



Universidad Nacional Autónoma
de México

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
CUAUTITLAN

DISEÑO DE UN CONTROLADOR REVERSIBLE
DE CORRIENTE DIRECTA

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A :

RAFAEL BARAJAS VAZQUEZ

ASESOR: ING. JAIME FUENTES SANCHEZ

CUAUTITLAN IZCALLI, EDO. DE MEXICO, NOVIEMBRE 2003



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



ESTADOS UNIDOS MEXICANOS
ESTADO DE QUERÉTARO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

AL
TAG DE SVRUS
AS-CUAUTITLAN

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DEPARTAMENTO DE
EXAMENES PROFESIONALES

DR. JUAN ANTONIO MONTARAZ CRESPO
DIRECTOR DE LA FES CUAUTITLAN
P R E S E N T E

ATN: Q. Ma. del Carmen García Mijares
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la FES Cuautitlán

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos la TESIS:

"Diseño de un controlador reversible de corriente directa"

que presenta el pasante: Rafael Barajas Vázquez
con número de cuenta: 8339743-5 para obtener el título de :
Ingeniero Mecánico Electricista

Considerando que dicho trabajo reúne los requisitos necesarios para ser discutido en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"

Cuatitlán Izcalli, Méx. a 24 de Marzo de 2003

PRESIDENTE Ing. José Juan Contreras Espinosa

VOCAL Ing. Oscar Cervantes Torres

SECRETARIO Ing. Jaime Fuentes Sánchez

PRIMER SUPLENTE Ing. Humberto Neri Mondragón

SEGUNDO SUPLENTE Ing. Rolando Cortés Montes de Oca

*Dedicada a mi madre **Petra**, a la memoria de mi padre **Ramón** y a mis hermanos **José, Ramón, Eva, Olivia y Gerardo**, quienes hicieron posible que asistiera a la universidad y lograra esta meta.*

*A mi asesor y amigo **Ing. Jaime Fuentes Sánchez** por su ayuda en la realización de este trabajo.*

____ *-----* **lDs RaFaeL BaRajaS VázqUez wFyL** *-----* ____

Noviembre 2003

INDICE

CAPITULO 1. Introducción a los sistemas de control	1
1.1 Introducción	2
1.2 Los sistemas de control	2
1.3 Sistemas de control de lazo cerrado y de lazo abierto	4
1.4 El Control On-Off	6
1.5 El Control PID	7
CAPITULO 2. Controladores trifásicos de corriente directa.....	11
2.1 Semi convertidor	12
2.2 Convertidor completo	15
2.3 Convertidor dual	18
2.3.1. Técnicas de selección del convertidor	20
a).- La polaridad de la señal de control selecciona el convertidor .	20
b).- La corriente de carga selecciona el convertidor	21
c).- La corriente de carga y el voltaje de control seleccionan el convertidor	22
2.3.2. Limitadores de corriente	23
a).- Control de corriente de lazo interno	23
b).- Control de corriente de lazo externo	24
2.4 Convertidores reversibles	24
a).- Inversión de la corriente de armadura	24
b).- Inversión de la corriente de campo	25
CAPITULO 3. Introducción a las máquinas de corriente directa.....	27
3.1 Introducción a las máquinas de CD	28
3.2 Efecto de la fuerza magnetomotriz de armadura	32
3.3 Fundamentos analíticos: aspectos del circuito eléctrico	35
3.4 Fundamentos analíticos: aspectos del circuito magnético	37
3.5 Análisis del funcionamiento en estado estable	37

a).- Análisis del generador	37
b).- Análisis del motor	40
CAPITULO 4. Controlador reversible de corriente directa	42
4.1 Lazo interno de corriente	43
4.2 Lazo externo de velocidad (voltaje)	44
4.3 Convertidor de potencia	45
4.4 Control de aceleración y desaceleración	45
4.5 Amplificador del error de velocidad	47
4.6 Amplificador del error de corriente	49
4.7 Temporizador de rampa	49
4.8 Controlador de pulsos de disparo	51
4.9 Lógica de mando	53
4.10 Detección de fallas	54
4.10.1 Pérdida de campo	55
4.10.2 Térmico del disipador	55
4.10.3 Pérdida de fase	55
4.10.4 Protección instantánea de sobre-corriente (PISC)	56
4.10.5 Sobre carga (OL)	57
4.11 Circuito de armadura	59
4.12 Circuito de campo	60
APENDICE	62
PRUEBAS	84
CONCLUSIONES	96
BIBLIOGRAFÍA	99

CAPITULO 1

Introducción a
los sistemas de control

CAPITULO 1

Introducción a los sistemas de control

1-1. Introducción

Los controles automáticos tienen una intervención cada día más importante en nuestra vida diaria, desde los simples controles que hacen funcionar un tostador automático hasta los complicados sistemas de control utilizados en las misiones espaciales. Por esta razón casi todos los ingenieros tienen contacto con los sistemas de control, aun cuando únicamente los usen, sin profundizar en la teoría del control.

Los sistemas de control automático son sistemas dinámicos y un conocimiento de la teoría del control proporciona una base para entender el comportamiento de tales sistemas. Por ejemplo, muchos conceptos de la teoría del control pueden usarse en la solución de problemas de vibración. En este sentido, la teoría del control automático no es sino una pequeña parte de una teoría más general que estudia el comportamiento de todos los sistemas dinámicos.

Los sistemas de control emplean frecuentemente componentes de diferentes tipos, por ejemplo, componentes mecánicos, eléctricos, hidráulicos, neumáticos y combinaciones de estos. El estudio de los controles automáticos puede ser de gran ayuda para establecer lazos de unión entre los diferentes campos de estudio haciendo que los distintos conceptos se unan en un campo común de control.

1-2. Los sistemas de control

En general, los sistemas de control pueden clasificarse en sistemas de lazo abierto (sin realimentación) y sistemas de lazo cerrado (con realimentación.) En un sistema de control de lazo cerrado, la variable controlada (también conocida como salida o respuesta) es comparada con la variable de referencia (también conocida como entrada, mando o setpoint) y cualquier diferencia que exista entre ambas (entrada y salida) es usada para reducir el error. En otras palabras, un sistema de control de lazo cerrado compara lo que estamos obteniendo con lo que queremos obtener y usa la diferencia para poner en correspondencia la entrada con la salida. La característica más importante de un sistema de

control de lazo cerrado es que se establece una comparación, con lo cual usualmente podemos tener control de la variable de salida.

Para ilustrar el funcionamiento de un sistema de control de lazo cerrado consideremos a un ser humano como instrumento de control. El manejo de un automóvil es un buen ejemplo; el objetivo es mantener el automóvil sobre la carretera. La persona que maneja compara constantemente la posición del automóvil sobre el pavimento con su propia idea de una posición segura. Cuando la posición controlada no está en correspondencia con la posición de referencia, el piloto observa este error y mueve el volante a fin de minimizar el error. En el proceso de manejo, el ser humano actúa como un regulador en un sistema de control de lazo cerrado, haciendo la comparación necesaria y después iniciando una acción correctora cuando el error sobrepasa los límites apropiados.

Los sistemas de control de lazo cerrado pueden dividirse en dos categorías: sistemas reguladores y sistemas seguidores (follow-up systems.) Un sistema regulador es aquel cuya función principal es mantener constante la variable controlada, a pesar de las perturbaciones que pudieran actuar sobre el sistema. En estos sistemas, la variable de referencia se cambia con muy poca frecuencia. Un ejemplo es un sistema doméstico de aire acondicionado (con calefacción y refrigeración) como se muestra en la figura 1-1. En este caso el termostato es el regulador; éste compara la temperatura deseada con la temperatura real de la casa. Si la temperatura es demasiado baja, el termostato envía una señal al calefactor que le indica que debe proporcionar aire caliente a la casa; mientras que si detecta que la temperatura es demasiado alta envía una señal al refrigerador para indicarle que debe proporcionar aire frío a la casa. El diagrama de la figura 1-1 muestra una línea de realimentación, la cual indica que se está proporcionando información al termostato sobre las condiciones de temperatura de la casa con el propósito de establecer una comparación.

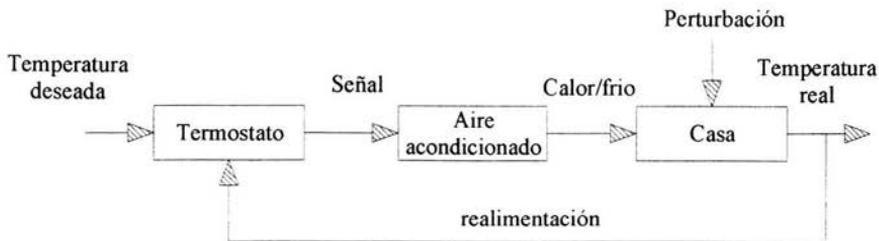


Fig. 1-1. Diagrama de bloques de un aire acondicionado

Un cambio en la temperatura del exterior es una perturbación para el sistema de aire acondicionado. Si la temperatura en el exterior disminuye, la temperatura en el interior de la casa tenderá a disminuir. Sin embargo, la información sobre la temperatura en el interior de la casa es realimentada al termostato, con lo cual éste inicia el ciclo de calefacción. El sistema de aire acondicionado es un ejemplo de un sistema regulador porque emplea realimentación, aunque responderá a un cambio en la indicación inicial del termostato su función principal es mantener la temperatura deseada a pesar de las perturbaciones (cambios en la temperatura externa, abrir o cerrar las puertas y/o ventana, etc.)

Un sistema seguidor (follow-up system) es un sistema de control realimentado cuya función es mantener la variable controlada en correspondencia muy próxima con una variable de referencia, la cual es cambiada frecuentemente. El trazador de un torno, ilustrado en la figura 1-2, es un ejemplo de dicho sistema. El propósito del sistema trazador es proporcionar a las partes que giran, con un contorno que corresponde al patrón.

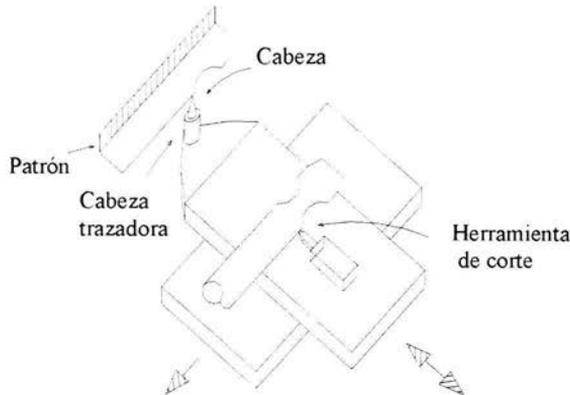


Figura 1-2. Sistema trazador de un torno

Si observamos la figura 1-2, notaremos que el patrón está montado rígidamente al marco del torno. La cabeza trazadora, la cual está en contacto con el patrón, está asegurada al carro, por lo que se mantiene siempre a una distancia fija con respecto a la herramienta de corte. Mientras la cabeza trazadora sigue fielmente al patrón, la herramienta de corte reproducirá con bastante aproximación el contorno deseado. El movimiento de entrada y salida es controlado por el sistema trazador y el movimiento axial se obtiene del mismo torno.

Observando el diagrama de bloques de la figura 1-3, notamos que la cabeza es el regulador del sistema. Un punto determinado sobre el patrón corresponde a la posición para la herramienta de corte. La cabeza trazadora puede hacer la comparación entre la posición deseada y la posición real, ya que esta tiene siempre una relación constante con respecto a la herramienta de corte. Si hay un error, la cabeza trazadora envía una señal al sistema actuante, el cual mueva el carro y la herramienta de corte a la posición deseada.

1-3. Sistemas de control de lazo cerrado y de lazo abierto

Si hacemos referencia a los diagramas de bloques de las figuras 1-1 y 1-3, veremos que estas nos dan una idea del porqué de este nombre. Cuando la información que obtenemos de la salida es realimentada a fin de realizar una comparación con la entrada, el diagrama toma la forma de un ciclo cerrado. De manera que proporcionar realimentación es cerrar el ciclo, o en otras palabras, un sistema de ciclo cerrado es aquel que está realimentado.

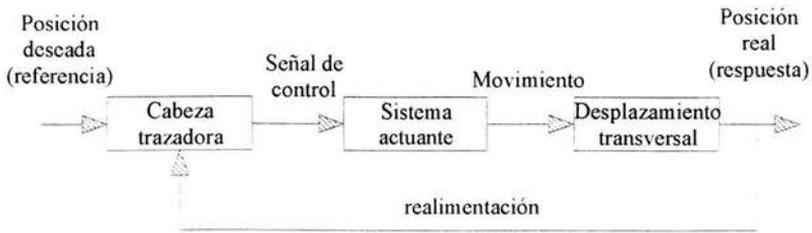


Figura 1-3. Diagrama de bloques para el sistema trazador de un torno

Existen también los sistemas de ciclo abierto, es decir, sistemas que no tiene realimentación. En el pasado, algunos edificios de departamentos se construían con sistemas de calefacción controlados por un termostato que se encontraba en uno de los departamentos. El departamento que contenía el termostato tenía un sistema de calefacción de ciclo cerrado; el termostato podía comparar la temperatura de dicho departamento con la indicación en el termostato. Lo anterior no ocurría en los otros departamentos, pues sus temperaturas podían tomar cualquier valor sin poder recurrir a una modificación en la salida del calefactor. Estos departamentos operaban por lo tanto en ciclo abierto.

De lo anterior deberá concluirse que los sistemas de control de lazo abierto sean malos y que deben evitarse a toda costa. Existen muchos sistemas de control de lazo abierto que cumplen con una función útil. Sin embargo, tales sistemas, debido a que no llevan a cabo una comparación, deben de ser cuidadosamente calibrados y diseñados de manera tal que dicha calibración se mantenga. Las máquinas de lavado automático sirven como ejemplo conveniente de un dispositivo de control de lazo abierto. La máquina pasará a través de una secuencia de operaciones durante determinado tiempo, sin tener en consideración el grado de limpieza de la ropa que se esté lavando.

La estabilidad, exactitud y rapidez de respuesta son características importantes de todo sistema de control. Necesariamente, un sistema de control debe ser estable, y esto significa que la respuesta a una señal, ya sea un cambio del punto de referencia o una perturbación, debe alcanzar y mantener un valor útil en un periodo razonable. Un sistema de control inestable producirá, por ejemplo oscilaciones persistentes o de gran amplitud en la señal, o bien, puede hacer que la señal de salida tome valores extremos. Cualquier tipo de respuesta característica de un sistema de control inestable es obviamente poco satisfactoria.

Un sistema de control debe ser exacto dentro de ciertos límites especificados. Esto significa que el sistema debe ser capaz de reducir cualquier error a un valor aceptable. Es conveniente hacer notar que no hay ningún sistema de control que pueda mantener un error cero en todo el tiempo porque siempre es necesario que exista un error para que el sistema inicie la acción correctora. Aun cuando haya sistemas que matemáticamente pueden reducir a cero el error en el sistema (bajo condiciones ideales), esto no sucede en la realidad debido a las pequeñas imperfecciones inherentes a los componentes que forman el sistema. La exactitud es muy relativa y sus límites están basados en la aplicación particular que se haga del sistema de control.

Un sistema de control debe alcanzar la respuesta deseada en un tiempo razonable, pues de lo contrario es inútil. El ingeniero dedicado a los sistemas de control debe diseñar

un sistema de manera que cumpla las condiciones de estabilidad, exactitud y rapidez de respuesta. Esto no es siempre sencillo ya que las condiciones tienden a ser incompatibles. Por ejemplo, considérese el problema de aumentar la exactitud de un sistema. La exactitud puede mejorarse haciendo que el regulador del sistema sea más sensible, es decir, el regulador proporcionará el mismo incremento de corrección para un incremento menor en el error. Esto permite que el sistema responda a un error más pequeño, lo cual es una mejora en la exactitud del sistema. Sin embargo, este cambio en el regulador tiene un efecto adverso en la estabilidad, pues ahora el regulador proporciona una acción correctiva mayor para la misma magnitud del error. Si se lleva esto puntos extremos, el sistema puede hacerse inestable.

Consideremos un sistema en el que existe un pequeño error. Con un regulador muy sensible, se iniciará una acción correctora grande. La corrección puede ser tan grande como para producir una respuesta que dé lugar a un error mucho mayor (con el signo opuesto a error anterior). El sistema tratará nuevamente de reducir el error, pero ahora el error es mayor, por lo tanto, el error aumentará cada vez más. El estudio de la teoría del control automático proporciona las bases necesarias para establecer las relaciones más eficientes a fin de que el ingeniero en control pueda diseñar el mejor sistema posible.

1-4. El Control On-Off

Una de las técnicas de control mas simples es el control On-Off, el cual consiste simplemente en un comparador en el cual entran la señal de referencia y la señal de realimentación, y este (el comparador) solamente no entrega una señal digital de 0 ó 1, dependiendo si la referencia es mayor o menor que la realimentación, a este tipo de controladores se les adiciona un control de histéresis para evitar que la señal de salida esté cambiando constantemente, este tipo de controladores tienen un buen desempeño en aplicaciones que no requieren gran exactitud. En la figura 1-W se muestra un diagrama de este tipo de controlador.

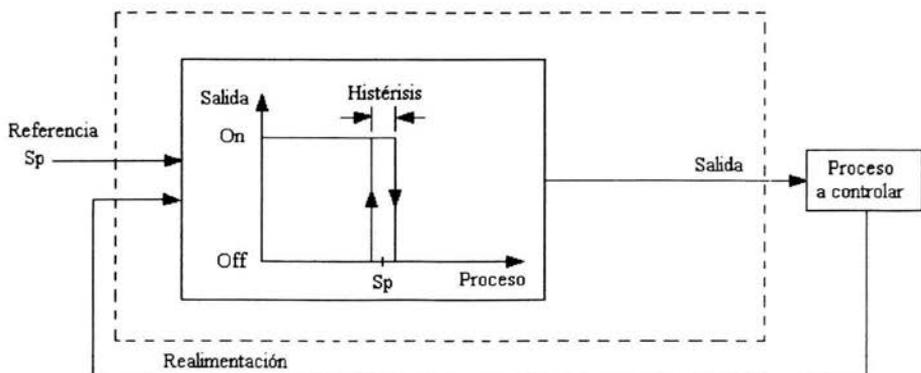


Fig. 1-4. Controlador On-Off

1-5. El Control PID.

En los primeros desarrollos del control automático ha sido dedicado mucho interés al control PID, aunque no se tenía la infraestructura necesaria para implementar este tipo de controladores. En la actualidad se dispone componentes electrónicos con los cuales se puede implementar este tipo de control de manera económica.

Acción controladora PID.

En un controlador PID, la acción del control es generada como una suma de tres términos como lo describe la siguiente ecuación:

$$U_{PID}(t) = U_P(t) + U_I(t) + U_D(t) \quad (1-1)$$

Donde $U_P(t)$ es la parte proporcional, $U_I(t)$ es la parte integral y $U_D(t)$ la parte derivativa

Control proporcional.

La parte proporcional indica simplemente una retroalimentación de ganancia.

$$U_p(t) = K_p E(t) \quad (1-2)$$

Donde $E(t)$ es el error de control, y K_p es la ganancia proporcional del controlador. El error está definido como la diferencia entre valor ideal establecido $Y_{sp}(t)$ y el valor de salida del proceso $Y_{pv}(t)$, esto es:

$$E(t) = Y_{sp}(t) - Y_{pv}(t) \quad (1-3)$$

Sustituyendo (1-3) en (1-2) se tiene:

$$U_p(t) = K_p \{ Y_{sp}(t) - Y_{pv}(t) \} \quad (1-4)$$

Control integral.

Un controlador proporcional generalmente añade al sistema un "error en estado estable". La acción integral es introducida para eliminar este error y está definida por la siguiente ecuación:

$$U_I(t) = K_I \int E(t) dt = K_I \int \{Y_{sp}(t) - Y_{pv}(t)\} dt \quad (1-5)$$

Control derivativo.

La acción derivativa es utilizada para proveer una acción anticipada y está definida por la siguiente ecuación:

$$U_D(t) = K_D \frac{dE(t)}{dt} = K_D \frac{d}{dt} \{Y_{sp}(t) - Y_{pv}(t)\} \quad (1-6)$$

En algunas aplicaciones prácticas la referencia Y_{sp} es en general constante. Esto significa que la acción derivada de esta es cero excepto para aquellos instantes cuando la referencia Y_{sp} es alterada, por lo que la acción derivativa se reduce a:

$$U_D(t) = K_D \frac{dE(t)}{dt} = -K_D \frac{d}{dt} Y_{pv}(t) \quad (1-7)$$

Para un controlador el error actuante U_{PID} está dado por:

$$U_{PID}(t) = K_p \{Y_{sp}(t) - Y_{pv}(t)\} + K_I \int \{Y_{sp}(t) - Y_{pv}(t)\} dt - K_D \frac{d}{dt} Y_{pv}(t) \quad (1-8)$$

En la figura 1-5 se muestra un diagrama de bloques de un sistema de control PID, en el cual se incluyen tres switches con los cuales la acción de control puede ser habilitada o deshabilitada según convenga. En la actualidad se cuenta con controladores digitales (por ejemplo controladores de temperatura, controladores de presión diferencial) capaces de ajustar los parámetros PID de manera automática (Auto-sintonía), lo cual resulta muy útil en procesos lentos (por ejemplo hornos litográficos e incineradores) en los cuales se manejan grandes volúmenes de aire.

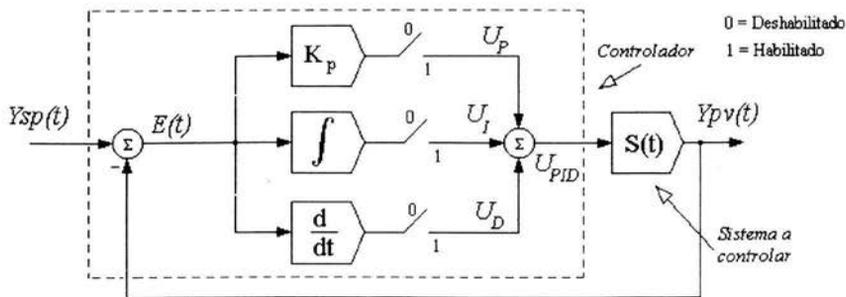


Fig. 1-5. Diagrama de bloques de un control PID

La salida del controlador PID puede ser una salida analógica o digital, en el caso de salidas analógicas es frecuentemente usado un estándar de 4-20mA ó 0-10V, con la cual podemos gobernar la entrada del sistema que queremos controlar. En el caso de salida digital se puede usar una técnica conocida como control de tiempo proporcional, en la cual la duración de la señal de control es directamente proporcional al error actuante (la señal que nos entrega el controlador PID). En la figura 1-6 se muestra un diagrama de bloques del sistema mencionado.

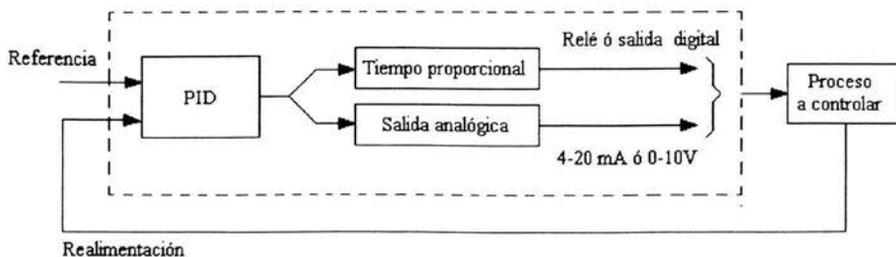


Fig. 1-6. Controlador con salida analógica y digital

Nótese que si el proceso a controlar en el diagrama de la figura 1-6 es una válvula no la podemos controlar con una salida digital, por lo que en caso de ser necesario tendríamos que usar un control con doble salida de tiempo proporcional, el cual en caso de tratarse de controlar temperatura tendría las salidas *calentar* y *refrigerar* además este tipo de controlar puede tener doble salida analógica para poder controlar dos actuadores como se muestra en la figura 1-7

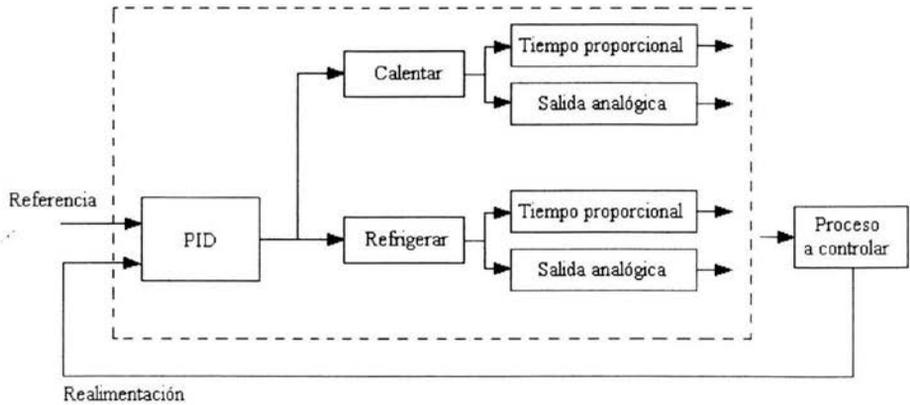


Fig. 1-7. Controlador de doble ciclo

Generalmente los controladores tienen la capacidad de ajustar los límites de las salidas de control de manera que estas no alcancen valores indeseables, por ejemplo en el caso de una bomba para controlar el flujo ó el nivel de un líquido, cuando resulta peligroso tener una velocidad de bombeo muy alta. Además se puede usar una histéresis en la salida de control cuando el error en el proceso no es significativo.

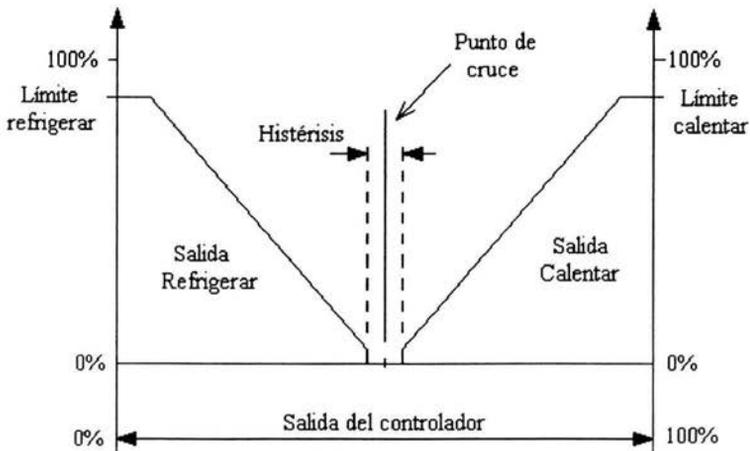


Fig. 1-8 Principio de operación del controlador de doble ciclo

CAPITULO 2

Controladores trifásicos
de corriente directa

CAPITULO 2

Controladores trifásicos de corriente directa

En la figura 2-1 se muestran algunos convertidores. Nótese que la frecuencia de rizo en las terminales de motor controlado por un convertidor trifásico es mayor que la frecuencia de alimentación. Por lo cual el filtro requerido para suavizar la corriente del motor es menor. La corriente del motor es más continua, y por lo tanto el desempeño de este es mejor en comparación con un convertidor monofásico.

2-1. Semi-convertidor

En la figura 2-2 se muestra un semi-convertidor trifásico y sus formas de onda $Ea1$ y $Ea2$ para dos diferentes ángulos de disparo $\alpha1$ y $\alpha2$.

Los diodos $D1$, $D2$ y $D3$ conducen durante los intervalos $t4$ a $t6$, $t6$ a $t8$ y $t2$ a $t4$ respectivamente. Si los tiristores $S1$, $S2$ y $S3$ fueran diodos, ellos conducirían durante los intervalos $t1$ a $t3$, $t3$ a $t5$ y $t5$ a $t7$ respectivamente. Por lo tanto las referencias de los ángulos de disparo para $S1$, $S2$ y $S3$ son los instantes $t1$, $t3$ y $t5$ respectivamente; los cuales son los puntos de cruce de las fases Va , Vb y Vc .

En un convertidor trifásico el intervalo de conducción de un tiristor es de 120° , mientras que en un convertidor monofásico es de 180° . Los tiristores conmutan más rápido en los convertidores trifásicos, por lo que el tiempo de decaimiento de la corriente es menor en comparación con un circuito monofásico. Lo cual hace que la corriente del motor sea más continua.

Durante el intervalo ($\pi/6 + \alpha \leq t \leq t4$), $S1$ y $D3$ conducen. Por lo que la terminal X del motor es conectada a la fase Va , y la terminal Y es conectada a la fase Vc . En consecuencia el voltaje en las terminales X y Y del motor durante este periodo está definido como $Ea = Va - Vc = Vac$. En $t4$ Ea es cero, y de ahí en adelante hasta ($\pi/6 + \alpha + 2\pi/3$) Ea tiende a ser negativo. Entonces es diodo Dfw se polariza en "directa" y la corriente del motor pasa a través de Dfw hasta que el siguiente tiristor $S2$ es encendido. En

ausencia del diodo de free-wheel D_{fw} , la acción free-wheel tendría lugar a través de $S1$ y $D1$.

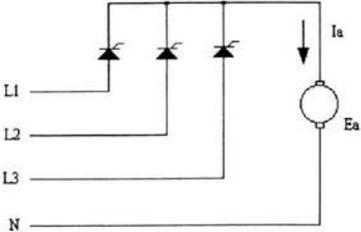
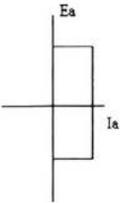
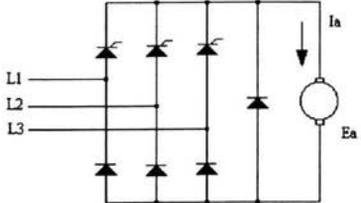
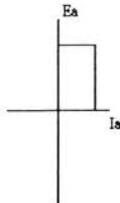
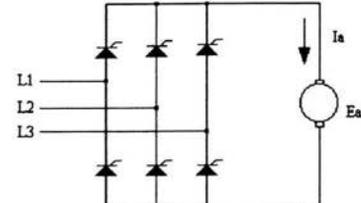
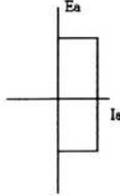
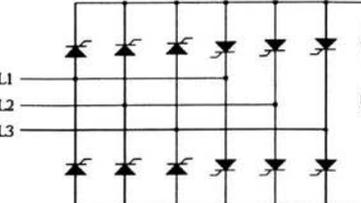
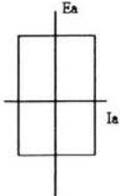
CIRCUITO	TIPO	Fr	CUADRANTE
	Media onda	3Fs	
	Semi convertidor	3Fs	
	Convertidor completo	6Fs	
	Convertidor dual	6Fs	

Fig. 2-1 Convertidores trifásicos

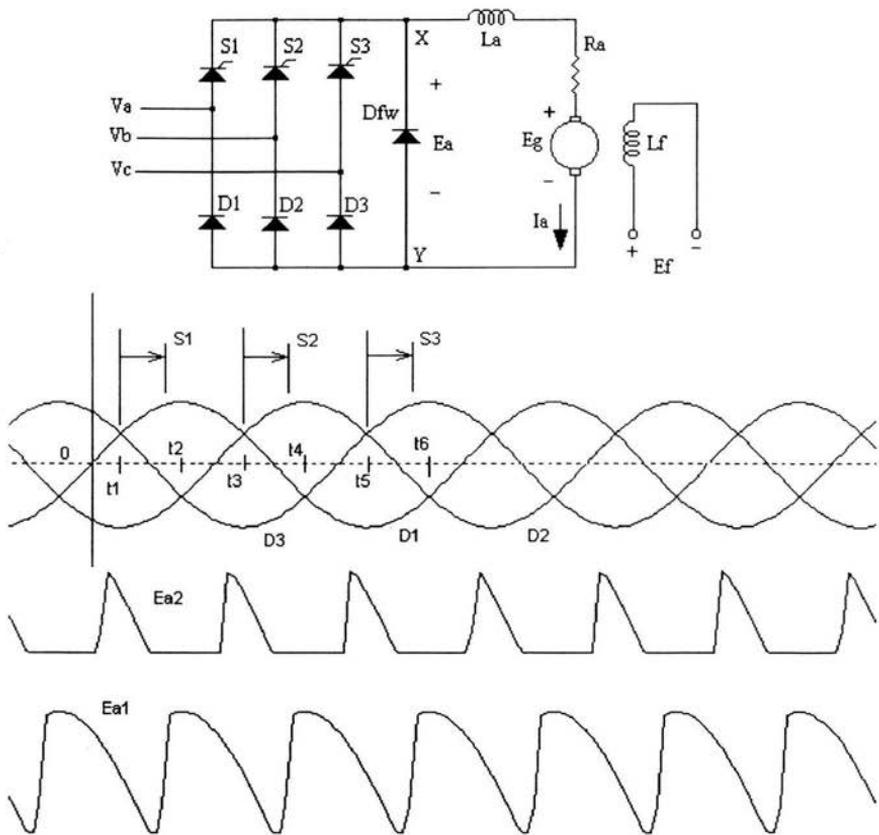


Fig. 2-2 Semi-convertidor y formas de onda

En términos de voltaje promedio, aplicando la ley de voltajes de *Kirchhoff* en el circuito de la figura 2-2 tenemos que:

$$E_a(\alpha) = I_a R_a + E_g$$

$$E_a(\alpha) = I_a R_a + K_a \Phi N$$

$$N = \frac{E_a(\alpha) - I_a R_a}{K_a \Phi} \quad (2-1)$$

Sean los voltajes de fase:

$$V_a(t) = \sqrt{2} V_p \text{sen}(t)$$

$$V_b(t) = \sqrt{2} V_p \text{sen}\left(t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_c(t) = \sqrt{2} V_p \text{sen}\left(t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

De donde como $E_a(\alpha)$ está definido como la diferencia de voltaje entre dos fases, su valor promedio está dado por:

$$E_a(\alpha) = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6 + \alpha}^{\pi/6 + \alpha + 2\pi/3} [V_a - V_c] dt$$

$$E_a(\alpha) = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6 + \alpha}^{\pi/6 + \alpha + 2\pi/3} \left[\sqrt{2} V_p \text{sen}(t) - \sqrt{2} V_p \text{sen}\left(t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] dt$$

$$E_a(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_p (1 + \cos\alpha) \quad (2-2)$$

2-2. Convertidor completo

En la figura 2-3 se muestra un convertidor completo y sus formas de onda. Los instantes de encendido de los tiristores están marcados para $\alpha = 60^\circ$. Los tiristores son encendidos en un intervalo de 60° y el rizo en las terminales del motor es de 6 pulsos por ciclo. Ya que los tiristores son encendidos más rápido, la corriente del motor es más

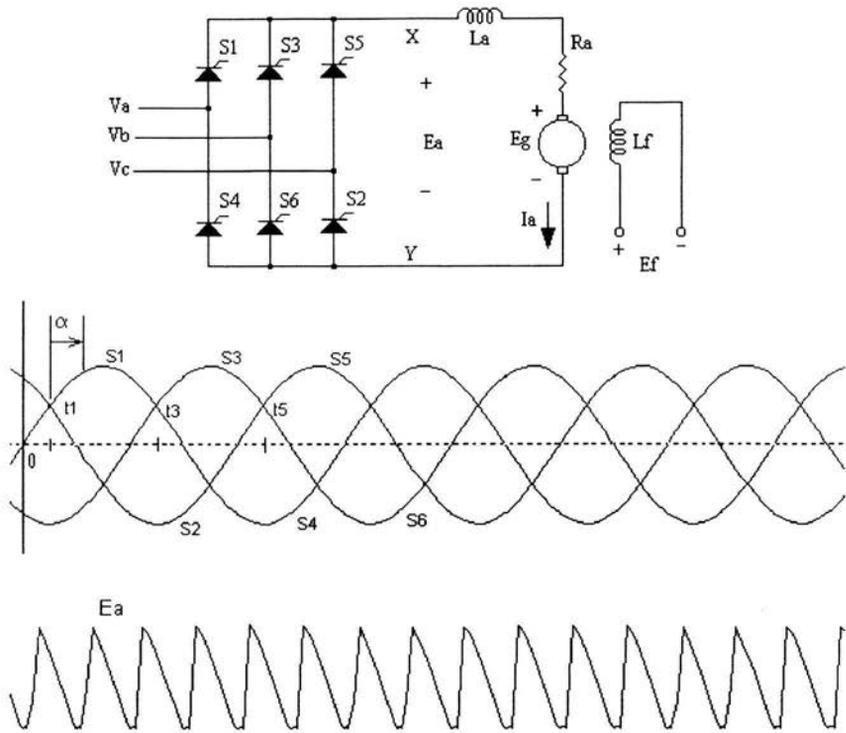


Fig. 2-3 Convertido completo y forma de onda

continua, por lo que el tiempo de decaimiento de la corriente es menor en comparación con un circuito monofásico.

En $\omega t = \pi/6 + \alpha$ $S1$ enciende y como para este instante $S6$ ya estaba encendido tenemos que durante el intervalo $(\pi/6 + \alpha) < t < (\pi/6 + \alpha + \pi/3)$ los tiristores $S1$ y $S6$ conducen, y las terminales del motor están conectadas a las fases Va y Vb . En $\omega t = \pi/6 + \alpha + \pi/3$ el tiristor $S2$ es encendido e inmediatamente el tiristor $S6$ es polarizado en inversa y se apaga. La corriente de $S6$ es transferida a $S2$, y entonces las terminales del motor son conectadas a la fase Va a través $S1$ y a la fase Vc a través de $S2$. Este proceso se repite cada 60° , nótese que los tiristores están numerados de acuerdo con la secuencia en que son encendidos.

El voltaje promedio en las terminales del motor está dado por:

$$E_a(\alpha) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6 + \alpha}^{\pi/6 + \alpha + 2\pi/3} [V_a - V_b] dt$$

$$E_a(\alpha) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6 + \alpha}^{\pi/6 + \alpha + 2\pi/3} \left[\sqrt{2} V_{psen}(t) - \sqrt{2} V_{psen}\left(t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] dt$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_p \cos \alpha \quad (2-3)$$

La velocidad promedio está dada por:

$$N = \frac{E_a(\alpha) - I_a R_a}{K_a \Phi}$$

Como en un motor con excitación independiente, $T = K_a \Phi I_a$ Tenemos que:

$$N = \frac{E_a(\alpha)}{K_a \Phi} - \frac{R_a}{(K_a \Phi)^2} T \quad (2-4)$$

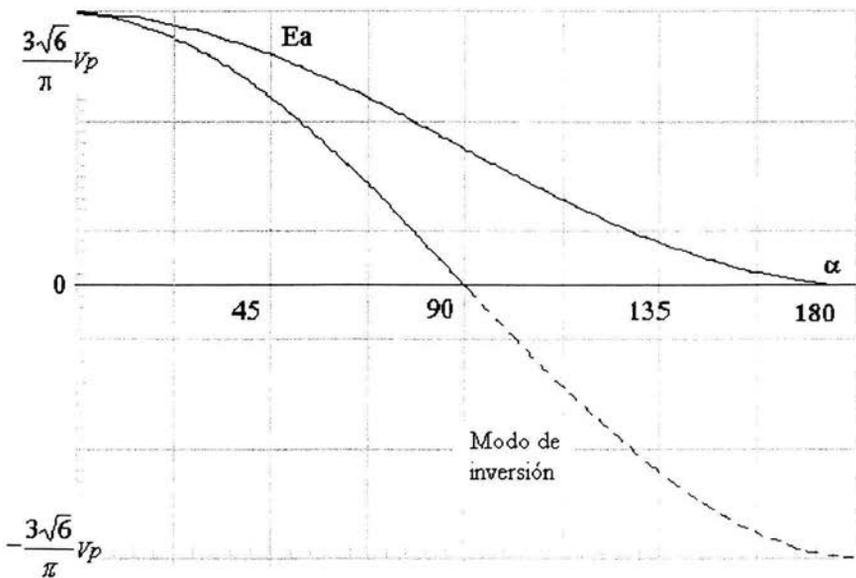


Fig. 2-4 Voltaje de salida $E_a(\alpha)$ Vs α en un convertidor trifásico

El primer término de la ecuación 2-4 representa la velocidad ideal (sin carga en el motor, $T=0$). La cual solamente depende de $Ea(\alpha)$.

Si se asume que la velocidad del motor es constante, El voltaje del motor $Ea(\alpha)$ depende únicamente del ángulo de disparo α y está dado por las ecuaciones 2-2 para el semi-convertidor y por la ecuación 2-3 para el convertidor completo. Las variaciones de $Ea(\alpha)$ con respecto a α se muestran en la figura 2-4.

El segundo término de la ecuación 2-4 representa la disminución de velocidad como una consecuencia del incremento de par. Ya que la resistencia de armadura es pequeña, la disminución de velocidad es pequeña (buena regulación de velocidad). En motores grandes, la corriente en vacío no es tan pequeña, y si se usa un convertidor trifásico la corriente del motor tiende a ser continua. Por lo tanto, los convertidores trifásicos proporcionan una mejor regulación de velocidad.

2-3. Convertidor dual

Un convertidor completo proporciona corriente unidireccional en las terminales de *cd*. Si dos convertidores completos son conectados en antiparalelo el voltaje y la corriente pueden ser invertidos, y por lo tanto el sistema proporciona una operación de cuatro cuadrantes. Tal sistema, mostrado en la figura 2-5, es llamado convertidor dual.

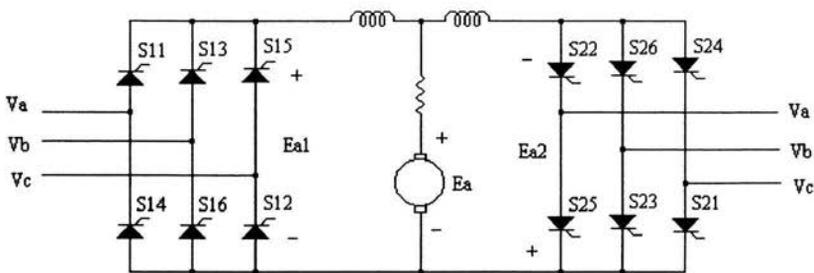


Fig. 2-5 Convertidor Dual

Supongamos que los convertidores son ideales y que ellos producen puro voltaje de *cd*, por lo cual no se tienen rizados de *ca* en las terminales de salida. La magnitud del voltaje de *cd* varía de acuerdo con el coseno del ángulo de disparo de los convertidores, de acuerdo con la ecuación 2-3. Los convertidores pueden ser sustituidos como se muestra en la figura 2-6(a) por una fuente de voltaje en serie con un diodo que representan el flujo de corriente unidireccional del convertidor.

El ángulo de disparo en ambos convertidores está regulado por el voltaje de control E_c , de aquí que sus voltajes de *cd* son siempre iguales pero de diferente polaridad, mientras un convertidor opera como rectificador el otro lo hace como inversor.

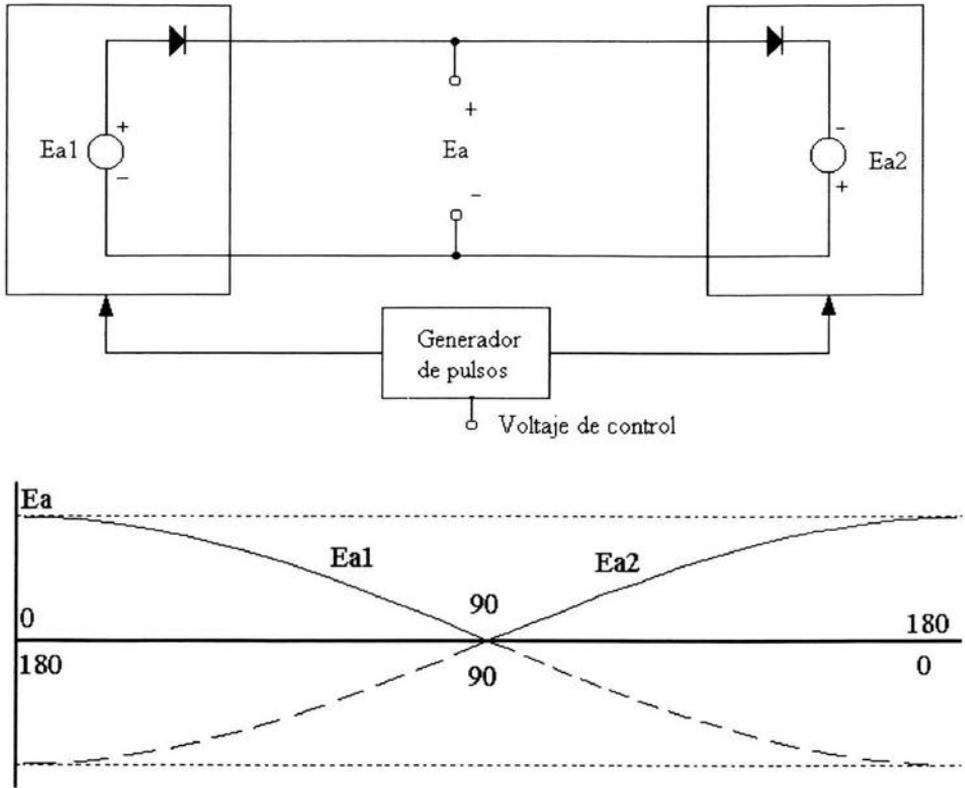


Fig. 2-6 Convertidor Dual (a) Circuito equivalente. (b) α Vs E_a

Por la ecuación 2-3, tenemos que:

$$E_a(\alpha_1) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_p \cos \alpha_1$$

$$E_a(\alpha_2) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_p \cos \alpha_2$$

Y para un convertidor ideal

$$E_a = E_a(\alpha_1) = -E_a(\alpha_2) \quad \Rightarrow \quad E_{\max} \cos \alpha_1 = -E_{\max} \cos \alpha_2$$

o lo que es lo mismo

$$\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 = 0 \quad \Rightarrow \quad \alpha_1 + \alpha_2 = 180$$

La figura 2-6(b) muestra el voltaje de las terminales como función del ángulo de disparo para los dos convertidores. En este convertidor dual ideal, el voltaje en las terminales de carga es el mismo que el voltaje del convertidor, y la corriente tiene la misma libertad de fluir hacia cualquiera de los convertidores.

Si los pulsos de encendido son controlados de modo que $\alpha_1 + \alpha_2 = 180$ y ambos convertidores operan simultáneamente, estos van a producir el mismo voltaje promedio en las terminales. Un convertidor va a operar en el modo de rectificación y el otro en el modo de inversión. Sin embargo, en un convertidor dual no-ideal, cada convertidor va a producir un voltaje de rizo, lo cual ocasionaría una circulación de corriente entre los dos convertidores. Esta dificultad es evitada si se remueven los pulsos de disparo del convertidor que debe permanecer bloqueado, para esto se dispone de las siguientes técnicas:

2.3.1 Técnicas de selección del convertidor

a).- La polaridad de la señal de control selecciona el convertidor

En la figura 2-7 se muestra un diagrama de bloques simplificado que desempeña esta función. La señal de control puede representar la velocidad y dirección de rotación del motor de cd en un sistema de lazo abierto, o esta puede representar la diferencia entre la referencia de velocidad y el valor real de la velocidad en un sistema de lazo cerrado. La señal de control genera pulsos de encendido (representados por α_1 y α_2) para ambos convertidores. Sin embargo, estos pulsos son *Anded* (se les aplica la función *and*) con la señal que representa la polaridad de la señal de control. De este modo solo un convertidor recibe pulsos y el otro permanece bloqueado. Si la polaridad de E_c es positiva, el convertidos 1 recibe pulsos de encendido, pero los pulsos son bloqueados para el convertidor 2. El motor rotará en la dirección “positiva”. Si la polaridad de E_c es negativa, ocurre lo contrario. Y si E_c es cero, los pulsos de disparo son bloqueados para los dos convertidores.

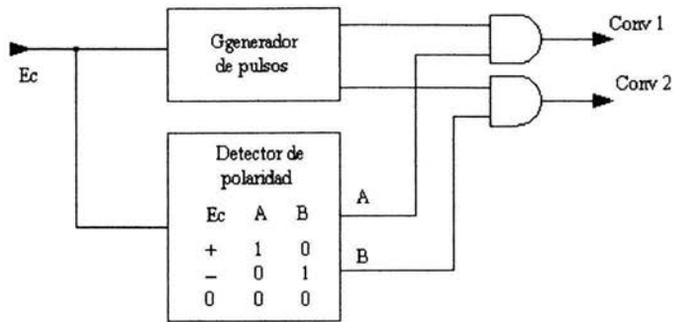


Fig. 2-7 Selector de convertidor por voltaje de control

Este esquema trabaja satisfactoriamente en estado estable. Sin embargo, durante la conmutación adelante-atrás del motor (E_c cambia de polaridad) puede aparecer una corriente circulante entre los dos convertidores. La introducción de una banda muerta como se muestra en la figura 2-8 garantiza que no encienda un convertidor, sino hasta que el otro esté apagado.

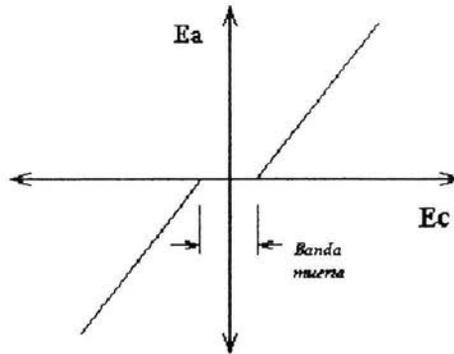


Fig. 2-8 Función de transferencia con banda muerta

b).- La corriente de carga selecciona el convertidor

La circulación de corriente entre los convertidores puede ser evitada si la dirección de la corriente de carga selecciona el convertidor. Un diagrama de bloques simplificado es mostrado en la figura 2-9.

El detector de polaridad entrega $A=1$, $B=0$ si la corriente de carga I_a es positiva, y por lo tanto el convertidor 1 recibe pulsos de encendido, y los pulsos para el convertidor 2 son bloqueados. Si la polaridad de la señal de control E_c es cambiada, la corriente se invierte, y los pulsos de encendido son aplicados al convertidor 2 y bloqueados para el convertidor 1. Este esquema trabaja satisfactoriamente si la corriente de carga I_a es continua, pero si es discontinua, ocurren conmutaciones erráticas, aun cuando E_c no esté cambiado, resultando todo esto en una operación inadecuada del sistema.

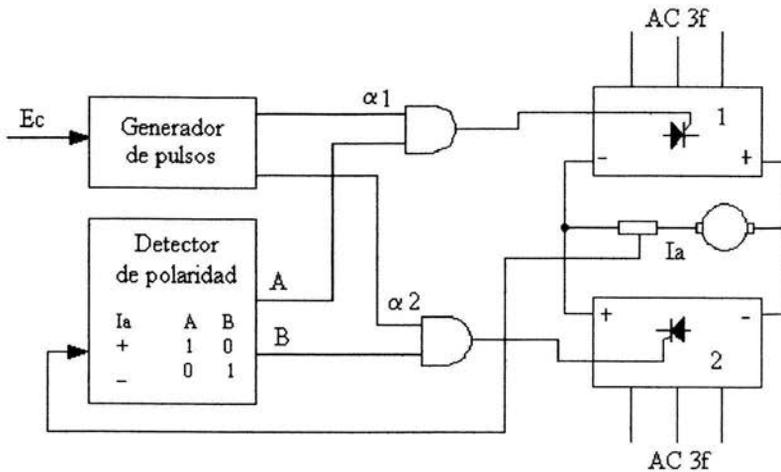


Fig. 2-9 Selector de convertidor por corriente de carga

c).- La corriente de carga y el voltaje de control seleccionan el convertidor

Una combinación de los dos esquemas de control anteriores es mostrada en el diagrama de bloques de la figura 2-10. El voltaje de control y la corriente de la carga determinan el convertidor seleccionado. Si la señal de control E_c es cero, las dos compuestas AND bloquean los pulsos de encendido, y por lo tanto ningún convertidor recibe pulsos de encendido. Si E_c es positivo y la corriente de carga es cero o positiva, el

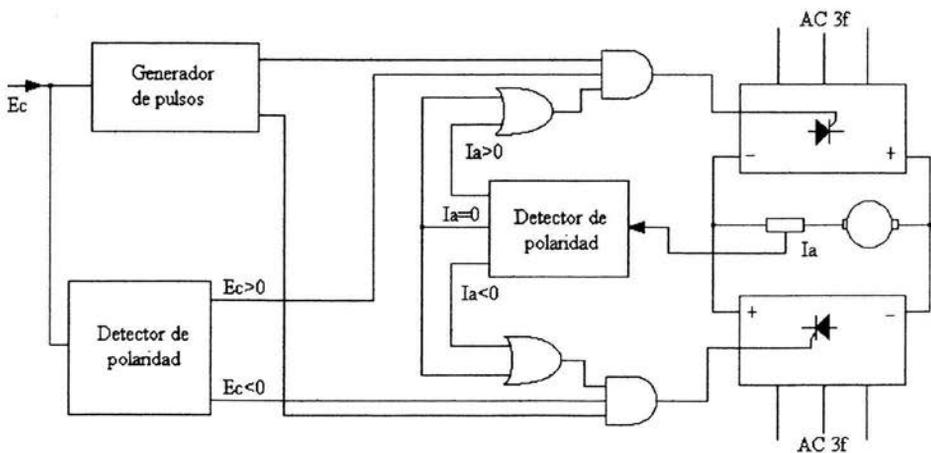


Fig. 2-10 Selector de convertidor por corriente y voltaje

convertidor 1 recibe los pulsos de encendido mientras que el convertidor 2 permanece bloqueado. Por otro lado si E_c es negativo y la corriente de carga es cero o negativa, el convertidor 2 recibe los pulsos de encendido, mientras que el convertidor 1 permanece bloqueado. Este tipo de control proporciona un buen desempeño en el momento de cambiar el sentido de giro del motor aun con corriente discontinua.

2.3.2 Limitadores de corriente

Los convertidores duales son normalmente operados en lazo cerrado. Los motores de corriente directa tienen una impedancia de armadura baja, por lo que es importante que la característica de límite de corriente sea incorporada al sistema. Hay dos métodos para limitar la corriente los cuales se muestra en la figura 2-11.

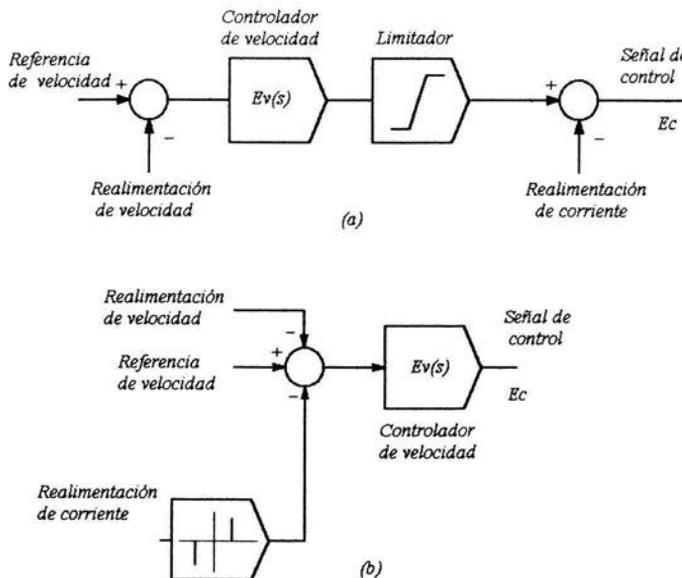


Fig. 2-11 Limitadores de corriente (a) Lazo interno (b) Lazo externo

a).-Control de corriente de lazo interno

En el control de corriente de lazo interno, la señal de error de velocidad es usada como una referencia de corriente. Un límite en la señal de error de velocidad proporciona un límite en la referencia de corriente.

b).-Control de corriente de lazo externo

En el control de corriente de lazo externo, la realimentación de corriente es comparada con una referencia de umbral en un amplificador de límite de corriente y después alimentada al controlador de velocidad. El amplificador de límite de corriente tiene una salida de cero siempre que la corriente sea menor al preset establecido, y de este modo la operación del lazo de control de velocidad no es afectada. Sin embargo, si la corriente excede el preset. El amplificador de límite de corriente produce una salida de gran amplitud, la cual anula la señal de control de velocidad lo cual hace que se opere prácticamente en modo de limitador de corriente.

2-4. Convertidores reversibles

En algunos casos es necesario poder manejar un motor hacia adelante y hacia atrás. Para lograr la inversión del giro se dispone de dos opciones, una es invertir la corriente de armadura y la otra es invertir la corriente de campo.

Cada sistema tiene sus ventajas y sus desventajas. Con la opción de inversión de la corriente de armadura el circuito de potencia tiene que manejar toda la potencia en el motor, mientras que con la inversión de la corriente de campo la potencia es controlada a bajo nivel en el circuito de campo. Por otro lado la corriente de armadura puede ser invertida más rápidamente que la corriente de campo, esto debido a que la constante de tiempo de la armadura es menor que la constante de tiempo del campo, por lo que la inversión por corriente de campo es mas lenta.

a) Inversión de la corriente de armadura

En la figura 2-12 se muestra el diagrama de un sistema reversible por contactores y uno por convertidor dual. En el caso de inversión por corriente de armadura, la corriente de campo permanece constante durante la inversión del sentido de giro.

La referencia de velocidad va a determinar si el motor va a marchar hacia adelante o hacia atrás. Durante el proceso de inversión de sentido la corriente demandada va a ser alta. Sin embargo el circuito limitador de corriente va a mantener la corriente de armadura bajo control. La salida del controlador de velocidad va a determinar cual contactor debe de cerrar o en el caso del convertidor dual cual puente rectificador va a encender. La inversión de giro debe de hacerse cuando la corriente de armadura es cero. El circuito detector de corriente cero es el encargado de proporcionar esta señal.

Además se tiene una realimentación de velocidad para saber cuando la velocidad del motor ha disminuido para poder ejecutar el cambio de sentido de manera segura.

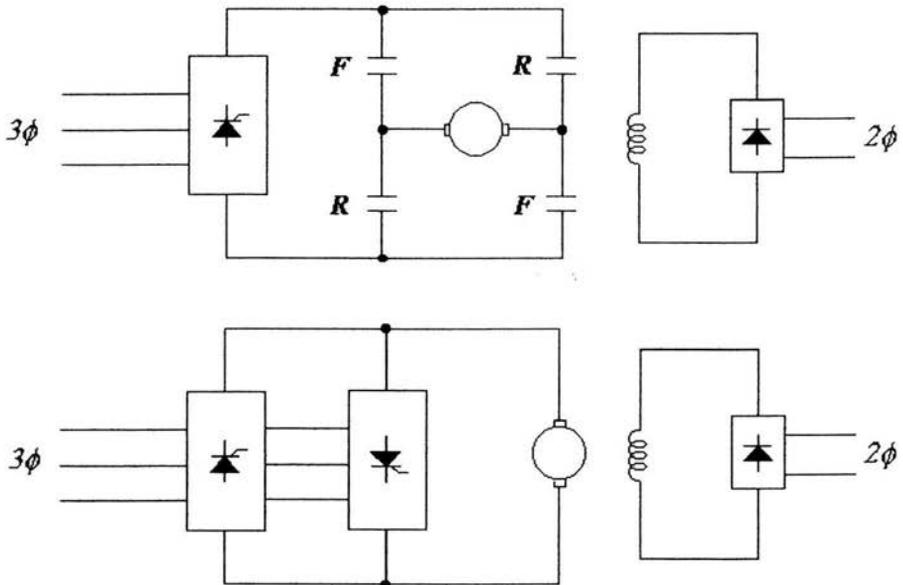


Fig. 2-12 Inversión por corriente de armadura

b) Inversión de la corriente de campo

En el caso de inversión por corriente de campo, la corriente de armadura permanece constante durante la inversión del sentido de giro, mientras que la corriente de campo es invertida. La potencia en el circuito de campo es mucho menor que en el circuito de armadura y nunca es mayor que unos pocos KWs aun en motores grandes. La inversión por corriente de campo es por lo tanto más barata que la inversión por corriente de armadura. Sin embargo, durante la inversión de la corriente de campo se afecta la conmutación de la corriente de armadura. Además, el circuito de campo tiene una constante de tiempo grande. En motores grandes esta constante de tiempo puede valer de 1 a 3 segundos. Para invertir la corriente de campo tan rápido como sea posible se utiliza la técnica de forzamiento de campo. Se aplica un voltaje de campo de 3 a 5 veces el valor nominal durante el proceso de inversión por corriente de campo. La corriente de campo cambia rápidamente y cuando esta alcanza el valor inverso deseado el voltaje de campo es reducido a su valor nominal.

La corriente de campo puede ser invertida usando un convertidor dual o un convertidor sencillo con contactores de inversión como se muestra en la figura 2-13.

La bobina de campo se hace actuar como un generador y regresa su energía magnética acumulada a la fuente de alimentación a través de inversión. La corriente de campo se invierte para producir un par inverso en el motor, con lo cual este (el motor) acelera en sentido contrario.

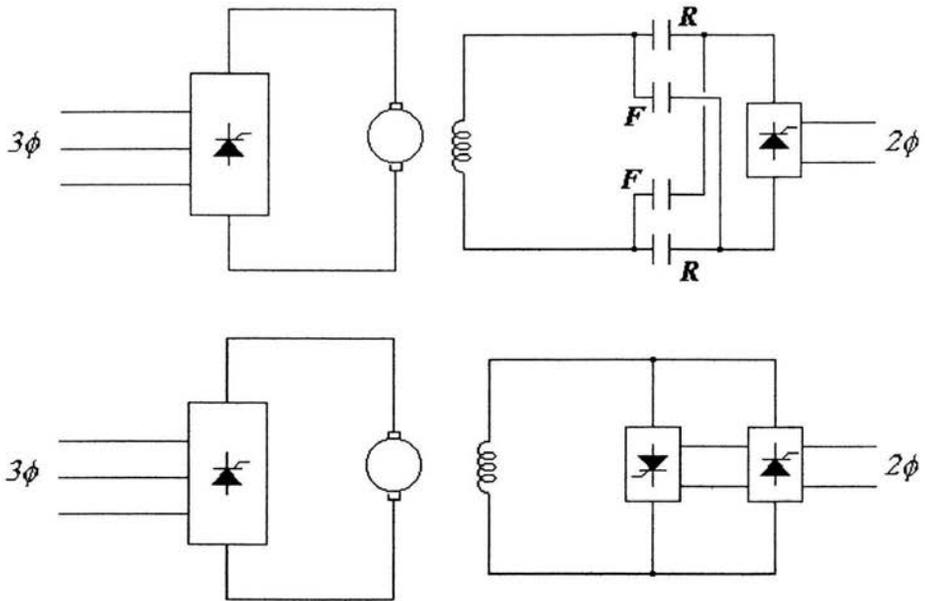


Fig. 2-13 Inversión por corriente de campo

CAPITULO 3

Introducción a las
máquinas de corriente directa

CAPITULO 3

Introducción a las máquinas de corriente directa

Las máquinas de CD se caracterizan por su versatilidad. Mediante diversas combinaciones de devanados en derivación (shunt), en serie y excitación separada de los campos, se puede hacer que exhiban una amplia variedad de curvas características volt-ampere y velocidad-par, tanto para funcionamiento dinámico como para estado estable. Debido a la facilidad con la que se pueden controlar, a menudo se usan sistemas de máquinas de cd en aplicaciones donde se necesita una amplia gama de velocidades de motor o de control de potencia de éste.

3.1 Introducción a las máquinas de CD

En la figura 3.1 aparecen esquemáticamente las características esenciales de una máquina de cd. El estator tiene polos salientes y se excita mediante uno o más devanados de campo. La distribución de flujo en el entrehierro que crean los devanados de campo es simétrica con respecto a la línea de centro de los polos de campo. A esta línea se le llama *eje de campo* o *eje directo*.

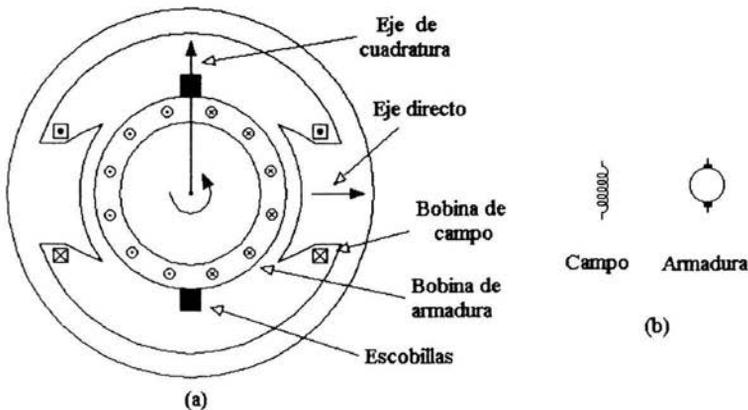


Fig. 3-1. Representaciones esquemáticas de una máquina de cd

El voltaje de ca generado en cada bobina de la armadura se convierte en cd en las terminales externas de ésta mediante un conmutador giratorio y escobillas estacionarias, al cual se conectan las terminales de la armadura. La combinación conmutador-escobillas forma un rectificador que origina un voltaje de cd en la armadura.

Las escobillas se ubican de tal modo que se tiene conmutación cuando los lados de la bobina están en la zona neutra, a medio camino entre los polos del campo. El eje de la onda de fuerza magnetomotriz de la armadura queda entonces a 90 grados eléctricos del eje de los polos del campo, es decir, en el *eje de cuadratura*. En el esquema de la figura 3-1a se muestran las escobillas en el eje de cuadratura, porque es la posición de las bobinas a las cuales se conectan. La onda de fuerza magnetomotriz de la armadura queda entonces alineada con el eje de las escobillas, como se indica.

Las ventajas sobresalientes de las máquinas de cd se originan en la amplia variedad de características de funcionamiento que se pueden obtener por selección del método de excitación de los devanados de campo. Estos devanados pueden ser de excitación separada, mediante una fuente de cd externa, o bien pueden ser auto-excitados, es decir, la máquina puede producir su propia excitación. En la figura 3-2 se muestran los diferentes diagramas de conexión.

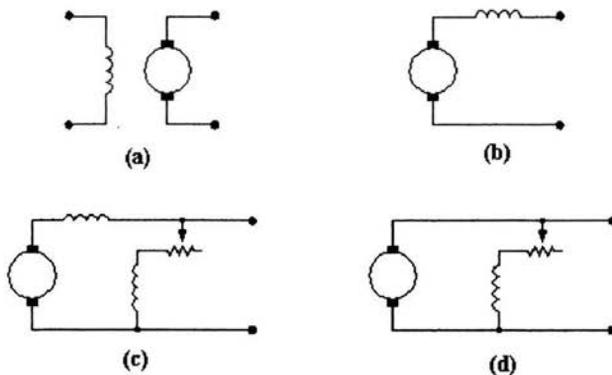


Fig. 3-2. Conexión del circuito de campo de máquinas de cd: (a) excitación separada, (b) en serie, (c) en derivación, (d) compuesto.

El método de excitación influye considerablemente en las características de estado estable y el comportamiento dinámico de la máquina en los sistemas de control.

En la figura 3-2a aparece el diagrama de conexiones de un generador con excitación separada. La corriente de campo necesaria es una parte muy pequeña de la corriente de armadura del orden del 3%. Una pequeña cantidad de potencia en el circuito de campo puede controlar una cantidad relativamente grande en el circuito de armadura, es decir, el generador es un amplificador de potencia. Los generadores con excitación separada se emplean en los sistemas de control con realimentación cuando se necesita controlar el voltaje de armadura en un amplio margen.

Los devanados de campo de los generadores autoexcitados se pueden alimentar de tres formas distintas. El campo puede conectarse en serie con la armadura (Figura 3-2b), y resulta un generador en serie. Se puede conectar en paralelo con la armadura (Figura 3-2c), y resulta un generador en paralelo (shunt), o puede estar en dos secciones (Figura 3-2d) una de las cuales está conectada en serie y la otra en paralelo, resultando un generador compuesto. Con los generadores autoexcitados se debe tener magnetismo residual en el hierro de la máquina para poder iniciar el proceso de autoexcitación.

Las características volt-amper en estado estable para generadores de cd se muestran en la figura 3-3. La relación entre la fem E_a de estado estable generada y el voltaje entre terminales V_i está dada por.

$$V_i = E_a - R_a I_a \quad (3-1)$$

Donde I_a es la corriente de armadura y R_a es la resistencia del circuito de armadura. En un generador E_a es mayor que V_i y el par electromagnético T tiene una tendencia de giro que se opone a la rotación.

El voltaje de terminales de un generador con excitación separada disminuye ligeramente con el aumento de carga, debido a la caída de voltaje causada por la resistencia de armadura. La corriente de campo de un generador en serie es la misma que la de armadura, por lo cual el voltaje generado varía mucho al variar la carga. En consecuencia los generadores serie no se usan a menudo. El voltaje de los generadores en paralelo baja un poco al aumentar la carga, pero no de modo inaceptable para muchos usos. Los generadores compuestos se conectan normalmente de modo que la fuerza magnetomotriz del devanado en serie ayude a la del devanado en paralelo. La ventaja en este caso es que debido a la acción del devanado en serie el flujo por polo puede aumentar con la carga, ocasionando un voltaje de salida casi constante, o que hasta aumenta un poco cuando aumenta la carga.

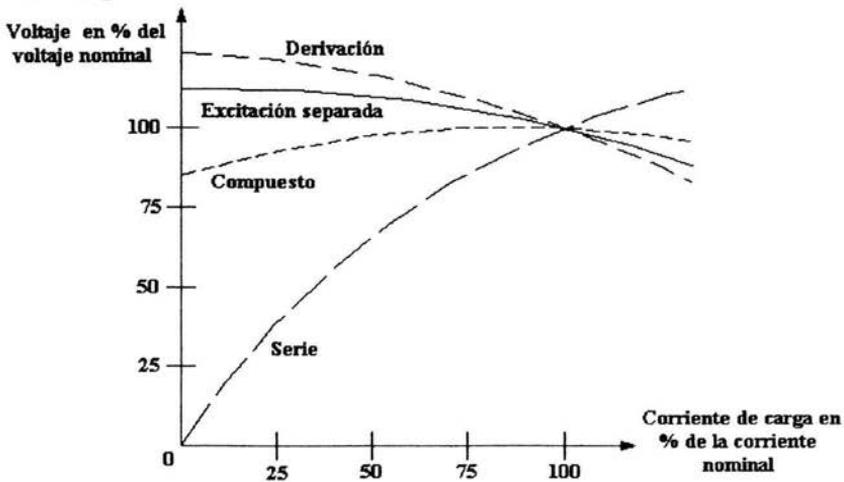


Fig. 3-3. Curvas características volt-amper de generadores de cd.

Cualquiera de los métodos de excitación que se emplean para los generadores se puede emplear para los motores. En la figura 3-4 se muestran curvas características típicas de estado estable, de velocidad-par en las que se supone que a las terminales del motor se les suministra voltaje constante. En un motor la relación entre la Fem. E_a generada en la armadura y el voltaje de terminales V_i esta dada por.

$$V_i = E_a + R_a I_a \quad (3-2)$$

o

$$I_a = \frac{V_i - E_a}{R_a} \quad (3-3)$$

donde I_a es la entrada de corriente de armadura. La fem E_a generada es entonces menor que el voltaje en las terminales V_i , la corriente de armadura está en la dirección contraria a la del caso del generador, y el par electromagnético tiene la dirección necesaria para sostener la rotación de la armadura.

En los motores en paralelo y en los de excitación separada, el flujo de campo es casi constante. En consecuencia, el aumento de par debe acompañarse de un aumento casi proporcional de la corriente de armadura, y por lo tanto por una disminución pequeña en la fuerza contraelectromotriz E_a para permitir que un mayor corriente pase por la pequeña resistencia de armadura.

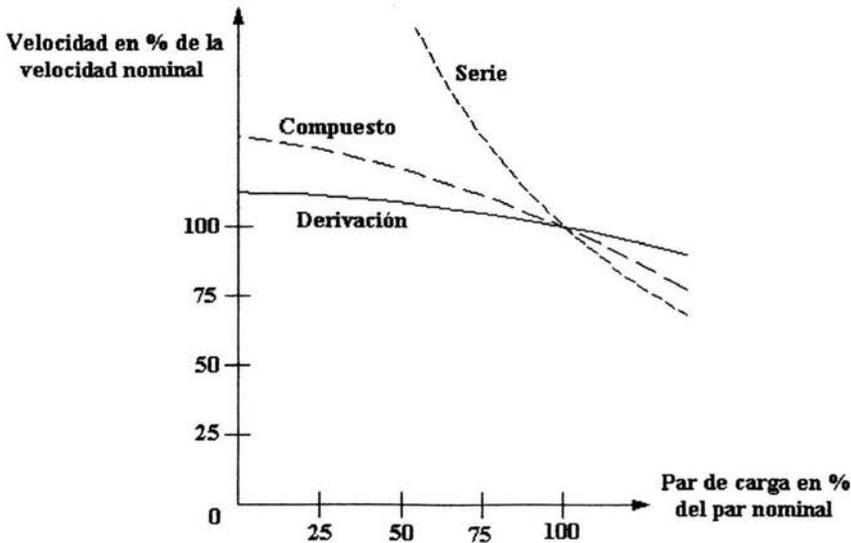


Fig. 3-4. Curvas características velocidad-par de motores de cd.

Al igual que el motor de inducción jaula de ardilla, el motor en derivación es en esencia un motor de velocidad constante que tiene aproximadamente un 5% de disminución de velocidad en el rango de vacío y plena carga, como se muestra en la figura 3-4.

Una ventaja sobresaliente del motor en derivación es la facilidad para controlar su velocidad. Se puede hacer variando la corriente de campo mediante un reóstato.

En el motor serie, el aumento en la carga se acompaña por un aumento en la corriente y la fuerza magnetomotriz de la armadura y del flujo de campo en el estator. Como el flujo aumenta con la carga, debe bajar la velocidad para mantener el equilibrio entre el voltaje de alimentación y la fuerza contraelectromotriz; además, el aumento en la corriente de armadura originado por el aumento en el par es menor que en el motor en derivación debido al mayor flujo. Por lo tanto el motor en serie es de velocidad variable con una curva característica velocidad-carga con caída muy marcada, como se muestra en la figura 3-4.

Para las aplicaciones que necesitan de sobrecargas de par muy grandes, esta característica es especialmente adecuada debido a que las sobrecargas de potencia correspondientes se mantienen dentro de valores razonables relacionados con las disminuciones de velocidad. También se pueden tener características de arranque muy favorables debido al aumento de flujo cuando aumenta la corriente de armadura.

En el motor compuesto el campo en serie se puede conectar ya sea *acumulativo*, para que su fuerza magnetomotriz se sume a la del campo en paralelo, o *diferencial*, para que se oponga. Como se muestra en la figura 3-4, el motor compuesto tiene una curva característica velocidad-par entre la del motor en derivación y la del motor serie. El motor compuesto no tiene la desventaja de muy alta velocidad a baja carga como el motor en serie.

Las ventajas de las aplicaciones de las máquinas de cd residen en la variedad de características de funcionamiento que ofrecen las posibilidades de excitación en serie, derivación y compuesta.

3.2 Efecto de la fuerza magnetomotriz de armadura

La fuerza magnetomotriz de la armadura tiene efectos definidos tanto en la distribución espacial del flujo en el entrehierro como en la magnitud del flujo neto por polo. El efecto sobre la distribución de flujo es importante porque influye directamente en los límites de la buena conmutación; el efecto sobre la magnitud del flujo es fundamental debido a que se afectan tanto el voltaje generado como el par por unidad de corriente en la armadura. Para una máquina con sus escobillas en la posición neutra, la onda idealizada de fuerza magnetomotriz aparece representada por una forma de onda triangular en la figura 3-5.

El eje de la fuerza magnetomotriz de la armadura está fijo a 90 grados eléctricos del eje del campo principal debido a la posición de las escobillas. El flujo correspondiente sigue las trayectorias que se muestran en la figura 3-6. Se puede ver que el efecto de las fuerzas magnetomotrices de la armadura es el de crear flujo que cruce las caras polares; con ello su trayectoria en las zapatas polares cruza la del flujo del campo principal. Por este motivo a la reacción de armadura de este tipo se le llama *reacción de magnetización de cruce*. Es evidente

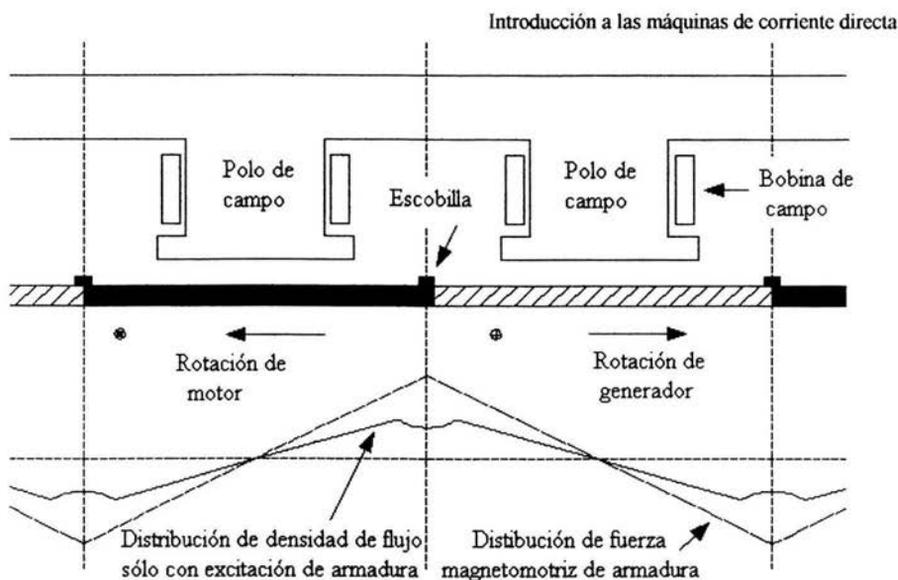


Fig. 3-5. Distribución de fuerza magnetomotriz y distribución de densidad de flujo de armadura

que origina una disminución de la densidad de flujo resultante en el entrehierro bajo una mitad del polo y un aumento bajo la otra mitad.

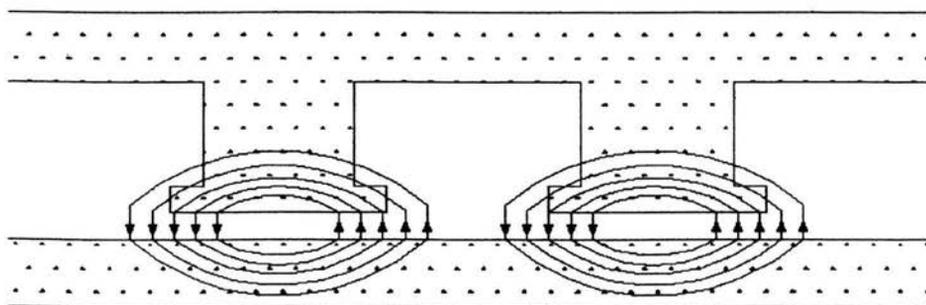


Fig. 3-6. Flujo con excitación tan sólo en la armadura y las escobillas en la posición neutra

Cuando se excitan tanto el devanado de armadura como el de campo, la distribución resultante de la densidad de flujo en el entrehierro adquiere la forma de onda que se muestra en la figura 3-7. Se encuentran superpuestas en esta figura las distribuciones de flujo cuando sólo está excitada la armadura y cuando sólo se excita el campo. Se puede ver el efecto de la reacción de magnetización de cruce porque disminuye el flujo en un extremo del polo y lo

aumenta en el otro. En general la distribución resultante no es la suma algebraica de la densidad de flujo de armadura y la densidad de flujo de campo debido a la no linealidad del circuito magnético en el hierro.

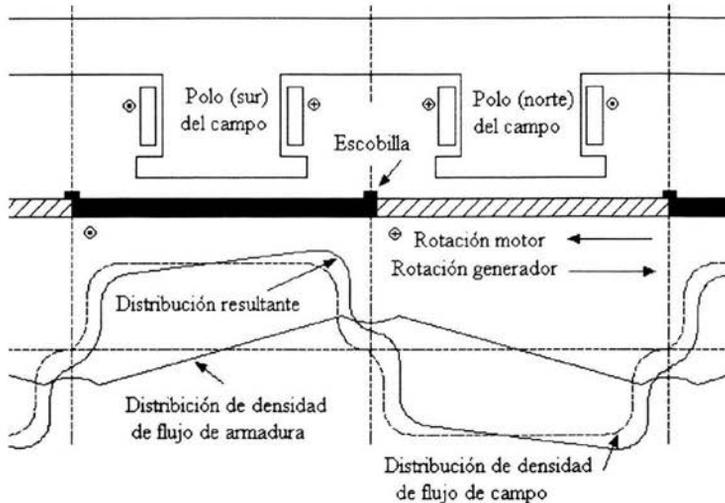


Fig. 3-7. Distribución de densidad de flujo de armadura, campo principal y resultante con las escobillas en la posición neutra

Debido a la saturación del hierro, la densidad de flujo disminuye más en un extremo del polo que lo que aumenta en el otro (extremo). Por ello el flujo resultante por polo es menor que el que se produciría mediante sólo el devanado de campo, y a esta característica se le llama *efecto desmagnetizante de la magnetización de cruce de la reacción de armadura*. Como este efecto lo causa la saturación, su magnitud es función no lineal tanto de la corriente de campo como de la corriente de armadura. Para el funcionamiento normal de la máquina, en las densidades de flujo que se emplean comercialmente, en general este efecto es apreciable, en especial en cargas grandes; a menudo se le debe tener en cuenta en los análisis de funcionamiento.

La distorsión de la distribución de flujo originada por la magnetización de cruce de la reacción de armadura puede tener efecto negativo sobre la capacidad de conmutar la corriente, en especial si la distorsión es mucha. De hecho, la distorsión es en general un factor importante que limita la sobrecarga momentánea de una máquina de cd. La tendencia de la distribución de flujo hacia la distorsión es mas pronunciada en una máquina, como el motor en derivación, en la cual la excitación de campo permanece esencialmente constante mientras que la fuerza magnetomotriz de la armadura puede alcanzar proporciones muy apreciables con cargas pesadas. En una máquina con excitación en serie, la tendencia es menos pronunciada porque aumenta tanto la fuerza magnetomotriz del campo como la de la armadura cuando aumenta la carga.

Se puede limitar el efecto de magnetización de cruce de reacción de armadura durante el diseño y la construcción de la máquina. La fuerza magnetomotriz del campo debe ejercer un control predominante sobre el flujo de entrehierro, de modo que se pueda evitar tener fuerza magnetomotriz de campo “débil” y fuerza magnetomotriz de armadura “intensa”.

Si las escobillas no están en la posición neutra, el eje de la onda de fuerza magnetomotriz en la armadura no está a 90° del eje del campo. La fuerza magnetomotriz de la armadura produce entonces no solo magnetización de crece, sino también un efecto directo de magnetización o desmagnetización, dependiendo de la dirección del corrimiento de las escobillas. Se puede demostrar que el corrimiento de la escobilla en la dirección de giro, en el caso de un generador, o dirección opuesta al giro, en el caso de un motor, produce una fuerza directa de desmagnetización que puede originar funcionamiento en un motor, o caída excesiva de voltaje en un generador. Mediante una prueba de carga se puede detectar se puede detectar cuando las escobillas están colocadas en forma incorrecta. Si están sobre el eje neutro, el voltaje en las terminales de un generador o la velocidad de un motor deben ser iguales para condiciones idénticas de excitación de campo y corriente de armadura cuando se invierte la dirección de giro.

3.3 Fundamentos analíticos: aspectos del circuito eléctrico

El par electromagnético y el voltaje generado están dados por:

$$T = K_a \Phi_d I_a \quad (3-4)$$

y

$$E_a = K_a \Phi_d \omega_m \quad (3-5)$$

Donde: T es el par electromagnético, K_a es una constante de armadura (depende del diseño del devanado), Φ_d es el flujo de campo, I_a es la corriente de armadura, E_a es el voltaje de armadura y ω_m es la velocidad. Estas son las ecuaciones básicas para el análisis de la máquina de cd. La cantidad $E_a I_a$ es conocida como potencia electromagnética; de acuerdo con las ecuaciones 3-4 y 3-5 tenemos que:

$$T = \frac{E_a I_a}{\omega_m} \quad (3-6)$$

La potencia electromagnética difiere de la potencia mecánica en el eje de la máquina debido a las pérdidas rotacionales, y difiere de la potencia eléctrica en las terminales de la

máquina debido a las pérdidas I^2R en el campo en derivación y en la armadura. La potencia electromagnética se mide en los puntos entre los que existe E_a ; la suma numérica de las pérdidas rotacionales, en el caso de los generadores, y la resta en los motores, dan como resultado la potencia mecánica en el eje.

Las interacciones entre voltajes y corrientes se evidencian fácilmente mediante el diagrama de conexiones de las figura 3-8. Así,

$$V_{ta} = E_a \pm I_a R_a \quad (3-7)$$

$$V_t = E_a \pm I_a (R_a + R_s) \quad (3-8)$$

$$I_L = I_a \pm I_f \quad (3-9)$$

En las cuales se usan los signos + , para motor, y - , para generador, y R_a y R_s son las resistencias de la armadura y la del campo serie, respectivamente. Se interpreta la resistencia R_a como la resistencia de armadura más las escobillas a menos que se especifique lo contrario.

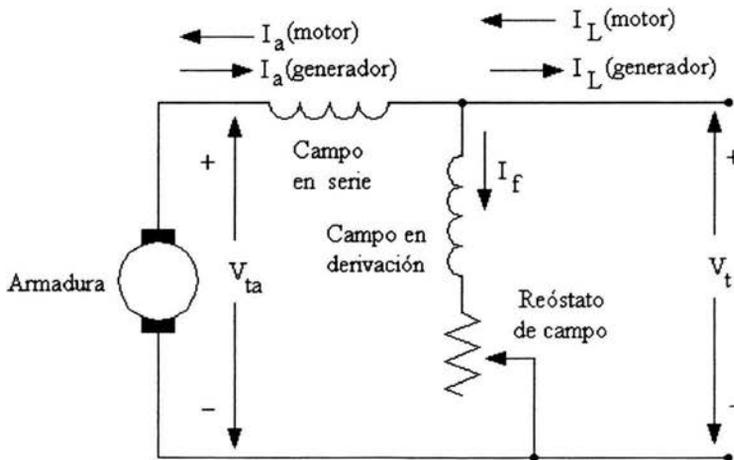


Fig. 3-8. Diagrama de conexiones de motor o generador con direcciones de corriente

3.4 Fundamentos analíticos: aspectos del circuito magnético

El flujo por polo es el que resulta de las fuerzas magnetomotrices combinadas de armadura y de campo. Por lo tanto, la interdependencia del voltaje generado en la armadura E_a y las condiciones del circuito magnético en la máquina son función de todas las fuerzas magnetomotrices en la trayectoria de flujo polar.

Sin carga en la máquina, o sin tener en cuenta los efectos de la reacción de armadura, la fuerza magnetomotriz que resulta es la suma algebraica de las fuerzas magnetomotrices principales o de eje directo. Para el generador o motor normal compuesto que tiene N_f vueltas por polo del campo en derivación, y N_a vueltas por polo en el campo en serie.

$$\text{Fuerza magnetomotriz del campo principal} = N_f I_f \pm N_a I_a \quad (3-10)$$

En la ecuación 3-10 se usa el signo más cuando las dos fuerzas magnetomotrices se ayudan entre sí o cuando los dos campos están conectados acumulativamente; el signo menos se usa cuando el campo en serie se opone al campo en derivación, o para conexión diferencial. Cuando no hay campo ya sea en serie o en derivación, naturalmente se omite el término correspondiente en la ecuación 3-10.

Esta ecuación resume en amperes-vueltas por polo la fuerza magnetomotriz bruta de los devanados del campo principal que actúan sobre el circuito magnético principal. La curva de magnetización de una máquina de cd se da en términos de corriente sólo en el devanado del campo principal, que casi invariablemente es el devanado de campo en derivación.

La excitación del devanado de armadura da lugar a un efecto desmagnetizante originado por una reacción de armadura de magnetización de cruce, como se describió en la sección 3.2

3.5 Análisis del funcionamiento en estado estable

Aunque se aplican exactamente los mismos principios al análisis de una máquina de cd que funciona como generador que a una que funciona como motor, la naturaleza general de los problemas que se encuentran es algo distinta para los dos modos de funcionamiento. Para un generador, la velocidad normalmente está fijada por el promotor, y los problemas que se encuentran a menudo son calcular el voltaje en terminales que corresponde a determinada carga y excitación, o calcular la excitación necesaria para determinada carga y voltaje en terminales. Sin embargo para un motor los problemas que se encuentran en general son calcular la velocidad que corresponde a una carga y excitación específicas, o bien calcular la excitación necesaria para determinadas condiciones de carga y excitación; a menudo el voltaje en terminales está fijo en el valor de la fuente disponible.

a).- Análisis del generador

Como la corriente del campo principal es independiente del voltaje del generador, los generadores con excitación separada son los más fáciles de analizar. Para determinada carga, la excitación del campo principal está dada por la ecuación:

$$\text{Fuerza magnetomotriz bruta} = I_f \pm \frac{N_a}{N_f} I_a \quad (3-11)$$

En los generadores autoexcitados, la excitación del campo en derivación depende del voltaje de terminales, y la excitación del campo en serie depende de la corriente de armadura. La dependencia de la corriente del campo en derivación con respecto al voltaje en terminales se puede incorporar en forma gráfica en un análisis trazando la línea de resistencia de campo, que es la línea punteada de la figura 3-9.

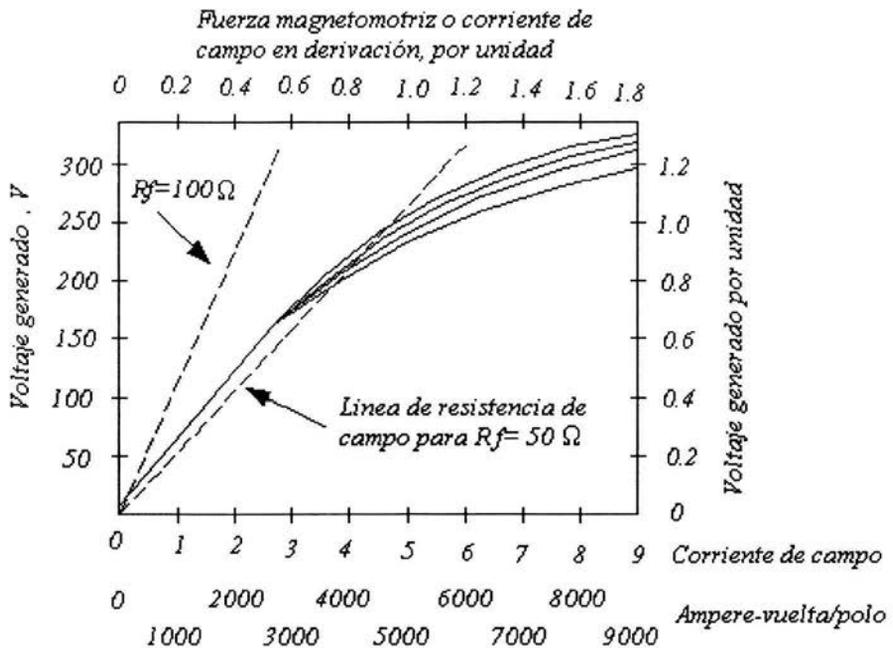


Fig. 3-9. Curva de magnetización para una máquina de 250V, 1200rpm

La línea de resistencia de campo es solo una representación gráfica de la ley de Ohm para el campo en derivación. Es el lugar geométrico de los puntos de operación en el plano Voltaje de terminales-corriente de campo en derivación. Así se traza la línea de resistencia de campo para $R_f = 50\Omega$, y por lo tanto pasa por el origen y el punto (1.0A, 50V).

En caso de la interdependencia de las condiciones de los circuitos eléctrico y magnético se puede ver si se examina el crecimiento de voltaje para un generador en derivación sin carga. Cuando se cierra el circuito de campo, el pequeño voltaje debido al magnetismo residual origina una pequeña corriente de campo. Si el flujo producido por los ampere-vuelta resultantes se suma al flujo residual, se pueden obtener voltajes progresivamente mayores, así como corrientes de campo mayores. Si los ampere-vuelta del campo se oponen al

magnetismo residual, se deben invertir las terminales del campo en derivación para lograr acumulación o crecimiento.

Esto se puede ver con la ayuda de la figura 3-10. En ella el voltaje generado e_a se muestra en serie con la inductancia de armadura L_a y la resistencia R_a . El devanado de campo en derivación, que aparece conectado con las terminales de armadura, está representado mediante su inductancia L_f y su resistencia R_f . La ecuación diferencial que describe el crecimiento de la corriente de campo I_f es:

$$(L_a + L_f) \frac{dI_f}{dt} = e_a - (R_a + R_f)I_f \quad (3-12)$$

De esta ecuación es claro que siempre que el voltaje neto de las inductancias del devanado $e_a - (R_a + R_f)I_f$ sea positivo, aumentarán la corriente de campo y el voltaje generado correspondientemente. El crecimiento continúa hasta que se satisfagan simultáneamente las relaciones volt-amperes representadas por la curva de magnetización y la línea de resistencia de campo. En la ecuación 3-12 se ve que la línea de resistencia de campo debe incluir también a la resistencia de armadura. Sin embargo, en general esta resistencia es mucho menor que la del campo, y frecuentemente se omite.

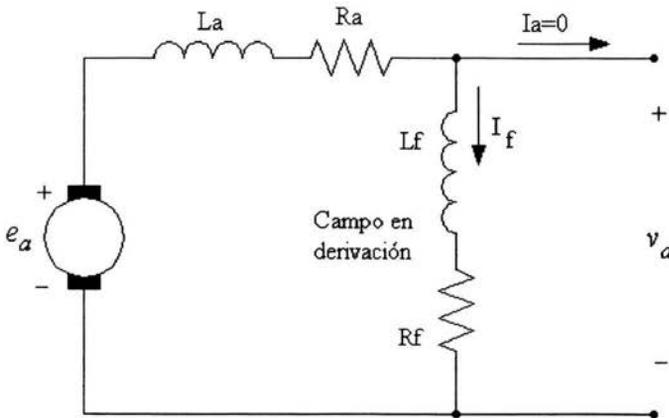


Fig. 3-9. Circuito equivalente para análisis de crecimiento de voltaje en un generador de cd con autoexcitación

Note que si la resistencia de campo es demasiado alta ($R_f = 100\Omega$) la intersección con la curva de magnetización está a un voltaje muy bajo y no se obtiene crecimiento.

Para un generador en derivación, la curva de magnetización para el valor adecuado de I_a es una función de E_a con respecto a I_f . La línea de resistencia de campo es una función de V_t con respecto a I_f . Por lo tanto, con funcionamiento en estado estable y a cualquier valor de I_f , la distancia vertical entre la línea y la curva debe ser la caída $I_a R_a$ a la carga que corresponde

en este caso. Entonces la determinación del voltaje de terminales para determinada corriente de armadura es sencillamente cuestión de encontrar dónde se separan en forma vertical la línea y la curva una distancia apropiada; la ordenada de la línea de resistencia de campo a esa corriente de campo es entonces el voltaje entre terminales. Sin embargo, para un generador compuesto la fuerza magnetomotriz de campo en serie hace que los puntos correspondientes de la línea y la curva se desplacen en forma horizontal y vertical. El desplazamiento horizontal es igual a la fuerza magnetomotriz en el campo en serie medida en ampere-vuelta, y el desplazamiento vertical sigue siendo la caída $IaRa$.

Evidentemente no se tiene mucha precisión en el proceso de cálculo anterior. Las imprecisiones causadas por la histéresis magnética en las máquinas de cd hacen que no se puedan alcanzar grandes presiones en ningún caso. En general la curva de magnetización sobre la cual trabaja la máquina puede variar en la parte creciente con respecto a la parte decreciente del lazo de histéresis para el circuito magnético de la máquina, dependiendo de la historia magnética del hierro. En general la curva empleada para el análisis es la curva media de magnetización, y por lo tanto los resultados que se obtienen son correctos en términos promedio. Sin embargo, en un momento dado se pueden encontrar desviaciones apreciables del promedio en la operación de cualquier máquina de cd.

b).- Análisis del motor

Como el voltaje de terminales de los motores en general es substancialmente constante en determinado valor, no hay dependencia de la excitación del campo en derivación con respecto a un voltaje variable como en los generadores en derivación y compuestos. Por lo tanto, el análisis del motor se asemeja más al de los generadores con excitación separada, aunque en este caso la velocidad es una variable importante y a menudo de la que se desea calcular su valor. Las bases analíticas dependen de las ecuaciones 3-7 y 3-8 que relacionan el voltaje en terminales y el voltaje generado (fuerza contraelectromotriz); la ecuación 3-11 para la excitación del campo principal, la curva de magnetización para la corriente adecuada de armadura como relación gráfica entre la fuerza contraelectromotriz y la excitación, la ecuación 3-4 muestra la dependencia del par electromagnético con el flujo y la corriente de armadura, y la ecuación 3-5 que relaciona la fuerza contraelectromotriz con el flujo y la velocidad. Las últimas dos relaciones tienen un significado especial en el análisis del motor. La penúltima viene al caso debido a que la interdependencia entre el par y las intensidades de campo del estator y del rotor se deben examinar en forma frecuente. La última es el medio normal para determinar la velocidad del motor a partir de otras condiciones de operación especificadas.

La velocidad del motor que corresponde a una corriente dada de armadura Ia se puede calcular si primero se calcula el voltaje real generado Ea de acuerdo con las ecuaciones 3-7 y 3-8. A continuación se obtiene la corriente de excitación del campo principal, de la ecuación 3-11. Como se va a graficar la curva de magnetización para una velocidad constante ωmo , que en general será diferente de la velocidad real del motor ωm , el voltaje generado obtenido de la curva de magnetización a la excitación anterior del campo principal corresponderá a las condiciones correctas de flujo para la velocidad ωmo . Entonces sustituyendo en la ecuación 3-13 se puede calcular la velocidad real del motor.

$$E_a = E_{ao} \frac{\omega_m}{\omega_{mo}} \quad (3-13)$$

Uno de los factores limitantes más importantes para el funcionamiento satisfactorio de una maquina de cd es su capacidad de transmitir la corriente de armadura necesaria por medio de conmutación de escobillas sin arqueos o chisporroteo, y sin demasiadas pérdidas locales ni calentamiento de escobillas y conmutador. El arqueo ocasiona ennegrecimiento destructor, picaduras y desgaste del conmutador como de las escobillas, y esas condiciones empeoran rápidamente y queman el cobre y el carbón. Esto se puede originar debido a malas condiciones mecánicas, como vibración de las escobillas o por un conmutador áspero y con desgaste disparejo.

CAPITULO 4

**Controlador reversible
de corriente directa**

CAPITULO 4

Controlador reversible de corriente directa

El propósito de este capítulo es mostrar detalladamente las partes que constituyen un controlador de corriente directa como el que se muestra en la figura 4-1.

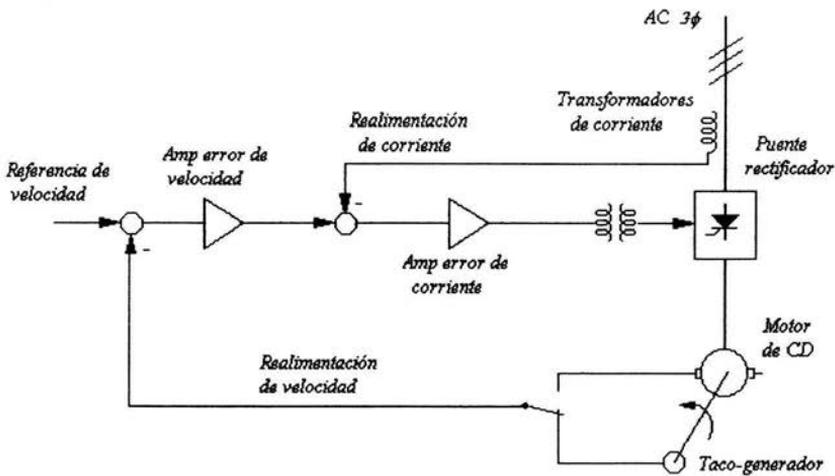


Fig. 4-1. Diagrama general de un controlador de corriente directa

4.1 Lazo interno de corriente

El lazo interno de corriente emplea realimentación de corriente de armadura, la cual es detectada por tres transformadores de corriente (uno por cada fase) los cuales están aislados de la alimentación trifásica, con lo cual si se usa realimentación por taco-generador se obtiene un aislamiento total entre el circuito de control y en circuito de fuerza.

La referencia del lazo de corriente es la salida del amplificador de error de velocidad, con lo cual se puede mantener la corriente del motor bajo control.

4.2 Lazo externo de velocidad (voltaje)

El lazo externo de velocidad emplea realimentación de voltaje (proporcional a la velocidad), la cual es suministrada por un tacogenerador o por una muestra del voltaje de armadura. El lazo de corriente mencionado anteriormente es contenido dentro del lazo de velocidad y es un esclavo de este. Una referencia de velocidad en el amplificador del error de velocidad ocasiona que el lazo de corriente funcione dentro de sus límites hasta que la realimentación de velocidad sea suficiente para anular la referencia.

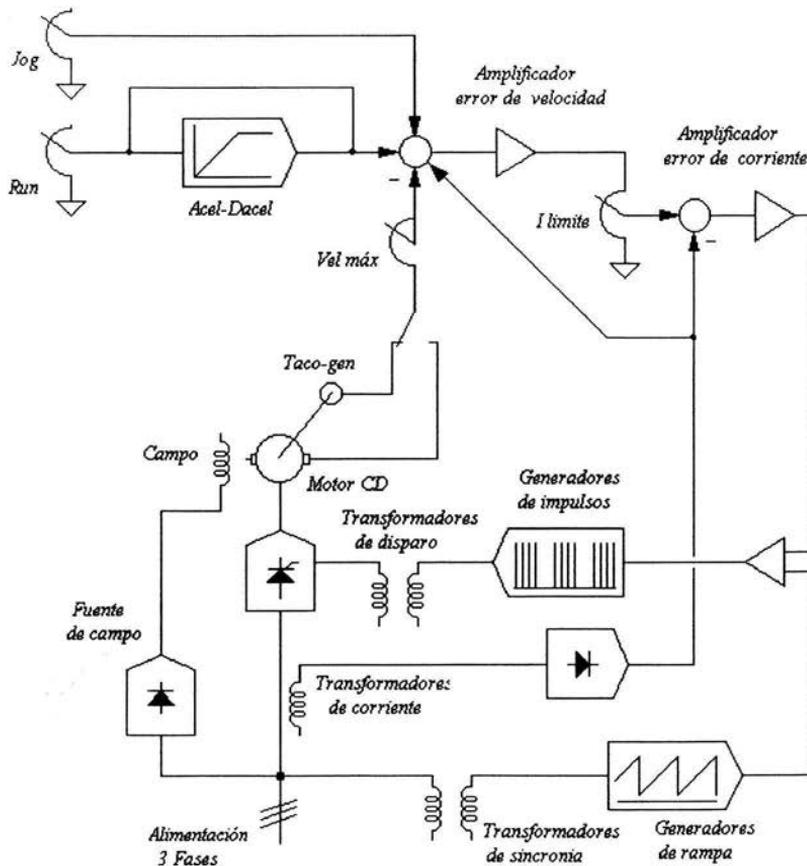


Fig. 4-2. Diagrama de bloques de un controlador de corriente directa

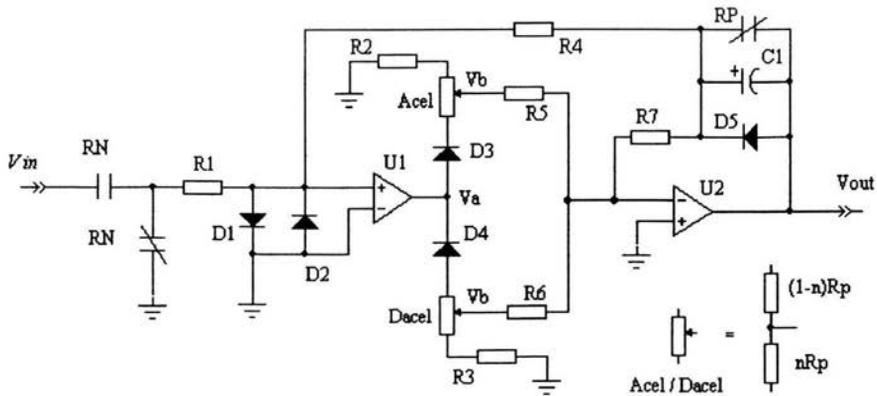
4.3 Convertidor de potencia

La conversión de *AC* a *DC* se logra con un puente rectificador trifásico formado por seis SCR's. Los SCR's son switches electrónicos los cuales son encendidos a un ángulo específico (este ángulo es controlado por la salida del lazo interno de corriente) de la alimentación de corriente alterna, con lo cual se controla el voltaje de *CD* en la armadura del motor. El lazo interno de corriente tiene control total de los SCR's, por lo que en caso de sobrecarga del motor el ángulo de conducción puede ser reducido para disminuir el voltaje de armadura y por lo tanto la corriente demandada por el motor.

En la figura 4-2 se muestra un diagrama de bloques de un controlador de corriente directa. La operación detallada de cada una de las partes que lo constituyen se explica a continuación.

4.4 Control de aceleración y desaceleración.

Cuando el controlador arranca la bobina del relevador *RN* se energiza, permitiendo que una referencia *V_{in}* (0-10V) entre en el controlador de rampa de aceleración-desaceleración, el cual también ha sido liberado por el relevador *RP*. La razón de cambio del voltaje de salida está determinada por el ajuste en el preset *acel* cuando el voltaje de entrada es mayor que el voltaje de salida, y por el ajuste del preset *dacel* cuando el voltaje de entrada es menor que el voltaje de salida.



$R1=10k\Omega$, $R2=R3=560k\Omega$, $R4=10k\Omega$, $R5=R6=220k\Omega$, $R7=100\Omega$, $D1,...D7=1N914$
 $U1=LF353$, $C1=10\mu F$, $Acel=Dacel=10k\Omega$

Fig. 4-3. Control de aceleración y desaceleración

Si *n* representa la posición del preset de *acel* o *dacel*, entonces como se debe cumplir que $0 < n < 1$, para la posición extrema cuando $n=1$ (sentido horario del preset) tenemos que $V_a = V_b$, mientras que cuando $n=0$ (sentido antihorario del preset) aplicamos LCK (Ley de corrientes de Kirchhoff) en el nodo *V_b* de la figura 4-3 tenemos que:

$$\frac{V_b - V_a}{R_p} + \frac{V_b}{R_3} + \frac{V_b - V_a}{R_5} = 0 \quad (4-1)$$

De donde:

$$V_b = \frac{R_3 R_5}{R_3(R_5 + R_p) + R_p R_5} V_a \quad (4-2)$$

Como la salida de $U1$ es $+15V$ o $-15V$, dependiendo de las condiciones de entrada en la terminal no inversora, solo uno de los diodos $D3$ o $D4$ conduce a la vez, por lo cual tenemos la posibilidad de ajustar el tiempo de aceleración y desaceleración de manera independiente, y además como $R6 = R5$, en el circuito $U2$ tenemos que: (Considerando que $R7 \cong 0$)

$$V_{out} = \frac{1}{R_5 C_1} \int V_b dt \quad (4-3)$$

$$V_{out} = \frac{V_b}{R_5 C_1} t \quad (4-4)$$

De donde se puede observar que la rapidez con que cambia el voltaje de salida V_{out} no depende del tiempo t sino solamente de V_b .

Si en la ecuación 4-2 sustituimos los valores $R3 = 560\Omega$, $R5 = 220k\Omega$ y $Rp = 10k\Omega$ tenemos que:

$$V_b = 0.0529V_a \quad (4-5)$$

para la mínima aceleración o desaceleración, y:

$$V_b = V_a \quad (4-6)$$

para la máxima aceleración o desaceleración. Como $V_a = +15V$ ó $-15V$, por las ecuaciones 4-5 y 4-6 tenemos que:

$$0.79V < V_b < 15V \quad (4-7)$$

Si en la ecuación 4-4 sustituimos $R5 = 220k\Omega$ y $C1 = 10\mu F$ tenemos que $V_{out} = 0.4545V_b t$, por lo cual para una *acel* ó *dacel* mínima ($V_b = 15V$) el tiempo requerido es de 1.5s mientras que para una *acel* ó *dacel* máxima ($V_b = 0.79V$) el tiempo requerido es de 28s.

En la figura 4-3 se puede observar que en cuando la bobina del relevador RP se desenergiza (cuando el equipo se apaga) el capacitor $C1$ se descarga con lo cual en el momento de volver a arrancar el equipo se repite el proceso de aceleración. En caso de parar el equipo la velocidad del motor no es controlado por la rampa de desaceleración, sino que se deja correr libremente hasta que se detiene por inercia. La rampa de desaceleración solo funciona en el momento de disminuir la referencia del controlador.

El hecho de poder controlar la aceleración de un motor nos permite eliminar problemas de sobrecarga en el momento de arrancar cuando se manejan cargas con mucha inercia.

En la figura 4-4. se muestra una gráfica de las rampas de aceleración-desaceleración en donde se observa que la pendiente de las rectas es independiente de el valor de la referencia.

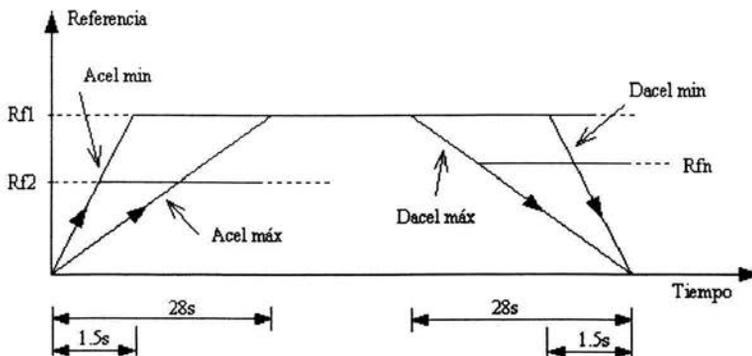


Fig. 4-4. Rampas de aceleración y desaceleración

4.5 Amplificador del error de velocidad

El voltaje de salida del circuito controlador de aceleración y desaceleración es aplicado al amplificador de alta ganancia $U5$ de la figura 4-6 como referencia. La realimentación de voltaje de armadura o de voltaje del taco-generador es sumada algebraicamente a la referencia mencionada previamente para producir una señal de error de velocidad. El preset $Stb1$ nos permite ajustar la estabilidad de velocidad, con lo cual se puede ajustar el lazo externo de velocidad de acuerdo a la carga del motor que se desea controlar. El preset Jog nos permite ajustar la velocidad de "juego" (nótese que la entrada opera como una referencia, pero sin aceleración ni desaceleración). El preset IR compensa la pérdida de voltaje en la armadura debido a la resistencia de esta. Esta señal es del mismo signo que la señal de referencia, por lo que una sobre-compensación puede causar

problemas de estabilidad. Este ajuste debe ser puesto a *cero* cuando se utiliza realimentación por taco-generador. En la figura 4-5 se muestra una grafica representativa del efecto de la compensación IR en la regulación de velocidad.

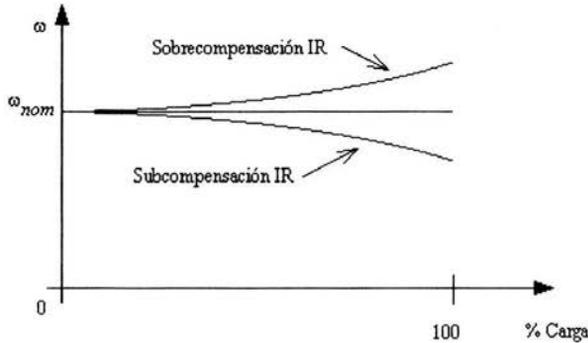


Fig. 4-5. Efecto de la compensación IR sobre la velocidad ω

La salida del amplificador de error de velocidad es de signo positivo y en caso de que la salida del amplificador $U5$ trate de ser negativa (debido a que la realimentación sea mayor que la referencia) el diodo $D10$ de la figura 4-6 se polariza en directa por lo que la salida del amplificador se va a cero. La realimentación de voltaje de armadura es escalada por el circuito $U3$ y $U4$ y el preset $V_{m\acute{a}x}$ y la de taco-generador por el circuito $U4$ y el preset $V_{m\acute{a}x}$. Observarse que en la entrada inversora del amplificador $U5$ tenemos la resistencia $R26$ ($1M\Omega$) alimentada con $+15V$ para garantizar que la condición inicial de la salida de $U5$ sea de $0V$.

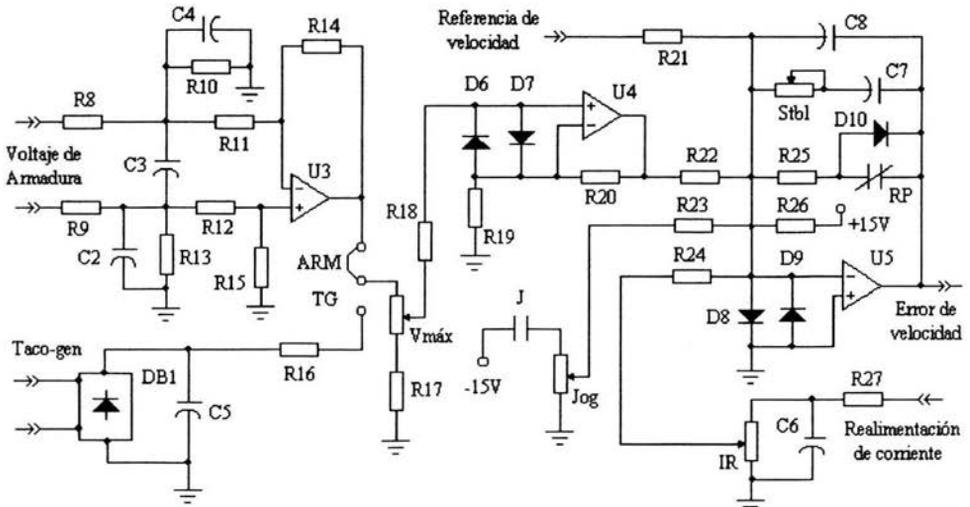


Fig. 4-6. Amplificador de error de velocidad

4.6 Amplificador del error de corriente

El amplificador $U6$ de la figura 4-7 recibe un voltaje positivo del amplificador de error de velocidad de figura 4-6 y un voltaje negativo de la realimentación de corriente ($-1V @ 100\%$ de carga del motor). El preset $LimC$ es usado como un divisor de voltaje, el cual limita la amplitud de la señal de error de velocidad, con lo cual limitamos la referencia en el amplificador de error de corriente. Cuando el voltaje de salida del amplificador de error de velocidad alcanza aproximadamente $12V$ el diodo zener $Z1$ ($1N4740A, 10V$) comienza a conducir y el led $Curr\ lim$ se enciende indicando la condición de limite de corriente y por lo tanto el voltaje en el cursor del preset $LimC$ también se limita, de esta manera la referencia del amplificador $U6$ no puede ser superior a $12V$, por lo que la salida de $U6$ también es limitada. La salida del amplificador $U6$ es alimentada a los circuitos de disparo para controlar los SCR's del circuito de potencia y de esta manera es controlado el voltaje de armadura. Esto solamente es posible si el relevador RDY está activado (esto es, que no tengamos fallas en el controlador).

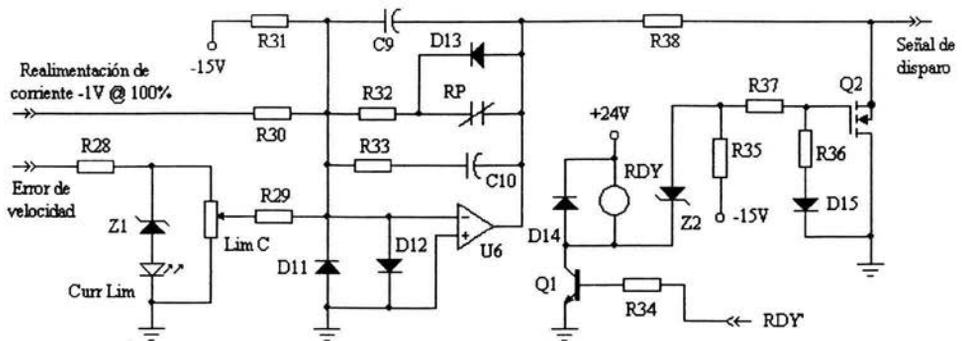


Fig. 4-7. Amplificador de error de corriente

4.7 Temporizador de rampa

Cada una de las señales de sincronía provenientes de los transformadores mostrados en la figura 4-8 pasa a través de una red de defasamiento ($R39$ y $C10$) de la figura 4-9, la cual nos ocasiona un defasamiento de 60° como se muestra en la figura 4-10, para después excitar la base del transistor $Q3$.

Como $R42=15k\Omega$ y $R43=15k\Omega$, el voltaje en la terminal no-inversora de $U7$ (LM339, salida de colector abierto) es $7.5V$, por lo cual cualquier carga del capacitor $C11$

es eliminada cuando la señal de sincronía de AC es negativa, permitiendo la carga de este cuando la señal es positiva.

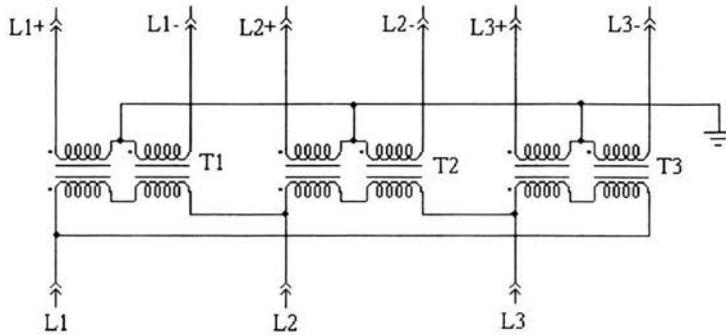


Fig. 4-8. Transformadores de sincronía

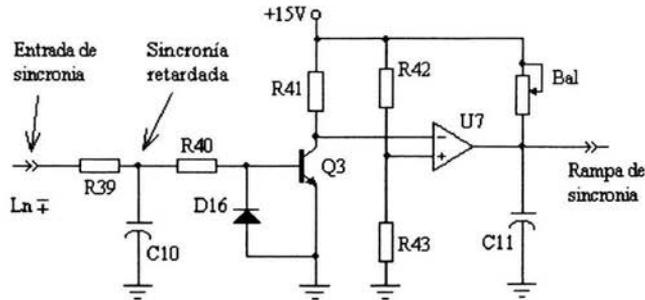


Fig. 4-9. Generador de rampa de sincronía

El circuito de la figura 4-9 produce unas rampas exponenciales de sincronía de 60Hz como se muestra en la figura 4-10. La "pendiente" de estas rampas está determinada por el ajuste del preset *Bal* y el valor de *C11* (0.1 μ F).

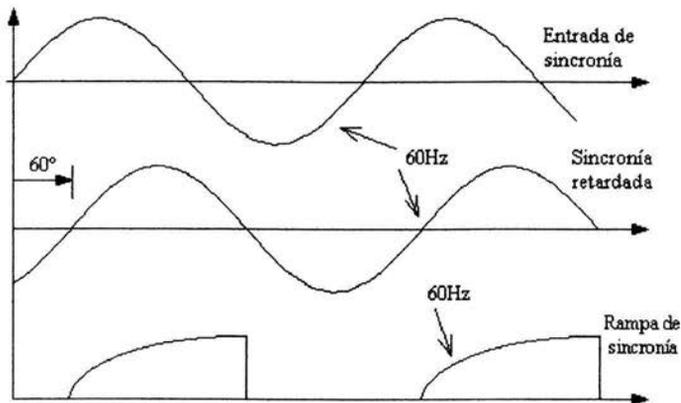


Fig. 4-10. Señales de sincronía

4.8 Controlador de pulsos de disparo

El voltaje de umbral del comparador de voltaje *U8* de la figura 4-11 es controlado por medio de la señal de disparo proveniente del amplificador de error de corriente de la figura 4-7.

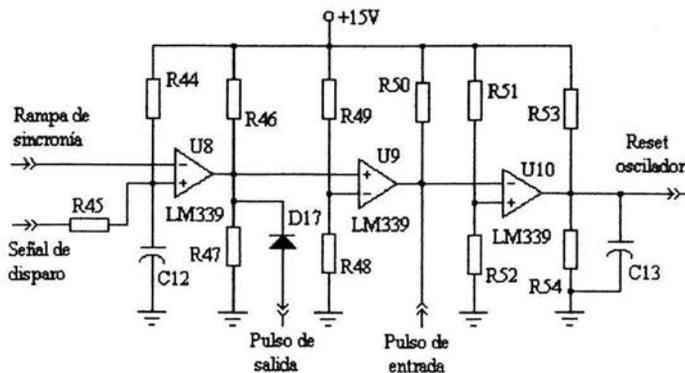


Fig. 4-11. Temporizador de rampa de sincronía

Como $R46=15\text{ k}\Omega$ y $R47=15\text{ k}\Omega$ el voltaje de salida del comparador $U8$ será de 0V ó +15V dependiendo de que la señal de *rampa de sincronía* (R_s) sea mayor o menor que la *señal de disparo* (S_d). Como $R49=15\text{ k}\Omega$ y $R48=7.5\text{ k}\Omega$ el voltaje de la entrada inversora de $U9$ es de 5V. Si $R_s > S_d$, la salida de $U8$ será 0V y por lo tanto la salida de $U9$ será 0V, y como $R51=15\text{ k}\Omega$ y $R52=15\text{ k}\Omega$ la salida de $U10$ será de 15V, con lo cual se habilitará el oscilador de la figura 4-12. Los pulsos provenientes del oscilador $U11$ pasan a través del transformador de disparo $T4$, con lo cual se controla el ángulo de conducción de cada uno de los SCRs.

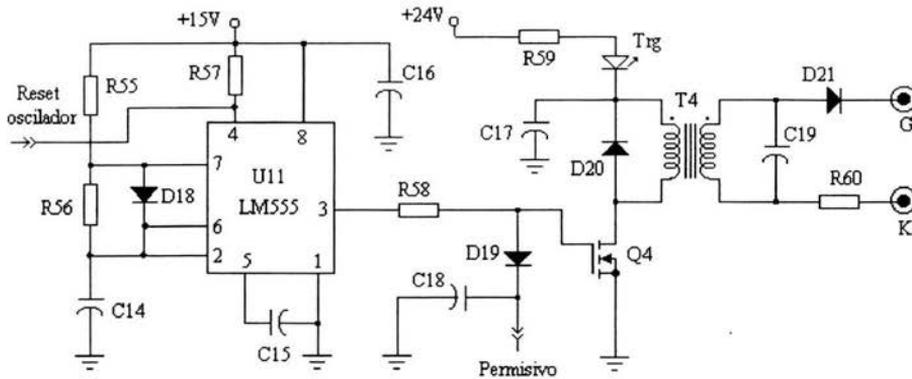


Fig. 4-12. Oscilador para pulsos de disparo y transformador de disparo

En la figura 4-13 se muestran las formas de onda que aparecen en los diagramas de las figuras 4-11 y 4-12.

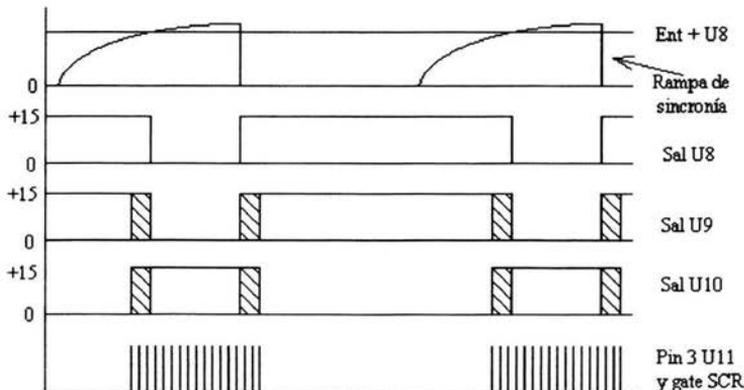


Fig. 4-13. Formas de onda de los comparadores

Los diagramas de las figuras 4-9, 4-11 y 4-12 forman un disparador completo para un SCR. Pero como queremos controlar un puente rectificador con 6 SCRs necesitamos 6 disparadores interconectados como se muestra en la figura 4-14.

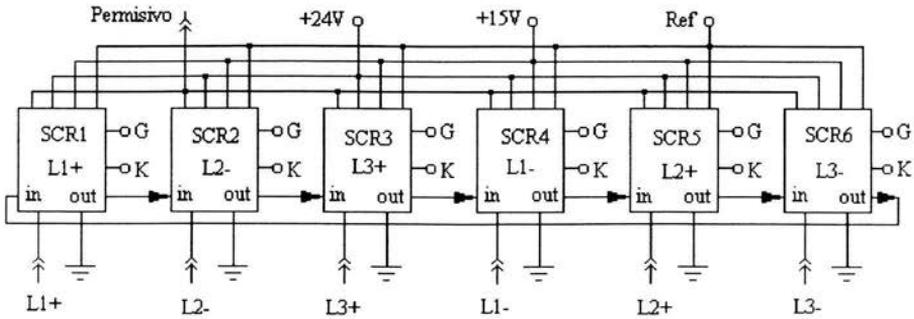


Fig. 4-14 Disparador completo para seis SCR's

4.9 Lógica de mando

Las funciones de mando como run adelante (*RUNF*), run atrás (*FUNR*), jog adelante (*JOGF*), jog atrás (*JOGR*) y stop (*STOP*), son ejecutadas por medio de botones pulsadores, los cuales introducen señales digitales al circuito de mando de la figura 4-15

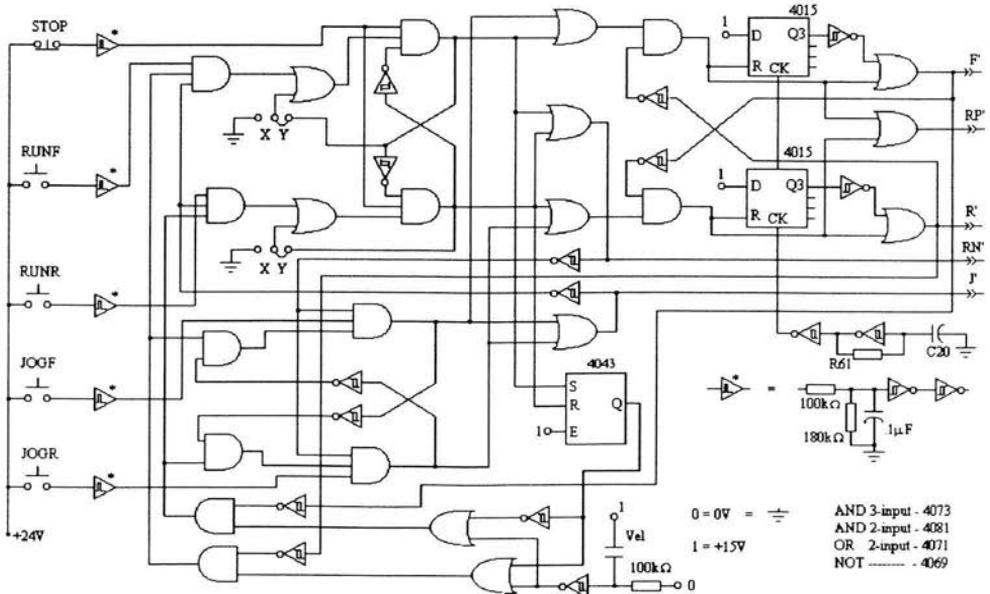


Fig. 4-15 Lógica de mando

Para eliminar ruido eléctrico en el momento de pulsar un botón se utilizan buffers formados por dos inversores Schmitt trigger y una red RC . El circuito de mando cuenta con la entrada *Vel* que prohíbe cambiar el sentido de giro del motor mientras este tiene una velocidad considerable. también dispone de un delay en las salidas F' y R' , con lo cual se logra que los contactores de cambio de sentido de giro conmuten con la mínima

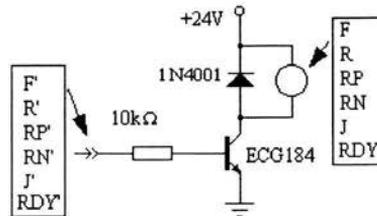


Fig. 4-16 Relevadores de mando

carga posible. Además dispone de los jumpers X e Y para tener $RUNF$ y $RUNR$ por pulso o sostenido. Las señales F' , RP' , R' , RN' y J' se utilizan para controlar unos relevadores como se muestra en la figura 4-16.

4.10 Detección de fallas

El controlador cuenta con detectores de falla para detectar pérdida de campo, térmico del disipador (del controlador), pérdida de fase, protección instantánea de sobrecorriente ($PISC$) y sobre carga. Además tiene un reset inicial (Power up reset) con el cual el controlador restablece cualquier falla en el momento de ser energizado.

En la figura 4-17 se muestra el diagrama del detector de pérdida de campo y del térmico del disipador.

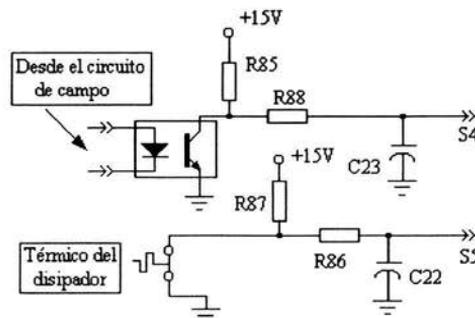


Fig. 4-17 Detector de pérdida de campo y térmico del disipador

4.10.1 Pérdida de campo

Cuando el circuito de campo está consumiendo corriente el diodo del opto-acoplador de la figura 4-17 está encendido, por lo que su transistor se satura y nos entrega aproximadamente 0V (0 lógico) en su colector, lo cual indica que el campo del motor está siendo alimentado. Por otro lado cuando el circuito de campo no está consumiendo corriente el opto-acoplador está apagado por lo que en su colector y por lo tanto en $S4$ tenemos 15V (1 lógico), lo cual nos indica que el campo del motor no está siendo alimentado.

4.10.2 Térmico del disipador

Su funcionamiento es muy simple, se trata solamente de un termostato NC (normalmente cerrado), el cual se abre cuando el disipador está demasiado caliente, lo cual ocasiona que la señal $S5$ tenga 15V (1 lógico) en caso de falla.

4.10.3 Pérdida de fase

Cuando las tres fases están presentes los transformadores de sincronía $T1$, $T2$ y $T3$ de la figura 4-8 nos entregan tres señales de 18Vca cada una con un desfase de 120° entre ellas, las cuales son rectificadas por los diodos $D26$, $D27$ y $D28$ de la figura 4-18.

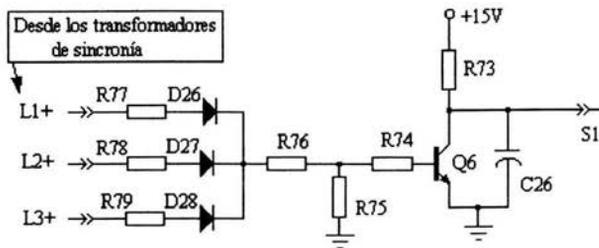


Fig. 4-18 Detector de pérdida de fase

Por lo que la base del transistor $Q6$ permanece excitada durante los 360° como se muestra en la figura 4-19, por lo que tenemos aproximadamente 0V (0 lógico) en el colector de $Q6$ y en $S1$, lo cual nos indica que están las tres fases. Cuando nos falta una de las fases la base del transistor $Q6$ tiene un valor de 0V (durante aproximadamente 90°), por lo que su colector y por lo tanto $S1$ tienen 15V (1 lógico), lo cual indica pérdida de fase.

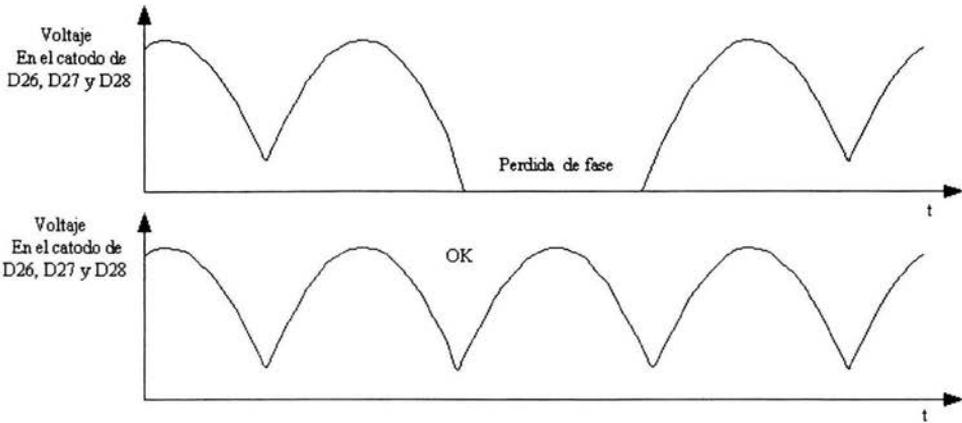


Fig. 4-19 Formas de onda del detector de perdida de fase

4.10.4 Protección instantánea de sobre-corriente (PISC)

La corriente consumida por el controlador (y por lo tanto por del motor) es detectada por medio de tres transformadores de corriente, los cuales alimentan el puente rectificador *DB2* de la figura 4-20.

Cuando el motor está trabajando entre 0% y 100% de su capacidad nominal, en la terminal (-) del puente rectificador *DB2* se tiene un voltaje entre 0V y -1V (-1V @ 100% de carga). Cuando el motor consume mas corriente de la nominal (La cual es ajustada al seleccionar el valor de *R63*) el voltaje de la terminal (-) de *DB2* se comienza a volver mas negativo y como $R65=4.7k\Omega$ y $R64=1k\Omega$ cuando este alcanza aproximadamente -3V (300% de carga) o menos (mas negativo) el transistor *Q5* se corta, por lo que su colector o sea *S2* tiene 15V (1 lógico), lo cual indica una sobre-corriente de 300% o más.

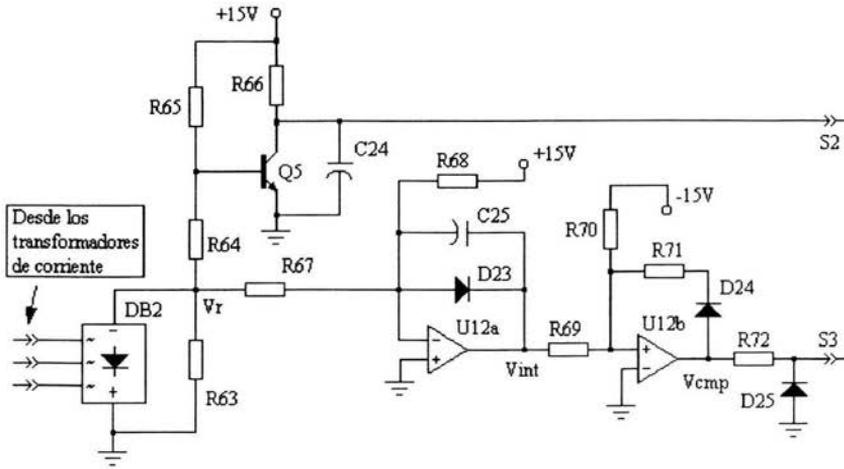


Fig. 4-20 Detector de sobre-carga (OL) y sobre-corriente (PISC)

4.10.5 Sobre carga (OL)

El voltaje de la terminal (-) del puente *DB2* es aplicado al integrador *U12a*, cuando este voltaje es menor de $-1V$ el diodo *D23* se polariza en inversa y el voltaje de salida de *U12a* comienza a aumentar de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$V_{int} = -\frac{1}{R_{67}R_{68}C_{25}} \int (15R_{67} + R_{68}V_r) dt \quad (4-8)$$

$$V_{int} = -\frac{1}{R_{67}R_{68}C_{25}} (15R_{67} + R_{68}V_r) t \quad (4-9)$$

Y como $R_{67}=66.6k\Omega$, $R_{68}=1M\Omega$ y $C_{25}=100\mu F$, tenemos que:

$$V_{int} = -\frac{2}{3} (1+V_r) t \quad (4-10)$$

Como $R_{70}=15k\Omega$ y $R_{69}=10k\Omega$ necesitamos que V_{int} sea mayor de $10V$ para que el voltaje de salida del comparador *U12b* y por lo tanto *S3* sea de $15V$ (1 lógico), para detectar sobrecarga. De la ecuación 4-10 tenemos que para una carga del 150%

($V_r = -1.5V$) de la nominal, el comparador *U12b* conmuta en 30s. Si en la ecuación 4-10 sustituimos $V_{int}=10$ tenemos que:

$$t = -\frac{15}{(1+V_r)} \quad (4-11)$$

Donde $V_r = (-\% \text{ Carga nominal}) / 100$, y para una carga de 100% al 300% tenemos la gráfica siguiente.

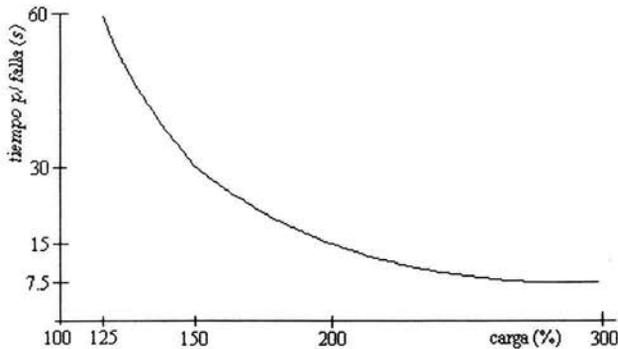


Fig. 4-19 Relación Sobrecarga Vs tiempo

Cada que ocurre una de las fallas mencionadas anteriormente esta entra al circuito de la figura 4-20, donde es memorizada por un el circuito *U13*, el cual está formado por dos 4043 (Flip-Flops *SR*). Además de esto el circuito tiene leds indicadores para saber que falla se ha presentado. Las cinco salidas de los Flip-Flops entran a unas compuertas *OR* y una *NOT* (simbolizadas por una compuerta *NOR* de cinco entradas), con lo cual se controla el relevador *RDY* ("Control listo"). En caso de falla se cuenta con un botón pulsador para restablecer el equipo, además de un *Reset inicial* para restablecer el equipo en el momento de ser energizado.

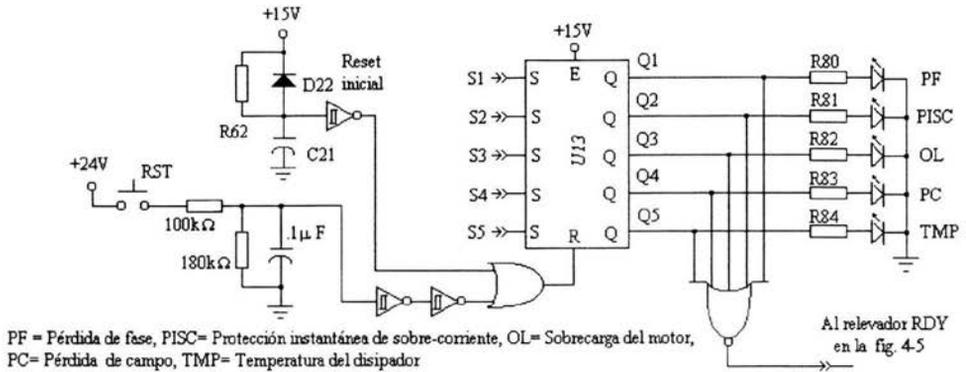


Fig. 4-20 Controlador de fallas

4.11 Circuito de armadura

El circuito de armadura el cual se muestra en la figura 4-21 está constituido por un puente rectificador trifásico de 6 SCR's y por dos contactores de armadura para invertir el sentido de giro del motor. Puede observarse que en el diagrama se tiene la indicación de una traba mecánica de los contactores de armadura para en el caso de una falla de en el circuito de mando de la figura 4-15 no entren F_w y R_v simultáneamente.

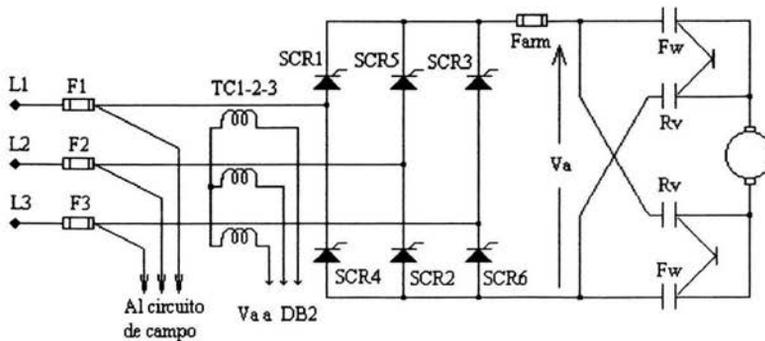


Fig. 4-21 Circuito de armadura

En la figura 4-22 se muestra la forma de onda del voltaje de armadura para un ángulo de disparo de 80° y uno de 110° . La corriente consumida por el motor es detectada por los transformadores de corriente *TC1*, *TC2* y *TC3*, y después pasa por el puente rectificador *DB2* de la figura 4-20, para controlar las fallas de *PISC* y *OL* además de proporcionar la realimentación al amplificador de error de corriente de la figura 4-7. Cada uno de los SCRs tiene en paralelo una red supresora RC de $20\Omega - 22\mu\text{F}$.

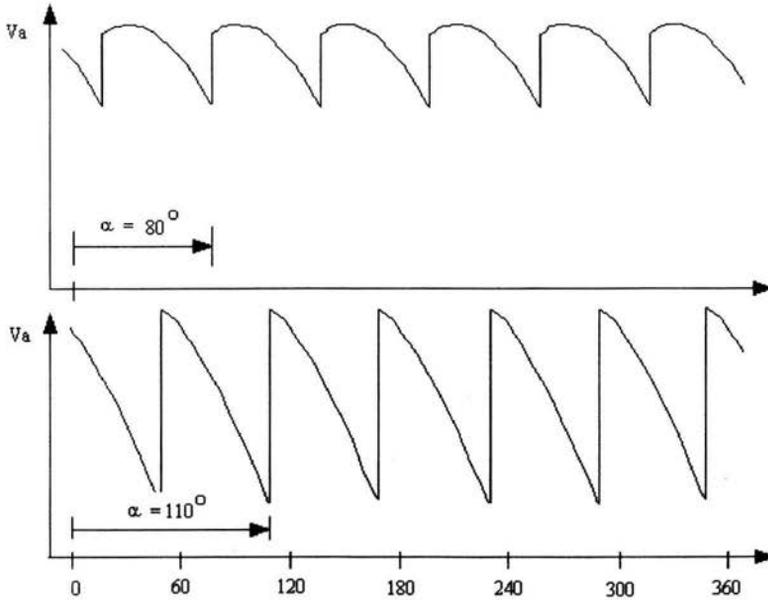


Fig. 4-22 Voltaje de armadura para $\alpha=80^\circ$ y para $\alpha=110^\circ$

4.12 Circuito de campo

El circuito de campo mostrado en la figura 4-23 es el encargado de alimentar el campo del motor y de proporcionar la señal de pérdida de campo, la cual puede ser seleccionada con el puente *Jm* para campo alto o campo bajo. Además se tiene la posibilidad de colocar un puente entre colector-emisor del opto acoplador del detector de pérdida de campo en el caso de estar controlando un motor de imán permanente. En este circuito también se muestra la alimentación de los transformadores de sincronía y los contactores de armadura *Fw* y *Rv* los cuales son controlados por los relevadores *F* y *R* de la figura 4-11.

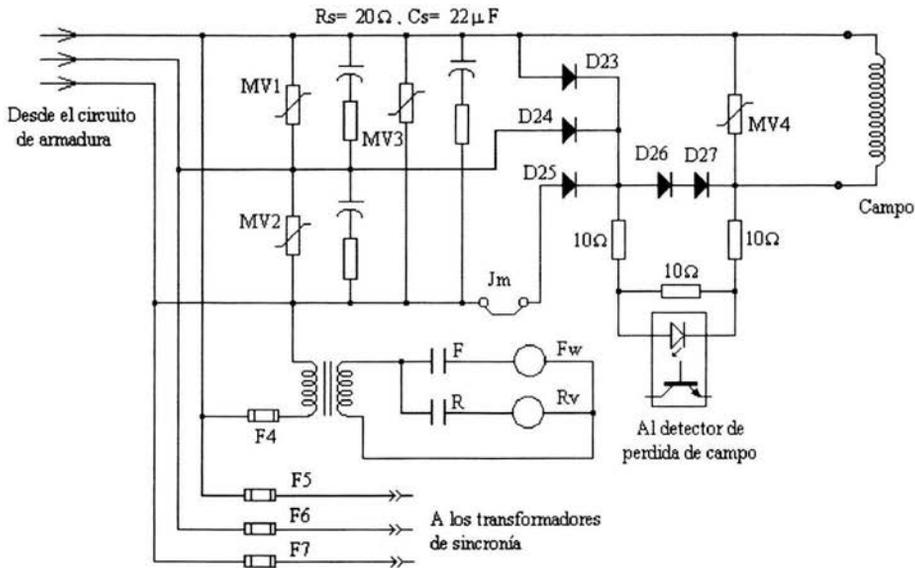


Fig. 4-23 Circuito de campo

En la figura 4-24 se muestra la forma de onda del voltaje de campo, donde se puede observar que aparece con línea punteada una senoide rectificada para cuando se alimenta al motor con campo alto (J_m instalado). Como es sabido la velocidad de un motor de CD es inversamente proporcional al voltaje de campo, con lo cual en caso de querer incrementar la velocidad se puede debilitar el campo (removiendo J_m) aunque el par del motor disminuye.

Podría pensarse que como el voltaje de campo vale 0V durante 180° , debe aparecer la falla de perdida de campo, pero para eso se tiene el capacitor C_{23} en el detector de falla.

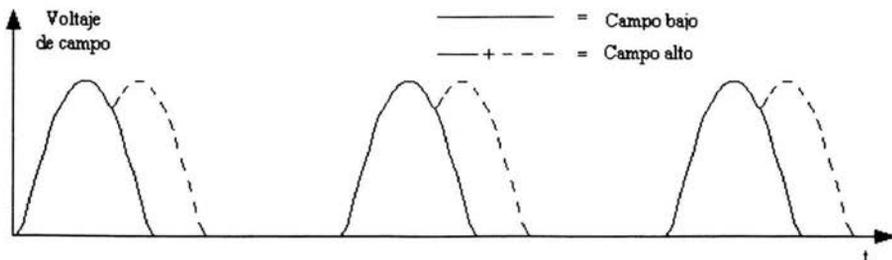
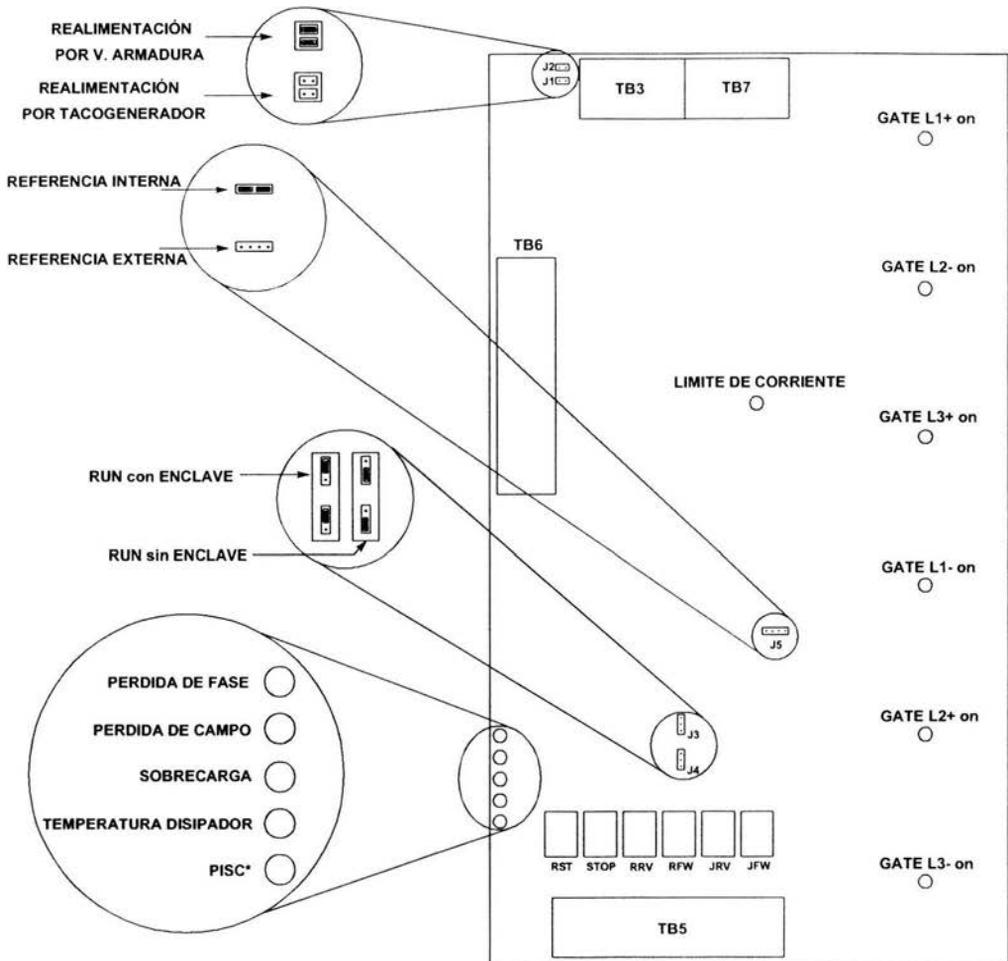


Fig. 4-23 Voltaje de campo

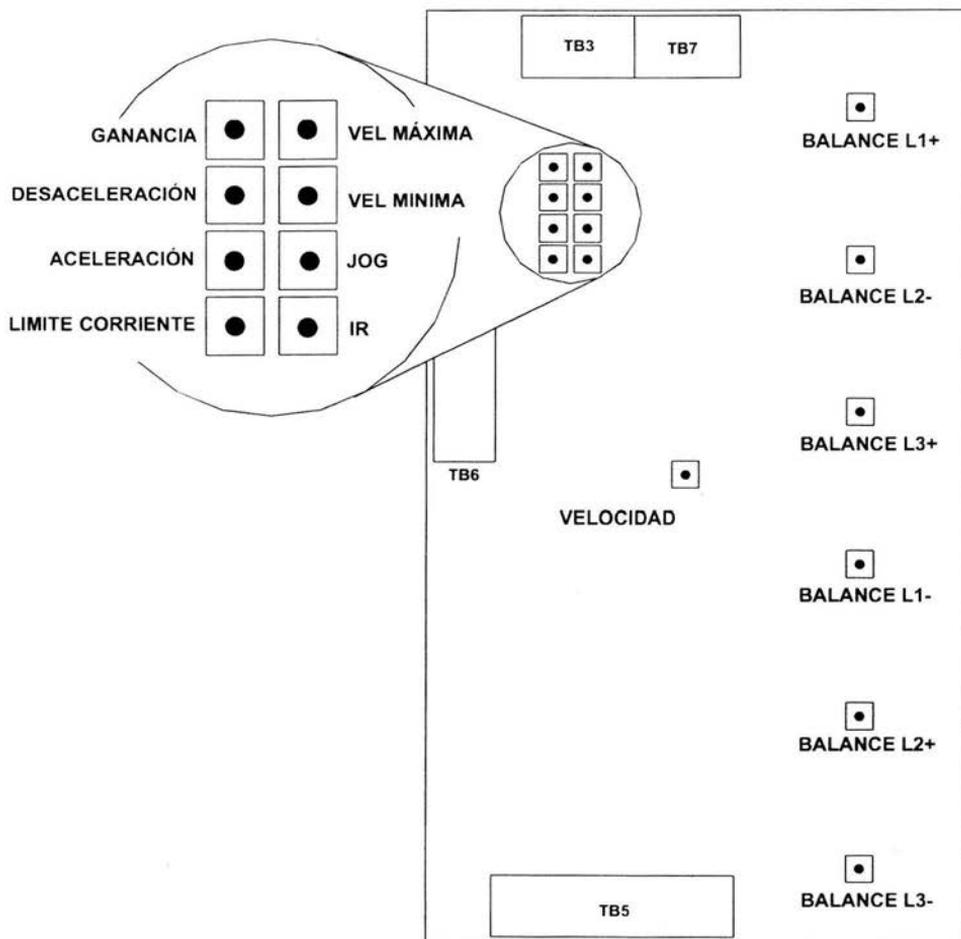
APÉNDICE

Apéndice

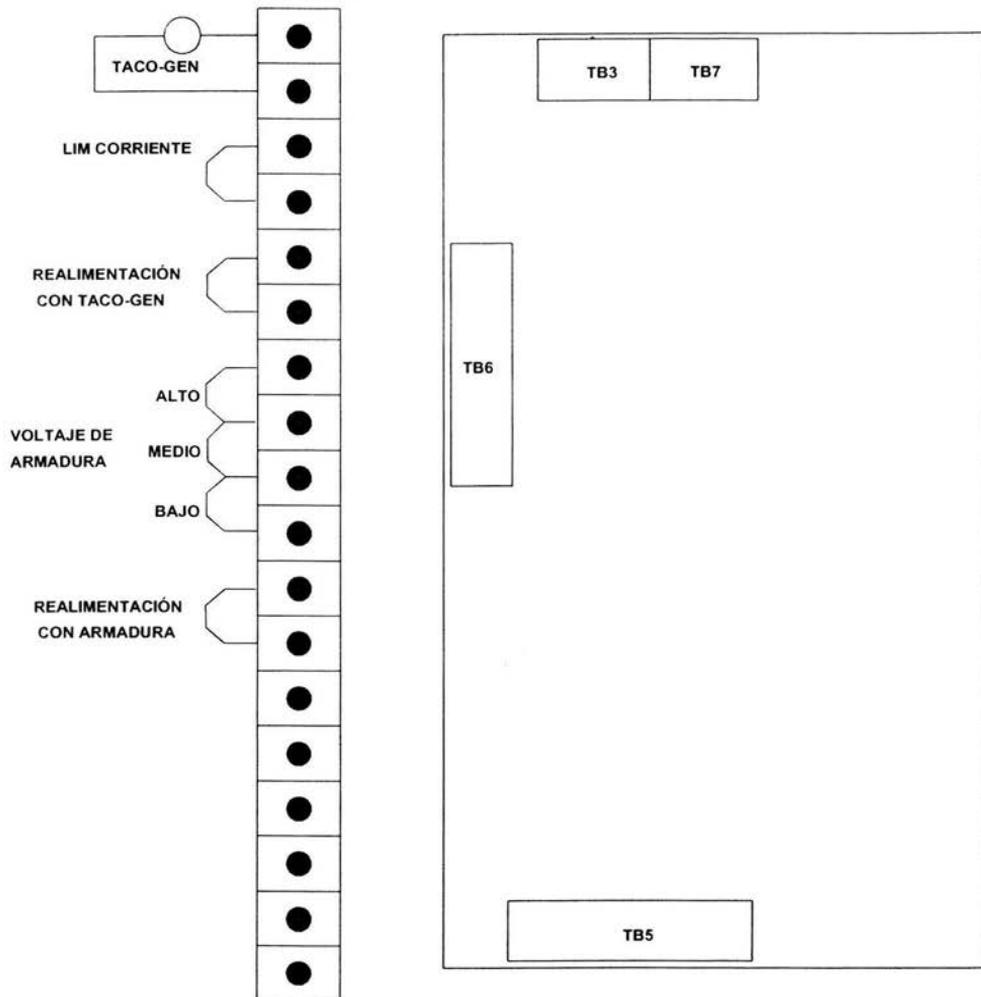
Jumpers, leds y botones	64
Potenciómetros	65
Mando, referencias y puentes	66
Puente (pérdida de campo)	67
Diagramas	68
Resistencias shunt y corrientes	80
Componentes C-MOS	81



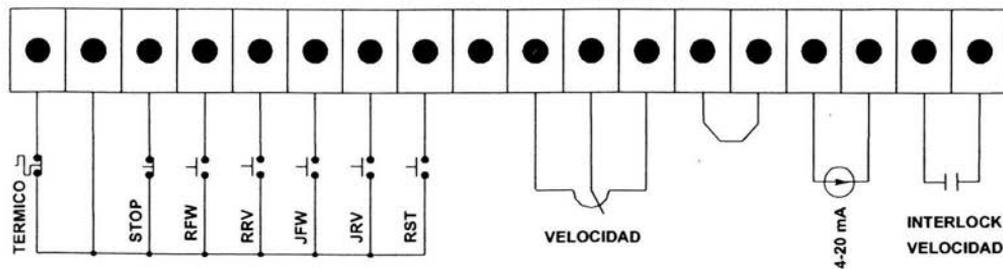
CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



TB6 DESCRIPCIÓN

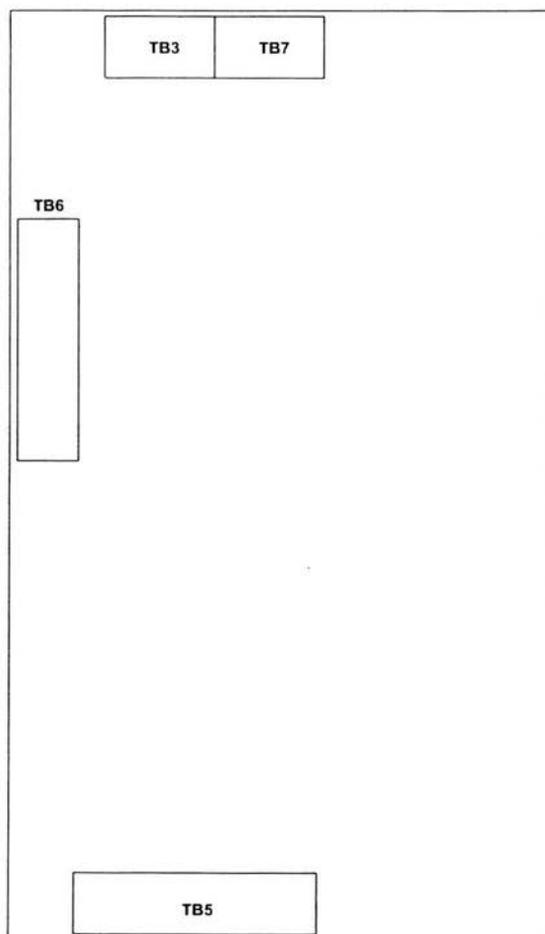
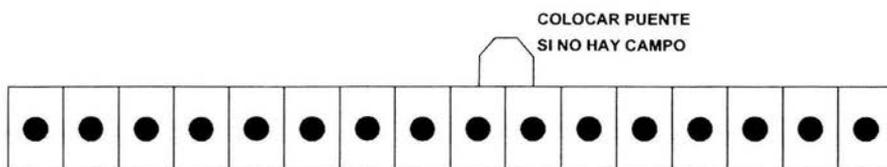


TB5 DESCRIPCIÓN

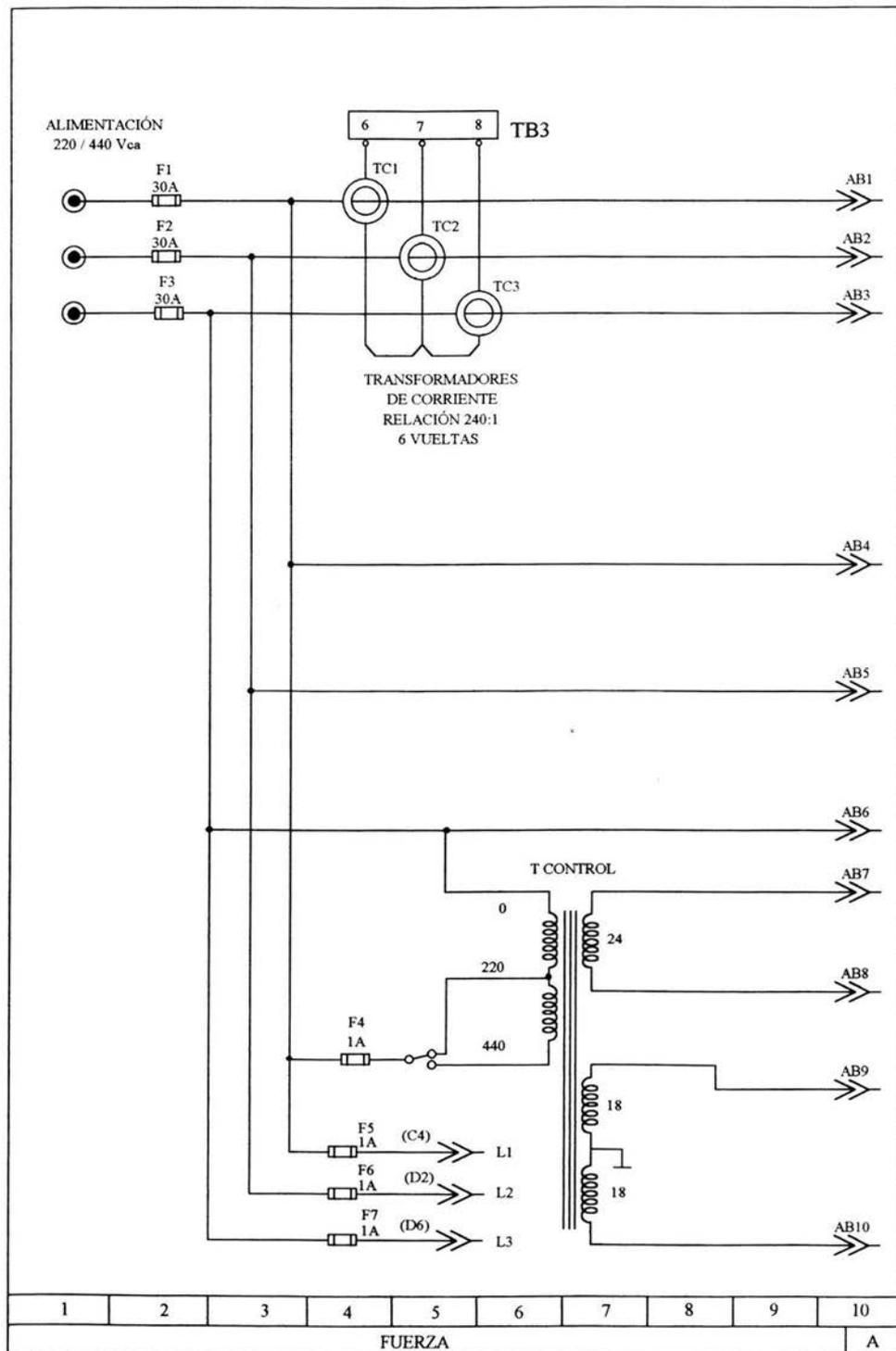


MANDO Y REFERENCIAS

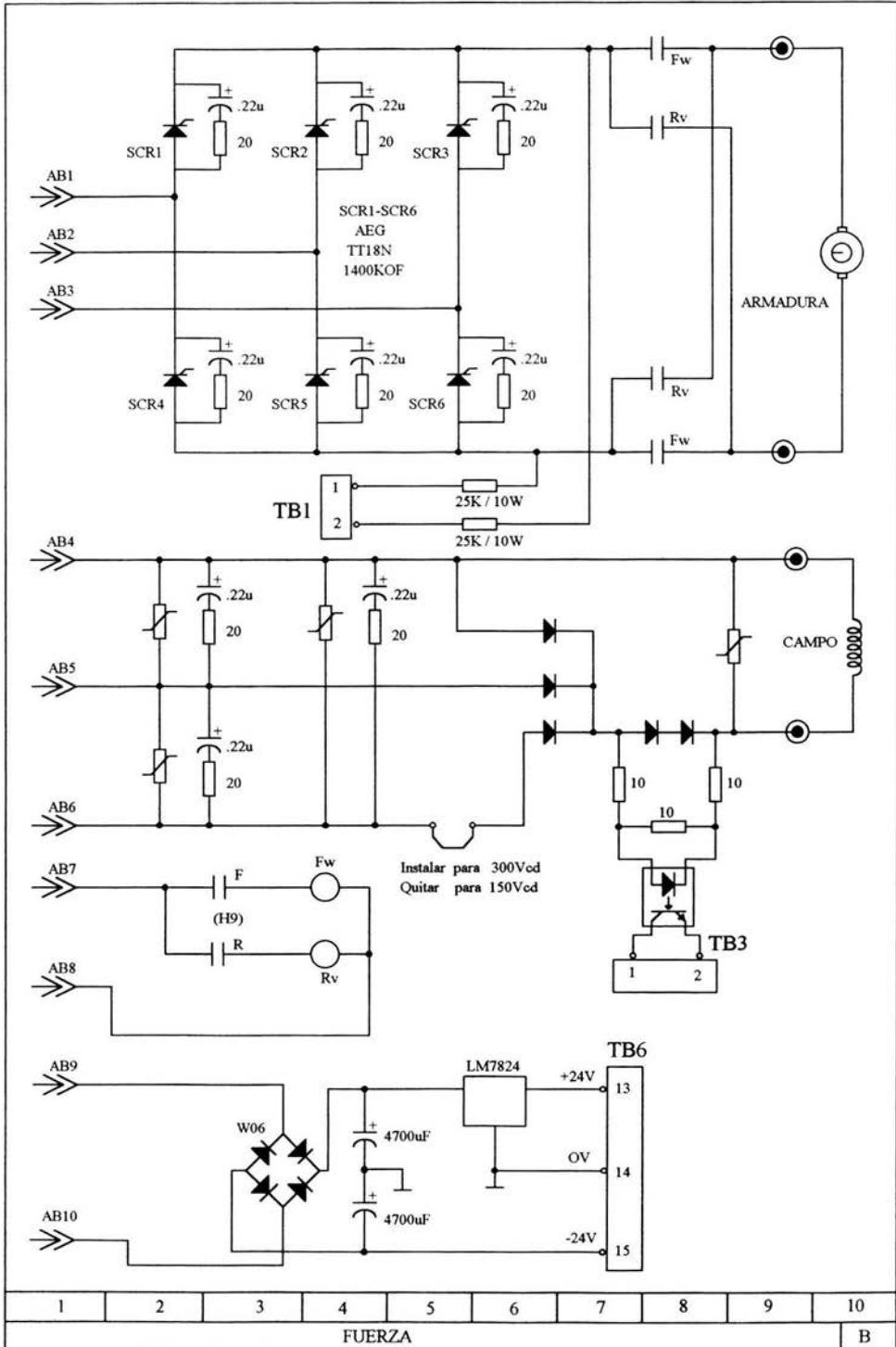
DESCRIPCIÓN DE TB3 Y TB7



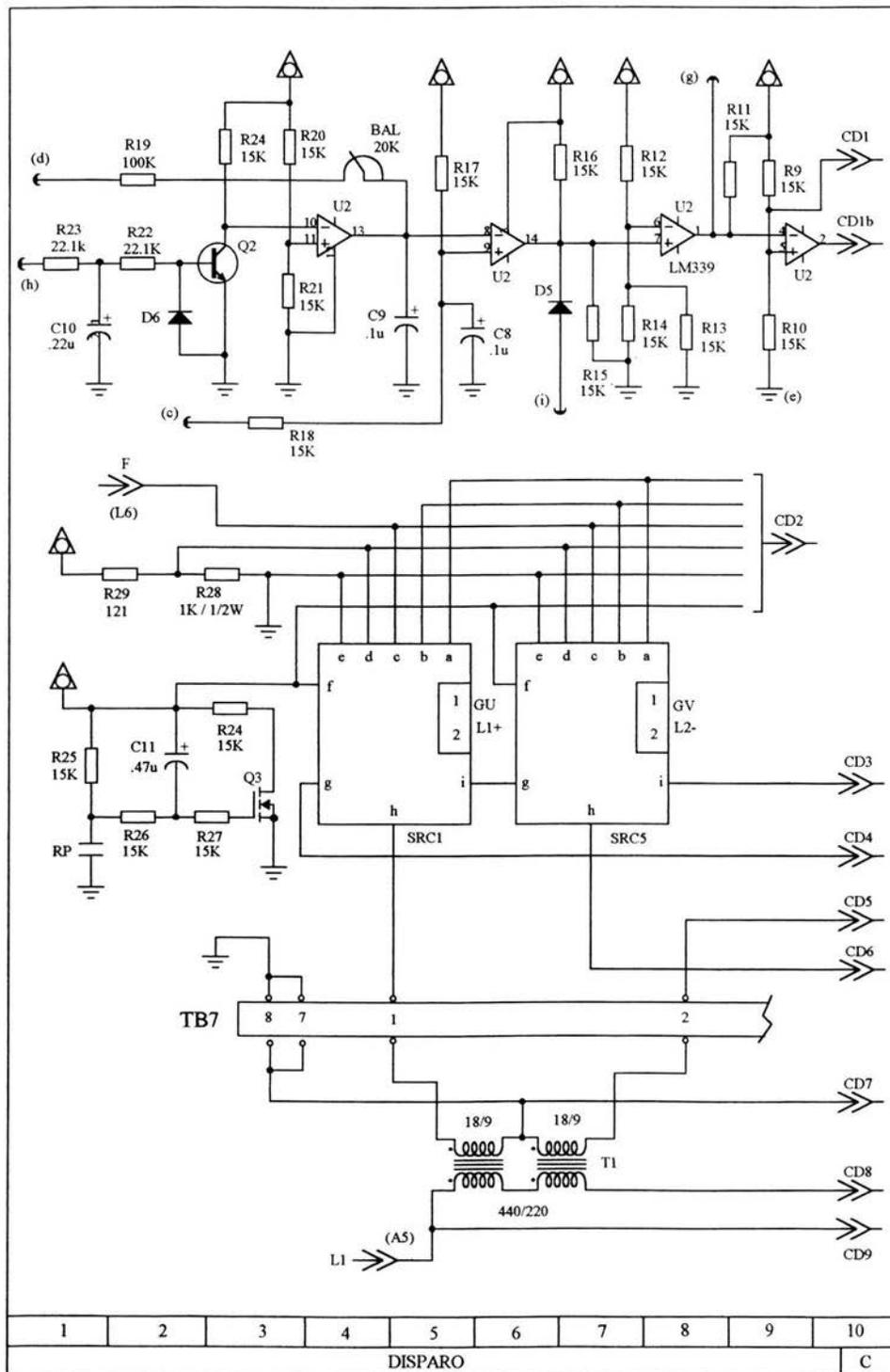
CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



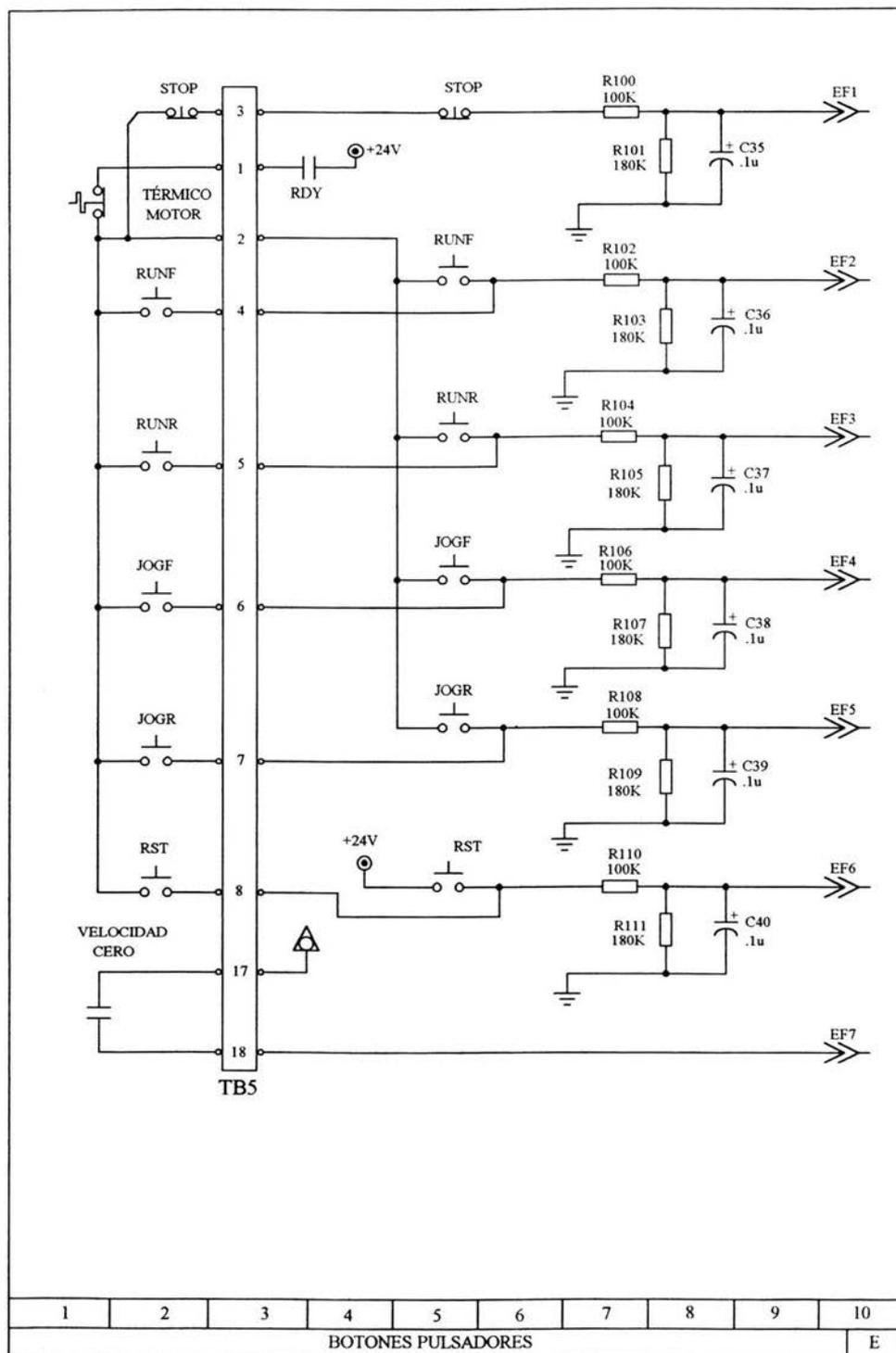
CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



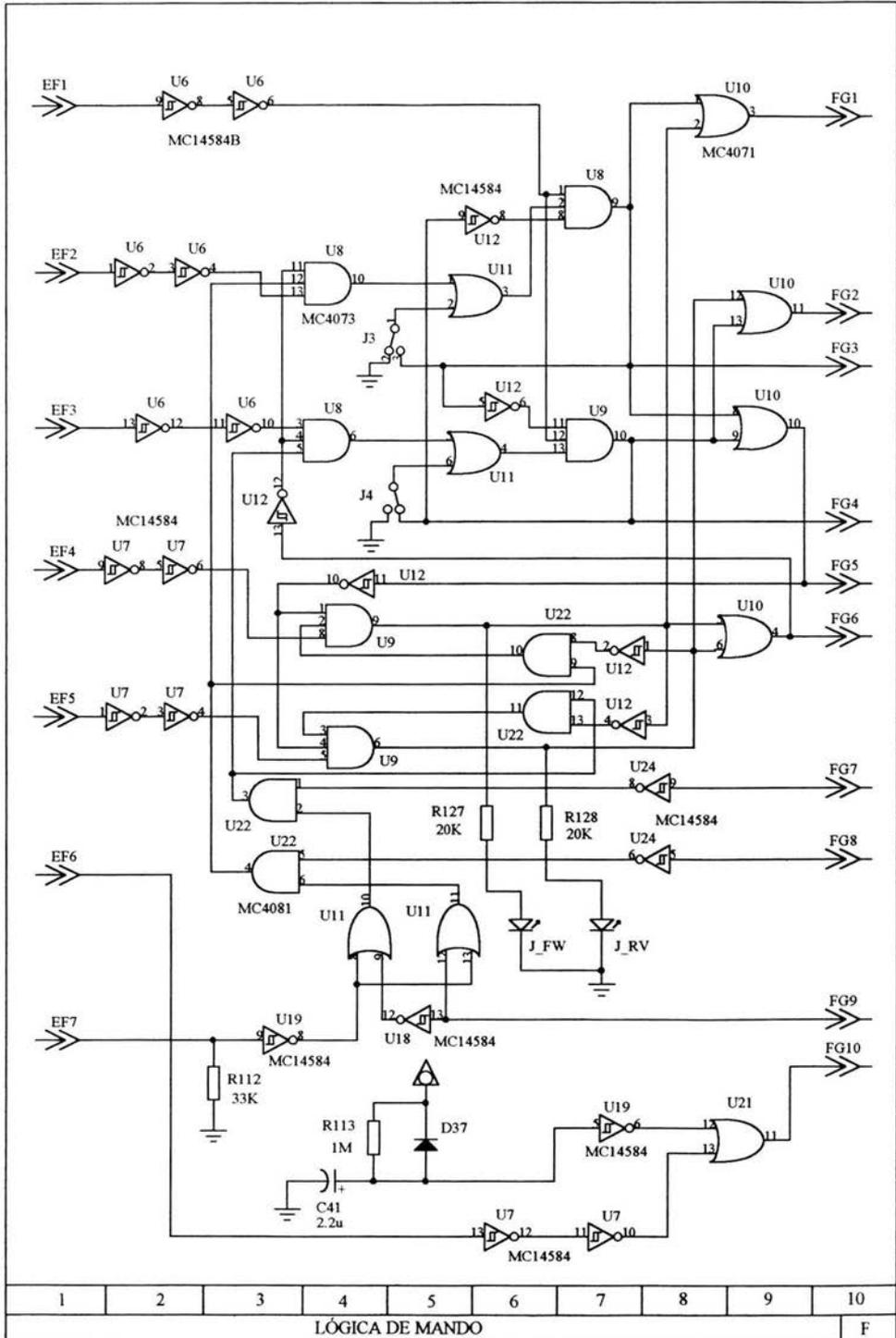
CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



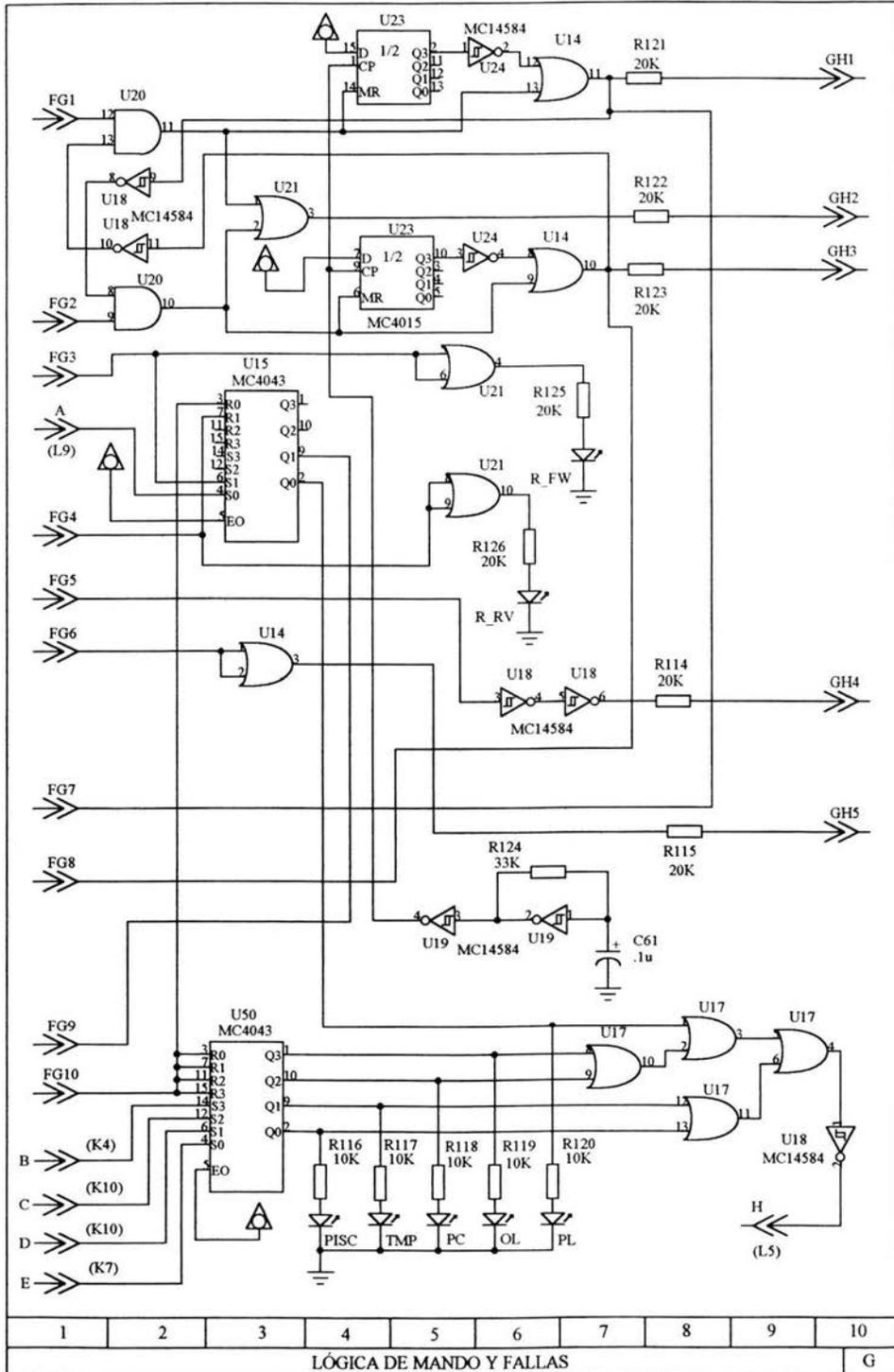
CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



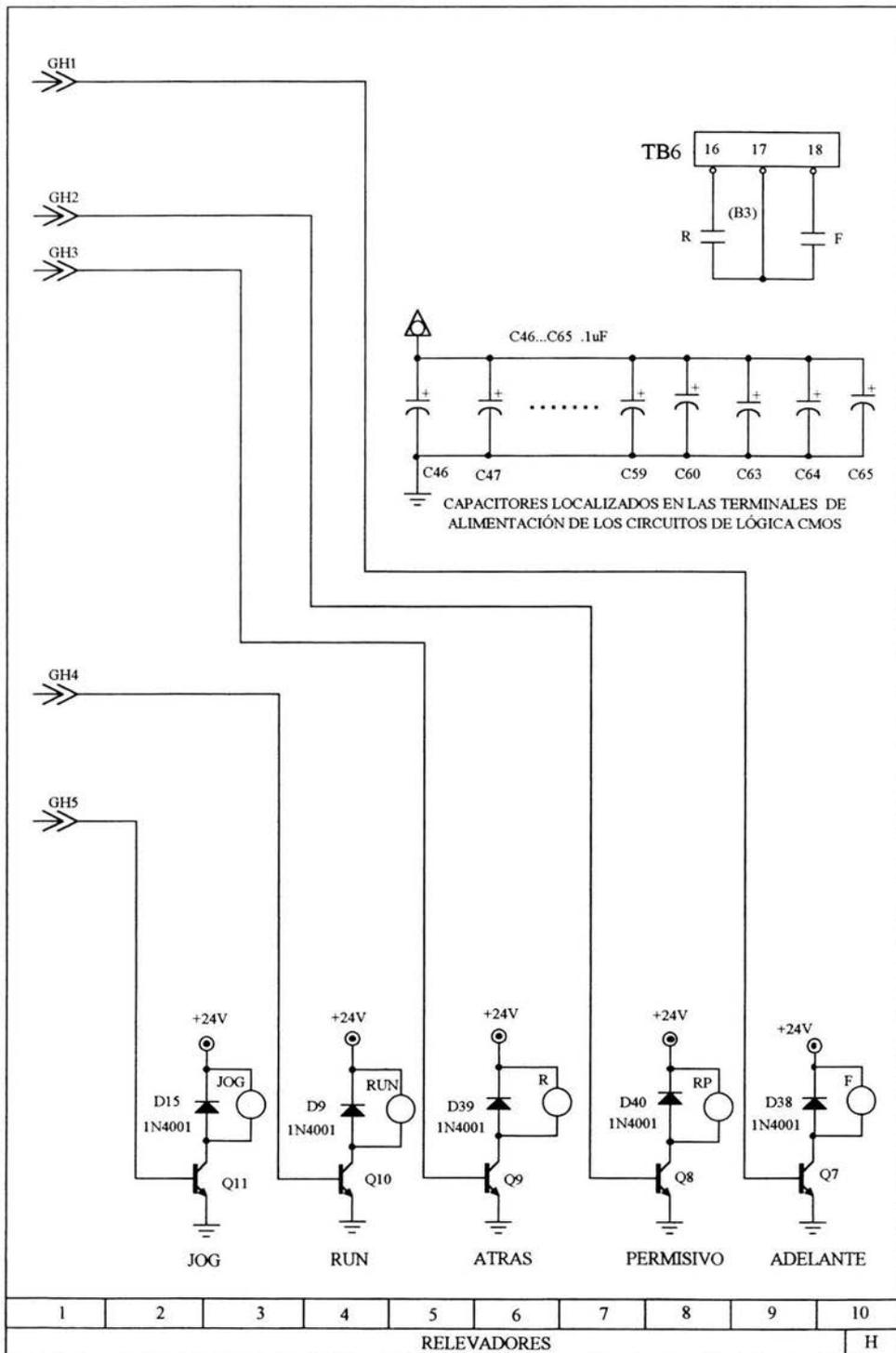
CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



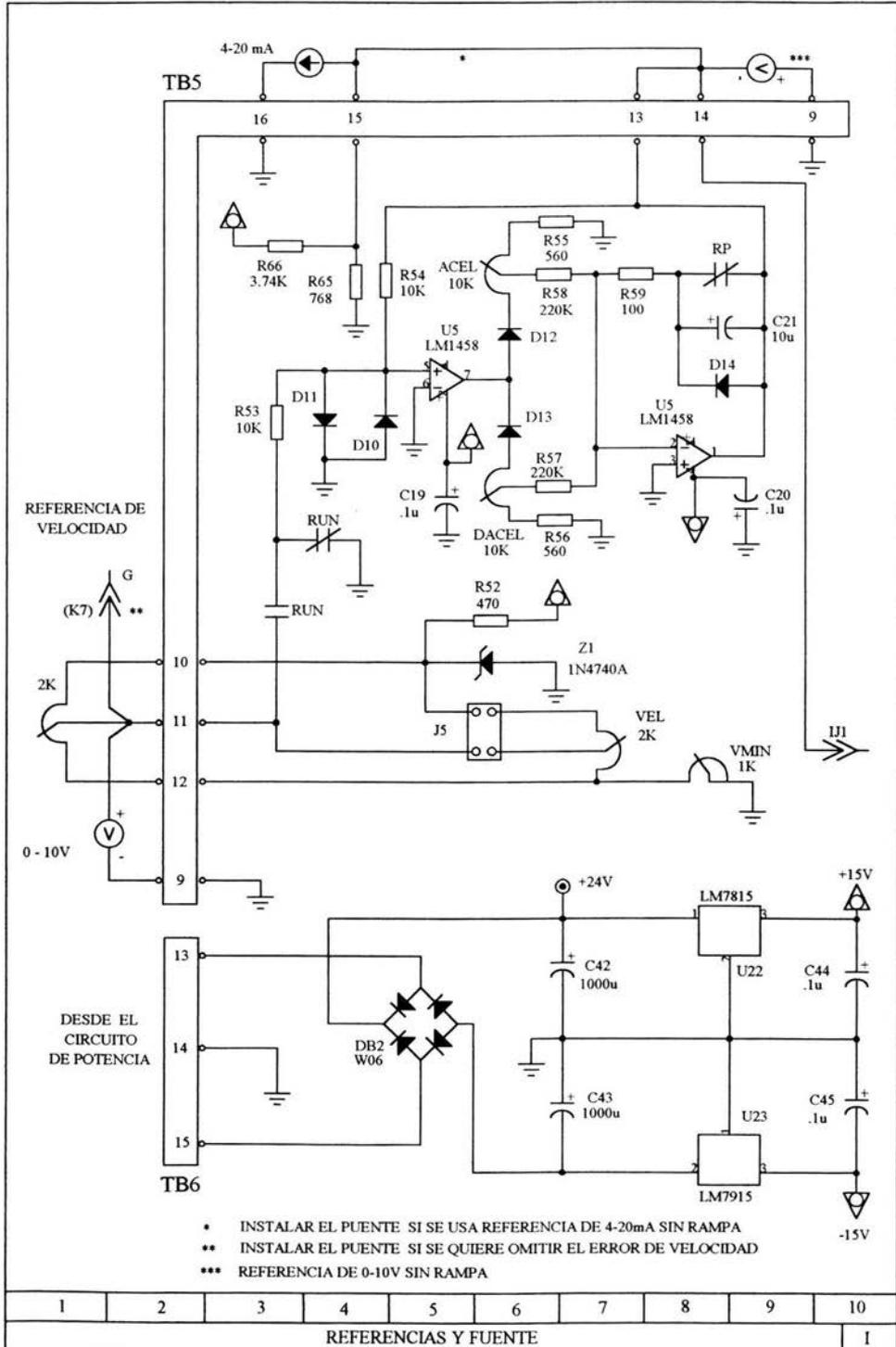
CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



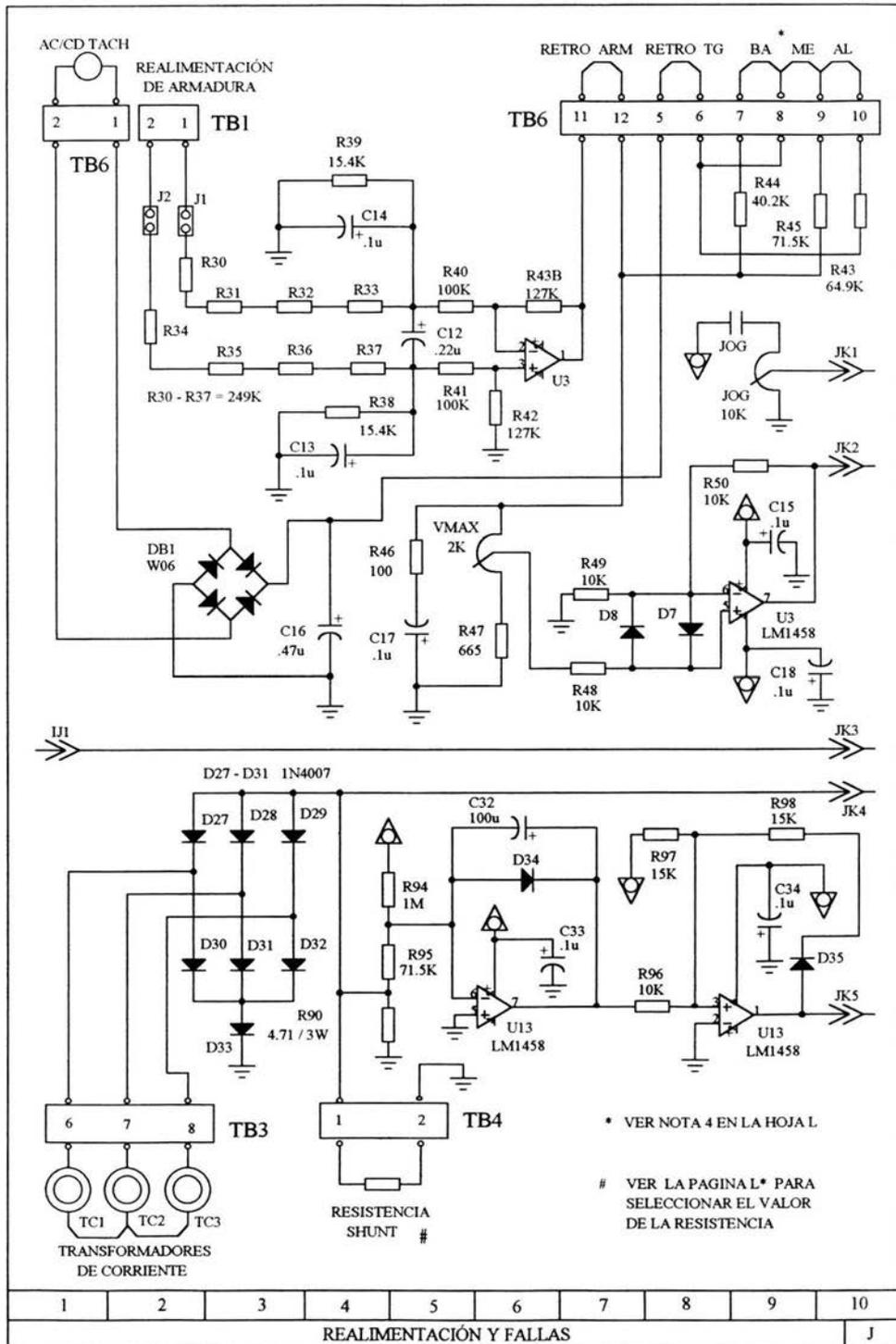
CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



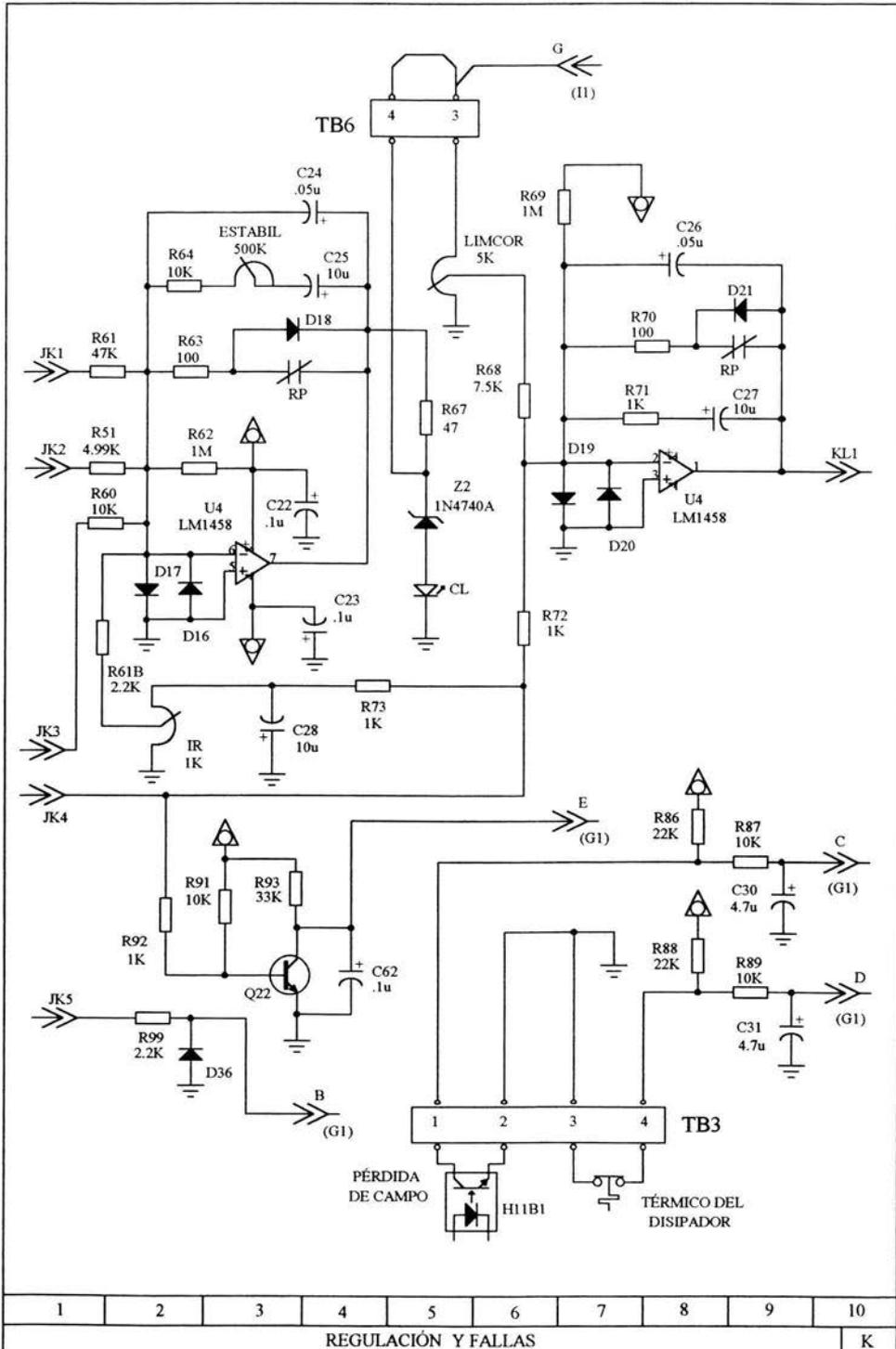
CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD

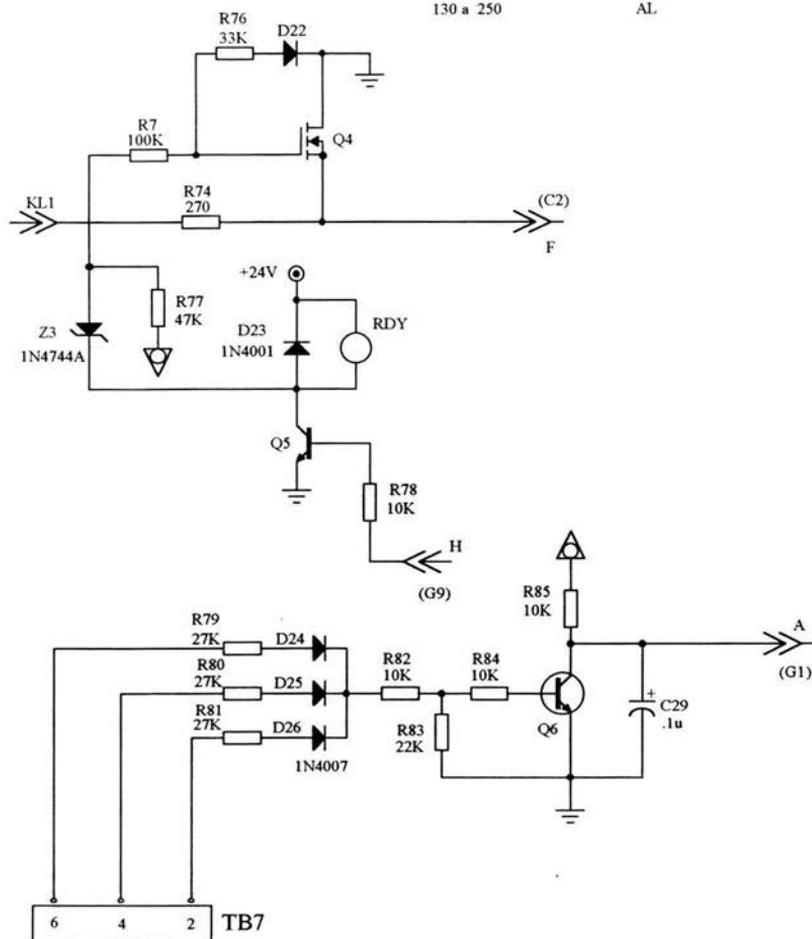


CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD

NOTAS:

- 1.- TODOS LOS DIODOS SON 1N914 EXCEPTO LOS INDICADOS
- 2.- TODAS LAS RESISTENCIAS SON A 1/4W EXCEPTO LAS INDICADAS
- 3.- EN LAS ETIQUETAS QUE TIENEN LAS FLECHAS DE SALTO, EL DESIGNADOR ENTRE PARENTESIS INDICA LA ZONA A LA CUAL SE EJECUTA EL SALTO Y EL OTRO ES EL NOMBRE DEL SALTO

4.-	VOLTAJE DEL TG	PUENTE INSTALADO
	40 a 160	BA
	70 a 250	ME
	130 a 250	AL



VIENE DE LOS TRANSFORMADORES DE SINCRONIA

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
ERROR ACTUANTE Y FALLAS									L

CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD

CORRIENTES DE ARMADURA (Acd)

HP	VOLTAJE DE ARMADURA (Vcd)				
	90	180	240	500	
0.25	2.5	1.25			
0.33	3.2	1.6			
0.5	5.2	2.5			
0.75	7.6	3.7			
1	10	4.9			
1.5		7.5			
2		9.6			
3		14			
5		17.7			8.3
7.5		28			12.3
10		34.3	17.2		

Nota: Valores típicos para motores a 1750 rpm

RESISTENCIAS SHUNT (ohms)

HP	VOLTAJE DE ARMADURA (Vcd)				
	90	180	240	500	
0.25	16	16**			
0.33	12.5	16**			
0.5	7.7	16			
0.75	5.27	10.82			
1	4	8.17			
1.5		5.34			
2		4.17			
3		2.86			3.77
5		3.26			4.82
7.5					3.25
10		2.33			

** Colocar Rshunt para 1/2 hp / 180Vcd

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
RESISTENCIAS SHUNT Y CORRIENTE										L*

CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD

NOR	NAND	OR	AND																																				
<p>MC14001B 4 NOR de 2 entradas</p>	<p>MC14011B 4 NAND de 2 entradas</p>	<p>MC14071B 4 OR de 2 entradas</p>	<p>MC14081B 4 AND de 2 entradas</p>																																				
<p>MC14025B 3 NOR de 3 entradas</p>	<p>MC14023B 3 NAND de 3 entradas</p>	<p>MC14075B 3 OR de 3 entradas</p>	<p>MC14073B 3 AND de 3 entradas</p>																																				
<p>MC14002B 2 NOR de 4 entradas</p> <p style="text-align: center;">NC = 6, 8</p>	<p>MC14012B 2 NAND de 4 entradas</p> <p style="text-align: center;">NC = 6, 8</p>	<p>MC14072B 2 OR de 4 entradas</p> <p style="text-align: center;">NC = 6, 8</p>	<p>MC14082B 2 AND de 4 entradas</p> <p style="text-align: center;">NC = 6, 8</p>																																				
<p>MC14078B 1 NOR de 8 entradas</p> <p style="text-align: center;">NC = 6, 8</p>	<p>MC14068B 1 NAND de 8 entradas</p> <p style="text-align: center;">NC = 6, 8</p>	<p>TABLA DE VERDAD</p>																																					
<p>VDD= PIN 14 VSS= PIN 7 EN TODOS LOS COMPONENTES</p>																																							
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th colspan="2">ENTRADAS</th> <th colspan="4">SALIDA F</th> </tr> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>OR</th> <th>NOR</th> <th>AND</th> <th>NAND</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>				ENTRADAS		SALIDA F				A	B	OR	NOR	AND	NAND	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	0
ENTRADAS		SALIDA F																																					
A	B	OR	NOR	AND	NAND																																		
0	0	0	1	0	1																																		
0	1	1	0	0	1																																		
1	0	1	0	0	1																																		
1	1	1	0	1	0																																		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10																														
COMPONENTES C-MOS									M																														

CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD

MC14015B

Dos registro de corrimiento estático de 4 bits

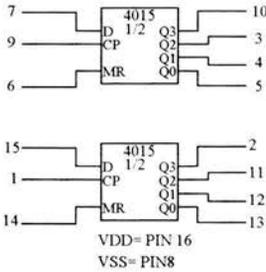


TABLA DE VERDAD

CP	D	MR	Q0	Qn
⎓	0	0	0	Qn-1
⎓	1	0	1	Qn-1
⎓	X	0	No C	No C
X	X	1	0	0

X= No importa
 Qn= Q0, Q1, Q2 o Q3
 Qn-1= Estado de la salida anterior
 No C= No cambia

MC14043B

Cuatro Flip-Flop S-R

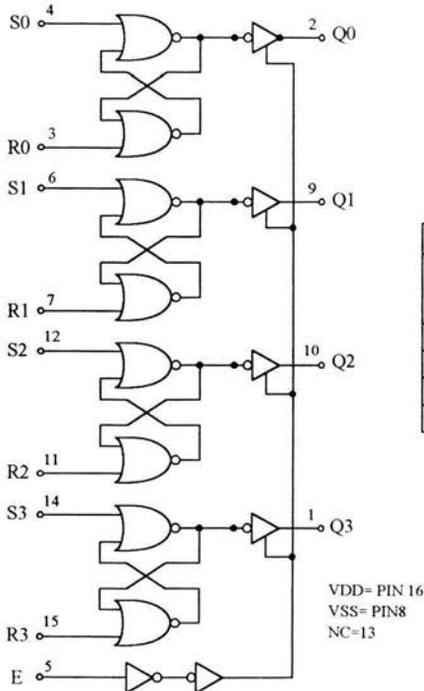


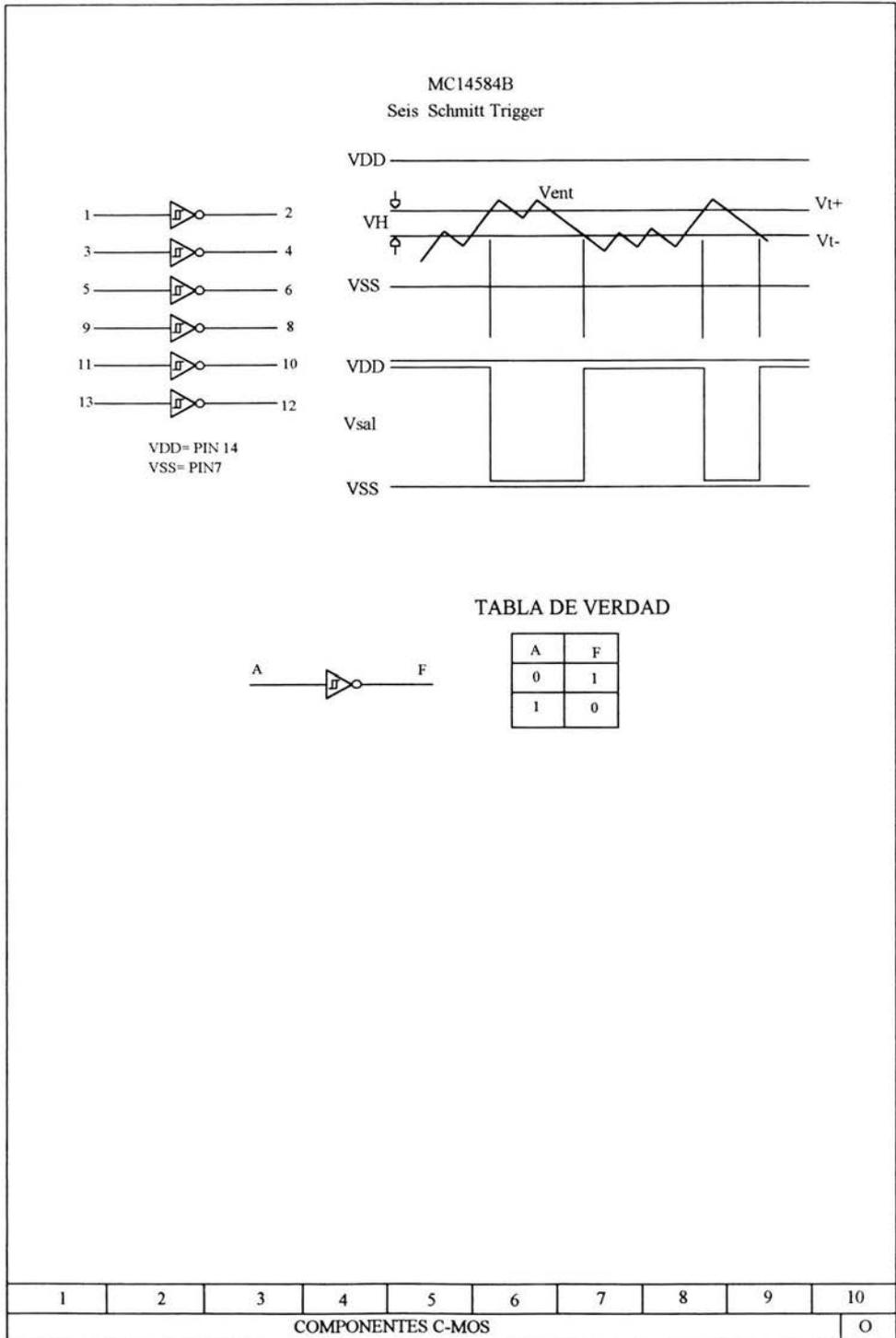
TABLA DE VERDAD

S	R	E	Q
X	X	0	Alta impedancia
0	0	1	No C
0	1	1	0
1	0	1	1
1	1	1	1

X= No importa
 No C= No cambia

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
COMPONENTES C-MOS										
										N

CONTROLADOR REVERSIBLE DE CD



PRUEBAS

Pruebas

El controlador se probó con tres motores, 1/2hp, 1hp y 2hp para observar su desempeño al cambiar el tipo de realimentación (voltaje de armadura o taco-generador) y también con diferentes ajustes en la compensación IR, los resultados pueden observarse en las tablas y gráficas que se muestran a continuación.

Regulación de velocidad en un motor de 1/4hp, 1800rpm, $V_{arm}=120Vcd$, $V_{campo}=120V$ con excitación separada, $IR=0$, realimentado por voltaje de armadura

<i>Torque (lb*ft)</i>	<i>I_{arm} (Acd)</i>	<i>Velocidad (rpm)</i>	<i>% RegVel</i>
0	0.1	1350	0
2	0.6	1340	0.741
3	0.8	1330	1.481
4	0.95	1320	2.222
5	1.1	1312	2.815
6	1.25	1308	3.111
8	1.5	1300	3.704
9	1.6	1295	4.074
10	1.7	1290	4.444
11	1.9	1285	4.815
12	2	1280	5.185
15	2.4	1270	5.926
18	2.8	1260	6.667
19.4	3	1250	7.407

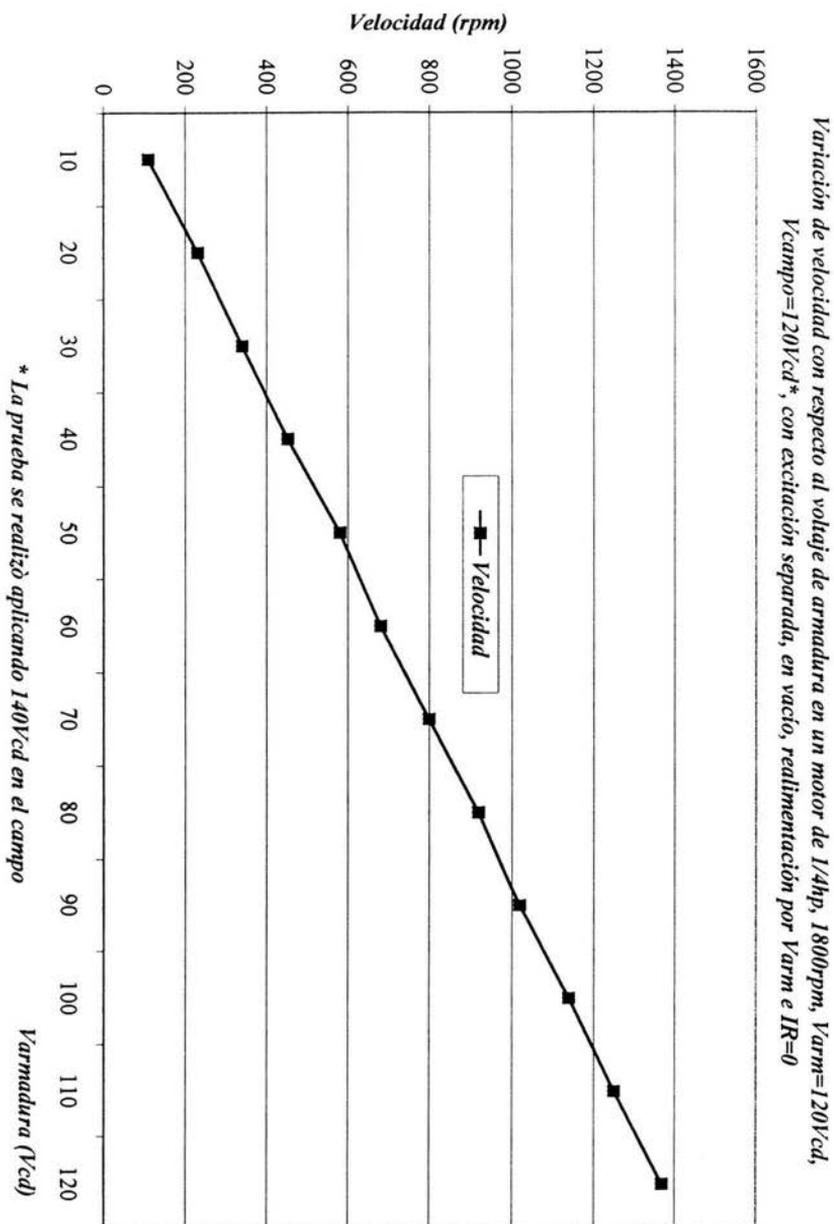
%Reg velocidad = (Velocidad en vacío - Velocidad con carga) / Velocidad con carga

Variación de I_{armadura} y de la velocidad con respecto al V_{armadura} en vacío

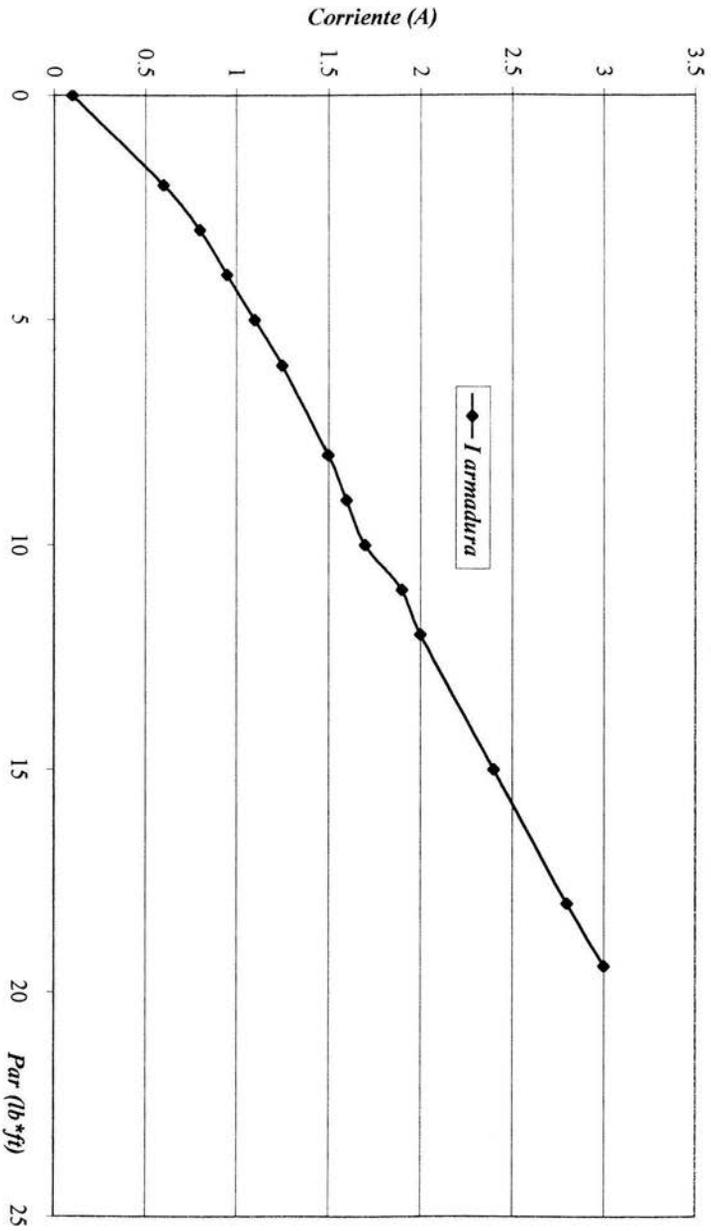
<i>V_{armadura}</i>	<i>Velocidad</i>	<i>I_{armadura}</i>
10	110	0.08
20	230	0.1
30	340	0.1
40	452	0.1
50	580	0.1
60	680	0.1
70	800	0.1
80	920	0.1
90	1020	0.1
100	1140	0.1
110	1250	0.1
120	1370	0.1

I_{campo} = constante = 0.4A

** La prueba se realizó aplicando 140Vcd en el campo*

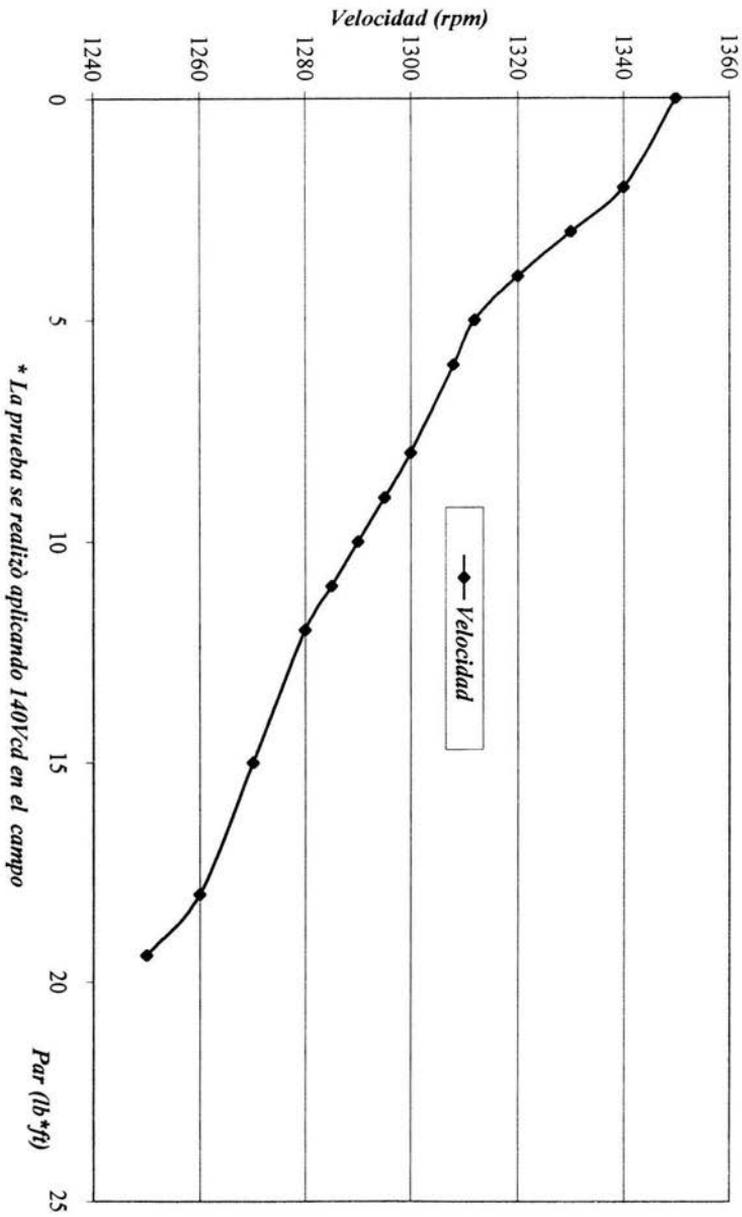


Variación de corriente con respecto al par en un motor de 1/4hp, 1800rpm, $V_{arm}=120V_{cd}$, $V_{campo}=120V_{cd}$ *, con excitación separada, realimentado por V_{arm} e $IR=0$



* La prueba se realizó aplicando 140V_{cd} en el campo

Variación de velocidad con respecto al par en un motor de 1/4hp, 1800rpm, 120Vcd, Vcampo=120Vcd*, con excitación separada, realimentado por Varm e IR=0



Regulación de velocidad en un motor de 1hp, 1750rpm, $V_{arm}=90V_{cd}$, $I_{arm}=10A_{cd}$, de imán permanente, realimentado por voltaje de armadura y $L_{cor}=100\%$

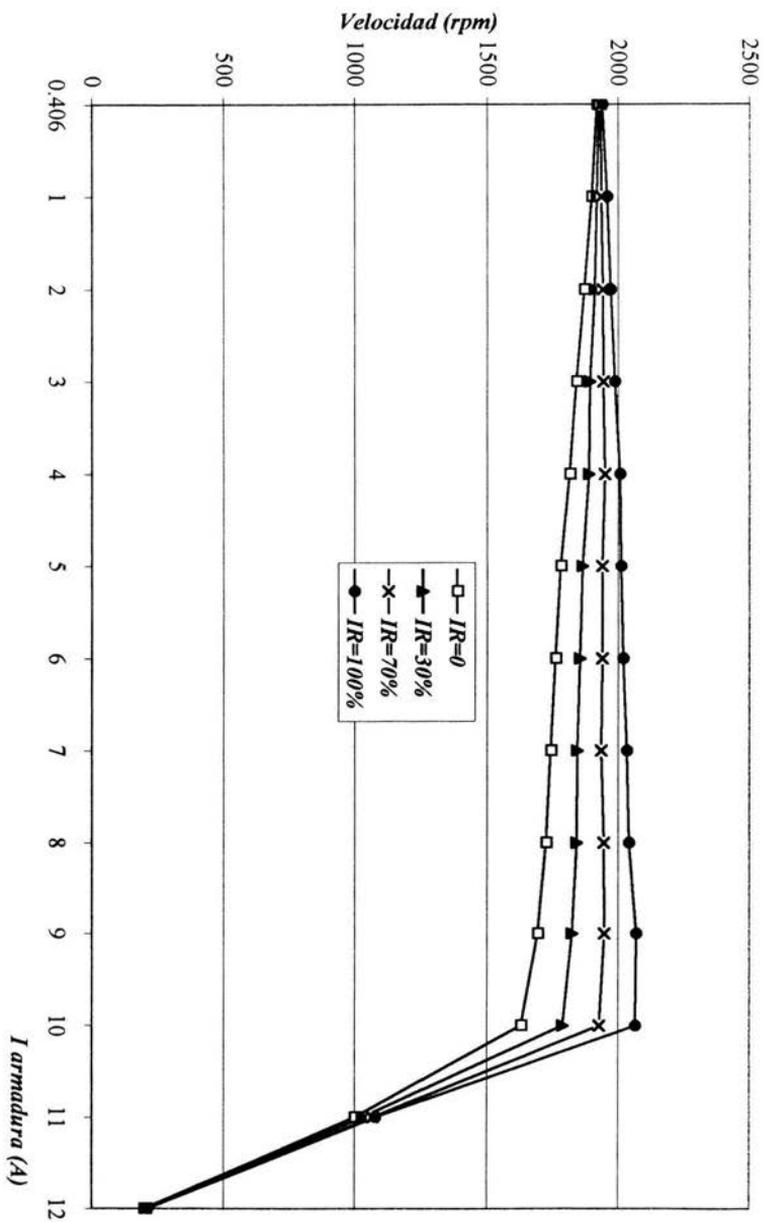
I_{arm}	Velocidad (rpm)*			
	IR = 0%	IR = 30%	IR = 70%	IR = 100%
0.406	1918	1925	1934	1940
1	1898	1918	1936	1958
2	1870	1910	1942	1971
3	1840	1892	1944	1987
4	1815	1888	1950	2007
5	1780	1865	1940	2012
6	1760	1854	1940	2020
7	1742	1844	1935	2032
8	1725	1843	1945	2040
9	1694	1825	1948	2068
10	1630	1788	1927	2065
11	1000	1030	1070	1080
12	200	204	209	213

I_{arm}	% de regulación de velocidad			
	IR = 0%	IR = 30%	IR = 70%	IR = 100%
0.406	0	0	0	0
1	1.05	0.36	-0.1	-0.92
2	2.57	0.79	-0.41	-1.57
3	4.24	1.74	-0.51	-2.37
4	5.67	1.96	-0.82	-3.34
5	7.75	3.22	-0.31	-3.58
6	8.98	3.83	-0.31	-3.96
7	10.1	4.39	-0.05	-4.53
8	11.19	4.45	-0.57	-4.9
9	13.22	5.48	-0.72	-6.19
10	17.67	7.66	0.36	-6.05
11				
12				

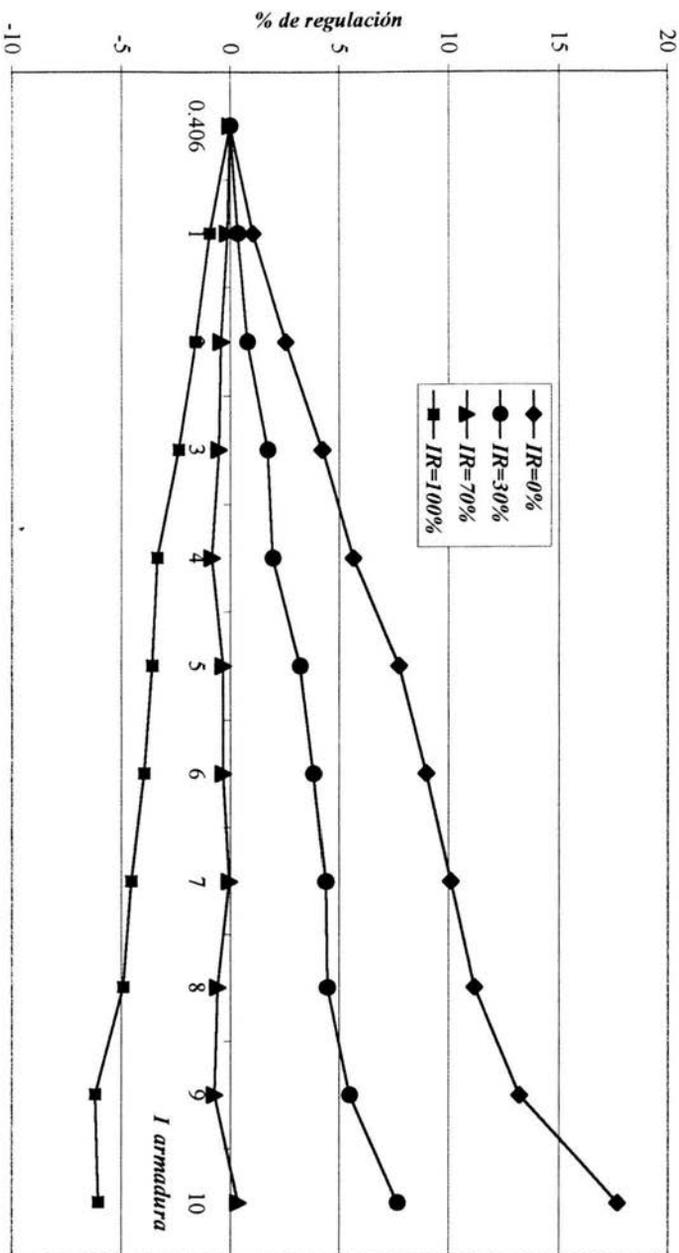
* Para 90V armadura en vacío

$\%Reg\ velocidad = (Velocidad\ en\ vacío - Velocidad\ con\ carga) / Velocidad\ con\ carga$

Variación de velocidad con respecto a la armadura en un motor de 1hp, 1750rpm, $V_{arm}=90V_{cd}$, $I_{arm}=10A_{cd}$, de imán permanente, realimentado por Varm



% de regulación de velocidad con respecto a la I armadura en un motor de 1hp, 1750rpm, $V_{arm}=90V_{cd}$, $I_{arm}=10A_{cd}$, de inducción permanente, realimentado por Varm



Regulación de vel. en un motor de 2hp, 1750rpm, Varm=180Vcd, Iarm= 9.7Acd, de imán permanente, realimentado por voltaje de armadura y por tg, Lcor=100%

<i>I arm</i>	<i>Velocidad (rpm)*</i>				
	<i>IR = 0%</i>	<i>IR = 30%</i>	<i>IR = 70%</i>	<i>IR = 100%</i>	<i>TG IR=0%</i>
0.3	1910	1930	1938	1943	1908
1	1900	1918	1940	1954	1908
2	1860	1910	1950	1973	1908
3	1850	1892	1940	1985	1910
4	1810	1874	1955	2001	1911
5	1785	1875	1943	2009	1911
6	1755	1856	1940	2015	1911
7	1748	1838	1938	2028	1912
8	1736	1855	1947	2043	1912
9	1704	1836	1949	2070	1911
10	1636	1790	1930	2064	1912
11	970	1020	1048	1087	940
12	210	212	215	217	220

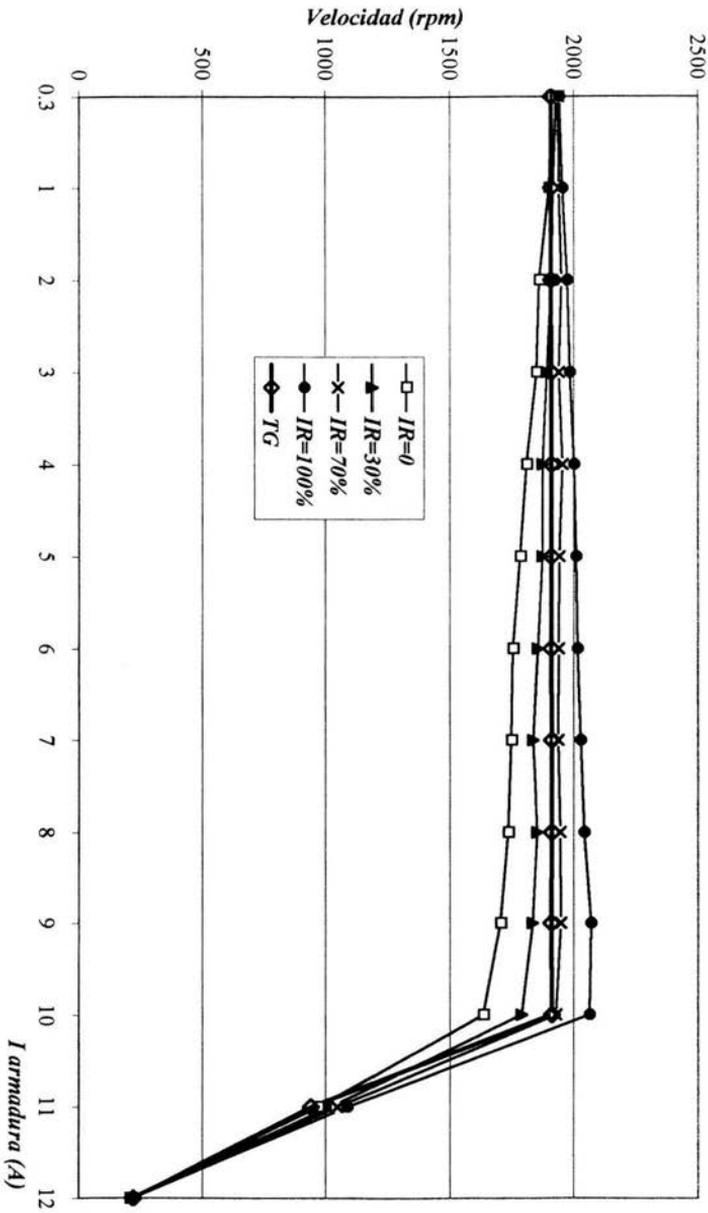
** Para 180V armadura en vacío*

<i>I arm</i>	<i>% de regulación de velocidad</i>				
	<i>IR = 0%</i>	<i>IR = 30%</i>	<i>IR = 70%</i>	<i>IR = 100%</i>	<i>TG IR=0%</i>
0.3	0	0	0	0	0
1	0.53	0.63	-0.1	-0.56	0
2	2.69	1.05	-0.62	-1.52	0
3	3.24	2.01	-0.1	-2.12	-0.1
4	5.52	2.99	-0.87	-2.9	-0.16
5	7	2.93	-0.26	-3.29	-0.16
6	8.83	3.99	-0.1	-3.57	-0.16
7	9.27	5.01	0	-4.19	-0.21
8	10.02	4.04	-0.46	-4.89	-0.21
9	12.09	5.12	-0.56	-6.14	-0.16
10	16.75	7.82	0.41	-5.86	-0.21
11					
12					

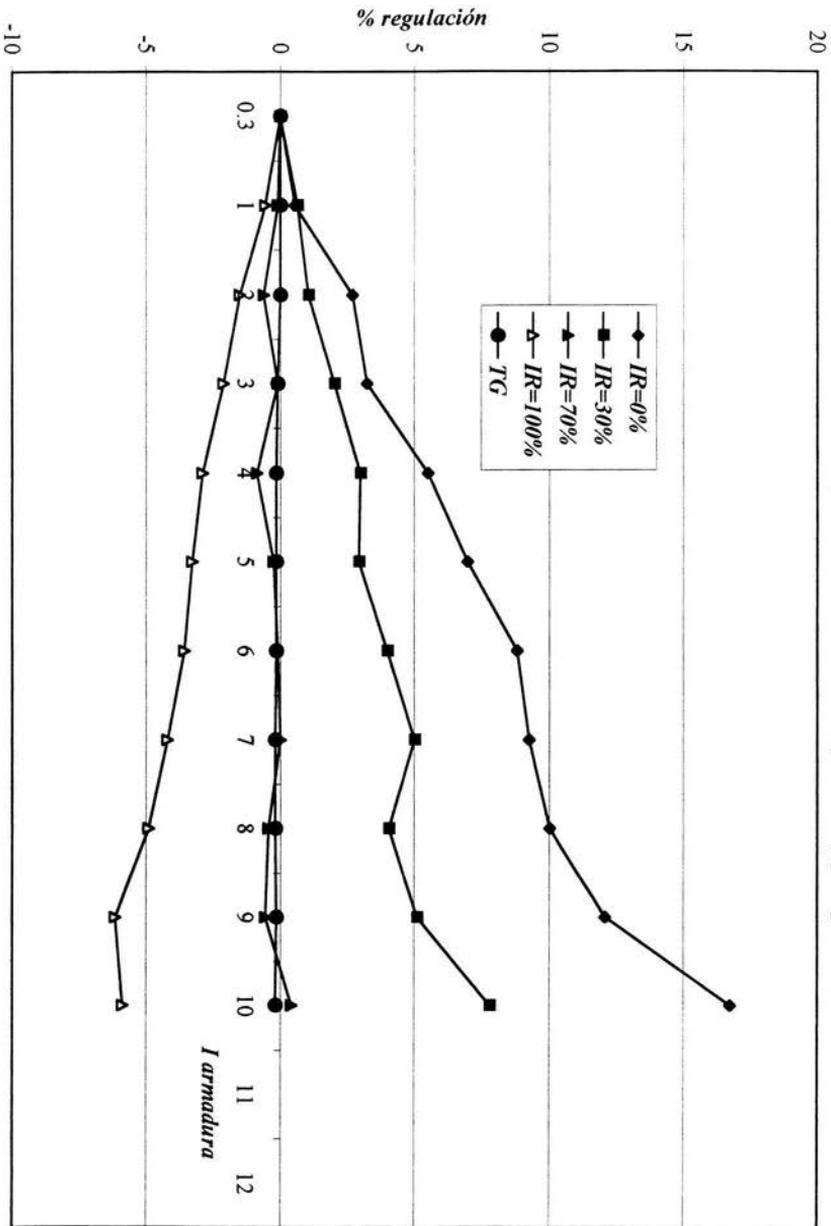
** Para 180V armadura en vacío*

%Reg velocidad = (Velocidad en vacío - Velocidad con carga) / Velocidad con carga

Variación de velocidad con respecto a la I armadura en un motor de 2hp, 1750rpm, $V_{arm}=180V_{cd}$, $I_{arm}=9,74cd$, de imán permanente, realimentado por V_{arm} y por tg



% de regulación de velocidad con respecto a la Iarmadura en un motor de 2hp, 1750rpm, $V_{arm}=180V_{cd}$, $I_{arm}=9,7A_{cd}$, de inductancia permanente, redimentado por V_{arm} y por tg



CONCLUSIONES

Conclusiones

El controlador reversible de corriente directa fue probado con tres motores uno de 1/2hp, 1800rpm, $V_{arm} = 120V_{cd}$, $I_{arm} = 3A_{cd}$, $V_{campo} = 120V_{cd}$ realimentado por voltaje de armadura, otro de 1hp, 1750rpm, $V_{arm} = 90V_{cd}$, $I_{arm} = 10A_{cd}$ con realimentación por voltaje de armadura y otro de 2hp, 1750rpm, $V_{arm} = 180V_{cd}$, $I_{arm} = 9.7A_{cd}$ con realimentación por voltaje de armadura y por taco-generador.

Como se puede observar en las tablas que contienen los datos de las pruebas, si se usa realimentación por voltaje de armadura y se elige un ajuste adecuado de la compensación por voltaje IR se pueden lograr regulaciones de velocidad de alrededor del 1%, mientras que si se elimina la compensación por voltaje IR se obtienen regulaciones de hasta 17%, por otro lado si se elige una sobre-compensación por voltaje IR se logran regulaciones de hasta -6% (sobre-velocidad), lo cual puede ocasionar problemas de inestabilidad.

Puede observarse también que en el caso de realimentación por taco-generador se obtiene una regulación de alrededor del -1% (cuando se usa realimentación por taco-generador la realimentación por IR se debe poner a "0" cero).

En las gráficas se puede observar que en el momento de alcanzarse la corriente nominal del motor (la cual es ajustada con una resistencia shunt como se indicaba en la hoja L* del apéndice), la velocidad de este comienza a disminuir rápidamente, esto se debe a que en este momento comienza a actuar el límite de corriente (porque este está ajustado al 100%) con el propósito de impedir que el motor trabaje por arriba (con una corriente) de su dato de placa.

En el caso de la protección por sobre-carga (ajustando el límite de corriente al 150%) se colocó una resistencia shunt para 9.6A y un motor de 2hp, 180Vcd, se arrancó el controlador y se ajustó el voltaje de salida a 180Vcd, después se le aplicó carga hasta obtener 13A (140%) en la armadura, después de 35s se encendió el led de falla por sobre-carga (OL) y el equipo paró inmediatamente, lo cual está de acuerdo con la ecuación 4-11 del capítulo 4 que nos indica que deben ser 37s.

En el caso de pérdida de fase se arrancó el controlador y después de un momento se desconectó la alimentación en la terminal L2 tras lo cual se encendió el led de falla por pérdida de fase y el equipo paró inmediatamente. Es de hacerse notar que en caso de perder la L1 ó la L2 el equipo se apaga por completo pero no se ilumina ningún led porque en este caso no tenemos fuente de alimentación.

Conclusiones

En el caso de la falla por pérdida de campo, esta debe ser puenteada cuando se utilice motor con imán permanente, esta fue probada con el motor de 1/2hp, se arrancó el controlador, tras lo cual se retiró una de las terminales de la fuente de campo, y entonces se encendió el led de pérdida de campo y el equipo se apagó inmediatamente.

De acuerdo con los resultados obtenidos en las pruebas se puede considerar que el controlador se comporta de manera satisfactoria tanto en regulación de velocidad como en protección del motor.

BIBLIOGRAFÍA

Bibliografía

FITZGERALD, A. Máquinas Eléctricas. Quinta edición. México, McGraw Hill, 1992.

KOSOW, IRVING L. Electric Machinery and Transformers. Second edition. USA, Prentice Hall, 1991.

GOURISHANKAR, VEMBU. Conversión de Energía Electromecánica. México, Representaciones y Servicios de Ingeniería, 1975.

HAYT WILLIAM H. KEMMERLY JACK E. Engineering Circuit Analysis. New York, McGraw Hill, 1993.

CHAPMAN, STEPHEN J. Electric Machinery Fundamentals. 3rd edition. New York, McGraw Hill, 1989.

L. SCHILLING DONALD, BELOVE CHARLES. Circuitos Electrónicos. 2da edición Alfaomega Marcombo,

MALVINO, ALBERT PAUL. Electronic Principles. 6th edition. New York, McGraw Hill.

JACOB MILLMAN, ARVIN GRABEL. Microelectronics. 2nd edition. New York, McGraw Hill, 1987.

MANO, MORRIS. Lógica Digital y Diseño de Computadores. México, Prentice-Hall, 1992.

KUO, BENJAMIN. Automatic Control Systems. 3rd Edition. New Jersey, Prentice-Hall, 1975.

Bibliografía

OGATA, KATSUHIKO. Ingeniería de Control Moderna. 2a. Edición. Prentice-Hall Hispanoamericana, 1993

GLISSON, T.H. Introduction to System Analysis. 2nd edition. New York, McGraw Hill, 1985.

H. SEIDMAN ARTHUR. Integrated Circuits Applications Handbook. New York. Wiley, 1983.

MOTOROLA. Analog / Interface ICs Device Data, Vol 1, Motorola Inc, 1996

MOTOROLA. CMOS logic Data, Motorola Inc, 1991