



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
Facultad de Ingeniería Eléctrica



“DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE INDUCCION TRIFASICO PARA USO EN EL LABORATORIO DE CONTROLES ELECTRONICOS INDUSTRIALES”

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:
INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: **ELECTRONICA**

Presentada por:

José Severo Cáceres Navarrete

Guayaquil - Ecuador

1989



D-9700

CIB



BIBLIOTECA

A G R A D E C I M I E N T O

Al Ing. NORMAN CHOOTONG CHING, Director de Tesis, por su gran ayuda y colaboración para la realización de este trabajo.

Y a todos aquellos que hicieron posible mi formación:

A mis profesores

A mis amigos

A mi familia

Y al Ing. Alberto Larco

DEDICATORIA



BIBLIOTECA

A MIS PADRES

A MIS HERMANOS

DEDICATORIA

A MI ESPOSA

A MI HIJO



BIBLIOTECA

Jorge Flores M.

Ing. Jorge Flores M.
SUB-DECANO DE LA FACULTAD
DE INGENIERIA ELECTRICA

Norman Chootong Ch.

Ing. Norman Chootong Ch.
DIRECTOR DE TESIS

Alberto Larco G.

Ing. Alberto Larco G.
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

Xavier Urquiza C.

Ing. Xavier Urquiza C.
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, me corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL"

(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL)



José Severo Cáceres Navarrete

R E S U M E N

El trabajo a desarrollarse tiene como objetivo principal diseñar, construir y estudiar las características y las aplicaciones de un inversor que controle la velocidad de un motor de inducción trifásico para realizar prácticas en el laboratorio de Controles Electrónicos Industriales.

Entre los aspectos más sobresalientes del trabajo se tiene: el uso de amplificadores operacionales que proporcionan una gran flexibilidad y fiabilidad al sistema de control por su alta impedancia de entrada. Se ha dispuesto además de OPTO-AISLADORES, cuyas características de funcionamiento permiten AISLAR y a la vez acoplar el sistema de control con el circuito de fuerza, evitándose de este modo el uso de relés, transformadores de impulso, etc. Debido a que el inversor a construirse es de pequeña potencia, se ha utilizado transistores en el circuito de fuerza, en vez de tiristores, con el fin de hacer al equipo menos voluminoso, menos pesado, más barato y más fiable, dada la complicación inherente al bloqueo forzado de los tiristores. Así, es normal encontrar convertidores c.c./c.a. con transistores hasta de algunos KVA.

El desarrollo del trabajo es meramente práctico, esta es la razón por la que no se ha hecho un análisis profundo en forma teórica del convertidor, pero así mismo se presentan aspectos prácticos muy importantes en su diseño, construcción y funcionamiento.

INDICE GENERAL

	Pag.
Resumen	VII
Indice General	VIII
Indice de Figuras	XII
Introducción	20
I. MOTORES AC	22
1.1 Introducción	22
1.2 Motores de Inducción	22
1.3 Producción del Torque	24
1.4 Circuito equivalente	29
1.5 Análisis del circuito equivalente	32
1.6 Operación con voltaje variable	33
1.7 Operación con frecuencia variable	35
1.8 Motores síncronos	40
1.9 Operación con frecuencia variable	42
II. METODO DE OPERACION DEL CONVERTIDOR DE FRECUEN CIA	45
2.1 Convertidor de frecuencia de modulación	45
2.1.1 Voltaje y frecuencia varían simul- táneamente	46
2.1.2 Regulación de voltaje	47
2.1.3 Control de frecuencia	48

	Pag.	
2.1.4	Período de seis pulsos	49
2.1.5	Período de doce pulsos	50
2.1.6	Límite de la corriente	52
2.1.7	Freno	52
2.1.8	Ventajas y desventajas	53
2.2	Convertidor de frecuencia PAM con <u>recti</u> ficador controlado	54
2.2.1	Ventajas y desventajas	56
2.3	Convertidor de frecuencia de modulación de ancho de pulso PWM	57
2.3.1	Freno	61
2.3.2	Ventajas y desventajas	62
2.4	Inversor con fuente de corriente CSI	63
2.4.1	Freno	66
2.4.2	Ventajas y desventajas	67
III.	DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL	68
3.1	Introducción	68
3.2	Diagrama de bloques	68
3.3	Circuito de arranque y parada	70
3.4	Integrador (Control de aceleración y desaceleración)	73
3.5	Convertidor de voltaje a frecuencia	79



BIBLIOTECA

	Pag.
3.5.1 Convertidor de voltaje a frecuencia	80
3.5.2 El multivibrador en modo ASTABLE	83
3.6 Contador (Ring Counter)	86
3.7 Control de la barra DC	90
3.8 Circuito de fuerza	98
3.8.1 El rectificador	98
3.8.2 Análisis del circuito de salida -	101
3.8.3 Formas de onda de las corrientes en la salida del inversor	105
3.9 Fuentes de poder	111
3.10 Protecciones del circuito de control	113
3.11 Rango de Operación del inversor (frecuencia y potencia)	115
3.12 Especificaciones técnicas y características del motor AC usado	117
IV. CONSTRUCCION DEL EQUIPO	118
4.1 Construcción del sistema de control	
4.1.1 Lista de materiales	118
4.1.2 Diseño de los circuitos impresos	122
V. PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	131

	Pag.
5.1 Pruebas en el equipo. Formas de onda	131
5.2 Resultados experimentales	134
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	152
Apéndices	154
A. Cálculo de la red de protección para los tiristores en el rectificador	154
B. Cálculo de la red de protección para los transistores de fuerza	156
Anexos	158
I. Manual del usuario	158
Bibliografía	162

INDICE DE FIGURAS

	Pag.
1.1 Torque de un motor	24
1.2 Motor de inducción, rotor en cortocircuito	25
1.3 Producción del torque por interacción del flujo del entrehierro y la FMM del rotor	27
1.4 Circuito equivalente por fase de un motor de inducción	29
1.6 Diagrama fasorial del circuito equivalente	31
1.7 Circuito equivalente aproximado	31
1.8 Curvas torque-velocidad con voltaje del estator variable	34
1.9 Curvas torque-velocidad a frecuencia variable	36
1.10 Curvas torque-velocidad manteniendo constante la relación Volts/Hertz	37
1.11 Regiones de curva torque-velocidad con fuente de voltaje variable y frecuencia variable	38
1.12 Relación voltaje-frecuencia en un motor de inducción	39
1.13 Motor síncrono ideal trifásico de dos polos	40
1.14 Curvas torque-frecuencia de un motor síncrono.	42

11



	Pag.
2.1.1 Convertidor de frecuencia PAM	46
2.1.2 Regulación del voltaje	47
2.1.3 Control de frecuencia por medio del voltaje variable DC	48
2.1.4 Máximo voltaje y máxima frecuencia con una señal de seis pulsos	50
2.1.5 Mitad del voltaje y mitad de la frecuencia con una señal de seis pulsos	50
2.1.6 Corriente del motor con un PAM de seis pulsos (carga y velocidad 100%)	51
2.1.7 Máx. voltaje y máx. frecuencia con una señal de 18 pulsos	51
2.1.8 Mitad del voltaje y mitad de la frecuencia con una señal de 18 pulsos	51
2.1.9 Corriente del motor con un PAM de doce pulsos (carga y vel. 100%)	52
2.2.1 Convertidor de frecuencia PAM con rectificador controlado	54
2.2.2 Convertidor de frecuencia con inversor de freno	55
2.3.1 Convertidor de frecuencia PWM	57
2.3.2 Voltaje máx. y frecuencia máx. en un PWM	58

	Pag.
2.3.3 Mitad voltaje y mitad frecuencia en un PWM	58
2.4.1 Convertidor de frecuencia CSI	63
2.4.2 Corriente del motor en un convertidor CSI	64
2.4.3 Voltaje de una fase en un convertidor CSI	65
2.4.4 Freno en un convertidor de frecuencia CSI	66
3.2.1 Diagrama de bloques	69
3.3.1 Circuito de arranque y parada	72
3.4.1 Control de aceleración y desaceleración	74
3.4.2 Esquema auxiliar para el cálculo diferencial V_d	75
3.4.3 Variación de los voltajes V_c , V_e y V_f con respecto al tiempo	78
3.5.1 Convertidor voltaje a frecuencia	79
3.5.2 Bomba de corriente Howland modificada	80
3.5.3 Multivibrador en modo astable	84
3.5.4 Variación de los voltajes en los puntos - S_1 , S_2 y en el capacitor C_4 con respecto al tiempo	85
3.6.1 Tabla del presente y próximo estado para el contador de anillos	86
3.6.2 Mapas de karnaugh para minimizar A_{n+1} , - B_{n+1} y C_{n+1}	87

	Pag.
3.6.3 Diagrama esquemático del contador de anillos	88
3.6.4 Diagrama de tiempo de las señales de salida del contador	89
3.7.1 Contador de la barra DC	91
3.7.2 Variación de los voltajes con respecto al tiempo en TPT4, TPT5, capacitor C23. También se muestra Vin que es la señal de entrada del detector	94
3.7.3 Efecto en el ángulo de disparo al variar la velocidad $V1 > V2$ ($\alpha1 < \alpha2$)	96
3.7.4 a) Señal de voltaje en TPT4	97
b) Pulsos para prender los tiristores	
3.8.1 Circuito de fuerza	99
3.8.2 Diagrama auxiliar para el análisis de una fase	101
3.8.3 Variación de QA, \overline{QA} y el voltaje de salida en la fase R (Se ha tomado $-V_{DC}$ como referencia)	103
3.8.4 Formas de onda del voltaje de las tres fases del inversor. También se presenta la secuencia de prendido de los Darlingtons y	



BIBLIOTECA

	Pag.
los voltajes de línea a línea	104
3.8.5 Configuración básica del inversor con una carga conectada en delta	106
3.8.6 Formas de voltaje y corriente del inversor a) voltaje de línea b), c), d) corriente de fase e) corriente de línea AC	107
3.8.7 Circuito auxiliar para el cálculo de la corriente máxima que puede proporcionar el inversor	108
3.8.8 Circuito equivalente aplicando Thevenin	109
3.9.1 Fuente de poder regulada	113
3.9.2 Sistema de control	114
4.2.1 Diseño de la tarjeta para el circuito de control (cara superior)	124
4.2.2 Diseño de la tarjeta para el circuito de control (cara inferior)	125
4.2.3 Fotografía de la tarjeta de control	126
4.2.4 Diseño del impreso para el circuito de fuerza y fuentes de poder (cara superior)	127
4.2.5 Diseño del impreso para el circuito de fuerza y fuentes de poder (cara inferior)	128



BIBLIOTECA

	Pag.
4.2.6 Fotografía de la tarjeta para el circuito de fuerza y las fuentes de poder	129
4.2.7 Fotografía tablero principal del convertidor	130
4.2.8 Fotografía del equipo construido y motor utilizado para realizar las pruebas	130
5.1.1 Formas de onda en el circuito de aceleración y desaceleración: salida del comparador TPR3	137
5.1.2 Forma de onda en el circuito de aceleración y desaceleración: salida del integrador TPR5	138
5.1.3 Medida simultánea de las formas de ondas en la salida del integrador y del comparador	139
5.1.4 Formas de ondas en el convertidor voltaje a frecuencia; voltaje de control: 2V	140
5.1.5 Formas de onda en el convertidor voltaje a frecuencia; voltaje de control: 4V	141
5.1.6 Formas de onda en el convertidor voltaje a frecuencia; voltaje de control: 6V	142
5.1.7 Formas de onda en el contador; voltaje	

	Pag.
de control: 6V	143
5.1.8 Formas de ondas en el contador; voltaje de control: 6V	144
5.1.9 Pulsos de sincronismo para la señal de salida del multivibrador en el circuito de control de la barra DC: voltaje de control: 6V	145
5.1.10 Formas de ondas en el circuito de control de la barra DC; voltaje de control 6V	146
5.1.11 Voltaje línea a línea en la salida del inversor; voltaje de control: 4V	147
5.1.12 Voltaje línea a línea en la salida del inversor; voltaje de control: 6V	148
5.1.13 Voltajes de línea a línea en la salida del inversor; voltaje de control: 6V	149
5.1.14 Voltaje de línea en la salida del inversor; voltaje de control: 8V	150
5.1.15 Voltaje de línea en la salida del inversor; voltaje de control: 10V	151
B.1 Circuito de protección para los Darling-ton	156

I.1 Tablero principal

159

INTRODUCCION

Cuando un motor eléctrico es usado para mover una determinada carga es posible obtener velocidad variable en diferentes formas. Históricamente dos de los métodos más populares ha sido el uso de motores DC y el uso de varios tipos de instrumentos mecánicos tales como embragues, poleas variables, etc. Sin embargo estos dos procedimientos poseen inherentemente varios problemas, tales como excesivo mantenimiento, problemas de balance y de diseño debido a su tamaño, peso, etc.

Un motor AC es por lo general, un motor libre de mantenimiento y además posee una gran variedad de características especiales, sin embargo, un motor AC es un motor de velocidad constante. La velocidad con la que se mueve depende del diseño básico de un motor en particular. La velocidad es directamente dependiente del número de polos en el motor, Por ejemplo, un motor de 6 polos se mueve a una velocidad constante de 1.200 RPM., si la frecuencia del voltaje de alimentación es de 60 Hz.

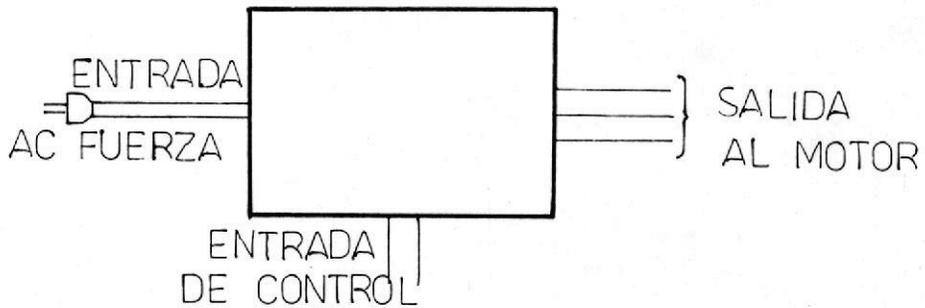
Como el número de polos es constante en el motor AC la única forma de variar su velocidad es modificando la frecuencia del voltaje de alimentación. Así, un motor de 6 polos se moverá a una velocidad de 600 RPM, si la frecuencia es de 30 Hz.

Una vez que se ha establecido que la velocidad de un motor AC puede ser modificada variando la frecuencia, es fácil imaginar una "caja negra" que provee una gran variedad de frecuencias. Esto es exactamente lo que realiza el sistema de control (convertidor) a construirse, es simplemente una -

"caja negra" cuya entrada es el voltaje de la red a 60 Hz. y en la salida podemos obtener un rango de frecuencias (10-120 Hz.) para controlar la velocidad de un motor AC. Se puede pensar que es una "caja negra" que tiene tres conexiones con el mundo exterior:

- (1) Entrada de fuerza
- (2) Salida de fuerza al motor
- (3) Entrada de control

Se puede ilustrar esto, mediante el siguiente esquema:



En el convertidor a construirse la entrada AC de fuerza es de 208 V. monofásico, la entrada de control proviene de un potenciómetro denominado control de velocidad o de una señal que puede provenir de un tacómetro o de un computador. Esta señal es un voltaje DC 0-12V.

La salida de fuerza al motor es una señal trifásica con ondas cuasi-cuadradas de voltaje y frecuencia variables.

CAPITULO I

MOTORES AC

22

1.1 INTRODUCCION

Los motores AC han sido tradicionalmente usados en aplicaciones de velocidad constante lazo abierto, donde las características estáticas de estos motores son de primordial importancia.

En aplicaciones de velocidad variable lazo cerrado una consideración del comportamiento dinámico también es importante. El comportamiento dinámico de un motor AC es más complejo que el de un motor dc. Analizaremos las características estáticas y dinámicas de los motores síncronos y de inducción.

1.2 MOTORES DE INDUCCION

Los motores de inducción, particularmente el tipo jaula de ardilla, es el más comúnmente usado con convertidores de frecuencia.

Los motores trifásicos estandar, también conocidos como motores de cortocircuito y motores jaula de ardilla, no requieren prácticamente mantenimiento porque las únicas partes que se consumen son los rulimanes. Hay varios tipos de motores de inducción:

Motores de Anillos Deslizantes: Tienen los devanados giratorios y por medio de los anillos deslizantes. Pueden insertarse resistencias, así que la velocidad puede ser alterada incrementando las pérdidas de energía en el circuito del rotor.

El deslizamiento (Caída de la velocidad con respecto a la máxima velocidad) será ahora más grande. Pero, toda forma de regulación del deslizamiento viene acompañada con pérdidas de potencia y consecuentemente baja eficiencia. Las resistencias del rotor pueden ser reemplazadas por cortocircuitos, para cambiar el motor a un motor de inducción normal.

Motores con Freno: Ejemplos de este tipo de motores son aquellos que tienen armadura cónica y aquellos con un disco de freno.

En el motor con armadura cónica el rotor tiene forma cónica y puede moverse en dirección longitudinal. Para detenerse, el motor es frenado por un resorte que presiona el motor hacia un freno. Durante operación normal, debido a la forma del rotor, el campo magnético deja al rotor libre del freno. La experiencia muestra que los motores de armadura cónica pueden muy bien ser usados con convertidores de frecuencia.

Los motores con freno de disco pueden ser controlados por un convertidor de frecuencia, pero el solenoide del freno está diseñado para conexión directa a la red principal y el convertidor de esta forma, no tiene la potencia necesaria para liberar el freno a baja velocidad (bajo voltaje). Es necesario alimentar el solenoide del freno directamente a la red principal cuando el motor es controlado por un convertidor de frecuencia.

Motores EX: Son usados en áreas donde hay un alto riesgo de explosión, debido a que se producen chispas ó sobrecalentamientos. El convertidor de frecuencia que controla al motor puede ser localizado fuera del área explosiva.

Motores Franklin: Estos son largos y delgados, usados en bombas donde se necesitan particularmente pequeños diámetros; este tipo de motor es útil para ser usado con un convertidor de frecuencia.

Motores Lineales: Pueden ser considerados como motores de inducción donde el estator ha sido cortado longitudinalmente y luego enrollado. El riel corredizo constituye el rotor, de este modo, las pérdidas en el rotor no contribuyen al calentamiento del motor. Un motor lineal puede sobrecalentarse a causa de pérdidas en el estator, pero esto puede ser limitado escogiendo un motor más grande o reduciendo la relación voltaje-frecuencia. Este último método reduce, sin embargo, el torque.

Una de las desventajas con los motores lineales es su pequeño factor de potencia, que es debido entre otras cosas a la distancia grande entre el estator y el rotor.

1.2 PRODUCCION DEL TORQUE

El torque M en el eje de un motor vista en términos muy elementales es la "torsión" ó "palanca" que un motor es capaz de producir. Un torque M sobre una distancia l medida desde el centro del eje da una fuerza $F = M / l$. Una fuerza F a una distancia l del centro requiere un torque de $M = F \cdot l$ (Fig. 1.1).

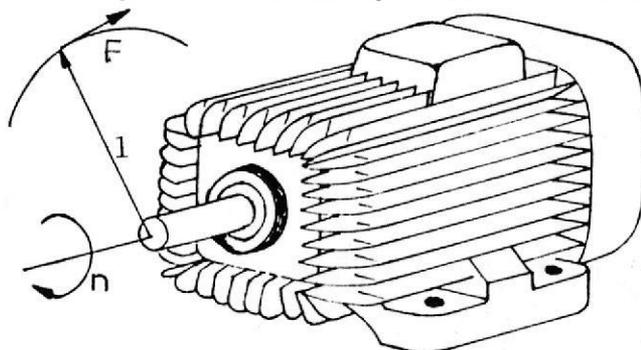


FIG 1.1. TORQUE DE UN MOTOR



BIBLIOTECA

El motor de inducción (asíncrono o jaula de ardilla) se distingue del motor síncrono porque el rotor mismo no es magnético. Es construído como se muestra en la Fig. 1.2.

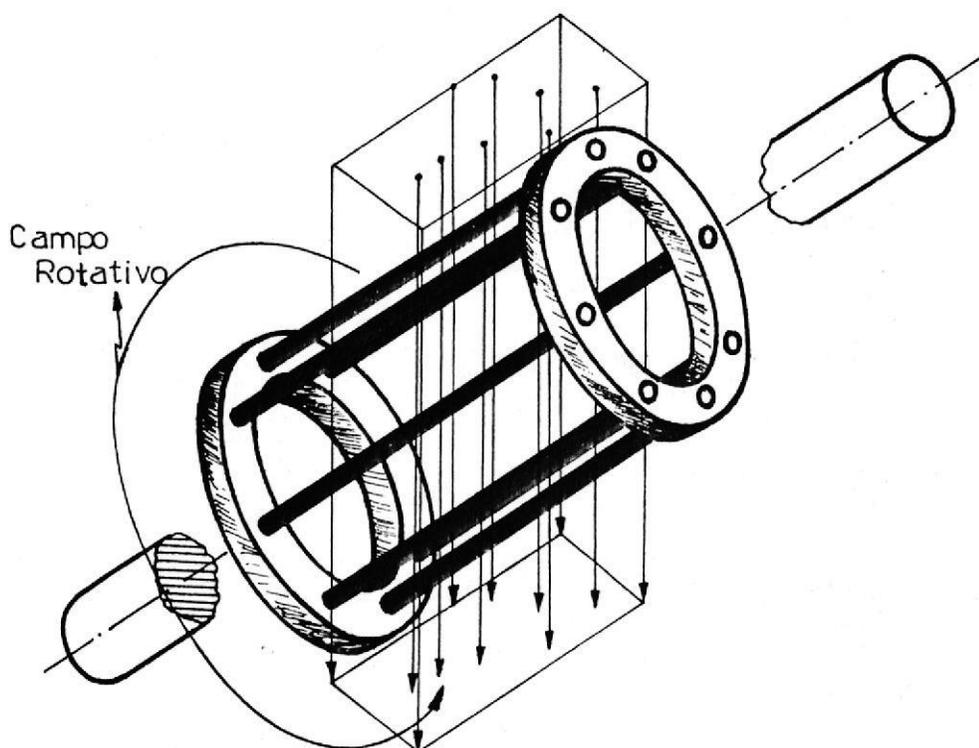


FIG 1.2 MOTOR DE INDUCCION. ROTOR EN CORTOCIRCUITO.

La jaula es construída con hierro laminado (que no se muestra) para obtener buenas características magnéticas.

Las líneas de flujo que van a través del rotor son "cortadas" por los conductores. De esta forma el campo de rotación induce una corriente en los conductores a la misma frecuencia. La corriente es función de la velocidad de "corte". Un conductor está siempre rodeado por un campo magnético y los campos magné

ticos alrededor de los conductores del rotor son direccionales. Ellos originan un torque por las fuerzas magnetomotivas (fmm) que aceleran el rotor en la dirección del campo de rotación.

Despreciando los efectos de las armónicas, debido a la distribución no sinusoidal de las ondas de voltaje y corriente, puede demostrarse que el estator establece una densidad de flujo en el entrehierro que rota a la velocidad síncrona dada por:

$$N_e = 120 f_e / p$$

Donde N_e es la velocidad en rpm, f_e la frecuencia del estator en Hertz y p en el número de polos.

Si el rotor estuviera completamente sin carga rotaría gradual ó rápidamente en forma sincronizada con el campo de rotación, pero al ocurrir esto, los conductores no "cortan" las líneas de flujo, no hay por tanto corriente inducida, no hay campo magnético, luego no hay torque. Sin embargo, el rotor está siempre cargado, entre otras cosas por la fricción de los rullimanes y el ventilador de enfriamiento. El rotor de esta manera no puede girar sincronizadamente con el campo de rotación. La diferencia entre la velocidad del rotor y la velocidad síncrona es llamada deslizamiento. El deslizamiento es 1 - 5% de la velocidad síncrona, dependiendo de la carga y del tamaño del motor. (una gran carga en un pequeño motor produce alto deslizamiento). Así el deslizamiento es una expresión de pérdida de velocidad.

Es la interacción del flujo del entrehierro y la fuerza magnetomotiva del rotor (Fig. 1.3) que produce torque en la máquina. A la velocidad síncrona de la máquina el rotor no puede tener alguna -

inducción y por consiguiente el torque no puede ser producido. A cualquier otra velocidad N_r , la diferencia de velocidad $N_e - N_r$ crea el deslizamiento.

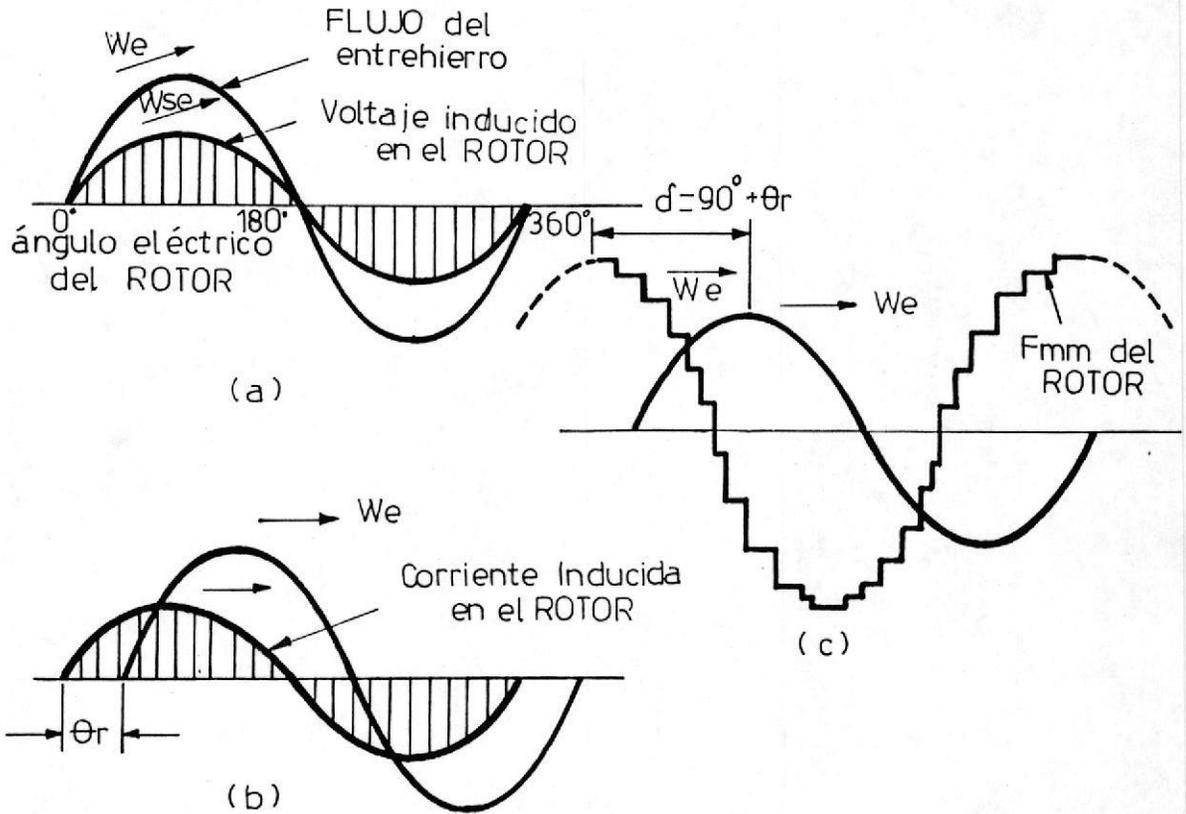


FIG 1.3 PRODUCCION DEL TORQUE POR INTERACCION DEL FLUJO DEL ENTREHIERRO Y LA FMM DEL ROTOR.

El deslizamiento por unidad es definido como:

$$S = N_e - N_r / N_e = W_e - W_r / W_e = W_{sl} / W_e$$

donde W_e es la frecuencia angular del estator, W_r la velocidad eléctrica del rotor en frecuencia angular, y W_{sl} la frecuencia del deslizamiento angular. El flujo del entrehierro moviéndose a la frecuencia W_{sl} re-

lativa al rotor, que correspondientemente produce corriente a la frecuencia del deslizamiento en el rotor cortocircuitado. En la Fig. 1.3 la densidad del flujo del entrehierro sinusoidal que se mueve a la velocidad W_e induce voltaje en los conductores del rotor, mostrado por las líneas verticales. La onda de corriente resultante en el rotor atrasa a la onda de voltaje por el ángulo del factor de potencia θ_r . La onda de la fuerza magnetomotiva del rotor de forma esalonada puede ser construida de la onda de corriente que puede ser aproximadamente la onda con líneas interrumpidas mostrada en la figura. Puesto que el rotor está moviéndose a la velocidad W_r y la onda de corriente está moviéndose a la velocidad W_{sl} relativa al rotor, la onda de la fmm del rotor se mueve a la misma velocidad que la onda de flujo del entrehierro. La expresión exacta del torque viene dada por:

$$T_e = (P/2) I_r B_p F_p \text{ Sen } \delta \quad (1.1)$$

donde:

P = número de polos

l = longitud axial del motor

r = radio del motor

B_p = valor pico de la densidad de flujo del entrehierro

F_p = valor pico de la fmm del rotor

$$\delta = 90^\circ + \theta_r$$

La ecuación 1.1 puede también ser escrita en la forma:



$$T_e = \frac{3}{2} (P/2) |\phi_m| |I_r| \sin\delta \quad (1.2)$$

donde:

ϕ_m = es el valor pico del flujo del entrehierro por polo

I_r = es el valor pico de la corriente del rotor.

1.3 CIRCUITO EQUIVALENTE

La explicación física de la operación del motor de inducción nos ayuda a desarrollar un circuito equivalente, parecido al de un transformador por fase, y se muestra en la Fig. 1.4 que es importante para el análisis de las características estáticas de un motor de inducción.

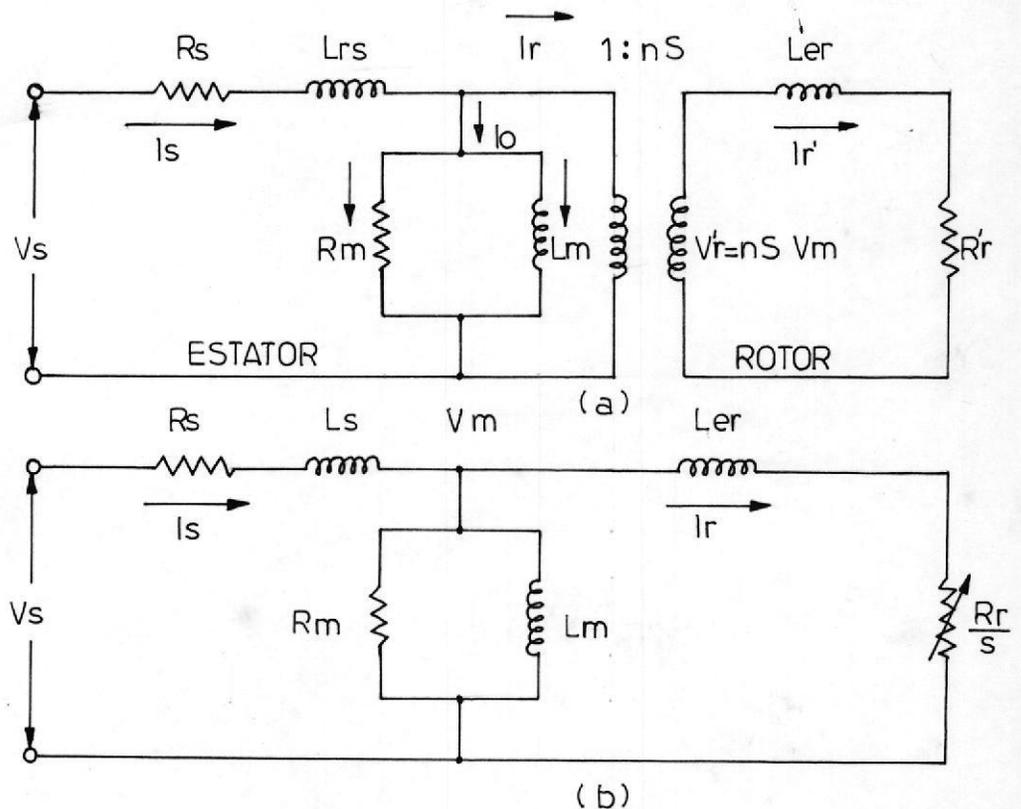


FIG 1.4 CIRCUITO EQUIVALENTE POR FASE DE UN MOTOR DE INDUCCION.

La densidad de flujo del entrehierro genera una fuerza electromotriz inducida V_m , que es luego convertida al voltaje de deslizamiento $V_r' = n S V_m$ en el rotor, donde n es la relación de vueltas del estator con el rotor y S es el deslizamiento (por unidad). El voltaje en el estator V_s difiere del voltaje V_m por la caída en la resistencia R_s del estator y la inductancia de fuga L_{ls} . La corriente de excitación sin carga I_o consiste de dos componentes: $I_c = V_m / R_m$ y una componente magnetizante $I_m = V_m / \omega_e L_m$, donde R_m es la resistencia equivalente para pérdidas por excitación y L_m es la inductancia magnetizante. El voltaje inducido en el rotor V_r' causa una corriente en el rotor I_r' a la frecuencia del deslizamiento ω_{sl} , que es limitado por la resistencia del rotor R_r' y la impedancia de fuga $\omega_{sl} L_r'$. La corriente del estator I_s consiste de la componente de excitación I_o y la corriente reflejada en el rotor I_r . La Fig. 1.4 (b) muestra el circuito equivalente con respecto al estator.

En reposo, $S = 1$ y de esta forma el circuito equivalente corresponde al de un transformador en cortocircuito. A la velocidad síncrona $S = 0$, la corriente $I_r = 0$ y el motor toma solamente corriente de excitación I_o . A una velocidad diferente a la síncrona $0 < S < 1$ y con un pequeño valor de S la corriente del rotor I_r es influenciada principalmente por R_r / S .

El diagrama fasorial del circuito equivalente se muestra en la Fig. 1.5. El Torque puede ser expresado en la forma:

$$T_e = \kappa \phi_m I_r \text{ Sen} \delta \quad (1.3)$$

donde ϕ_m e I_r son los valores rms mostrados en el diagrama fasorial. Si la corriente I_c es despreciada, la ecuación (1.3) puede ser simplificada como:

$$\begin{aligned} T_e &= \kappa' I_m I_r \text{ Sen} \delta \\ &= \kappa' I_m I_s \text{ Sen} \theta \quad (1.4) \\ &= \kappa' I_m I_a \end{aligned}$$

ignorando el efecto del signo.

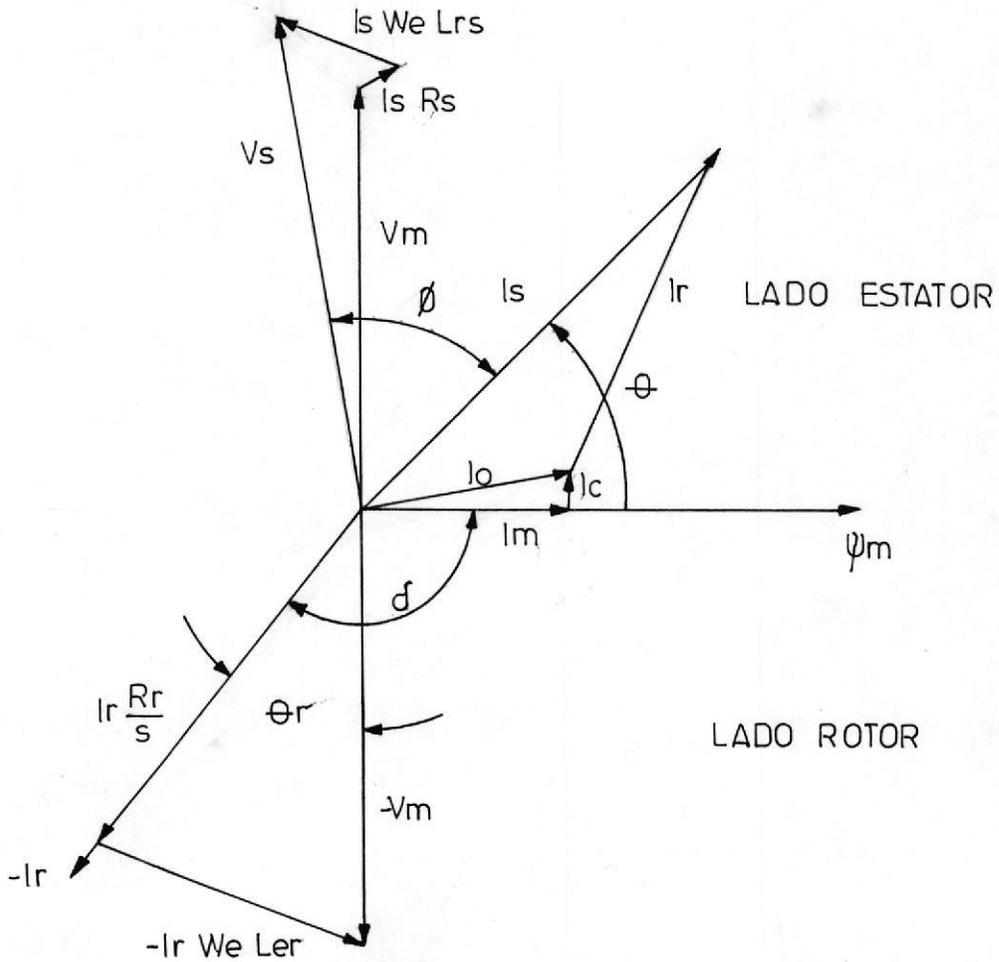


FIG 1.6 DIAGRAMA FASORIAL DEL CIRCUITO EQUIVALENTE.

La ecuación del torque es análoga a la de una máquina dc, donde I_m es la componente de flujo de la corriente del estator, $I_a = I_s \text{ Sen}\theta$ es la armadura o componente de torque de la corriente del estator y k' es la constante del torque.

1.4 ANALISIS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE

Las expresiones para las pérdidas y la potencia de un motor puede ser resumida a:

$$\text{Potencia de entrada } P_{in} = 3 V_s I_s \text{ Cos}\phi \quad (1.5)$$

$$\text{Pérdidas de Cobre en el estator } P_{ls} = 3 I_s^2 R_s \quad (1.6)$$

$$\text{Pérdidas de Cobre } P_{lc} = 3 (V_m^2 / R_m) \quad (1.7)$$

$$\text{Potencia en el entrehierro } P_s = 3 I_r^2 (R_r / S) \quad (1.8)$$

$$\text{Pérdidas de Cobre en el rotor } P_{lr} = 3 I_r^2 R_r \quad (1.9)$$

$$\text{Potencia de salida } P_o = P_s - P_{lr} = 3 I_r^2 R_s (1 - S/S) \quad (1.10)$$

$$\text{Potencia en el eje } P_{sh} = P_o - P_{fw} \quad (1.11)$$

donde P_{fw} representa las pérdidas por fricción. Puesto que la potencia de salida es el producto del torque desarrollado T_e y la velocidad, T_e puede ser expresada como:

$$T_e = P_o / \omega_m = (3 / \omega_m) I_r^2 R_r (1 - S/S) = 3 (P/2) I_r^2 (R_r / S \omega_e) \quad (1.12)$$

donde $\omega_m = (2/P) \omega_r$ es la velocidad mecánica del rotor. Sustituyendo la ecuación 1.8 en 1.12, obtenemos que:

$$T_e = (p/2) P_s / \omega_e \quad (1.13)$$

que indica que el torque puede ser calculado de la po

tencia del entrehierro y conociendo la frecuencia del estator.

El circuito equivalente de la Fig. 1.4 (b) puede ser simplificado al de la Fig. 1.7 donde la resistencia de pérdidas de Cobre R_m ha sido sacada y la inductancia magnetizante L_m ha sido transferida a la entrada. La aproximación es válida para un motor de inducción donde $|(R_s + j \omega_e L_{ls})| \ll \omega_e L_m$.

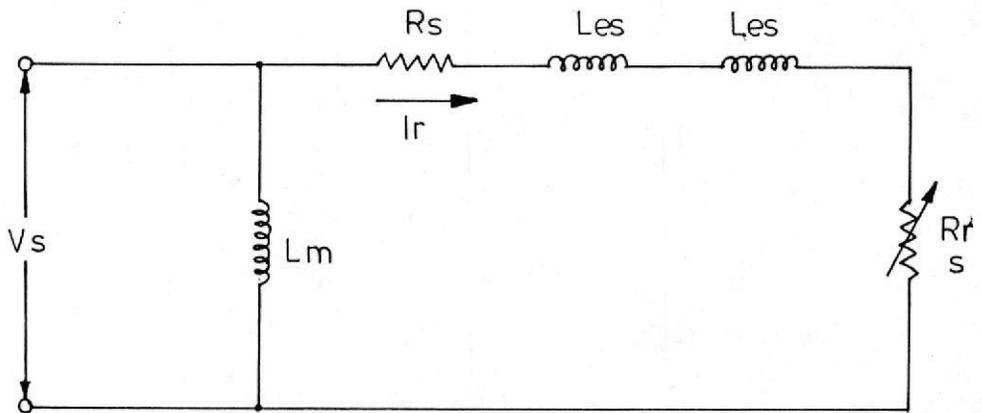


FIG 1.7 CIRCUITO EQUIVALENTE APROXIMADO.

1.5 OPERACION CON VOLTAJE VARIABLE

Un método simple y económico de control de velocidad para un motor de inducción jaula de ardilla es variar el voltaje del estator a frecuencia constante. El -



BIBLIOTECA

voltaje del estator a la frecuencia de la línea puede ser controlado variando el ángulo de fase de tiristores antiparalelos conectados en cada fase. La Fig. - 1.8 muestra las curvas de torque-velocidad con voltaje en el estator variable. Una curva Torque - Carga para un motor tipo ventilador ($T_l \propto W_r^2$) es también mostrada en la figura, donde los puntos de intersección definen los puntos estables para operación a velocidad variable. Los motores con alto deslizamiento S_m son normalmente usados en este método de control de velocidad y esto correspondientemente causa altas

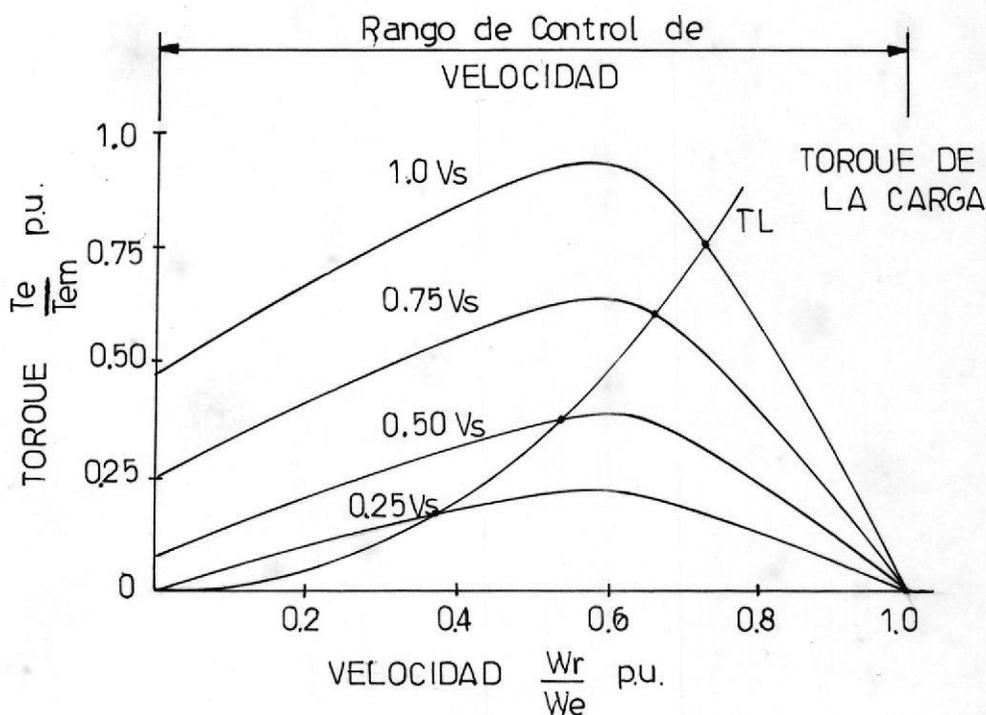


FIG 1.8. CURVAS TORQUE VELOCIDAD CON VOLTAJE DEL ESTATOR VARIABLE.

pérdidas de cobre en el motor. El rango de control de velocidad será evidentemente disminuído si un mo--

tor de bajo deslizamiento es usado. Si, por otro lado, el motor es diseñado tal que $S_m > 1$, un tipo de carga a torque constante puede ser controlado en todo el rango de velocidad. Los servos motores clásicos de dos fases operan a voltaje variable y a frecuencia constante. En este método de control de velocidad, el torque desarrollado por amperio de corriente en el estator es reducido así como también el voltaje del estator. De este modo, para un torque de carga constante, la corriente del estator se incrementa cuando la velocidad es reducida, resultando en más pérdidas de cobre, causando de este modo un problema de calentamiento muy serio en el motor. Debido a que el torque de la carga es directamente proporcional al cuadrado de la velocidad del rotor W_r , puede demostrarse que la corriente del estator alcanza su valor máximo que es mucho mayor que la corriente del estator a plena carga, aproximadamente cuando el motor se mueve a una velocidad que es dos tercios de la velocidad síncrona.

1.6 OPERACION CON FRECUENCIA VARIABLE

Si la frecuencia del estator es incrementada muy arriba del valor nominal, las curvas de Torque - Velocidad se muestran en la Fig. 1.9. El flujo del entrehierro y la corriente del estator decrecen cuando la frecuencia se incrementa y correspondientemente el torque máximo desarrollado también decrece. El torque máximo como una función del deslizamiento está dado por la siguiente ecuación:

$$T_{em} = 3(p/2) (V_s/W_e) W_{slm} R_r/R_r + W_{slm} L_{lr} \quad (1.14)$$

donde $\omega_{slm} = R_r/L_l r$ es la frecuencia de deslizamiento a máximo torque. La frecuencia muestra que $T_{em} \omega_e = \text{constante}$ (así el motor se comporta como un motor serie dc en operación a frecuencia variable).

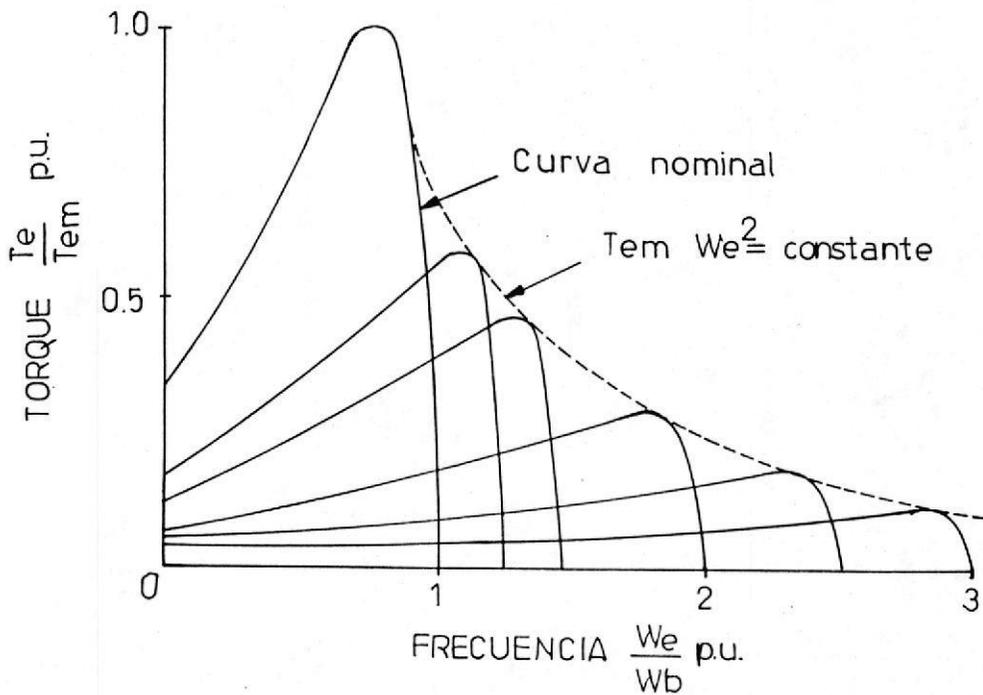


FIG. 1.9. CURVAS TORQUE VELOCIDAD A FRECUENCIA VARIABLE.

Si se decrece la frecuencia al voltaje nominal, el flujo del entrehierro se saturará causando una corriente excesiva en el estator. Por consiguiente, la región por debajo de la frecuencia de base W_b estará acompañada por la correspondiente reducción del voltaje del estator para mantener constante el flujo del entrehierro. La Fig. 1.10 muestra el gráfico de las

curvas Torque - velocidad donde la relación V_s/W_e es mantenida constante. El torque máximo T_{em} dado por la ecuación 1.14 es prácticamente el mismo, excepto - en la región de baja frecuencia donde el flujo del en trehierro es reducido por la caída de la impedancia - del estator.

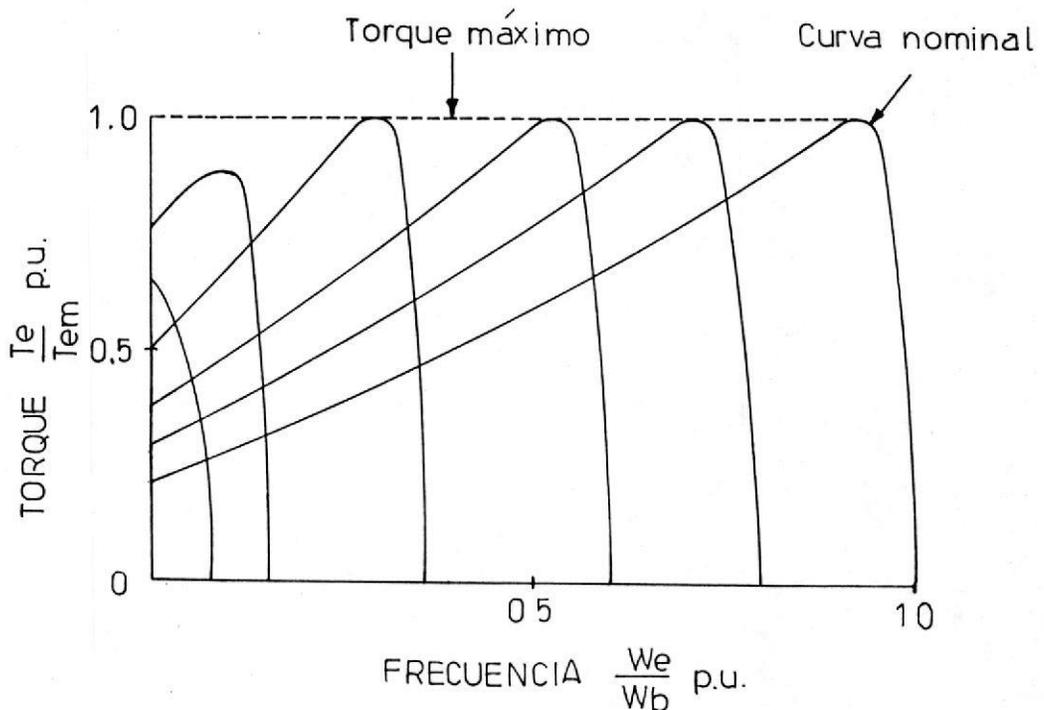


FIG. 1.10. CURVAS TORQUE VELOCIDAD MANTENIENDO CONSTANTE LA RELACION VOLTS/HERTZ

Por lo tanto, en esta región la caída del estator tiene que ser compensada por un voltaje adicional para - ayudar a producir el torque máximo.

Puesto que el motor es operado a un flujo del entre - hierro constante en la región de torque constante, la sensibilidad del torque por amperio de la corriente -

del estator es alta, permitiendo una respuesta de transiente rápida del sistema. En un sistema de frecuencia variable y voltaje variable, el motor usualmente tiene características de un bajo deslizamiento y el resultado es una mejor eficiencia. A pesar del torque de arranque inherentemente bajo para operación en la frecuencia base, el motor puede también ser arrancado con el torque máximo, como se indica en la Fig. 1.10. La mayoría de los convertidores de frecuencia operan con una fuente de poder de voltaje variable y frecuencia variable.

Las diferentes regiones de las curvas Velocidad - Torque de un sistema con fuente de voltaje variable y frecuencia variable con mostradas en la Fig. 1.11. y la correspondiente relación voltaje - frecuencia es

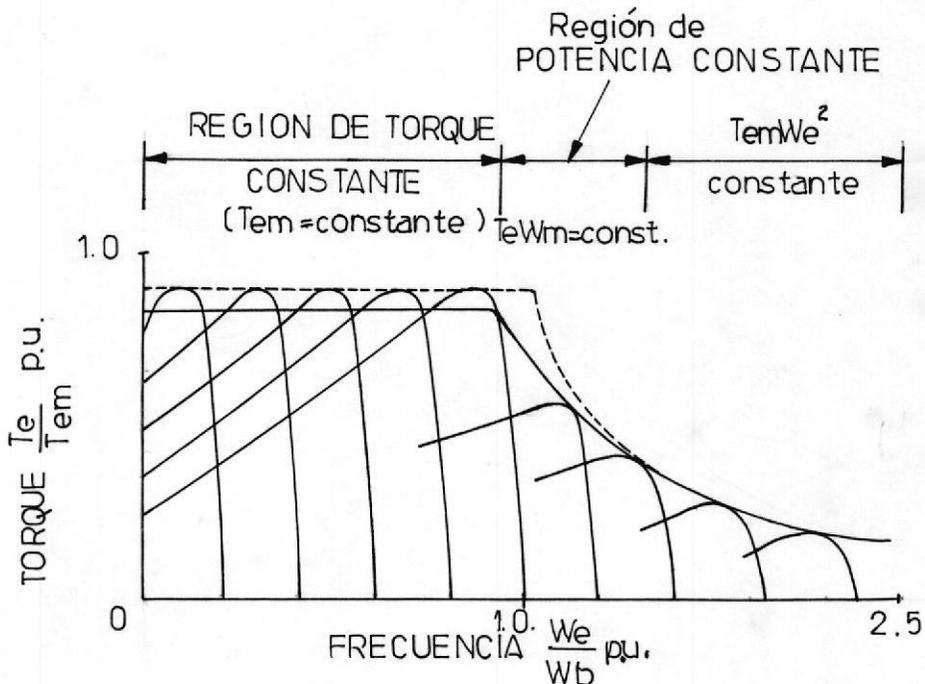


FIG 1.11 REGIONES DE CURVA TORQUE VELOCIDAD CON FUENTE DE VOLTAJE VARIABLE Y FRECUENCIA VARIABLE.

mostrado en la Fig. 1.12. La figura también muestra el torque, la corriente del estator, y el deslizamiento como una función de la frecuencia. En la región de torque constante, el torque máximo disponible es -

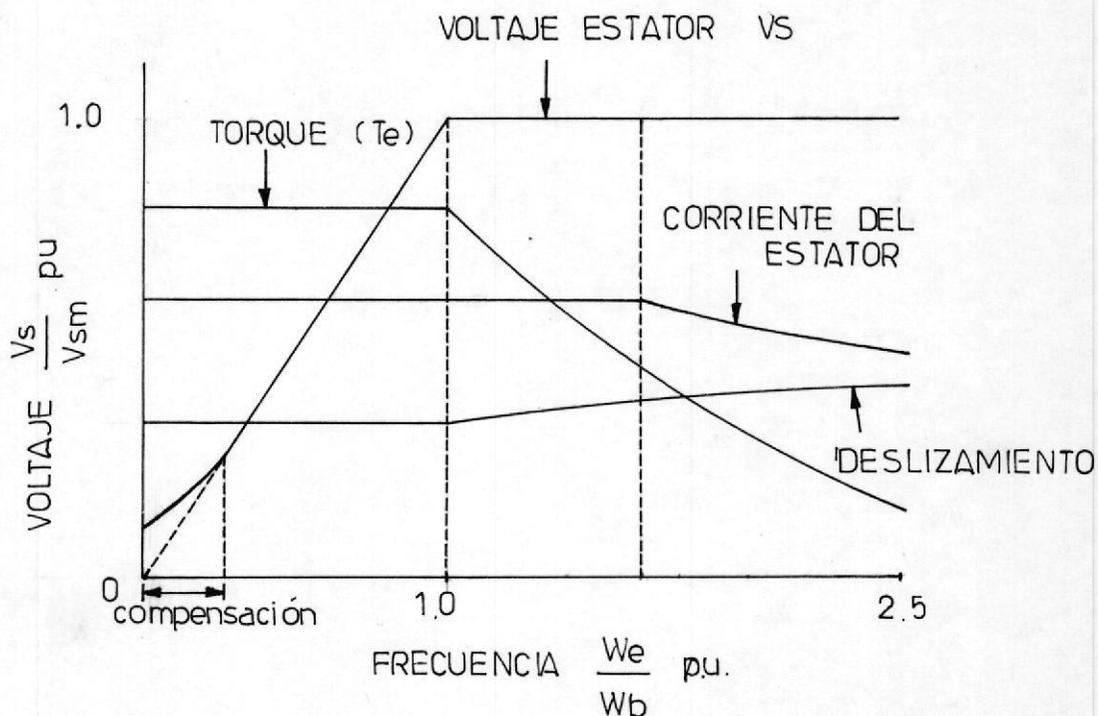


FIG 1.12 RELACION VOLTAJE - FRECUENCIA EN UN MOTOR DE INDUCCION.

mostrado más abajo que el torque de freno debido a la corriente invertida limitada.

Al extremo derecho de la región de torque constante, el voltaje del estator alcanza el valor nominal y entonces el motor entra en la región de potencia constante. En esta región el flujo del entrehierro disminuye, pero la corriente del estator se mantiene constante, debido al incremento del deslizamiento. En el extremo de la región de potencia constante, el torque de freno T_{em} es alcanzado y entonces la velocidad del

motor puede ser aumentada, incrementando la frecuencia con la reducción de la corriente del estator.

1.7 MOTORES SINCRONOS

Un motor síncrono es un competidor serio para un motor de inducción en los sistemas de control de velocidad. Las dos clases de motores son análogos en muchos aspectos y mucho de lo que se ha mencionado sobre los motores de inducción también es válido para los motores síncronos. Por consiguiente sólo las características relevantes del motor síncrono serán analizadas.

Un motor síncrono como su nombre lo indica. Puede rotar a la velocidad síncrona, así la velocidad está únicamente relacionada con la frecuencia de la fuente. La Fig. 1.13 muestra un motor síncrono ideal trifásico de dos polos. El devanado de un motor síncrono es

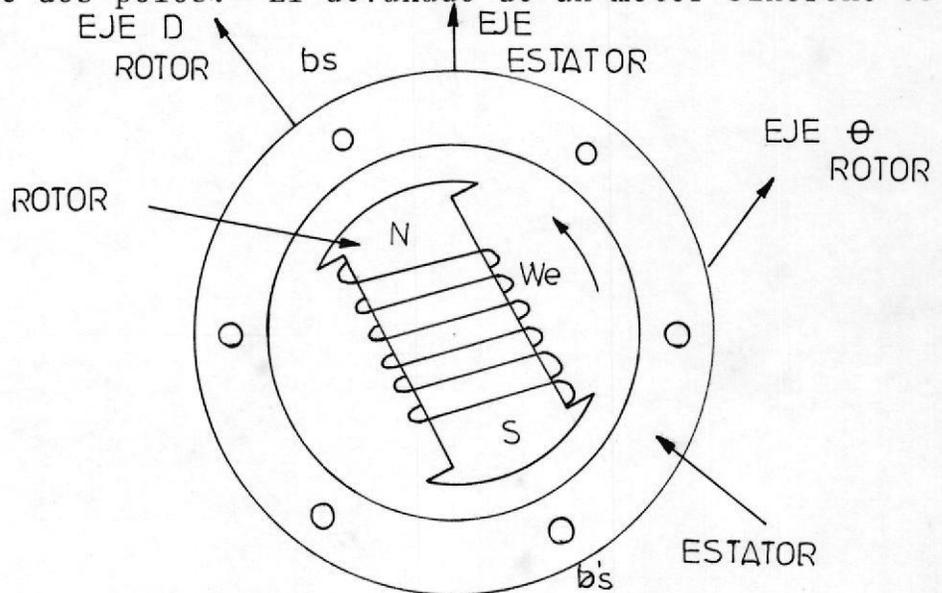


FIG 1.13 MOTOR SINCRONO IDEAL TRIFASICO DE DOS POLOS.

idéntico al de un motor de inducción, pero el rotor tiene un devanado por donde circula corriente dc y produce flujo en el rotor. El motor mostrado es llamado motor de polo saliente debido a la no uniformidad del entrehierro que produce una **reluctancia** magnética asimétrica en los ejes d y q. Esto es un contraste para un motor con una estructura del rotor cilíndrica que tiene un entrehierro uniforme, definido como motor de polos no salientes.

El mecanismo de producción de torque en un motor síncrono es el mismo como en el de un motor de inducción. Puesto que el motor siempre se mueve a la velocidad síncrona, no hay inducción en el rotor y por consiguiente la fuerza magnetomotiva del rotor es alimentada exclusivamente por el devanado de campo.

Puesto que en esta clase de motores no hay deslizamiento, la frecuencia de un motor síncrono es mejor que la de un motor de inducción.

Todos los motores trifásicos AC operan sobre el principio de envolver un campo magnético rotativo en el motor. El campo ocurre cuando las tres fases de alimentación (R, S, T) son conectadas a los tres devanados en el estator del motor.

La frecuencia de la fuente de alimentación determina la velocidad de rotación del campo magnético. El campo hace una revolución en cada período, así 50 revoluciones por segundo ó $50 \cdot 60 = 3.000$ r/min., cuando la frecuencia es 50 Hz. El campo rotativo induce el magneto alrededor del eje y de esta forma el eje tiene la misma velocidad del campo rotativo. (la veloci-



dad síncrona).

Este es el principio en el motor síncrono cuya velocidad únicamente depende de la frecuencia de la red de alimentación. El motor es llamado de dos polos cuando el campo crea dos polos rotando (Norte y Sur). Si los tres devanados son colocados en la mitad del círculo hay espacio para tres devanados más en la otra mitad y el campo magnético tiene entonces cuatro polos. Puesto que el campo rotativo puede solamente pasar tres bobinas en cada período, ahora rota a la mitad de la velocidad, así rotará 1.500 r/min. cuando la frecuencia es 50 Hz., correspondientemente motores síncronos de 6 u 8 polos pueden ser construídos para dar velocidades síncronas de 1.000 y 750 r/min., respectivamente.

1.8 OPERACION CON FRECUENCIA VARIABLE

Como mencionamos antes la velocidad de un motor síncrono está únicamente relacionada con la frecuencia

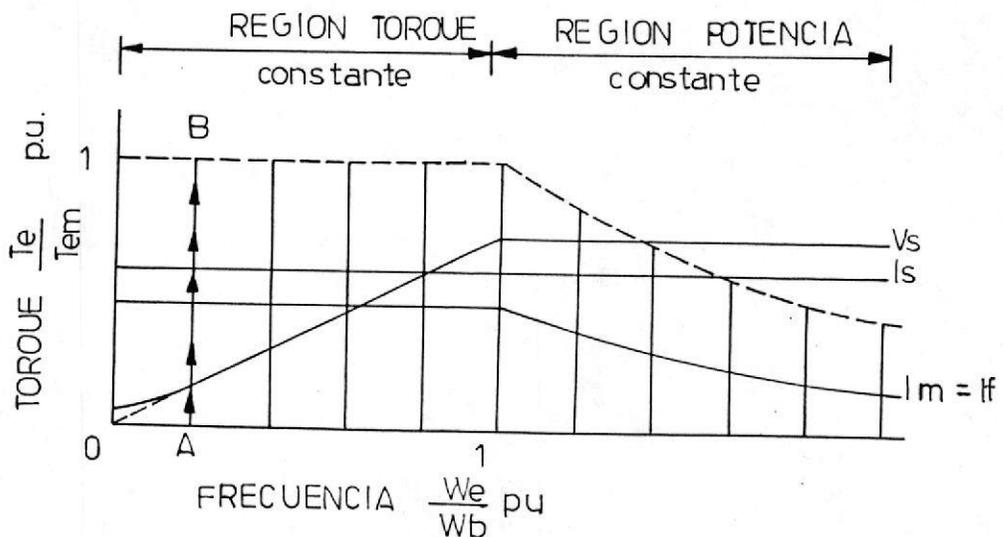


FIG. 1.14. CURVAS TORQUE FRECUENCIA DE UN MOTOR SINCRONO.

de la fuente. Las características de Torque - Velocidad de un motor síncrono con fuente de poder de voltaje y frecuencia variables se muestra en la Fig. 1.14, asumiendo que el motor es de polos no salientes y que el factor de potencia en sus terminales es mantenido en 1. El motor tiene dos regiones de operación: una región de torque constante y una región de potencia constante separadas por la frecuencia base ω_b . En la región de torque constante, la relación V_s/ω_e se mantiene constante como en el motor de inducción que hace que la corriente magnetizante I_m sea constante. Consideramos un punto A en la región torque constante y asumamos que la frecuencia permanece constante, bajo estas condiciones el torque puede ser incrementado en una línea vertical, incrementando la corriente del estator I_s , hasta que el máximo torque es alcanzado en el punto B. Si se incrementa la frecuencia, el voltaje se incrementa proporcionalmente para alcanzar el mismo torque máximo, pero la corriente I_s permanece constante en este caso. La relación voltaje - frecuencia tiene una relación lineal excepto a baja frecuencia, donde un voltaje adicional de ayuda es requerido para compensar la caída en el estator. Al extremo derecho de la región de torque constante, el voltaje total de la fuente es alcanzado y el motor entra en la región de potencia constante o de atenuación del campo, Aquí el torque es reducido debido a que la corriente del estator I_s , y la corriente magnetizante I_m se reducen con la reducción de la relación V_s/ω_e . Como la frecuencia ω_e es incrementada, el torque es reducido en la forma de una hipérbola rectangular, para que la potencia de salida permanezca constante. La corriente de campo I_f puede ser ajustada en un punto de operación para mantener el factor de -

potencia deseado en los terminales del motor.

CAPITULO II

METODO DE OPERACION DEL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA

En esta sección examinaremos tres tipos de convertidores de frecuencia:

- I. Modulación de amplitud de pulso (PAM)
- II. Modulación de ancho de pulso (PWM)
- III. Inversor con fuente corriente (CSI)

Estos tres tipos trabajan con el mismo principio básico. La fuente principal es conectada a un rectificador que convierte la corriente alterna a.c. a corriente directa d.c. que, sin embargo no es lisa. Esta corriente es entonces filtrada en el inversor a una nueva corriente alterna cuya frecuencia es variable.

Los circuitos de control y regulación controlan los otros componentes (componentes de fuerza) con el fin de que la salida de voltaje y la salida de frecuencia se emparejen el uno al otro. Como será explicado más adelante la relación entre el voltaje y la frecuencia deberá ser mantenida constante para que el motor sea capaz de producir un torque promedio independiente de la velocidad. En otras palabras, voltaje y frecuencia deben ser cambiados en la misma relación.

La construcción de los principales circuitos: rectificador, circuito inmediato, inversor y circuito de control y regulación, depende mucho del tipo de convertidor de frecuencia.

2.1 CONVERTIDOR DE FRECUENCIA DE MODULACION DE AMPLITUD DE PULSO

Este tipo de convertidor se muestra en la figura 2.1. 1. En convertidores de frecuencia más pequeños los -

tiristores del inversor son a menudo reemplazados por transistores, pero esto no cambia el principio.

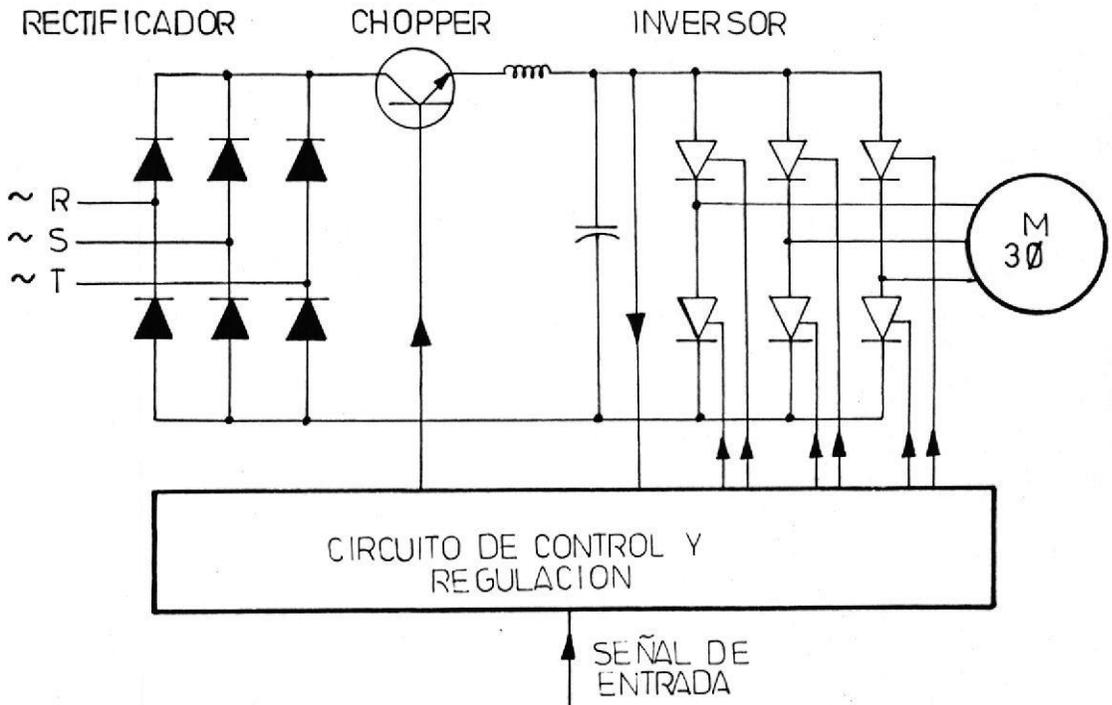


FIG. 2.1.1. CONVERTIDOR DE FRECUENCIA RAM

2.1.1 Voltaje y Frecuencia son variados simultáneamente

Debe existir una relación constante entre el voltaje y la frecuencia en el motor, para que la velocidad pueda ser controlada satisfactoriamente sin incrementos significativos de las pérdidas de potencia en el motor. Por consiguiente el voltaje y la frecuencia son variados simultáneamente.

2.1.2 Regulación de Voltaje

La señal de entrada al circuito de control y regulación regula el "chopper".

El "chopper" tiene un transistor que alternativamente se prende y se apaga dejando "pasar" ó "cortando" el voltaje d.c. fijo del rectificador. Esto da como resultado un voltaje variable d.c. después del filtro (bobina y capacitor).

La longitud del pulso de voltaje variable d.c. depende del tiempo en que el transistor permanece prendido. El circuito de control y regulación mide el voltaje y lo compara con la señal de entrada. Si hay una diferencia el "chopper" lo regula hasta que exista un voltaje correcto en el filtro (Fig. 2.1.2).

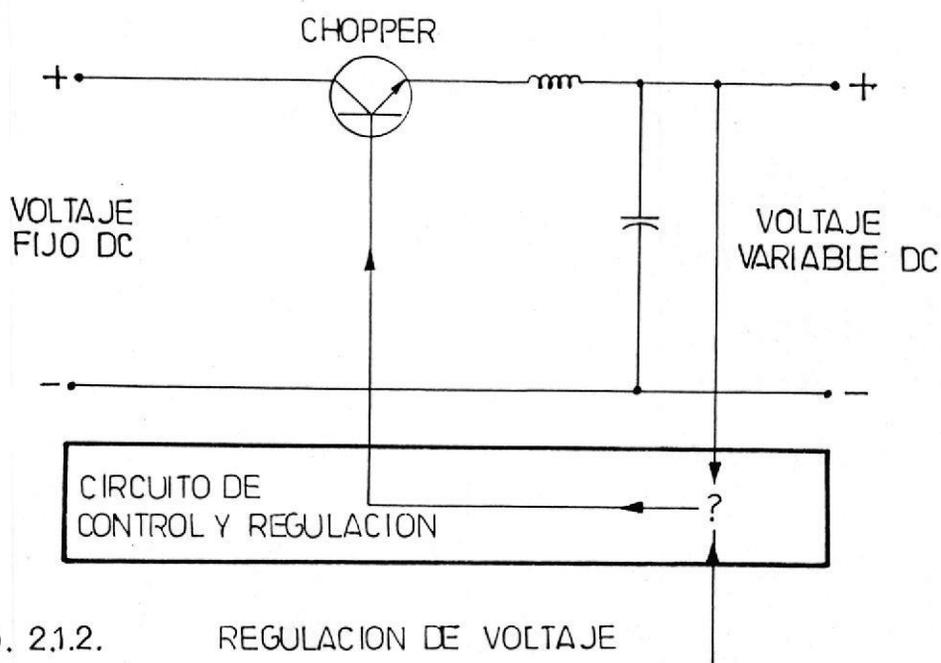


FIG. 2.1.2. REGULACION DE VOLTAJE

2.1.3 Control de Frecuencia

La frecuencia del voltaje de salida es variada en el inversor cambiando la longitud del período. Dentro de un mismo período los tiristores son prendidos varias veces. La longitud del período puede ser controlada por:

- a) Directamente desde la señal de entrada; ó
- b) Por el voltaje variable d.c. que es proporcional a la señal de entrada.

Este último método que se muestra en la figura 2.1.3 tiene significativas ventajas durante la aceleración y pico de carga del motor.

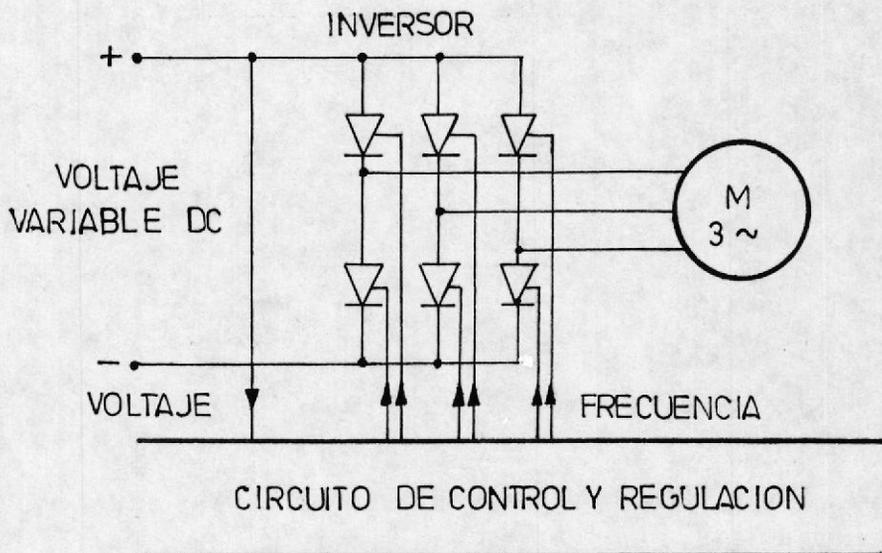


FIG. 2.1.3. CONTROL DE FRECUENCIA POR MEDIO DEL VOLTAJE VARIABLE DC.

2.1.4 Período de Seis Pulsos

En las figuras 2.1.4 y 2.1.5 se puede observar que los voltajes no son enteramente ondas sinusoidales. Puede ser demostrado que esta señal corresponde al de un motor que está siendo alimentado con varios voltajes de forma sinusoidal con diferentes frecuencias al mismo tiempo.

Empezando por la frecuencia básica. el motor - receptorá la quinta, séptima, décima primera y décima tercera frecuencias armónicas, esto es frecuencias que son 5, 7, 11 y 13 veces más grandes que la frecuencia deseada.

Si la amplitud del voltaje baja bruscamente suben las frecuencias armónicas y estas por consiguiente producen pérdidas significantes. Las frecuencias armónicas tienen dos efectos:

- 1) Producen torques indeseados; e,
- 2) Incrementan las pérdidas por calor en el motor.

El torque total es afectado solamente por las frecuencias armónicas porque el motor no puede efectivamente convertir los voltajes de alta frecuencia a torques. Esto puede ser observado en la corriente del motor, que tiene una forma más sinusoidal que el voltaje. (Fig.2.1.6).

Las pérdidas por calor pueden sólo mantenerse bajas, no permitiendo que el motor sea cargado al 100% todo el tiempo de tal forma que las -

pérdidas de calor "normales" y "armónicas" no excedan lo que el motor es capaz de resistir.

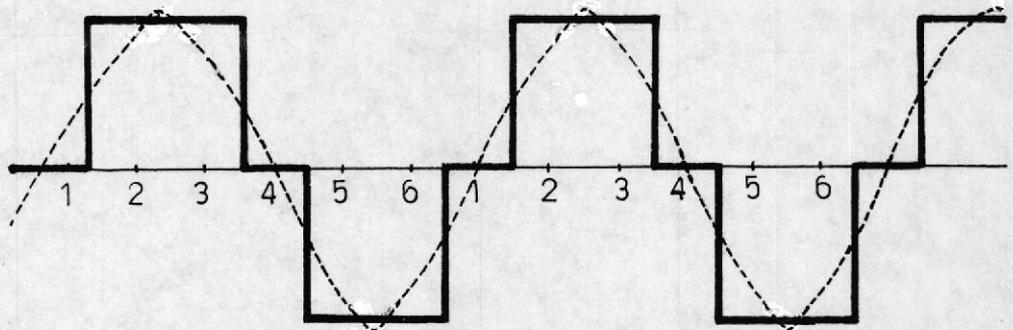


FIG. 2.15. MAXIMO VOLTAJE Y MAXIMA FRECUENCIA CON UNA SENAL DE SEIS PULSOS

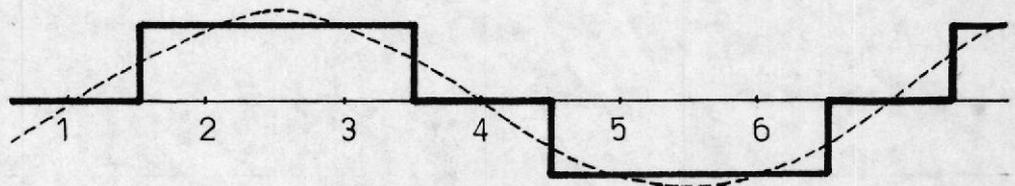


FIG. 2.15. MITAD DEL VOLTAJE Y MITAD DE LA FRECUENCIA CON UNA SENAL DE SEIS PULSOS.

2.1.5 Períodos con 18 Pulsos

Se puede reducir los efectos de las frecuencias armónicas introduciendo al motor un voltaje de 18 pulsos, como el que se muestra en las figuras 2.1.7 y 2.1.8.

El progreso puede ser observado claramente en la corriente del motor que tiene una forma más sinusoidal que cuando se tenía 6 pulsos.



BIBLIOTECA

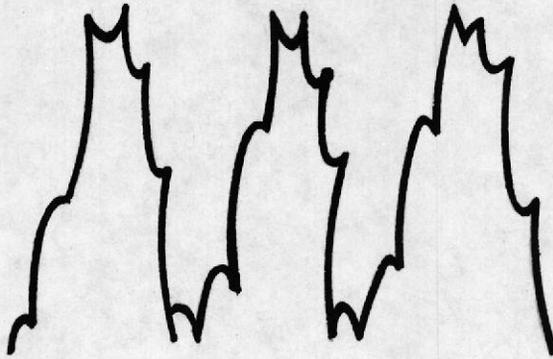


FIG 2.1.6. CORRIENTE DEL MOTOR CON UN PAM DE SEIS PULSOS (CARGA Y VEL 100%)

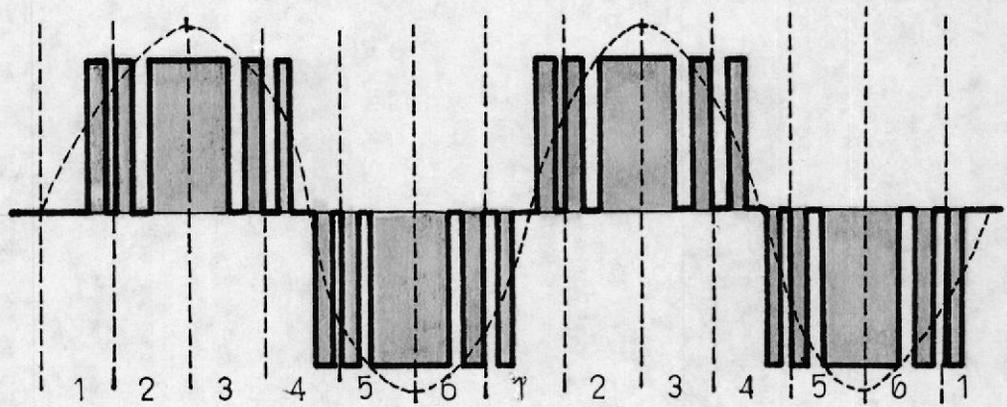


FIG. 2.1.7. MAX VOLTAJE Y MAX FRECUENCIA CON UNA SENAL DE 18 PULSOS.

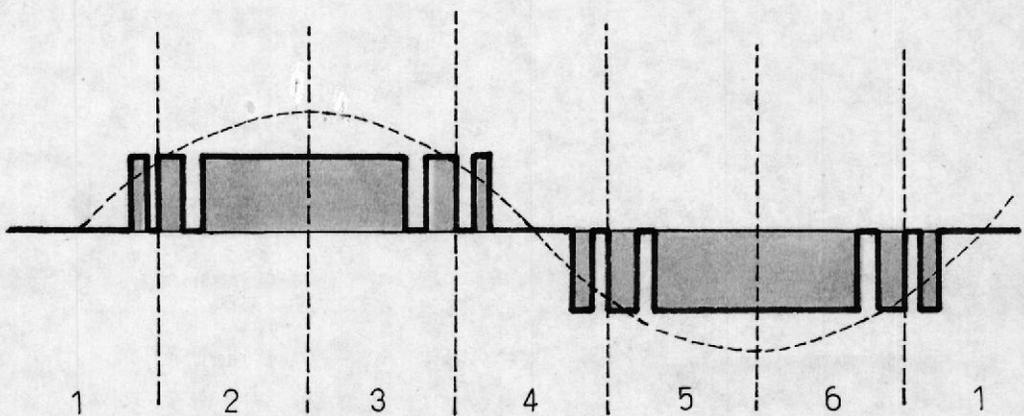


FIG. 2.1.8. MITAD DEL VOLTAJE Y MITAD DE LA FRECUENCIA CON UNA SENAL DE 18 PULSOS.



BIBLIOTECA



FIG 2.1.9. CORRIENTE DEL MOTOR CON UN PAM DE DOCE PULSOS (CARGA Y VEL 100%)

2.1.6 Límite de la Corriente

El circuito de control y regulación limita la corriente en el circuito inmediato para proteger al motor y al convertidor de frecuencia, - contra sobrecargas. La limitación de la corriente también se la realiza para permitir - que el torque del motor sea controlado. Tam- bién, el límite de la corriente permite compe- sar el deslizamiento del motor (caída de la ve- locidad debido a la carga).

2.1.7 Freno

El motor se comporta como un generador cuando es manejado por la carga. Si el motor es co- nectado directamente a la (red eléctrica de -

alimentación) principal, la potencia generada retorna a la (red) y esto frena al motor.

Un convertidor de frecuencia PAM impide que la potencia generada existente retorne a la (red eléctrica) porque el rectificador la corta. La potencia alcanza sólo el circuito inmediato y el freno es entonces limitado. Si el freno es requerido, la potencia generada debe ser removida del circuito inmediato.

2.1.8 Ventajas y Desventajas

Los convertidores de frecuencia PAM con un cho_pper en el circuito inmediato tienen las siguientes ventajas:

- 1) Siempre hay una relación constante entre el voltaje y la frecuencia, así el motor no puede ser descarriado aún cuando es sobrecargado.
- 2) Muy útil para operación de motores en paralelo.
- 3) Velocidad constante independiente de la carga.
- 4) Motor corre suavemente, aún a bajas velocidades por la compensación en el arranque.
- 5) Prueba de corto circuito.
- 6) Muy alta eficiencia del sistema.
- 7) Frenado resistente.

Entre la desventaja principal podemos mencionar que la potencia de frenado no puede retornar a la red eléctrica principal.

2.2 Convertidor de Frecuencia PAM con Rectificador Controlado

Un convertidor de frecuencia de modulación de amplitud de pulso puede ser también diseñado como se muestra en la Fig. 2.2.1.

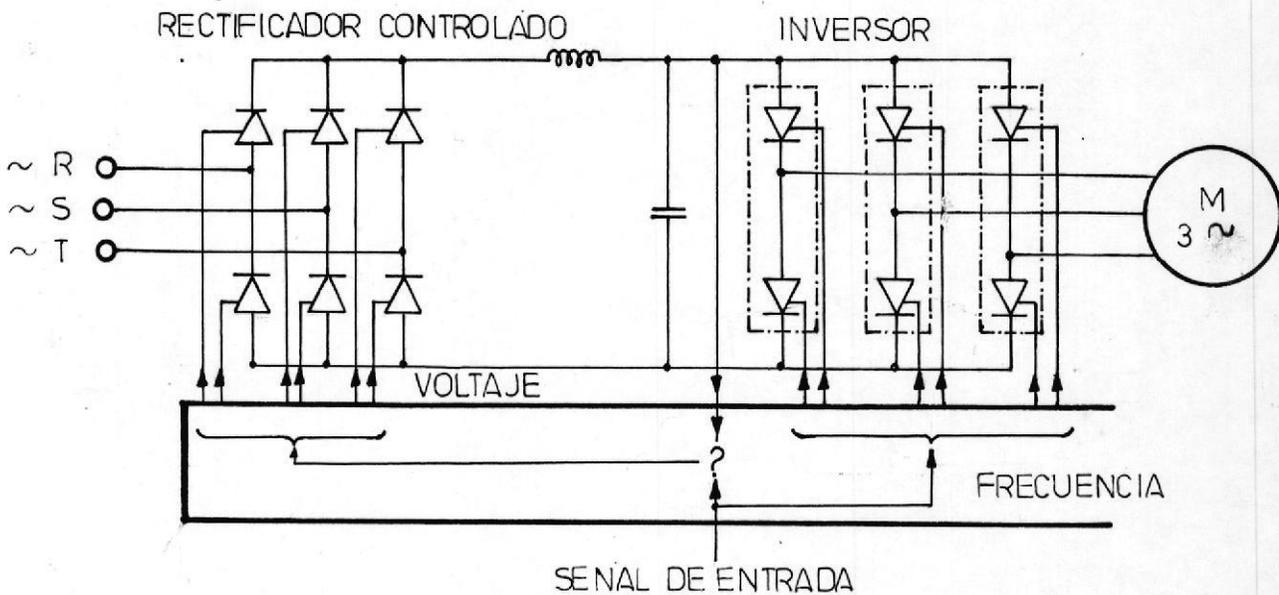


FIG. 2.2.1. CONVERTIDOR DE FRECUENCIA PAM CON RECTIFICADOR CONTROLADO

El rectificador controlado convierte el voltaje trifásico a un voltaje d.c. que puede ser variado atrassando el tiempo en la que los tiristores comienzan a conducir. En este tipo de convertidores el voltaje es regulado en un rectificador controlado. La frecuencia es controlada directamente, independiente del voltaje. Esto es bueno bajo condiciones de ope-

ración normales, pero si la corriente límite es alcanzada y el voltaje tiene por consiguiente que ser reducido sin que la frecuencia se reduzca al mismo tiempo, esto produce que el voltaje y la frecuencia no se igualen un largo tiempo. El motor, por tanto no será capaz de mantener el torque de la carga y se detendrá, mientras que el inversor continúa "corriendo" (trabajando). El motor detenido entonces nuevamente es puesto en movimiento.

Para permitir que la corriente no se exceda del límite bajo condiciones de aceleración la señal de control no debe ser cambiada más rápido que la velocidad a la que el motor es capaz de seguir.

El tiempo de aceleración puede por consiguiente ser puesto igual al de la carga.

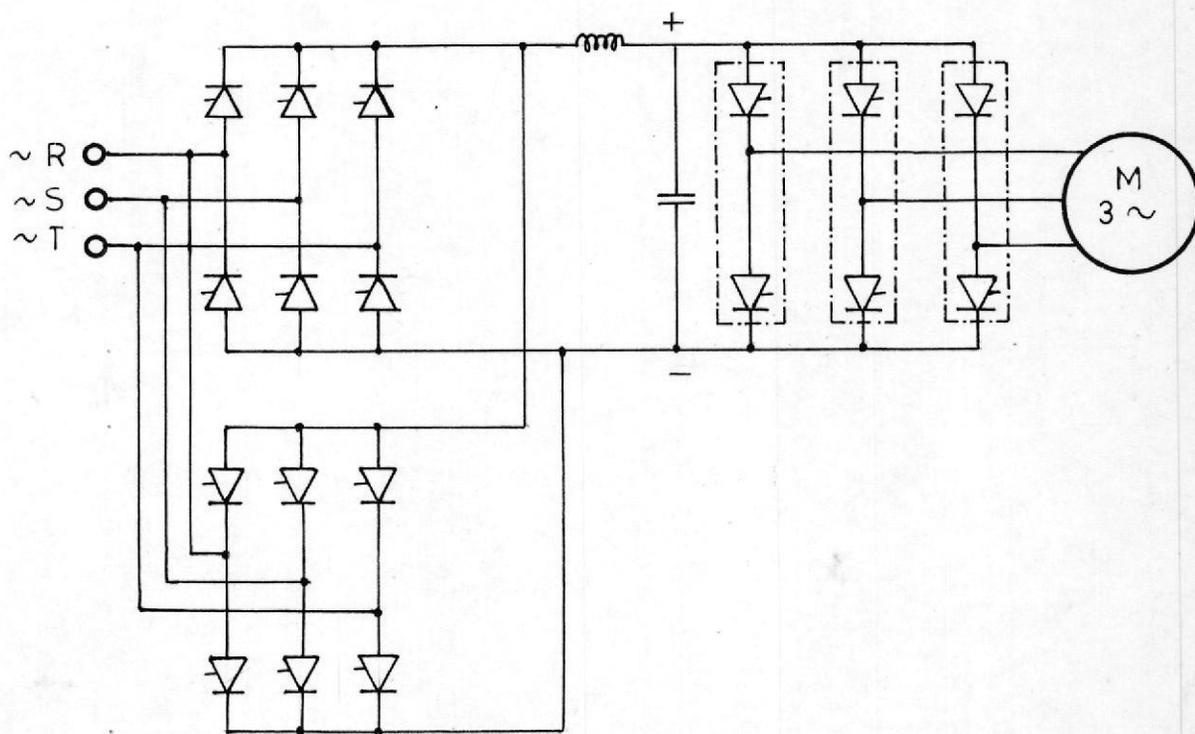


FIG. 22.2. CONVERTIDOR DE FRECUENCIA CON INVERSOR DE FRENO

El voltaje del motor es una señal de 6 pulsos como se mostró en las Fig. 2.1.4 y 2.1.5. La ventaja con un rectificador controlado es que la potencia de frenado puede ser retornada a la (red eléctrica principal) - desde el circuito inmediato. Para hacer esto, sin em bargo se requiere de un inversor de freno con seis ti ristöres conectados en paralelo con el rectificador. El método de operación es el mismo como en el inver - sor, pero la potencia retorna a la (red eléctrica -- principal) en lugar de ir al motor.

2.2.1 Ventajas y Desventajas

Los convertidores de frecuencia PAM con rectificador controlado ofrecen las siguientes ventajas:



- 1) La potencia de frenado puede ser retornada a la fuente principal vía un inversor extra.
- 2) Util para operación de motores en paralelo si la corriente de arranque del motor no - excede la corriente media (pérdidas del mo tor).
- 3) Buena eficiencia del sistema.

Entre las desventajas podemos mencionar las si guientes:

- 1) Muchas perturbaciones en la red eléctrica y pérdidas eléctricas a causa del rectifi - cador controlado.
- 2) El motor se detiene en situaciones en la -

que el convertidor de frecuencia alcanza la corriente límite.

- 3) El regulador de voltaje opera lentamente - porque el tiempo de encendido de los tiristores puede sólo ser cambiados cada mitad de un período. Esto es particularmente - inoportuno si un cortocircuito ocurre.
- 4) Se producen torques indeseados a muy baja velocidades.

2.3 Convertidor de Frecuencia de Modulación de Ancho de Pulso PWM

El convertidor de frecuencia de modulación de ancho de pulso se muestra en la Fig. 2.3.1.

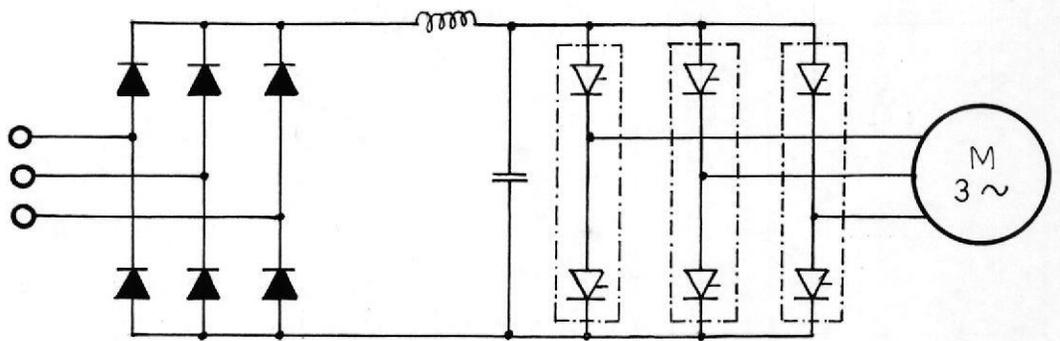


FIG. 231. CONVERTIDOR DE FRECUENCIA PWM

Nótese que el voltaje de entrada al inversor es constante. Esto significa que el voltaje y la frecuencia deben ser cambiados en el inversor, porque el motor debe, como previamente se ha dicho, tener voltaje y frecuencia variable.

El circuito de regulación y control controla los tiristores en el inversor y el voltaje de fase, como se muestra en las Fig. 2.3.2 y 2.3.3.

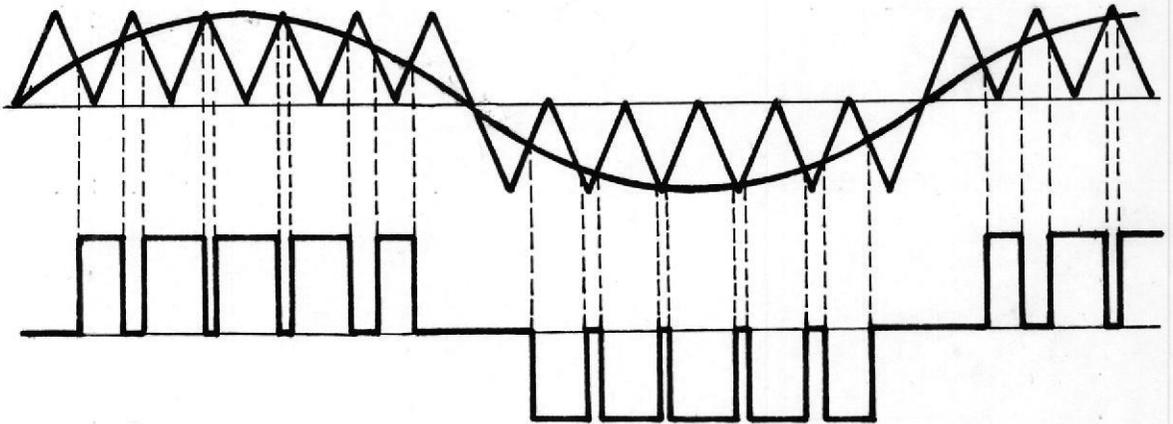


FIG. 2.3.2. VOLTAJE MAX. Y FRECUENCIA MAX. EN UN PWM

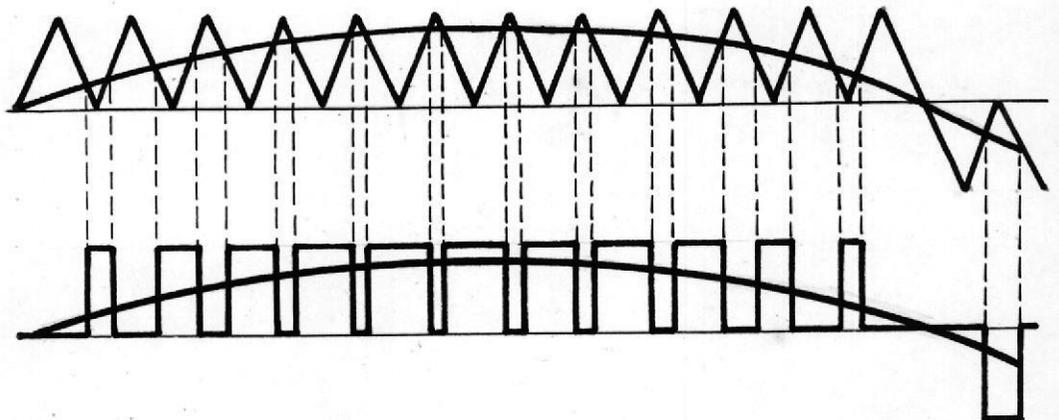


FIG. 2.3.3. MITAD VOLTAJE Y MITAD FRECUENCIA EN UN PWM

El voltaje es controlado aplicando el voltaje nominal al motor por períodos cortos o largos.

La frecuencia es controlada aplicando pulsos positivos en la mitad de un período y pulsos negativos en la otra mitad.

El circuito de control establece el número de veces de prendido y apagado de los tiristores así como los puntos de intersección entre la onda sinusoidal y el voltaje de forma DELTA.

La frecuencia del voltaje sinusoidal debe ser igual a la frecuencia deseada por el convertidor de frecuencia y es por tanto controlada por la señal de entrada al circuito de control. La amplitud de la onda sinusoidal con respecto a la amplitud del voltaje DELTA determina el ancho del pulso del voltaje del motor.

En adición a la frecuencia básica, al motor se introducirán frecuencias armónicas indeseadas cuyas amplitudes o tamaño dependerán de la relación entre la frecuencia del voltaje DELTA con la frecuencia del voltaje sinusoidal. Las frecuencias armónicas diferentes más cercanas a esta relación serán las más grandes. -- Ejemplo: Si una relación frecuencia DELTA/frecuencia sinusoidal de $n = 6$ es escogida la quinta y la séptima armónicas especialmente tendrán la mayor amplitud. Si $n = 15$ la décima tercera, la décima quinta y la décima séptima armónica dominarán.

Puesto que la reactancia en los devanados del motor se hace más grande al aumentar la frecuencia, debido a la auto-inducción en los devanados, las altas frecuencias armónicas son menos significantes que las bajas armónicas. Y puesto que todas las frecuencias ar

mónicas divisible por tres son balanceadas por un motor trifásico la relación entre la frecuencia del voltaje DELTA y la frecuencia del voltaje sinusoidal conviene que sea alta y divisible por tres.

Sin embargo, hay varias razones para limitar la relación "n":

- a) Hay un límite en la forma como rápidamente los tiristores pueden ser prendidos y apagados. Adicionalmente cada tiristor forzado a apagarse representa consumo de energía (alto costo). De este modo un valor alto de n (frecuentes apagados) significa una eficiencia del convertidor muy baja. Si los tiristores en el inversor son reemplazados por transistores las pérdidas por apagado pueden ser reducidas.
- b) Un valor alto de "n" representa muchos "huecos" en el voltaje que por consiguiente no puede entonces asumir el valor máximo. Sin embargo, el valor máximo es necesario si se desea obtener el torque nominal a la frecuencia nominal del motor. Pero a frecuencias bajas y un valor alto de "n", aún se alcanza un voltaje correspondiente a la frecuencia. Con un motor de 380V, 50Hz por ejemplo, el voltaje a 5Hz. necesita sólo ser: $380.5/50 = 38V$ y puesto que la frecuencia básica es baja el problema con un valor alto de "n" como el descrito en a) no es relevante.

Todo esto es porque la relación "n" es reducida cuando la frecuencia del motor aumenta. Puesto que los cambios ocurren en pasos, ellas pueden ser escuchadas normalmente porque el voltaje aplicado al motor hace producir algunos ruidos -

en el mismo.

Para obtener voltaje máximo a frecuencias más grandes que la frecuencia del motor nominal una relación "n" es usada para obtener un voltaje que tiene la misma apariencia como en los convertidores de frecuencia PAM.

La relación alta de "n" a bajas frecuencias significa pocas frecuencias armónicas y por eso el motor girará suavemente aún a muy bajas frecuencias.

A pesar de que las frecuencias armónicas bajas son pocas, pérdidas extras en el motor ocurren y esto se ilustra mejor cuando el fabricante de convertidores de frecuencia PWM recomienda que si los motores van a trabajar continuamente no se los debe cargar más del 85% al 95% del torque nominal.

Hay otras formas de curva del PWM de las que, entre otras cosas dos frecuencias armónicas pueden ser eliminadas totalmente, por ejemplo si eliminamos la quinta y la séptima, la armónica onceava será la más baja. Pero, eliminando las frecuencias armónicas bajas se produce una alta amplitud en las que quedan.

2.3.1 Freno

Durante el freno, el motor actúa como un generador, pero la potencia generada sólo alcanza a retornar al filtro (circuito inmediato) porque es bloqueado por el rectificador. El freno es por tanto limitado a menos que esta poten-

cia sea removida del circuito inmediato. Si el rectificador es reemplazado por dos puentes de tiristores conectados antiparalelamente, la potencia puede ser retornada a la red principal, pero al hacer esto se producirán algunas perturbaciones en la red, y además su construcción resulta muy onerosa.

2.3.1 Ventajas y Desventajas

Los convertidores de frecuencia PWM tienen las siguientes ventajas:

- 1) El motor "corre" suavemente, aún a bajas velocidades.
- 2) Es posible agregarle un circuito FRENO-CHOPPER.
- 3) Util para usarse con motores en paralelo, si la corriente de arranque del motor no alcanza la corriente límite.
- 4) Buena eficiencia del sistema.

Las desventajas que poseen estos convertidores PWM son las siguientes:

- 1) Ruidos en el motor por la forma de onda del voltaje.
- 2) Pérdidas en el motor en situaciones donde el convertidor de frecuencia traspasa la corriente límite. La aceleración debe ser igualada a la carga para permitir limitar

la corriente.

2.4 Inversor con Fuente de Corriente CSI

Los componentes de fuerza de un inversor CSI se muestra en la Fig. 2.4.1.

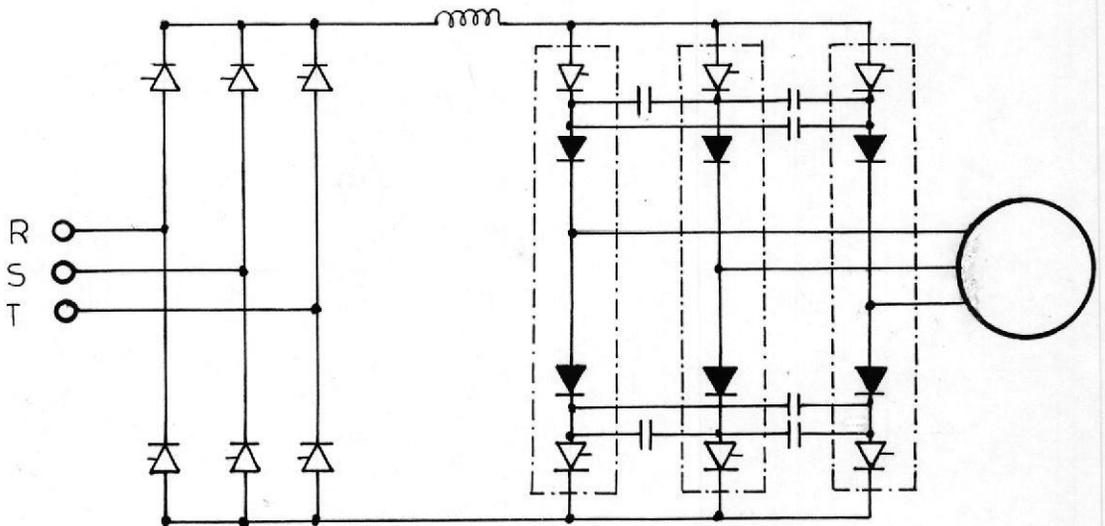


FIG. 2.4.1. CONVERTIDOR DE FRECUENCIA CSI

Como en los diagramas anteriores, este ha sido muy simplificado. Nótese que no hay capacitor en el circuito inmediato. La tarea del capacitor en los circuitos previos fue la de mantener constante el voltaje a una frecuencia dada. De esta forma la carga de terminaba la corriente del motor. Ahora, la situa -

ción es a la inversa. El voltaje variable del rectificador controlado es convertido por la bobina en el circuito inmediato a una corriente directa ajustable en forma simultánea con la frecuencia. Grandes cargas demandan alto voltaje en el motor.

Convertidor de Frecuencia CSI:

Carga del motor variable = Voltaje variable X corriente constante.

Convertidor de Frecuencia PAM y PWM:

Carga variable del motor = Corriente variable X voltaje constante.

Por medio del circuito de control y regulación la señal de entrada produce pulsos de encendido para los tiristores en el rectificador y en el inversor. Por lo tanto, la corriente deseada fluye a través del circuito inmediato y es enviada a los devanados del motor por el inversor en un tiempo correspondiente a la frecuencia requerida.

La corriente de fase tiene la misma apariencia del voltaje de fase como la que se muestra en las Figuras 2.1.4 y 2.1.5 donde previamente fue la corriente de fase que tenía forma sinusoidal y ahora es el voltaje de fase.

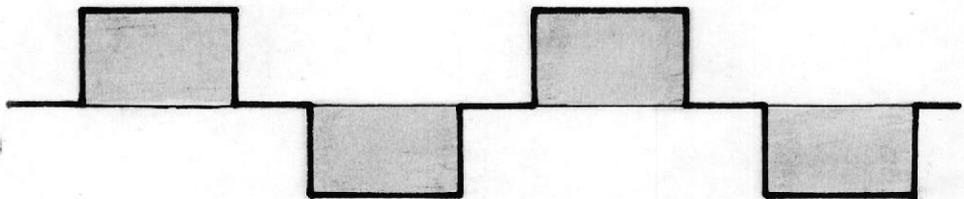


FIG. 242. CORRIENTE DEL MOTOR EN UN CONVERTIDOR CSI

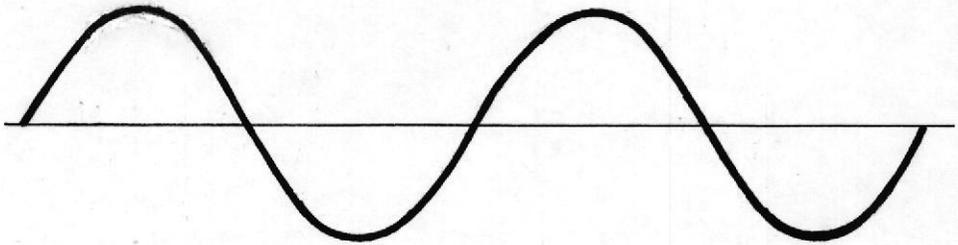


FIG.243. VOLTAJE DE UNA FASE EN UN CONVERTIDOR CSI

Sin embargo, algunos picos altos de voltaje ocurrirán las veces cuando la corriente es "preendida" y "apagada" en cada fase.

Todos los tiristores en el rectificador se apagan - ellos mismos, porque el cambio de polaridad en el - voltaje de la red una vez por período, polariza inver^{samente} los tiristores bloqueando de esta forma el pa^{so} de corriente.

Los capacitores en el inversor contienen la energía - necesaria para apagarlos. El tiristor en una fase se apaga automáticamente, cuando el tiristor en otra fase se prende. Los diodos tienen como objetivo aislar a los capacitores de la carga.

Un convertidor de frecuencia CSI no es útil para operación de motores en paralelo, una razón es que los - capacitores en el inversor deben ser puestos de acuer^{do} a las características del motor. Los efectos de - las armónicas son los mismos que ocurren en el conver^{ter}

tidor de frecuencia PAM.

2.4.1 Freno

Aquí el convertidor de frecuencia CSI tiene una ventaja, porque la potencia del freno puede ser retornada a la red eléctrica principal sin el uso de componentes adicionales. Cuando el motor actúa como un generador, el voltaje en el motor, así como en el circuito inmediato cambia su polaridad (Fig. 2.4.4). La corriente, en cambio, permanece en la misma dirección (lo opuesto ocurre en un convertidor de frecuencia PAM).

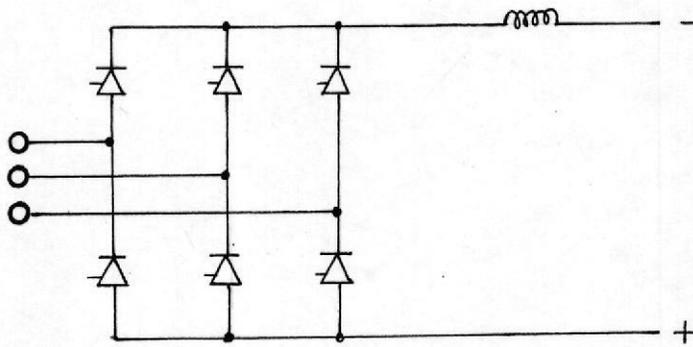


FIG. 2.44. FRENO EN UN CONVERTIDOR DE FRECUENCIA CSI

El rectificador controlado puede ahora ser usado como un inversor para hacer retornar la potencia a la red eléctrica.

2.4.2 Ventajas y Desventajas

Los convertidores de frecuencia CSI tienen las siguientes ventajas:

- 1) La potencia de freno puede ser retornada a la red eléctrica de alimentación sin componentes extras.
- 2) Prueba de cortocircuito de corriente constante, aún cuando un cortocircuito ocurra.
- 3) Buena eficiencia del sistema.
- 4) Motor se mueve silenciosamente.

Las desventajas principales de estos convertidores son las siguientes:

- 1) Uso muy limitado para operación de motores en paralelo.
- 2) Torques indeseados a bajas velocidades.
- 3) El rectificador controlado produce perturbaciones y pérdidas en la red de alimentación.
- 4) Reacción lenta a cambios de carga.



CAPITULO III BIBLIOTECA

DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL (INVERSOR)

3.1 INTRODUCCION

En el Capítulo I afirmamos que la velocidad sincrónica, la velocidad con la que el campo magnético se mueve, en un motor AC, depende del número de polos en el motor y la frecuencia del voltaje aplicado. El número de polos es fijo, la frecuencia entonces determina la velocidad sincrónica. La velocidad real (mecánica) de un motor de inducción es apenas un poco menor que la velocidad sincrónica.

Un motor de inducción jaula de ardilla es generalmente un motor de velocidad constante porque normalmente se le aplica un voltaje con una frecuencia fija de 60 Hz. El sistema de control de velocidad proporciona frecuencia variable y voltaje variable, convirtiendo un motor de velocidad fija en un motor de velocidad variable. Cuando la frecuencia decrece el voltaje también decrece para prevenir corrientes excesivamente altas. Inversamente, cuando la frecuencia se incrementa, el voltaje también se incrementa con el fin de mantener constante el torque del motor. En este capítulo describiremos y analizaremos el diagrama de bloques y la función de cada una de las partes que constituyen el sistema de control de velocidad.

3.2 DIAGRAMA DE BLOQUES

El diagrama de bloques del sistema se muestra en la -

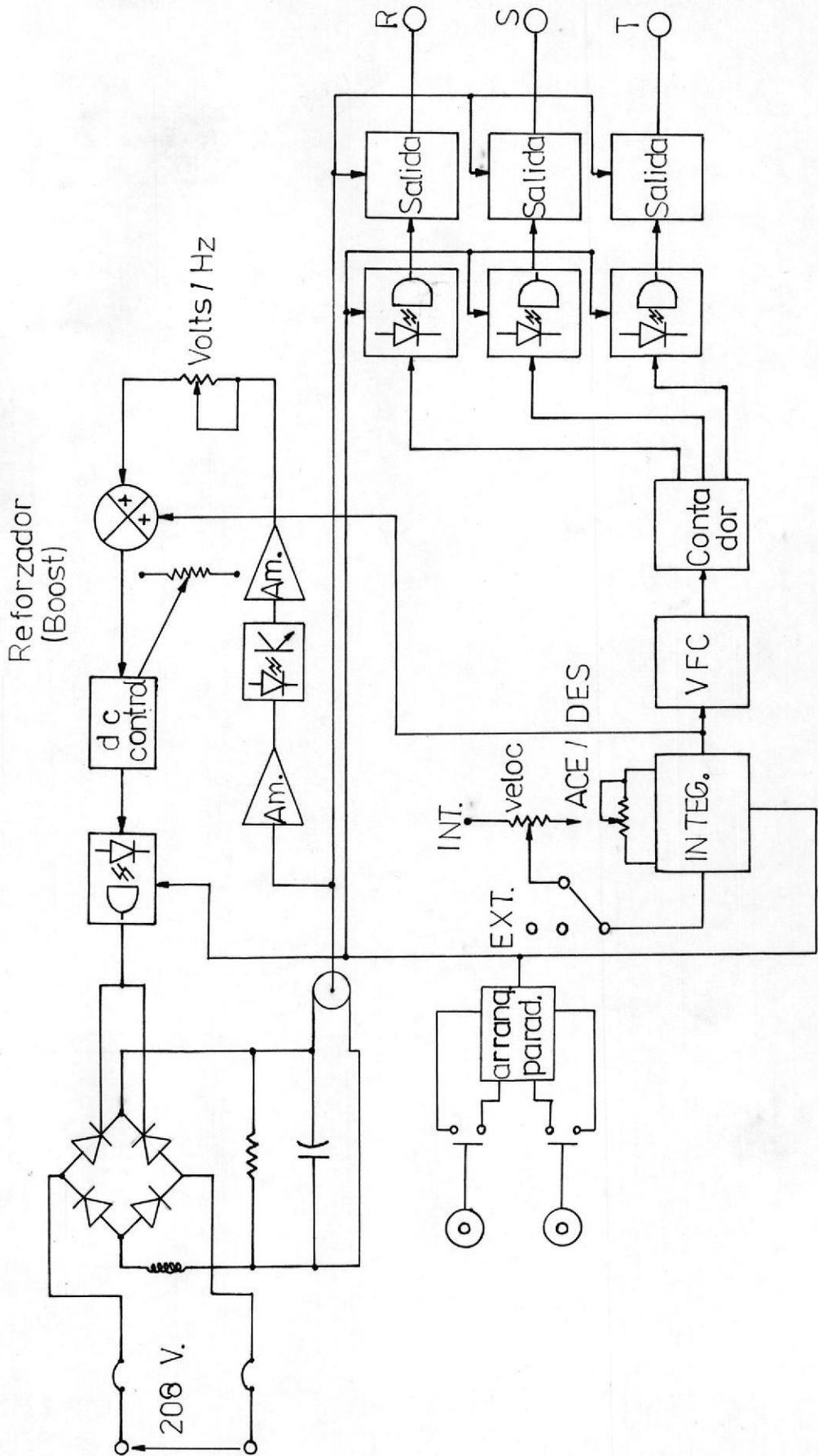


FIG 3.2.1. DIAGRAMA DE BLOQUES

Se observa en el diagrama que el sistema cambia una entrada monofásica de 208 V, 60 Hz a una salida trifásica con ondas cuasi-cuadradas, cuya frecuencia y voltaje son regulados ó establecidos por un potenciómetro de control de velocidad, ó por una señal de control externa de 0 - 12 voltios.

La señal proveniente del potenciómetro ó la señal de control externa es integrada (de tal forma que la velocidad con la que el motor responde a los cambios es regulado por el potenciómetro ACE/DES) y sumada con una señal de retroalimentación negativa. La señal resultante es alimentada a la sección de la barra de voltaje DC que establece el ángulo de disparo de los SCR en el puente rectificador, controlando de esta forma el voltaje de la barra. El potenciómetro Volts/Hertz se lo ajusta con el fin de obtener el torque necesario para mínima corriente.

La señal de control integrada es también alimentada al convertidor de voltaje a frecuencia, que produce un flujo de pulsos cuya frecuencia es proporcional al voltaje de control. Estos pulsos controlan el contador que prende y apaga los seis transistores DARLINGTON en la salida y que están acoplados al sistema por medio de optoaisladores. Estos transistores conectan sus terminales a la barra DC, estableciéndose de esta manera la frecuencia de las tres fases en la salida.

3.3 CIRCUITO DE ARRANQUE Y PARADA

El inversor provee un voltaje de arranque reducido para los motores de inducción AC. Si el potenciómetro de control de velocidad es puesto para una velocidad mayor que cero, presionando el botón de arranque causa



rá que el motor se acelere bajo condiciones controladas hasta alcanzar la velocidad deseada.

El voltaje y la frecuencia se incrementan a una velocidad determinada por la posición del potenciómetro ACE/DES. Si el botón de PARADA es presionado con el motor corriendo el motor se detendrá porque es esencialmente desconectado del inversor. Si por otro lado, el potenciómetro de control de velocidad es reducido a cero, una acción de frenado desacelerará el motor a una rapidez determinada por la posición del potenciómetro ACE/DES.

El propósito de los botones de arranque y parada es prevenir que el motor sufra accidentes en el arranque y pérdidas de potencia. El botón de arranque "prende" un transistor, alimentando 12V a ciertos circuitos de "llave". El botón de PARADA "apaga" el transistor evitando este procedimiento, pérdidas de potencia en el motor.

El circuito de arranque y PARADA se muestra en la Fig. 3.3.1 y consta básicamente de un FLIP-FLOP tipo D - CD4013, cuyo valor en la salida Q es función de las entradas S (SET) y R (RESET).

Si se presiona el botón de arranque S1, se aplican 12V por medio de la resistencia R64 al Pin 6 del IC - CD4013 que alimenta por medio R66 a la base transistor Q8 cuyo emisor está conectado a tierra, esto hace que Q8 se sature, haciendo que el voltaje en el colector sea ahora aproximadamente de cero voltios, este voltaje alimenta por medio de R72 a la base del transistor Q11, cuyo emisor está también a tierra, ésta situación hace que Q11 se mantenga "apagado" y por --

al Pin 4 (R) del FLIP-FLOP.

Si el botón de parada S2 es accionado 0 es ahora el voltaje en la salida Q del FLIP-FLOP, apagándose los transistores Q8 y Q12 y prendiéndose Q11. Al estar Q12 apagado el voltaje en su salida (colector) será 12V, que aplicado a los transistores Q1, Q2, Q3, Q4, Q5 y Q6 (ver Fig. 3.9.2), estos interrumpen las señales provenientes del contador hacia los OPTO-AISLADORES y la salida en R, S y T será por tanto nula.

Por otro lado, si hay 12 voltios en el colector de Q8, los diodos D29 y D1 conducen, fijando la salida del OPAMP IC1-2 en el integrador, a -0.7V. (ver Fig. 3.9.2)

Cuando se presiona el botón de arranque, hay cero voltios en el colector de Q8, los diodos D29 y D1 no conducen y el voltaje en la salida del OPAMP IC1-2 del integrador será igual a la caída en el capacitor C2 (ver Fig. 3.9.2).

3.4 INTEGRADOR (CONTROL DE ACELERACION Y DESACELERACION)

Esta parte del circuito tiene por objeto regular la rapidez con la que el motor responde a los cambios de frecuencia y voltaje. Este circuito se muestra en la Fig. 3.4.1 y consta de dos OP-AMP, el primero utilizado como un comparador y el segundo como un integrador. el interruptor S3 puede usarse para seleccionar una señal de control externa que puede ser un voltaje proveniente de un computador ó de un tacómetro, ó para seleccionar una señal de control interna que proviene de una fuente de +12V. regulada por un potenciómetro P1 que se lo denomina control de velocidad. Se hará el análisis con el interruptor S3 en está última po-

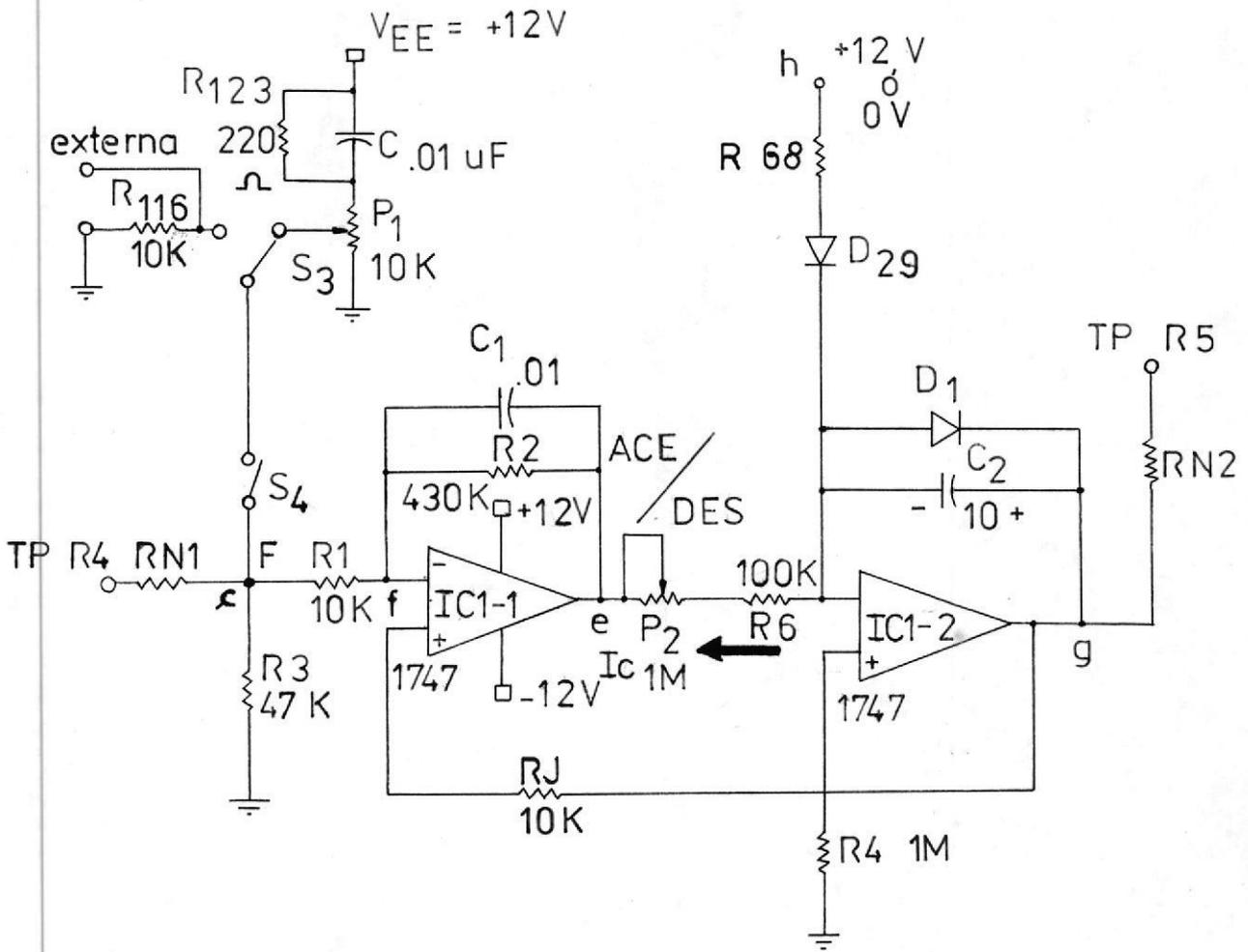


FIG 3.4.1 CONTROL DE ACELERACION Y DE SACELE-
RACION

sición, TPR4 y TPR5 son puntos de prueba que aparecen en el tablero del equipo.

El voltaje en el punto e (fig.3.4.1) será igual a:

$$V_e = -A_v V_c \quad (3.1)$$

donde: A_v es la ganancia del OPAMP Ic1-1 que viene dada por:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.2)$$

y V_C es el voltaje en el punto c.

Reemplazando los valores: $R_2 = 430K$ y $R_1 = 10K$ en (3.2) se obtiene que: $A_V = \frac{430}{10} = 43$.

Debido a que el voltaje V_C varía entre 0 y 12V. aproximadamente, a partir de $V_C = 0.28V$ hasta 12V el OPAMP trabajará en la región de saturación negativa luego:

$$V_e = -12V.$$

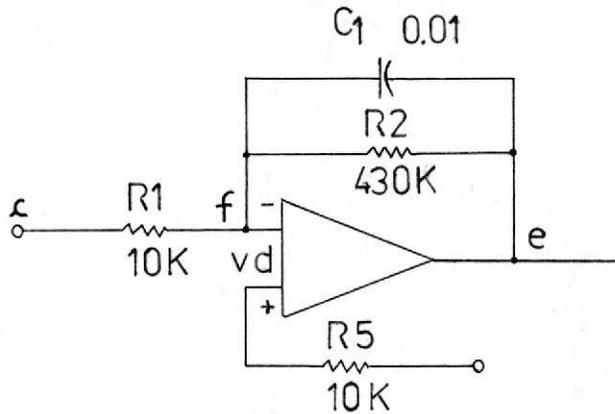


FIG 3.4.2 ESQUEMA AUXILIAR PARA EL CALCULO DIFERENCIAL v_d .

La Fig. 3.4.2 muestra un esquema auxiliar para el cálculo del voltaje diferencial V_d . El capacitor C_1 trabaja como un filtro de ruidos y se carga rápidamente, luego es un circuito abierto, tomando en cuenta esto y aplicando el principio de superposición se obtiene que:

$$V_f = \frac{V_C R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_e R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.3)$$

Si se asume que $V_C = 6V$ y recordando que $V_e = -12V$ reemplazando valores en (3.3) se obtiene que:

$$V_C = \frac{6(430)}{440} + \frac{(-12)(10)}{440} = 5.6V$$

Puesto que en el inicio todo está en cero voltios, - el voltaje de entrada no invertida en el OP-AMP es ce ro y por tanto el voltaje diferencial es:

$$V_d = 0 - V_f = 0 - 5.6 = -5.6V$$

Este último cálculo confirma que IC1-1 está trabajando en la región de saturación negativa.

La corriente que circula por el potenciómetro P_2 y la resistencia R_6 es constante para un valor fijo de P_2 y sólo variará si se modifica el valor de P_2 ; esta co rriente es igual a:

$$I_C = \frac{V_e}{P_2 + R_6} \quad (3.4)$$

La dirección de la corriente I_C se muestra en la Fig. 3.4.1.

Para obtener una expresión para el voltaje de salida de IC1-2 se tiene:

$$V_{C2} = - \frac{I_C t}{C_2} \quad (3.5)$$

donde:

V_{C2} = voltaje en el capacitor c_2

I_C = corriente de entrada a IC1-2

C_2 = capacitancia de C_2

A causa de la inversión de fase, el voltaje de salida de IC1-2 V_g es igual a $-V_{C2}$. Luego, se tiene que:

$$V_g = \frac{I_C t}{C_2} \quad (3.6)$$

La expresión (3.6) corresponde a la ecuación de una recta de pendiente $\frac{I_C}{C_2}$. Ya que C_2 es constante, la pendiente cambiará al variar I_C , la misma que se modifica sólo si alteramos el valor de P_2 .

La pendiente de esta recta es una medida de la rapidez con la que el motor responderá a los cambios de velocidad. Ya que la corriente que fluye por el capacitor es constante, la carga Q en el capacitor se incrementa linealmente, con la polaridad que se muestra en la Fig. 3.4.1.

En el circuito (Fig. 3.4.1) se observa que el punto g se conecta a la entrada no invertida de IC1-1 por medio de R_5 , esto hace que a medida que V_g se va incrementando el voltaje diferencial en IC1-(1) va decreciendo, cuando este voltaje es aproximadamente cero el voltaje de salida de IC1-1 V_e es cero y ya que el capacitor C_2 retiene su carga, el voltaje V_g permanece constante a un nivel positivo (ESTADO ESTABLE). La Fig. 3.4.3 ilustra como varían teóricamente con respecto al tiempo los voltajes V_C , V_e y V_g .

En el intervalo de tiempo $0 < t < t_0$, $V_C = V_e = 0$, puesto que no se ha presionado el botón de arranque $V_h = 12V$ y V_g será igual a la caída de voltaje en el diodo $D1$ con signo negativo, esto es $V_g = -0.7V$.

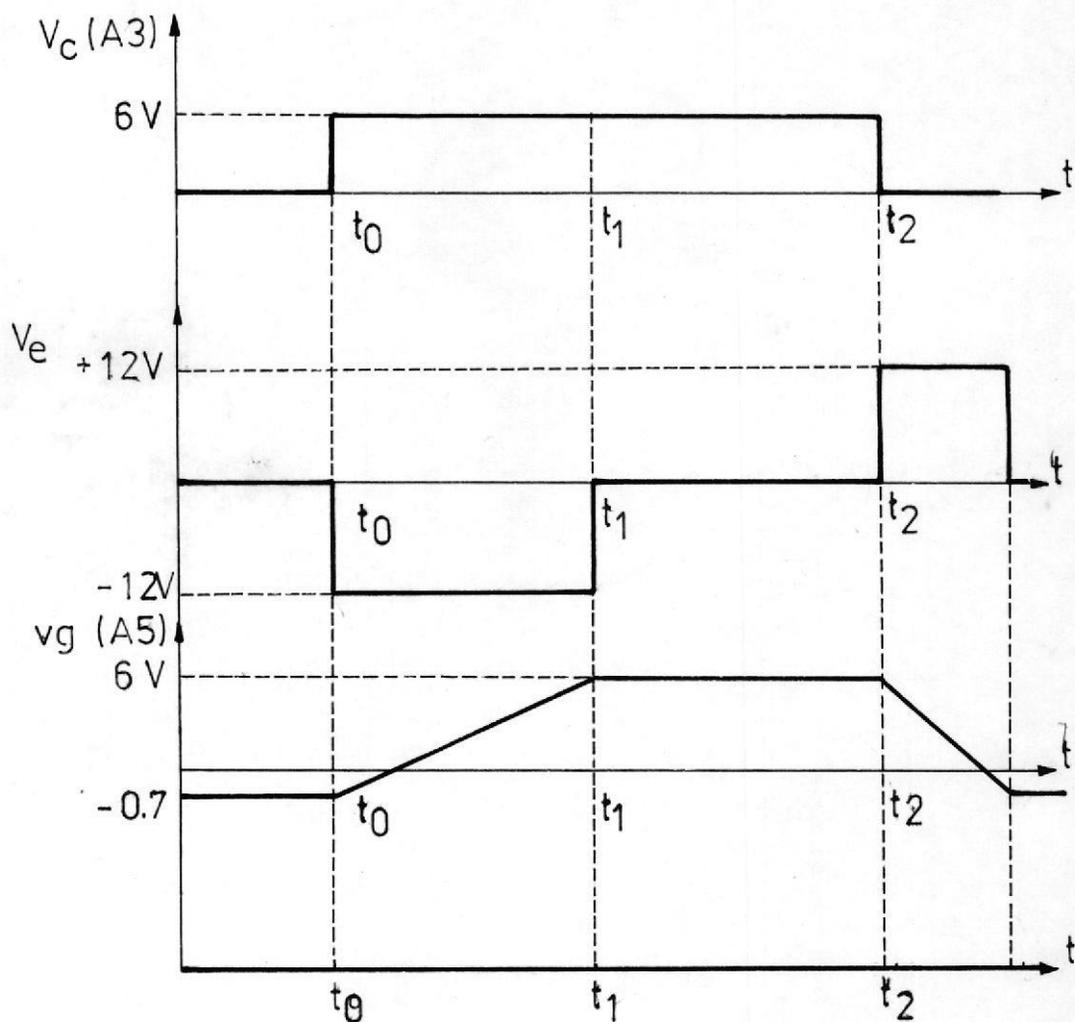


FIG 3.4.3 VARIACION DE LOS VOLTAJES V_c , V_e Y V_f , CON RESPECTO AL TIEMPO

Para $t_0 < t < t_1$, V_c se lo ha fijado en 6V., presionando el botón de arranque $V_h=0$, IC1-1) entra en saturación negativa y por tanto $V_e=-12V.$, V_g se incrementa linealmente conforme se carga el capacitor C_2 .

En el intervalo $t_1 < t < t_2$, el incremento de V_g hace que el voltaje diferencial en IC1-1) decrezca y cuando es cero, $V_e=0$ t V_g es fijado por el voltaje en el capacitor y su valor es aproximadamente 6V.

Si instantáneamente en $t=t_2$, V_e se hace "bruscamente" igual a cero voltios IC1-1 entra en saturación positiva y V_e será ahora igual a +12V., la corriente I_c cambia de sentido, el capacitor C_2 empieza a descargarse a través del OP-AMP IC1-2 (no lo puede hacer por el diodo, porque está polarizado inversamente) el voltaje V_g se decreta en forma lineal. Cuando $V_g=0$, V_e también es cero, porque el voltaje diferencial en IC1-1 es igual a cero.

3.5 CONVERTIDOR VOLTAJE A FRECUENCIA

Este circuito está formado básicamente por un OP-AMP 1741 que está conectado de tal forma que trabaja como una bomba de corriente Howland modificada y por un IC 555 cuya conexión externa le permite funcionar como un multivibrador en modo ASTABLE. El circuito se muestra en la Fig. 3.5.1.

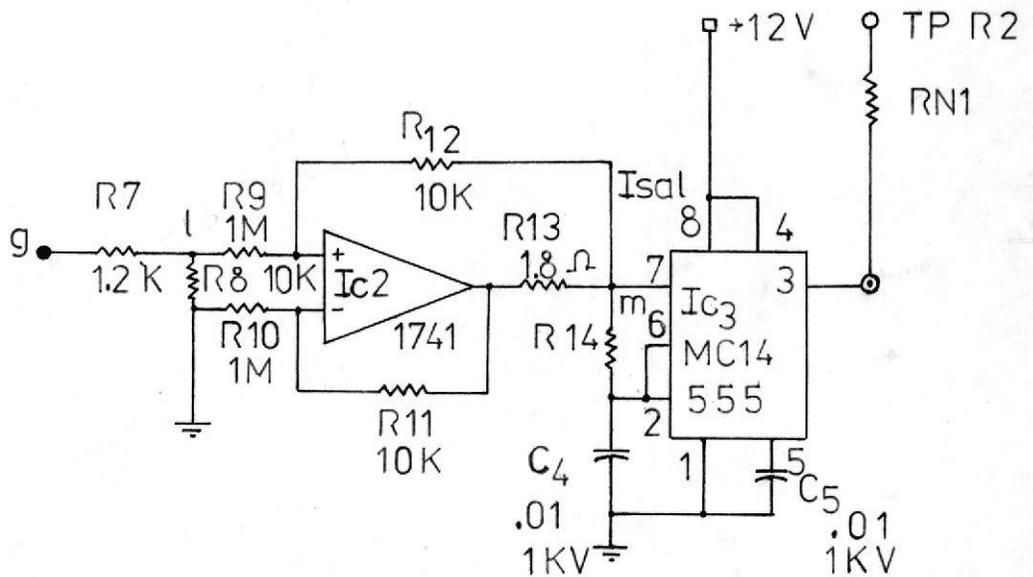


FIG 3.5.1 CONVERTIDOR VOLTAJE A FRECUENCIA

3.5.1 Análisis de la bomba de corriente Howland modificada

Aplicando Thevenin en el punto 1 se obtiene que:

$$V_{tH} = V_1 = \frac{V_g \cdot 10}{11 \cdot 2} = 0.89 V_g$$

$$R_{tH} = R_7 // R_8 = 1K$$

Tomando en cuenta estos valores obtenidos y reordenando el circuito, este queda de la siguiente manera:

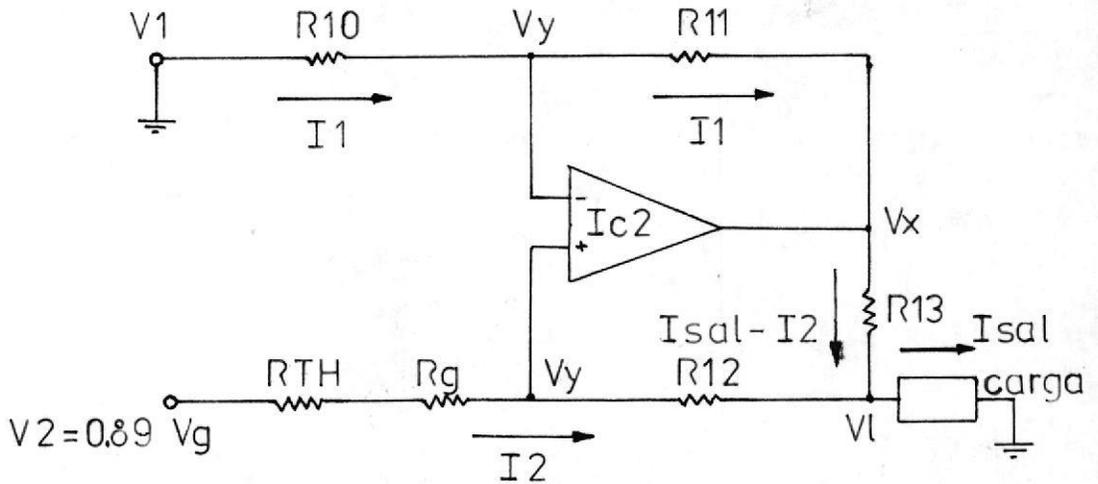


FIG 3.5.2. BOMBA DE CORRIENTE HOWLAND MODIFICADA

En la Fig. 3.5.2 se observa que:

$$R_{tH} + R_9 \approx R_9$$

$$R_9 = R_{10} \quad (3-1)$$

$$R_{10} = 100R_{11} \quad (3-2)$$

$$R_{12} + R_{13} = R_{11} \quad (3-3)$$



BIBLIOTECA

Puesto que el OP-AMP está trabajando en la región lineal, las ecuaciones para los voltajes y corrientes - descritos en la Fig. 3.5.2 serán las siguientes:

$$V_y = V_2 - I_2 R_9 \quad (3-4)$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2 - I_2 R_9}{R_{10}} \quad (3-5)$$

$$V_x = V_y - I_1 R_{11} \quad (3-6)$$

$$V_L = V_y - I_2 R_{12} \quad (3-7)$$

$$V_x - V_L = (I_{s1} - I_2) R_{13} \quad (3-8)$$

De esta última ecuación se tiene:

$$\frac{V_x - V_L}{R_{13}} + I_2 = I_{s1} \quad (3-9)$$

Reemplazado (3-6) y (3-7) en la ecuación (3-9) se obtiene:

$$\frac{V_y - I_1 R_{11} - V_y + I_2 R_{12}}{R_{13}} + I_2 = I_{s1} \quad (3-10)$$

Resolviendo, se tiene:

$$\frac{I_2 R_{12} - I_1 R_{11} + I_2 R_{13}}{R_{13}} = I_{s1} \quad (3-11)$$

$$\frac{I_2 (R_{12} + R_{13}) - I_1 R_{11}}{R_{13}} = I_{s1} \quad (3-12)$$

Reemplazando la igualdad (3-3) en (3-12) se obtiene:

$$\frac{I_2 R_{11} - I_1 R_{11}}{R_{13}} = I_{sa1}$$

De donde: $R_{11} \frac{(I_2 - I_1)}{R_{13}} = I_{sa1}$ (3-13)

Resolviendo la ecuación (3-5) se tiene:

$$I_1 R_{10} = V_1 - V_2 + I_2 R_9 \quad (3-14)$$

Pero como por (3-1) $R_9 = R_{10}$

$$(I_2 - I_1) R_{10} = V_2 - V_1 \quad (3-15)$$

De donde: $I_2 - I_1 = \frac{V_2 - V_1}{R_{10}}$ (3-16)

Finalmente al reemplazar (3-16) en la ecuación (3-13) se obtiene:

$$\frac{R_{11}}{R_{10}} \frac{(V_2 - V_1)}{R_{13}} = I_{sa1} \quad (3-17)$$

Donde: $V_1 = 0$

$$V_2 = 0.89 V_g$$

$$R_{11} = 10K$$

$$R_{10} = 1M$$

$$R_{13} = 1.8k\Omega$$

Reemplazando estos valores en (3-17) se tiene que:

$$I_{sal} = \frac{10K}{10^3K} \frac{0.89V_g - 0}{1.8K}$$

$$I_{sal} = 4.94 V_g \text{ mA}$$

Como se puede ver en esta última expresión la bomba de corriente Howland proporciona una corriente cuyo sentido es el que se muestra en la Fig. 3.5.2 que es directamente proporcional al voltaje de entrada V_g . Esta corriente I_{sal} es la que produce la carga del capacitor C_4 en el multivibrador en modo astable.

3.5.2 El Multivibrador en modo Astable

En la Fig. 3.5.3 se muestra el IC MC1455 conectado para trabajar como un multivibrador en modo ASTABLE. El principio de operación es como sigue:

El MC 1455 contiene internamente dos comparadores A y B, un FLIP-FLOP, un transistor T y un inversor (ver Fig. 3.5.3) TPS1 y TPS2 son puntos de prueba. Al inicio el voltaje en 2 y 6 es cero, R (RESET) y S (SET) permanecen en estado "bajo", \bar{Q} es "bajo", el transistor no conduce y la salida será "alta".

El capacitor C_4 va cargándose paulatinamente, hasta alcanzar el valor de 8V, cuando esto ocurre, el comparador A actúa, R (RESET) cambiará a un estado "alto", S (SET) permanece en estado "bajo" y \bar{Q} será ahora "alto", la salida cambia de estado (será "baja") y C_4 empezará a descargarse por cuanto el transistor T se sa

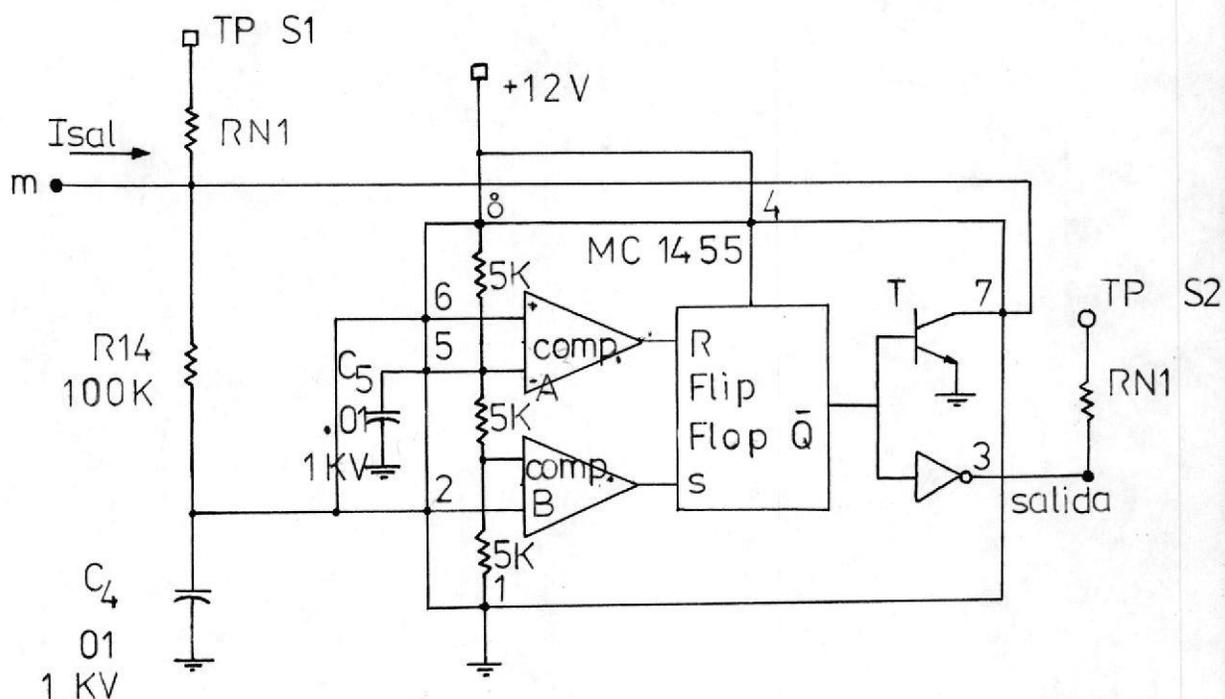


FIG 3.5.3. MULTIVIBRADOR EN MODO ESTABLE

tura al ser \bar{Q} "alto". Cuando el voltaje en C4 desciende a 4V, actúa el comparador B, en este instante S (SET) es "alto", \bar{Q} cambia de estado, el transistor T en el flip-flop se "abre", la salida será ahora "alta", el capacitor C4 empieza a cargarse nuevamente hasta llegar a 8V y así, el ciclo vuelve a repetirse sucesivamente.

Como puede observarse, la frecuencia de la señal de salida en el multivibrador, dependerá del tiempo de carga y de descarga del capacitor C4, ya que el tiempo de descarga es fijo por cuanto R14 es un valor fijo (100K), la única forma que queda para variar la frecuencia es modificando el tiempo de carga esto se lo consigue cambiando el valor de la corriente de car



ga que es I_{s1} . BIBLIOTECA

A mayor corriente I_{s1} (lo cual significa mayor voltaje V_g) el tiempo de carga será menor y en consecuencia en la salida la frecuencia será mayor. Viceversa, a menor corriente I_{s1} (menor voltaje V_g), el tiempo de carga en C_4 será mayor y la frecuencia de la señal de salida será, por ende, menor. Se ha obtenido por tanto una señal en la salida del convertidor de voltaje a frecuencia, cuya frecuencia está en proporción directa con el voltaje de entrada al convertidor: V_g .

La Fig. 3.5.4 muestra las formas de ondas (que se esperan teóricamente) con respecto al tiempo, de los voltajes en los puntos TPS1 y TPS2 y en el capacitor C_4 .

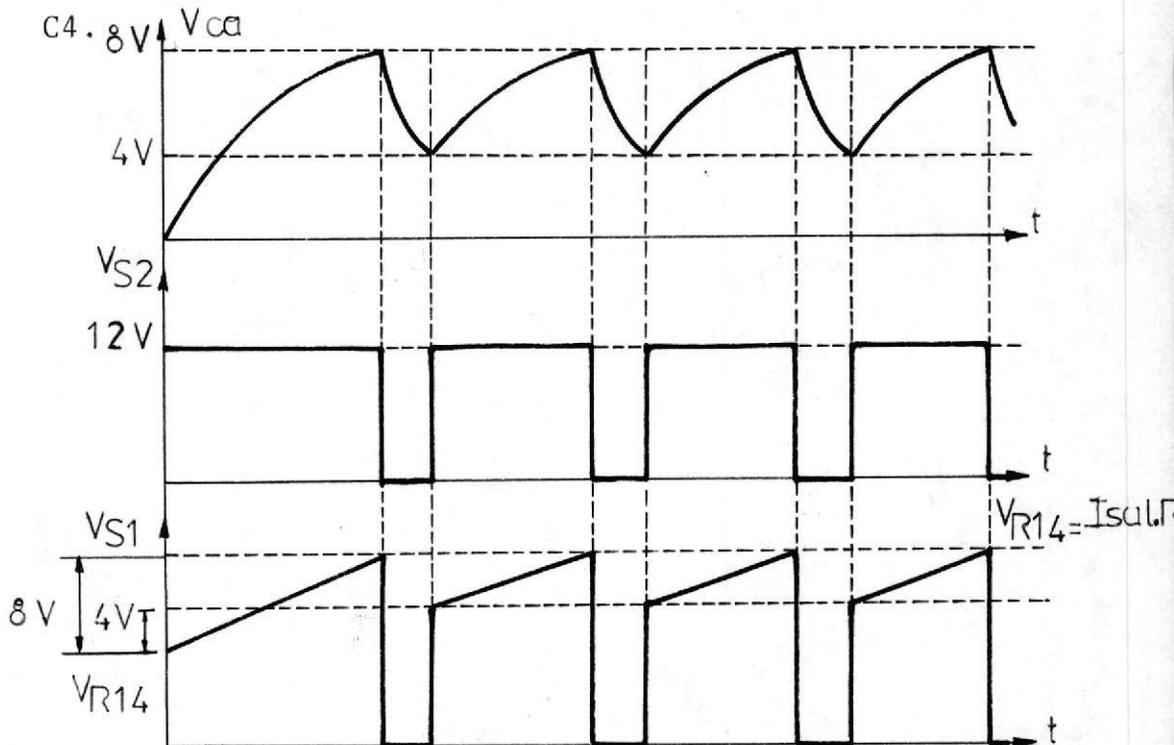


FIG. 3.5.4 VARIACION DE LOS VOLTAJES EN LOS PUNTOS S1, S2 Y EN EL CAPACITOR C_4 CON RESPECTO AL TIEMPO

La pendiente de la rampa que se observa en V_{S1} , así como sus valores máximo y mínimo, dependen de la corriente I_{s1} .

La señal de salida del convertidor V_{S2} será la señal del reloj para el contador de anillo (RING-COUNTER).

3.6 CONTADOR (RING-COUNTER)

El contador de anillos a diseñarse es un contador de seis estados implementados con 3 FLIP-FLOPS tipo D, cuya tabla del presente y próximo estado es como sigue:

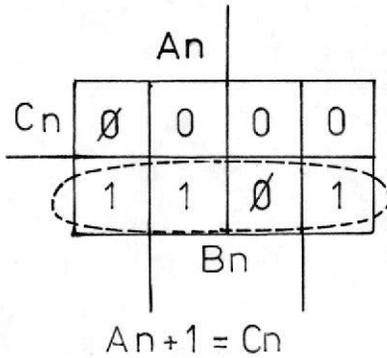
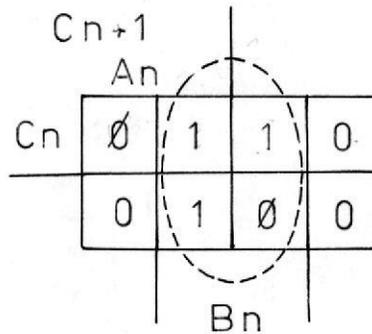
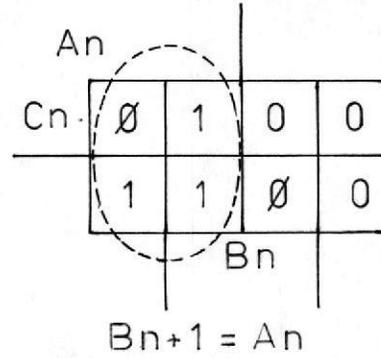
A_n	B_n	C_n	QA A_{n+1}	QB B_{n+1}	QC C_{n+1}
0	0	0	1	0	0
1	0	0	1	1	0
1	1	0	1	1	1
1	1	1	0	1	1
0	1	1	0	0	1
0	0	1	0	0	0

FIG 3.6.1. TABLA DEL PRESENTE Y PROXIMO ESTADO PARA EL CONTADOR DE ANILLOS

Los mapas de karnaugh para minimizar las expresiones para A_{n+1} , B_{n+1} y C_{n+1} y sus resultados se muestran en la Fig. 3.6.2.

Con estos resultados se implementó el contador y su diagrama circuital se muestra en la Fig. 3.6.3.

Los circuitos RC que se muestran a la salida de los -

A_{n+1}  B_{n+1} 

\emptyset estado
no usado (don't care)

 $C_{n+1} = B_n$

FIG 3.6.2. MAPAS DE KARNAUH PARA MINIMIZAR A_{n+1}
 B_{n+1} Y C_{n+1}

tres FLIP-FLOPS tipo D, son FILTROS de RUIDO que se utilizan para que ninguna señal extraña cambie de estado a los FLIP-FLOPS. Los diodos D2 y D3 tienen por objeto "setear" Q_B (ponerlo en estado alto), si en inicio Q_A y Q_C están en estado alto, por cuanto la secuencia 101 no es permitida. En el caso que Q_A y Q_C estén en estado bajo, por lo menos uno de los diodos D2 o D3 conduce y el set para Q_B no actúa.

La Fig. 3.6.4 muestra el diagrama de tiempo para el contador de anillos de 3 bits. Nótese que estas señales están desfasadas 60° y además las frecuencias de las 3 señales variarán simultáneamente si cambia la --

frecuencia del reloj.

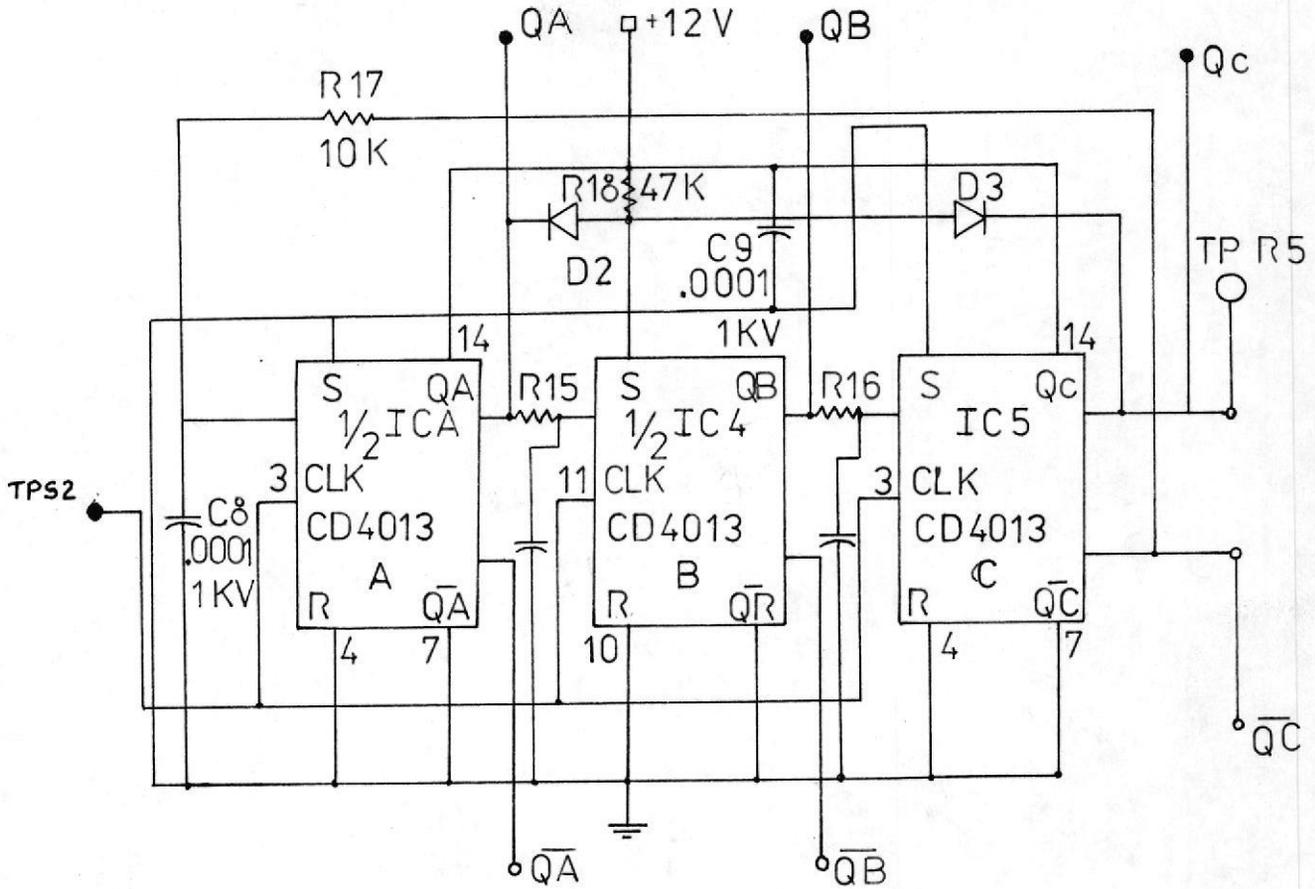
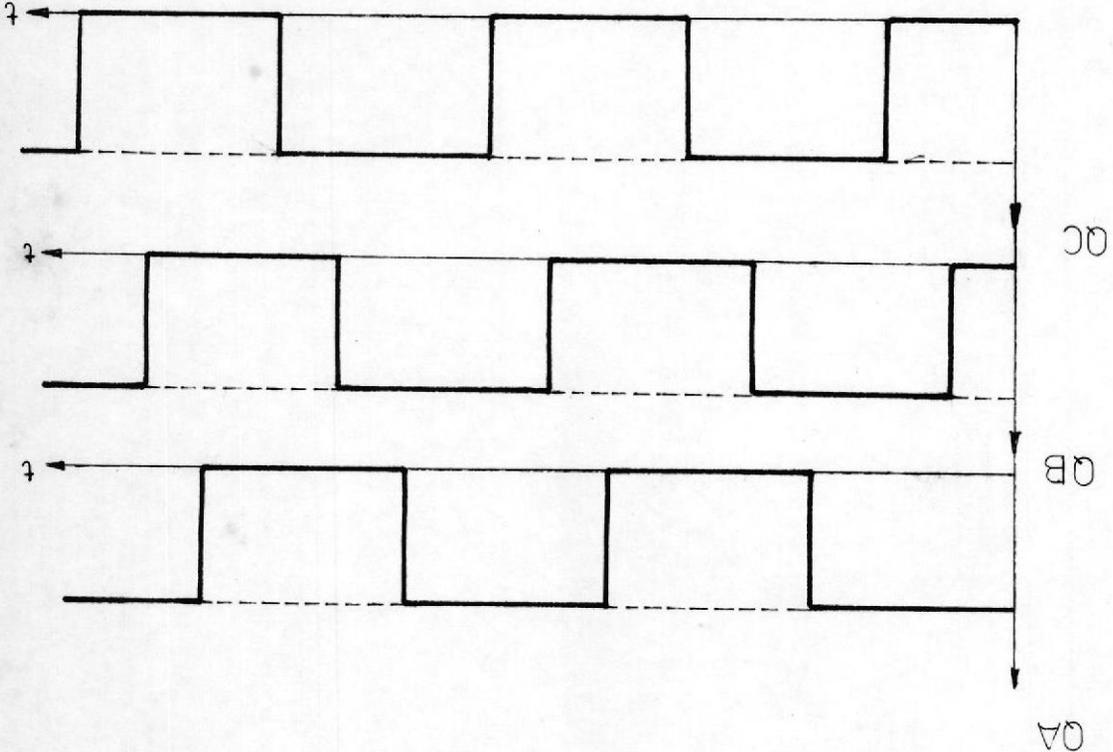


FIG 3.6.3 DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL CONTADOR DE ANILLOS

Las señales de salida del contador Q_A , Q_B , Q_C así como \bar{Q}_A , \bar{Q}_B , \bar{Q}_C tendrán como función principal prender y apagar 6 transistores darlington (dos por fase) -- puestos en la salida del inversor.

FIG 3.64. DIAGRAMA DE TIEMPO DE LAS SEÑALES DE SALIDA DEL CONTADOR.



3.7 CONTROL DE LA BARRA DC

Este circuito tiene por objeto establecer la magnitud del voltaje DC en la barra. Lo realiza controlando el ángulo de disparo de los dos tiristores colocados en el circuito del puente rectificador.

La razón por la que tenemos que variar este voltaje DC es que es importante mantener la relación voltaje-frecuencia constante. Proveyendo una relación V/Hz constante se evitará excesivas corrientes y sobrecalentamiento en el motor.

El esquema se muestra en la Fig. 3.7.1 y consta básicamente de un circuito amplificador, un controlador proporcional integral PI, un convertidor voltaje a frecuencia VCO y un detector de cruce por cero que sirve para sincronizar la señal de salida del VCO.

Para el control del voltaje de la barra DC se escogen dos muestras: un voltaje V_F que es una medida de la frecuencia en la salida y un voltaje V_B negativo que representa el voltaje de la barra DC. La señal de voltaje V_B pasa a través de un par de inversores y de un opto-aislador, la salida del segundo inversor es un voltaje V_E bajo negativo que es ajustado por el potenciómetro V/Hz. Este voltaje V_E negativo origina una corriente I_E . Por otro lado, el voltaje de la salida del integrador V_F produce una corriente I_F . I_F e I_E se muestran en la Fig. 3.7.1.

En estado estable $I_F = I_E$ y por tanto la corriente I_C cuyo sentido se muestra en la Fig. 3.7.1 es igual a cero. Si se asume que el capacitor C_{20} está cargado

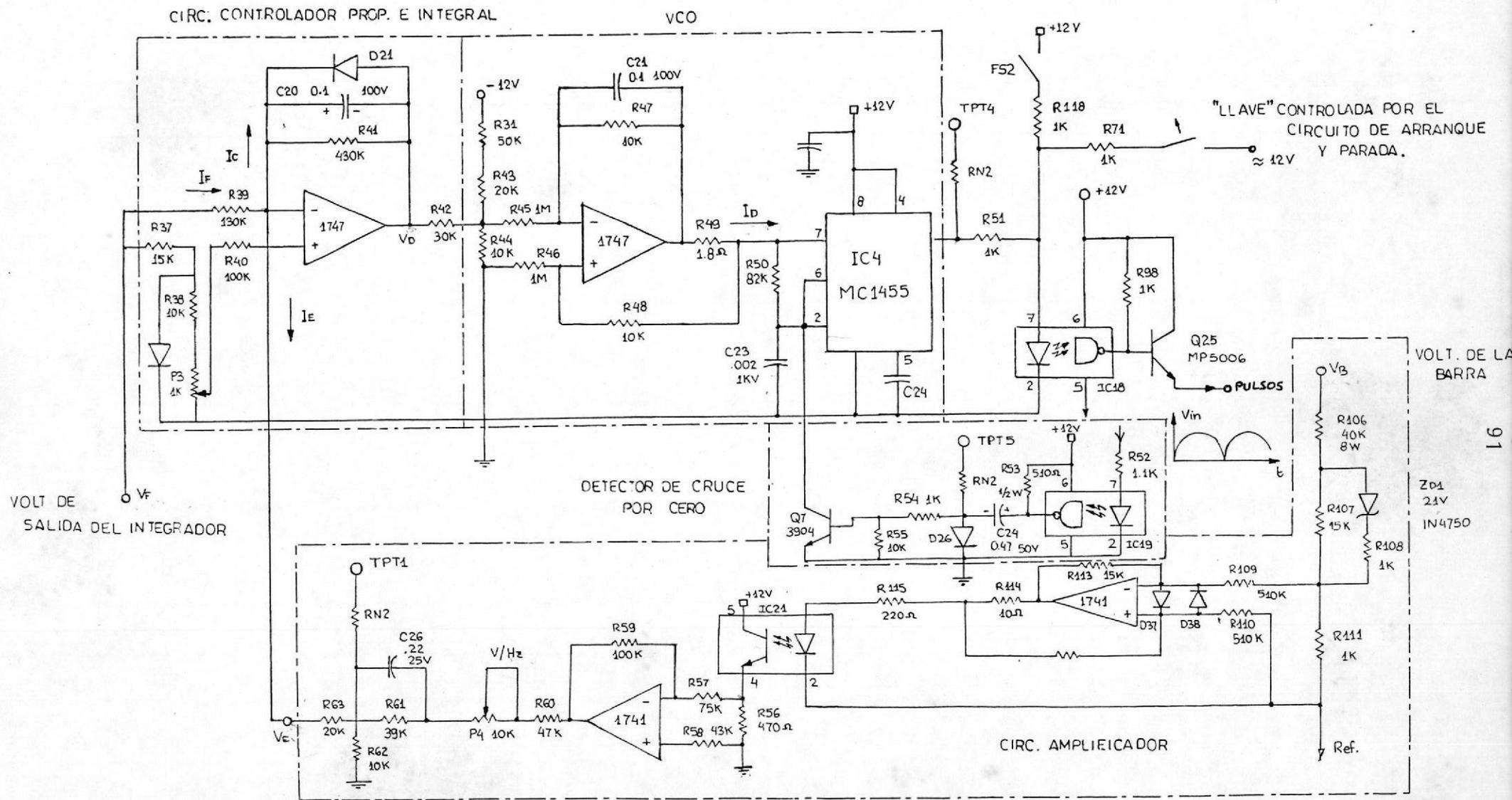


FIG 3.7.1. CONTROL DE LA BARRA DC

con la polaridad indicada en la Fig. 3.7.1, este fija un voltaje V_D negativo en la salida del controlador PI. Este voltaje negativo es el voltaje de entrada a la bomba de corriente Howland que origina una corriente I_D que es proporcional al voltaje V_D , esta corriente es quien va a cargar el capacitor C23 en el multivibrador en MODO ASTABLE. En la sección 3.5.1 se hizo un análisis de esta bomba de corriente y de acuerdo al mismo se tiene que:

$$I_D = - \frac{R47}{R46} \cdot \frac{V_D}{R49} \quad (3-18)$$

donde $R47 = 10k$

$R46 = 1M$

$R49 = 1.8 \text{ ohm}$

Reemplazando estos valores en (3-18) se obtiene que:

$$I_D = -5.55 V_D \text{ mA}$$

La rapidez con la que se cargue el capacitor C23 dependerá de la magnitud de la corriente I_D .

El detector de cruce por cero tiene por objeto restablecer el multivibrador, y esta función la realiza monitoreando el voltaje aplicado al equipo (voltaje sinusoidal) a través de un opto-aislador, para producir pulsos de sincronismo dos veces la frecuencia de la línea, con el fin de que los tiristores en el puente rectificador se disparen dos veces por cada ciclo de entrada AC. Estos pulsos pueden ser vistos en TPT5.



BIBLIOTECA

Cuando la señal que ingresa al detector, cruza por cero, un voltaje "alto" se produce a la salida del OPTO-AISLADOR Ic-19 (ver Fig. 3.7.1), el capacitor C24 se carga y el transistor Q7 se satura, poniendo el pin - 2 y el pin 6 del MC1455 a tierra, produciéndose la - descarga total del capacitor C23. Si la señal que ingresa al detector es diferente de cero, la salida del opto-aislador será baja y el capacitor C24 se descar-ga a través del diodo D26 que en este instante se po-lariza directamente, lo que hace que Q7 se "apague" y permitiéndose ahora la carga en el capacitor C23.

Al inicio de un ciclo, como se ha dicho, la rapidez - con que se cargue el capacitor C23 dependerá de la - magnitud de la corriente I_D . Teóricamente las seña--les que deben aparecer en TPT5, en TPT4 (salida del - multivibrador), en el capacitor C23 junto con la se-ñal de entrada al detector, se muestra en la Fig. 3.6. 2.

Al observar las señales en la Fig. 3.7.2 se puede notar que el capacitor C23 está cargándose y descargán-dose entre 8 y 4 voltios y se descarga completamente en el cruce por cero debido a que el transistor Q7 entra en saturación en ese instante.

Cuando el capacitor C23 está cargándose, la salida del multivibrador observable en TPT4 es "alta", hasta cuan-do el voltaje en el capacitor es 8V, en este instante C23 empieza a descargarse hasta 4V y la salida será - baja; esta carga y descarga entre 4 y 8V del capaci-tor se repetirá hasta que ocurre el cruce por cero, - donde el capacitor C23 se descargará totalmente, co--

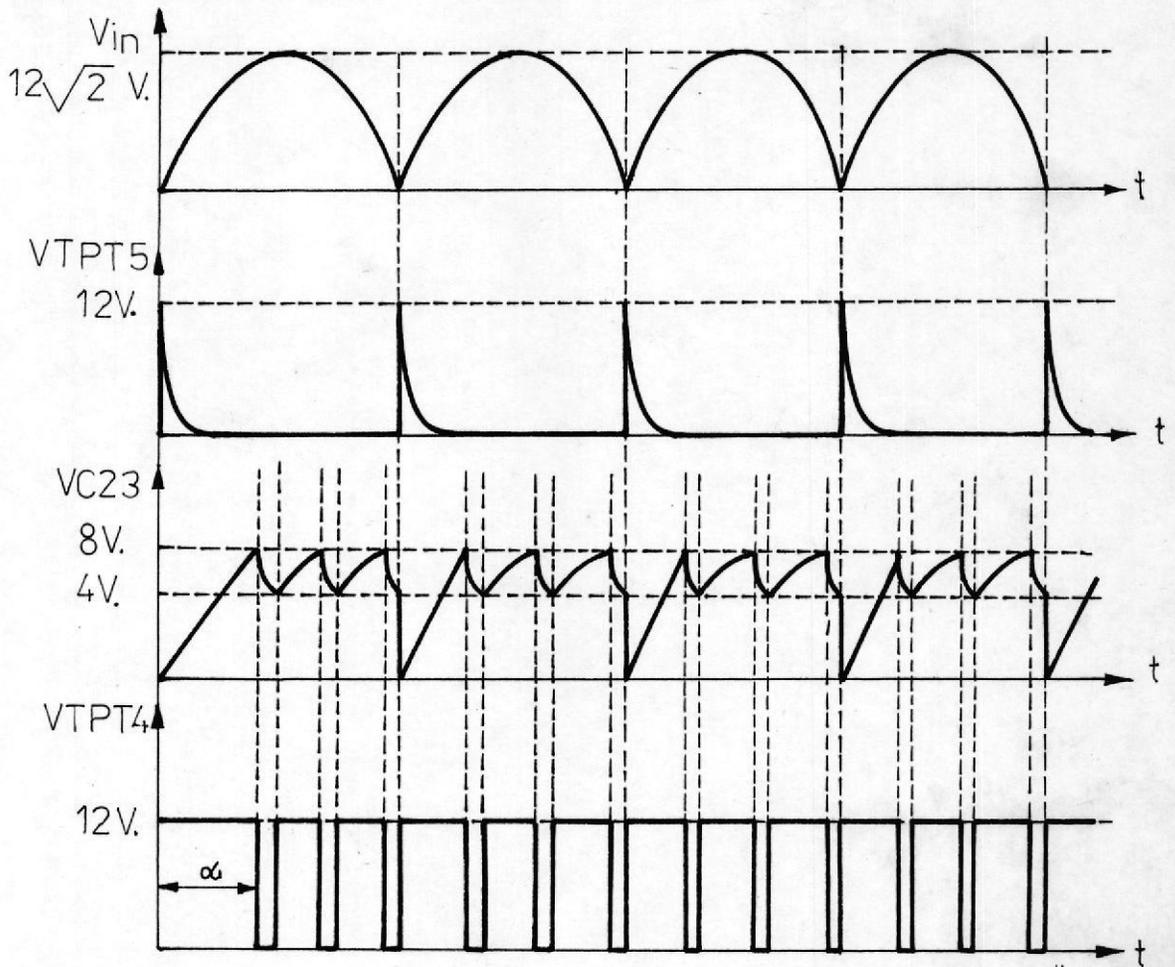


FIG 3.7.2. VARIACION DE LOS VOLTAJES CON RESPECTO AL TIEMPO EN TPT4, TPT5, CAPACITOR C23. TAMBIEN SE MUESTRA V_{in} QUE ES LA SEÑAL DE ENTRADA DEL DETECTOR.

menzando el ciclo nuevamente, obteniéndose una señal sincronizada (ver Fig. 3.7.2) en la salida del multivibrador, α representa el ángulo de disparo para los tiristores.

La señal observable en TPT5 es debido a la carga y descarga del capacitor C24 en el cruce por cero y representa los pulsos de sincronismo.

Si se mueve el control de velocidad con el fin de aumentar la velocidad en el motor, V_F se incrementa y -

por ende I_F también, en este instante $I_F > I_E$, produciéndose una corriente I_C en el sentido que se muestra en la Fig. 3.7.1, el capacitor C20 fijará un voltaje negativo V_D de mayor magnitud, originándose por tanto, una mayor corriente I_D en la salida de la bomba de corriente. El incremento de I_D hace que el tiempo de carga del capacitor C23 disminuya produciéndose más pulsos en cada ciclo en la salida del multivibrador, disminuyendo el ángulo de disparo α para los tiristores, esto da como resultado un incremento del voltaje de la barra V_B , el voltaje V_E también aumentará en magnitud y por lo mismo I_E hasta que iguala a I_F . I_C ahora, es igual a cero, V_D queda fijado al nuevo valor por la carga en el capacitor C20 y el sistema funciona ahora en estado estable.

Un decremento de la velocidad origina una disminución del I_F ahora, $I_F < I_E$ y por tanto, la corriente I_C tiene en este instante sentido contrario al que se muestra en la Fig. 3.7.1. El capacitor C20 tiende a descargarse y por tanto V_D disminuye en magnitud, lo mismo ocurre con I_D y la consecuencia es que el tiempo de carga del capacitor C23 en el multivibrador aumenta, esto hace que se produzcan menos pulsos en cada ciclo y el ángulo de disparo para los tiristores aumenta, el voltaje promedio en la carga disminuye, V_E se decrementa y también I_E hasta que iguala su valor a I_F y el sistema queda funcionando en estado estable. La Fig. 3.7.3 muestra un bosquejo gráfico de los dos efectos descritos en las líneas anteriores.

El potenciómetro P4 V/Hz. sirve para modificar la relación constante que existe entre el voltaje y la frecuencia. Si variamos este potenciómetro, el torque máximo que puede proporcionar el motor variará (refe-

rirse a la sección 1..6 en el capítulo I).

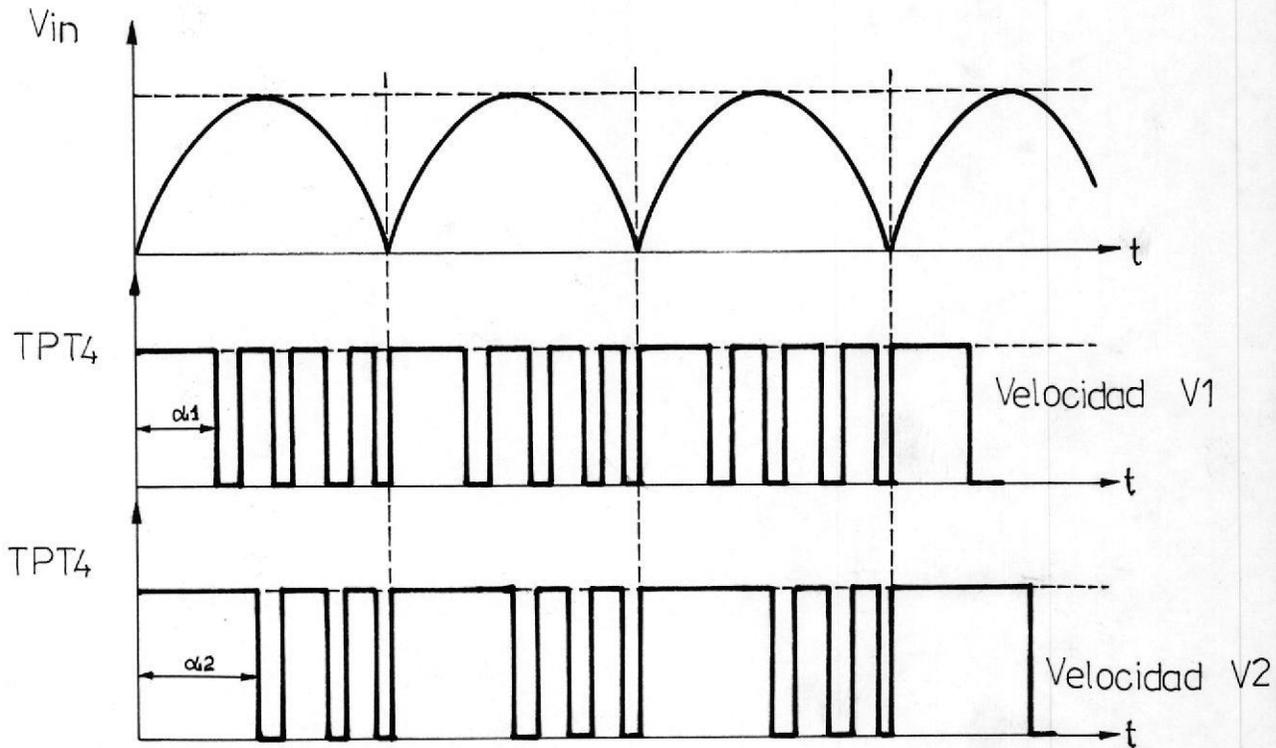


FIG 3.73. EEECTO EN EL ANGULO DE DISPARO DE VARIAR LA VELOCIDAD $V_1 > V_2$ ($\alpha_1 < \alpha_2$).

La función del controlador proporcional-integral PI es la de igualar las corrientes I_F e I_E y la rapidez con que lo hace es de tal manera que en ningún momento se producen oscilaciones en el sistema, para conseguir esto se escogieron los valores de R_{41} y C_{20} en el controlador que producían una estabilidad subamortiguada en el sistema, de acuerdo a las pruebas de orden práctico que se realizaron.

El diodo D_{27} sirve para evitar que voltajes positivos aparezcan a la salida del controlador.

La señal de TPT4 es pasada a través de un opto-aisla-

dor Ic-18 (que sirve de acoplamiento) y por medio de un transistor Q25, antes de ir a las puertas (gates) de los tiristores.

Si la señal de salida del VCO es "ALTA", la salida en el OPTO-AISLADOR será "baja", el transistor Q25 no conduce y no hay pulsos a las puertas de los tiristores. Si la señal en TPT4 es "baja" la salida en Ic-18 será "alta", Q25 conduce y por tanto, hay pulsos en las puertas (GATES) de los tiristores.

La Fig. 3.7.4 ilustra la relación que hay entre la señal de salida en TPT4 y los pulsos de las puertas (GATES).

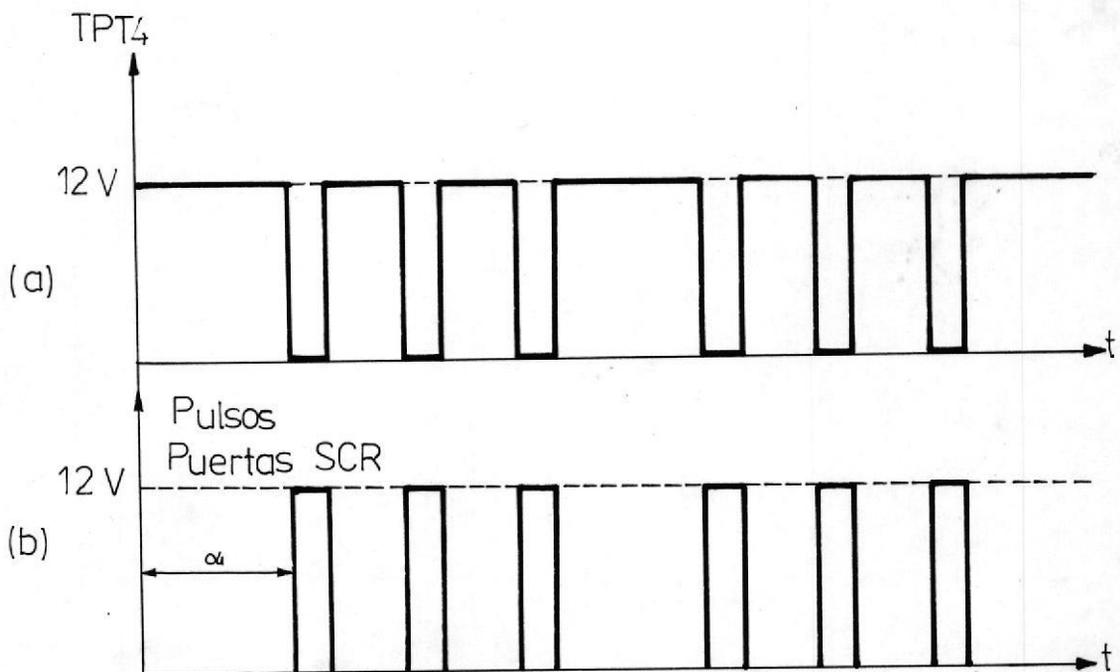


FIG 374 a) SEÑAL DE VOLTAJE EN TPT4.

b) PULSOS PARA PRENDER LOS TIRISTORES.

3.8 CIRCUITO DE FUERZA

El circuito de fuerza del inversor está compuesto básicamente por un rectificador semicontrolado y por seis transistores DARLINGTON MJ10.000 colocados a la salida del inversor. El diagrama se muestra en la Fig. 3.8.1, y en él se han incluido seis OPTO-aisladores, seis transistores 2N2907 (DRIVES) que son los que van a controlar o manejar las corrientes de base en los darlington; se ha incluido además las fuentes de poder de polarización para estos dispositivos. Los transistores Q1, Q2, Q3, Q4, Q5 y Q6 que se muestran en el esquema son "llaves de paso" controlados por el circuito de arranque y parada.

Las seis puertas "y" ("AND") cuyas entradas son las señales de salida del contador, tienen como función reforzar y flanquear estas señales, evitándose de este modo cualquier distorsión de las mismas.

3.8.1 El Rectificador

El rectificador está compuesto por un módulo ECG 5700, el mismo que consta de dos diodos y de dos tiristores, existe un tercer diodo colocado entre los terminales positivo y negativo, que actúa como un diodo de paso libre cuya función principal es la de eliminar voltajes negativos y de hacer más continua la corriente en la carga. El rectificador es el que proporciona el nivel de voltaje en la barra DC.

El voltaje nominal de línea que alimenta el puente rectificador es de 208 V. monofásico, permitiéndose -

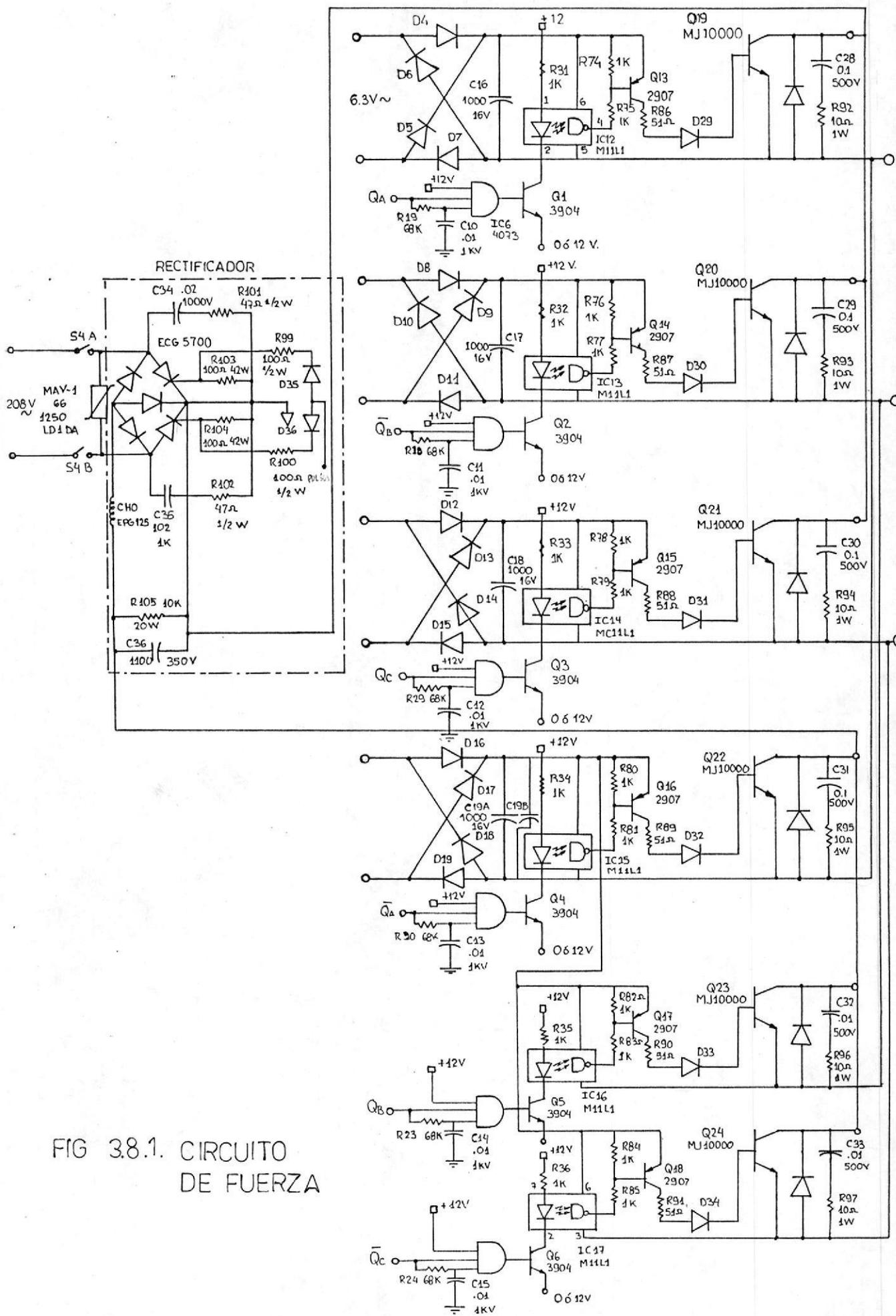


FIG 3.8.1. CIRCUITO DE FUERZA

un rango de tolerancia de $\pm 10\%$, los tiristores presentes en el rectificador soportan 28 amperios de trabajo y un voltaje de pico inverso de 1.200 V., valores que están sobre dimensionados con respecto a las especificaciones requeridas para el inversor.

Los circuitos RC colocados en paralelo con los SCR son "amortiguadores" (snubber) para proteger a los tiristores contra transientes de voltaje. El condensador es para limitar la velocidad de subida del voltaje en los terminales del tiristor. La resistencia se utiliza para limitar la descarga del condensador a través del tiristor. Los valores típicos de estos componentes son: C, 0.01 a 1 μ F.; R, 10 a 1.000 Ohm. En el apéndice A se muestra el procedimiento seguido para calcular los valores de R y C.

Cada una de las resistencias (R103 y R104) conectadas entre el cátodo y la compuerta (gate) de cada tiristor, tienen por objeto producir una bifurcación de la corriente durante el disparo, causan además que la corriente de mantenimiento (current hold) sea mayor, el tiempo de apagado sea menor y la sensibilidad a la temperatura también es menor. Esta sensibilidad viene dada por el cambio dv/dt .

Existe un filtro LC a la salida del puente rectificador. Debido a la complejidad del análisis matemático para determinar los valores de L y C del FILTRO, ellos se determinaron experimentalmente.

De las pruebas experimentales se obtuvo que para un buen filtrado es suficiente un condensador de 1100 μ F y un inductor de 11.74 mH.

La resistencia R105 de 10k y 20w sirve de descarga para el capacitor, cuando el inversor se apaga.

3.8.2 Análisis del circuito de salida (Formas de onda del voltaje)

Se analiza solamente una fase. El circuito que se

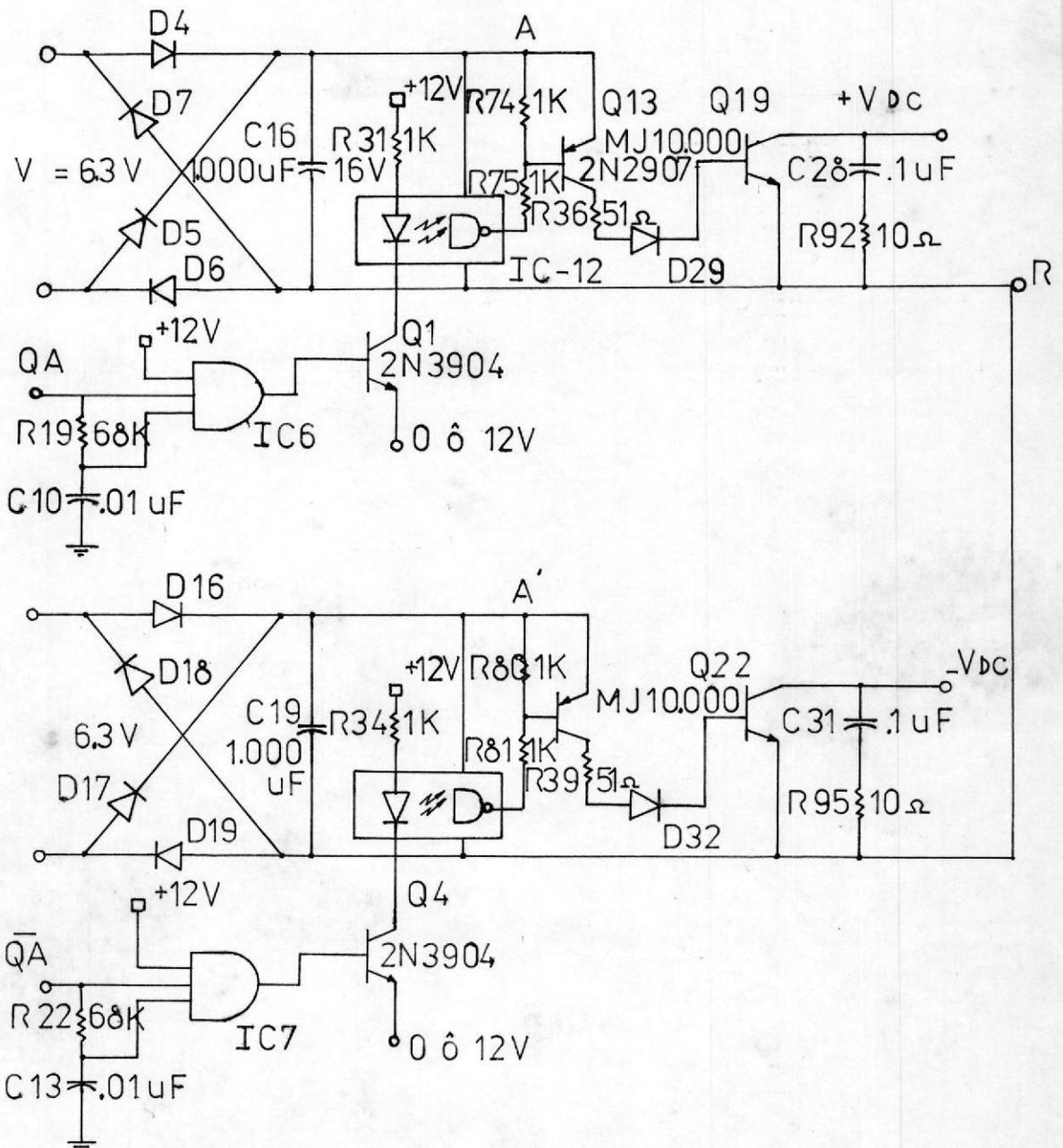


FIG. 3.8.2 DIAGRAMA AUXILIAR PARA EL ANALISIS DE UNA FASE



BIBLIOTECA

muestra en la Fig. 3.8.2, corresponde al de una fase y es el que se utiliza para este análisis.

El voltaje en el punto A es la salida del puente formado por los diodos D4, D5, D6 y D7 y viene dado por:

$$V_A = 1.41 V_2 \text{ volts.}$$

Puesto que $V_2 = 6.3V$ se obtiene que:

$$V_A = (1.41) (6.3) = 8.88 \text{ volts.}$$

$V_A = V_{A'}$ porque la configuración de ambos puentes es misma.

QA es un tren de PULSOS proveniente de una de las salidas del contador, \overline{QA} es su complemento. Los transistores Q1 y Q4 son "llaves" controladas por el circuito de arranque y parada. Si el pulsador de arranque es accionado, el voltaje en el emisor de Q1 y de Q4 será de 0 voltios. Estos transistores han sido escogidos de tal forma que un voltaje positivo de + 12V aplicado en la base, los saturará.

Si QA es "alto", Q1 se satura, hay circulación de corriente por el diodo del OPTO-AISLADOR Ic-12 y un voltaje "bajo" (idealmente de 0 V) habrá en la salida del mismo, que origina que el transistor Q13 se sature, hay circulación de corriente hacia la base del darlington Q19 el mismo que se prende y el voltaje +VDC es aplicado a la fase R en la salida del inversor.

Al mismo tiempo \overline{QA} es bajo, Q4 está abierto, no hay

circulación de corriente por el OPTO-AISLADOR y la salida en el mismo será "alta" (idealmente 12 V), Q16 - está abierto no circula corriente por la base del DARLINGTON Q22 y este permanece apagado.

Por otro lado, si QA es "bajo", por las razones ya expuestas el transistor Q19 se "apaga", pero simultáneamente \overline{QA} es "alto" lo que origina que Q22 se prenda y el voltaje -VDC es aplicado en la fase R. La Fig. 3.8.3 ilustra la variación que se espera de los voltajes en QA, \overline{QA} y la salida en la FASE R con respecto al tiempo.

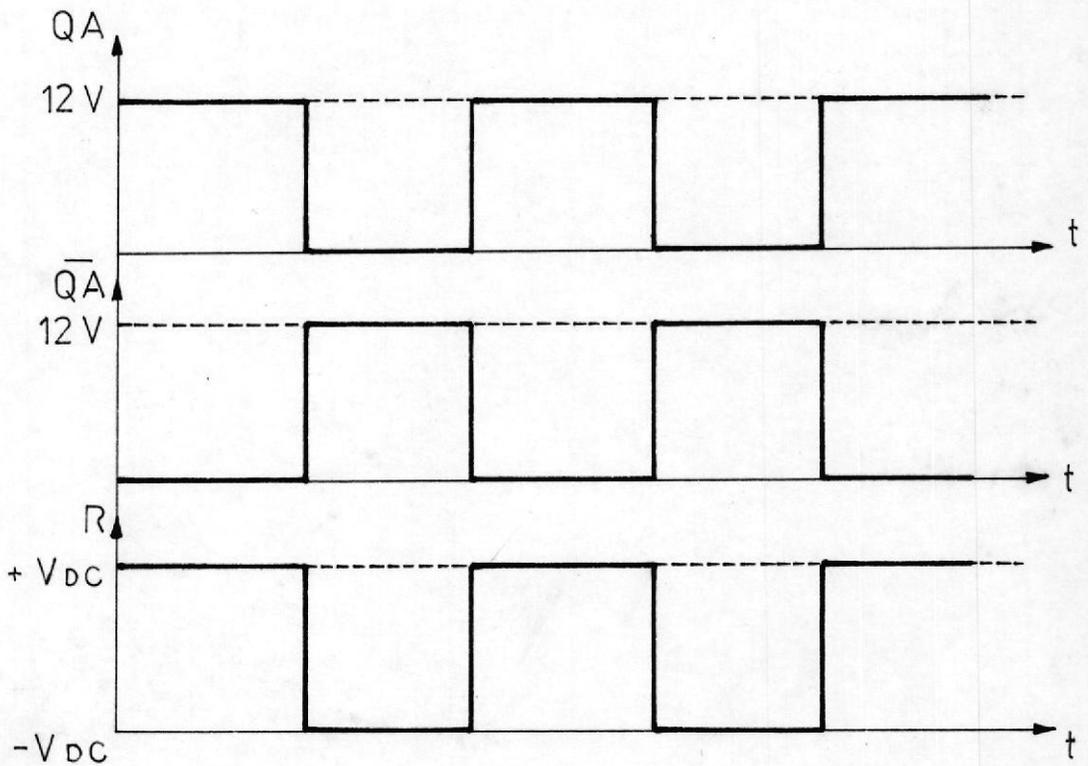


FIG. 3.8.3 VARIACION DE QA, \overline{QA} Y EL VOLTAJE DE SALIDA EN LA FASE R (SE HA TOMADO -V_{DC} COMO REFERENCIA)

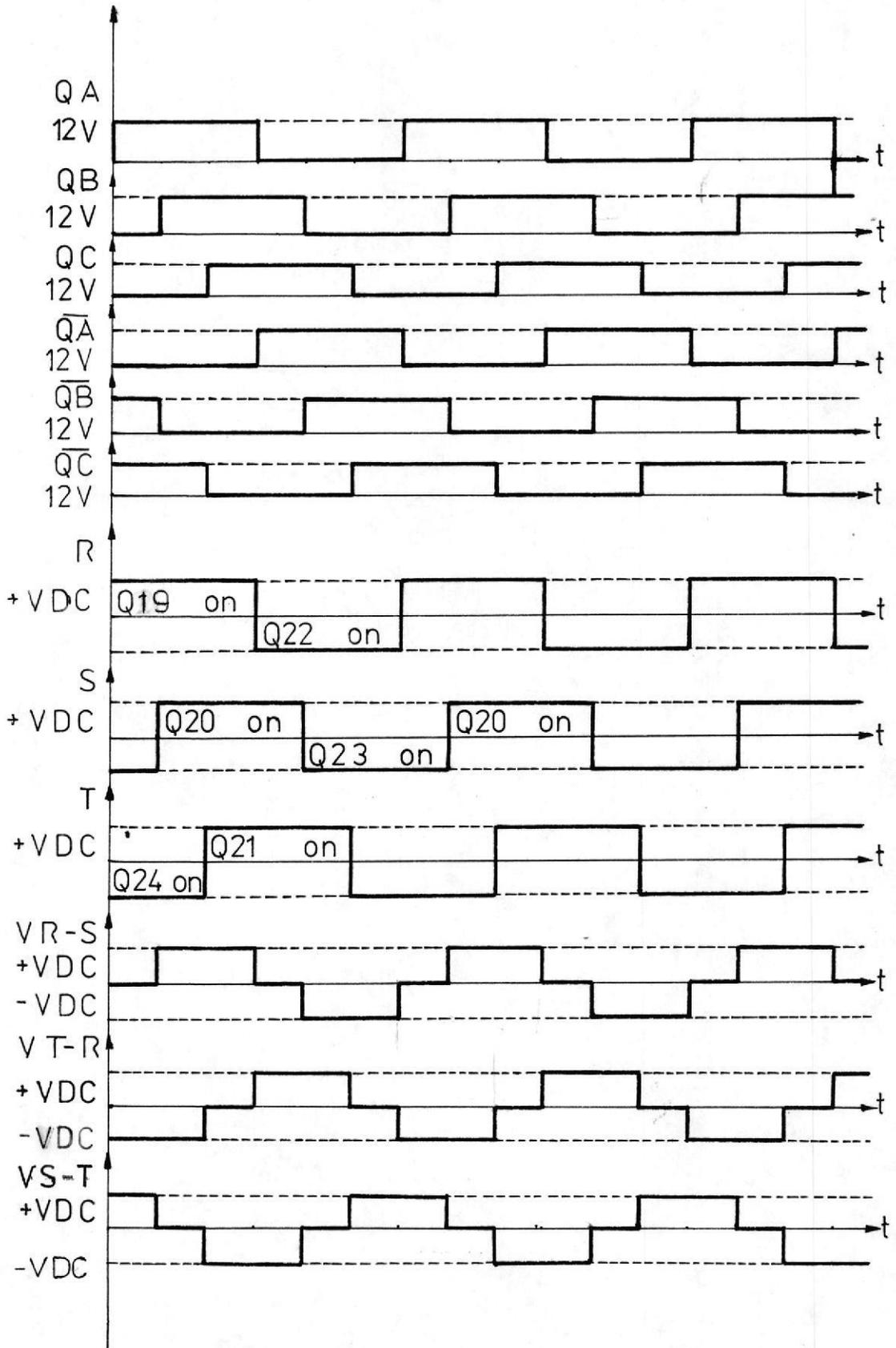


FIG. 3.8.4 FORMAS DE ONDA DEL VOLTAJE DE LAS TRES FASES DEL INVERSOR. TAMBIEN SE PRESENTA LA SECUENCIA DE PRENDIDO DE LOS DARLIN. Y LOS VOLTAJES DE LINEA A LINEA

La Fig. 3.8.4 ilustra las formas de onda en la salida del inversor en cada fase, la secuencia de prendido de los darlington y también los voltajes de línea a línea, que son los que van a alimentar al motor. Nótese que el desfase entre estos voltajes es de 120 grados.

3.8.3 Formas de onda de las corrientes en la salida del inversor

Las formas de ondas de la corriente, serán analizadas asumiendo una carga inductiva balanceada conectada en DELTA (Fig. 3.8.5). De acuerdo a lo visto anteriormente, el inversor es esencialmente un interruptor en la que cada fase de la carga tiene un voltaje aplicado de + VDC, cero ó - VDC. La corriente de fase por tanto, consiste de una serie de cambios exponenciales producidos por los cambios en el voltaje aplicado. Las direcciones positivas de las corrientes de línea IR, IS e IT y las corrientes de fase IA, IB e IC son indicados en la Fig. 3.8.5.

Los diodos Da, Db, Dc, Dd, De y Df que se muestran, se encuentran en el interior de los darlington y son necesarios para proveer una camino para el retorno de la energía reactiva, a la fuente DC.

Se asume que los transistores Q22, Q21 y Q23 están conduciendo y tomamos como referencia el instante en que Q19 es prendido y Q22 es apagado entonces, el voltaje aplicado alrededor de la fase C en la carga DELTA tiene la forma mostrada en la Fig. 3.8.6 (a) con el voltaje +VDC aplicado en los primeros 120 grados -

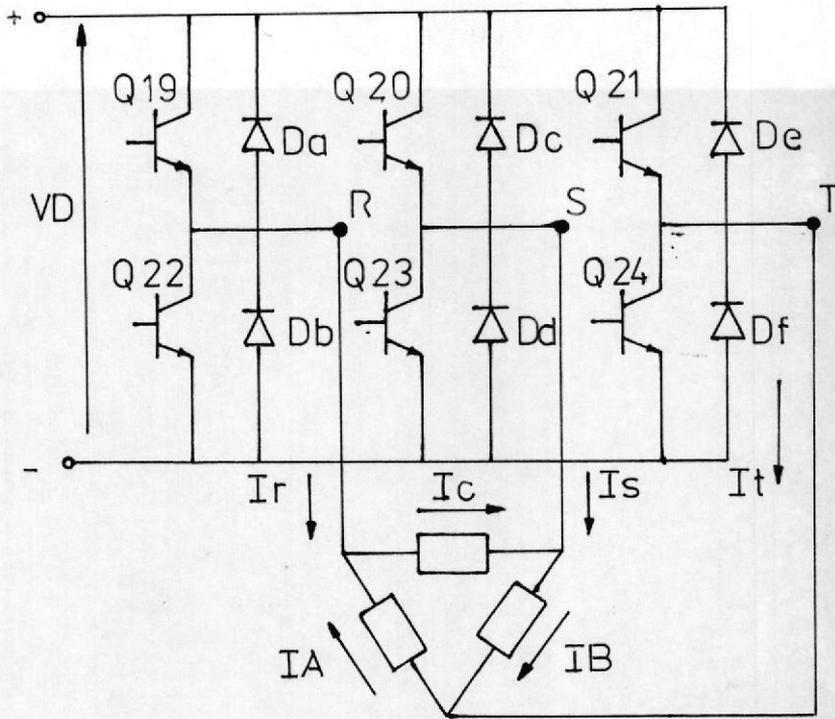


FIG. 3.8.5 CONFIGURACION BASICA DEL INVERSOR CON UNA CARGA CONECTADA EN DELTA

del ciclo. Esto produce un incremento exponencial en la corriente I_C , denotada por i_1 en la Fig. 3.8.6 (b). Si la constante de tiempo en la carga es apreciable, la corriente de fase se incrementa hasta la tercera parte de un ciclo. Cuando Q_{20} se prende y Q_{23} deja de conducir, ambos terminales de la fase C se conectan a la línea positiva de la fuente y reduce el voltaje de la fase a cero. Sin embargo, la corriente inductiva es capaz de circular alrededor del circuito compuesto por Q_{19} y D_c . Así, la corriente de fase decae exponencialmente a cero y es denotada por i_2 en la Fig. 3.8.6 (b). En la mitad del ciclo Q_{22} se pren

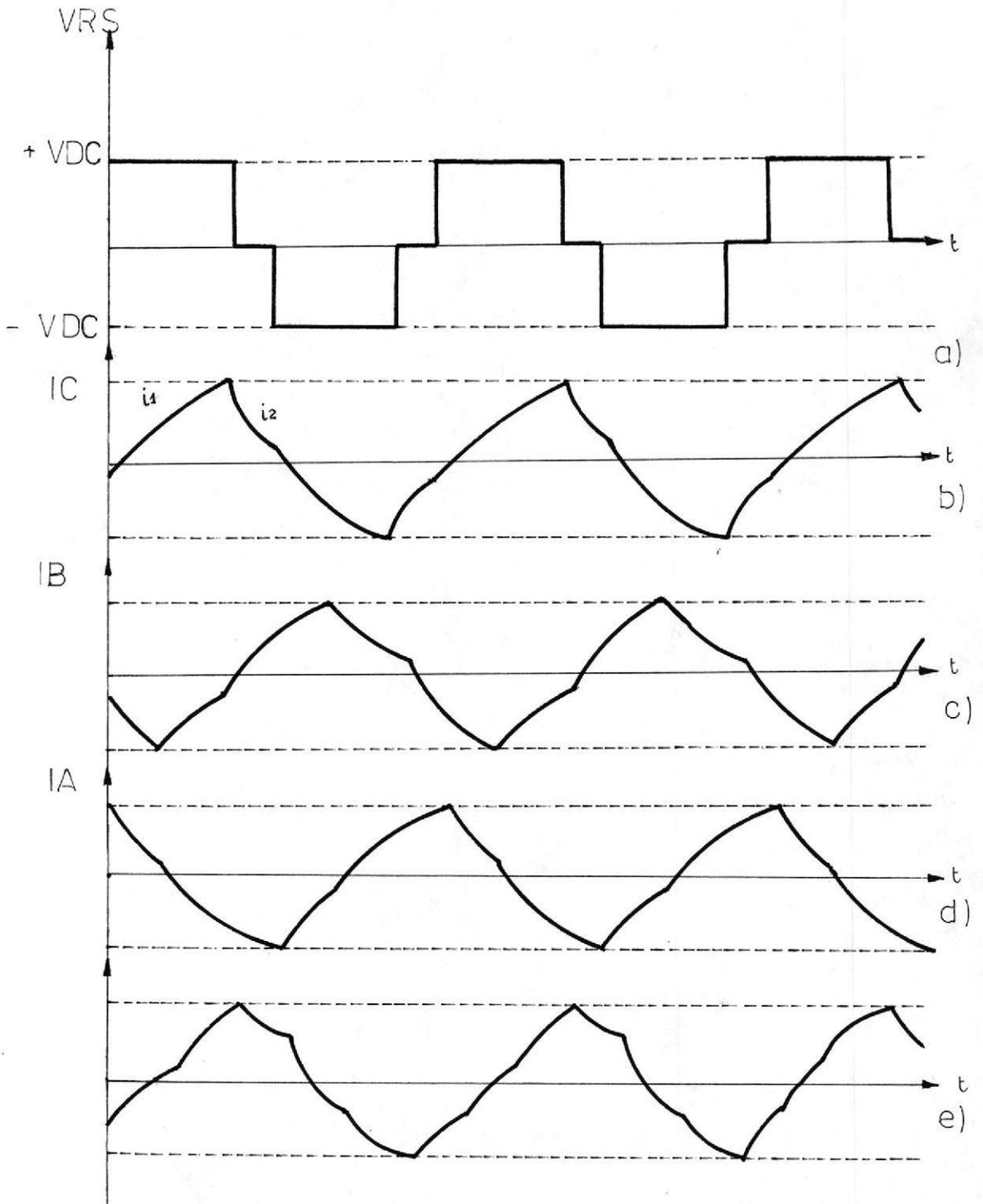


FIG 38.6. FORMAS DE VOLTAJE Y CORRIENTE DEL INVERSOR
a) VOLTAJE DE LINEA ; b),c),d) CORRIENTE DE FASE
e) CORRIENTE DE LINEA AC.



BIBLIOTECA

de y el voltaje $-V_{DC}$ es aplicado alrededor de la fase C. Las otras dos fases tienen formas de onda de la corriente similares desfasadas 120° y 240° respectivamente. La corriente de línea es obtenida de la manera usual, como la diferencia entre dos corrientes de fase. La Fig. 3.8.6 (e) muestra la corriente de línea $I_R = I_C - I_A$.

En paralelo con cada uno de los darlington hay un circuito RC que tiene la función de proteger a los transistores de sobrevoltajes producidos en la conmutación. Los cálculos y detalles de estos circuitos RC de protección se encuentran en el apéndice B.

Se procede ahora, a calcular la corriente máxima por fase que puede manejar el inversor. La Fig. 3.8.7 muestra el circuito utilizado para el cálculo de esta corriente. Se asume que la salida del OPTO-AISLADOR IC-12 es "baja" (idealmente 0 voltios).

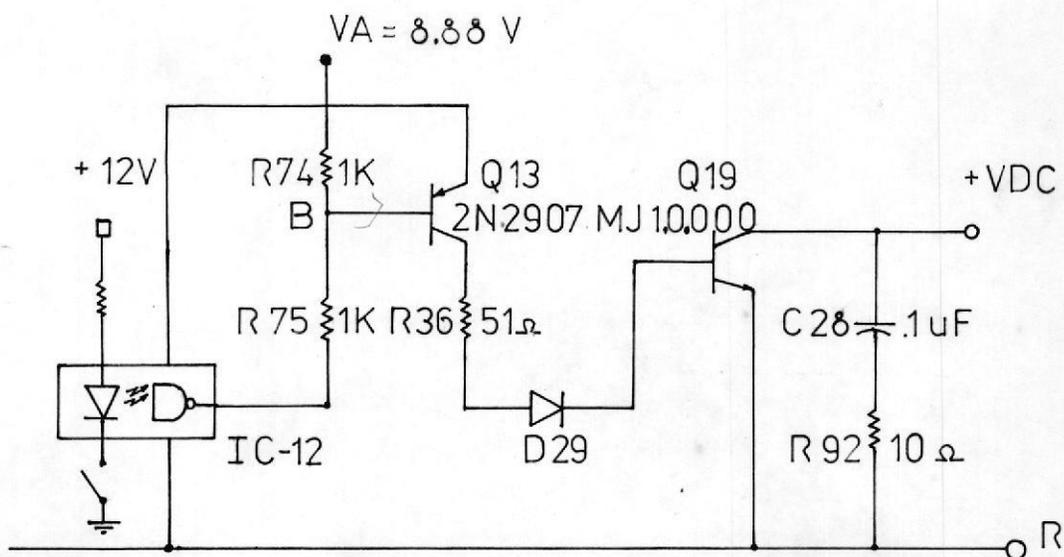


FIG. 3.8.7 CIRCUITO AUXILIAR PARA EL CALCULO DE LA COR. MAXIMA QUE PUEDE PROPORCIONAR EL INVERSOR .

Si se aplica Thevenin en el punto B (Fig. 3.8.7) se obtiene que:

$$V_{TH} = V_B = \frac{V_A}{R_{74} + R_{75}} \cdot R_{75} \quad (3-19)$$

$$R_{TH} = R_{74} // R_{75}$$

Teniendo en cuenta que: $V_A = 8.88 \text{ V}$, $R_{74} = R_{75} = 1\text{K}$ - se tiene que:

$$V_{TH} = 4.44 \text{ V.}$$

$$R_{TH} = 0.5 \text{ K.}$$

Con estos valores se obtiene la configuración mostrada en la Fig. 3.8.8. De aquí se tiene que:

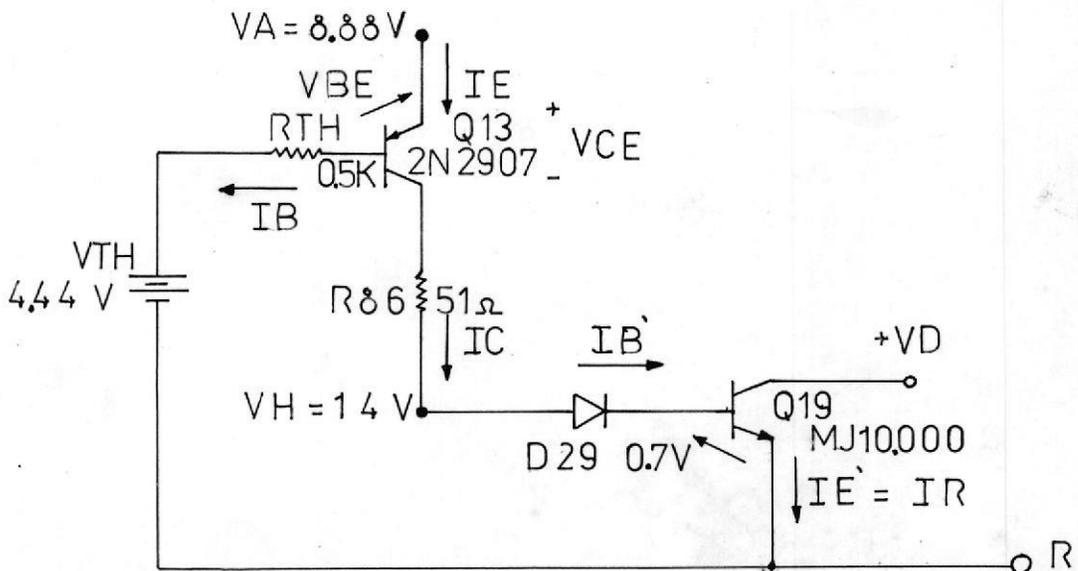


FIG. 3.8.8 CIRCUITO EQUIVALENTE APLICANDO THEVENIN

$$V_{TH} + V_{BE} + I_B R_{TH} = V_A \quad (3-20)$$

de donde:

$$I_B = \frac{V_A - V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}} \quad (3-21)$$

Reemplazando los valores se tiene que:

$$I_B = \frac{8.88 - 4.44 - 0.7}{0.5}$$

$$I_B = 7.48 \text{ mA.}$$

La ganancia de corriente del transistor Q13 2N2907 es:
 $\beta = 180$, luego:

$$\begin{aligned} I_C &= \beta I_B \\ &= 180 (7.48) = 1.35 \text{ A.} \end{aligned}$$

Observando el resultado, podemos concluir que Q13 está saturado.

Luego $V_{CE} = 0$ y la corriente de emisor real que circula por Q13 es:

$$V_A - V_H = I_E R_{86}$$

Reemplazando valores se obtiene que:

$$I_E = \frac{8.88 - 1.4}{51} = 146.66 \text{ mA}$$

$$I_E \approx I_C = 146.66 \text{ mA.}$$

I_C es la corriente de base I_B , que circula por el DAR

LINGTON Q19.

La ganancia de corriente del Darlington Q19 es $\beta = 40$, de donde:

$$I_{E'} = I_R \approx \beta I_{B'} = (40) (146.66) = 5.86 \text{ A.}$$

$I_R = 5.86$ amp. representa la corriente máxima por fase que puede proporcionar el inversor.

3.9 FUENTES DE PODER

Para polarizar los circuitos en la tarjeta de control se requieren fuentes de +12V y -12V capaces de entregar una corriente de 700 mA cada una. (medida experimentalmente).

Se va a diseñar una fuente que entregue 24 V_{DC} a 700 mA con un rizado menor al 10%, usando un puente rectificador de onda completa (referencia 1, apéndice B). Para un rizado del 10% se obtiene:

$$\frac{V_{dc}}{V_m} = 0.852$$

$$V_m = V_{dc}/0.852 = 24/0.852 = 28,169 \text{ V.}$$

$$V_S = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 28,169/\sqrt{2} = 19,92 \text{ V.}$$

La carga es:

$$R_L = \frac{V_{dc}}{I_{DC}} = 24/0.7 = 34,28 \text{ ohm.}$$



$$C = \frac{2.4}{rR_L} \times 100 = \frac{2.4 \times 100}{10 \times 0.034} = 705,88 \text{ uF.}$$

Se escogió $C = 1000 \text{ uF.}$

La regulación del voltaje se la realiza por medio de circuitos integrados, reguladores de voltaje. Dos reguladores son los que se usan:

Tipo	Potencia Máxima	Voltaje Entrada	Voltaje Salida	Corriente Salida
MC7812CP	15 W	35 V	12 V	1 A
MC7912CP	15 W	-35 V	-12 V	1 A

Se requiere además de otra fuente de poder para polarizar el opto-aislador Ic-18 y el transistor Q25, dispositivos que controlan los pulsos de compuertas (gates) en los tiristores del rectificador semicontrolado. Esta fuente es similar a la anterior, excepto por el consumo de la carga que es apenas de 50 mA. La Fig. 3.9.1 muestra el diagrama de una de estas fuentes reguladas. El diodo D40 y las resistencias R109 y R120 sirven de protección para los reguladores de la fuente.

Se construyeron además 4 fuentes no reguladas para alimentar y polarizar los opto-aisladores y los transistores (drives) que proporcionan la corriente de base en los darlington ubicados en la salida del convertidor. Las tres primeras fuentes son idénticas y proporcionan 7.5 V_{dc} a 150 mA. La cuarta fuente proporciona 7.5 V_{dc} a 450 mA. Se calcularon los valores de los capacitores asumiendo un rizado del 10%. La Fig. 3.9.2 muestra el esquema completo del sistema de

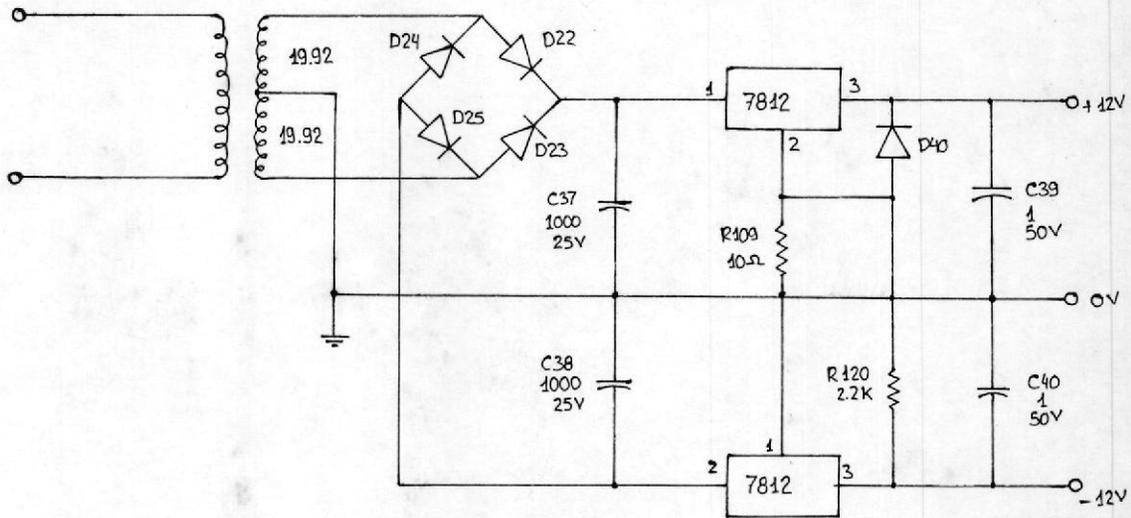


FIG 39.1. FUENTE DE PODER REGULADA.

control y en él se muestran también las fuentes no reguladas.

3.10 PROTECCIONES DEL CIRCUITO DE CONTROL

Además de los amortiguadores (snubbers) que protegen a los tiristores en el puente rectificador y a los transistores darlington, de transientes de voltaje en la conmutación, existen dos protecciones adicionales para el sistema de control:

Para protección de corrientes elevadas y cortocircuitos se utilizan disyuntores de 10A; estos disyuntores están conectados uno en cada línea a la entrada del convertidor y otro está conectado entre la salida del rectificador y los transistores darlington.

Para protección contra sobrevoltajes o transientes,

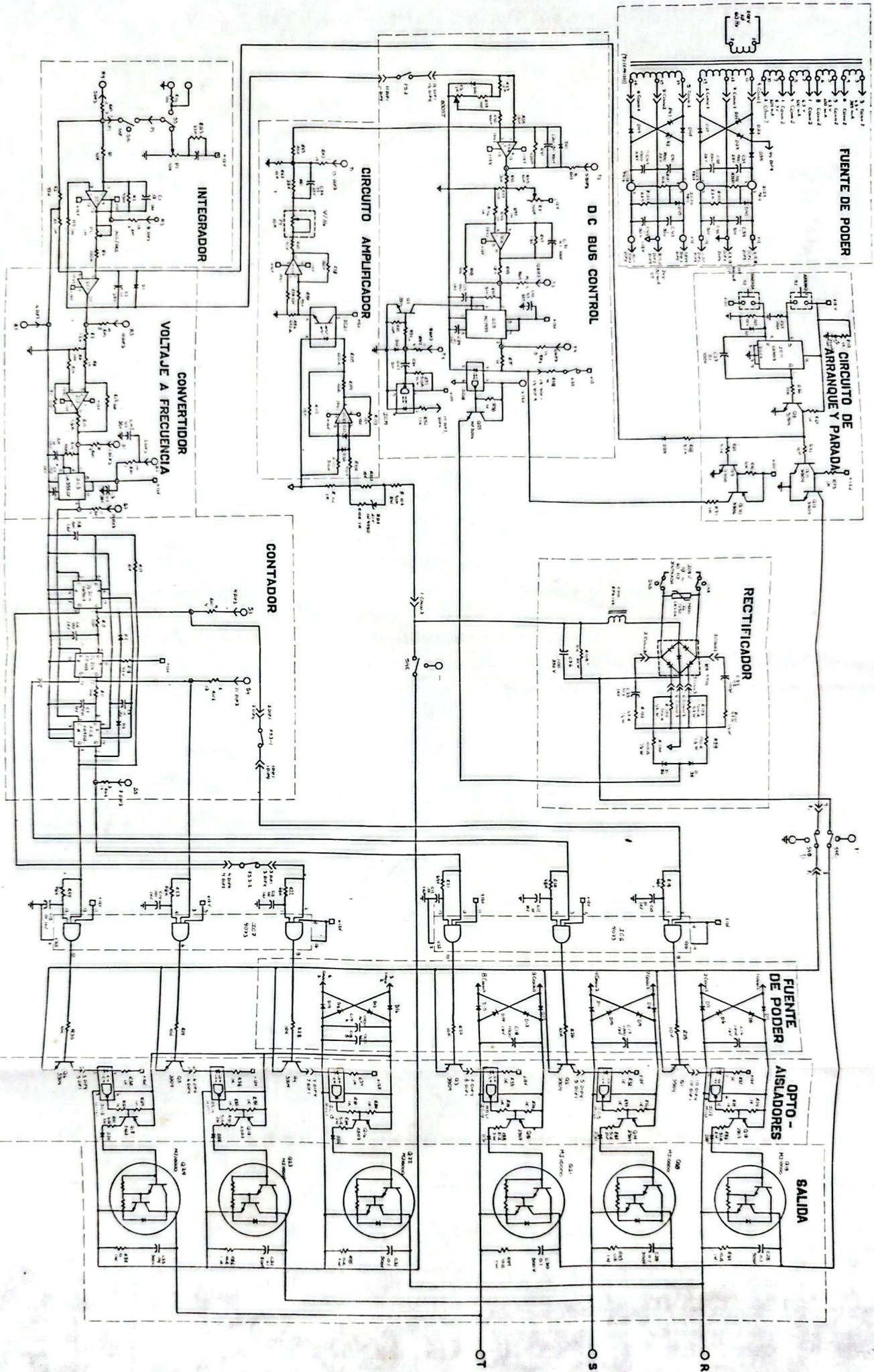


FIG. 3.9.2 SISTEMA DE CONTROL

existen dos varistores de idénticas características, el primero conectado entre las líneas AC de entrada - para proteger al equipo en caso de transientes en la red, y el segundo conectado a la salida del módulo - ECG 5700 entre los terminales positivo y negativo, - con el fin de proteger al equipo en caso de que el módulo rectificador funcione en forma anormal y pueda producir sobrevoltajes en sus terminales de salida. Los varistores usados son del tipo: V250PA20A y sus características son las siguientes:

MAXIMO VOLTS. AC	VOLTAJE VOLTS. PICO	APLICADO VOLTS. DC	MAXIMO PICO DEL PULSO DE CORRIENTE	POTENCIA DE DISIPACION
250 V	354 V	330 V	4.000 A	7 W

Considerando un voltaje de entrada de 220 V, el voltaje "pico" que hace actuar al varistor es:

$$220 \sqrt{2} + 0.1 (220) \sqrt{2} = 340 \text{ V.}$$

En operación normal el varistor está "abierto", pero si hay una fluctuación ó un "pico" mayor o igual que 340 V, baja la impedancia del varistor, esto produce una alta corriente y el térmico del disyuntor "salta" protegiéndose de esta forma al equipo.

3.11 RANGO DE OPERACION DEL INVERSOR (FRECUENCIA Y POTENCIA)

Rango de frecuencia : 0-100 Hz

Rango de voltaje : 110-220 VRMS

Potencia máxima : $\sqrt{3} V I = \sqrt{3} (220) (4.15) \approx 1.5\text{KVA}$.

La frecuencia de la señal de salida del inversor depende de la frecuencia de prendido y apagado de los darlington, que es realizado por las señales de salida del contador de anillos de seis estados. Puesto que el VCO proporciona la señal de reloj para el contador con un rango de frecuencia de 0-600 Hz, el rango de frecuencia de las señales de salida del contador es de 0-100 Hz y este será el rango de frecuencia de la señal de voltaje en la salida del inversor.

Las consideraciones que se hicieron para calcular el rango de voltaje en la salida del inversor fueron las siguientes:

Con un voltaje de control de 2 V. el convertidor provee un voltaje máximo de 140 V. Tomando en cuenta la forma de onda del voltaje de línea en la salida (Ver Fig. 3.8.4) y aplicando la fórmula:

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}$$

Se obtiene que: $V_{\text{RMS}} = 140 \sqrt{\frac{2}{3}} = 110 \text{ V}$.

Con un voltaje de control de 12 V. el convertidor provee un voltaje máximo de 270 V. y por tanto:

$$V_{\text{RMS}} = 270 \sqrt{\frac{2}{3}} = 220 \text{ V}.$$

Para el cálculo de la potencia máxima se consideró el voltaje RMS máximo, y la corriente RMS máxima que pro

porción del inversor fue calculada aproximando la forma de corriente a una sinusoidal y tomando una corriente de pico de 5.86 A (Ver Sección 3.7.3) así:

$$I_{\text{RMS}} = \frac{5.86}{\sqrt{2}} = 4.15 \text{ A.}$$

3.12 ESPECIFICACIONES TECNICAS Y CARACTERISTICAS DEL MOTOR AC USADO

Para realizar las pruebas del equipo se utilizó un motor trifásico de inducción jaula de ardilla con las siguientes características:

Voltaje de alimentación : 220 V./60 Hz

Número de Polos : 6

Potencia : 1/3 HP.

Velocidad (RPM) : 1.200

CAPITULO IV

CONSTRUCCION DEL EQUIPO

4.1.1 Lista de Materiales

Los elementos utilizados para construir el control de aceleración y desaceleración, el convertidor de voltaje a frecuencia y el contador de anillos son:

1	circuito integrado	MC1747 CP
1	circuito integrado	MC1741 CP
1	circuito integrado	MC1455
2	circuitos integrados	CD4013
2	circuitos integrados	CD4073
5	resistencias	10K 1/4W
1	resistencia	430K 1/4W
2	resistencias	100K 1/4W
1	resistencia	1.2K 1/4W
1	resistencia	1.8ohm 1/4W
3	resistencias	1M 1/4W
1	resistencia	47K 1/4W
6	resistencias	68K 1/4W
1	potenciómetro	0-10K
1	potenciómetro	0-1M
3	diodos	1N 4005
9	capacitores	0.01uF 1KV
2	capacitores	4.7uF 35V
4	capacitores	0.001uF 1KV
1	capacitor	0.1uF 35V
1	interruptor S ₃	de dos posiciones
2	base-zócalos	8 pines

6	transistores	2N 2907
6	transistores	darlington MJ10000
8	diodos	1N 4005
6	opto-aisladores	H11L1
6	bases-zócalos	8 pines

Los elementos utilizados en el circuito amplificador son:

2	circuitos integrados	MC1741
1	opto-aislador	TIL116
1	diodo zener	1N4750 25V
2	diodos	1N4005
1	capacitor	.22uF 25V
2	resistencias	1K 1/4W
1	resistencia	10K 1/4W
1	resistencia	10ohm 1/4W
1	resistencia	220ohm 1/4W
1	resistencia	470ohm 1/4W
3	resistencias	15K 1/4W
1	resistencia	20K 1/4W
1	resistencia	39K 1/4W
1	resistencia	43K 1/4W
1	resistencia	47K 1/4W
1	resistencia	75K 1/4W
1	resistencia	40K 8W
1	resistencia	100K 1/4W
2	resistencias	510K 1/4W
1	potenciómetro	0-10K
3	bases-zócalos	8 pines

Los elementos utilizados en el circuito de control para el nivel de voltaje DC de la señal de salida, son:

1	circuito integrado	MC1747
1	circuito integrado	MC1455
2	opto-aisladores	H11L1
1	transistor	MPSU06 (ECG 188)
1	transistor	2N 3904
3	diodos	IN4005
1	capacitor	0.001uF 1KV
1	capacitor	0.01uF 1KV
2	capacitores	0.1UF 100V
1	capacitor	0.047uF 50V
1	capacitor	4.7uF 35V
1	resistencia	510ohm 1/2W
5	resistencias	1K 1/4W
5	resistencias	10K 1/4W
1	resistencia	1.8ohm 1/4W
1	resistencia	15K 1/4W
1	resistencia	20K 1/4W
1	resistencia	30K 1/4W
1	resistencia	82K 1/4W
1	resistencia	100K 1/4W
1	resistencia	130K 1/4W
1	resistencia	430K 1/4W
2	resistencias	1M 1/4W
1	potenciómetro	0-1K
1	potenciómetro	0-100K
1	base-zócalo	14 pines
3	bases-zócalos	8 pines

Los elementos necesarios para construir las fuentes de voltaje DC para polarizar el circuito de control y el circuito de fuerza son:

- 1 transformador con 6 devanados en el secundario, - dos de estos devanados con terminal central.

2	circuitos integrados	MC7812 regulador +12V
2	circuitos integrados	MC7912 regulador -12V
27	diodos	1N 4005
4	capacitores	1000uF 25V
4	capacitores	1uF 50V
2	resistencias	10ohm 1/4W
2	resistencias	2.2K 1/4W

4.1.2 Diseño de los circuitos impresos

Se utilizan dos tarjetas, una destinada exclusivamente para el circuito de control y otra en la que se incluye la fuente de poder y el circuito de fuerza. El transformador, el filtro LC y el rectificador ECG 5700 están arreglados en un solo bloque contiguo a la tarjeta del circuito de fuerza.

La tarjeta del circuito de control está sujeta al tablero principal del equipo, por medio de los potenciómetros y dispone de un conector de entrada hacia donde llegan los voltajes provenientes de la fuente de poder y de dos conectores de salida, uno para el circuito de fuerza y otro para los puntos de prueba que están situados sobre el tablero principal. Las figuras 4.2.1 y 4.2.2 muestra el diseño del impreso -- (ambas caras) para la tarjeta del circuito de control. La Fig. 4.2.3 muestra el montaje y la disposición de los elementos en esta tarjeta.

La tarjeta que contiene las fuentes de poder y el circuito de fuerza posee 6 conectores, tres de ellos para receptor los voltajes provenientes del bloque formado por el transformador, el filtro LC y el rectifi-

cador ECG 5700. Otros dos, de entrada que comunican con la tarjeta de control y finalmente uno de salida que se conecta con los terminales R, S, T puestos en el tablero principal.

La Fig. 4.2.4 y 4.2.5 ilustran el diseño del impreso (ambas caras) para la tarjeta del circuito de fuerza. El montaje y la disposición de los elementos junto con los disipadores de calor para los transistores de salida se muestran en la fotografía de la tarjeta (Fig. 4.2.6).

Existe un ventilador de 110V. 60Hz colocado en la parte de atrás del equipo, con el fin de ayudar a la disipación del calor.

Las fotografías 4.2.7 y 4.2.8 complementan este capítulo.

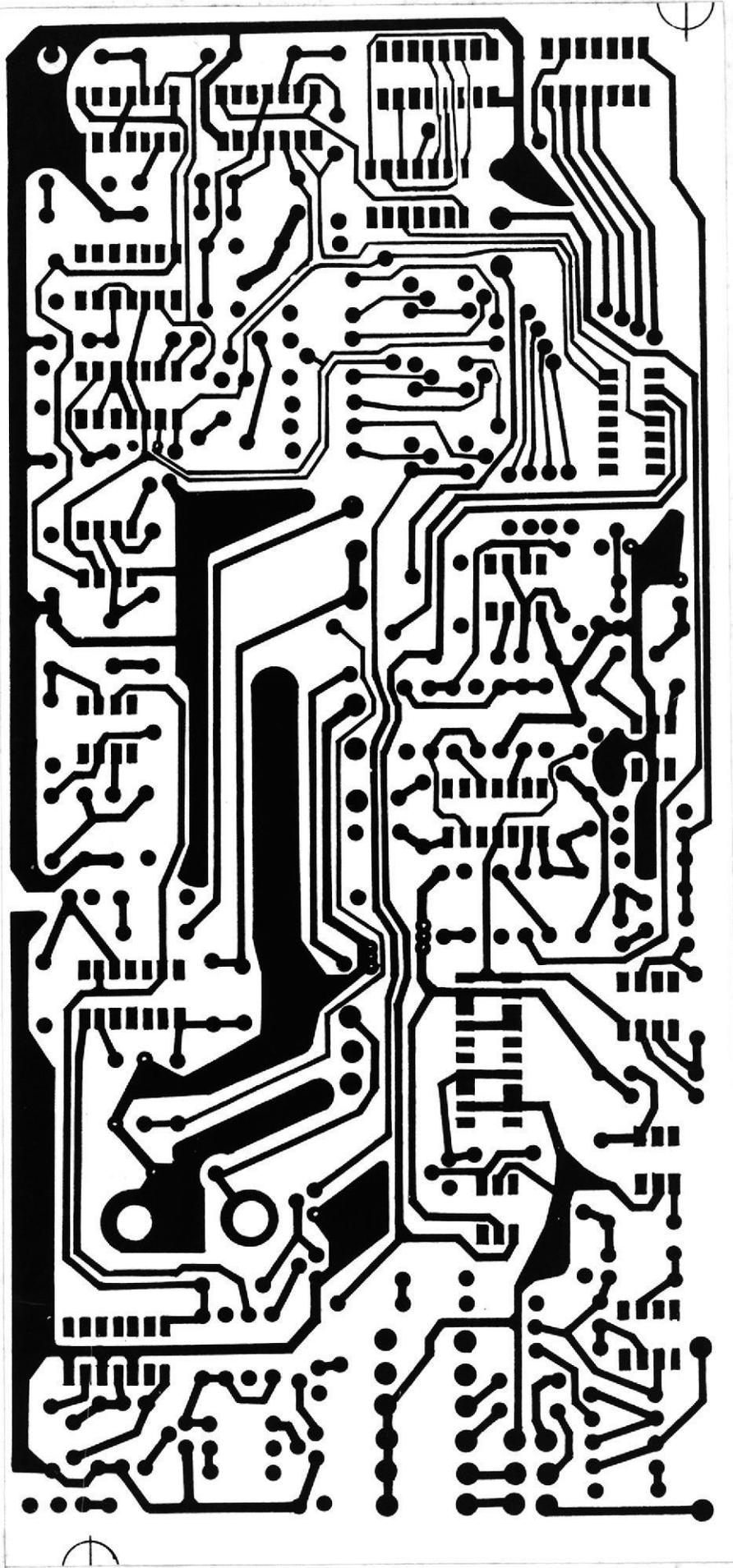


FIG. 421 DISEÑO DE LA TARJETA PARA EL CIRCUITO DE CONTROL (CARA SUPERIOR)



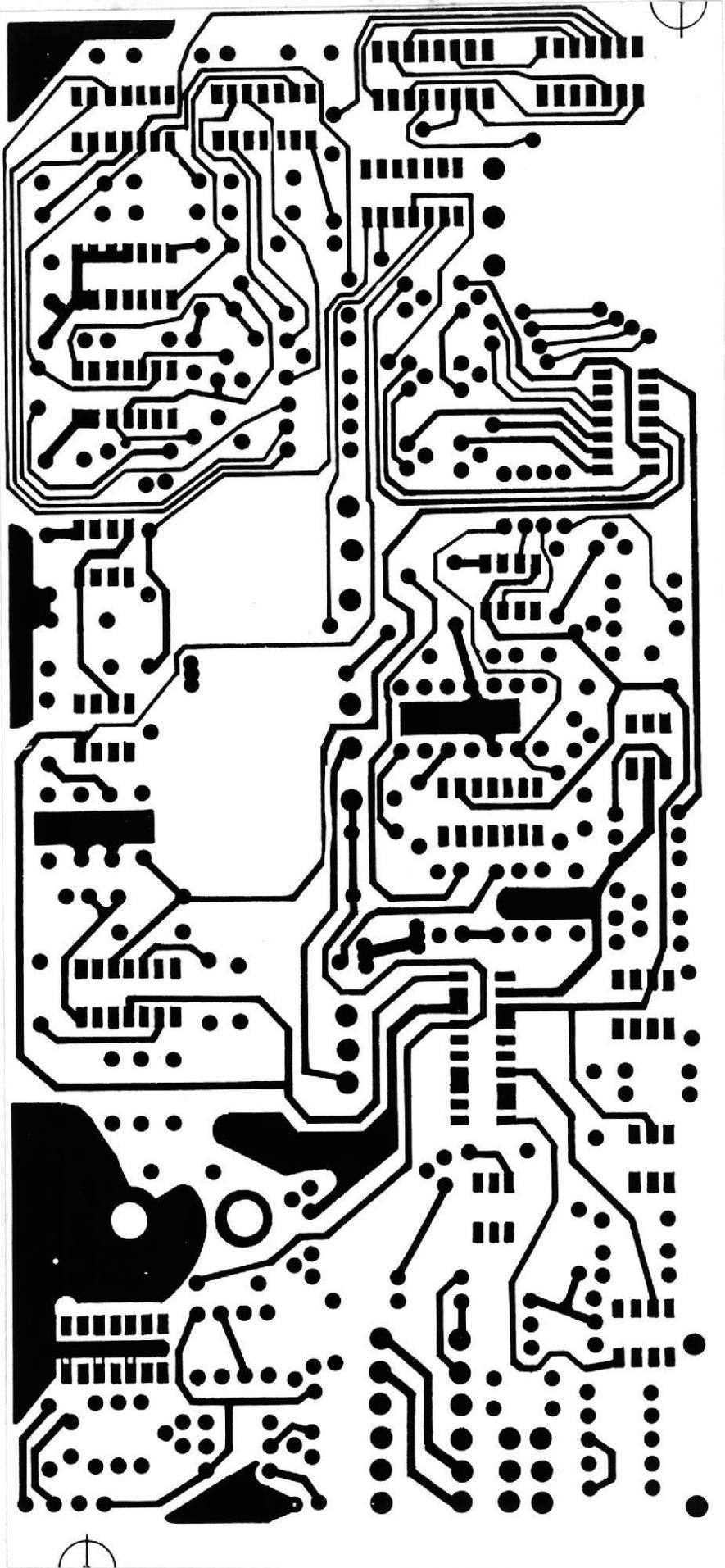


FIG. 4.2.2 DISEÑO DE LA TARJETA PARA EL CIRCUITO DE CONTROL (CARA INFERIOR)

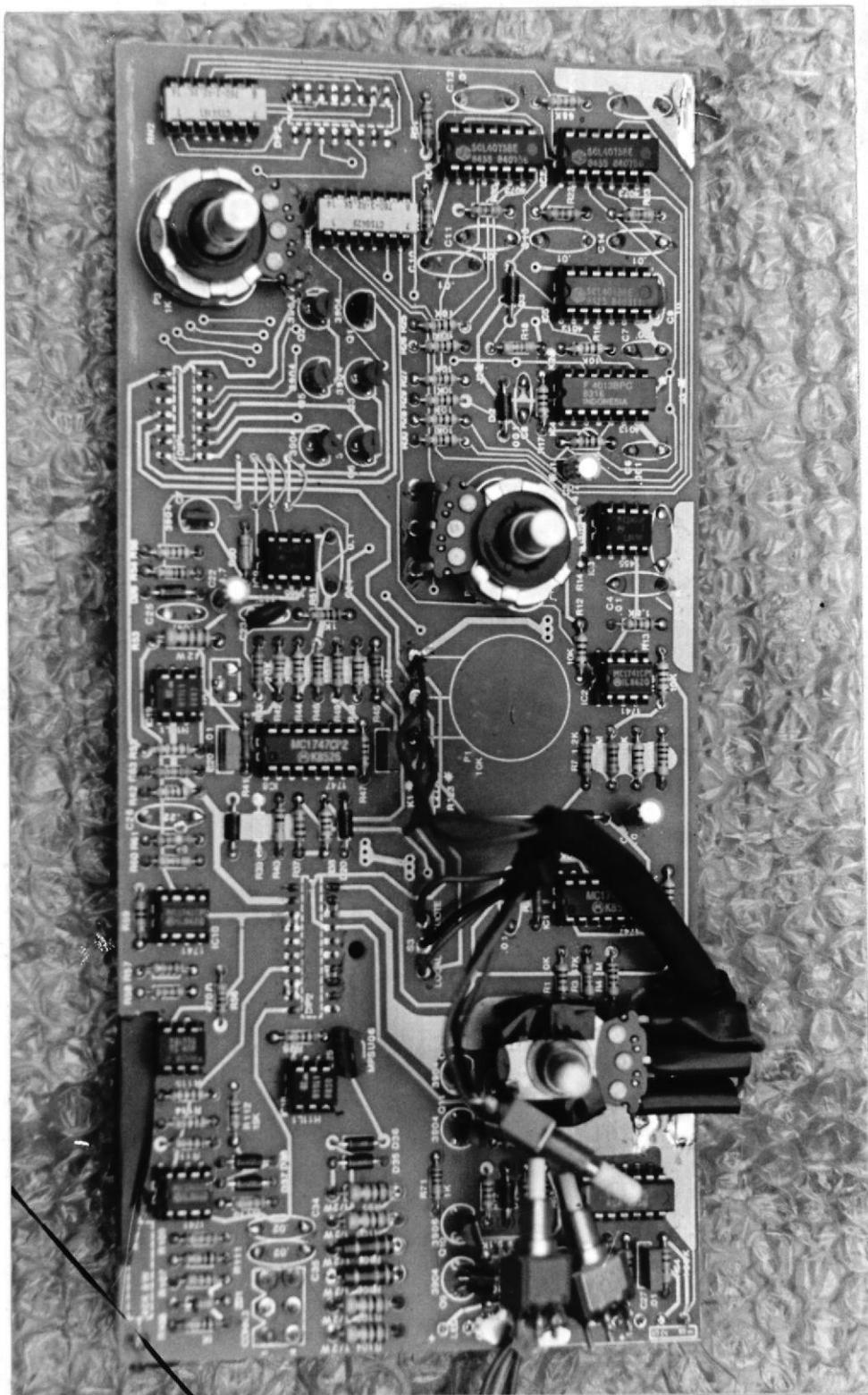


FIG. 4.23 FOTOGRAFIA DE LA TARJETA DE CONTROL

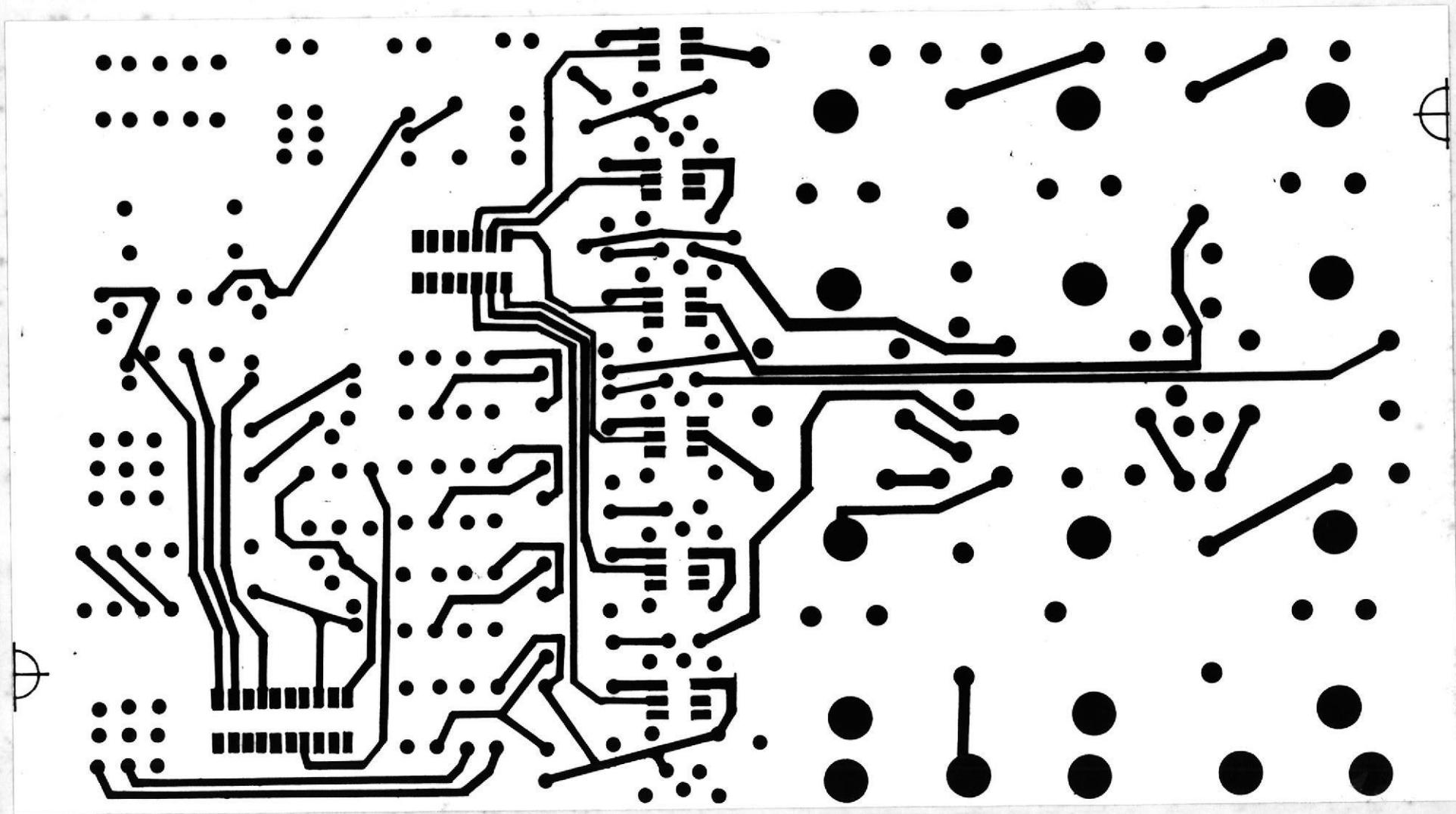


FIG. 4.2.4 DISEÑO DEL IMPRESO PARA EL CIRCUITO DE FUERZA Y FUENTES DE PODER (C.SUPERIOR)

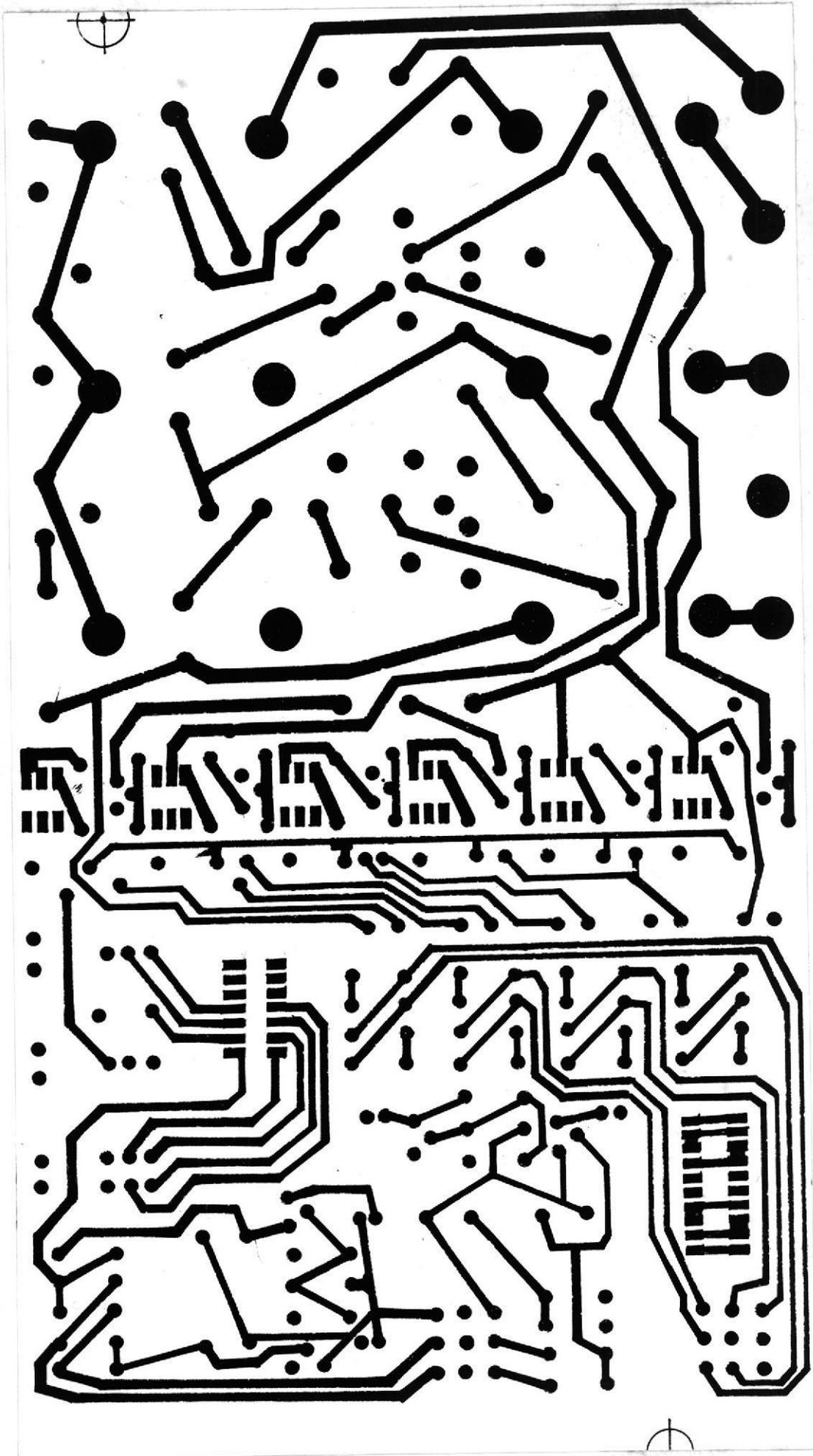


FIG. 4.2.5 DISEÑO DEL IMPRESO PARA EL CIRCUITO DE FUERZA Y FUENTES DE PODER (C.INFERIOR)

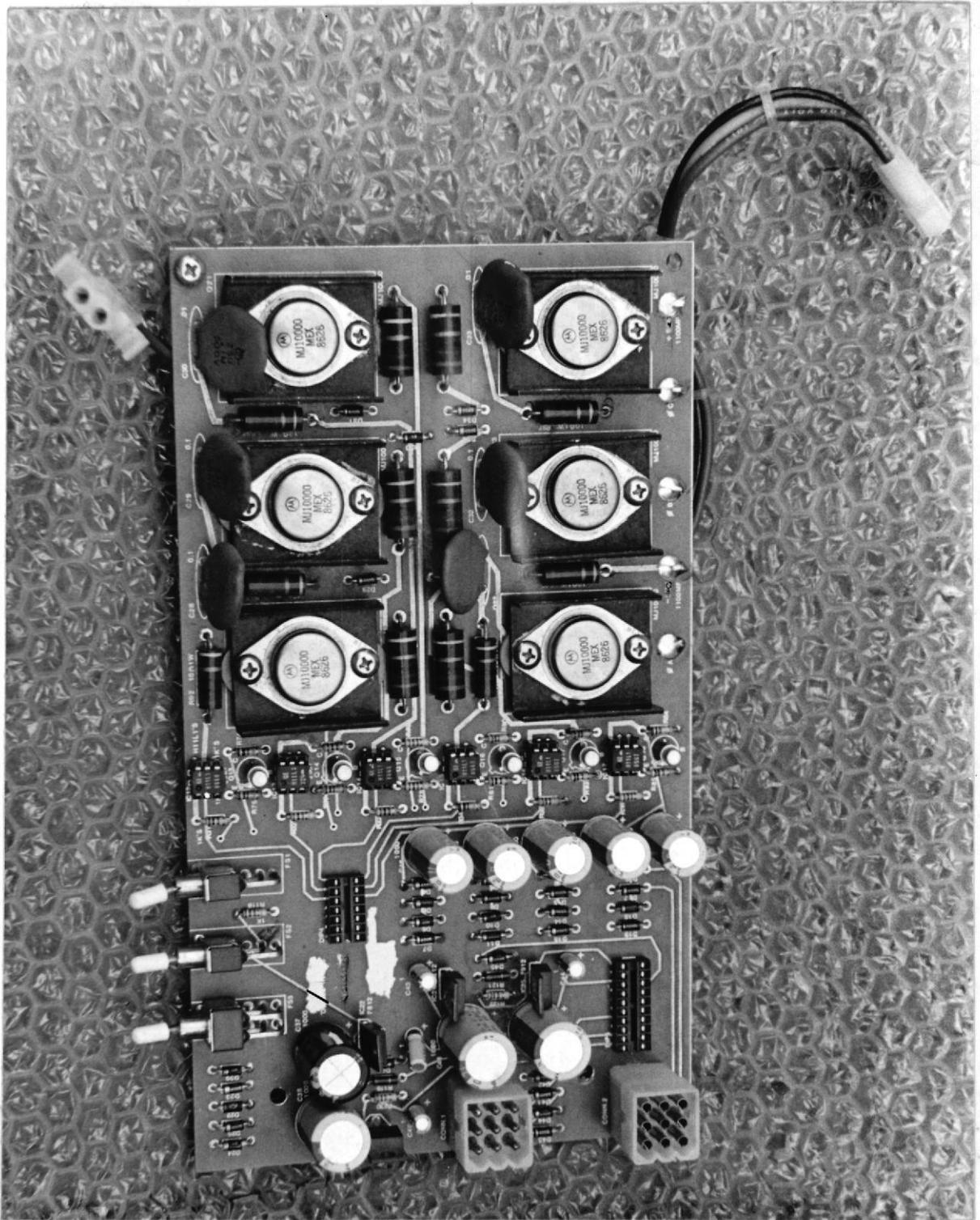


FIG 4.2.6. FOTOGRAFIA DE LA TARJETA PARA EL CIRCUITO DE FUERZA Y LAS FUENTE DE PODER.

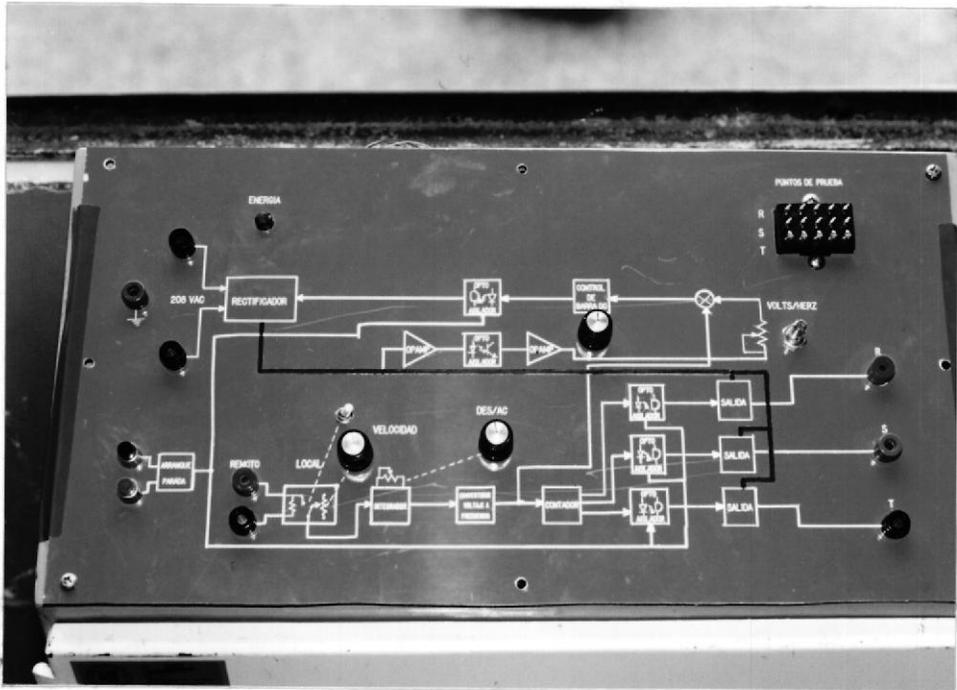


FIG 4.2.7. FOTOGRAFIA TABLERO PRINCIPAL DEL CONVERTIDOR

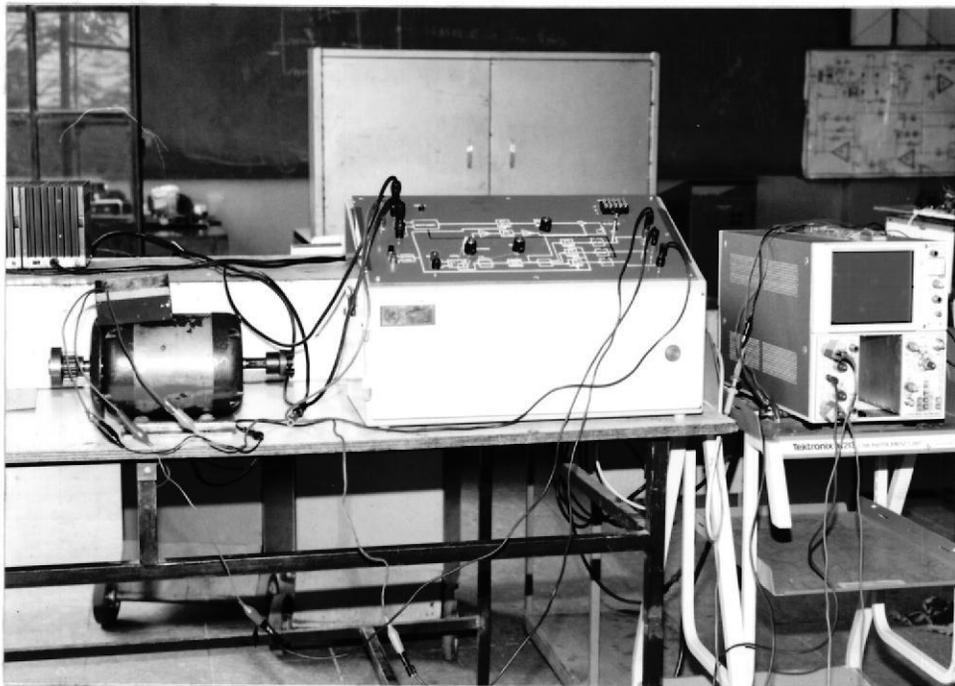


FIG 4.2.8. FOTOGRAFIA DEL EQUIPO CONSTRUIDO Y MOTOR UTILIZADO PARA REALIZAR LAS PRUEBAS.

CAPITULO V

PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.1 PRUEBAS EN EL EQUIPO FORMAS DE ONDA

Para realizar las pruebas se usó, como se dijo en el Capítulo III, un motor trifásico de inducción 1/3 HP, 220 V/60 Hz y 6 polos.

La primera prueba fue la de obtener las variaciones con respecto al tiempo de los voltajes en la salida de los OPAMP (comparador e integrador) pertenecientes al circuito de control de aceleración y desaceleración. Los puntos de prueba para ver estas señales se sitúan en el tablero principal del equipo y son: TPR3, TPR5 y TPR1 (referencia). El potenciómetro de velocidad se lo ajustó para que el voltaje de control sea de 6 V., este voltaje puede ser medido entre los puntos TPR4 y TPR1.

Se pulsó el interruptor de arranque y después de un instante dado el voltaje de control fue puesto bruscamente a cero voltios. Se usó la memoria del osciloscopio para observar, bajo estas condiciones, como varían los voltajes en TPR3 y TPR5.

La Fig. 5.1.1 muestra la variación instantánea del voltaje en la salida del comparador (punto TPR3).

La Fig. 5.1.2 ilustra el cambio instantáneo del voltaje en la salida del integrador (punto TPR5), y la Fig. 5.1.3 muestra simultáneamente la variación de

estos voltajes.

La pendiente de la rampa de subida que se muestra en la Fig. 5.1.2 representa la rapidez con la que el motor alcanza la velocidad pre-fijada por el voltaje de control. Esta pendiente puede ser variada, como se determinó en el Capítulo III, por el potenciómetro ACE/DES.

El análisis de la Fig. 5.1.3 permite concluir que el comparador está trabajando en la región de saturación negativa, mientras dura la rampa de subida en TPR5 y luego cuando el voltaje en TPR 5 alcanza el voltaje de control 6 V., la salida en el comparador es cero, lo cual está dentro de lo esperado. Al hacer el voltaje de control instantáneamente cero se observa que el voltaje en la salida del integrador baja a cero con una pendiente igual a la de la rampa de subida, pero negativa, mientras que el comparador se satura positivamente, cuando el voltaje en TPR5 está disminuyendo a cero. Cada una de las Figs. 5.1.4, 5.1.5 y 5.1.6 representan las formas de onda en el convertidor. voltaje a frecuencia. La señal superior corresponde al voltaje en la entrada del multivibrador (punto TPS1 en el tablero principal) y la inferior al voltaje en la salida del multivibrador (punto TPS2 en el tablero principal) que es la señal del reloj para el contador.

Se tomaron 3 muestras para 3 diferentes valores del voltaje de control. Se puede notar que a medida que se incrementa el voltaje de control se incrementa la frecuencia del reloj. La pendiente de la rampa que se muestra en la señal superior es una medida de la

rapidez con que se carga el capacitor C4 en el multivibrador. Se espera que un aumento en el voltaje de control, incremente la corriente de carga constante - del capacitor C4 y por ende se incremente la pendiente de la rampa, lo cual se comprueba experimentalmente observando estas tres figuras.

En la parte inferior de la Fig. 5.1.7 aparece la señal del reloj (TPS2 en el tablero principal) y en la parte superior se ilustra una de las salidas en el contador (TPS3 en el tablero principal). Puede notarse que la señal de salida cambia de estado cada tres pulsos del contador.

La Fig. 5.1.8 muestra dos de las señales de salida - en el contador: Q_A y Q_B (TPS3 y TPS4 en el tablero principal). La señal Q_B atrasa a Q_A y el desfase entre ambas señales es de 60 grados, que es un resultado esperado.

El voltaje de control para medir estas señales se lo fijó en 6 V.

Las fotos mostradas en las Figs. 5.1.10 y 5.1.11 corresponden a señales tomadas en el circuito de control de la barra DC. La Fig. 5.1.10 es la señal de sincronismo para restablecer el multivibrador presente en este circuito de control.

La Fig. 5.1.11 muestra simultáneamente la señal de sincronismo (TPT5) y la señal de salida del multivibrador (TPT4) que da el valor del ángulo de disparo de los tiristores en el puente rectificador. El voltaje de control para medir estas señales fue de 6 V.

Finalmente se tomaron fotografías a las formas de onda de los voltajes de línea a línea en la salida del inversor para distintos valores del voltaje de control. Se observa que al aumentar el voltaje de control, se incrementaron tanto el voltaje de pico de la señal como la frecuencia de la misma. Las Figs. 5.1.12, 5.1.13, 5.1.14, 5.1.15 y 5.1.16 muestran estos voltajes.

En la Fig. 5.1.14 se ha medido simultáneamente los voltajes V_{RS} y V_{ST} con el fin de observar el desfase entre ambos voltajes que es de 120° como lo muestra la figura.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Con el sistema inversor-motor completamente implementado y con ayuda de un osciloscopio y de un tacómetro se procedió a medir:

- a) El valor del voltaje de control. Se lo fijo primeramente a 2 V.
- b) El período de una de las señales de salida del contador.
- c) La velocidad del motor.

Se repitió los pasos a); b) y c) para los siguientes valores de voltaje de control: 4, 6, 8 y 10 voltios.

Con los valores obtenidos se calculó la frecuencia de la señal de salida del contador y la velocidad del motor. Se obtuvo finalmente la tabla I.

VOLTAJE DE CONTROL (V)	PERIODO mseg	FRECUENCIA DE SALIDA Hz	VELOCIDAD DEL MOTOR RPM	VELOCIDAD CALCULADA RPM
2	120	8.33	160	166.6
4	24	41.66	837.1	833.2
6	15	66.66	1.367	1.333.2
8	12	83.33	1.810	1.666.7
10	10	100	2.062	2.000

TABLA I

La velocidad se la calculó con la siguiente expresión.

$$N_e = \frac{\text{FRECUENCIA (Hz)} \times 60}{\text{No. PAR DE POLOS}}$$

Estas mediciones tienen como objetivo comprobar el funcionamiento correcto del inversor, para los diferentes valores del voltaje de control y comprobar además que la frecuencia de la señal de salida del contador determina la frecuencia de salida del inversor. Se puede observar que a medida que se incrementa la frecuencia la velocidad del motor también se incrementa.

En un osciloscopio se observaron las formas de onda del voltaje de línea a línea en la salida del inversor. Con estas formas de onda se calculó el voltaje RMS para diferentes valores del voltaje de control. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla II.

VOLTAJE DE CONTROL	V _{máximo}	V _{RMS} = V _{max.} 0.82
2	140	110
4	150	123
6	160	131
8	240	197
10	270	220

TABLA II

La tabla II muestra que incrementando el voltaje de control se incrementa también el voltaje en la salida del inversor.



BIBLIOTECA

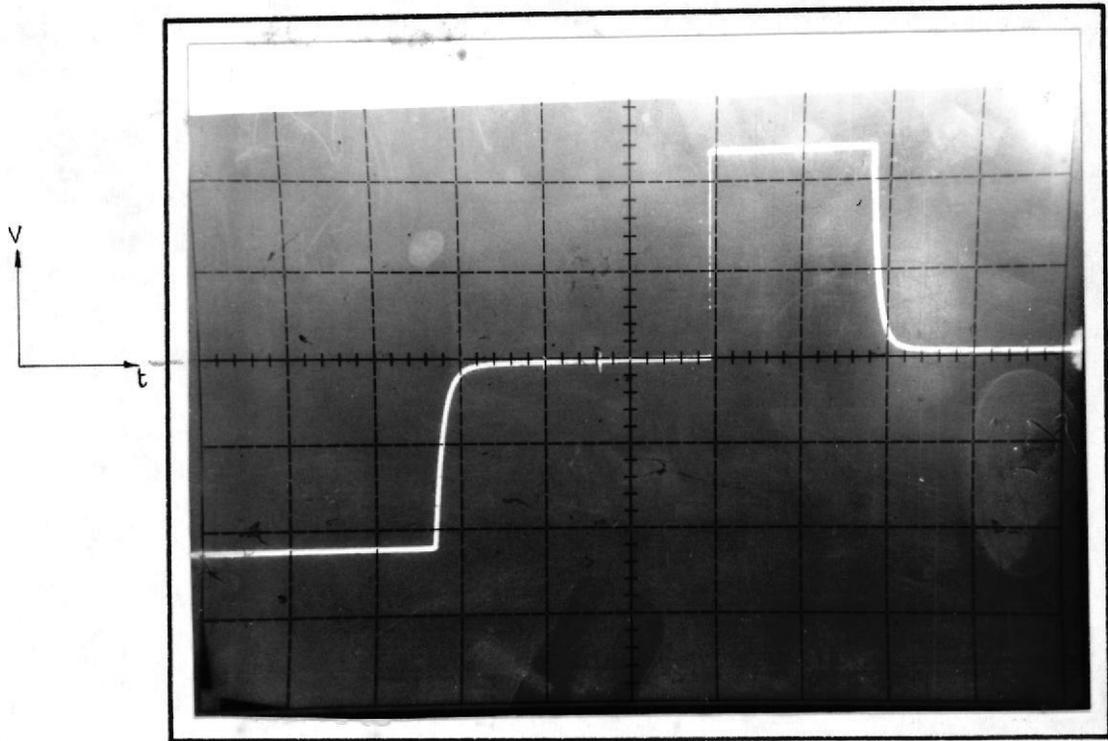


Fig. 5.1.1 Forma de onda en el circuito de aceleración y desaceleración: salida del comparador -- TPR3.

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 5 V/div.

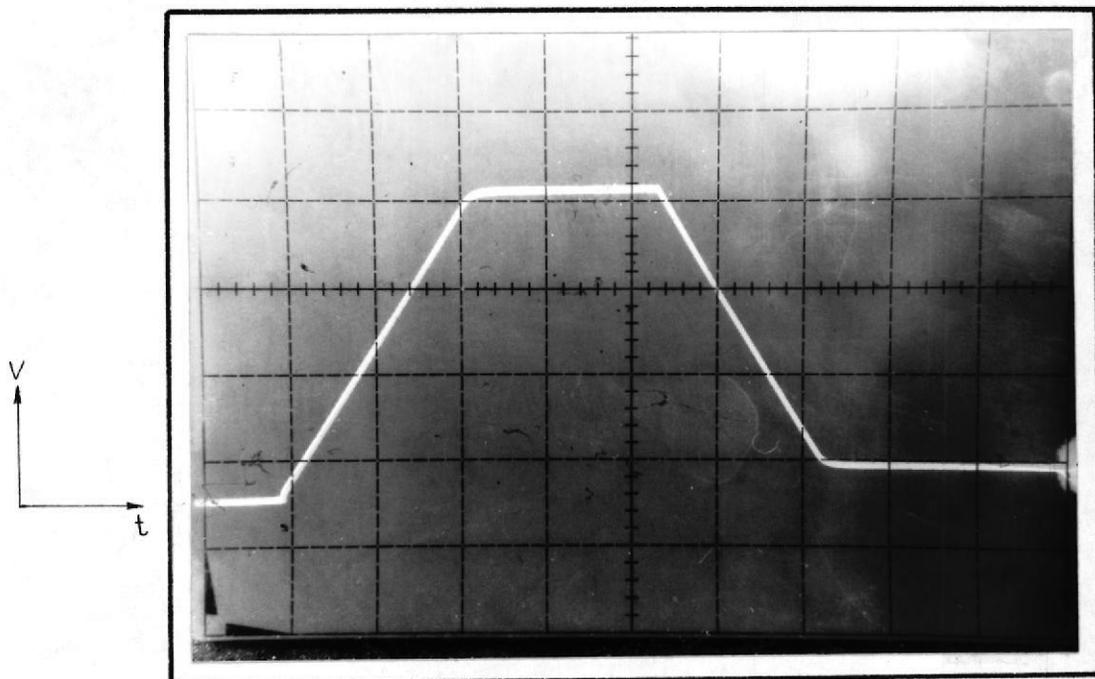


Fig. 5.1.2 Forma de onda en el circuito de aceleración y desaceleración: salida del integrador -- TPR5

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 2 V/div.

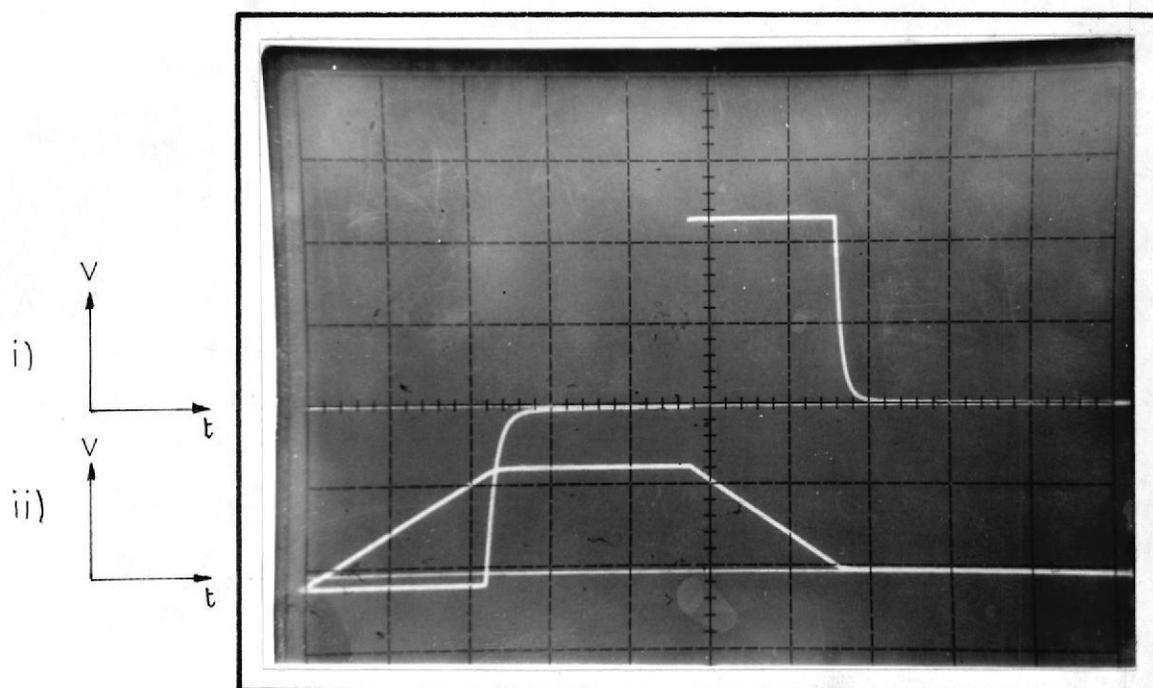


Fig. 5.1.3 Medida simultánea de las formas onda en la salida del integrador y del comparador.

- i) Voltaje en la salida del comparador
- ii) Voltaje en la salida del integrador

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 5 V/div.



BIBLIOTECA

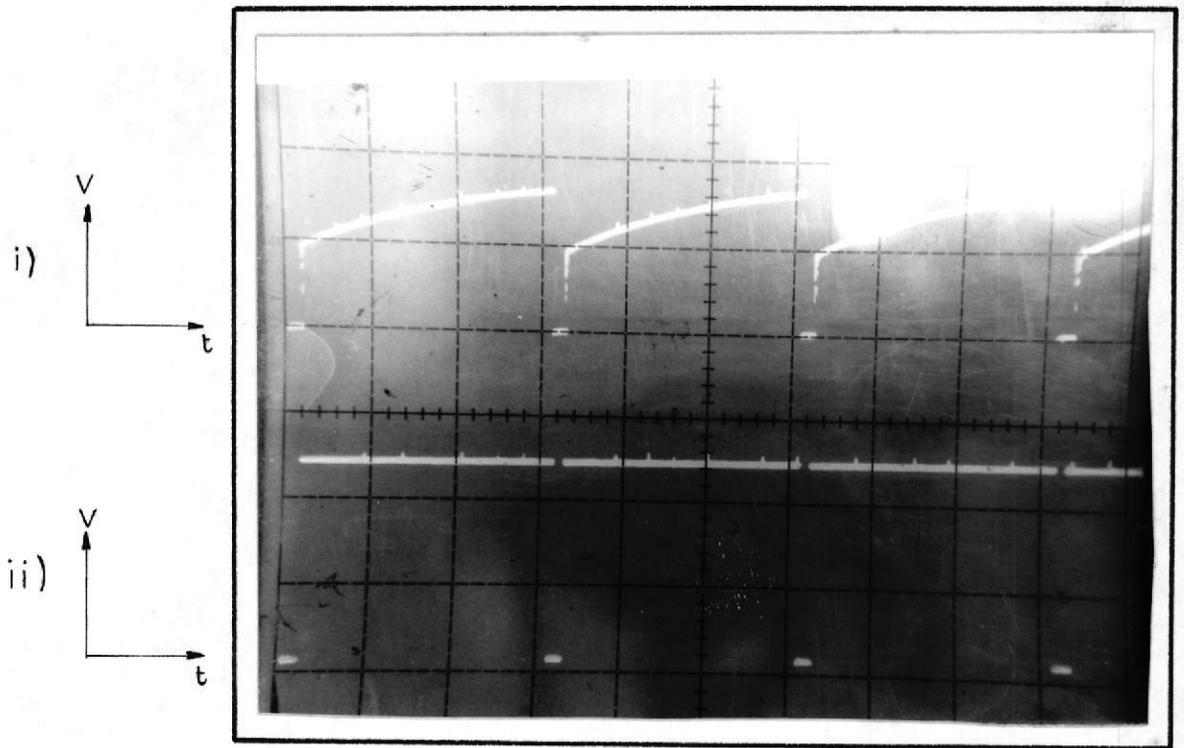


Fig. 5.1.4 Formas de onda en el convertidor voltaje a frecuencia.

Voltaje de control: 2 V.

- i) Voltaje en la entrada del multivibrador
- ii) Voltaje en la salida del multivibrador:
señal de reloj.

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 5 V/div.

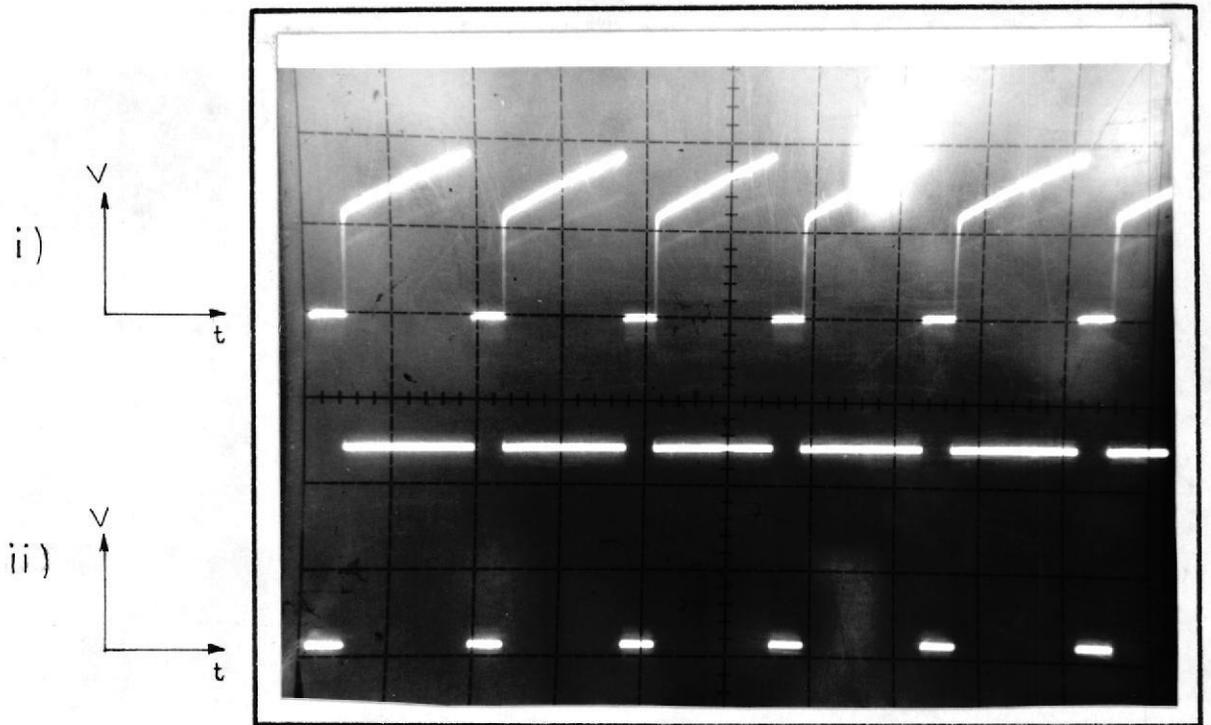


Fig. 5.1.5 Formas de onda en el convertidor voltaje a frecuencia.

Voltaje de control: 4 V._{pp}

- i) Voltaje en la entrada del multivibrador
- ii) Voltaje en la salida del multivibrador

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 5 V/div.

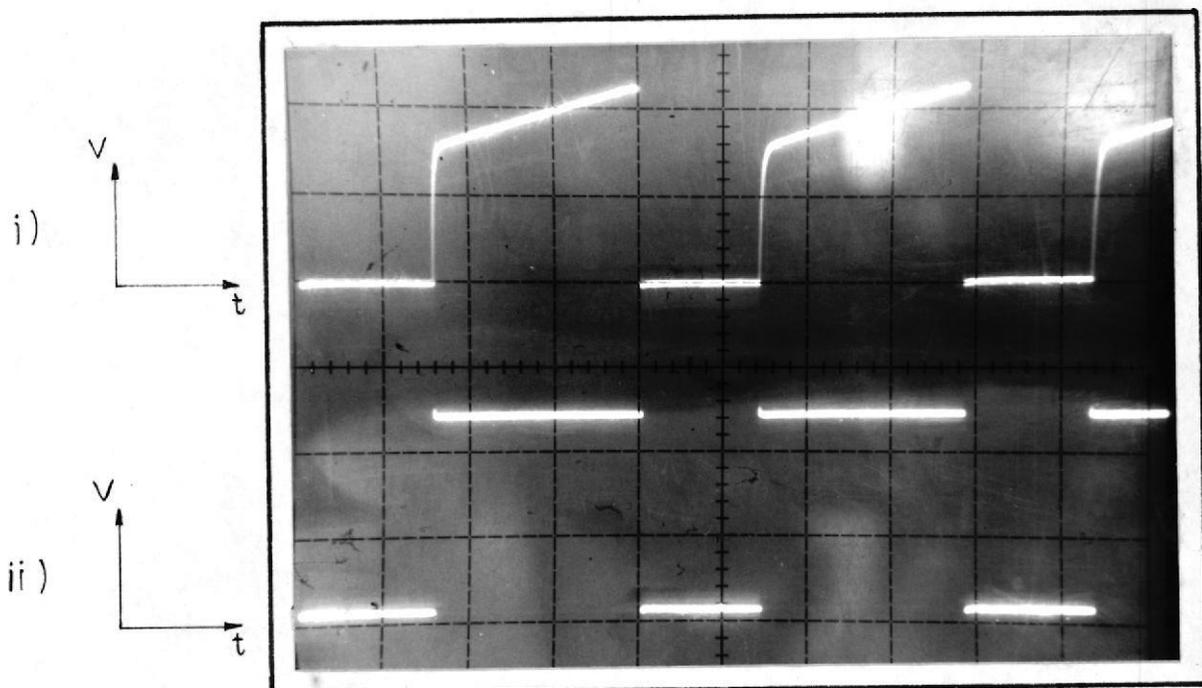


Fig. 5.1.6 Formas de onda en el convertidor voltaje a frecuencia.

Voltaje de control: 6 V.

- i) Voltaje en la entrada del multivibrador
- ii) Voltaje en la salida del multivibrador

Escala Horizontal: 1 mseg/div.

Escala Vertical: 5 V/div.



BIBLIOTECA

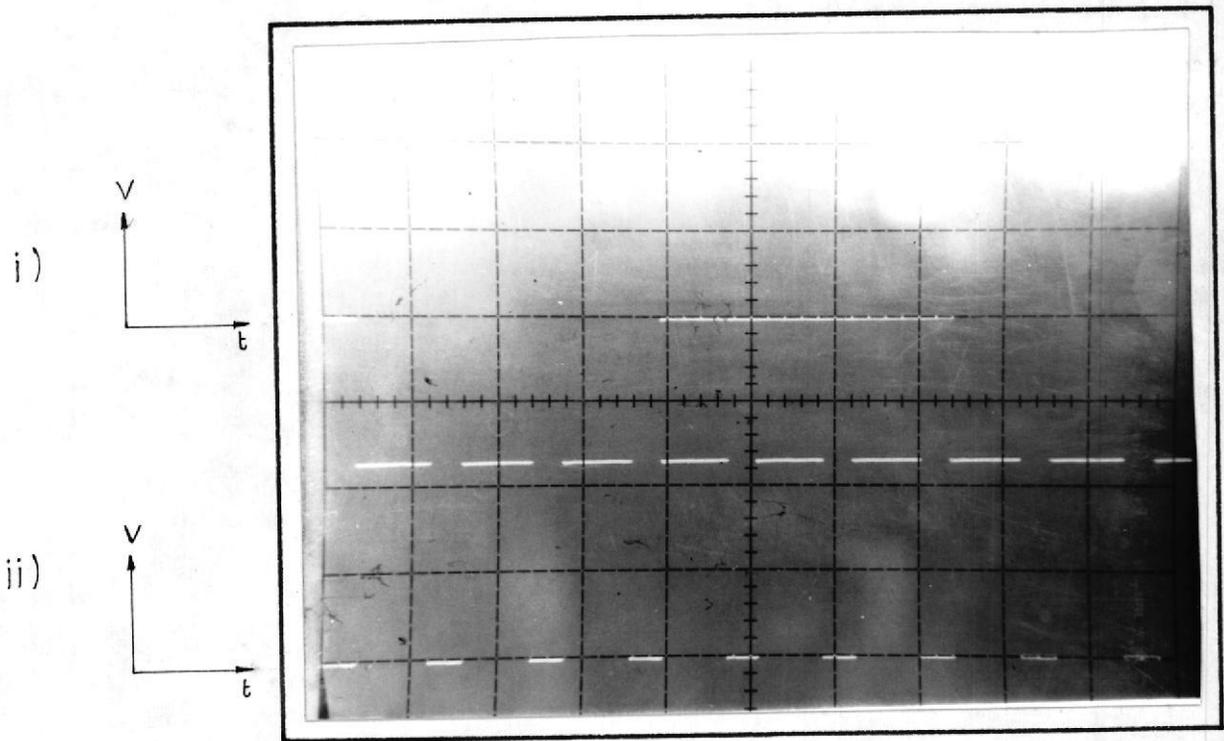


Fig. 5.1.7 Formas de onda en el contador.

Voltaje de control: 6 V.

- i) Voltaje de una de las salidas del contador: Q_A (TPS3)
- ii) Señal del reloj (TPS2)

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 5 V/div.



BIBLIOTECA

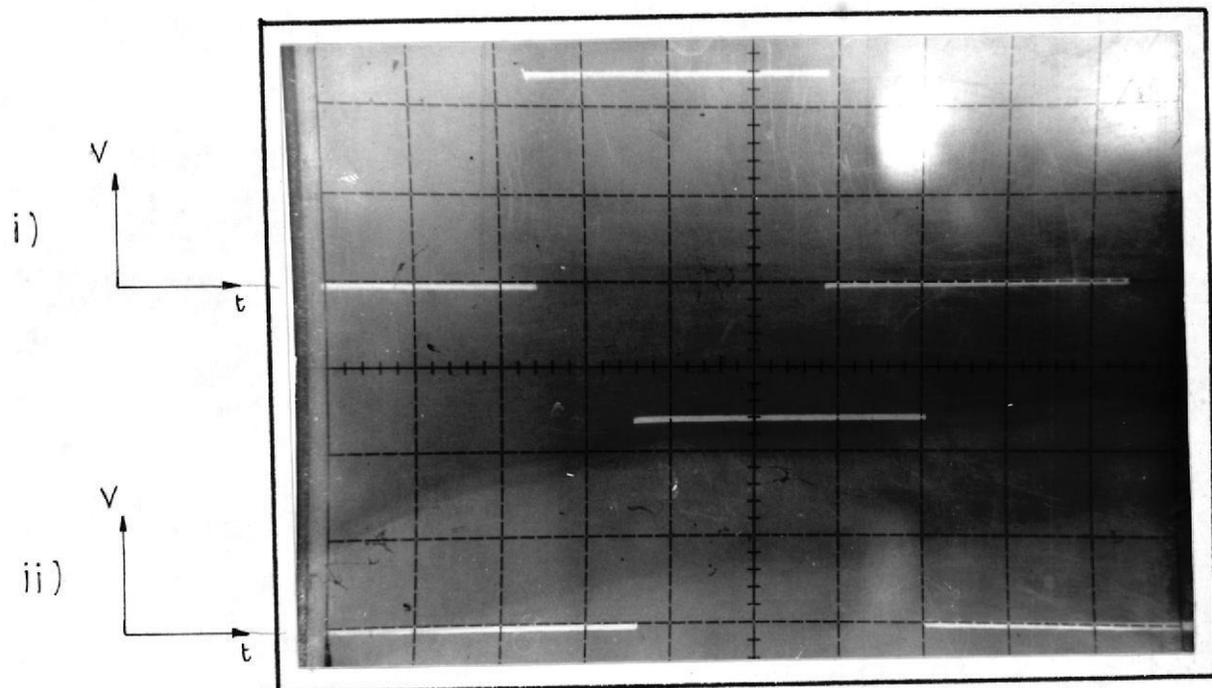


Fig. 5.1.8 Formas de onda en el contador

Voltaje de control: 6 V.

i) Señal de salida del contador Q_A (TPR3)

ii) Señal de salida del contador Q_B (TPR4)

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 5 V/div.

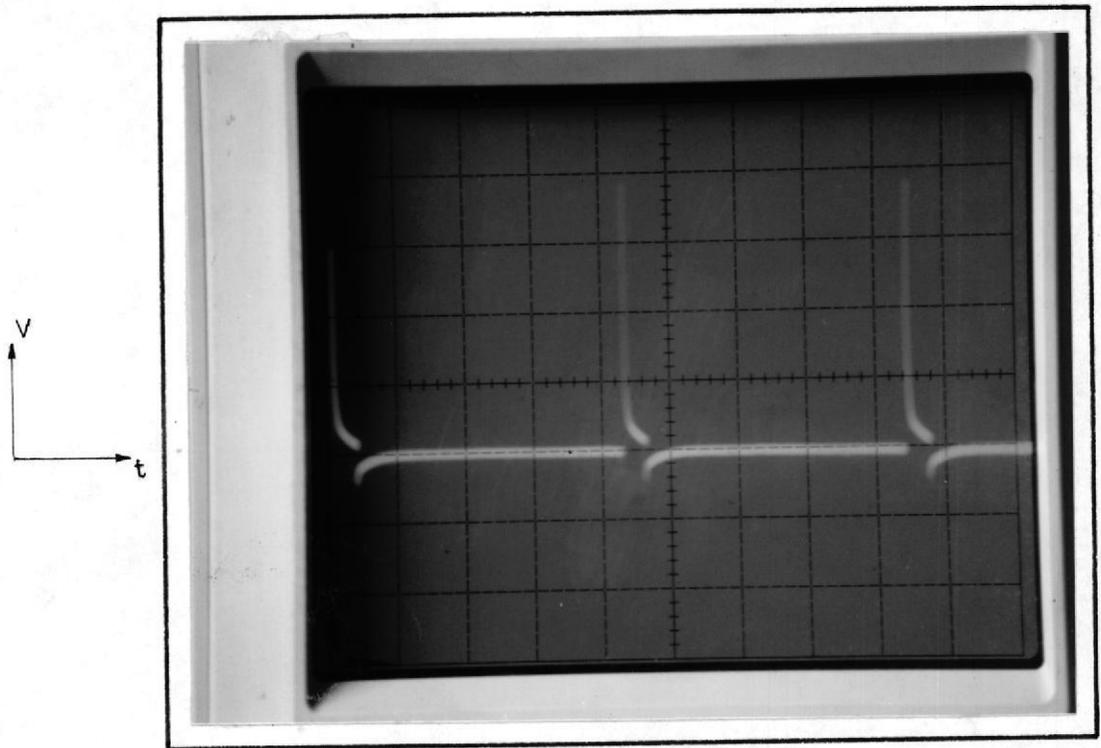


Fig. 5,1,9 Pulsos de sincronismo para la señal de salida del multivibrador en el circuito de control de la barra DC.

Voltaje de control: 6 V.

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 2 V/div.

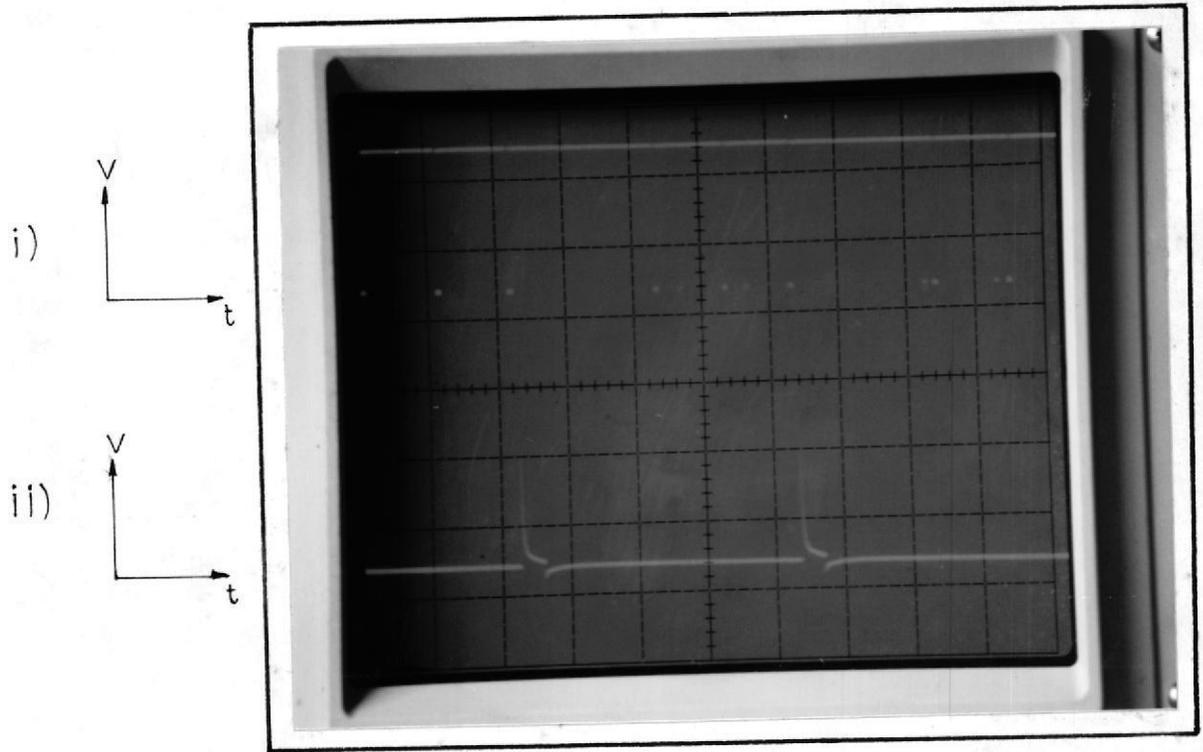


Fig. 5.1.10 Formas de onda en el circuito de control de la barra DC.

Voltaje de control: 6 V.

i) Señal de salida del multivibrador

ii) Señal de sincronismo

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 5 V/div.



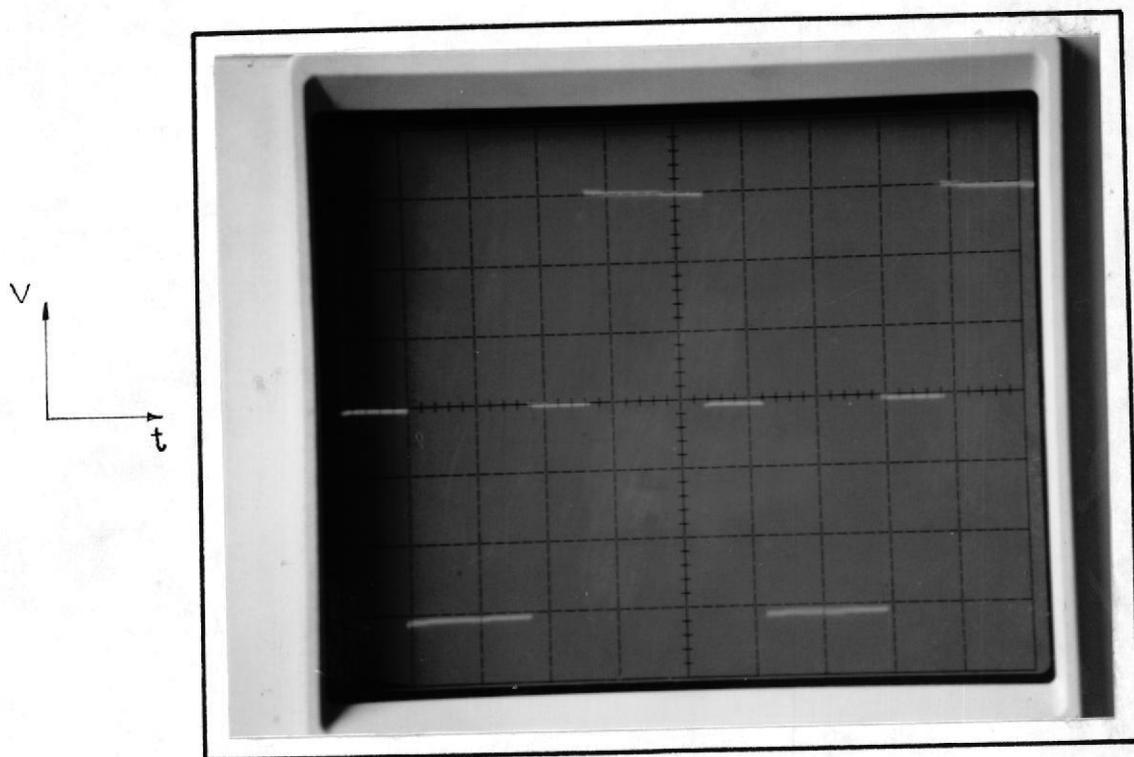


Fig. 5.1.11 Voltaje línea a línea en la salida' del inversor.

Voltaje de control: 4 V.

Escala Horizontal: 5 mseg/div.

Escala Vertical: 50 v/div.



BIBLIOTECA

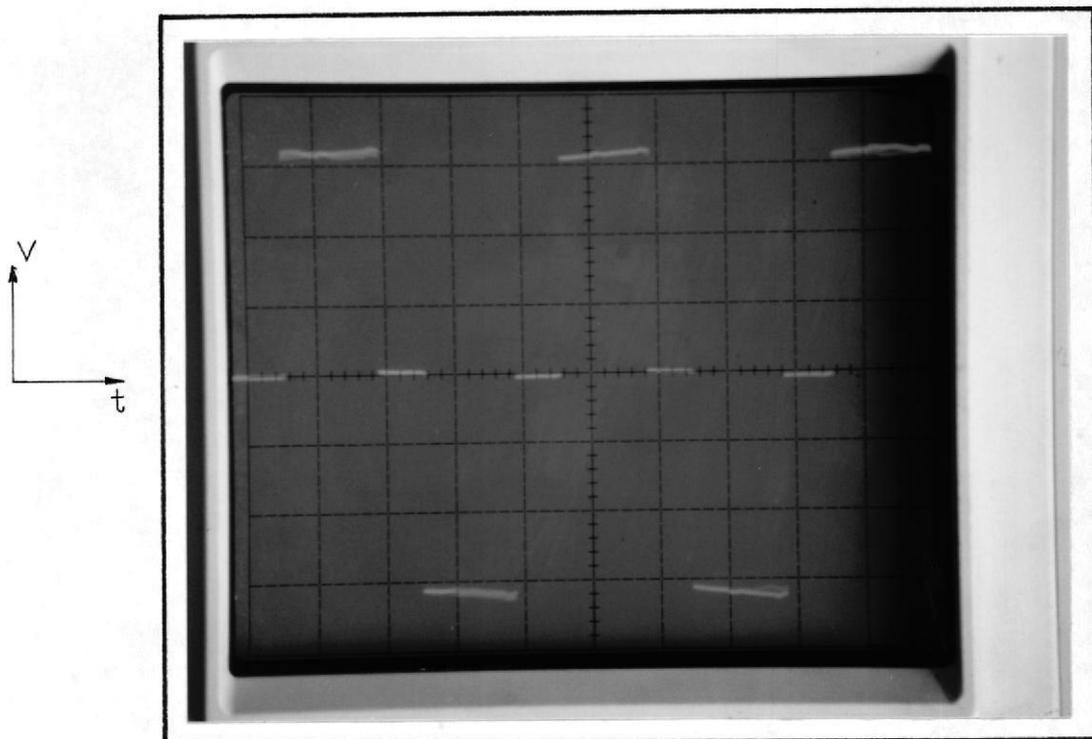


Fig. 5.1.12 Voltaje línea a línea en la salida del inversor.

Voltaje de control: 6 V.

Escala Horizontal: 5 mseg/div.

Escala Vertical: 50 V/div.

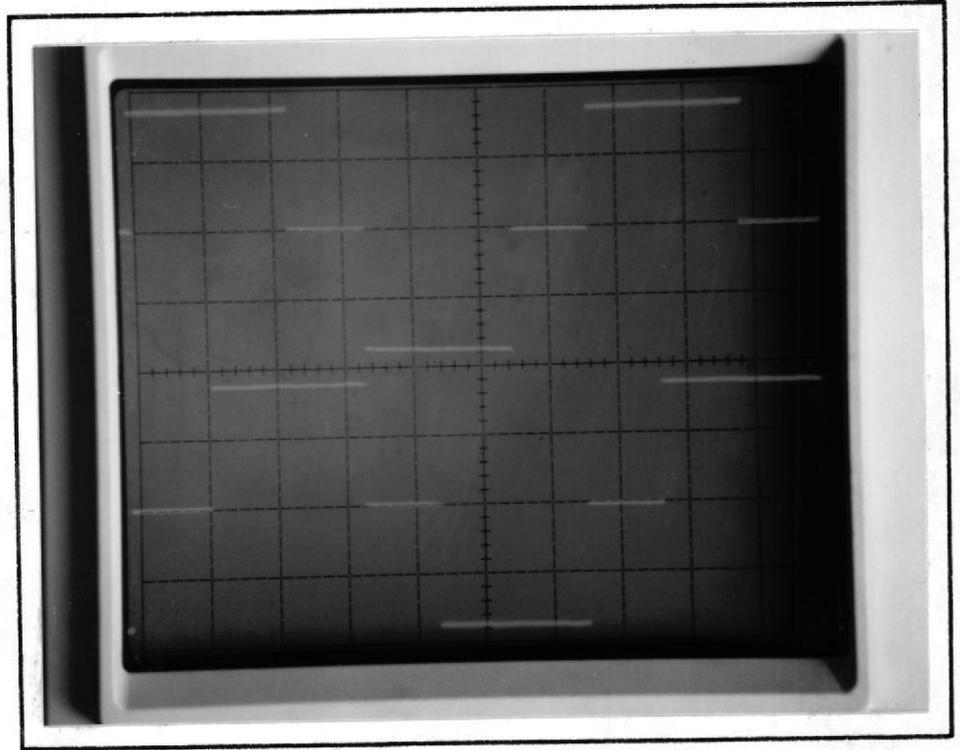
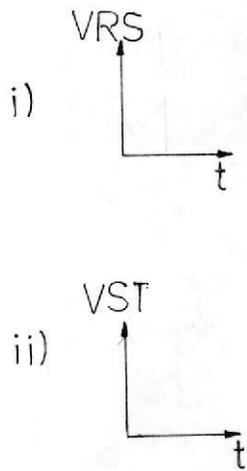


Fig. 5.1.13 Voltajes de línea a línea en la salida del inversor.

Voltaje de control: 6 V.

i) Voltaje V_{RS}

ii) Voltaje V_{ST}

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 100 V/seg.

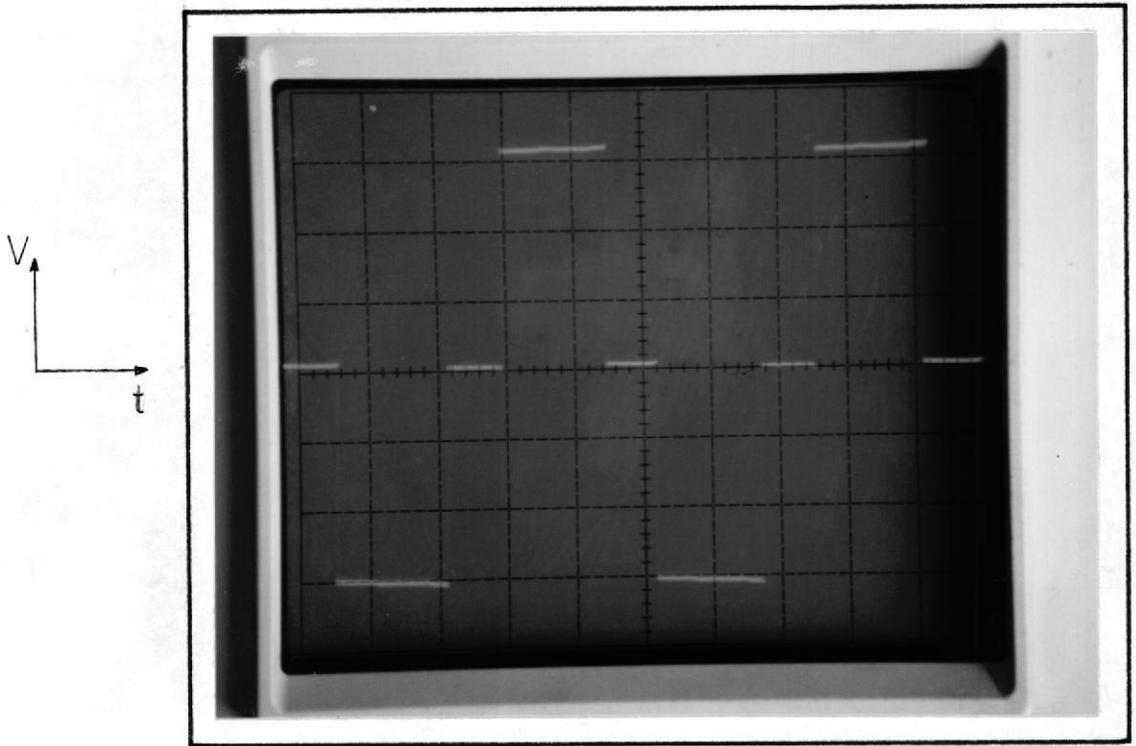


Fig. 5.1.14 Voltaje de línea en la salida del inversor.

Voltaje de control: 8 V.

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 80 V/div.*

*Se atenuó esta escala para poder medir la -
señal.



BIBLIOTECA

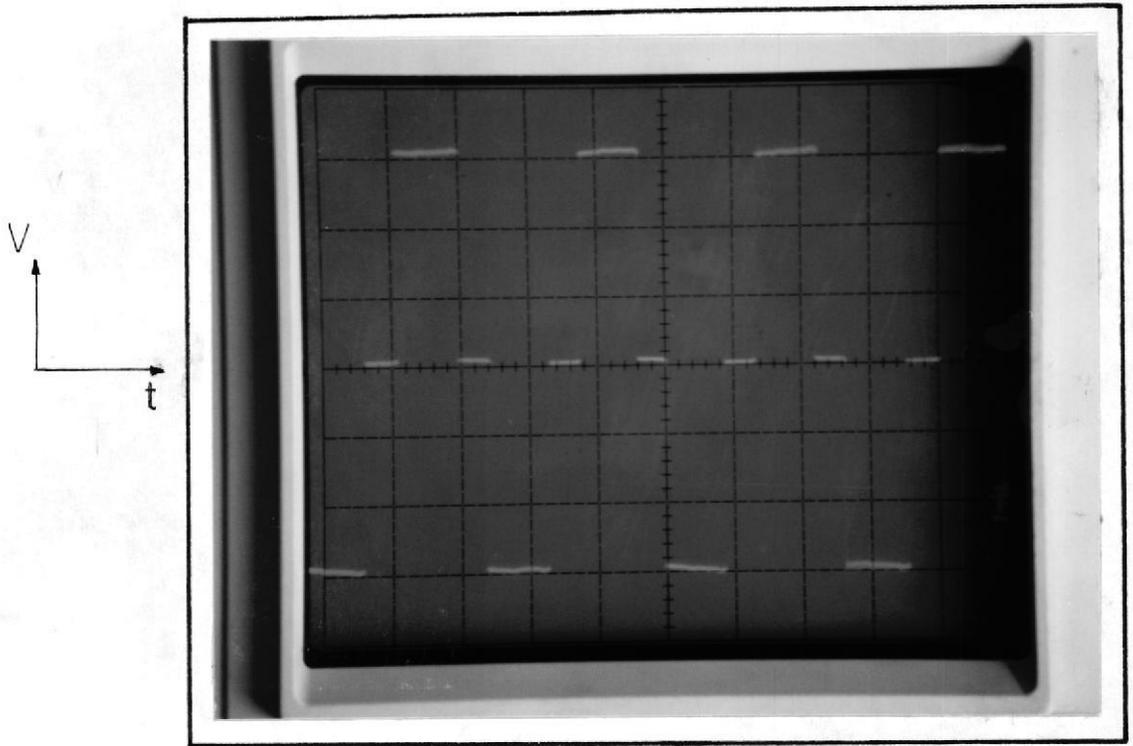


Fig. 5.1.15 Voltaje de línea en la salida del inversor
Voltaje de control: 10V.

Escala Horizontal: 2 mseg/div.

Escala Vertical: 90 V/div.*

*Se atenuó esta escala para poder medir la señal.



CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- El uso de transistores en vez de tiristores en la salida del sistema de control no sólo que hace más barato y menos voluminoso al equipo, sino que proveen al sistema de un buen funcionamiento y alta confiabilidad.
- El sistema de control proporciona siempre una relación constante entre el voltaje y la frecuencia así el motor no puede ser "descarriado" aún cuando es sobrecargado.
- Los voltajes que alimentan al motor no son enteramente ondas sinusoidales. Puede considerarse que el motor está siendo alimentado con varios voltajes de formas sinusoidal con diferentes frecuencias al mismo tiempo.
- Entre las desventajas del sistema de control se encuentran los efectos que producen las frecuencias armónicas que son básicamente dos:
 1. Producen torques indeseados, e
 2. Incrementan las pérdidas por calor en el motor.
- La localización de fallas se ha facilitado con la disposición de puntos de prueba en el tablero principal.
- No se ha realizado un análisis matemático profundo del sistema puesto que el interés del trabajo desarrollado es práctico y está destinado para usarlo en el laboratorio de Controles Industriales Electrónicos.

- Se recomienda realizar un análisis de estabilidad completo del sistema.

- En caso de que se desee medir las formas de ondas en los terminales de salida del inversor, con el fin de prevenir serios daños al equipo, se recomienda que el osciloscopio esté alimentado por un transformador de aislamiento.

APENDICE A

CALCULO DE LA RED DE PROTECCION PARA LOS TIRISTORES EN EL RECTIFICADOR SEMICONTROLADO

La siguiente ecuación provee una selección adecuada de la capacitancia requerida para limitar los transientes de voltaje en los SCR:

$$C = 10 \frac{V_A}{V_S^2} \frac{60}{f} \text{ uF} \quad (1)$$

donde:

C = capacitancia mínima requerida

V_A = potencia del transformador

V_S = Voltaje RMS en el secundario del transformador

f = frecuencia de la conmutación

Para nuestro caso específico:

$$V_A = 208 \times 5 = 1.040 \text{ VA}$$

$$V_S = 208 \text{ V}_{\text{RMS}}$$

$$f = 770 \text{ Hz}$$

Reemplazando estos valores en (1) se obtiene que:

$$C = \frac{10 (1.040) \cdot 60}{(208)^2 \cdot 770} = 0.018 \text{ uF}$$

Se escogió $C = 0.02 \text{ uF}$

Para determinar la resistencia requerida se usó la siguiente expresión:

$$R = 2 (\epsilon) L/C$$

donde:

L = inductancia del circuito

C = capacitancia mínima requerida

ϵ = relación entre la resistencia y la impedancia del circuito

Para encontrar el valor de ϵ se calcula primeramente la relación entre el voltaje de pico del transiente con el voltaje pico de alimentación:

$$\frac{V_P}{V_{SP}} = \frac{420}{280\sqrt{2}} = 1.42$$

Con el valor de 1.42 (según referencia 8 pag. 484) se encuentra que $\epsilon = 0.35$.

Tomando la inductancia del circuito igual a 100 mH se obtiene que:

$$R = 2 (0.30) \frac{100}{0.02} = 43 \text{ ohm}$$

Se escogió $R = 47 \text{ ohm}$.

APENDICE B

CALCULO DE LA RED DE PROTECCION PARA LOS TRANSISTORES DE FUERZA

El circuito empleado para la protección se lo muestra en la figura. En transistores de mediana potencia en la mayoría de sus aplicaciones se los protege de sobrevoltajes producidos en la conmutación.

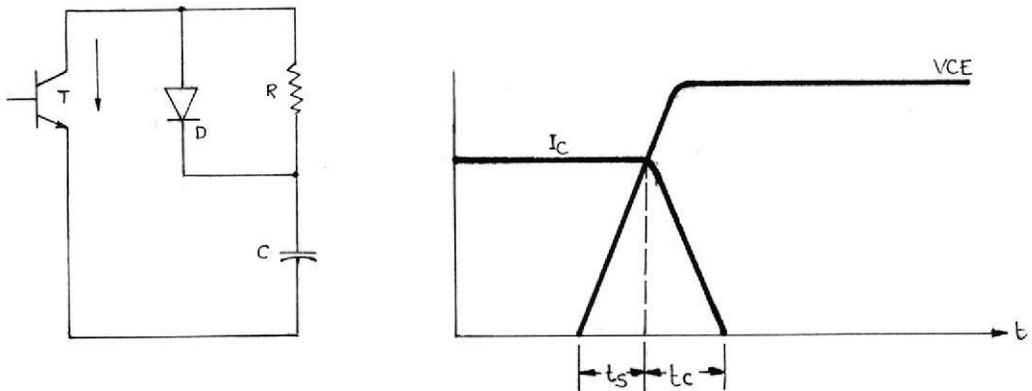


FIG B.1. CIRCUITO DE PROTECCION PARA LOS DARLINGTON.

La energía promedio almacenada en un condensador, es dada por las siguientes expresiones:

$$E_c = (1/2) (C V_{cmax}^2) \quad (1)$$

$$E = (1/2) (I_{cmx} V_{cmax}) (t_s + t_c) \quad (2)$$

ANEXO I

MANUAL DEL USUARIO

El tablero principal del equipo se muestra en la Fig. I.1. La identificación de los terminales que representan los puntos de prueba son:

R ₁	referencia
R ₂	+12V
R ₃	-12V
R ₄	voltaje de control (0-12V)
R ₅	salida del integrador (0-12V)
S ₁	pulso de salida del OP-AMP en el convertidor - voltaje a frecuencia (0-580Hz)
S ₂	salida del convertidor voltaje a frecuencia - (0-600Hz)
S ₃	salida del primer flip-flop en el contador - (0-100Hz)
S ₄	salida del segundo flip-flop en el contador - (0-100Hz)
S ₅	salida del tercer flip-flop en el contador - (0-100Hz)
T ₁	salida de la sección de retro-alimentación 0 a -0.5V.
T ₂	salida del controlador PI (0 a -12V)
T ₃	no usado

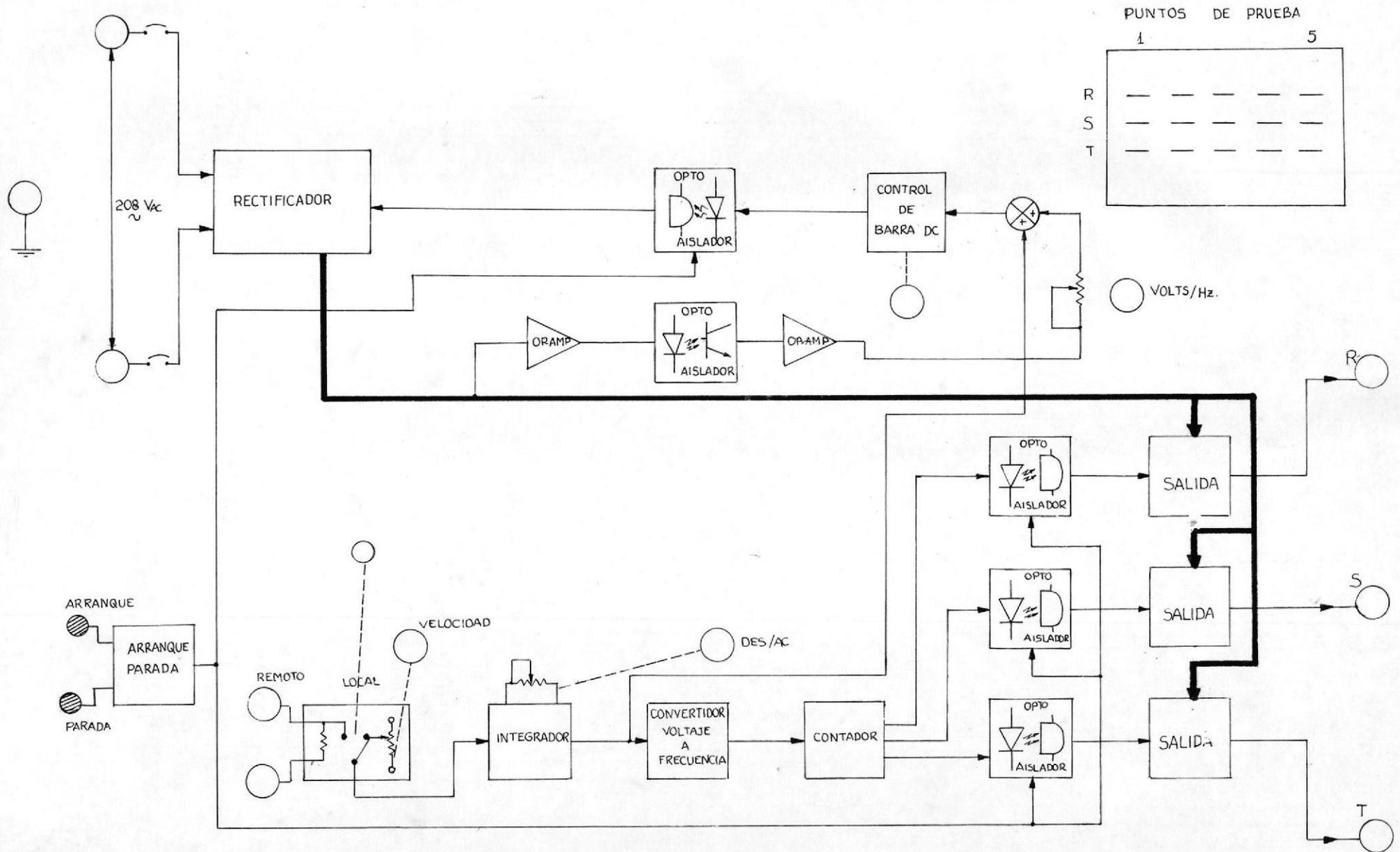


FIG I.1. TABLERO PRINCIPAL

- T₄ pulsos de disparo para los tiristores del puente rectificador
- T₅ pulsos de sincronismo (0-120Hz)

En el tablero principal también se ubican dos terminales para la alimentación del equipo (208-220V) y un tercer terminal para la conexión a tierra. Cuando se aplica voltaje a estos terminales, aún con el interruptor principal en posición apagado, el ventilador empieza a funcionar.

El interruptor remoto/local selecciona una señal de control externa que es conectada al equipo en los terminales ubicados en la parte inferior de la palabra remoto.

También se han colocado en el tablero los pulsadores de arranque y parada, así como los potenciómetros de velocidad, de aceleración y desaceleración (DES/AC), el potenciómetro que controla la relación VOLTS/Hz., así como el potenciómetro reforzador (BOOST) para bajas velocidades. Todos estos elementos están plenamente identificados en el tablero.

También se muestran en el tablero los terminales de salida R-S-T del sistema en donde debe conectarse el motor trifásico.

Se ha situado también un foco piloto (LED) que se prende cuando el interruptor principal del equipo (ubicado en la cara lateral izquierda de la caja) es accionado y puesto en posición de prendido (ON).

La precauciones principales que deben tomarse son las siguientes:

- Realizar todas las conexiones en el tablero con el interruptor principal apagado.
- La potencia del motor que se conecte al equipo no debe ser mayor a 1.5 KVA.
- Si no se va a usar señal de control externa, el interruptor remoto/local debe estar en la posición local. En caso contrario el sistema no funciona.
- La señal externa, en caso de que se use, debe ser un voltaje de 0-12Vdcy el interruptor remoto/local debe situarse en la posición remoto.
- Si se desea medir las formas de ondas en los terminales de salida, tomar la precaución de que el osciloscopio esté conectado por medio de un transformador de aislamiento. En caso contrario. se - rios daños pueden ocurrirle al sistema de control.



BIBLIOGRAFIA

1. B.K. Bose, Power Electronics and AC drives, USA: Editorial Prentice Hall 1986, pp. 27-65.
2. R. Boylestad, L. Nashelsky, Electronic devices and circuit theory (2da. edición; New Jersey: Prentice Hall, 1978), pp. 679-686.
3. T.M. Frederiksen, Intuitive IC OP-AMPS (USA: R.R. Donnelley & sons, 1986), pp. 189-196.
4. J. Gualda, S. Martínez, "Inversor con transistores, distintas soluciones", Revista del Mundo Electrónico No. 86 (1979), pp. 81-91.
5. A.P. Malvino, Principios de Electrónica (3era. edición; México: McGraw-Hil, 1986), pp. 547-596.
6. J. Mochón, J.C. Montaña, J.R. Alique, "Aplicaciones de los aisladores ópticos", Revista del Mundo Electrónico No. 86 (1979), pp. 73-79.
- ✓ 7. J.M.D. Murphy, Thyristor Control of A.C. Motors (New York: Pergamon Press Inc., 1978), pp. 37-67.
8. SCR Manual, Fifth Edition (New York: General Electric Company, 1972), pp. 482-486.



A.F. 141712



BIBLIOTECA