desviaciones que ocurren en la salida del sistema de control debido a variaciones en los parámetros de operación en forma independiente o en forma simultánea. Los parámetros de operación más influyentes son:

- voltaje de la red AC de alimentación,
- frecuencia de la red, y
- temperatura ambiente.

Se conoce como "corrimiento aleatorio" a la desviación de la salida del sistema con respecto al valor fijado, que ocurre luego de un período de ocho horas de trabajo, posteriores a una hora inicial de "precalentamiento".

2.1.2.3 Especificaciones típicas para regulación del voltaje de armadura [16].-

-Regulación de voltaje al 1%: Esta especificación se utiliza en aquellos casos en los que la orientación de la aplicación permite realizar simplemente la

regulación del voltaje aplicado en lugar de la regulación de la velocidad. En este caso el voltaje será regulado al 1% del valor máximo para variaciones en la carga en el rango del 5% al 100% del valor nominal. Desviaciones debido al resto de factores que pueden intervenir no deben provocar una variación mayor al 2% del voltaje máximo.

-Regulación de voltaje con compensación de la caída IR en la armadura: Regulación de velocidad al 5%. Si se utiliza un circuito para compensación de la caída IR en la armadura del motor, la regulación de la velocidad será menor al 5% para variaciones en la carga comprendidas entre el 5% y el 100% del valor nominal.

Las desviaciones adicionales en la velocidad debidas al "corrimiento" y al calentamiento del campo del motor no deben exceder el 15% de la velocidad máxima.

2.1.2.4 Especificaciones típicas para regulación de velocidad [17].-

-Regulación de velocidad al 1% : La velocidad será regulada al 1% de su valor nominal para variaciones en la carga comprendidas entre el 5% y 100%. Las desviaciones en la velocidad debido al resto de factores no ha de exceder el 1% de la velocidad nominal. El rango de velocidad en esta especificación es aproximadamente 50:1.

Se conoce como rango de velocidad a la relación entre la velocidad nominal y la mínima velocidad de opera-

ción del motor a la cual se mantienen las especificaciones dadas.

-Regulación de velocidad al 0.5% : La velocidad será regulada al 0.5% del valor nominal para variaciones de la carga entre el 5% y el 100%. El resto de factores han de provocar una desviación que no exceda el 0.5% de la velocidad nominal. El rango de velocidad es aproximadamente 100:1.

-Regulación al 0.1% de la referencia: La velocidad será regulada al 0.1% del valor referencial fijado, para variaciones en la carga entre el 5% y el 100% del valor nominal. La desviación en la velocidad debido al resto de factores no ha de exceder el 0.15% del valor nominal. El rango de velocidad, en este caso, es aproximadamente 400:1.

2.1.2.5 Especificaciones típicas para regulador de corriente [18].- Es recomendable trabajar con la especificación del 1% de regulación en la corriente. En este caso, la corriente tendrá una desviación máxima del 1% del valor nominal ante una variación de relación máxima 10:1 en la velocidad del motor. La corriente podrá tener una variación de hasta un 2% debido al resto de variables que pueden intervenir.

2.1.2.6 Especificaciones típicas para margen de estabilidad [19].- A un sistema de lazo cerrado con margen de estabilidad muy pequeño le es difícil estabilizarse después de una entrada transitoria y puede tener variaciones cíclicas de manera excesiva en presencia de se-

ñales de entrada cambiantes, ruido o perturbación en la carga.

Analizado mediante las técnicas de respuesta de frecuencia, un sistema estable requiere ciertos márgenes de ganancia y de fase. El criterio de mínima área en la respuesta transitoria del lazo de control se satisface para un margen de ganancia de por lo menos 5 dB y un margen de fase de 40° aproximadamente [20]. De este modo se garantiza un buen margen de estabilidad del sistema. Valores típicos para el margen de ganancia y de fase son 6 dB y 45° respectivamente.

2.1.3 Especificaciones del equipo

A continuación se detalla la información más importante que se puede considerar como los *datos de placa* del equipo construido en el presente trabajo:

- Especificaciones de salida:

Voltaje nominal de Salida: 72 Voltios DC / 98 Voltios DC / 145 Voltios DC.

Corriente de salida nominal: 18 Amperios (valor medio).

Corriente de salida máxima: 20 Amperios (valor medio).

- Especificaciones de entrada:

Voltaje nominal de entrada: 115 VAC +/- 10%.

Número de fases: 3.

Frecuencia: 60 Hz +/- 2%.

Corriente rms máxima de entrada: 18 Amperios.

- Capacidad de sobrecarga: IEEE Clase B [21].

El esquema básico de control se puede escoger interconectando uno o varios de los módulos opcionales disponibles en el equipo mediante interruptores y selectores dispuestos para el efecto. Estas opciones incluyen:

- Realimentación de velocidad por tacómetro.
- Realimentación de voltaje de armadura, con compensación IR ajustable.
- Realimentación de corriente de armadura, con limitación de corriente ajustable entre 15% y 140% del valor nominal.
- Control lineal de aceleración/deceleración con ajustes independientes.
- Regulación de velocidad y corriente: ajustables de acuerdo a los requerimientos de la aplicación.

Los circuitos de protección se pueden resumir en:

- Breakers de tiempo inverso.
- Fusibles en las líneas de alimentación AC.
- Fusibles para cada elemento. (diodo o tiristor) de cada convertidor.
- Detección de sobrecorriente instantánea (sistema electrónico).
- Transformador de alimentación.
- Contactor.
- Sobre temperatura en el convertidor (relés térmicos).
- Protección de sobre corriente (di/dt).
- Limitación de voltajes transitorios (dv/dt).
- Protección de bajo voltaje.
- Protección de sobre voltaje.
- Protección de sobre velocidad.
- Protección de pérdida de fase.
- Protección de pérdida de excitación en la máquina.

El sistema se ha diseñado y construido procurando satisfacer los requisitos mínimos señalados en 2.1.1 y 2.1.2.

2.2 DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL

El sistema de control construido está compuesto por dos unidades bien definidas: la *Unidad de Control* y la *Unidad de Potencia*. En la Unidad de Control se abarcan todos los circuitos electrónicos que constituyen los lazos de realimentación del sistema, incluidas las fuentes de polarización, sensores y transductores, acondicionadores de señal, circuitos de disparo, circuitos auxiliares y de protección. La Unidad de Potencia, por su parte, está constituida por un conjunto de convertidores estáticos AC-DC y sus elementos propios de protección.

Es importante tomar en cuenta que el equipo construido no pretende simplemente ser un sistema para controlar la velocidad de un motor DC. Este objetivo principal debe ser logrado considerando, en cada etapa, que el equipo puede llegar a ser parte del *material didáctico* utilizado para la enseñanza de Electrónica de Potencia y Sistemas de Control. Por ello, la concepción modular del sistema resultará muy apropiada.

Por otra parte, es necesario considerar que el sistema no está diseñado para realizar el control de un motor en particular; al contrario, se busca implementar un sistema de control generalizado, de fácil adaptación al control de cualquier máquina de corriente continua, dentro de los límites especificados.

Por lo expuesto, resulta conveniente que el sistema permita la implementación de distintos esquemas de control; la selección del tipo de controladores a utilizarse en cada lazo de realimentación y su calibración de acuerdo a las características del motor que se quiera controlar. Se debe considerar la posibilidad de utilizar ciertos módulos opcionales que permitan observar las características de operación del sistema bajo distintos esquemas de control.

y, finalmente, se debe dar la posibilidad de seleccionar el tipo de convertor estático de potencia a utilizarse, con el fin de poder evaluar las características propias de operación de cada configuración.

Los diferentes circuitos que constituyen la Unidad de Control están agrupados convenientemente, formando módulos con funciones bien definidas y ajustes propios, haciendo posible su utilización o no dentro del esquema de control escogido.

Obviamente, la versatilidad que se quiere dar al equipo de control debe ser respaldada por un sistema de supervisión de fallas suficientemente confiable y rápido, y un sistema que establezca un modo riguroso de operación y maniobra que obligue al usuario a respetar las secuencias de encendido, apagado, selección y calibración.

En la Fig. 2.5 se muestra el diagrama de bloques del sistema de control, en el cual se pueden apreciar las diferentes etapas que lo constituyen así como los parámetros que pueden ser externamente ajustados o calibrados.

El sistema básico está constituido por dos lazos de realimentación formando un esquema de regulación lineal con lazos múltiples o en cascada. El lazo interno regula la corriente de armadura del motor, mientras el lazo exterior puede ser utilizado para regular ya sea la velocidad del motor o bien, el voltaje de armadura. Para la opción de regulación del voltaje se tiene la posibilidad de compensar la caída IR en la armadura del motor. Cada uno de los controladores incluye potenciómetros independientes para ajustar las ganancias proporcional, integral y derivativa, en caso de usar las tres acciones de control. *ve*

En cada lazo de realimentación se tiene un acondicionador de señal el cual convierte las variables controladas en voltajes apropiados para el circuito de control. Cada acondicionador de señal incluye un amplificador de ganancia ajustable y un filtro pasabajos cuya frecuencia de corte puede ser calibrada externamente. Esto permite que se puedan utilizar sensores de diferentes características para las variables como la velocidad, o bien, permite el ajuste de los niveles máximos para las variables de velocidad, voltaje y corriente.

Se ha provisto al sistema de dos referencias de velocidad, de las cuales tan solo una actúa a la vez. El propósito de esto es permitir evaluar fácilmente la respuesta del sistema ante cambios en la entrada de tipo escalón o rampa. La referencia de velocidad seleccionada puede pasar directamente o a través de un control de aceleración y deceleración el cual incluye ajustes independientes para cada caso. Se ha dispuesto una entrada adicional que permite el ingreso de una señal externa que puede servir como referencia de velocidad en el sistema.

El sistema de control propiamente dicho, puede o no incluir el lazo interno de regulación de corriente. Para ello, se dispone un conmutador en la entrada del circuito de disparo, el cual selecciona la señal que ha de controlar el activado de los tiristores del conversor AC-DC. La señal de entrada al circuito de disparo, puede provenir de la salida del controlador de corriente (control en cascada), de la salida del controlador de velocidad (el lazo interno queda deshabilitado) o bien, puede ser simplemente la señal de referencia, pasando o no, a través del control de aceleración-deceleración (sistema en lazo abierto).

Existe una última variación posible en el esquema de control, la cual implica la implementación de un sistema de

control de lazo simple (realimentación de velocidad o voltaje), sin realimentación de la corriente de armadura, pero utilizando los dos controladores en cascada. En este caso el lazo externo de realimentación tendría dos controladores en cascada dedicados a la regulación de la misma variable.

En la Unidad de Potencia, el bloque que contiene el símbolo de un tiristor, representa al conjunto de convertidores AC-DC con conmutación natural implementados en el equipo. Estos son:

- Convertor AC-DC monofásico controlado tipo puente. ✓
- Convertor AC-DC monofásico semicontrolado.
- Convertor AC-DC trifásico semicontrolado.
- Convertor AC-DC trifásico controlado de media onda.
- Convertor AC-DC trifásico controlado tipo puente.

Los convertidores estáticos se alimentan de la red pública a través de un transformador, un contactor y fusibles de protección en cada línea. Sobre los disipadores de calor en que van montados los componentes de los convertidores AC-DC se han dispuesto pequeños relés térmicos que actúan cuando la temperatura alcanza un valor excesivo, para provocar la apertura del contactor principal.

El bloque denominado "circuito de disparo" incluye en realidad tantos circuitos de disparo como convertidores existen en el equipo. El *Selector de Sincronismo* permite la elección de uno de los esquemas de convertor AC-DC mencionados y su respectivo circuito de disparo, habilitando el paso

de los pulsos hacia los tiristores del convertidor seleccionado y, bloqueando los pulsos a las compuertas del resto de tiristores. El Selector de Sincronismo tiene además la función de seleccionar la salida apropiada para tomar la muestra del voltaje de armadura que va al lazo correspondiente de realimentación.

La Unidad de Potencia incluye un puente rectificador monofásico destinado a la alimentación del campo del motor.

Normalmente, la Unidad de Control recibe energía de la red monofásica a través de un pequeño transformador de potencial. Adicionalmente se ha dispuesto el selector S0 para que sea posible utilizar dos fases de la red trifásica para el efecto.

En la Unidad de Control existe un circuito de *control maestro* que es el que determina la secuencia de operación del sistema. El sistema está diseñado de manera que pueda permanecer en cinco estados diferentes de operación. El cambio de un estado a otro será provocado por acciones directas del operador o por condiciones especiales en el sistema (fallas), pero siempre bajo la supervisión del circuito de control maestro.//

Los estados de operación definidos en el sistema son:

-*Apagado* (1): En este estado se encuentra desenergizado todo el equipo, incluidas la Unidad de Control y la Unidad de Potencia. El accionamiento del interruptor POWER 1, accesible desde el panel principal, activa al sistema, obligándolo a pasar directamente al estado de Stand by.

-Stand by (2): Se encuentra energizada la Unidad de Control. Los convertidores estáticos de la Unidad de Potencia no están alimentados. En este estado, el circuito de control maestro bloquea los pulsos que van hacia las compuertas de los tiristores; deshabilita la señal de referencia de velocidad fijando el valor mínimo referencial en el control de aceleración-deceleración y, mantiene a los integradores de los controladores analógicos de velocidad y corriente en condiciones iniciales. Además, en este estado se energiza el campo del motor de corriente continua

-Unidad de Potencia Energizada (3): El accionamiento del pulsante POWER 2 permite realizar el cierre del contactor principal para alimentar a los convertidores estáticos, siempre y cuando el estado previo haya sido el de Stand by. En este estado, la Unidad de Control permanece sin operar, manteniendo sus condiciones de Stand by, anteriormente explicadas.

-Unidad de Control en Operación (4): Todos los módulos incluidos en la Unidad de Control pueden operar en forma normal al accionar el pulsante ON. Esto implica que se habilita la referencia de velocidad y el control de aceleración-deceleración, se permite la operación de los controladores analógicos de acuerdo a la configuración escogida y se habilita el paso de los pulsos hacia las compuertas de los tiristores. El circuito de control maestro permite que el sistema pueda llegar directamente a estas condiciones de operación desde el estado de Stand by, es decir, sin energizar previamente la Unidad de Potencia. De esta manera se puede supervisar las señales en la Unidad de Control, hacer pruebas sobre los controladores, examinar los pulsos en las compuertas, etc., sin el riesgo que supone el tener energizada la Unidad de

Potencia. El accionamiento del pulsante RESET o del pulsante STOP, en esta condición, provoca el regreso del sistema al estado Stand by.

-Operación Total del Sistema (5): En este estado, el sistema completo, es decir las Unidades de Control y Potencia, entran en operación llevando al motor de corriente continua a la velocidad deseada con las características impuestas por el esquema de regulación seleccionado. Para llegar a este estado de operación es necesario haber pasado en forma secuencial por los estados (2), (3) y (4) tal como se ilustra en el diagrama de la Fig. 2.6. Si en estas condiciones de operación se acciona el pulsante RESET, se produce el regreso al estado (3). Si se acciona el pulsante STOP, en cambio, se obliga al sistema a volver al estado de Stand by (2). Este pulsante puede ser considerado como el "botón de emergencia" del equipo.

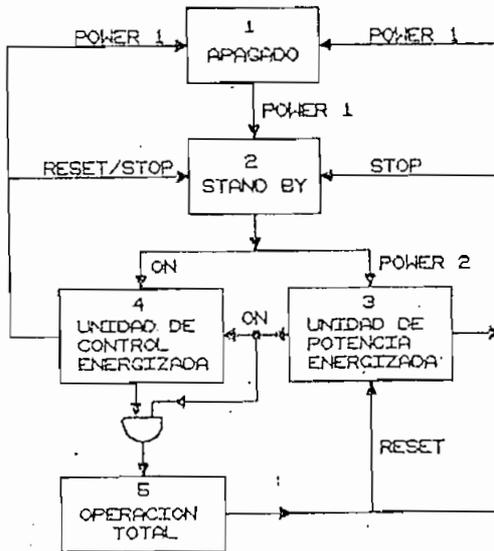


Fig. 2.6. Secuencia de Operación del Sistema.

Las condiciones anormales de funcionamiento del equipo son detectadas por circuitos independientes, los cuales envían la respectiva señal de falla a la *unidad de supervisión e indicación de fallas* para inmediatamente realizar las acciones de prevención requeridas por la situación. El equipo incluye los siguientes sistemas de detección de fallas:

- Detección de sobre voltaje en las líneas AC de alimentación.
- Detección de bajo voltaje en las líneas AC de alimentación.
- Detección de desconexión de fase en la alimentación.
- Detección de falla en el circuito de excitación del motor.
- Detección de sobrecorriente en el circuito de armadura.
- Detección de sobrevelocidad en el motor.

La unidad de supervisión e indicación de fallas, al recibir la señal de cualquiera de los detectores mencionados, envía la información al circuito de *control maestro* el cual, en forma instantánea e independiente del estado en que se encuentre el sistema, provoca el retorno de éste al estado Stand by. La detección de fallas de duración extremadamente corta puede provocar que el sistema vuelva del estado (5) al estado (3). En ese caso, aunque se deshabila a la Unidad de Control, no se envía la señal de apertura al contactor principal que alimenta a los convertidores.

Por su parte, el circuito de indicación de fallas memoriza la señal que recibió y enciende un indicador luminoso (LED) para informar del tipo de falla detectada. En este circuito se incluye un pulsante (Lamp Test) para la reposición de los indicadores luminosos a su condición de apagado el cual, a la vez, es utilizado para la comprobación del buen estado de los LED's.

Finalmente, cabe anotar que todos los circuitos que constituyen la Unidad de Control están polarizados con fuentes de voltaje de +/- 15 V. y +5 V. Se ha escogido el valor $V_{max.} = 10$ V como *voltaje base* para normalización de todas las señales en la Unidad de Control. De esta manera, todas las variables eléctricas y mecánicas del sistema serán convertidas en señales de voltaje variable entre 0 y 10 V, correspondiendo el valor de 10 V al valor máximo de la variable. De manera similar, las referencias de velocidad pueden variar entre 0 y 10 V, las salidas de los controladores analógicos de velocidad y corriente están limitadas al mismo rango (0 - 10 V), los circuitos de disparo de los convertidores estáticos aceptan una señal de entrada analógica entre 0 y 10 V, etc. Con este criterio están orientados los diseños de los diferentes circuitos electrónicos lo cual facilitará, más adelante, la representación de la Unidad de Control en un sistema normalizado adimensional. ///

El equipo, en su totalidad, ha sido concebido en forma modular de manera que cada bloque funcional del sistema se encuentre montado en una tarjeta de circuito impreso independiente, insertada en un conector apropiado. Los diferentes circuitos han sido diseñados con el criterio de que en el equipo exista la mínima variedad de elementos, con el propósito de mantener un reducido stock de repuestos.

En base a ésto, se ha procurado estandarizar los diseños a la utilización de los amplificadores operacionales LM324 y en lo posible, resistencias de 10 K Ω y condensadores de 0.1 μ F. De esta forma, la labor de mantenimiento y reparación podrá resultar extremadamente sencilla.

Los diseños de los diferentes circuitos electrónicos no serán explicados en forma detallada, ya que éstos se han realizado en base a las recomendaciones publicadas en los diferentes manuales técnicos provistos por los fabricantes, y por considerar que las técnicas y procedimientos de diseño son de conocimiento general. Sin embargo, aquellos tópicos del diseño que se consideran casos especiales, serán analizados con mayor profundidad.

2.3 DISEÑO DE LOS CONVERTORES AC-DC

El diseño de los convertidores estáticos involucra los siguientes aspectos básicos:

- Selección de los componentes que constituyen el convertidor de acuerdo a la configuración, los requisitos y especificaciones del equipo.
- Diseño de las redes supresoras de transitorios y ecualizadoras de voltaje asociadas a cada elemento del convertidor.
- Elección de los disipadores de calor apropiados.
- Dimensionamiento de los fusibles y/o disyuntores.

Además, es conveniente incluir el diseño del circuito de disparo como parte del diseño de cada convertidor estático.

Cabe anotar que el diseño e implementación de todos los circuitos de disparo se ha realizado en base a la técnica de *compensación de la característica del convertidor*, lo cual fue analizado anteriormente en 1.2.

En vista de que las especificaciones del equipo exigen una corriente media nominal de salida de 18 A, y máxima 20 A, los componentes de los convertidores se dimensionarán en base a estos datos y en base al voltaje RMS entre las líneas de alimentación a los convertidores que es 115 V (nominal).

Cada elemento del convertidor está montado sobre un disipador de calor y tiene, lo más cerca posible a él, la red de ecualización de voltajes y de supresión de transitorios. Existe un fusible en cada una de las líneas de corriente

alterna de entrada al convertor y un fusible en serie a cada elemento (tiristor o diodo). Entre las líneas de entrada del convertor estático existen varistores para limitar los transitorios de voltaje que podrían ocasionar daños en los elementos del convertor.

La selección de los elementos que constituyen los convertidores se realizará en base al convertor monofásico controlado tipo puente, ya que en esta configuración, los elementos deben soportar un valor de corriente mayor que en cualquiera de las configuraciones trifásicas.

El esquema del convertor monofásico controlado tipo puente se muestra en la Fig. 2.7.

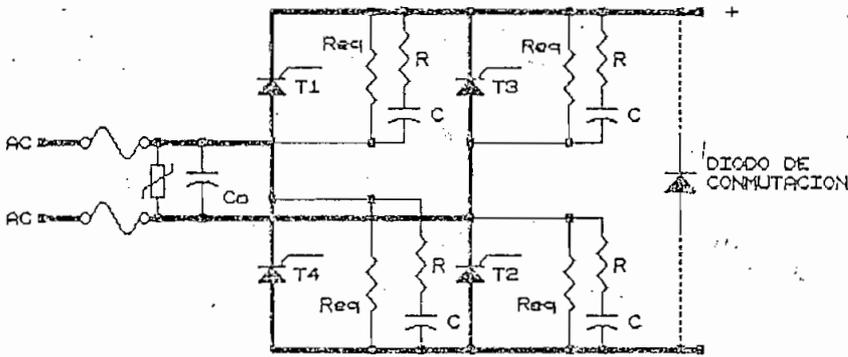


Fig. 2.7. Convertor AC-DC monofásico controlado tipo puente.

El diodo de conmutación es un elemento opcional, disponible en el equipo, que puede ser colocado o no en la salida del convertor. Para fines de dimensionamiento de los tiristores, no se considerará la conexión del diodo de conmutación.

Si se supone que la corriente que entrega el convertidor, bajo régimen de conducción continua, es de un valor I_a , cada elemento del puente conducirá esa corriente I_a durante medio período de línea y el otro medio período permanecerá bloqueado. Por lo tanto, la corriente media en cada elemento es:

$$I_{media} = \frac{I_a}{2}$$

y la corriente RMS a través del elemento:

$$I_{rms} = \frac{I_a}{\sqrt{2}}$$

Si la corriente máxima del convertidor es 20 A., se tiene que:

$$I_{media} = 10 \text{ A.}$$

$$I_{rms} = 14,14 \text{ A.}$$

El valor máximo de voltaje que deberá soportar cada elemento en estado de bloqueo es igual al valor pico del máximo voltaje entre las líneas de alimentación especificado para el equipo. Esto es:

$$V_{AKmax} = 115 \times \sqrt{2} \times 1,1 = 178,9 \text{ V.}$$

Para que la operación del convertidor resulte confiable es necesario sobredimensionar la capacidad de los elementos que lo constituyen ya que éstos son muy susceptibles a daños. El grado de sobredimensionamiento debe ser lo mayor posible dentro de los límites impuestos por el incremento en los costos de los componentes a medida que crecen en características. //

Para el convertor analizado se han escogido los tiristores G38M que soportan hasta 35 A RMS y 600 V de pico repetitivo. Con ésto garantizamos que los componentes van a trabajar dentro de excelentes márgenes de seguridad.

Para la configuración de convertor monofásico semicontrolado, dos de los tiristores son reemplazados por diodos. En este caso, el mismo criterio ha sido aplicado para la selección de los diodos, escogiendo finalmente los Diodos 1N3912 que soportan corrientes de 40 A RMS y un voltaje pico repetitivo de 600 V.

Para los convertidores trifásicos AC-DC se han utilizado los mismos componentes, por lo que en estas configuraciones, el grado de sobredimensionamiento resulta mayor aún.

⇒ En paralelo a cada uno de los elementos del convertor estático (diodos o tiristores) se ha colocado una resistencia (*red ecualizadora*) y una red compuesta por un condensador en serie con una resistencia (*red R-C supresora de transitorios*). ⇒ La resistencia tiene como finalidad *ecualizar* los voltajes entre los elementos de la misma rama del puente durante el período en que ambos permanecen en bloqueo. Esta red garantiza una repartición igual del voltaje entre los terminales de cada elemento. El cálculo de esa resistencia se realiza en base a la corriente inversa del elemento y al máximo voltaje aplicado cuando se encuentra en bloqueo. // De esta manera, en paralelo a cada diodo y tiristor del equipo construido se ha colocado una resistencia de 36 K Ω (1/2 W).

Por otro lado, las subidas muy bruscas de la tensión directa aplicada a un tiristor, que pueden ser originados por la operación de *breakers* o disyuntores en la instalación, perturbaciones atmosféricas, conmutación de capacitores en la línea, operación de otros convertidores en la

instalación, y por efecto de la conmutación propia de los tiristores del convertidor; pueden llegar a provocar valores elevados de dv/dt y producir activados imprevistos del tiristor. El método más generalizado para limitar la velocidad de subida y el valor máximo del voltaje consiste en la colocación de una red R-C tal como se muestra en la (Fig. 2.7), en paralelo a cada elemento [22]. Debido a que generalmente las impedancias del circuito de alimentación al convertidor estático no están bien definidas, los valores de R y C se determinan mediante una optimización experimental [23]. Un método sencillo y bastante aproximado para estimar los valores de R y C, sin necesidad de conocer los valores de las impedancias del circuito sino tan solo las características y la corriente que circula por cada tiristor [24], se basa en las siguientes ecuaciones:

$$C' = 2.5 \frac{nF}{A} I_T$$

$$R' = \frac{2/3 V_{DRM}}{I_{TM}}$$

donde:

I_T = corriente media por el tiristor.

V_{DRM} = voltaje máximo repetitivo del tiristor.

I_{TM} = corriente máxima en el tiristor. //

De acuerdo a esto, los valores de R' y C' resultan ser:

$$R' = 100 \Omega$$

$$C' = 25 nF$$

Con estos resultados, en base a los datos de la Tabla 2.1 se pueden calcular los valores de R y C para las distintas configuraciones de convertidores AC-DC.

	Configuración puente monofásico	Configuración estrella	Configuración puente trifásico
C =	$2C'$	C'	$\frac{5}{3} C'$
R =	$\frac{R'}{2}$	R'	$\frac{3}{5} R'$

Tabla 2.1.

Para la protección de los diodos se debe considerar básicamente el valor máximo de di/dt y en base a ello dimensionar los componentes de la red R-C. Dado que en el circuito de cada elemento, diodo o tiristor, se refleja una inductancia considerable en serie (del transformador de alimentación y de la armadura del motor) que limita la velocidad de subida de la corriente, el cálculo de la red R-C resulta menos crítico. Por facilidad en el diseño, se han utilizado los mismos valores calculados para los tiristores para la implementación de la red R-C que va en paralelo a cada diodo.

Adicionalmente, para atenuar los transitorios provocados por la conmutación de los tiristores se ha colocado entre las líneas de entrada condensadores de $0.1 \mu F$ y varistores tipo ZNR 20K361.

Cuando se trabaja con elementos semiconductores, es necesario limitar la temperatura de operación dentro de valores seguros para evitar que los esfuerzos térmicos en el cristal de silicio puedan dañar a los elementos.

Los rangos operativos de la temperatura de juntura de los tiristores varían según el tipo de elemento. La temperatura de juntura máxima nominal (dato del fabricante), debe utilizarse para determinar el estado estable y capacidad de sobrecarga para un sistema disipador de calor dado una temperatura ambiental máxima. Transitoriamente el elemento puede operar más allá de su temperatura de juntura máxima, por ejemplo dentro del rango de corriente transitoria no repetitiva especificada.

En la selección de los disipadores de calor, cuando existe interconexión entre diodos y tiristores, generalmente solo se toma en cuenta las características de los tiristores ya que los diodos pueden soportar mayores corrientes transitorias y una mayor temperatura de juntura [25]. La mayoría de los disipadores prácticos utilizados, son el resultado de experimentaciones con la transferencia de calor mediante radiación, convección y conducción en una determinada aplicación. Aunque no existen fórmulas de diseño fijas que proporcionen las especificaciones de los disipadores para una determinada aplicación [26], existen varias reglas sencillas que permiten reducir el tiempo requerido para establecer el mejor diseño para un trabajo particular. Estas reglas son las siguientes:

- La superficie del disipador será lo más grande posible para permitir la máxima transferencia de calor. El área de la superficie la determinan los requerimientos de la temperatura de la carcasa y el ambiente en el que se colocará el dispositivo.
- La superficie del disipador tendrá un valor de emisividad cercano a la unidad para obtener una transferencia de calor óptima por radiación. Este valor cercano a la unidad puede obtenerse

si se pinta de negro mate la superficie del disipador.

- La conductividad térmica del material del disipador será tal que no se establezcan gradientes térmicos excesivos a través del disipador.
- Para lograr una más eficiente disipación del calor, debe existir un contacto íntimo entre el disipador y por lo menos la mitad de la base de la cápsula.
- Si se emplea el montaje mecánico, se usará grasa siliconada para eliminar los huecos superficiales, impedir el aumento de la aislación debido a oxidación y facilitar la conducción del calor a través de la superficie de contacto.

Normalmente, para la estimación del área mínima del disipador de calor se utilizan nomogramas especialmente preparados por los fabricantes para cada tipo de disipador ofrecido.

Para la selección de los disipadores térmicos que requieren los tiristores y diodos, que constituyen los convertidores estáticos del equipo construido, se han utilizado los criterios expuestos anteriormente y ciertos resultados experimentales, en vista de que los disipadores disponibles en el mercado local, carecen tanto de los datos técnicos, como de los nomogramas necesarios para su dimensionamiento.

Se han escogido disipadores con aletas verticales planas, de aluminio sin acabado negro anodizado, cuya forma y dimensiones garantizan un adecuado enfriamiento por convección natural y una resistencia térmica razonable para la

convección forzada con velocidades moderadas de circulación de aire [27]. Fig. 2.8.

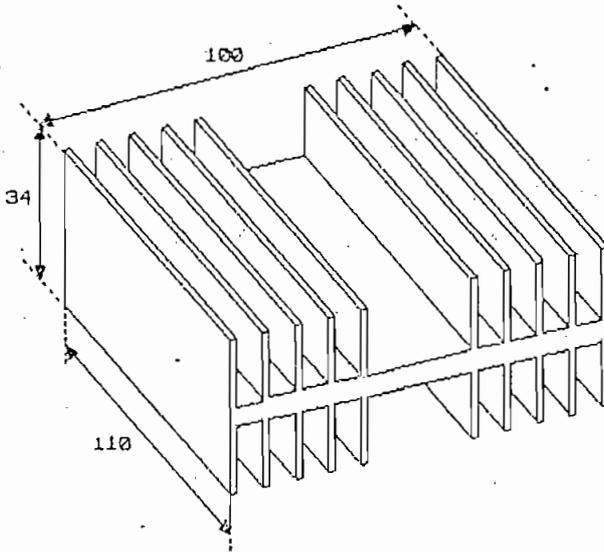


Fig. 2.8. Forma y dimensiones de los disipadores térmicos.

Los fusibles de protección del convertidor estático deben ser seleccionados para tener una rápida interrupción de la corriente de falla. La efectiva limitación de la corriente y la alta capacidad de ruptura son características específicas de los fusibles, las cuales los hacen indispensables en la técnica de protección contra cortocircuitos.

Debe existir similitud entre las especificaciones I^2t del fusible y del tiristor [28]. Es posible seleccionar fusibles convencionales para proveer una protección adecuada cuando las corrientes de falla están limitadas por impedancias del circuito, a valores dentro de los rangos que

el tiristor puede resistir, hasta el tiempo en que esos elementos puedan operar [29]. Cuando una falla ocurre en un circuito sin impedancia limitadora de corriente, lo único que controla el crecimiento de la corriente es la capacidad de cortocircuito del sistema. Si el pico de corriente excede substancialmente los rangos del semiconductor, éste será destruido; los fusibles convencionales no funcionarán suficientemente rápido para evitar la destrucción del semiconductor. Por esta razón es necesario utilizar fusibles limitadores de corriente con fundido extremadamente rápido a altos niveles de corriente.

Lamentablemente, el mercado local no ofrece fusibles de acción ultra-rápida para protección de semiconductores y tampoco se puede conseguir la información necesaria sobre los fusibles convencionales. Sin estos datos es imposible realizar un dimensionamiento preciso de los fusibles de protección. En todo caso, la carencia de la información requerida se puede superar considerando el hecho de que los semiconductores que constituyen el convertor estático han sido suficientemente sobredimensionados en su capacidad de corriente. Esto nos da mayor flexibilidad en la selección de los fusibles, lo cual se ha hecho simplemente en base a los valores de corriente RMS máxima que circula por cada rama y por cada línea de alimentación al convertor, usando para el efecto fusibles convencionales disponibles en nuestro mercado.

A continuación se detalla brevemente el diseño de cada uno de los convertidores estáticos AC-DC disponibles en el equipo y de sus respectivos circuitos de disparo.

2.3.1 Convertor AC-DC monofásico controlado tipo puente

En base a los criterios antes mencionados, la implementación definitiva del convertor se realizó de acuerdo al esquema mostrado en la Fig. 2.9.:

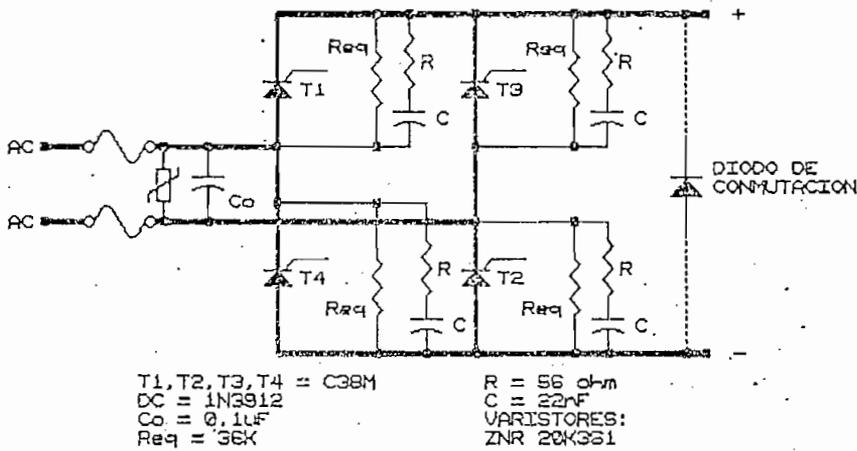


Fig. 2.9. Convertor AC-DC monofásico controlado tipo puente.

El circuito de disparo está diseñado de tal manera que para una señal de entrada $V_a = V_{in} = 10\ V$, se tenga en la salida del convertor el voltaje nominal V_{ao} y para una señal de entrada $V_{in} = 0\ V$ el voltaje medio de salida del convertor sea cero. El ángulo de activado de los tiristores puede variar entre 0 y 180° , $(0 - \pi)$ para esta configuración.

Para compensar la no linealidad de la característica del convertor se ha implementado el circuito de disparo en

base a un comparador de voltaje, a una de cuyas entradas ingresa la señal de control V_c (-10 - +10 v.) y a la otra ingresa una señal rampa cosenoidal sincronizada con la red AC de alimentación al convertor, tal como se muestra en la Fig. 2.10:

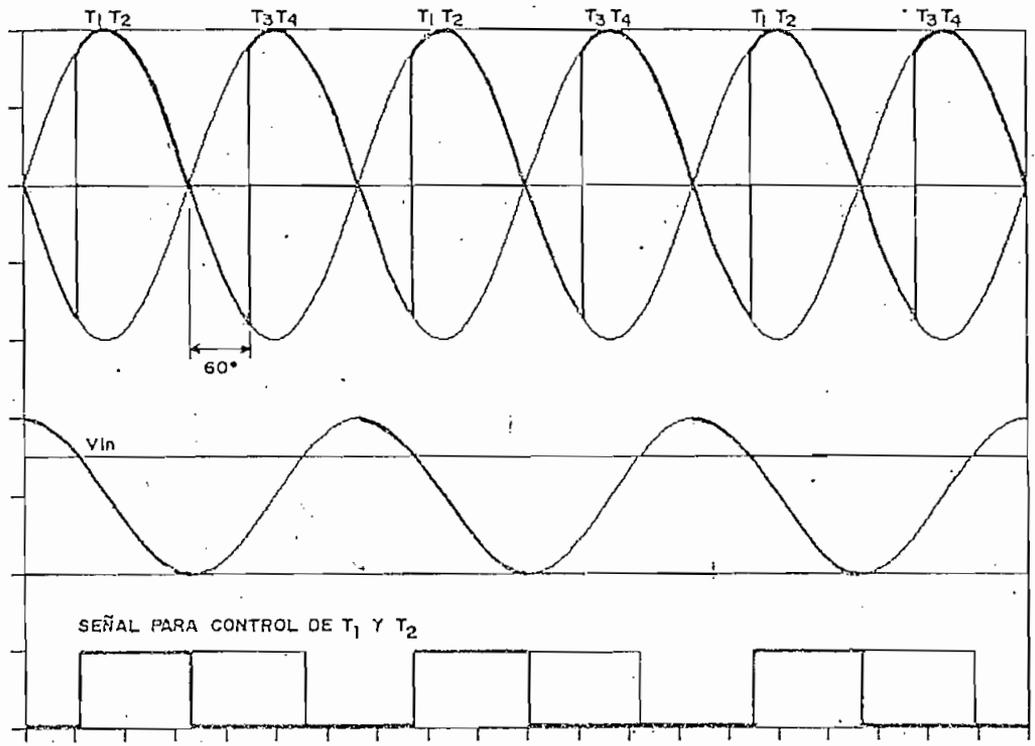


Fig. 2.10. Señal de control y rampa de referencia en el circuito de disparo.

La rampa cosenoidal de comparación se consigue tomando una muestra del voltaje de la red y pasando dicha muestra a través de un integrador analógico implementado con amplificadores operacionales. El circuito de disparo se encarga de discriminar los semiciclos positivos y los negativos para canalizar los pulsos de salida hacia el par de tiristores correspondientes en cada caso.

El acoplamiento entre las salidas del circuito de disparo y los tiristores T_2 y T_4 se realiza mediante transformado-

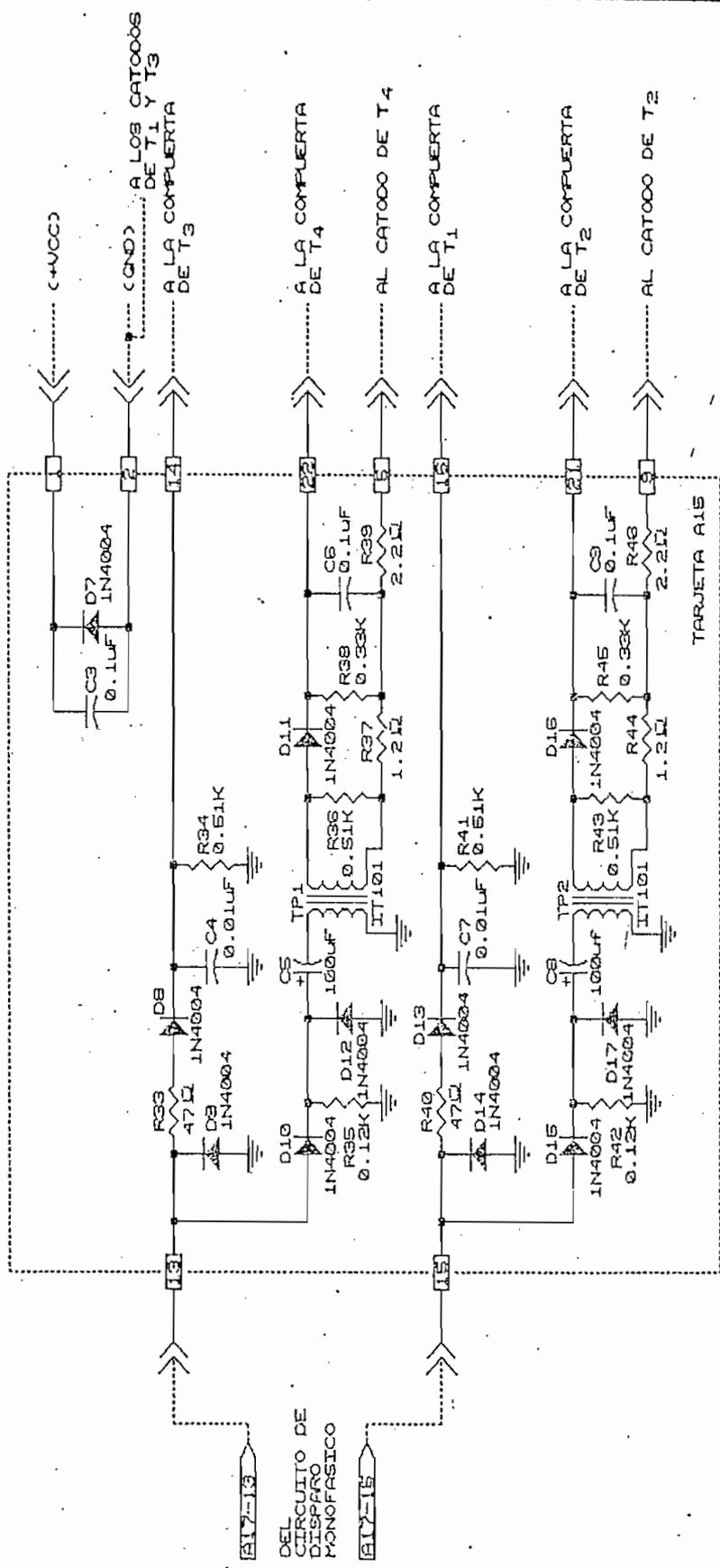
res de pulsos. Los tiristores T₁ y T₃ son comandados directamente por las salidas del circuito de disparo para lo cual, la referencia negativa (GND) del circuito de disparo está conectada al terminal positivo de la salida del convertidor, es decir, a la unión de los cátodos de T₁ y T₃.

Este circuito de disparo, al igual que todos los que se analizarán más adelante, posee una entrada lógica de deshabilitación (RESET) la cual tiene la función de bloquear el paso de los pulsos hacia las compuertas de los tiristores cuando recibe un voltaje bajo (cero lógico). En el sistema, esta entrada estará comandada por la *unidad de control maestro* de acuerdo a la lógica explicada en 2.2.

El detalle completo del circuito de disparo se puede apreciar en los diagramas de las Fig. 2.11 y 2.12.

ELEMENTOS DE LA TARJETA A17

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	6	R1,R2,R3,R4,R12,R14	100K
2	15	R6,R5,R10,R15,R16,R17, R18,R19,R20,R21,R26,R28, R29,R30,R32	10K
3	2	R7,R13	68K
4	1	R8	27K
5	1	R9	33K
6	2	P1,P2	50K
7	2	CI01,CI02	LM324
8	1	C1	1uF
9	1	R11	1.5M
10	2	R22,R24	0.33K
11	2	R23,R25	0.22K
12	1	R27	1K
13	1	R31	82K
14	1	C2	0.1uF
15	2	Q1,Q2	2N5172
16	6	D1,D2,D3,D4,D5,D6	1N4004



DEL
CIRCUITO DE
DISPARO
MONOFASICO

ESCUOLA POLITECNICA NACIONAL	
SISTEMA DIDACTICO PARA CONTROL DE MOTORES DC	
Realizado por: Bolívar Ledesma G.	
Dirigido por: Ing. Hugo Banda.	
Title	
CIRCUITO DE DISPARO MONOFASICO	REV
Size Document Number	.A
Date: September 17, 1967	FIGURA 2.12
Sheet 2 of 2	

ELEMENTOS DE LA TARJETA A15

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	2	TP1,TP2	IT101
2	2	R33,R40	47ohm
3	2	R37,R44	1.2ohm
4	2	R39,R46	2.2ohm
5	11	D10,D7,D8,D9,D11,D12, D13,D14,D15,D16,D17	1N4004
6	3	C3,C6,C9	0.1uF
7	2	C4,C7	0.01uF
8	2	C5,C8	100uF
9	4	R34,R36,R41,R43	0.51K
10	2	R38,R45	0.33K
11	2	R35,R42	0.12K

2.3.2 Convertor AC-DC monofásico semicontrolado

En la Fig. 2.13 se puede apreciar el convertor, tal como quedó finalmente implementado:

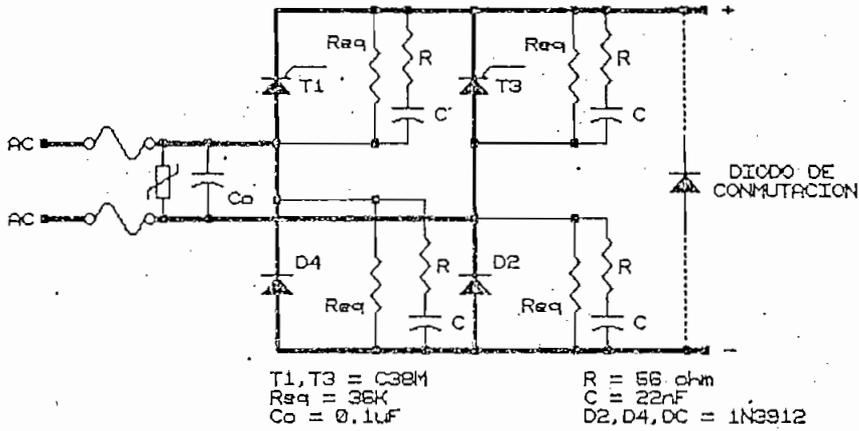


Fig. 2.13. Convertor AC-DC monofásico semicontrolado.

Si consideramos que tanto el convertor monofásico controlado como el semicontrolado poseen características de *voltaje medio vs. ángulo de activado* cuyas formas son cosenoidales (para régimen de conducción continua), resulta que la implementación del circuito de disparo para el convertor semicontrolado puede ser idéntica a la realizada para el convertor controlado. Por esta razón, se ha creído conveniente que ambos convertidores utilicen el mismo circuito de disparo para el control del ángulo de activado de sus tiristores, y además que compartan los tiristores T1 y T3 cuyos cátodos están interconectados entre sí y conectados a la referencia (GND) del circuito de disparo, tal como se puede apreciar en el diagrama general de la Unidad de Potencia (Fig. 2.27).

2.3.3 Convertor AC-DC trifásico semicontrolado

La Fig. 2.14 muestra el esquema del convertor trifásico semicontrolado que ha sido implementado en el equipo:

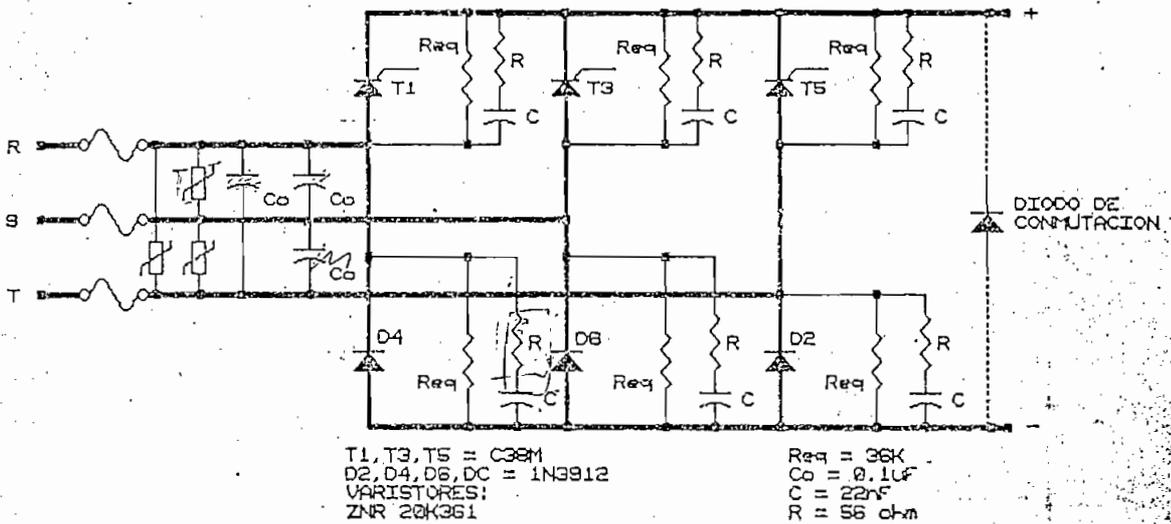


Fig. 2.14. Convertor AC-DC trifásico semicontrolado.

El circuito de disparo diseñado busca compensar la característica no lineal del convertor, permitiendo el control del ángulo de activado de los tiristores en todo el rango, es decir entre 0 y 180°, y procurando adicionalmente que la implementación misma del circuito no resulte demasiado compleja al pretender satisfacer estos requisitos.

Para comprender de mejor manera el funcionamiento del circuito de disparo implementado es conveniente analizar primero las formas de onda de los voltajes de línea, de fase y del voltaje de salida del convertor, tal como se muestra en la Fig. 2.15.

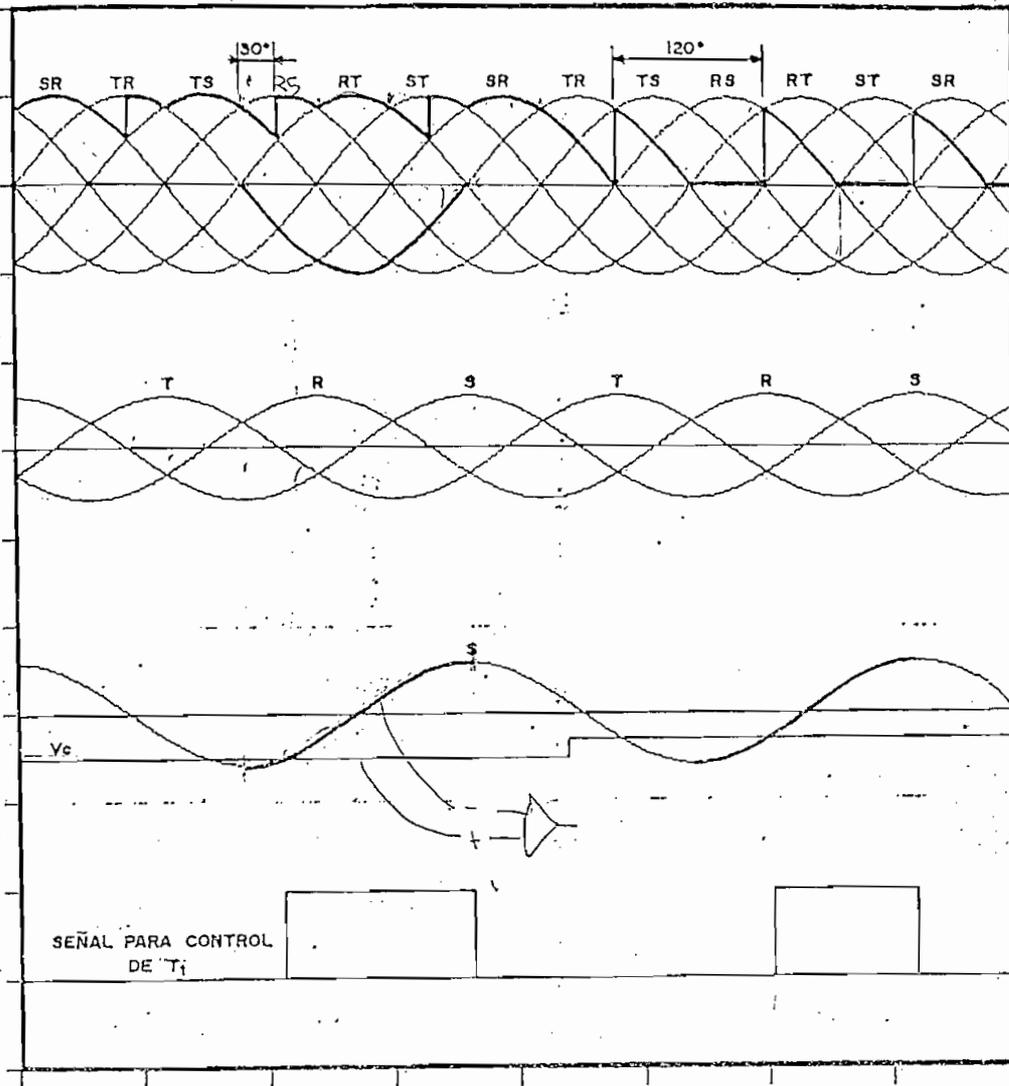


Fig. 2.15. Formas de onda en el conversor trifásico semicontrolado.

El conversor trifásico semicontrolado tiene tres elementos susceptibles de controlar. Estos son los tiristores T_1 , T_3 y T_5 , los cuales reciben señales de disparo simétricamente distribuidas en el tiempo y defasadas 120° entre ellas. Para fines de análisis consideremos, p. ej., al tiristor T_1 solamente:

-Podemos observar que el rango de control del tiristor T_1 (Fig. 2.15) coincide con el semiciclo negativo del voltaje entre líneas TR. Por lo tanto, es posi-

ble realizar la detección de los semiciclos negativos de TR para determinar el rango de control del tiristor T₁.

-Durante el semiciclo negativo de TR (rango de control de T₁), coincide la sección ascendente de la forma de onda del voltaje de fase S, sección que se puede interpretar como una rampa cosenoidal apropiada para la comparación con el voltaje de control V_c y la implementación del circuito de disparo, en forma análoga al circuito visto en 2.3.1.

De esta forma, se puede apreciar que las señales necesarias para la implementación del circuito de disparo y la compensación de la no linealidad del convertidor, no necesitan ser "generadas" con circuitos especiales ya que estas señales existen intrínsecamente en el sistema. Al circuito de disparo le queda, por tanto, la función de aprovechar las señales existentes, transformarlas en niveles apropiados para el circuito de control y canalizarlas para producir los pulsos de activado de los tiristores.

En la siguiente Tabla se detalla el conjunto de señales utilizadas para el control de cada uno de los tiristores, ya sea como rampa cosenoidal de comparación o bien como señal para la discriminación de los intervalos dentro de los cuales se puede controlar a cada tiristor:

Tiristor:	Señal usada como rampa cosenoidal:	Señal que define el rango de control del tiristor:
T ₁	Fase S	Semiciclo negativo TR
T ₃	Fase T	Semiciclo negativo RS
T ₅	Fase R	Semiciclo negativo ST

El diagrama del circuito de disparo implementado se puede apreciar en la Fig. 2.19.

El terminal positivo de la salida del convertidor, es decir, la unión de los cátodos de los tiristores, está conectado directamente a la referencia (GND) del circuito de disparo, de tal manera que los pulsos generados en éste son aplicados directamente a las compuertas de los tiristores.

Al circuito de disparo ingresan las tres líneas de alimentación del convertidor: R, S y T. Sin embargo, al estar el circuito de disparo referido al terminal positivo de salida del convertidor se tiene que en realidad, entre el punto R y la referencia (GND), el circuito "observa" el voltaje ánodo-cátodo del tiristor T₁; entre el punto S y la referencia (GND), el circuito "observa" el voltaje ánodo-cátodo del tiristor T₃ y, entre el punto T y la referencia, el voltaje ánodo-cátodo del tiristor T₅.

De los voltajes ánodo-cátodo de cada tiristor se toma una pequeña muestra y se realiza una resta analógica entre ellas para reproducir, de esta forma, los voltajes entre líneas RS, ST y TR necesarios en el circuito de control. Los voltajes fase-neutro que serán utilizados como rampas cosenoidales, son obtenidos a partir de los voltajes de línea disponibles en las salidas de los amplificadores diferenciales (Fig. 2.19). Para ello se realiza un circuito *sumador*, simplemente en base a resistencias tal como se muestra en la Fig. 2.16. En ese arreglo, se puede verificar que el voltaje V_o es:

$$V_o = 1/3 (2 V_{rs} + V_{st})$$

el cual resulta proporcional al voltaje de fase R, si se analiza la expresión anterior mediante un diagrama faso-

rial apropiado (Fig. 2.16). En forma análoga, se obtienen los voltajes de fase S y T.

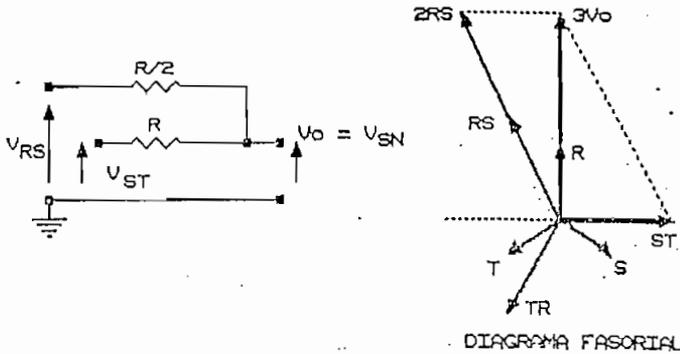


Fig. 2.16. Sumador analógico en base a resistencias.

A continuación, en el circuito de disparo se encuentran tres comparadores a los cuales ingresa, por una parte la señal que se va a usar como rampa cosenoidal y por otra la señal de control V_o que controlará el ángulo de activado de los tiristores.

En la salida de cada comparador existe un arreglo en base a transistores que permite el paso de la señal hacia el tiristor exclusivamente durante el período en el cual se puede realizar el activado de dicho tiristor. Así, por ejemplo, para el tiristor T_1 se tiene la etapa de salida de acuerdo al diagrama de la Fig. 2.17.

Al comparador ingresa la señal del voltaje de fase S y la señal V_c , que va a controlar el ángulo α . Durante el semiciclo negativo de TR la señal en la salida del comparador pasa hacia la compuerta del tiristor T_1 a través del transistor Q_5 que actúa como seguidor de emisor. Durante el semiciclo positivo de TR el transistor Q_8 permanece profundamente saturado, evitando de esta forma que la señal en la salida del comparador pase hacia la compuerta

del tiristor. Los diodos en las bases de cada uno de los transistores protegen las junturas base-emisor de una polarización negativa excesiva que pudiera dañarlos.

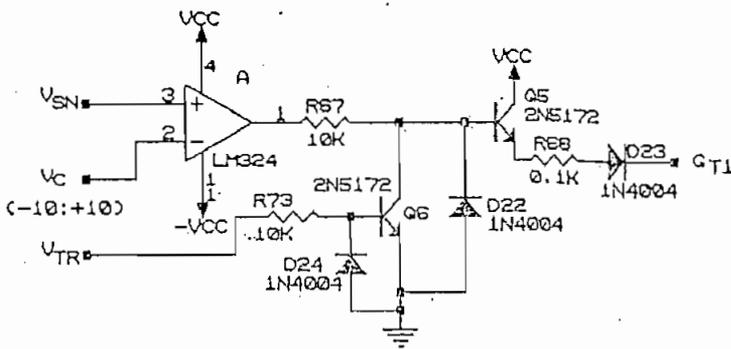
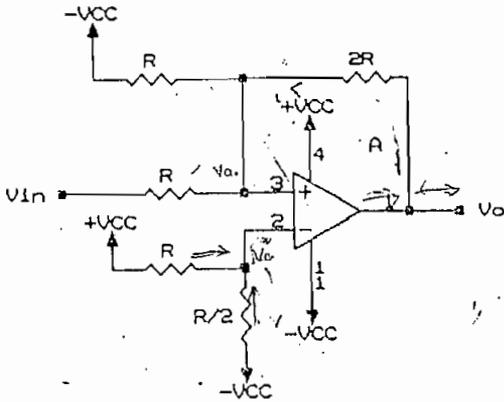


Fig. 2.17. Etapa de salida para el tiristor T₁.

El voltaje de fase S que ingresa al comparador es alterno (no tiene componente continua), por lo que la señal de control V_c deberá variar entre el voltaje pico positivo y el voltaje pico negativo de la señal S para conseguir un rango de control total. El voltaje de fase S disponible en el circuito de disparo tiene una magnitud de 20 V_{pp} aproximadamente. Por lo tanto, V_c deberá variar entre -10 V y +10 V.

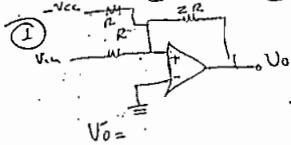
La señal que ingresa al circuito de disparo (V_a = V_{in}) para controlar el ángulo de activado de los tiristores varía entre 0 y 10 V tan solo. Por esta razón es necesario añadir un cambiador de nivel que transforme la señal de entrada V_{in} (0 - 10 V) en la señal de control V_c (+10 -10 V) respectivamente (Fig. 2.18).



$$V_o = -2 V_{in} + 10$$

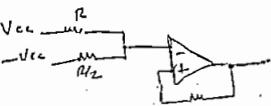
Fig. 2.18. Circuito cambiador de nivel.

La etapa de deshabilitación que permite el bloqueo de los pulsos de compuerta ante un "cero lógico" (nivel bajo) en la entrada RESET del circuito de disparo puede apreciarse en el diagrama general de la Fig. 2.19.



$$\frac{V_o}{2R} = \left(\frac{V_{in}}{R} + \frac{V_{cc}}{R} \right) \cdot 2R$$

$$V_o = 2V_{in} - 2V_{cc}$$



$$\frac{V_a - V_o}{2R} + \frac{V_a + V_{cc}}{R} + \frac{V_a - V_{in}}{R} = 0$$

$$\frac{V_a - V_{cc}}{R} + \frac{(V_a - V_{cc}) \cdot 2}{R} = 0$$

$$V_a - V_{cc} + 2V_a + 2V_{cc} = 0$$

$$3V_a = -V_{cc}$$

$$-V_o + V_a + 2V_a + 2V_{cc} + 2V_a - 2V_{in}$$

$$V_o = 2V_a + V_a + 2V_{cc} + 2V_a - 2V_{in}$$

$$V_o = 2V_{cc} + V_{cc} + 2V_{cc} + 2V_{cc} - 2V_{in}$$

ELEMENTOS DE LA TARJETA A22

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	6	Q4, Q3, Q5, Q6, Q7, Q8	2N5172
2	3	R48, R61, R89	27K
3	34	R49, R50, R51, R52, R53, R54, R57, R59, R60, R62, R63, R64, R65, R66, R67, R70, R71, R73, R74, R75, R76, R77, R78, R79, R80, R82, R83, R84, R85, R86, R87, R88, R92, R93	10K
4	5	R56, R69, R90, R91, R96	1K
5	3	P3, P4, P5	50K
6	3	R55, R68, R95	0.1K
7	12	D19, D18, D20, D21, D22, D23, D24, D25, D26, D27, D28, D29	1N4004
8	3	R58, R72, R81	22K
9	1	R47	5.6K
10	1	R94	15K
11	2	CI04, CI03	LM324

2.3.4 Convertor trifásico controlado tipo puente

La Fig. 2.20 muestra el convertor trifásico controlado tipo puente que fue implementado en el equipo:

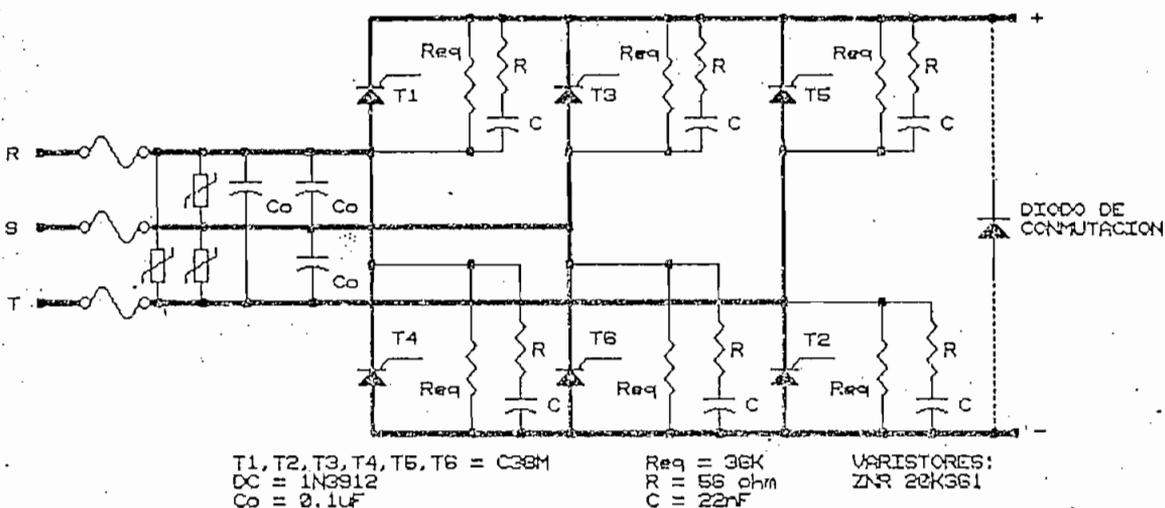


Fig. 2.20. Convertor AC-DC trifásico controlado tipo puente.

El diseño del circuito de disparo para este convertor se ha realizado en base al circuito de disparo del convertor trifásico semicontrolado. Cabe resaltar el hecho de que ambos convertidores, el trifásico controlado tipo puente y el semicontrolado comparten los tiristores $T1$, $T3$ y $T5$, al igual que el diseño del circuito de disparo que controla sus activados.

Para el convertor trifásico controlado tipo puente es necesario por lo tanto, añadir la etapa del circuito de dis-

pero que sea capaz de controlar el activado de los tiristores T_2 , T_4 y T_6 .

Un análisis breve de las formas de onda del voltaje entre líneas, entre cada fase y neutro y del voltaje de salida del convertidor controlado (Fig. 2.21), permite deducir fácilmente la manera de implementar la etapa del circuito de disparo requerida, de manera extremadamente similar al procedimiento seguido en el convertidor semicontrolado.

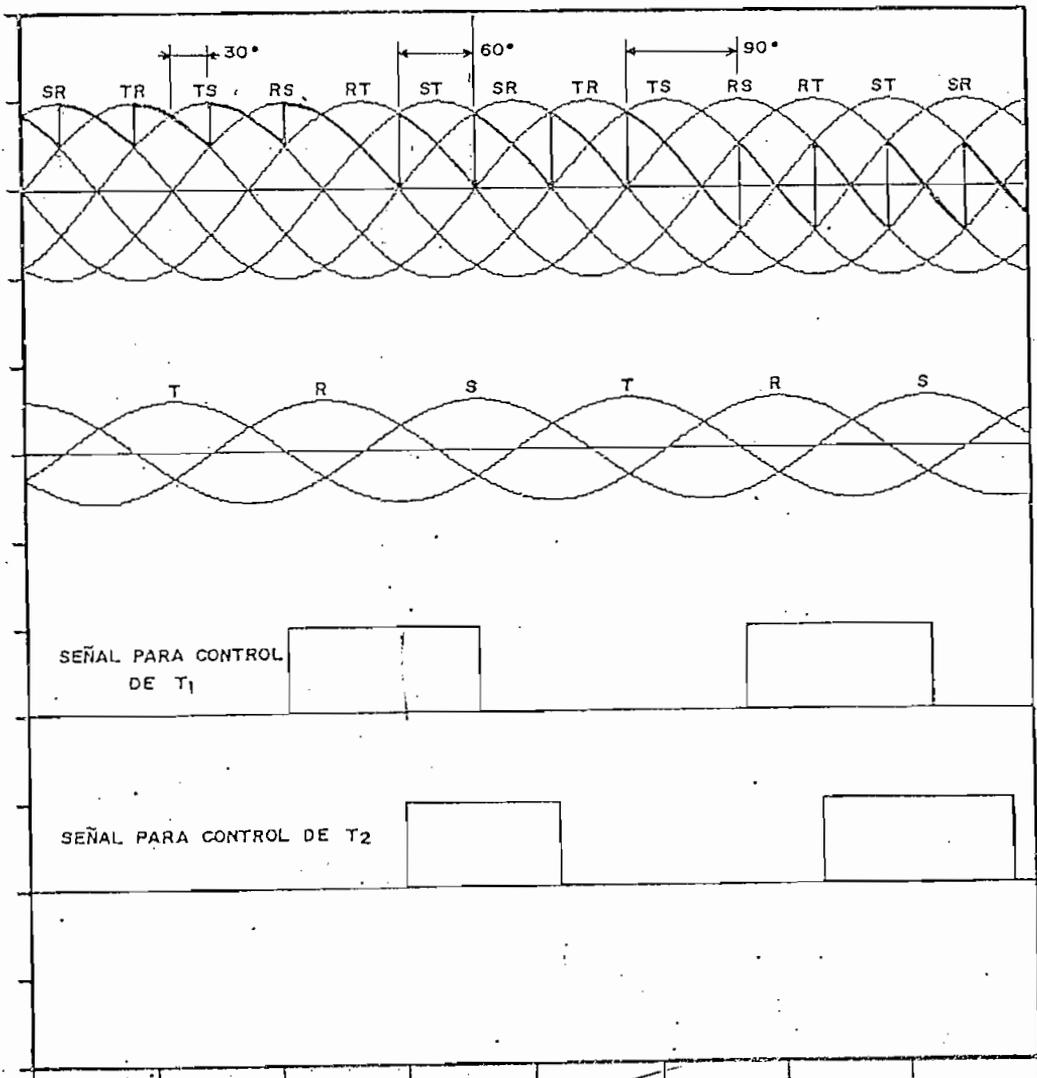


Fig. 2.21. Formas de onda en el convertidor trifásico controlado tipo puente.

La implementación del circuito de disparo para el convertidor trifásico controlado tipo puente consistirá en la utilización del circuito de disparo analizado en 2.3.3. (Fig. 2.22) y la etapa complementaria mostrada en la Fig. 2.23.

Se puede apreciar que la única diferencia entre las dos etapas del circuito de disparo es la polaridad de los voltajes de línea obtenidos en los tres amplificadores diferenciales. Este cambio de polaridad permite el control apropiado de los tiristores T_4 , T_6 y T_2 en la forma requerida por la secuencia de operación del convertidor. Obviamente, los pulsos en las salidas de esta etapa no pueden ser aplicados, directamente a las compuertas de los tiristores y el acoplamiento se debe realizar mediante transformadores de pulsos tal como se muestra en la Fig. 2.24.

ELEMENTOS DE LA TARJETA A21

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	6	Q9,Q10,Q11,Q12,Q13,Q14	2N5172
2	3	R97,R107,R110	27K
3	34	R98,R99,R100,R101,R102, R103,R105,R106,R108,R109, R111,R112,R113,R114,R115, R116,R117,R118,R119,R120, R121,R122,R125,R126,R127, R128,R129,R130,R131,R132, R133,R134,R139,R140	10K
4	3	P6,P7,P8	50K
5	5	R104,R135,R136,R138,R142	1K
6	3	R454,R123,R124	22K
7	1	R137	5.6K
8	1	R141	15K
9	3	R143,R144,R145	0.1K
10	12	D30,D31,D32,D33,D34,D35, D36,D37,D38,D39,D40,D41	1N4004
12	2	CI06,CI05	LM324

ELEMENTOS DE LA TARJETA A20

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	3	R146,R147,R148	27K
2	34	R149,R150,R151,R152,R153, R154,R155,R156,R157,R161, R162,R163,R164,R165,R166, R167,R168,R169,R170,R171, R172,R175,R176,R177,R178, R179,R180,R184,R185,R186, R187,R188,R191,R192	10K
3	5	R158,R159,R160,R190,R194	1K
4	3	R173,R174,R195	22K
5	3	R181,R182,R183	0.1K
6	1	R189	5.6K
7	1	R193	15K
8	6	Q20,Q15,Q16,Q17,Q18,Q19	2N5172
9	3	P9,P10,P11	50K
10	2	CI07,CI08	LM324
12	12	D53,D42,D43,D44,D45,D46, D47,D48,D49,D50,D51,D52	1N4004

ELEMENTOS DE LA TARJETA A18

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	3	TP3,TP4,TP5	MMT25-M
2	3	R196,R197,R198	0.33K
3	3	R201,R199,R200	6.8ohm
4	6	D58,D54,D55,D56,D57,D59	1N4004
5	3	C11,C10,C12	0.01uF

2.3.5 Convertor trifásico controlado de media onda

El convertor trifásico controlado de media onda utilizado en el sistema se muestra en la Fig. 2.25:

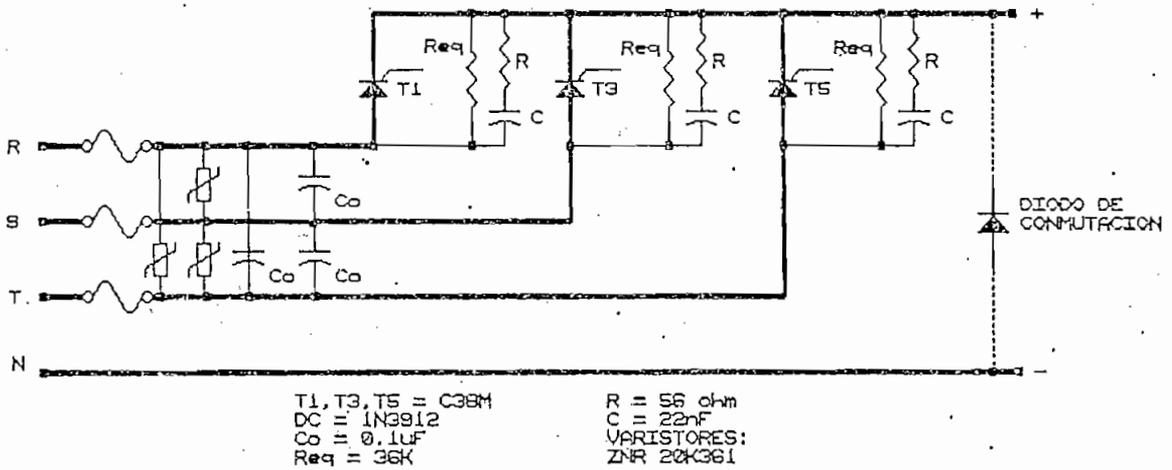


Fig. 2.25. Convertor AC-DC trifásico controlado de media onda.

Se debe tomar en cuenta que los tres tiristores que constituyen este convertor, son los mismos que se utilizan para la implementación del convertor trifásico controlado tipo puente y del convertor trifásico semicontrolado. El convertor trifásico de media onda comparte esos tiristores y también el circuito de disparo implementado para el convertor trifásico semicontrolado. (Fig. 2.19).

La Fig. 2.26 muestra las formas de onda en la salida del convertor trifásico controlado de media onda, para diferentes ángulos de activado de los tiristores. De estas formas de onda, fácilmente se puede deducir que la etapa

de circuito de disparo diseñada para los otros convertidores trifásicos también puede ser utilizada para el control de este convertidor.

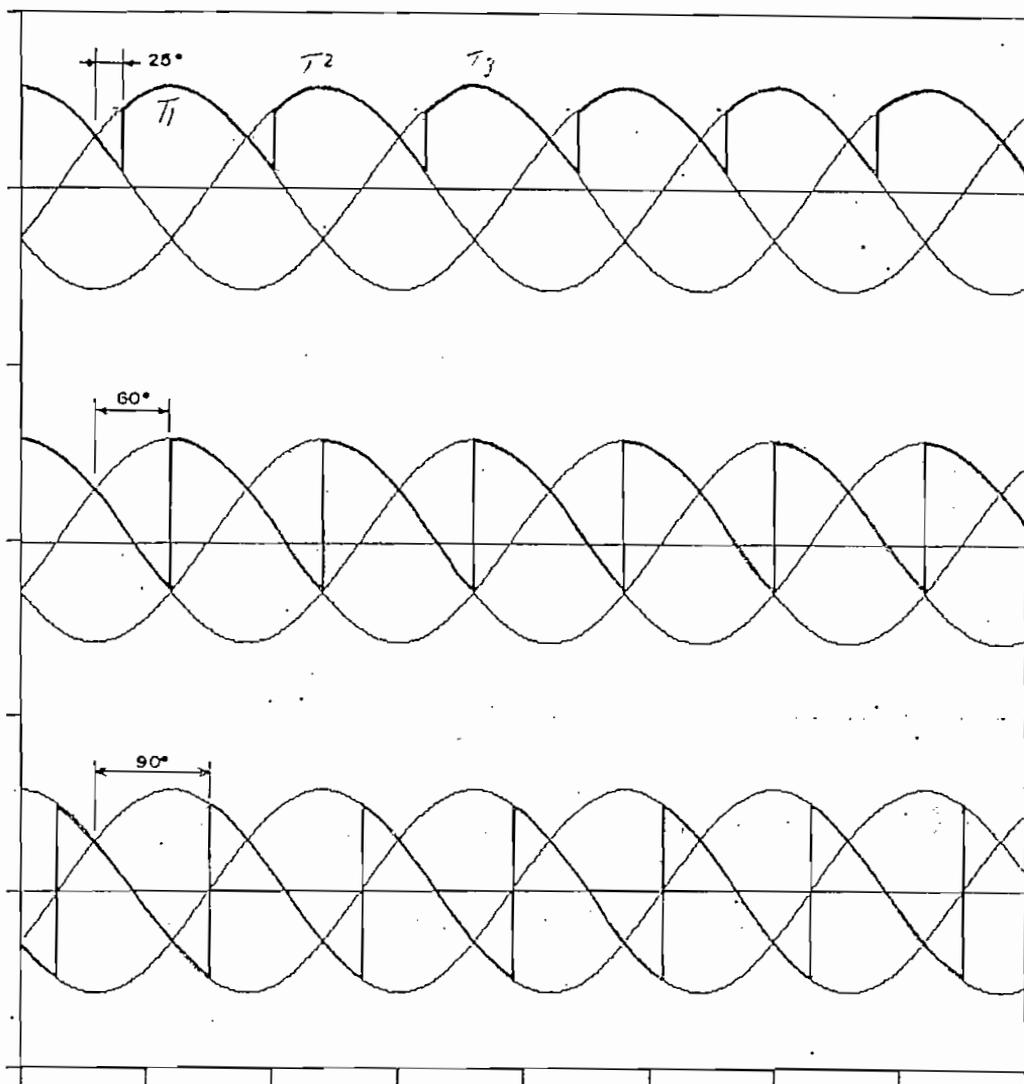


Fig. 2.26. Formas de onda en el convertidor trifásico controlado de media onda.

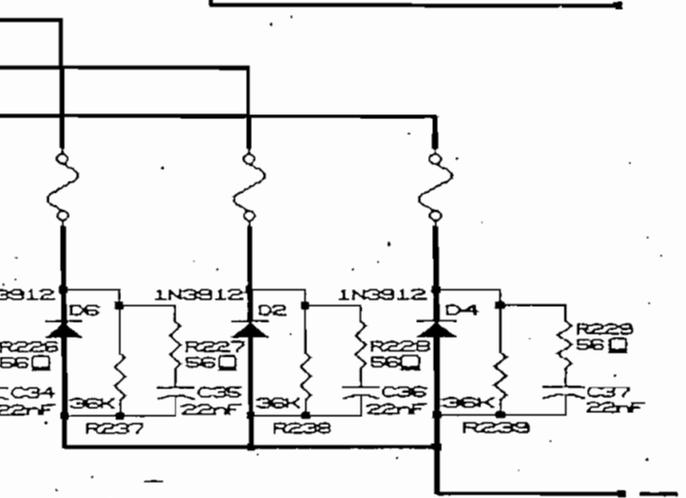
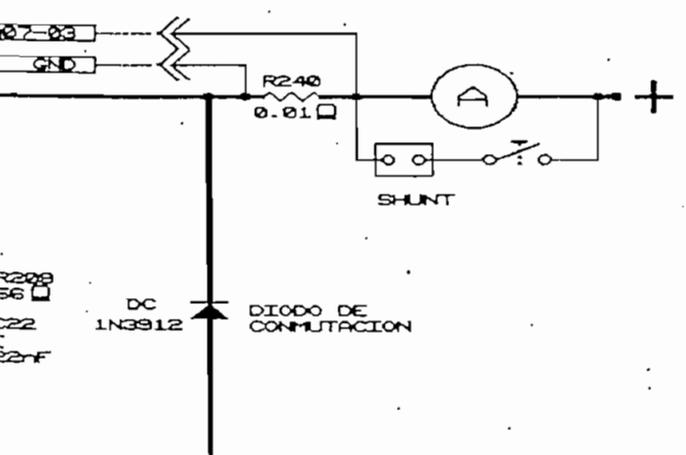
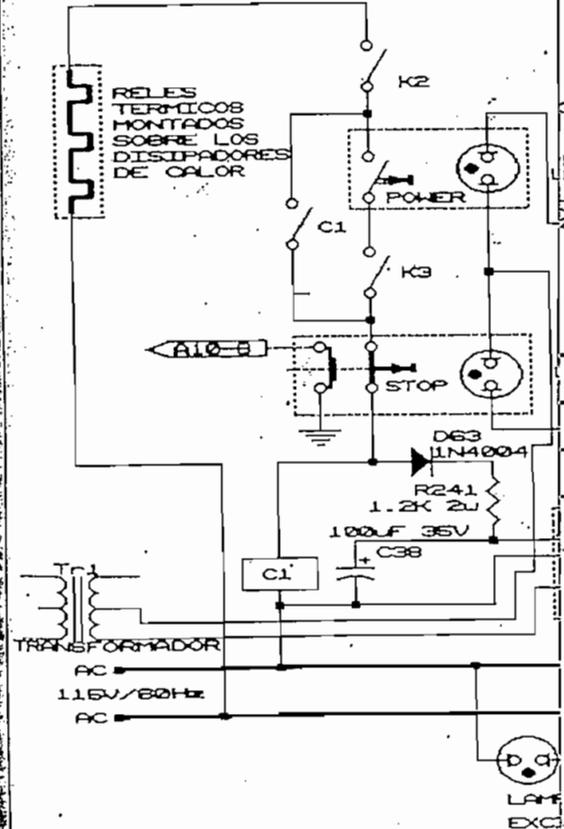
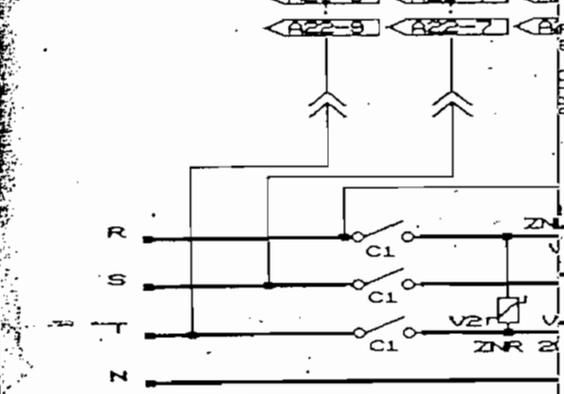
En el sistema general, la selección de uno u otro de los convertidores se realiza a través de la *unidad de control maestro* la cual supervisa la posición del *Selector de Sincronismo* y habilita o deshabilita el paso de los pulsos hacia los tiristores respectivos. De esta manera, el sistema general trabaja como si en realidad existieran todos

los convertidores con sus respectivos circuitos de disparo independientes.

Cabe resaltar que el *Selector de Sincronismo* tiene posiciones intermedias con el propósito de provocar que el sistema regrese al estado de Stand by, cada vez que se accione el selector. De este modo se evita el realizar cambios bruscos de configuración que podrían ocasionar transitorios de relativo riesgo.

A continuación, la Fig. 2.27 muestra el diagrama general de la Unidad de Potencia, en la que se pueden distinguir los convertidores estáticos AC-DC con sus respectivas redes de protección, fusibles, varistores, etc. Se observa, además, el convertidor AC-DC monofásico no controlado utilizado para la alimentación del devanado de excitación del motor y el circuito de mando para el Contactor principal.

DETECCION FALLAS <A11-9> <A11-7> <A11-5>
 A LAS TARJETAS DE DISPARO PARA SINCRONISMO <A12-9> <A12-7> <A12-5>
 <A20-9> <A20-7> <A20-5>
 <A21-9> <A21-7> <A21-5>
 <A22-9> <A22-7> <A22-5>



- C. TRIFASICO SEMICONTROLADO
- C. TRIFASICO CONTROLADO P=6
- C. MONOFASICO SEMICONTROLADO
- C. MONOFASICO CONTROLADO
- C. TRIFASICO CONTROLADO P=3

ESCUOLA POLITECNICA NACIONAL
 SISTEMA DIDACTICO PARA CONTROL DE MOTORES DC
 Realizado por: Bolivar Ledesma G.
 Dirigido por: Ing. Hugo Banda.
 Title: DIAGRAMA GENERAL DE LA UNIDAD DE POTENCIA.
 Size Document Number: B
 Date: September 17, 1987 Sheet 1 of 1

ELEMENTOS DE LA UNIDAD DE POTENCIA

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	10	T1,T1',T2,T2',T3,T3',T4, T4',T5,T6	C38M
2	6	D2,D2',D4,D4',D6,DC	1N3912
3	15	R206,R205,R207,R208,R209, R220,R221,R222,R223,R224, R225,R226,R227,R228,R229	56ohm
4	15	R210,R211,R212,R213,R214, R230,R231,R232,R233,R234, R235,R236,R237,R238,R239	36K
5	1	R240	0.01ohm
6	1	R242	12K/2W
7	13	C13,C14,C15,C16,C17,C23, C24,C25,C26,C27,C39,C40, C41	0.1uF
8	15	C18,C19,C20,C21,C22,C28, C29,C30,C31,C32,C33,C34, C35,C36,C37	22nF
9	1	B1	BR256
10	1	R241	1.2K 2w
11	1	C38	100uF 35V
12	1	D63	1N4004
13	3	D60,D61,D62	12F10
14	1	K1	RELE
15	1	Tr1	TRANSFORMADOR
16	10	R202,R203,R204,R215,R216, R217,R218,R219,R243,R244	0.33K
17	1	C1	CONTACTOR
18	3	V1,V2,V3	ZNR 20K361
19	3	RT1,RT2,RT3	TERMICOS

2.4 DISEÑO DE LOS CONTROLADORES

El sistema básico que se propone para realizar el control de velocidad de la máquina de corriente continua responde al esquema de regulación lineal con lazos múltiples o en cascada. Este esquema exige dos controladores independientes para la regulación de las dos variables involucradas: *velocidad*, que corresponde a la variable controlada por el lazo externo y *corriente*, la variable del lazo interno.

Dado el carácter didáctico del equipo, es necesario brindar la posibilidad de escoger el tipo de controlador a utilizar en cada lazo y en cada aplicación particular. De igual manera, los parámetros del controlador deben ser fácilmente ajustables y en rangos suficientemente amplios.

El comportamiento en estado estacionario y la respuesta transitoria del sistema realimentado dependerán de gran manera del tipo de controlador seleccionado para cada lazo y de los parámetros calibrados en él. El propósito de brindar facilidad para seleccionar esquemas de control y calibrar parámetros de los controladores no es conseguir una estabilidad absoluta en la operación del sistema y tampoco se trata de conseguir que la respuesta transitoria sea óptima en todo momento. Al contrario, se pretende mostrar cómo influyen los parámetros del controlador en las características de operación del sistema. Esto implica que inclusive se puede llegar a casos extremos en los que el sistema podría irrumpir en oscilaciones sostenidas o crecientes, al llegar a sobrepasar los márgenes de estabilidad.

Solo de esta manera, es posible realizar una evaluación cabal de la influencia que la selección del tipo de controlador y la calibración de sus parámetros puede tener sobre la respuesta del sistema a lazo cerrado.

La selección del controlador es usualmente un compromiso entre la calidad del control que se desea y la complejidad del controlador propiamente dicho. Sin embargo, la utilización de amplificadores operacionales en la implementación de controladores permite realizar esquemas muy sofisticados con enorme facilidad. De esta manera, en el caso de estudiar un sistema y sus perturbaciones que no son bien conocidos es conveniente disponer de un controlador P.I.D. para tener así un potencial de mayor flexibilidad y versatilidad en el control.

En el equipo existen disponibles dos controladores del tipo P.I.D. (Proporcional, Integral y Derivativo), uno para cada lazo de realimentación. Ambos controladores son exactamente iguales en su configuración y diseño, presentando inclusive, los mismos rangos de variación de los parámetros de cada acción. Existen interruptores dispuestos en diferentes sitios de cada controlador y accesibles al usuario desde el panel principal, los cuales permiten seleccionar en cada controlador las acciones de control requeridas. De esta manera, mediante la manipulación de los interruptores es posible elegir entre los tipos de controlador que a continuación se detalla:

- Controlador Proporcional (P),
- Controlador Integral (I),
- Controlador Derivativo (D),
- Controlador Proporcional-Integral (P.I.),
- Controlador Proporcional-Derivativo (P.D.),
- Controlador Integral-Derivativo (I.D.),
- Controlador Proporcional-Integral-Derivativo-
(P.I.D.).

Las ganancias de cada acción pueden ser ajustadas en forma independiente mediante potenciómetros apropiadamente calibrados. Se provee, además, un selector asociado a cada

una de las ganancias del controlador, el cual permite multiplicar por 10 el valor fijado en el potenciómetro respectivo. De esta manera, el rango de variación de los parámetros de cada controlador es suficientemente amplio como para permitir un análisis completo de su influencia en el sistema.

Para seleccionar los rangos de variación de las constantes de tiempo de las acciones integral y derivativa en los controladores, es conveniente estimar los rangos aproximados en los que pueden variar las constantes eléctricas y mecánicas de la planta (motor DC), los convertidores estáticos AC-DC, los sensores y transductores y, en general, todos los componentes involucrados en los lazos de realimentación.

La constante de tiempo eléctrica (del circuito de armadura del motor) T_a , generalmente tiene valores comprendidos entre 10 ms. y 100 ms; ésto es determinado tomando en cuenta la impedancia del circuito completo de la armadura incluyendo además, una inductancia de filtro que posiblemente se podría añadir para reducir el rizado de la corriente provocado por el convertidor estático. En pequeños servomotores, la constante de tiempo de la armadura puede ser tan pequeña como 1 ms.

La constante de tiempo mecánica T_m involucra la inercia total del sistema accionador (motor-generador) y puede estar comprendida en un amplio rango de variación, que va desde unos pocos milisegundos (pequeños servomotores) hasta algunos segundos en máquinas de mayor envergadura. En base a estas consideraciones, se ha impuesto como parámetros de diseño, los siguientes rangos de variación de las diferentes ganancias de los controladores:

Ganancia Proporcional (Kp) :	0.0 - 1.0 ; ó 0.0 - 10.0
Tiempo Integral (Ti) :	0.1 - 1.1 s. ; ó 10.0 - 110 ms.
Tiempo Derivativo (Td) :	2 - 22 ms. ; ó 20 - 220 ms.

Los circuitos electrónicos que permiten la implementación de los controladores P.I.D. con estos rangos de variación de sus parámetros se presentan en las Figs. 2.28 y 2.29. Cabe anotar que en cada controlador se han incluido seguidores de voltaje en las entradas con el propósito de que la impedancia del controlador no afecte en absoluto al resto de etapas del sistema; limitadores en la salida del integrador y en la salida total del controlador, con el propósito de mantener las señales de control en el rango normalizado de 0 - 10 V. Por otra parte, el diferenciador analógico incluye las redes de compensación adecuadas para evitar las inestabilidades típicas en este tipo de circuitos [30].

ELEMENTOS DE LA TARJETA A13

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	23	R275,P12,R245,R246,R247, R249,R251,R252,R253,R255, R256,R257,R259,R260,R261, R262,R263,R264,R267,R269, R274,R276,R277	10K
2	2	R248,R265	1K
3	3	R250,R258,R268	1.2K
4	1	R254	0.33K
5	3	R266,P13,R270	100K
6	1	R271	1M
7	1	R272	680K
8	1	R273	2.2K
9	1	P14	300K
10	2	CI09,CI10	LM324
11	5	D68,D64,D65,D66,D67	1N4004
12	2	DZ1,DZ2	1N4740
13	1	C42	100uF
14	1	C44	1uF
15	4	C45,C43,C46,C47	0.1uF

ELEMENTOS DE LA TARJETA A12

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	23	R308, P15, R278, R279, R280, R282, R284, R285, R286, R288, R289, R290, R292, R293, R294, R295, R296, R297, R300, R302, R307, R309, R310	10K
2	2	R281, R298	1K
3	3	R283, R291, R301	1.2K
4	1	R287	0.33K
5	3	R299, P16, R303	100K
6	1	R304	1M
7	1	R305	680K
8	1	R306	2.2K
9	1	P17	300K
10	2	CI11, CI12	LM324
11	5	D73, D69, D70, D71, D72	1N4004
12	2	DZ3, DZ4	1N4740
13	1	C48	100uF
14	1	C50	1uF
15	4	C51, C49, C52, C53	0.1uF

2.5 · SENSORES. Y TRANSDUCTORES

Para la implementación de los diferentes lazos de realimentación es indispensable realizar una medición apropiada de las respectivas variables, procurando que la señal obtenida refleje con la mayor fidelidad su comportamiento, tanto en estado estacionario como transitorio.

El sistema requiere tres circuitos para sensar y acondicionar las variables de: velocidad, corriente de armadura y voltaje de armadura. El modo de sensar cada variable varía de acuerdo a la naturaleza de la misma. Los circuitos *acondicionadores de señal* están orientados a proveer al sistema una señal de voltaje en el rango de 0 a 10 V, proporcional al valor medio de la variable medida. Cada circuito acondicionador de señal permite el ajuste de la ganancia directa (nivel) y de la frecuencia de corte del filtro pasa-bajo que incorpora. De esta manera, desde el panel frontal del equipo es posible calibrar el *valor nominal ó máximo* de la variable medida y el nivel de filtrado que se requiere para cada aplicación específica.

Para fines de modelación y análisis del sistema, es conveniente conocer la función de transferencia de cada sensor y transductor, en forma separada o en conjunto. Debido a que el retardo inherente a cada acondicionador de señal depende de la frecuencia de corte seleccionada en el filtro pasa-bajo, en cada caso se presenta el rango de variación de las respectivas constantes de tiempo. Las funciones de transferencia son obtenidas en términos de la transformada de Laplace de las correspondientes variables normalizadas.

Cada uno de los circuitos acondicionadores de señal constituye un módulo independiente en el sistema. A excepción del sensor y transductor de la variable "voltaje de armadura", los dos módulos restantes incluyen detectores ana-

lógicos para indicar que se ha excedido el valor nominal de cada variable, (casos de falla), enviando dicha información a la unidad de control maestro, tal como se explicó en 2.2.2.

2.5.1 Sensor y transductor de Velocidad

El método más efectivo para sensar la velocidad de una máquina es utilizar un tacogenerador el cual puede entregar un voltaje alterno o continuo, proporcional a la magnitud de la velocidad.

Dado que el sistema de control permite únicamente la operación en un cuadrante de los convertidores AC-DC, no interesa la información sobre el sentido de giro del motor. Por esta razón el transductor de velocidad está diseñado de modo que la polaridad de conexión del tacogenerador sea irrelevante. Para ello, se incluye en la entrada del circuito un rectificador de precisión el cual posibilita incluso, la utilización de un tacogenerador de corriente alterna.

El rizado asociado a la señal obtenida del tacogenerador es eliminado mediante un circuito que permite obtener el valor medio de la señal sin necesidad de utilizar un filtro pasa-bajo con frecuencia de corte demasiado pequeña, evitando de este modo incluir un retardo considerable en el lazo de realimentación correspondiente.

El circuito que permite la obtención del valor medio de la señal se muestra en la Fig. 2.30 y corresponde a la configuración de un restador analógico que opera sobre la señal de entrada y la componente alterna de la señal de entrada, restándolas entre sí para obtener la componente continua como resultado.

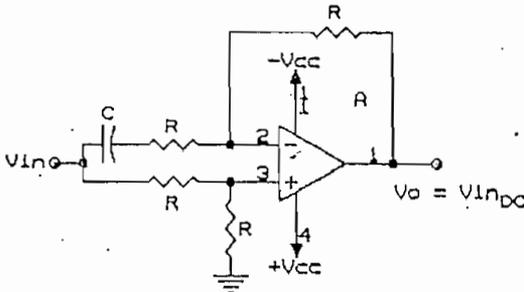


Fig. 2.30. Circuito para detección del valor medio de una señal.

A pesar de que con este circuito se obtienen excelentes resultados, resulta conveniente añadir en cascada un filtro activo pasa-bajo que permita conseguir el alisamiento total de la señal, y evaluar los efectos de un mayor retardo sobre el comportamiento del sistema.

El esquema circuital del acondicionador de señal de velocidad diseñado se puede apreciar en la Fig. 2.32.

La salida del acondicionador de señal es enviada a un comparador con histéresis el cual tiene la función de detectar una velocidad excesiva en la máquina, situación ante la cual la salida del comparador cambia de estado para que la unidad de control maestro conozca la situación y realice las acciones pertinentes de protección.

El módulo del sensor y transductor de velocidad está montado sobre una tarjeta de circuito impreso en la cual se ha previsto la opción de que el sistema utilice como sensor un tacómetro digital. En este caso, el mismo terminal de entrada puede ser utilizado para el ingreso de pulsos

digitales, los cuales son convertidos en una señal analógica de magnitud proporcional a la frecuencia del tren de pulsos. La tarjeta de circuito impreso incluye un selector que permite adoptar una de las dos opciones mencionadas, es decir, la utilización de un tacómetro analógico o un tacómetro digital.

En términos de la variable compleja s , el conjunto sensor-acondicionador de señal puede ser representado por el diagrama de bloques de la Fig. 2.31:

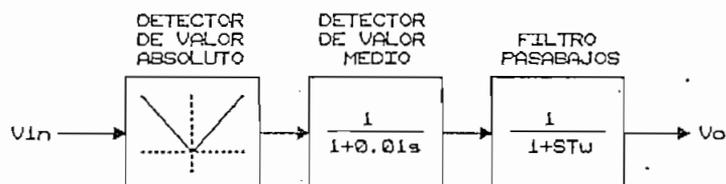


Fig. 2.31. Diagrama de bloques del sensor-transductor de velocidad.

y descrito por la función de transferencia:

$$F_w(s) = \frac{1}{(1 + 0.01s)(1 + s T_w)}$$

donde: $0 \leq T_w \leq 0.33$

ELEMENTOS DE LA TARJETA A02

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	R338	1K
2	5	R339, R311, R314, R331, R340	100K
3	13	R312, P18, R313, R315, R316, R317, R318, R330, R332, R334, R335, R336, R337	10K
4	11	R319, R320, R321, R322, R323, R324, R325, R326, R327, R328, R329	R
5	1	R333	5.6K
6	2	C54, C55	1uF
7	2	D74, D75	1N4004
8	1	P19	50K
9	3	DZ7, DZ5, DZ6	1N4743
10	2	C57, C56	C
11	1	CI13	LM324
12	1	SW1	SWITCH
13	1	CI18	LM2917

2.5.2 Sensor y transductor de Corriente

Considerando que la referencia (GND) del circuito de control está conectada directamente al terminal positivo (cátodos) de los convertidores estáticos AC-DC, resulta factible sensar la corriente utilizando simplemente una resistencia en serie con la carga, tal como se muestra en la Fig. 2.33.

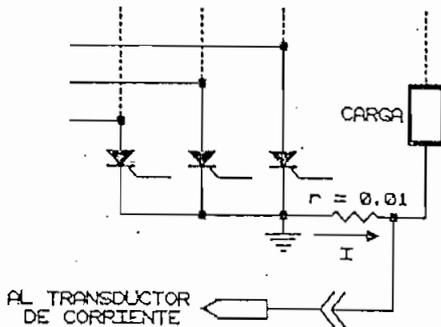


Fig. 2.33. Sensor de corriente de armadura.

La resistencia "r" se escoje en base a la máxima corriente de armadura (20 A) y la máxima disipación de potencia que se puede aceptar en la resistencia (hasta 5 W).

Al extremo de r se obtiene un pequeño voltaje negativo que depende de la corriente, el cual es enviado a un acondicionador de señal cuya función es amplificarlo y entregar al sistema un voltaje entre 0 y 10 V proporcional al valor medio de la corriente. Este acondicionador de señal permite la selección de la ganancia directa mediante dos potenciómetros: uno disponible en el panel principal (P25) y otro en el interior del equipo (P27). El potenciómetro interno fija la mínima ganancia del circuito, mientras el externo permite aumentar la ganancia de acuerdo a los requisitos de la aplicación, de manera que en la

salida se tenga 10 V cuando por la carga circula un valor especificado de corriente.

Cuando el sistema opera a lazo cerrado, el potenciómetro exterior permite seleccionar el máximo valor de corriente que puede entregar el equipo, dentro del rango impuesto por el potenciómetro interno. Mientras la manipulación del potenciómetro externo puede ser realizada por cualquier persona, el ajuste del *límite absoluto de corriente* (potenciómetro interno) deberá ser realizado solo por personas autorizadas.

El potenciómetro P22 permite ajustar la frecuencia de corte del filtro pasa-bajo, de modo que se pueda obtener en la salida del circuito una señal suficientemente aliada, o bien, observar los efectos que un incremento en el retardo del transductor de corriente provoca en el comportamiento del sistema.

En el circuito se incluye un comparador con histéresis que detecta si la corriente ha sobrepasado el nivel máximo determinado por P28. En este caso (sobrecorriente instantánea) el detector envía la señal a la unidad de control maestro para provocar las acciones de protección que la situación requiera.

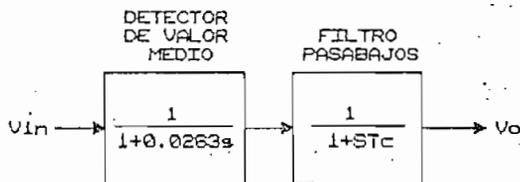


Fig. 2.34. Diagrama de bloques del conjunto sensor-transductor de corriente.

El conjunto sensor-transductor de corriente puede ser representado mediante el diagrama de bloques de la Fig. 2.34 y descrito, en términos de las correspondientes variables normalizadas, mediante la siguiente función de transferencia:

$$F_c(s) = \frac{1}{(1 + 0.0263 s)(1 + s T_c)}$$

donde: $0.0 \leq T_c \leq (1/180)$

El diagrama del circuito del transductor de corriente se presenta en la Fig. 2.35. en la cual se tiene también el diagrama circuital del sensor y transductor de Voltaje de Armadura, debido a que ambos circuitos han sido implementados en la misma tarjeta de circuito impreso.

ELEMENTOS DE LA TARJETA A07

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	3	R366, R344, R367	2.7K
2	5	R341, R343, R348, R349, R362	5.6K
3	6	R342, R369, R374, R375, R376, R377	47K
4	2	R345, R347	10K
5	2	R350, R351	0.12K
6	4	R352, R355, R357, R359	2K
7	2	R353, R358	15K
8	1	R354, R456	0.33K
9	1	R356	1.2K
10	1	R360	68K
11	1	R361	18K
12	1	R363	6.8K
13	4	R364, R346, R368, R371	27K
14	1	R365	3.9K
15	1	R370	100K
16	1	R372	0.18K
17	1	R373	4.7K
18	3	P20, P21, P22	20K
19	1	P23	50K
20	2	P24, P26	1K
21	1	P25	0.5K
22	1	P27	5K
23	1	DZ8	1N4743
24	2	CI15, CI14	LM324
25	2	C58, C59	0.1uF
26	1	C61	4.7uF
27	2	C62, C63	1uF
28	1	C60	2uF

2.5.3 Sensor y transductor de Voltaje de Armadura

Debido a que la Unidad de Potencia incorpora cinco convertidores AC-DC diferentes, el voltaje DC máximo de salida del equipo y su rizado dependerá de la configuración adoptada en cada aplicación.

El voltaje de salida de cada convertidor es sensado mediante un divisor de tensión que incluye un potenciómetro (P24) con el propósito de ajustar el nivel de magnitud de la muestra, tal como se indica en la Fig. 2.36.

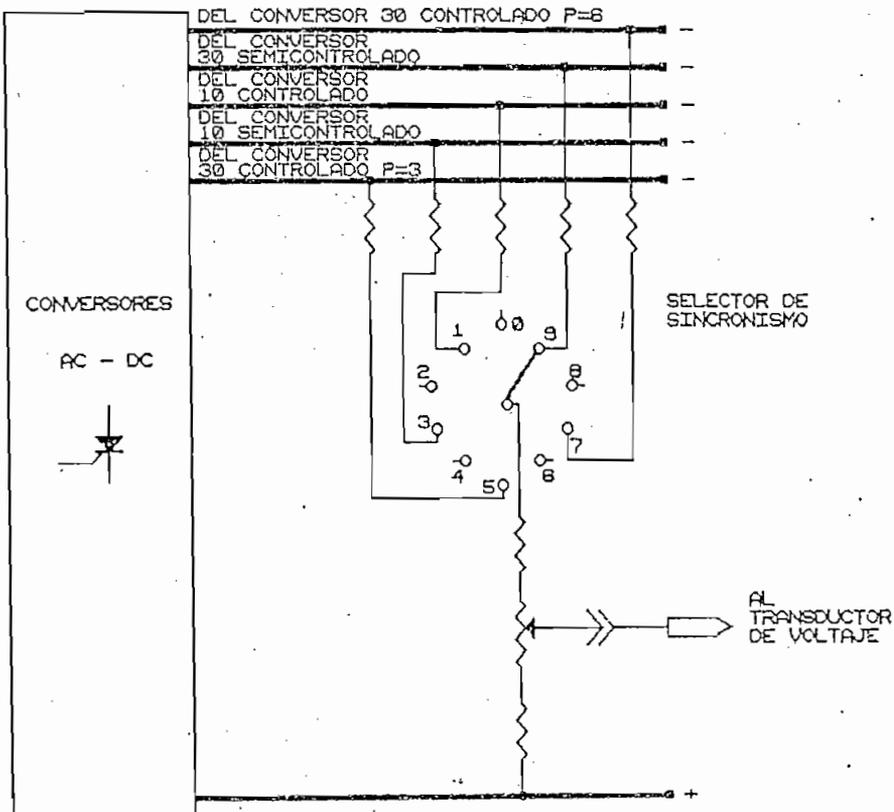


Fig. 2.36. Sensor de voltaje de armadura.

El Selector de Sincronismo ubicado en el panel frontal, selecciona la muestra de voltaje de armadura que va al

acondicionador de señal de acuerdo a la configuración de conversor AC-DC utilizada.

El acondicionador de señal entrega un voltaje entre 0 y 10 V proporcional al valor medio del voltaje de armadura, para lo cual incorpora un circuito *detector de valor medio* y un filtro pasa-bajo con frecuencia de corte ajustable desde el panel (P23).

Cuando el sistema trabaja con realimentación de voltaje de armadura, el potenciómetro P24 permite, además, fijar el valor máximo de voltaje que puede entregar el equipo en una aplicación dada.

El circuito acondicionador de señal de voltaje de armadura incluye una entrada restadora en la que se puede inyectar una muestra de la señal entregada por el sensor-acondicionador de corriente a través del potenciómetro P25 para hacer posible la compensación de la caída IR en la armadura del motor. El detalle del circuito se puede apreciar en la Fig. 2.35.

La Fig. 2.37 muestra el diagrama de bloques del conjunto sensor-transductor de voltaje de armadura:

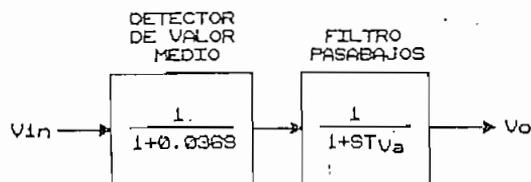


Fig. 2.37. Diagrama de bloques del conjunto sensor-transductor de voltaje de armadura.

El conjunto sensor-transductor de voltaje de armadura puede ser descrito, en términos de las respectivas variables normalizadas, mediante la siguiente función de transferencia:

$$F_{va}(s) = \frac{1}{(1 + 0.036 s)(1 + s T_{va})}$$

donde: $0.0 \leq T_{va} \leq 0.012$

2.6 CIRCUITOS AUXILIARES Y DE PROTECCION

2.6.1 Fuentes Reguladas de Alimentación

Todos los circuitos electrónicos que constituyen la Unidad de Control están polarizados con fuentes de ± 15 V. Los módulos que requieren una fuente de +5V para ciertas etapas específicas, incluyen su propio regulador de +5 V en el respectivo circuito impreso.

A pesar de que la corriente de consumo estimada no excede a 0.5A, por seguridad se han seleccionado reguladores con capacidad de 1A.

La implementación de las fuentes de alimentación se ha realizado en base a los reguladores de voltaje integrados LM7815, LM7915 y LM7805, tal como se muestra en el diagrama de la Fig. 2.38.

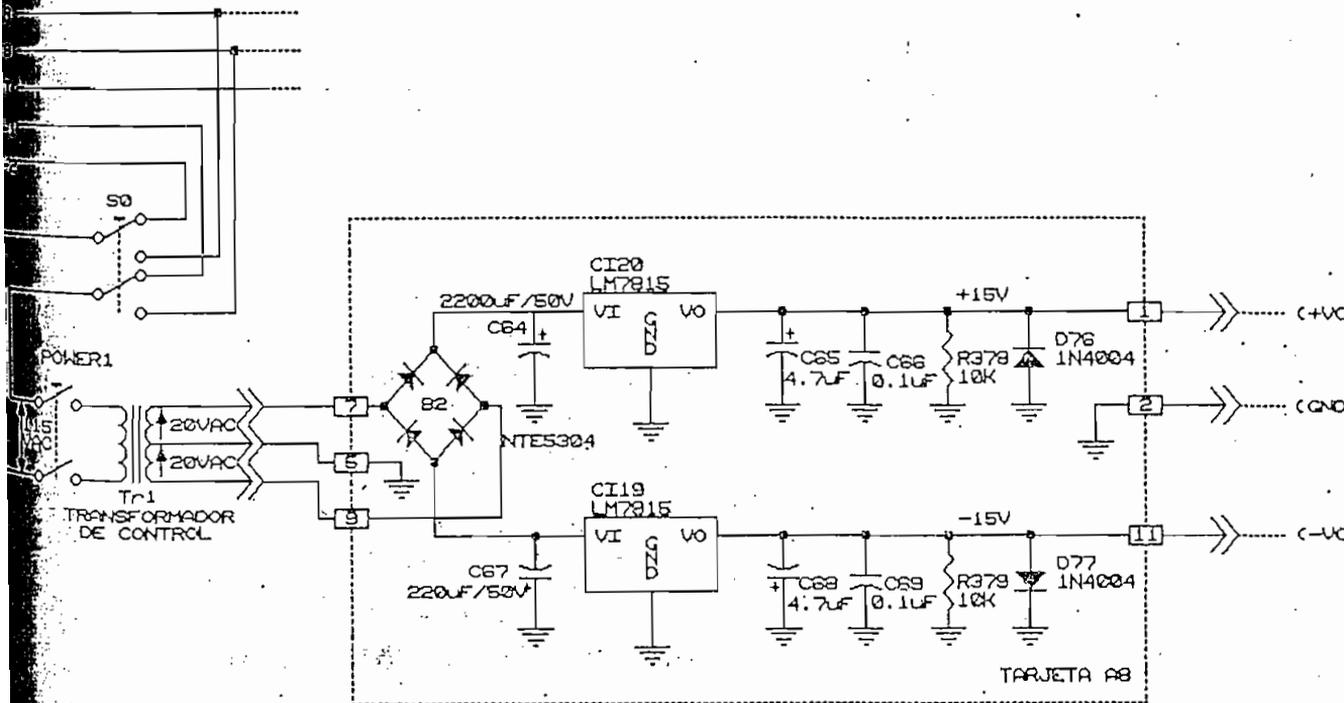


Fig. 2.38. Fuentes reguladas.

2.6.2 Fuente para alimentación del Campo

Para alimentar el devanado del campo de un motor con excitación independiente se ha incluido en el equipo un rectificador monofásico no controlado tipo puente, el cual provee un voltaje continuo de aproximadamente 100V.

Este rectificador es energizado a través de la fuente de alimentación monofásica que ingresa al equipo (Fig. 2.27), desde el instante en que éste se conecta a la red. Una lámpara de neón dispuesta en el panel frontal indica que el rectificador del campo está alimentado.

2.6.3 Detector de fallas

Este módulo incluye los siguientes circuitos para detección de fallas:

- Detector de sobre-voltaje: calibrado al 110% del voltaje nominal de la red.
- Detector de bajo-voltaje: calibrado al 90% del voltaje nominal de la red.
- Detector de falta de fase; y,
- Detector de falla en la excitación.

Cada uno de los detectores incluidos en este módulo, posee un comparador cuya salida permanece en el voltaje positivo de saturación mientras las condiciones de la red o del circuito de excitación del motor están dentro de los márgenes especificados de operación. Ante una falla, la salida del comparador correspondiente adopta el voltaje ne-

gativo de saturación, señal que es enviada directamente a la unidad de supervisión e indicación de fallas y a través de un optoacoplador led-transistor a la unidad de control maestro.

Este módulo utiliza una fuente de + 5V eléctricamente aislada del resto de circuitos de la Unidad de Control, para lo cual se aprovecha un devanado independiente disponible en el transformador de alimentación. Esta fuente sirve también para la polarización de los circuitos de la unidad de indicación de fallas, tal como se verá más adelante.

Mientras los detectores de fallas en la red utilizan simples divisores de tensión para sensar las condiciones del voltaje y la presencia de todas las fases, el detector de falla en la excitación requiere de un arreglo un poco más complejo para sensar la *circulación de corriente* en el campo del motor.

Este sensor utiliza tres diodos en serie con el devanado de excitación y un optoacoplador led-transistor de acuerdo al esquema de la Fig. 2.39:

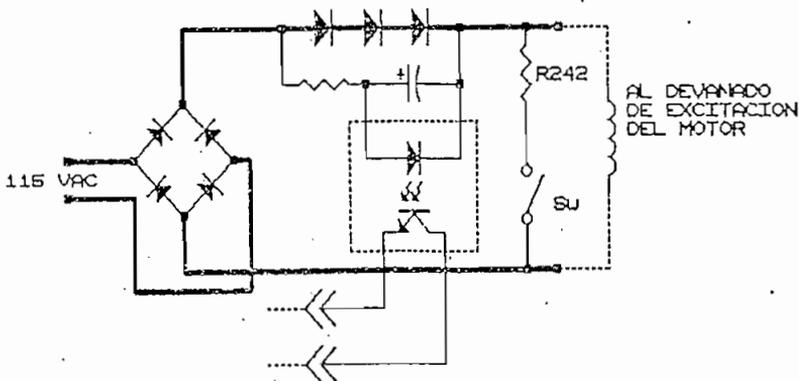


Fig. 2.39. Sensor de corriente de excitación.

De esta forma, si no existe circulación de corriente en el devanado de excitación, ó si esa corriente es demasiado baja, el voltaje en los extremos de los diodos no será suficiente para que el fototransistor del opto-acoplador permanezca saturado, apareciendo un cierto nivel de voltaje en el colector, el cual es detectado por un comparador adecuadamente calibrado.

Con el propósito de deshabilitar la detección de falla en la excitación, se puede conectar la resistencia R₂₄₂ entre los terminales de alimentación del campo mediante el accionamiento del interruptor SW colocado en el interior del equipo. Esto resulta de utilidad cuando se trabaja con motores de imán permanente que, obviamente, no requieren excitación externa.

El detalle completo del circuito de detección de fallas se puede ver en la Fig. 2.40.

ELEMENTOS DE LA TARJETA A11

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	R381	3.3K
2	1	R382	2K
3	1	R383	2.2K
4	2	R384, R387	2.7K
5	10	R385, R380, R388, R389, R390, R392, R394, R395, R401, R407	10K
6	1	R386	39K
7	1	R391	1.5K
8	1	R393	15K
9	1	R396	0.47K
10	4	R397, R398, R399, R400	220K
11	3	R403, R404, R405	47K
12	1	R406	1.8K
13	1	R408	22K
14	1	R409	82K
15	2	C70, C72	1uF
16	2	C71, C75	0.1uF
17	1	C73	4.7uF
18	1	C74	470uF
19	1	B3	ECG5304
20	14	D91, D78, D79, D80, D81, D82, D83, D84, D85, D86, D87, D88, D89, D90	1N4004
21	1	R402	68ohm
22	1	CI16	LM324
23	1	Tr1	TRANSFORMADOR
24	1	CI21	LM7805
25	2	CI22, CI23	4N33

2.6.4 Módulo para supervisión e indicación de fallas

Este módulo tiene la función de recibir las señales provenientes de todos los detectores de falla incluidos en el sistema, memorizar esa información, activar los correspondientes indicadores luminosos (LED's) y enviar el comando de apertura al contactor principal para interrumpir la alimentación a la Unidad de Potencia.

Los circuitos de memoria e indicación luminosa de este módulo se polarizan con la fuente de + 5V implementada en la tarjeta de detección de fallas (2.6.3). Por lo tanto esta etapa también está eléctricamente aislada del resto de circuitos de la Unidad de Control.

Esto implica que las señales provenientes de los detectores de sobre-voltaje, bajo-voltaje, falta de fase y falla en la excitación tienen conexión directa a los circuitos de memoria e indicación, mientras que las señales provenientes de los ~~detectores de sobrecorriente instantánea~~ y sobrevelocidad utilizan optoacopladores led-transistor para este efecto.

La etapa de supervisión se polariza con las fuentes de +/-15 V disponibles en la Unidad de Control, recibiendo las señales de los detectores de sobrevelocidad y sobrecorriente instantánea en forma directa, y la señal proveniente del módulo de detección de fallas a través de un optoacoplador.

La posibilidad de que existan fallas de corta duración hace necesario disponer de un elemento que memorice el tipo de falla en forma permanente y a la vez, active la correspondiente indicación luminosa en el panel frontal del equipo. La utilización de un pequeño SCR resulta ideal para el efecto. La Fig. 2.41 muestra el esquema de

una de las etapas de memorización e indicación implementadas en este módulo:

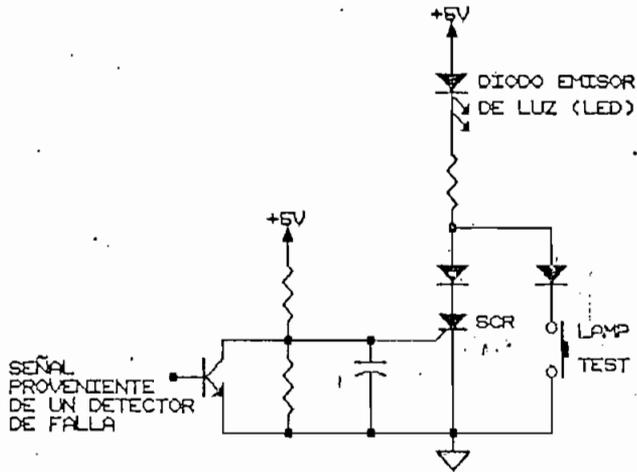


Fig. 2.41. Circuito de "memoria" e indicación de falla.

El pulsante *Lamp Test* permite desactivar la indicación luminosa, a la vez que puede ser utilizado para comprobación del buen estado de los LED's.

La etapa de supervisión de fallas utiliza un relé, el cual permanece activado mientras no existen condiciones anormales en el sistema. Ante la presencia de una señal de falla, el relé se desactiva, provocando la apertura del circuito que alimenta a la bobina del contactor principal y desenergizando, de esta forma, a los convertidores AC-DC de la Unidad de Fuerza.

El circuito de este módulo puede verse en la Fig. 2.42.

ELEMENTOS DE LA TARJETA A04

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	2	Q26, Q21	2N3906
2	4	Q22, Q23, Q24, Q25	2N5172
3	6	T7, T8, T9, T10, T11, T12	NTE5400
4	16	D92, D93, D94, D95, D96, D97, D98, D99, D100, D101, D102, D103, D104, D105, D106, D120	1N4004
5	6	C76, C77, C78, C79, C80, C81	1uF
6	6	R411, R412, R413, R414, R415, R416	0.1K
7	5	R417, R418, R419, R420, R429	1K
8	4	R421, R422, R423, R424	5.6K
9	1	R425, R426	10K
10	1	R427	3.3K
11	3	R428, R410, R430	0.33K
12	1	R431	0.22K
13	6	L1, L2, L3, L4, L5, L6	LED
14	2	CI24, CI25	4N33
15	1	K2	RELE

2.6.5 Control de aceleración - deceleración

Con el propósito de evitar cambios bruscos en la referencia de velocidad del sistema, se ha incluido un circuito que permite que los cambios en la referencia respondan siempre a una función tipo rampa, cuya pendiente pueda ser ajustada manualmente de acuerdo a los requisitos de cada aplicación.

Para el efecto se ha diseñado el circuito de la Fig. 2.43, el cual está constituido básicamente por un integrador y un comparador sin histéresis. Al comparador entra la señal de referencia de velocidad proveniente del potenciómetro P28 ó P29, y la salida del integrador. La salida del comparador, que sólo puede adoptar uno de los niveles de saturación (+/-15V), se convierte en la entrada *constante* del integrador, provocando que en su salida aparezca un voltaje que aumenta o disminuye linealmente con respecto al tiempo.

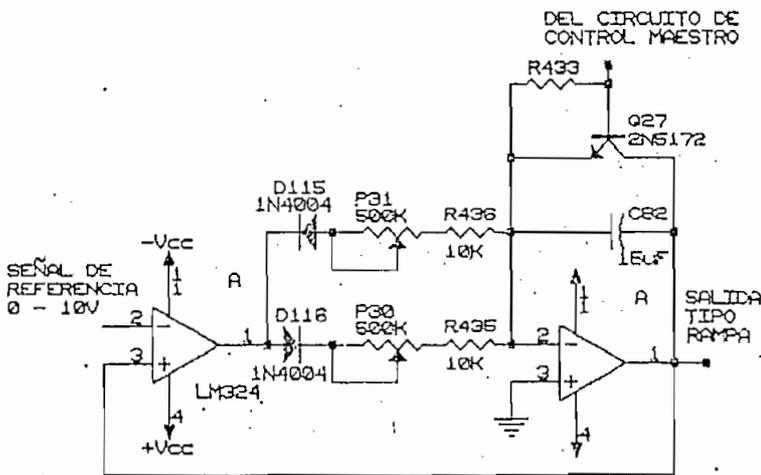


Fig. 2.43. Control de aceleración - deceleración.

La velocidad de variación del voltaje en la salida del integrador depende de la constante RC del mismo. Los diodos D115 y D118 independizan las constantes de tiempo y permiten un ajuste por separado del tiempo de aceleración y del tiempo de deceleración mediante P31 y P30 respectivamente.

El rango de variación previsto para los tiempos de aceleración y deceleración (desde 0 a velocidad nominal o viceversa) está comprendido entre 0.1 y 5.1 s: lo cual permite un ajuste apropiado para cada aplicación.

Cuando trabaja en la región de saturación, el transistor Q27 deshabilita al control de aceleración - deceleración provocando que en la salida del integrador aparezca un voltaje de 0V independiente del valor de la referencia. Para ello, la base de Q27 es manejada por una salida lógica de la unidad de control maestro, tal como se indicó en 2.2.

2.6.6 Unidad de control maestro

Todas las funciones de la unidad de control maestro, detalladas en (2.2), pueden ser implementadas utilizando para el efecto un biestable (flip-flop) tipo J-K, con sus respectivas entradas CLEAR y PRESET, tal como se muestra en la Fig. 2.44.

Las salidas Q y \bar{Q} del biestable determinan el estado de la Unidad de Control: Stand by y Operación. Cuando la salida Q está en 1L, el sistema está en la condición de Stand by. La salida complementada de Q pasa a través de un comparador sin inversión el cual transforma los estados lógicos a sus niveles de saturación (aprox. +/-15V). La sali-

da de este comparador va hacia los controladores analógicos de corriente y velocidad para mantener sus integradores en condiciones iniciales (Véase 2.4); va a través del Selector de Sincronismo hacia las entradas de habilitación de los diferentes circuitos de disparo, y por último, maneja al relé K3, uno de cuyos contactos está en el circuito de la bobina del contactor principal con el propósito de definir la secuencia de operación del sistema, tal como se indicó en 2.2. Un contacto conmutado adicional del relé permite el control de las lámparas de neón de los pulsantes RESET y ON.

El condensador C_{88} garantiza que al momento de encendido del equipo, el biestable reconozca un nivel 0L en la entrada PRESET, mientras se carga el condensador, obligando a que la salida Q adopte un nivel 1L y el sistema inicie su operación en la condición de Stand by. La realimentación de la salida complementada de Q (0L) hacia las entradas J y K deshabilita a la señal de reloj (CLK), de acuerdo a la tabla típica de un biestable JK. En estas condiciones, la única manera de alterar el estado del biestable es a través de la entrada CLEAR, en la cual se ha dispuesto el pulsante ON.

Al pulsar ON, el biestable recibe la orden de poner en Q el estado 0L. La salida Q complementada (1L), se realimenta hacia J y K, habilitando a partir de ese momento a la entrada CLK, la cual permanecerá en 0L, mientras no existan señales de falla o se accione el Selector de Sincronismo. En estas condiciones, el biestable permite al sistema entrar al estado de operación.

Un cambio en la posición del Selector de Sincronismo ó la detección de cualquiera de las condiciones de falla, provocará que aparezca un 1L en la entrada CLK del biestable,

devolviendo a Q el estado 1L, y por lo tanto al sistema la condición de Stand by.

El pulsante RESET, conectado a la entrada PRESET del biestable permite enviar al sistema a la condición Stand by en cualquier instante.

Finalmente, la salida Q del biestable es conectada al transistor Q27 en el control de aceleración - deceleración con el propósito de forzar a que la salida de este circuito permanezca en 0V cuando el sistema está en la condición de Stand by. Al pulsar ON, la salida Q cambiará a 0L, el transistor Q27 entrará en la región de corte y el voltaje de salida del control de aceleración - deceleración empezará a elevarse linealmente hasta alcanzar el valor fijado por la referencia.

Cabe anotar que el circuito de control maestro y el control de aceleración - deceleración han sido implementados en la misma tarjeta de circuito impreso, de acuerdo al diagrama circuital de la Fig. 2.44.

ELEMENTOS DE LA TARJETA A10

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	CI17	LM324
2	13	R434, P28, P29, R274, R307, R435, R436, R437, R440, R441, R443, R446, R448, R449, R455	10K
3	1	R432	56K
4	14	D118, D67, D72, D108, D109, D110, D111, D112, D113, D114, D115, D116, D117, D119	1N4004
5	2	R453, R450	1K
6	2	R447, R442	0.12K
7	4	R439, R438, R444, R445	1.2K
8	1	R433	1.5K
9	3	C82, C85, C86	15uF
10	3	C83, C84, C87, C92	0.1uF
11	1	C88	10uF
12	1	C89	100uF
13	2	C90, C91	1uF
14	2	R451, R452	5K
15	2	Q27, Q29	2N5172
16	1	Q28	2N3906
17	2	P30, P31	500K
18	1	CI25	SN7470
19	1	CI26	LM7805
20	2	L7, L8	LED
21	1	K3	RELE

2.6.7 Circuito de mando del contactor principal

Las funciones de cierre y apertura del contactor principal responden a la lógica de operación del sistema, anteriormente expuesta (2.2).

El circuito auxiliar constituido por el relé Ki, D63, R241 y C38, sirve para el manejo de las lámparas de neón de los pulsantes POWER y STOP.

Los relés térmicos incorporados en el circuito del contactor principal, están montados sobre los disipadores de calor, con el propósito de interrumpir la operación del sistema en caso de exceder la temperatura límite especificada para los semiconductores. El detalle completo del circuito de mando del contactor principal se puede apreciar en la Fig. 2.45.

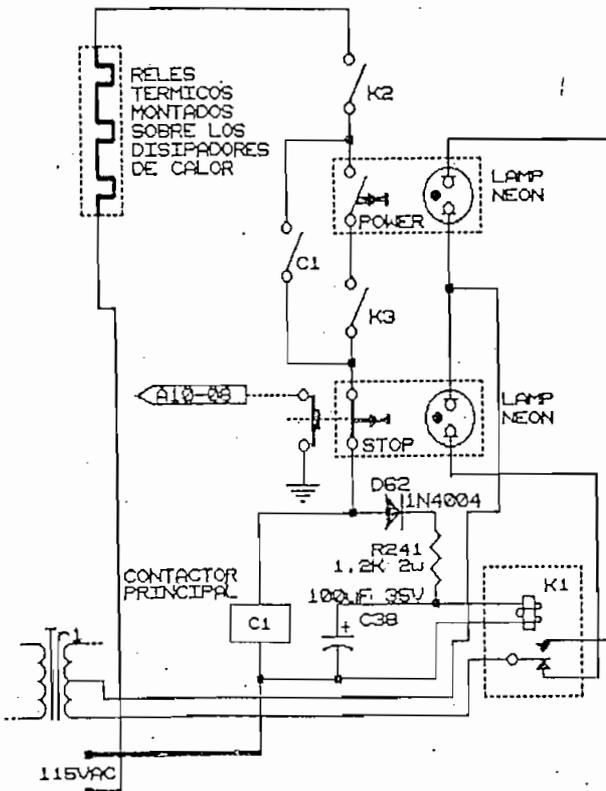


Fig. 2.45. Circuito de mando del Contactor Principal.

CAPITULO III

RESULTADOS
EXPERIMENTALES.

CAPITULO III

RESULTADOS EXPERIMENTALES

3.1 ASPECTOS TECNOLOGICOS DE LA CONSTRUCCION DEL EQUIPO

El equipo ha sido construido con la intención de que pueda formar parte del conjunto de módulos didácticos implementado en el Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Escuela Politécnica Nacional.

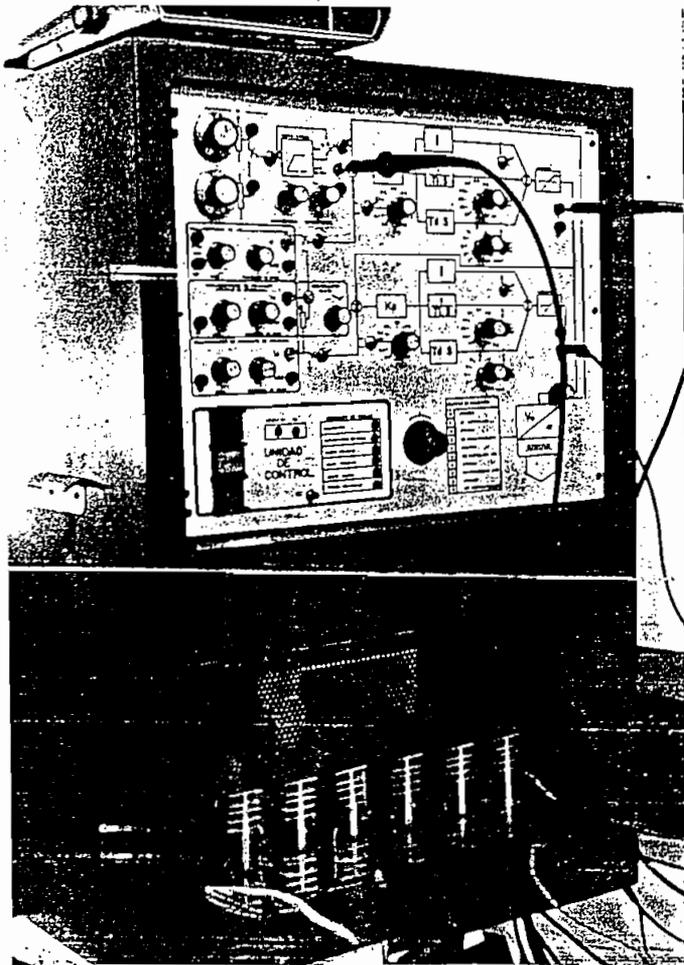
El equipo está montado en una caja metálica cuyas dimensiones aproximadas son:

Ancho	: 45 cm;
Altura	: 70 cm;
Profundidad	: 35 cm.

Su peso aproximado es de 15 Kg. y se encuentra físicamente dividido en dos secciones destinadas a alojar la Unidad de Control y la Unidad de Potencia respectivamente.

En la parte frontal del equipo (Fotografía N. 1) existe un panel mímico que muestra el diagrama de bloques del sistema y en el que se encuentran todos los elementos de manobra como son: interruptores, pulsantes, selectores, potenciómetros, etc., y los indicadores luminosos: LED's y lámparas de neón.

En el panel frontal se han incluido terminales a modo de *puntos de prueba*, los cuales permiten tomar muestras de las señales más importantes del sistema.



Fotografía N. 1. Vista frontal del equipo.

En la parte inferior del panel frontal se encuentran los terminales de salida de la Unidad de Potencia, los cuales se utilizan para alimentar la armadura y el devanado de excitación del motor.

Existen tres instrumentos para medición del voltaje de armadura, corriente de armadura y velocidad del motor. Un selector permite cambiar el valor de fondo de escala del amperímetro de 10A a 20A.

La parte posterior del equipo (Fotografía N. 2) se encuentra dividida en dos secciones: la inferior (metálica) aloja todos los portafusibles de la Unidad de Potencia,

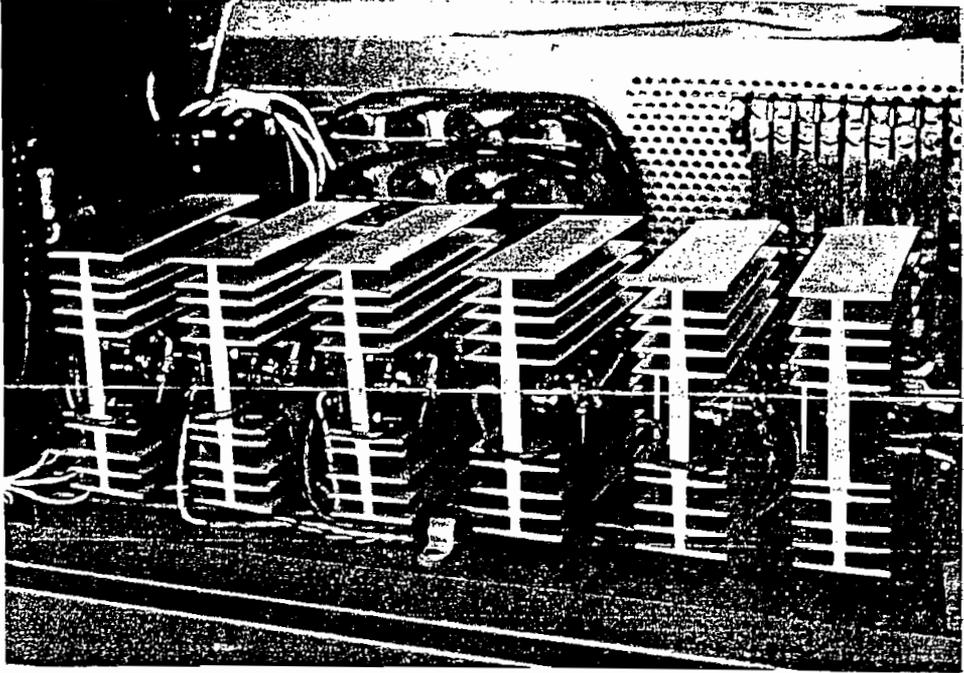
los terminales de entrada de la red trifásica y monofásica de alimentación y el selector S0; la parte superior, en cambio, está cubierta con acrílico semi-transparente con el propósito de que se pueda observar el detalle interior del equipo.



Fotografía N. 2. Vista posterior del equipo.

Las Fotografías N. 3 y N. 4 muestran vistas de la parte interna de la Unidad de Potencia del equipo. En ellas se pueden distinguir los disipadores sobre los cuales están montados los diodos, tiristores, relés térmicos y redes de protección de los convertidores AC-DC. Se aprecia también el contactor principal y la resistencia para muestreo de corriente de armadura, la cual fue construida con láminas

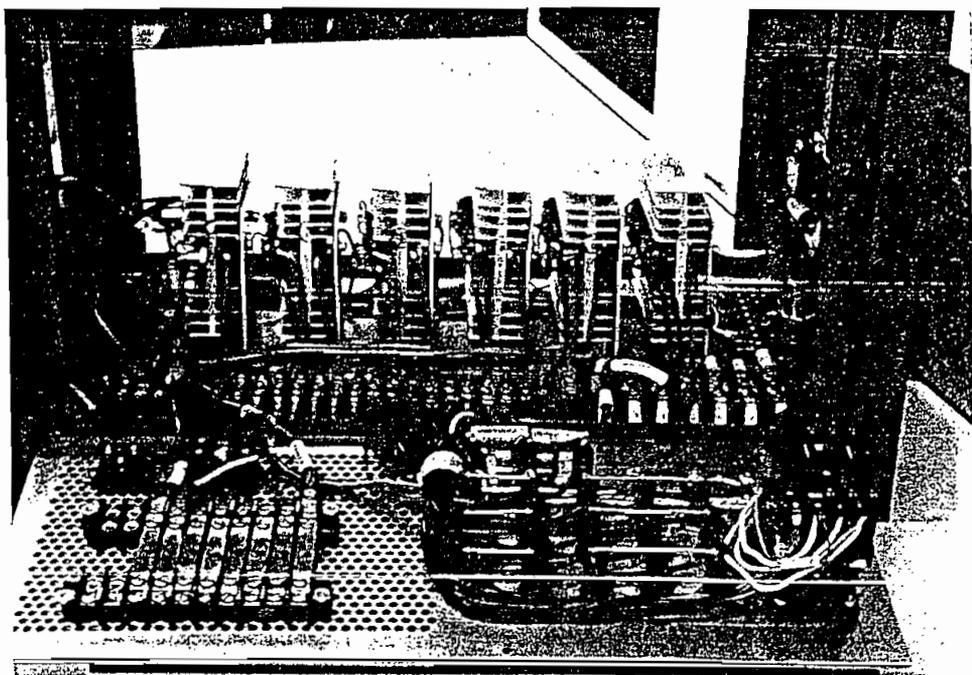
de transformador, lo que ha dado resultados bastante buenos.



Fotografía N. 3. Vista interior de la Unidad de Potencia.

Para la conexión de las señales de control que comunican la Unidad de Potencia con la Unidad de Control se ha utilizado cables entorchados por pares, estando siempre uno de ellos conectado a la referencia (GND). Todas las conexiones han sido realizadas utilizando borneras especialmente dispuestas para el efecto a lo largo de todo el equipo.

Todos los elementos que constituyen los convertidores AC-DC de la Unidad de Potencia, han sido montados mecánicamente, en base a conectores y pernos apropiados. De esta forma, se evita tener que desoldar elementos para fines de reparación y se tiene mayor facilidad para su manejo.



Fotografía N. 4. Vista interior de la Unidad de Potencia.

La Unidad de Control está constituida por un total de 15 tarjetas de circuito impreso, las cuales han sido diseñadas y construidas con un formato estandarizado, cuyas dimensiones aproximadas son 12 cm. de ancho por 17 cm. de largo.

Las tarjetas de circuito impreso están montadas en un soporte metálico que dispone de conectores tipo *BUS S-22* en los cuales cada tarjeta se enchufa a presión.

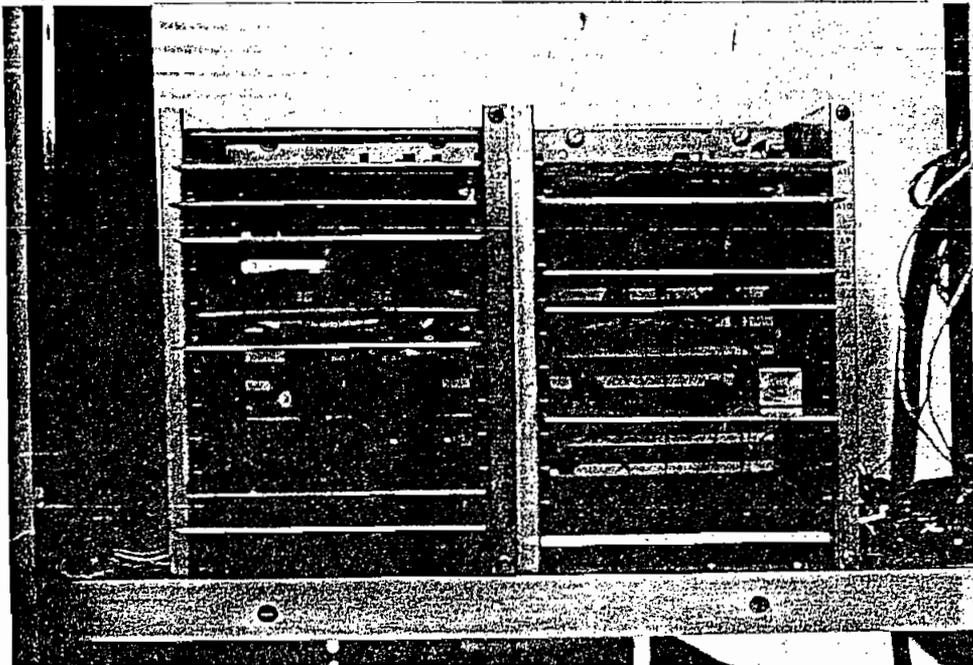
Las interconexiones entre las tarjetas y los elementos del panel frontal se han realizado a través de borneras, con los cables entorchados en la forma antes explicada.

Las tarjetas de circuito impreso poseen un máximo de 22

entradas y salidas, existiendo en todas un criterio uniforme para su distribución. Así, se tiene que:

Terminal	Señal
01	+Vcc = (15V)
02	GND = (0V)
11	-Vcc = (-15V)
03-10	Entradas
12-22	Salidas y conexiones a potenciómetros, selectores, etc.

La Fotografía N. 5 muestra un detalle de la parte interior de la Unidad de Control.



Fotografía N. 5. Vista interior de la Unidad de Control.

La Fig. 3.1 muestra el diseño de una de las tarjetas de circuito impreso de la Unidad de Control, y la Fotografía N. 6 la realización física de la misma.

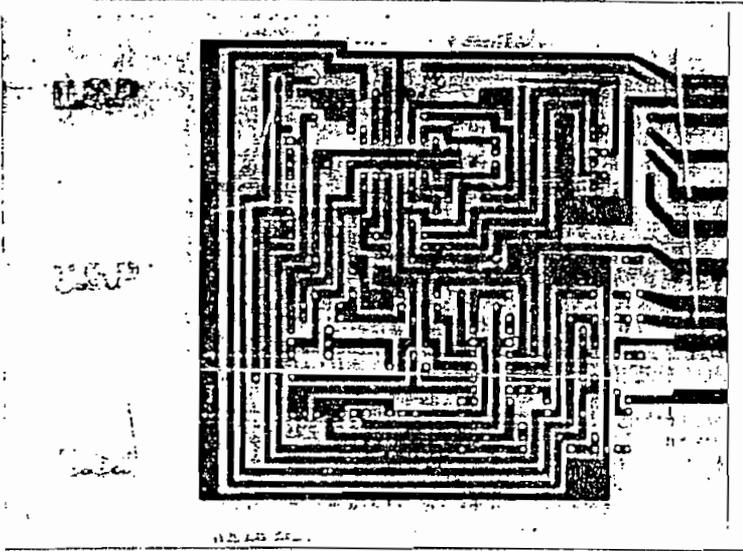
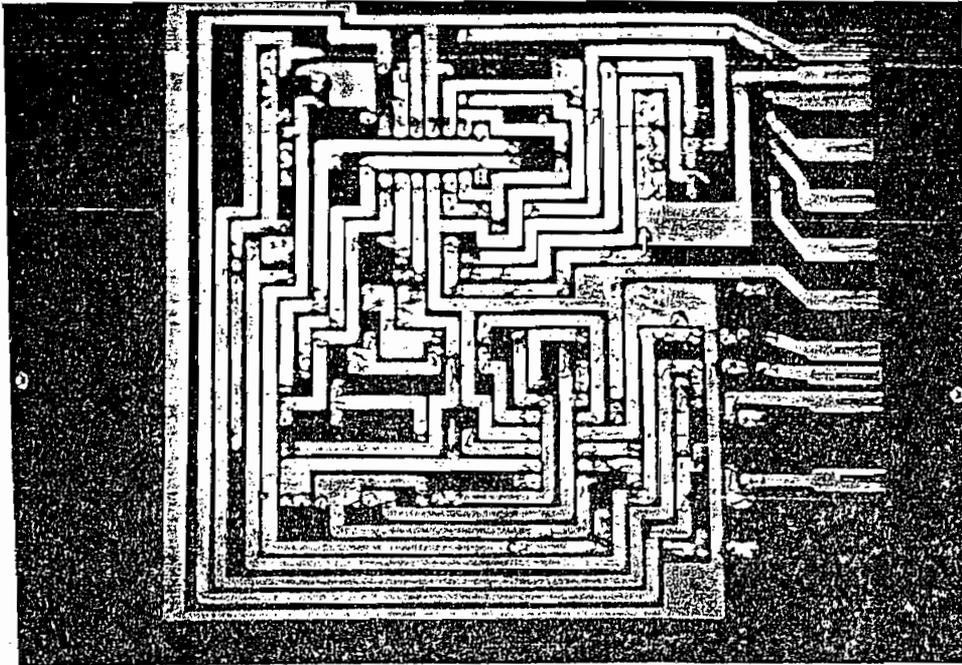


Fig. 3.1. Diseño de una de las tarjetas de circuito impreso de la Unidad de Control.



Fotografía N. 6. Vista de una tarjeta de circuito impreso.

3.2 CONFIGURACIONES, ALCANCES Y LIMITACIONES

El control de un motor de corriente continua puede ser efectuado en base a diferentes esquemas de control, con diferentes tipos de controladores y utilizando, para el efecto, una de las configuraciones de convertor estático AC-DC disponibles en el equipo.

La sección que ofrece mayor versatilidad es la Unidad de Control, en la que se puede realizar modificaciones tanto en la configuración del sistema, como en el tipo de controlador que utiliza cada lazo de realimentación. La combinación de las posibles configuraciones de la Unidad de Control con los diferentes convertidores AC-DC disponibles en la Unidad de Potencia, convierten al equipo en un sistema generalizado para control de motores DC, de enorme versatilidad.

El equipo construido permite la implementación de ocho esquemas básicos para realizar el control de un motor de corriente continua. Estos esquemas consideran el modo de interconexión de los controladores y los lazos de realimentación involucrados. Adicionalmente, en cada esquema es posible escoger el tipo de controlador analógico de cada lazo y, la utilización o no del control de aceleración - deceleración.

Los esquemas de control que se pueden implementar son:

3.2.1 Control en lazo abierto

El ángulo de activado de los tiristores del convertor AC-DC seleccionado, es controlado en forma directa por la señal de referencia o por la salida del control de aceleración - deceleración (Fig. 3.2). Se tiene un rango total de control sobre el voltaje de salida del convertor.

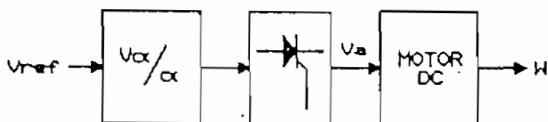


Fig. 3.2. Operación en lazo abierto.

En este modo de operación, el convertor entrega al motor un voltaje medio constante en función del ángulo de activado seleccionado. Mientras la corriente en el motor no sobrepase el límite del detector de sobrecorriente instantánea, el convertor seguirá en operación entregando un voltaje independiente de las condiciones de carga del motor. Si la corriente sobrepasa el límite fijado el sistema saldrá de operación regresando al estado de Stand by.

Aunque este modo de operación no permite regular ninguna variable, resulta de enorme interés para fines de estudio y análisis del comportamiento de los convertidores AC-DC. En esta opción, es factible utilizar a cualquiera de los convertidores para alimentar diferentes tipos de carga y analizar las características de cada configuración, evaluando los efectos de la corriente en la carga y en las líneas de alimentación, su contenido armónico, factor de potencia, etc. Por lo tanto, es factible utilizar la Unidad de Potencia del equipo para el estudio de los convertidores AC-DC en forma independiente.

3.2.2 Lazo simple con realimentación de voltaje de armadura

En este caso se implementa un sistema de control que responde al diagrama de bloques de la Fig. 3.3.

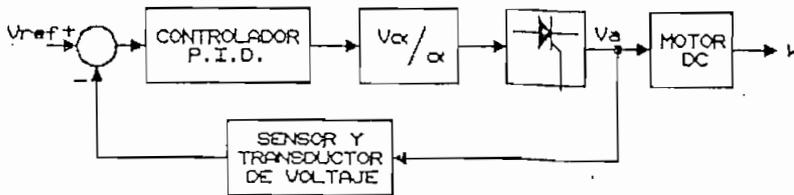


Fig. 3.3. Esquema de control con realimentación del voltaje de armadura.

Este esquema convierte al equipo en una fuente regulada de voltaje que se utiliza para alimentar a la armadura del motor. Un cambio en las condiciones de carga del motor producirá variaciones en la velocidad. Esta configuración no es recomendable para motores de considerable potencia debido a que no tiene forma de regular el límite de las excesivas corrientes transitorias que pueden ocurrir durante el arranque o durante los períodos de aceleración o deceleración, sino que, al sobrepasar el límite de corriente impuesto, actúa la protección de sobrecorriente y el sistema regresa al estado de Stand by. Como método de regulación de velocidad, éste esquema no tiene mayor interés ya que no reajusta el voltaje en función de la carga aplicada.

Sin embargo, desde el punto de vista didáctico, esta configuración no deja de tener importancia para el análisis de estabilidad, precisión y respuesta transitoria del sis-

tema. En este esquema se puede utilizar al equipo como fuente regulada para manejar cualquier tipo de carga, dentro de sus especificaciones.

3.2.3 Realimentación de voltaje de armadura con compensación IR

Esta configuración puede ser representada por el diagrama de bloques de la Fig. 3.4.

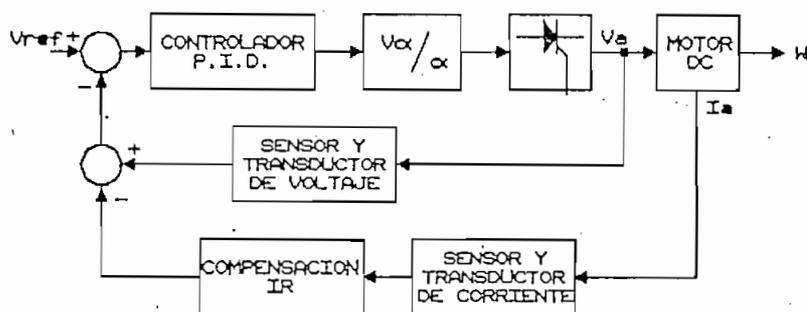


Fig. 3.4. Realimentación de voltaje de armadura con compensación IR.

La compensación IR permite un reajuste automático del voltaje entregado por el convertidor, en función de la carga aplicada al motor. Por lo tanto, este sistema tiene mejores características de regulación de velocidad aunque el problema de la falta de regulación de corriente en el límite máximo, se mantiene. Este tipo de configuración resulta de interés en aplicaciones en las que no se tienen requisitos de regulación demasiado estrictos y en general, para motores de potencia fraccionaria. La realimentación del voltaje y la compensación de la caída IR en la armadura del motor puede, en muchos casos, suplir la necesidad de utilizar un tacómetro.

3.2.4 Lazo simple con realimentación de velocidad

En el diagrama de bloques de la Fig. 3.5 se puede observar el esquema de esta configuración.

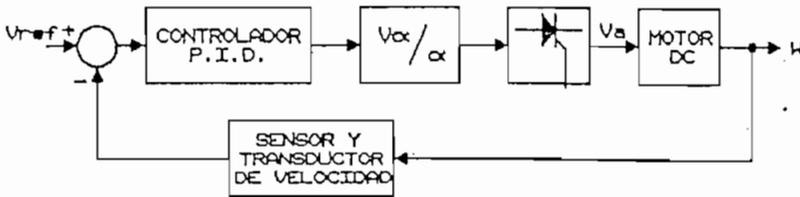


Fig. 3.5. Esquema de control con realimentación de velocidad.

Si la aplicación requiere una excelente regulación de la velocidad, este esquema resulta muy apropiado. Sin embargo, su campo de aplicación también está restringido a máquinas de potencia fraccionaria, debido al problema de las excesivas corrientes transitorias para las cuales esta configuración no ofrece ningún método de regulación.

3.2.5 Sistema en cascada con realimentación de voltaje y corriente de armadura

La implementación de un sistema en cascada, con el lazo interno de realimentación de corriente, ofrece todas las ventajas que se han analizado anteriormente (1.3), de las cuales se debe destacar la capacidad de limitar la corriente a valores seguros de operación. El esquema propuesto corresponde al diagrama de bloques de la Fig. 3.6.

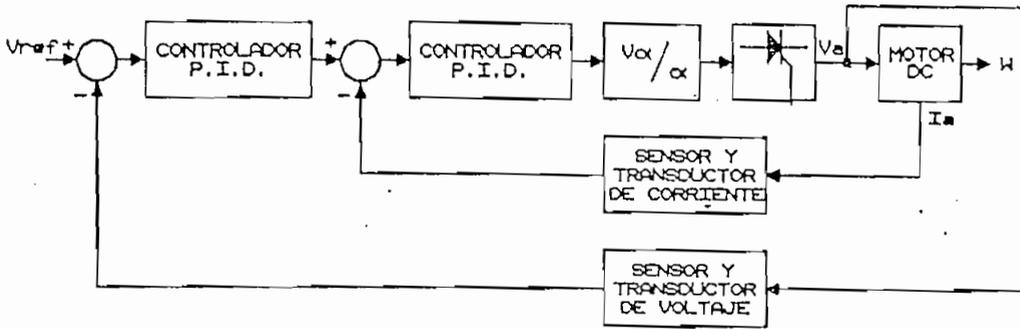


Fig. 3.6. Esquema de control en cascada con realimentación de voltaje y corriente de armadura.

La implementación del lazo interno permite tener una excelente limitación de la corriente durante cualquier instante de operación del sistema. Esto convierte a este tipo de configuración en una opción que puede ser aplicada al manejo de máquinas de mayor potencia.

Dado que el lazo externo controla el voltaje de armadura, el sistema se comportará como una fuente regulada de voltaje mientras la corriente no supere el valor máximo fijado. Si la corriente tiende a sobrepasar el límite, el sistema empezará a funcionar como una fuente de corriente, lo cual resulta muy apropiado para limitar de manera efectiva las corrientes de arranque, aceleración y deceleración del motor. Obviamente, en esta configuración no se tiene una buena regulación de velocidad.

3.2.6 Sistema en cascada con realimentación de voltaje y corriente de armadura, con compensación IR

Este sistema puede ser representado mediante el diagrama de bloques de la Fig. 3.7.

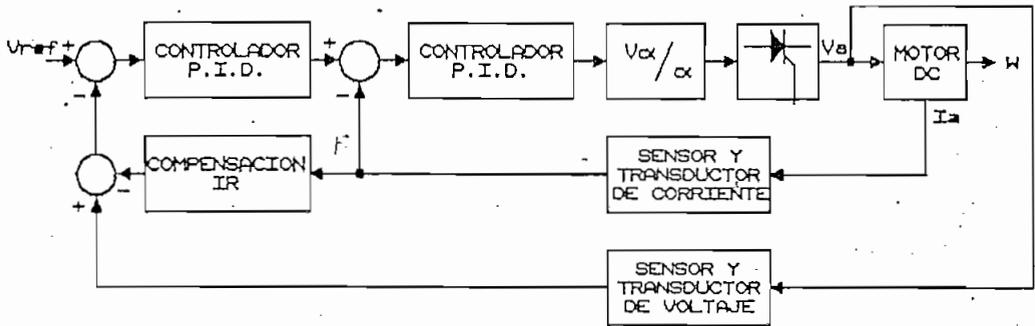


Fig. 3.7. Sistema en cascada con compensación IR.

Este esquema de control ofrece todas las ventajas del anterior y adicionalmente, la compensación IR garantiza una mejor regulación de la velocidad, debido a que obliga a que el sistema reajuste el voltaje de salida del conversor en función de la corriente requerida por la máquina. Este esquema es ampliamente utilizado en vista de que ofrece muy buenas características de regulación de velocidad con regulación de la máxima corriente de salida.

3.2.7 Sistema en cascada con realimentación de velocidad y corriente

Este esquema de control se puede representar mediante el diagrama de bloques de la Fig. 3.8.

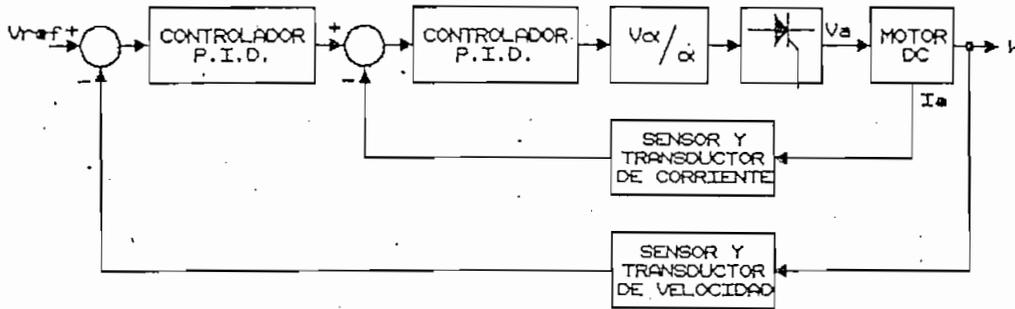


Fig. 3.8. Sistema en cascada con realimentación de velocidad y corriente.

Esta configuración, al igual que la anterior (3.2.6), es la más completa y recomendable para la implementación de un sistema de regulación de velocidad con limitación de la corriente de armadura. La realimentación de velocidad, mediante un sensor tacométrico, garantiza una excelente precisión y un error de estado estable prácticamente despreciable ante variaciones de carga que pueden ir desde vacío hasta condiciones nominales. Este esquema provee además, buenas características de respuesta transitoria y un amplio rango de estabilidad del sistema.

Mientras la corriente en la armadura del motor no supera el límite fijado, el sistema actúa como regulador de velo-

idad. Si la corriente tiende a superar el valor máximo especificado, el sistema deja de regular la velocidad y se dedica a regular la corriente.

3.2.8 Lazo simple con realimentación de voltaje de armadura ó velocidad, con dos controladores en cascada

El diagrama de bloques de la Fig. 3.9 muestra el esquema de esta configuración.

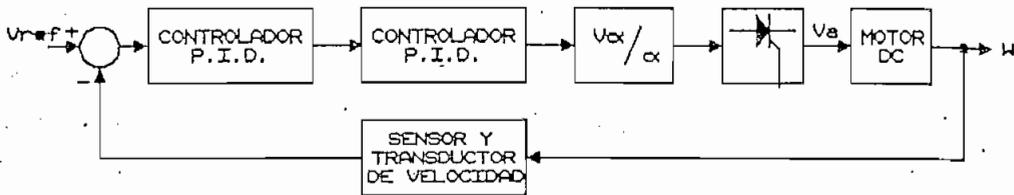


Fig. 3.9. Esquema de lazo simple con dos controladores en cascada.

Al no existir un lazo de realimentación de corriente, este esquema está restringido a aplicaciones de baja potencia en los que las corrientes transitorias de arranque pueden ser toleradas por la máquina y el convertidor.

En esencia, cualquiera de las configuraciones de lazo simple pueden utilizar los dos controladores disponibles en el equipo interconectados en cascada.

Dado que en cada uno de los controladores se puede escoger las acciones y sus ganancias respectivas, este esquema

posibilita implementar un controlador global de mucho mayor versatilidad. Si en una aplicación dada, la utilización de un solo controlador no permite incrementar suficientemente la ganancia del lazo, se puede utilizar el segundo controlador; con acción proporcional, para alcanzar la ganancia que el sistema requiere. Por otro lado, como la ganancia proporcional de cada controlador puede tomar valores menores a la unidad, la interconexión de los dos controladores puede permitir la disminución de la ganancia total del lazo tanto como se requiera en una aplicación dada.

De igual manera, resulta factible implementar un sistema de control de tipo 2, es decir, un sistema que incluye dos integradores puros. Para ésto, la acción integral debe estar considerada en la configuración de ambos controladores. Este tipo de sistema toma especial importancia cuando se requiere que la variable controlada sea capaz de seguir, sin error dinámico, a una señal de entrada de tipo rampa.

Desde el punto de vista didáctico, esta opción del equipo resulta de sumo interés ya que permite el análisis del comportamiento del sistema en un amplio rango de variación de los parámetros del controlador, y permite por otro lado, la realización de esquemas diferentes como los anteriormente mencionados.

Finalmente, es importante anotar que el equipo ha sido diseñado con el propósito de poder trabajar como un módulo especial dentro de un sistema de mayor envergadura. Para ello, la Unidad de Control y la Unidad de Potencia pueden operar y ser utilizadas en forma independiente.

Por lo tanto, es posible utilizar a la Unidad de Potencia como la etapa de salida de un sistema en el cual el proce-

samiento de las señales de error y los algoritmos de control son realizados por un módulo especialmente diseñado para el efecto. De igual manera, es factible utilizar a la Unidad de Control como el módulo de procesamiento de las señales para comandar otra Unidad de Potencia, exterior al equipo. De esta forma, resulta posible implementar un sistema para el control de una variable utilizando todo el potencial de la Unidad de Control del equipo e interconectarlo a un convertor estático DC-DC (chopper), a un convertor DC-AC, o a cualquier etapa de potencia que disponga una entrada de control externo, variable entre 0 y 10V.

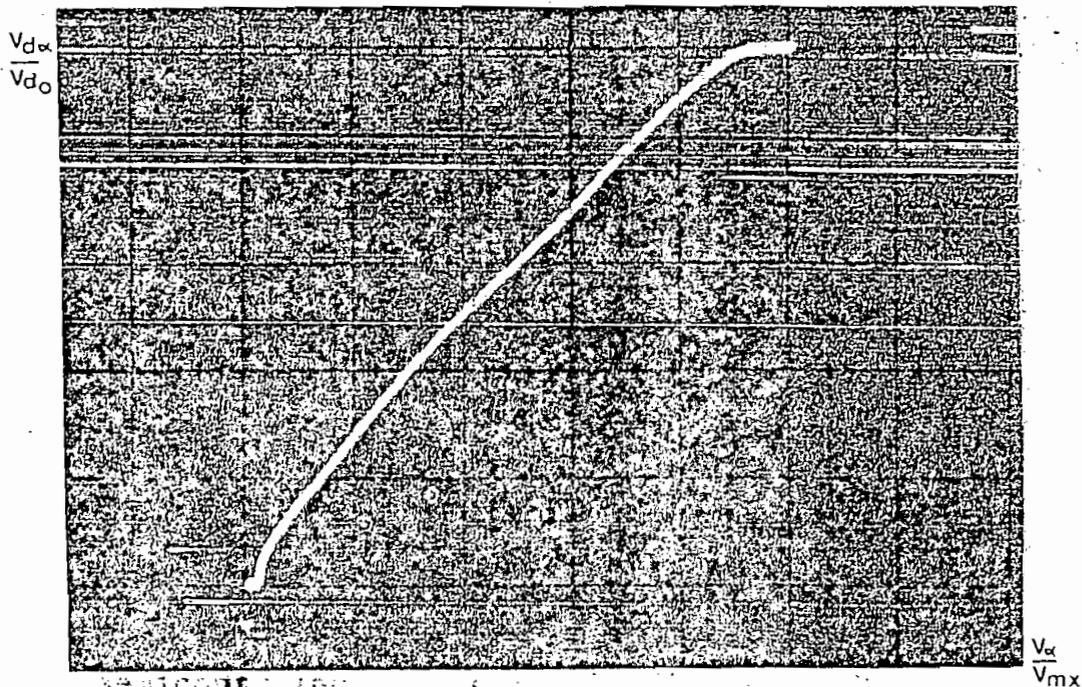
Para el efecto, en el Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Escuela Politécnica Nacional se ha impulsado la realización de diferentes módulos de control y de potencia con opciones similares y con capacidad de interconexión entre ellos. Este trabajo es un claro ejemplo de ello.

3.3 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL SISTEMA DE CONTROL DIDACTICO

Para determinar experimentalmente las funciones de transferencia, el rango de variación de sus parámetros y sus limitaciones, se realizaron las siguientes pruebas:

3.3.1 Convertidores AC-DC

Básicamente, nos interesa determinar la característica estática del conjunto circuito de disparo - convertidor. Para ello, se han obtenido curvas del voltaje normalizado medio de salida del convertidor ($V_{d\alpha}/V_{d0}$) vs. voltaje normalizado de entrada al circuito de disparo (V_{α}/V_{mx}) para cada uno de los convertidores estáticos disponibles en el equipo. :



Fotografía N. 7. Característica estática del conjunto circuito de disparo - convertidor AC-DC.

Escala vertical: 2V/div.
Escala horizontal: 2V/div.

La Fotografía N. 7 muestra los resultados obtenidos para el convertor AC-DC trifásico semicontrolado.

Se aprecian pequeñas *zonas muertas* en los extremos de la curva, las cuales se deben a que en la práctica los circuitos de disparo fueron implementados para responder a una señal de entrada V_a entre 0.5 y 9 V aproximadamente, en vez de los niveles 0 y 10 V planteados como criterio de diseño. Esto resultó necesario para asegurar un rango de control total sobre el ángulo de activado de los tiristores.

Por lo tanto, la ganancia estática de cada convertor se incrementa en un pequeño porcentaje, habiéndose obtenido los siguientes resultados para cada configuración:

Convertor AC-DC	Función de transferencia
Monofásico controlado	$F_t(s) = \frac{1.22}{1 + s \cdot 4.17 \cdot 10^{-3}}$
Monofásico semicontrolado	$F_t(s) = \frac{1.22}{1 + s \cdot 4.17 \cdot 10^{-3}}$
Trifásico controlado P = 3	$F_t(s) = \frac{1.28}{1 + s \cdot 2.77 \cdot 10^{-3}}$
Trifásico controlado P = 6	$F_t(s) = \frac{1.21}{1 + s \cdot 1.39 \cdot 10^{-3}}$
Trifásico semicontrolado	$F_t(s) = \frac{1.11}{1 + s \cdot 2.77 \cdot 10^{-3}}$

Tabla 3.1. Función de transferencia del conjunto circuito de disparo - convertor AC-DC.

De los resultados obtenidos se ve que es posible aproximar las funciones de transferencia de los convertidores estáticos a una sola expresión general, sin incurrir en errores de consideración:

$$F(s) = \frac{1.2}{1 + s T_t}$$

donde:

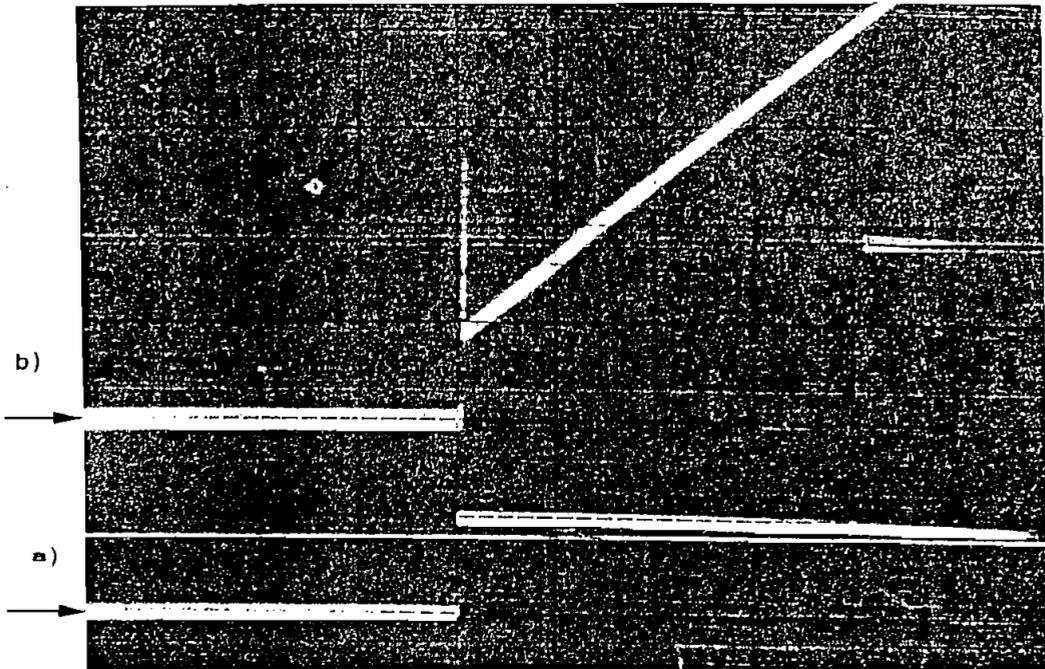
$$T_t = \text{constante de tiempo del convertidor} = T/(2P)$$

3.3.2 Controladores Analógicos

Para determinar los rangos de variación de la ganancia proporcional, del tiempo integral y del tiempo derivativo, se puede registrar la respuesta del controlador cuando se introduce un escalón unitario en la señal de error, tal como se puede ver en la Fotografía N. 8. De esta forma se determinó que los parámetros de cada controlador pueden variar en los rangos especificados en la Tabla 3.2.

Acción de control	Rango de variación (x 1)	Rango de variación (x 10)
Proporcional: K_P	0.0 - 0.95	0.0 - 10.4
Integral: T_I (s.)	0.1 - 1.3	0.009-0.12
Derivativa: T_D (ms.)	1.8 - 21.0	20.0 - 224

Tabla 3.2. Parámetros de los controladores P.I.D.



Fotografía N. 8. Respuesta del controlador
P.I.D. a una señal paso.

- a) Señal de error
- b) Salida del controlador

· Escala vertical : 1 V/div.
Escala horizontal : 1 seg/div.

3.3.3 Sensores y Transductores

En primer término, resulta conveniente evaluar las características estáticas de los sensores y transductores implementados en el equipo, con el fin de determinar el rango de operación lineal de los mismos.

En el equipo construido existen tres sensores y transductores: de velocidad, voltaje y corriente de armadura. Aquí se presenta solo los resultados obtenidos para el

sensor y transductor de velocidad, por considerarlo el caso más crítico.

Como sensor de velocidad se utilizó un tacogenerador de corriente alterna. En este caso, el transductor de velocidad realiza las funciones de rectificación y detección del valor medio. Se considera a éste el caso más crítico ya que en la medición de la variable *velocidad* están involucrados elementos mecánicos y eléctricos y por otra parte, el tacogenerador entrega una señal de voltaje de amplitud y frecuencia variables en función de la velocidad.

La Fig. 3.10 muestra la característica del voltaje de salida del sensor y transductor vs. velocidad del motor. Los datos para la realización de esa curva fueron obtenidos experimentalmente y en la Tabla 3.3 se demuestra que la característica del transductor es lineal en todo el rango de operación.

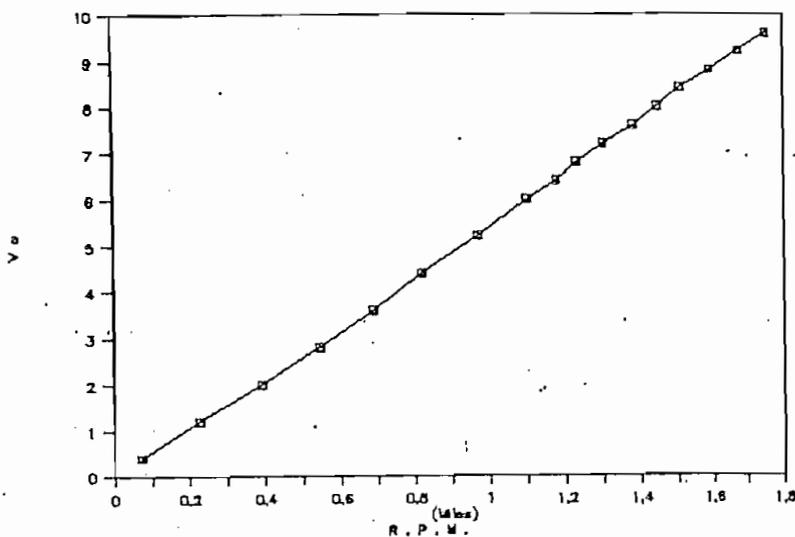


Fig. 3.10. Característica del sensor y transductor de velocidad.

R.P.M.	Vo	Regresión lineal:	
1750	9,6	Constante	0,0000
1675	9,2	Error estándar de	
1590	8,8	la estimación de Y	0,0953
1510	8,4	<u>Coefficiente correlación</u>	<u>0,9989</u>
1450	8,0	No. de Observaciones	17
1385	7,6	Grados de libertad	15
1305	7,2		
1235	6,8	Coefficientes(s) X	0,0054
1180	6,4	Error estándar del	
1100	6,0	coeficiente de X	0,0000
970	5,2		
820	4,4		
690	3,6		
545	2,8		
390	2,0		
225	1,2		
70	0,4		

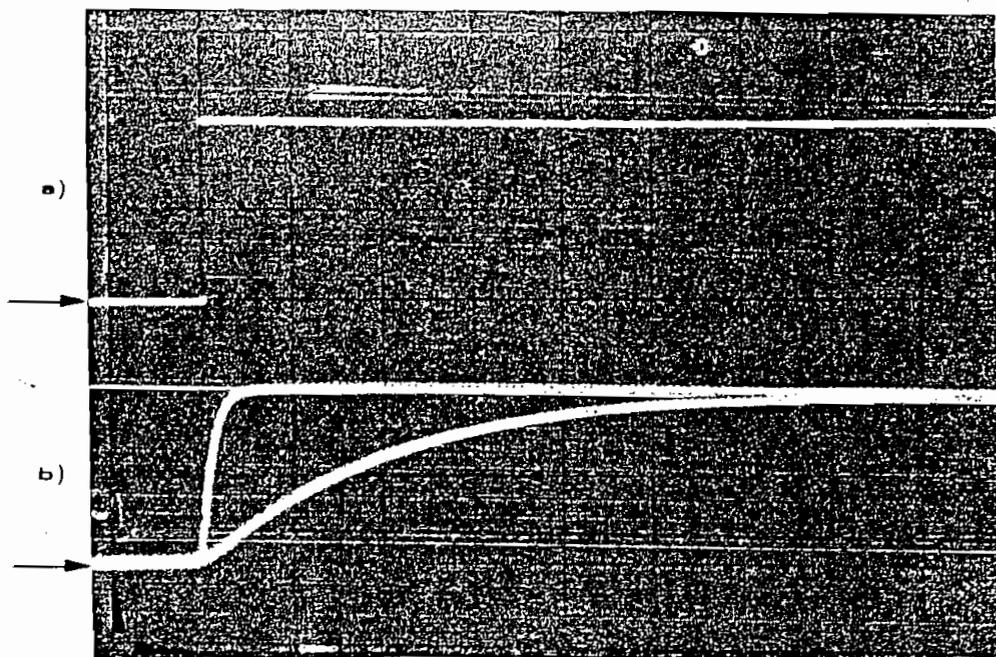
Tabla 3.3 Sensor y Transductor de velocidad.

Pruebas similares fueron realizadas para analizar las características estáticas de los sensores y transductores de voltaje y corriente de armadura. Se determinó que sus características son totalmente lineales en todo el rango de operación.

Para determinar las características dinámicas del transductor de velocidad, se registró su respuesta a una señal escalón en la entrada, manteniendo la frecuencia de corte del filtro en el valor mínimo y en el valor máximo, tal como se puede apreciar en la Fotografía N. 9.

Durante las pruebas realizadas se pudo observar que manteniendo al máximo la frecuencia de corte del filtro pasabajos incorporado en cada transductor (mínimo nivel de filtrado), el nivel de rizado asociado a la señal de salida es prácticamente despreciable. Por lo tanto, es recomendable trabajar en estas condiciones para evitar que

los transductores introduzcan retardos considerables en los lazos de realimentación del sistema.



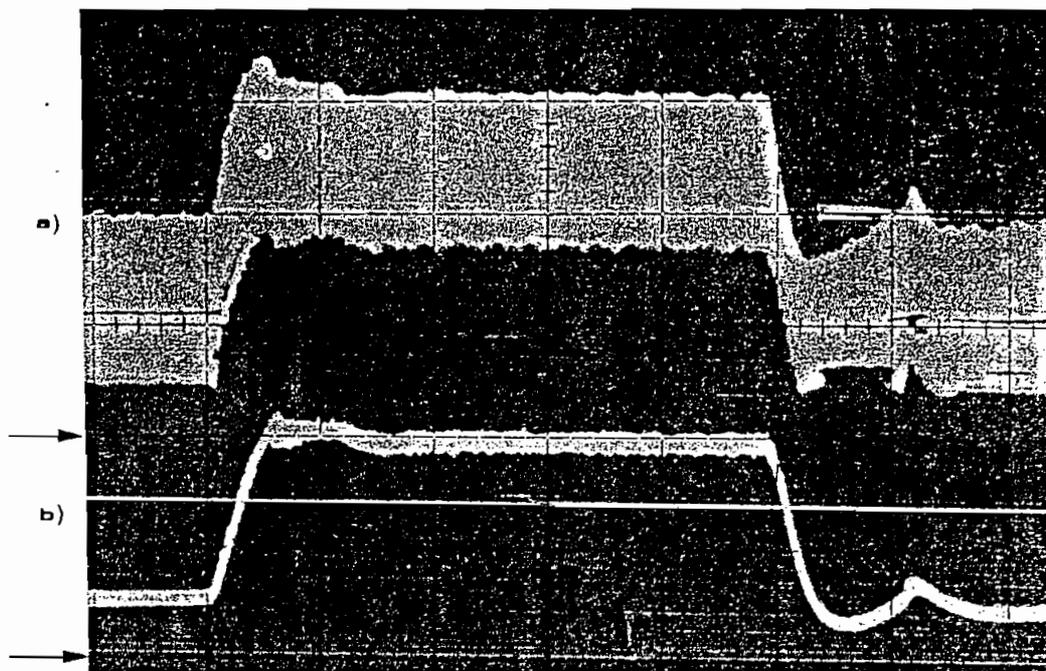
Fotografía N. 9. Respuesta del transductor de velocidad a una señal escalón.

- a) Señal de entrada
- b) Salida del transductor

Escala vertical : 0.5 V/div.
Escala horizontal : 0.2 seg./div.

Mediante un procedimiento análogo se determinó la respuesta de los transductores de voltaje y corriente de armadura.

La Fotografía N. 10 muestra la señal de corriente de armadura y la correspondiente salida del transductor, donde se puede apreciar la precisión y rapidez de respuesta del circuito implementado.



Fotografía N. 10. Respuesta del sensor y transductor de corriente.

- a) *Corriente de Armadura*
- b) *Salida del transductor*

Escala vertical:

Señal de corriente: 2 A/div.

Salida del transductor: 5 V/div.

Escala horizontal: 0.5 seg/div.

En base a los resultados experimentales obtenidos, es posible aproximar las funciones reales de transferencia de los sensores y transductores a las expresiones de la Tabla 3.4, en términos de las correspondientes variables normalizadas. Estas expresiones se pueden considerar válidas en todo el rango de operación del sistema.

SENSOR Y TRANSDUCTOR	FUNCION DE TRANSFERENCIA	CONSTANTE DE TIEMPO
VELOCIDAD	$F_w(s) = \frac{1}{1 + s T_w}$	$0.012 \leq T_w \leq 0.5$
VOLTAJE DE ARMADURA	$F_{va}(s) = \frac{1}{1 + s T_{va}}$	$0.04 \leq T_{va} \leq 0.06$
CORRIENTE DE ARMADURA	$F_c(s) = \frac{1}{1 + s T_c}$	$0.030 \leq T_c \leq 0.040$

Tabla 3.4. Funciones de Transferencia de los sensores y transductores.

3.3.4 Diagrama de bloques del sistema de control

En la Fig. 3.11 se presenta el diagrama general de bloques del equipo construido con las respectivas funciones de transferencia de cada elemento del sistema de control.

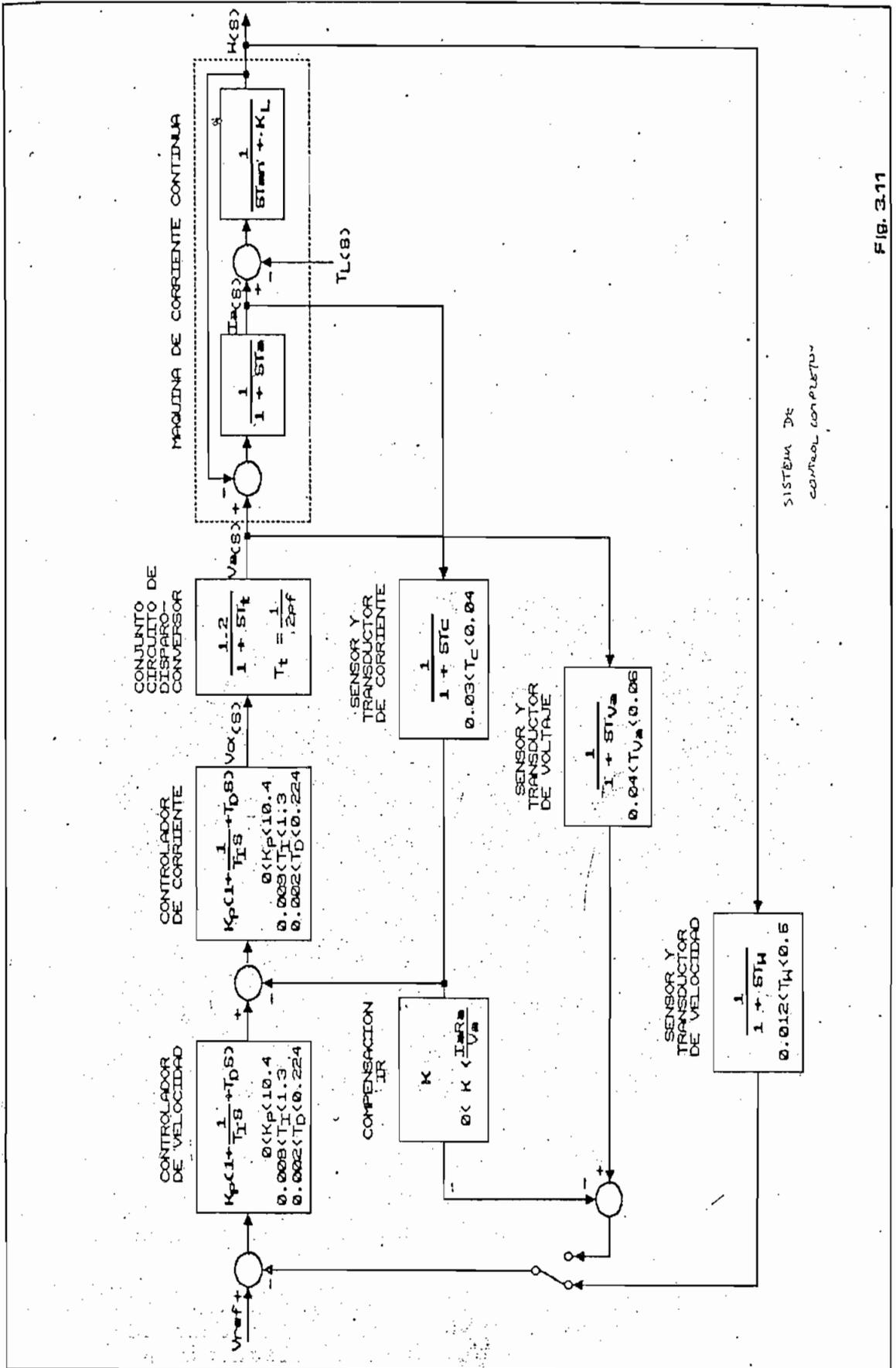
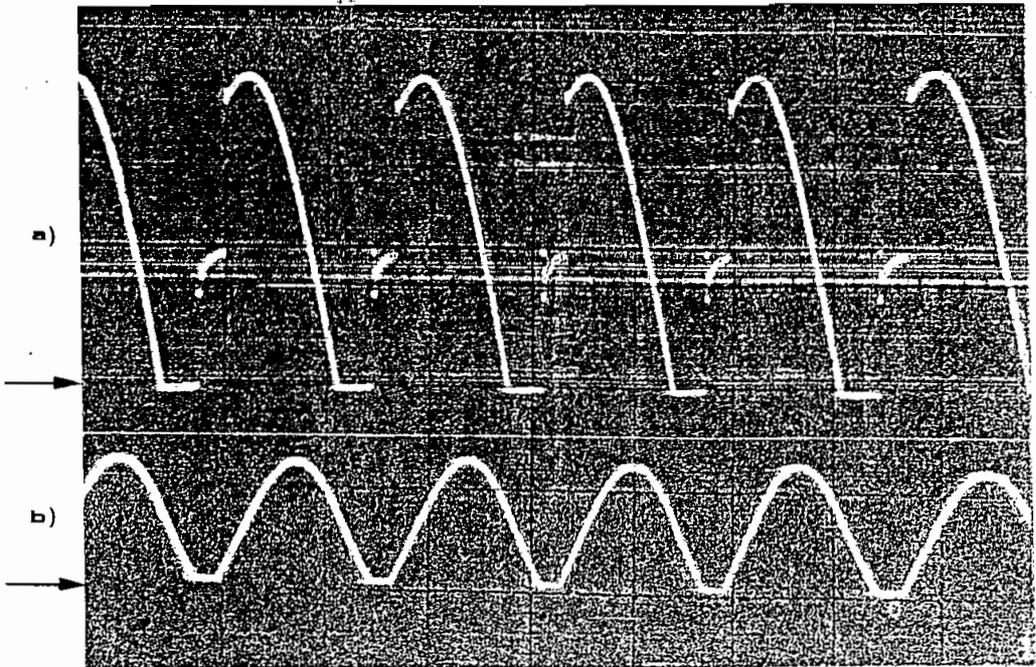


Fig. 3.11

El voltaje medio de salida en la Fotografía N. 11 es aproximadamente $V_{a\alpha} = 76$ V y la corriente media $I_a = 12$ A.

3.4.2 Convertor AC-DC monofásico semicontrolado

En la Fotografía N. 12 se pueden apreciar las formas de onda del voltaje terminal y la corriente de armadura cuando se utiliza el convertor monofásico semicontrolado con diodo de conmutación, para un ángulo de activado de los tiristores $\alpha = 60^\circ$ aproximadamente. El voltaje medio es aproximadamente $V_{a\alpha} = 83$ V y la corriente media $I_a = 14$ A.



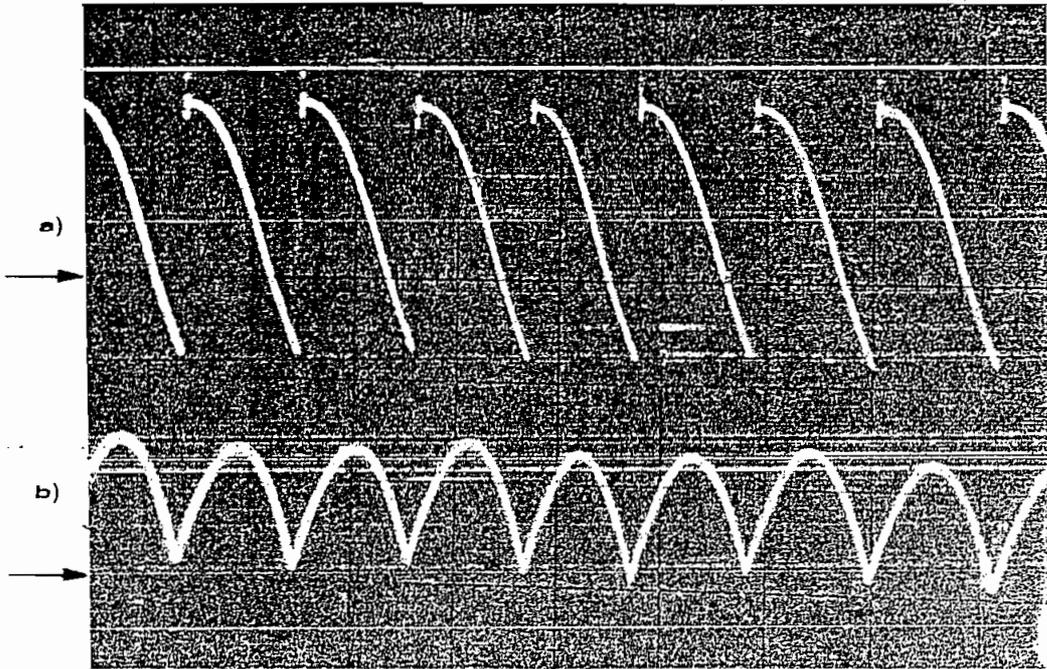
Fotografía N. 12. Convertor monofásico semicontrolado.

- a) *Voltaje terminal*
- b) *Corriente de armadura*

Escala vertical:
Voltaje: 50 V/div.
Corriente: 20 A/div.
Escala horizontal: 5 mseg./div.

3.4.3 Convertor AC-DC trifásico controlado de media onda

La Fotografía N. 13 muestra el voltaje y la corriente de salida del convertor AC-DC trifásico controlado de media onda ($P = 3$), cuando se ha seleccionado un ángulo de activado de los tiristores $\alpha = 36^\circ$ aproximadamente.



Fotografía N. 13. Convertor trifásico controlado $P = 3$.

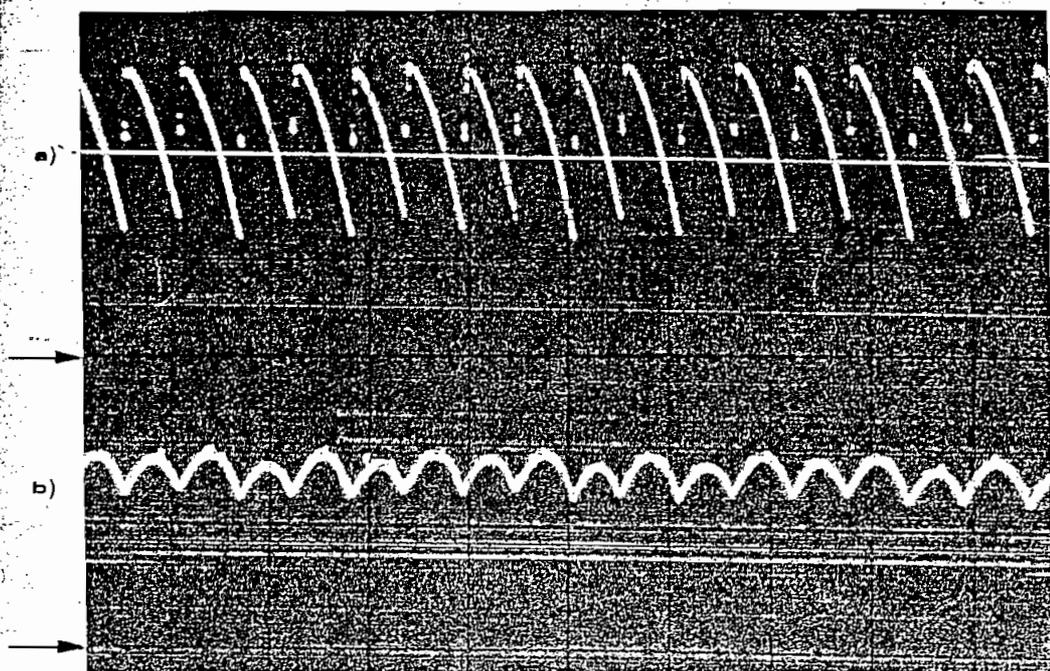
- a) Voltaje terminal
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:
Voltaje: 50 V/div.
Corriente: 10 A/div.
Escala horizontal: 5 mseg./div.

En esta prueba, el valor medio del voltaje de salida es aproximadamente $V_{a\alpha} = 60$ V y la corriente media $I_a = 7.5$ A.

3.4.4 Convertor AC-DC trifásico controlado tipo puente

En la Fotografía N. 14 se puede apreciar las formas de onda de voltaje y corriente para el convertor AC-DC controlado tipo puente ($P = 6$), para un ángulo de activado de los tiristores $\alpha = 45^\circ$ aproximadamente. Los valores medios del voltaje y la corriente de salida son $V_{d\alpha} = 105$ V e $I_d = 18$ A.



Fotografía N. 14. Convertor trifásico controlado $P = 6$.

- a) *Voltaje terminal*
- b) *Corriente de armadura*

Escala vertical:

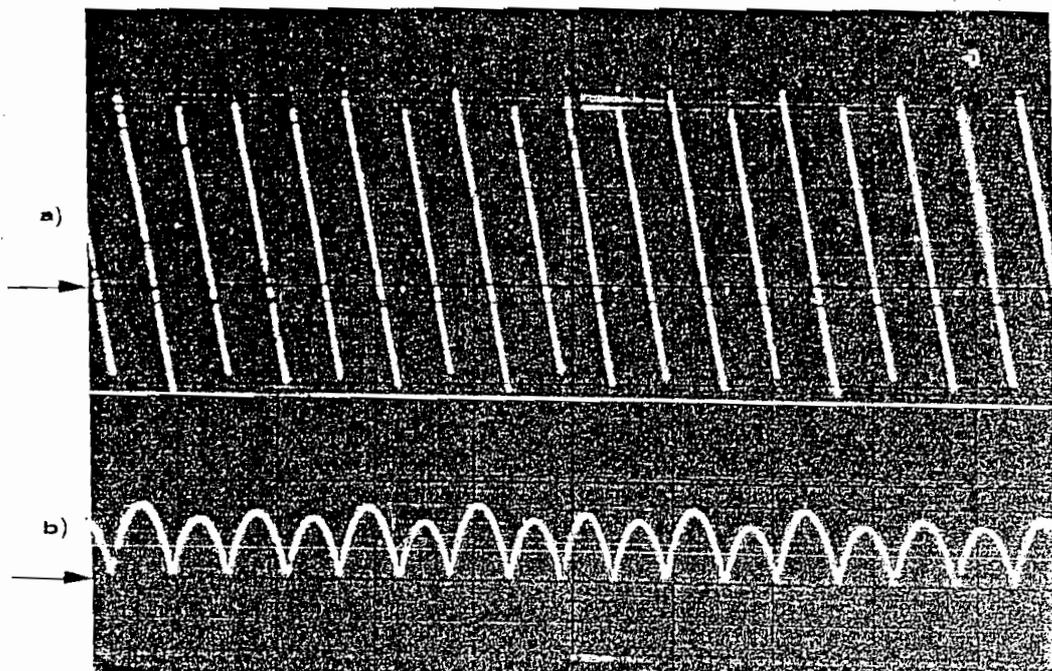
Voltaje: 50 V/div.

Corriente: 10 A/div.

Escala horizontal: 5 msec./div.

Utilizando el mismo convertor estático (trifásico controlado $P = 6$) se seleccionó un ángulo de activado α tal que el convertor trabaje en el límite entre el modo de conducción continua y discontinua. En la Fotografía N. 15 se

tienen las formas de onda de voltaje y corriente en estas condiciones. El valor medio del voltaje de salida es $V_{da} = 20$ V y de la corriente $I_a = 4$ A aproximadamente.



Fotografía N. 15. Conversor trifásico controlado $P = 6$.
Límite de conducción continua.

- a) Voltaje terminal
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Voltaje: 50 V/div.

Corriente: 10 A/div.

Escala horizontal: 5 mseg./div.

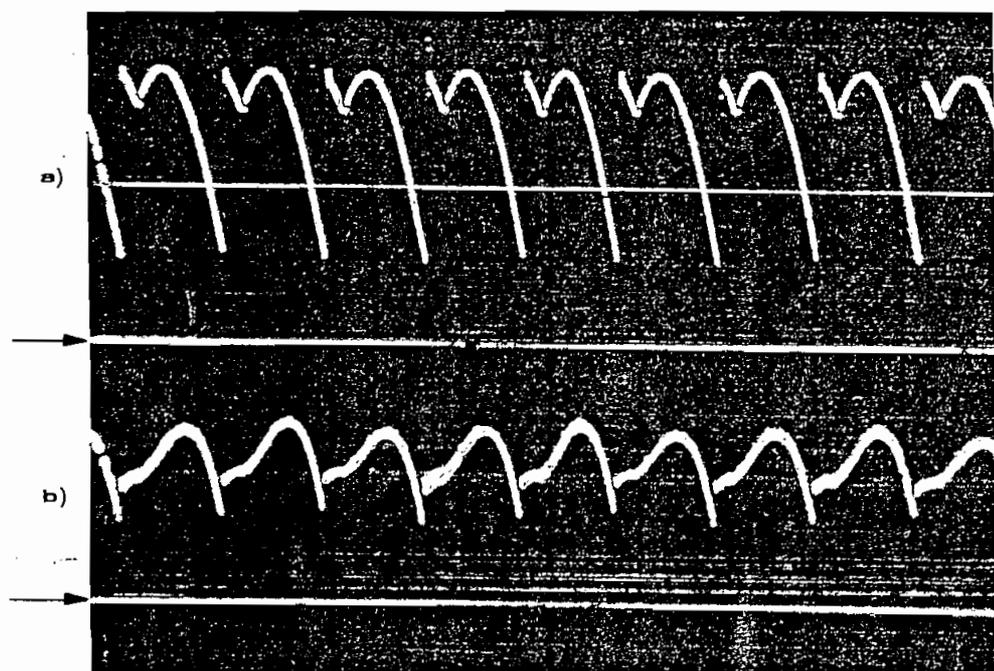
Se verifica que este conversor trabaja en régimen de conducción continua en la mayor parte de su rango de operación, ésto es:

$$0.13 \leq V_{da}/V_{do} \leq 1.0$$

En este rango de operación, la velocidad del motor varía entre 200 y 1200 RPM aproximadamente.

3.4.5 Convertor AC-DC trifásico semicontrolado

La Fotografía N. 16 muestra las formas de onda de voltaje y corriente en la salida del convertor AC-DC trifásico semicontrolado para un ángulo de activado de los tiristores $\alpha = 40^\circ$ y valores medios de voltaje y corriente: $V_{ca} = 125 \text{ V}$ e $I_a = 16.5 \text{ A}$, aproximadamente.



Fotografía N. 16. Convertor trifásico semicontrolado.

- a) *Voltaje terminal*
- b) *Corriente de armadura*

Escala vertical:

Voltaje: 50 V/div.

Corriente: 10 A/div.

Escala horizontal: 5 mseg./div.

En el conjunto de Fotografías expuestas se puede apreciar que los tiristores son activados en forma sincronizada y con un grado de simetría bastante aceptable. Los conver-

3.5 OPERACION CON UNA MAQUINA DC FRACCIONARIA

Estas pruebas fueron realizadas utilizando como carga un motor DC con los siguientes datos de placa:

Va	=	125	V
Ia	=	3.5	A
P	=	1/3	HP
W	=	1725	RPM

Para el control de la velocidad de este motor se utilizó el esquema de lazos múltiples o en cascada, con realimentación de corriente en el lazo interno, y de voltaje de armadura en el lazo exterior. Se utilizó la compensación IR para mejorar la regulación de velocidad del motor. En la Unidad de Potencia se seleccionó el convertidor AC-DC trifásico semicontrolado con diodo de conmutación.

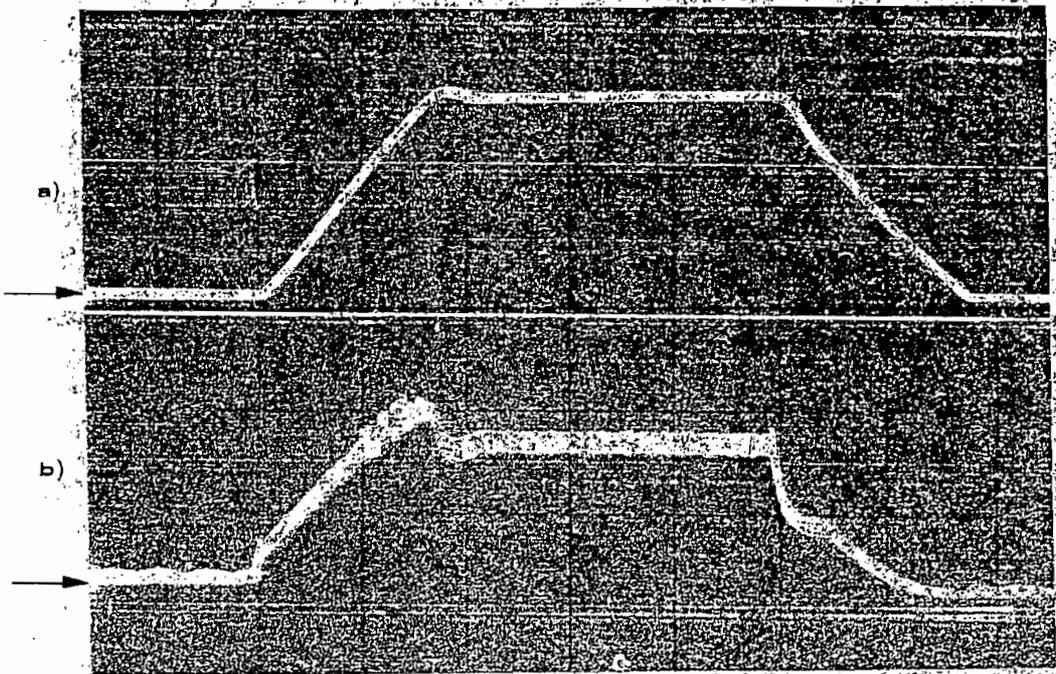
En ambos lazos de realimentación se utilizaron controladores tipo P.I. y la calibración de sus parámetros fue realizada en base a un procedimiento experimental de ajuste. Los parámetros seleccionados fueron los siguientes:

Controlador	Ganancia proporcional	Tiempo Integral
CORRIENTE	1.00	0.010 s.
VOLTAJE	5.00	0.100 s.

Acoplado al motor se tiene un generador DC autoexcitado, de modo que el motor trabaje con una carga proporcional al cuadrado de la velocidad. En estas condiciones, se realizaron las siguientes pruebas de laboratorio:

3.5.1 Arranque y parada del motor

En la Fotografía N. 17 se puede apreciar el período de arranque del motor. La señal superior es la velocidad y la inferior la corriente media de armadura.



Fotografía N. 17. Arranque de la máquina sin alcanzar la limitación de corriente.

- a) Velocidad
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

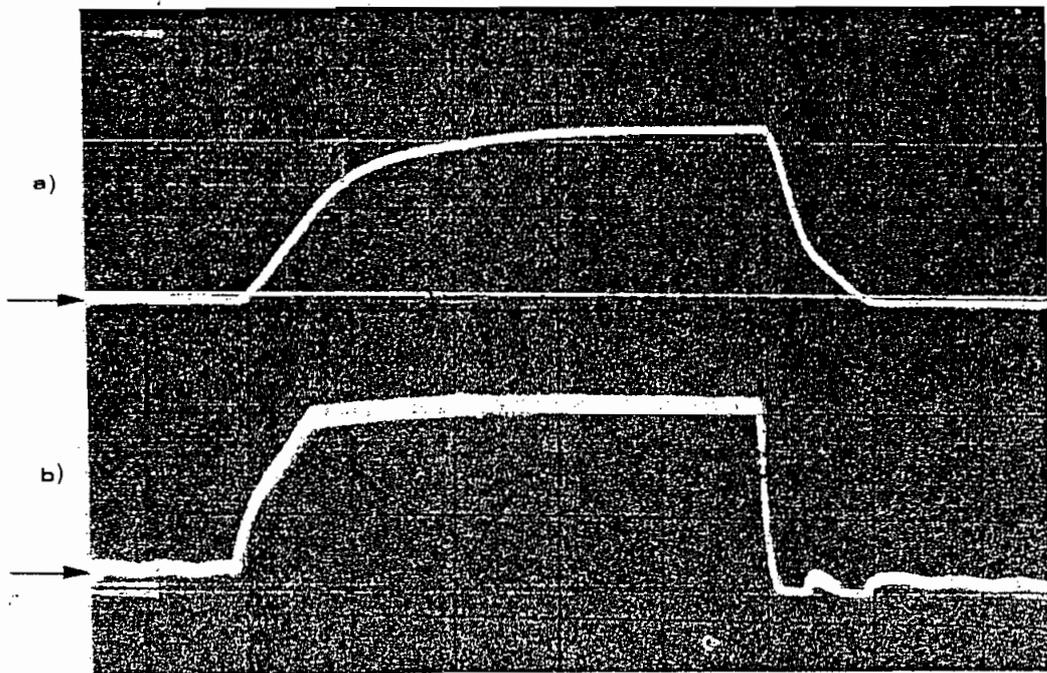
Velocidad: 5 V/div; 1 V = 172.5 RPM

Corriente: 5 V/div; 1 V = 0.45 A

Escala horizontal : 1 s/div.

En esta prueba el motor tiene acoplada la carga, llegando a sus condiciones nominales de operación. Para esta prueba se utilizó el control de aceleración - deceleración, y se fijó la limitación de corriente a un valor de $I_{LIM} = 5A$ aproximadamente. La corriente final en el motor es $I_a = 3.4 A$. La utilización del control de aceleración garantiza un arranque suave de la máquina sin la presencia de elevadas corrientes transitorias. Sin embargo, se ve que existe aproximadamente un 20% de sobretiro en la corriente y un 15% en la velocidad.

Esta prueba fue repetida utilizando la limitación de corriente calibrada al valor $I_{LIM} = 3 A$. En la Fotografía N. 18 se pueden ver los resultados obtenidos.



Fotografía N. 18. Arranque de la máquina con corriente limitada a 3 A.

- a) Velocidad
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Velocidad: 5 V/div; 1 V = 172.5 RPM
Corriente: 5 V/div; 1 V = 0.30 A

Escala horizontal : 0.5 s/div.

En la Fotografía N. 18 se ve que la corriente alcanza el valor máximo y se mantiene en esas condiciones hasta que la máquina arranque. Obviamente, el período de arranque tiene mayor duración pero se evita totalmente la presencia de sobretiros de corriente o velocidad.

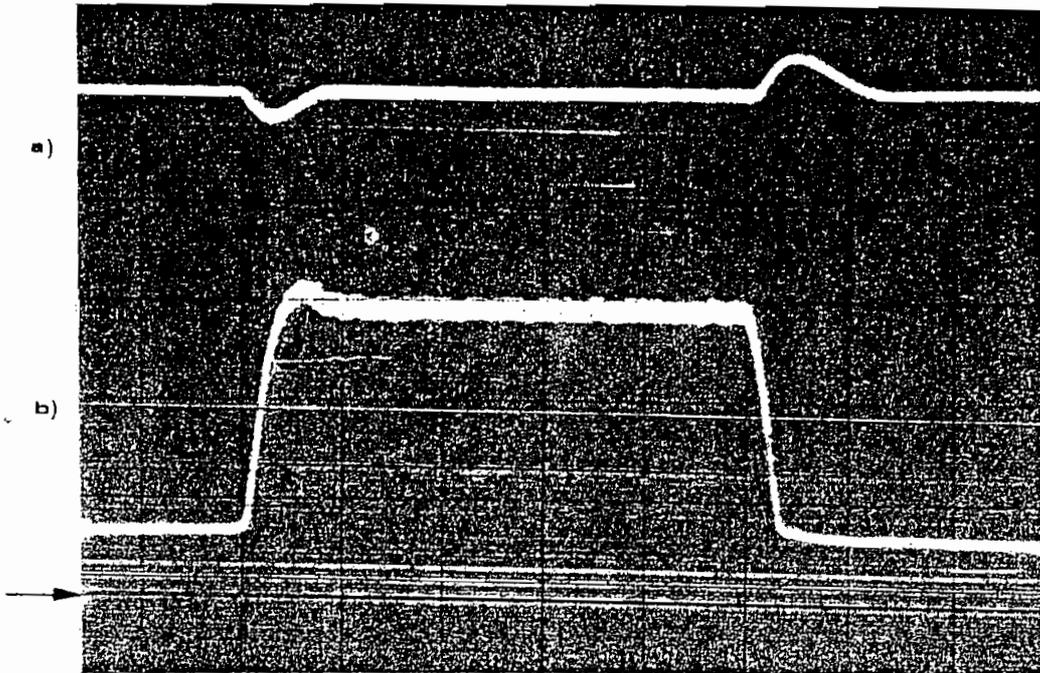
3.5.2 Respuesta del sistema a perturbaciones en la carga

Transcurrido el período de arranque del motor, el lazo externo pasa a tomar control sobre la operación del sistema, regulando el voltaje con compensación de la caída IR en la armadura del motor. Una calibración apropiada de la compensación IR garantiza una excelente regulación de velocidad, lo cual se demuestra con la Fotografía N. 19.

La Fotografía N. 19 corresponde a la prueba realizada para evaluar la respuesta del sistema a un cambio brusco, tipo escalón, en la carga aplicada al motor. La carga varía desde cero hasta el valor nominal y viceversa. La corriente en la armadura del motor cambia bruscamente entre los valores $I_a = 0.2 \text{ A}$ y $I_a = 3.2 \text{ A}$.

En esta prueba no se alcanza el límite de corriente fijado, permitiendo que el lazo externo regule la velocidad en todo instante.

La tendencia a disminuir la velocidad del motor al aplicar la carga es corregida rápidamente por el sistema, estabilizándose en la velocidad correcta en menos de 1 seg. Al quitar la carga aplicada al motor se produce un efecto similar, pero la respuesta es más lenta debido a que el sistema queda sujeto a la inercia de la máquina en vacío.



Fotografía N. 19. Respuesta del sistema a una variación escalón en la carga.

- a) Velocidad
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Velocidad: 2 V/div; 1 V = 287.5 RPM

Corriente: 5 V/div; 1 V = 0.53 A

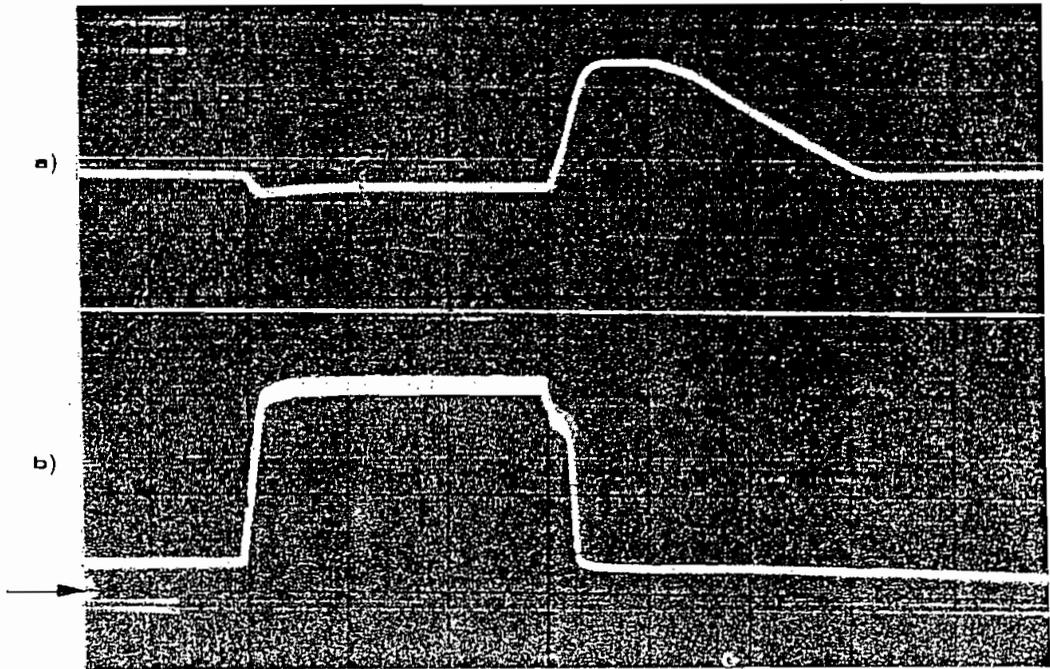
Escala horizontal : 1 s/div.

Esta misma prueba fue realizada limitando la corriente de armadura al valor $I_{LIM} = 3$ A. En estas condiciones, la aplicación brusca de la carga provoca un error de carácter permanente en la velocidad del motor, debido a que el control del sistema es transferido al lazo de corriente, tal como se puede ver en la Fotografía N. 20.

La corriente alcanza el máximo fijado en forma rápida, sin la presencia de sobretiro y se mantiene en esas condiciones en forma absolutamente estable lo cual muestra una adecuada calibración del lazo interno. Al retirar la carga aplicada al motor, el control del sistema es trans-

ferido del lazo de corriente al lazo del voltaje de armadura. Esta transferencia resulta lenta provocando que transitoriamente la velocidad del motor alcance un 135% del valor referencial. Este efecto no es de mayor importancia debido a que, en la práctica, solo se produce después de que el motor ha estado trabajando en condiciones de sobrecarga.

Es importante resaltar que el proceso inverso, es decir la transferencia del control del sistema del lazo externo al lazo interno, se produce en forma rápida y sin sobretiro. Esto garantiza una adecuada protección de la máquina y del convertidor estático.



Fotografía N. 20. Respuesta a un escalón en la carga con limitación de corriente.

- a) Velocidad
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Velocidad: 2 V/div;

1 V = 287.5 RPM

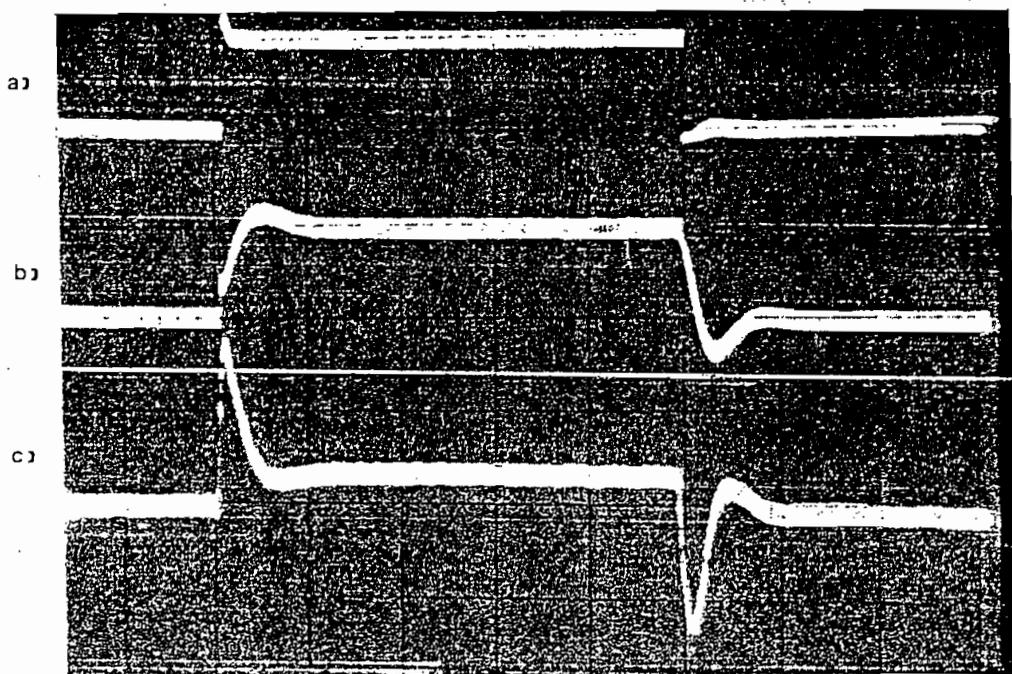
Corriente: 5 V/div;

1 V = 0.53 A

Escala horizontal : 1 s/div.

3.5.3 Respuesta del sistema ante variaciones de la referencia de velocidad

Las Fotografías N. 21 y N. 22 muestran la respuesta del sistema a una variación tipo escalón en la referencia de velocidad. En cada Fotografía se puede apreciar, de arriba hacia abajo, la señal de referencia, la velocidad del motor y la corriente de armadura. En la Fotografía N. 21 se tiene la respuesta del sistema sin alcanzar la limitación de corriente y en la Fotografía N. 22 la respuesta del sistema a la misma señal de entrada, alcanzando el límite de corriente fijado al valor $I_{LIM} = 3.5 \text{ A}$.



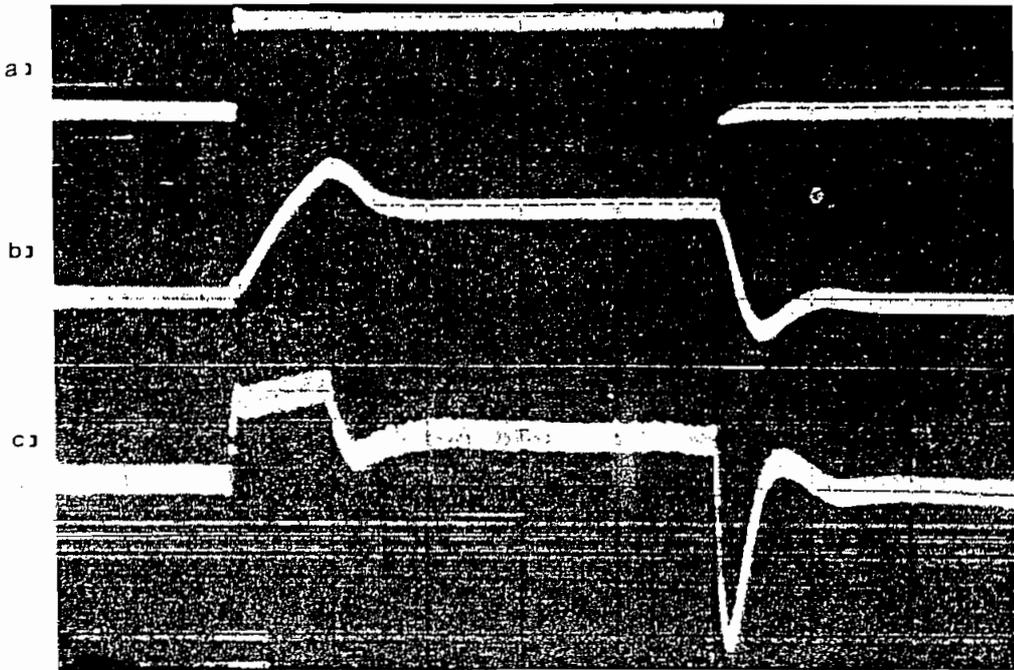
Fotografía N. 21. Respuesta a escalón en la referencia, sin limitación de corriente.

- a) Referencia
- b) Velocidad
- c) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Referencia:	1	V/div	
Velocidad :	1	V/div;	1 V = 172.5 RPM
Corriente :	2	V/div;	1 V = 1.25 A

Escala horizontal : 0.5 s/div.



Fotografía N. 22. Respuesta a escalón en la referencia con limitación de corriente.

- a) Referencia
- b) Velocidad
- c) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Referencia:	1	V/div	
Velocidad :	1	V/div;	1 V = 172.5 RPM
Corriente :	2	V/div;	1 V = 1.25 A

Escala horizontal : 0.5 s/div.

3:6 OPERACION CON UNA MAQUINA DE 2 KW

Los datos de placa del motor utilizado para este grupo de pruebas son:

Va	=	110	V
Ia	=	18.2	A
P	=	2.0	KW
W	=	1800	RPM

El control de este motor se realizó en base al esquema de lazos múltiples o en cascada, con realimentación de velocidad y de corriente, utilizando el convertidor trifásico controlado tipo puente (P = 6) disponible en la Unidad de Potencia.

Ambos lazos de realimentación utilizan controladores P.I. cuyos parámetros fueron seleccionados primeramente en base a los resultados analíticos del diseño de los controladores realizado en un trabajo de Tesis previo [31], y optimizados mediante ajustes realizados sobre la planta.

Los parámetros de operación seleccionados fueron los siguientes:

Controlador	Ganancia proporcional	Tiempo Integral
CORRIENTE	0.50	0.010 s.
VELOCIDAD	3.00	0.040 s.

Algunas pruebas han sido realizadas con *diferentes parámetros del controlador de velocidad*, con el propósito de apreciar los efectos que la calibración de los controladores produce en la respuesta del sistema. A menos que se indique lo contrario, todos los resultados corresponden a la operación del sistema con los controladores calibrados a los valores antes mencionados.

Acoplado al motor DC se tiene un generador DC con excitación independiente. De esta forma, el motor trabajará con una carga directamente proporcional a la velocidad.

Debido al mal estado de la máquina utilizada, no es posible alcanzar las condiciones nominales de velocidad por lo que los valores máximos de operación fueron restringidos a:

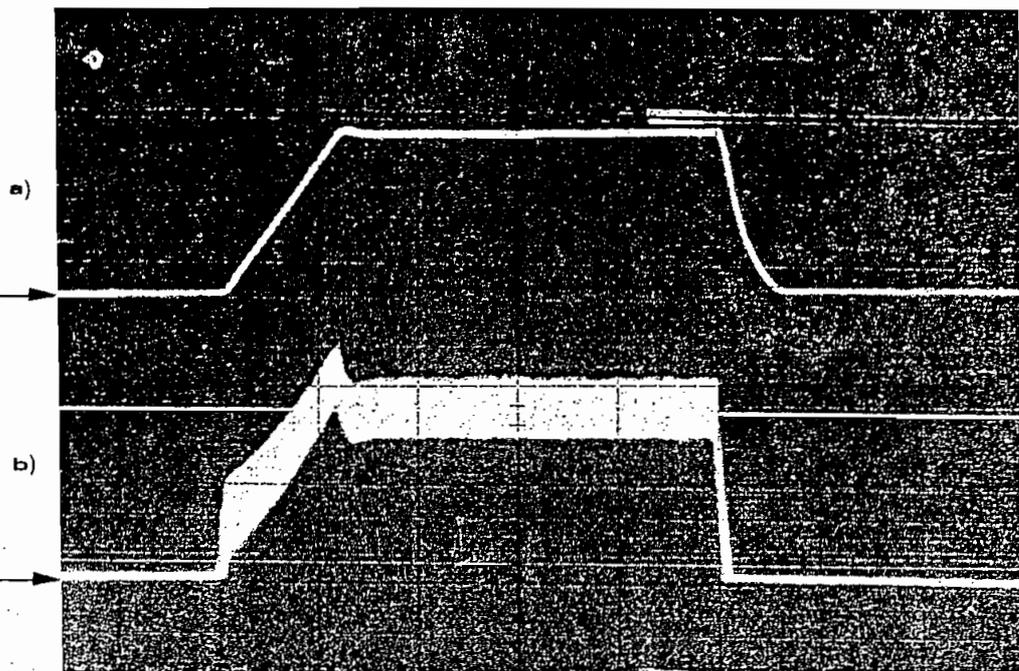
V _a	=	110 V
I _a	=	18.2 A
W	=	1200 RPM

Todas las pruebas fueron realizadas en estas condiciones de operación de la máquina, las cuales han sido consideradas como las nominales.

3.6.1 Arranque y parada del motor

En la Fotografía N. 23 se puede apreciar la secuencia de arranque y parada del motor utilizando el control de aceleración - deceleración disponible en el equipo y fijando el valor máximo de corriente en $I_{LIM} = 24 A$. Transcurrido

el período de arranque, la máquina alcanza sus condiciones nominales de operación.



Fotografía N. 23. Arranque y parada de la máquina con el control de aceleración - deceleración.

- a) Velocidad
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Velocidad: 5 V/div; 1 V = 150 RPM

Corriente: 1 V/div; 1 V = 10 A

Escala horizontal : 5 s/div.

Se puede apreciar un sobretiro en la corriente de armadura de un 15% y de un 6% en la velocidad del motor, aproximadamente. Para la realización de esta prueba se procedió de la siguiente manera:

-Se fijó el nivel mínimo (0 V) en una de las referencias de velocidad y, el nivel máximo (10 V) en la otra.

-Estando seleccionada la mínima referencia de velocidad, se conmuta a la referencia máxima, provocando que el motor arranque suavemente gracias al control de aceleración utilizado.

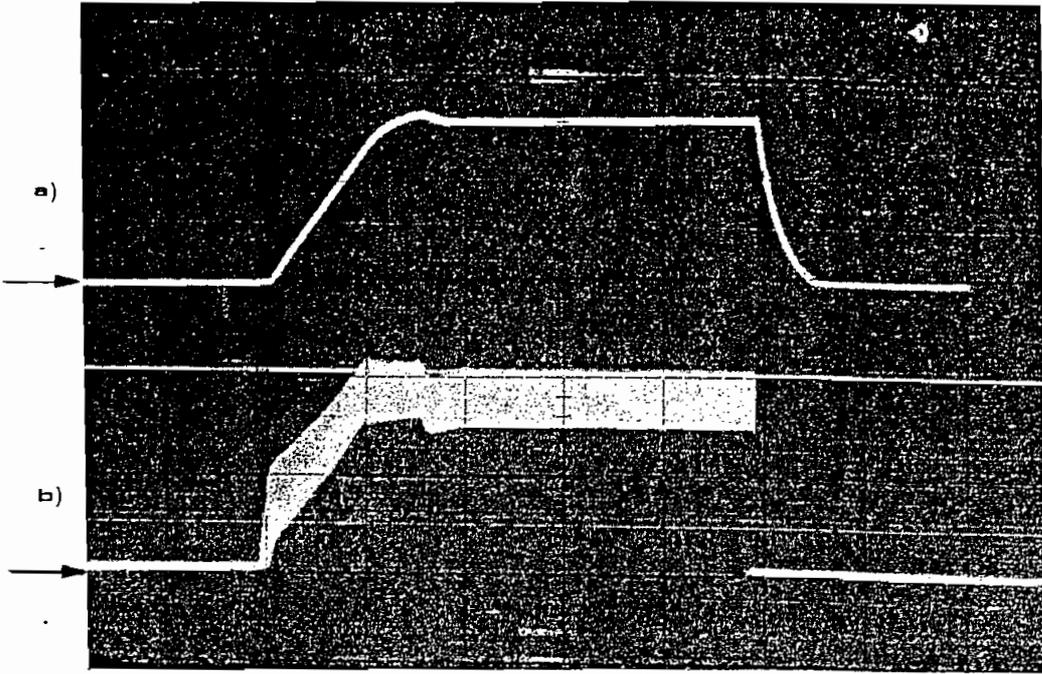
-Una vez que la máquina ha alcanzado sus condiciones nominales de velocidad, voltaje y corriente, se vuelve a conmutar la referencia de velocidad al valor mínimo. De esta forma, la máquina empieza a perder velocidad lentamente, de acuerdo al ajuste realizado en el control de deceleración.

La prueba de arranque y parada del motor fue repetida limitando la corriente del motor a un valor máximo $I_{LIM} = 19.5 \text{ A}$. Para la realización de esta prueba se utilizaron los pulsantes ON y RESET para provocar el arranque y parada del motor respectivamente. En este caso, solo se utiliza una de las dos referencias de velocidad ajustada a su valor máximo (10 V).

Los resultados de esta prueba se pueden apreciar en la Fotografía N. 24, en la cual se aprecia que la corriente es limitada exactamente al valor de 19.5 A. El lazo interno mantiene esas condiciones hasta que la máquina alcance su velocidad final. Entonces, el control es transferido al lazo externo y el sistema se dedica a regular la velocidad del motor. Obviamente, la limitación de la corriente de arranque provoca que el tiempo que se requiere para alcanzar la velocidad final sea mayor. Por otro lado, en esta prueba se verifica que la transferencia del control del sistema, desde el lazo de velocidad al de corriente y viceversa, se realiza en forma rápida y sin brusquedades.

El accionamiento del pulsante RESET para detener a la máquina provoca la deshabilitación instantánea del convertidor

AC-DC. La máquina pierde velocidad en forma relativamente lenta, sujeta a su propia inercia.



Fotografía N. 24. Arranque y parada de la máquina con control de aceleración - deceleración y limitación de corriente.

- a) *Velocidad*
- b) *Corriente de armadura*

Escalas verticales:

Velocidad: 5 V/div; 1 V = 150 RPM

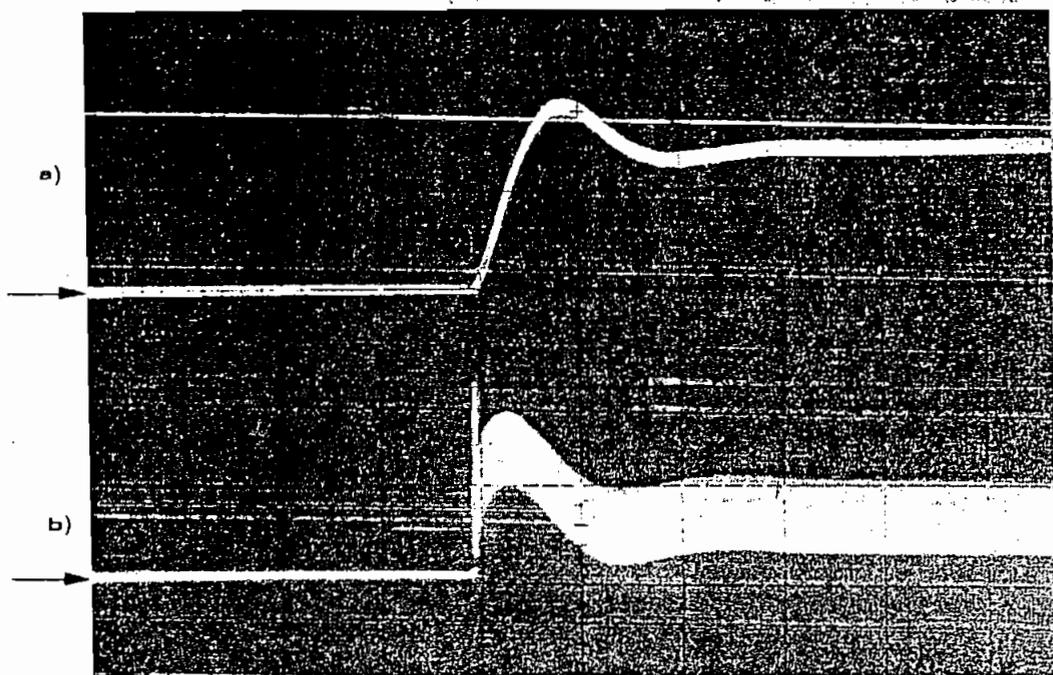
Corriente: 1 V/div; 1 V = 10 A

Escala horizontal : 5 s/div.

En las Fotografías N. 25 y N. 26 se pueden apreciar los resultados de un arranque brusco de la máquina, sin utilizar el control de aceleración. Para la realización de estas pruebas se seleccionó una referencia de velocidad de 3.5 V, es decir, aproximadamente un 35% de la velocidad máxima.

En la Fotografía N. 25 se observan los resultados de esta prueba fijando el límite de corriente en $I_{LIM} = 20$ A, mientras que en la Fotografía N. 26 se observan los resultados para una corriente de limitación de valor $I_{LIM} = 12$ A.

Obviamente, en este caso la máquina se demora más en alcanzar la velocidad seleccionada.



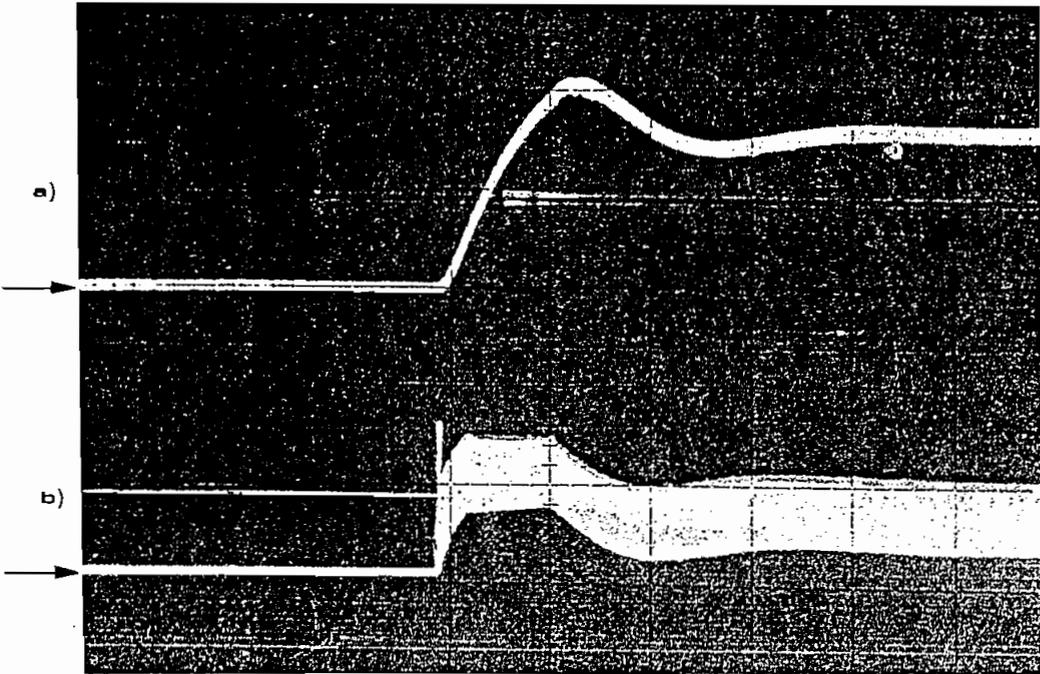
Fotografía N. 25. Arranque del motor con una señal tipo escalón en la referencia de velocidad.

- a) Velocidad
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Velocidad: 2 V/div; 1 V = 150 RPM
Corriente: 1 V/div; 1 V = 10 A

Escala horizontal : 2 s/div.



Fotografía N. 26. Arranque del motor con una señal tipo escalón en la referencia de velocidad, y con limitación de corriente.

- a) Velocidad
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Velocidad: 2 V/div; 1 V = 150 RPM

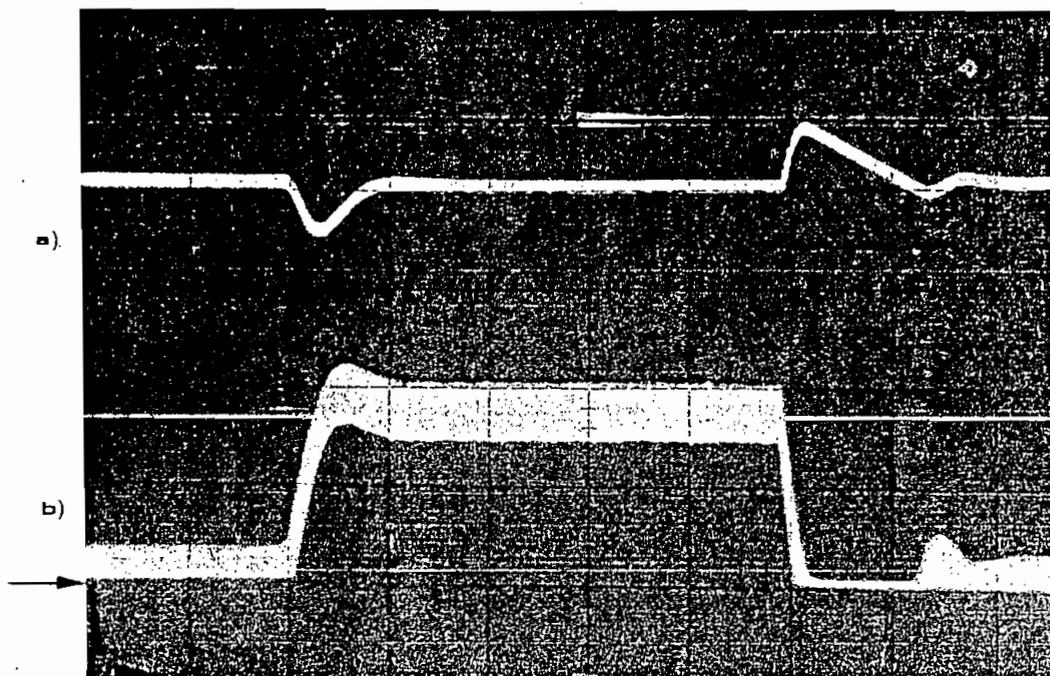
Corriente: 1 V/div; 1 V = 10 A

Escala horizontal : 2 s/div.

3.6.2 Respuesta del sistema a perturbaciones en la carga

Transcurrido el período de arranque, el sistema de control se dedica a la regulación de la velocidad, manteniéndola al valor seleccionado independientemente del estado de carga de la máquina. Esto se puede verificar observando las Fotografías N. 27, N. 28 y N. 29 en las que se registró la respuesta del sistema a variaciones bruscas, tipo

escalón, en la carga aplicada. El paso de carga va desde vacío hasta condiciones nominales y viceversa.



Fotografía N. 27. Respuesta del sistema a un escalón en la carga.

- a) *Velocidad*
- b) *Corriente de armadura*

Escalas verticales:

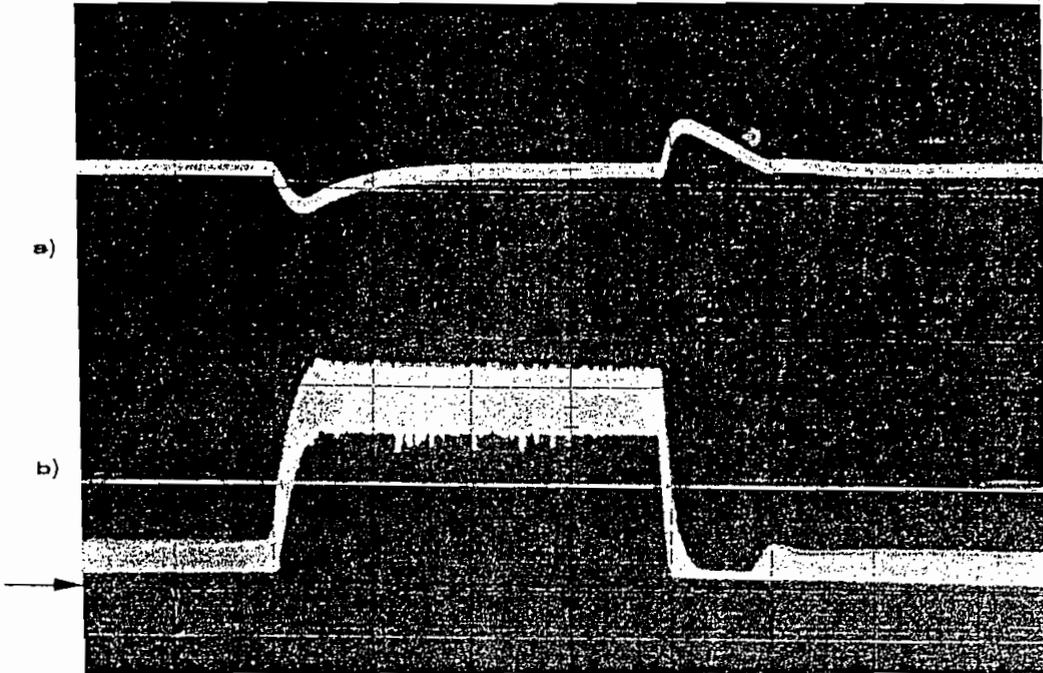
Velocidad: 2 V/div; 1 V = 150 RPM

Corriente: 1 V/div; 1 V = 10 A

Escala horizontal : 2 s/div.

En las Fotografías N. 28 y N. 29 se presentan los resultados de la misma prueba para calibraciones diferentes de los parámetros del controlador de velocidad.

En la Fotografía N. 28 se observa que prácticamente no existe sobretiro en la corriente de armadura, aunque la respuesta al conectar la carga resulta más lenta. Por otra parte, se puede notar una ligera inestabilidad en la corriente de armadura.



Fotografía N. 28. Respuesta del sistema a un escalón en la carga.

($K_P = 5.00$ y $T_I = 0.10$ s.)

- a) Velocidad
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

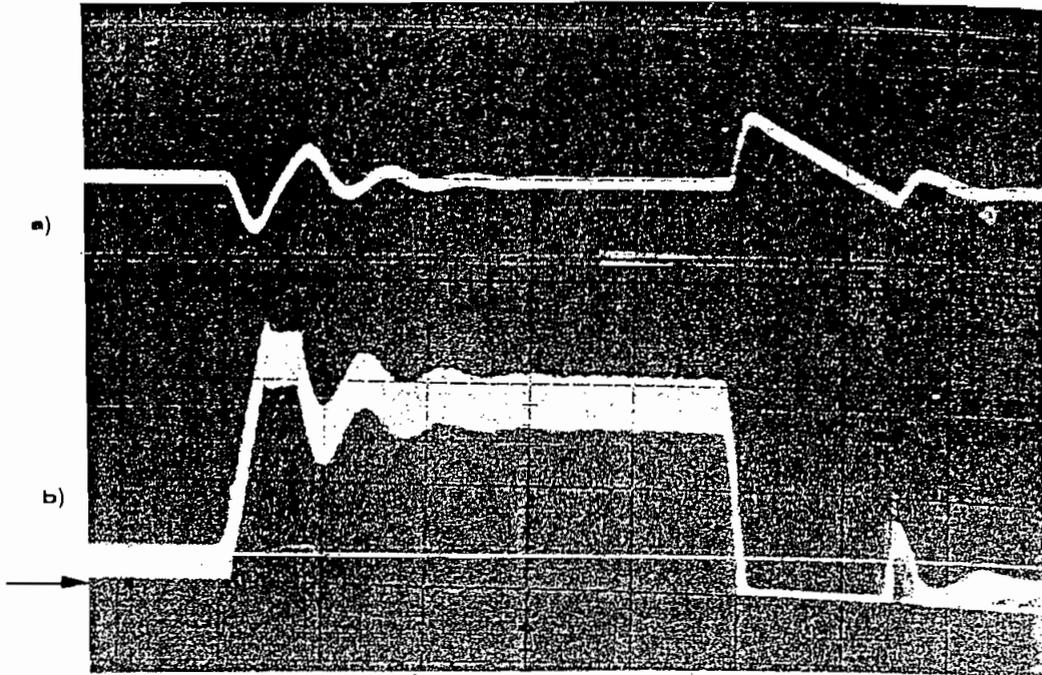
Velocidad: 2 V/div; 1 V = 150 RPM

Corriente: 1 V/div; 1 V = 10 A

Escala horizontal : 2 s/div.

En la Fotografía N. 29 se observa una respuesta subamortiguada (oscilatoria) del sistema, con un sobretiro que provoca en el primer ciclo la actuación del limitador de corriente.

Se observa además, que la respuesta del sistema es demasiado lenta.



Fotografía N. 29. Respuesta del sistema a un escalón en la carga.
($K_P = 1.50$ y $T_I = 0.01$ s.)

- a) *Velocidad*
- b) *Corriente de armadura*

Escalas verticales:

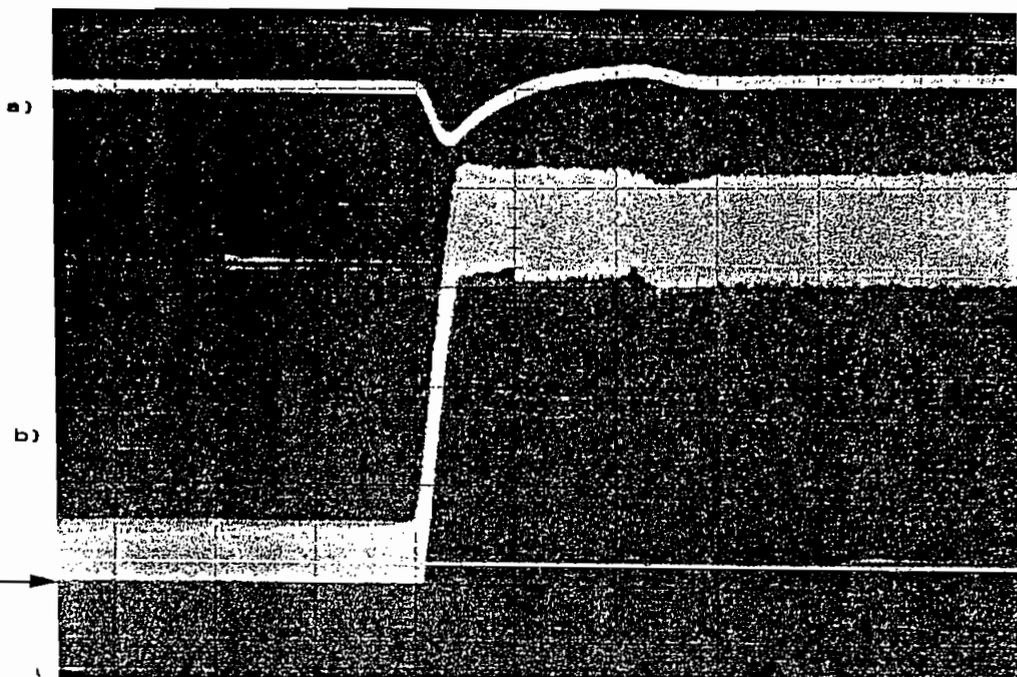
Velocidad: 2 V/div; 1 V = 150 RPM

Corriente: 1 V/div; 1 V = 10 A

Escala horizontal : 2 s/div.

En las Fotografías N. 27, N. 28 y N. 29 se han registrado las respuestas del sistema ante un cambio brusco en la carga, para diferentes parámetros de ajuste del controlador de velocidad y con la corriente máxima fijada al valor $I_{LIM} = 22$ A.

La Fotografía N. 30 muestra la respuesta del sistema ante una variación de tipo escalón en la carga, desde vacío a condiciones nominales, calibrando la limitación de corriente al valor $I_{LIM} = 19.5$ A.



Fotografía N. 30. Respuesta del sistema a un escalón en la carga, con limitación de la corriente.

- a) *Velocidad*
- b) *Corriente de armadura*

Escalas verticales:

Velocidad: 2 V/div; 1 V = 150 RPM

Corriente: 0.5 V/div; 1 V = 10 A

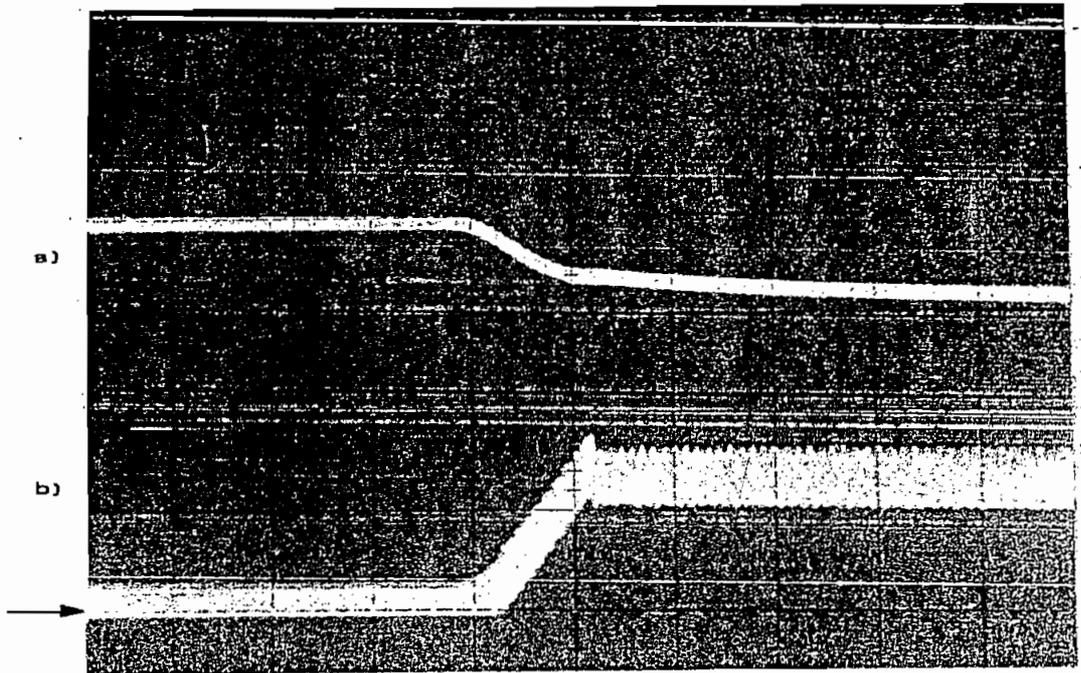
Escala horizontal : 2 s/div.

En esta Fotografía se puede ver como actúa el limitador de corriente, impidiendo que sobrepase el valor máximo fijado. Al limitar la corriente de armadura, se observa que el sistema requiere un tiempo mayor para recuperar la velocidad de referencia.

Se puede ver también, que la conmutación del modo de regulación de corriente al de regulación de velocidad se realiza en forma suave, lo cual es una característica propia del esquema de control en cascada. En esta prueba, la corriente alcanza transitoriamente el límite máximo, pero

el valor final es menor. Consecuentemente, el control del sistema queda a cargo del lazo externo, el cual se encarga de mantener la velocidad de la máquina en su valor referencial.

Si se selecciona una corriente máxima $I_{LIM} = 12 \text{ A}$ y se repite la prueba de conectar bruscamente la carga nominal, se obtienen los resultados presentados en la Fotografía N. 31.



Fotografía N. 31. Respuesta del sistema a un escalón en la carga, con limite de corriente $I_{LIM} = 12 \text{ A}$.

- a) Velocidad
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Velocidad: 2 V/div; 1 V = 150 RPM
Corriente: 1 V/div; 1 V = 10 A

Escala horizontal: 0.5 s/div.

En la Fotografía N. 31 se puede apreciar que al conectar la carga la corriente alcanza el valor máximo fijado y se mantiene en estas condiciones en forma permanente. Por lo tanto, el sistema queda bajo el control del lazo interno el cual se encarga de regular la corriente. En este caso, la velocidad de la máquina deja de ser regulada, notándose un error de carácter permanente en la misma.

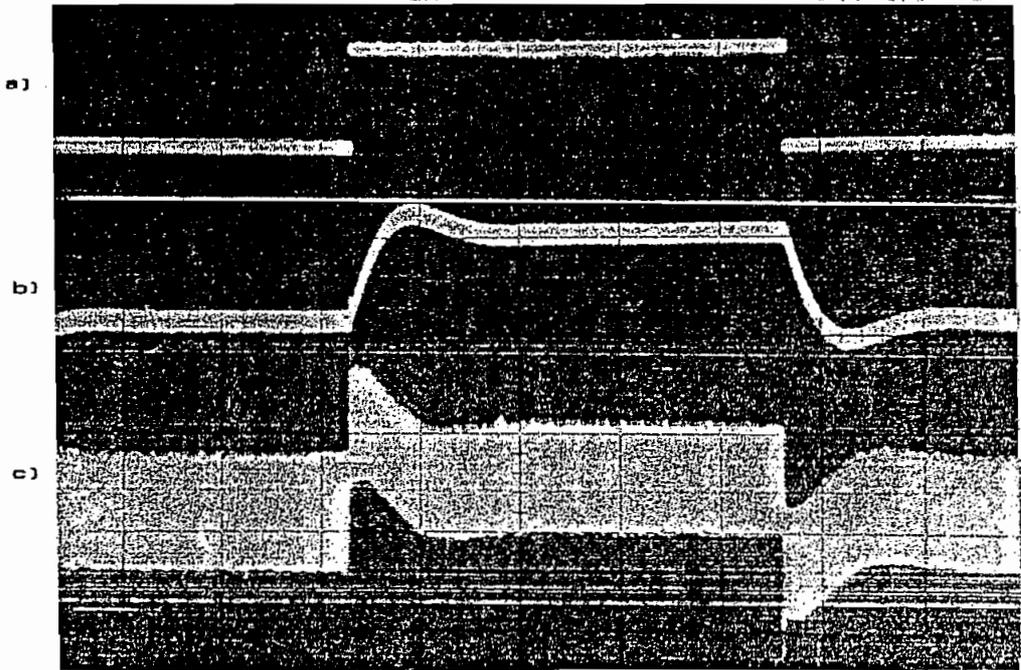
3.6.3 Respuesta del sistema ante variaciones de la referencia de velocidad

Las Fotografías N. 32 y N. 33 muestran la respuesta del sistema a una variación tipo escalón en la señal de referencia de velocidad. De arriba hacia abajo, se puede apreciar la señal de referencia, la de velocidad y la de corriente de armadura del motor. La Fotografía N. 32 corresponde a la prueba realizada con una corriente de limitación igual a $I_{LIM} = 20$ A, mientras que en la Fotografía N. 33 se tiene la respuesta del sistema cuando la corriente máxima ha sido limitada al valor $I_{LIM} = 16$ A.

En el primer caso, la corriente no alcanza el límite fijado, de modo que el sistema es controlado básicamente por el lazo externo. Se puede apreciar que la velocidad responde en forma rápida y con un pequeño sobretiro a los cambios efectuados en la referencia (Fotografía N. 32).

Cuando se fija una corriente máxima de 16 A, la señal escalón en la referencia de velocidad provoca que la corriente alcance transitoriamente el máximo fijado. Durante ese intervalo el sistema queda bajo el control del lazo interno, el cual se dedica a regular la corriente en

su valor máximo (Fotografía N. 33). Cuando ha transcurrido el período de aceleración, la corriente disminuye y el sistema vuelve a estar bajo el control del lazo externo, el cual regula la velocidad del motor.



Fotografía N. 32. Respuesta del sistema a un escalón en la referencia, sin alcanzar el límite de corriente.

- a) Referencia
- b) Velocidad
- c) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Referencia: 1 V/div

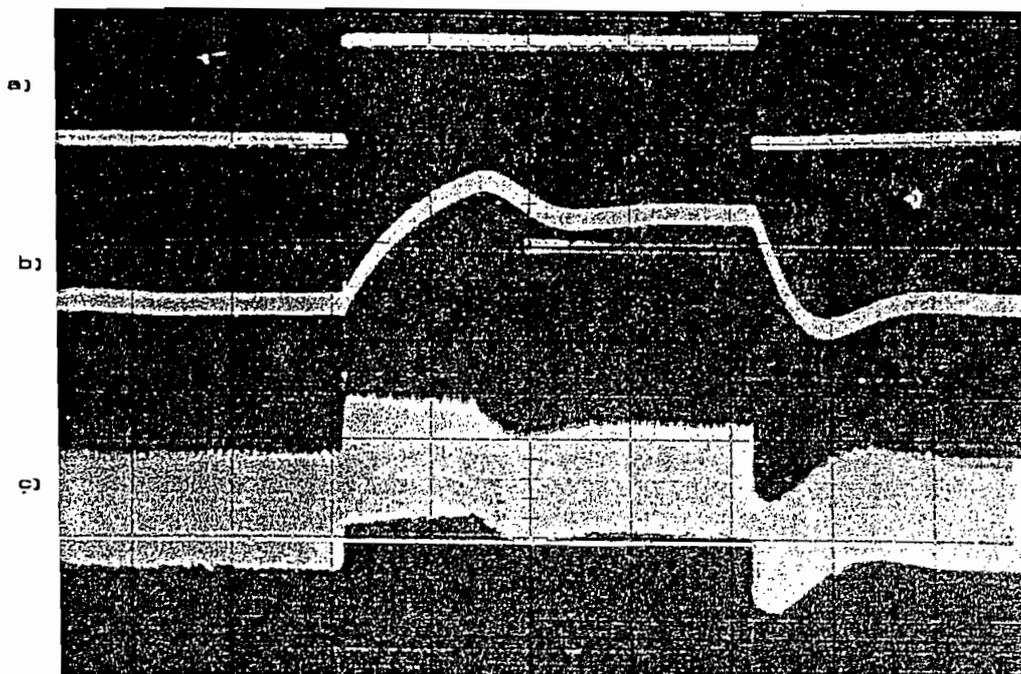
Velocidad : 1 V/div;

Corriente : 0.5 V/div;

Escala horizontal : 2 s/div.

1 V = 150 RPM

1 V = 10 A



Fotografía N. 33. Respuesta del sistema a un escalón en la referencia, con limitación de corriente.

- a) Referencia
- b) Velocidad
- c) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Referencia: 1 V/div

Velocidad : 1 V/div;

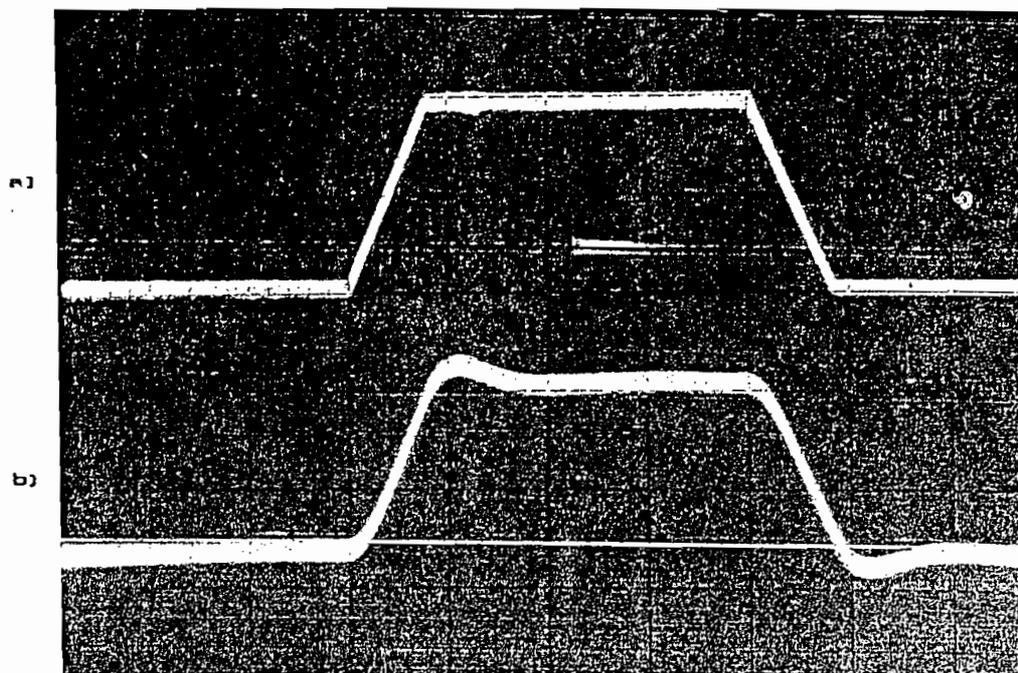
Corriente : 0.5 V/div;

Escala horizontal : 2 s/div.

1 V = 150 RPM

1 V = 10 A

Finalmente, se evaluó la respuesta del sistema ante variaciones de tipo rampa en la señal de referencia. Esta prueba fue realizada sin alcanzar la limitación de corriente, con el propósito de poder observar el comportamiento del regulador de velocidad. Los resultados obtenidos se pueden ver en las Fotografías N. 34 y N. 35.



Fotografía N. 34. Respuesta del sistema a una señal tipo rampa en la referencia.

- a) Referencia
- b) Velocidad

Escalas verticales:

Referencia: 1 V/div

Velocidad : 1 V/div;

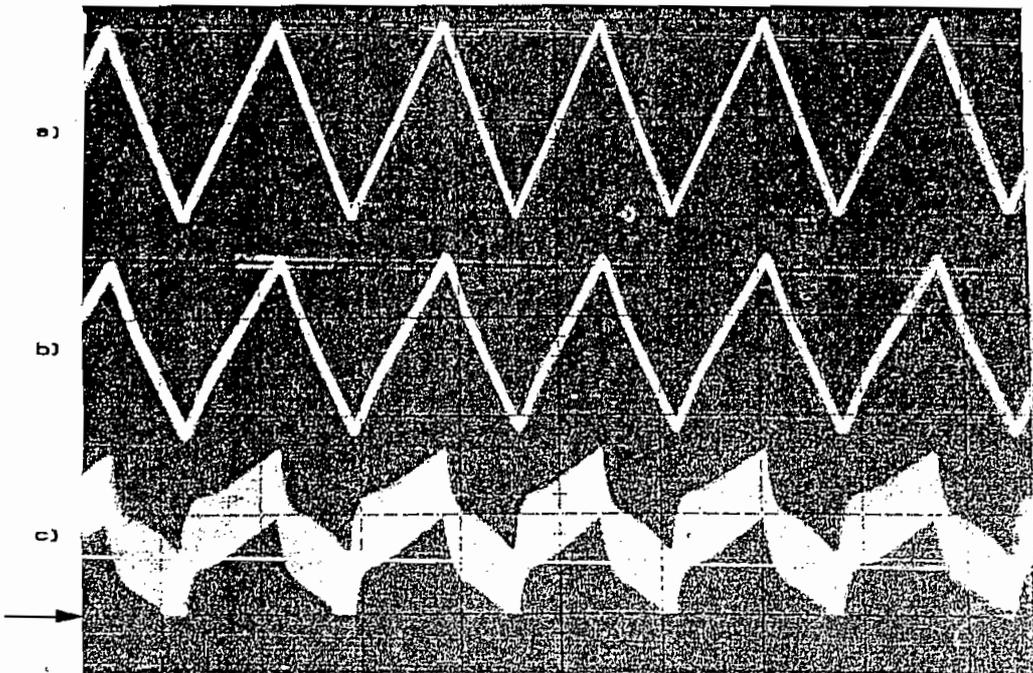
1 V = 150 RPM

Escala horizontal : 2 s/div.

En esta prueba, la velocidad varía entre los valores de 900 RPM y 1180 RPM aproximadamente, mientras que la corriente media varía entre 14 y 17.5 A.

La Fotografía N. 35 muestra como responde el sistema a una señal triangular en la referencia de velocidad, sin alcanzar la limitación de corriente.

La Fotografía N. 36, por su parte, muestra los resultados obtenidos en la misma prueba, limitando la corriente al valor $I_{LIM} = 12$ A.



Fotografía N. 35. Respuesta del sistema a una señal triangular en la referencia.

- a) Referencia
- b) Velocidad
- c) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Referencia: 2 V/div

Velocidad : 2 V/div;

Corriente : 1 V/div;

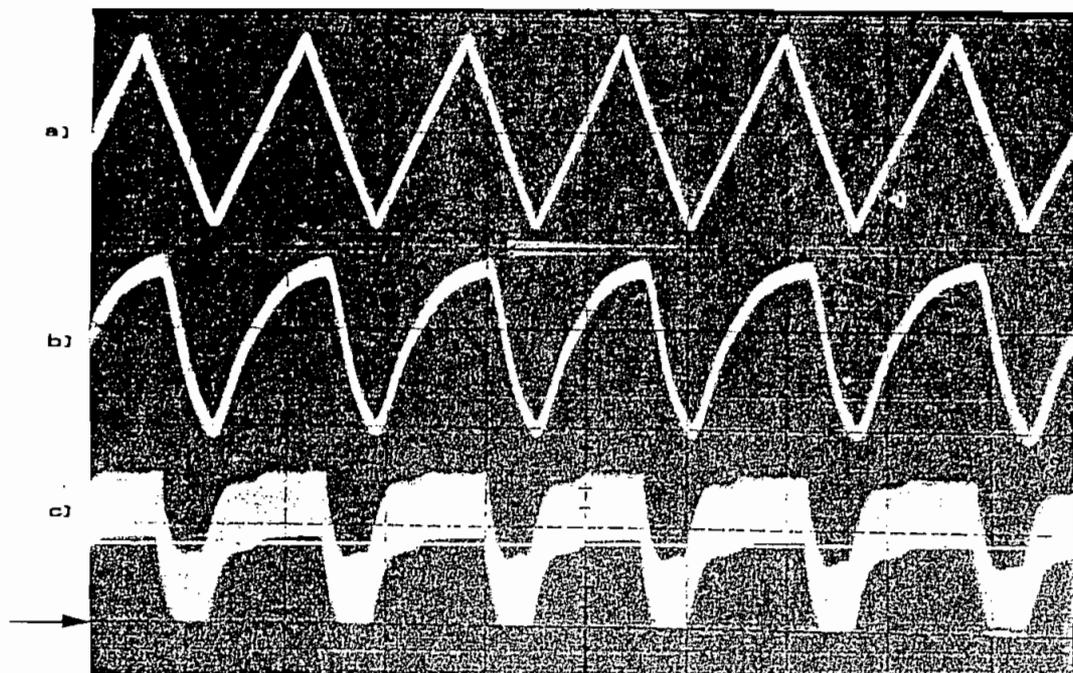
Escala horizontal : 5 s/div.

1 V = 150 RPM

1 V = 10 A

En esta Fotografía se puede apreciar la capacidad del sistema para seguir a la señal de referencia con razonable precisión.

No se debe perder de vista el hecho de que la variable controlada es la velocidad, y considerando el tamaño del motor con el que se trabaja, existen involucrados retardos de mucha consideración en la planta (constante mecánica).



Fotografía N. 36. Respuesta del sistema a una señal triangular en la referencia, con limitación de corriente.

- a) Referencia
- b) Velocidad
- c) Corriente de armadura

Escalas verticales:

Referencia:	2 V/div	
Velocidad :	2 V/div;	1 V = 150 RPM
Corriente :	1 V/div;	1 V = 10 A

Escala horizontal : 5 s/div.

En esta Fotografía se ilustra con mucha claridad el modo de operación del esquema de control en cascada, en el cual el lazo externo regula la velocidad mientras la corriente no alcanza el máximo establecido. Si ésto sucede, el sistema abandona el control de la velocidad y se dedica a regular la corriente al valor máximo.

3.6.4 Comportamiento del sistema ante variaciones de la red

Dado que el equipo está alimentando a un motor de corriente continua cuyo voltaje nominal de armadura es $V_a = 110$ V, y se está utilizando el convertidor trifásico controlado tipo puente cuyo voltaje máximo especificado es 145 V, se puede garantizar que el sistema continuará regulando la corriente y la velocidad, en un amplio rango de variación del voltaje de la red.

Para la verificación del comportamiento del sistema ante variaciones en el voltaje de la red, se intercaló un variac trifásico en la entrada y se observaron los efectos producidos por variaciones simuladas del voltaje. En las pruebas realizadas, se pudo comprobar que el sistema mantiene sus condiciones de operación mientras el voltaje de la red no baje o supere los niveles fijados para el activado de las respectivas protecciones. Cuando ésto sucede, las protecciones actúan y dejan al equipo fuera de operación.

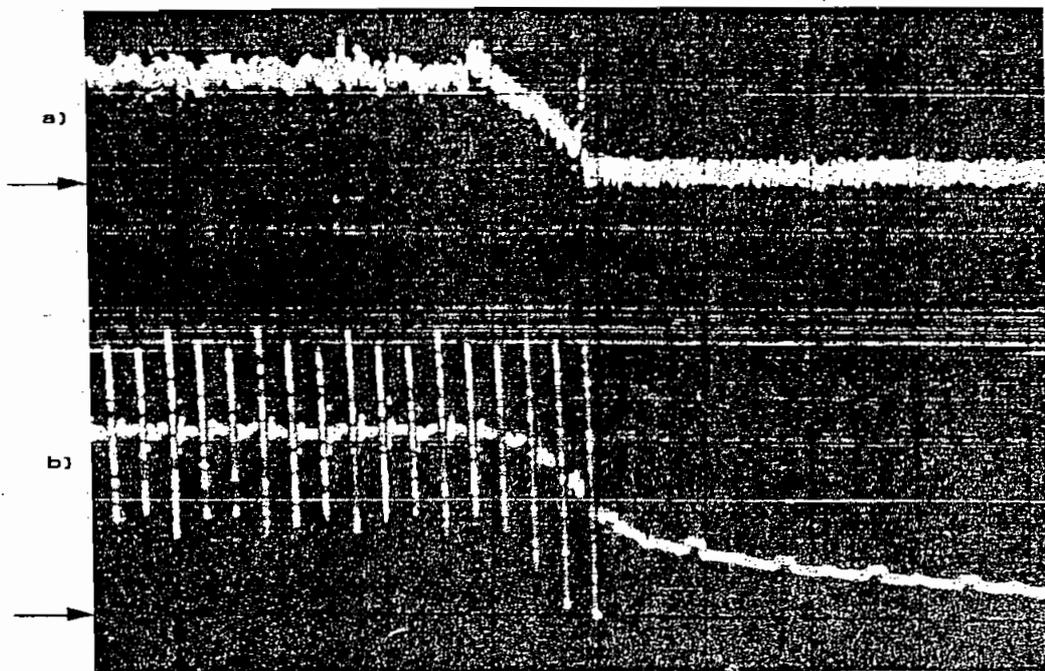
Por razones obvias, no fue posible evaluar el comportamiento del sistema ante variaciones de la frecuencia de la red. Sin embargo, es posible garantizar que el sistema operará en forma normal ante variaciones considerables del voltaje de la red (+/- 10%) en vista de que en la implementación de los diferentes circuitos de disparo no se han utilizado circuitos temporizados para la generación de las señales de comando de los tiristores. En el resto de circuitos electrónicos que constituyen la Unidad de Control, las variaciones de la frecuencia de la red no producen efecto alguno. En todo caso, se debe considerar el rango de frecuencia tolerado por el transformador y los elementos electromecánicos como son: el contactor y los relés.

3.7 OPERACION DE LAS PROTECCIONES

En esta sección se presentan los resultados de las pruebas realizadas con el propósito de verificar la operación de los circuitos de detección de fallas incorporados en el equipo.

3.7.1 Falla en la excitación

En la Fotografía N. 37 se puede apreciar los efectos de una desconexión brusca del circuito de excitación del motor.



Fotografía N. 37. Operación del detector de falla en la excitación.

- a) *Corriente de excitación*
- b) *Voltaje de armadura*

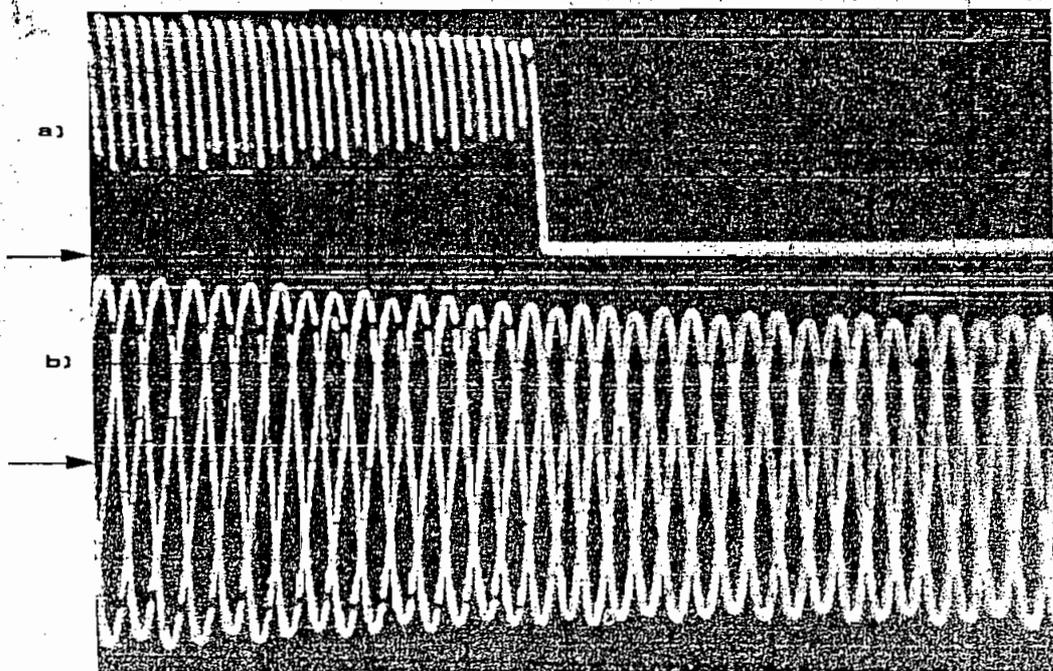
Escala vertical:

Corriente de excitación : 0.5 A/div.
Voltaje de armadura : 50 V/div.
Escala horizontal : 20 ms/div.

Experimentalmente se ha determinado que el tiempo de respuesta del detector de falla en la excitación es aproximadamente 4 ms. Por lo tanto, se puede garantizar que en el peor de los casos (convertidores monofásicos) el sistema saldrá de operación en aproximadamente 12 ms. a partir de la desconexión del campo del motor.

3.7.2 Detección de bajo voltaje AC

En la Fotografía N. 38 se puede apreciar el efecto de una disminución en el voltaje de la red de alimentación al sistema.



Fotografía N. 38. Operación del detector de bajo voltaje.

- a) *Voltaje de armadura*
- b) *Voltajes de fase de la red*

Escalas verticales:

Voltaje de armadura: 50 V/div.

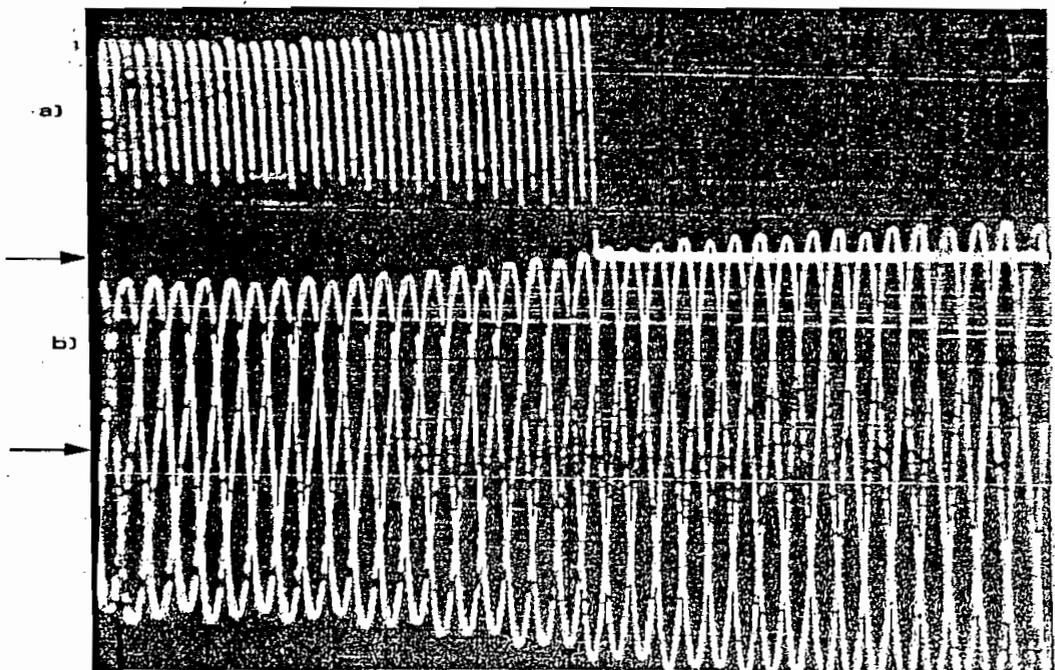
Voltajes AC de fase: 50 V/div.

Escala horizontal : 20 ms./div.

La Fotografía N. 38 muestra el voltaje de salida del convertor AC-DC y los voltajes fase - neutro de la red trifásica de alimentación.

A partir de esta prueba se determinó que el circuito de detección de bajo voltaje provoca que el equipo salga de operación y vuelva al estado de Stand by cuando el voltaje AC de la red baja a un 86% del valor nominal.

3.7.3 Detección de sobre voltaje AC



Fotografía N. 39. Operación del detector de sobre voltaje.

- a) *Voltaje de armadura*
- b) *Voltajes de fase de la red*

Escala vertical:

Voltaje de armadura: 50 V/div.

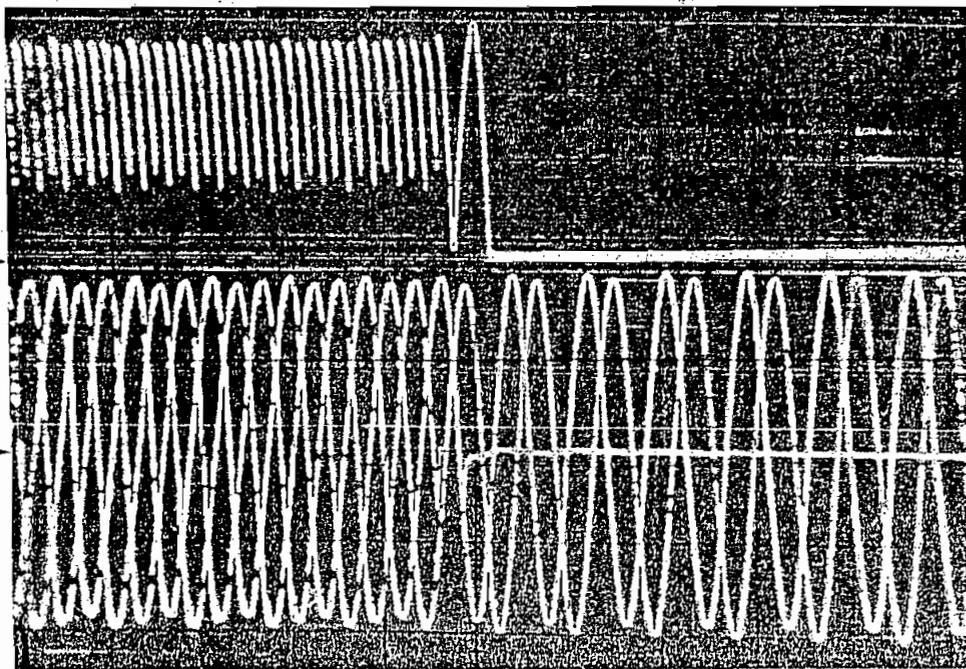
Voltajes AC de fase: 50 V/div.

Escala horizontal : 20 ms/div.

En la Fotografía N. 39 se muestra el voltaje de salida del convertor AC-DC y los voltajes fase - neutro de la red de alimentación. Se puede apreciar un incremento gradual del voltaje de la red y la consecuente salida de operación del sistema cuando se alcanza aproximadamente un 112% del valor nominal.

3.7.4 Detección de falta de fase

En la Fotografía N. 40 se puede apreciar la forma en que el sistema sale de operación debido a la desconexión de una de las fases de la red de alimentación.



Fotografía N. 40. Operación del detector de falta de fase.

- a) Voltaje de armadura
- b) Voltajes de fase de la red

Escalas verticales:

Voltaje de armadura: 50 V/div.

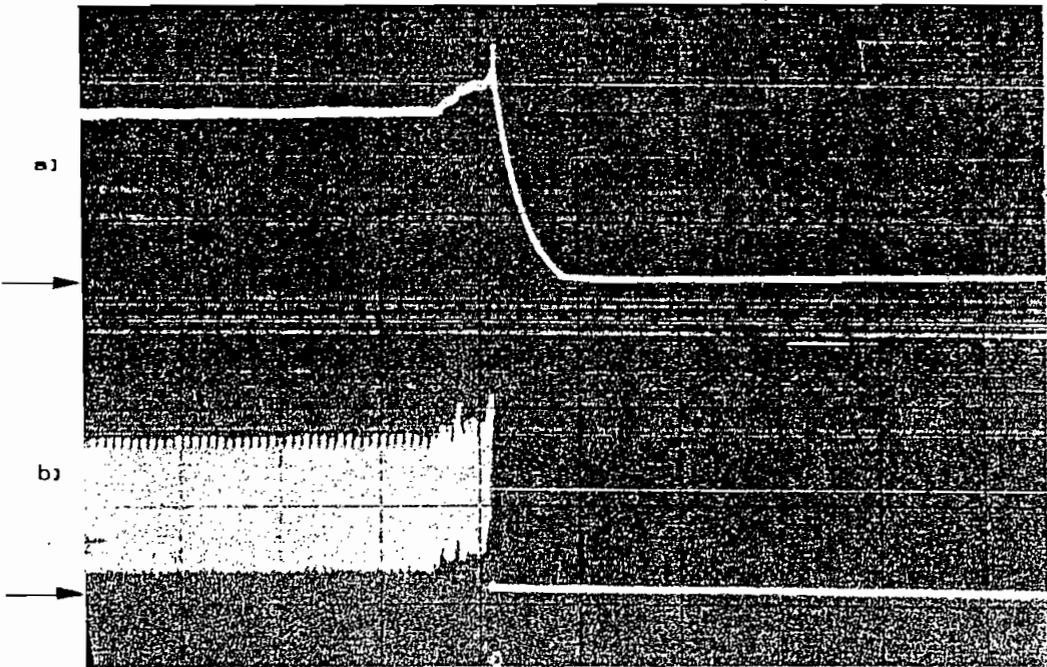
Voltaje AC de fase : 50 V/div.

Escala horizontal : 20 ms/div.

A partir de las pruebas realizadas se puede garantizar que, en el peor de los casos, el sistema sale de operación en un tiempo máximo de 10 ms. a partir de la desconexión de cualquiera de las fases de la red.

3.7.5 Detección de sobrecorriente o sobrecarga

Para la verificación del detector de sobrecorriente se implementó el control de velocidad de un motor con el esquema de lazo simple de realimentación de velocidad. En esta configuración no se tiene la limitación de corriente, debido a que no existe el lazo interno de realimentación.



Fotografía N. 41. Operación del detector de sobrecorriente.

- a) Salida del transductor de corriente
- b) Corriente de armadura

Escalas verticales:

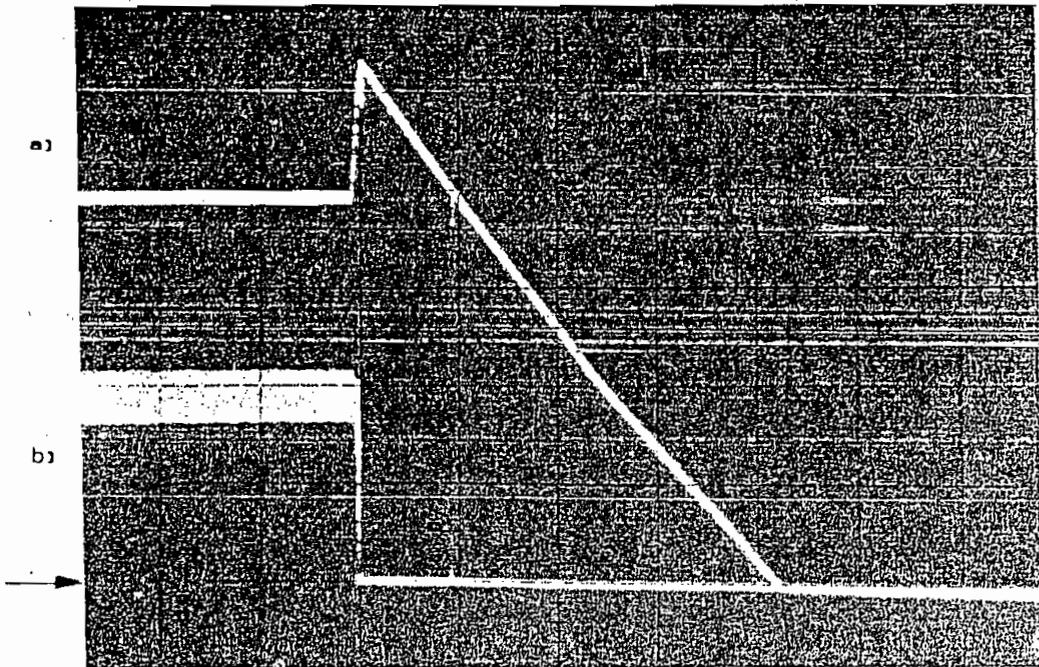
Transductor de corriente : 5 V/div.

Corriente : 0.5 V/div.; 1 V = 10 A.

Escala horizontal : 0.2 s/div.

Calibrado el límite de corriente al valor $I_{LIM} = 5.00 \text{ A}$ se provocó una perturbación (adición de carga al motor) de tal magnitud que produzca la operación de la protección de sobrecorriente, obteniéndose los resultados presentados en la Fotografía N. 41, en la que se ha registrado la señal de salida del transductor de corriente y la corriente propiamente dicha.

3.7.6 Detección de sobrevelocidad



Fotografía N. 42. Operación del detector de sobrevelocidad.

- a) *Velocidad*
- b) *Corriente de armadura*

Escalas verticales:

Velocidad : 2 V/div; 1 V = 150 RPM
Corriente : 1 V/div; 1 V = 10 A.

Escala horizontal : 5 s/div.

Para la realización de esta prueba se implementó el esquema de control en lazo abierto, fijando un valor máximo de velocidad igual a 1200 RPM. Se llevó a la máquina a esta condición de velocidad con una carga de magnitud considerable.

En el esquema a lazo abierto, la desconexión brusca de toda la carga produce un incremento súbito de la velocidad, superando el límite máximo y provocando que el sistema salga de operación.

En la Fotografía N. 42 se aprecia que el sistema sale de operación cuando la velocidad alcanza aproximadamente un 130 % del valor nominal. Después de haber actuado la protección, se observa como la velocidad disminuye hasta llegar a cero, sujeta a la inercia de la máquina.

3.8 RENDIMIENTO DEL SISTEMA

El rendimiento se define como la relación entre la potencia entregada y la potencia recibida. La potencia entregada a la máquina se determina multiplicando el voltaje D.C. por la corriente D.C. sin incurrir en mayores errores dado que el rizado de corriente es prácticamente despreciable. Estos parámetros fueron medidos utilizando instrumentos de bobina móvil, los cuales resultan apropiados para la medición de valores medios.

La potencia entregada por la red fue medida con un vatímetro trifásico intercalado antes del transformador de potencia.

Las mediciones fueron realizadas con el equipo operando sobre la máquina de 2 KW (dato de placa) a sus condiciones nominales, obteniéndose los siguientes resultados:

Entrada AC	Salida DC
	$V_{DC} = 105 \text{ V}$
	$I_{DC} = 18 \text{ A}$
$P_{3\phi} = 2300 \text{ W}$	$P_o = 1890 \text{ W}$

A partir de estos resultados se obtiene que:

$$\text{Rendimiento} = 0.82$$

Debido a que las formas de onda de las corrientes involucradas en los circuitos con tiristores no son sinusoidales, resulta conveniente evaluar la eficiencia del convertor en base al *Factor de Utilización*, definido como la relación entre la potencia DC de salida y la potencia aparente en el primario del transformador [32].

Los resultados obtenidos fueron:

Entrada AC	Salida DC
$V_{RMS} = 210 \text{ V}$	$V_{DC} = 105 \text{ V}$
$I_{RMS} = 7.4 \text{ A}$	$I_{DC} = 18 \text{ A}$
$S_{3\phi} = 2692 \text{ VA}$	$P_o = 1890 \text{ W}$

A partir de estas mediciones se obtiene:

$$\text{Factor de Utilización} = 0.702$$

Estas mediciones fueron realizadas en condiciones nominales del motor, utilizando el convertor AC-DC trifásico controlado tipo puente con un ángulo α de activado de los tiristores aproximadamente igual a 45° .

Las mismas pruebas fueron realizadas con el equipo trabajando con un motor de potencia fraccionaria (1/3 HP) y utilizando el convertor AC-DC trifásico semicontrolado ($\alpha = 45^\circ$), obteniéndose los siguientes resultados:

Entrada AC	Sálida DC
	$V_{DC} = 125 \text{ V}$
	$I_{DC} = 3.4 \text{ A}$
$P_{3\phi} = 518 \text{ W}$	$P_o = 425 \text{ W}$

de donde se puede obtener el rendimiento :

$Rendimiento = 0.82$

Para evaluar el Factor de Utilización se tiene que:

Entrada AC	Salida DC
$V_{RMS} = 210 \text{ V}$	$V_{DC} = 125 \text{ V}$
$I_{RMS} = 1.5 \text{ A}$	$I_{DC} = 3.4 \text{ A}$
$S_{3\phi} = 545 \text{ VA}$	$P_o = 425 \text{ W}$

A partir de estas mediciones se obtiene:

$Factor \ de \ Utilización = 0.779$

CAPITULO IV

CONCLUSIONES Y
RECOMENDACIONES

CAPITULO IV

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1 ANALISIS DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta sección se presenta un análisis comparativo de los resultados obtenidos en base a los requisitos planteados como criterios de diseño del sistema.

En primer término es necesario evaluar en qué medida el equipo satisface sus especificaciones de salida en lo que se refiere a voltaje, corriente y capacidad de sobrecarga. En las especificaciones de salida del equipo se plantea que debe ser capaz de entregar una corriente media máxima de 20 A, con voltajes de salida de 72 V, 98 V y 145 V nominales de acuerdo a la configuración de conversor AC-DC utilizada.

Al respecto, los criterios de diseño del equipo y las pruebas realizadas permiten asegurar que la capacidad de corriente supera considerablemente la especificación de 20 A. Los voltajes de salida se pueden alcanzar aún en las peores condiciones de la red de alimentación y además, mantiene sus características de salida en todo el rango especificado de variación de voltaje de la red.

Con respecto a la capacidad de sobrecarga especificada, las pruebas han demostrado que el equipo es capaz de soportar condiciones de operación que superan la especificación de 150% de la corriente nominal durante un minuto (IEEE Clase B), planteada como criterio de diseño.

En la sección 1.4 se realizó una descripción de los requisitos generales que debe satisfacer cualquier sistema convertidor estático de energía de acuerdo a las normas NEMA/NEPA 70-1981 [33]. Al respecto, se ha podido verificar que el sistema construido cumple satisfactoriamente los requisitos planteados.

No ha sido posible evaluar experimentalmente el cumplimiento de ciertos requisitos debido a la falta del equipo de laboratorio adecuado para la realización de pruebas tales como: tolerancia del equipo a picos de sobrevoltaje repetitivo y no repetitivo en la red; variación de la frecuencia de la red y variación en la impedancia de la red de alimentación al convertidor. Sin embargo, es posible garantizar que el equipo soportará las condiciones de servicio mencionadas debido a que en el diseño y construcción del mismo se han incluido los elementos de protección y atenuación de transitorios, apropiados para el efecto.

Se puede verificar que la temperatura de operación del equipo se mantiene muy por debajo de los límites de seguridad aún cuando el equipo ha estado trabajando por largos períodos a sus condiciones nominales. Por lo tanto, se comprueba que el dimensionamiento de los disipadores de calor, la ubicación física de los elementos de la Unidad de Potencia y los orificios practicados en la carcasa para ventilación natural son adecuados.

La impedancia reflejada en cada línea de entrada es relativamente alta debido a que el convertidor estático del equipo es alimentado a través de un autotransformador trifásico. Estas condiciones en la impedancia hacen que la red sea mucho más susceptible a distorsiones de las formas de onda de voltaje debidas a la conmutación de los tiristores del convertidor.

Efectivamente, al observar las formas de onda del voltaje entre las líneas de entrada al convertidor estático se encuentra una considerable interferencia en los instantes de conmutación de los tiristores. Sin embargo, se pudo comprobar que el sistema es prácticamente inmune a los transitorios presentes en las líneas de la red AC.

Los circuitos de disparo implementados y las técnicas utilizadas en su diseño, garantizan una operación totalmente normal, independiente de las distorsiones e interferencias existentes en las formas de onda del voltaje de la red. Esto se logra debido a que los voltajes de línea y los voltajes fase - neutro reproducidos en los circuitos de disparo presentan formas de onda sinusoidales libres de interferencia, ya que son el resultado de una resta analógica entre los voltajes ánodo - cátodo de cada tiristor. De esta manera, las distorsiones y los transitorios existentes en cada fase se cancelan entre sí ya que son de magnitud prácticamente igual y están simétricamente distribuidos en el tiempo.

La operación de los circuitos de disparo, inmune a las condiciones de la red, garantiza la estabilidad y confiabilidad en el activado correcto de cada tiristor.

En cuanto a la técnica de compensación de la característica de los convertidores, implementada en el diseño y realización de los circuitos de disparo, es conveniente destacar que se ha conseguido una linealización de la característica estática del conjunto en forma razonablemente buena. Esto ha producido que las condiciones de operación del sistema realimentado se mantengan prácticamente invariables en todo el rango de operación, siempre y cuando se mantenga al convertidor trabajando en régimen de conducción continua.

La simplicidad implícita en el diseño de los circuitos de disparo, en los que no se utilizan temporizadores ni capacitores para la generación de los retardos, los convierten en las etapas más destacadas del sistema construido. Es posible resumir sus características más importantes de la siguiente forma:

- Inmunidad a las interferencias presentes en los voltajes de la red.
- Linealización de la característica estática del conjunto circuito de disparo-conversor estático.
- Total independencia a las variaciones en la frecuencia de la red. Teóricamente podría trabajar con cualquier frecuencia disponible (50 Hz, 60 Hz, 400 Hz, etc.).

Otro de los aspectos de diseño que vale la pena resaltar es la implementación de los detectores de valor medio, los cuales fueron utilizados en los transductores de las diferentes variables del sistema.

Los resultados experimentales presentados en el Capítulo III permiten apreciar las excelentes características de estos circuitos, que proporcionan un voltaje de salida con un nivel de rizado prácticamente despreciable y, sobre todo, que presentan gran rapidez en su respuesta.

En las pruebas realizadas con el equipo, se pudo comprobar que los parámetros que más afectan a la estabilidad del sistema de control son, precisamente, los retardos de tiempo de los sensores y transductores de las diferentes variables. Por lo tanto resulta de enorme importancia la implementación de transductores que sean capaces de res-

ponder en forma suficientemente rápida, tal que el retardo incorporado al sistema por este elemento sea despreciable, y a la vez, que garantice un nivel de rizado suficientemente pequeño, de acuerdo a las necesidades del esquema de control. Para ello, los circuitos realizados en el presente trabajo han dado resultados excelentes, desechando totalmente los filtros pasivos (R-C) tradicionalmente utilizados para el efecto, que introducen al sistema retardos que pueden afectar seriamente sus condiciones de operación.

Los controladores analógicos disponibles en el equipo permiten el ajuste de sus ganancias en rangos que han resultado suficientemente amplios para lograr características apropiadas de respuesta en los diferentes esquemas de control, y que inclusive permiten evaluar las características de operación ante ajustes inapropiados que producen respuestas demasiado lentas, con excesivos sobretiros, muy oscilatorias (subamortiguadas), e incluso que hacen posible llegar a condiciones de inestabilidad total en las que se verifica la presencia de oscilaciones sostenidas ó crecientes en la respuesta del sistema.

De igual manera, un ajuste apropiado de los controladores permite conseguir condiciones excelentes en cuanto se refiere a la estabilidad, precisión y respuesta transitoria del sistema.

Los resultados de las pruebas experimentales realizadas, permiten verificar las bondades del esquema de control con lazos múltiples o en cascada, el cual garantiza una efecti-

tiva limitación de la corriente, realizando la transferencia de un lazo al otro en forma rápida y muy suave.

La calibración de los parámetros en cada lazo de realimentación del esquema en cascada resulta bastante sencilla si se empieza por el lazo interno de regulación de corriente. Como en el lazo interno están involucrados los retardos más pequeños de la planta (constante de tiempo eléctrica de la máquina y del convertor AC-DC), éste puede ser calibrado de modo que se tenga una respuesta suficientemente rápida de tal manera que el lazo en su totalidad pueda ser representado como un sistema de primero o segundo orden.

Se ha verificado la capacidad de limitación de la corriente de armadura realizando pruebas de considerable riesgo, como el bloqueo del rotor del motor estando en sus condiciones nominales de velocidad, voltaje y corriente. En esta prueba se puede comprobar que la corriente alcanza el máximo impuesto y se mantiene exactamente en ese valor aún manteniendo el rotor del motor totalmente bloqueado. De esta manera, el sistema garantiza que mientras la corriente no alcance el valor máximo impuesto el motor trabajará a velocidad constante y si la corriente tiende a subir el sistema hace trabajar al motor a torque constante.

El comportamiento dinámico del sistema depende de los ajustes de los controladores y del régimen de conducción en el que opere el convertor AC-DC.

En ciertas pruebas se presenta asimetría entre las respuestas obtenidas ante perturbaciones equivalentes pero de sentido opuesto. Esto muestra una clara no linealidad del sistema, lo cual se explica por el hecho de que el convertor pasa a operar en forma transitoria o permanente en el régimen de conducción discontinua. Esto sucede básicamente, cuando se retira en forma brusca toda la carga de la

máquina para evaluar la respuesta del sistema de control. La máquina queda en vacío y la conducción se hace discontinua pasando el sistema a un régimen de operación que no responde a los modelos y restricciones planteados en la modelación del conjunto.

El equipo ha sido diseñado como un sistema didáctico que puede ser manipulado por cualquier estudiante, que ofrece seguridad y una operación confiable. Para el efecto se han incluido todas las protecciones básicas requeridas de acuerdo a las Normas NEMA/NFPA 70-1981 [34] para la operación de máquinas DC y convertidores estáticos de energía. Además incluye todas las protecciones opcionales sugeridas por las mismas normas.

Las pruebas realizadas para la verificación de las protecciones han dado resultados bastante buenos, con tiempos de actuación que no superan en ningún caso un ciclo de línea, lo cual garantiza una efectiva protección de la máquina y del convertidor.

En cuanto a los rangos de variación del voltaje de la red dentro de los cuales el equipo debería seguir operando, las normas NEMA/NFPA fijan los valores del 90% y del 110% del voltaje nominal, valores que en el presente trabajo no han podido ser mantenidos debido a que el voltaje RMS entre líneas de la red disponible tiene un valor que oscila entre 100 y 105 V normalmente. Por lo tanto, para mantener al equipo operando bajo las condiciones impuestas por la red disponible se han fijado los siguientes límites: 85% y 110% para las protecciones de bajo voltaje y sobre voltaje respectivamente.

Finalmente, en las pruebas efectuadas para la evaluación del rendimiento y del Factor de Utilización del equipo se obtuvieron resultados bastante aproximados a los que teóricamente se esperaban.

Es imprescindible tomar en cuenta el rendimiento cuando se revisan las características de cualquier equipo. Normalmente se espera obtener rendimientos superiores al 70%. En el equipo construido se verifica que el rendimiento supera el 80% tanto al trabajar con una máquina fraccionaria (250 W) como con una máquina de 2 KW. Este rendimiento ha sido evaluado considerando al transformador como parte del equipo; por tal razón el rendimiento no resulta mayor.

Debido a la forma de trabajo de los convertidores estáticos, el factor de potencia depende del ángulo de activado de los tiristores, variando en función directa de la relación V_{aa}/V_{ao} (convertidores controlados). Por lo tanto, una evaluación correcta de la eficiencia real del equipo se debe realizar en base al análisis del Factor de Utilización, el cual nos da una mejor idea del aprovechamiento de energía eléctrica del sistema.

Para la máquina de 2 KW, se tuvo al convertidor AC-DC trifásico controlado tipo puente trabajando con un ángulo de activado de 45° para que el motor esté en sus condiciones nominales de operación. Las pruebas realizadas dieron un Factor de Utilización de 0.7, valor que coincide con el factor de potencia teórico en esas condiciones de operación [$f.p. = \cos 45^\circ$], si no se considera la presencia del autotransformador.

Tomando en cuenta que el factor de potencia considera la potencia activa en la entrada del sistema y el factor de utilización la potencia activa de salida, el resultado

obtenido nos da la idea de que la pérdida de potencia activa en el equipo propiamente dicho es despreciable. Por consiguiente, la eficiencia del 80% medida es resultado de tener al autotransformador como parte del equipo ya que la eficiencia del conversor AC-DC generalmente está sobre el 90%.

En resumen, las pruebas realizadas han dado resultados razonablemente buenos los cuales han demostrado la operación de todas las etapas del sistema aún en las peores condiciones de servicio.

Se ha demostrado que el sistema de control puede ser adaptado y sus parámetros convenientemente ajustados para el manejo de cualquier máquina de corriente continua dentro de los rangos especificados.

4.2 ANALISIS TECNICO ECONOMICO DEL EQUIPO CONSTRUIDO

El equipo ha sido totalmente diseñado en base a técnicas analógicas y fundamentalmente utilizando amplificadores operacionales, lo cual ha dado resultados bastante buenos desde el punto de vista de operación del equipo. Sin embargo, la técnica analógica implica la necesidad de una extensa circuitería para la realización de todas las funciones necesarias.

La concepción misma del sistema de control se caracteriza por su *funcionalidad* y enorme versatilidad, permitiendo la implementación de diferentes esquemas de control, ajustes de parámetros en todos los elementos que conforman cada lazo de realimentación y calibraciones que permiten, en conjunto, realizar un estudio teórico-práctico sumamente interesante de los sistemas de control realimentados y sus características de operación.

Por otra parte, el equipo permite el reajuste de parámetros durante su operación, lo cual ayuda a visualizar los efectos que estos reajustes provocan en la estabilidad, precisión y respuesta transitoria del sistema.

De esta forma, utilizando el equipo construido, es posible la implementación de innumerables prácticas de laboratorio para el estudio de las características de los convertidores AC-DC con conmutación natural y los sistemas de control realimentados, en conjunto o en forma independiente.

La concepción modular del sistema construido es otra ventaja que vale la pena resaltar, ya que permite al usuario realizar diferentes modelos de sistemas de control mediante la utilización de uno u otro de los módulos incluidos en el equipo, su calibración y el estudio de su operación en forma independiente del resto.

Por otra parte, el equipo ha sido construido de tal manera que permita la ampliación y actualización de ciertas etapas específicas de acuerdo al desarrollo de nuevas ideas o necesidades que se pudiesen presentar. Para ello existen siete conectores vacíos en el soporte metálico de las tarjetas de circuito impreso, los cuales tienen disponibles los voltajes de polarización (± 15 V) y la referencia (GND), de tal manera que la adición de una nueva tarjeta resulte sencilla.

De manera similar, la realización de circuitos de disparo o controladores con nuevas técnicas es factible siempre y cuando se respete la distribución de las señales de entrada y salida de cada tarjeta. De esta forma el sistema podrá seguir teniendo mejoras, cambios de técnicas y ampliaciones, convirtiéndose el equipo construido en una base sobre la cual se puede seguir desarrollando ideas o realizando pruebas de funcionamiento de diseños diferentes.

Esto resulta posible gracias a que cada etapa ha sido implementada sobre una tarjeta independiente de circuito impreso la cual puede ser extraída o enchufada en su respectivo conector en forma extremadamente sencilla.

La Unidad de Potencia del equipo constituye la etapa de salida que puede ser utilizada para cualquier propósito siempre y cuando se trabaje dentro de los rangos especificados. Los sistemas de protección y la capacidad de los elementos que la constituyen garantizan una operación confiable de los convertidores AC-DC que conforman la Unidad de Potencia.

La configuración de la Unidad de Potencia no permite modificaciones ya que en realidad ofrece al usuario todos los esquemas posibles de convertidores AC-DC con conmutación natural, los cuales se han mostrado como la opción más idónea para el manejo de motores DC cuando la fuente primaria es de corriente alterna.

Por otra parte, el excelente rendimiento de los convertidores AC-DC es un factor de enorme relevancia que los ratifica como una buena elección para la alimentación de cargas que requieren niveles elevados de potencia en DC. Sin embargo no se debe perder de vista que el factor de utilización y consecuentemente el factor de potencia se ven muy deteriorados cuando la máquina trabaja con velocidades reducidas.

El diseño y construcción del equipo resulta un trabajo relativamente complejo dado el carácter didáctico con el que fue concebido, lo cual hace necesario que en el panel frontal se tengan accesibles todas las señales de importancia involucradas en la operación del sistema y todos los elementos de selección y calibración que permitan tener facilidad para la configuración de los diferentes esquemas de control.

La realización del equipo con carácter didáctico no sólo complica el diseño y el montaje de los diferentes circuitos sino que también incrementa los costos de la implementación debido a que se deben disponer de innumerables elementos de selección y calibración, conectores especiales para llevar las diferentes señales hacia el panel mímico, y sobre todo, en la presentación misma del equipo se debe tener cuidado para que el estudiante sea capaz de entender la configuración interna en forma sencilla para lo cual

los paneles frontales deben ser diseñados incluyendo los diagramas de bloques de todo el sistema y los puntos de prueba necesarios para verificación.

En el ANEXO N. 1 se presenta el listado completo de los materiales que han sido utilizados en la realización del equipo, y los costos en el mercado nacional actualizados al mes de Septiembre de 1987.

De acuerdo al listado de materiales y costos presentado en el ANEXO N. 1 es posible determinar que el costo de los elementos necesarios para la realización del sistema de control de velocidad del motor con todas las opciones anteriormente mencionadas, se ve incrementado en un 40% cuando se quiere dar al equipo el carácter de didáctico.

Sin embargo, se puede comprobar que el costo total de los materiales utilizados en el equipo es considerablemente bajo (15 - 20 %) en comparación a los costos de equipos didácticos con características técnicas similares e incluso inferiores, de fabricación extranjera, que han sido ofertados a la Escuela Politécnica Nacional.

4.3 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Luego de haber concluido esta primera etapa de desarrollo del presente trabajo es necesario destacar los siguientes aspectos:

- En base al análisis de los diseños realizados y de los resultados obtenidos en las diferentes pruebas, se puede afirmar que se ha conseguido construir un equipo electrónico modular con carácter didáctico que permite comprender la operación de las diferentes configuraciones de convertidores AC-DC con conmutación natural, aplicado al Sistema de Control de una Máquina de Corriente Continua.

- El equipo didáctico realizado facilita el estudio teórico-experimental de las técnicas de control clásico, utilizando básicamente un sistema de control en cascada y en forma opcional cualquiera de los esquemas tradicionales utilizados para realizar el control de una Máquina DC.

- Las características de operación conseguidas y los sistemas de protección implementados permiten afirmar que el equipo está al mismo nivel técnico de cualquier sistema de carácter industrial para manejo de máquinas eléctricas.

- La utilización de las variables normalizadas facilita la descripción de todo el sistema mediante un modelo adimensional que resulta muy apropiado cuando la configuración del equipo no es fija sino que existe libertad para seleccionar diferentes esquemas de control con diferentes convertidores estáticos y para realizar el control de cualquier motor DC dentro de las especificaciones del equipo. De esta

manera la descripción del sistema en base a funciones de transferencia se facilita enormemente.

- La calibración de los parámetros de los controladores en un sistema de control realimentado no puede ser realizada exclusivamente en base a los resultados de un diseño analítico, pero tampoco es recomendable desechar totalmente el método analítico para realizar los ajustes en base a los métodos experimentales sobre la planta física. Esto puede resultar un proceso de mucho riesgo si no se tiene idea de los rangos en los que se puede variar los parámetros sin atentar contra la estabilidad del sistema.

Por lo tanto, el método idóneo para la calibración de los controladores debe partir de un análisis teórico de las diferentes etapas involucradas en los lazos de realimentación en base a lo cual se debe realizar la estimación de los parámetros para finalmente ser optimizados mediante un procedimiento de ajuste experimental sobre la planta física.

- Finalmente, es necesario aclarar que aquí se concluye simplemente una etapa en el desarrollo de prototipos de equipos con carácter didáctico y el trabajo realizado se debe considerar como el punto de partida para nuevos proyectos en los que se busque mejorar los diseños y optimizar los costos, para lo cual la experiencia adquirida puede resultar de enorme interés.

Para trabajos futuros que se puedan realizar en el campo de sistemas industriales con carácter didáctico se recomienda considerar los siguientes aspectos:

- La selección de la caja que aloja al equipo se debe realizar de mejor manera, buscando que ofrezca mayor funcionalidad y facilidad para el montaje de los diferentes componentes que constituyen el equipo.

- Los aspectos puramente tecnológicos en el montaje del equipo como son: el cableado, la ubicación física de los componentes, las conexiones, etc. deben ser realizados con mucho cuidado, tratando de conseguir un acabado similar al de cualquier equipo industrial y sobre todo, considerando que se debe dar facilidad para la reparación y mantenimiento del equipo en base a una distribución y utilización de elementos de conexión apropiados para el efecto.

- En lo que se refiere a la técnica en el diseño de las diferentes etapas del sistema, se recomienda estudiar la posibilidad de implementar toda la Unidad de Control en base a la utilización de un microcontrolador, con el propósito de evitar la gran cantidad de elementos de calibración y selección existentes actualmente en el panel frontal y que resultan absolutamente necesarios al utilizar tecnologías analógicas como en el presente caso.

Sin embargo, considerando los resultados obtenidos en la implementación de los circuitos de disparo en base a las técnicas analógicas utilizadas en este trabajo, es conveniente sugerir que se mantenga su utilización ya que presentan excelentes características de operación con un tamaño y costo extremadamente reducidos.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- PARRISH E., McVEY E., "A Theoretical Model for Single Phase Silicon Controlled Rectifier Systems", IEEE Trans. Automatic Control, AC-12.
- 2.- KUO BENJAMIN, "Digital Control Systems", Holt-Saunders International Editions, Tokyo - Japón, 1981.
- 3.- BANDA H., LEDESMA B., "Análisis, Diseño y Construcción de Sistema Electrónico de Control para Máquina D.C.", Anales de las Jornadas en Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Vol. N° 6, Escuela Politécnica Nacional, Quito - Ecuador, 1985.
- 4.- CREUS ANTONIO, "Instrumentación Industrial", Publicaciones Marcombo S.A., México, 1981.
- 5.- IEEE, "Standard Practices and Requirements for General Purpose Thyristor DC Drives", Sponsors: Static Power Converter Committee and Industrial Drives Committee of the IEEE Industry Applications Society; IEEE Std 597-1983, 1983, Sección 6.
- 6.- ESPOILE JUAN, GUERRA GASTON, RIVERA ERNESTO, "Seminario Teórico Práctico de Control Automático de Procesos Industriales", Digitec Cía. Ltda., Quito - Ecuador, 1984.
- 7.- JOHNSON CURTIS D., "Process Control Instrumentation Technology", John Wiley & Sons Publications, United States of America, 1982.

- 8.- SHINNERS STANLEY M., "Modern Control System Theory and Application", Addison - Wesley Publishing Company, Singapore, 1972.
- 9.- SIEMENS, "Power Semiconductors Thyristors, Triacs, Diacs Data Book", Siemens Aktiengesellschaft, 1974/75.
- 10.- GENERAL ELECTRIC, "SCR Manual", Sixth Edition, General Electric Company, New York - USA, 1979.
- 11.- ROJAS ROBERTO, "Prototipo de Fuente DC Controlada de Alta Potencia", Escuela Politécnica Nacional, Quito-Ecuador, 1987.
- 12.- RCA DIVISION DE ESTADO SOLIDO, "Circuitos de Potencia de Estado Sólido: Manual para Proyectistas"; Editorial Arbo S.A.C., Buenos Aires - Argentina, 1975.
- 13.- RAMSHAW RAYMOND, "Electrónica de Potencia", Editorial Marcombo, Barcelona - España, 1977.
- 14.- STOUT D., KAUFMAN M., "Handbook of Operational Amplifier Circuit Design", Mc. Graw Hill Co., USA, 1976.
- 15.- MORALES Z. GERMAN, "Sistema de Control para Operación de una Máquina DC en 4 Cuadrantes", Escuela Politécnica Nacional, Quito - Ecuador, 1986.
- 16.- MOTOROLA, "Silicon Rectifier Handbook", Motorola Semiconductor Products Inc., Phoenix - USA, 1973.
- 17.- LEONHARD WERNER, "Control of Electrical Drives", Springer-Verlag, Berlin Heidelberg - Alemania, 1985.

- 18.- BIRD B. M., KING K. G., "An Introduction to Power Electronics", John Wiley & Sons, Singapore, 1984.
- 19.- SEN P. C., "Thyristor DC Drives", John Wiley & Sons, Singapore, 1980.
- 20.- IEEE, "Power Semiconductor Applications", Volume II: Equipment and Systems, IEEE PRESS, New York - USA, 1972.
- 21.- SCHMELCHER THEODOR, "Manual de Baja Tensión", SIEMENS Publications, Berlín - Alemania, 1984.
- 22.- GAUDRY M., "Rectificadores. Tiristores y Triacs", Biblioteca Técnica Philips, Editorial Paraninfo, Madrid - España, 1976.
- 23.- CHAUPRADE R., "Control Electrónico de los Motores de Corriente Continua", Colección Electrónica/Informática, Editorial Gustavo Gili, Barcelona - España, 1983.

TABLA DE REFERENCIAS

- [1] PARRISH E., McVEY E., "A Theoretical Model for Single Phase Silicon Controlled Rectifier Systems", IEEE Trans. Automatic Control, AC-12, N° 5, 1967, págs. 577-579.

- [2] KUO BENJAMIN, "Digital Control Systems", Holt-Saunders International Editions, Tokyo - Japón, 1981, Cap. 5, págs. 299 - 300.

- [3] Idem [2].

- [4] KRISHNAN T., RAMASWAMI B., "A Fast - Response DC Motor Speed Control System", IEEE Trans. Industry Applications., IA - 10, N° 5, 1974, págs. 643 - 651.

- [5] BANDA H., LEDESMA B., "Análisis, Diseño y Construcción de Sistema Electrónico de Control para Máquina D.C.", Anales de las Jornadas en Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Vol. N° 6, Escuela Politécnica Nacional, Quito - Ecuador, 1985, págs. 123 - 135.

- [6] CREUS ANTONIO, "Instrumentación Industrial", Publicaciones Marcombo S.A., México, 1981, págs. 522 - 526.

- [7] IEEE, "Standard Practices and Requirements for General Purpose Thyristor DC Drives", Sponsors: Static Power Converter Committee and Industrial Drives Committee of the IEEE Industry Applications Society; IEEE Std 597-1983, 1983, Sección 6, págs. 16 - 21.

- [8] ESPOILE JUAN, GUERRA GASTON, RIVERA ERNESTO, "Seminario Teórico Práctico de Control Automático de Procesos Industriales", Digitec Cía. Ltda., Quito - Ecuador, 1984, pág. 10.
- [9] Idem [8], págs. 470 - 472.
- [10] JOHNSON CURTIS D., "Process Control Instrumentation Technology", John Wiley & Sons Publications, United States of America, 1982, págs. 427 - 428.
- [11] Idem [10], págs. 423 - 426.
- [12] Idem [7].
- [13] Idem [7], Apéndice E, págs. 48 - 49.
- [14] Idem [7], Sección N° 8, "Regulator System Performance", págs. 22 - 24.
- [15] Idem [14], pág. 23.
- [16] Idem [14], pág. 23.
- [17] Idem [14], pág. 24.
- [18] Idem [14], pág. 24.
- [19] SHINNERS STANLEY M., "Modern Control System Theory and Application", Addison - Wesley Publishing Company, Singapore, 1972, págs. 157 - 158.
- [20] Idem [8], pág. 504.
- [21] Idem [14], pág. 25.

- [22] SIEMENS, "Power Semiconductors Thyristors, Triacs, Diacs Data Book", Siemens Aktiengesellschaft, 1974/75, pág. 36.
- [23] GENERAL ELECTRIC, "SCR Manual", Sixth Edition, General Electric Company, New York - USA, 1979, págs. 481 - 486.
- [24] Idem [22], pág. 22.
- [25] ROJAS ROBERTO, "Prototipo de Fuente DC Controlada de Alta Potencia", Escuela Politécnica Nacional, Quito-Ecuador, 1987, págs. 197 - 217.
- [26] RCA DIVISION DE ESTADO SOLIDO, "Circuitos de Potencia de Estado Sólido: Manual para Proyectistas", Editorial Arbo S.A.C., Buenos Aires - Argentina, 1975, págs. 38 - 54.
- [27] Idem [26].
- [28] Idem [22].
- [29] RAMSHAW RAYMOND, "Electrónica de Potencia", Editorial Marcombo, Barcelona - España, 1977, pág. 47.
- [30] STOUT D., KAUFMAN M., "Handbook of Operational Amplifier Circuit Design", Mc. Graw Hill Co., USA, 1976.
- [31] MORALES Z. GERMAN, "Sistema de Control para Operación de una Máquina DC en 4 Cuadrantes", Escuela Politécnica Nacional, Quito - Ecuador, 1986, págs. 137-194.

[32] MOTOROLA, "Silicon Rectifier Handbook", Motorola Semiconductor Products Inc., Phoenix - USA, 1973, págs. 65 - 67.

[33] Idem [7].

[34] Idem [7].

ANEXO 1

LISTA DE
MATERIALES

ANEXO 1

LISTA DE MATERIALES

A continuación se presenta el listado total de elementos utilizados en la construcción del equipo denominado Sistema Didáctico para Control de Motores DC, y su costo estimado en el mercado nacional, actualizado al mes de Septiembre de 1987.

Item	Cantidad	Referencia	Parte
1	18	R1, R2, R3, R4, R12, P13, R14, P16, R266, R270, R299, R303, R311, R314, R331, R339, R340, R370	100K
2	205	R6, R5, R10, P12, P15, R15, R16, R17, P18, R18, R19, R20, R21, R26, P28, R28, P29, R29, R30, R32, R49, R50, R51, R52, R53, R54, R57, R59, R60, R62, R63, R64, R65, R66, R67, R70, R71, R73, R74, R75, R76, R77, R78, R79, R80, R82, R83, R84, R85, R86, R87, R88, R92, R93, R98, R99, R100, R101, R102, R103, R105, R106, R108, R109, R111, R112, R113, R114, R115, R116, R117, R118, R119, R120, R121, R122, R125, R126, R127, R128, R129, R130, R131, R132,	10K

Item	Cantidad	Referencia	Parte
		R133, R134, R139, R140, R149, R150, R151, R152, R153, R154, R155, R156, R157, R161, R162, R163, R164, R165, R166, R167, R168, R169, R170, R171, R172, R175, R176, R177, R178, R179, R180, R184, R185, R186, R187, R188, R191, R192, R245, R246, R247, R249, R251, R252, R253, R255, R256, R257, R259, R260, R261, R262, R263, R264, R267, R269, R274, R275, R276, R277, R278, R279, R280, R282, R284, R285, R286, R288, R289, R290, R292, R293, R294, R295, R296, R297, R300, R302, R307, R308, R309, R310, R312, R313, R315, R316, R317, R318, R330, R332, R334, R335, R336, R337, R345, R347, R378, R379, R380, R385, R388, R389, R390, R392, R394, R395, R401, R407, R425, R426, R434, R435, R436, R437, R440, R441, R443, R446, R448, R449, R455	
3	3	R7, R13, R360	68K
4	14	R8, R48, R61, R89, R97, R107, R110, R146, R147, R148, R346, R364, R368, R371	27K
5	1	R9	33K
6	1	R11	1.5M
7	23	R22, R24, R38, R45, R196, R197, R198, R202, R203, R204,	0.33K

Item	Cantidad	Referencia	Parte
		R215, R216, R217, R218, R219, R243, R244, R254, R287, R410, R428, R430, R456	
8	3	R23, R25, R431	0.22K
9	30	R27, P24, P26, R56, R69, R90, R91, R96, R104, R135, R136, R138, R142, R158, R159, R160, R190, R194, R248, R265, R281, R298, R338, R417, R418, R419, R420, R429, R450, R453	1K
10	2	R31, R409	82K
11	2	R33, R40	47ohm
12	2	R37, R44	1.2ohm
13	2	R39, R46	2.2ohm
14	4	R34, R36, R41, R43	0.51K
15	6	R35, R42, R350, R351, R442, R447	0.12K
16	12	R55, R68, R95, R143, R144, R145, R181, R182, R183, R411, R412, R413, R414, R415, R416	0.1K
17	10	R58, R72, R81, R123, R124, R173, R174, R195, R408, R454	22K
18	13	R47, R137, R189, R333, R341, R343, R348, R349, R362, R421, R422, R423, R424	5.6K
19	6	R94, R141, R193, R353, R358, R393	15K
20	15	R206, R205, R207, R208, R209, R220, R221, R222, R223, R224, R225, R226, R227, R228, R229	56ohm
21	15	R210, R211, R212, R213, R214, R230, R231, R232, R233, R234, R235, R236, R237, R238, R239	36K

Item	Cantidad	Referencia	Parte
22	1	R240	0.01ohm
23	1	R242	12K/2W
24	1	R241	1.2K 2w
25	3	R201, R199, R200	6.8ohm
26	11	R250, R258, R268, R283, R291, R301, R356, R438, R439, R444, R445	1.2K
27	2	R271, R304	1M Ω
28	2	R272, R305	680K
29	3	R273, R306, R383	2.2K
30	2	R381, R427	3.3K
31	5	R382, R352, R355, R357, R359	2K
32	5	R384, R344, R366, R367, R387	2.7K
33	1	R386	39K
34	2	R391, R433	1.5K
35	1	R396	0.47K
36	4	R397, R398, R399, R400	220K
37	9	R403, R342, R369, R374, R375, R376, R377, R404, R405	47K
38	1	R406	1.8K
39	1	R402	68 Ω
40	11	R319, R320, R321, R322, R323, R324, R325, R326, R327, R328, R329	R
41	1	R432	56K
42	3	R451, P27, R452	5K
43	1	R354	0.33ohm
44	1	R361	18K
45	1	R363	6.8K
46	1	R365	3.9K
47	1	R372	0.18K
48	1	R373	4.7K
49	13	P1, P2, P3, P4, P5, P6, P7, P8,	50K

Item	Cantidad	Referencia	Parte
		P9, P10, P11, P19, P23	
50	2	P14, P17	300K
51	2	P30, P31	500K
52	3	P20, P21, P22	20K
53	1	P25	0.5K
54	17	CI01, CI02, CI03, CI04, CI05, CI06, CI07, CI08, CI09, CI10, CI11, CI12, CI13, CI14, CI15, CI16, CI17	LM324
55	1	CI20	LM7815
56	1	CI19	LM7915
57	2	CI21, CI26	LM7805
58	4	CI22, CI23, CI24, CI25	4N33
59	1	CI27	SN7470
60	1	CI18	LM2917
61	17	C1, C44, C50, C54, C55, C62, C63, C70, C72, C76, C77, C78, C79, C80, C81, C90, C91	1uF
62	35	C2, C3, C6, C9, C13, C14, C15, C16, C17, C23, C24, C25, C26, C27, C39, C40, C41, C43, C45, C46, C47, C49, C51, C52, C53, C58, C59, C66, C69, C71, C75, C83, C84, C87, C92	0.1uF
63	5	C4, C7, C10, C11, C12	0.01uF
64	5	C5, C8, C42, C48, C89	100uF
65	15	C18, C19, C20, C21, C22, C28, C29, C30, C31, C32, C33, C34, C35, C36, C37	22nF
66	1	C38	100uF 35V
67	1	C64	2200uF/50V
68	4	C65, C61, C68, C73	4.7uF
69	1	C67	220uF/50V

Item	Cantidad	Referencia	Parte
70	1	C74	470uF
71	2	C57, C56	C
72	3	C82, C85, C86	15uF
73	1	C88	10uF
74	1	C60	2uF
75	26	Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7, Q8, Q9, Q10, Q11, Q12, Q13, Q14, Q15, Q16, Q17, Q18, Q19, Q20, Q22, Q23, Q24, Q25, Q27, Q29	2N5172
76	3	Q26, Q21, Q28	2N3906
77	116	D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11, D12, D13, D14, D15, D16, D17, D18, D19, D20, D21, D22, D23, D24, D25, D26, D27, D28, D29, D30, D31, D32, D33, D34, D35, D36, D37, D38, D39, D40, D41, D42, D43, D44, D45, D46, D47, D48, D49, D50, D51, D52, D53, D54, D55, D56, D57, D58, D59, D63, D64, D65, D66, D67, D68, D69, D70, D71, D72, D73, D74, D75, D76, D77, D78, D79, D80, D81, D82, D83, D84, D85, D86, D87, D88, D89, D90, D91, D92, D93, D94, D95, D96, D97, D98, D99, D100, D101, D102, D103, D104, D105, D106, D108, D109, D110, D111, D112, D113, D114, D115, D116, D117, D118, D119, D120	1N4004
78	6	D2, D2', D4, D4', D6, DC	1N3912
79	3	D60, D61, D62	12F10
80	10	T1, T1', T2, T2', T3, T3', T4,	C38M

Item	Cantidad	Referencia	Parte
		T4, T5, T6	
81	6	T7, T8, T9, T10, T11, T12	NTE5400
82	3	K1, K2, K3	RELE
83	1	Tr1	TRANSFORMADOR
84	2	TP1, TP2	IT101
85	3	TP3, TP4, TP5	MMT25-M
86	1	B1	BR256
87	2	B2, B3	ECG5304
88	4	DZ1, DZ2, DZ3, DZ4	1N4740
89	4	DZ7, DZ5, DZ6, DZ8	1N4743
90	1	SW1	SWITCH
91	8	L1, L2, L3, L4, L5, L6, L7, L8	LED
92	18	SWITCH's	
93	18	PORTAFUSIBLE	
94	5	PULSANTE.	
95	6	DISIPADOR DE CALOR	
96	1	CONTACTOR 110V/6A	
97	3	RELE TERMICO	
98	15	PERILLAS PARA POTS. Y SELECTORES.	
99	1	SELECTOR 10 POSICIONES	
100	1	SELECTOR 3 POSICIONES	
101	18	BORNERAS DE CONEXION	
102	1	VOLTIMETRO 0 - 150 VDC	
103	1	AMPERIMETRO DC 20 A	
104	1	VOLTIMETRO 0 - 10 VDC USADO PARA MEDICION DE W	

COSTO DEL EQUIPO CONSTRUIDO

Item	Cantidad	Referencia	Costo Unitario	Costo total
1	467	Resistencias	S/. 9.00	S/. 4.203.00
2	31	Potenciómetros	250.00	7.750.00
3	17	Circuito Integrado LM324	150.00	2.550.00
4	1	Circuito Integrado LM7815	550.00	550.00
5	1	Circuito Integrado LM7915	550.00	550.00
6	2	Circuito Integrado LM7805	550.00	1100.00
7	4	Circuito Integrado 4N33	450.00	1800.00
8	1	Circuito Integrado SN7470	150.00	150.00
9	1	Circuito Integrado LM2917	380.00	380.00
10	92	Condensadores	30.00	2.760.00
11	26	Transistores NPN 2N5172	50.00	1.300.00
12	3	Transistores PNP 2N3906	50.00	150.00
13	116	Diodos 1N4004	35.00	4.060.00
14	6	Diodos 1N3912	1.300.00	7.800.00
15	3	Diodos 12F10	120.00	360.00
14	10	Tiristores C38M	4.800.00	48.000.00
15	6	Tiristores NTE5400	180.00	1.080.00
16	3	Relés	750.00	2.250.00
17	1	Transformador	1.500.00	1.500.00
18	2	Transformadores IT101	800.00	1.600.00
19	3	Transformadores MMT25-M	800.00	2.400.00
20	1	Puente BR256	650.00	650.00
21	2	Puentes ECG5304	400.00	800.00
22	4	Diodos zener 1N4740	220.00	880.00
23	4	Diodos zener 1N4743	220.00	880.00
24	14	Switch para c. impreso	540.00	540.00
25	8	Leds	30.00	240.00
26	1	Contacto	5.500.00	5.500.00
27	3	Varistores ZNR 20K361	1.200.00	3.600.00

Item	Cantidad	Referencia	Costo Unitario	Costo total
28	5	Pulsantes	1.800.00	9.000.00
29	18	Portafusibles	220.00	3.960.00
30	6	Disipadores de Calor	1.500.00	9.000.00
31	3	Relés térmicos	550.00	1.650.00
32	18	Borneras de conexión	350.00	6.300.00
33	3	Instrumentos de bobina móvil utilizados como: voltímetro, - amperímetro e indicador de W.	5.000.00	15.000.00
34	1	Caja metálica para alojar al equipo	4.800.00	4.800.00
35	1	Lámina de acrílico	2.800.00	2.800.00
36	1	Polarización acrílico	1.000.00	1.000.00
37	1	Dibujo y construcción del panel frontal	7.500.00	7.500.00
38	2	Selectores	160.00	320.00
39	15	Perillas	75.00	1.125.00
40	18	Switch's	380.00	6.840.00
41	1	Cable de alimentación polarizado de tres hilos y conector	2.200.00	2.200.00
42	15	Tarjetas de baquelita	600.00	9.000.00
43	22	Conectores tipo BUS S-22	450.00	9.900.00
44	6	Lámparas de Neón	80.00	480.00
45	25	Conectores tipo jack	95.00	2.375.00
46	15	Bornes de conexión	140.00	2.100.00
47	--	Material y elementos de montajes: cable, terminales, tornillos, - tuercas, agarraderas, etc.	4.000.00	4.000.00
				S/. 204.733.00

ANEXO 2

MANUAL DE OPERACION
Y MANTENIMIENTO

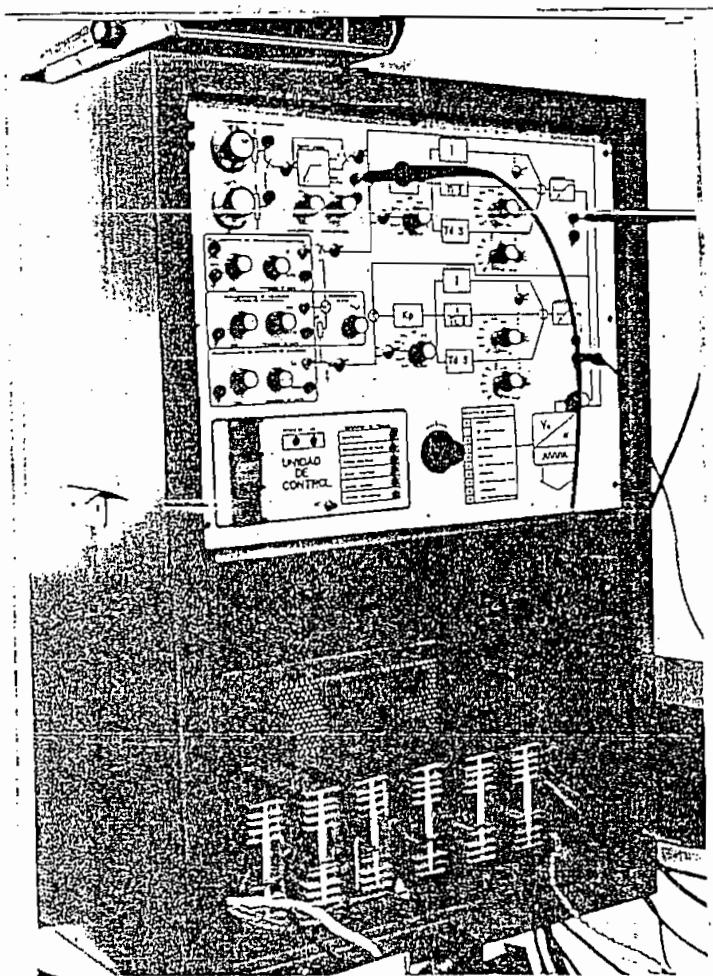
ANEXO 2

MANUAL DE OPERACION Y MANTENIMIENTO

DESCRIPCION GENERAL Y ESPECIFICACIONES

Este equipo es un sistema didáctico para control de motores corriente continua de hasta 2. KW. Está compuesto por Unidad de Control y la Unidad de Potencia.

La Unidad de Control incluye a todos los circuitos electrónicos destinados al procesamiento de las señales y la ejecución de los algoritmos de regulación, de acuerdo al esquema seleccionado para cada aplicación.



La Unidad de Potencia incluye un conjunto de convertidores AC-DC con conmutación natural, alimentados por una red monofásica o trifásica de corriente alterna, según sea su configuración.

En la Unidad de Potencia se dispone de cinco configuraciones de convertidores AC-DC conmutados por línea, cuyas especificaciones de salida son:

Posición selector	Convertidor AC-DC	Voltaje DC de salida:	Corriente de salida:
(1)	Monofásico controlado.	98 V	18 A
(3)	Monofásico semicontrolado.	98 V	18 A
(5)	Trifásico controlado $P = 3$.	72 V	18 A
(7)	Trifásico controlado $P = 6$.	145 V	18 A
(9)	Trifásico semicontrolado.	145 V	18 A

Tabla T.A.1.

274

Especificaciones de entrada	
Voltaje nominal	115 VAC +/- 10%
Número de fases	3
Frecuencia	60 Hz.
Corriente rms máxima	10 Amperios.

Tabla T.A.2.

Adicionalmente existe un convertor AC-DC monofásico controlado en media onda, el cual ha sido incluido para fines puramente didácticos. No es conveniente la utilización de este convertor para corrientes de carga mayores a 10 A.

Se debe seleccionar el tipo de convertor AC-DC de acuerdo a las características del motor que se va a utilizar en cada aplicación, en función de la Tablas T.A.1. y T.A.2.

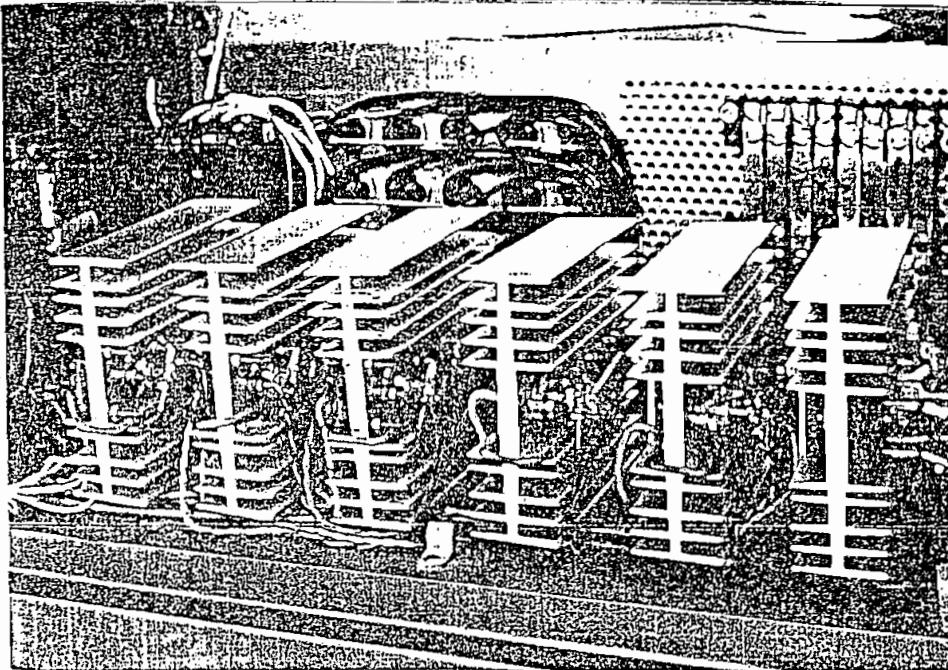


Fig. A2 Vista interior de la Unidad de Potencia

225

Los circuitos y elementos de protección se pueden resumir en:

- Breakers de tiempo inverso.
- Fusibles en las líneas de alimentación del convertidor.
- Fusibles para cada elemento (diodo o tiristor) de cada convertidor.
- Detección de sobrecorriente instantánea (sistema electrónico).
- Transformador de alimentación.
- Contactor.
- Sobre temperatura en el convertidor (relés térmicos).
- Limitación de voltajes transitorios (dv/dt).
- Protección de bajo voltaje.
- Protección de sobre voltaje.
- Protección de sobre velocidad.
- Protección de pérdida de fase.
- Protección de pérdida de excitación en la máquina.

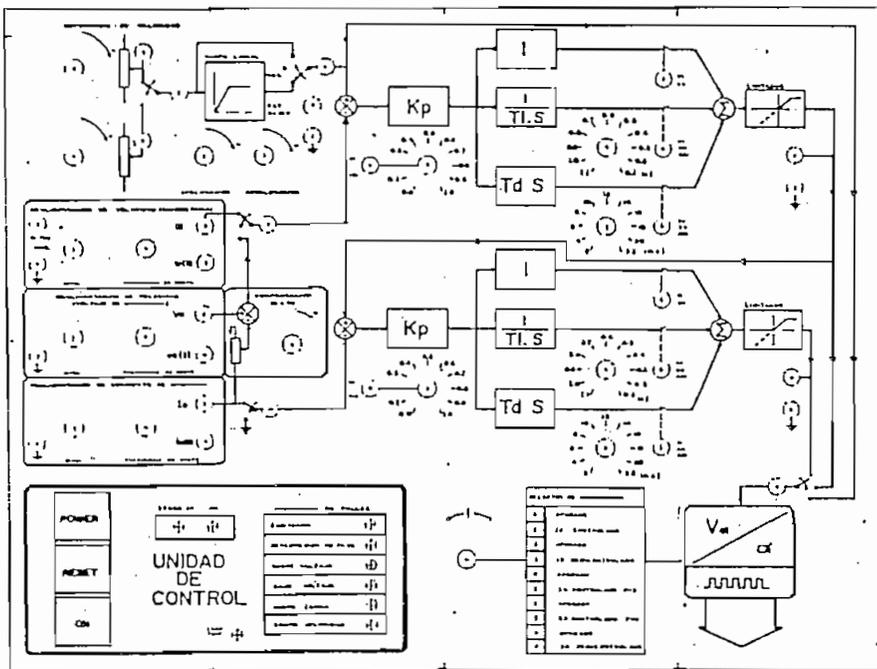
Los diferentes circuitos que constituyen la Unidad de Control están convenientemente agrupados, formando módulos con funciones bien definidas y ajustes propios.

La Unidad de Control está constituida básicamente por los siguientes módulos:

- Referencia de velocidad.
- Control de aceleración - deceleración.
- Sensores y transductores de velocidad, corriente y voltaje de armadura.
- Controladores analógicos para las variables de voltaje ó velocidad, y corriente del motor.
- Compensación IR.

- Circuitos de disparo para control del activado de los tiristores de cada configuración.
- Supervisión e indicación de fallas.

El esquema básico de control se puede escoger interconectando uno o varios de los módulos disponibles en esta unidad, mediante interruptores y selectores dispuestos para el efecto en el panel frontal del equipo.



A continuación se hace una breve descripción de las funciones de cada selector, perilla de control o ajuste, conectores, etc. que existen en el equipo, lo cual puede ser de mucha ayuda para que el usuario se familiarice con su operación y sus aplicaciones.

UNIDAD DE CONTROL

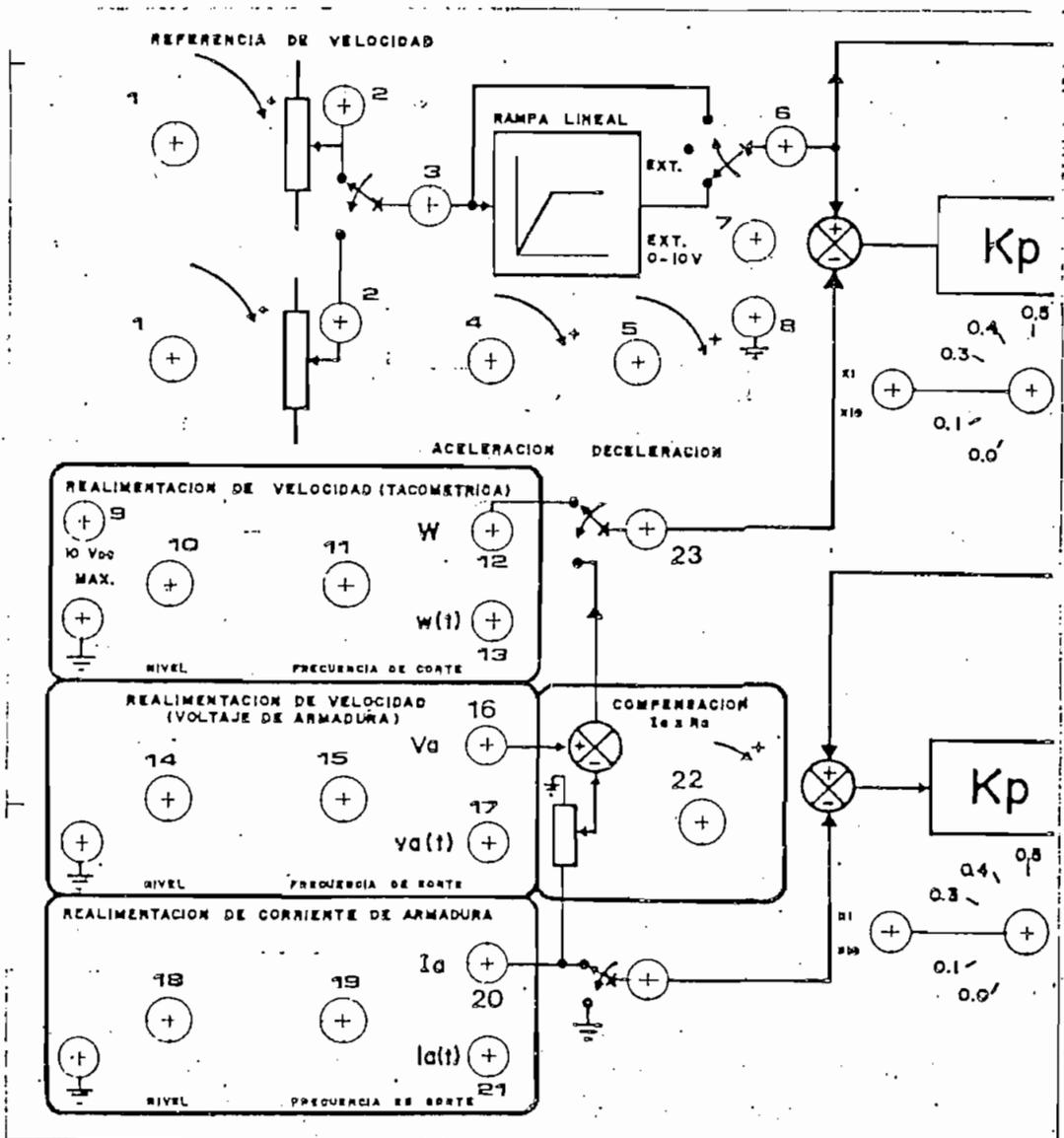
1. REFERENCIA DE VELOCIDAD: consiste en potenciómetros de 10 vueltas que permiten seleccionar un voltaje entre 0 y 10 V como señal de referencia (set point).

244

2. PUNTO DE PRUEBA: consiste en un terminal de salida para realizar la medición o verificación del voltaje seleccionado como referencia de velocidad.

3. CONMUTADOR DE REFERENCIA: permite cambiar bruscamente la referencia de velocidad, entre las señales provenientes de los dos potenciómetros de referencia.

4. ACELERACION: ajusta el período de aceleración del motor entre 0.1 y 5.1 s.



5. DECELERACION: ajusta el período de deceleración del motor entre 0.1 y 5.1 seg.
6. SELECTOR DE REFERENCIA: permite escoger como referencia para el sistema de control, una señal que puede provenir directamente de la referencia de velocidad, del control de aceleración - deceleración o de una fuente exterior de voltaje.
7. EXT. 0 - 10 V: terminal de entrada para señal externa de referencia de velocidad. Acepta señales de voltaje comprendidas en el rango 0 - 10V.
8. GND: terminal conectado al voltaje de referencia (0V) de la Unidad de Control.
9. REALIMENTACION TACOMETRICA 10 Vdc MAX.: terminal de entrada para la señal proveniente del sensor de velocidad. Acepta señales analógicas provenientes de un tacogenerador en el rango de 0 - 10 V, o pulsos de amplitud máxima 10 V provenientes de un tacómetro digital.
10. NIVEL DE VELOCIDAD: ajusta la ganancia del transductor de manera que se tenga 10 V en su salida (W) cuando la velocidad del motor es igual a la máxima especificada. Sirve, por lo tanto, para limitar la velocidad del motor.
11. FRECUENCIA DE CORTE W: ajusta la frecuencia de corte del filtro pasabajo incluido en el transductor de velocidad.
12. VELOCIDAD W: punto de prueba de la salida del transductor de velocidad. En este terminal se tiene un voltaje entre 0 y 10 V proporcional al valor medio de la velocidad del motor.

13. VELOCIDAD $w(t)$: punto de prueba en el que se puede observar un voltaje entre 0 y 10 V proporcional al valor instantáneo de la velocidad del motor.

14. NIVEL DE VOLTAJE DE ARMADURA: ajusta la ganancia del transductor de manera que se tenga 10 V en su salida (V_a) cuando el voltaje medio aplicado a la armadura del motor es igual al máximo especificado. Se utiliza para limitar el voltaje de armadura a un valor máximo.

15. FRECUENCIA DE CORTE V_a : ajusta la frecuencia de corte del filtro pasabajo incluido en el transductor de voltaje.

16. VOLTAJE DE ARMADURA V_a : punto de prueba de la salida del transductor de voltaje. En este terminal se tiene un voltaje entre 0 y 10 V proporcional al valor medio del voltaje de armadura.

17. VOLTAJE DE ARMADURA $v_a(t)$: punto de prueba en el que se puede observar un voltaje entre 0 y 10V proporcional al valor instantáneo del voltaje de armadura.

18. NIVEL DE CORRIENTE DE ARMADURA: ajusta la ganancia del transductor de manera que se tenga 10 V en su salida (I_a) cuando la corriente media que circula por la armadura del motor sea igual a la máxima especificada. Consiste en un potenciómetro de 10 vueltas que es utilizado para fijar el límite máximo de corriente.

19. FRECUENCIA DE CORTE I_a : ajusta la frecuencia de corte del filtro pasabajo incluido en el transductor de corriente.

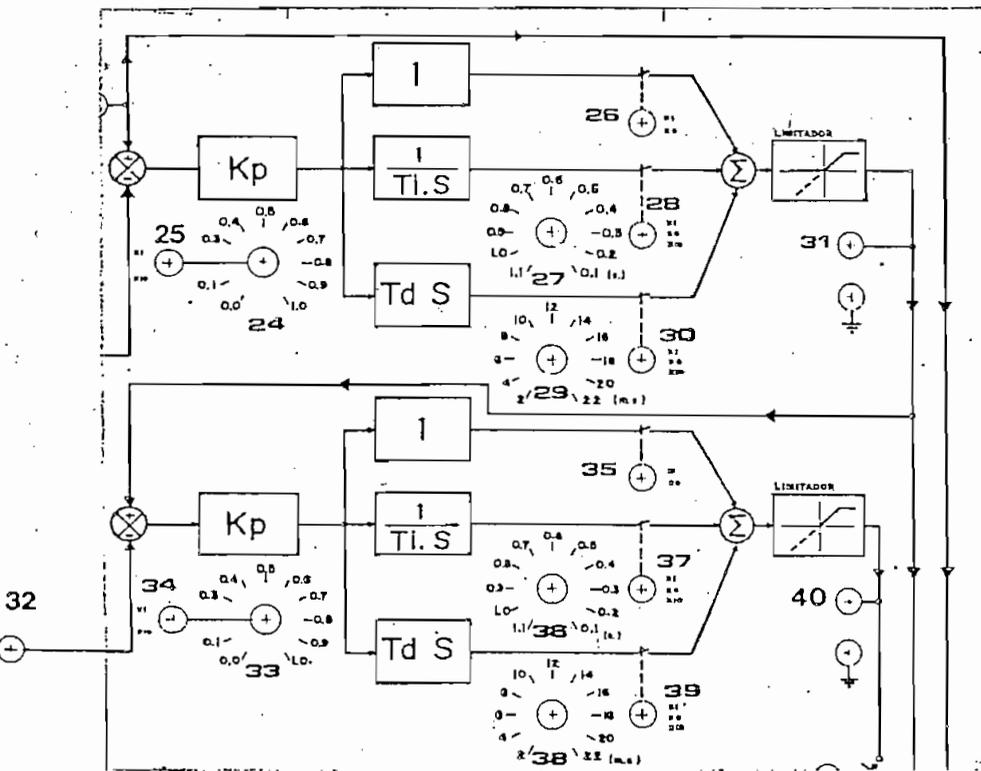
20. CORRIENTE DE ARMADURA I_a : terminal para medición o verificación de la salida del transductor de corriente.

En este punto de prueba se tiene un voltaje entre 0 y 10 V proporcional al valor medio de la corriente de armadura.

21. CORRIENTE DE ARMADURA $i_a(t)$: punto de prueba en el que se puede observar un voltaje entre 0 y -1 V proporcional al valor instantáneo de la corriente de armadura.

22. COMPENSACION $I_a \times R_a$: ajusta el grado de compensación de la caída IR en la armadura del motor con el propósito de dar mejor regulación de velocidad cuando el sistema trabaja con realimentación del voltaje de armadura.

23. SELECTOR DE LAZO DE REALIMENTACION: permite seleccionar la configuración del lazo de velocidad entre las opciones de: realimentación tacométrica y realimentación de voltaje de armadura.



24. K_p : potenciómetro de 10 vueltas para el ajuste de la ganancia proporcional del controlador de velocidad.

25. K_p x1-x10: selector que permite incrementar la ganancia proporcional del controlador de velocidad en un factor de 10.
26. x1-x0: interruptor para conectar o desconectar la rama correspondiente a la acción Proporcional del controlador de velocidad.
27. T_i : potenciómetro de 10 vueltas para el ajuste del tiempo integral del controlador de velocidad.
28. T_i x1-x0-x10: selector que permite incrementar la ganancia integral ($1/T_i$) del controlador de velocidad en un factor de 10, o bien, deshabilitar esta rama del controlador.
29. T_d : potenciómetro para ajuste del tiempo derivativo del controlador de velocidad.
30. T_d x1-x0-x10: selector que permite incrementar el tiempo derivativo del controlador de velocidad en un factor de 10, o bien, deshabilitar esta rama del controlador.
31. SALIDA DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD: terminal para medición o verificación de la señal de salida del controlador de velocidad. Esta señal está comprendida en el rango de 0 - 10 V.
32. HABILITACION DEL LAZO DE CORRIENTE: consiste en un selector que habilita o deshabilita el paso de la señal del transductor de corriente hacia la entrada negativa del amplificador de error del controlador de corriente.
33. K_p : potenciómetro de 10 vueltas para el ajuste de la ganancia proporcional del controlador de corriente.

34. K_P x1-x10: selector que permite incrementar la ganancia proporcional del controlador de corriente en un factor de 10.

35. x1-x0: interruptor para conectar o desconectar la rama correspondiente a la acción Proporcional del controlador de corriente.

36. T_I : potenciómetro de 10 vueltas para el ajuste del tiempo integral del controlador de corriente.

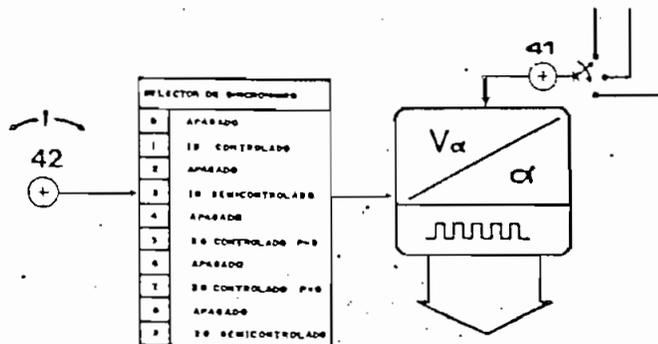
37. T_I x1-x0-x10: selector que permite incrementar la ganancia integral ($1/T_I$) del controlador de corriente en un factor de 10, o bien, deshabilitar esta rama del controlador.

38. T_D : potenciómetro para ajuste del tiempo derivativo del controlador de corriente.

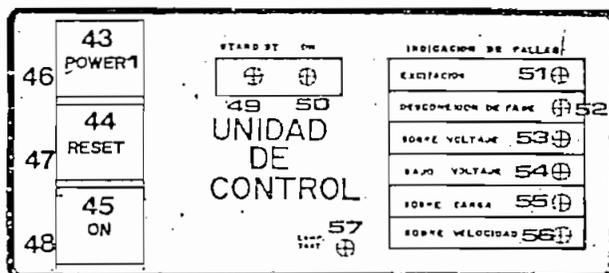
39. T_D x1-x0-x10: selector que permite incrementar el tiempo derivativo del controlador de corriente en un factor de 10, o bien, deshabilitar esta rama del controlador.

40. SALIDA DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE: terminal para medición o verificación de la señal de salida del controlador de corriente. Esta señal está comprendida en el rango de 0 - 10 V.

41. CONTROL DE LA UNIDAD DE DISPARO: consiste en un selector de tres posiciones que permite elegir la señal que va a ingresar a comandar el ángulo de activado de los tiristores de entre las señales provenientes de la salida del controlador de corriente, de la salida del controlador de velocidad o finalmente, del selector de referencia (6).



42. SELECTOR DE SINCRONISMO: selector de 10 posiciones para habilitación del convertidor AC-DC utilizado. Las posiciones intermedias (APAGADO) tienen el propósito de reinicializar al sistema cuando se ejecuta un cambio en la selección del convertidor.



43. POWER1: pulsante cuya función es la de encender o apagar al equipo.

44. RESET: pulsante para reinicializar la operación del sistema, devolviendo a éste al estado Stand by.

45. ON: pulsante para iniciar la operación del sistema. Habilita a todos los módulos de la Unidad de Control y provoca que el motor empiece a arrancar si antes estuvo energizada la Unidad de Potencia.

46. POWER1 LAMP: lámpara de neón, incorporada en el pulsante POWER1; indica que el equipo está encendido.

47. RESET LAMP: lámpara de neón incorporada en el pulsante RESET; indica que el sistema está en el estado Stand by.

48. ON LAMP: lámpara de neón incorporada en el pulsante ON; indica que el sistema está en el estado de Operación.

49. LED STAND BY: indica que el sistema está en el estado Stand by.

50. LED ON: indica que el sistema está en el estado de operación.

51. LED EXCITACION: indica que se ha producido una falla en la excitación del motor.

52. LED DESCONEXION DE FASE: indica que existe falla en una de las fases de la red trifásica de alimentación.

53. LED SOBRE VOLTAJE: indica que el voltaje AC de la red de alimentación ha superado el máximo valor tolerable por el equipo (110% del valor nominal).

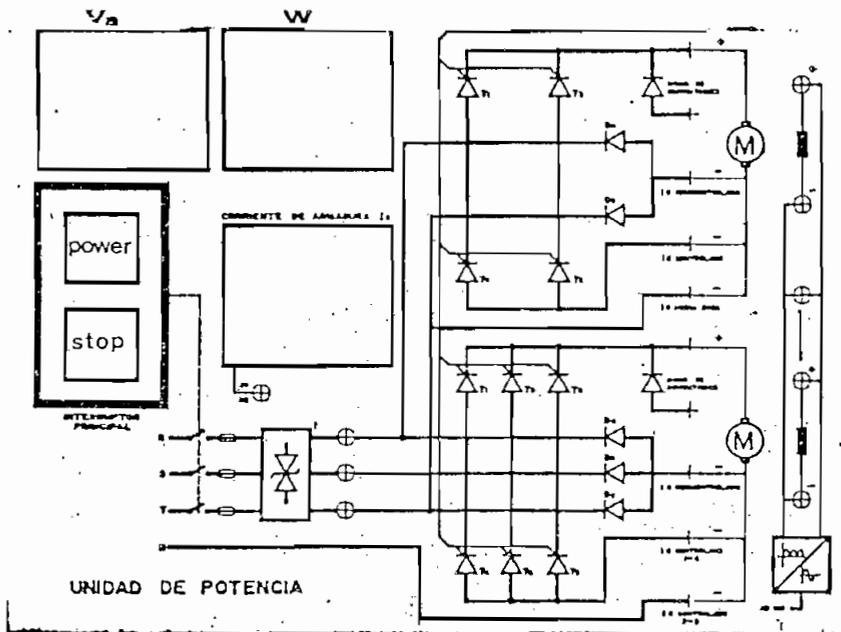
54. LED BAJO VOLTAJE: indica que el voltaje AC de la red de alimentación ha bajado al nivel mínimo fijado para la operación normal del equipo (90% del valor nominal).

55. LED SOBRE CARGA: indica que la corriente de salida del equipo ha superado el máximo nivel fijado durante un intervalo apreciable de tiempo.

56. LED SOBRE VELOCIDAD: indica que la velocidad del motor ha superado el valor máximo especificado.

57. LAMP TEST: pulsante para reposición de los indicadores luminosos de falla a su estado de apagado. Mientras se lo mantiene presionado, provoca el encendido de todos los LED's de la unidad de indicación de fallas.

UNIDAD DE POTENCIA



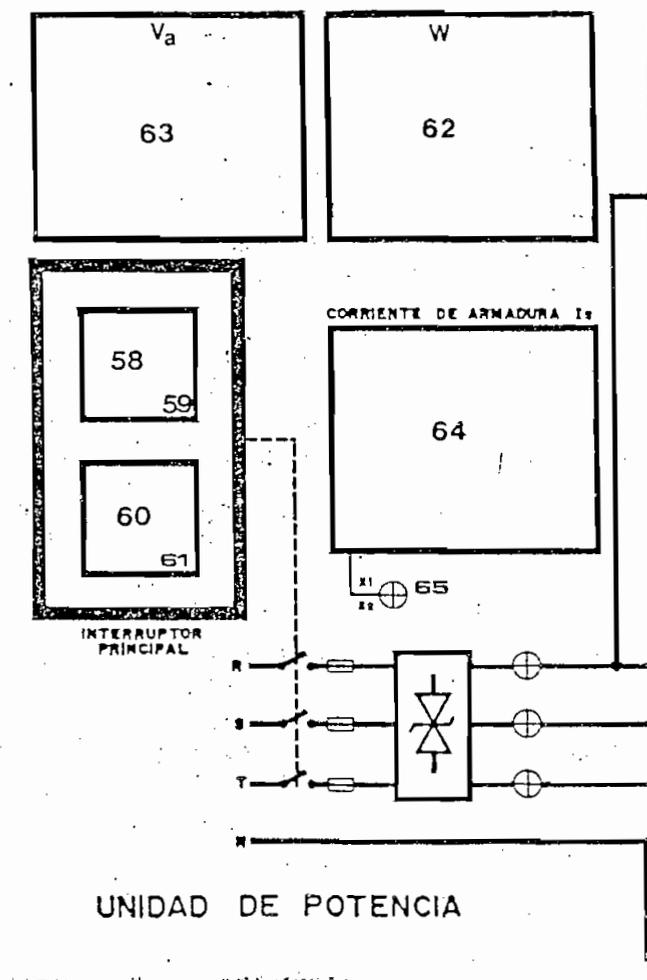
58. POWER2: pulsante para realizar el cierre del contactor principal y energizar a los convertidores estáticos AC-DC.

59. POWER2 LAMP: lámpara de neón incorporada en el pulsante POWER2; indica que el contactor principal está cerrado y los convertidores AC-DC energizados.

60. STOP: pulsante para realizar la apertura del contactor principal y desenergizar a los convertidores estáticos AC-DC. Este pulsante, al ser accionado, provoca en la

Unidad de Control los mismos efectos que el pulsante RESET.

61. STOP LAMP: lámpara de neón incorporada en el pulsante STOP; indica que el contactor principal está abierto y los convertidores AC-DC desenergizados.



62. VELOCIDAD DEL MOTOR Ω : instrumento para indicación de la velocidad del motor; su calibración está hecha desde 0 hasta 100% a fondo de escala.

63. VOLTAJE DE ARMADURA V_a : voltímetro de bobina móvil para indicación del valor medio del voltaje de armadura, recalibrado para tener una lectura de 200 VDC a fondo de escala.

64. CORRIENTE DE ARMADURA I_a : amperímetro de bobina móvil para indicación del valor medio de la corriente de armadura. El instrumento está calibrado para tener una lectura de 10A a fondo de escala.

65. IA x1-x2: selector que permite al amperímetro (64) tener una lectura de 20A a fondo de escala.

66. TERMINAL POSITIVO (+): es la salida positiva de todos los convertidores AC-DC. La armadura del motor de corriente continua debe ser conectada entre este terminal y el terminal negativo de uno de los convertidores disponibles (terminales 67 al 72).

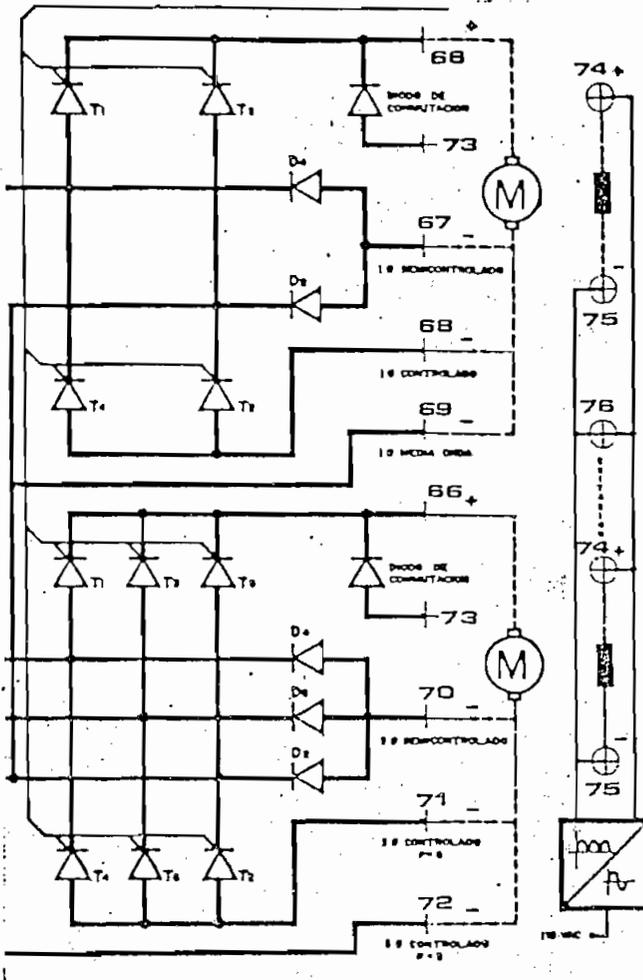
67. TERMINAL 1 Φ SEMICONTROLADO (-): es la salida negativa del convertidor AC-DC monofásico semicontrolado.

68. TERMINAL 1 Φ CONTROLADO (-): es la salida negativa del convertidor AC-DC monofásico totalmente controlado.

69. TERMINAL 1 Φ MEDIA ONDA (-): es la salida negativa del convertidor AC-DC monofásico controlado de media onda. Este terminal de salida es de carácter opcional y para fines puramente didácticos.

70. TERMINAL 3 Φ SEMICONTROLADO (-): es la salida negativa del convertidor AC-DC trifásico semicontrolado.

71. TERMINAL 3 Φ CONTROLADO P=6 (-): es la salida negativa del convertidor AC-DC trifásico controlado tipo puente (seis pulsos).



72. TERMINAL 3Φ CONTROLADO P=3 (-): es la salida negativa del conversor AC-DC trifásico controlado de media onda (tres pulsos). Este terminal es el neutro de la red trifásica de alimentación.

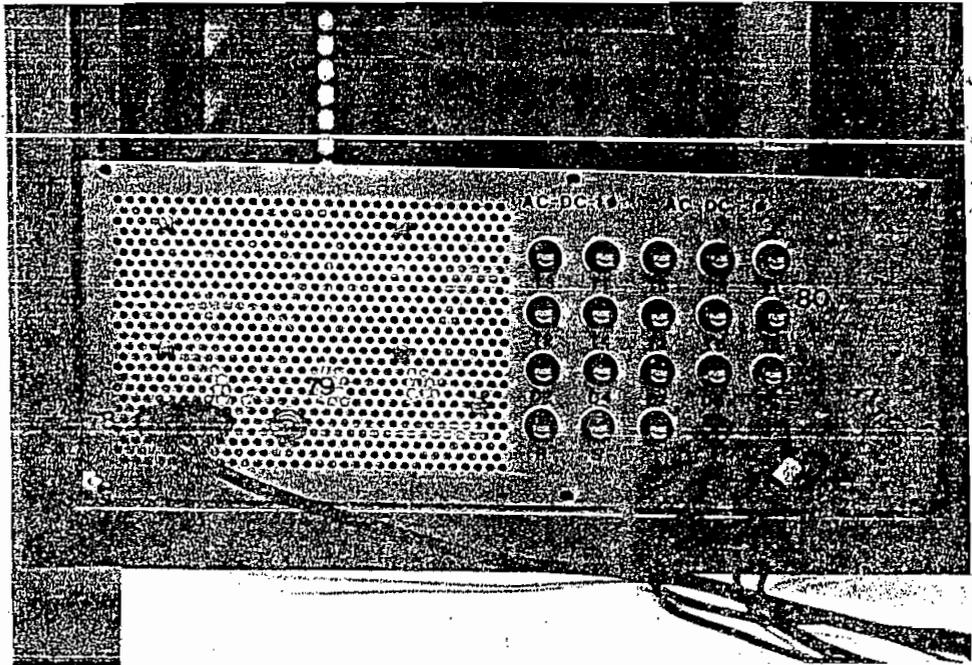
73. TERMINAL DIODO DE CONMUTACION: es el ánodo del diodo de conmutación disponible en el equipo como un elemento opcional que se puede o no conectar a la salida del conversor AC-DC utilizado.

74. TERMINAL EXCITACION (+): es el terminal positivo del rectificador monofásico no controlado utilizado para alimentar al devanado de excitación del motor.

75. TERMINAL EXCITACION (-): es el terminal negativo del rectificador monofásico no controlado utilizado para alimentar al devanado de excitación del motor.

76. EXCITACION LAMP.: es una lámpara de neón que indica que el circuito de excitación del motor está energizado.

En la parte posterior del equipo se encuentran los siguientes elementos de conexión y maniobra:



77. R, S, T y N: son los terminales para conexión de las tres líneas y el neutro de la red trifásica de alimentación.

78. CONECTOR MONOFASICO: es una entrada polarizada con terminal de tierra para conexión de la alimentación monofásica.

79. SELECTOR S0: selecciona la fuente de alimentación del circuito electrónico del equipo. En la posición 1 de S0, el equipo se energiza a partir de la red monofásica. En la posición 2 de S0, el equipo se energiza a través de dos fases de la red trifásica.

80. PORTAFUSIBLES: En la Tabla T.A.3 se puede hallar las características de cada fusible de acuerdo a su distribución en el equipo.

DENOMINACION	CARACTERISTICAS
Sección AC-DC 1 Φ : T1 - T4 D2 y D4	20A/250V. 20A/250V.
Sección AC-DC 3 Φ : T1 - T6 D2, D4, D6	25A/250V. 25A/250V.
Fusibles de línea: R, S, T	25A/250V.

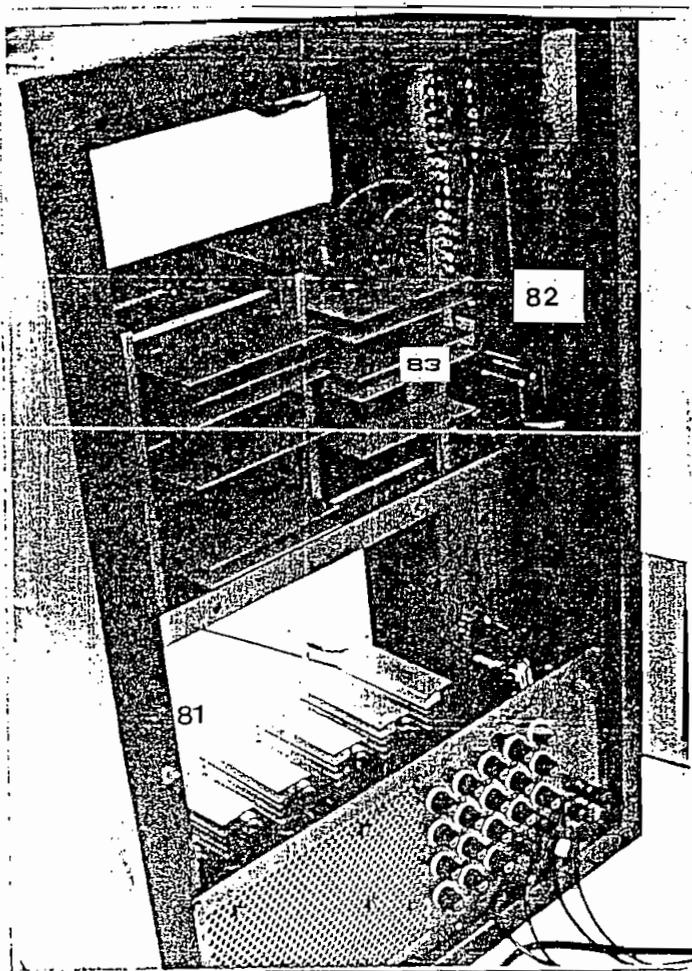
Tabla T.A.3.

ELEMENTOS INTERNOS DE AJUSTE Y SELECCION

En el interior del equipo existen los siguientes elementos de ajuste y selección. Su manejo debe ser restringido a personas autorizadas.

81. HABILITACION DEL SENSOR DE CORRIENTE DE EXCITACION: ubicado en la parte interior de la Unidad de Potencia, normalmente esta en la posición 1. En la posición 2 deshabilita al sensor de falla en la excitación lo cual permite la utilización de un motor de imán permanente.

82. AJUSTE DEL LIMITE MAXIMO DE CORRIENTE: consiste en un potenciómetro ubicado en el interior de la Unidad de Control que permite fijar en forma absoluta el valor máximo de corriente de salida del equipo entre 1.8A y 25A.



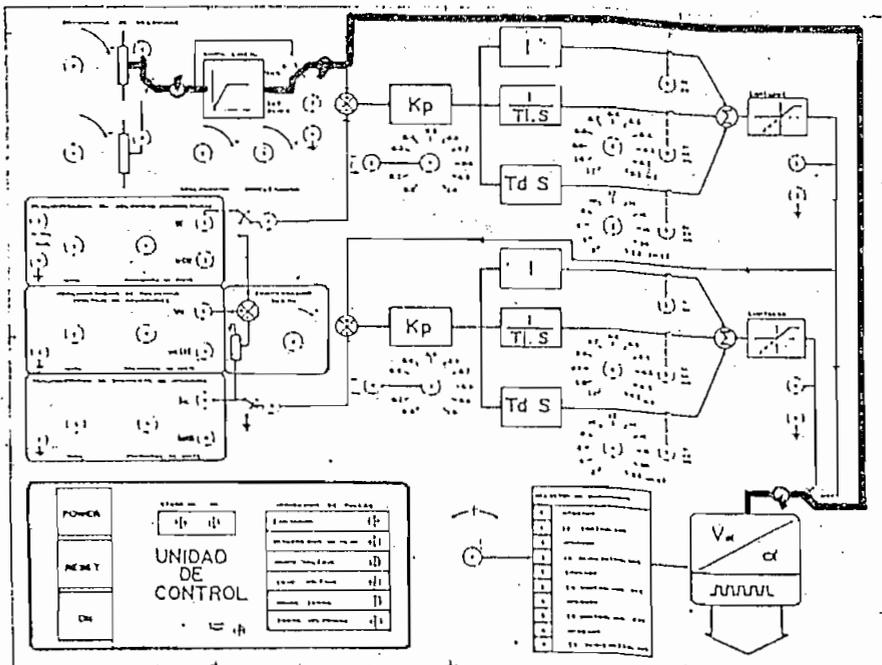
83. SELECTOR DE SENSOR DE VELOCIDAD: este selector ubicado en la tarjeta A02 de la Unidad de Control, define el tipo de sensor de velocidad que se va a utilizar. En la posición 1 define la utilización de un tacogenerador y en la posición 2 la utilización de un tacómetro digital.

A2. CONFIGURACIONES BASICAS

La combinación de las posibles configuraciones de la Unidad de Control con los diferentes convertidores AC-DC disponibles en la Unidad de Potencia, convierten al equipo en un sistema generalizado para control de motores DC, de enorme versatilidad.

Este equipo permite la implementación de ocho esquemas básicos para realizar el control de un motor de corriente continua. Estos esquemas consideran el modo de interconexión de los controladores y los lazos de realimentación involucrados. Adicionalmente, en cada esquema es posible escoger el tipo de controlador analógico de cada lazo y, la utilización o no del control de aceleración - deceleración. Los esquemas de control que se pueden implementar son:

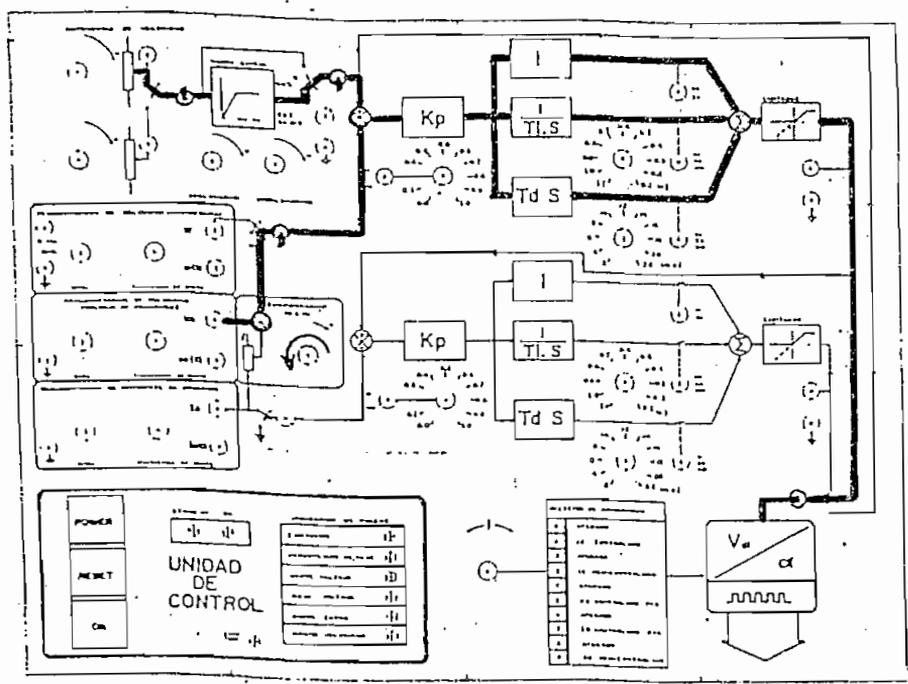
i) Control en lazo abierto.



El ángulo de activado de los tiristores del conversor AC-DC seleccionado, es controlado en forma directa por la señal de referencia o por la salida del control de aceleración - deceleración. Se tiene un rango total de control sobre el voltaje de salida del conversor.

Aunque este modo de operación no permite regular ninguna variable, resulta de enorme interés para fines de estudio y análisis del comportamiento de los convertidores AC-DC con cualquier tipo de carga.

ii.) *Lazo simple con realimentación de voltaje de armadura.* Este esquema convierte al equipo en una fuente regulada de voltaje, que puede ser utilizada para alimentar la armadura del motor. Un cambio en las condiciones de carga producirá variaciones considerables en la velocidad.

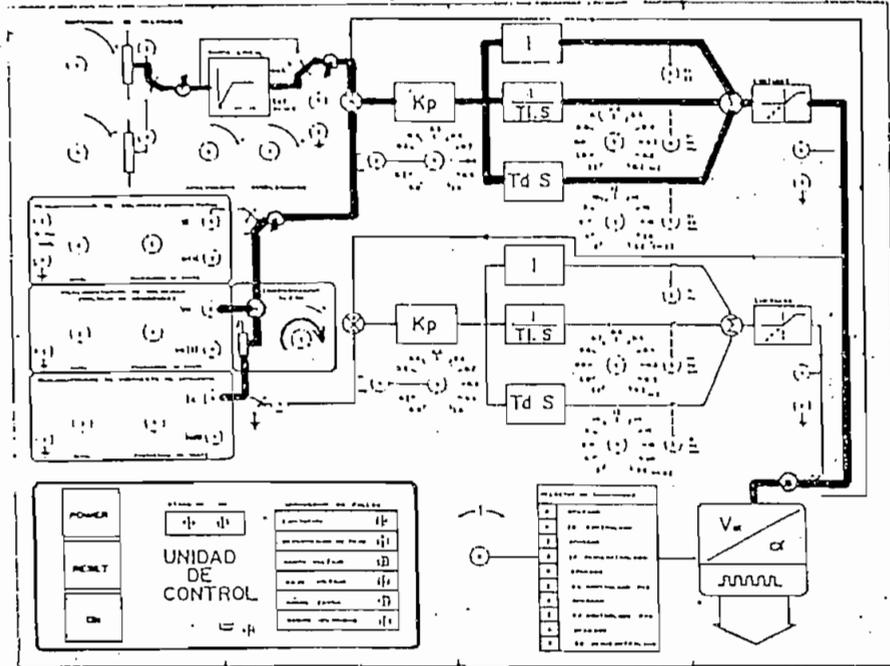


Esta configuración no es recomendable para motores de gran potencia debido a que no tiene forma de regular al límite las corrientes transitorias que pueden ocurrir durante el arranque o durante los períodos de aceleración o deceleración. Como método de regulación de velocidad, éste esquema no tiene mayor interés ya que no reajusta el voltaje en función de la carga aplicada.

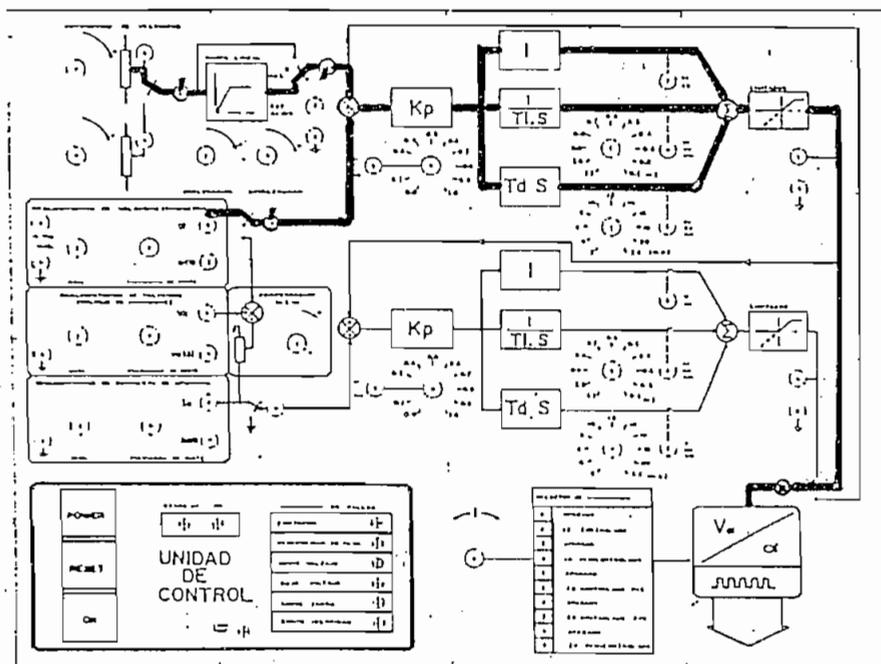
Desde el punto de vista didáctico, esta configuración no deja de tener importancia para el análisis de estabilidad, precisión y respuesta transitoria del sistema. En este esquema se puede utilizar al equipo como fuente regulada para manejar cualquier tipo de carga, dentro de sus especificaciones.

iii) *Realimentación de voltaje de armadura con compensación IR.* La compensación IR permite un reajuste del voltaje entregado por el convertidor, en función de la carga aplicada al motor. Por lo tanto, este sistema tiene mejores características de regulación de velocidad aunque el problema de la falta de regulación del límite de corriente se mantiene.

Este tipo de configuración resulta de interés en aplicaciones en las que no se tienen requisitos de regulación demasiado estrictos y en general, para motores de potencia fraccionaria. La realimentación del voltaje y la compensación de la caída IR en la armadura del motor puede, en muchos casos, suplir la necesidad de utilizar un tacogenerador.

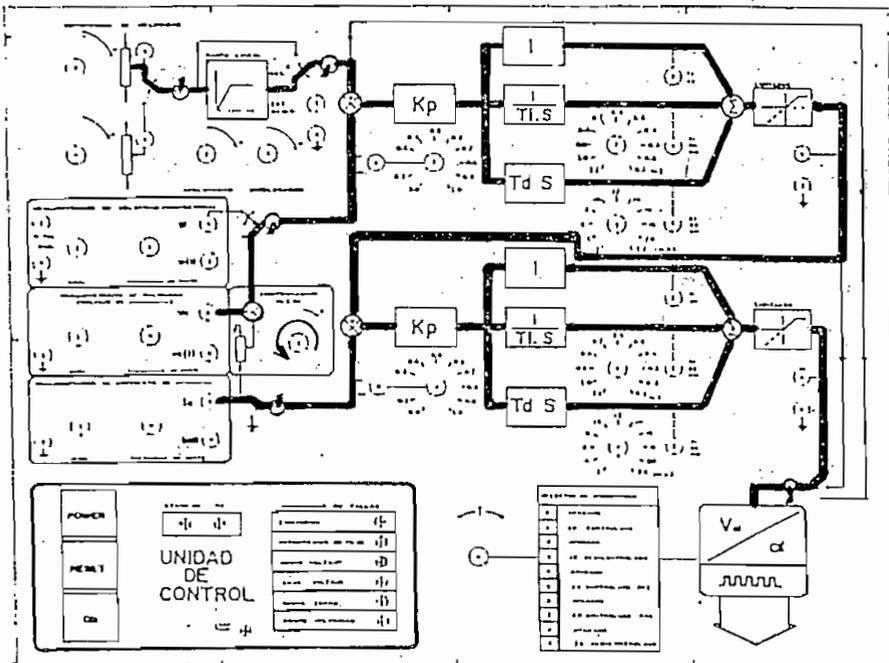


iv) Lazo simple con realimentación de velocidad. Si la aplicación requiere una excelente regulación de la velocidad, este esquema resulta muy apropiado.



Sin embargo, su campo de aplicación también está restringido a máquinas de potencia fraccionaria, debido al problema de las excesivas corrientes transitorias para las cuales esta configuración no ofrece ningún método de regulación.

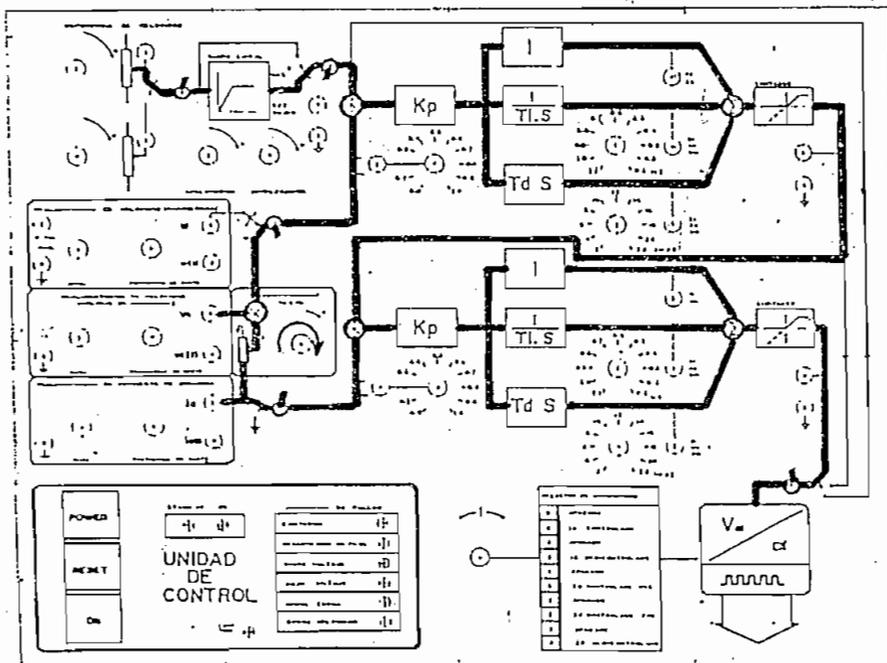
v) Sistema en cascada con realimentación de voltaje y corriente de armadura. La utilización de un lazo interno para el control de la corriente de armadura permite tener una excelente limitación de la corriente durante cualquier instante de la operación del sistema. Esto convierte a este tipo de configuración en una opción que puede ser aplicada al manejo de máquinas de mayor potencia.



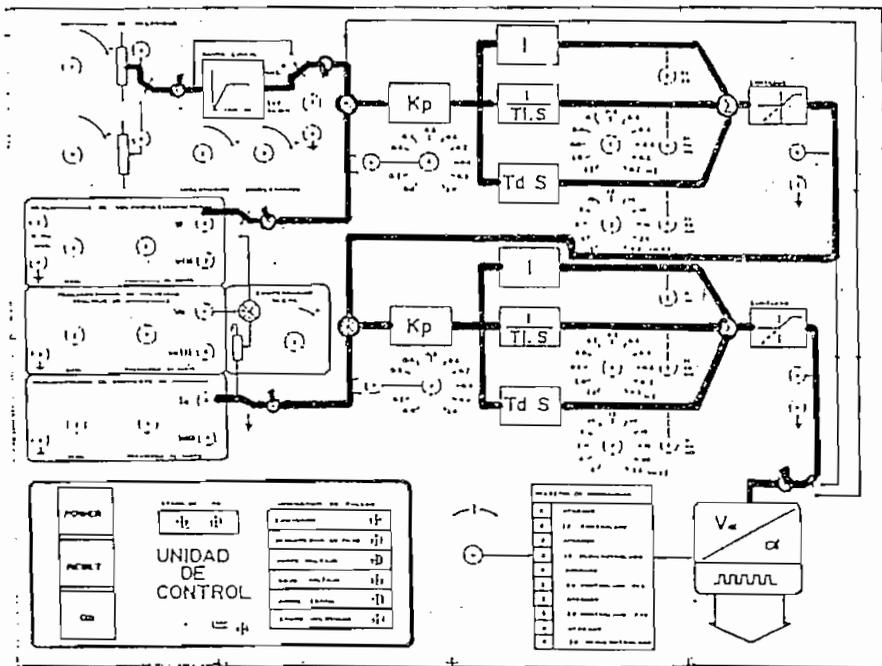
Dado que el lazo externo controla la variable voltaje de armadura, el sistema se comportará como una fuente regulada de voltaje mientras la corriente no supere el valor máximo fijado.

Si la corriente tiende a subir por encima del límite, el sistema empezará a funcionar como una fuente de corriente, limitando de manera efectiva las corrientes de arranque, aceleración y desaceleración del motor. En esta configuración no existe una buena regulación de velocidad.

vi) Sistema en cascada con realimentación de voltaje y corriente de armadura y compensación IR. Este esquema de control ofrece todas las ventajas del anterior y adicionalmente, la compensación IR garantiza una mejor regulación de la velocidad, debido a que obliga a que el sistema reajuste el voltaje de salida del convertidor en función de la corriente requerida por la máquina.



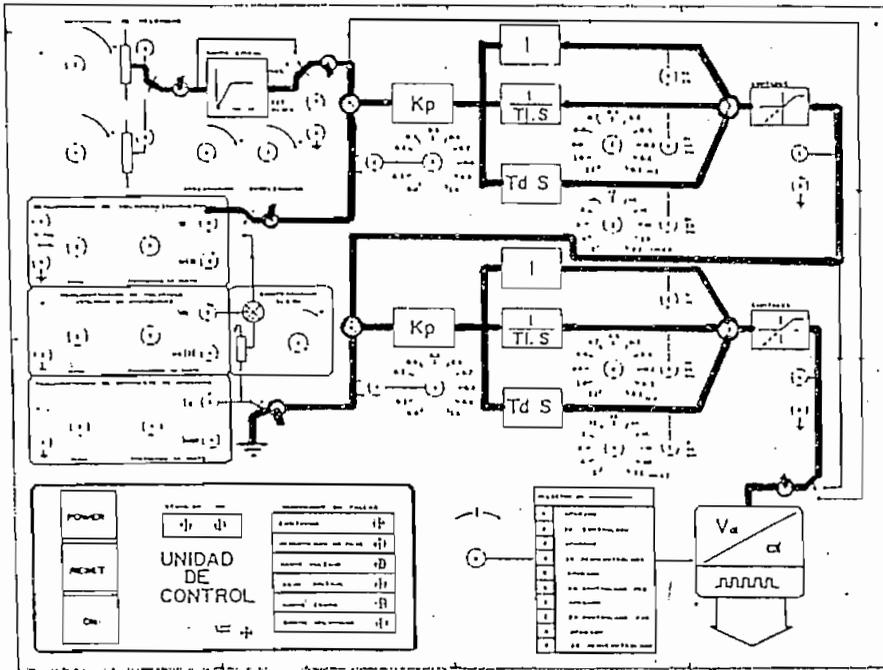
vii) Sistema en cascada con realimentación de velocidad y corriente. Esta configuración es, probablemente, la más completa y recomendable para la implementación de un sistema de regulación de velocidad con limitación de la corriente de armadura. La realimentación de velocidad garantiza una excelente precisión y un error de estado estable prácticamente despreciable ante variaciones de carga que pueden ir desde vacío hasta condiciones nominales. Este esquema provee además, buenas características de respuesta transitoria y un amplio rango de estabilidad del sistema.



El sistema actúa como regulador de velocidad mientras la corriente en la armadura del motor no supera el límite fijado.

Si la corriente tiende a superar el valor máximo especificado, el sistema deja de regular la velocidad y se dedica a regular la corriente en su máximo valor.

viii) Lazo simple con realimentación de voltaje de armadura ó velocidad, con dos controladores en cascada. Al no existir un lazo de realimentación de corriente, este esquema está restringido a aplicaciones de baja potencia en los que las corrientes transitorias de arranque pueden ser toleradas por la máquina y el convertidor.



En esencia, cualquiera de las configuraciones de lazo simple pueden utilizar los dos controladores disponibles en el equipo interconectados en cascada. Dado que en cada uno de los controladores se puede escoger las acciones y sus ganancias respectivas, este esquema posibilita implementar un controlador general de mucho mayor versatilidad. La interconexión de los dos controladores permite tener una ganancia proporcional total variable entre 0.01 y 100 lo cual supera enormemente el rango de ajuste del resto de configuraciones.

Resulta también factible, implementar un sistema de control de tipo 2, es decir, con dos integradores puros.

Este tipo de sistema toma especial importancia cuando se requiere que la variable controlada sea capaz de seguir, sin error dinámico, a una señal de entrada de tipo rampa.

Desde el punto de vista didáctico, esta opción del equipo resulta de sumo interés ya que permite el análisis del comportamiento del sistema en un amplio rango de variación de los parámetros del controlador, y con configuraciones especiales como las mencionadas.

El equipo ha sido diseñado con el propósito de poder trabajar como un módulo especial dentro de un sistema de mayor envergadura. Para ello, la Unidad de Control y la Unidad de Potencia pueden operar y ser utilizadas en forma independiente para una aplicación dada. Es posible utilizar a la Unidad de Potencia como la etapa de salida de un sistema en el cual el procesamiento de las señales de error y los algoritmos de control son realizados por un módulo especialmente diseñado para el efecto. De igual manera, es factible utilizar a la Unidad de Control como el módulo de procesamiento de las señales para comandar una Unidad de Potencia exterior al equipo. Así resulta posible, por ejemplo, implementar un sistema de control utilizando todo el potencial de la Unidad de Control del equipo e interconectarlo a un convertor estático DC-DC (chopper), a un convertor DC-AC, o a cualquier etapa de potencia que disponga de una entrada exterior con niveles de voltaje de control entre 0 y 10V.

A3. OPERACION DEL EQUIPO

Antes de poner el equipo en funcionamiento, es necesario seleccionar el esquema de control que se va a utilizar y el tipo de conversor AC-DC que la aplicación requiere.

Estas selecciones se deben realizar utilizando los interruptores y selectores ubicados en el panel frontal del equipo, para lo cual el diagrama de bloques dibujado sobre éste, resulta de enorme ayuda.

Se debe tener cuidado de escoger apropiadamente las ganancias de los controladores en función de la configuración adoptada y de la características del motor a utilizar.

Si se va a utilizar el equipo por primera vez, es recomendable seguir las siguientes instrucciones, por precaución:

- Fijar al mínimo las dos Referencias de Velocidad (1). Si se va a utilizar la señal proveniente de una fuente externa (0 - 10 VDC) como referencia de velocidad, fijar el valor 0 V en la entrada (7).
- Fijar al mínimo el Nivel de Corriente de Armadura (18).
- Colocar las perillas de Nivel de Voltaje de Armadura (14) y Nivel de Velocidad (10) en una posición intermedia.
- Utilizar el módulo de control de aceleración-deceleración accionando para el efecto el Selector de Referencia (6).

- En el módulo de aceleración - deceleración, ajustar el control de aceleración (4) al mínimo y el de deceleración (5) al máximo.

- Para empezar, es recomendable que el motor DC que se va a alimentar con el equipo esté en vacío o bien, en condiciones mínimas de carga.

La selección del conversor AC-DC involucra el accionamiento del Selector de Sincronismo (42) y la conexión física concordante de los terminales de armadura del motor en los bornes de salida. Si los terminales del motor no se conectan en las salidas apropiadas de acuerdo a la selección realizada en la Unidad de Control, el motor no operará. Cualquier cambio en las conexiones de los terminales del motor deben realizarse con el equipo apagado o en la condición de Stand by.

Una vez realizadas las conexiones, los ajustes internos y externos, el equipo está listo para entrar en operación.

La secuencia normal para llevar al sistema al estado de Operación Total es la siguiente:

- 1) *Accionar el interruptor POWER1 (43).* Este interruptor enciende el equipo, alimentando a todos los circuitos de la Unidad de Control. El equipo se enciende en el estado Stand by. Todos los LED's de la Unidad de Indicación de Fallas deben estar apagados para poder seguir adelante en la secuencia de *puesta en operación*. Si alguno está encendido, es recomendable presionar el pulsante Lamp Test (57), con el propósito de descartar la posibilidad de que el LED se haya activado en forma aleatoria al momento de encendido. Mientras una de las fallas persista, el

equipo no podrá proseguir su secuencia normal de encendido.

- ii) *Accionar el pulsante POWER2 (58).* Este pulsante envía la señal de cierre al contactor principal, energizando a los convertidores estáticos de la Unidad de Potencia.

- iii) *Accionar el pulsante ON (45).* Al accionar este pulsante el sistema queda virtualmente en el estado de Operación Total. El motor empezará a girar en cuanto se seleccione una Referencia de Velocidad diferente de cero. En estas condiciones, el sistema funcionará realizando el control de velocidad del motor DC con las características propias del esquema de control y fuerza escogidos. Si se nota una seria inestabilidad en la velocidad del motor, probablemente es necesario un reajuste de los parámetros de los controladores. Disminuir las ganancias proporcionales, los tiempos integrales y derivativos de cada controlador pueden dar buenos resultados, estabilizando la operación del sistema pero sin garantizar que las características de respuesta transitoria y el error de estado estable sean los apropiados.

- iv) *Accionar el pulsante RESET (44).* El accionamiento de este pulsante provoca que la Unidad de Control regrese al estado de Stand by, deteniendo la operación del motor, sin provocar la apertura del contactor principal.

El accionamiento del Selector de Sincronismo (42), durante la operación del equipo, provoca

el mismo efecto de haber accionado el pulsante RESET.

- v) *Accionar el pulsante STOP (60).* El accionamiento de este pulsante provoca la apertura del contactor principal, desenergizando a los convertidores AC-DC de la Unidad de Potencia. El accionamiento de este pulsante provoca en la Unidad de Control el mismo efecto que el pulsante RESET. El sistema, en su totalidad, vuelve al estado de Stand by. Se puede considerar que este pulsante es el *botón de emergencia* del equipo. /

A4. AJUSTE DEL EQUIPO A LAS CARACTERISTICAS DEL MOTOR

- i) *Ajuste del Nivel de Voltaje de Armadura:* Si el sistema utiliza el lazo de realimentación de velocidad, el módulo denominado "Realimentación de Voltaje de Armadura" está fuera del lazo y sus ajustes no deben provocar ninguna alteración en las condiciones de operación del motor. Para realizar la calibración del nivel de voltaje de armadura se debe proceder de la siguiente manera:

- Girar la perilla de la Referencia de Velocidad (1) lentamente en sentido horario hasta que sobre los terminales de armadura del motor se mida un voltaje medio igual al que se desee imponer como el máximo permisible.

Si resulta imposible alcanzar el voltaje deseado aún poniendo al máximo la Referencia de Veloci-

dad, es indispensable realizar, en primer término, el procedimiento de calibración del Nivel de Velocidad que se describe en (ii). Luego de realizada dicha calibración, se deberá volver a ejecutar este paso, y los que vienen a continuación.

- Girar la perilla de Nivel de Voltaje de Armadura (14) hasta que en el punto de prueba Va (16) se tenga un voltaje igual a 10 V.

- Reajustar la Frecuencia de Corte del transductor de voltaje de modo que la señal en el terminal Va tenga un rizado que se considere apropiado.

ii) Ajuste del Nivel de Velocidad: Este proceso de ajuste tiene el propósito de lograr que el voltaje de salida del transductor de velocidad sea igual a 10V cuando el motor, esté girando a su velocidad nominal o a una velocidad que se desee imponer como la máxima permitida.

El procedimiento a seguir es el siguiente:

- Colocar al máximo la Referencia de Velocidad (1).

- Maniobrar sobre la perilla de Nivel de Velocidad (10) hasta conseguir que el motor gire a la velocidad nominal o a la velocidad máxima especificada.

- Reajustar la Frecuencia de Corte del transductor de velocidad hasta conseguir que el nivel

de rizado de la señal en el terminal W (12) sea suficientemente pequeño.

- iii) Ajuste del límite de Corriente: En una primera aproximación, es posible estimar el valor límite de corriente en base a la posición relativa de la perilla de Nivel de Corriente (18). Para ello, se debe conocer el valor del *límite absoluto de corriente* impuesto por el potenciómetro interno (78) y calcular el paso relativo, en corriente, que corresponde a una vuelta del potenciómetro de Nivel. Se debe recordar que el mínimo valor de limitación de corriente es aprox. 1.8 A.

Un método más apropiado para realizar la calibración del límite de corriente requiere que se sigan los siguientes pasos:

- Conectar en los terminales de salida del equipo una carga estática, por ejemplo, un banco de resistencias.
- Con el potenciómetro de Nivel de Corriente en el mínimo, girar totalmente en sentido horario la perilla de Referencia de Velocidad (1). Verifique que la corriente no sobrepase el límite impuesto de 1.8 A.
- En estas condiciones, girar lentamente la perilla de Nivel de Corriente, hasta que la corriente en la carga alcance el valor que se desea fijar como límite máximo.
- Si no se logra llegar al nivel de corriente deseado, es necesario repetir este procedimiento

de calibración, conectando más carga en la salida del equipo.

- iv) Ajuste de la compensación IR: Esta calibración es necesaria cuando el sistema está trabajando con la opción de realimentación del voltaje de armadura en lugar de la velocidad. Cuando se utiliza realimentación tacométrica, este ajuste no es necesario y la perilla de Compensación IR (22) puede ser colocada al mínimo.

El objetivo de la compensación IR es proveer al sistema una buena regulación de velocidad. Para realizar este ajuste es necesario provocar cambios apreciables en la carga aplicada al motor.

Se sugiere seguir el siguiente procedimiento:

- Colocar la perilla de compensación IR (22) al mínimo.
- Con el motor en vacío (desacoplado de la carga), poner al equipo en operación siguiendo el procedimiento descrito en A.3.
- Fijar la referencia de velocidad al valor máximo.
- Medir y registrar la velocidad exacta del motor en RPM. El motor debe estar girando a su velocidad nominal o a la máxima velocidad especificada, de acuerdo a los ajustes antes realizados.
- Detener el motor, accionando para el efecto el pulsante RESET.

- Acoplar el motor a la carga. La carga debe ser de magnitud considerable.
 - Poner al motor en funcionamiento accionando el pulsante ON, manteniendo la referencia de velocidad al valor máximo.
 - Medir y registrar la velocidad exacta del motor en RPM. La velocidad en estas condiciones debe ser mucho menor que en vacío. Asegúrese de que no se haya alcanzado el valor límite de corriente de armadura.
 - Ajustar la compensación IR, hasta que la velocidad del motor sea lo más próxima a la velocidad registrada cuando la máquina estuvo en vacío.
- v) Ajuste del control de aceleración - deceleración: Si se desea fijar tiempos de aceleración y deceleración específicos, se puede proceder de la siguiente manera:
- Estando el sistema en Stand by, accionar el pulsante POWER2 para energizar la Unidad de Potencia.
 - Colocar la referencia de velocidad N. 1 al máximo, y la referencia de velocidad N. 2 al mínimo.
 - Accionar el Conmutador de Referencia (3) y seleccionar la Referencia de Velocidad N. 2.
 - Fijar un valor intermedio en el control de Aceleración (4).

- Accionar el pulsante ON.

- Accionar el Conmutador de Referencia y seleccionar la Referencia de Velocidad N. 1. El motor, partiendo del reposo, empezará a ganar velocidad en forma lineal hasta llegar a la velocidad nominal ó a la máxima velocidad especificada.

- Registrar el tiempo que tomó el motor en llegar a la velocidad final partiendo del reposo.

- Accionar el Conmutador de Referencia para seleccionar la Referencia de Velocidad N. 2. El motor, partiendo de la velocidad máxima, empezará a perder velocidad en forma lineal hasta llegar al reposo.

- Registrar el tiempo que tomó el motor en llegar desde la velocidad máxima hasta el reposo.

- Comparar los resultados obtenidos en esta prueba y realizar reajustes en los controles de Aceleración y Deceleración.

- Repetir este procedimiento hasta conseguir los tiempos de aceleración y deceleración deseados.

A5. MANTENIMIENTO DEL EQUIPO

i) FUSIBLES. Para reemplazar un fusible, remover la tapa del portafusibles correspondiente y efectuar la sustitución utilizando un fusible de las mismas características que el que se fundió.

ii) Unidad de Potencia. La sección de los conversores AC-DC requiere de un mínimo mantenimiento. Una inspección periódica puede ser realizada para observar si esta sección del equipo se mantiene limpia y libre de excesivo polvo y humedad. Las conexiones deben ser revisadas y reajustadas cuando sea necesario. El buen contacto de los fusibles también debe ser verificado.

Tan solo personal de mantenimiento calificado y entrenado para trabajar con los circuitos de potencia y los circuitos con semiconductores debe tener acceso a la Unidad de Potencia.

Los elementos, tiristores y diodos, que constituyen la Unidad de Potencia, están montados sobre disipadores de calor y éstos a su vez, sobre una base metálica que puede ser removida del equipo. Para esto, es necesario desconectar, de las respectivas borneras, todos los cables que llegan a la Unidad de Potencia y remover los tornillos que sujetan a la base metálica.

Si se necesita sustituir un diodo o un tiristor, se debe desmontar el disipador de calor correspondiente, removiendo los tornillos que lo sujetan a la base metálica. La conexión de los terminales de cada tiristor o diodo está realizada con conectores, tornillos y tuercas, de modo que la extracción del elemento resulte sencilla.

P R E C A U C I O N

LOS DISIPADORES DE CALOR
ESTAN CONECTADOS A LAS
LINEAS DE LA RED TRI-
FASICA DE CORRIENTE AL-
TERNA. POR LO TANTO,
ESTAN ENERGIZADOS.

El elemento removido debe ser verificado en forma independiente para verificar si efectivamente está dañado.

Cuando se efectúe el reemplazo de un diodo o un tiristor, es conveniente asegurarse de que la superficie de contacto entre el elemento y el disipador de calor esté limpia. Para asegurar una adecuada transferencia de calor utilizar grasa térmica de silicon entre las superficies de contacto. El ajuste del elemento debe ser suficientemente firme para evitar calentamiento debido a contactos mal efectuados.

El montaje de la Unidad de Potencia debe ser realizado con extremo cuidado, verificando que cada cable de conexión

vuelva a su posición original en la bornera y ajustando firmemente los contactos.

iii) Unidad de Control. Para tener acceso a la Unidad de Control se debe remover la tapa de acrílico semi-transparente que cubre la cara posterior del equipo.

Los circuitos electrónicos que constituyen la Unidad de Control han sido implementados en tarjetas de circuito impreso, las cuales están enchufadas a presión en un soporte metálico apropiado.

Es recomendable realizar una revisión periódica de las tarjetas, evitando la acumulación de polvo y suciedad. Todos los elementos montados en las tarjetas de circuito impreso están apropiadamente dimensionados, por lo que, bajo condiciones normales, no deben presentar signos de sobrecalentamiento. Si con el chequeo visual se detecta lo contrario, se recomienda sustituir el componente por otro de iguales características y analizar las condiciones de operación que pudiesen haber sido causa de su deterioro, con el propósito de evitarlas en lo sucesivo.

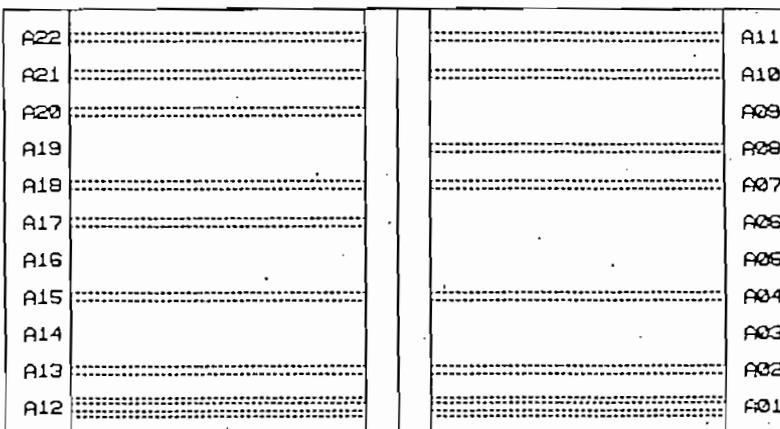


Fig. A3

313

N.	Función de la tarjeta de circuito impreso
A1	Tarjeta de extensión (para mantenimiento).
A2	Acondicionador de la señal de Velocidad.
A4	Supervisión e indicación de fallas.
A7	Acondicionadores de señal de Voltaje y Corriente.
A8	Fuentes reguladas.
A10	Unidad de control maestro.
A11	Detector de fallas.
A12	Controlador analógico de corriente.
A13	Controlador analógico de velocidad.
A15	Tarjeta de transformadores de pulsos del convertor monofásico.
A17	Circuito de disparo para convertidores monofásicos.
A18	Tarjeta de transformadores de pulsos del convertor trifásico.
A20	Circuito de disparo para control de los tiristores T2, T4 y T6 del convertor trifásico controlado (P=6).
A21	Circuito de disparo para control de los tiristores T1, T3 y T5 del convertor trifásico controlado (P=6).
A22	Circuito de disparo para control de los tiristores T1, T3 y T5 del convertor trifásico semicontrolado y controlado en media onda.

Si durante la operación del equipo se detecta el mal funcionamiento de alguna de sus secciones, se debe realizar, en primer lugar, un chequeo visual de la tarjeta correspondiente y en segundo término, una verificación de las señales presentes en los diferentes componentes que la constituyen.

Para el efecto, el equipo posee adicionalmente una tarjeta de extensión, la cual debe ser insertada en la posición de la tarjeta que se va a verificar. La tarjeta defectuosa debe ser enchufada en el conector de la tarjeta de exten-

sión, de manera que sus componentes queden totalmente accesible a los instrumentos de medición.

La verificación de las señales presentes en una tarjeta de la Unidad de Control se debe realizar manteniendo a la Unidad de Potencia totalmente desenergizada.

El procedimiento recomendado es el siguiente:

- Efectuar los pasos para puesta en operación hasta llegar al estado Stand by.
- Utilizando un osciloscopio, verificar los voltajes de polarización de +/-15V en las entradas 1 y 11 de la tarjeta. La referencia (GND) se conecta a la tarjeta a través de su entrada número 2.
- Observar los voltajes en las diferentes entradas y salidas de la tarjeta, guiándose en el correspondiente diagrama circuital (ver capítulo 2).
- Accionar el pulsante ON en el panel frontal. Todos los circuitos electrónicos de la Unidad de Control entran en operación.
- Verificar las señales presentes en la tarjeta y de acuerdo a ésto, evaluar el funcionamiento de la misma.
- Apagar el equipo, presionando el interruptor POWER1, y proceder a la sustitución de los componentes que se encuentren defectuosos. La sustitución de los circuitos integrados es extremadamente fácil en vista de que todos están montados sobre zócalos.

La mayoría de las tarjetas de la Unidad de Control tienen conexiones con elementos que están montados en el panel frontal del equipo. Estas conexiones se han realizado a través de borneras, en las cuales también es posible verificar las señales de control provenientes de los diferentes circuitos. La Fig. A4 muestra la distribución de los terminales de las dos borneras ubicadas en la cara derecha del interior de la Unidad de Control, lo cual puede ser de mucha utilidad en la labor de inspección y mantenimiento.

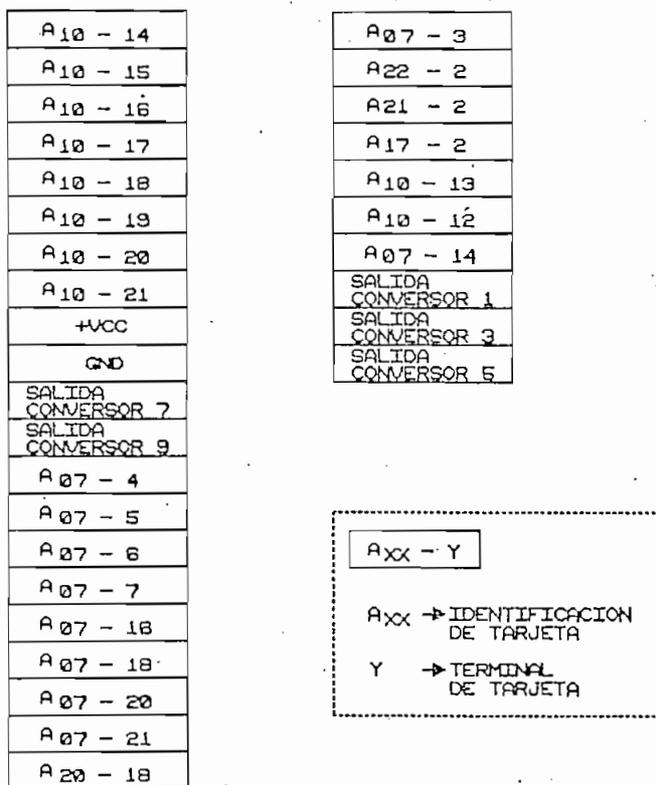


Fig. A4

Antes de proceder a la revisión del equipo, es recomendable asegurarse que el motor DC no esté defectuoso y que las condiciones de carga no excedan la capacidad del equipo; revisar que todas las conexiones eléctricas y mecánicas estén bien realizadas, que todos los fusibles estén en buen estado, que el contactor principal opere libremente y

que exista un total aislamiento eléctrico entre la carcasa y la circuitería que constituye el equipo.

Por otro lado, el conocimiento y la comprensión del sistema es de enorme importancia en la labor de mantenimiento y reparación del equipo. Para el efecto, referirse a los Capítulos I y II del presente trabajo de Tesis.