



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
Facultad de Ingeniería Eléctrica



“DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN EQUIPO DIDACTICO
PARA EL ANALISIS EXPERIMENTAL DE RECTIFICADO-
RES CONTROLADOS, Y SISTEMA DE CONTROL DE VE-
LOCIDAD PARA MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA”

TESIS DE GRADO
Previa a la obtención del Título de:
INGENIERO EN ELECTRICIDAD
Especialización: **ELECTRONICA**

Presentada por:
Francisco F. Suárez Quinde

Guayaquil - Ecuador
1990

DEDICATORIA

**Con profunda admiración
y respeto.**

Para:

CRISTOBAL SUAREZ A.

AMERICA QUINDE T.

ALBERTO KALIL C.

ELENA QUINDE T..

....ESTA TESIS LES

PERTENECE.

**Gracias por todo lo que
he recibido de ustedes.**

ING. JORGE FLORES M.
SUB-DECANO DE LA FACULTAD
DE INGENIERIA EN ELECTRICA

ING. ALBERTO LARCO G.
DIRECTOR DE TESIS

ING. NORMAN CHOOTONG CH.
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

ING. RODRIGO BERREZUETA P.
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).


FRANCISCO SUAREZ QUINDE

RESUMEN

El presente trabajo, constituye básicamente un sistema de rectificación controlada a base de tiristores; en el que se puede probar diversas configuraciones de rectificadores de voltaje, así como controlar la velocidad de un motor de corriente continua. Para esto se estudió las principales funciones del equipo MAWDLEY'S, utilizado en el Laboratorio de Controles Industriales Electrónicos de la ESPOL para el mismo propósito mencionado anteriormente; para luego en base a ellas diseñar y posteriormente construir el equipo objeto de esta Tesis.

Una vez conocidas las principales características del MAWDLEY'S el objetivo fue construir un equipo que reuniera las mismas o mayores cualidades que el anterior. Para ello se diseñó y construyó las tarjetas para producir 6 pulsos de disparo para los SCR'S correspondientes.

Se generan 2 pulsos por cada fase de control desfasados 180° entre sí, la variación del ángulo de disparo se consigue mediante un voltaje variable llamado "referencia", la modulación de pulsos se hace necesaria para proveer al sistema de un método seguro para el disparo de los

SCR'S; se amplifican estos pulsos a través de una configuración Darlington y se los aplica a la compuerta de los tiristores a través de transformadores de pulsos para aislar el circuito de fuerza del control.

Los tiristores empleados se montan en disipadores de calor junto con los diodos de potencia que se utilizan en el equipo.

La sincronización de la parte de fuerza con la de control se consigue empleando dos transformadores de configuración delta-estrella, el de control de 120 VA con tap central en el secundario, y el de fuerza de 3 KVA.

Para probar el sistema se debió diseñar y construir un mueble metálico que contenga las tarjetas, los transformadores, así como los demás elementos componentes de la Tesis.

Se hace el cableado general, del tablero principal, del tablero de energía y el de fusibles para la protección adecuada del equipo

Una vez que se probó el sistema de rectificación completamente controlada, se conecta el motor D.C. y se diseña los circuitos de control de velocidad o voltaje y corriente de armadura. La corriente a diferencia del MAWDLEY'S, puede limitarse mediante un control externo colocado en el panel frontal de conexiones.

Finalmente se implementa también un medidor digital del ángulo de

disparo; el cual es leído en un display tanto para configuraciones monofásicas como trifásicas.

INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN.....	4
INDICE GENERAL.....	7
INDICE DE FIGURAS.....	10
INTRODUCCION.....	15
CAPITULO I	
OBJETIVO Y GENERALIDADES.....	17
1.1 Objetivos.....	17
1.2 Generalidades.....	18
CAPITULO II	
DESCRIPCION DE LAS ETAPAS PARA GENERAR PULSOS DE DISPARO.....	20
2.1 Descripción general del equipo.....	20
2.2 Alimentación trifásica de fuerza.....	26
2.2.1 Diseño y construcción del transformador trifási- co.....	27
2.3 Alimentación a los circuitos de disparo.....	37
2.4 Rectificación y filtrado.....	37
2.5 Circuito del voltaje de control del ángulo de disparo.....	39
2.6 Generación del pulso de disparo.....	42
2.6.1 Circuito de sincronización y filtraje de ruido.....	42
2.6.2 Producción del pulso de disparo.....	42
2.6.3 Modulación de los pulsos de disparo en lógica	

No.	Págs.
TTL.....	51
2.6.4 Amplificación de los pulsos de disparo.....	55
 CAPITULO III	
TEORIA BASICA DE LOS TIRISTORES	
3.1 Estructura del tiristor.....	57
3.2 Selección del tipo de tiristor según el tipo de trabajo.....	62
3.3 Efecto del di/dT y su protección.....	63
3.4 Efecto del dV/dT y su protección.....	66
3.5 Rectificadores.....	68
3.5.1 Rectificadores de media onda.....	68
3.5.2 Rectificadores de onda completa.....	71
 CAPITULO IV	
CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA.....	
4.1 Análisis del control de velocidad de un motor DC.....	74
4.2 Realimentación de velocidad o voltaje de armadura.....	78
4.3 El controlador proporcional integral.....	79
4.3.1 Lazo cerrado de corriente.....	81
4.3.2 Doble lazo cerrado: velocidad o voltaje y corriente de armadura.....	82
4.4 Conexión del control de velocidad en el tablero principal.....	84
 CAPITULO V	
MEDICION DIGITAL DEL ANGULO DE DISPARO.....	
5.1 Descripción general del funcionamiento del medidor	88

digital del ángulo de disparo.....	88
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	93
APENDICE A.....	97
APENDICE B.....	103
APENDICE C.....	117
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.....	146

INDICE DE FIGURAS

No.		Pág.
1	Tablero Principal.....	21
2	Tablero de Energía	21
3	Vista Interna del Equipo "ESPOL".....	25
4	Formas de láminas para el núcleo.....	30
5	Sección del núcleo del transformador.....	30
6	Dimensiones del núcleo empleado en la Tesis.....	32
7	Carrete para bobinar los devanados.....	32
8	Transformador trifásico de fuerza.....	36
9	Módulo # 1.....	38
10	Fuentes de ± 12 Vdc.....	40
11	Fuente de ± 5 Vdc.....	40
11.A	Circuito completo de la generación de pulso P1, fase A positiva.....	41
12	Circuito para variar el ángulo de disparo.....	43
13	Filtro pasa bajo.....	43
14	Sincronización de la señal de control.....	43
15	Trabajo del comparador IC1	45
16	Red diferenciadora.....	45
17	Pulsos de disparo en IC2.....	49
18	Pulso de disparo positivo.....	49
19	Desfase de 180° entre P1 y P4.....	50

No.		Pág.
20	Rango de acción de cada pulso generado.....	50
21	Obtención de pulso de 2 mseg. de duración.....	52
22	Modulación del pulso de disparo.....	52
23	Generador monoestable.....	54
24	Amplificación de los pulsos de disparo.....	54
25	Transformador de pulsos, conexión a compuerta-cátodo del tiristor.....	56
26	Tiristor sin polarizar.....	58
27	Tiristor polarizado.....	58
28	Tiristor polarizado y con disparo en la compuerta.....	58
29	Tiristor en el límite antes de conducir.....	58
30	Tiristor en estado de conducción.....	60
31	Símbolo y características del SCR.....	60
32	Protección contra el di/dt	67
33	Protección contra el dV/dt	67
34	Rectificador monofásico de media onda.....	69
35	Rectificador trifásico de media onda.....	70
36	Rectificador monofásico de onda completa.....	72
37	Rectificador trifásico completamente controlado.....	73
38	Modelo de un motor DC.....	75
39	Diagrama de bloques de la realimentación en doble lazo: Voltage o velocidad y corriente de armadura.....	77
40	Modelo de control PI.....	80
41	Realimentación de corriente de armadura.....	83
42	Realimentación de velocidad o voltage de armadura.....	85
43	Red para realimentar el voltage de armadura.....	85

No.	Pág.
44	86
45	86
45.A	89
46	105
47	106
48	107
49	108
50	109
51	110
52	111
53	114
54	115
55	116
56	118
57	119
58	120

No.	Pág.
59	Detalle de tarjeta # 2 y # 3.....121
60	Diagrama de la tarjeta # 2..... 122
61	Terminales de la tarjeta # 2.....123
62	Detalle de voltajes en, R (secundario de transformador de sincronismo) y X1 (carga y descarga del capacitor C2).....124
63	Detalle de voltajes en divisor R7/R8 y X1 (carga y descarga de C2)..... 125
64	Detalle de voltajes en X3 (salida de comparador IC1) y X4 (divisor de red diferenciadora)..... 126
65	Detalle de voltajes en P1 (salida de comparador IC2) y el (pulso rectificado positivo para ingresar a interfase digital)..... 127
66	Diagrama de la tarjeta # 3..... 128
67	Terminales de la tarjeta # 3..... 129
68	Detalle de tarjeta # 4..... 130
69	Diagrama de la tarjeta # 4..... 131
70	Terminales de la tarjeta # 4..... 132
71	Detalle de voltajes en, X5 (pulso negativo en colector de Q2) y X6 (salida del multivibrador monoestable IC3)..... 133
72	Detalle de voltajes en, S1 (pulso de disparo modulado a 28 KHz) y J1 (pulso de disparo amplificado en corriente)..... 134
73	Detalle de tarjeta # 5..... 135
74	Diagrama de la tarjeta # 5..... 136

No.		Pág.
75	Terminales de tarjeta # 5.....	137
76	Detalle de voltajes en, X7 (secundario de transformador TRP7) y X8 (salida de IC27-detector de cruce por cero).....	138
77	Detalle de voltajes en, X8 y X9 (multivibrador mono-estable para pulsos de cruce por cero).....	139
78	Detalle de voltajes en, X10 (información para cuenta monofásica) y X11 (información para cuenta trifásica)...	140
79	Detalle de voltajes en, P2 (salida del comparador IC7) y X12 (pulso rectificado para tarjeta digital).....	141
80	Detalle del módulo # 1.....	142
81	Detalle del módulo # 2 (voltaje de campo del motor)...	143
82	Diagrama del módulo # 2.....	144
83	Diodos y tiristores de la parte de fuerza del equipo.....	145

INTRODUCCION

La materia Controles Industriales Electrónicos, es dictada en el último nivel de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, con el propósito de darle al estudiante un vínculo entre lo que ha aprendido en sus años de estudio y la práctica de la electrónica de Potencia con la que va a encontrarse en la Industria. Para ello son realizadas experiencias relacionadas con el manejo de potencias mayores empleando sistemas de control de bajo voltaje y amperaje.

A la fecha existe en el Laboratorio de Controles Industriales Electrónicos el MAWDLEY'S EDUCATIONAL THYRISTOR DRIVE, que es un banco en el que se pueden realizar algunos tipos de convertidores estáticos llámense monofásicos o trifásicos, pero en el que trabajan 6 estudiantes a la vez.

Con el propósito de darle al estudiante mayor oportunidad de trabajo se me propuso el diseño y la construcción de un banco que reúna similares características al anterior; sin embargo este proyecto procura mejorar en alguna forma al banco MAWDLEY'S; por decir, adaptación de

un medidor digital del ángulo de disparo para el encendido de los tiristores, y también la colocación de un control externo para limitar la corriente que debe circular por el motor al que se va a controlar la velocidad evitándole así posibles daños.

El usuario podrá implementar diferentes configuraciones para analizar los rectificadores de voltaje controlados tanto de media onda como de onda completa, y tendrá acceso al circuito de fuerza para estudiar el comportamiento de una configuración cualquiera a través de diferentes puntos de prueba colocados estratégicamente en el tablero principal.

Se reúne en cinco capítulos la forma de trabajo de la circuitería del equipo en general, así como detalles sobre los SCR'S, operación de los controladores proporcionales-integrales, y finalmente tenemos los datos técnicos de los diferentes dispositivos y elementos empleados en la Tesis; el manual del usuario que explica las diversas formas de utilizar el banco construído y por último los diagramas y la disposición de los principales elementos en las tarjetas que conforman el equipo.

CAPITULO I

OBJETIVOS Y GENERALIDADES

1.1 Objetivos

Los principales objetivos que se quieren alcanzar en el desarrollo de esta Tesis, son los siguientes:

- Diseño y construcción de un equipo didáctico que será utilizado por los grupos de trabajo del LABORATORIO DE CONTROLES INDUSTRIALES ELECTRONICOS.
- Disponer los terminales de conexión del equipo, en la misma forma que el equipo inglés MAWDLEY'S EDUCATIONAL THIRISTOR DRIVE que actualmente se utiliza para el mismo propósito, y de esta manera poder facilitar la explicación de las conexiones que habrán de efectuarse en las prácticas del laboratorio, referentes a sistemas rectificadores mono y trifásicos.
- Poder controlar un motor DC con las siguientes experiencias de lazo cerrado:

- Corriente de armadura
 - Voltaje y corriente de armadura
 - Velocidad y corriente de armadura
-
- Se podrá así mismo, hacer prácticas con configuraciones no controladas, semi y totalmente controladas, con carga R , RL y con diodos de paso libre.

1.2 Generalidades

El diseño del equipo en general comienza con el estudio de las principales funciones del equipo inglés MAWDLEY'S utilizado en el Laboratorio de Controles Industriales Electrónicos; el que básicamente es un banco de tiristores para implementar rectificadores de voltajes controlados tanto de media onda como de onda completa.

Una vez obtenidas las principales características del MAWDLEY'S se procedió al diseño y construcción del "EQUIPO EDUCACIONAL ESPOL". El circuito de fuerza del sistema está constituido de 6 SCR'S y 6 diodos de potencia montados en disipadores de calor, se incluye en esta parte el diseño y la construcción del transformador trifásico de 3 KVA para la alimentación del circuito de fuerza; así como de una fuente de 145 Vdc que alimenta el campo del motor cuya velocidad se va a controlar.

El circuito de control en cambio consta de 5 tarjetas, en las cuales

se encuentra la generación de los pulsos de disparo para los 6 SCR'S correspondientes; existe también una interfase analógica-digital-analógica para proveer al sistema de un método seguro para el disparo de SCR'S; aún cuando la carga acoplada al sistema sea altamente inductiva, y sea cual fuere la configuración empleada por el usuario.

Consta también el diseño e implementación de un medidor digital del ángulo de disparo de los SCR'S; tanto para configuración trifásica como monofásica; cuya lectura se elige mediante un selector.

La alimentación a estas tarjetas se la realiza a través de 3 fuentes de voltaje D.C. que son de 5V, +12V y -12V.

El sincronismo entre la parte de fuerza y la de control se realiza a través de dos transformadores de configuración delta-estrella, uno de 3 KVA y otro de 120 VA, teniendo este último toma central en el secundario.

Las tarjetas construídas se colocaron en el banco de manera que sean de fácil acceso y no constituyan obstáculo en el caso de darse mantenimiento por parte de personal apropiado.

CAPITULO II

DESCRIPCION DE LAS ETAPAS PARA GENERAR PULSOS DE DISPARO

2.1 Descripción General del Equipo

El equipo ha sido diseñado y construido con el propósito de poder tener acceso solamente a la parte de fuerza, mediante terminales colocados en el tablero frontal de conexiones del mismo. La disposición de estos terminales ha sido hecha de la misma forma que en el equipo original (MAWDLEY'S) para así facilitar la explicación de las conexiones que habrán de efectuarse en las prácticas del laboratorio, referentes a sistemas rectificadores monofásicos y trifásicos, así como el control de velocidad del motor DC.

Hay dos secciones de conexión en el frente del equipo:

- a) La superior, (figura # 1), en la que se hallan los terminales de los diodos y tiristores. Existen 6 diodos nombrados desde D1 a D6 y 6 tiristores desde TH1 hasta TH6. En serie con cada

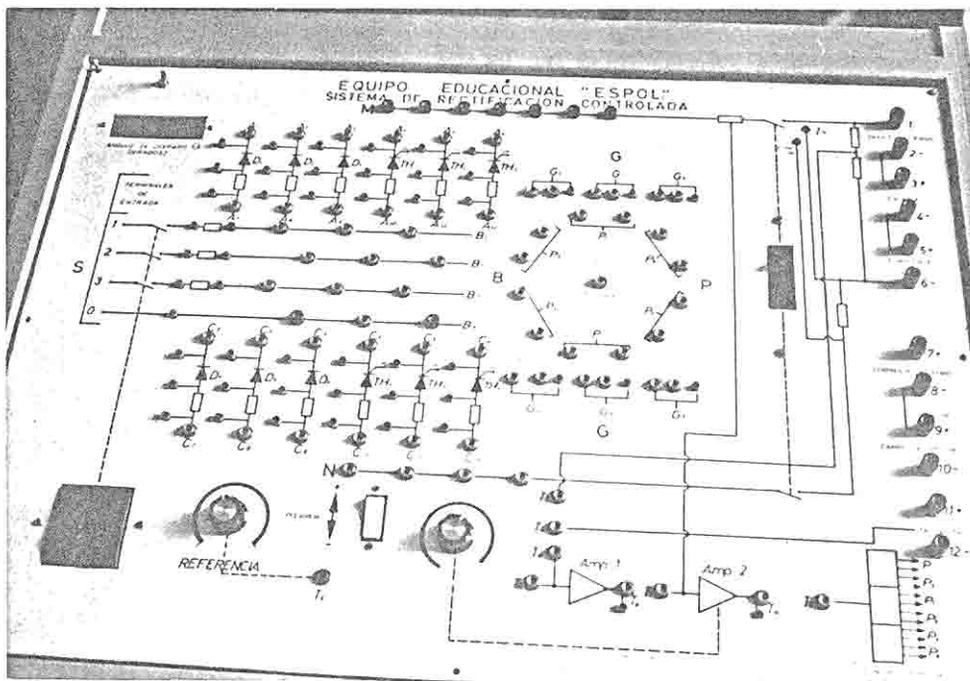


Fig. # 1: TABLERO PRINCIPAL

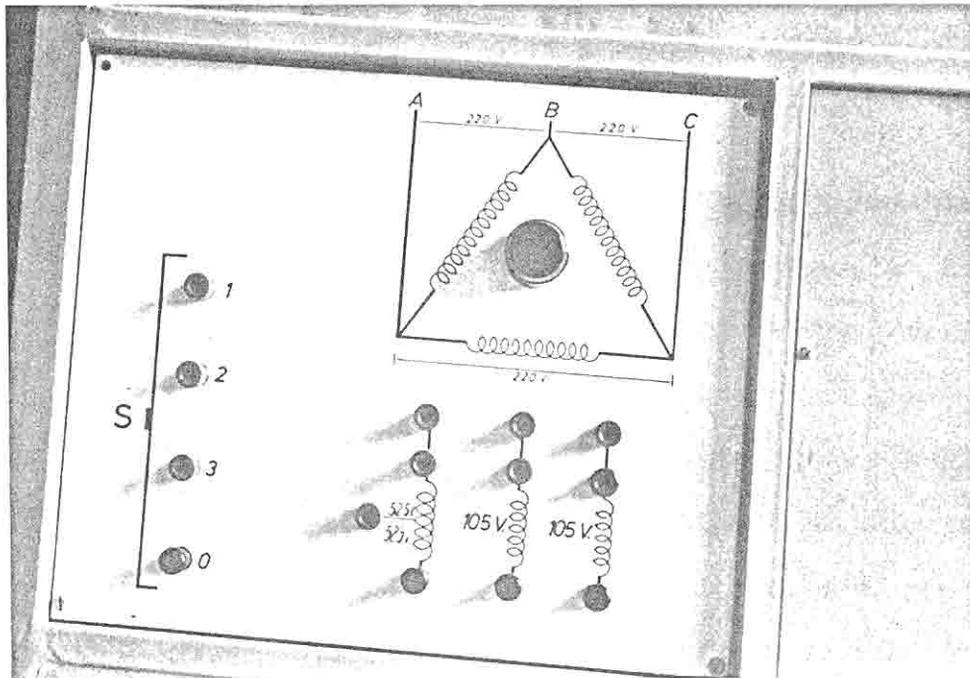


Fig. # 2: TABLERO DE ENERGIA

uno de ellos se encuentra una resistencia de alambre de 0.075 ohmios, 10 vatios, que sirve para observar la forma de onda de la intensidad de corriente que pasa a través de ellos. Se observan además unos terminales azules que están destinados a servir como puntos de observación de señales en el osciloscopio.

Las líneas nombradas desde B1 a B3 se conectan a los secundarios de los transformadores de fuerza a través de 1 interruptor de 3 polos y 15 Amp., más no así la línea B4 que es directa y corresponde al neutro del transformador. Así mismo existen aquí resistencias de 0.075 ohmios para cumplir igual objetivo que el explicado anteriormente. Cabe destacar que no siempre la corriente que pasa a través de una línea es igual a la que pasa por un diodo ó un tiristor, dependiendo esto del tipo de configuración que se tenga.

Los terminales nombrados desde P1 a P6 son puntos de salida desde el circuito de control que tienen presente en ellos los pulsos de disparo desfasados 60° . Estos pulsos deben ser ingresados nuevamente a través de los terminales nombrados desde G1 hasta G6 según los requerimientos del rectificador a construirse en la práctica del laboratorio. Cabe señalar que estos terminales "G" no son las puertas físicas de los tiristores, por lo que estos no pueden ser ocupados independientemente para gatillarse con un circuito externo.

En la esquina inferior derecha está la representación de los circuitos de realimentación de voltaje de armadura (terminal T3), de velocidad (tacómetro-terminal T4) y el de corriente de armadura que es directamente a través de una resistencia de 0.1 ohmio en serie con la carga.

El medidor digital del ángulo de disparo que se encuentra incorporado en el tablero de conexiones (parte superior izquierda), está conectado de tal forma de permitir esta medición solo para la fase B.

El potenciómetro llamado "REFERENCIA" sirve para la variación del ángulo de disparo al variar un voltaje de control presente en el terminal T1, y mediante el cual se produce un pulso de disparo el mismo que anteriormente se dijo estaba presente en un terminal "P" correspondiente.

El voltaje de control puede ser positivo o negativo, lo cual es escogido en el tablero de conexiones con el selector llamado "POLARIDAD". Debe ser positivo cuando se utiliza un control de lazo abierto, o el lazo cerrado de corriente y velocidad o voltaje. Deberá ser negativo cuando sea tan solo lazo cerrado de corriente.

Por último se tienen 2 interruptores, el trifásico de 15 Amp (parte inferior izquierda del tablero principal) que conecta los terminales S1, S2 y S3 a B1, B2 y B3; el terminal S₀ está conec-

tado en forma directa a B4.

El otro es un interruptor monofásico de 10 Amp y conecta la línea llamada M en la parte superior del equipo con el terminal # 1 de la carga (parte derecha).

- b) La inferior (figura # 2) consta de los terminales de salida de los transformadores de fuerza existentes en el equipo y que son 3 transformadores monofásicos que constituyen un trifásico, llamado TR1. La luz piloto se enciende en el momento de energizar el equipo.

En el interior del equipo puede observarse la presencia de 4 transformadores principales: (figura # 3)

1. TR1, trifásico de 3 KVA (de fuerza).
2. TR2, trifásico de 120 VA (de sincronismo)
3. TR3, monofásico de 200 VA (Campo del motor DC).
4. TR4 monofásico de 30 VA (fuente de 5 voltios)

También puede observarse en la parte media del equipo las tarjetas :
1, (izquierda), que contiene las fuentes de +12 voltios, -12 voltios y +5 voltios, así como la circuitería para la realimentación y control de velocidad del motor DC, las tarjetas # 2 y # 3 contienen los circuitos para generar el disparo individual para cada uno de los SCR'S y luego la tarjeta # 4 que contiene una interfase analógica-digital para modular los pulsos de disparo, así como la parte

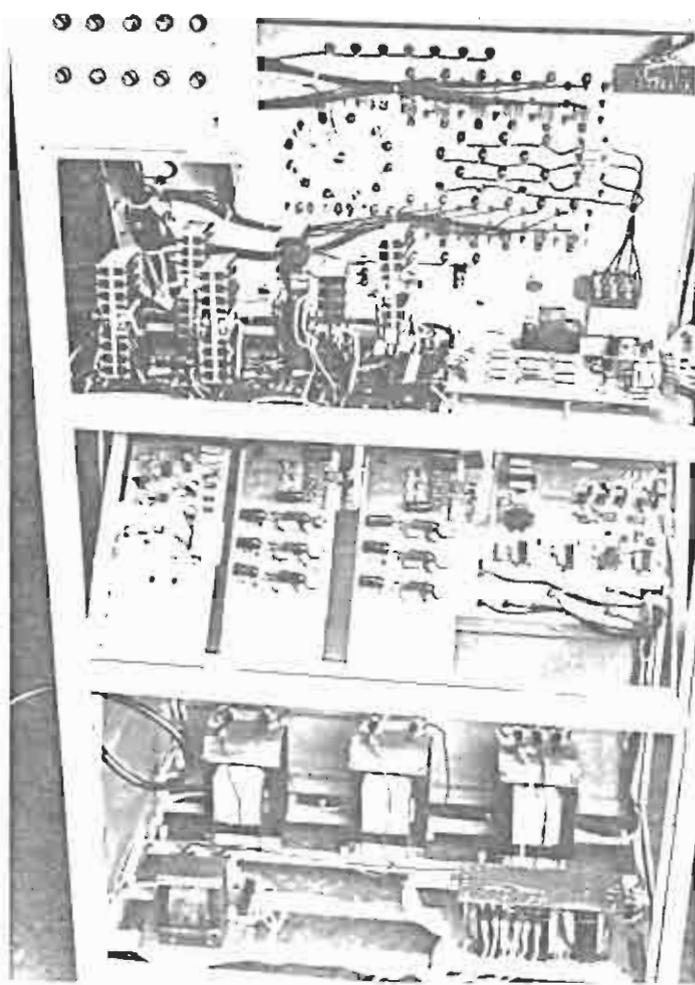


Fig. # 3: VISTA INTERNA DEL EQUIPO "ESPOL"

de acople para que el pulso pueda llegar a la puerta física de los tiristores.

La tarjeta # 5 (parte superior derecha) es la encargada de medir digitalmente el ángulo de disparo, y a la izquierda de ella se encuentra el tablero de fuerza del equipo que lo constituye el conjunto de 6 SCR'S y 6 diodos de potencia, montados sobre sendos disipadores de calor.

En la parte posterior del equipo (superior izquierda) se aprecia también el tablero de fusibles, adaptado de esta forma para permitir el fácil acceso a él, en caso de alguna falla en el cableado de la práctica.

También se advierte la presencia del voltaje para el campo del motor el que está incluido en el módulo # 2; esto es una fuente de 145 Vdc, 2 Amp de carga.

2.2 Alimentación Trifásica de Fuerza

Para realizar las prácticas en el laboratorio se cuenta con bancos de resistencias de 110 voltios -2.2 KVA y de 220 V. - 3 KVA; de inductancias a 220 voltios - 3 KVA; y de capacitancias a 220 voltios - 3 KVA que sirven como cargas a los rectificadores.

De los valores de voltaje y potencia de estos bancos se tienen corrientes de trabajo del orden del 15 Amp hasta 20 Amp, que

están por debajo de las corrientes máximas que soportan los tiristores y diodos disponibles en el equipo.

Como el objetivo de este equipo no es manejar corrientes grandes sino que el estudiante aprenda el comportamiento, las ventajas y aplicaciones de los diferentes rectificadores que pueden configurarse en él, se ha escogido un transformador trifásico cuyas especificaciones están anotadas a continuación:

Potencia: 3000 VA
Voltaje: 220 voltios (primario)
105 voltios (secundario)
Configuración: Delta-Estrella

Estas características siguen la misma línea del equipo original.

2.2.1 Diseño y Construcción del Transformador Trifásico

El transformador puede considerarse como un dispositivo acoplador de impedancia o como aparato capaz de variar la tensión o intensidad de una corriente alterna, sin pérdida teórica de potencia. Los transformadores de alimentación están formados por 2 o más bobinas, devanadas sobre un núcleo de hierro para hacer más fuerte su acoplamiento y mejorar su inducción mutua. A una de las bobinas se le aplica el suministro de corriente alterna, y el flujo magnético producido en el núcleo de hierro hace aparecer corrientes

inducidas en el segundo juego de bobinas; las tensiones desarrolladas en este último pueden ser más altas o más bajas que la tensión aplicada al primer devanado. La bobina a la cual se aplica el suministro de C.A. se llama primaria, y la restante, de la que se toma potencia, se llama secundaria. Las dimensiones de cada devanado están íntimamente relacionadas con la potencia que sea capaz de tomar o suministrar, puesto que el número de espiras controla la tensión y la resistencia, función del diámetro del hilo, controla la corriente. El número de espiras varía en forma inversamente proporcional a la sección del núcleo. El núcleo está formado por chapas de hierro, de formas distintas, debidamente apiladas y apretadas. Naturalmente, la rápida variación del flujo magnético inducirá corrientes en el núcleo, al igual que en los secundarios, y si aquel fuera una masa continua de hierro con resistencia muy baja, la corriente así inducida podría llegar a ser excesivamente grande. Es necesario, por tanto aumentar la resistencia del núcleo; esto se consigue construyéndose de chapas finas, cada una de ellas aisladas de las demás. Las corrientes de Foucault se hacen así mucho menores, con lo cual las pérdidas en el núcleo llegan a tener valores perfectamente tolerables.

Las láminas se hacen aislantes de distintas formas; por oxidación, barnizándolas, o cubriéndolas de un fino papel sementado; normalmente para cada núcleo se emplean chapas de 2 formas distintas formando juego; siendo los más corrien-

tes los tipos en E y en I ó en T y U (tal como se aprecia en la figura # 4), formando un perfil completo.

Cuando se apilan las laminaciones para formar el núcleo hay que tener la precaución de hacerlo de forma que queden alternadas; es decir, si el primer perfil se forma con una E y una I a su derecha, encima deberá colocarse una E con una I a su izquierda. De esta forma las chapas quedan en estrecho contacto, pero sin dejar entre hierro.

La sección del núcleo se determina por la fórmula (tomada de THE RADIO DESIGNER HANDBOOK)

$$A = 1.16 \sqrt{W} \quad (2.1)$$

En la que W es número de voltamperios necesarios y A es la sección en centímetros cuadrados.

La sección oscura en la figura # 5 representa la sección del núcleo A.

En nuestro caso queremos diseñar un transformador monofásico de las siguientes características 1000 VA; 220 voltios en el primario y 105 voltios en el secundario. Por tanto, aplicando la fórmula 2.1, obtenemos:

$$A = 1.16 \sqrt{1000} = 36.7 \text{ cm}^2$$

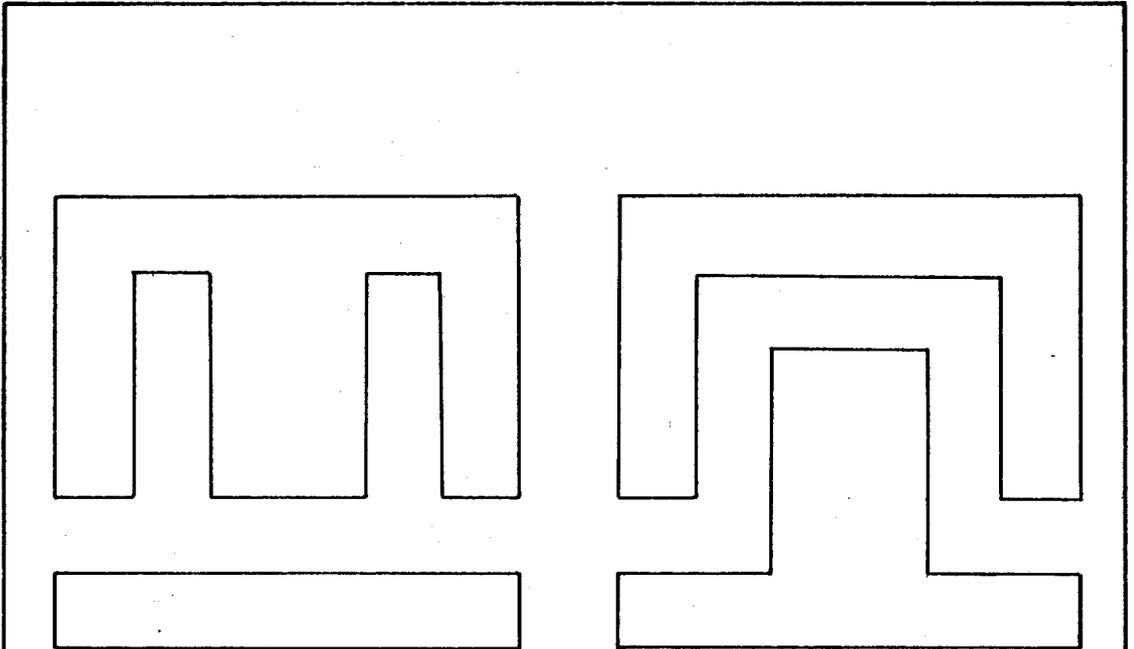


Fig. # 4: FORMAS DE LAMINAS PARA EL NUCLEO

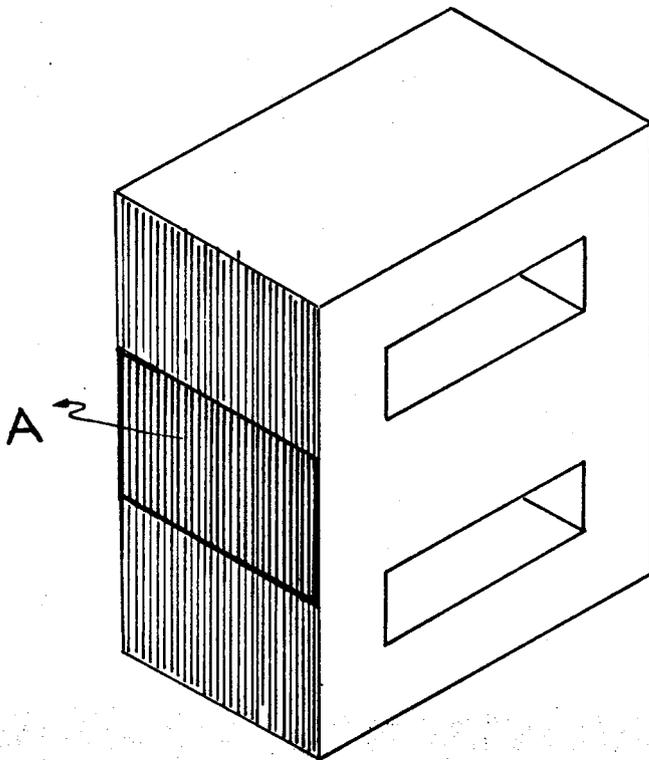


Fig. # 5: SECCION DEL NUCLEO DEL TRANSFORMADOR

Que serfa la sección del núcleo requerido para el diseño.

La fórmula que relaciona el número de espiras de un devanado con la tensión, sección del núcleo, frecuencia y densidad del flujo es:

$$E = \frac{4.44 \times f \times H \times N \times A}{10^8} \quad (2.2)$$

En la que E es la tensión en voltios, f es la frecuencia en Hertz, H la densidad de flujo en línea/cm², A es la sección del núcleo en centímetros cuadrados y N el número de espiras. Generalmente no se conoce las características del hierro, en tales condiciones lo mejor es llegar a un compromiso; tomando para H una densidad de flujo de unas 9000 líneas por centímetro cuadrado, valor normal en la mayoría de los transformadores corrientes.

En la práctica se consiguió un núcleo con las siguientes dimensiones:

a= 3.8 cm

b= 7.1 cm

c= 3.8 cm

d= 9.3 cm

E₁ = 220

E₂ = 105

Tal como se aprecia en la figura # 6

La sección del núcleo es:

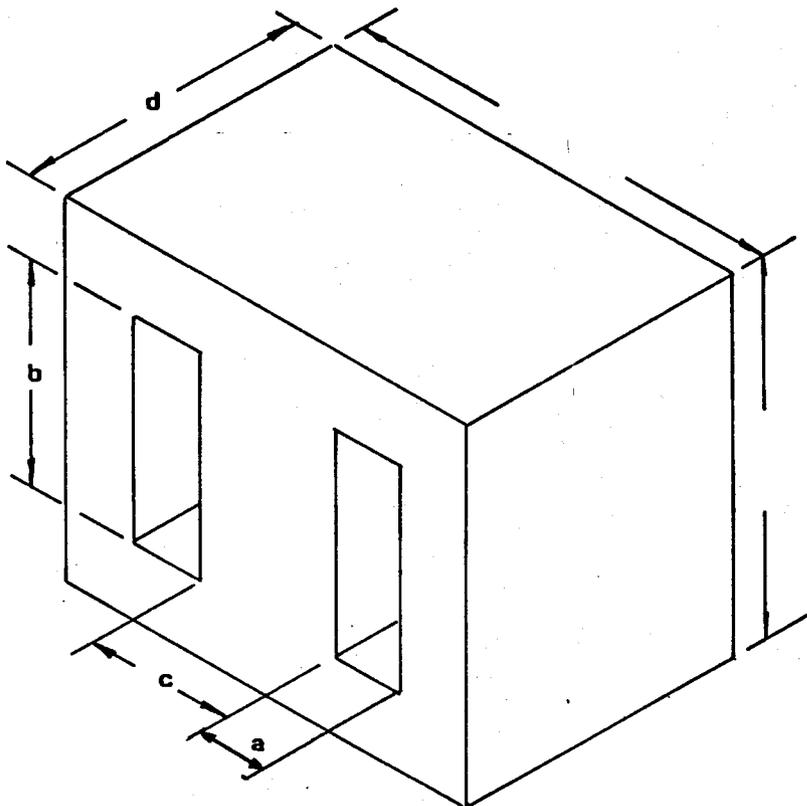
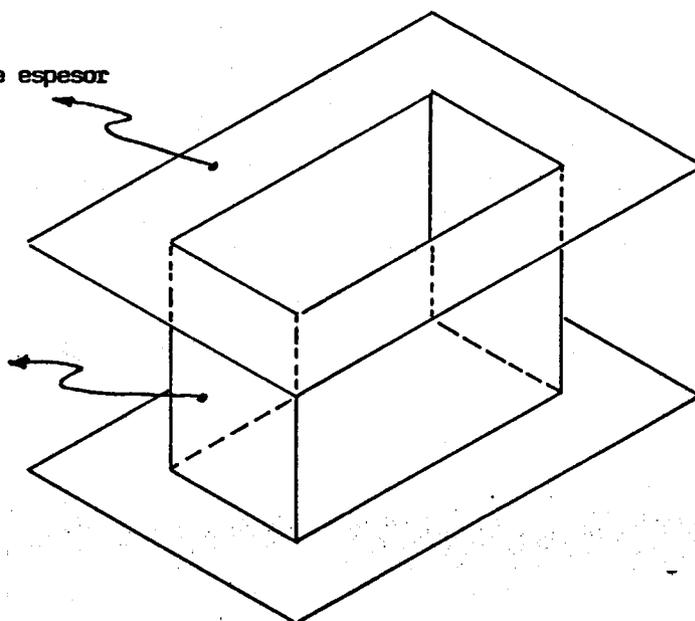


Fig. # 6: DIMENSIONES DEL NUCLEO EMPLEADO EN LA TESIS

Fig. # 7: CARRETE PARA BOBINAR LOS DEVANADOS

Acrílico de 3 mm de espesor

4 capas de papel
milarbón 010



$$A = d \times c = 9.3 (3.8) = 35.3 \text{ cm}^2$$

Pero, como el núcleo está formado por chapas que tienen un cierto espesor de aislamiento, la verdadera superficie magnética debe tomarse como el 96% de la superficie geométrica. El área útil para el diseño es:

$$A = 0.96 \times (35.3) = 33.9 \text{ cm}^2$$

De la fórmula 2.2

$$N_1 = \frac{E_1 \times 10^8}{4.44 \times f \times H \times A} = \frac{220 \times 10^8}{4.44(60) (9 \times 10^3) (33.9)}$$

$$N_1 = 271 \text{ vueltas}$$

Por la relación de proporcionalidad $E/N = \text{CTE}$. Tenemos:

$$\frac{E_1}{N_1} = \frac{E_2}{N_2} \Rightarrow N_2 = \frac{E_2 N_1}{E_1} = \frac{105(271)}{220}$$

$$N_2 = 130 \text{ vueltas}$$

El área de la ventana del núcleo es:

$$a \times b = (3.8) (7.1) = 27.0 \text{ cm}^2$$

El área útil de la ventana considerando el espacio ocupado por el aislante, el aire, etc. se reduce a:

$$0.5 \times a \times b = 0.5 \times 27 = 13.5 \text{ cm}^2$$

Compartiendo espacios iguales para cada devanado

$$S1 = S2 = \frac{13.5}{2} = 6.8 \text{ cm}^2 = 680 \text{ mm}^2$$

Las corrientes para cada bobina, considerando la densidad de corriente del cobre como $J = 3 \text{ A/mm}^2$ serán:

$$I1 = J1 \times (S1/N1) = 3 (680/721) = 7.5 \text{ Amperios}$$

$$I2 = J2 (S2/N2) = 3 (680/129) = 15.8 \text{ Amperios}$$

El orden general de los devanados es el siguiente: el primero es el más próximo a la rama central, encima el o los secundarios de mayor a menor tensión. Es muy importante la capacidad de la regulación del transformador, entendiendo por tal la propiedad de que grandes variaciones de corriente provoquen pequeñas variaciones de tensión en los secundarios, que depende, en gran parte de la calidad y cantidad del hierro, de la forma del núcleo y de la cantidad de ventana ocupada por los devanados no debiendo quedar casi ningún espacio libre entre la parte más exterior de los devanados y las ramas laterales. El núcleo debe calcularse generosamente y el diámetro de los hilos ser el apropiado para la intensidad de la corriente que debe circular por ellos.

Las pérdidas más importantes en un transformador son las llamadas "pérdidas en el hierro" y "pérdidas en el cobre" o sea los vatios perdidos debido a corrientes de Foucault y el propio efecto magnetizante, y los vatios perdidos al circular la corriente por las resistencias de los hilos. Estas pérdidas se disipan en forma de calor, hasta el punto de que si un transformador en trabajo se calienta más allá de un grado razonable, puede calificarse de poco eficaz y antieconómico, se está desperdiciando potencia, la regulación será pobre y seguramente se estarán dañando gravemente los aislamientos. Un buen transformador debe poder trabajar durante muchas horas calentándose, pero no más de lo que pueda tocarse con la mano.

Como de los datos teóricos a los resultados prácticos hay alguna distancia; se dan a conocer los datos reales empleados en la Tesis:

$N_1 = 230$ vueltas

$N_2 = 110$ vueltas

$E_1 = 220$ voltios

$E_2 = 105$ voltios

$I_1 = 4.5$ Amp

$I_2 = 9.5$ Amp

Con estos valores se realizó la siguiente prueba en los transformadores.

En vacío, sin carga:

E1= 216.1 V

E2= 104.3 V

I_p= 0.58 Amp

Esta corriente (I_p) en el primario, es suficiente para mantener el efecto magnetizante y compensar las pérdidas del núcleo.

Aplicando carga:

E1= 216.1V I1= 4.73 A

E2= 99.2 I2= 9.42 A

El porcentaje de regulación de transformador será por tanto:

$$\% R = \frac{104.3 - 99.2}{104.3} = 4.9\%$$

Que es permitido como regulación standard en diseño de transformadores.

Se diseñó y construyó 3 transformadores monofásicos de las mismas características (uno de ellos tiene un TAP central para efecto de una de las prácticas de laboratorio) que dan como conjunto un transformador trifásico de 3 KVA. 220 V/105 V configuración delta-estrella.

Para el devanado primario se empleó alambre de cobre # 16 y para el secundario el # 13; utilizando papel MI LARBON

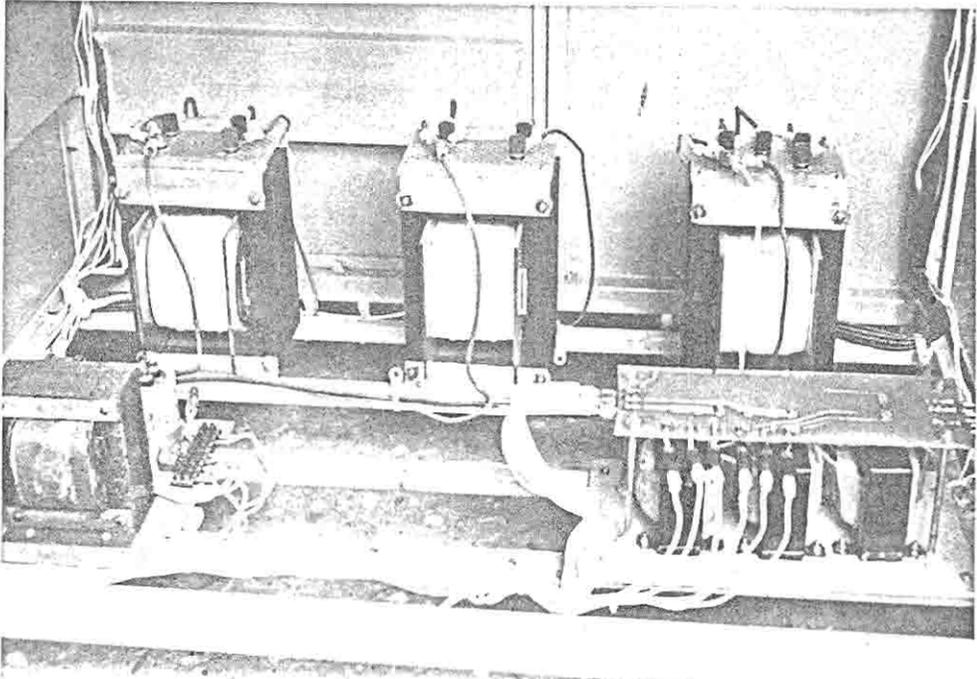


Fig. # 8: TRANSFORMADOR TRIFASICO DE FUERZA (ATRAS)
MODULO # 2 (IZQUIERDA)
MODULO # 1 (DERECHA)

010 y reatas 017 para el consiguiente aislamiento entre capas y entre devanados respectivamente. Los devanados fueron enrollados en un carrete como el de la figura # 7 con los materiales anotados en ella.

2.3 Alimentación a los Circuitos de Disparo

El módulo # 1 (figura # 9) consiste en un transformador trifásico (TR2) delta-estrella con toma central en el secundario, y se utiliza para alimentar los circuitos de control (tarjetas # 1, # 2, # 3 y # 4) así como para efectuar el sincronismo con la parte de fuerza. Es de 220 a 48 voltios. El primario (R_o , S_o , T_o) se conecta a las líneas de alimentación (A, B, C). En el secundario se obtiene 6 señales de 24 voltios Rms cada una que son: R, S, T, R, S y T. Además de esto las señales R, S, T se suman y se filtran con un capacitor de 2200 μ F, 50 V para dar la señal continua +A de 31 Vdc, mientras que \bar{R} , \bar{S} y \bar{T} se rectifican trifásicamente para dar -A de -31 Vdc. +A y -A alimentan directamente a las tarjetas # 1 y # 4.

2.4 Rectificación y filtrado

En el circuito de control existen 3 fuentes de alimentación DC: +12V, -12V y +5V, desde el módulo # 1 se alimenta la tarjeta # 1, los voltajes +A (31 Vdc) y -A(-31 Vdc) sirven para conseguir las fuentes de +12V y -12V necesarias para alimentar los amplificadores operacionales.

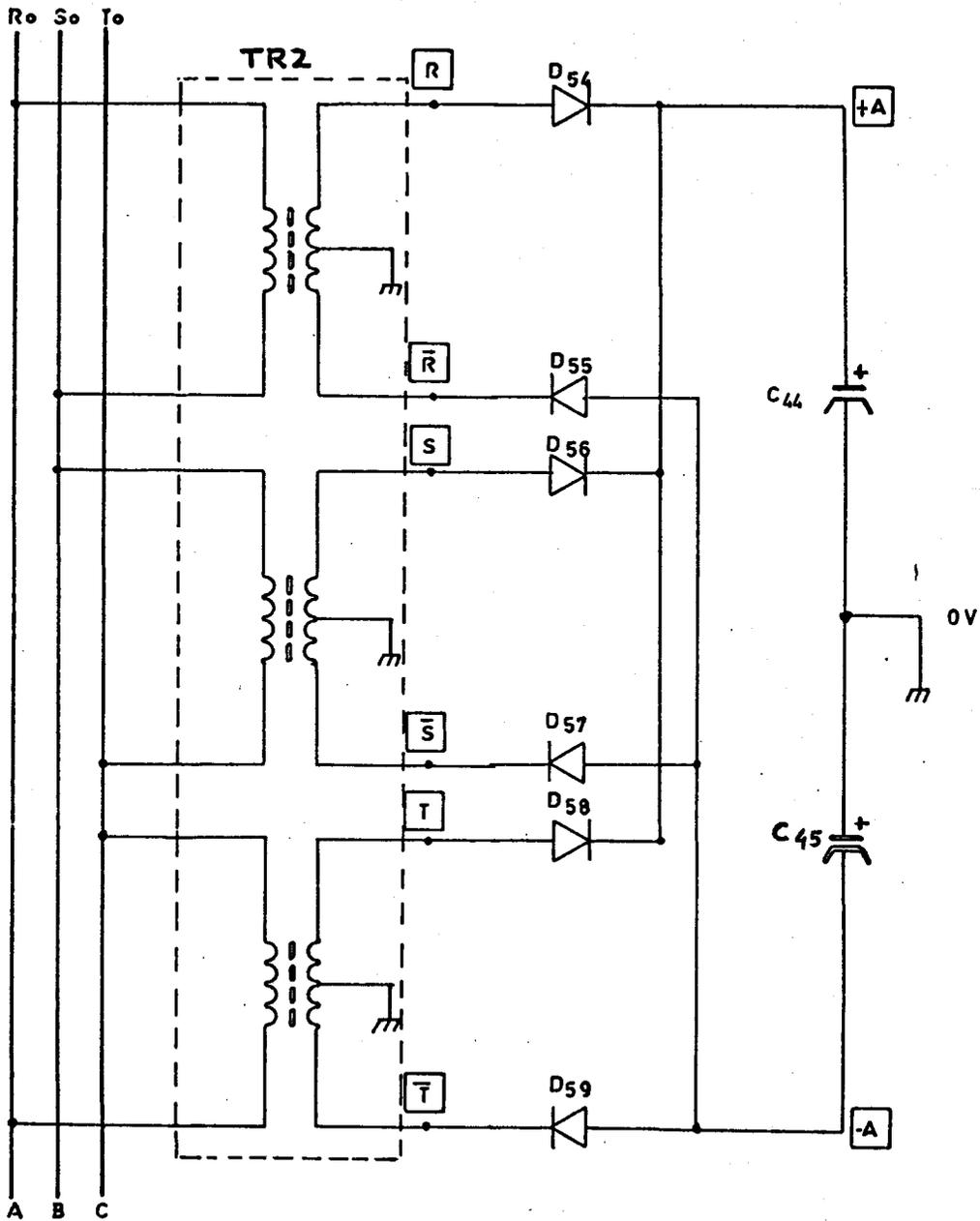


Fig. / 9: MODULO / 1

En la figura # 10 se muestra el diagrama eléctrico de estas fuentes.

Las señales +A y -A vienen filtradas desde el módulo # 1, las resistencias R111 y R112 limitan la corriente que circulará por cada Zenner de 12V en el tiempo de descarga de los capacitores C44 y C45 del módulo #1. Los capacitores C34 y C35 que se observan en esta figura forman un segundo filtro capacitivo para contrarrestar el aumento del rizado al conectar los OPAMP'S.

La fuente de +5 Vdc (figura # 11) alimenta las tarjetas # 1, # 4 y # 5. La señal alterna la toma del transformador TR4 120 Volt/15 Volt, se rectifica con IC22, se filtra con C36 y C37 y regula con IC23 de tal manera de obtener un voltaje lo más estable posible para el control.

2.5 Circuito del Voltaje de Control del Angulo de Disparo

Una parte de la tarjeta # 1 corresponde al voltaje de referencia aquí se genera un voltaje DC variable en magnitud para controlar el ángulo de disparo de los SCR'S, y está presente en el terminal T1 del tablero principal.

El potenciómetro externo "REFERENCIA" (R136) colocado en el tablero de conexiones recibe un voltaje de +5 Vdc en un extremo. En el cursor se obtiene un voltaje DC que ingresa al pin 12 de IC-24 (ECG948) que es un dispositivo que contiene 4 OPAMP'S,

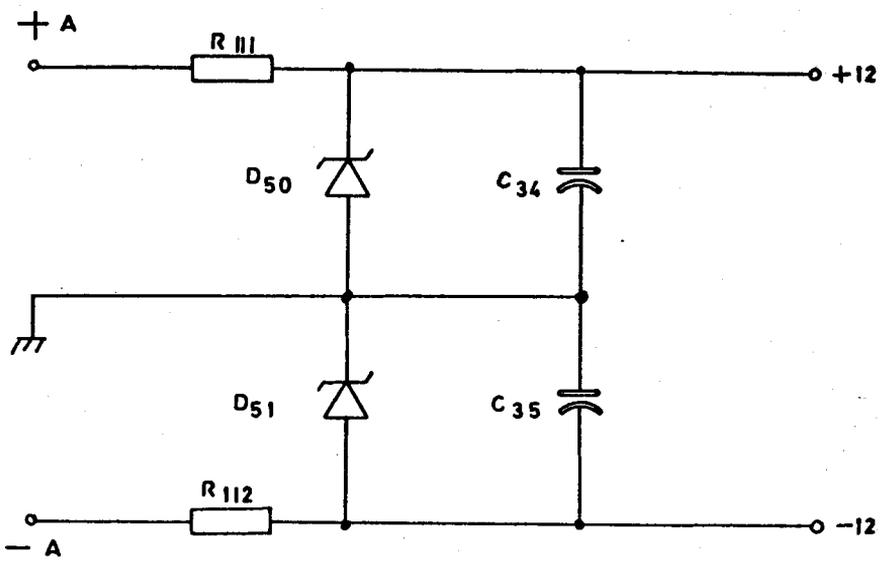


Fig.10 : FUENTES DE ± 12 Vdc.

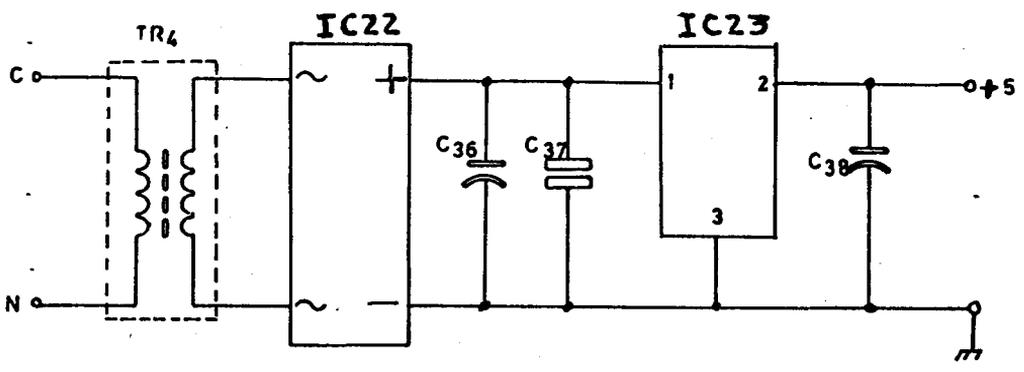


Fig. 11: FUENTE DE +5 Vdc.

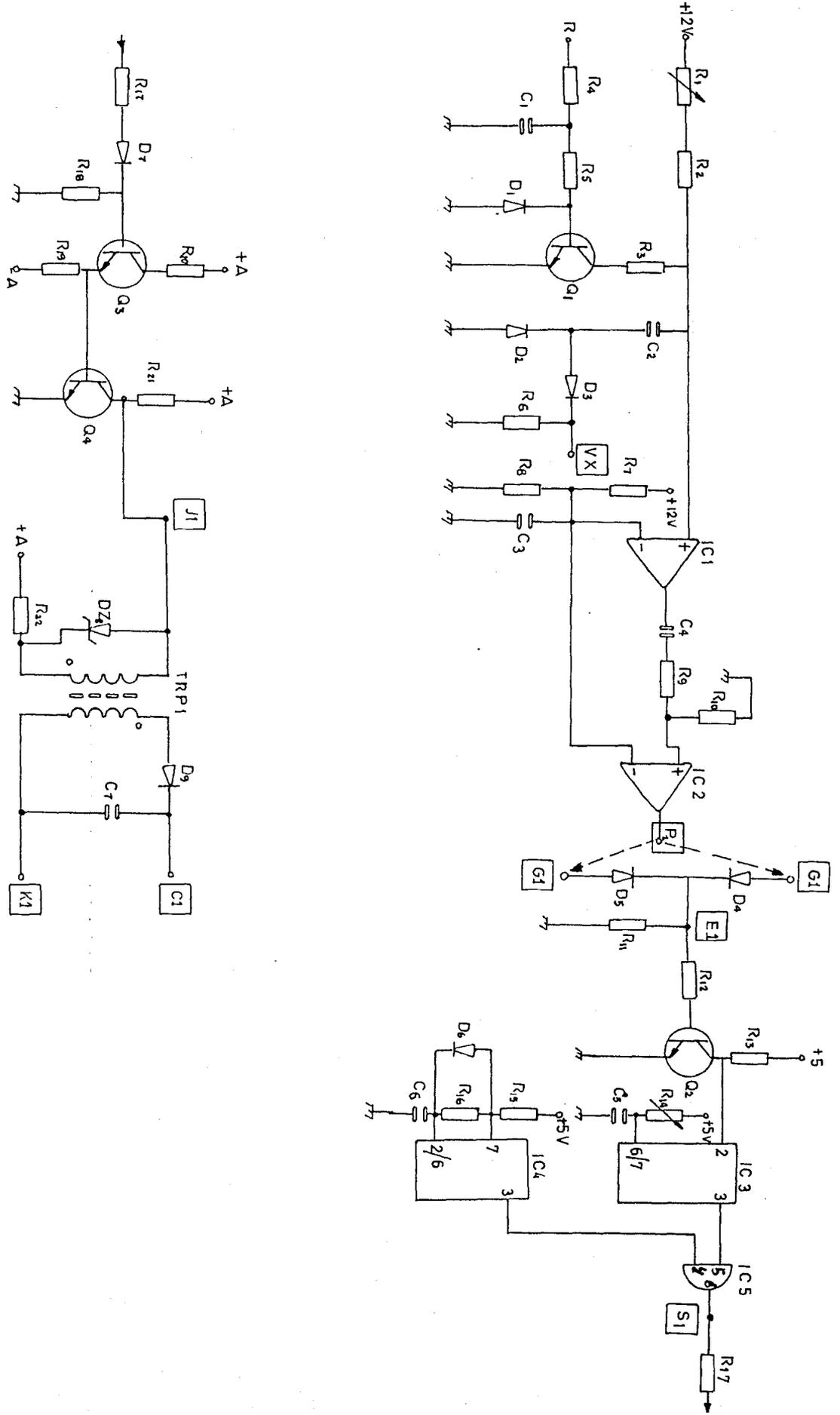


Fig. # 11-A: CIRCUITO COMPLETO DE LA GENERACION DEL PULSO P1, FASE A POSITIVA

uno de los cuales el IC24-4 trabaja como un amplificador no inversor de ganancia unitaria cuyo terminal de salida (pin 14) alimenta la entrada inversora del OPAMP IC24-3 que trabaja como amplificador inversor de ganancia unitaria también, tal como se aprecia en la figura # 12.

En el tablero de conexiones un interruptor llamado "POLARIDAD" sirve para escoger uno de los dos voltajes de salida de los OPAMP'S, V1 ó V2, presente en el terminal T1 ubicado también en el frente del equipo.

Cuando se trabaja en lazo abierto se escoge la polaridad positiva.

2.6 Generación del Pulso de Disparo

2.6.1 Circuito de Sincronización y Filtrado de Ruido

Se hace el estudio sobre la generación del pulso en medio ciclo de una fase, pues todas las demás son iguales.

La señal de alimentación R de 24 VRMS proviene del módulo # 1 y es la que da el sincronismo para el pulso P1 (tarjeta # 2); la señal \bar{R} en cambio sincronizará al pulso P4 (tarjeta # 3), estos pulsos están desfasados 180° entre sí.

La red R4 y C1 (figura # 13) constituyen un filtro pasabajo para evitar que ingresen al circuito de control ruidos eléctricos.

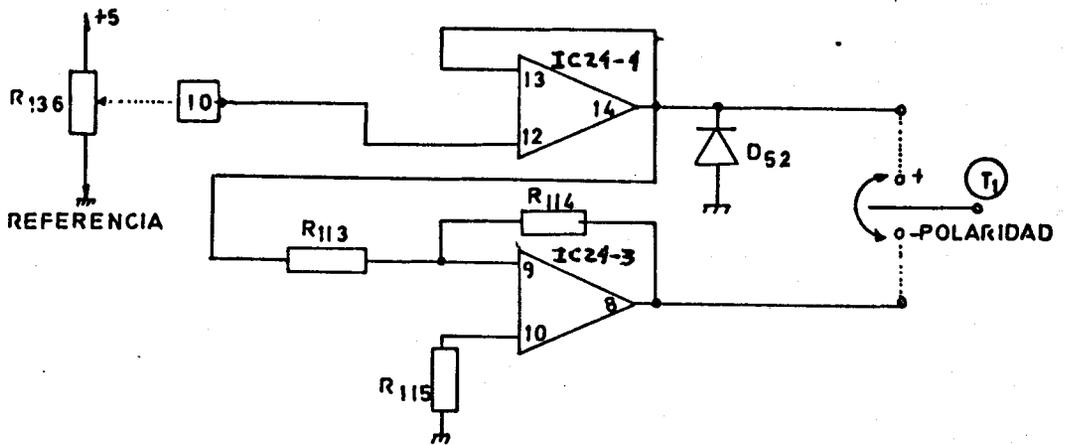


Fig. # 12: CIRCUITO PARA VARIAR EL ANGULO DE DISPARO

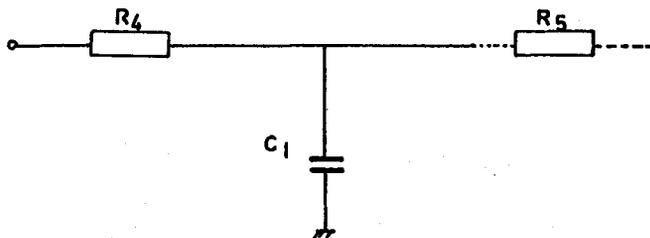


Fig. # 13: FILTRO PASA BAJO

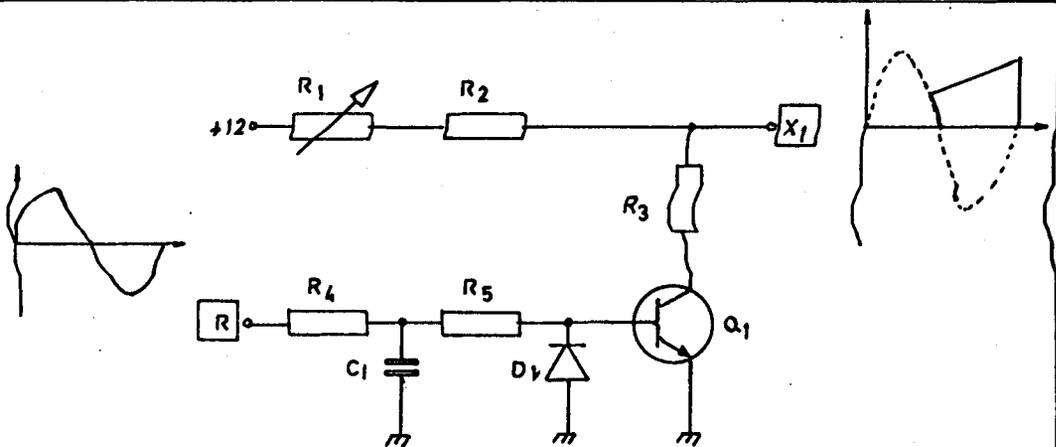


Fig. # 14: SINCRONIZACION DE LA SEÑAL DE CONTROL

cos producidos por pulsos de alta frecuencia en los tiristores mezclados con la señal alterna y que tengan alguna incidencia negativa en el proceso de la producción de los pulsos de disparo.

El capacitor C1 presenta una alta impedancia (27 kohms) a la onda sinusoidal de 60 hz, por lo que la caída en él es mínima, pero en cambio al ruido eléctrico desde 300 KHz hasta unos 3 Mhz le presenta un camino de cortocircuito a tierra.

Durante el semiciclo positivo de R, el diodo D1 está polarizado inversamente, por lo que el transistor Q1 conduce, va a saturación y pone su colector a tierra; en el semiciclo negativo en cambio D1 conduce, produciéndose el corte en Q1 y en colector de éste aparecerá la señal X1, tal como se observa en la figura # 14.

2.6.2 Producción del Pulso de Disparo

El capacitor C2 tiene un papel fundamental en la producción del pulso (figura # 15), este capacitor se escoge de tal forma que cuando el voltaje de control V_x , sea cero, la carga de éste tenga un período igual a un semiciclo de la onda sinusoidal de 60 Hz, es decir, 8,33 mseg.

El cálculo de su valor es como sigue:

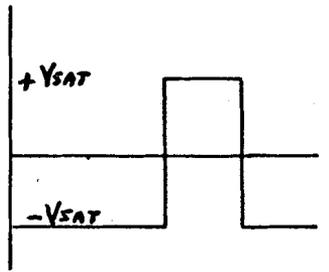
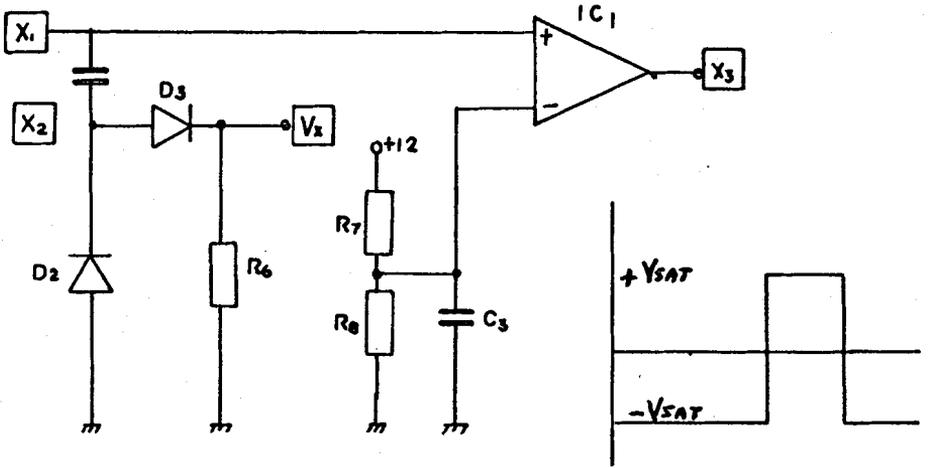
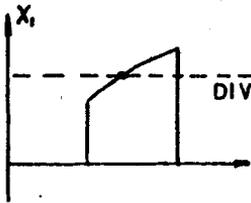


Fig. # 15: TRABAJO DEL COMPARADOR IC1

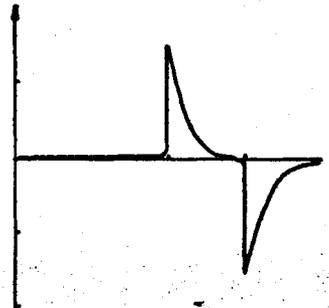
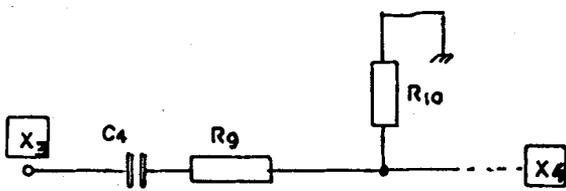
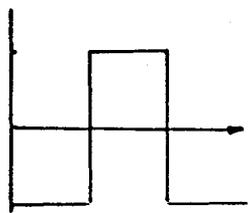


Fig. # 16: RED DIFERENCIADORA

La ecuación de carga de un capacitor es:

$$V_c = V_o (1 - e^{-t/RC})$$

De donde:

$$C = \frac{-t}{R \ln (1 - V_c/v_o)}$$

Donde:

$$t = 8.33 \text{ mseg}$$

$$R = R_2 = 68 \text{ Kohms}$$

$$V_o = 12 \text{ Vdc}$$

V_c = Voltaje al que se quiere cargar C_2 en el tiempo t .

$$= (4.8 - V_{x2}) \text{ Vdc}$$

donde 4.8 Vdc es el producto del divisor de voltaje entre R_7 y R_8 , presente en la entrada inversora del opamp IC_1 . Este voltaje se fija con el capacitor C_3 .

Cuando el voltaje en el punto V_x no depende de la fuente externa de 5 Vdc, el V_{X2} será la suma de la caída en la resistencia R_6 de 2.2 Kohms ($V_{R6} = 0.4$ Vdc, medidos experimentalmente) y de la caída en el diodo D_3 ($V_{D3} = 0.7$ Vdc) lo que hace que V_{X2} sea igual a 1.1 Vdc. Por lo tanto:

$$V_c = 4.8 - 1.1 = 3.7 \text{ Vdc}$$

Reemplazando todos los valores anotados en la fórmula, para hallar el valor de capacitancia, encontramos que:

$$C2 = 0.33 \text{ uf.}$$

La carga de C2 se realiza a través de R1, R2, D3 y R6 y la descarga a través de R3, Q1 y D2.

Al aumentar el valor de resistencia con el potenciómetro R1, lo que se consigue es que el capacitor C2 tarde más en llegar a los 4.8 Vdc que se requieren para que haya un cambio en la salida del comparador IC1 y por lo tanto habría que aumentar el voltaje en el punto Vx. Esto quiere decir, que, R1 evita que se produzcan pulsos inesperados cuando el voltaje de control Vx sea nulo. Este voltaje de control no puede subir de 4.8 Vdc, pues esto equivaldría a un comportamiento errático de la carga del capacitor de C2.

Al poner el voltaje de control en el punto Vx, lo que se logra es que capacitor C2 alcance el voltaje de 4.8 Vdc del comparador IC1 más rápidamente, variando así el tiempo en que la salida X3 permanece en +Vsat.

Cuando el voltaje en X1 exceda de 4.8 Vdc, la salida de IC1 pasa a +12 V (Vsat), de lo contrario permanece en -12 V(-Vsat).

48

La salida X3 pasa a través de la red diferenciadora de C4, R9 y R10, que producen pulsos positivos y negativos con una constante de tiempo (tal como se observa en la figura # 16), donde:

$$\tau = C4 (R9 + R10) = 0.45 \text{ mseg}$$

Esta onda de pulsos pasa a través de otro comparador IC2, que da una señal positiva (+Vsat) en P1 sólo cuando el pulso positivo en X4 excede del valor de 4.8 Vdc presente en la entrada inversora del opamp IC2; luego en P1 se obtienen los pulsos de disparo (ver figura # 17), con el trabajo de D5 ó D4, se hacen pasar solo pulsos positivos que se los tienen en el punto E1, (figura # 18).

La generación hasta este momento (punto E1) ocurre por igual en las otras fases. Para la fase A se tendrá la generación de los pulsos P1 y P4 desfasados 180° entre sí, (figura # 19). Como esto ocurre en las 3 fases, se tienen entonces 6 pulsos desfasados 60° entre sí en la siguiente forma: P1 y P4 para la fase A, P2 y P5 para la fase B, P3 y P6 para la fase C. La figura # 20 muestra el rango de acción de cada uno de estos pulsos. Como puede verse, cada par de pulsos barre los 360° de un ciclo de la señal alterna de la fase correspondiente, de modo que c/u lo hace desde 0° a 180° en la semionda dentro de la cual va a moverse a medida que se varíe el voltaje de control Vx. Estos pulsos

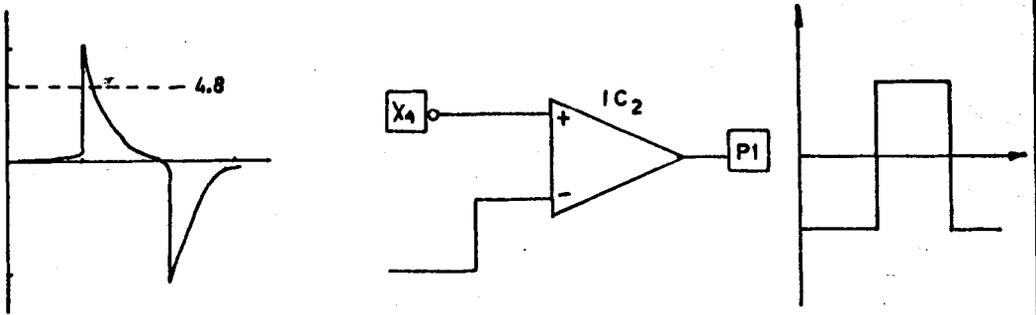


Fig. # 17: PULSOS DE DISPARO EN IC2

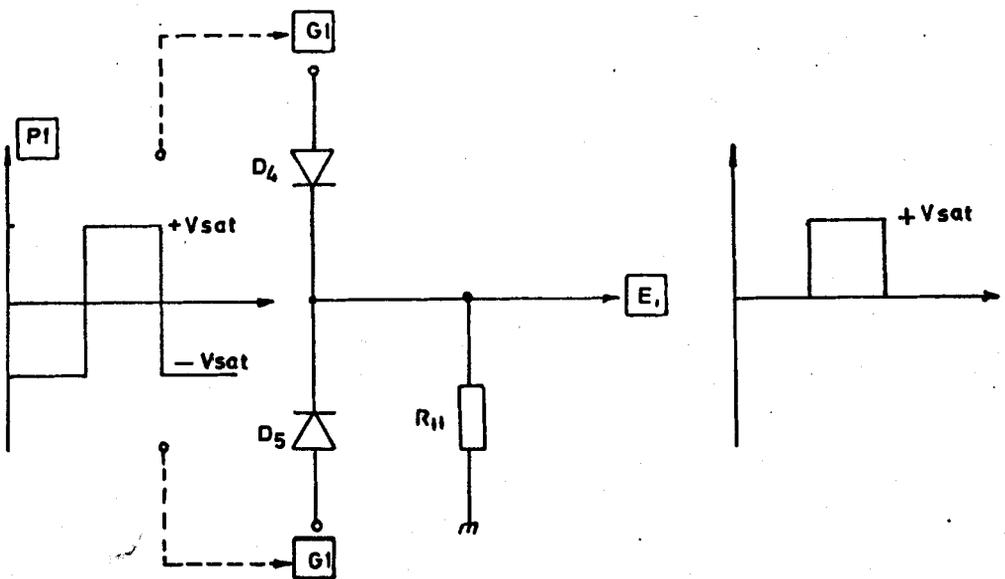
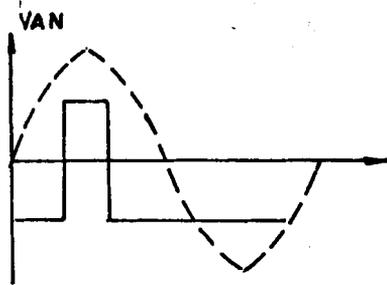
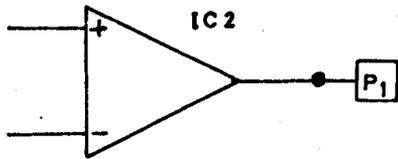


Fig. # 18: PULSO DE DISPARO POSITIVO

FASE A POSITIVA (R)



FASE A NEGATIVA (R̄)

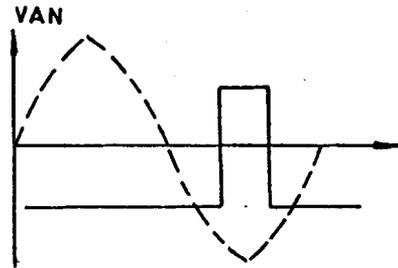
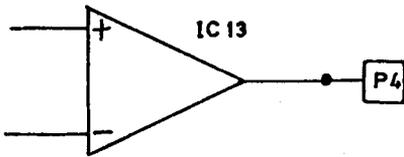


Fig. # 19: DESFASE DE 180° ENTRE P1 Y P4

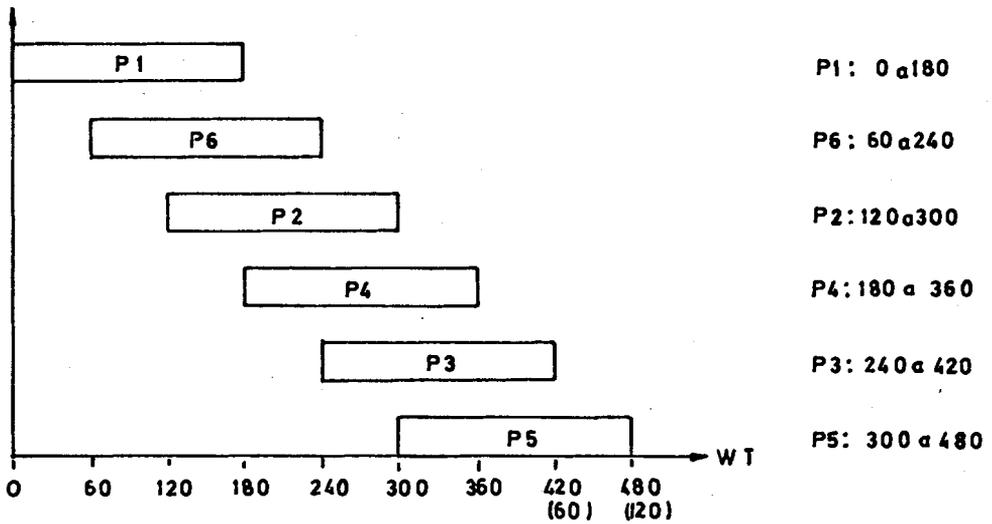


Fig. # 20: RANGO DE ACCION DE CADA PULSO GENERADO

están presentes en los 6 terminales "P" en el tablero de conexiones, el mismo que también tiene los terminales llamados "G" en los cuales se conectan los pulsos adecuados para el funcionamiento de un rectificador.

2.6.3 Modulación de los pulsos de disparo en lógica TTL

Debido a que el pulso es muy angosto en duración 0.4 mseg y no se repite dentro del semiciclo de la señal alterna es necesario producir una "ráfaga" de pulsos para asegurar el encendido de los SCR'S utilizados, cuyas características se dan en el capítulo III.

Para ello utilizamos la tarjeta # 4, y su funcionamiento es como sigue:

El pulso que se obtiene en el punto E1 tiene una amplitud de +12 Vdc (V_{sat}) y es ingresado a la base del transistor Q2 (figura # 21) cuyo trabajo es primero adaptar el pulso a la lógica TTL, y luego complementarlos de tal forma que ingresa a un circuito monoestable (basado en un timer 555-IC3) para producir un pulso de mayor duración,(2 mseg) obtenidos con la regulación del potenciómetro R14. Esta señal ampliada en el tiempo se ingresa a la puerta lógica AND (IC5) que tiene como segunda entrada una señal de 28 KHz, proveniente de un generador astable (basado en un timer IC555-IC4). Son estas dos señales que producen una modulación

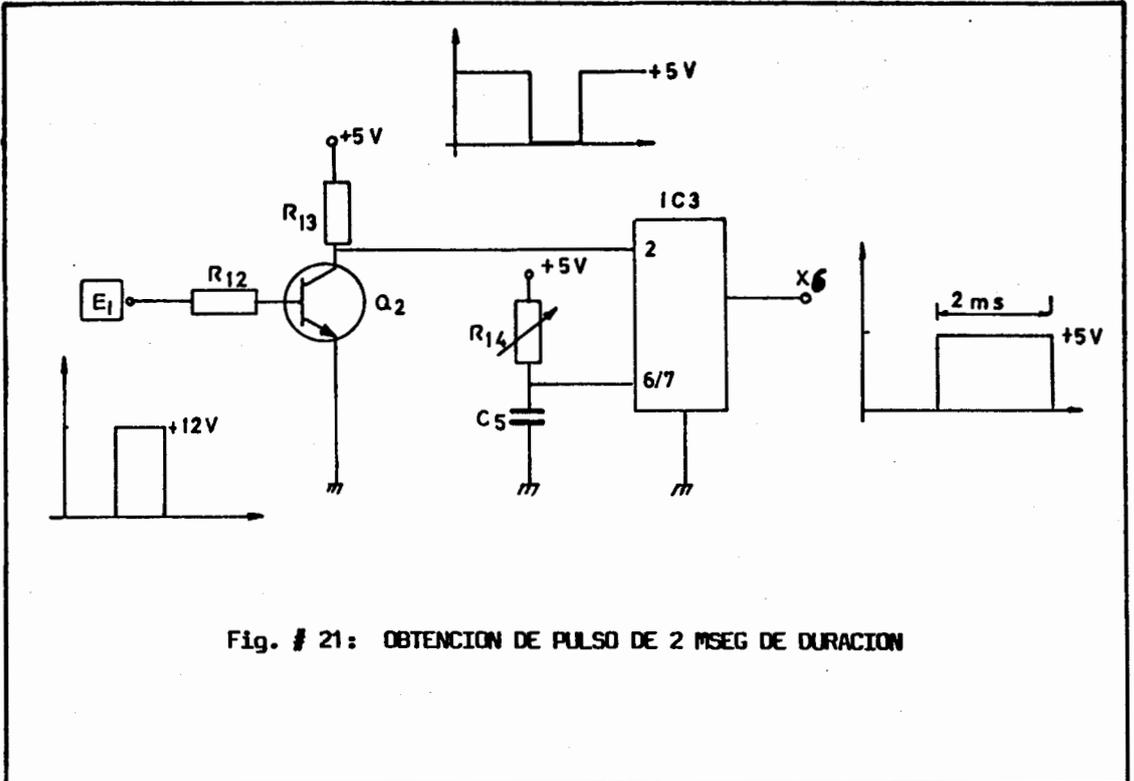


Fig. # 21: OBTENCION DE PULSO DE 2 MSEG DE DURACION

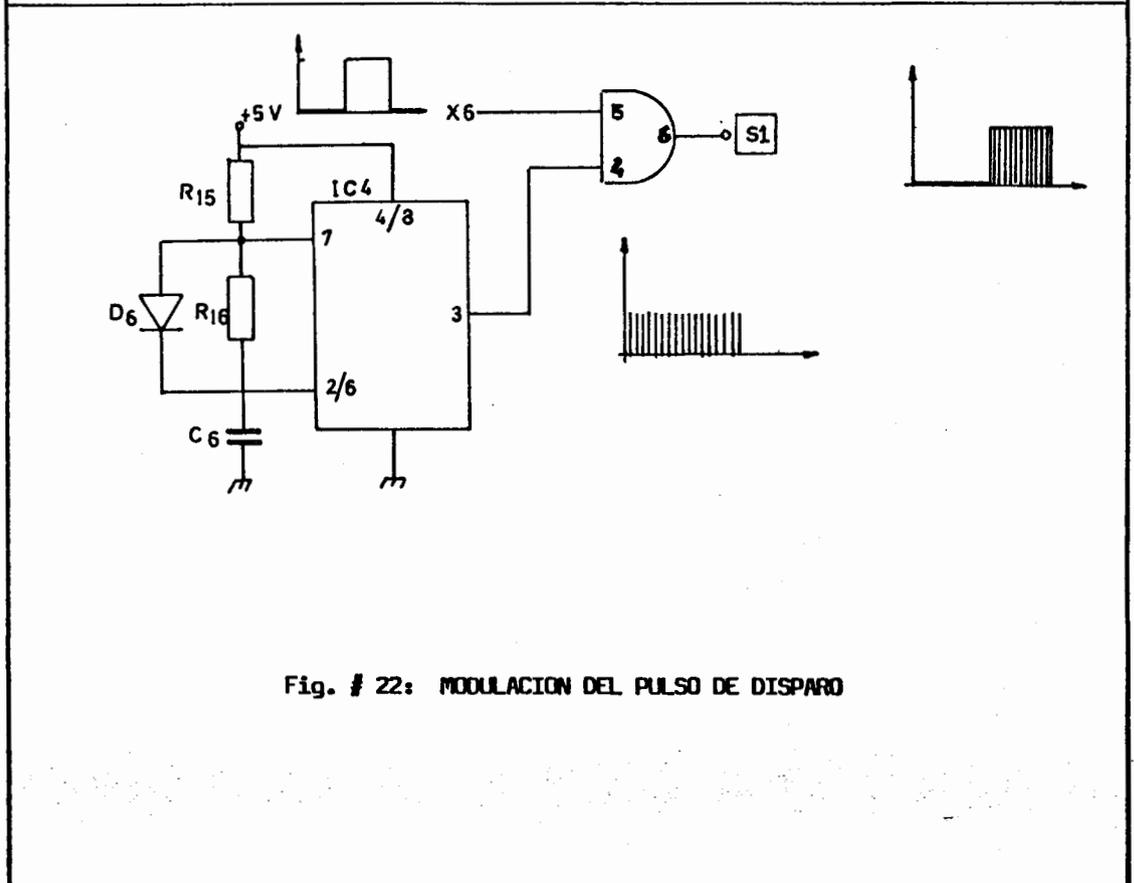


Fig. # 22: MODULACION DEL PULSO DE DISPARO

a 60 Hz de los pulsos con frecuencia de 28 KHz, y cuyo resultado se observa en el punto S1, (ver figura # 22).

A continuación se detalla el funcionamiento del generador de 28 KHz.

El capacitor C6 se carga a través de la resistencia R15 y el diodo D6, el mismo que cortocircuita a R16 con el objeto de disminuir el pequeño periodo de carga que es cuando el 555 se mantiene en alto su salida. Los tiempos de carga y descarga, y el período son:

$$T \text{ alto} = 0.695 (R15) C6 = 3.26 \text{ useg}$$

$$T \text{ bajo} = 0.695 R16 C6 = 32.57 \text{ useg}$$

$$T \text{ total} = 35.83 \text{ u seg} = T$$

Para la producción del pulso de 2 mseg monoestable se utiliza la siguiente fórmula:

$$T = 1.1 R14 C5$$

$$R14 = \frac{T}{1.1 C5} = 1.8 \text{ Kohm.}$$

En la práctica empleamos un potenciómetro de 10 Kohm para regular y obtener experimentalmente el tiempo deseado, (ver figura # 23).

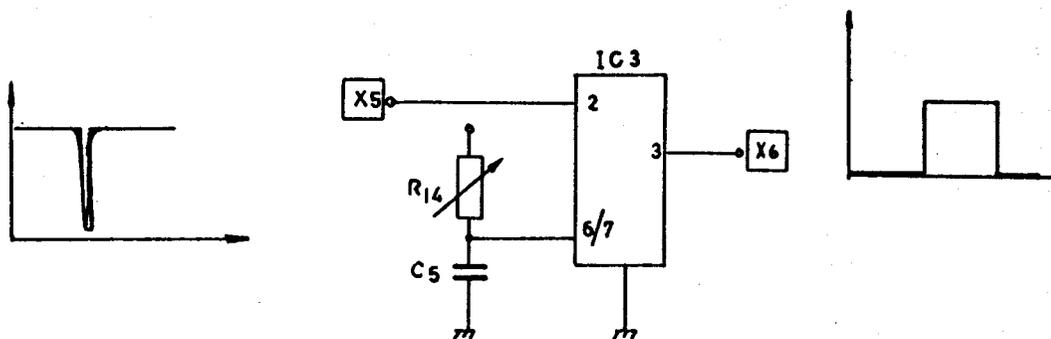


Fig. # 23: GENERADOR MONOESTABLE

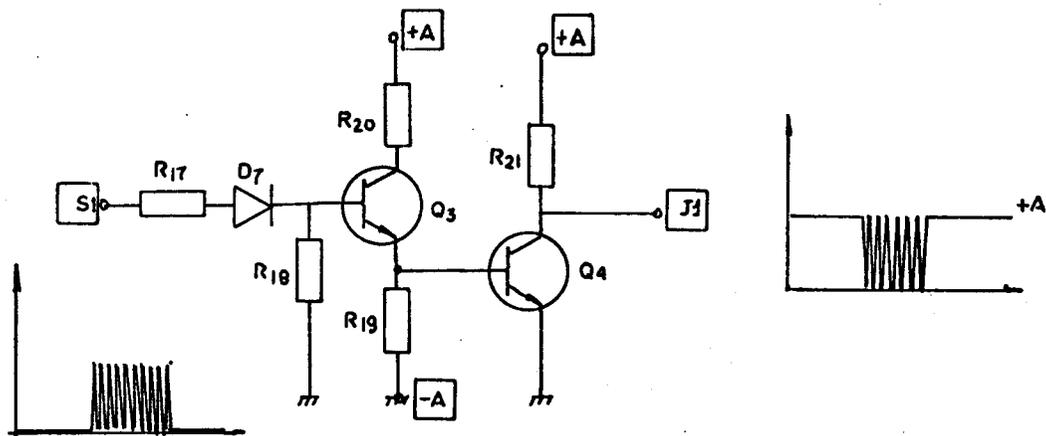


Fig. # 24: AMPLIFICACION DE LOS PULSOS DE DISPARO

2.6.4 Amplificación de los Pulsos de Disparo

Como la corriente a la salida de IC5 (terminal S1) no es suficientemente grande para disparar un SCR, se procede a incrementarla haciendo pasar los pulsos a través de una configuración Darlington conformada por los transistores Q3 y Q4, donde en J1 se obtiene un tren de pulsos pero en forma complementada, (tal como se observa en la figura # 24).

Este tren de pulsos ingresa a un acoplador de tal manera que el tiristor no sufra ningún daño al recibir esta señal. El circuito básicamente es un transformador de pulsos (figura # 25).

Cuando en J1 hay un voltaje +A, no hay circulación de corriente y por lo tanto en la salida C1-K1 (compuerta física del tiristor) se obtienen 0 voltios. Mas cuando en J1 se presenta el tren del pulso funcionará el diodo D8 (Zenner de 10 voltios). El transformador de pulsos tiene una relación de 2:1 por tanto, el voltaje en el secundario será de 5 voltios, suficientes para disparar los tiristores.

El diodo D9 evita corrientes de fuga desde el circuito de fuerza hacia el de control en caso de daño en los SCR.

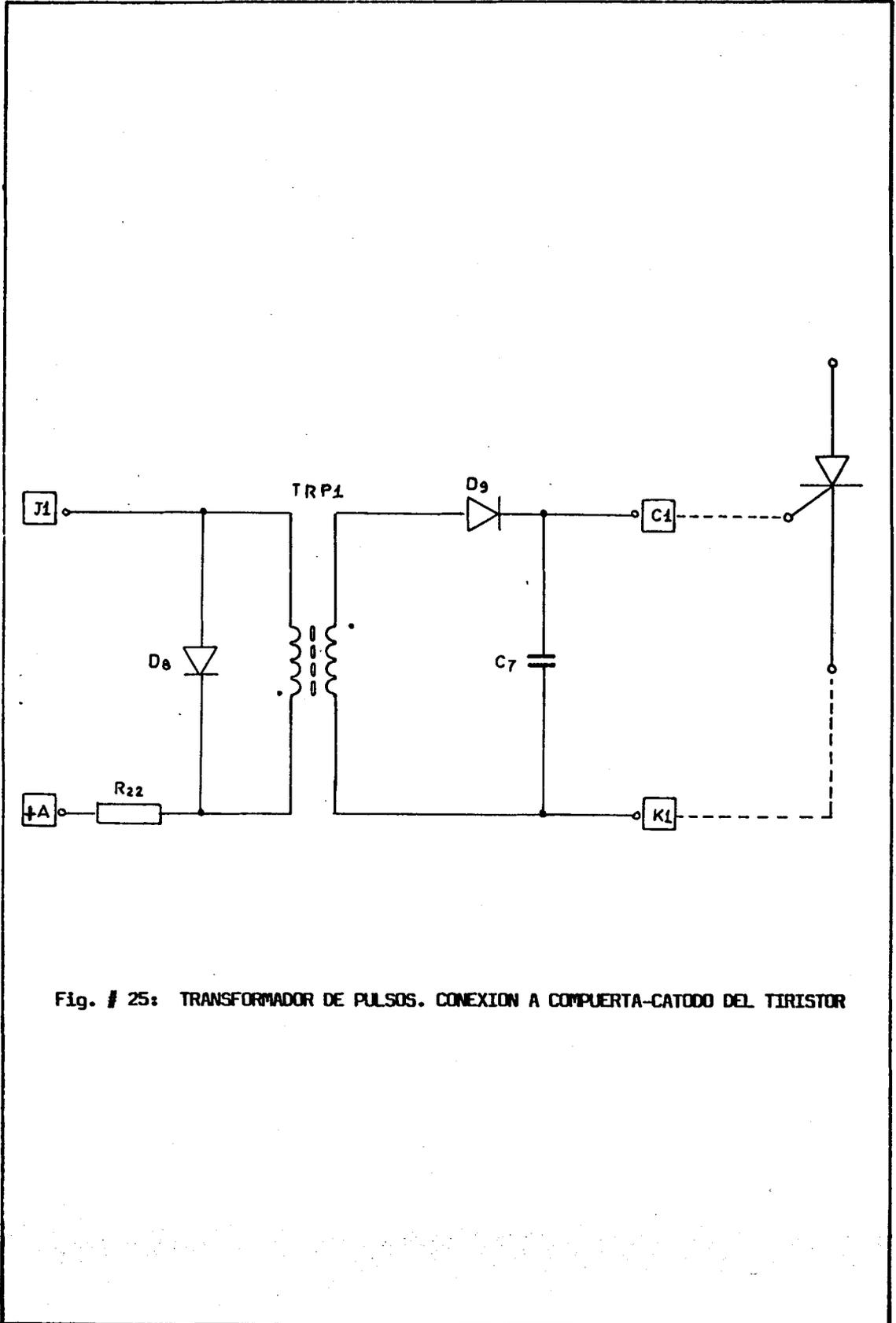


Fig. # 25: TRANSFORMADOR DE PULSOS. CONEXION A COMPUERTA-CATODO DEL TIRISTOR

CAPITULO III

TEORIA BASICA DE LOS TIRISTORES

3.1 Estructura del Tiristor

En términos técnicos se denomina, TIRISTOR, THYRISTOR, DIODO RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO o simplemente SCR, a un dispositivo electrónico formado por cuatro capas de material semiconductor y mediante el cual es posible, no solo rectificar una corriente alterna, sino también controlar el paso de la misma a través de él, y por tanto a través de cualquier carga conectada en serie con él.

El tiristor se compone de 2 uniones P-N sucesivos, constituyendo por tanto una estructura P-N-P-N (figura # 26).

Se dispone como se observa, de 3 contactos exteriores, que se denominan A (ánodo), K (cátodo) y G (electrodo de gobierno). Si la polarización aplicada al tiristor es directa, esto es, ánodo positivo y cátodo negativo, las uniones J1 y J3 tendrán polarización

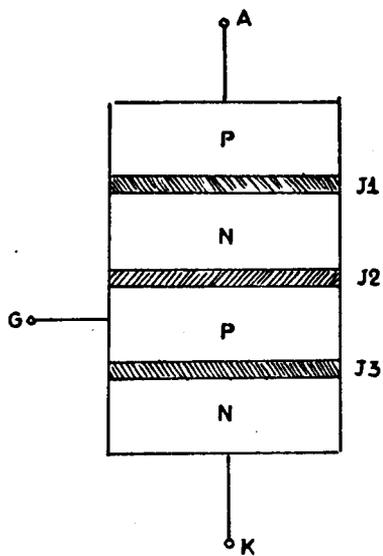


Fig. # 26: TIRISTOR SIN POLARIZAR

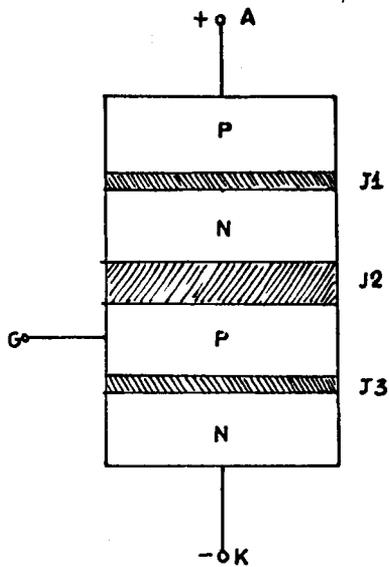


Fig. # 27: TIRISTOR POLARIZADO

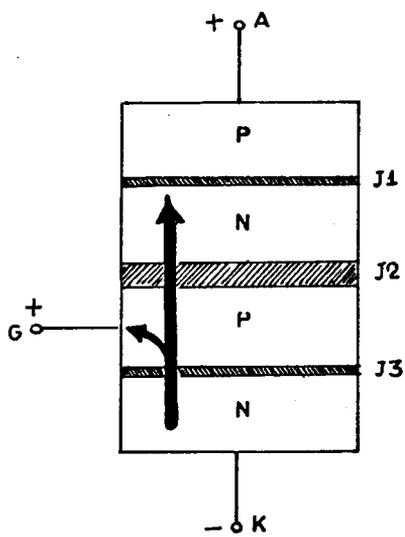


Fig. # 28: TIRISTOR POLARIZADO Y CON DISPARO EN LA COMPUERTA

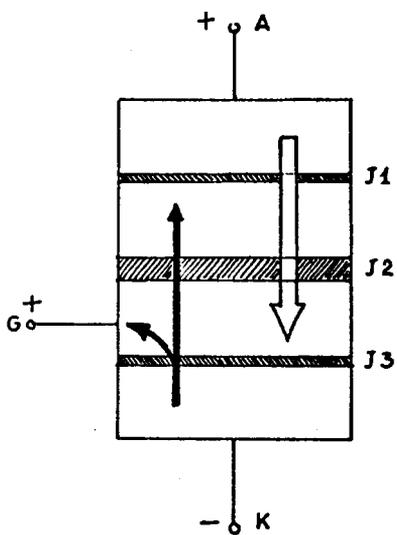


Fig. # 29: TIRISTOR EN EL LIMITE ANTES DE CONDUCCION

directa y se hacen más estrechas y J2 tiene polarización inversa con lo que su zona de agotamiento se hace más ancha, tal como se observa en la figura # 27. En estas combinaciones solo circula una pequeña corriente de fuga y se dice entonces que el tiristor se encuentra bloqueado en sentido directo.

Manteniendo la tensión anterior entre ánodo y cátodo se aplica ahora un impulso positivo al electrodo de gobierno, esto hace que los electrones fluyan a través de J3, polarizada en sentido directo, desde el cátodo hacia el electrodo de gobierno (figura # 28). Esto a su vez, produce un flujo de electrones a través de la unión J2 (efecto-transistor de las 3 últimas capas NPN) lo que causa que su región de agotamiento se estreche y por tanto su resistencia se reduzca.

Como consecuencia de lo expuesto, la proporción de la tensión ánodo-cátodo que aparece en la unión J2, disminuye, la cual permite que aumente la tensión en las uniones J1 y J3. Al haber aumentado la polarización directa en J1 se producirá un flujo de huecos a través de ésta y por el efecto transistor de las 3 primeras capas PNP también habrá un flujo de huecos a través de la unión J2 lo que hace que su región de agotamiento se reduzca aun más (figura # 29), por consiguiente, también aumentará el flujo de electrones sobre J2. Este efecto acumulativo, iniciado por el impulso positivo aplicado entre electrodo de gobierno y cátodo, continúa rápidamente hasta que la unión J2 desaparece totalmente (figura # 30) con la cual la resistencia efectiva ánodo-cátodo del tiristor

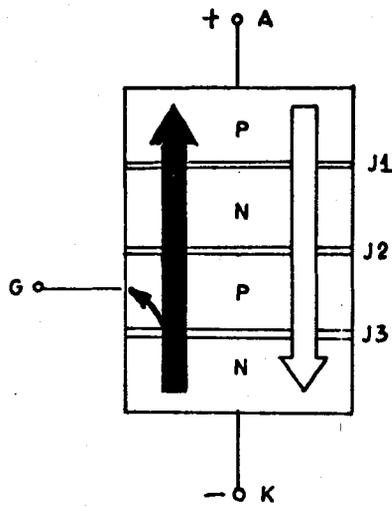
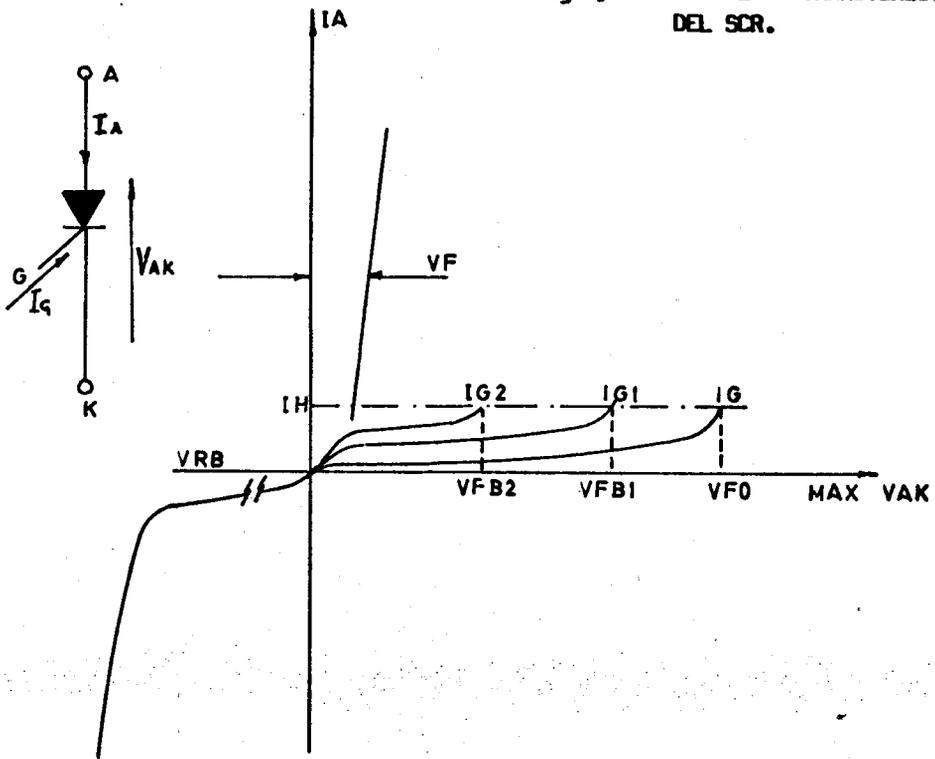


Fig. # 30: TIRISTOR EN ESTADO DE CONDUCCION

Fig. # 31: SIMBOLO Y CARACTERISTICAS DEL SCR.



se hace muy pequeña y circula a través de él una corriente limitada únicamente por la resistencia de carga del circuito.

El tiristor permanece en este estado de conducción incluso después de desaparecer el impulso positivo entre electrodo de gobierno y cátodo, sin embargo, la duración de este impulso ha de ser lo suficientemente largo, con el fin de que la corriente anódica alcance un determinado valor mínimo de mantenimiento antes de que desaparezca al impulso.

El bloqueo del tiristor solo se consigue reduciendo la tensión ánodo-cátodo por debajo de su nivel de mantenimiento, lo cual normalmente se consigue reduciendo la tensión ánodo-cátodo a cero.

Características del Tiristor

Así como el diodo, el tiristor solo puede conducir en la dirección directa y con voltaje de polarización directa, sin embargo se diferencia del diodo, especialmente por la capacidad que tiene de bloquear voltajes en la dirección directa. En la figura # 31 encontramos el símbolo y las características del tiristor.

Refiriéndonos a la figura, si se aumentara el voltaje ánodo-cátodo hasta el máximo voltaje de ruptura en dirección directa VFB (máx), el tiristor conduciría, sin embargo éste no es un método apropiado para encenderlo y podría inclusive ocasionar la destrucción del dispositivo.

El encendido se logra al inyectar una corriente en la compuerta o electrodo de gobierno (G), esto hace que disminuya el voltaje de ruptura en la dirección directa del tiristor. En la ilustración, I_{G1} baja este punto a V_{FB1} , una corriente mayor I_{G2} , reduce aún más el punto de ruptura a V_{FB2} . En ambos casos, en el momento en que ocurre la ruptura, el dispositivo se enciende y conduce una corriente cuya magnitud está determinada únicamente por la carga, con solo una pequeña caída de voltaje, generalmente $V_F = 1.5$ voltios, a través de la unión ánodo-cátodo del tiristor.

Aunque se necesita una corriente de compuerta para el encendido; una vez que el tiristor entra en conducción, la compuerta ya no ejerce control, esto es, solo se requiere de un pulso de corriente muy corto. Una vez encendido el tiristor continuará conduciendo siempre y cuando permanezca polarizado en la dirección directa y la corriente ánodo-cátodo no caiga por debajo de la pequeña corriente de mantenimiento I_H .

En el sentido inverso el tiristor se comporta como un diodo normal, posee al igual que el diodo Zenner, un acodamiento en la característica (voltaje de ruptura inverso V_{RB}) al cual, en servicio normal, no suele llegarse.

3.2 Selección del Tipo de Tiristor según el Tipo de Trabajo

Para dimensionar y posteriormente seleccionar los tiristores es

necesario conocer las especificaciones de la carga.

En el laboratorio de controles industriales electrónicos cuenta con bancos de resistencias de 220 V/3 KVA, 110 V/2.2 KVA, bancos de inductancias de 220 V/3KVA y de capacitancias de 220 V/3 KVA que sirven como carga para los rectificadores; de los valores de voltaje y potencia de estos bancos, se tiene corrientes del orden de 15 hasta 20 amperios, además de esto, existe la carga del motor DC al cual se le controla la velocidad y cuyas especificaciones nominales son 165 Vdc y 9 Adc de armadura.

De acuerdo a las especificaciones mencionadas anteriormente y tomando en consideración que el destino del equipo es para realizar experiencias, se ha sobredimensionado la capacidad de los tiristores escogiéndose el ECG 5547 que tiene como datos principales los siguientes:

IGT = 40 mA

Corriente instantánea mínima de disparo, necesaria para iniciar el funcionamiento a una temperatura determinada.

VGT= 1.5 voltios

Tensión de disparo instantánea para iniciar el funcionamiento del tiristor.

I surge= 325 Amp

Corriente máxima de pico no repetitiva en estado de encendido,

de muy corta duración.

$I_{hold} = 50 \text{ mA}$

Corriente mínima para mantener encendido el tiristor.

$V_{GFm} = 10 \text{ V}$

Voltaje máximo de pico en sentido directo sobre la compuerta.

$V_{GRm} = 10 \text{ V}$

Máximo valor pico de voltaje inversa sobre la compuerta.

$V_F (on) = 1.8 \text{ V}$

Voltaje en funcionamiento, es la caída de tensión directa del tiristor.

$P_{GAV} = 0.5 \text{ vatios}$

Máxima disipación de potencia media entre compuerta-cátodo.

$T_{jC} = 40 \text{ a } +125^\circ\text{C}$

Rango de temperatura para operación correcta del tiristor.

$dV/dt = 50 \text{ V/useg}$

Velocidad máxima de subida de la tensión ánodo-cátodo que no dispara el tiristor.

$V_{DRM} = 600 \text{ V}$

Máximo voltaje pico repetitivo estando el tiristor bloqueado para

que luego se encienda.

$$I_{T(RMS)} = 35 \text{ A}$$

Corriente eficaz de trabajo, con este símbolo gráfico se representa el máximo valor eficaz de la corriente que puede suministrar el tiristor. Parámetro importante para ángulos de conducción muy pequeños, ya que la corriente eficaz puede ser un valor límite antes que la corriente media; y cuando el tiristor se usa para controlar el paso de la corriente alterna.

$$I_{T(AVE)} = 22 \text{ A}$$

Corriente media de trabajo. Valor máximo de corriente DC a través del tiristor, depende sobre todo del tipo de radiador utilizado. El valor límite de la corriente se establece en base a la máxima temperatura admisible en la unión del dispositivo. También depende del ángulo de conducción del tiristor.

3.3 Efecto del di/dt y su protección

Para una gran variación de la corriente en un pequeño intervalo de tiempo; la potencia instantánea del tiristor puede alcanzar valores muy elevados, lo cual podría dañar el tiristor, ya que la energía disipada en un volumen reducido daría lugar a un calentamiento considerable que podría destruir la zona conductora por la fusión del silicio.

La forma de proteger el tiristor en este caso es usando una peque-

ña inductancia en serie, que sea saturable (figura # 32) mientras no esté saturada; la inductancia deja pasar solo una intensidad reducida de corriente; una vez saturada, se convierte en un cortocircuito.

Valores típicos de inductancia son: 50 a 100 microhenrios.

Para nuestro caso, la inductancia que presenta el secundario de los transformadores de fuerza, es suficiente para proteger al tiristor de posibles daños.

3.4 Efecto del dV/dT y su protección

Debido a un transiente de voltaje, se puede provocar el encendido del tiristor, aún sin tener conectada señal en la compuerta.

La protección contra estos transientes de voltajes, se la logra mediante la utilización de una red RC conectada en paralelo con el tiristor (figura # 33). El condensador (C_s) limitará la velocidad de subida del voltaje en los terminales A-K. La resistencia (R_s) limita la descarga del condensador a través del tiristor. Valores típicos de estos componentes son:

$$C_s = 0.01 \text{ a } 1 \mu\text{F}$$

$$R_s = 10 \text{ a } 1000 \text{ ohm}$$

En la tesis se protege a los tiristores con un capacitor de 0.1

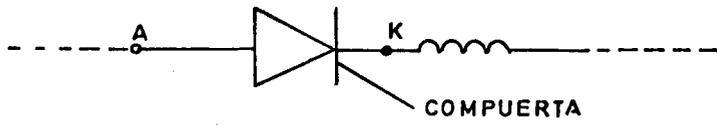


Fig. # 32: PROTECCION CONTRA EL dI/dt

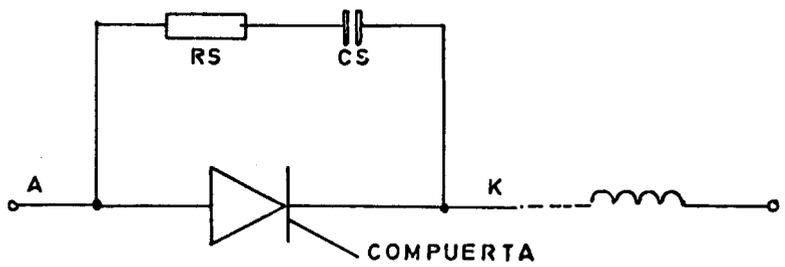


Fig. # 33: PROTECCION CONTRA EL dV/dt

uF 600 Vdc y una resistencia de 330 Ohmios 2 vatios.

3.5 Rectificadores

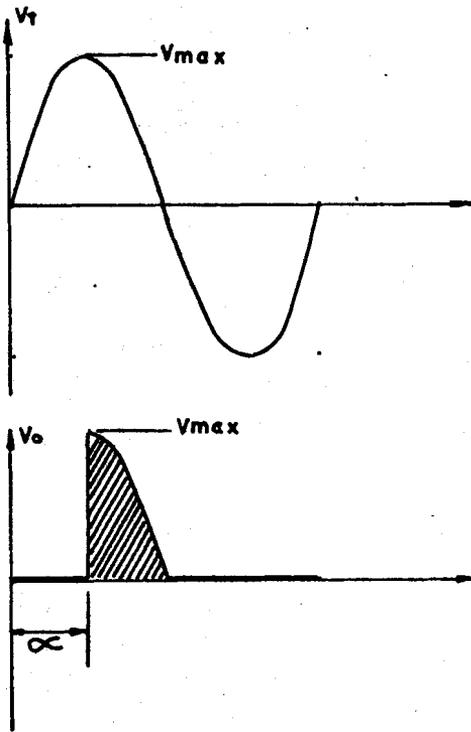
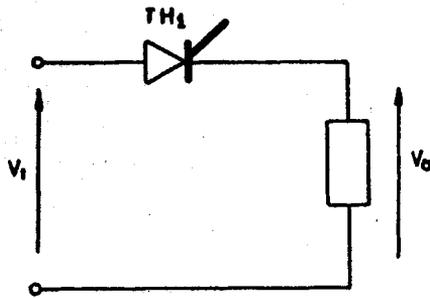
Los distintos montajes rectificadores que pueden obtenerse con SCR'S no varían de los constituidos por diodos rectificadores convencionales; es decir, podemos construir rectificadores gobernados monofásicos de media onda y de onda completa; rectificadores trifásicos de media onda y de onda completa; etc. Sin embargo, el uso de elementos rectificadores controlados introduce una nueva posibilidad en los rectificadores puentes. Efectivamente, en ellos cabe la posibilidad de realizar rectificaciones en las cuales la mitad de los elementos rectificadores sean controlados y la otra mitad no. Esto último se conoce como rectificación semicontrolada.

Los circuitos rectificadores se dividen fundamentalmente en dos grupos; los rectificadores de media onda y los de onda completa.

3.5.1 Rectificadores de Media Onda

Los rectificadores de media onda poseen un dispositivo rectificador en cada línea de alimentación A.C., y necesariamente deben tener un neutro como retorno de corriente. Se tiene el Rectificador Monofásico de Media Onda (figura # 34) y Rectificador Trifásico de Media Onda (figura # 35).

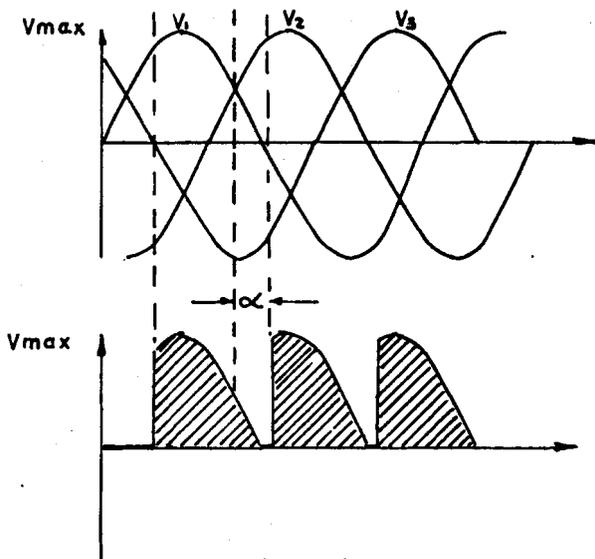
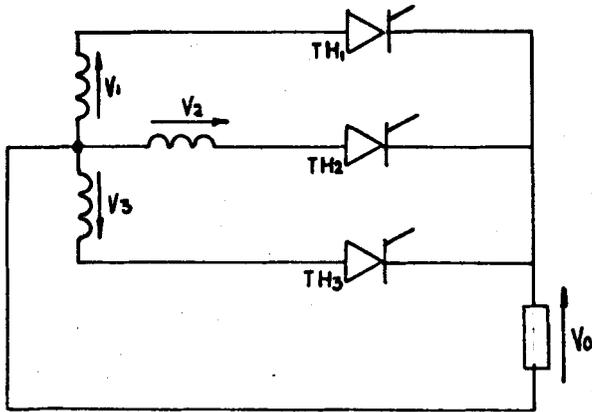
Como se explicó anteriormente, es necesario un neutro como



V_1 : Voltaje fase-neutro

α : Angulo de disparo (variación total 180°)

Fig. / 34: RECTIFICADOR MONOFASICO DE MEDIA ONDA



V_1, V_2, V_3 : Voltajes de fase-neutro

α : Angulo de disparo (variación total 150°)

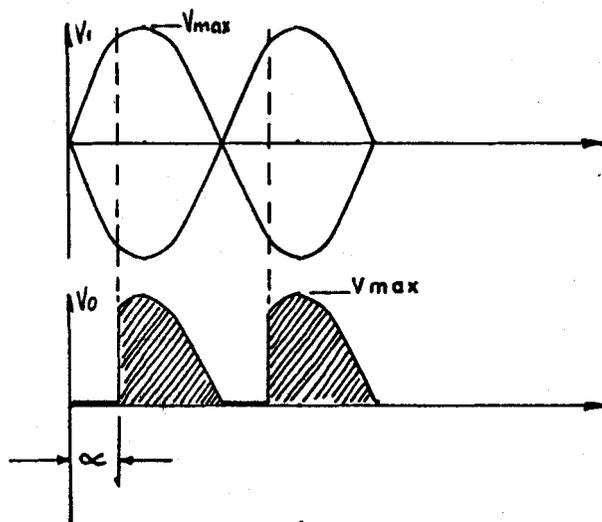
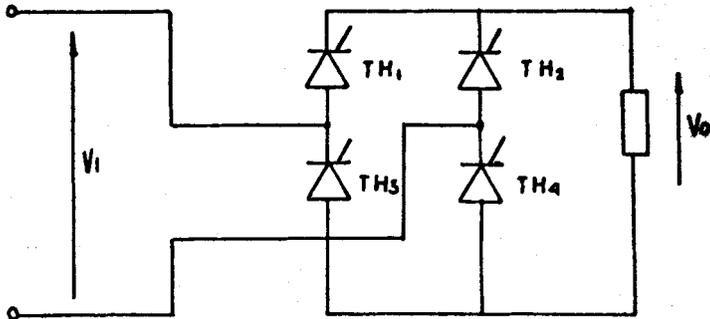
Fig. / 35: RECTIFICADOR TRIFASICO DE MEDIA ONDA

camino de retorno para la corriente ;para el trifásico, El ángulo de disparo será contado como cero desde el instante de conmutación natural y no desde el cero del voltaje de alimentación.

3.5.2 Rectificadores de Onda Completa

Los rectificadores de onda completa son en realidad dos conexiones de media onda en serie; una de ellas lleva la alimentación de corriente a la carga, y la otra realiza el retorno de la corriente directamente a la alimentación A.C. sin necesidad de un neutro. Se puede hacer: Rectificación monofásica de onda completa (figura # 36) y Rectificación trifásica de onda completa (figura # 37).

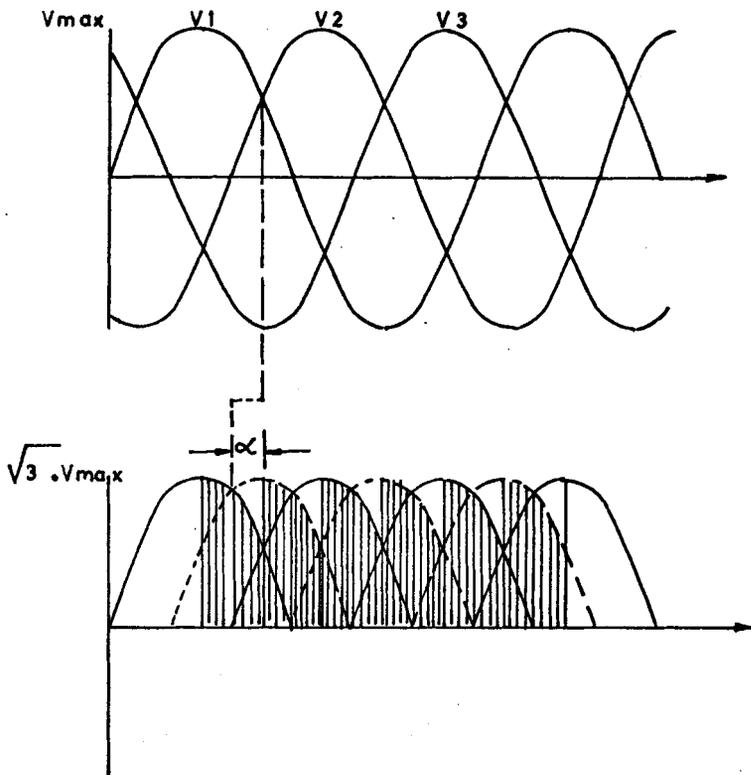
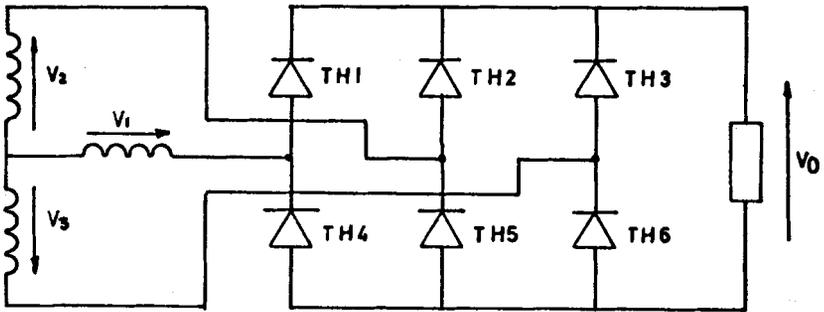
Para el trifásico, la frecuencia del voltaje en la carga es seis veces la de una línea; esto permite obtener un alto Vdc.



V_i : Voltaje fase-neutro

α : Angulo de disparo (variación total 180°)

Fig. # 36: RECTIFICADOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA



V_1, V_2, V_3 : Voltajes fase-neutro

α : Angulo de disparo (variación total 120°)

Fig. / 37: RECTIFICADOR TRIFASICO COMPLETAMENTE CONTROLADO

CAPITULO IV

CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA

4.1 Análisis del Control de Velocidad de un Motor DC

La velocidad de un motor DC está definida por:

$$w = \frac{V_a - R A I_A}{K A \Phi}$$

Existen 3 maneras de variar la velocidad (w) del motor DC (figura # 38).

1. Variando el voltaje de alimentación de la armadura (V_a)
2. Variando la carga sobre el motor (I_A), ó
3. Variando el flujo del campo del motor (Φ)

La tercera opción generalmente no se emplea y la segunda no sirve para el control de la velocidad debido a que es susceptible al cam

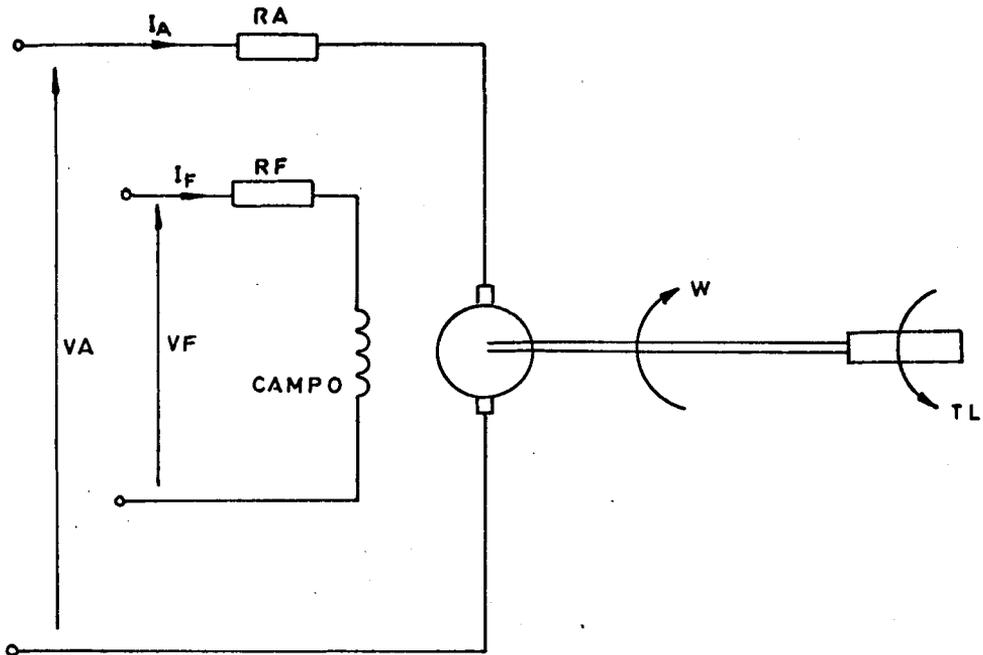


Fig. # 38: MODELO DE UN MOTOR D.C.

bio de la carga y no puede mantener una velocidad fija, usándose solo en combinación con el control de armadura para mayor eficiencia. Por tanto, es necesario usando el primer método, buscar una mejor manera de control de voltaje DC que alimenta la armadura del motor.

En la actualidad, por lo general la alimentación del motor DC es obtenida rectificando la alimentación alterna, esto puede ser de rectificación monofásica o trifásica. En el caso de rectificación monofásica, esto es realizado por medio de diodos y tiristores, la ventaja es que es más económica, la desventaja es que sirve solo para motores pequeños o de baja potencia.

En el caso de rectificación trifásica, la rectificación es más compleja; la ventaja es que sirve para motores de mucha potencia y las desventajas son: el costo y la complicación de la sincronización.

En esta Tesis empleamos la rectificación trifásica de tipo puente, ya que permite a más de trabajar con motores de mayor potencia la circulación de una corriente continua por la armadura, que evita el chisporroteo del motor, el cual produce la inestabilidad de la velocidad y la disminución de la vida útil del mismo.

4.2. Realimentación de Velocidad o Voltaje de Armadura

En la figura 39 se observa el diagrama de bloques completos de la forma de controlar la velocidad o el voltaje junto con la corrien-

Figura # 39

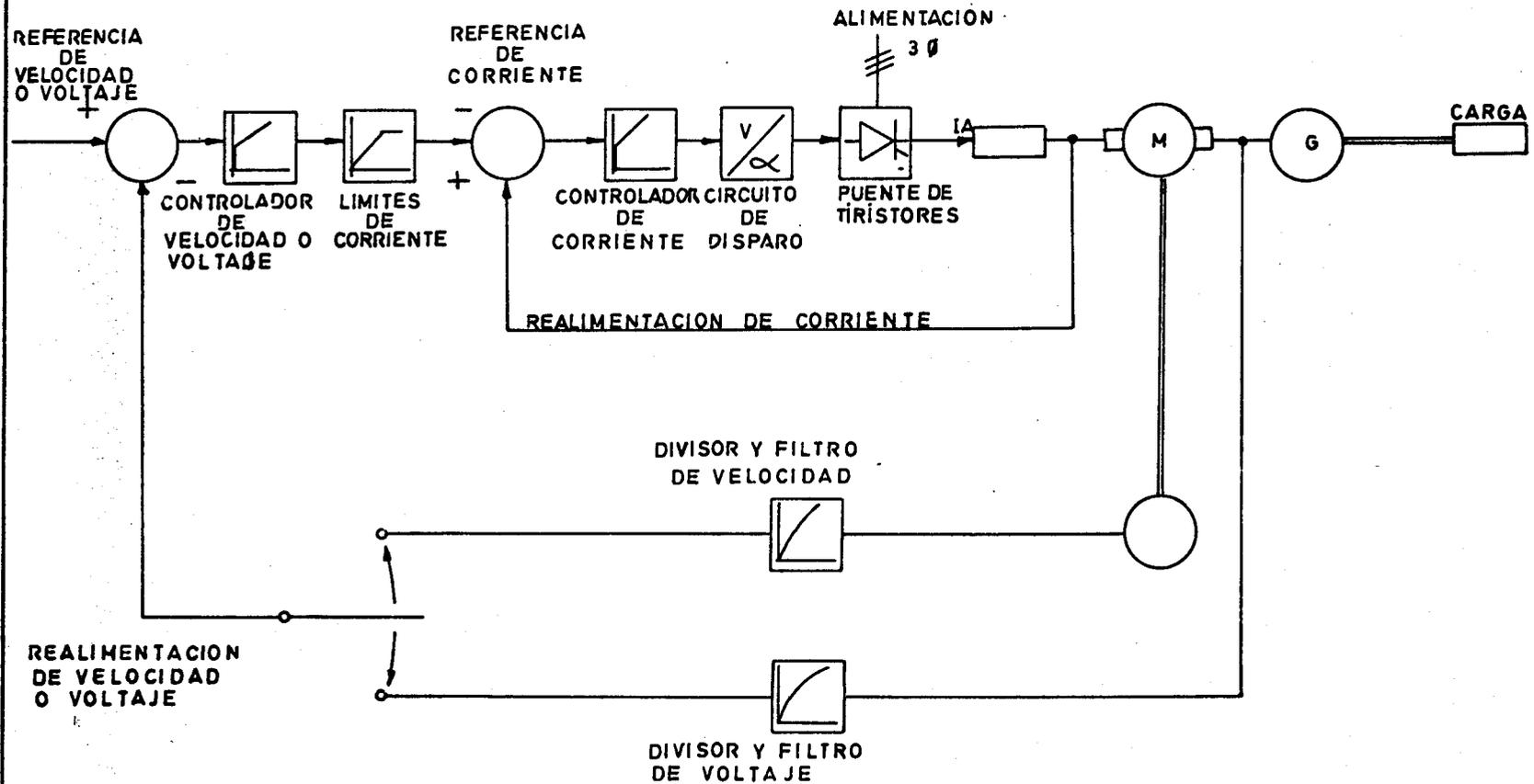


DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA REALIMENTACION EN DOBLE LAZO: VOLTAGE O VELOCIDAD Y CORRIENTE DE ARMADURA

te de un motor DC.

Se requiere que el lazo de control de velocidad o voltaje, dé una respuesta rápida y un error en estado estable igual a cero. El lazo de velocidad permite mantener el valor de velocidad constante de acuerdo a una referencia escogida por el usuario sin importar la variación de la carga del motor. Para ello se dispone de un tacómetro que es quien da la señal de velocidad. Vale recalcar que la regulación de voltaje es menos precisa que la regulación de velocidad especialmente porque depende de la temperatura. Cuando la temperatura del motor cambia, la resistencia del devanado de campo cambiará también y por consiguiente lo hará la corriente de campo (IF) y el campo magnético ϕ . y puesto que la f.e.m inducida en el motor depende de ϕ , esto afectará directamente a la velocidad.

La utilización del lazo de corriente junto con el lazo de velocidad o voltaje, permite limitar la corriente en el motor, y protege por tanto a los tiristores de sobre-corrientes. Esta característica es muy útil, ya que la corriente de arranque en el motor es muy alta si no se limita, además la sobrecarga del motor también produce sobrecorriente.

Esta limitación se consigue debido a que el voltaje máximo de referencia del controlador de corriente es el voltaje de saturación del amplificador utilizado como controlador de velocidad o voltaje y es posible ajustar el límite máximo de corriente simplemente

variando la ganancia del bloque limitador de corriente.

4.3 El Controlador Proporcional Integral

El circuito de la figura # 40 ha sido implementado para trabajar como un controlador proporcional-integral, este tipo de controlador proporciona dos características al control; la primera un error de estado estacionario igual a cero determinado por la parte integral del control, y un tiempo de respuesta rápido determinado por la parte proporcional del control; esto es, la respuesta de este controlador estará determinada por las constantes KI y KP, que son las constantes de integración y proporcional respectivamente.

La impedancia compleja de realimentación del controlador es:

$$Z_F = R_F + \frac{1}{SCF}$$

Y la función de transferencia del bloque si consideramos:

$$R_{01} = R_{02} = R_0$$

$$\frac{V_0}{V_e} = \frac{Z_F}{R_0} = \frac{R_F}{R_0} + \frac{1}{SCFR_0}$$

$$\frac{V_0}{V_e} = K_P + \frac{K_I}{S}$$

donde:

$$V_e = V_{ref} + V_{real} \quad K_P = R_F/R_0 \quad K_I = \frac{1}{CFR_0}$$

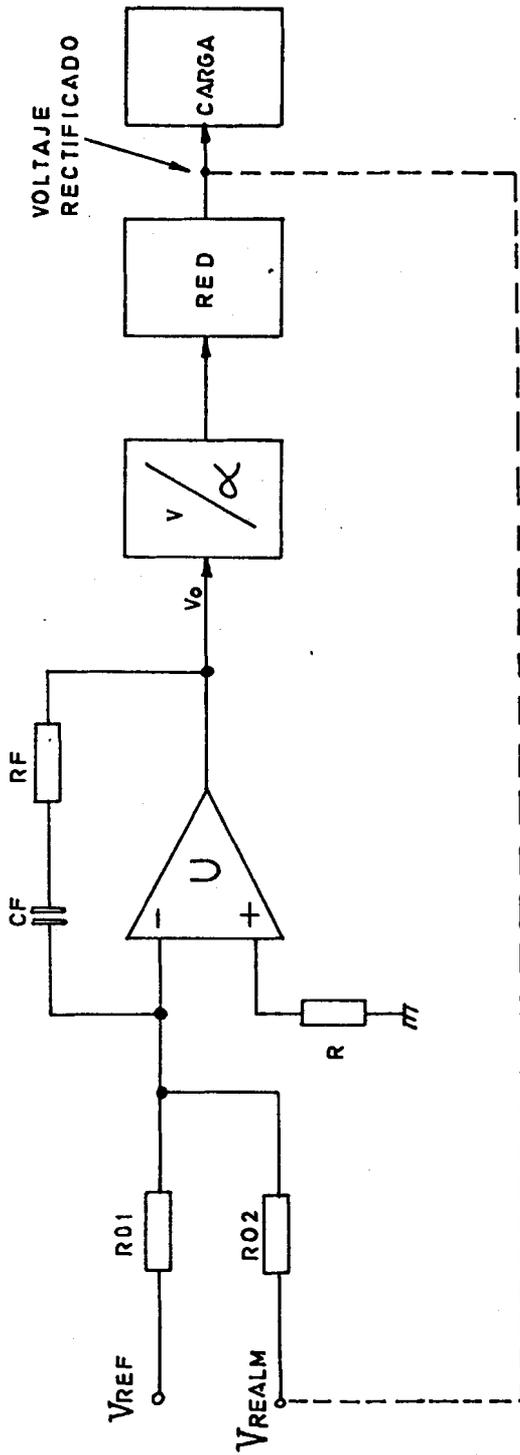


Fig. # 40: MODELO DE CONTROL PI.

Estos valores son determinados experimentalmente de tal manera de obtener la mejor respuesta del controlador proporcional-integral y por ende del sistema en general.

Cuando el voltaje de realimentación es mayor al de referencia; el error producido al sumarse a través de las resistencias R01 y R02 es positivo y como esta señal de error está conectada a la entrada inversora de U, este error positivo determinará un cambio negativo en la salida (V_0 disminuye); éste hará a su vez que el circuito de disparo actúe disminuyendo el ángulo para poder reducir el voltaje rectificado y por consiguiente el de realimentación, pudiendo de esta manera mantener regulado el voltaje en la carga.

Al reducirse el voltaje de salida rectificado (en la carga) el voltaje de realimentación también disminuirá y si llega a ser menor que V_{ref} ; el error V_e será negativo, esto determina un cambio positivo en V_0 , lo cual hace aumentar el ángulo de disparo, elevando el voltaje en la carga y manteniendo por tanto regulado el voltaje rectificado.

Esta acción de control es continua para cualquier cambio del voltaje de salida del rectificador.

4.3.1 Lazo Cerrado de Corriente

Esta realimentación se la realiza por medio de una resisten-

cia de 0.1 ohm, 15 vatios colocada en serie con la armadura y que proporcionará 0.1 voltios por cada amperio de corriente de armadura. El bloque # 1 (de la figura 41) representa un filtro-amplificador de corriente a voltaje, de tal manera de obtener una señal estable y de buena ganancia como realimentación de corriente de armadura.

El bloque # 2 se emplea para obtener una salida de 0 voltios en T8 cuando no hay ninguna señal en la realimentación de corriente ni en el terminal T7; debido al valor de la resistencia R128 (2 Mohm), la contribución de este bloque a la ganancia del controlador no influye, el diodo D53 se emplea para evitar que en T8 se produzca inesperadamente un voltaje negativo que afectará la producción de los pulsos; al generador de pulsos deberá llegar siempre un voltaje positivo.

4.3.2 Doble Lazo Cerrado: Velocidad o Voltaje, y Corriente de Armadura

El doble lazo puede ser de voltaje y corriente de armadura o velocidad y corriente de armadura. Para cualquiera de los 2 casos empleamos redes de realimentación que nos proporcionan una muestra del parámetro realimentado en el Terminal T5.

La muestra de voltaje se la realiza de la siguiente manera:

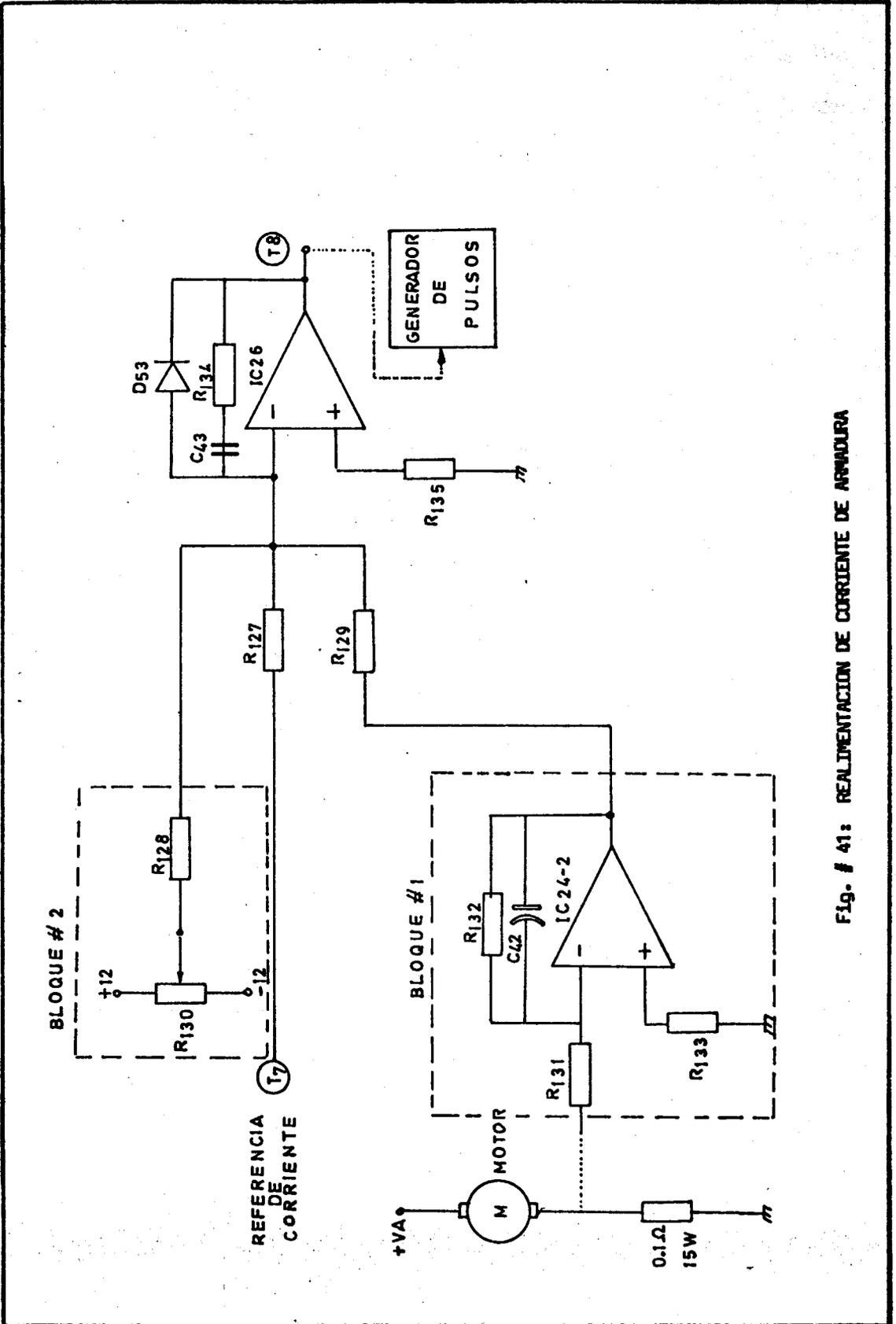


Fig. # 41: REALIMENTACION DE CORRIENTE DE ARMADURA

Se emplea un divisor de voltaje dado por R116 y R117, señal que luego se filtra con el capacitor C39 y se lleva al terminal T3 a través de un acoplador de impedancia dado por IC24-1, tal como se observa en la figura # 43.

El muestreo de velocidad es a través de un divisor de voltaje que se filtra con C40 y se lo tiene presente en el terminal T4. (figura # 44).

El bloque punteado en la figura # 42 tal como en el controlador de corriente sirve para obtener cero voltios en T6, cuando en T2 y en T5 las señales son nulas.

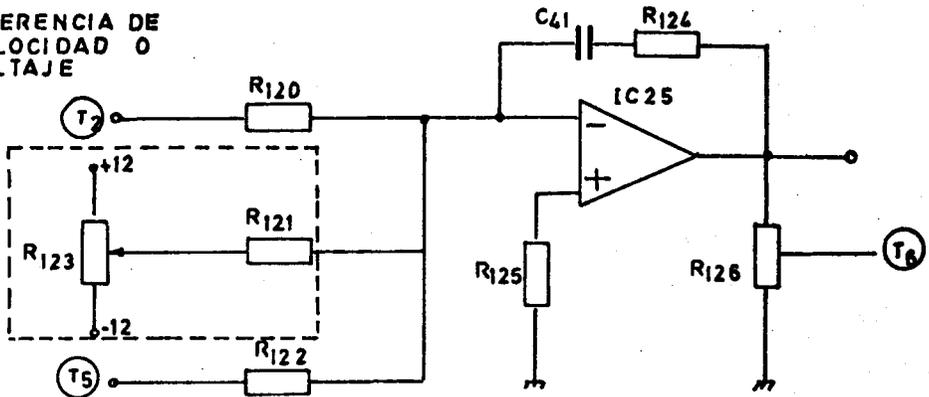
El potenciómetro R126 de 1 kohm, es un potenciómetro externo que da la limitación de corriente de armadura al motor, este límite depende de la salida de IC25.

4.4 Conexión del Control de Velocidad en el Tablero Principal

Los pulsos de disparo se desplazan en un rango de 180° al variar el voltaje de control V_x mediante el giro del potenciómetro "REFERENCIA" en el tablero de conexiones (figura # 45), voltaje que está presente en el terminal T1 y que para efectuar una práctica de lazo abierto se lo debe conectar al T9, manteniendo el selector polaridad "POSITIVO".

Cuando se trabaja con lazo cerrado, sea éste simple o doble,

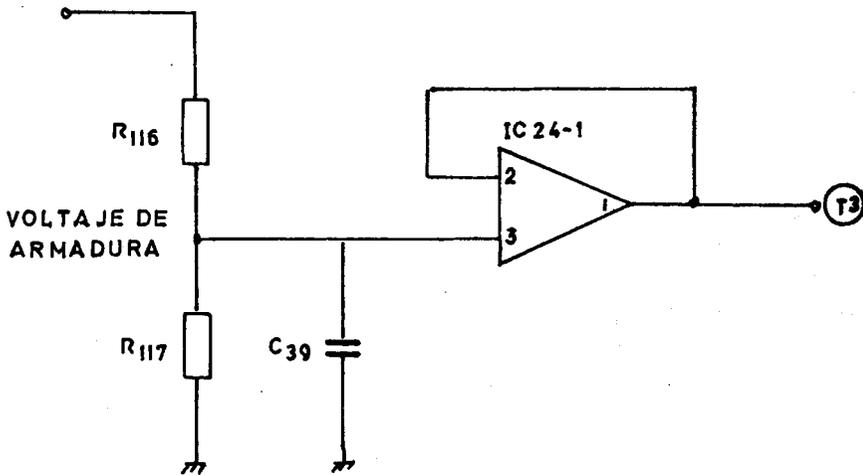
REFERENCIA DE VELOCIDAD O VOLTAJE



REALIMENTACION DE VELOCIDAD O VOLTAJE

LIMITADOR DE CORRIENTE DE ARMADURA

Fig. # 42: REALIMENTACION DE VELOCIDAD O VOLTAJE DE ARMADURA



VOLTAJE DE ARMADURA

Fig. # 43: RED PARA REALIMENTAR EL VOLTAJE DE ARMADURA

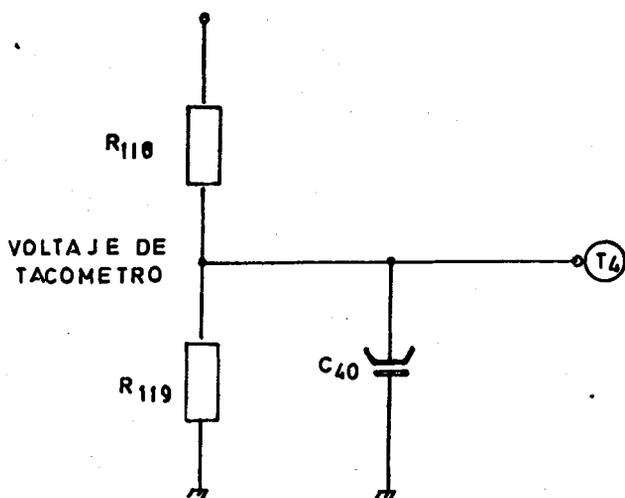


Fig. / 44: RED PARA REALIMENTAR LA VELOCIDAD DEL MOTOR

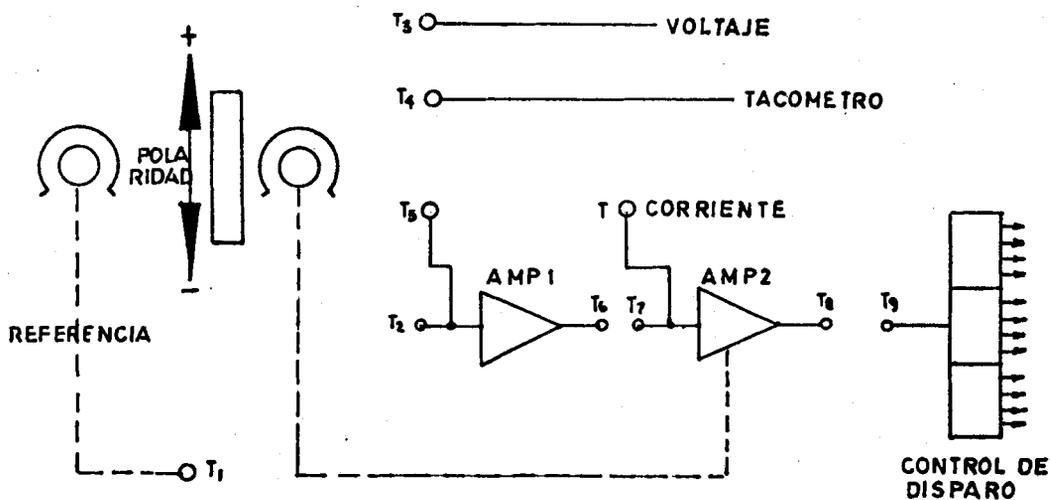


Fig. / 45: DIAGRAMA EXTERNO PARA CONEXION DEL CONTROL DEL MOTOR D.C.

el voltaje de control V_x ya no viene al terminal T9 desde T1 sino, desde T8, el voltaje de referencia T1 se conecta a T7, esta referencia es "NEGATIVA" debido a que va a ser ingresada a la entrada inversora del AMP 2 (IC26) que es el controlador que va a comandar el ángulo de disparo en el circuito de control, al cual siempre debe de llegar un voltaje positivo llamado V_x .

Para el lazo doble, el voltaje de referencia del AMP 2 ya no es el presente en el terminal T1 del tablero de conexión, sino el del terminal T6 que corresponde a la salida del AMP 1 IC25 que es otro controlador proporcional-integral utilizado para el lazo de velocidad o de voltaje de armadura.

A la entrada inversora del AMP 1 llegan, la señal de referencia del parámetro a controlarse (T1), que se conecta a T2, y además la señal de realimentación que puede ser de voltaje de armadura (T3) ó de velocidad (T4), una de las cuales se conectará en el terminal T5.

La señal de referencia en el caso del doble lazo deberá tener polaridad "POSITIVA".

CAPITULO V

MEDICION DIGITAL DEL ANGULO DE DISPARO

5.1 Descripción General del Funcionamiento del Medidor Digital del Angulo de Disparo

En la figura # 45.A se muestra el diagrama de bloques del circuito medidor del ángulo de disparo. En este sistema la medición en sí se va a llevar a cabo en la etapa de contadores, cuenta también con una etapa de captura de información(74116 LATCHES DUAL DE 4 BITS), otra de decodificación de la información que la enviará para ser mostrada en la etapa de Display (DRIVER 7448 y display 3060, respectivamente).

En la etapa contadora se tiene 4 circuitos integrados (74192) con las siguientes funciones:

Por el pin 5 de cuenta (count up) de uno de los contadores (para Bit menos significativo LSB) se ha introducido una señal de reloj

Fig. # 45.A

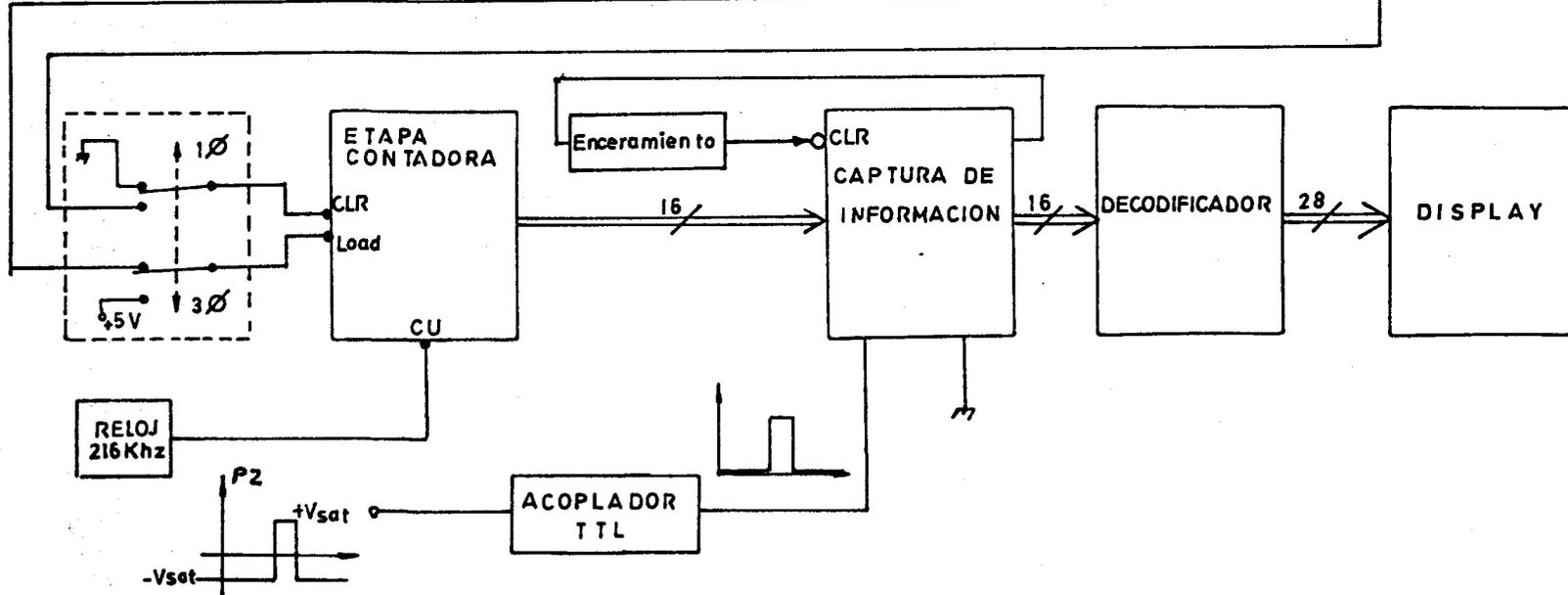
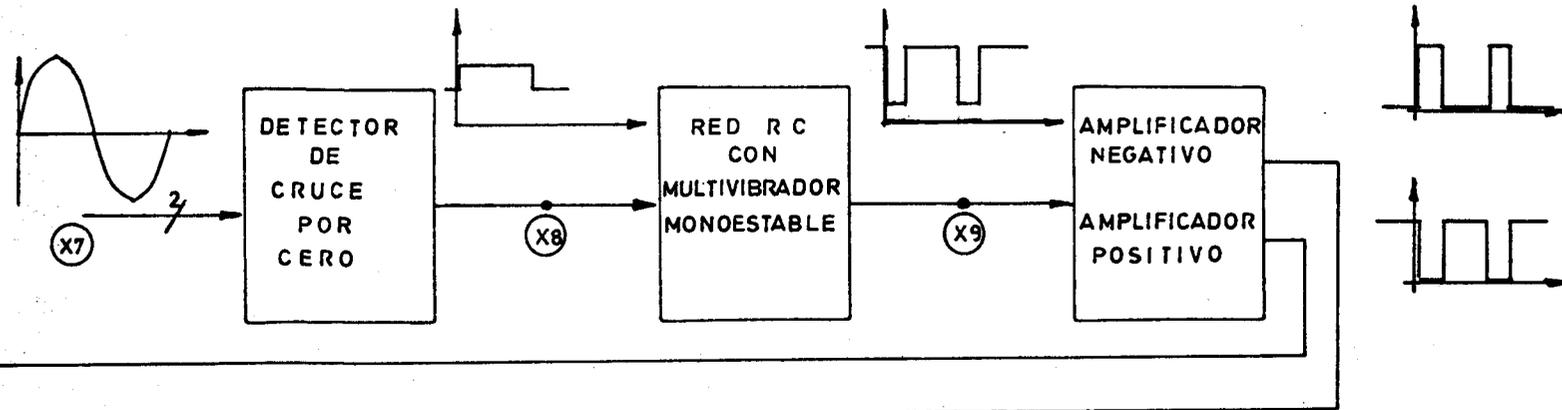


DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MEDIDOR DIGITAL DEL ANGULO DE DISPARO

de 216 KHz, la cual es proporcionada por IC30 que es un multivibrador 555 y cuya frecuencia corresponde haberse dividido en 1800 unidades los 180° de la onda a ser medida, permitiendo así la lectura de hasta con un decimal de aproximación.

Esta señal de reloj presente en todo momento incrementará el contador ascendentemente desde cero, si se selecciona para sistema monofásico o desde 970 si la selección es para trifásico, de acuerdo a los pulsos de "información de cruce por cero", permitiendo así obtener cuentas continuas de hasta 1800 veces, correspondientes a los 180° de conducción de una de las fases de onda.

Los pulsos de cruce por cero son obtenidos, por medio de un chip especial de detección de cruce por cero LM339 IC27 a partir de la fase seleccionada, esta información es diferenciada por una red formada por un capacitor C46 y la resistencia R146 a tierra, luego, los pulsos ya formados serán acoplados a la circuitería TTL por medio de un multivibrador 555 IC28 configurado como monoestable, pero trabajando de una manera transparente es decir, presenta en su salida los pulsos tal cual llegan a su entrada, ya que por las características (de ancho de pulsos) estos no alcanzan los niveles de "persección" del 555 pero, sin embargo, ganan en ciertos aspectos propios para ser "percibidos" por circuitería TTL. Los pulsos son luego amplificados por medio de transistores y estarán presentes en los contadores IC31, 32, 33, 34 en los pines 14 (CLEAR), cuando se trate de tomar medidas en un sistema monofásico o serán conmutados por medio de un interrup-

tor de selección a los pines 11 (LOAD) cuando el sistema sea de rectificación trifásica. En el primer caso la cuenta se iniciará desde cero (enceramiento) y en el segundo la cuenta será desde 970.0, el cual, es cargado con la señal de cruce por cero y garantiza que los display marcarán 0 cuando en realidad la onda está en los 30° que es la condición de medida, en rectificación trifásica.

La salida de la etapa contadora llega a la etapa de retención o captura de información; IC35, 36 que son 2 LATCHES los cuales "capturarán la lectura de la cuenta de los contadores" en el instante en que un pulso de disparo se presente por sus pines de captura (pines 2 y 14).

Cabe anotar que en medición trifásico, a pesar de que el contador se cargue e incrementa desde 970.0 a 999.9 en el display siempre se leerá 000.0 durante dicho intervalo, gracias a que en esos momentos los mantenedores de lectura o LATCHES son encerados debido a la presencia de un nivel alto en sus pines 1 y 13 (de CLEAR) provenientes de una combinación de puertas NOR (IC45) donde una de cuyas entradas es el pin 5 que es la salida más significativa del LATCH más significativo. La particularidad de dicha salida es que se mantendrá en alto en todo momento que el número 9 MSB (1001 en binario) esté presente a la entrada del mantenedor de lectura.

Los pulsos de disparo (provenientes del equipo rectificador de

SCRs) han sido acoplados a la circuitería TTL mediante un arreglo de transistores.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

- 1. Las diferentes y extremas pruebas a las que se sometió al equipo construido en la ESPOL, tanto en la parte de fuerza como en la de control, hablan de una alta confiabilidad tanto en los materiales y elementos utilizados; así como en el diseño de la circuitería empleada en la Tesis.**
- 2. El transformador trifásico construido ha sido exigido hasta con 14 Amperios de salida sin sufrir ningún tipo de daño.**
- 3. La protección del equipo, a través del tablero de fusibles externos, ha cumplido con el objetivo deseado cuando el caso lo ha requerido.**
- 4. La limitación de la corriente de armadura que se realiza por medio de un control externo ubicado en el panel frontal de conexiones ofrece una excelente protección al motor durante el período de arranque.**

5. La medición digital del ángulo de disparo de los SCR'S simplifica y facilita en cierta medida la realización de las diferentes prácticas del Laboratorio.
6. La inclusión de las figuras de los principales puntos de prueba en la generación del pulso de disparo, que se observan en el manual del usuario, posibilita a una rápida reparación del equipo en caso de daño.
7. No se efectúa un análisis matemático profundo y detallado del sistema, debido a su desarrollo eminentemente práctico. Un trabajo que provee al estudiante del Laboratorio de Controles Industriales Electrónicos de un Banco de Pruebas extra para que se vincule aún más a la práctica de la Electrónica de Potencia con la que va a encontrarse en la Industria.

Recomendaciones

1. Poner controles externos de las constantes KP y KI, mencionadas en el capítulo IV, para de esta manera poder controlar la velocidad de motores que tengan diferentes características (constantes eléctricas y mecánicas) al que se utiliza en esta Tesis.
2. Seguir cuidadosamente las instrucciones del manual del usuario para evitar daños al equipo, especialmente al motor cuando se conecte al mismo.

3. Con la asesoría del Ayudante Académico del Laboratorio mostrar al estudiante el seguimiento de la señal de generación del pulso de disparo hasta que llega al tiristor, para que pueda tener una mayor comprensión del funcionamiento del circuito de control y no solo de la parte de fuerza del equipo.

APENDICES

APENDICE A

DATOS TECNICOS

La siguiente lista, muestra en detalle los diferentes elementos utilizados en la Tesis:

Resistencias

R1= R23= R40= R77= R94= POT. 25 Kohm
R2= R24= R41= R58= R78= R95= 68 Kohm - 1/2 w
R3= R25= R42= R59= R96= 47 ohm - 1/2 w
R4= R26= R43= R60= R80= R97= 1.5 Kohm - 1/2 w
R5= R27= R44= R61= R81= R98= 2.7 Kohm - 1/2 w
R6= R62= 2.2 Kohm - 1/2 w; R7= R63= 1.5 Kohm - 1/2 w
R8= R64= 1 Kohm - 1/2 w
R9= R28= R45= R65= R82= R99= 2.7 Kohm - 1/2 w
R10= R29= R46= R66= R83= R100= 2.2 Kohm - 1/2 w
R11= R30= R47= R67= R84= R101= 100 ohm - 1/2 w
R12= R31= R48= R68= R85= R102= 10 Kohm - 1/2 w
R13= R32= R49= R69= R86= R103= 3.3 Kohm - 1/2 w
R14= R33= R50= R70= R87= R104= POT . 10 Kohm
R15= 4.7 Kohm - 1/2 w; R16= 47 Kohm - 1/2 w
R17= R34= R51= R71= R88= R105= 3.3 Kohm - 1/2 w
R18= R35= R52= R72= R89= R106= 4.7 Kohm - 1/2 w

R19= R36= R53= R73= R90= R107= 8.2 Kohm - 1/2 w
R20= R37= R54= R74= R91= R108= 820 ohm - 1 w
R21= R38= R55= R75= R92= R109= 18 Kohm - 1 w
R22= R39= R56= R76= R93= R110= 47 ohm - 1/2 w
R111= R112= 100 ohm - 5 w; R113= R114= 10 Kohm - 1/2 w
R115= 4.7 Kohm - 1/2 w; R116= 300 Kohm - 1/2 w
R117= 7.2 Kohm - 1/2 w; R118= 47 Kohm - 1/2 w
R119= 3.3 Kohm - 1/2 w; R120= 100 Kohm - 1/2 w
R121= 2 Mohm - 1/2 w; R122= 100 Kohm - 1/2 w;
R123= POT . 10 Kohm; R124= 100 Kohm - 1/2 w
R125= 33 Kohm - 1/2 w; R126= POT . LINEAL 1 Kohm
R127= 100 Kohm - 1/2 w; R128= 2 Mohm - 1/2 w
R129= 100 Kohm - 1/2 w; R130= POT . 10 Kohm
R131= 10 Kohm - 1/2 w; R132= POT . 100 Kohm
R133= 4.7 Kohm - 1/2 w; R134= 47 Kohm - 1/2 w
R135= 33 Kohm - 1/2 w; R136= POT . LINEAL 1 Kohm
R137= 8.2 Kohm - 1/2 w; R138= 6.8 Kohm - 1/2 w
R139= 10 Kohm - 1/2 w; R140= 220 Kohm - 1/2 w
R141= 220 Kohm - 1/2 w; R142= 10 Mohm - 1/2 w
R143= 15 Kohm - 1/2 w; R144= 20 Kohm - 1/2 w
R145= 170 ohm - 1/2 w; R146= 5.2 Kohm - 1/2 w
R147= 1.1 Mohm - 1/2 w; R148= 1 Kohm - 1/2 w
R149= 100 ohm - 1/2 w; R150= 1 Kohm - 1/2 w
R151= 100 ohm - 1/2 w; R152= 1 Kohm - 1/2 w
R153= 100 ohm - 1/2 w; R154= 1 Kohm - 1/2 w
R155= 100 ohm - 1/2 w; R156= 1 Kohm - 1/2 w
R157= 100 ohm - 1/2 w; R158= POT . 10 Kohm

R159= 240 ohm - 1/2 w; R160= 33.3 Kohm - 1/2 w
R161= POT . 10 Kohm; R162= 33.3 Kohm - 1/2 w
R163= 47 ohm - 1/2 w; R164= 110 ohm - 1/2 w
R165= 10 Kohm - 1/2 w; R166= 2 Kohm - 1/2 w
R167= 10 Kohm - 10 w

Capacitores:

C1= C8= C13= C18= C24= C29= 0.1 uF - 600V
C2= C9= C14= C19= C25= C30= 0.33 uF - 250V
C3= C20= 0.1 uF - 600V
C4= C10= C15= C21= C26= C31= 0.1 uF - 600V
C5= C11= C16= C22= C27= C32= 1 uF - 50V
C6= 1 nF
C7= C12= C17= C23= C28= C33= 1 uF - 200V
C34= C35= 1000 uF - 25V
C36= 1000 uF - 25V; C37= 0.1 uF - 250V
C38= 1000 uF - 50V; C39= 10 uF - 50V
C40= 1 uF - 50V ; C41= 0.01 uF
C42= 1 uF - 50V; C43= 4.7 uF - 16V
C44= C45= 2200 uF - 50V; C46= 0.1 uF
C47= 0.1 uF; C48= 2200 uF - 25V
C49= 0.1 uF; C50= 1 uF - 50V
C51= 0.1 uF; C52= C53= 300 uF - 200 V

Diodos:

D1= D10= D18= D26= D34= D42= BAY72

D2= D11= D19 D27= D35= D43= BAY72

D3= D12= D20= D28= D36= D44= BAY72

D4= D13= D21= D29= D37= D45= BAY72

D5= D14= D22= D30= D38= D46= BAY72

D6= IN4004

D7= D15= D23= D31= D39= D47= BAY72

D8= D16= D24= D32= D40= D48= ZENNER 10V - 1w

D9= D17= D25= D33= D41= D49= IN 4004

D50= D51= ZENNER 12V - 5w

D52= D53= IN4004

D54= D55= D56= D57= D58= D59= IN4004

D60= D61= IN4004

Transistores

Q1= Q5= Q9= Q13= Q17= Q21= BC107B

Q2= Q6= Q10= Q14= Q18= Q22= ECG 123AP

Q3= Q7= Q11= Q15= Q19= Q23= 2N1613

Q4= Q8= Q12= Q16= Q20= Q24= 2N1613

Q25= Q26= Q27= Q28= Q29= ECG 123AP

Transformadores de pulsos

TRP1= TRP2= TRP3= TRP4= TRP5= TRP6

Tienen una relación de transformación de 2:1 , 7:3.5 ohms

TRP7= transformador para sincronizar el pulso de disparo en el medidor

digital de ángulo (105:15 V)

Circuitos Integrados

IC1= IC6= IC9= IC12= IC15= IC18= ECG 941

IC2= IC7= IC10= IC13= IC16= IC19= ECG 941

IC3= IC8= IC11= IC14= IC17= IC20= NE 555 P

IC4= NE 555 P

IC5= IC21= 74 LS 08N

IC22= ECG 168

IC23= LM 323 K

IC24= ECG 948

IC25= IC26= ECG 941 M

IC27= LM 139

IC28= NE 555 P

IC29= LX 956

IC30= NE 555 P

IC31= IC32= IC33= IC34= 74192

IC35= IC36= 74116

IC37= IC38= IC39= IC40= 7448

IC41= IC42= IC43= IC44= 3060

IC45= 7400

IC46= ECG 168

Los diodos de potencia empleados en el equipo son:

IN3765 (ECG 5998)

800 voltios inversos de pico

40 amperios corriente promedio

IFM SURGE= 500 A

VF= 1.2 V

APENDICE B

MANUAL DEL USUARIO

Experiencias que se puedan realizar en el equipo

Las prácticas que se nombran a continuación fueron hechas con configuraciones no controladas, semi y totalmente controladas; con cargas R, RL y con diodo de paso libre.

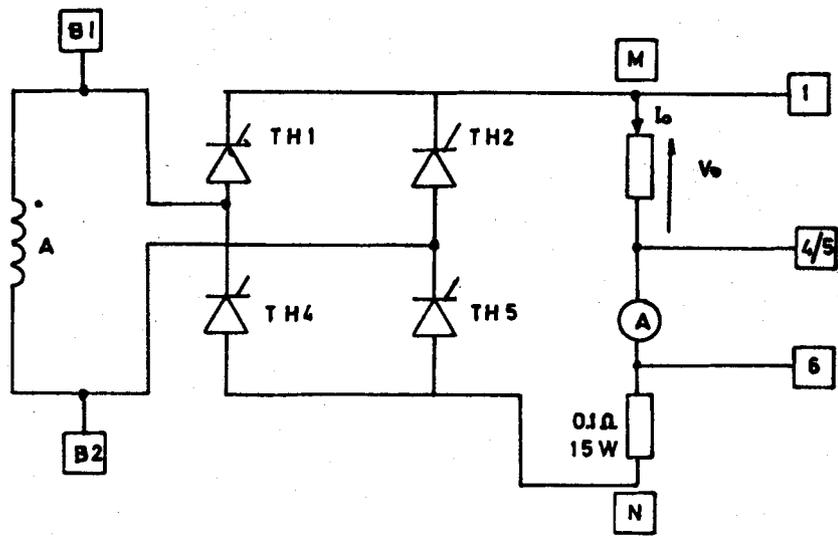
1. Rectificación monofásico (1ϕ) de media onda.
2. Rectificador monofásico de onda completa, tipo puente.
3. Rectificador monofásico de onda completa con toma central.
4. Rectificador trifásico (3ϕ) de media onda.
5. Rectificador trifásico de onda completa.
6. Control de lazo abierto de velocidad de un motor DC.
7. Control de lazo cerrado de corriente de un motor DC.
8. Control de doble lazo cerrado de velocidad de un motor DC.
9. Control de doble lazo cerrado de voltaje de armadura de un motor DC.

Instrucciones para manejo del equipo

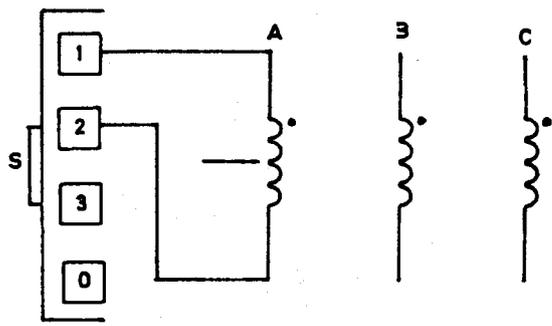
Para el correcto funcionamiento del equipo se debe seguir las siguientes instrucciones:

1. Energizar el equipo, esto se comprueba al encenderse la luz piloto en el tablero de energía (figura # 2).
2. Colocar los interruptores, trifásico de energía y monofásico de carga en posición OFF, los cuales se observan en la figura # 1.
3. Unir los terminales T1 y T9, y asegurarse con el medidor de ángulo que éste sea de 180° (monofásico) o 150° (trifásico), esto se logra con el potenciómetro "Referencia" y se realiza para que el voltaje controlado empiece desde cero.
4. Conectar el tablero de energía siguiendo las instrucciones dadas para cada configuración particular.
5. Luego de esto, se hace las conexiones de los tiristores y diodos necesarios para la práctica, conectando también los pulsos de disparo "P" con las compuertas no físicas "G" correspondientes para cada tiristor y según la configuración empleada.
6. Energizar los terminales "B", uniéndolos a los terminales "S" mediante el interruptor trifásico.
7. Energizar la carga mediante el interruptor monofásico.
8. Hacer las mediciones correspondientes utilizando los puntos de prueba del tablero principal (figura # 1).

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



CONEXION DE ENERGIA



CONEXION DE PULSOS

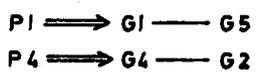


Fig. # 46: CONEXION FISICA DEL RECTIFICADOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA, TIPO PUENTE.

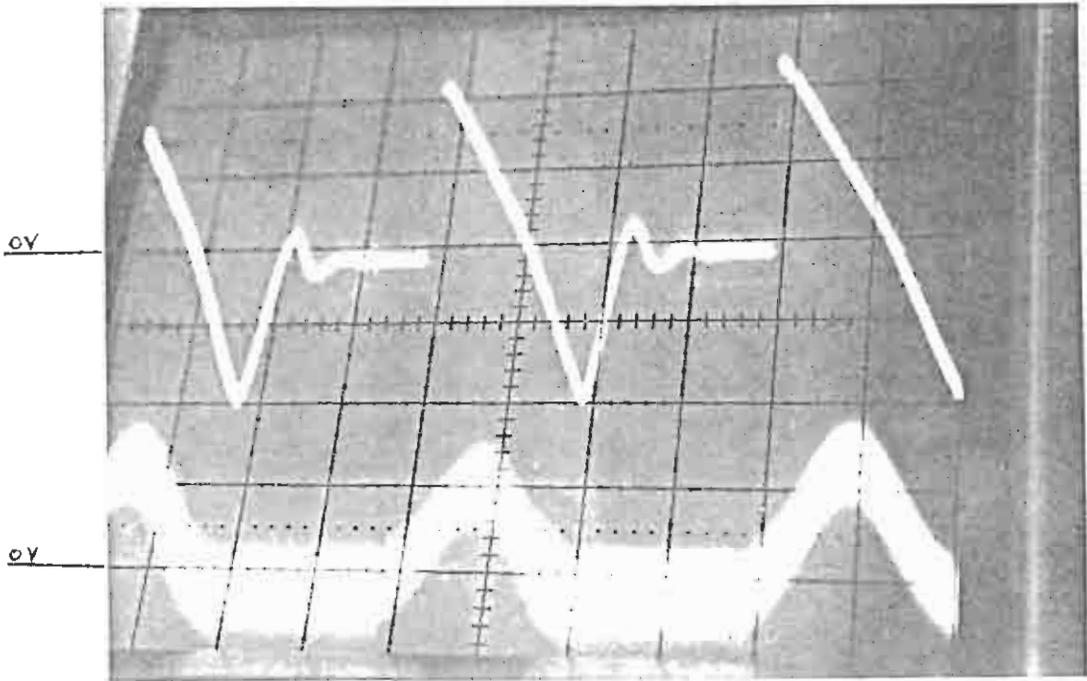
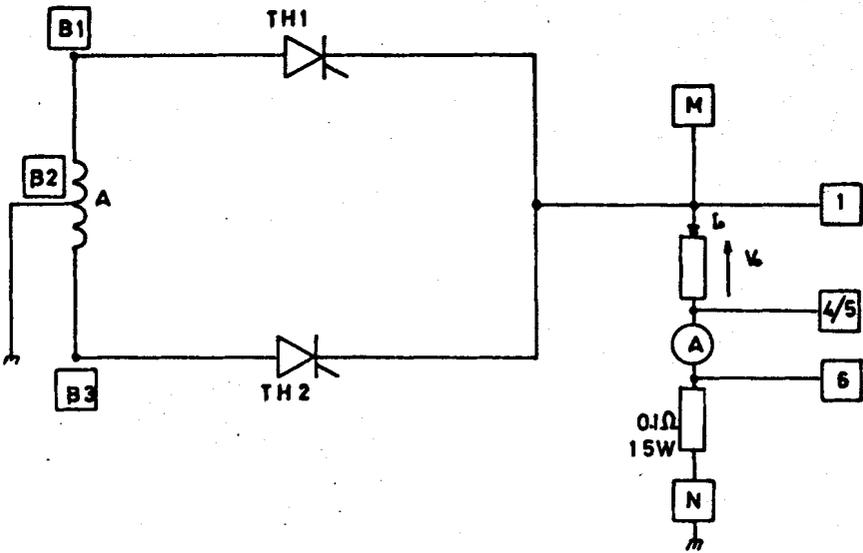


Fig. # 47: DETALLE DE VOLTAJE Y CORRIENTE EN CARGA R-L. CONEXION MONOFASICA COMPLETAMENTE CONTROLADA.

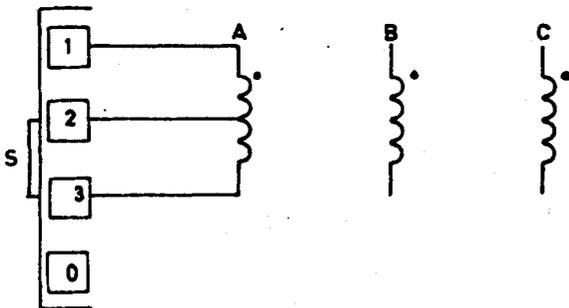
$V_0 = 50$ voltios/división

$I_0 = \frac{0.1 \text{ voltios/división}}{0.1 \text{ OHM}}$

$t = 2$ m seg/división



CONEXION DE ENERGIA



CONEXION DE PULSOS

P1 → G1
 P4 → G4

Fig. / 48: CONEXION FISICA DEL RECTIFICADOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA CON TOMA CENTRAL.

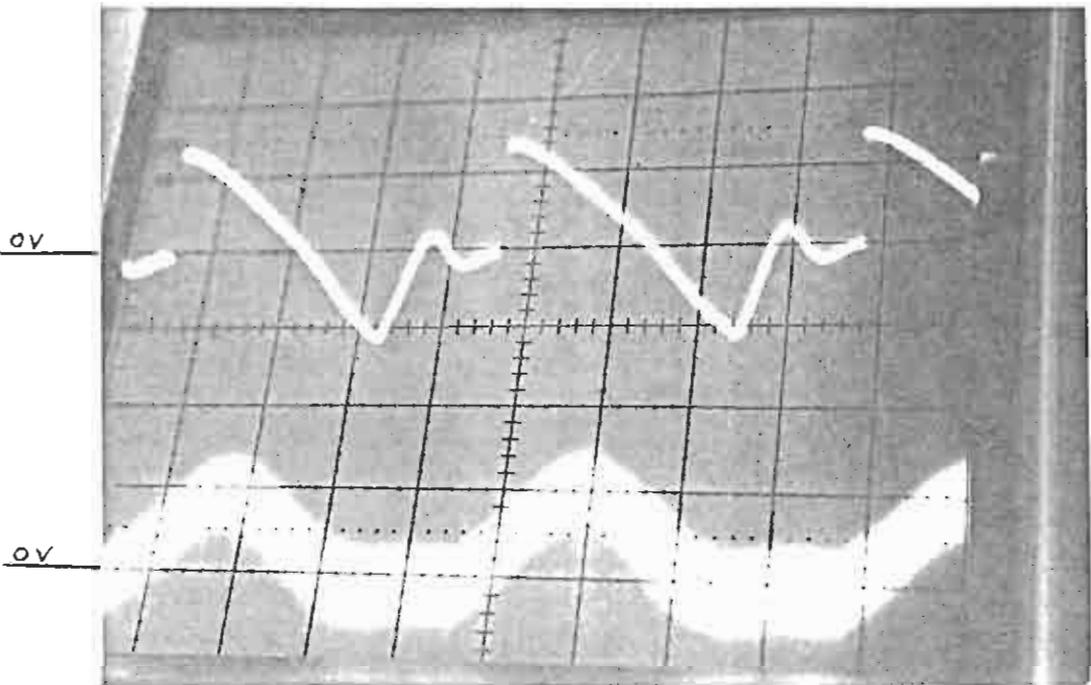
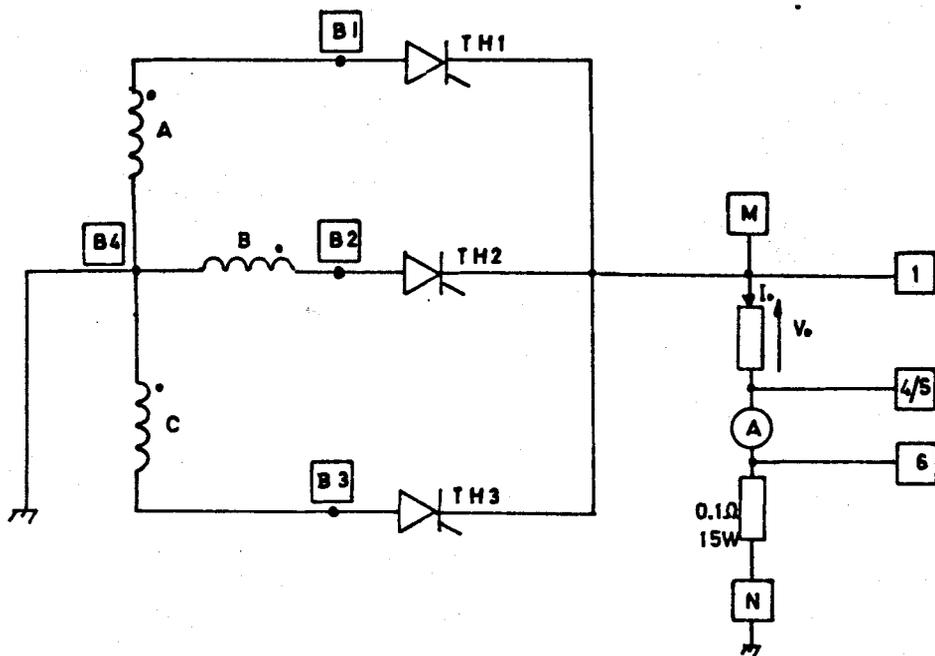


Fig. # 49: DETALLE DE VOLTAJE Y CORRIENTE EN CARGA R-L.
CONEXION MONOFASICA CON TAP CENTRAL.

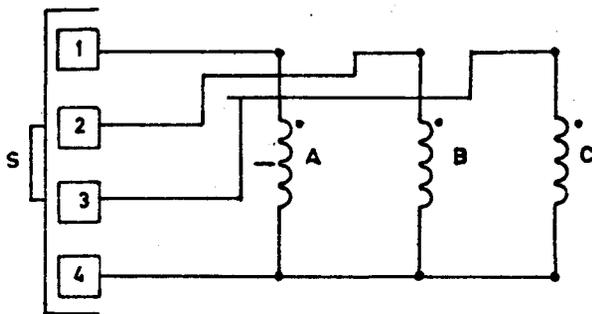
$V_0 = 50$ voltios/división

$I_0 = \frac{0.1 \text{ voltios/división}}{0.1 \text{ OHM}}$

$t = 2 \text{ m seg/división}$



CONEXION DE ENERGIA



CONEXION DE PULSOS

- P1 → G1
- P2 → G2
- P3 → G3

Fig. / 50: CONEXION FISICA DEL RECTIFICADOR TRIFASICO DE MEDIA ONDA

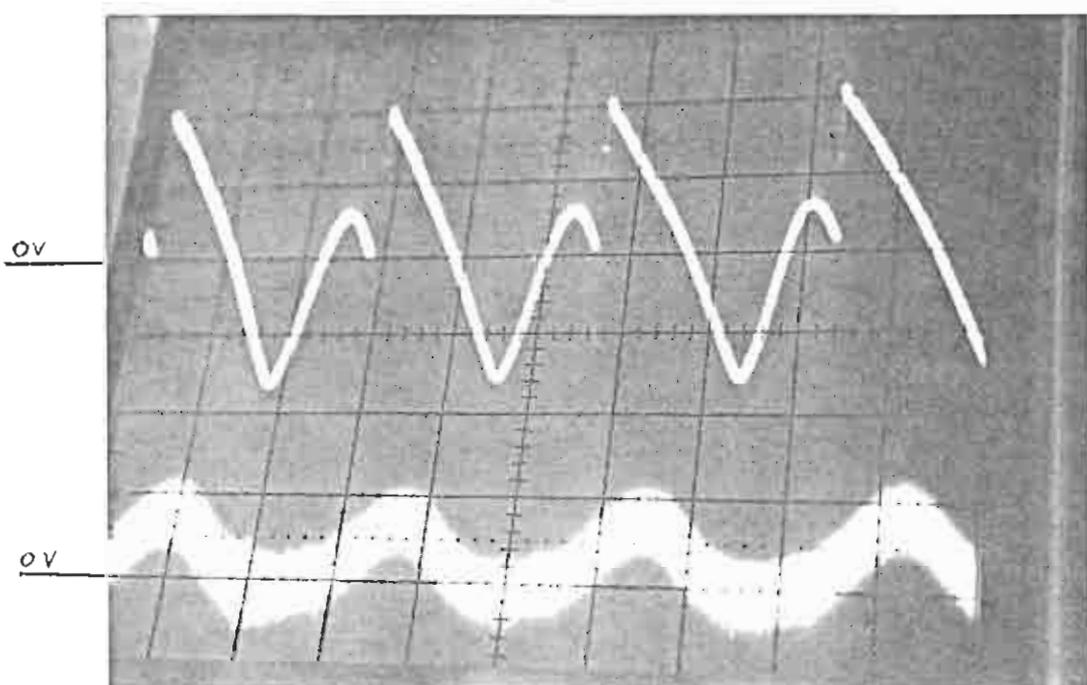


Fig. # 51: DETALLE DE VOLTAJE Y CORRIENTE EN CARGA R-L.
CONEXION TRIFASICA DE MEDIA ONDA

$V_0 = 50$ voltios/división

$I_0 = \frac{0.1 \text{ voltios/división}}{0.1 \text{ OHM}}$

$t = 2$ m seg./división

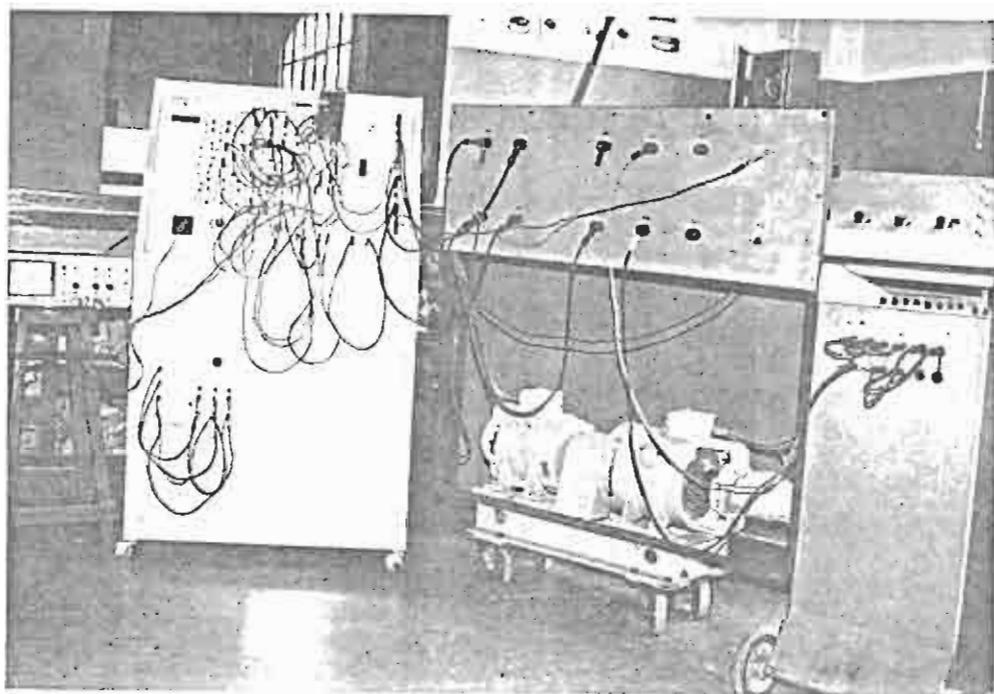


Fig. # 52: DETALLE DE LA CONEXION DEL MOTOR-GENERADOR
AL EQUIPO "ESPOL".

Control de Motor

En las siguientes instrucciones se detalla la forma correcta de operar el control de velocidad del motor D.C.

1. Realizar la configuración del puente rectificador completamente controlado con diodo de paso libre, tal como se indica en la figura # 53.
2. Conectar la armadura del motor en los terminales # 1 y # 4 (ver figura # 54 , y un amperímetro que indicará la corriente D.C. por la armadura del motor entre los terminales # 5 y # 6.
3. El voltaje de campo del motor (presente al energizar el equipo está entre los terminales # 7 y # 10 y debe asegurarse de que hayan 148 Vdc antes de arrancar el motor.
4. Arrancar el motor lentamente, hasta una velocidad prudencial, en lazo abierto (T1 con T9, polaridad positiva), y comprobar la polaridad del voltaje del tacómetro; de acuerdo a ella se conecta en los terminales # 11 (el positivo) y en el # 12 (el negativo). Luego, regresar con el potenciómetro "Referencia" a velocidad cero y realizar las experiencias citadas haciendo las siguientes conexiones:

Lazo cerrado de corriente

polaridad negativa

T1 → T7 T8 → T9

Lazo cerrado de voltaje y corriente de armadura

polaridad positiva

T1 → T2 T3 → T5 T6 → T7 T8 → T9

Lazo cerrado de velocidad y corriente de armadura

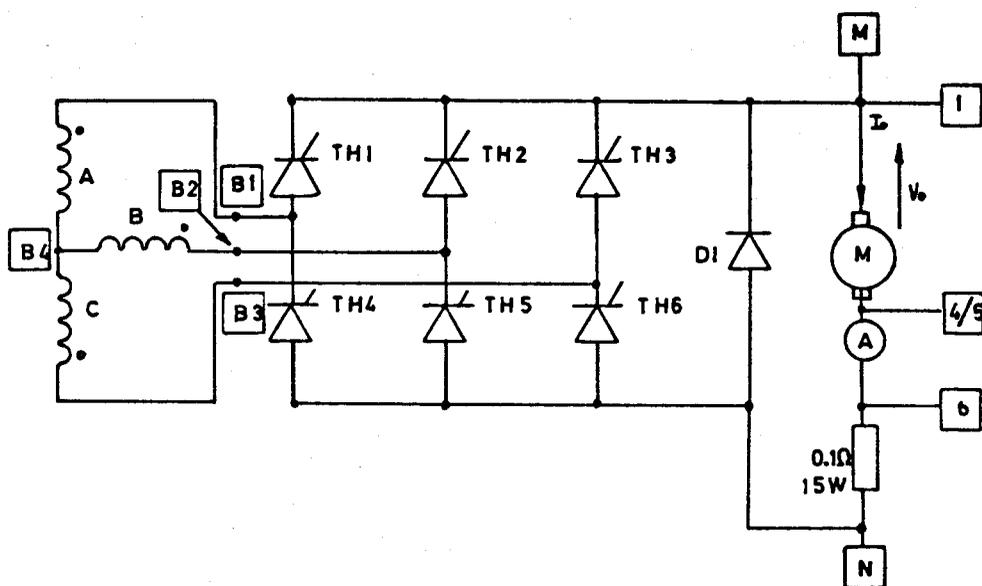
polaridad positiva

T1 → T2

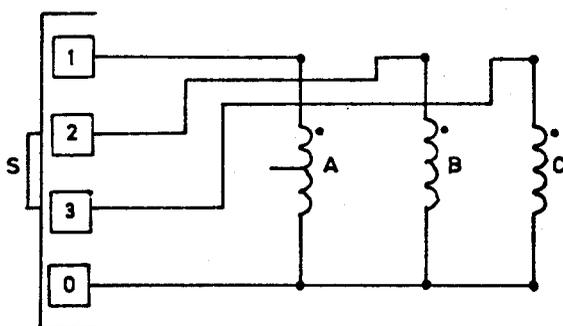
T4 → T5

T6 → T7

T8 → T9



CONEXION DE ENERGIA



CONEXION DE PULSOS

- P6 — P1 ⇒ G1
- P4 — P2 ⇒ G2
- P5 — P3 ⇒ G3
- P3 — P4 ⇒ G4
- P1 — P5 ⇒ G5
- P2 — P6 ⇒ G6

Fig. / 53: CONEXION FISICA DEL RECTIFICADOR TRIFASICO COMPLETAMENTE CONTROLADO

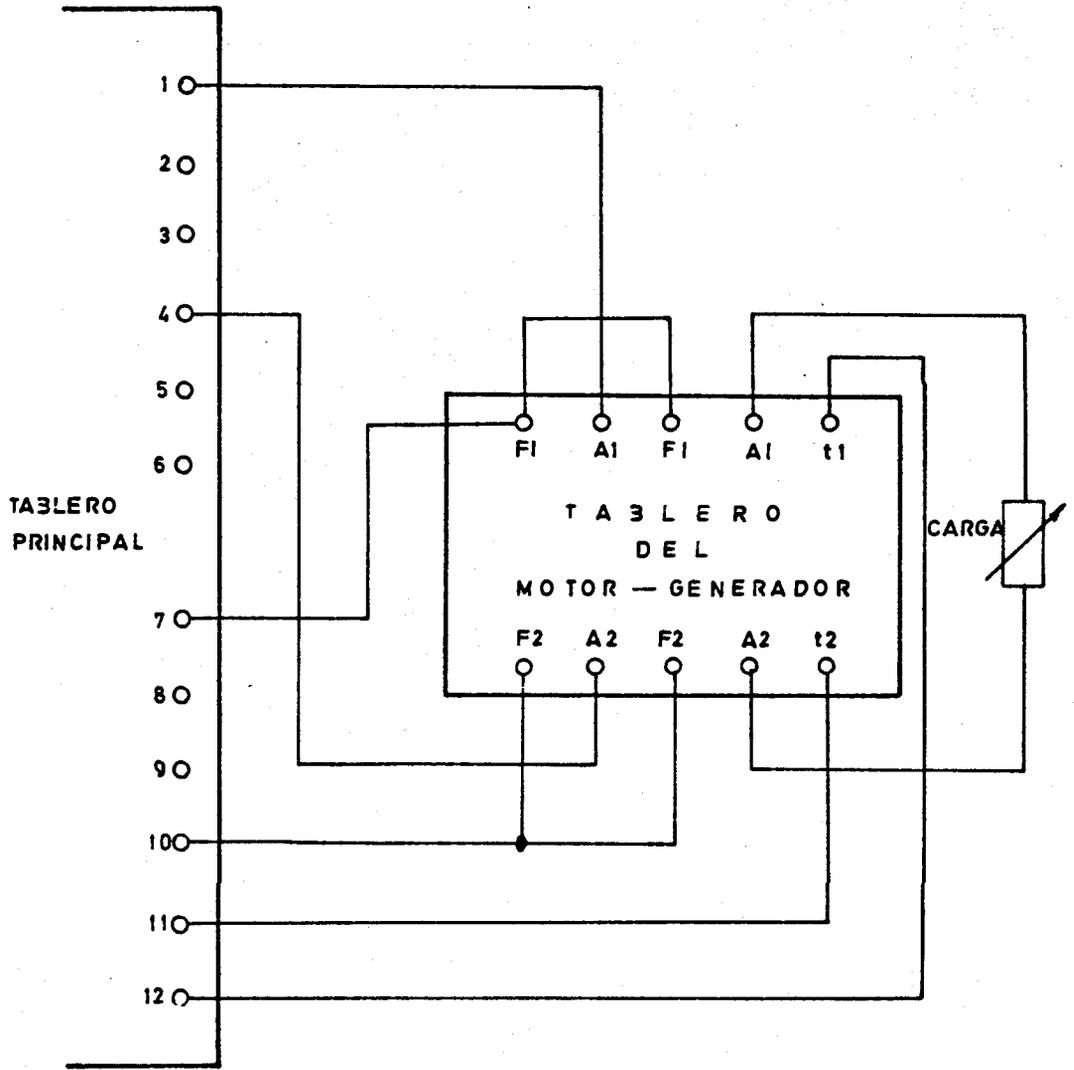


Fig. / 54: CONEXION FISICA DEL MOTOR AL TABLERO PRINCIPAL.

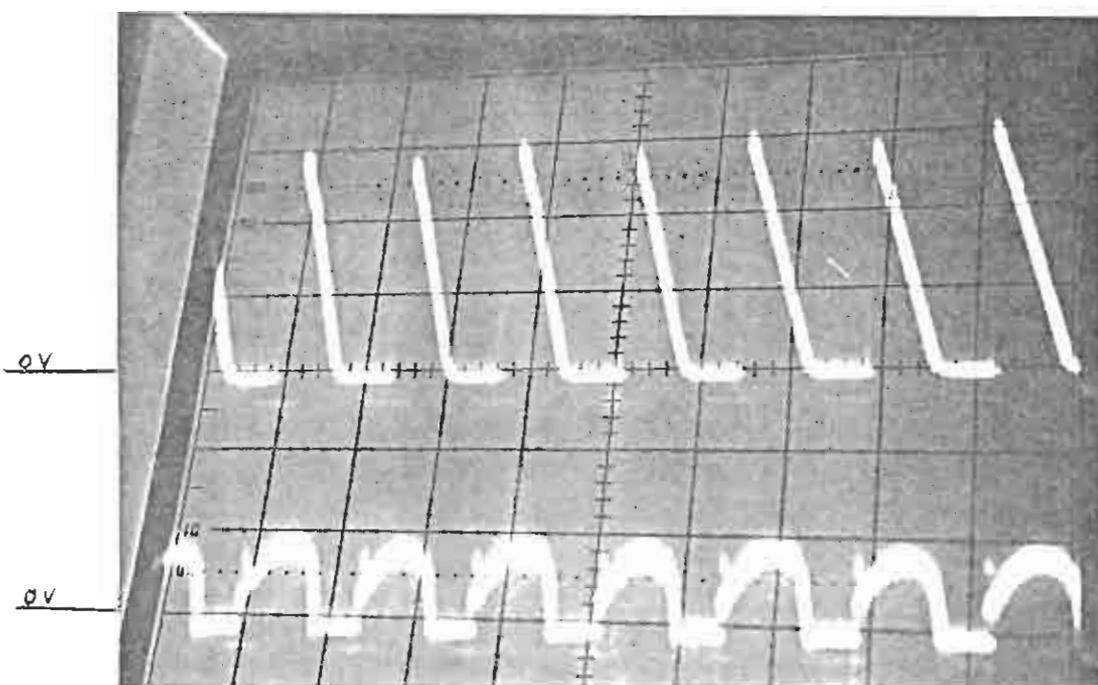


Fig. # 55: DETALLE DE VOLTAJE Y CORRIENTE DE ARMADURA EN EL MOTOR.
CONEXION TRIFASICA COMPLETAMENTE CONTROLADA. CON DIODO
DE PASO LIBRE.

$V_0 = 50$ voltios/división

$i_0 = \frac{1 \text{ voltio/división}}{0.1 \text{ OHM}}$

$t = 2 \text{ m seg./división}$

APENDICE C

DIAGRAMA GENERAL DEL EQUIPO

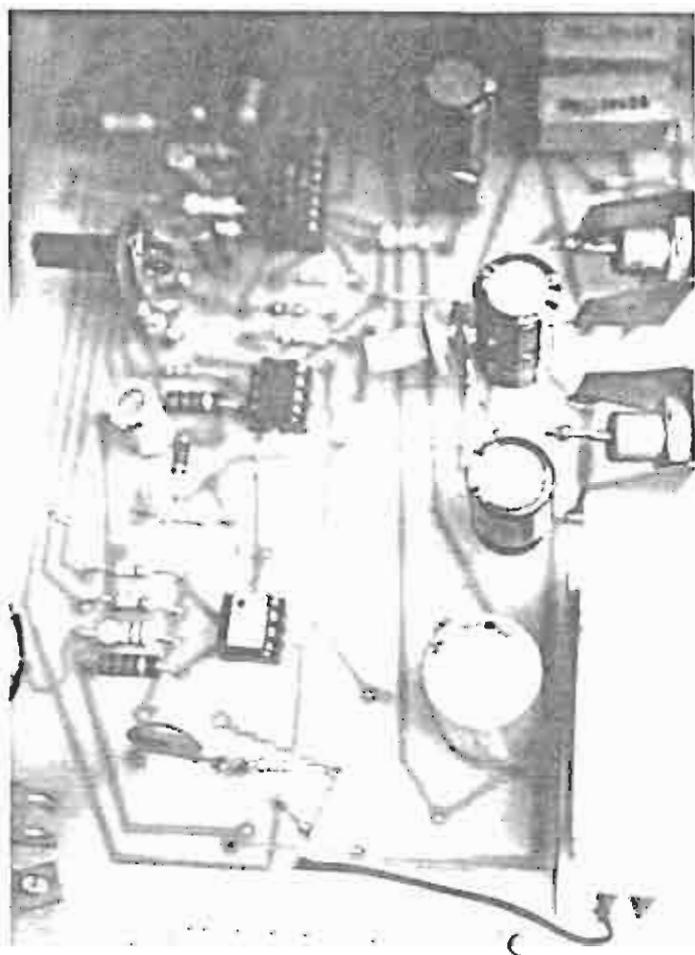


Fig. # 56: DETALLE DE TARJETA # 1

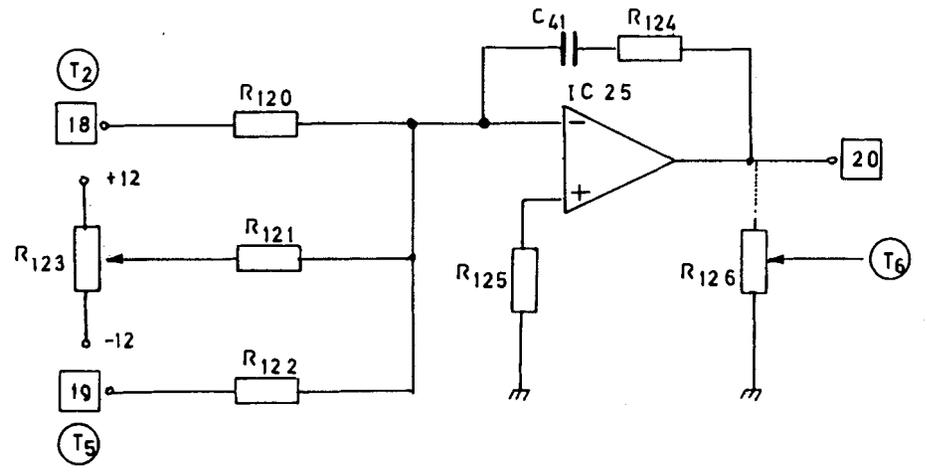
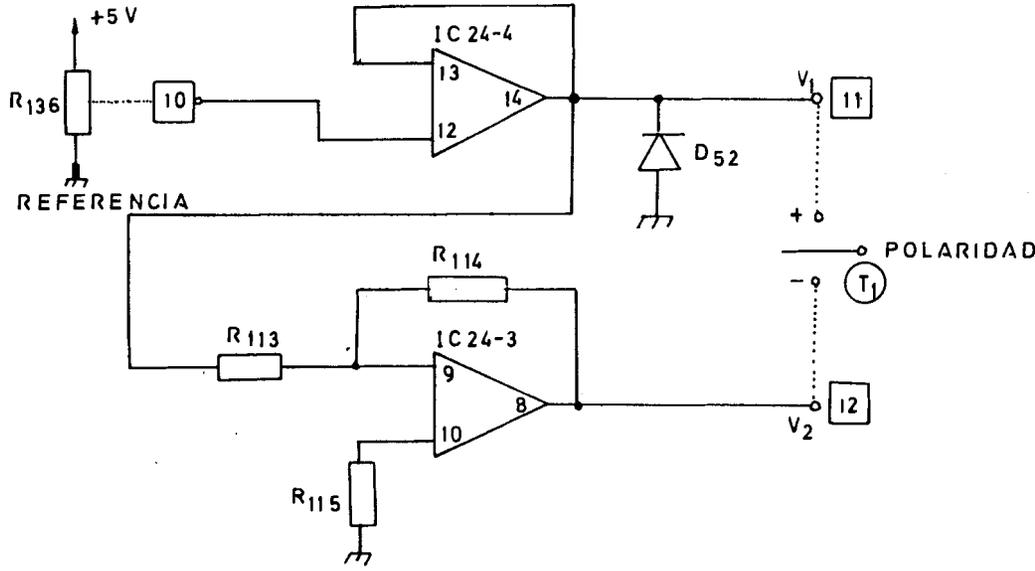
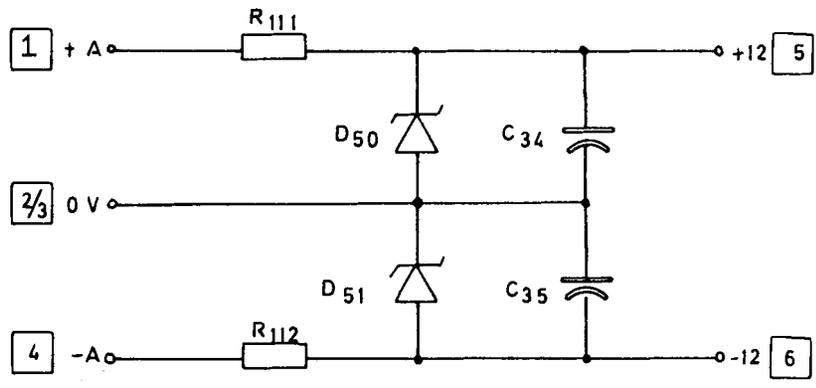
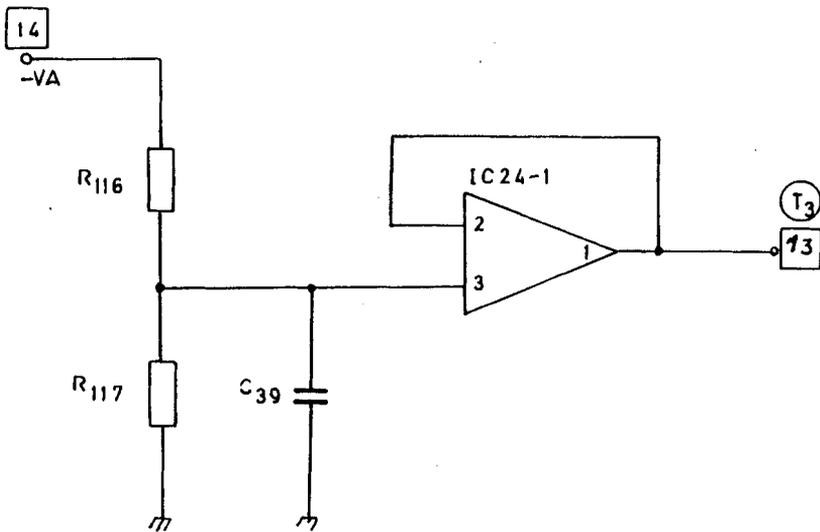
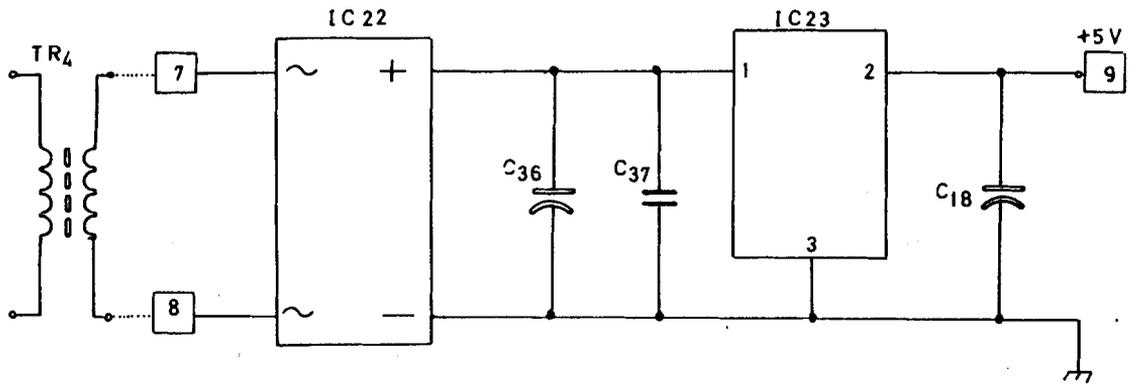
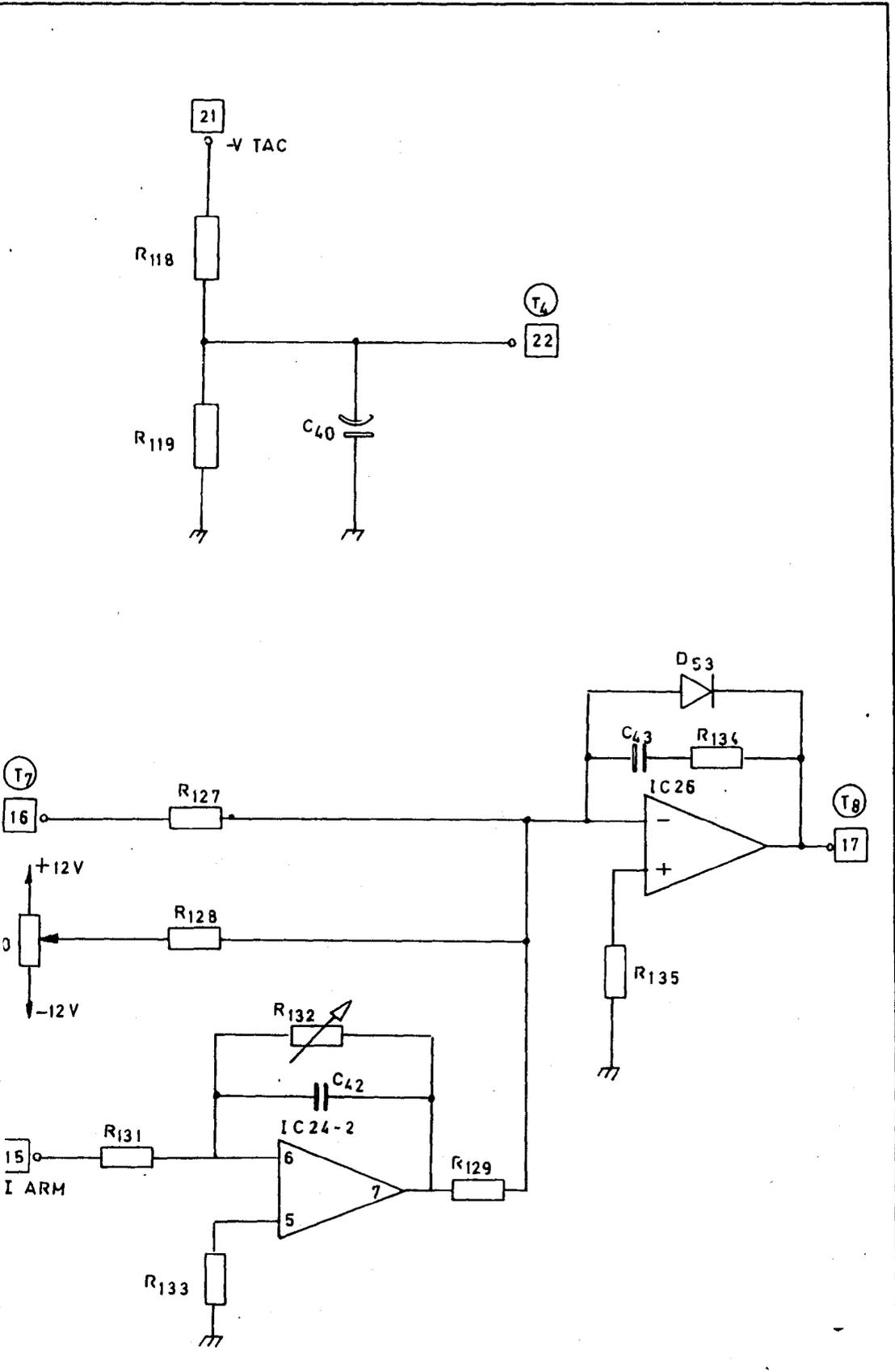


FIGURA N° 57 : DIAGRAMA DE LA TARJETA N° 1





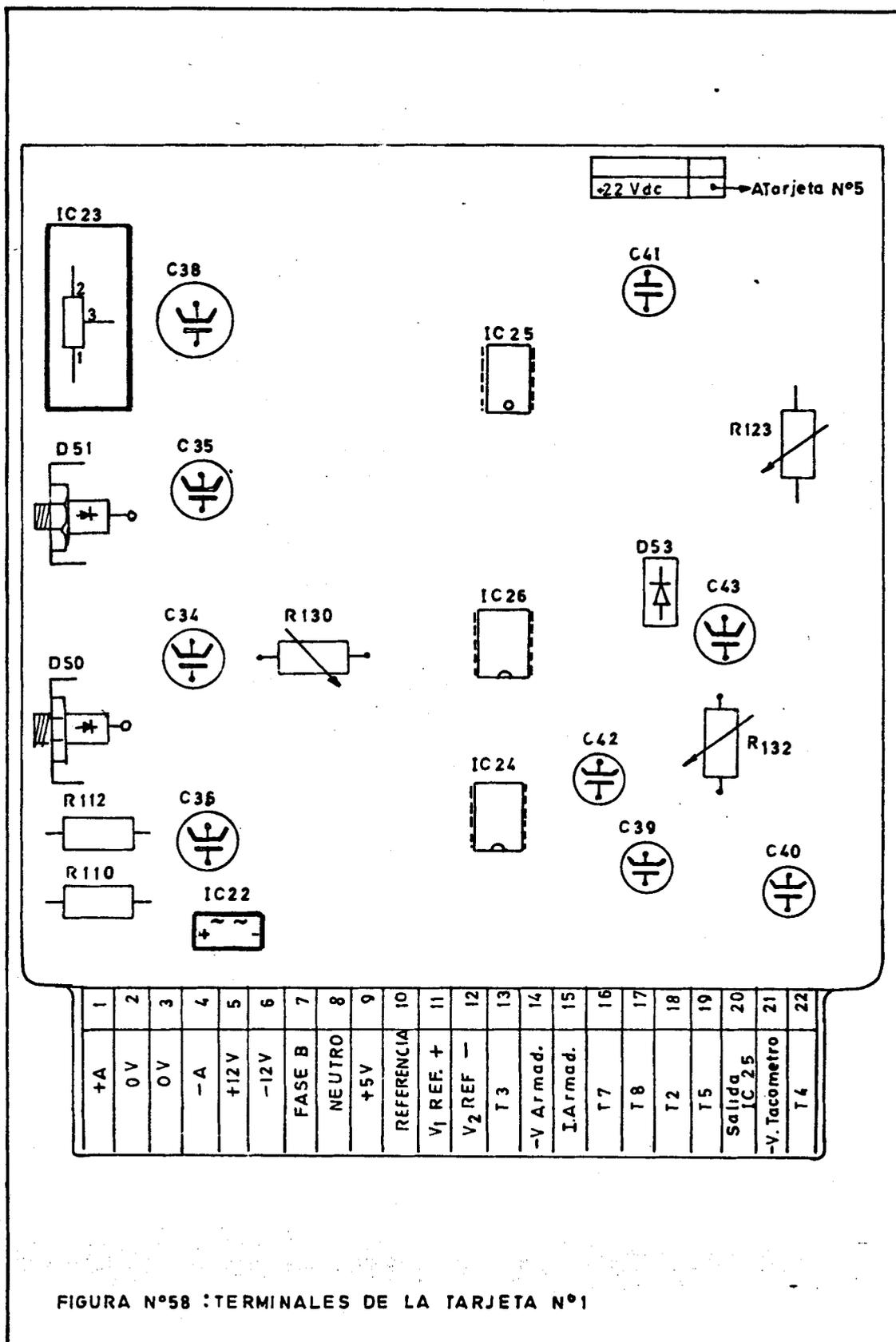


FIGURA N°58 : TERMINALES DE LA TARJETA N°1

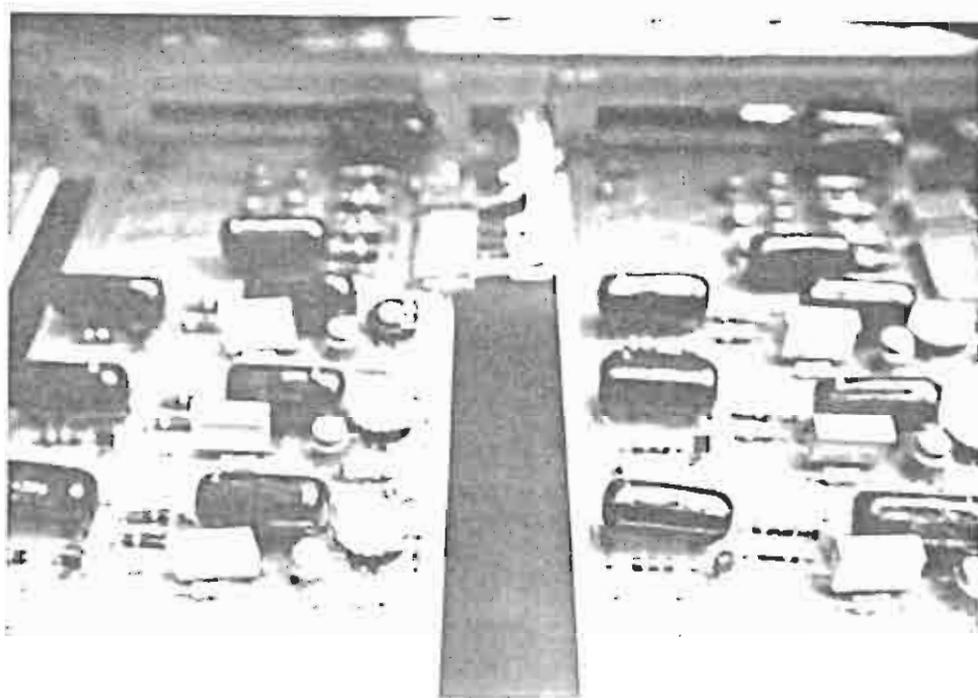


Fig. # 59: DETALLE DE TARJETA # 2 Y # 3

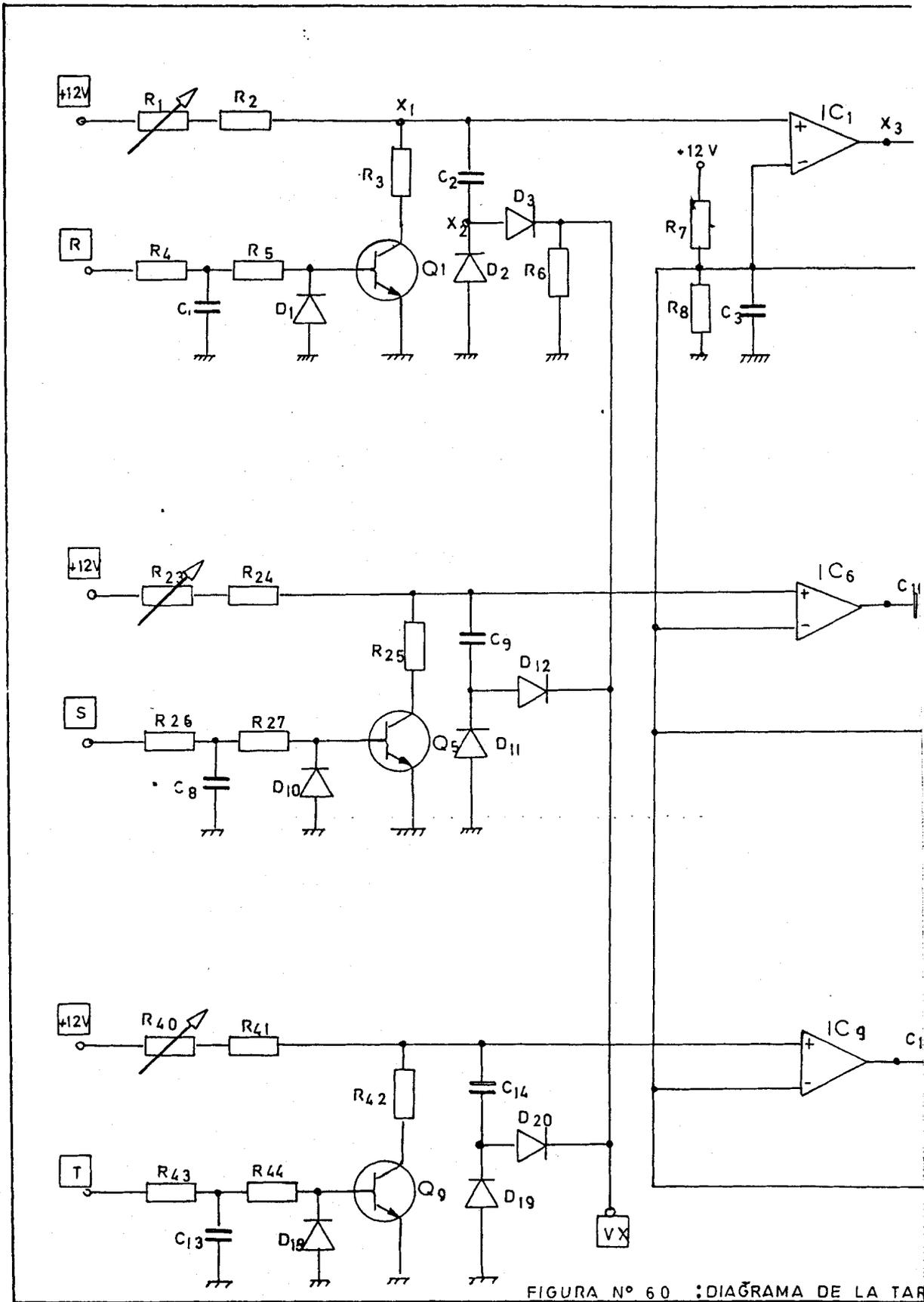
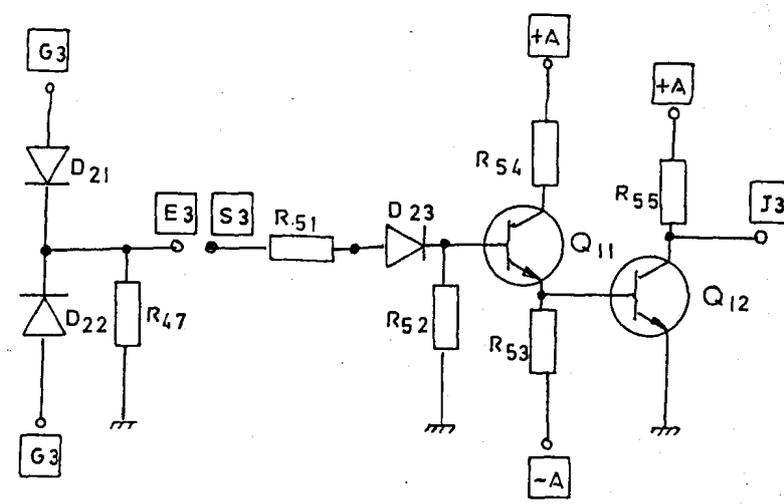
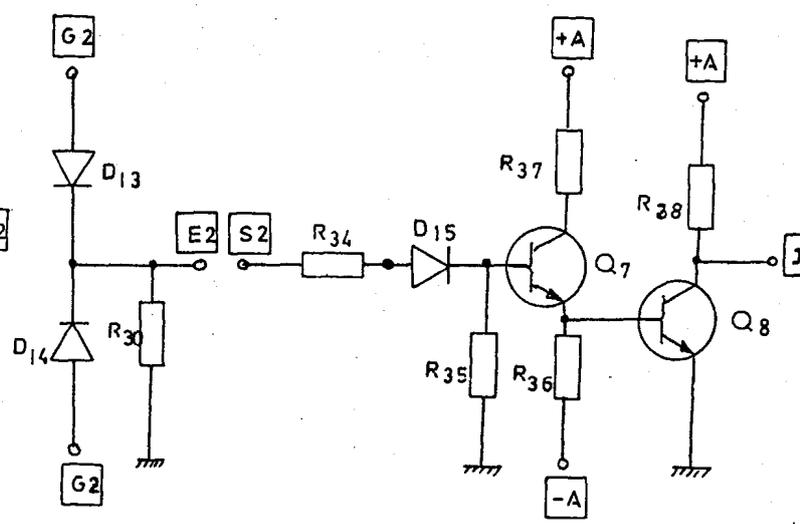
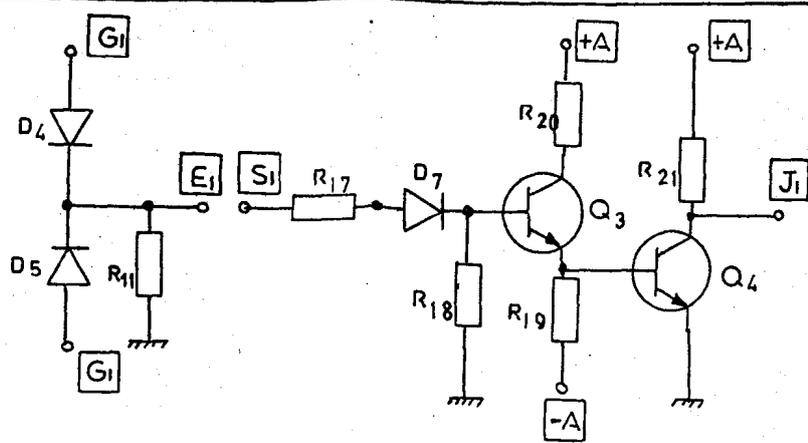
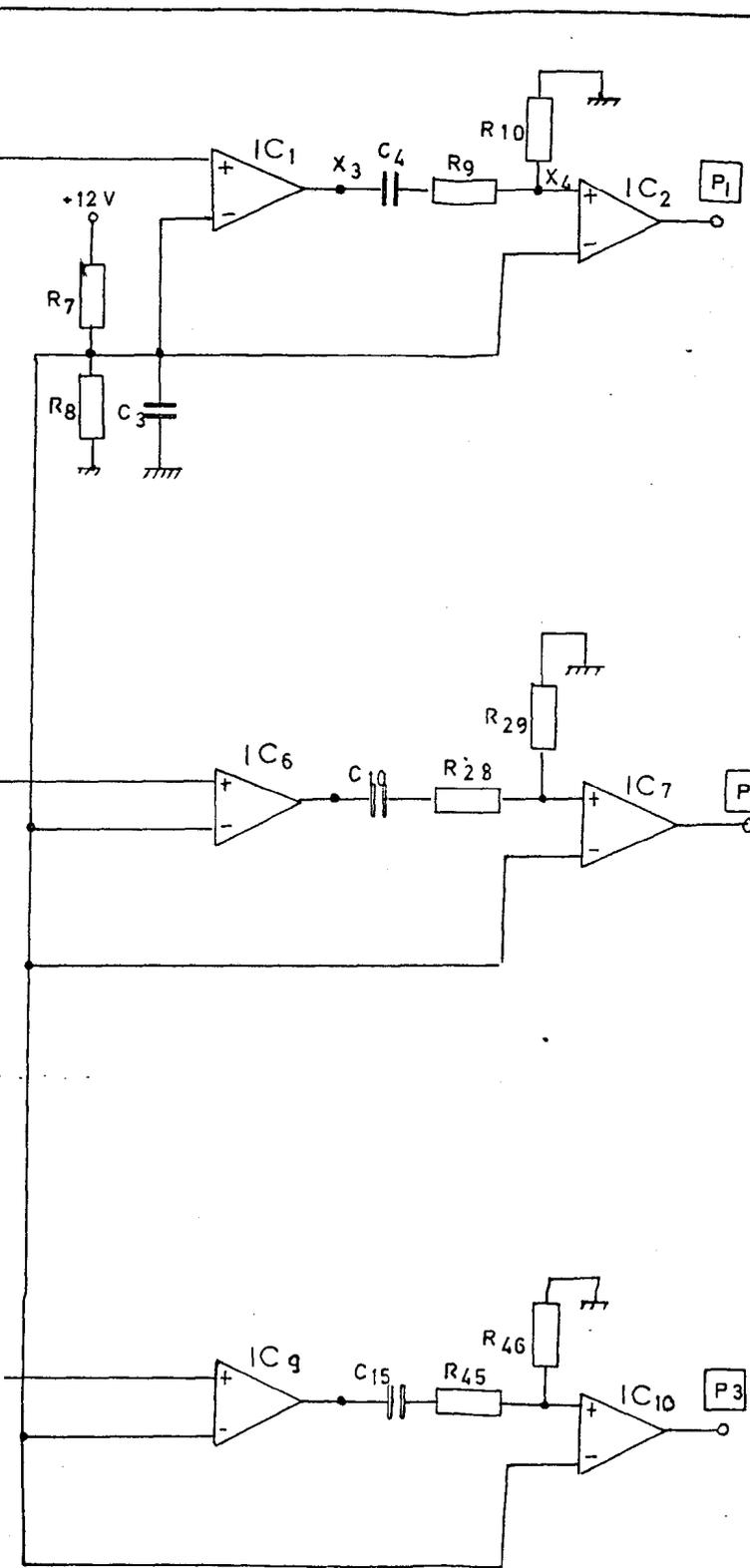


FIGURA N° 60 : DIAGRAMA DE LA TAB



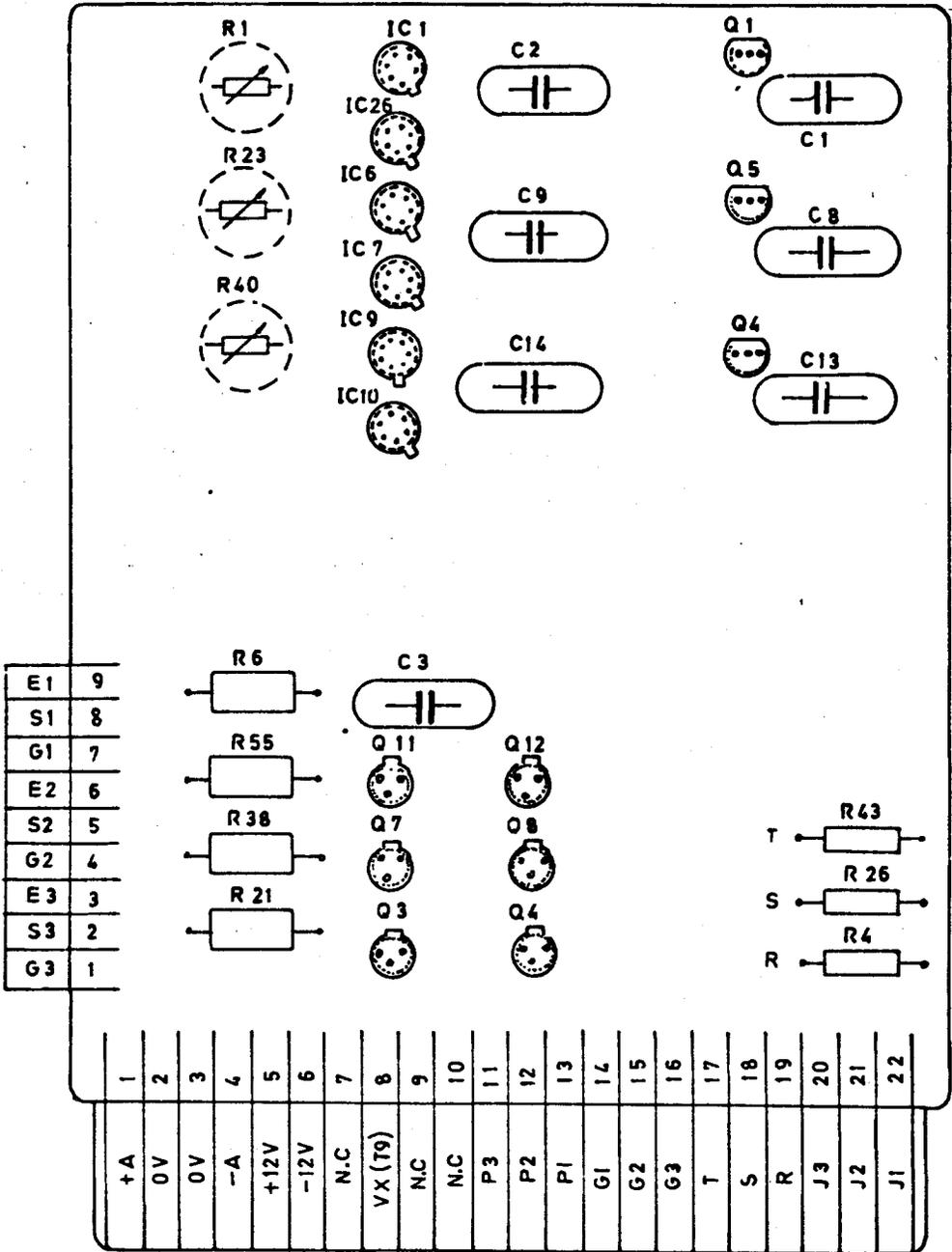


FIGURA Nº 61 : TERMINALES DE LA TARJETA Nº 2

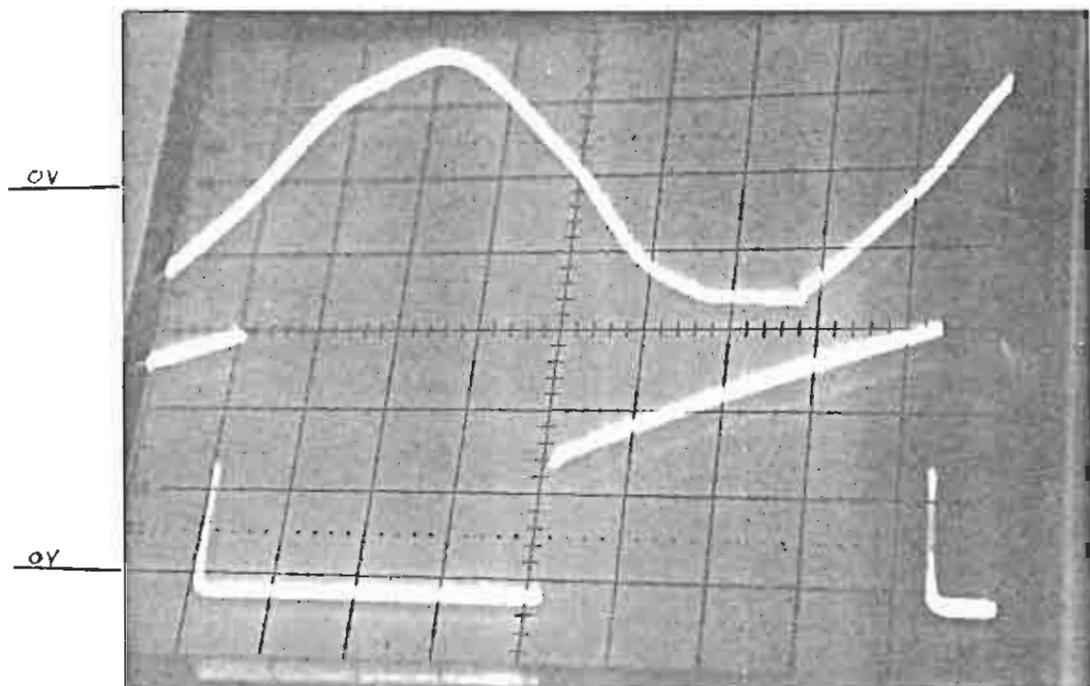


Fig. # 62: DETALLE DE VOLTAJES EN, R (SECUNDARIO DE TRANSFORMADOR DE SINCRONISMO) Y X1 (CARGA Y DESCARGA DEL CAPACITOR C2).

R= 20 voltios/división

X1= 2 voltios/división

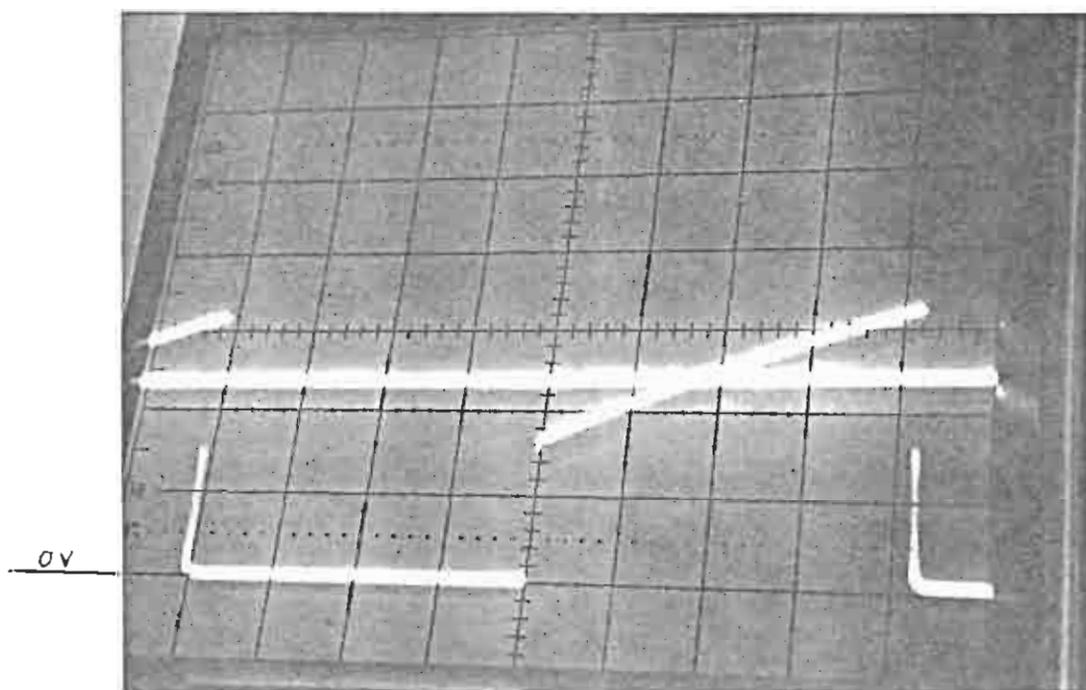


Fig. # 63: DETALLE DE VOLTAJES CN, DIVISOR R7/R8 Y X1 (CARGA DE C2).
 NOTESE EL CORTE DE AMBAS SEÑALES; ES EL PUNTO DONDE SE
 PRODUCE EL PULSO DE DISPARO CUANDO PASAN POR EL COMPARA
 DOR IC1.

ESCALA CONJUNTA: 2 voltios/división

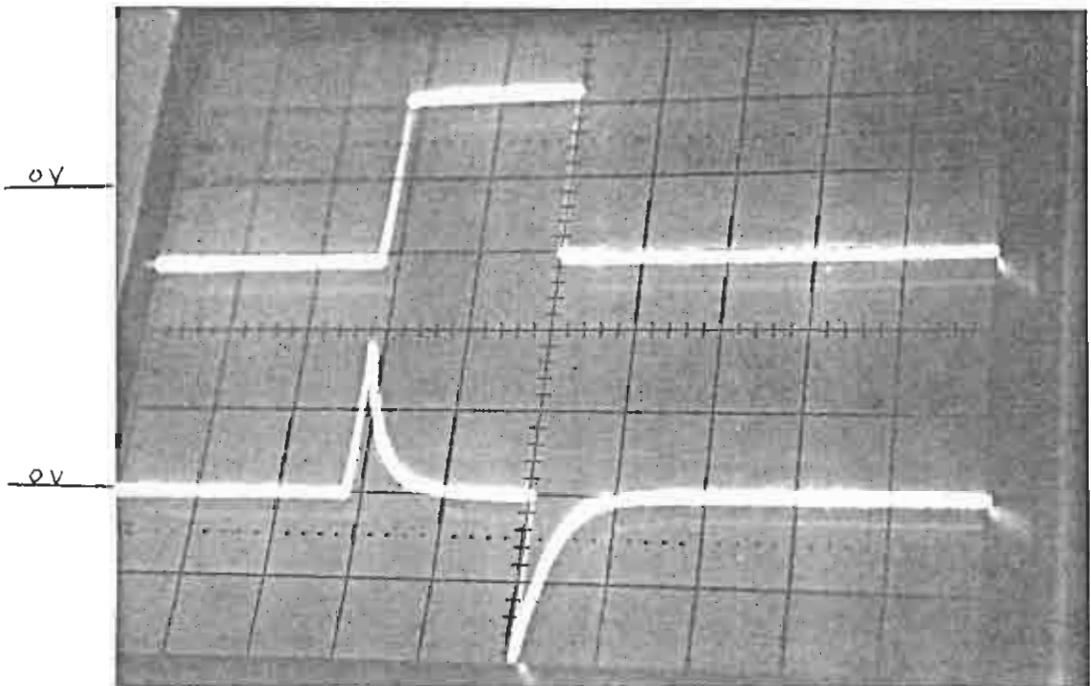


Fig. # 64: DETALLE DE VOLTAJES EN, X3 (SALIDA DEL COMPARADOR IC1)
Y X4 (DIVISOR DE RED DIFERENCIADORA).

X3= 10 voltios/división

X4= 5 voltios/división

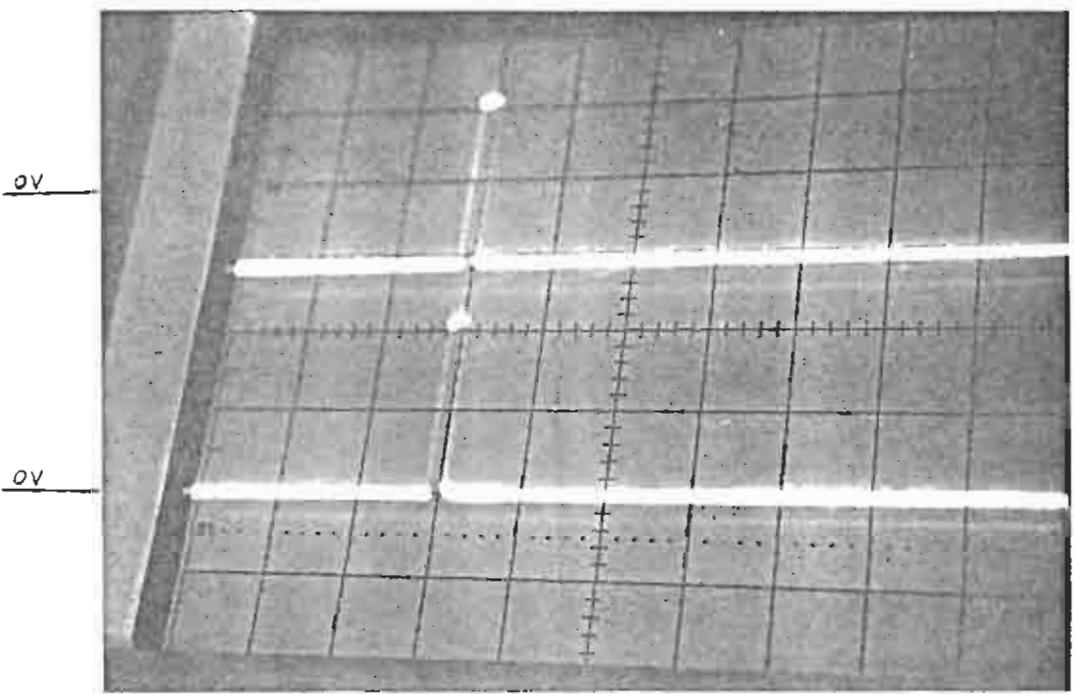


Fig. # 65: DETALLE DE VOLTAJES EN, P1 (SALIDA DEL COMPARADOR IC2)
Y E1 (PULSO RECTIFICADO POSITIVO PARA INGRESAR A INTER
FASE DIGITAL)

P1= 10 voltios/división

E1= 5 voltios/división

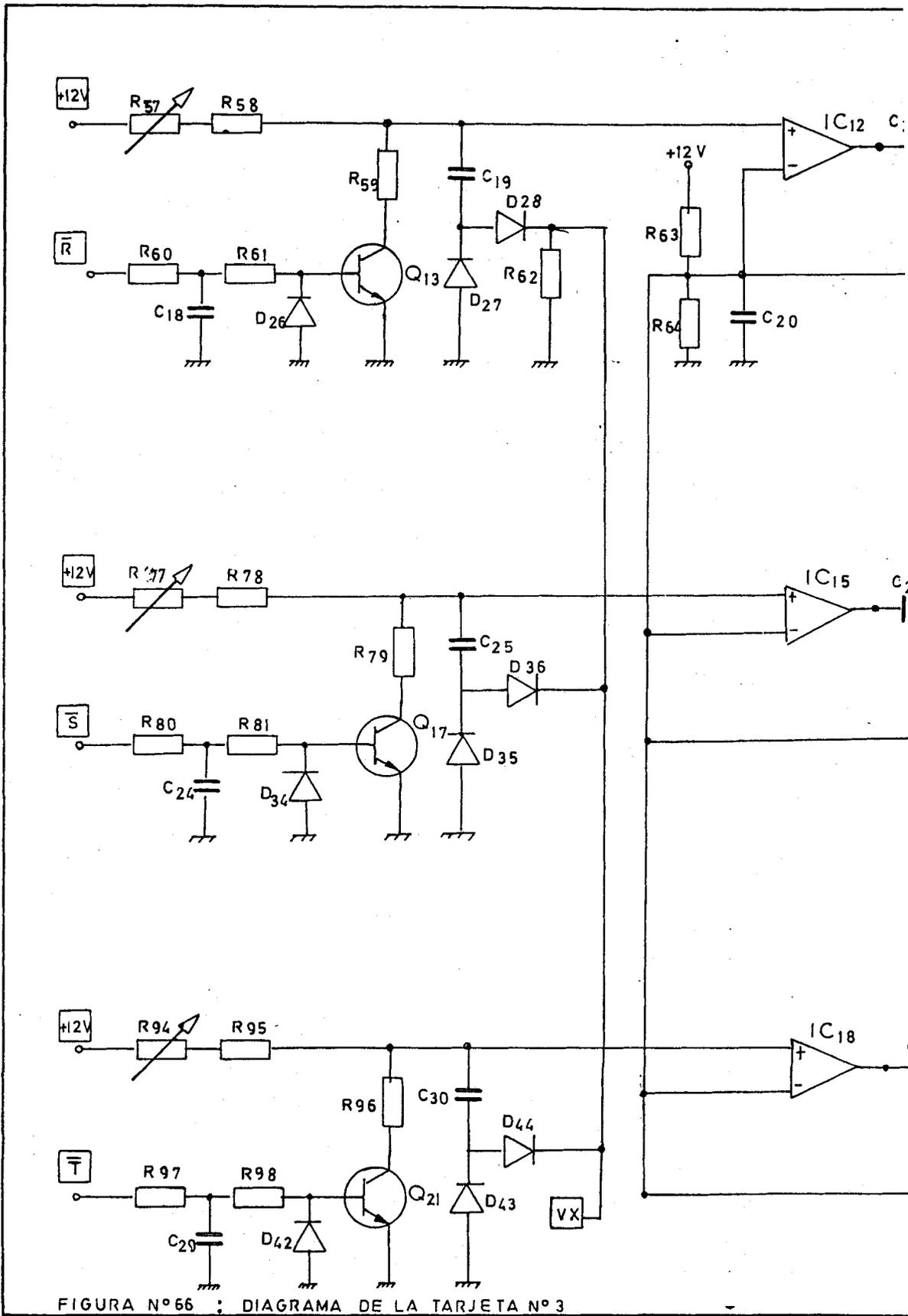
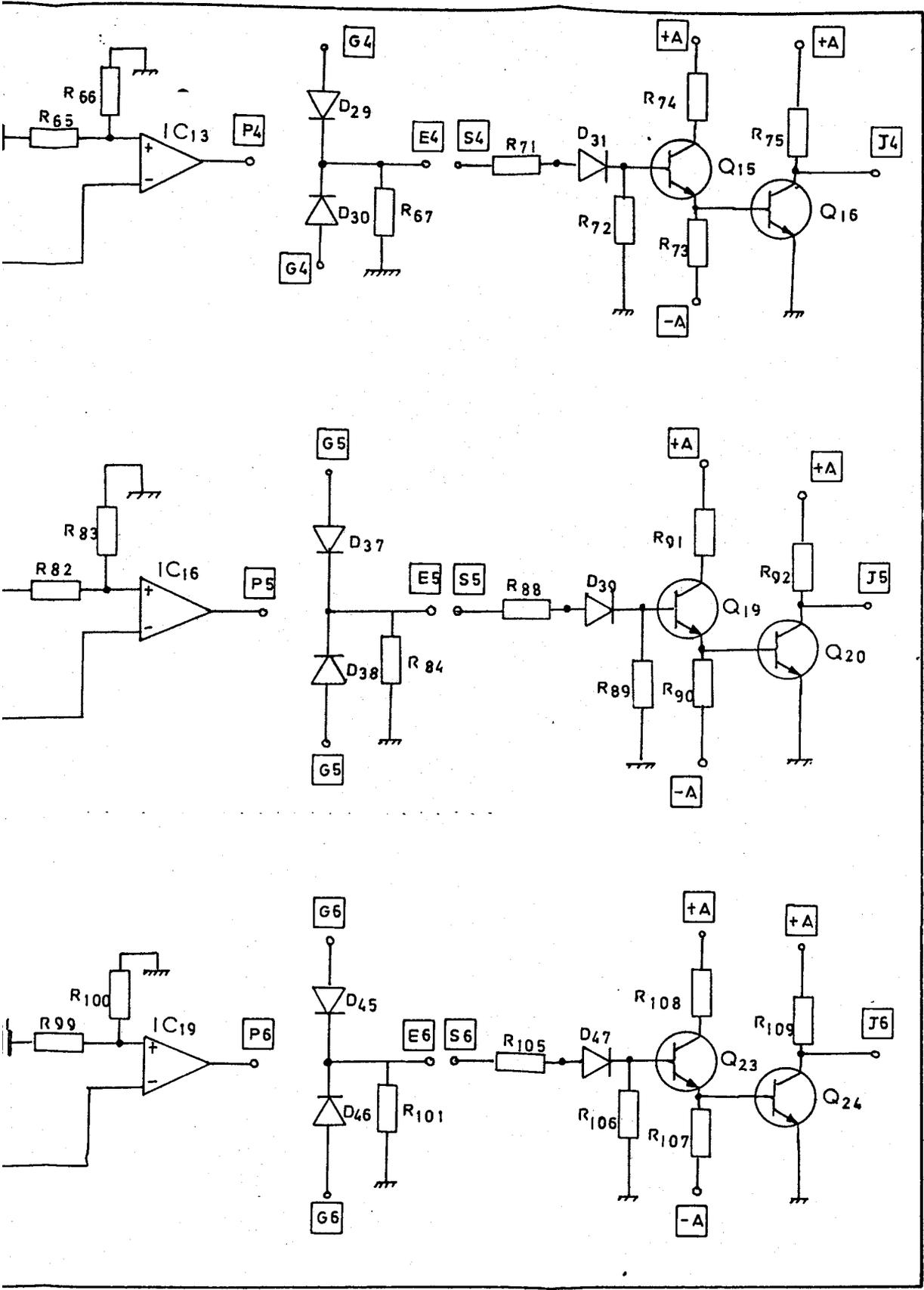


FIGURA Nº 66 : DIAGRAMA DE LA TARJETA Nº 3



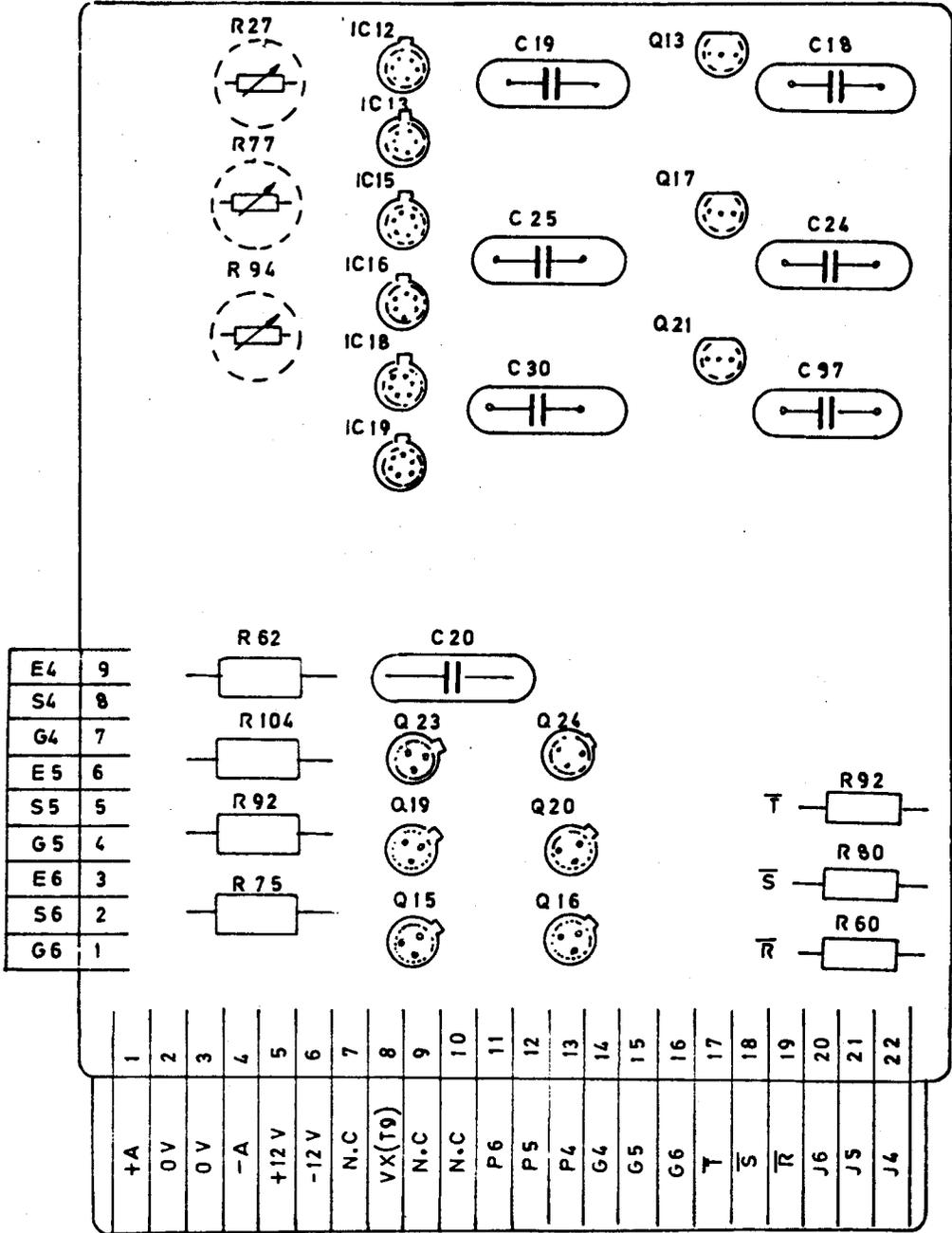


FIGURA N° 67 : TERMINALES DE LA TARJETA N° 3

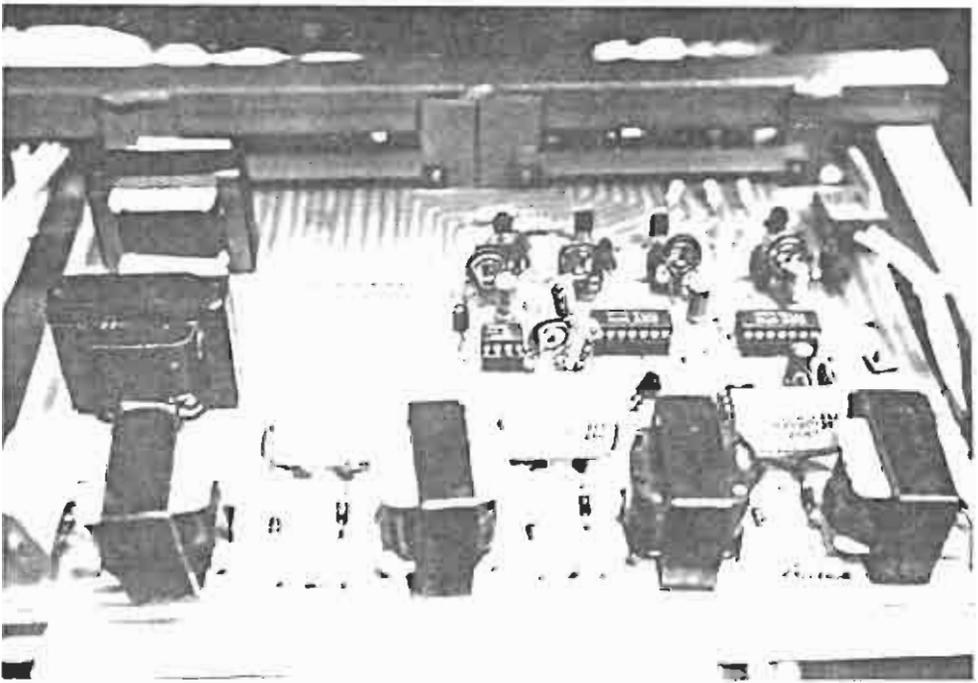


Fig. # 68: DETALLE DE TARJETA # 4

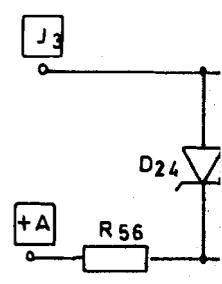
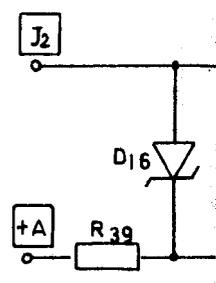
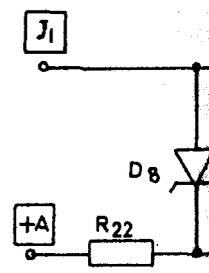
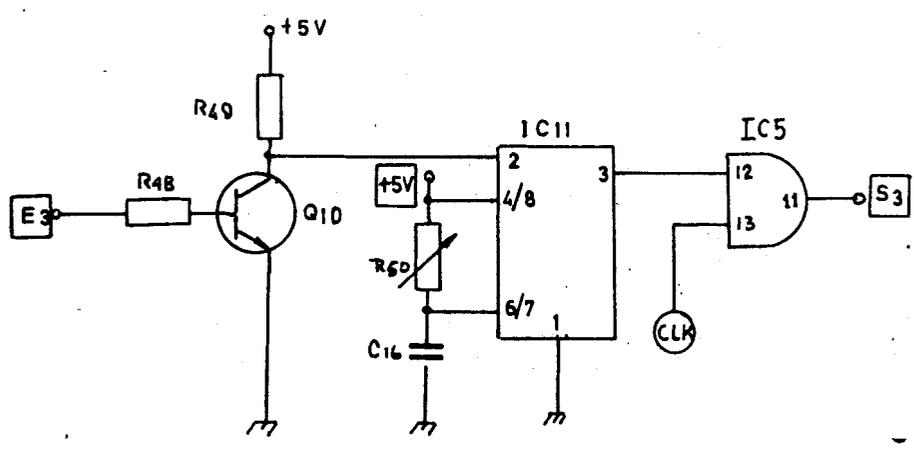
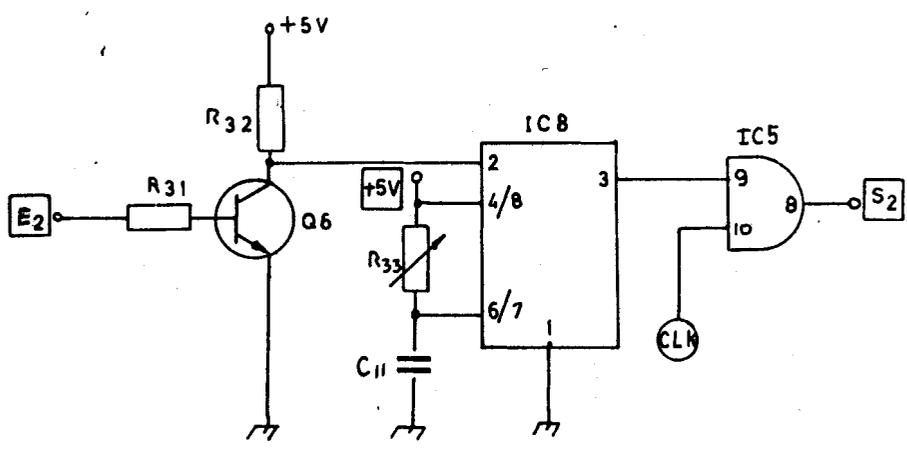
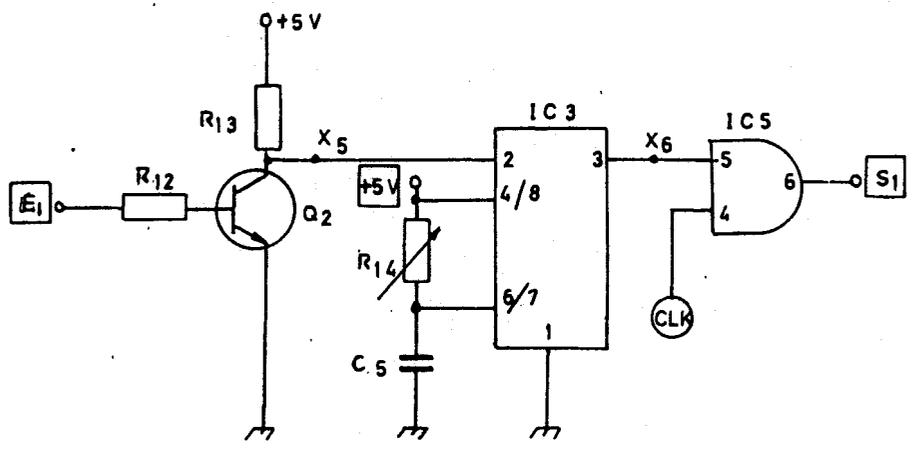
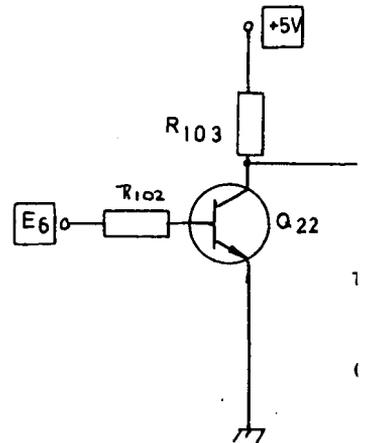
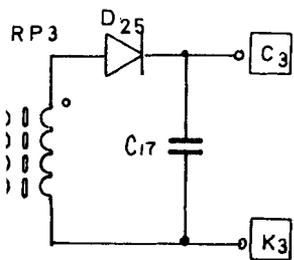
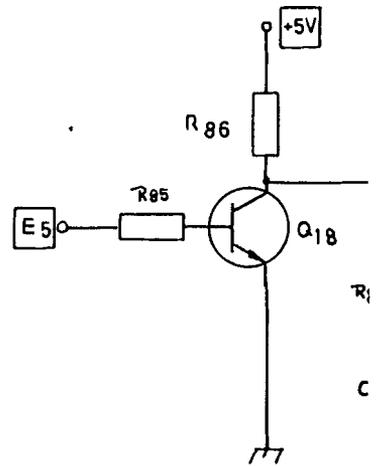
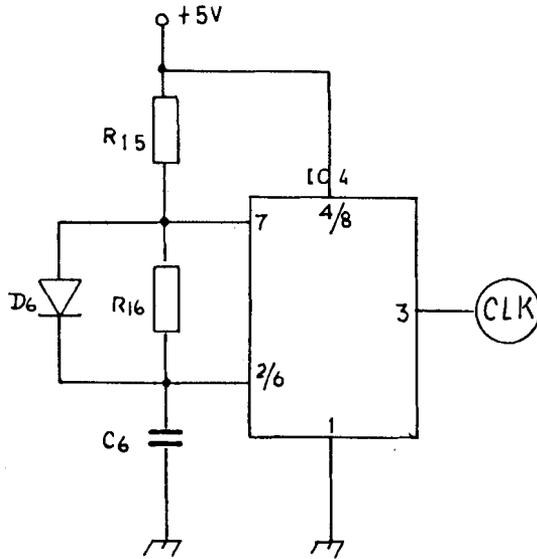
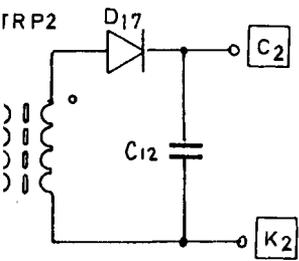
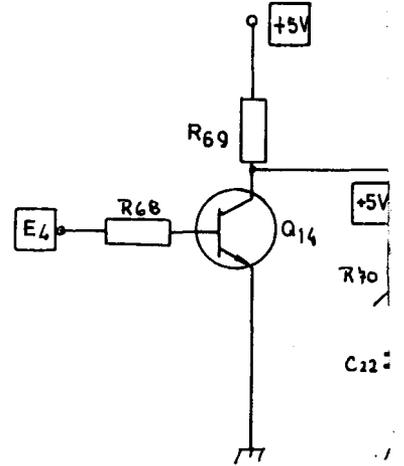
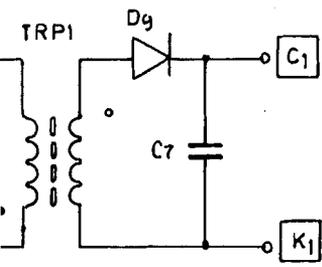
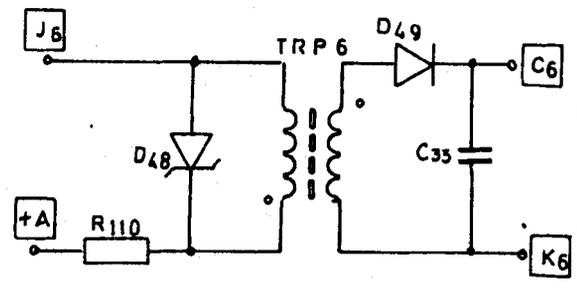
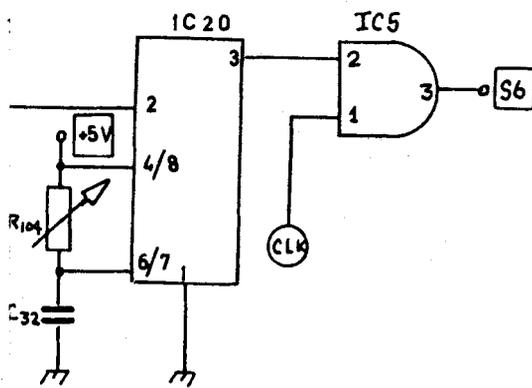
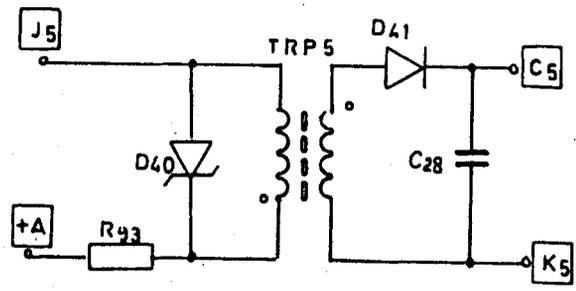
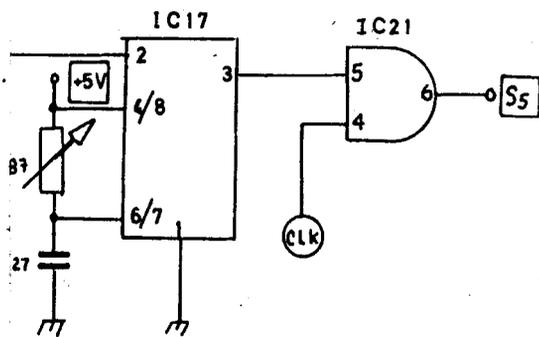
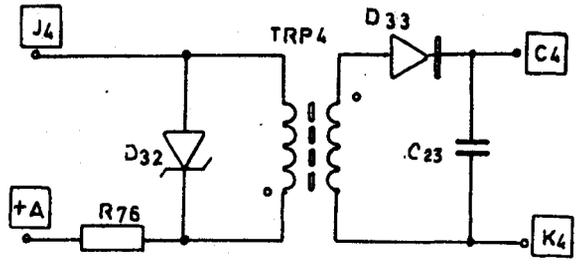
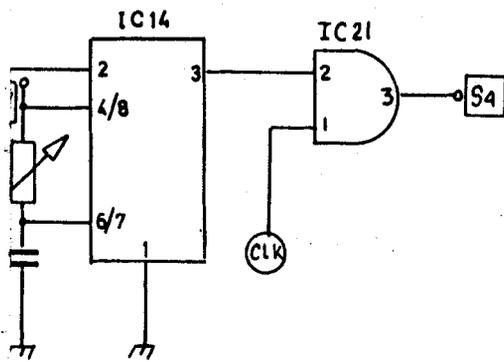


FIGURA N°69 : DIAGRAMA DE LA TARJETA N° 4





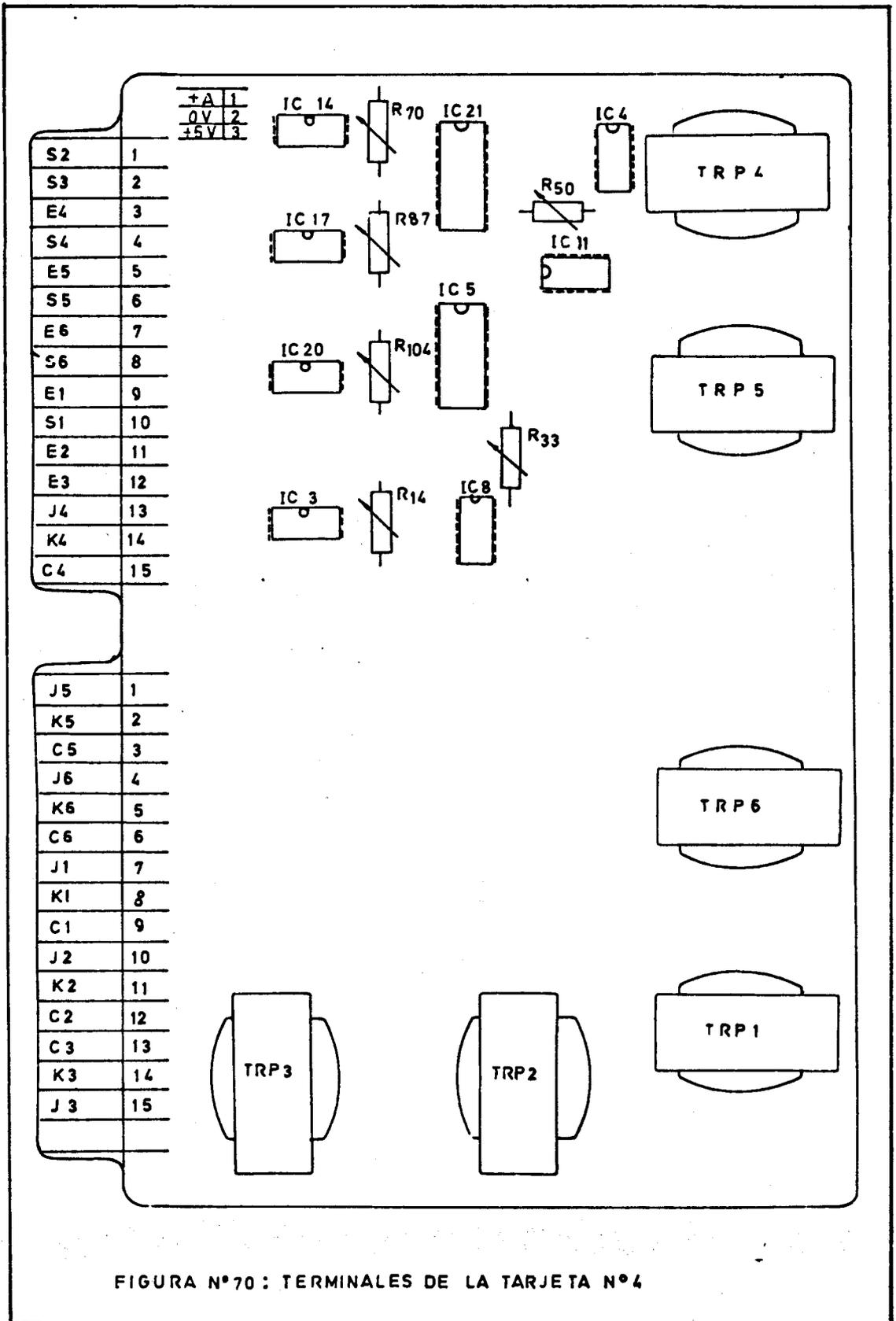


FIGURA N°70 : TERMINALES DE LA TARJETA N°4

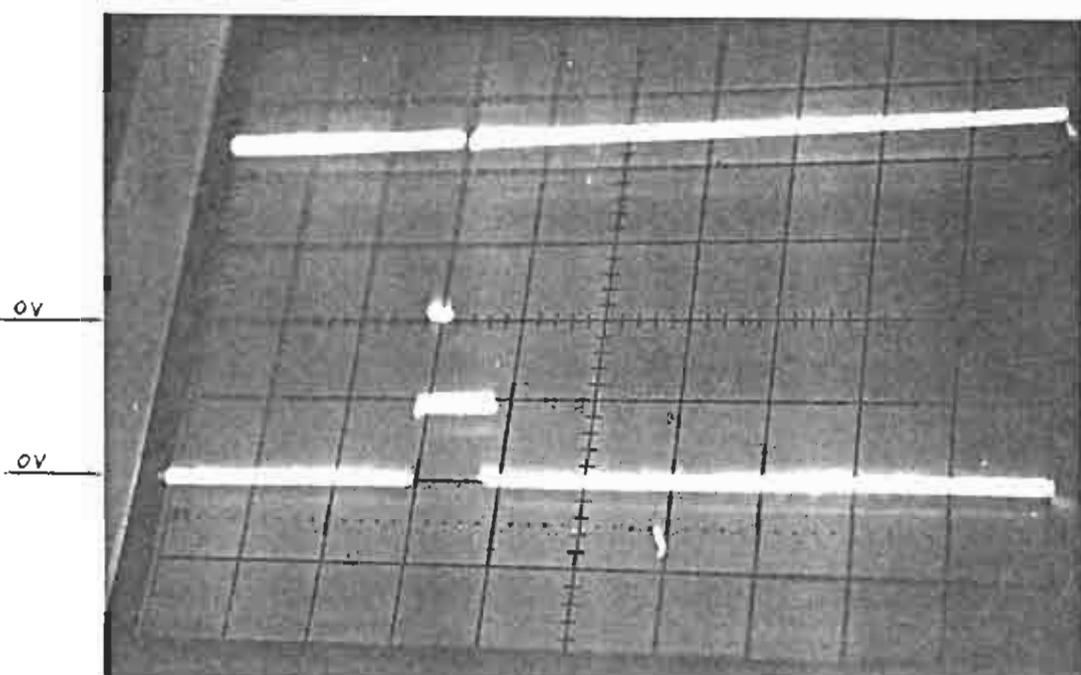


Fig. # 71: DETALLE DE VOLTAJES EN, X5 (PULSO NEGATIVO EN COLECTOR DE Q2) Y X6 (SALIDA DEL MULTIVIBRADOR MONOESTABLE IC3)

X5: 2 voltios/división

X6: 5 voltios/división

t: 2 m seg/división

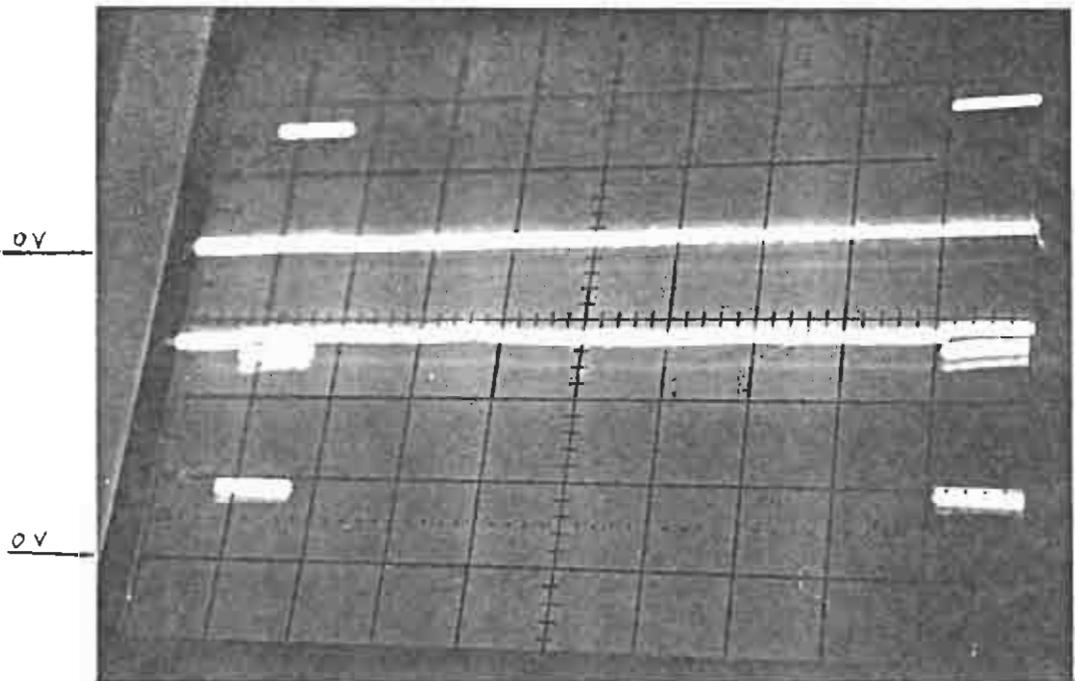


Fig. # 72: DETALLE DE VOLTAJES EN, S1 (PULSO DE DISPARO MODULADO A 28 KHZ) Y J1 (PULSO DE DISPARO AMPLIFICADO EN CORRIENTE).

S1: 2 voltios/división

J1: 10 voltios/división

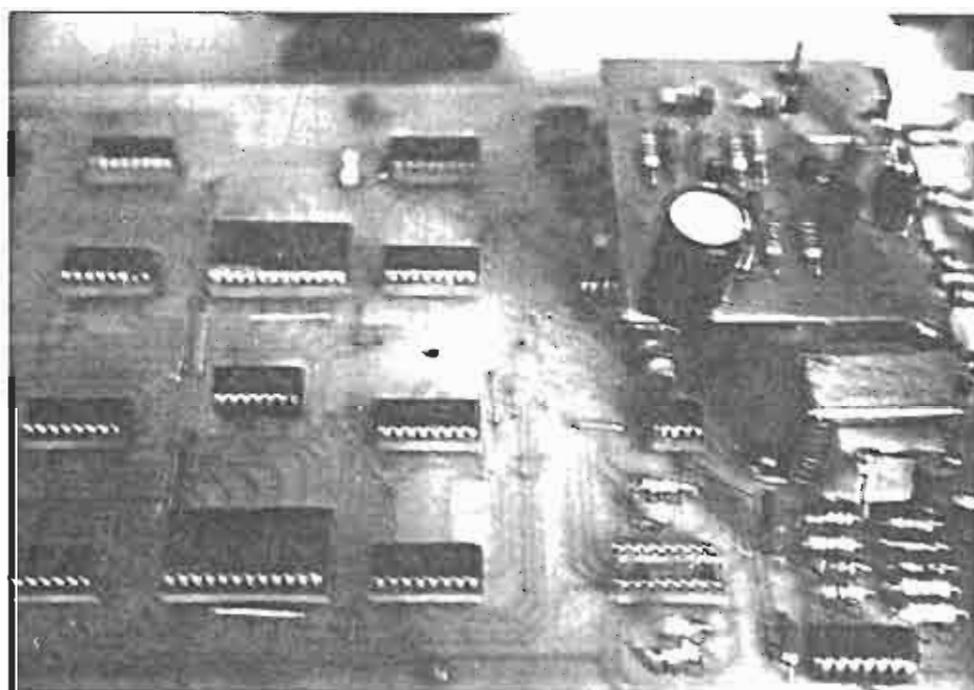


Fig. # 73: DETALLE DE TARJETA # 5

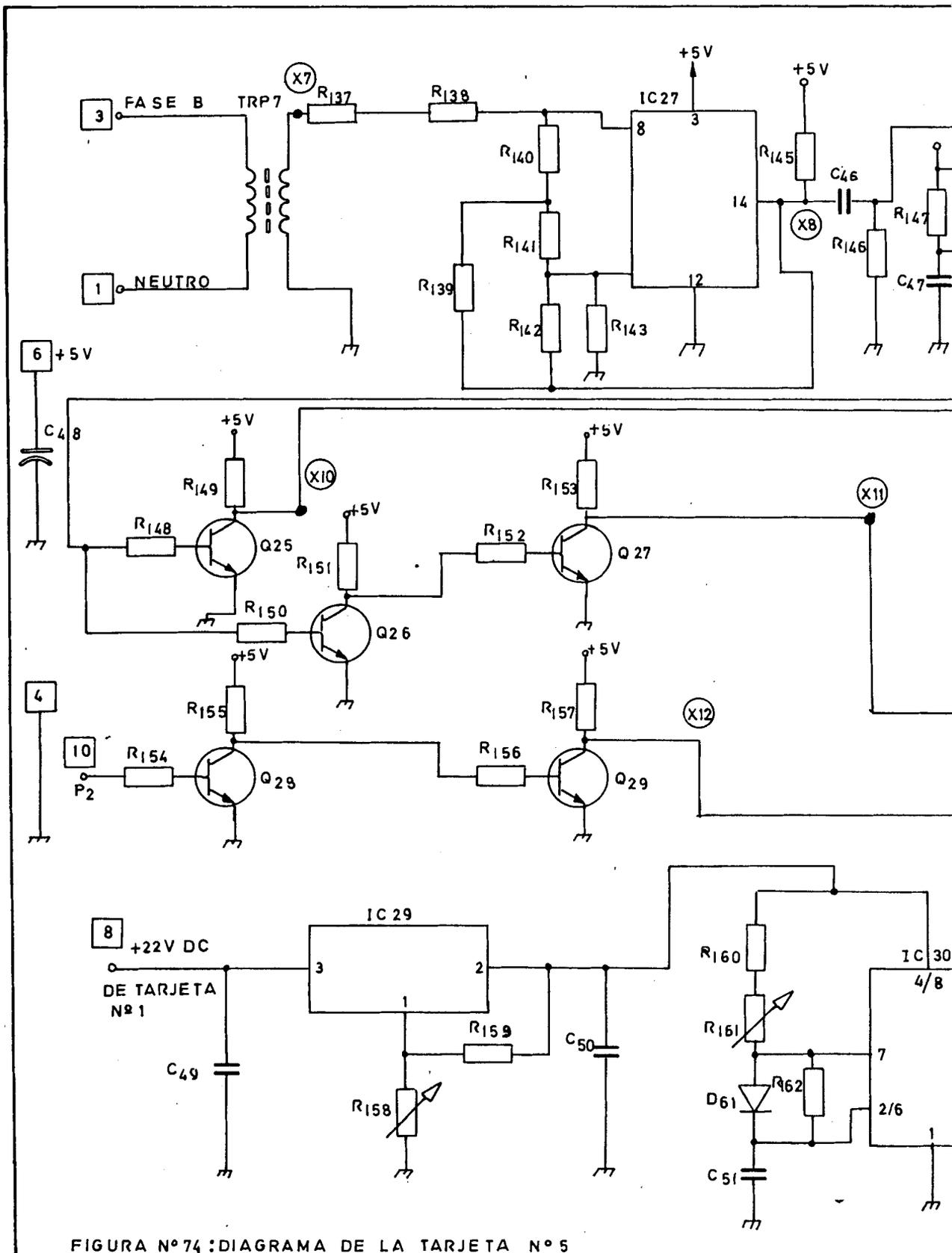
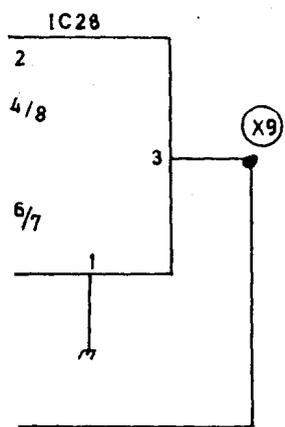
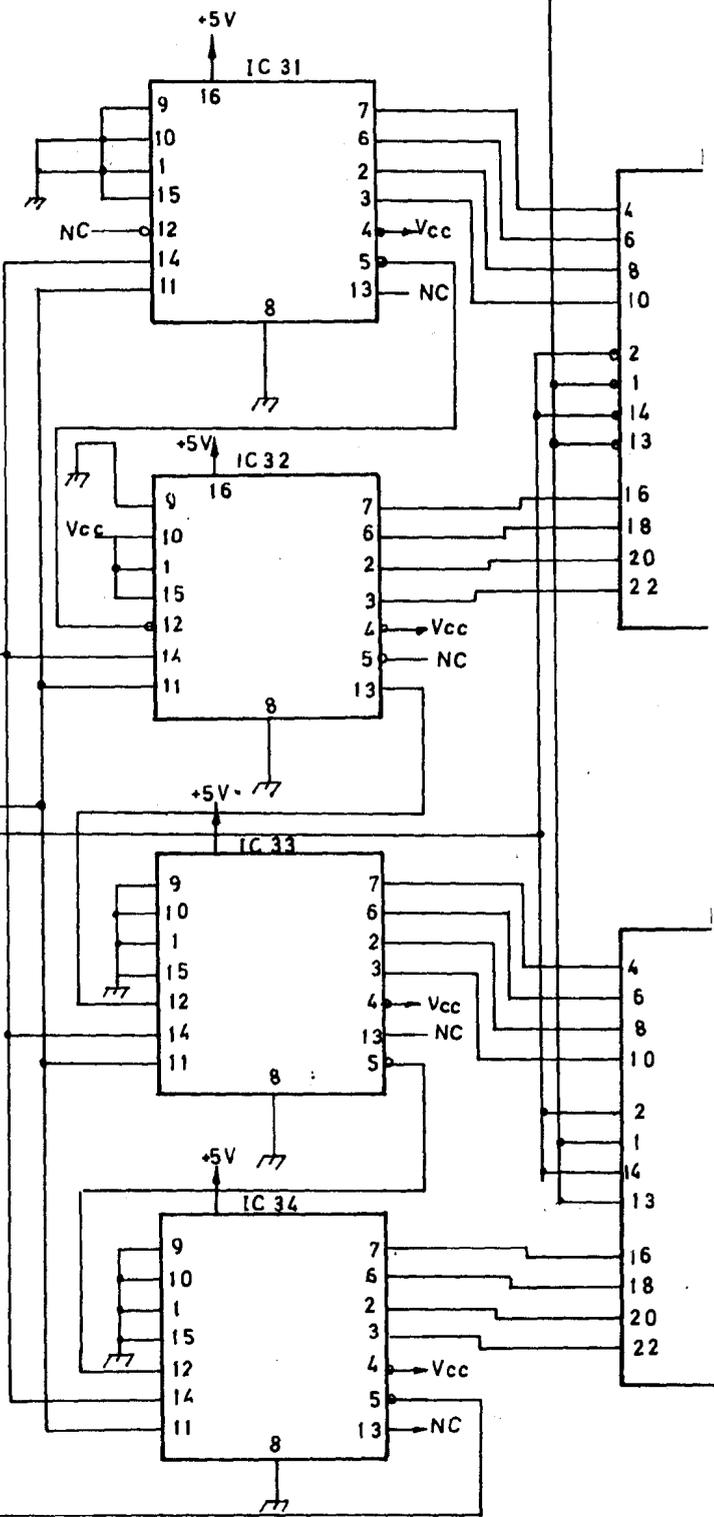
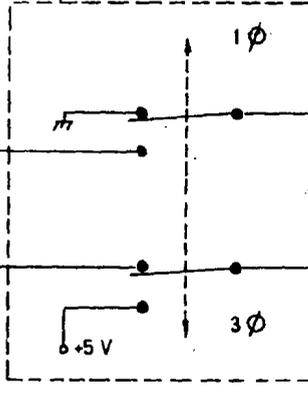
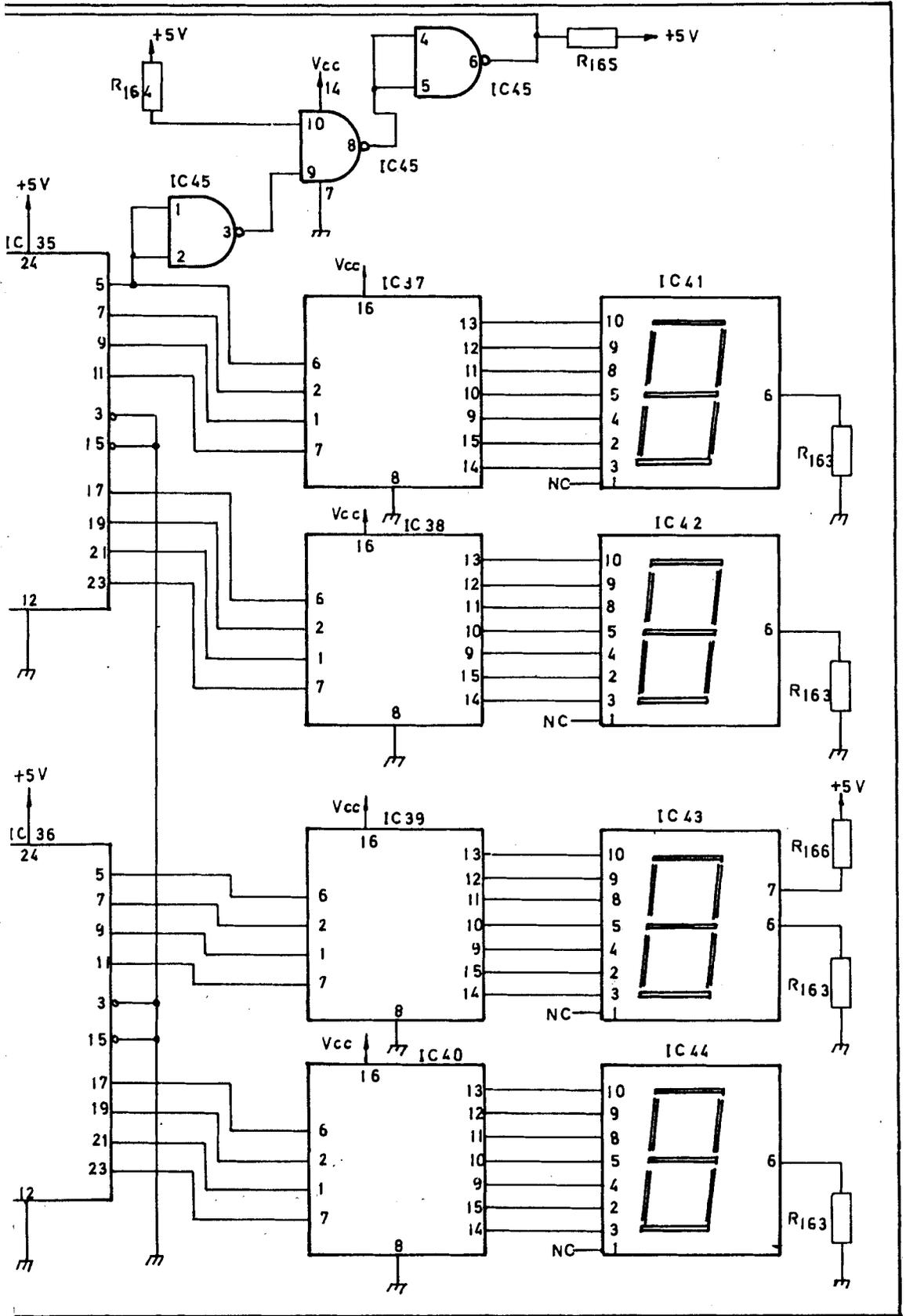


FIGURA N° 74 :DIAGRAMA DE LA TARJETA N° 5



SELECTOR EXTERNO





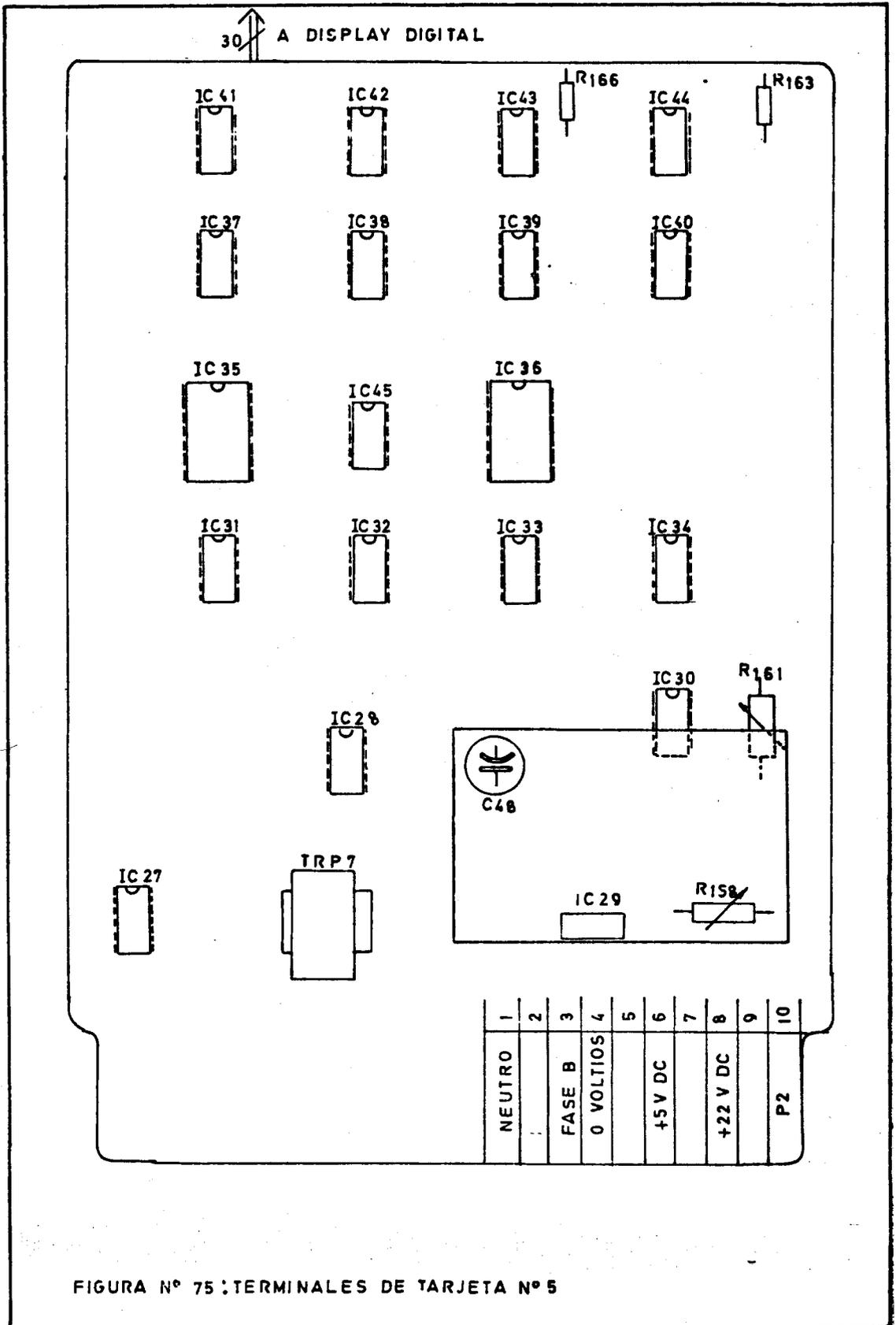


FIGURA Nº 75 : TERMINALES DE TARJETA Nº 5

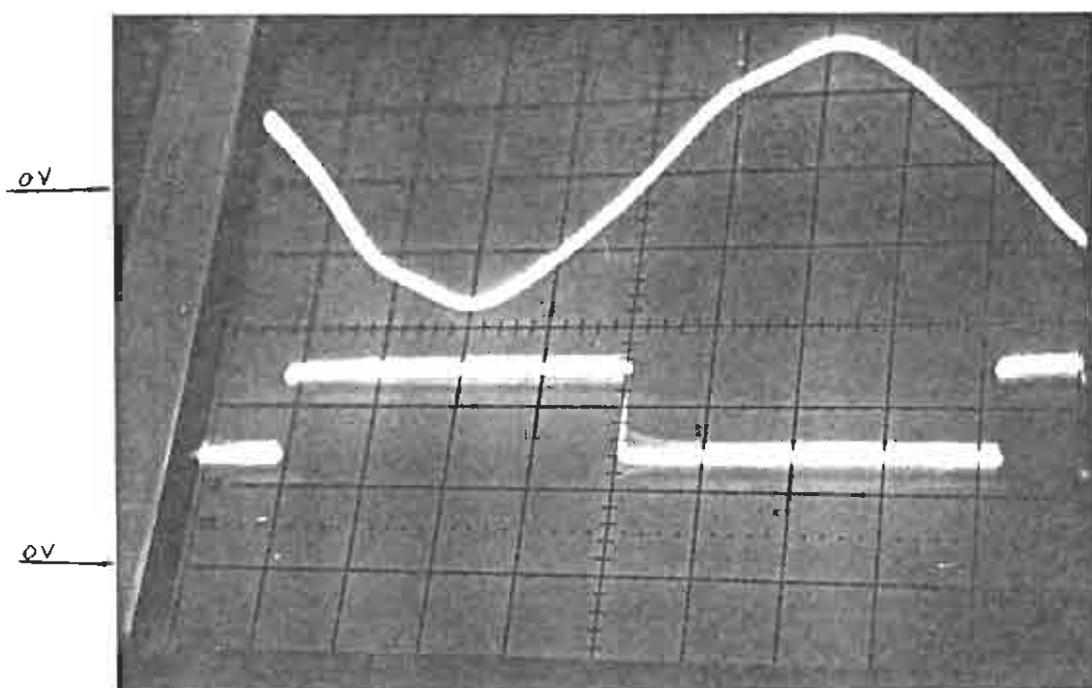


Fig. # 76: DETALLE DE VOLTAJES EN, X7 (SECUNDARIO DE TRANSFORMADOR TRP7) Y X8 (SALIDA DE IC27-DETECTOR DE CRUCE POR CERO).

X7: 10 voltios/división

X8: 2 voltios/división

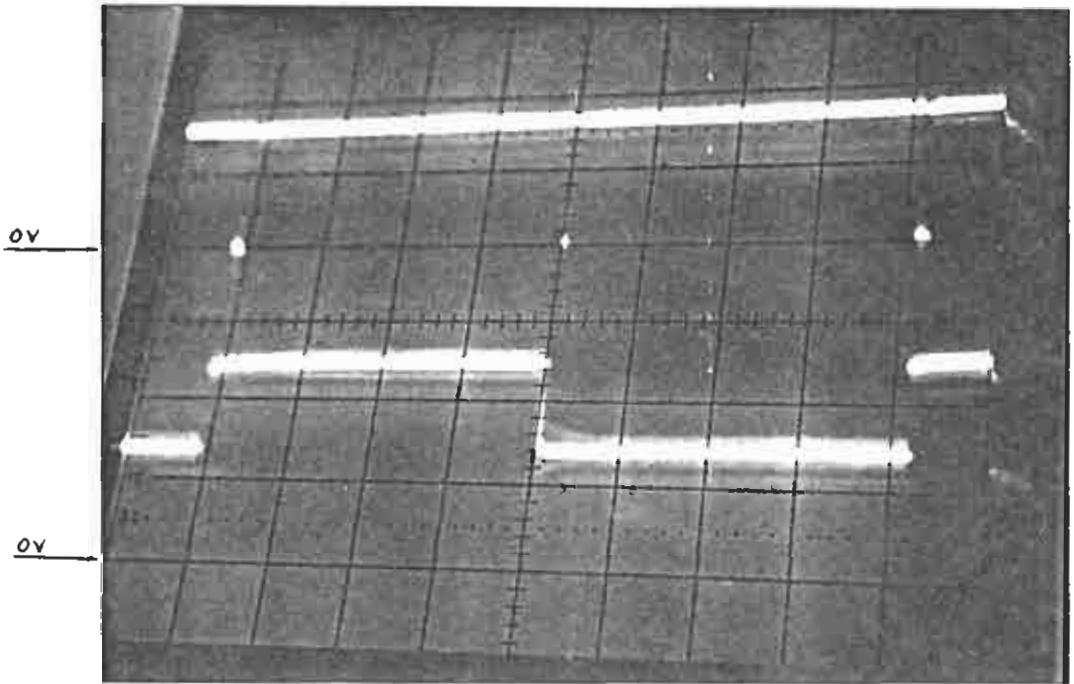


Fig. # 77: DETALLE DE VOLTAJES EN, X8 Y X9 (MULTIVIBRADOR MONOESTABLE PARA PULSOS DE CRUCE POR CERO).

X9: 2 voltios/división

X8: 2 voltios/división

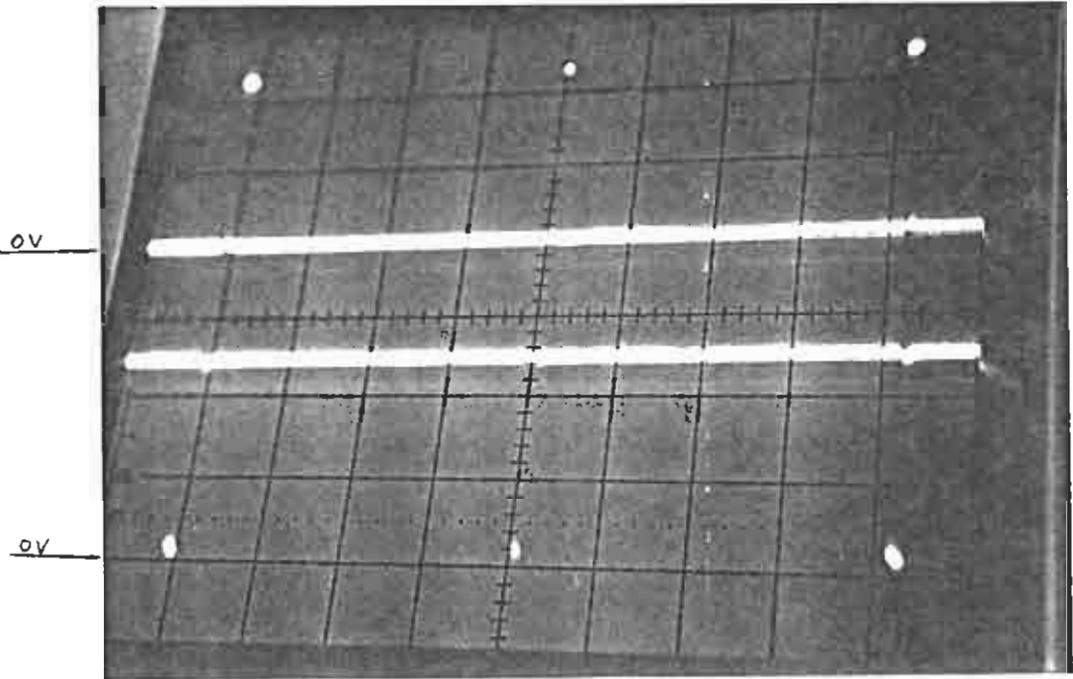


Fig. # 78: DETALLE DE VOLTAJES EN, X10 (INFORMACION PARA CUENTA MONOFASICA) Y X11 (INFORMACION PARA CUENTA TRIFASICA).

X10: 2 voltios/división

X11: 2 voltios/división

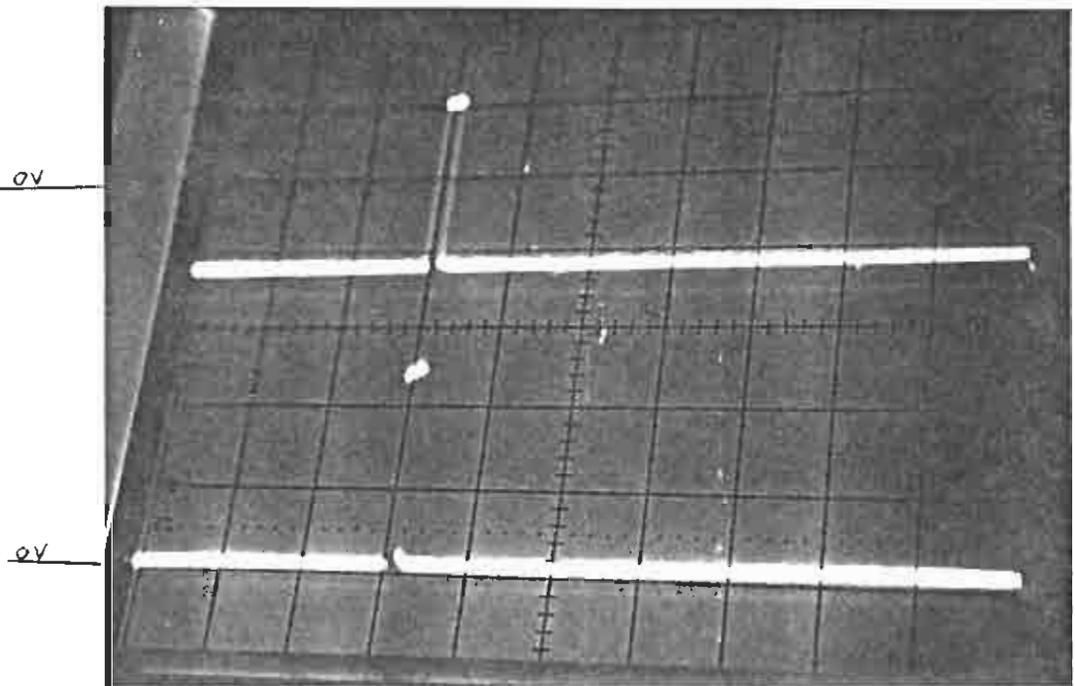


Fig. # 79: DETALLE DE VOLTAJES EN, P2 (SALIDA DEL COMPARADOR IC7) Y X12 (PULSO RECTIFICADO PARA TARJETA DIGITAL).

P2: 10 voltios/división

X12: 2 voltios/división

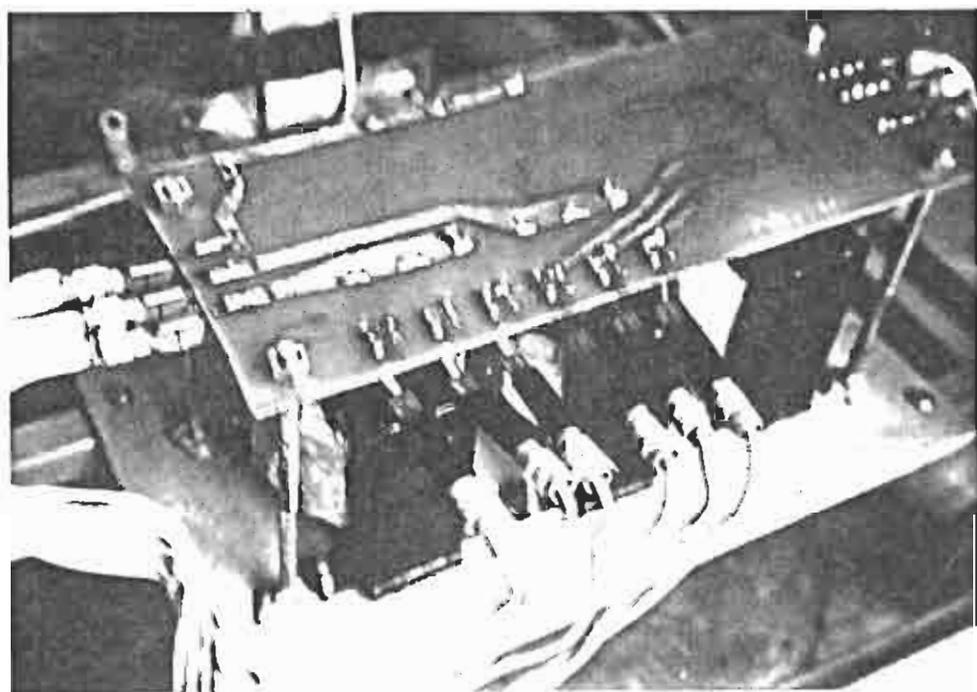


Fig. # 80: DETALLE DEL MODULO # 1

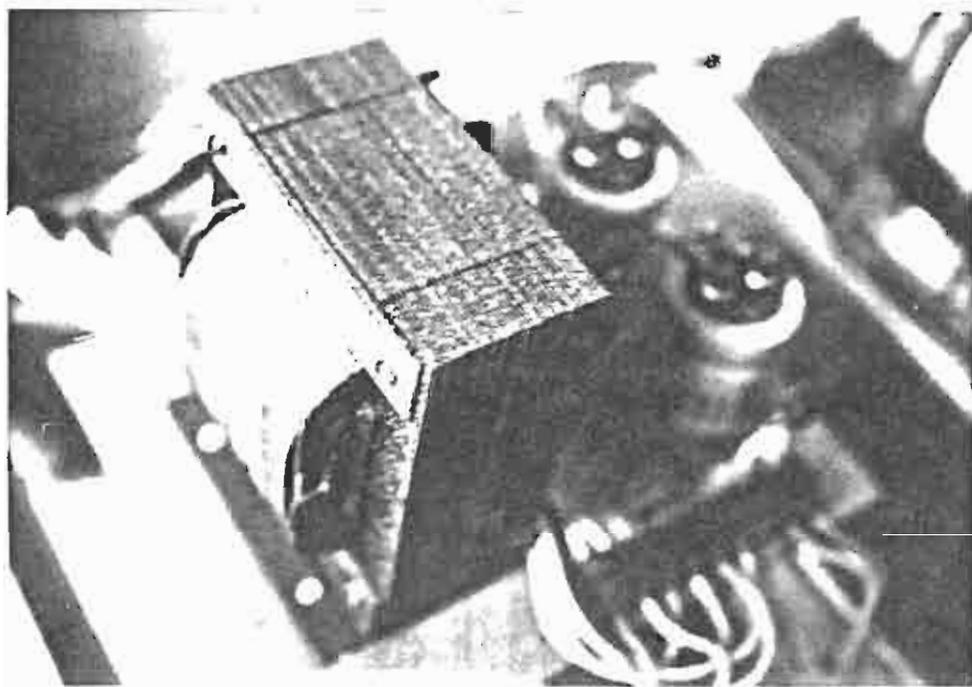


Fig. # 81: DETALLE DEL MODULO # 2

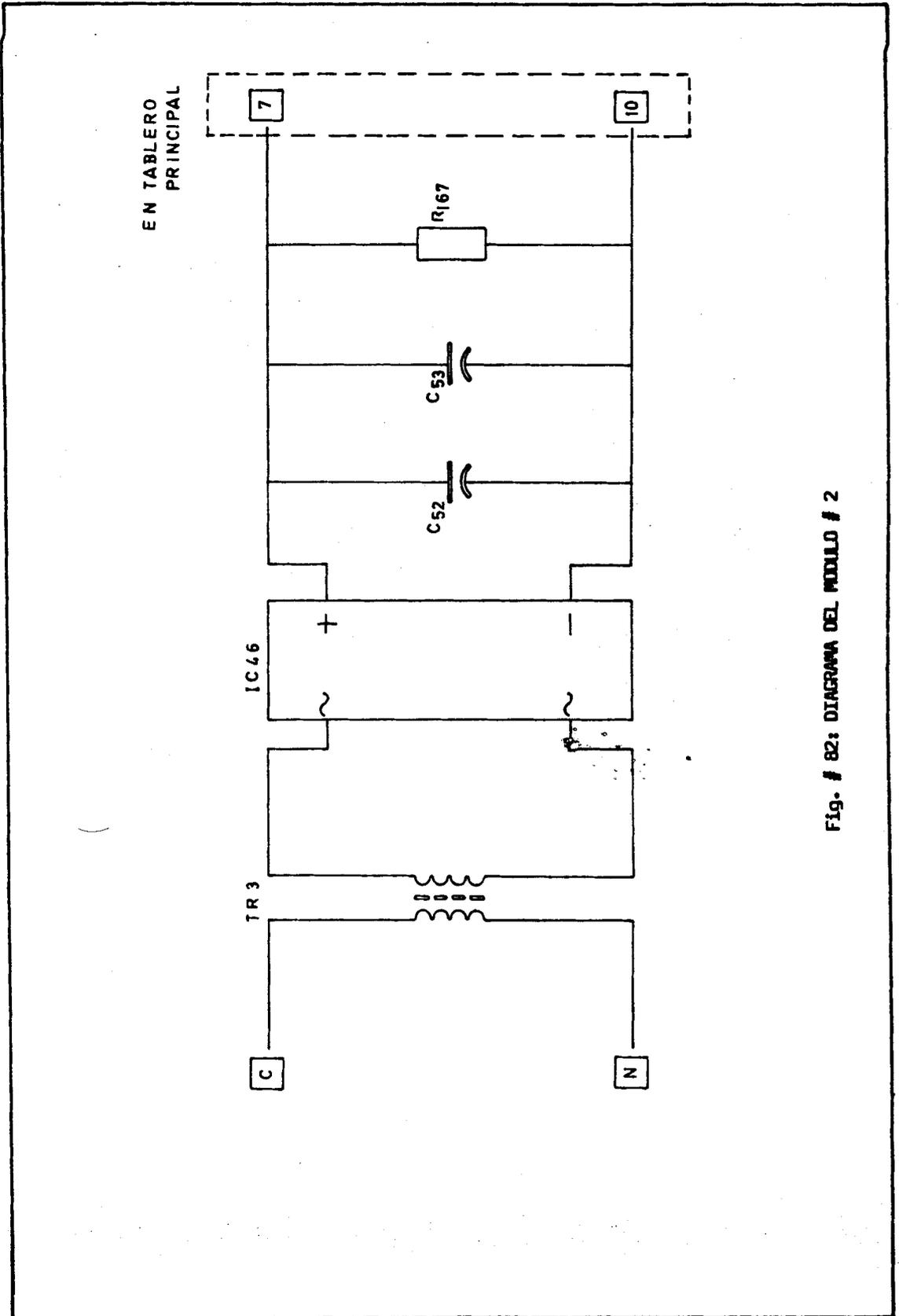


Fig. # 82: DIAGRAMA DEL MÓDULO # 2

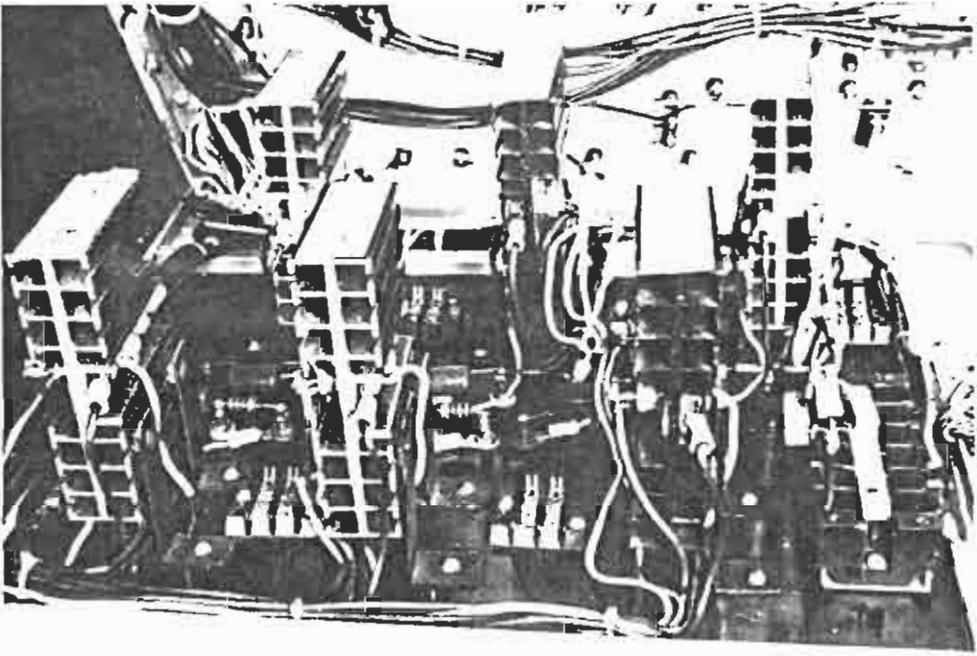


Fig. # 83: DIODOS Y TIRISTORES DE LA PARTE DE FUERZA DEL EQUIPO

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

1. BUXBAUN, A y SCHIERAU, K., "Cálculo de circuitos de regulación", AEG Telefunken Paraninfo, 1976, 146 p.
2. COUGHLIN, R.F. y DRISCOLL, F.F. "Operational amplifiers and linear integrated circuits" 2da Edición, Prentice Hall, Inc., 1982.
3. DORF, RICHARD C., Sistemas automáticos de control, teoría y práctica, 2da edición, Fondo Educativo Interamericano, 1977.
4. FOX, H., Master Op-amp Applications Handbook, 1978.
5. GINGRICH, HAROLD W., Máquinas eléctricas, transformadores y controles, Prentice/Hall Internacional, cap. 8, 1980.
6. HEUMANN K., Fundamentos de la electrónica de potencia, AEG Telefunken Paraninfo, 1978.
7. RUIZ VASALLO, FRANCISCO, Manual de rectificadores controlados de silicio, SEAC, marzo 1984.
8. SINHA, N.K., DI CENZO, C.D. y SZABADOS BARNA, Modeling of D.C. motors for control applications, IEEE Trans on IECI, vol. IECI-21, mayo 1974, 84-88 p.

9. THADIAPPAN KRISHNAN y BELLAMKONDA RAMASWAMI,
A fast-response D.C. motor speed control system, IEEE Trans.
on Ind. App., vol IA-10, septiembre 1974, 643-651 p.