

**ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL**
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

**“Diseño y Construcción de un Sistema
de Control de velocidad para un Motor
de Inducción Trifásico mediante el
uso de un Convertidor
A. C. de Onda completa”**

TESIS DE GRADO

Previa a la Obtención del Título de:
INGENIERO EN ELECTRICIDAD
Especialización: **ELECTRONICA**

Presentada por:
JORGE JACOME R.

Guayaquil - Ecuador

1987

AGRADECIMIENTO

A las personas que contribuyeron
en mi formación profesional

ING. Alberto Iarco Gomez

ING. Sergio Flores

Sr. Armando Mera

Sr. Ramiro Pulgar

Sr. Kleber Moran

Srs. Empresas Unidas San Vicente

C. Villafuerte

ING. CARLOS VILAFUERTE

Sub- Decano de la Facultad
de Ingenieria Electrica

Alberto Luis Lario

ING. ALBERTO LARIO

Director de Tesis

Rodrigo Bermejo

ING. RODRIGO BERMEJO

Miembro del Tribunal

Ignacio Choctong Ch


ING. IGNACIO CHOCTONG CH

Miembro del Tribunal

DECLARACION EXPRESA

" La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas 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) .



Jorge Samuel Jácome Ramírez

RESUMEN

El trabajo que a continuación se desarrolla comprende la aplicación de tiristores para el control de velocidad de un motor de inducción trifásico de Jaula de Ardilla, mediante la variación del voltaje r.m.s. aplicado al estator del mismo, mediante la utilización de un convertidor trifásico A.C./A.C. totalmente controlado.

Antes de la determinación del tipo de convertidor se realizó un estudio comparativo de los diferentes tipos de convertidores, usados en aplicaciones industriales del control de velocidad de motores de inducción.

El sistema de control electrónico de velocidad compara la señal de referencia de velocidad con la velocidad real del motor, detectada a través de un disco metálico perforado acoplado directamente al eje del motor. La señal de error obtenida, luego del proceso de comparación pasa luego por un controlador de velocidad (proporcional e integral); el mismo que actúa directamente sobre la unidad de disparo, la que proporcionaliza los pulsos de disparo a la unidad de fuerza realizada a base de tiristores.

INDICE GENERAL

RESUMEN	VI.
INDICE GENERAL	VII.
INDICE DE ABREVIATURAS	IX.
INDICE DE FIGURAS	X.
INTRODUCCION	XII.
CAPITULO I	
TEORIA DEL MOTOR DE INDUCCION JAULA DE ARDILLA	
1.1 EL MOTOR DE INDUCCION COMO TRANSFORMADOR	13.
1.1.1 <u>Deslizamiento</u>	14.
1.2 CIRCUITO EQUIVALENTE	16.
1.3 ECUACIONES Y RELACIONES FUNDAMENTALES	16.
1.3.1 <u>Corriente e impedancia</u>	16.
1.3.2 <u>Par motor desarrollado, potencia mecánica y pérdidas</u>	18.
1.4 CARACTERISTICA TORQUE - VELOCIDAD A VOLTAGE REDUCIDO ..	18.
CAPITULO II	
CONVERTIDORES DE ENERGIA CONTROLADOS	21.
2.1 TIPOS DE CONVERTIDORES DE ENERGIA CON SEMICONDUCTORES CONTROLADOS	21.
2.2 ESTUDIO COMPARATIVO DE CIRCUITOS TRIFASICOS CON CONTROLADORES DE FASE PARA MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA	22.

2.3 CONVERTIDOR DE ENERGIA DE ONDA COMPLETA CONFIGURACION IN VERSO PARALELO	29.
--	-----

CAPITULO III

SISTEMA DE VARIACION DE VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCION JAU LA DE ARDILLA	31.
---	-----

3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES EN LAZO ABIERTO PARA EL DISIARO DE 6 TRANSISTORES EN CONFIGURACION INVERSO - PARALELO	31.
--	-----

3.1.1 <u>Circuito de sincronizacion y aislamiento entre el , circuito de fuerza y de control</u>	34.
--	-----

3.1.2 <u>Generador rampa</u>	36.
------------------------------------	-----

3.1.3 <u>Generador angulo de disparo (α)</u>	37.
--	-----

3.1.4 <u>logica combinatorial</u>	39.
---	-----

3.2 AMPLIFICADOR DE PULSOS, AISLAMIENTO ELECTRICO ENTRE EL CIRCUITO DE CONTROL Y DE FUERZA	42.
---	-----

3.3 FUENTE DE PODER	46.
---------------------------	-----

CAPITULO IV

CONTROL DE VELOCIDAD CON REALIMENTACION

4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA CON REALIMENTACION ..	48.
---	-----

4.2 ELEMENTOS PARA LA REALIMENTACION DE VELOCIDAD	51.
---	-----

4.2.1 <u>Sensor optico de velocidad del motor, amplificador</u>	
---	--

4.2.2 <u>Convertidor r.p.m. a voltaje</u>	53.
---	-----

4.3 CIRCUITO AMPLIFICADOR, CONTROL PROPORCIONAL - INTEGRAL DE VELOCIDAD, FUNCION DE TRANSFERENCIA	54.
--	-----

4.4 DETECTOR DE SOBRECORRIENTE	58.
--------------------------------------	-----

CAPITULO V

PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES EN LAZO ABIERTO Y EN LAZO CERRADO

5.1 LAZO ABIERTO.....	65
5.1.1 <u>Carga resistiva</u>	65
5.1.2 <u>Carga motor</u>	65
5.2 PRUEBAS Y RESULTADOS CON EL MOTOR EN LAZO CERRADO CON VARIACIONES DE CARGA.....	71
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	80
APENDICES.....	81
BIBLIOGRAFIA.....	108

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CALABAZAR
 Dept. de Ingeniería Eléctrica
 BIBLIOTECA
 Ser. No. _____

INTRODUCCION

La realización del control de velocidad de un motor de inducción tiene amplias ventajas sobre el motor de corriente continua, por su coste y el mantenimiento que se realice a las mismas.

El propósito de la tesis fue buscar una manera alternativa de realizar la realimentación de velocidad del motor, ya se usaba un tacedinamo como elemento de sensado de la velocidad del motor, sino a través de dispositivos y circuitos electrónicos que presenten mayor confiabilidad y sin el trabajo de mantenimiento.

El equipo construido, ayudará en parte a estudios posteriores sobre el comportamiento de la máquina y con la opción para desarrollar futuros trabajos complementarios, e innovaciones al respecto pudieran encontrarse.

La mayoría de los circuitos usados son diseñados de tal manera que lo sean lo mas comprensibles, para las personas que deseen aprenderse, y los elementos usados son dispositivos bastante comunes y de fácil adquisición en nuestro mercado.

CAPITULO I

TEORIA DEL MOTOR DE INDUCCION JAULA DE ARDILLA

1.1 EL MOTOR DE INDUCCION COMO TRANSFORMADOR

El motor de inducción tipo jaula de ardilla en su forma generalizada está conformado por un estator que va conectado a una fuente de corriente alterna polifásica y el rotor el que recibe la fuerza electromotriz y la corriente por inducción.

El voltaje de línea aplicado obliga al paso de corriente por los arrollamientos del estator que producen un flujo giratorio siendo la magnitud de las corrientes y del flujo tales que satisfacen la ley de mallas de Kirchoff, además del voltaje aplicado existen dos fuerzas electromotrices en el circuito del estator, una de ellas producida por el flujo principal y la otra por los flujos de dispersión del estator.

Es conveniente construir las chapas del estator de ferros y de tal modo que los dientes y las ranuras sean paralelos

al eje, que con respecto al rotor se refiere las chapas son ligeramente oblicuas siendo la razón principal la de eliminar la acción de bloqueo que resulta mucho más pronunciada si el flujo en el entrehierro está dispuesto radialmente a lo largo de toda la longitud de los dientes e puestos.

El entrehierro debe hacerse lo más pequeño posible, de modo tal que se reduzca al máximo el flujo de dispersión en el primario y en el secundario, puesto que la corriente del secundario es proporcionada inductivamente desde el primario, siendo esencial que el enlace magnético entre el primario y el secundario sea lo más completo posible.

El efecto del entrehierro es reducir el factor de potencia, y la longitud del entrehierro estará determinada por razones mecánicas; tales como la libertad del eje a vibraciones y la capacidad de desgaste de los cojinetes.

1.1.2 Deslizamiento

El flujo principal ejerce fuerzas tangenciales sobre los conductores y la dirección de rotación en el rotor es la misma que la del flujo principal que gira a una velocidad constante relativa al estator.

Si el rotor está en reposo, la velocidad relativa, entre el flujo principal y el rotor es igual a la unidad, en cambio cuando el motor gira la velocidad relativa entre el flujo principal y el rotor será la diferencia entre la velocidad sincrónica y la velocidad en ese instante.

De ahí se conoce como deslizamiento la cantidad definida como:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Siendo así el deslizamiento nos da la velocidad relativa entre el flujo principal y la del rotor como una fracción de la velocidad sincrónica.

$$n_s = 120 f_1 / p$$

y la frecuencia del rotor en función del deslizamiento.

$$f_2 = s f_1$$

en reposo $s=0$ y así

la velocidad sincrónica n_s y ω_s y no se induce f.e.m. en el rotor ya que la velocidad relativa entre el flujo principal y el rotor es cero, por lo tanto no hay corriente en el rotor y no se ejerce fuerza tangencial en el motor; por consiguiente un motor de inducción es capaz de llegar a la ve-

cidad síncrona.

1.2 CIRCUITO EQUIVALENTE

Ya que el motor de inducción se asemeja a un transformador, es posible representar su circuito equivalente en su forma similar con el factor deslizamiento mostrado en la figura 1.1

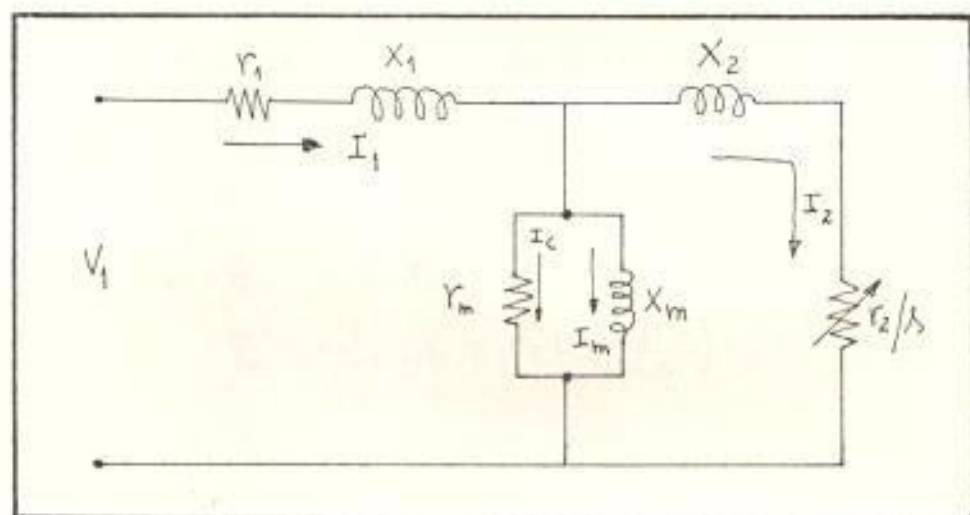


Fig. 1.1

Circuito equivalente por fase del motor
de inducción

1.3 ECUACIONES Y RELACIONES FUNDAMENTALES

1.3.1 Corriente e Impedancia

Del circuito equivalente mostrado en la figura 1.1

podemos daros cuenta que la corriente del estator puede ser dividida dentro de dos componentes; la corriente de carga I_2 , la cual produce la fuerza electromotriz la que exactamente se opone a la fuerza electromotriz producida por la corriente del estator y la corriente formada por la componente magnetizante I_m , con la componente de corriente de pérdida en el cobre I_c .

$$I_2 = \frac{E_2}{r_2 + j\Delta X_2} = \frac{\Delta E_1}{r_2 + j\Delta X_2} = \frac{E_1}{(r_2/\Delta) + jX_2}$$

Para obtener la impedancia total del motor polifásico de inducción visto desde los terminales del primario, utilizamos la ecuación de mallas de kirchoff.

$$Z_1 = r_1 + jX_1$$

$$Z_2' = \frac{r_2'}{\Delta} + jX_2' = r_2' + r_2' \left(\frac{1-\Delta}{\Delta} \right) + jX_2'$$

$$Y_m = g_m - jb_m$$

$$V_1 = -E_1 + I_1 Z_1$$

$$E_2 = E_1 = I_2 Z_2'$$

$$E_1 = (I_m - I_1) Z_c'$$

$$= -E_1 Y_m Z_2' - I_1 Z_2' = E_1 (1 + Y_m Z_2')$$

$$= -I_1 Z_2'$$

$$E_1 = - \frac{I_1}{(1/Z_2') + Y_m}$$

$$V_1 = I_1 Z_1 + \frac{I_1}{\left(\frac{1}{Z_2'}\right) + Y_m}$$

$$= I_1 \left[Z_1 + \frac{1}{\left(\frac{1}{Z_2'}\right) + Y_m} \right]$$

1.3.2 Par motor desarrollado, Potencia mecánica y pérdidas

$$T = \frac{m I_2^2 r_2}{\omega_r} \left(\frac{1-s}{s} \right)$$

como: P mecánica = T . W (Watos)

$$P \text{ mecánica} = m I_2^2 r_2 \left(\frac{1-s}{s} \right)$$

$$\text{Potencia de entrada} = m V_1 I_1 \cos \phi$$

$$\text{Pérdida de cobre en el estator} = m I_1^2 r_1$$

$$\text{Pérdida de cobre en el rotor} = m I_2^2 r_2$$

1.4 CARACTERISTICA TORQUE - VELOCIDAD A VOLTAGE REDUCIDO

Cada vez que un motor de induccion es arrancado, el sistema electrico experimenta picos de corriente, acompañado de un torque mecánico en exceso.

Tanto los picos de corriente como de torque pueden ser reducidos substancialmente con el voltaje aplicado al motor durante el arranque.

Visto que la corriente de arranque es determinada por la impedancia del motor durante el arranque, la reducci3n de el voltaje aplicado al estator reducir3 la corriente de arranque por medio de la ley de Ohm : $I = V/Z$. Como Z es esencialmente un valor fije al momento del arranque, el que cambio en el voltaje aplicado afecta la corriente de arranque directamente.

La figura 1.2 nos muestra la corriente pico el instante , de arranque con voltaje plena aplicado, en cambio la figura 1.3 nos muestra la reducci3n del voltaje aplicado nos lleva a una reducci3n del torque de arranque; lo que en la teor3a resulta ser por medio de la ecuaci3n:

$$T = k V^2$$

Con la aparici3n de dispositivos semiconductoras controlados es factible, controlar la velocidad del motor de inducci3n por medio de la variaci3n del voltaje aplicado al estator, la reducci3n del voltaje aplicado nos lleva sin embargo a una reducci3n del torque desarrollado.

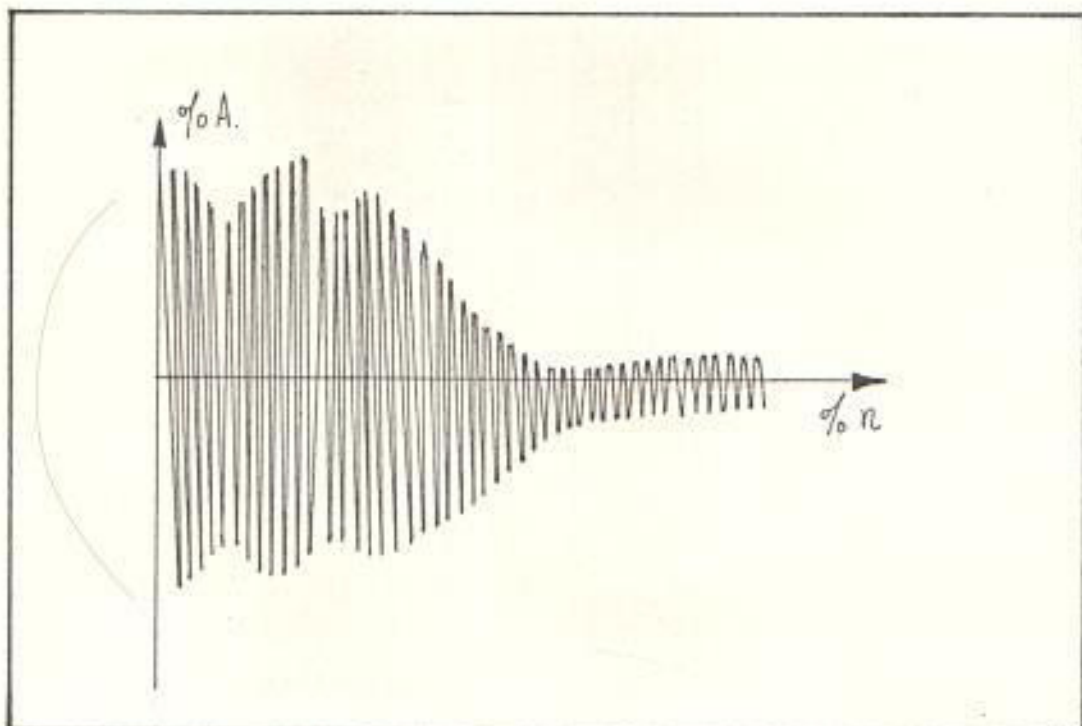


Fig 1.2

Porcentaje de corriente de línea v.s.
porcentaje de velocidad

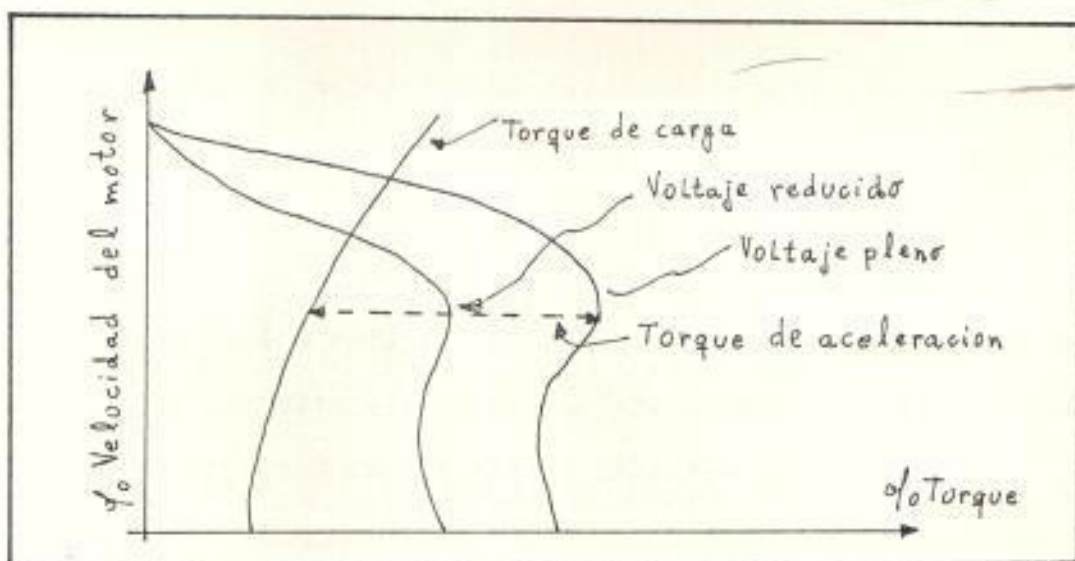


Fig 1.3

Porcentaje de velocidad del motor v.s.
porcentaje de torque

CAPITULO II

CONVERTIDORES DE ENERGIA CONTROLADOS

2.1 TIPOS DE CONVERTIDORES DE ENERGIA CON SEMICONDUCTORES CONTROLADOS

Es un sistema trifásico realizado mediante un control de fase, una pareja de tiristores o triacs colocados en las fases o líneas de la alimentación, conectados en arreglo, inverso - paralelo sea comúnmente usado para obtener la variación del voltaje deseado.

Siendo así el valor r.m.s. del voltaje entregado a la carga y consecuentemente la corriente y la potencia pueden ser controlados.

Existen varias configuraciones que pueden ser usadas para obtener un voltaje reducido usando control de fase, estas configuraciones pueden clasificarse en:

- 1) Tiristores o Triacs controlados por fase
- 2) Tiristores o Triacs controlados por línea

3) Tiristores o Triacs controlados en el punto neutro

Las figuras 2.1 , 2.2 , y 2.3 nos muestran todas las configuraciones enunciadas.

Las aplicaciones de tales controladores de voltaje son :

- a) Calentamiento industrial
- b) Calentamiento de metales por induccion
- c) Control de procesos electroquímicos
- d) Control de velocidad de motores

Existen otro tipo de controladores tambien en arreglo inverso - paralelo pero en lugar de ser una pareja de tiristores esta conformado de un tiristor y un diodo.

Debe tomarse en cuenta que en el arreglo anterior no puede estar conectado un triac y un diodo.

2.2 ESTUDIO COMPARATIVO DE CIRCUITOS TRIFASICOS CON CONTROLADORES DE FASE PARA MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA

Asumiendo voltajes trifasicos balanceados se tienen los voltajes de fase y línea :

$$V_A = \sqrt{2} V \text{ sen } (\omega t)$$

$$V_B = \sqrt{2} V \text{ sen } (\omega t - 2\pi/3)$$

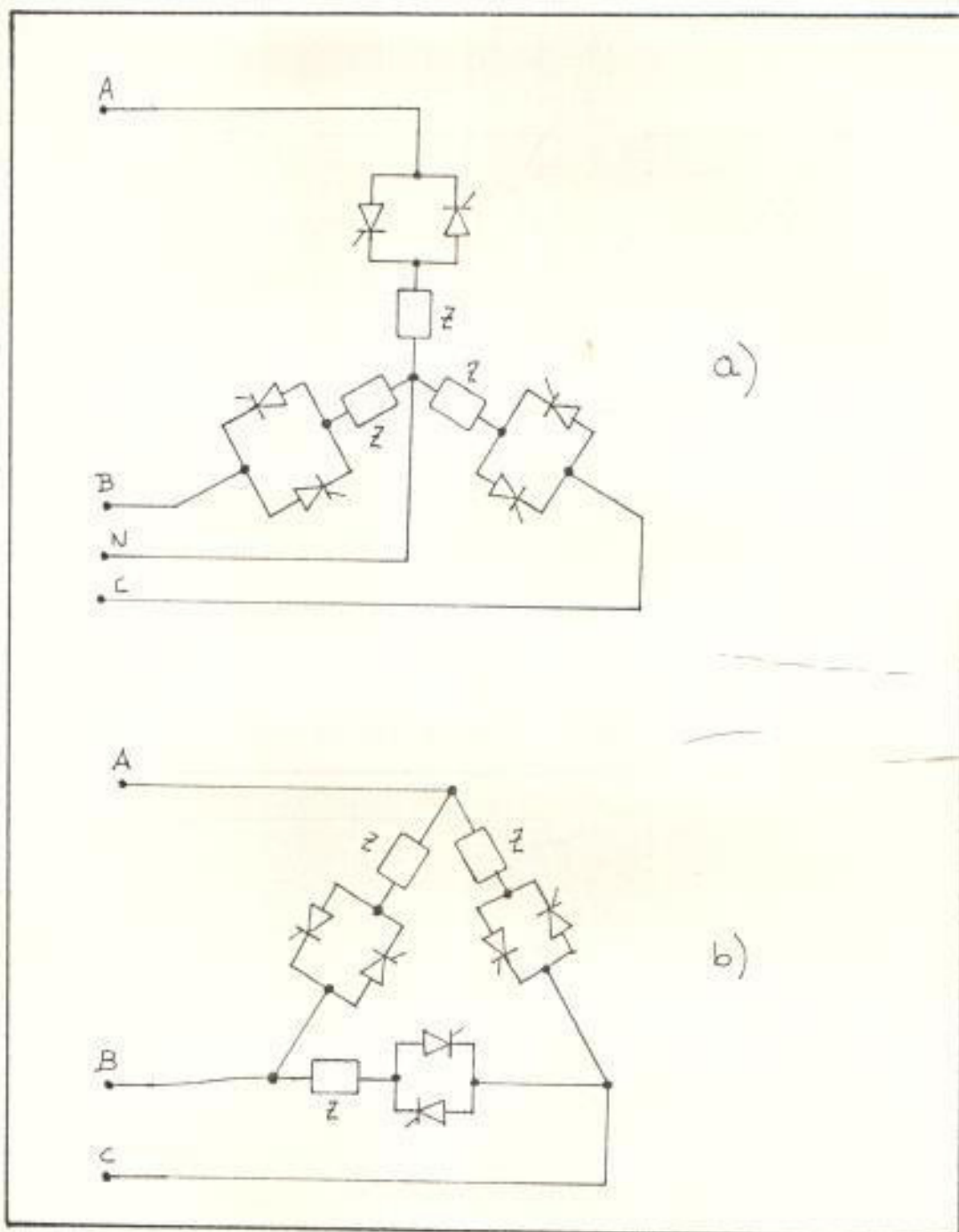


Fig 2.1

Tiristores controlados por rama

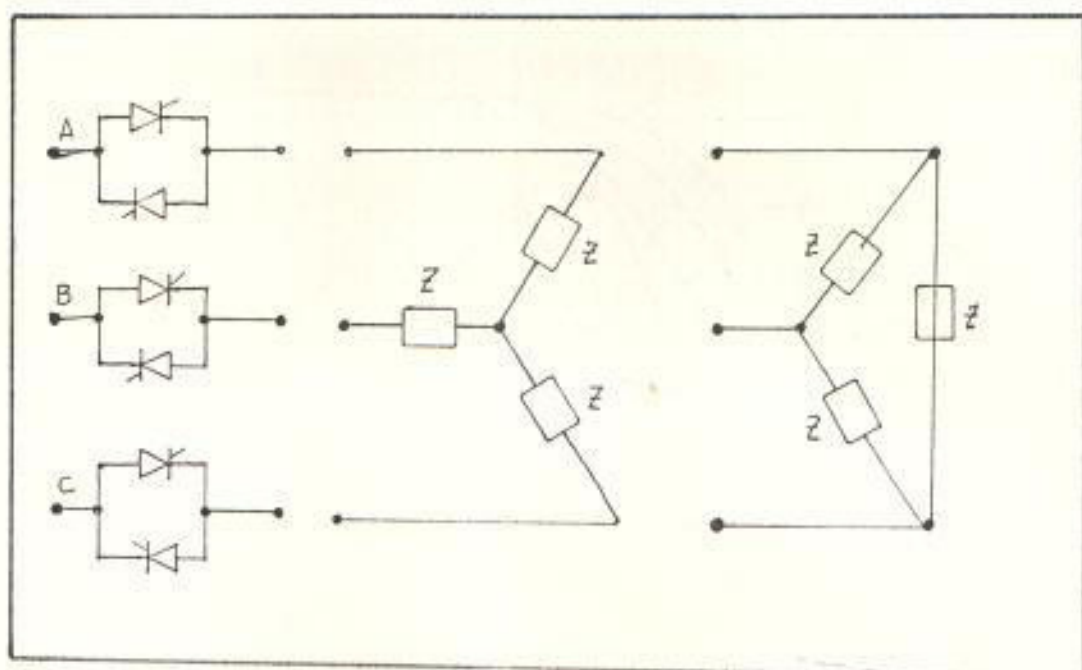


Fig 2.2

Tiristores controlados por líneas con la carga en estrella o triangulo

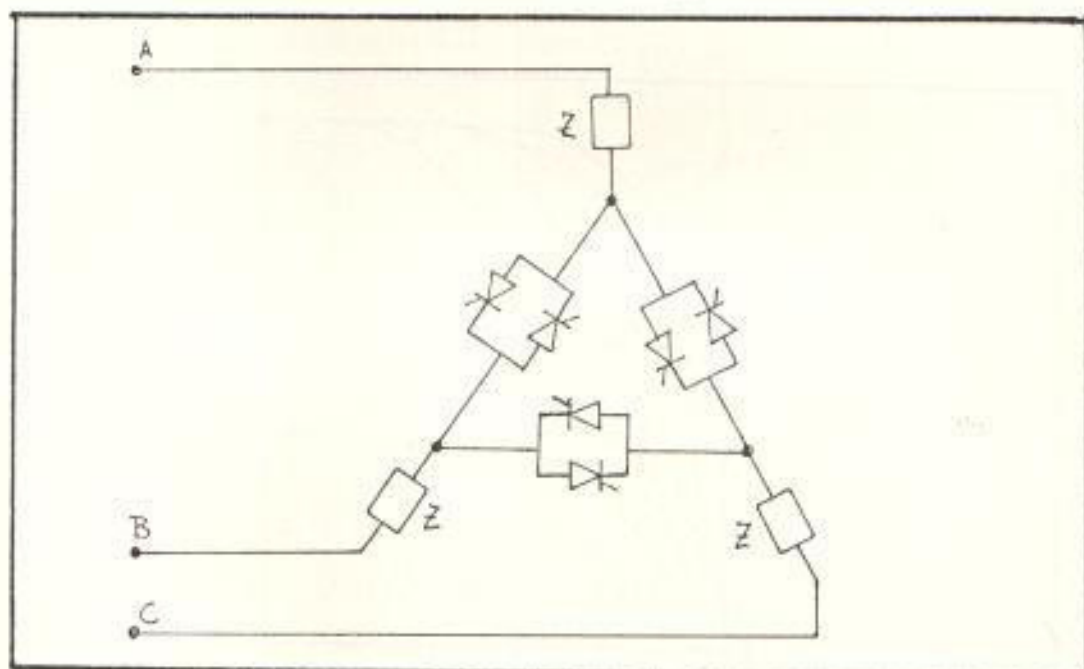


Fig 2.3

Tiristores controlados en el punto neutro

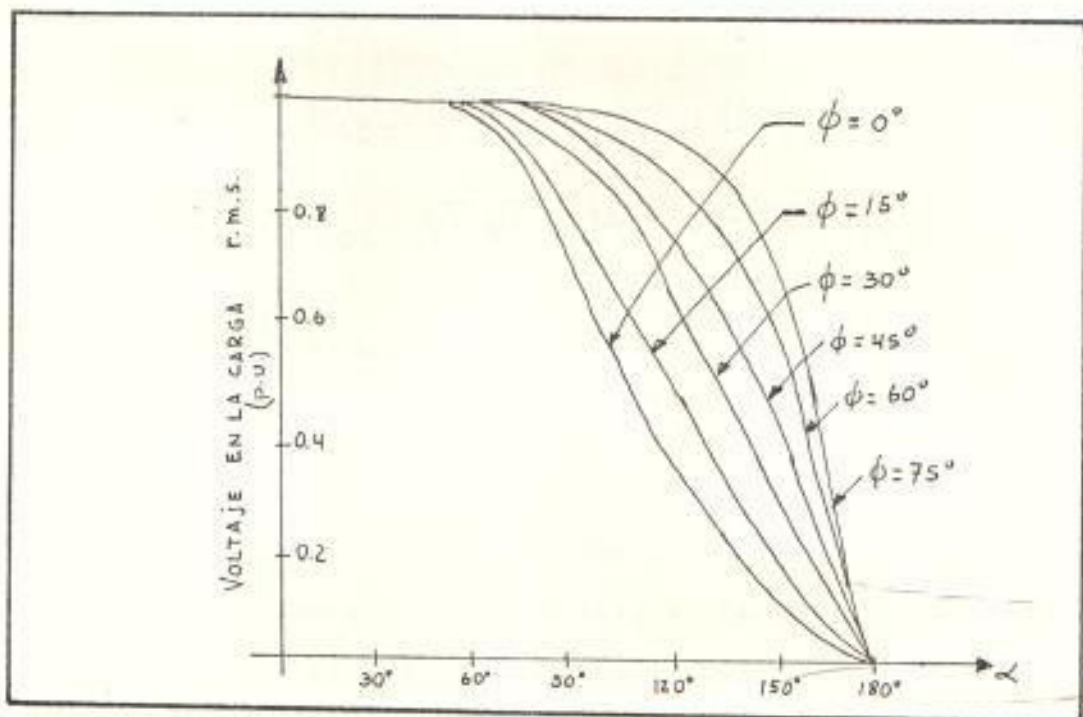


Fig 2.4

Variación del voltaje en la carga para variaciones de α y ϕ con control por rama

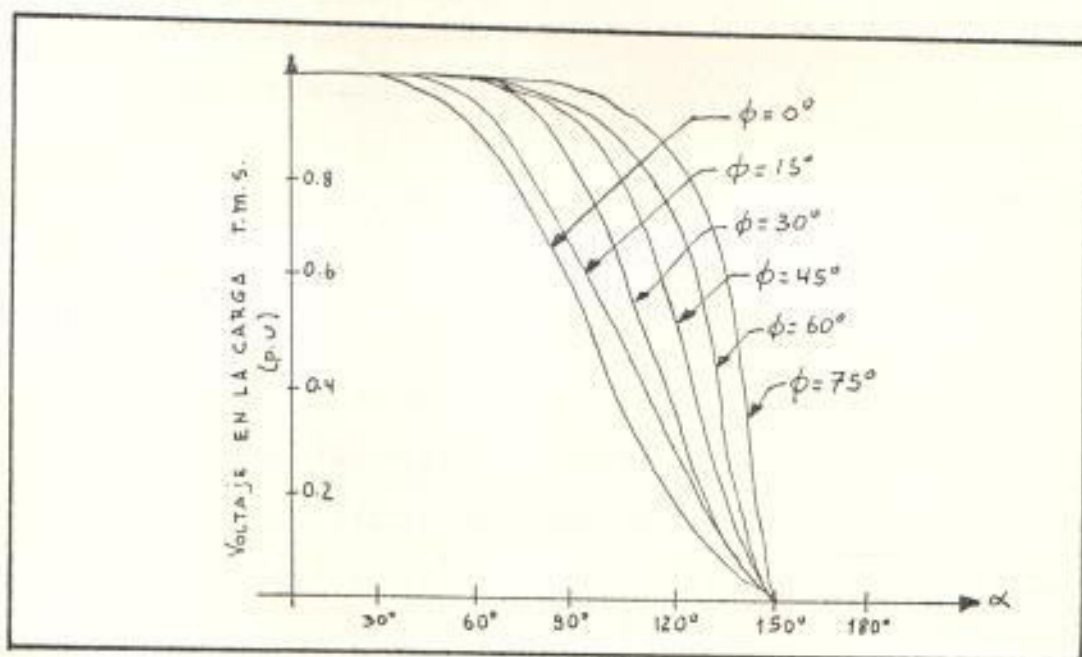


Fig 2.5

Variación del voltaje en la carga para variaciones de α y ϕ con control por línea

$$V_C = \sqrt{2} V \sin(\omega t + 2\pi/3)$$

$$V_{AB} = \sqrt{3} \sqrt{2} V \sin(\omega t + \pi/6)$$

$$V_{BC} = \sqrt{3} \sqrt{2} V \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \pi/6)$$

$$V_{CA} = \sqrt{3} \sqrt{2} V \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \pi/6)$$

Las figuras 2.4 y 2.5 nos muestran variaciones del voltaje r.m.s. en la carga para variaciones del ángulo de disparo α , y para diferentes valores de ϕ para los circuitos con tiristores controlados por rama y por línea.

Para valores de $\alpha < \phi$, el voltaje en la carga es la unidad, en cambio para valores de $\alpha > \phi$, el voltaje se reduce dependiendo de los valores que tome α , ϕ y el tipo de control usado.

Las figuras 2.6, 2.7 y 2.8 nos muestran el factor de distorsión para los arreglos de tiristores mostrados en las figuras 2.1 y 2.2.

De estos gráficos puede observarse que el circuito de la figura 2.1.b ofrece la menor cantidad de distorsión por contenido de armónicos; mientras que el circuito de la figura 2.1.a es el que mas armónicos posee.

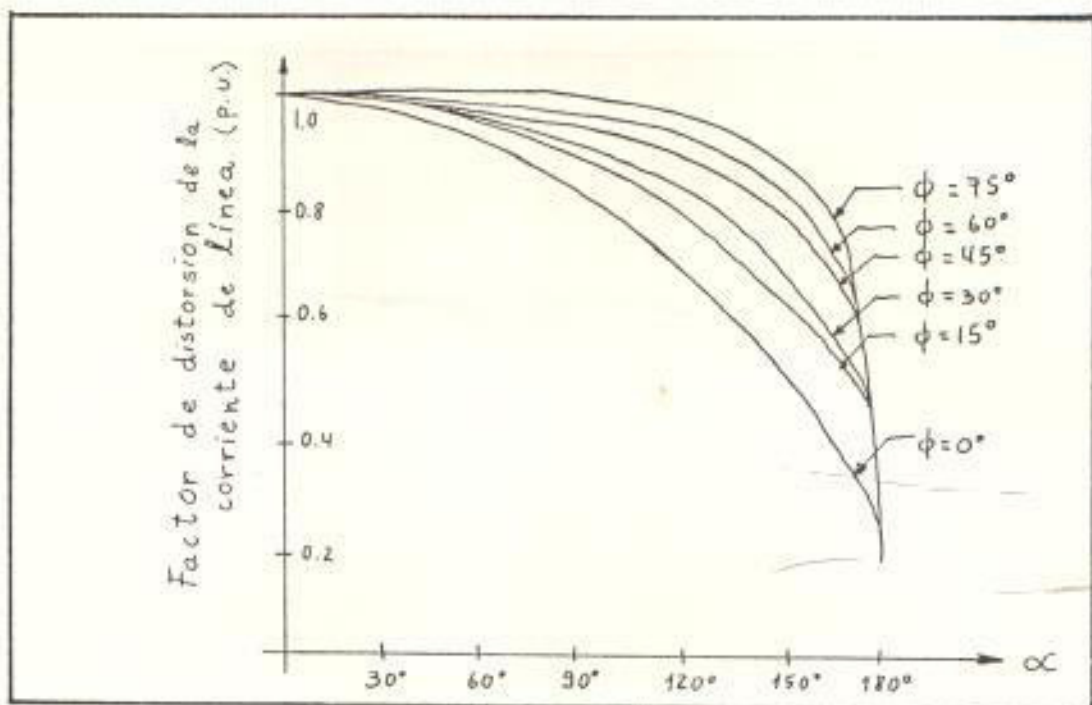


Fig 2.6

Factor de distorsion de la corriente de línea
de la figura 2.1.a

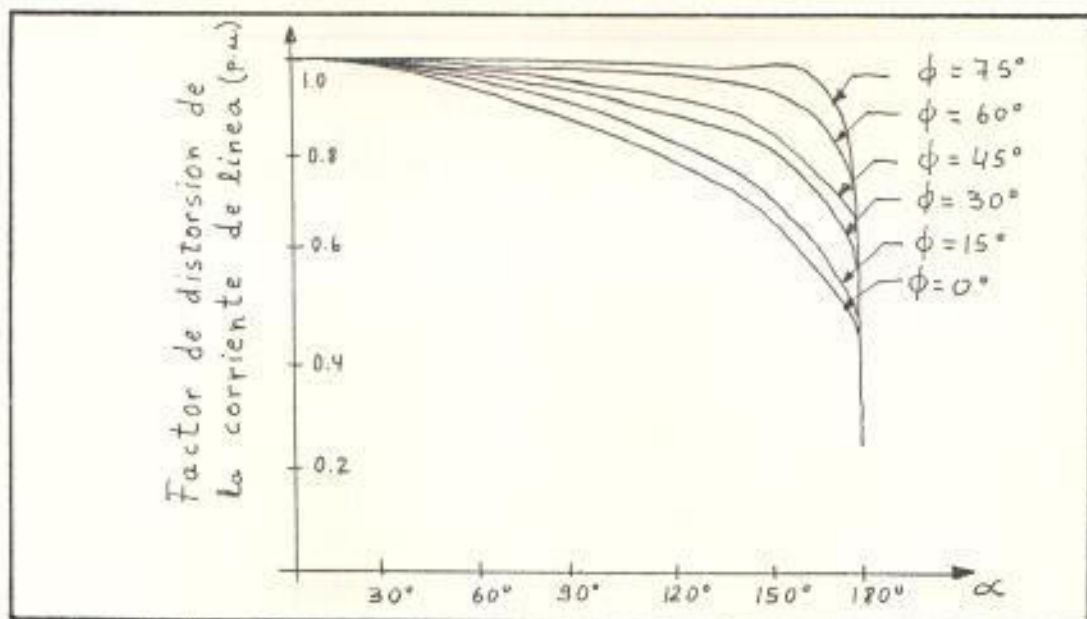


Fig 2.7

Factor de distorsion de la corriente de línea
de la figura 2.1.b

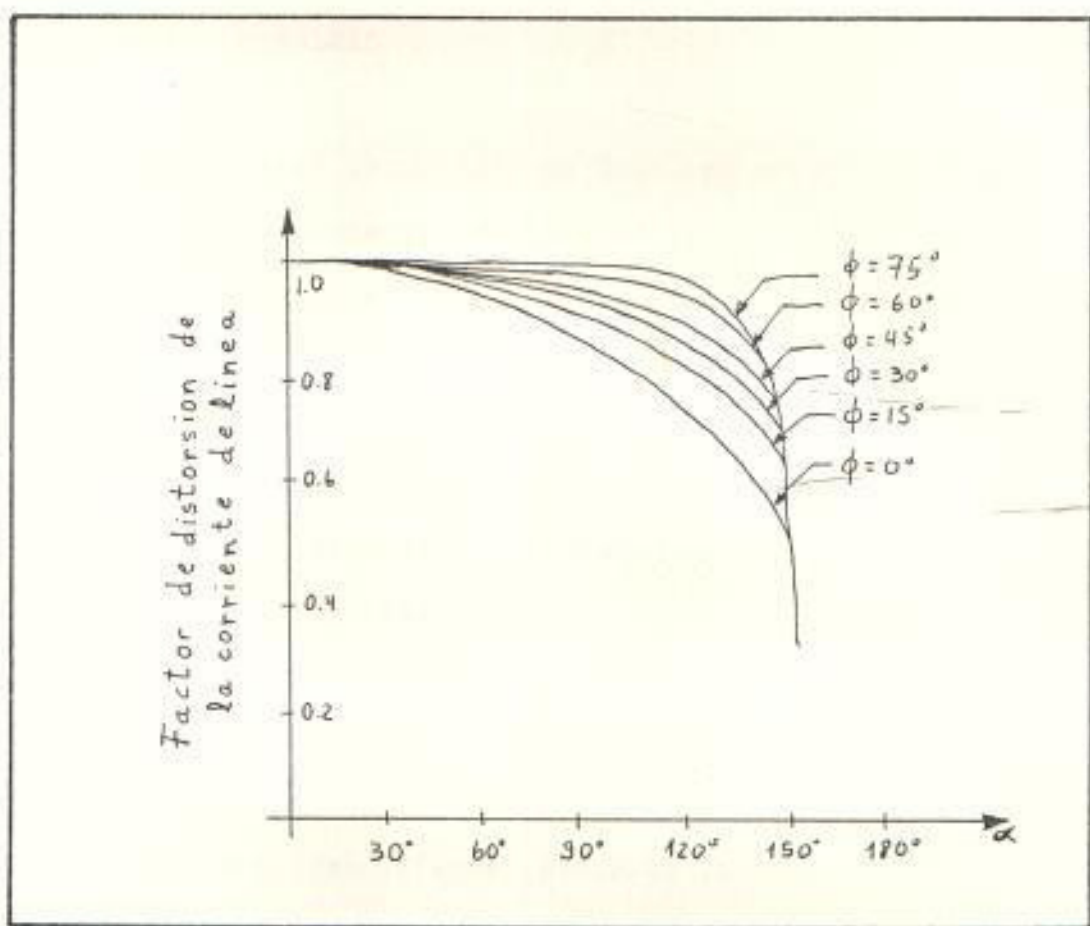


Fig 2.3

Factor de distorsion de la corriente de
línea de la figura 2.2

2.3 CONVERTIDOR DE ENERGIA DE CIDA COMPLETA CONFIGURACION IN VERSO - PARALELO

En un control del ángulo de fase una pareja de tiristores conectados en configuración inverso - paralelo son controlados por un mismo ángulo para obtener la variación del voltaje de salida.

Con el encendido de los tiristores a un ángulo de retardo tanto el valor r.m.s. del voltaje, corriente y la potencia pueden ser controlados.

En el circuito de la figura 2.9 debido a la ausencia de una conexión neutra, dos tiristores aparecen efectivamente en serie con la carga mediante la fuente.

Para que fluya corriente mediante la carga por lo menos dos tiristores deben conducir simultáneamente.

El circuito de control de disparo de los tiristores debe ser capaz de disparar al mismo instante dos tiristores uno de cada una de las dos fases, todos los pulsos deben ser sincronizados y disparados en la siguiente secuencia, para un ángulo de retardo α .

$$\alpha, \alpha + 180^\circ, \alpha + 120^\circ, \alpha + 120^\circ + 180^\circ, \alpha + 240^\circ, \\ \alpha + 240^\circ + 180^\circ$$

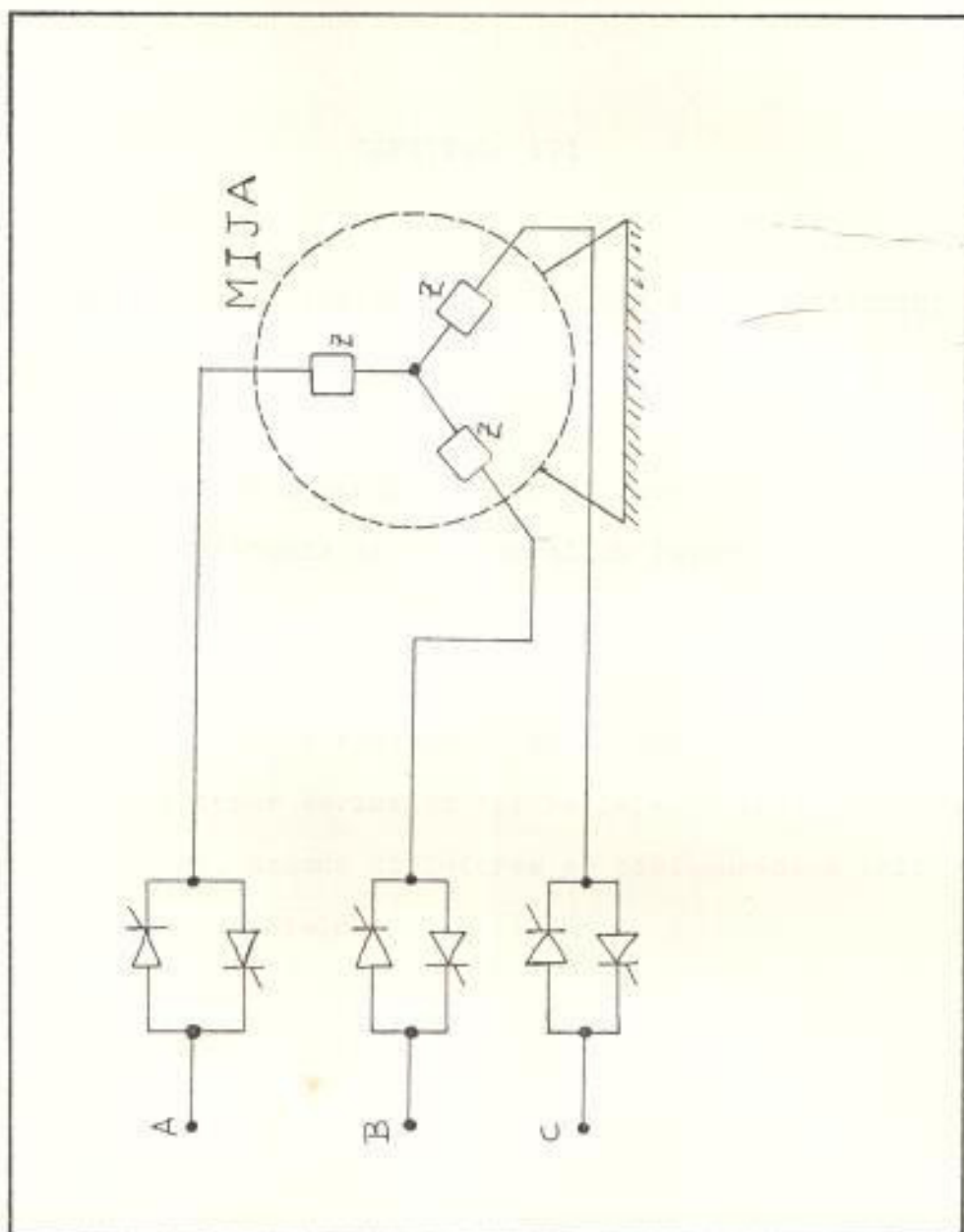


Fig 2.9

Tiristores en arreglo inverso-paralelo
y carga en estrella

CAPITULO III

SISTEMA DE VARIACION DE VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCION JAULA DE ARDILLA

3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES EN LAZO ABIERTO PARA EL DISPARO DE SEIS TIRISTORES EN CONFIGURACION INVERSO - PARALELO

Este diagrama de bloques nos muestra la forma como se puede realizar un sistema de variación del ángulo de disparo para obtener variación del voltaje aplicado al estator de el motor, usando tiristores en configuración trifásica inverso - paralelo.

El diagrama de bloques es bastante explicativo, pero en primera instancia, se explicará brevemente cada bloque para luego realizar una explicación mas detallada de cada uno de los bloques que lo componen.

El primer bloque, es un circuito de sincronismo trifásico y aislamiento entre el circuito de fuerza y de control, este circuito es usado para referenciar a todos los tiristores en el encendido de los mismos, energizándose en el momento que existe el cruce por cero de sus respectivas y

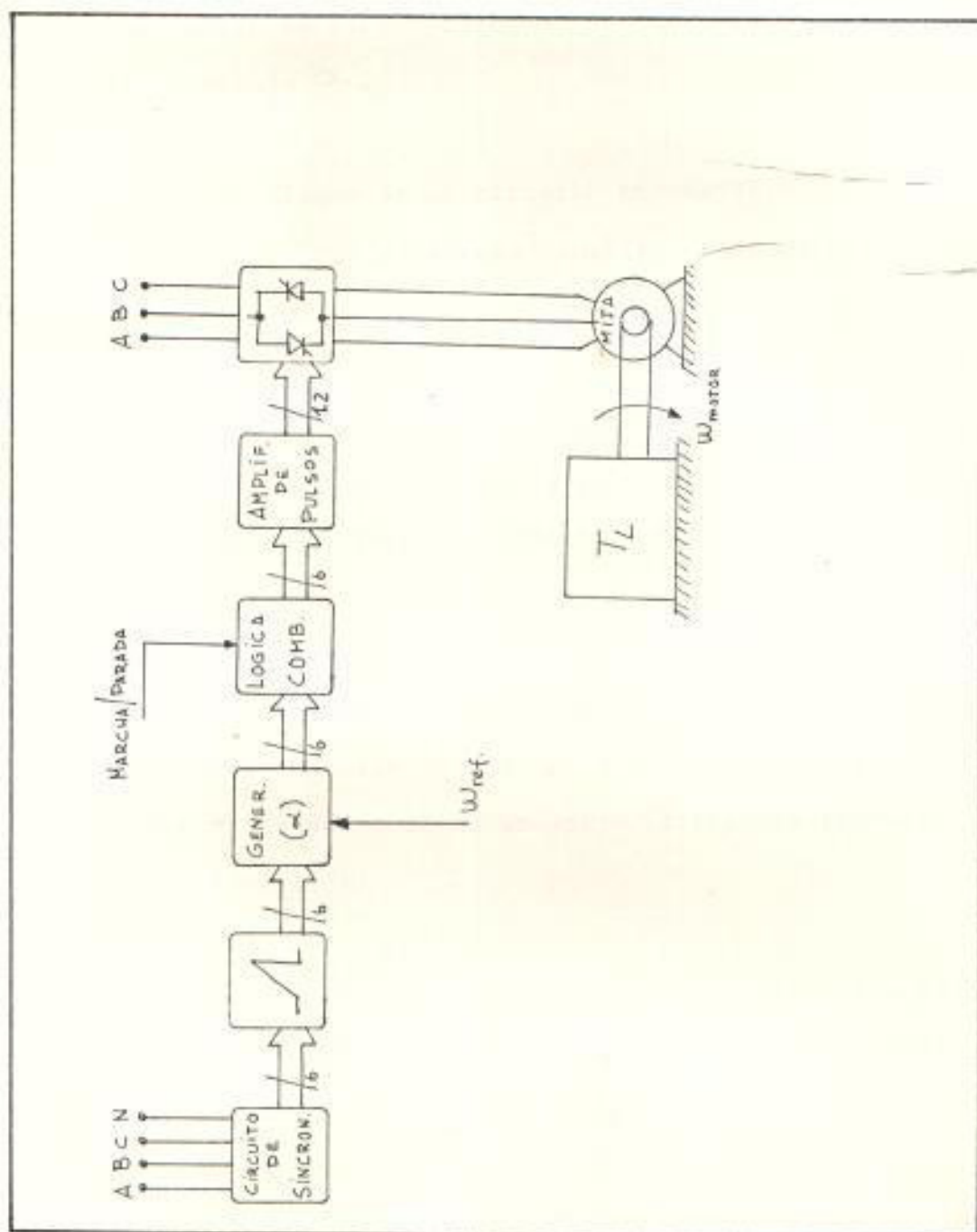


Fig 3.1

Diagrama de bloques en lazo abierto del circuito de disparo

correspondientes fases sumándose el ángulo de retardo para el encendido α .

El siguiente bloque es un circuito memoestable que genera una señal rampa con pendiente positiva, esta señal como se verá también deberá ser sincronizada.

A continuación la señal rampa generada, con una señal que luego será la realimentación de velocidad, conforma el ángulo de disparo colocado a cada tiristor.

La lógica combinatorial que sigue, formada con circuitos lógicos TTL incluye señales de control para marcha y parada, y bloqueo en caso de existir una sobrecarga aplicada, al motor reflejada como un exceso de corriente circulando por las líneas.

El amplificador de pulsos será aquel que coloque los niveles de voltaje, corriente y aislamiento eléctrico entre, el circuito de control y el de fuerza.

La salida de los tiristores van al motor de inducción jaula de ardillo conectado sus devanados en estrella, acoplado al motor se conecta un generador simulado como una carga. Para un valor de $\omega(\text{ref})$ deseada el motor tomará un valor de velocidad, y así sucesivamente durante todo el rango posibles.

3.1.1 Circuito de sincronización y aislamiento entre el circuito de fuerza y control

Este circuito esta conformado por tres circuitos i denticos cada uno de ellos corresponden a una fase

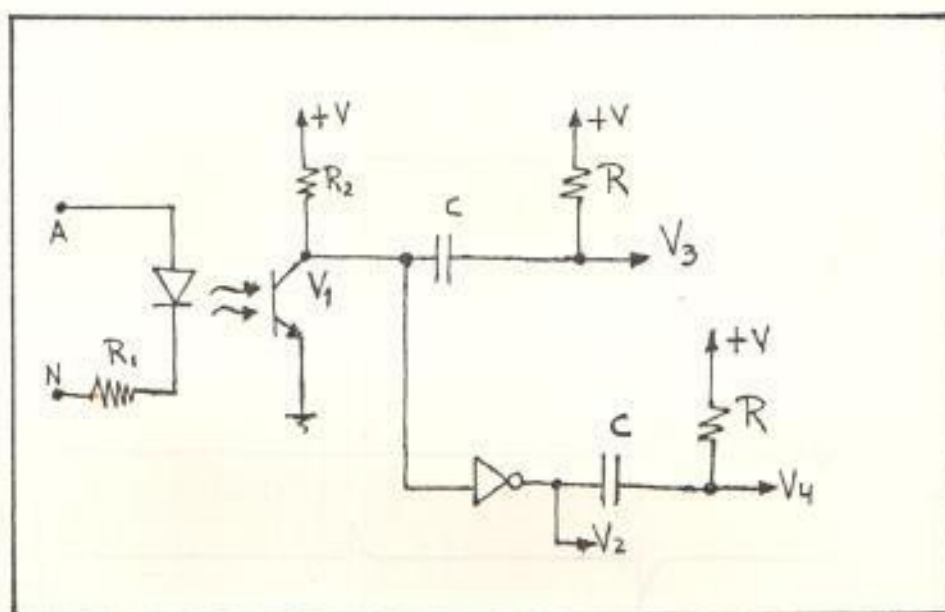


Fig 3.2

Circuito de sincronización

Para el semiciclo positivo, el diodo no emite luz, ya que esta polarizado inverzamente por lo que el fototransistor está en la region de corte.

En cambio para el semiciclo negativo, el fototransistor pasa de la region de corte a la de saturado, y su corriente de colector está limitada por R_2 pro

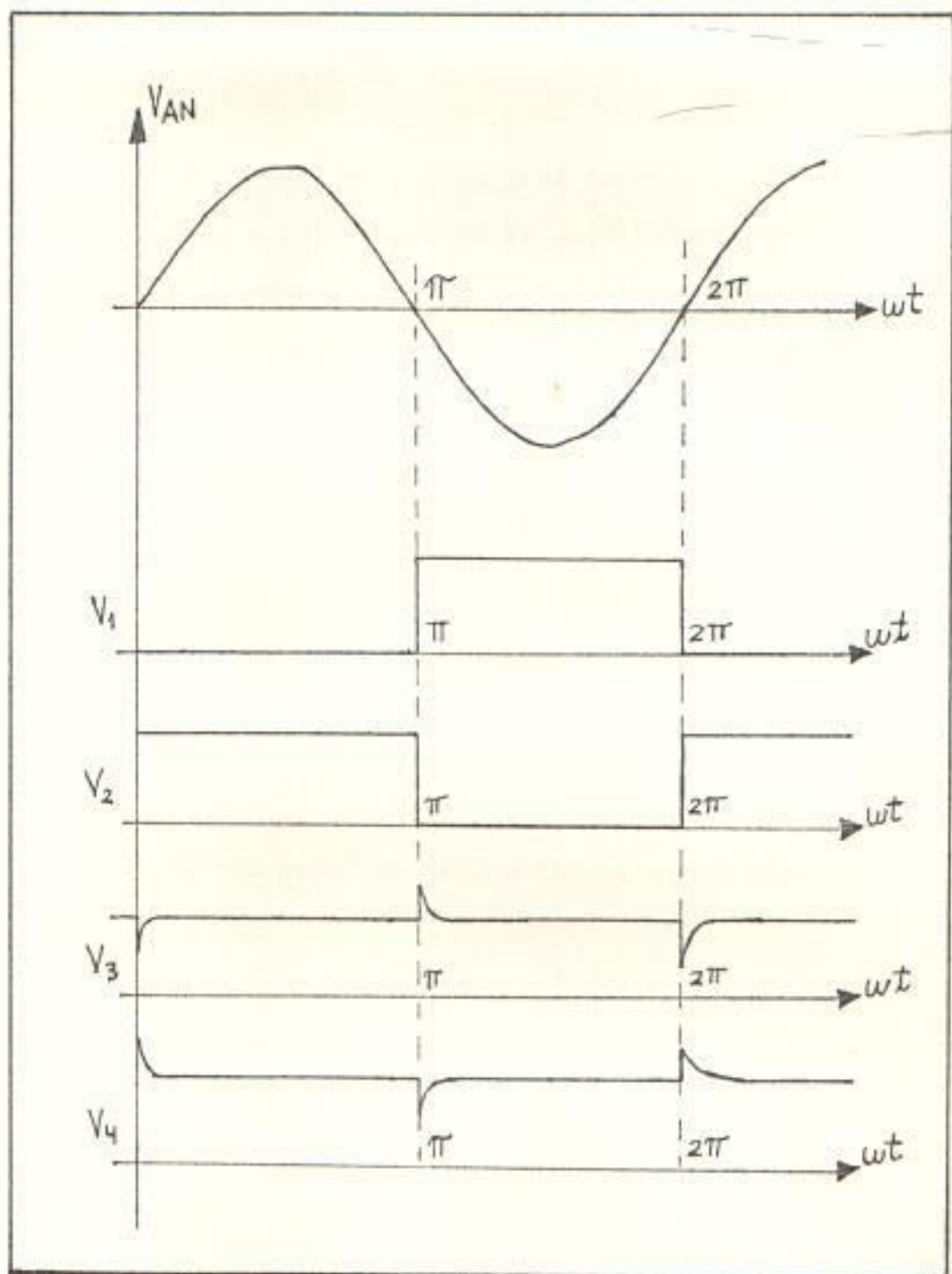


Fig 3.3

Diagrama de tiempo del circuito de sincronización
para una fase

ceso sucesivamente como la señal AN también cambio.

Esta señal de salida pasa luego por un inversor de lógica TTL ya que en la configuración de tiristores en inverso-paralelo un tiristor conduce en un semiciclo positivo y el otro en el semiciclo negativo además se utiliza una red R-C para disparar una configuración formada por el temporizador 555 como circuito monoestable encargado de generar la rampa.

3.1.2 Generador Rampa

Este generador rampa se lo ha construido con el temporizador 555 en conexión monoestable, el que nos da una señal de salida lineal en el tiempo.

La salida V_s es una señal de carga del capacitor a través de R_a , C_a , R_x , R_y , y Q_1 ; cuyo período corresponde a la siguiente relación:

$$T = \frac{2/3 V_{cc} (R_x + R_y) C_a}{R_x V_{cc} - V_{be} (R_x + R_y)}$$

$$V_{be} \cong 0,6 \text{ Voltios}$$

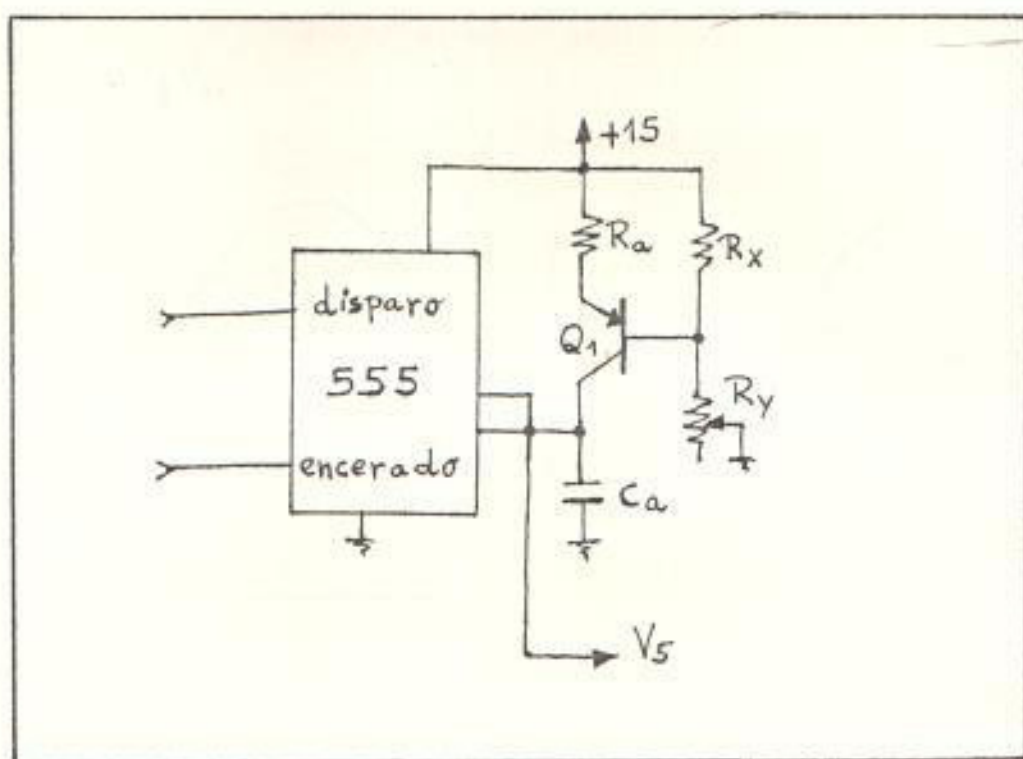


Fig 3.4

Circuito generador de rampa

Las resistencias R_x , R_y nos da la pendiente de la rampa.

3.1.3 Generador angulo de disparo (α)

Este generador esta diseñado con un operacional funcionando como comparador, con una de sus entradas, la señal del generador rampa y la otra será luego la señal de realimentacion de velocidad del motor que lo veremos mas adelante.

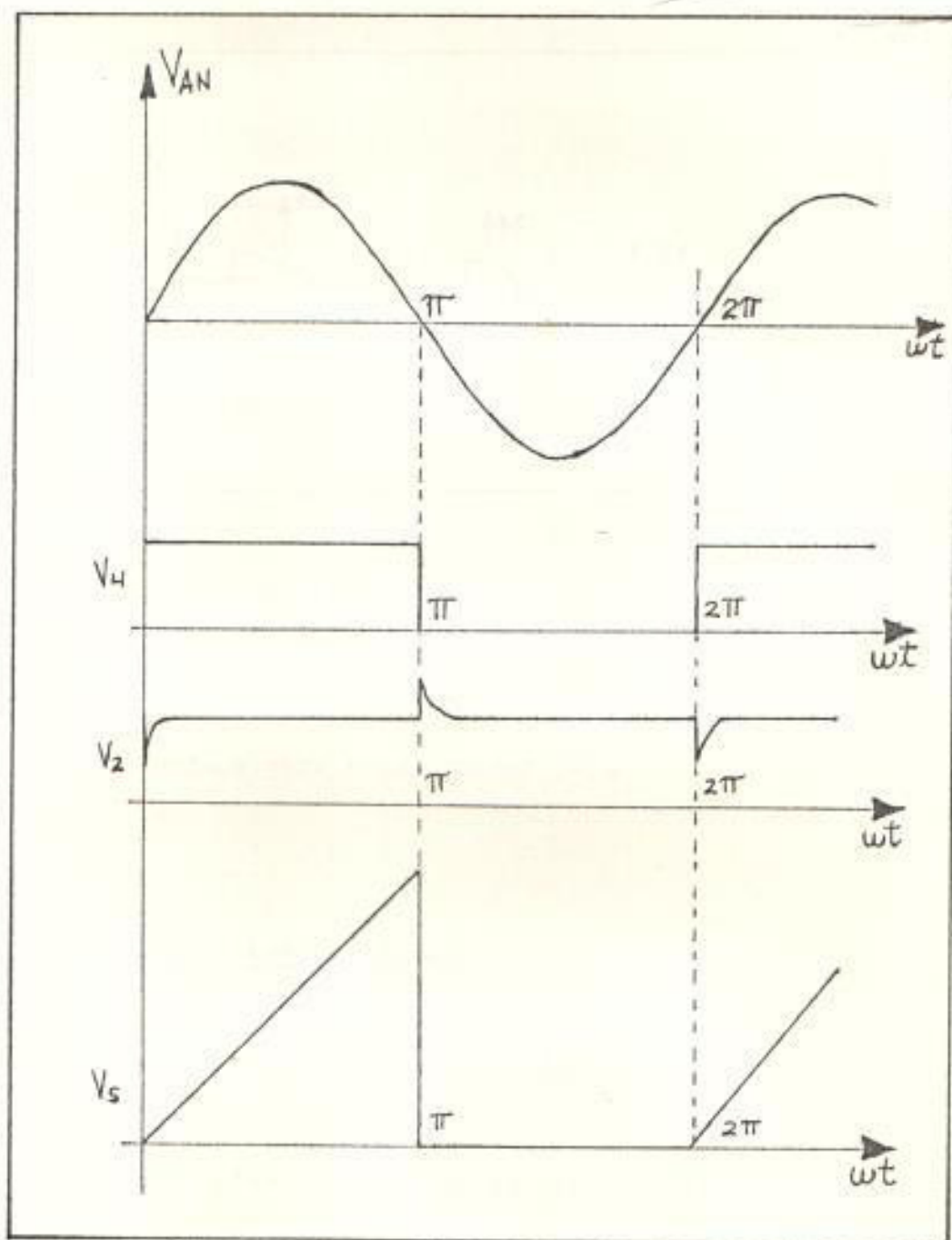


Fig 3.5

Diagrama de tiempo del generador rampa

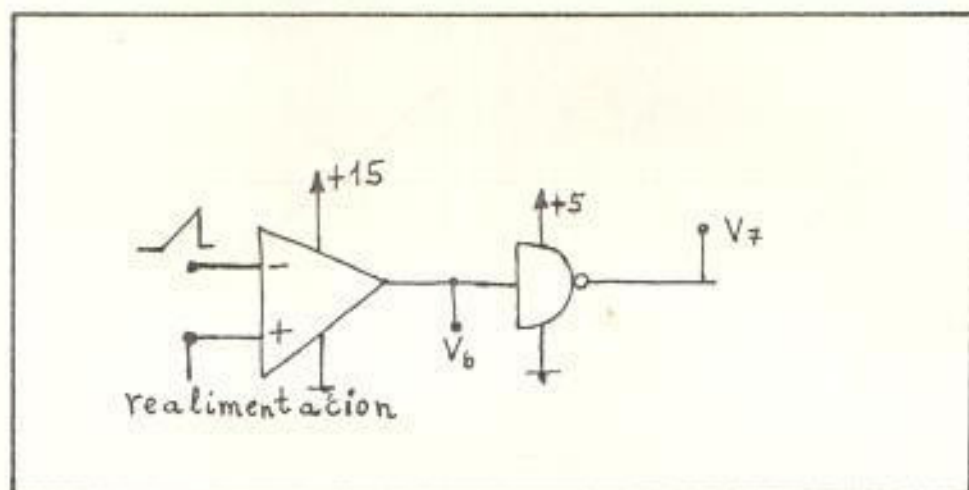


Fig 3.6

Circuito generador ángulo de disparo (α)

La salida de este comparador pasa luego por una interfase para acondicionar la señal a nivel lógico TTL.

3.1.4 Logica combinatorial

Este circuito esta conformado por una celda tipo D que es la que me da el estado de marcha / parada , del motor de acuerdo con la posición del interruptor S e continuación esta señal se combina en una puerta OR con una señal de bloqueo proveniente del circuito detector de sobrecorriente que se lo explicará luego.

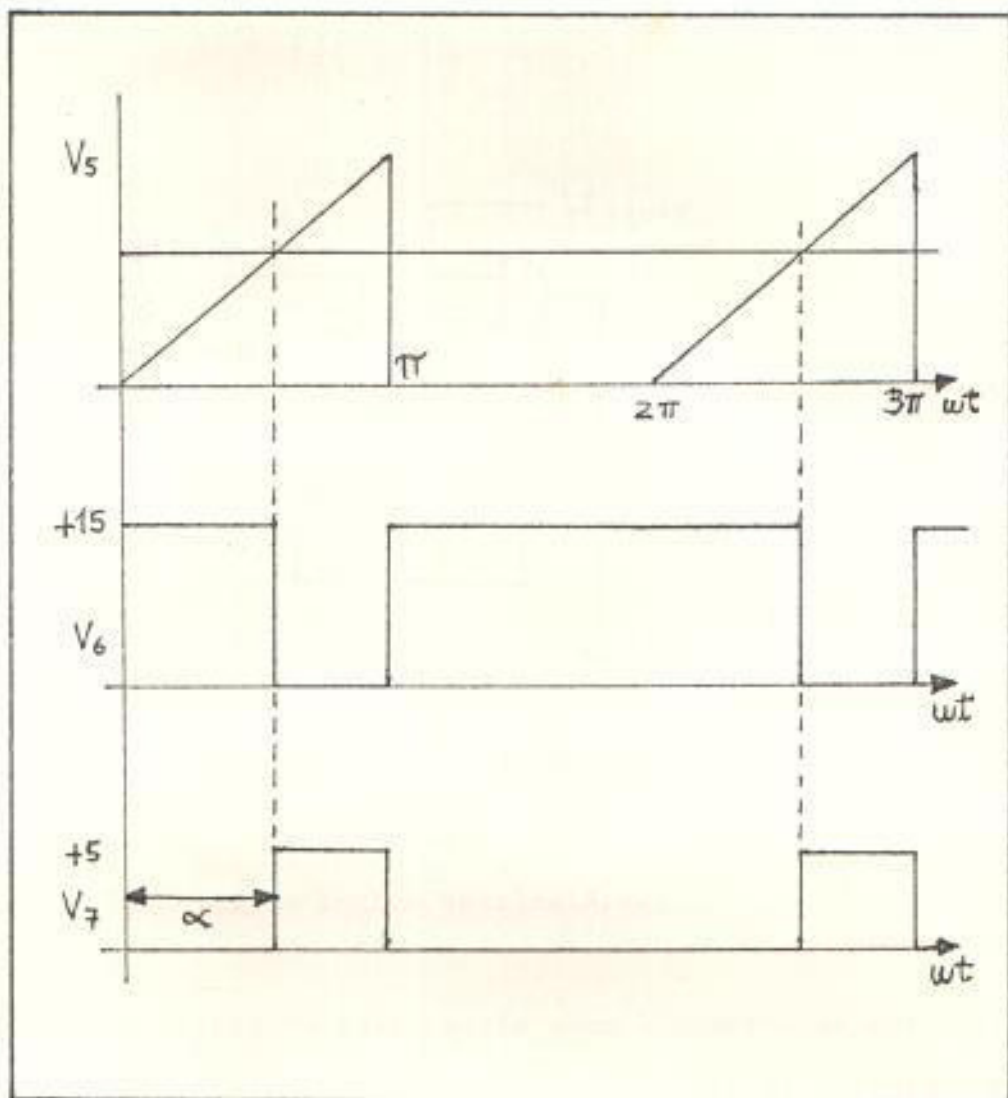


Fig 3.7

Diagrama de tiempo del generador angulo
de disparo (∞)

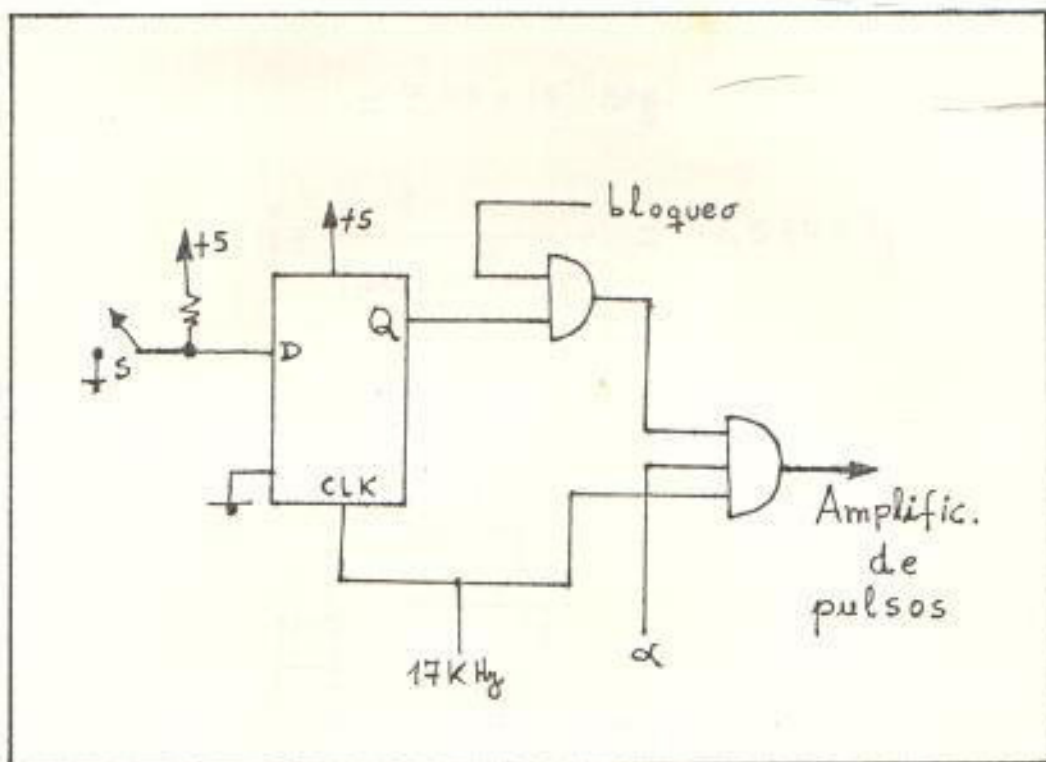


Fig 3.8

Circuito de lógica combinatorial

La salida de esta puerta pasa a combinarse con la señal de salida del generador ángulo de disparo (α) y con la portadora de 17 KHz.

La portadora de 17 KHz. esta conformada por un oscilador estable usando un temporizador 555.

$$T_{\text{alto}} = 0,69 (10 \times 10^3) (0,0039 \times 10^{-6})$$

$$= 2,28 \times 10^{-5} \text{ seg.}$$

$$T_{\text{bajo}} = 0,69 (15 \times 10^3) (0,0033 \times 10^{-6})$$

$$= 3,41 \times 10^{-5} \text{ seg.}$$

$$f = \frac{1}{T_{\text{alto}} + T_{\text{bajo}}} = 17,544 \text{ KHz.}$$

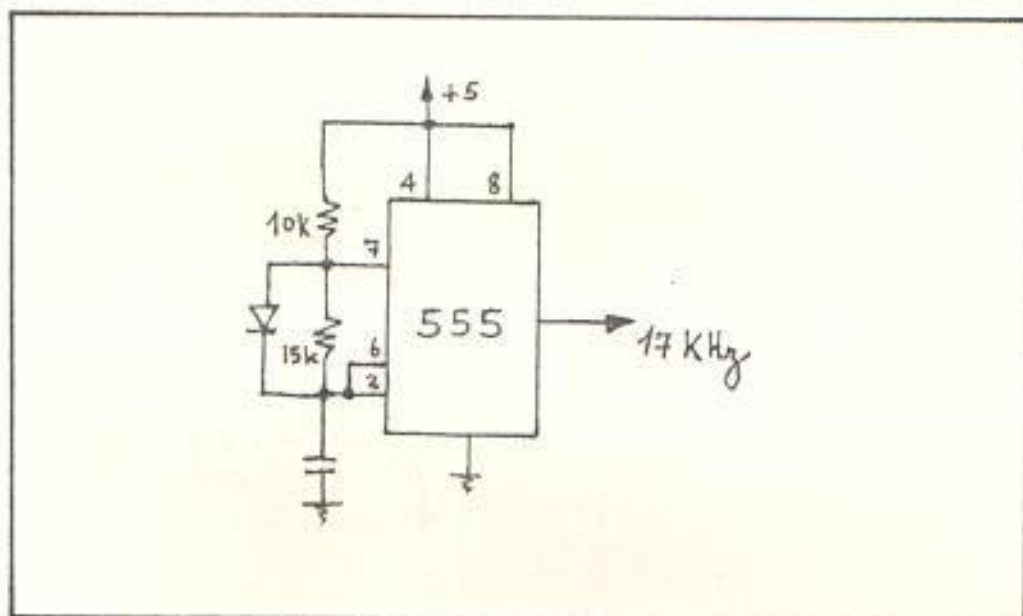


Fig 3.9

Portadora de 17 KHz.

3.2 AMPLIFICADOR DE PULSOS, AISLAMIENTO ELECTRICO ENTRE EL CIRCUITO DE FUERZA Y DE CONTROL

Este circuito que se describe a continuacion es el que tiene como características principales:

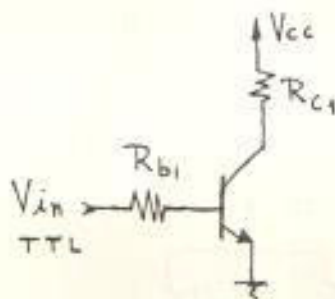
a) Acondicionar el nivel tanto de corriente como de vol

taje que se aplica a la compuerta del tiristor asegu
rando así la conmutación.

- b) Usandose un transformador de pulsos se consigue el a
islamiento entre el circuito de control y el de fuer
za.

Este circuito esta formado por dos etapas:

Primera etapa:



$$\begin{cases} V_{cc} = I_{c1} R_{c1} + V_{sat.} ; V_{sat} \approx 0,2 \\ V_{in} = I_{b1} R_{b1} + V_{be} ; V_{be} \approx 0,6 \\ I_{c1} = \beta_1 I_{b1} \end{cases}$$

De las 3 ecuaciones podemos obtener:

$$I_{b1} = \frac{V_{cc} - V_{sat.}}{\beta_1 R_{c1}}$$

$$I_{b1} = \frac{V_{in} - V_{be}}{R_{b1}}$$

Igualando ecuaciones, y reemplazando valores con la condición que $V_{cc} > V_{sat}$.

$$\frac{V_{cc}}{\beta_1 R_{b1}} = \frac{V_{TTL} - 0,6}{R_{b1}}$$

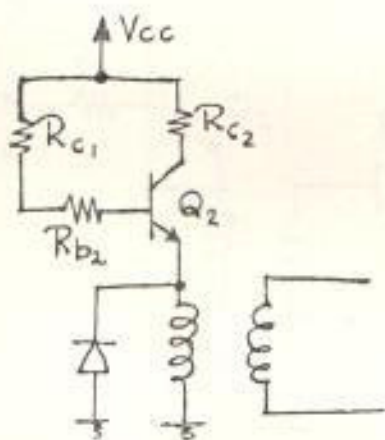
El nivel de voltage TTL en estado alto mínimo es de 3,4 voltios por lo tanto se tiene:

$$V_{cc} R_{b1} = 2,8 \beta_1 R_{c1}$$

para que el transistor entre en saturación, la expresión anterior hacemos que:

$$2,8 \beta_1 R_{c1} \geq V_{cc} R_{b1} \quad \text{ecuacion 3.2.1}$$

Segunda etapa :



$$I_{c2} = \beta_2 I_{b2}$$

$$V_{cc} = I_{c2} R_{c2} + V_{sat.} ; V_{cc} > V_{sat}$$

$$V_{cc} = (R_{c1} + R_{b2}) I_{b2} + V_{be}$$

$$V_{be} \simeq 0,6$$

igualando las ecuaciones anteriores:

$$I_{b2} (R_{b2} + R_{c1}) = \beta_2 I_{b2} R_{c2}$$

$$R_{b2} + R_{c1} = \beta_2 R_{c2}$$

para que Q_2 entre en saturación sera necesario

$$\beta_2 R_{c2} \geq R_{b2} + R_{c1} \quad \text{ecuacion 3.2.2}$$

Diseño general

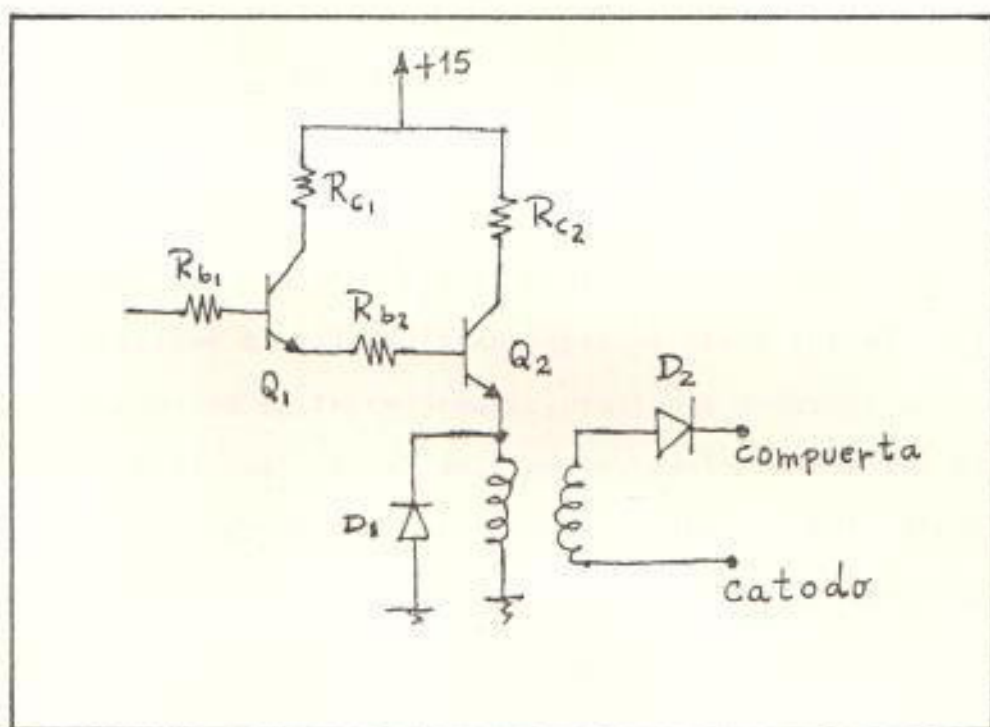


Fig 3. 10

Amplificador de pulsos

Tomando las ecuaciones 3.2.1 y 3.2.2

para $V_{cc} = 15$ voltios ; $\beta_1 = \beta_2 = 200$ se tiene

$$R_{b1} \leq \frac{2,8}{15} \beta_1 R_{c1} \quad \text{para } R_{c1} = 3,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{b1} \leq \frac{2,8}{15} (200)(3300) \leq 12 \text{ k}\Omega.$$

se toma $R_{b1} = 1 \text{ k}\Omega$.

cogiendo la ecuación :

$$\beta_2 R_{c2} \gg R_{b2} + R_{c1}$$

$$R_{c2} \gg R_{b2} + R_{c1} / \beta_2$$

$$R_{c2} \gg \frac{(100 + 3300)}{200} ; R_{c2} \gg 17 \Omega$$

se escoge $R_{c2} = 150 \Omega$.

La resistencia del devanado primario se lo considere despreciable con respecto a R_{c2} , la función del diodo D1 es para proteger el voltaje transiente generado por el voltaje generado en el transformador, pudiendo dañar el transistor en el caso que el voltaje de rompimiento entre el colector emisor sea sobrepasado, y la función del diodo D2 es para eliminar los picos negativos a la salida del transformador de pulsos y para bloquear una corriente de fuga que pudiera tener el tiristor.

3.3 FUENTE DE PODER

La fuente de poder de todo el sistema esta formada por un transformador reductor, puentes rectificadores de onda completa, capacitores para el filtrado y reguladores,

de voltaje integrados que nos dan directamente los voltaje necesarios a la salida.

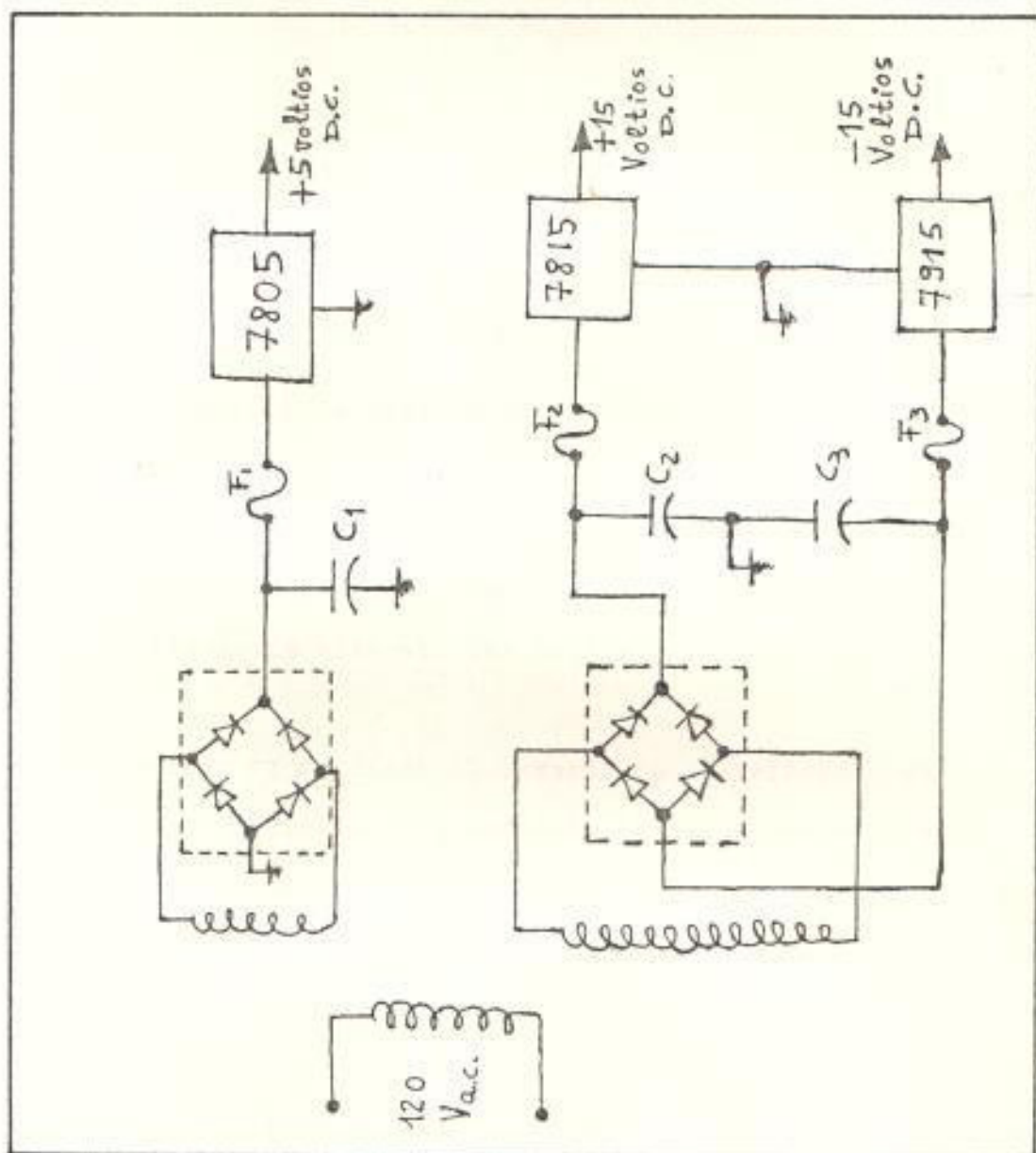


Fig 3.10

Fuente de Poder

CAPITULO IV

CONTROL DE VELOCIDAD CON REALIMENTACION

4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA CON REALIMENTACION

Este diagrama de bloques del sistema nos muestra el mismo diagrama de bloques que el usado para el sistema en lazo abierto, con la incorporación del bloque del controlador de velocidad y el detector de sobrecorriente tomado de las líneas de alimentación trifásica.

La manera de realizar el sensado de la velocidad de un motor es mediante un tacodínamo acoplado directamente al eje del motor, siendo así que el voltaje generado por el tacodínamo es función de las constantes mecánicas del mismo.

Se decidió usar elementos fabricados por semiconductores en los que su versatilidad y simplificación se las aherita.

Un foto - detector constituido por un led infrarrojo y un fototransistor separados por una ventana por el cual pasa un disco con perforaciones, que certifica el paso de la luz

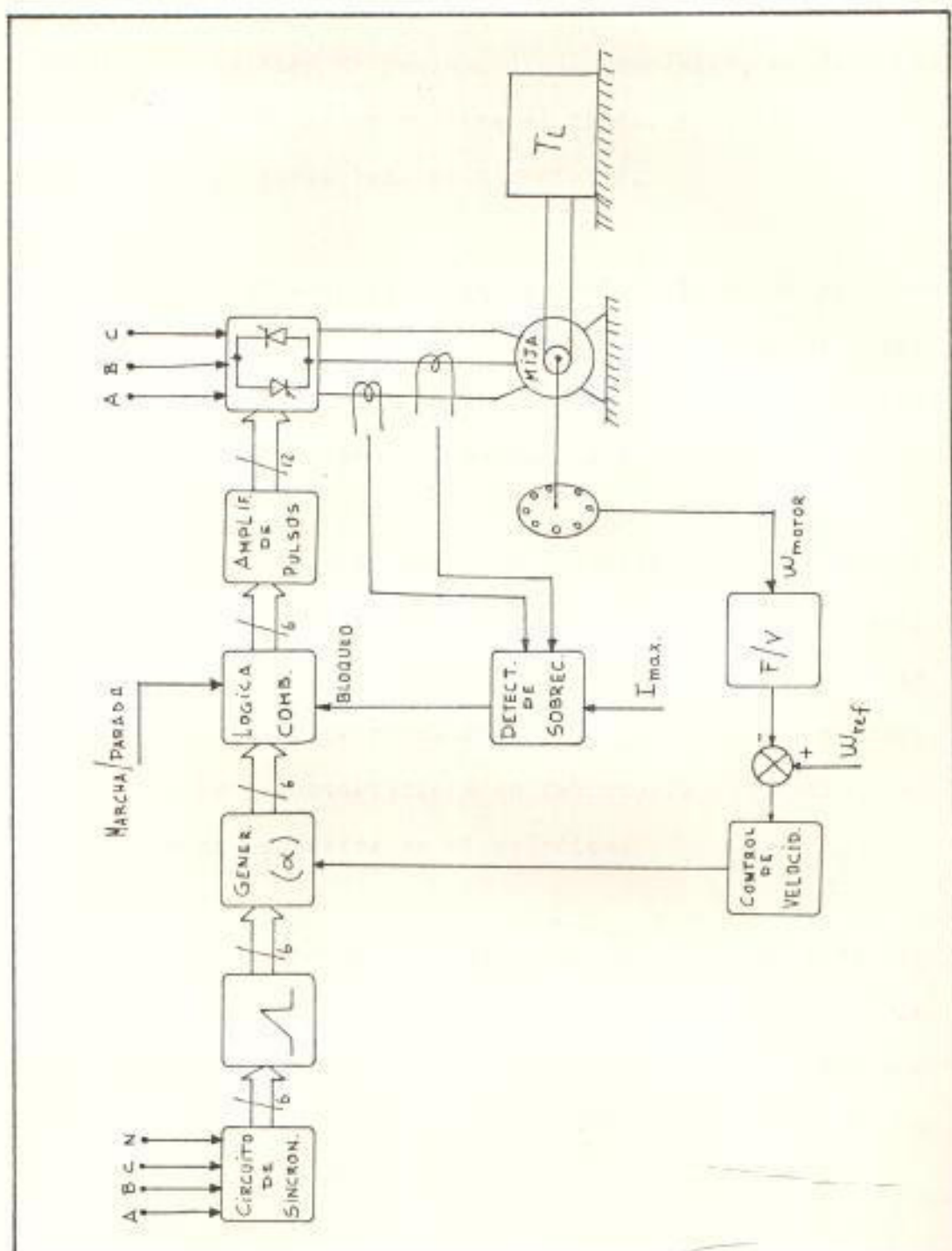


Fig 4.1

Diagrama de bloques con realimentación de velocidad y detector de sobrecorriente.

que emite el led hacia el fototransistor, ira tras la se-
lucion. Se realizo un pequeño diseño mecánico, capaz de
lavar un acople perfecto entre el disco, y el eje del mo-
tor con el conjunto led-fototransistor.

el conjunto led - fototransistor envia pulsos que yo se
una informacion de la velocidad del motor, faltando por
convertir esta serie de pulsos a un nivel de voltaje re-
presentativo el número de revoluciones del motor.

Mediante analisis y estudios en manuales de fabricantes y
catalogos de dispositivos semiconductores de tipos y apli-
caciones practicas especiales; encontré un circuito inte-
grado convertidor de revoluciones por minuto a voltaje
LM2917 cuyas características de fabricante National Semi-
conductor se encuentra en el apéndice.

La señal convertida a voltaje, pasa al controlador de ve-
locidad (proporcional e integral) donde se compara la
señal de velocidad deseada con la velocidad del motor has-
ta obtener un error nulo, pasando esta señal hacia el ge-
nerador arrulo de disparo α .

El bloque relacionado con el detector de sobrecorriente
es utilizado para apagar los tiristores, en caso de exis-
tir una sobrecarga aplicada al motor que viene reflejada
como un exceso de corriente en las líneas de alimenta-

ción.

Los dos transformadores de corriente colocados en las dos líneas de alimentación nos da información relacionada con la corriente que toma el motor.

El detector de sobrecorriente envía una señal de bloqueo, para el apagado de los tiristores en el caso que se haya sobrepasado el nivel de corriente deseado.

4.2 ELEMENTOS PARA LA REALIMENTACION DE VELOCIDAD

4.2.1 Sensor óptico de la velocidad del motor, amplificador

En este trabajo se ha realizado una manera alternativa de conseguir una magnitud que sea proporcional a la velocidad del motor, un disco que está acoplado directamente al eje del motor, haciéndose sobre el disco unas perforaciones a su alrededor en un total 16.

Mientras las perforaciones sean en un número mayor se podrá tener una mejor resolución al respecto.

La figura 4.2 nos muestra el circuito usado para, sensor la velocidad del eje del motor con una etapa

amplificadora.

Inv. No.

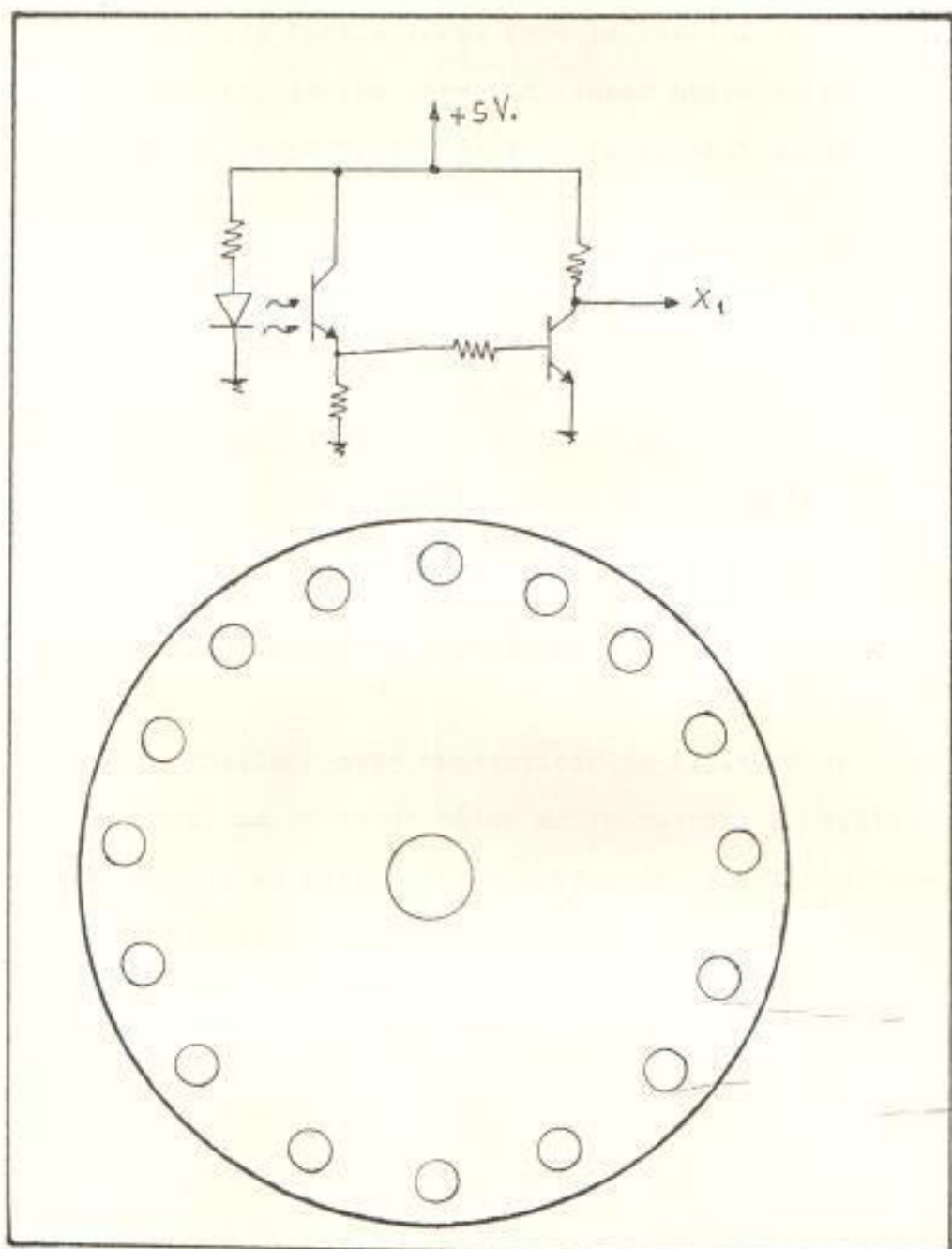


Fig 4.2

Circuito sensor de velocidad, etapa
amplificadora y disco con perforaciones

El fundamento de este circuito esta en colocar el fototransistor en la region de corte, y en la de saturación tantas veces como la luz emitida por el diodo led, le sea permitida pasar hacia el transistor por medio de las perforaciones realizadas en el disco.

De la figura 4.2 puede darse cuenta que por cada revolucion del motor, habrá 16 veces que el transistor pasa de corte a saturación.

$$X_1 = 16 \times n \quad (\text{pulsos})$$

4.2.2 Convertidor r.p.m. a voltaje

Para realizar este convertidor de r.p.m. a voltaje se utiliza un convertidor de frecuencia a voltaje (LM2917) de National Semiconductor; en el apéndice se encuentra una informacion detallada del fabricante.

La red R - C como entrada al convertidor es utilizado para generar pulsos positivos y negativos necesarios para el convertidor. La figura 4.3 describe el circuito usado para este convertidor.

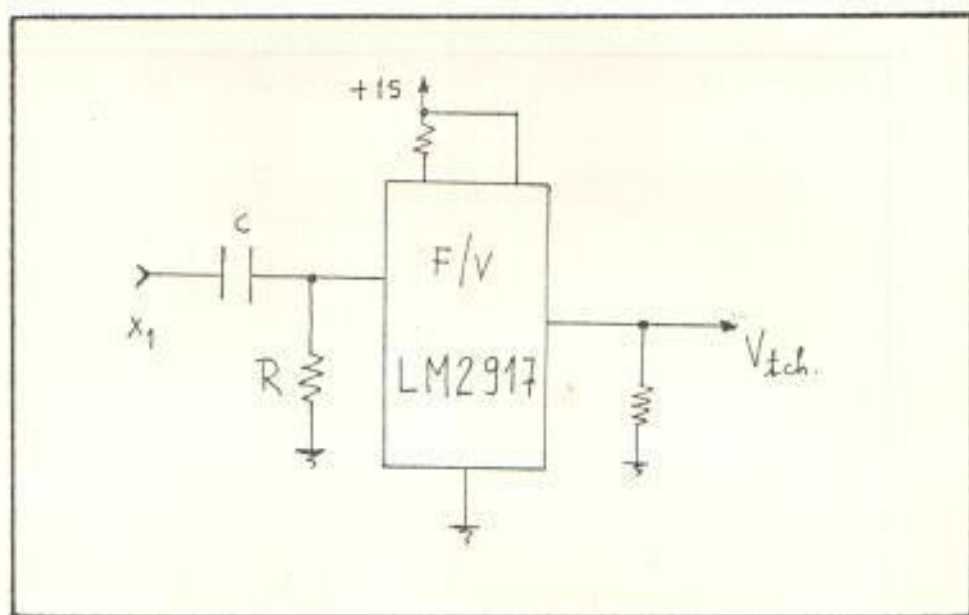


Fig 4.3

Convertidor r.p.m. a voltaje

En el capítulo V se realiza una tabla acompañado de un gráfico del voltaje d.c. del convertidor F/V en función de las revoluciones del eje; el gráfico nos muestra la linealidad del circuito.

4.3 CIRCUITO AMPLIFICADOR, CONTROL PROPORCIONAL - INTEGRAL DE VELOCIDAD, FUNCION DE TRANSFERENCIA

La función del circuito amplificador, es tomar la señal d.c. del convertidor F/V (V_{tach}) y llevarla a un nivel mayor de voltaje y acondicionarla para tener una realimentación negativa a través de una conexión amplificador inversor.

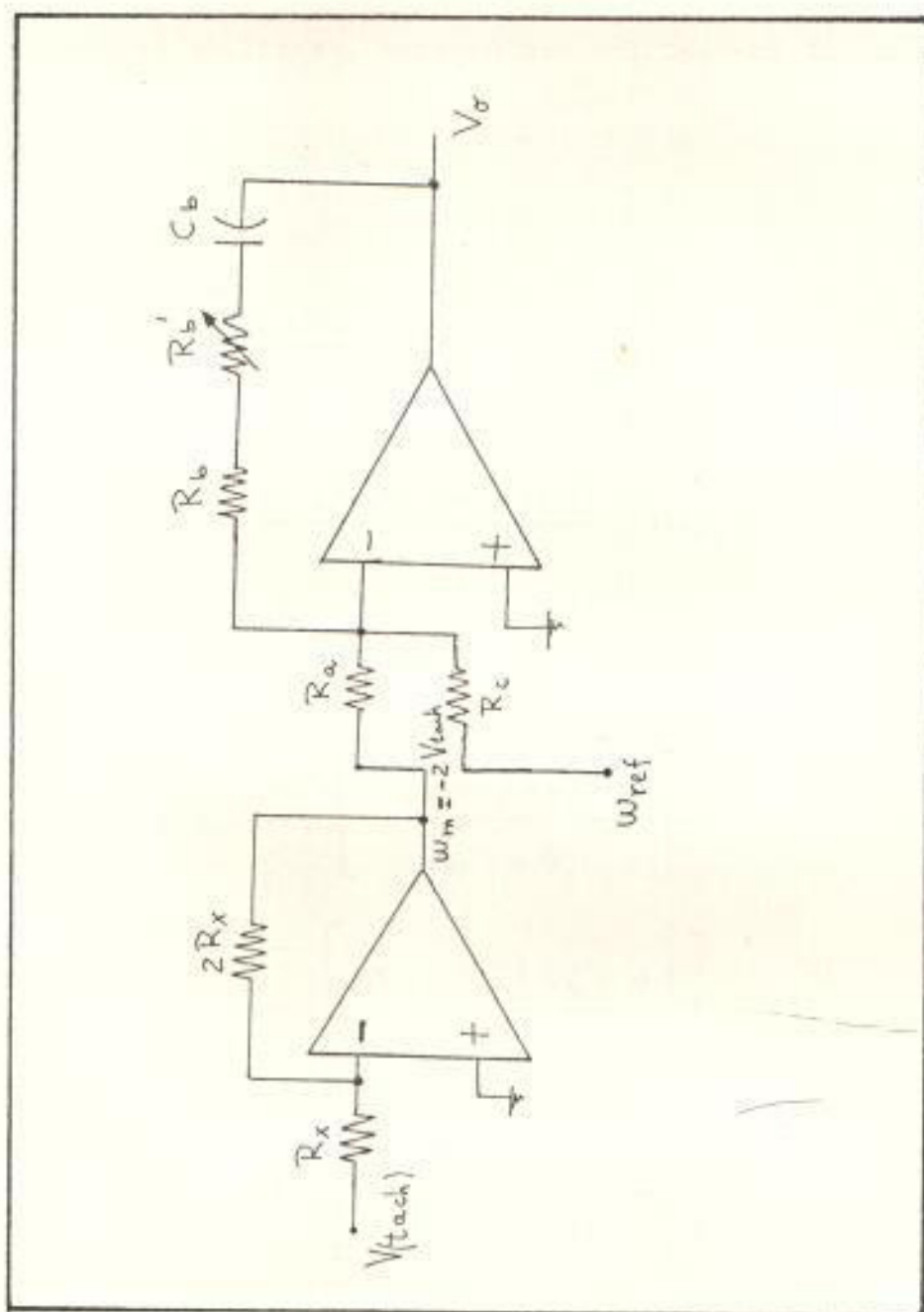


Fig 4.5

Circuito amplificador, control proporcional
integral

Para obtener la función de transferencia del control de velocidad utilizado, hacemos uso del teorema de superposición.

Para $W_m = 0$

$$V_o = - \left[\frac{R_b + R_b'}{R_c} + \frac{1}{R_c C_b s} \right] W_{ref}$$

$$= - \left[\frac{(R_b + R_b') C_b s + 1}{R_c C_b s} \right] W_{ref}$$

Luego:

$$V_o = - W_{ref} \left[\frac{(R_b + R_b') C_b s + 1}{R_c C_b s} \right]$$

$$- W_m \left[\frac{(R_b + R_b') C_b s + 1}{R_a C_b s} \right]$$

$$V_o = - W_{ref} \left[\frac{(R_b + R_b') C_b s + 1}{R_a C_b s} \right] \left(\frac{R_a}{R_c} \right)$$

$$- W_m \left[\frac{(R_b + R_b') C_b s + 1}{R_a C_b s} \right]$$

$$V_o = -W_{ref} \left[\frac{(R_b + R_b') C_b \Delta + 1}{(R_b + R_b') C_b \Delta} \right] \left(\frac{R_a}{R_c} \right) \left(\frac{R_b + R_b'}{R_a} \right)$$

$$- W_m \left[\frac{(R_b + R_b') C_b \Delta + 1}{(R_b + R_b') C_b \Delta} \right] \left(\frac{R_b + R_b'}{R_a} \right)$$

$$\Delta A : A = (R_b + R_b') C_b \quad ; \quad B = \left(\frac{R_b + R_b'}{R_a} \right)$$

Tenemos:

$$V_o = -W_{ref} \left[\frac{1 + \Delta A}{\Delta A} \right] \frac{R_a}{R_c} B - W_m \left[\frac{1 + \Delta A}{\Delta A} \right] B$$

$$V_o = - \left[B \left(\frac{1 + \Delta A}{\Delta A} \right) \right] \left(\frac{R_a}{R_c} W_{ref} + W_m \right)$$

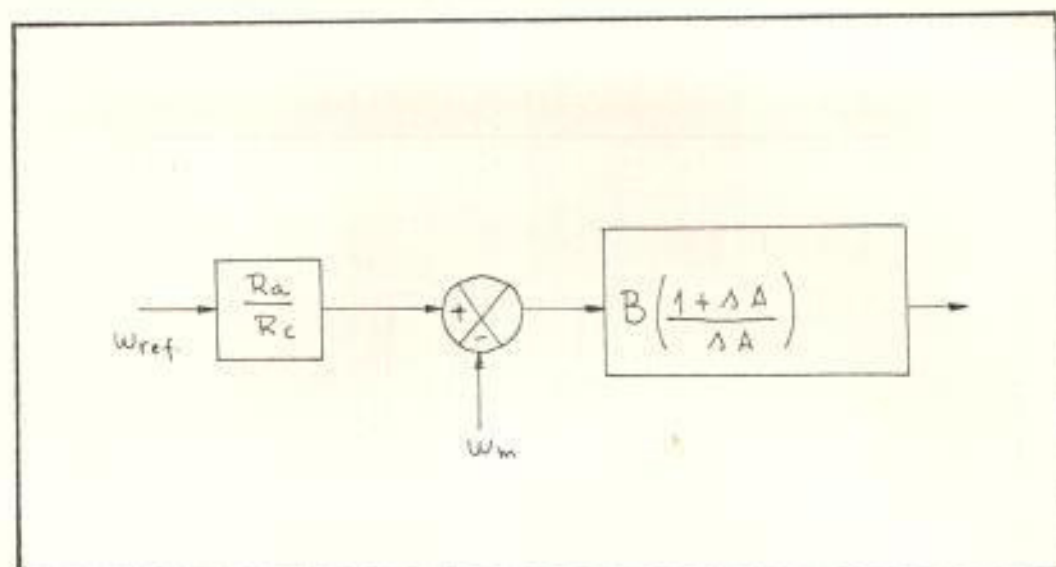


Fig 4.6

Diagrama de bloques del control proporcional e integral

4.4 DETECTOR DE SOBRECORRIENTE

Para tener información de la corriente circulando por las líneas de alimentación al motor, se le hace mediante transformadores de corriente; un diagrama de bloques del detector de sobrecorriente usado se representa en la figura 4.7

El bloque AC/DC está descrito en la figura 4.8 el cual está conformado por un amplificador operacional conectado como amplificador seguidor de inversor, y un rectificador de onda completa también con amplificadores operacionales el que se le extrae el nivel d.c.

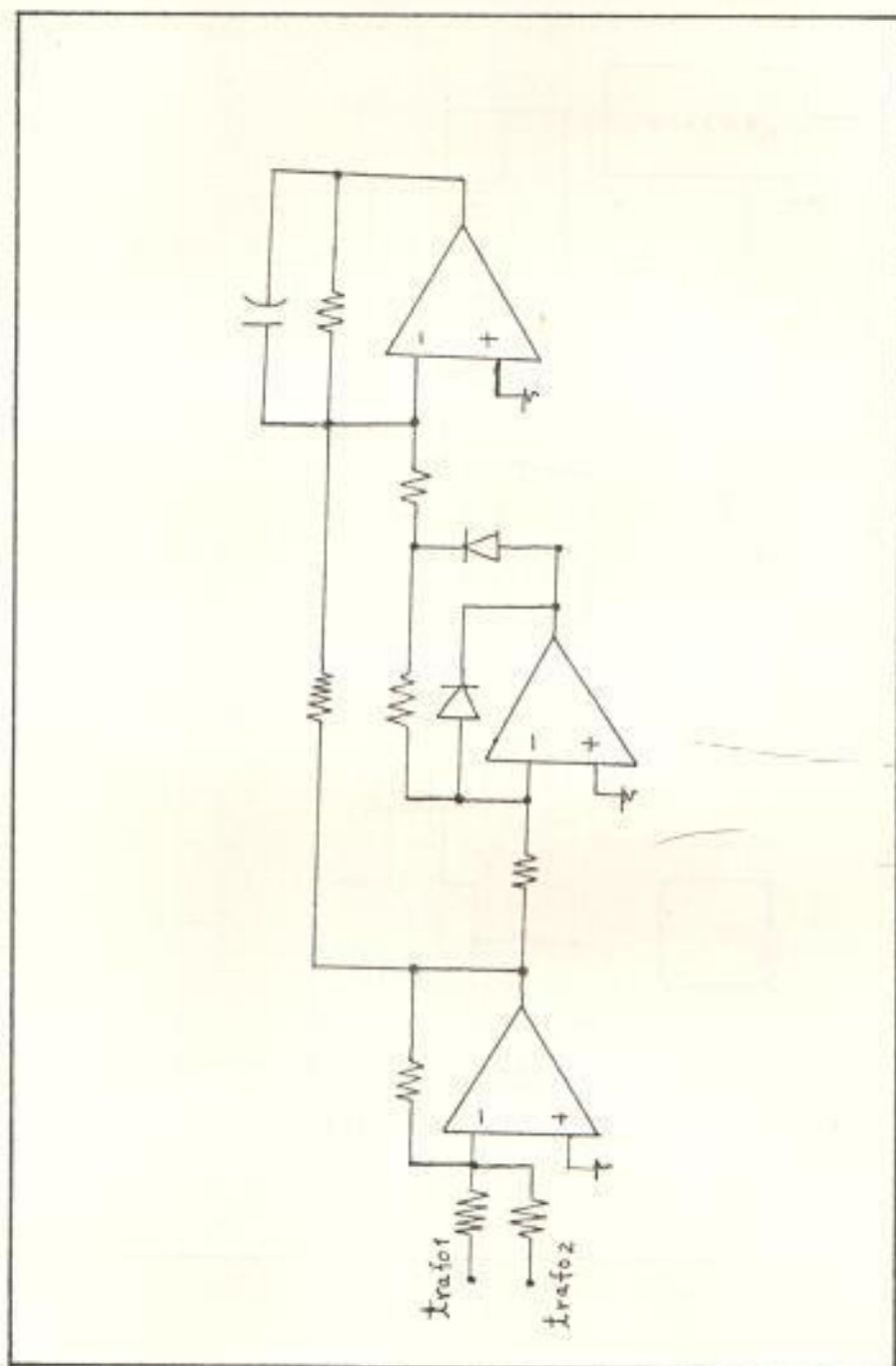


Fig 4.8

Circuito AC/DC

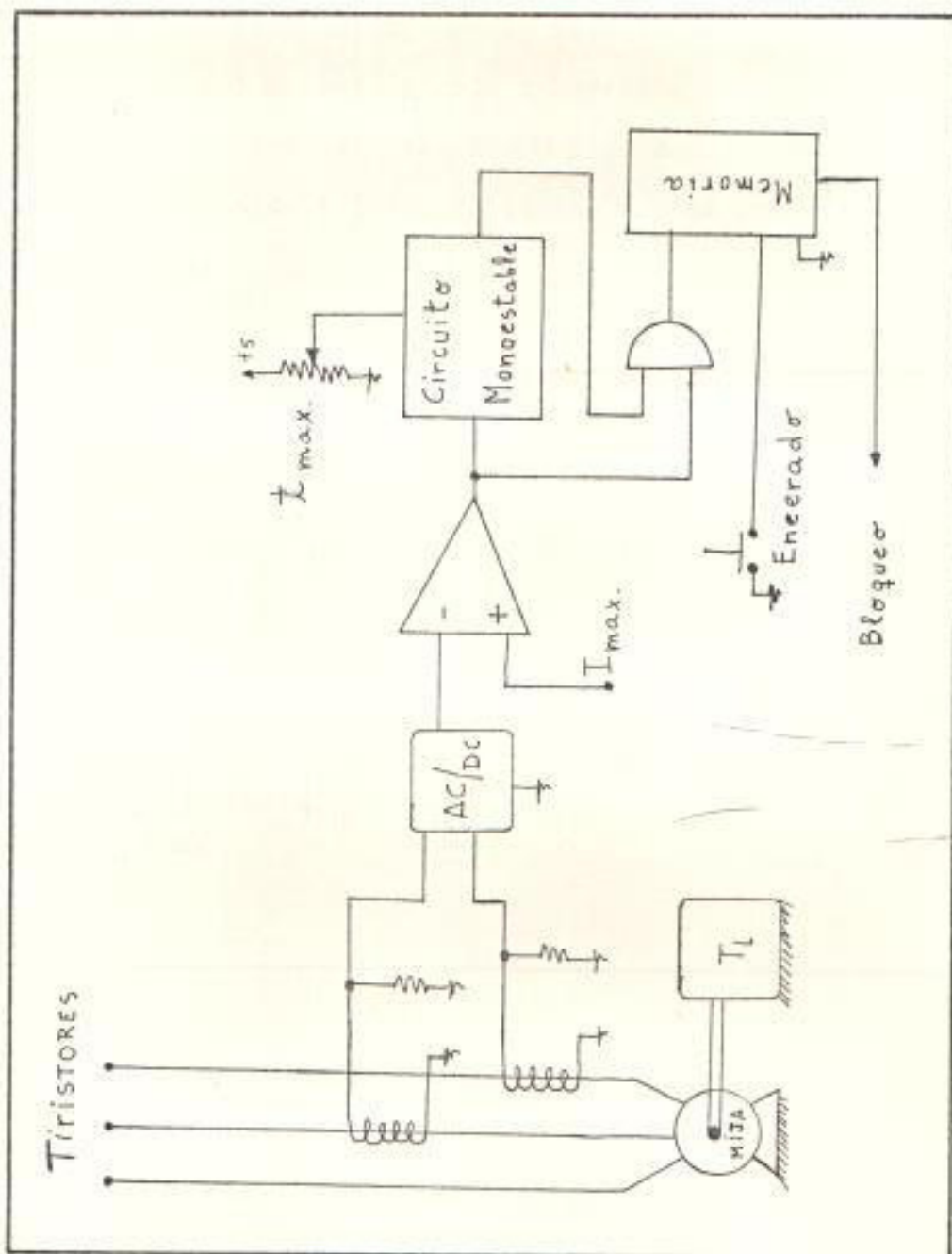


Fig 4.7

Diagrama de bloques del detector de
sobrecorriente

A continuación la figura 4.9 nos muestra un amplificador operacional conectado como comparador donde convergen la señal d.c. del circuito AC/DC y la señal de corriente máxima permitida (I_{max}) que va a pasar por las líneas del motor.

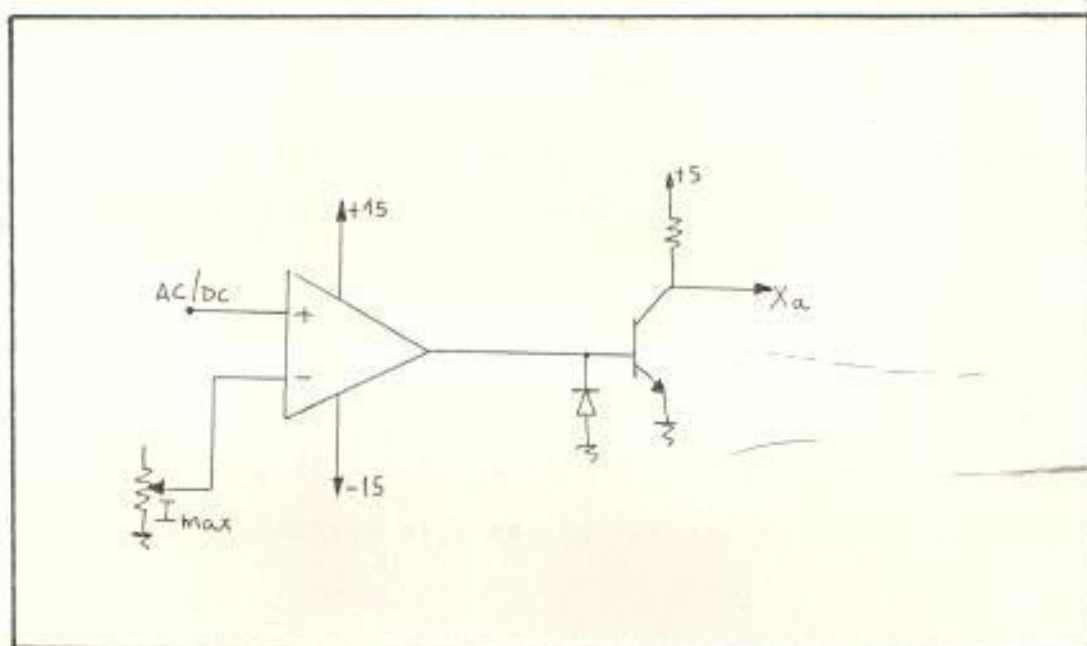


fig 4.9

Circuito detector I_{max} (I_{max})

Como la salida de este comparador cambia entre +15 voltios y -15 voltios, es necesario pasarlo a nivel TTL para lo cual se utiliza un circuito formado por un transistor que pasa de corte a saturación tan pronto como la señal aplicada a la base cambia de +15 voltios a -15 voltios, la función del diodo es proteger el voltaje inverso entre base-emisor cuando el transistor no conduce.

La figura 4.10 nos muestra un circuito en el que mediante la resistencia de temporización formamos un circuito monoestable usando el temporizador 555, dándole el tiempo máximo permitido para el paso de la sobrecorriente de carga pasar por una puerta lógica tipo OR que es donde se decide si es una sobrecarga verdadera o no.

La salida de la puerta OR entra a una celda tipo D usada como memoria y esta salida es la señal de bloqueo de los ministros en caso de haber sobrecarga.

La única manera de sacar del estado de bloqueo a los ministros es encendiendo la celda tipo D mediante el interruptor S1, y de haber retirado la carga en exceso si la sobrecarga persiste el circuito nuevamente entrará al proceso de bloqueo.

En el apéndice se puede ver un diagrama circuital más completo y detallado de todo el sistema, lo que aquí se hizo es dar una idea general de cómo se realizó el diseño particular en el diagrama general las partes con particularizaciones pero sin salirse de la concepción básica del diseño explicado.

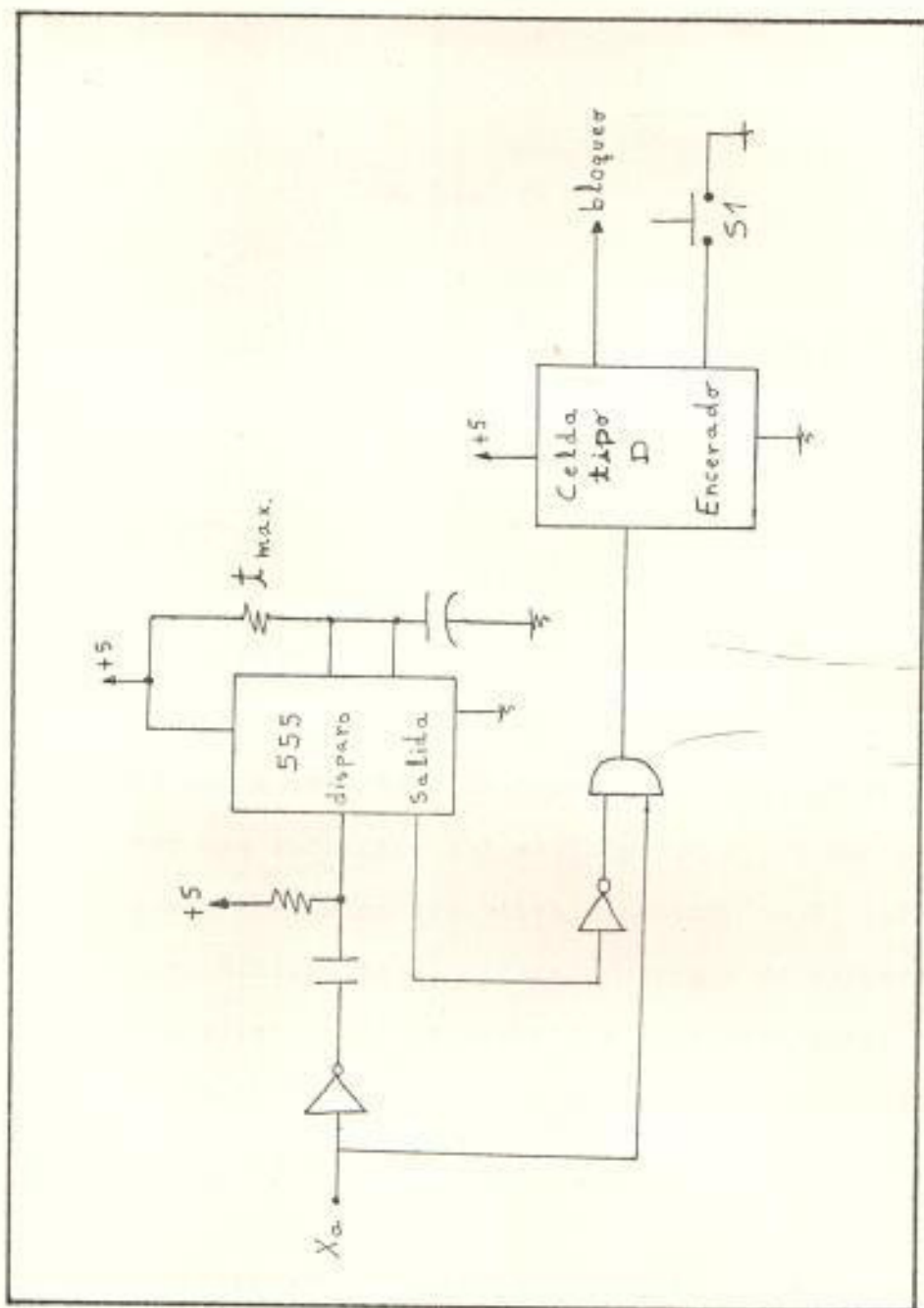


Fig 4.10

Circuito tiempo máximo permitido de
sobrecarga (T_{max} .)

CAPITULO V

PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES EN LAZO ABIERTO Y EN LAZO CERRADO

5.1 LAZO ABIERTO

5.1.1 Carga resistiva

Al hacer este tipo de pruebas el objetivo era obtener una variación del voltaje r.m.s. en banco de carga trifásica resistiva conectada en Y, para lo cual utilizamos el generador ángulo de disparo, el amplificador de pulsos y los diodos tiristores conectados en antiparalelo para formar el convertidor de corriente alterna.

La fotografía / 4 nos da los voltajes entre línea y neutro para un valor de ángulo de disparo mostrado en el apéndice 3.

5.1.2 Carga motor:

Para realizar este tipo de pruebas se utilizó un grupo motor-generador, el motor de la ucción tipo Jaula de Ardilla acoplado como carga un generador de corriente continua.

Las características del grupo motor-generador se dan en el apéndice A.

El cabezal del circuito de fuerza motor-generador convertidor de corriente alterna muestra la figura 5.1

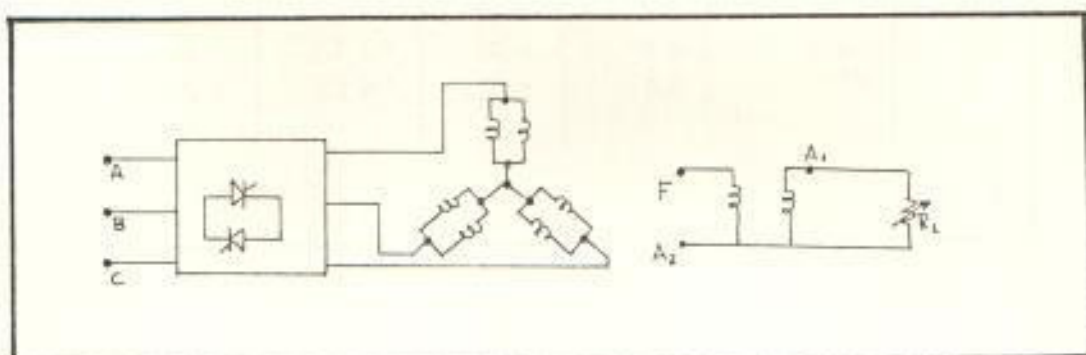


Fig 5.1

Circuito de fuerza grupo motor-generador con el convertidor de corriente alterna

TABLA 5.1

V_{LL} (V) _{r.m.s.}	I_L (A) _{r.m.s.}	$I_{A_2-A_1}$ (A) _{D.C.}	$V_{A_2-A_1}$ (V) _{D.C.}	n (r.p.m.)
97	0.85	0	0	1760
75.3	3.45	1.3	0.8	161
75.2	3.40	1.3	1.15	208
75.2	3.37	1.2	1.67	257
75.2	3.34	1.2	2.0	287
75.1	3.32	1.2	2.7	344
75.2	3.35	1.2	2.8	372
75.2	3.37	1.2	2.9	385
75.5	3.57	1.6	0.6	156
127	1.07	0	0	1773
80	3.86	2.5	1.5	242
80	3.90	2.5	0.9	198
80	3.84	2.5	2.0	296
80	3.78	2.4	3.0	370
80	3.77	2.6	3.2	443
80	3.70	2.5	3.7	465
80	3.64	2.4	4.6	566
80	3.51	2.6	6.2	713

Tabla 5.1

Resultados experimentales logados durante
el motor de inducción

TABLA 5.2

V_{LL} (V) _{r.m.s.}	I_L (A) _{r.m.s.}	$I_{A_2-A_1}$ (A) _{D.C.}	$V_{A_2-A_1}$ (V) _{D.C.}	n (r.p.m.)
158	1.18	0	0	1783
91	4.61	5.2	4.0	619
90.8	4.33	5.4	6.7	816
90.8	4.07	5.8	8.6	963
90.8	3.89	6.0	9.9	1068
90.8	3.49	6.1	10.5	1230
90.8	3.08	6.0	11.25	1366
90.8	2.64	5.4	12.75	1473
205	1.57	0	0	1793
114	4.84		8.5	1200
114.2	3.42		12.5	1475
114.5	2.84		13.5	1559
115.3	2.52	9.5	14.0	1605
117	2.28	8.5	14.5	1634
119	2.05	7.4	15.0	1661

Tabla 5.2

Resultados experimentales las aberturas
del motor de inducción

TABLA 5.3

V_{LL} (V)r.m.s	I_L (A)r.m.s	$I_{A_2-A_1}$ (A)d.c.	$V_{A_2-A_1}$ (V)d.c.	n (r.p.m.)
216	1.69	0	0	1794
213	2.05		15.75	1755
213	2.00	9.2	16.00	1760
214	1.95	8.0	16.25	1764
214	1.89	7.7	16.50	1767
213	1.81	4.1	16.75	1775
214	1.77	2.8	17.00	1781
214	1.74	1.4	17.25	1785

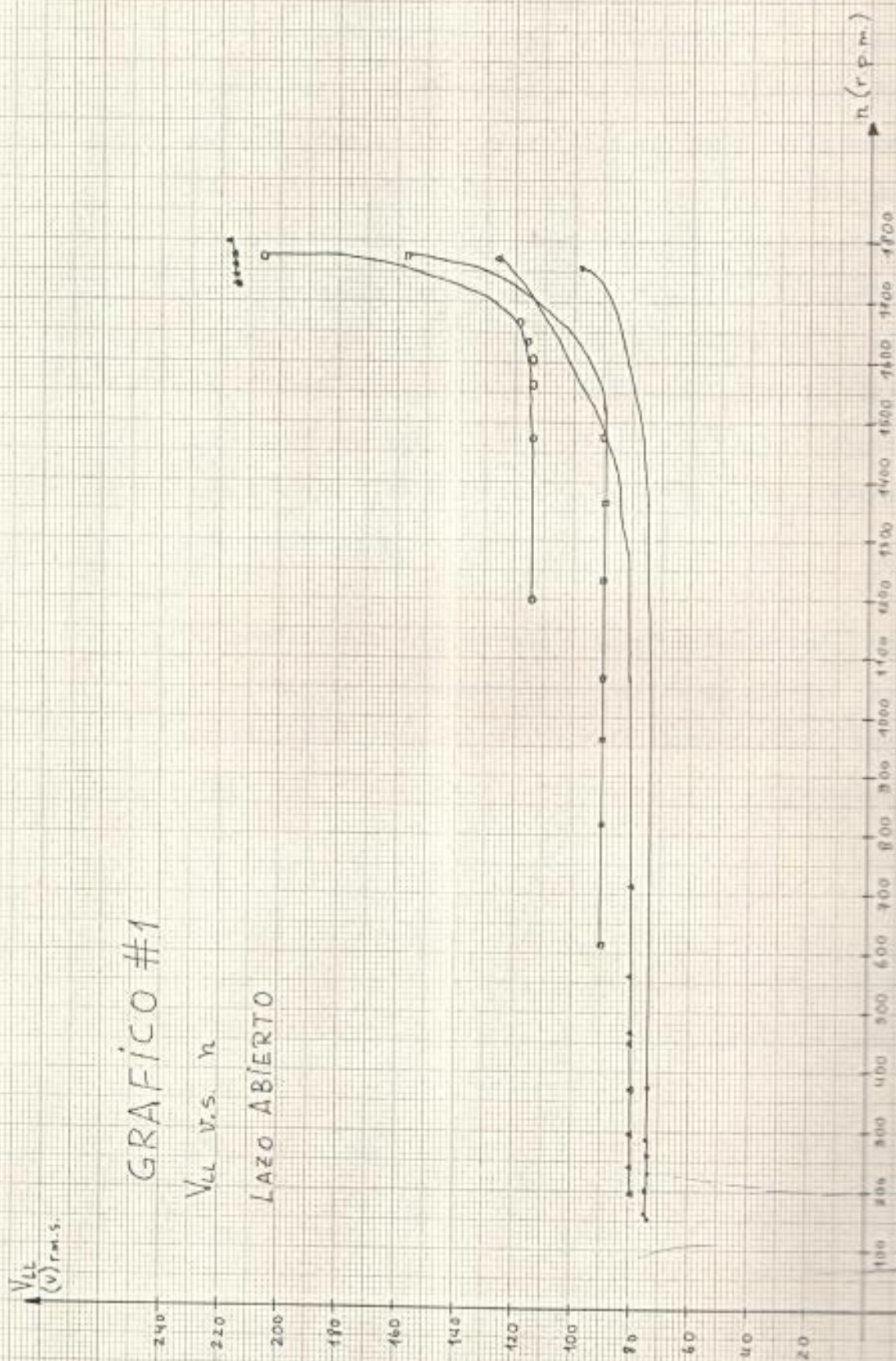
Tabla 5.3

Resultados experimentales 1 de abierto
del motor de inducción

Las variaciones de carga en el eje del motor que tienden a variar la velocidad del mismo, son automáticamente corregidas y reguladas por la variación del ángulo de disparo del convertidor hasta que el error del sistema sea anulado, esto es la velocidad de referencia y real sean iguales.

Si existen sobrecargas en el eje del motor estas se reflejan como un exceso de corriente en las líneas de alimentación al motor. Los transformadores de corriente colocados en la alimentación trifásica suministran continuamente la información de la corriente del motor con el propósito de que el sistema de protección electrónica de sobrecorriente bloquee las señales de disparo a los tiristores protegiéndose al motor contra cargas superiores a la nominal.

Adicionalmente la protección electrónica de sobrecorriente se diseña con un retardo de tiempo con el objeto de evitar el bloqueo de la unidad de disparo por sobrecorriente de tipo transitorio.



Las tablas 5.1 5.2 y 5.3 muestran los resultados experimentales a los que fue sometido el grupo motor de induccion-generador de corriente continua con el circuito electrónico de control diseñado. Resultados que incluye el voltaje en dos cualquiera de los terminales del motor, para una referencia de velocidad deseada, los cambios de velocidad experimentados a las variaciones de carga, la corriente de línea absorbida por el motor en cualquiera de las líneas, el voltaje en los terminales de la carga alimentada por el generador de corriente continua y la corriente generada, aplicada a una carga resistiva.

El grafico #1; V_{L1} versus velocidad del motor en lazo abierto nos muestra una familia de curvas para varios valores del voltaje de alimentacion conforme aplicaba carga, la velocidad iba decrecientandose.

Para uno de estos estados de funcionamiento se registro tambien la fotografía #5 del voltaje en los terminales del motor para su funcionamiento en lazo abierto dada en el apendice B.

5.2 PRUEBAS Y RESULTADOS CON EL MOTOR EN LAZO CERRADO CON VARIACIONES DE CARGA

Este tipo de pruebas se le realizó con el circuito de sensado de velocidad que conforma el lazo de realimentación de velocidad.

Las tablas 5.4, 5.5 y 5.6 muestran los resultados experimentales a los que fue sometido el motor de inducción con todo el circuito de control.

Estos resultados incluyen el voltaje terminal en cualquiera de los terminales del motor, con los cambios de tensiones respectivas de tal modo de conservar la velocidad de rotación constante, para variaciones de carga experimentadas, para una referencia de velocidad dada.

Además muestra, la corriente absorbida en cualquiera de las líneas del motor, el voltaje terminal en la carga alimentada por el generador de corriente continua y su corriente generada.

El gráfico #2 V_{t1} versus velocidad del motor en lazo cerrado nos muestra una familia de curvas de varios valores del voltaje terminal dados para una velocidad casi constante.

De este gráfico puede concluir que para una velocidad casi cercana a la velocidad predeterminada de referencia a medida que se aplicaba carga al generador; el voltaje de

TABLA 5.4

V_{LL} (V) _{r.m.s}	I_L (A) _{r.m.s}	$I_{A_2-A_1}$ (A) _{D.C.}	$V_{A_2-A_1}$ (V) _{D.C.}	n (r.p.m.)
75	0.67	0	2.63	1728
130	1.85	7.5	20.5	1726
150	2.02	10	20.4	1729
170	2.18	15	19.8	1730
180	2.27	17	19.6	1732
135	1.51	5	21.4	1735
91	3.03	6.5	18.1	1510
64	1.85	0	2.4	1509
105	3.36	10	17.5	1510
115	3.70	15	17.0	1513
65	2.02	0	2.2	1471
90	3.03	6.5	17.4	1469
100	3.53	10	17.0	1472
115	3.87	15	16.4	1473
67	2.52	0	2.1	1290
88	3.70	5.5	15.1	1290
98	4.37	10	14.7	1292
110	4.71	15	14.1	1295

Tabla 5.4

Resultados experimentales de los corrientes
del motor de inducción.

TABLA 5.5

V_{LL} (V) _{r.m.s.}	I_L (A) _{r.m.s.}	$I_{A_2-A_1}$ (A) _{d.c.}	$V_{A_2-A_1}$ (V) _{d.c.}	n (r.p.m.)
66	2.69	0	1.6	1026
84	4.04	4.5	11.9	1028
98	4.71	10	11.2	1027
110	5.05	14	10.8	1028
67	2.86	0	1.3	905
82	4.04	4	10.4	906
92	4.71	7	9.9	903
105	5.05	10	9.5	906
67	2.86	0	1.2	846
82	4.04	3.5	9.6	845
95	5.05	8	9	844
67	2.86	0	0.9	698
80	4.04	3	7.8	700
95	5.05	6.5	7.2	698
87	4.71	5	7.5	700

Tabla 5.5

Resultados experimentales para el
del motor a inducción

TABLA 5.6

V_{LL} (V) _{r.m.s.}	I_L (A) _{r.m.s.}	$I_{A_2-A_1}$ (A) _{D.C.}	$V_{A_2-A_1}$ (V) _{D.C.}	n (r.p.m.)
69	3.03	0	0.7	583
80	4.04	2.5	6.4	580
88	4.71	5	6	582
110	5.05	10.5	5.4	583
69	3.19	0	0.5	453
80	4.04	1.75	4.8	453
88	5.05	5	4.3	451
70	3.19	0	0.4	369
78	3.87	1.5	3.8	370
93	5.05	6	3.1	361
70	3.19	0	0.2	236
75	3.70	1	2.2	236
80	4.37	3.5	1.8	235

Tabla 5.6

Resultados experimentales en un motor de inducción
del motor de inducción

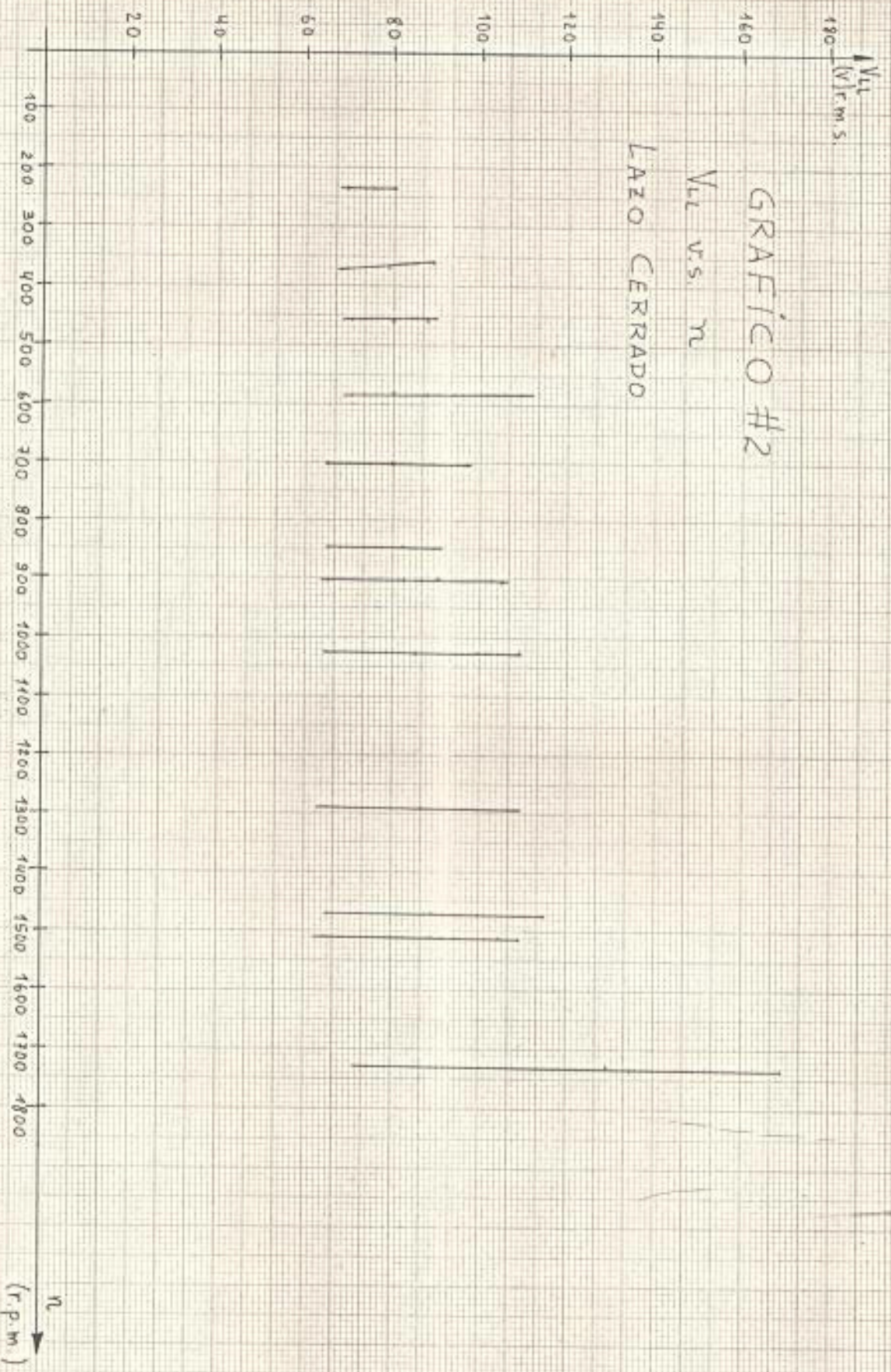


TABLA 5.7

n (r.p.m.)	Vtacómetro (d.c.)
1725	4.07
1515	3.53
1471	3.43
1424	3.31
1378	3.20
1290	3.00
1203	2.80
1026	2.40
905	2.12
846	1.97
698	1.64
583	1.38
514	1.23
453	1.08
369	0.89
281	0.69
236	0.60

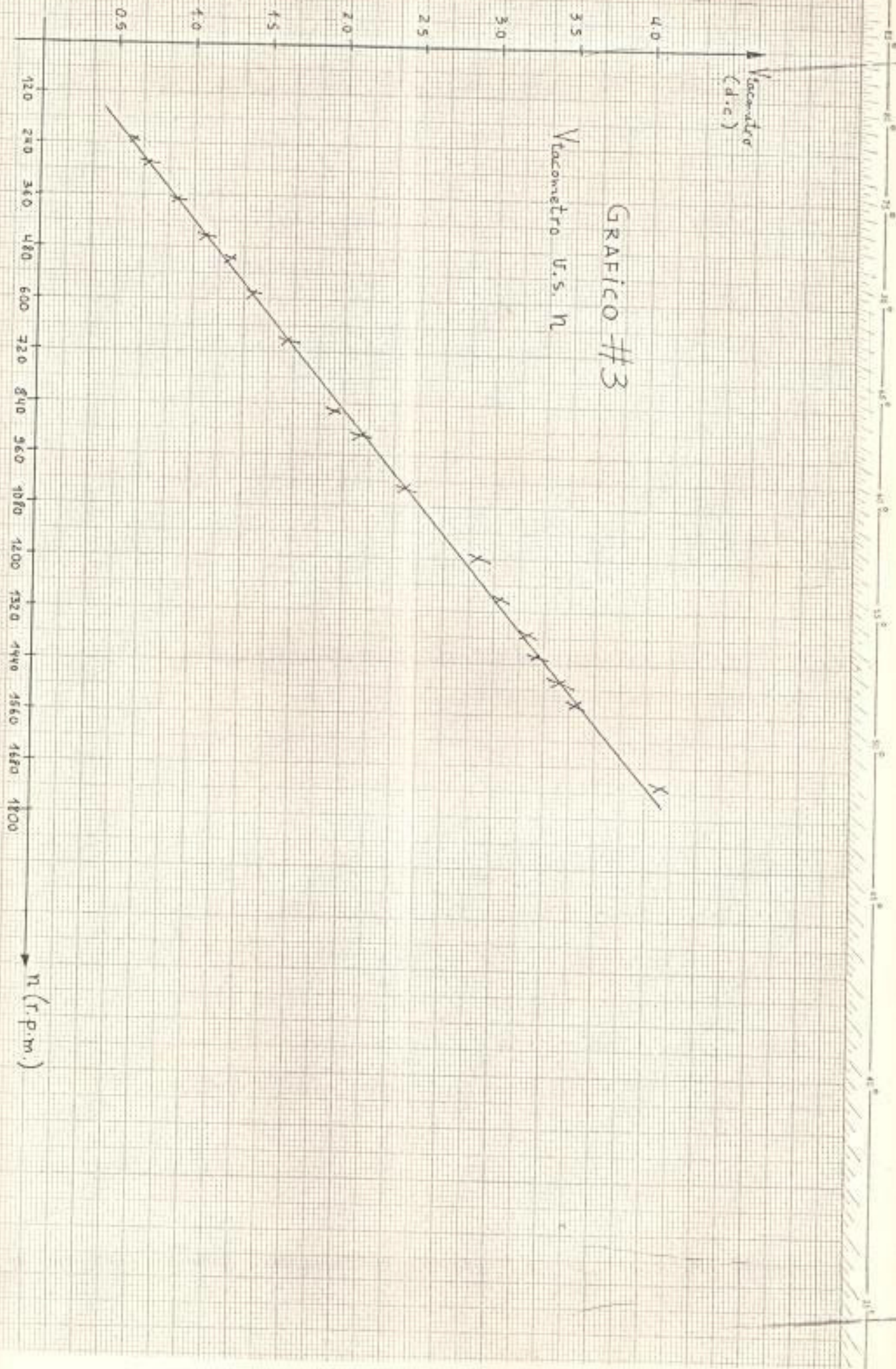
Tabla 5.7

Voltaje del tacómetro en
funcion de las revoluciones

GRAFICO #3

Vacometro U.S. N

Vacometro
(d.c.c)



entrada al motor subsy también la constante de línea, por el echo de entregar una potencia igual a la requerida por la carga sin que sufra cambios de velocidad.

La tabla 5.7 son resultados experimentales del voltaje de salida del tacómetro versus la velocidad del motor. Este voltaje del tacómetro es la respuesta en estado estable y medidos del convertidor de frecuencia a voltaje (circuito integrado del fabricante National Semiconductor LM2917).

El gráfico #5 son los resultados originados de la tabla #7 mostrándonos una linealidad del circuito integrado, durante todo el range de operacion.

Las fotografías #6 hasta la #10 nos muestran la señal de voltaje del regulador de velocidad para las condiciones de período transiente y estable para velocidades bajo, medio y alto en condiciones de vacío y plena carga.

En cambio las fotografías #14, #15 y #16 que se registran en el apéndice C muestran el equipo de control, circuitos de fuerza a base de tiristores para formar el convertidor de energía de onda completa alterna, y los transformadores de corriente para realizar el sentido de la sobrecorriente reflejada como sobrecarga en el motor.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Al finalizar el presente trabajo queda demostrado la facilidad que ofrecen los circuitos digitales y los semiconductoros de potencia de estado sólido, aplicados al control de velocidad de un motor de inducción.

La implementación de un sensor digital de la velocidad de un motor nos presenta amplias ventajas, sobre la implementación de un control usando un generador taconómico.

Representa una base y fundamento para trabajos posteriores y con el objeto de profundizar conocimientos para el desarrollo de nuevos y modernos modelos de controles de velocidad para motores por medio de controladores por computadora, recorde el desarrollo y funcionamiento de máquinas aplicado a los procesos industriales tendiéndose cada día mas a la automatización alta confiabilidad, rendimiento y precisión de los mismos.

Al siguiente trabajo puede incorporarse un control de torque con el cual se tendrá un control total de la máquina, además hay la posibilidad de realizar trabajos complementarios tales como un frenado dinámico, y la inversión de giro del motor.

BIBLIOGRAFIA

- DORF, RICHARD C . Sistemas Automaticos de Control Teoria y Practica. Company, Inc., Massachusetts. 1974, 71 - 194p.
- KUC, B. Automatic Control Systems, Third Edition, Prentice - Hall, 1975, New Jersey, 250 - 281p.
- OGATA, F. Ingenieria de Control Moderno, Ediciones del Cas^{ti}llo S.A. Madrid. 1976 210 - 386p.
- SISKIND S. C. Electrical Control System in Industry, Third edition, Prentice Hall, 1976, New Jersey, 156 - 219p.
- ECG SEMICONDUCTOR, Master Replacement Guide, 1982, 238-250p
- FLECHER W. I., An Engineering Approach to Digital, Prentice Hall, New Jersey, 1980, 150-320p.
- GENERAL ELECTRIC, Semiconductor Data Handbook, Third edi^{ti}on, General Electric, New York, 1974, 280-322p.
- GENERAL ELECTRIC, Scr Manual, Fifth edition, General Elec^{tr}ic, New York, 1972, 300-470p.
- K. NEUMANN, Fundamentos de la Electrónica de potencia, Se

- da edicion, Aeg Telefunken, Parana, 1981, 100-186p.
- LANGDORF A. S., Principios de Maquinas de corriente alterna sexta edicion, Mc Graw-Hill Book Company, 1964, 177-257p.
 - TOBSY-GRAEME-WUELSMAN, Operational Amplifiers Design and Application, Mc Graw-Hill 1971, 150-170p.
 - COUGHLIN-DRISCOLL, Operational Amplifiers and Integral Circuit, Prentice Hall, second edition, 70-160p.
 - LIPO T.A., The Analysis of induction motors with voltage control by symmetrical triggered thyristors. IEEE Transactions on power Apparatus and system, 180-189p.
 - MC MURRAY, WILLIAM. A comparative study of asymmetrical three phase circuits for phase-controlled A.C. motor drives. IEEE Transactions on Industry Application 403-411p.
 - SPOFFORD, EDWARD D. Three-phase, three-thyristor voltage control scheme IEEE Transactions on Industry Applications. 470-471p.
 - FRANK M, BRUCE, RICHARD J. GRAEFE, ARTHUR LUTZ, and MICHAEL D. PANLENER. Reduced voltage starting of Squirrel-Cage induction motors. IEEE Transaction on Industry Applications, 46-55p.

- VIKAS K. SHARMA, and RONALD J. FLEMING Analysis of a three phase delta-connected inductive load controlled by an SCR-diode switch, IEEE Transaction on Industry Application, 555-561p.

- FAZAR H. MALIK, SYED M. EMANUL HAQUE and WILLIAM SHEPHERD , Analysis and performance of three-phase phase- controlled thyristor A.C. voltage controllers, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 192-199p.

A P E N D I C E S

APENDICE A

ABREVIATURA USADA, LISTA DE PARTES EQUIPOS E INSTRUMENTOS U
TILIZADOS Y CARACTERISTICAS DEL GRUPO MOTOR-GENERADOR

ABREVIATURA USADA

Cap	Capacitor
Fj	Fijo
Cer	Cerámico
Elctlt	Electrolítico
Dd	Diode
Slcio	Silicio
Incand	Incandescente
Fsb	Fusible
Transter	Transistor
Cirt Intg	Circuito Integrado
Res	Resistencia
Var	Variable
Pot	Potenciómetro
Rectf	Rectificador
Transf	Transformador

LISTA DE PARTES EQUIPOS E INSTRUMENTOS UTILIZADOS

CANTIDAD	NOMBRE Y DENOMINACION
3	Cap., Fj, Cer: 0.1 F, 600 V. 20%
21	Cap., Fj Cer: 0.01 F, 50 V. 20%
1	Cap., Fj, Cer: 0.1 F, 50 V. 20%
7	Cap., Fj, Elctlt: 10 F, 25 V. 20%
2	Cap., Fj, Elctlt: 1 F, 25 V. 20%
3	Cap., Fj, Elctlt: 2200 F, 50 V. 20%
15	Dd., Slcio: 30 V. 150 mA. 1N914
3	Dd., Slcio, Incand
3	Fsb., 1A, 125 V.
3	Fsb., 5A, 250 V.
3	Cirt Intg., Lineal, dos temperiza dores LM556
2	Cirt Intg., Lineal, un temperiza dor LM555
6	Cirt Intg., Lineal, Amplificador Operacional CA3140
1	Cirt Intg., Lineal, LM2917
2	Cirt Intg., Lineal, Cuatro Ampli ficadores Operacionales RC4136DB
2	Cirt Intg., Interface Mcl489
1	Cirt Intg., Regulador de voltaje positivo 7805

1	Cirt Intg., Regulador de Voltage negativo 7915
2	Cirt Intg., Lógico 7411
5	Cirt Intg., Lógico 7408
1	Cirt Intg., Lógico 7474
2	Cirt Intg., Logico 7404
3	Res., Fj, 7,5 K Ω , 5%, 0.25 W.
28	Res., Fj, 10 K Ω , 5%, 0.25 W.
3	Res., Fj, 47 Ω , 5%, 1 W.
6	Res., Fj, 15 K Ω , 5%, 0.25 W.
1	Res., Fj, 47 Ω , 5%, 0.25 W.
1	Res., Fj, 470 Ω , 5%, 0.25 W.
1	Res., Fj, 3 K Ω , 5%, 0.25 W.
1	Res., Fj, 6 K Ω , 5%, 0.25 W.
5	Res., Fj, 12 K Ω , 5%, 0.25 W.
10	Res., Fj, 1 K Ω , 5%, 0.25 W.
6	Res., Fj, 3.3 K Ω , 5%, 0.25 W.
6	Res., Fj, 150 Ω , 5%, 1 W.
6	Res., Fj, 100 Ω , 5%, 0.25 W.
1	Res., Fj, 100 K Ω , 5%, 0.25 W.
2	Res., Fj, 10 Ω , 5%, 0.25 W.
2	Res., Fj, 4,7 K Ω , 5%, 0.25 W.
2	Res., Fj, 150 Ω , 5%, 0.25 W.
6	Res., Var 47 K Ω , 5%, 0.25 W.
1	Res., Pot 100 K Ω , 5%, 0.25 W.
2	Res., Pot 5 K Ω , 5%, 1 W.
2	Puente Rectf SIRB

3	Optoaislador VM48
6	Tiristores 22 A. 600 V. 2N5240
6	Transformadores de pulsos
1	Transformador 120/ 24/ 8 (V.)
2	Transformadores de corriente relacion 125/25 (A.)
6	Transtor., Slcio, NPN 2N4125
7	Transtor., Slcio, NPN 2N2222
6	Transtor., Slcio, NPN 2N3904
1	Transtor., Slcio, NPN 2N5232A
3	Varistor ECG2V250
1	Voltímetro A.C.
2	Voltímetro D.C.
1	Amperímetro D.C.
1	Amperímetro A.C.
1	Osciloscopio TEKTRONIK
1	Tacómetro Digital

CARACTERISTICAS DEL GRUPO MOTOR - GENERADOR

Motor : Westinghouse Electric and Manufacturing Company

1 H.P.

1725 Revoluciones per minuto

Ciclaje : 60 Hz, 3 fases

220/ 440 (Voltios)

3.2/ 1.6 (Amperios)

Temperatura de operacion :55 C

Generador de corriente continua

0.44 Kw.

24 Voltios

1725 Revoluciones por minuto

18.5 Amperios

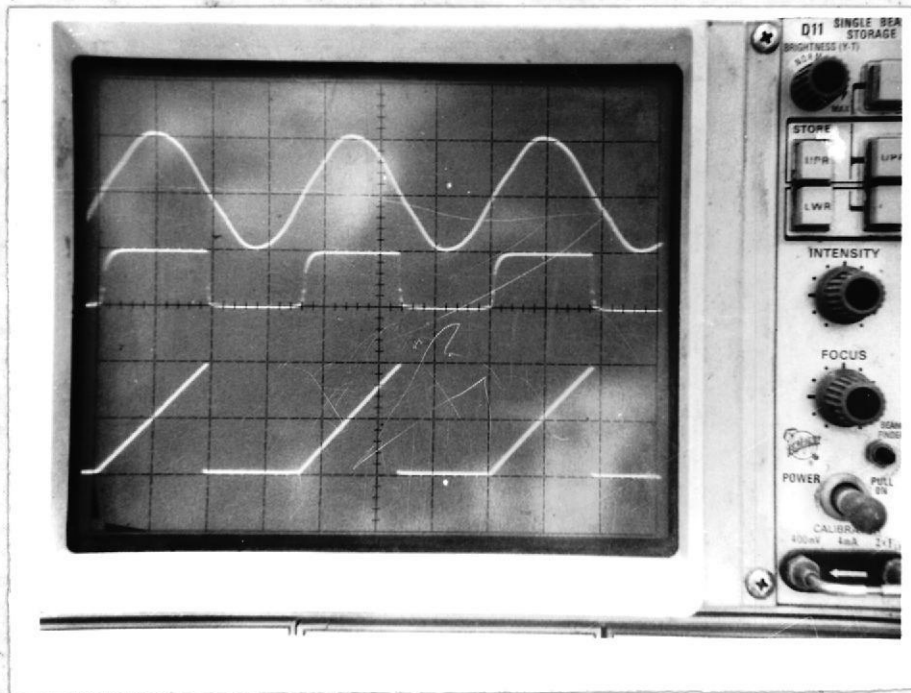
7.0 Voltios para el campo

1.5 Amperios para el campo

Temperatura permisible 50 C

Devanado paralelo

A P E N D I C E B



FOTOGRAFIA N 1

Traza superior : Voltaje de alimentacion alterna

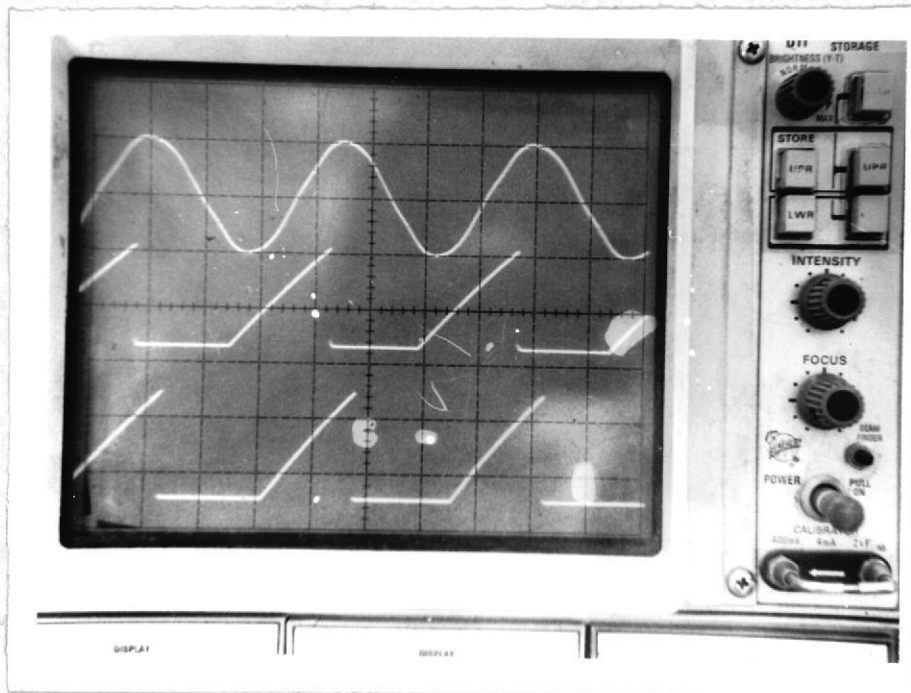
Traza media : Voltaje de salida del circuito sincronizador

Traza inferior : Señal de voltaje del circuito generador rampa

Calibracion horizontal de barrido : 5 mseg./ division

Calibracion vertical : Traza superior descalibrada a proposito de observacion completa dentro de los limites de la pantalla del osciloscopio, traza media y traza inferior 5 V./ division





FOTOGRAFIA N 2

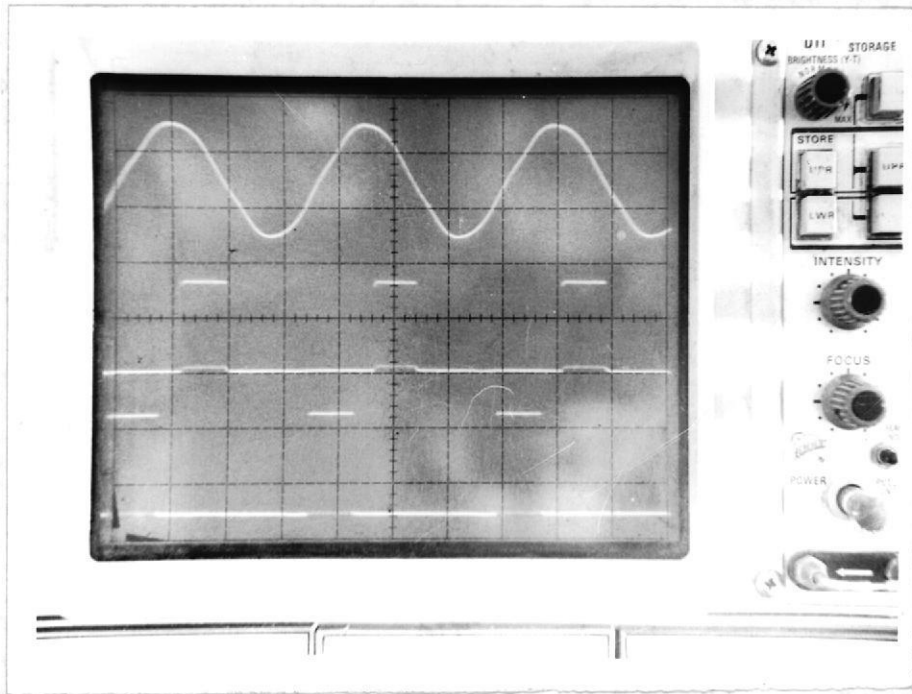
Traza superior : Voltaje de alimentacion alterna

Traza media e inferior : Señales de voltaje del circuito generador rampa

Calibracion horizontal de barrido: 5 mseg./ division

Calibracion vertical : Traza superior descalibrada

Traza media e inferior : 5 V./ division



FOTOGRAFIA N 3

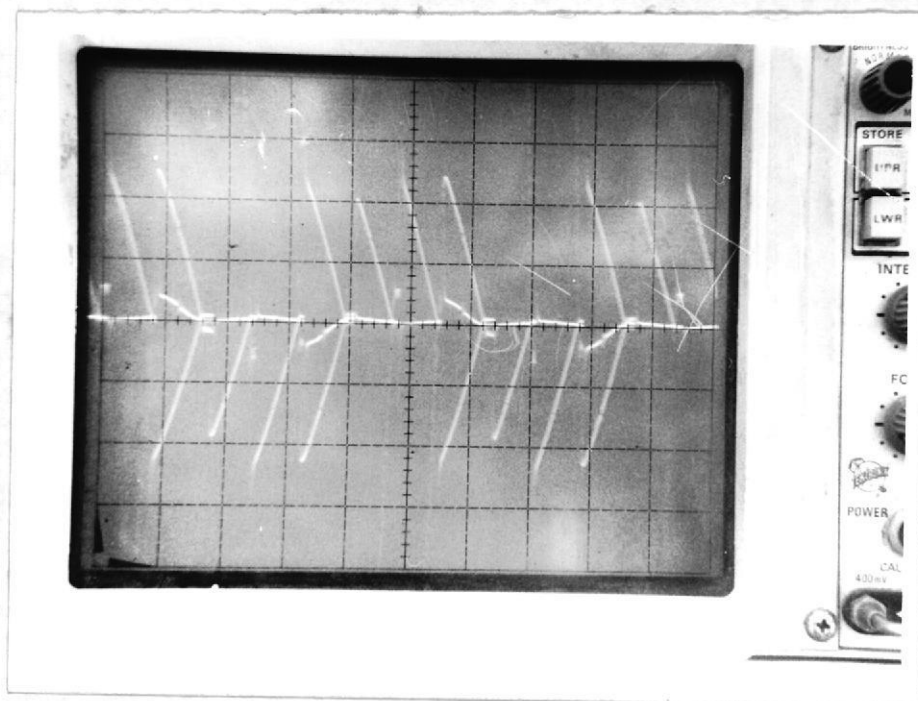
Traza superior : Voltaje de alimentacion alterna

Traza media e inferior : Señales de voltaje del circuito generador α , con la portadora

Calibracion horizontal de barrido : 5 mseg./ division

Calibracion vertical : Traza superior descalibrada

Traza media e inferior : 2V./ division

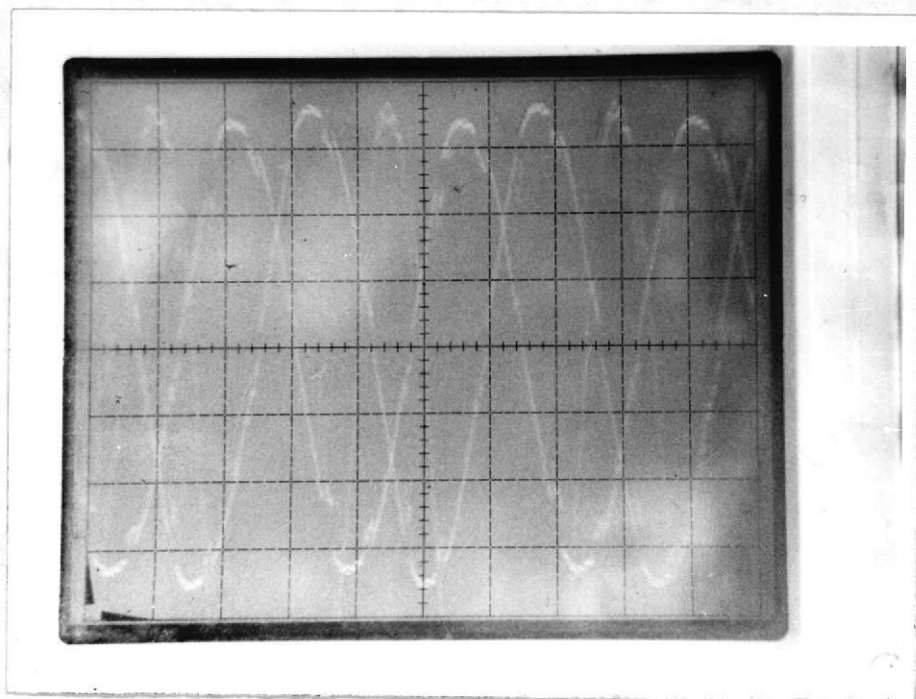


FOTOGRAFIA N 4

Señales de voltaje trifásico en carga resistiva conectada en Y para un valor de ángulo de disparo medido entre línea y neutro

Calibración vertical : 50 V/ división

Calibración horizontal de barrido : descalibrada con el propósito de fotografía

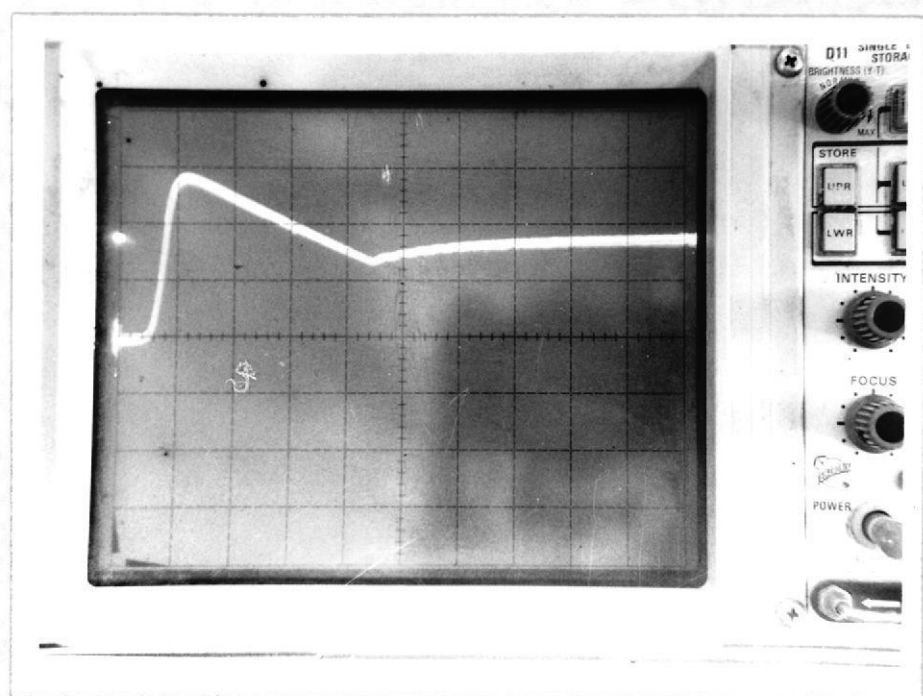


FOTOGRAFIA N 5

Señales de voltaje trifásico con carga motor de inducción conectada en Y medido entre línea y neutro para un ángulo de disparo

Calibración vertical : 50 V./división

Calibración horizontal de barrido : descalibrada con el propósito de fotografía

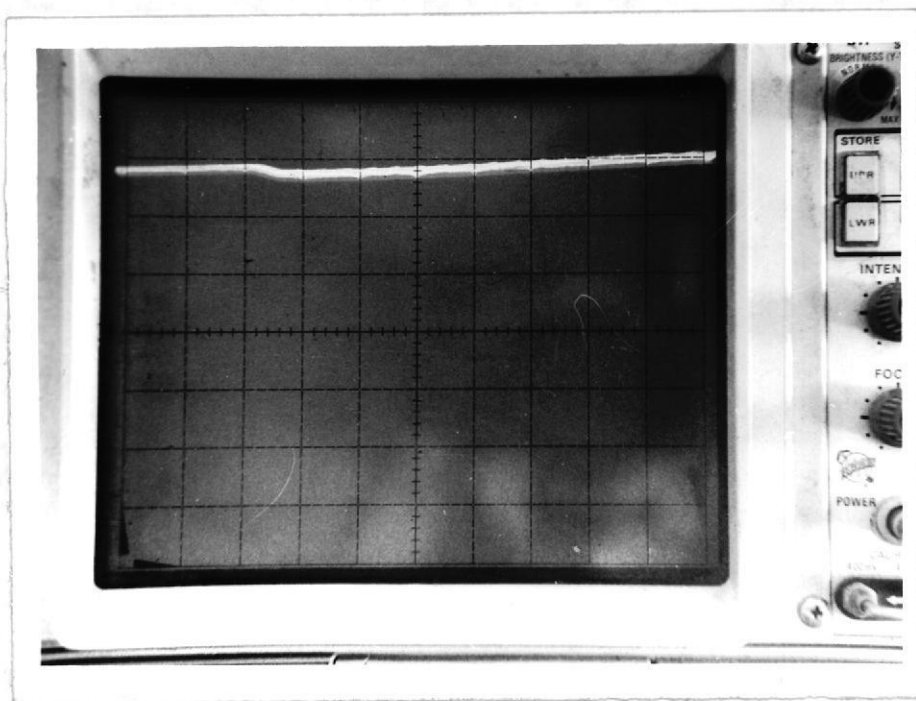


FOTOGRAFIA N 6

Señal de voltaje del regulador de velocidad, en período transiente y luego estable a velocidad baja y sin carga

Calibración vertical : 2V./división

Calibración horizontal de barrido : 1 seg./división

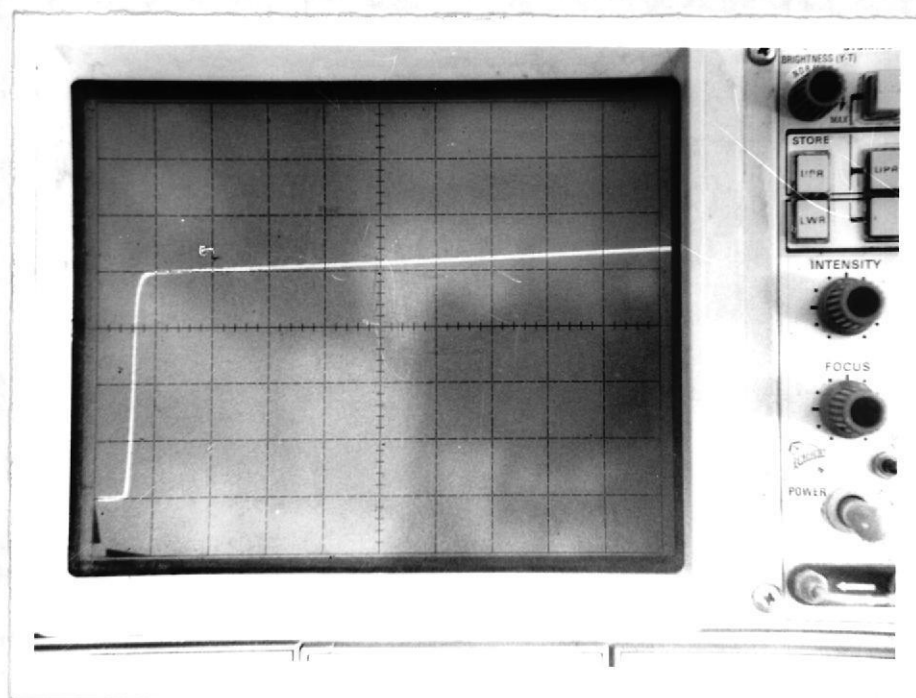


FOTOGRAFIA N 7

Señal de voltaje del regulador de velocidad, en período estable a velocidad baja aplicando carga

Calibración vertical : 0.5 V./división

Calibración horizontal de barrido : 1 seg./división

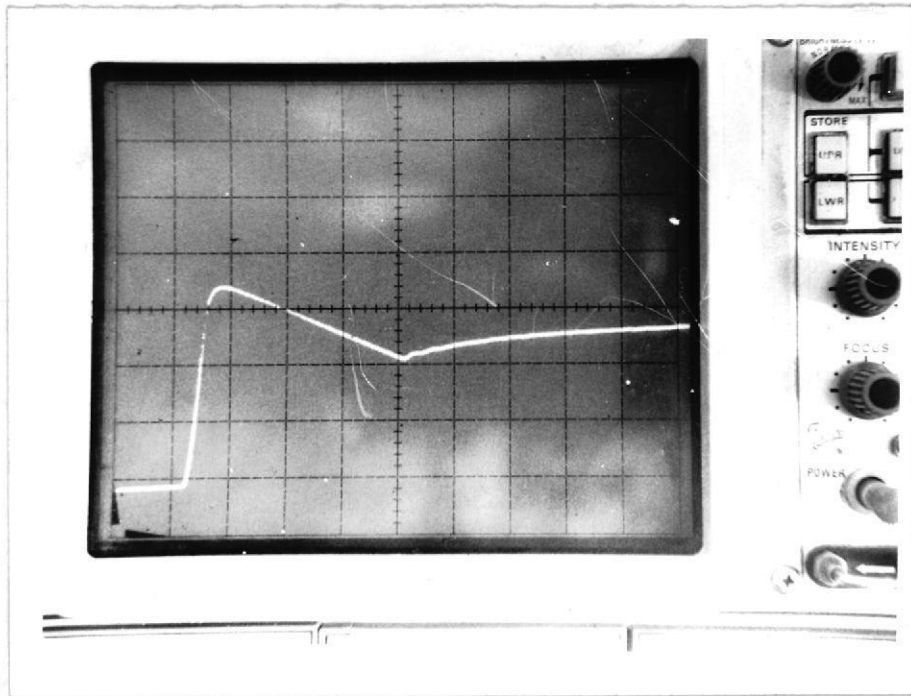


FOTOGRAFIA N 10

Señal de voltaje del regulador de velocidad, en período transiente, y luego en estado estable a velocidad alta y sin carga

Calibración vertical : 2V./división

Calibración horizontal de barrido: 1 seg./división

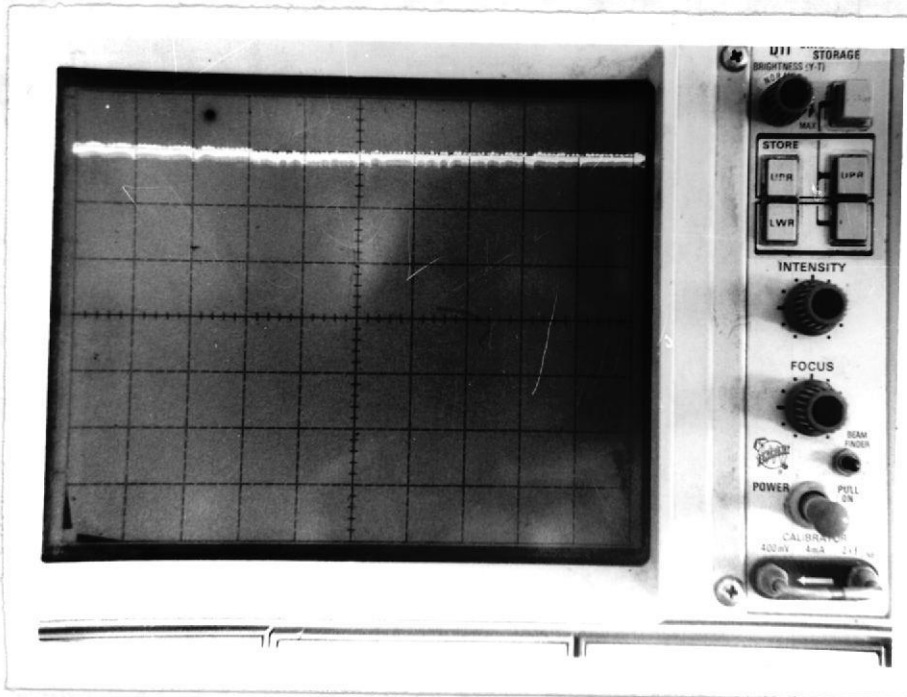


FOTOGRAFIA N 8

Señal de voltaje del regulador de velocidad, en período transiente y luego en estado estable a velocidad media y sin carga

Calibración vertical : 2V./división

Calibración horizontal de barrido : 1 seg./división

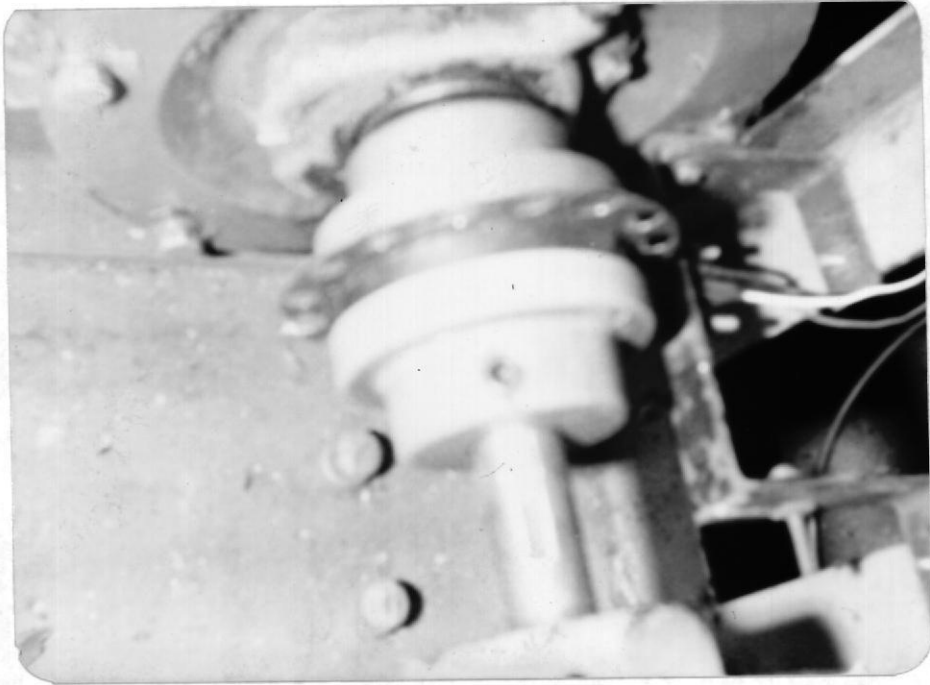


FOTOGRAFIA N 9

Señal de voltaje del regulador de velocidad en período estable a velocidad media y aplicando carga

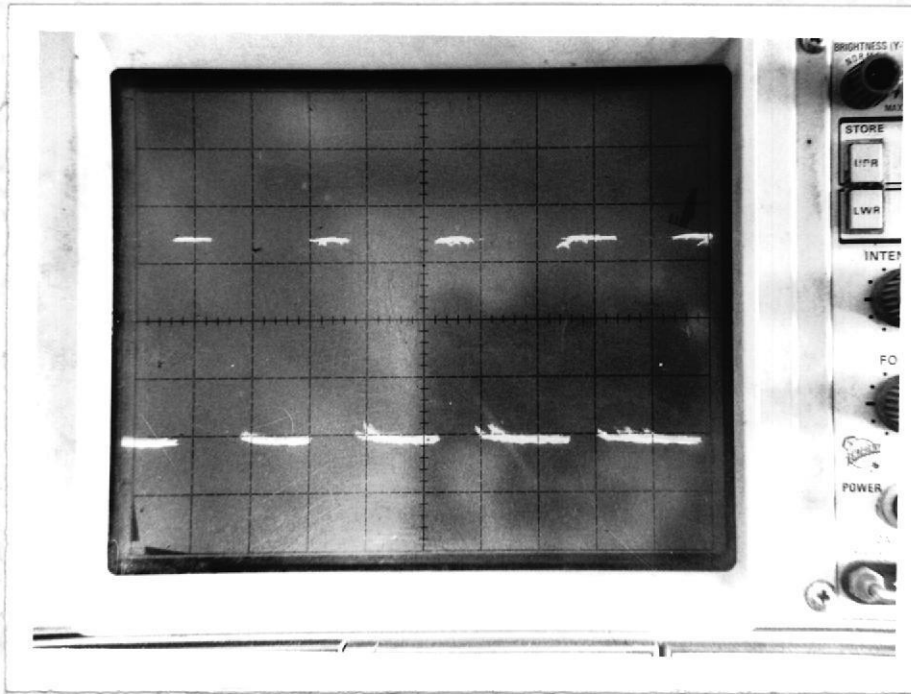
Calibración vertical : 0.5 V./división

Calibración horizontal de barrido : 1 seg./división



FOTOGRAFIA N 11

Esquema de montaje del optoaislador y el disco con perforaciones para el sensor de velocidad

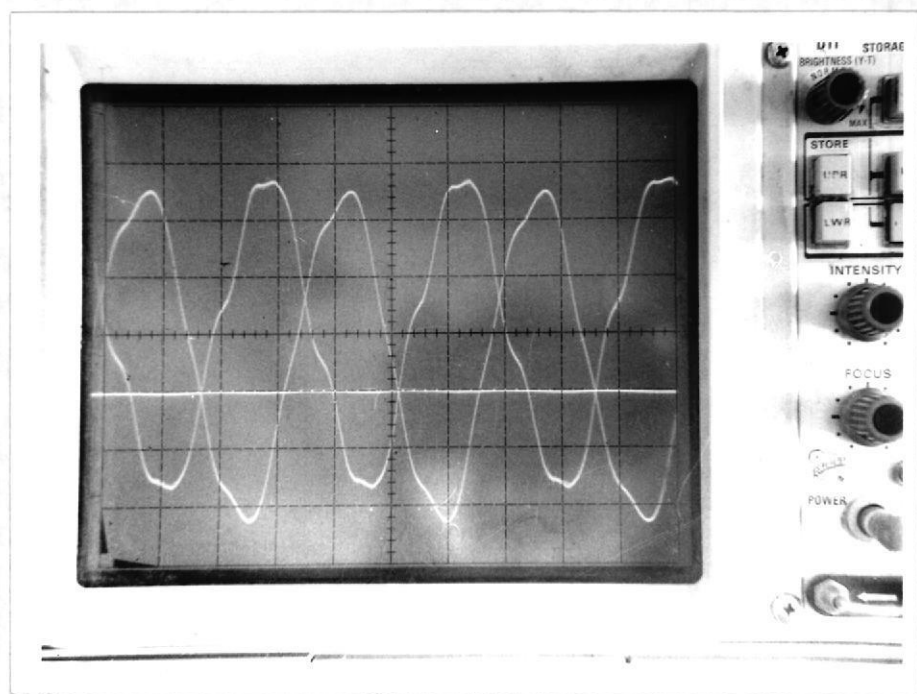


FOTOGRAFIA N 12

Pulsos de salida del optoisolador del sensor de velocidad

Calibración vertical : 1V./división

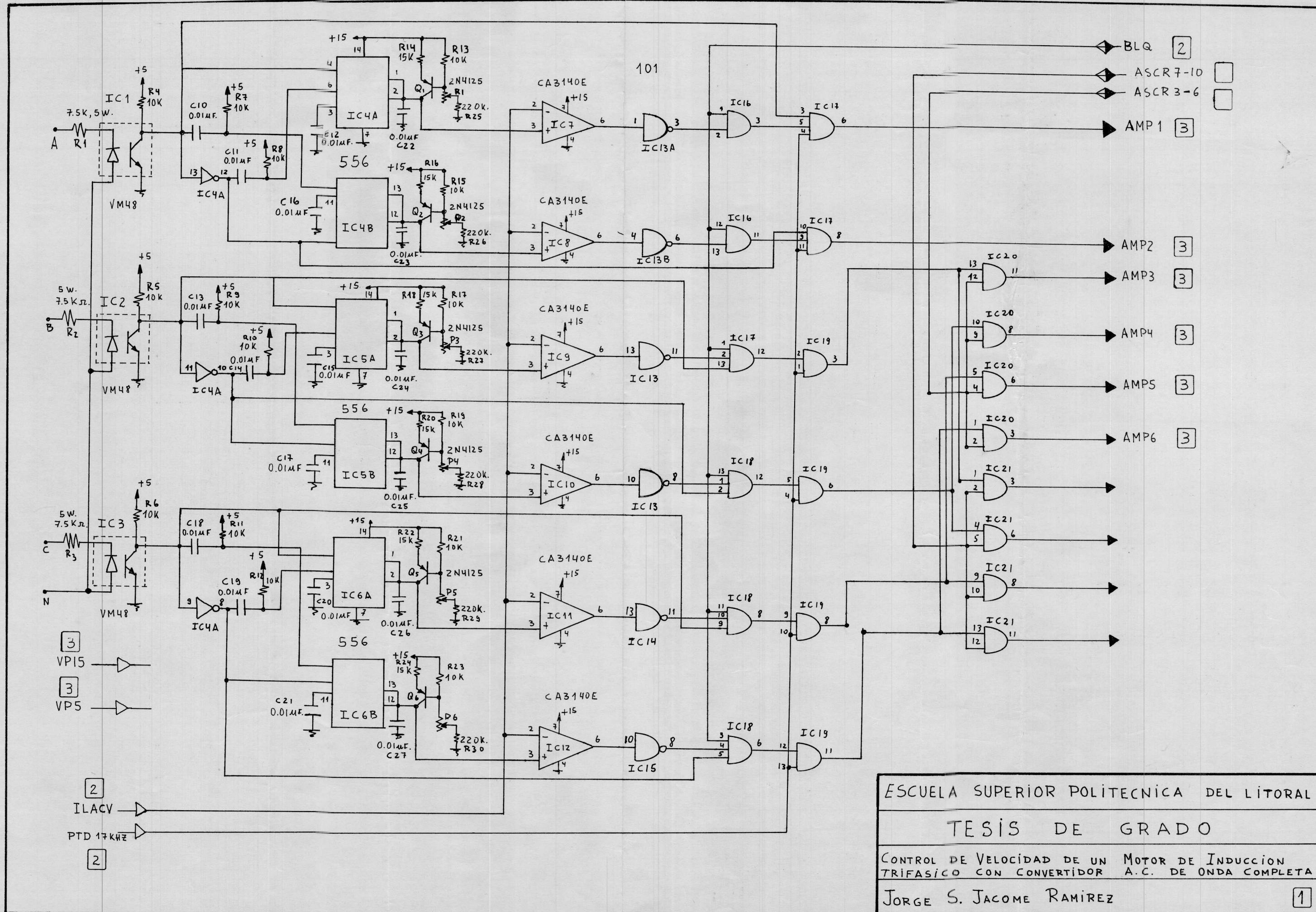
Calibración horizontal de barrido : 0.5 mseg./div.



FOTOGRAFIA N 13

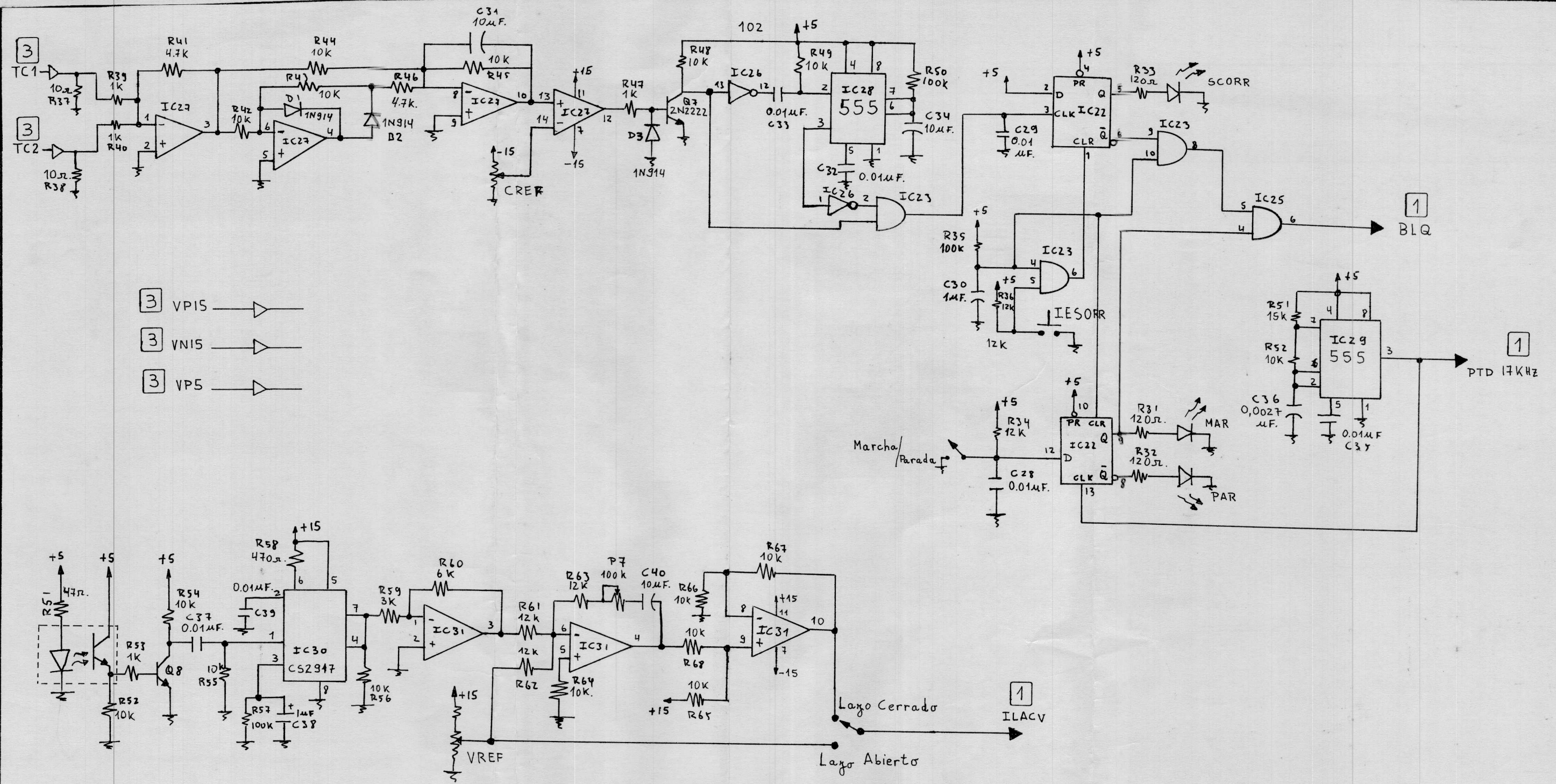
Señal de voltaje proporcional a la corriente del medidor por línea tomada de los transformadores de corriente, y el valor d.c. de esta corriente, con calibración vertical de 1V./división mientras que las señales de corriente 0.5V./división

Calibración horizontal de barrido : 5 mseg./división

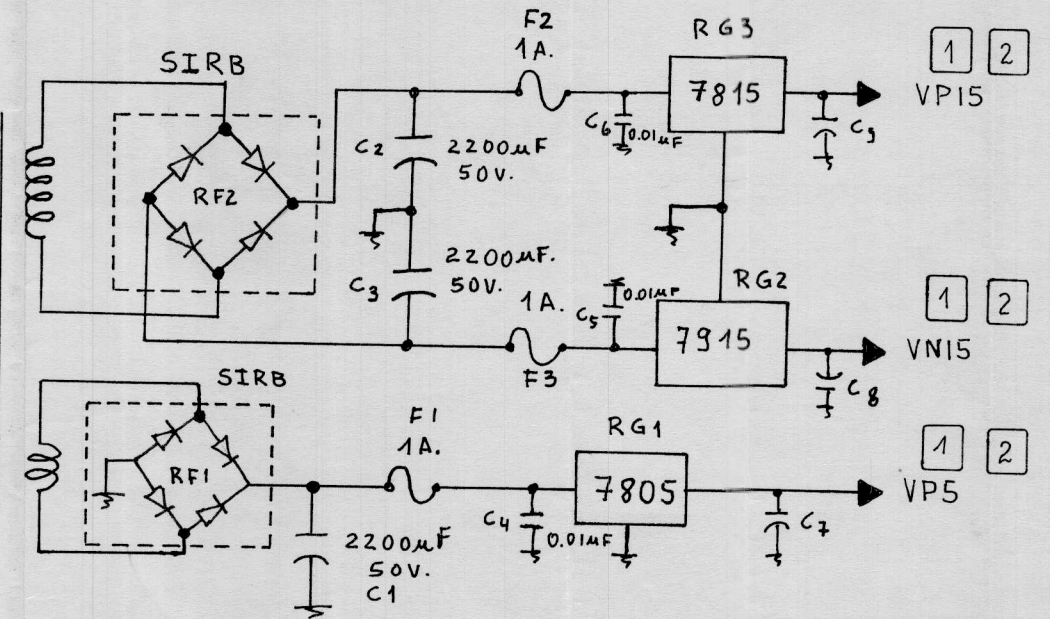
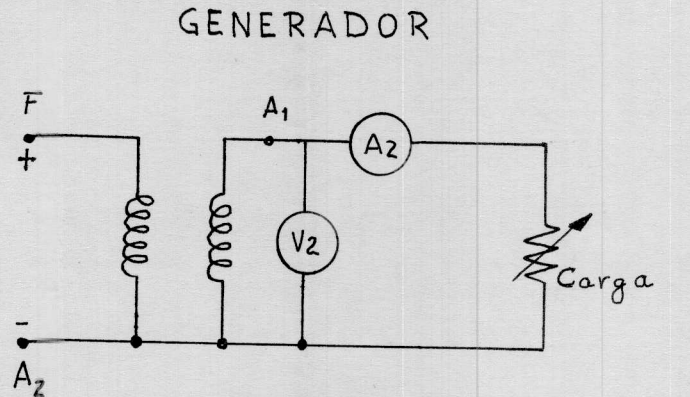
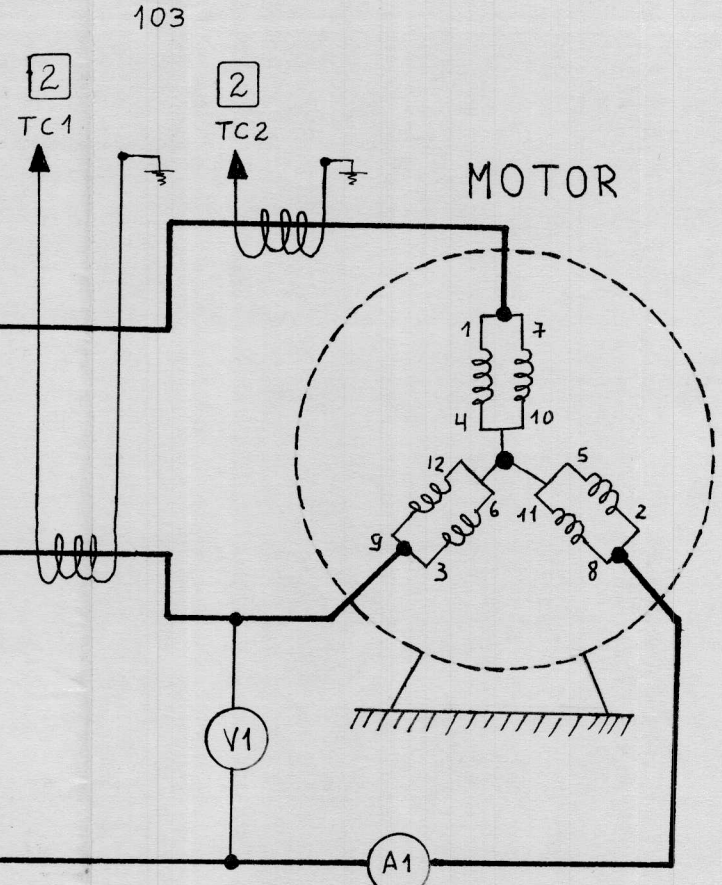
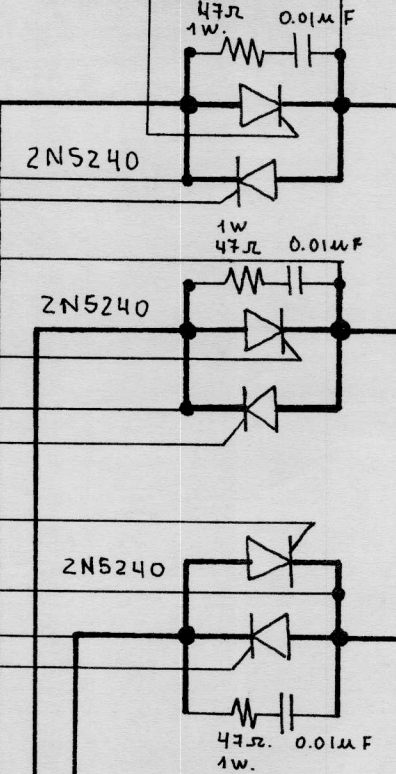
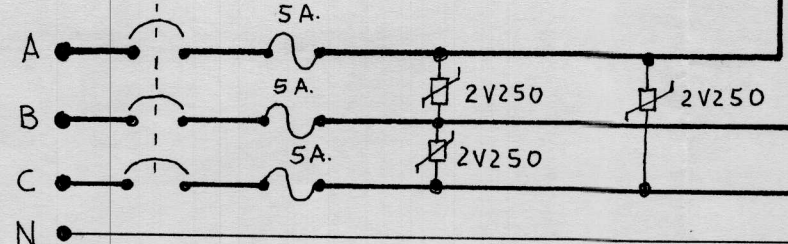
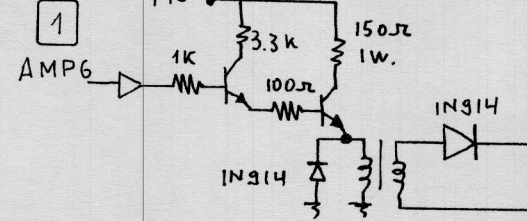
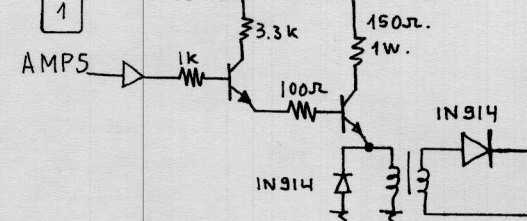
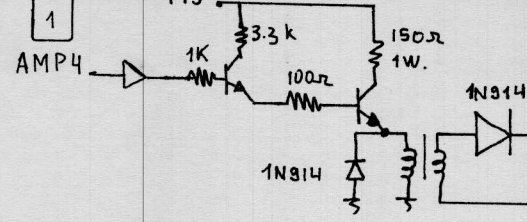
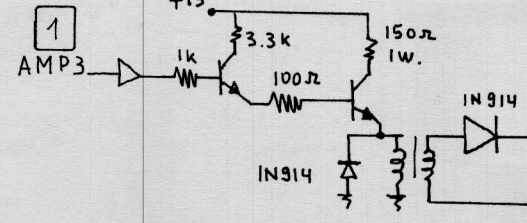
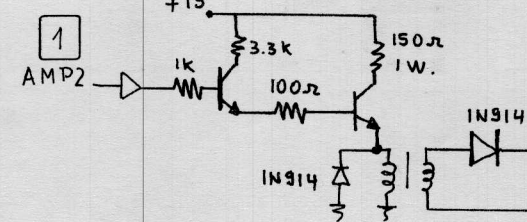
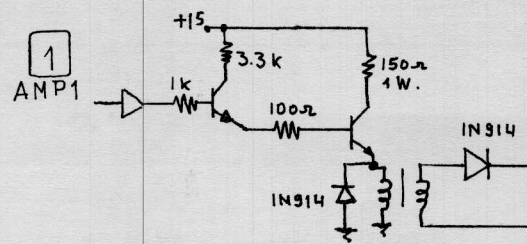


- IC1
- IC2
- IC3
- IC4A
- IC4B
- IC5A
- IC5B
- IC6A
- IC6B
- IC7
- IC8
- IC9
- IC10
- IC11
- IC12
- IC13A
- IC13B
- IC13C
- IC14
- IC15
- IC16
- IC17
- IC18
- IC19
- IC20
- IC21
- VM48
- Q1
- Q2
- Q3
- Q4
- Q5
- Q6
- D1
- D2
- D3
- D4
- D5
- D6
- R1
- R2
- R3
- R4
- R5
- R6
- R7
- R8
- R9
- R10
- R11
- R12
- R13
- R14
- R15
- R16
- R17
- R18
- R19
- R20
- R21
- R22
- R23
- R24
- R25
- R26
- R27
- R28
- R29
- R30
- C10
- C11
- C12
- C13
- C14
- C15
- C16
- C17
- C18
- C19
- C20
- C21
- C22
- C23
- C24
- C25
- C26
- C27
- VP15
- VP5
- ILACV
- PTD 17kHz
- BLQ
- ASCR7-10
- ASCR3-6
- AMP1
- AMP2
- AMP3
- AMP4
- AMP5
- AMP6

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
 TESIS DE GRADO
 CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCION TRIFASICO CON CONVERTIDOR A.C. DE ONDA COMPLETA
 JORGE S. JACOME RAMIREZ



- 3 VPIS
- 3 VNIS
- 3 VPS



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

TESIS DE GRADO

CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCION TRIFASICO CON CONVERTIDOR A.C. DE ONDA COMPLETA

JORGE S. JACOME RAMIREZ

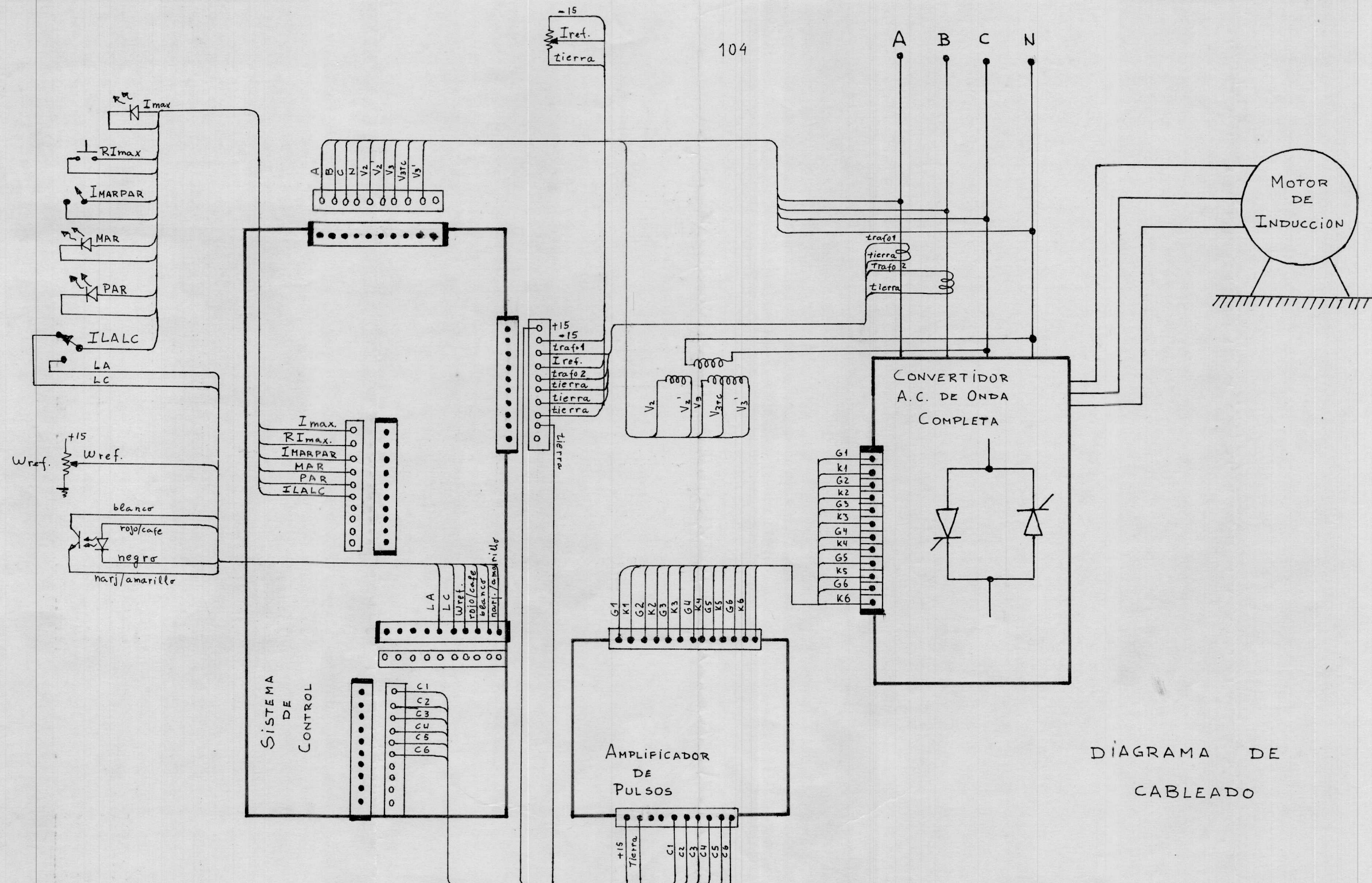
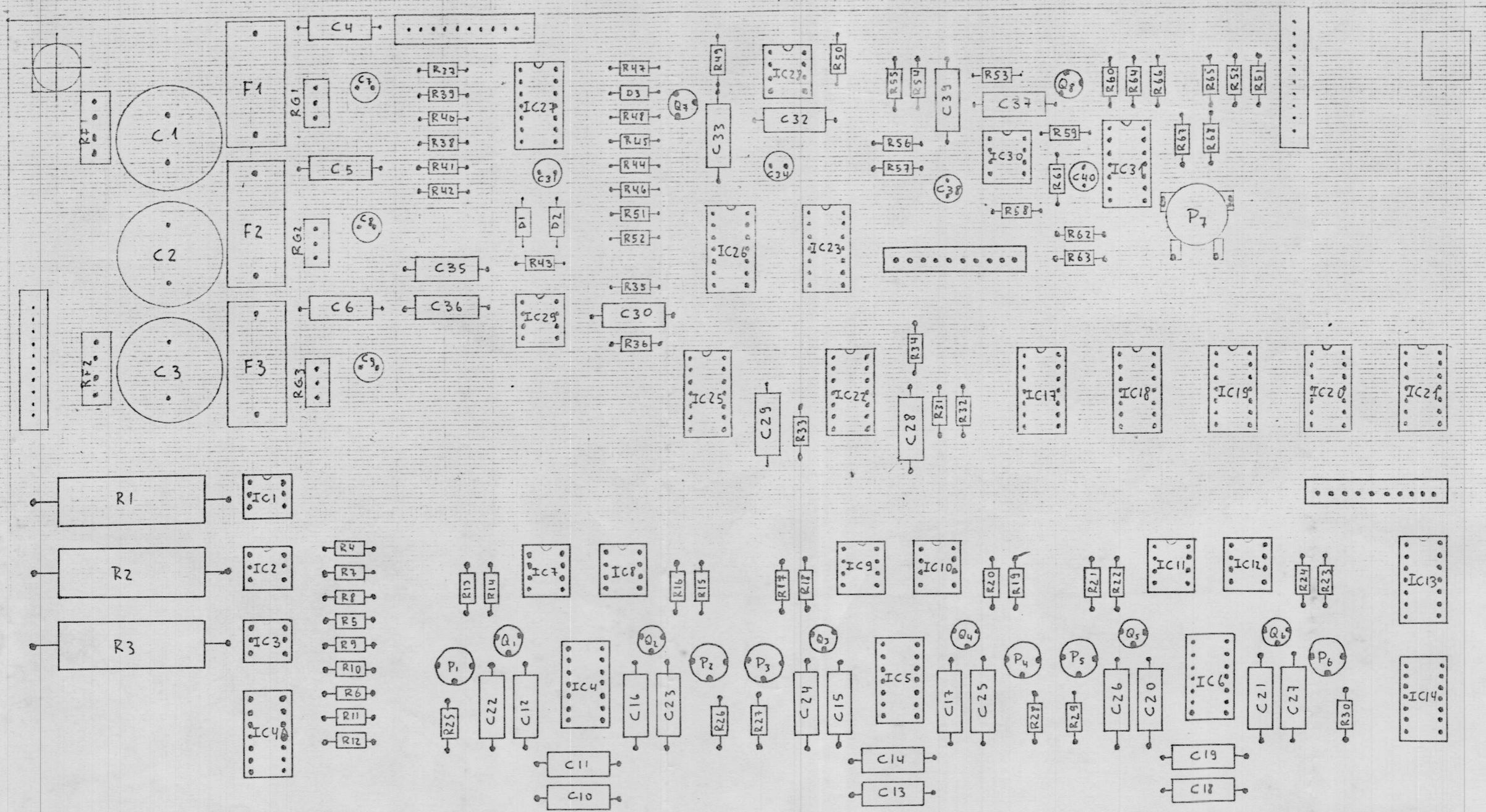


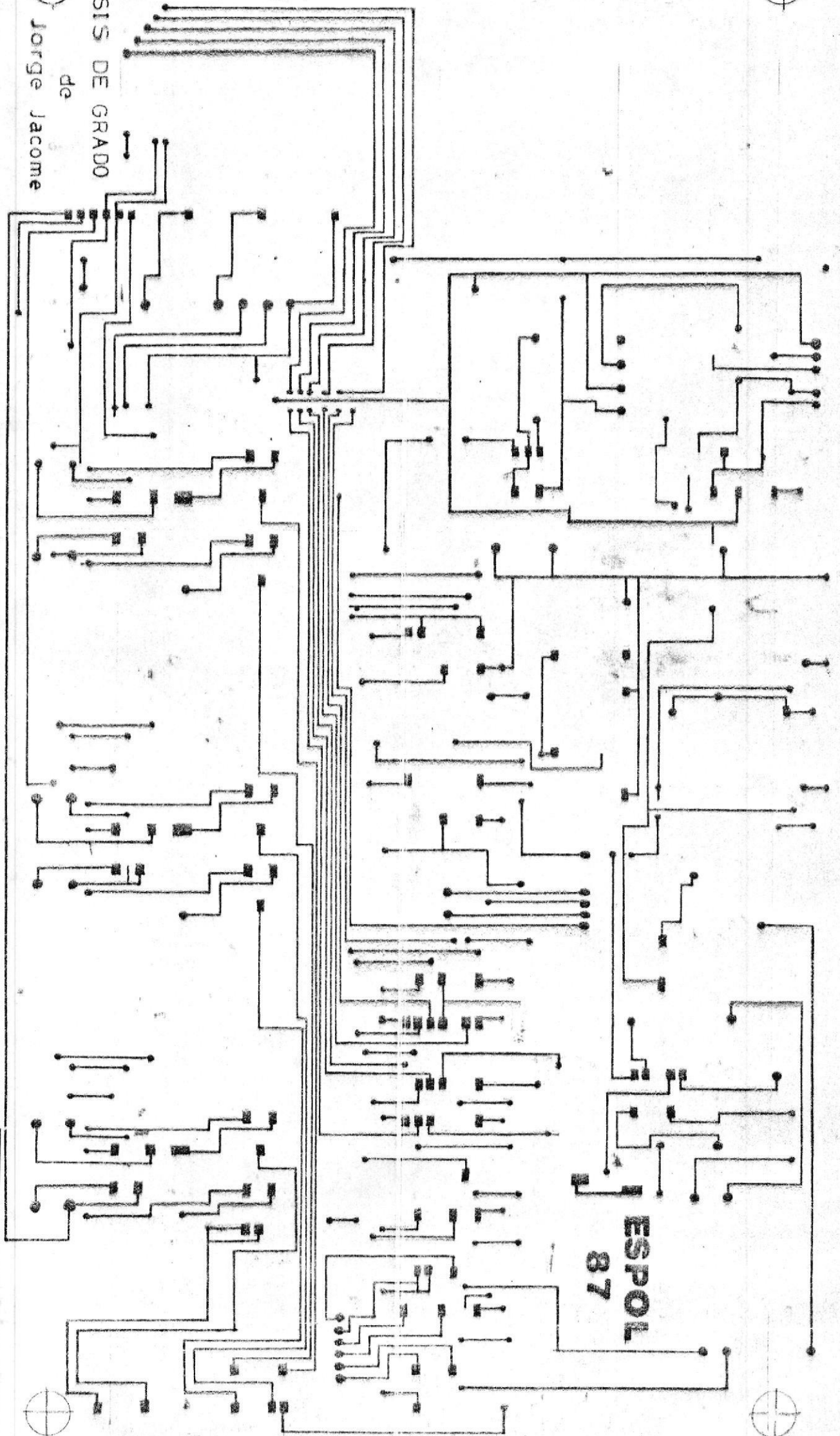
DIAGRAMA DE
CABLEADO

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
 TESIS DE GRADO
 CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCION
 TRIFASICO CON CONVERTIDOR A.C. DE ONDA COMPLETA
 JORGE S. JACOME RAMIREZ



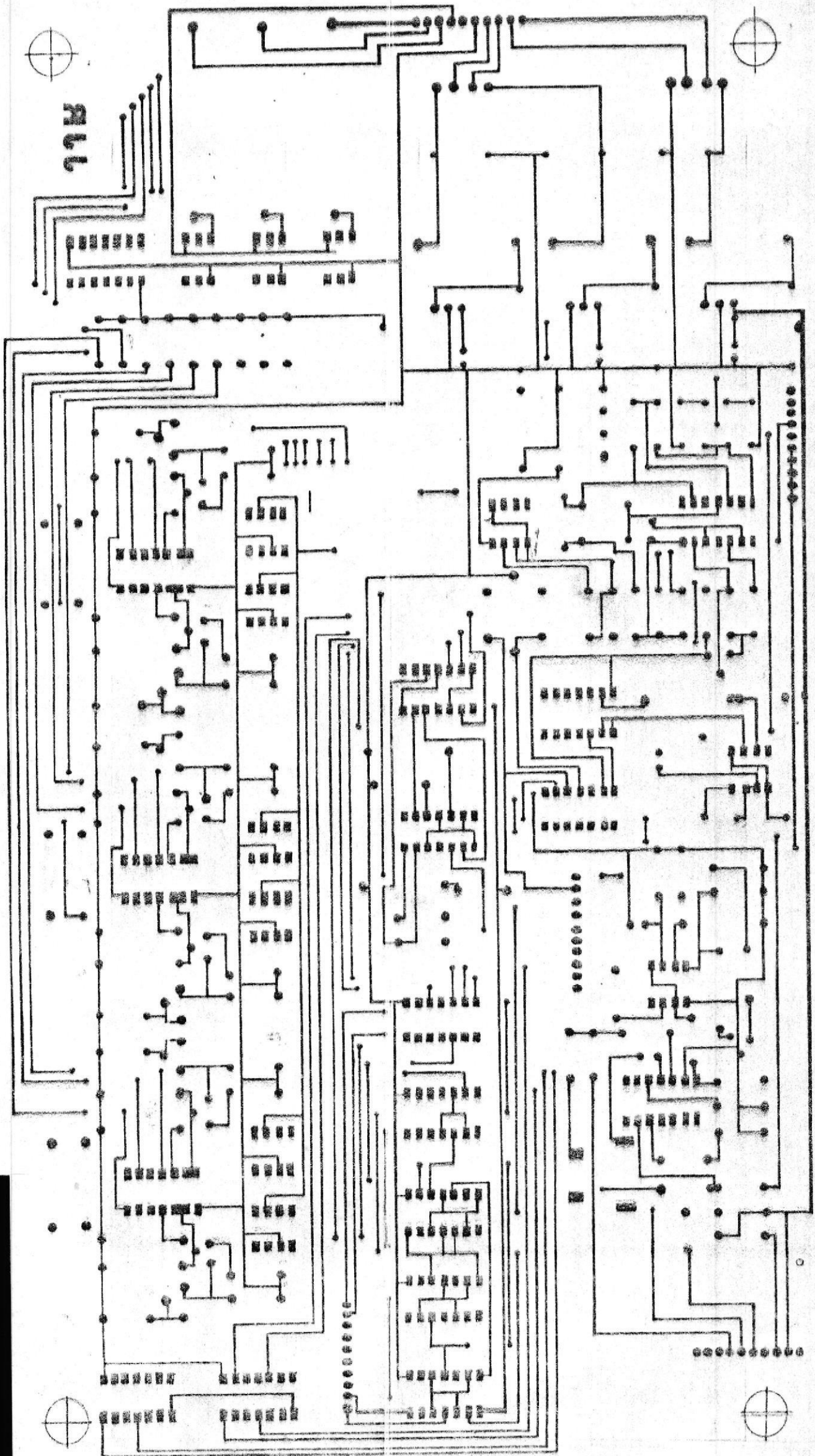


TESIS DE GRADO
de
Jorge Jacome



ESPOL
87





BIBLIOGRAFIA

- DORF, RICHARD C . Sistemas Automaticos de Control Teoria y Practica. Company, Inc., Masschusetts. 1974, 71 - 194p.
- KUO, B. Automatic Control Systems, Third Edition, Prentce - Hall, 1975, New Jersey, 250 - 281p.
- OGATA, K. Ingenieria de Control Moderno, Ediciones del Cas tillo S.A. Madrid. 1976 210 - 386p.
- SISKIND S. C. Electrical Control System in Industry, Third edition, Prentice Hall, 1976, New Yersey, 156 - 219p.
- ECG SEMICONDUCTOR, Master Replacement Guide, 1982, 238-250p
- FLECHER W. I., An Engineering Approach to Digital, Prentice Hall, New Jersey, 1980, 150-320p.
- GENERAL ELECTRIC, Semiconductor Data Handbook, Thrid edi tion, General Electric, New York, 1974, 280-322p.
- GENERAL ELECTRIC, Scr Manual, Fifth edition, General Elec tric, New York, 1972, 300-470p.
- K. HEUMANN, Fundamentos de la Electrónica de potencia, Se

- da edicion, Aeg Telefunken, Paraninfo, 1981, 100-186p.
- LANGDORF A. S., Principios de Maquinas de corriente alterna sexta edicion, Mc Graw-Hill Book Company, 1964, 177-257p.
- TOBEY-GRAEME-HUELSMAN, Operational Amplifiers Design and Application, Mc Graw-Hill 1971, 150-170p.
- COUGHLIN-DRISCOLL, Operational Amplifiers and Integral Circuit, Prentice Hall, second edition, 70-160p.
- LIPO T.A., The Analysis of induction motors with voltage , control by symmetrical triggered thyristors. IEEE Transactions on power Apparatus and system, 180-189p.
- MC MURRAY, WILLIAN. A comparative study of symmetrical three phase circuits for phase-controlled A.C. motor drives. IEEE Transactions on Industry Application 403-411p.
- SPOONER, EDWARD D. Three-phase, three-thyristor voltage control scheme IEEE Transactions on Industry Applications. 478-481p.
- FRANK M, BRUCE, RICHARD J. GRAEFE, ARTHUR LUTZ, and MICHAEL D. PANLENER. Reduced voltage starting of Squirrel- Cage induction motors. IEEE Transaction on Industry Applications , 46-55p.