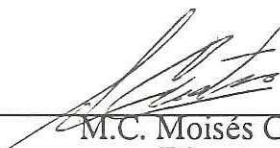


RESUMEN de la Tesis de Enrique Antonio Hernández Elías presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con opción en INSTRUMENTACIÓN ELECTRONICA. Ensenada, Baja California. Febrero de 1993.

**"CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA CON
EXCITACION SEPARADA DE ALTA POTENCIA"**

Resúmen aprobado por:



M.C. Moisés Castro Delgado
Director de Tesis

Este trabajo consiste de dos partes:

La primera implica un estudio teórico del comportamiento de un motor de CD, así como su simulación; en esta parte también se diseñó equipo para encontrar los parámetros propios del motor y aplicarlos en el estudio teórico y así observar el comportamiento. Para la simulación se trabajó con dos sistemas: el paquete de programación de simulación SIMNON y con una tarjeta que contiene un procesador de señales digitales, el cual sirvió para acelerar el tiempo de simulación. Esto permitió diseñar un esquema de control de velocidad para el motor.

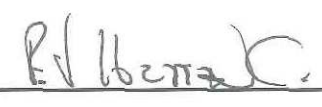
La segunda parte consistió en el diseño de un equipo, el cual se dividió en dos módulos: en el primer módulo se maneja las señales de entrada con sensores y su acondicionamiento para la transmisión; además contiene las fuentes de alimentación y el circuito de disparo del puente convertidor de SCR's. El segundo módulo consiste del sistema de control, el cual contiene la tarjeta de recepción de señales, su acondicionamiento y el circuito convertidor de señales analógicas a digitales, la tarjeta de filtrado de las señales de las líneas de tensión trifásica, la tarjeta para generar los retardos de los pulsos que van a los puentes convertidores y la tarjeta del teclado y visualización. También se diseñó una tarjeta de conexión para trabajar este módulo con una computadora PC compatible y así poder programar el algoritmo de control fácilmente con cualquier herramienta de programación para este tipo de computadoras.

TESIS DEFENDIDA POR: **ENRIQUE ANTONIO HERNANDEZ ELIAS**

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE:



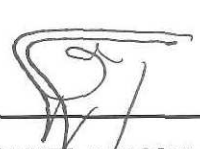
M.C. MOISES CASTRO DELGADO.- Director del Comité



M.C. JESUS IBARRA VILLASEÑOR.- Miembro de Comité



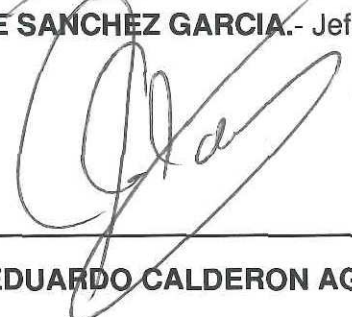
DR. ENRIQUE MITRANI ABENCHUCHAN.- Miembro del Comité



M.C. FERNANDO FAVELA VARA.- Miembro del Comité



M.C. JAIME SANCHEZ GARCIA.- Jefe Depto. Electrónica y Telecomunicaciones



DR. LUIS EDUARDO CALDERON AGUILERA.- Director de Estudios de Posgrado

29 DE MARZO DE 1993

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE
EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DIVISION DE FISICA APLICADA
DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA CON
EXCITACION SEPARADA DE ALTA POTENCIA

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para
obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS presenta:

ENRIQUE ANTONIO HERNANDEZ ELIAS

Ensenada, Baja California, Febrero de 1993

DEDICATORIA

A mis padres y a mis hermanas

Con mi cariño para María del Carmen Blake

AGRADECIMIENTOS

A mis amigos Zam y Julia por su gran ayuda y apoyo.

A mi asesor de tesis M.C Moises Castro por su ayuda y dirección de esta tesis

A Raúl Moreno por su ayuda en la elaboración de los impresos

A Imelda Villalobos por su ayuda en compras de materiales

A todos los miembros del comité de tesis por sus comentarios y correcciones al manuscrito.

A todos mis profesores, compañeros y amigos

Al personal de Biblioteca, Coordinación académica, Recursos humanos y Física Aplicada.

CONTENIDO

	<u>Página</u>
I. INTRODUCCION	1
II. MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA	4
II.1. Características de Par de los Motores de CD	4
II.2. Control de Velocidad de Motores de CD	8
II.2.1. Control por Campo Paralelo	8
II.2.2. Control por Tensión de Armadura	9
II.3. Inversión de Rotación	10
II.4. Motores con Campo en Paralelo	10
II.5. Dinámica.	13
III. CONVERTIDORES	19
III.1. Generalidades	19
III.1.1. Semiconvertidores	19
III.1.2. Semiconvertidores de Una Sola Fase.	20
III.1.3. Semiconvertidores Trifásicos	21
III.2. Convertidores	21
III.2.1. Convertidor Dual de Una Sola Fase.	21
III.2.2. Convertidor Trifásico Simple.	22
III.2.3. Convertidor Trifásico con Neutro de Retorno.	22
III.2.4. Controladores Trifásicos Duales.	23
III.2.5. Troceadores de Tensión con SCR's	23
III.3. Convertidor Trifásico	24
III.4. Convertidor Trifásico Dual	28

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
III . 4 . 1 . Modo de Operación Sin Corriente Circulante.	32
III . 4 . 2 . Modo de Operación Con Corriente Circulante.	36
IV . SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD	39
IV . 1 . Función de Transferencia del Motor.	39
IV . 2 . Modelo de Nivel 0	39
IV . 2 . 1 . Modelo de Nivel 1	42
IV . 2 . 2 . Modelo de Nivel 2	42
IV . 2 . 3 . Modelo de Nivel 3	45
IV . 3 . Diseño del Controlador	46
IV . 3 . 1 . Control de Velocidad en Lazo Cerrado	46
IV . 3 . 2 . Control de Corriente	48
IV . 3 . 3 . Control proporcional integral	49
IV . 3 . 4 . Control Nolineal	51
IV . 3 . 5 . Método de Control de Corriente con Compensación Nolineal	52
IV . 3 . 6 . Sistema de Control de Velocidad con Sub-lazo Interno Nolineal	53
V . SIMULACION	56
V . 1 . Determinación de los parámetros del motor	56
V . 2 . Simulación del Convertidor Trifásico.	64
V . 3 . Simulación del Motor, Alimentado por un Convertidor Trifásico	65
VI . ESTUDIO DEL DISEÑO DEL CIRCUITO DE UN CONTROLADOR DE VELOCIDAD	68

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
VII . ANALISIS DE RUIDO EN LAS LINEAS DE TENSION DE 60 Hz	75
VIII . TARJETA DE ENTRADA: SENSORES Y ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DE ENTRADA	80
IX . TARJETA DE ADQUISICION DE DATOS	92
X . TARJETA DE FILTRADO DE LAS TENSIONES DE LINEA TRIFASICAS Y DE CONVERSION A PULSOS DIGITALES PARA LA SINCRONIZACION	99
XI . TARJETA DE GENERACION DE RETARDOS Y PULSOS TRIFASICOS SINCRONIZADOS CON LA LINEA TRIFASICA	103
XII . TARJETA DE GENERACION DE 6 PULSOS A PARTIR DE 3 PULSOS Y DISPARO A LOS PUENTES DE SCR's	107
XII . 1 Disparos a los SCR's	108
XIII . PUENTES CONVERTIDORES Y PROTECCIONES	111
XIV . TARJETA DEL MICROPROCESADOR Y TARJETA DE VISUALIZACION Y TECLADO	115
XV . FUENTES DE ALIMENTACION	119
XVI . RESULTADOS	122
XVII . ALGORITMO DE CONTROL	131
XVIII .CONCLUSIONES.	145
LITERATURA CITADA	147
APENDICE A . MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA	151
A .1 . Generalidades.	151
A .2 . Principios de Operación	152
A .3 . Conmutación en Motores de CD	156

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
A .4 . Campos Principales en las Máquinas de CD	157
A .4 .1 . Características de los Motores con Devanados en Paralelo	158
A .4 .2 . Características de los Motores con Campo en Serie	159
A .4 .3 . Características de los Motores Compuestos	160
A .5 . Motores de CD Alimentados con Fuente que Utilizan Circuitos con SCR's	161
A .6 . Fuerza Contraelectromotriz . Voltaje Generado por un Motor	163
APENDICE B . PROGRAMAS DE LA SIMULACION.	167
APENDICE C . CIRCUITOS IMPRESOS	168

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
A .4 . Campos Principales en las Máquinas de CD	157
A .4 .1 . Características de los Motores con Devanados en Paralelo	158
A .4 .2 . Características de los Motores con Campo en Serie	159
A .4 .3 . Características de los Motores Compuestos	160
A .5 . Motores de CD Alimentados con Fuente que Utilizan Circuitos con SCR's	161
A .6 . Fuerza Contraelectromotriz . Voltaje Generado por un Motor	163
APENDICE B . PROGRAMAS DE LA SIMULACION.	167
APENDICE C . CIRCUITOS IMPRESOS	168

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
A .4 . Campos Principales en las Máquinas de CD	157
A .4 .1 . Características de los Motores con Devanados en Paralelo	158
A .4 .2 . Características de los Motores con Campo en Serie	159
A .4 .3 . Características de los Motores Compuestos	160
A .5 . Motores de CD Alimentados con Fuente que Utilizan Circuitos con SCR's	161
A .6 . Fuerza Contraelectromotriz . Voltaje Generado por un Motor	163
APENDICE B . PROGRAMAS DE LA SIMULACION.	167
APENDICE C . CIRCUITOS IMPRESOS	168

LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
1	Características de las curvas par - corriente de armadura	5
2	Devanados de un motor con campo paralelo	11
3	Circuito equivalente dinámico del motor	13
4	Semiconvertidor de una sola fase	20
5	Semiconvertidor trifásico	21
6	Convertidor dual de una sola fase	22
7	Convertidor trifásico simple	22
8	Convertidor trifásico con neutro de retorno	23
9	Convertidor trifásico dual	23
10	Troceador de tensión y su forma de onda	24
11	Convertidor trifásico	25
12	Secuencia de disparo de los SCR's	25
13	SCR's numerados de acuerdo a secuencia en que son disparados	26
14	Formas de ondas a diferentes ángulos de disparo y sus secuencias	27
15	Convertidor trifásico dual	28
16	Convertidor dual ideal	29
17	Relación de la tensión en las terminales de CD - ángulo de disparo para los dos convertidores del convertidor dual	30
18	Tensiones de rizo de CA en terminales de CD	31
19	Convertidor dual sin corriente circulante	32
20	Relación de tensión en las terminales de CD y ángulo de disparo para un convertidor trifásico de dos cuadrantes	34
21	Convertidor dual con corriente circulante	36
22	Convertidor dual con corriente circulante ideal	37

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
23	Diagrama de bloques de la función de transferencia del motor	41
24	Curva tensión contraelectromotriz - corriente de campo (curva de saturación)	42
25	Curva de saturación de un motor	44
26	Red equivalente de pérdidas del circuito de corrientes parásitas y retardo de par	45
27	Curva de dependencia del circuito equivalente de pérdidas por corrientes parásitas y retardo de par - corriente de armadura	45
28	Controlador de velocidad en lazo cerrado	47
29	Control de corriente en lazo cerrado	48
30	Control de velocidad con lazo de corriente interno	49
31	Control de velocidad proporcional integral	50
32	Curva de tensión de armadura - corriente de armadura	51
33	Curva de compensación del ángulo de disparo - corriente de armadura	52
34	Control de corriente con retroalimentación no lineal	53
35	Control de velocidad con lazo interno de corriente y compensación del ángulo de disparo con retroalimentación no lineal	54
36	Curva de respuesta a escalón y la constante de tiempo del sistema	58
37	Alimentación de escalón de tensión al motor	60
38	Respuesta de corriente al escalón de tensión	61
39	Obtención de la fuerza contraelectromotriz del motor	61
40	Alimentación del motor con escalón de corriente	62
41	Curvas de la tensión trifásica	64
42	Diseño de controlador de velocidad	69

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
43	Circuito generador de retardos y pulsos de disparo trifásicos	71
44	Formas de ondas del circuito de la figura anterior	72
45	Espectro del ruido inducido por un motor en la línea de AC	76
46	Ruido impulsivo	77
47	Magnitud y número de ocurrencias de transitorios en líneas de AC	78
48	Secuencia de los seis pulsos de sincronización	81
49	Generación de los seis pulsos a partir de tres	82
50	Circuito atenuador de la tensión de línea	83
51	Circuito atenuador amplificador	84
52	Configuración del XTR110 utilizado	85
53	Circuito completo de recepción y transmisión de tensión de línea de AC	85
54	Circuito completo de recepción y transmisión de la tensión de armadura	86
55	Sensor de corriente	86
56	Circuito receptor y transmisor de la señal del sensor de corriente	87
57	Circuito detector de la corriente del campo	88
58	Circuito receptor y transmisor del detector de la corriente del campo	88
59	Circuito detector de velocidad y transmisor	89
60	Circuito de la tarjeta de entrada de sensores y acondicionamiento	90
61	Circuito receptor de corriente analógica optoacoplado	93
62	Circuito receptor optoacoplado: a) corrientes de fuga en reposo b) corriente de fuga y corriente de señal transmitida	94
63	Circuito receptor de todas las señales transmitidas	94
64	Circuito receptor de la velocidad y conversión a tensión	95
65	Circuito canalizador buffer	96

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
43	Circuito generador de retardos y pulsos de disparo trifásicos	71
44	Formas de ondas del circuito de la figura anterior	72
45	Espectro del ruido inducido por un motor en la línea de AC	76
46	Ruido impulsivo	77
47	Magnitud y número de ocurrencias de transitorios en líneas de AC	78
48	Secuencia de los seis pulsos de sincronización	81
49	Generación de los seis pulsos a partir de tres	82
50	Circuito atenuador de la tensión de línea	83
51	Circuito atenuador amplificador	84
52	Configuración del XTR110 utilizado	85
53	Circuito completo de recepción y transmisión de tensión de línea de AC	85
54	Circuito completo de recepción y transmisión de la tensión de armadura	86
55	Sensor de corriente	86
56	Circuito receptor y transmisor de la señal del sensor de corriente	87
57	Circuito detector de la corriente del campo	88
58	Circuito receptor y transmisor del detector de la corriente del campo	88
59	Circuito detector de velocidad y transmisor	89
60	Circuito de la tarjeta de entrada de sensores y acondicionamiento	90
61	Circuito receptor de corriente analógica optoacoplado	93
62	Circuito receptor optoacoplado: a) corrientes de fuga en reposo b) corriente de fuga y corriente de señal transmitida	94
63	Circuito receptor de todas las señales transmitidas	94
64	Circuito receptor de la velocidad y conversión a tensión	95
65	Circuito canalizador buffer	96

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
66	Convertidor analógico digital	97
67	Interfaz de la tarjeta con el ducto STD	97
68	Circuito completo de la tarjeta de adquisición de datos	98
69	Respuesta del filtro magnitud - frecuencia y fase - frecuencia	99
70	Filtro elíptico de sexto orden LTC1061 frecuencia de corte 100Hz	100
71	Circuito de entrada y filtro de segundo orden con frecuencia de corte de 1KHz	101
72	a)Comparador de cruce por cero con histéresis y b)Rectificador trifásico	101
73	Circuito de la tarjeta de filtrado completo	102
74	Temporizador monoestable 8253	103
75	Generación del pulso de 60Hz con retardo sincronizado a la línea de 60 Hz	104
76	Conversión de pulsos digitales a modo corriente	104
77	Circuito inhibidor de los pulsos de sincronización a los temporizadores	105
78	Circuito de interfaz al ducto STD de la tarjeta de generación de retardos	105
79	Circuito de la tarjeta de generación de retardos de los pulsos sincronizados a la línea de AC de 60 Hz	106
80	Circuito receptor de los pulsos con retardo	107
81	Generación de tres a seis pulsos	107
82	Modulación de los pulsos de disparo	108
83	Transformadores de pulsos	109
84	Circuito de tarjeta de generación de 6 pulsos a partir de 3 pulsos y disparo a los SCR's	110
85	Puente convertidor dual con su sistema de protección	111
86	Circuito de protección con fusibles para el convertidor dual	111
87	Sistema supresor de transitorios para proteger a los SCR's	112

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
88	Interruptor general el cual alimenta a la tarjeta de sensores, a la tarjeta de disparo de los SCR's y a los SCR's	113
89	Circuito completo de protección del convertidor dual	114
90	Tarjeta del teclado y visualización	115
91	Tarjeta del microprocesador	116
92	Circuito con señales necesarias del ducto PC para el ducto STD	117
93	Circuito interfaz de las señales que vienen del ducto PC al ducto STD	117
94	Fuente para el ducto STD	119
95	Fuente de alimentación del módulo de sensores y disparo a los SCR's	120
96	Fuente de alimentación para el devanado del campo del motor	121
97	Fuente de corriente regulada de potencia	123
98	Curva de corriente ideal y real	125
99	Curva de tensión ideal y real	126
100	Curva de velocidad ideal y real	127
101	Curva de corriente ideal y real	128
102	Curva de tensión ideal y real	129
103	Curva de velocidad ideal y real	130
104	Estructura de control con retroalimentación no lineal	131
105	Estructura de control de la tesis	133
106	Control proporcional, integral derivativo	135
107	Partes de un motor a)-estator y b) estator-rotor	153
108	a) Acción de fuerza resultante en un conductor llevando corriente en campo no uniforme b) Ninguna fuerza resultante existe en un conductor sin corriente en campo no uniforme	154
109	a) Campo producido por los polos magnéticos, b) Campo producido por los conductores llevando corriente, y c) Campo resultante y fuerza producida por los polos magnéticos y los conductores llevando corriente	155

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
110 Motor de cuatro polos	156
111 Curva par - velocidad de un motor con campo en paralelo	159
112 Curva par - velocidad de un motor con campo en serie	160
113 Curva par - velocidad de un motor con campo compuesto	161
114 Distribución de los flujos en un motor de dos polos	163
115 Relación entre la dirección del flujo de corriente y la dirección de la fuerza contraelectromotriz en un motor de CD	164
116 Teclado y visualización	167
117 Circuito impreso de tarjeta de entrada de sensores (lado de soldadura)	168
118 Circuito impreso de tarjeta de entrada de sensores (lado de componentes)	169
119 Circuito impreso de tarjeta de entrada de sensores (lado de letras)	170
120 Circuito impreso de tarjeta del convertidor (lado de soldadura)	171
121 Circuito impreso de tarjeta del convertidor (lado de componentes)	172
122 Circuito impreso de tarjeta del convertidor (lado de letras)	173
123 Circuito impreso de tarjeta de filtraje (lado de soldadura)	174
124 Circuito impreso de tarjeta de filtraje (lado de componentes)	175
125 Circuito impreso de tarjeta de filtraje (lado de letras)	176
126 Circuito impreso de tarjeta de generación de pulsos (lado de soldadura)	177
127 Circuito impreso de tarjeta de generación de pulsos (lado de componentes)	178
128 Circuito impreso de tarjeta de generación de pulsos (lado de letras)	179
129 Circuito impreso de tarjeta de disparos a SCR's (lado de soldadura)	180

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
130	Circuito impreso de tarjeta de disparos a SCR's (lado de componentes)	181
131	Circuito impreso de tarjeta de disparos a SCR's (lado de letras)	182
132	Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto STD - PC (lado de soldadura)	183
133	Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto STD-PC (lado de componentes)	184
134	Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto STD - PC (lado de letras)	185
135	Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto PC - STD (lado de soldadura)	186
136	Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto PC -STD (lado de componentes)	187
137	Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto PC -STD (lado de letras)	188
138	Circuito impreso de tarjeta de fuente para STD (lado de soldadura)	189
139	Circuito impreso de tarjeta de fuente para STD (lado de componentes)	190
140	Circuito impreso de tarjeta de fuente para STD (lado de letras)	191
141	Circuito impreso de tarjeta de fuente para sensores (lado de soldadura)	192
142	Circuito impreso de tarjeta de fuente para sensores (lado de componentes)	193
143	Circuito impreso de tarjeta de fuente para sensores (lado de letras)	194
144	Diagrama de conexión de todas las tarjetas	195

CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE CD CON EXCITACION DE CAMPO SEPARADO DE ALTA POTENCIA

I. INTRODUCCION

A pesar de las predicciones del pasado los controladores de velocidad variable de CD todavía son utilizados. Ellos mantienen sus ventajas originales: la robustez propia del motor, potencia constante sobre un intervalo de velocidad amplia y la facilidad de tener regeneración, en el orden de fracciones de caballos de potencia o miles de ellos.

Hay mucha actividad en el desarrollo de los controladores de Ca de flujo vectorial. En el control del flujo vectorial se utiliza un cifrador para obtener la posición del rotor y retroalimentar éste a la electrónica de control, el cual genera la frecuencia de recorrimiento y ejecuta cálculos que resultan en una curva de par lineal vs frecuencia de corrimiento. Esto permite que el motor pueda ser utilizado en aplicaciones de servo con operación de cuatro cuadrantes para control de posición y velocidad. Esta tecnología competitiva tiene un futuro sólido, pero los precios y complejidad aún limitan su aplicación en gran escala.

Los controladores del flujo vectorial son ampliamente utilizados en aplicaciones de máquinas herramientas, servos y fabricación de papel. En aplicaciones en ambientes peligrosos incluyendo los de prueba de explosión, los motores de Ca tienen mayores ventajas que los motores de CD debido al chispeo de éstos en las escobillas, aunque algunas compañías están diseñando motores de CD que tienen el

montaje de los conmutadores completamente sellados para ser utilizado en estas aplicaciones. La inversión de rotación que se logra con el controlador del flujo vectorial es generalmente mucho más caro que su alternativa del controlador de CD con alto rendimiento.

El rendimiento dinámico del mejor controlador de motores de Ca no es todavía comparable con el mejor controlador de CD, sin embargo este rendimiento se está acercando cada vez más.

Los controladores que tienen control de par constante de motores de CD con potencia mayor de 500 HP son los que mantienen el dominio. Los controladores de motores de CD tienen control de multilazos y regulación de posición, par, velocidad, o tensión, inversión de rotación y todo es controlado por microprocesadores.

Este tipo de controladores tienen las siguientes ventajas para los usuarios:

- La configuración y parámetros de control son puestos o ajustados por medio de programas.

- Se puede tener comunicación entre varios dispositivos y sistemas de control.

- La ventaja de los motores de CD en el manejo de cargas de alta inercia es la capacidad de regeneración que es importante para frenar o parar en emergencias; esto se utiliza ampliamente en las máquinas de impresión de alta velocidad y manejo de papel.

Teniendo en cuenta lo anterior podemos proponer los siguientes objetivos para el desarrollo de esta tesis:

- Desarrollo del controlador con microprocesador

- Cambio fácil de los parámetros de control y su ajuste.

- Capacidad de regeneración e inversión de rotación
- Capacidad de comunicación entre varios dispositivos
- Modularidad para fácil mantenimiento
- Costo
- Desarrollo de un estudio teórico de un motor.

II. MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA

II. 1. Características de Par de los Motores de CD

El par desarrollado por un motor, es su tendencia para producir rotación (Siskind, 1959) y depende de dos factores:

- 1) El flujo creado por los polos principales y
- 2) la corriente que fluye en el devanado de la armadura

Por otro lado el par es independiente de la velocidad de rotación. Esta declaración puede ser escrita en forma de ecuación, esto es:

$$T = K f I_a \quad (1)$$

Donde T.- Par (usualmente en libra- pie)

f.- flujo por polo en maxwells

I_a .- corriente de armadura en amperes

K .- constante del motor

$$P_d = E_c I_a = K f n I_a \quad (2)$$

en donde P_d .- Potencia desarrollada y

E_c .- fuerza contraelectromotriz

n. = velocidad

En un estudio de la ecuación del par con respecto a los tres tipos de motores

(fig 1), puede apreciarse cómo los pares de tales máquinas se comportan bajo diferentes condiciones de carga. En los motores con campo paralelo y compuesto, la corriente a través del campo paralelo es constante y su valor de corriente de este campo (I_{paralelo}) depende solamente de la resistencia de este campo R_{sh} y la tensión en las terminales E_t ; esto es $I_{\text{paralelo}} = E_t / R_{sh}$ (3). Esto significa que el flujo del campo paralelo es independiente de la carga y es substancialmente constante porque el flujo depende solamente de la corriente de campo. En los motores con campo en serie y compuesto, la corriente a través del campo serie cambia con la carga. La corriente de armadura es determinada por la carga: con carga ligera la corriente de armadura es pequeña y con carga pesada la corriente de armadura es grande, por lo que el flujo del campo serie cambiará con la carga.

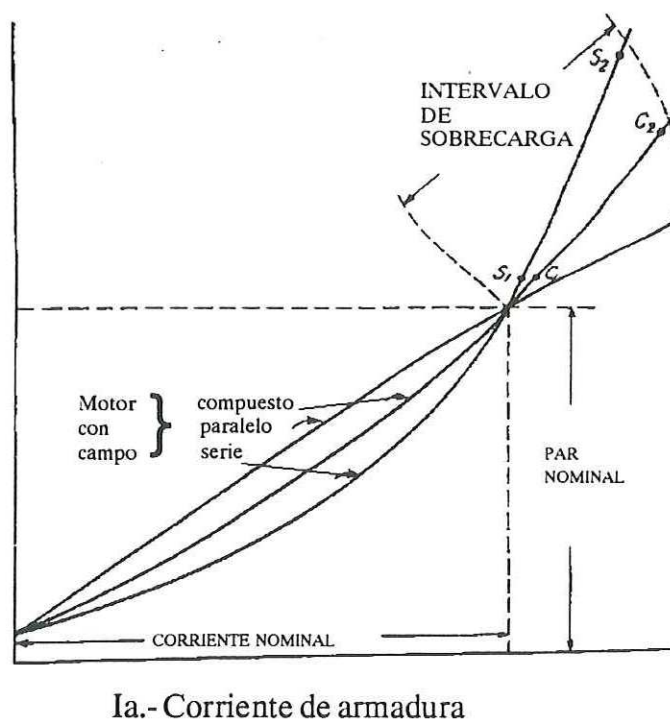


Fig 1. Características de las curvas par - corriente de armadura

Este razonamiento nos lleva a las siguientes conclusiones concernientes a la

manera en la cual el par desarrollado de un motor varía con su corriente de armadura:

1) el par de un motor con campo paralelo depende solamente de la corriente de armadura: suponiendo que la corriente del campo paralelo no es variada, el par es independiente del flujo, de ahí que una gráfica que indique la relación entre el par y la carga debe ser una línea recta.(fig 1)

2) El par desarrollado por un motor con campo en serie depende de la corriente de armadura y el flujo que esta corriente produce al pasar a través del campo en serie. Con cargas ligeras, cuando el hierro del circuito magnético no está saturado, el flujo del campo en serie es directamente proporcional a la corriente de carga. Bajo esta condición. $T = K K_2 I_a I_a = k_3 I_a^2$ (4)que es la ecuación de una parábola. Con cargas pesadas , cuando el hierro del circuito magnético se satura, el flujo cambiará muy poco o nada con cambios en la carga. Bajo ésta condición, la gráfica tenderá a ser una línea recta. Esto es, una gráfica del par - corriente de armadura completa para un motor con campo en serie comenzará como una parabola y eventualmente llegará a ser una recta. (fig 1)

3) El par de un motor con campo compuesto (acumulativo solamente, esto es cuando los amperes por vuelta del campo serie y del campo paralelo se ayudan entre sí) combina las características de par de carga de los motores con campo en serie y en paralelo. Conforme la carga sobre el motor aumenta, la corriente de carga o armadura que pasa a través del campo en serie crea un flujo que se agrega al del campo paralelo que es constante. El flujo resultante tiende a dar una curva del motor de par creciente (concavo) con cargas ligeras cuando el hierro no es saturado grandemente; cuando el hierro llega a estar saturado con cargas pesadas, la gráfica tiende a ser una línea recta

porque no existe ningun incremento en el flujo. (fig 1)

El examen de las curvas indica que, para un valor de carga dado, entre el punto del sistema sin carga al de plena carga, el motor con campo en paralelo desarrolla mayor par mientras el motor con campo en serie desarrolla el menor; el par desarrollado por un motor con campo compuesto se encuentra entre los dos. Sin embargo, si se presenta una sobrecarga, arriba de la corriente de la armadura nominal, existe una diferencia de par generado más prominente entre los motores. Observe primero, que las curvas del motor con campo en serie y compuesto llegan a ser líneas rectas entre S_1 y S_2 y entre C_1 y C_2 . Segundo, se ve significativamente que el par de sobrecarga de un motor con campo en serie es considerablemente más grande que el desarrollado por un motor con campo en paralelo, el par desarrollado por el motor con campo compuesto de nuevo cae entre los otros dos. En efecto, es generalmente reconocido en la práctica que el motor con campo en serie es capaz de desarrollar altos valores de par de sobrecarga que es difícil superar. Por supuesto que cuando el par aumenta, la velocidad decae; pero por lo menos, el motor con campo en serie se podrá mover lentamente bajo cargas pesadas, el motor con campo en paralelo sería incapaz de desarrollar suficiente par y se pararía con cargas pesadas.

El par desarrollado por un motor en el instante del arranque es llamado par de arranque. Algunas aplicaciones tales como los tornos, trituradores, bombas centrífugas y ventiladores, necesitan tener suficiente par de arranque para vencer la fricción de escobillas y baleros. También, los motores que tienen que arrancar con cargas pesadas, con partes móviles de alta inercia tienen que poseer características de alto par de arranque. Sin embargo, el par es una función tanto del flujo como de la corriente de armadura. Debe ser claro entonces que el motor con campo en serie desarrollaría el par

de arranque más alto, porque el flujo de su campo en serie es más fuerte. El motor con campo en paralelo desarrollaría el menor par de arranque porque la corriente de armadura al arranque no tiene efecto sobre el flujo. El motor con campo compuesto que por otro lado usualmente tiene un campo en serie devanado con menos vueltas que el del motor con campo en serie, tendrá más par de arranque que el del motor con campo en paralelo pero menor que el del motor con campo en serie.

II . 2 . Control de Velocidad de Motores de CD

Existen dos maneras de ajustar la velocidad de un motor de CD con campo electromagnético (Gyorki y Berardinis, 1991). Algunas veces es usada la combinación de ambos.

II . 2 . 1 . Control por Campo Paralelo

Este control es obtenido al disminuir la corriente del campo en paralelo del motor para incrementar la velocidad y para reducir el par de salida para una corriente de armadura dada. Sin embargo, las condiciones nominales de un motor de CD son determinadas por el calentamiento. La máxima corriente de armadura permitida es aproximadamente constante sobre el intervalo de velocidad. Esto significa que, para una corriente nominal, el par de salida varía inversamente con la velocidad y el motor tiene la capacidad de mantener constante la potencia sobre su intervalo de velocidad.

El sistema es bueno para obtener solo velocidades más grandes que la velocidad base. Una reducción de velocidad momentánea a la velocidad base puede ser obtenida al sobreexcitar el campo, pero la prolongada sobreexcitación sobrecalienta el

motor. También la saturación magnética en el motor permite una pequeña reducción en la velocidad para un incremento substancial en la tensión del campo.

Un intervalo de velocidad normal máximo para un control por campo es de 3 a 1 y esto ocurre solamente a velocidades de base bajas, esto debido a que la corriente del campo no se puede incrementar mucho. Algunos motores especiales tienen intervalos de velocidad más altos, pero si el intervalo de velocidad es mucho más grande que 3 a 1, es utilizado el otro método.

Un ejemplo de utilización de este método de control se encuentra en las embobinadoras en donde un material es devanado sobre una bobina a una velocidad lineal constante y con una tensión del devanado constante, indiferente al diametro de la bobina.

II . 2 . 2 . Control por Tensión de Armadura

En éste metodo, la corriente del campo paralelo es mantenida constante con una fuente de alimentación separada mientras la tensión aplicada a la armadura es variada. La velocidad es proporcional a la fuerza contraelectromotriz, la cual es igual a la tensión aplicada menos la caída del circuito de armadura ($R_a \times I_a$). Con corriente nominal, el par se mantiene independiente de la velocidad (teniendo el flujo magnético constante) y por eso el motor tiene capacidad de par constante sobre su intervalo de velocidad.

La potencia varía directamente con la velocidad, por lo que, cuando la velocidad de un motor ventilado por si mismo es baja, no puede ser excitado con

demasiada corriente de armadura sin exceder la temperatura máxima nominal del motor

II.3. Inversión de Rotación

La inversión de rotación puede ser obtenida por dos medios: el primero por inversión del flujo magnético y el segundo por inversión de la tensión de armadura del motor. Esta operación afecta la fuente de alimentación y el control, y puede afectar el ajuste de las escobillas, si el motor no puede ser parado para la conmutación antes de la operación de inversión. En éste caso, los devanados de los motores con campo compuesto y los devanados para los motores con campos en paralelo con devanados de estabilización que se discuten luego no deben ser utilizados, a menos que los devanados en serie con la armadura también se inviertan, y además debe ser utilizado un sistema de control de tensión de armadura apropiada.

II.4. Motores con Campo en Paralelo

El motor con campo en paralelo es operado en sistemas de tracción con el campo principal alimentado con corriente de campo independiente de la armadura (Kusko, 1970). La corriente de campo puede ser mantenida fija o ajustada para complementar un intervalo de velocidad. Un diagrama que muestra la sección transversal de un motor con campo paralelo es mostrado en fig 2a.

Son mostrados todos los devanados posibles, de los cuales algunos no se utilizan en algunas aplicaciones. El devanado de campo paralelo establece el campo magnético básico en el entrehierro bajo los polos, el cual reacciona con la corriente de armadura para producir el par y con los conductores de armadura en movimiento para

producir la tensión de armadura generada. El devanado pequeño en serie, utilizado en algunos motores (devanado de estabilización), actúa para incrementar la caída de velocidad cuando es conectado aditivamente al campo paralelo debido a que incrementa el flujo y para decrementar la caída en conexión opuesta debido a que disminuye el flujo. El devanado de entrepolos en el eje del campo transversal actúa para ayudar a la conmutación, estos son polos angostos colocados exactamente en la mitad entre los polos principales y están directamente en línea con el neutro magnético sin carga, usualmente llamado neutro mecánico. Los devanados de excitación para estos polos están siempre conectados en serie con la armadura debido a que los entrepolos tienen que producir flujo que es directamente proporcional a la corriente de armadura.

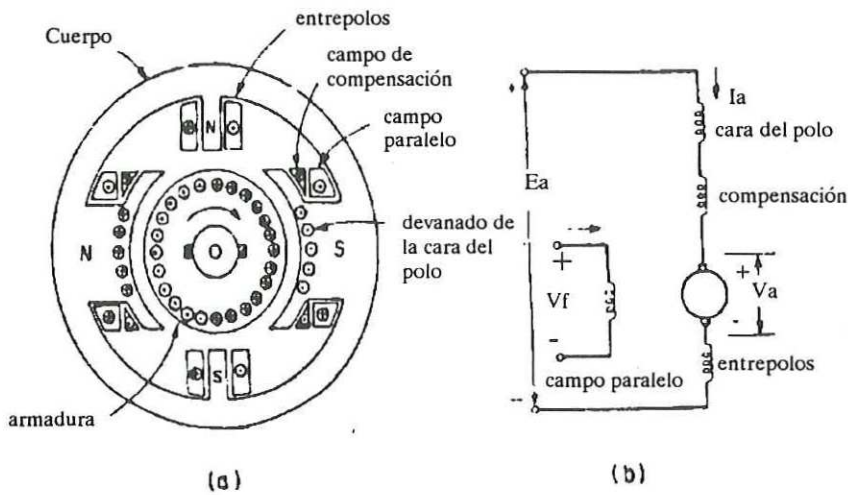


Fig 2. Devanados de un motor con campo paralelo

La fuerza contraelectromotriz de entrepolo y de la armadura son siempre afectados simultáneamente por la misma corriente de armadura, con el resultado que el flujo de armadura en la zona de conmutación, el cual tiende a recorrer el neutro magnético, es neutralizado por un componente apropiado del flujo de entrepolos; el plano del neutro es de ahí fijo en posición no importando de la carga. Finalmente, el devanado que se encuentra en la cara de los polos es usado con el propósito de neutralizar

el efecto de la reacción de la armadura en las zonas fuera de la influencia de los entrepolos y particularmente para mantener una distribución uniforme del flujo en las cara de los polos principales. Estos son devanados especiales colocados en las ranuras u hoyos en la cara de los polos y llevan la corriente de armadura al igual como los devanados de los entrepolos. Todos los devanados son conectados como se muestra en la fig 2b .

La operación en estado estacionario de un motor está descrita por tres ecuaciones:

La tensión del circuito de armadura total es

$$V_m = V_a + I_a R_a \quad (5)$$

La tensión de armadura generada es

$$V_a = K_a f n \quad (6)$$

y el par interno

$$T = K_t f_f I_a \quad (7)$$

en donde I_a .- corriente de armadura

R_a .- resistencia de armadura

n .- velocidad angular del motor

K_a .- constante del motor

ϕ .- flujo del campo

II.5. Dinámica.

El comportamiento dinámico del motor es gobernado por sus propiedades de almacenamiento de energía (Dewan et al, 1984). La energía es almacenada en dos formas; magnética, en el circuito magnético y mecánica en la inercia de la armadura. Por supuesto, la energía es también almacenada en la inercia de la carga y en los campos magnéticos de las fuentes de alimentación y tienen que ser incluídas en la consideración de las dinámicas.

Las propiedades de almacenamiento de energía del campo magnético es medido por la inductancia. Como se puede ver de la fig 2, los circuitos de armadura y del campo tienen devanados pero los ejes magnéticos están a 90° entre cada uno y en ese caso, las inductancias teóricamente no tienen componentes mutuas, es decir, la inductancia de la armadura L_a , la cual incluye los devanados de los entrepolos y los de estabilización, pueden ser considerados independientes de la inductancia del campo L_f .

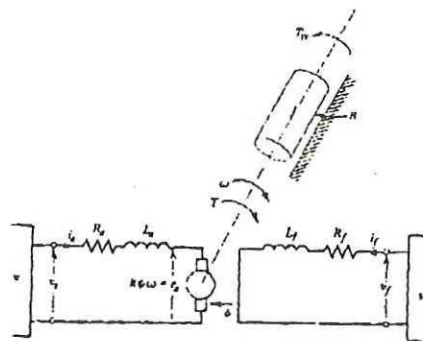


Fig 3. Circuito equivalente dinámico del motor

El circuito equivalente dinámico del motor es mostrado en la fig 3. La resistencia R_a incluye la de todos los devanados en el circuito de armadura. La armadura por sí misma es el generador de la tensión V_a y el par T . Los parámetros mecánicos no son mostrados.

La ecuación diferencial que describe el comportamiento dinámico para el control de tensión de armadura con campo constante es, para el circuito de armadura

$$V_m = I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + V_a \quad (8)$$

en donde

$$V_a = K_a n \quad (9)$$

K_a .- constante del motor

n .- desplazamiento angular en radianes

El par de carga puede tener componentes debido a lo siguiente:

1) Fricción. Par usado para manejar el sistema mecánico sin hacer trabajo mecánico adicional.

2) Resistencia aerodinámica. Par utilizado para agitar o bombear aire alrededor de las partes móviles de los mecanismos.

3) Aceleración. Par desarrollado bajo condiciones transitorias y usados para vencer la inercia mecánica del mecanismo

4) Trabajo mecánico.

La carga del motor es idealizada como un pár proporcional a la velocidad n .

Para el sistema mecánico, el par debido a la fricción es

$$T_f = T_b + T_c + T_s \quad \text{N.m} \quad (10)$$

El componente T_b , el cual es directamente proporcional a la velocidad, es llamado fricción viscosa y está definido por

$$T_b = \beta \omega = \beta \frac{dn}{dt} \quad (11)$$

Donde β .- constante para el sistema

ω .- velocidad angular en rad/s

El componente T_c , el cual no varía con la velocidad es llamada fricción de Coulomb. Este se opone al movimiento en todas las velocidades y constituye un par de carga para controladores en rotación directa o inversa. La componente pequeña T_s es debida a la fricción estática, que no puede ser incluido en un modelo linealizado del sistema y que frecuentemente puede ser ignorada.

La resistencia aerodinámica causa un componente de par de carga que, para mecanismos rotatorios, es aproximadamente proporcional al cuadrado de la velocidad de rotación. Sobre el intervalo de velocidad de operación el par de resistencia aerodinámica, combinada con el par de fricción viscosa puede ser representada por una buena aproximación por la ecuación anterior, en la cual la magnitud de la constante β es escogida apropiadamente.

El par requerido para acelerar las partes móviles del sistema puede ser expresado como

$$T_j = J (d^2 n / dt^2) = J (d\omega / dt) \text{ N.m} \quad (12)$$

donde J es la inercia rotacional del sistema en Kg m^2 .

El par utilizado en trabajo mecánico será alguna función de ω particular de la carga y puede ser definida por

$$T_w = T(\omega) = T (dn / dt) \text{ N.m} \quad (13)$$

Esto es, el par de salida de un motor puede ser expresado como

$$T_l = J (d\omega / dt) + \beta \omega + T_w \text{ N.m} \quad (14)$$

Otra complicación adicional puede ser la presencia de elasticidad en alguna parte del sistema mecánico. Por ejemplo, si ésta es la elasticidad torsional en la flecha de acoplamiento de la carga al motor, añadirá otro componente de par bajo condiciones

transitorias, expresado como

$$T_k = K n_k \text{ N.m} \quad (15)$$

donde K es la rigidez rotacional de la flecha en N.m/rad y n_k es el angulo de torsión del acoplador.

Mientras T_j almacena energía cinética en el sistema, T_k almacena energía potencial. El resultado de éstos dos sistemas de almacenamiento de energía puede ser oscilatoria si T_b es pequeña. Cuando se modela un mecanismo, se supone usualmente que las flechas son perfectamente rígidas y que T_k puede ser despreciada. Su presencia, sin embargo, puede causar ruido mecánico o vibración y una flecha puede romperse cuando el sistema se arranca.

La expresión del par generado en el análisis de las máquinas eléctricas usualmente considera un par interno o el par del entrehierro del motor. Porque el motor propiamente posee inercia, fricción y resistencia aerodinámica, $T = T_l$, pero si, los factores J y β son modificados para incluirlos, entonces

$$T = J (d\omega / dt) + \beta \omega + T_w \quad \text{N.m} \quad (16)$$

T puede ser calculado de los parametros del motor y de la naturaleza del convertidor de potencia.

Par pico:El par pico que un motor de CD desarrolla es limitado por la carga, y ocasiona un daño en el conmutador, debido a sobrecorrientes y chisporroteo en este. Los

daños a las escobillas y al conmutador dependen de la severidad del chisporroteo y su duración. El par pico depende de la duración y frecuencia de ocurrencia de la sobrecarga y es frecuentemente limitado por la corriente máxima que la fuente de alimentación pueda dar.

Los motores pueden manejar cargas más grandes a baja velocidad sin daño. Las normas NEMA especifican que los motores de CD tienen que aguantar por lo menos el 150% de la corriente nominal por 1 minuto a cualquier velocidad dentro del intervalo nominal, pero la mayoría de los motores tienen mejores características.

Se puede encontrar más material general de teoría de operación en el apéndice

A

III. CONVERTIDORES

III.1. Generalidades

En una planta industrial la fuente de alimentación de potencia normal es de corriente alterna (CA) de 60 Hz. Una manera de obtener control de velocidad variable en esta situación es convertir la tensión de la fuente de CA en tensión de corriente directa (CD) y explotar la controlabilidad de las máquinas de CD.

Para efectuar el control de velocidad se utilizan dispositivos semiconductores adaptados entre la red y el motor de CD, tales como los rectificadores controlados de silicio (SCR). Existen dos tipos principales de unidades con dispositivos semiconductores, el primero es el convertidor con SCR's para redes de CA y el otro es un conmutador para redes de CD. En lugar del primer tipo también se puede utilizar una red de alimentación de CA con un convertidor rectificador con diodos, que provee una tensión de CD constante, seguido de un conmutador con SCR's para obtener una salida de tensión media ajustable en CD.

Las fuentes de tensión controladas se clasifican en: semiconvertidores y convertidores (Gyorki y Berardinis, 1991).

III.2. Semiconvertidores

Tienen diodos rectificadores en un lado del puente rectificador y tiristores en el otro lado. Un diodo de conmutación es colocado a la salida (diodo ciego: deja pasar la corriente inductiva del motor). Los circuitos semiconvertidores proveen corriente y

tensión unidireccional, y no pueden ser utilizados para invertir la dirección de rotación o frenar regenerativamente.

El freno regenerativo aparece cuando se obliga al motor a disminuir su velocidad haciendo que devuelva la energía cinética almacenada a su fuente de alimentación, en forma tal que al tener una corriente que fluye en sentido contrario al de operación, el motor se frena.

La rotación del motor puede ser invertida por contactores y se utiliza freno dinámico automático para disminuir la velocidad y frenar al motor. El freno dinámico aparece al apagar el motor y al alimentar la energía generada por éste a un arreglo de resistencias en forma tal que al tener una corriente inversa al de operación el motor se frena.

III .2 .1 .Semiconvertidores de Una Sola Fase. (fig 4)

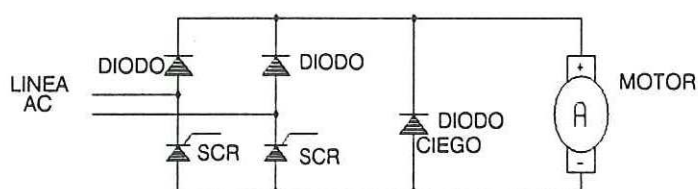


Fig 4. Semiconvertidor de una sola fase

Los SCR's son conmutados alternadamente con el cambio de polaridad de la corriente de entrada. La corriente de salida es regulada por el retardo del pulso de disparo a los SCR's

Los semiconvertidores de una sola fase son normalmente utilizados para motores fraccionarios hasta de 5 hp. Estos son usualmente controles contruidos en un

solo bloque y están disponibles con opciones tales como freno dinámico, jogging, threading, aceleración, desaceleración, y regulación de velocidad. La inversión es obtenida por medio de contactores.

III .2 .2 .Semiconvertidores Trifásicos (fig 5).

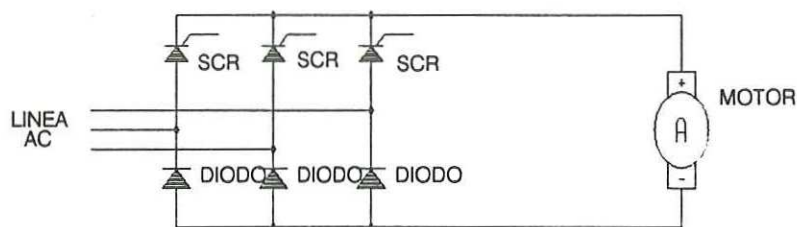


Fig 5. Semiconvertidor trifásico

Estos tienen un diodo y un SCR para manejar cada fase de la entrada trifásica.

Los semiconvertidores trifásicos normalmente se utilizan con motores de 5 a 200 hp.

III .3 . Convertidores

Los convertidores tienen SCR's en todas las trayectorias del puente rectificador, en forma tal de poder ser utilizados en aplicaciones de inversión y de frenado regenerativo. Estos sistemas tienen menos corriente de rizo en el motor que los que usan semiconvertidores.

III .3 .1 .Convertidor Dual de Una Sola Fase. (fig 6)

Los controles duales controlan la tensión y la corriente (y por lo tanto, la velocidad y el par) en ambas direcciones de la rotación del motor. La circuitería de control y disparo provee una suave transición de velocidad de las velocidades de rotación

directa, a los de rotación inversa y evitan que circule corriente entre los convertidores. Para controles grandes con necesidades ligeras de par en la dirección opuesta, es común proveer la mitad de capacidad de potencia a los SCR's de inversión.

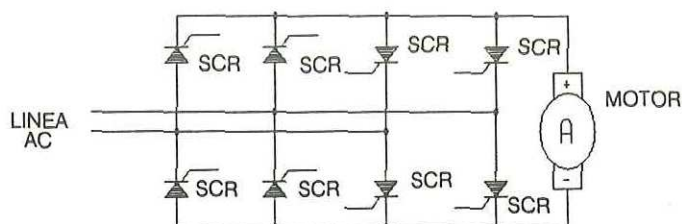


Fig 6. Convertidor dual de una sola fase

III .3 .2 .Convertidor Trifásico Simple. (fig 7)

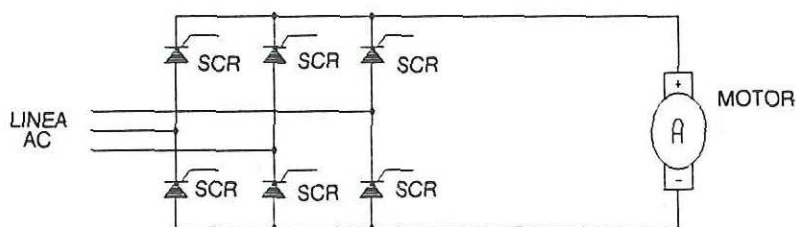


Fig 7. Convertidor trifásico simple

Estos controles no se utilizan para invertir el sentido de rotación, ni para frenado regenerativo, pero si se necesita inversión de rotación y regeneración se invierte el campo del motor con contactores. Los controles para tales tipos de sistemas son más complicados que un control del tipo dual y las aplicaciones son limitadas. El intervalo usual de los convertidores simples es de 20 a 7500 hp.

III .3 .3 .Convertidor Trifásico con Neutro de Retorno. (fig 8)

Provee tensión y corriente en cualquier dirección y necesita solamente seis SCR's en el circuito principal para tener un sistema completo de control con freno

regenerativo y de inversión de rotación. Un transformador es requerido para conectar una terminal de la armadura del motor al neutro. Algunas aplicaciones que utilizan este sistema son molinos pequeños y controles de líneas de proceso de 5 a 100 Hp.

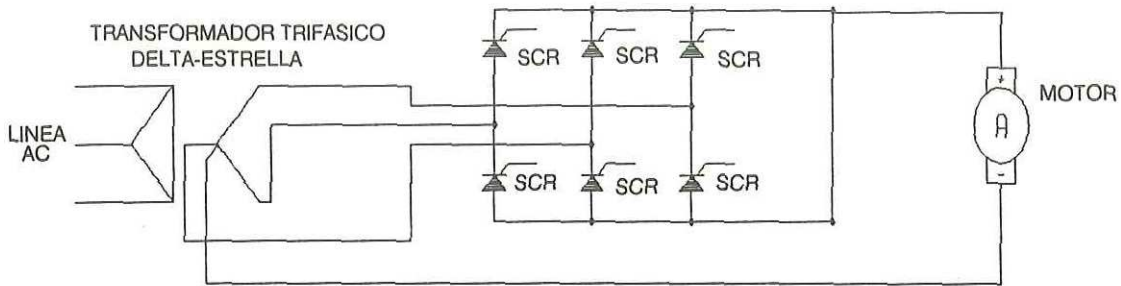


Fig 8. Convertidor trifásico con neutro de retorno

III .3 .4 .Controladores Trifásicos Duales. (FIG 9)

Estos son similares a los convertidores duales de una sola fase y tienen SCR's adicionales para manejar la entrada trifásica. Sus aplicaciones se encuentran en molinos y control de líneas de procesos de 20 a 7500 Hp.

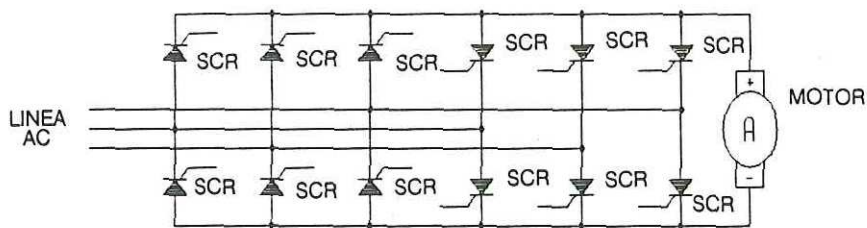


Fig 9. Convertidor trifásico dual

III .3 .5 .Troceadores de Tensión con SCR's

La regulación de velocidad de un motor mediante un troceador de tensión con SCR's se emplea cuando el suministro de alimentación de tensión es de CD o de alterna rectificada con un convertidor no controlado (Ramshaw, 1973).

La forma de trabajo de un troceador es que una tensión de CD es conectada y desconectada por un sistema que utiliza SCR's, tal como se representa en la fig 10. Esto significa que, aunque la tensión de entrada sea constante, la tensión media en la carga se puede ajustar. Existen tres maneras de variar la relación entre los tiempos de conexión y desconexión para variar la tensión de salida:

- 1- Tiempo de conexión constante y tiempo de desconexión ajustable.
- 2- Tiempo de desconexión constante y tiempo de conexión ajustable
- 3- Tiempos de conexión y desconexión ajustables.

En los tres casos, la frecuencia de conmutación es alta para que el filtrado sea mínimo. La respuesta es rápida comparada a los métodos de ajuste de tensión por fase controlada. Sus aplicaciones, son generalmente limitadas debido a las pérdidas de energía en la sección de potencia y en su retroalimentación.

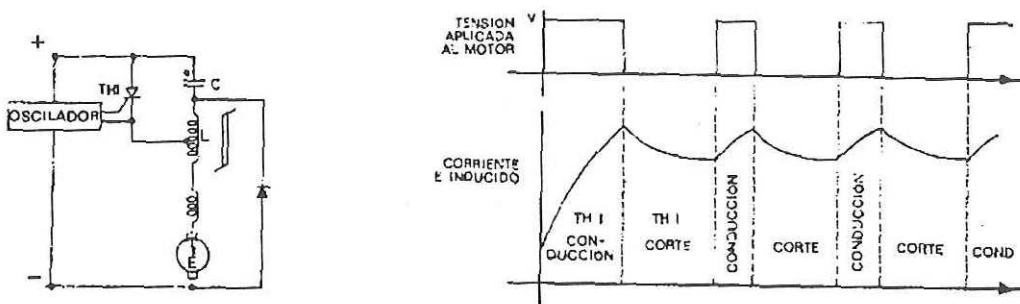


Fig 10. Troceador de tensión y su forma de onda

III .4 . Convertidor Trifásico

El circuito del convertidor de puente trifásico, es uno de los sistemas de control de motores más usados (fig 11); las formas de ondas en los dispositivos de potencia se muestran en la fig 12.

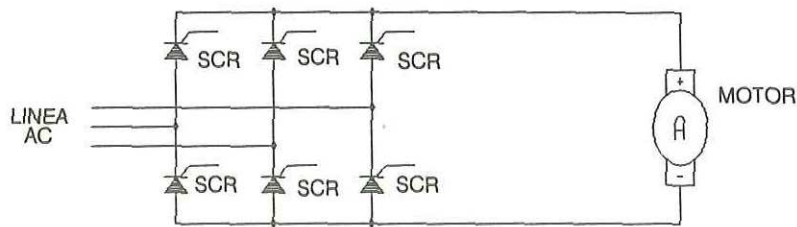


Fig 11. Convertidor trifásico

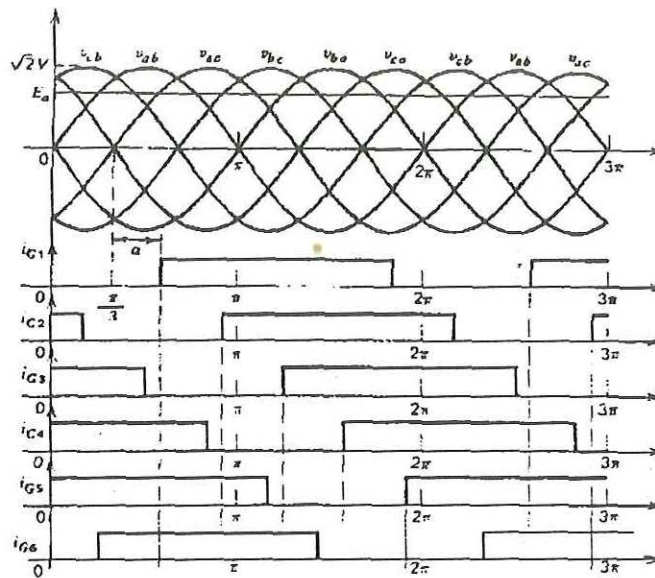


Fig 12. Secuencia de disparo de los SCR's

Los SCR's, como se muestran en la fig 13 son encendidos en la secuencia en la cual están enumerados. Dos SCR's necesariamente conducen en cualquier instante; por ejemplo cuando el V_{ab} está en su valor pico positivo los SCR's Q1 y Q6 conducen. Cuando V_{ab} está en su valor pico negativo Q3 y Q4 conducen. El disparo de cada uno de los SCR's inicia un pulso de corriente de carga; por lo que éste es un rectificador de seis pulsos. Este sistema puede también operar con corriente discontinua, aunque tal operación se confina a un intervalo pequeño del ángulo de disparo α cuando la inductancia del circuito de armadura del motor es pequeña (Dewan et al, 1984).

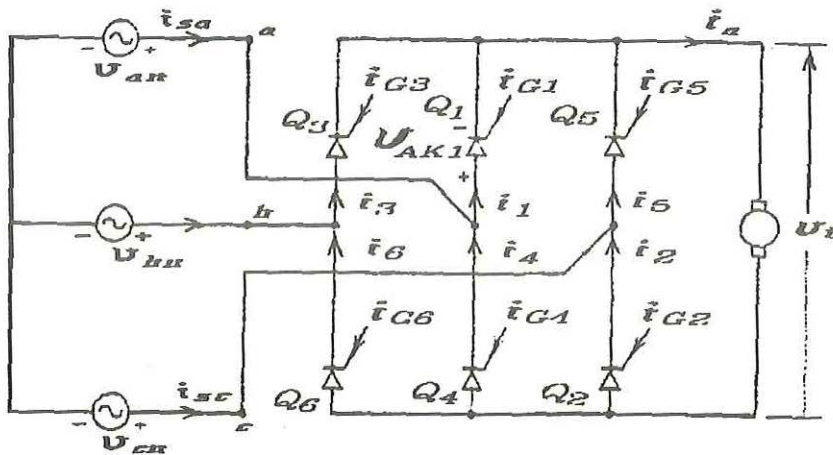


Fig 13. Scr's numerados de acuerdo a secuencia en que son disparados

Es importante tener claro el significado del término " ángulo de disparo " o "ángulo de retardo " α y es mejor comenzar teniendo α como cero. El ángulo de retardo es cero cuando un rectificador trifásico con SCR's, que alimenta un circuito de carga puramente resistiva, desarrolla la corriente de carga promedio máxima. Esto significa que la corriente a través del circuito de carga resistiva, que en cualquier instante será manejada por las terminales de línea a línea de la fig 14-a tiene el valor absoluto más grande. Esto es, que el SCR de referencia Q1 tiene que ser encendido y comienza a conducir en $\omega t = \pi / 3$ de la tensión de línea V_a , esto es, cuando las tensiones de las líneas V_a y V_c son iguales en sus ciclos positivos ($V_{ac} = 0$) tal como se observa en la fig 14-b, éste es el punto de referencia para los tiempos de desfase a los SCR's o de sincronía; en tal instante Q6 tiene que estar ya encendido. El comienzo de la señal de disparo para Q1 es aquel en el que $\omega t = \pi / 3$ de la tensión de línea V_a , donde $\alpha = 0$. Bajo estas circunstancias cada SCR conduce por un intervalo de $2\pi/3$ rad y cada uno está desfasado $\pi/3$ rad del SCR anterior, dos condiciones que persistirán aún con un incremento en α a cualquier valor. En $\alpha = \pi/3$ fluye corriente discontinua en el circuito de carga resistiva y la corriente en Q1 cae a cero en $\omega t = \pi$ de la tensión de línea V_a . Como Q2 es encendido en ese instante Q1 vuelve a conducir y la corriente de Q1 cae a cero de

nuevo en $\omega t = 4\pi/3$.

Dos de estos rectificadores conectados en antiparalelo proveen un control de cuatro cuadrantes con regeneración en los cuadrantes segundo y cuarto. Como se muestra por la forma de onda de la tensión promedio U_{dp} en la fig 14-a cuando $\alpha > \pi/2$, $U_{dp} < 0$. La construcción de una forma de onda entre las terminales del SCR Q1 (V_{ak1}) permite obtener la determinación del intervalo W_{toff} . Este es el tiempo disponible para que el SCR Q1 se apague y recobre su capacidad de bloqueo directo. Si α es incrementado a π en su operación de corriente continua éste intervalo desaparece. Para corriente discontinua se permite solamente la operación en el intervalo $\pi < \alpha < 5\pi/6$

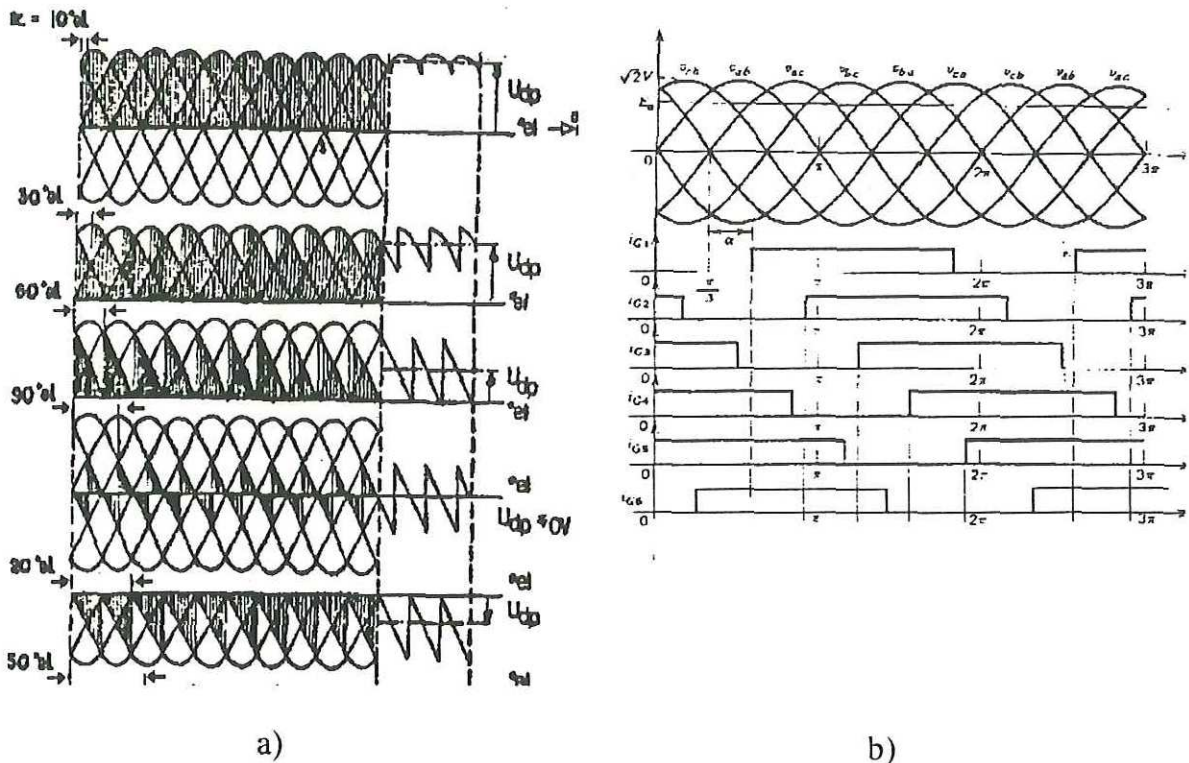


Fig 14. Formas de ondas a diferentes ángulos de disparo y sus secuencias

En la práctica, sin embargo, no es necesario utilizar un valor tan grande de α

en el sistema de control del motor. La operación satisfactoria del sistema es obtenida, si el intervalo de α es de $0 < \alpha < \pi - \omega t_{\text{off}} - \nu$ rad donde ν es el ángulo de traslape, el cual es el tiempo entre el apagado de un SCR y el encendido del otro.

Udp puede ser expresado como una función de α . Esto es, si

$$V_{ab} = \sqrt{2} V_{in} \sin(\omega t) \text{ voltios} \quad (17)$$

entonces

$$U_{dp} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{3}}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} V_{in} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{in} \cos(\alpha) \quad (18)$$

III.5. Convertidor Trifásico Dual

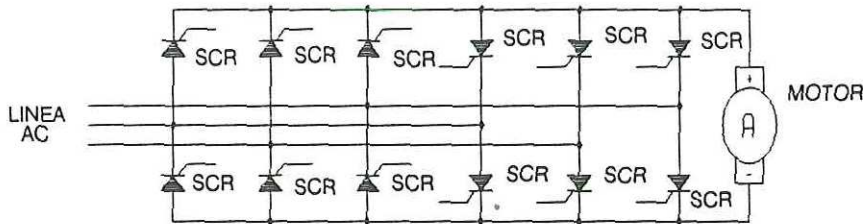


Fig15. Convertidor trifásico dual.

Un convertidor dual consiste de dos circuitos convertidores trifásicos simples en antiparalelo (Pelly, 1971), esto es, con los SCR's de un convertidor en dirección opuesta a las terminales del otro convertidor. Con este arreglo la corriente puede fluir en cualquier dirección en las terminales de CD. Las corrientes de carga positiva son llevadas por el convertidor positivo y las negativas por el convertidor negativo. La fig 15 muestra el diagrama de un circuito convertidor dual típico.

El principio básico de operación del convertidor dual puede ser explicado con el diagrama equivalente simplificado del circuito convertidor, mostrado en la fig 16.

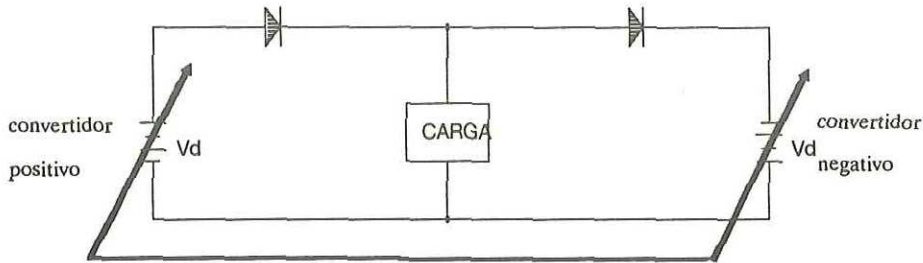


Fig 16. Convertidor dual ideal.

En esta representación simple, los componentes de tensión de rizo, los cuales aparecen en las terminales de CD de los convertidores, son despreciados y el circuito equivalente para cada uno de los convertidores de dos cuadrantes se representa como una fuente de tensión de CD controlable, conectada en serie con un diodo, el cual representa la condición de flujo de corriente unidireccional a través del convertidor.

El principio de control básico del convertidor dual ideal es el de controlar los ángulos de disparo de los convertidores individuales para que su tensión de CD en sus terminales sea siempre exactamente igual, y de la misma polaridad a la del otro convertidor. Esto es, cuando una sección funciona como un convertidor, la otra funciona como inversor, teniendo exactamente la misma tensión opuesta y viceversa. Sin embargo, las tensiones de las terminales de CD de los convertidores individuales son iguales, y tienen la misma polaridad que el otro y en este circuito ideal, la corriente tiene una libertad de flujo igual sobre cualquier convertidor positivo o negativo.

En la fig 17 se muestra la relación entre el ángulo de disparo y la tensión de CD en las terminales de salida de los convertidores individuales.

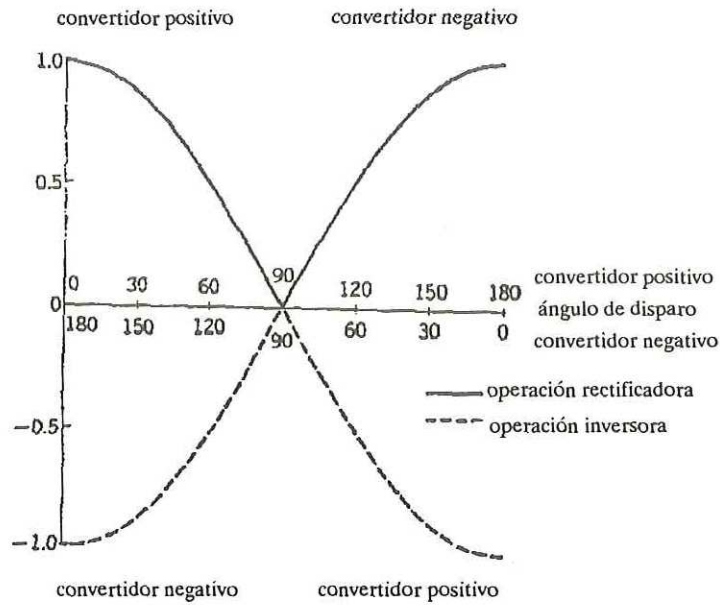


Fig 17. Relación de la tensión en las terminales de CD - ángulo de disparo para los dos convertidores del convertidor dual

Es evidente que si las tensiones en las terminales de CD de los convertidores tienen que ser controladas para que sean siempre iguales entre ellas, entonces los ángulos de disparo de los dos convertidores tiene que ser relacionados entre ellos por la siguiente expresión:

$$\alpha_p + \alpha_n = \pi \quad (19)$$

donde α_p = ángulo de disparo del convertidor positivo

α_n = ángulo de disparo del convertidor negativo.

En la práctica, si los ángulos de disparo de los convertidores son controlados de esta manera, entonces las tensiones de las terminales de CD promedio de los dos

convertidores son iguales entre cada uno, pero existen desigualdades instantáneas, inevitablemente, entre las tensiones de rizo de CA que aparecen en las terminales de CD de los dos convertidores fig 18.

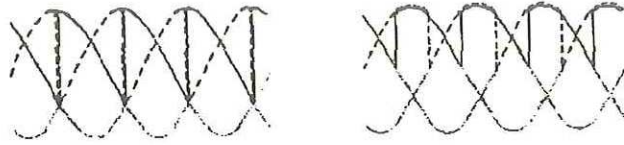


Fig 18. Tensiones de rizo de CA en terminales de CD.

De aquí que, con este método simple de control de los ángulos de disparo, no se permite tener una conexión de los dos convertidores en las terminales de CD, ya que resultaría una corriente de rizo circulante teóricamente infinita en ciertos momentos. En la práctica, es necesario utilizar algún medio para controlar el flujo de corriente circulante entre los dos convertidores. Básicamente, existen dos métodos para hacerlo.

El primer método consiste en inhibir completamente el flujo de corriente circulante, por medio de un control automático apropiado de los ángulos de disparo, para que solo el convertidor que lleva la corriente de carga esté en conducción, y el otro esté temporalmente desconectado. Este es llamado modo de operación sin corriente circulante.

Sin embargo, algunas veces, es deseable que el convertidor dual opere con una cantidad controlada de corriente circulante, esto para cuando se necesite que fluya corriente en cualquier dirección en cualquier momento. En este caso, los ángulos de disparo de los convertidores individuales son controlados básicamente de la misma manera que el circuito ideal, y la amplitud de la corriente circulante es limitada a un nivel aceptable por medio de un reactor de corriente circulante, el cual es conectado entre las

terminales de salida de CD de los dos convertidores. Este método de operación es llamado modo de operación con corriente circulante.

III .5 .1 .Modo de Operación Sin Corriente Circulante (fig 19).

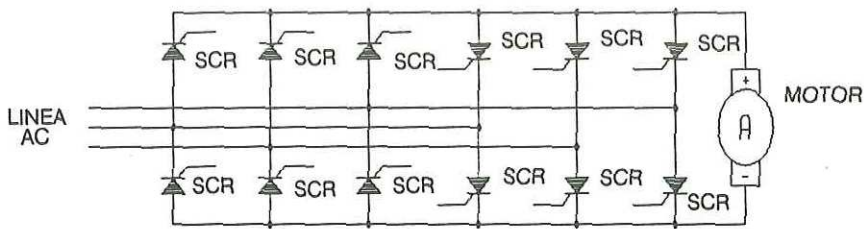


Fig 19. Convertidor dual sin corriente circulante

Ya que solamente un convertidor del convertidor dual lleva realmente corriente de carga en un tiempo dado, el otro es bloqueado, por medio del control idóneo de sus pulsos de disparo, evitando así el flujo de corriente circulante (Stute et al, 1983). El bloqueo del convertidor en reposo puede ser llevado a cabo de dos maneras (Pelly,1971):

- 1- Los pulsos de disparo al convertidor de reposo pueden ser completamente eliminados.
- 2- La fase de los pulsos de disparo puede ser ajustada para que no fluya la corriente circulante.

Este segundo método involucra un retardo del ángulo de disparo del convertidor en reposo, por lo menos en un cierto ángulo crítico, que depende del ángulo de disparo del convertidor activo y de la configuración del circuito, alejado del punto en el cual $\alpha_p + \alpha_n = \pi$. En otras palabras, el ángulo de disparo del convertidor en reposo tiene que ser recorrido en tal dirección que su tendencia haga que la tensión de las terminales de CD se oponga al flujo de corriente circulante y éstas lleguen a estar polarizadas inversamente, por lo que el convertidor estará bloqueado, aunque con este

método habrá una corriente de fuga mayor que con el primer método.

Los requisitos del sistema de control son que:

- a) los pulsos de disparo deben ser de tal manera, que solamente el convertidor que lleva corriente de carga es mantenido en conducción, y el convertidor que está en reposo, debe estar bloqueado temporalmente para que no exista tendencia a que fluya la corriente circulante.
- b) cualquier cambio deseado en la dirección de la corriente de carga debe ser anticipado, y los pulsos de disparo del convertidor deben ser manipulados de tal manera, que la corriente de carga esté libre para invertir su dirección en el instante deseado.
- c) para obtener un cambio suave de corriente de un convertidor a otro, tienen que ser evitados saltos irregulares en el nivel de tensión en las terminales de CD en el momento de inversión de la corriente. El control de pulsos de disparo debe, idealmente, ser de tal manera que la tensión media en las terminales de CD del convertidor entrante, conmutado en el instante de inversión de corriente, sea la misma que la del convertidor saliente.

En la práctica, estas funciones pueden ser obtenidas en forma relativamente fácil, si la aplicación es tal, que la forma de onda de la corriente de carga sea siempre continua. Sin embargo, si la corriente de carga en estado estacionario llega a ser discontinua bajo ciertas condiciones, como es frecuentemente el caso, entonces llega a ser necesario un control más sofisticado, especialmente si se requiere que la respuesta del sistema sea rápida, sin zona muerta apreciable en el punto de la corriente de cruce.

Una dificultad inmediata está en la operación del control de selección del

convertidor. Claramente, en conducción discontinua, no es posible utilizar indiscriminadamente el valor cero de la forma de onda de la corriente de carga como la condición lógica para conmutar los convertidores, ya que ésto resultaría en una operación errada y peligrosa del sistema. Una dificultad menos obvia, pero quizá más fundamental, es que con conducción discontinua, la tensión media en las terminales de CD del convertidor controlado por fase, depende no solamente del ángulo de disparo, sino también de la discontinuidad de la forma de onda de la corriente de carga. En este punto, la relación entre el ángulo de disparo y la tensión media en las terminales de CD se aleja considerablemente de la relación coseno obtenida en conducción continua.

Una relación típica entre la tensión media en las terminales de CD y el ángulo de disparo de un convertidor de 6 pulsos con una carga resistivo - inductiva pasiva, se muestra en la fig 20.

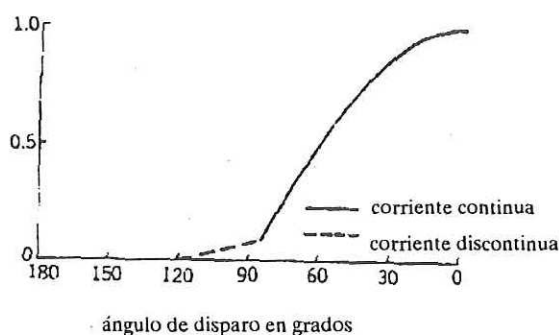


Fig 20. Relación de tensión en las terminales de CD y ángulo de disparo para un convertidor trifásico de dos cuadrantes.

Otro problema en conducción discontinua, es que la tensión media en las terminales de CD es determinada por la carga, tanto como por el ángulo de disparo del convertidor, y en este punto no se requiere que la suma de los ángulos de disparo de los convertidores en el momento de conmutación de los convertidores sea de 180 grados, e

idealmente, el sistema de control debe predecir el ángulo de disparo para que la tensión media en el convertidor entrante sea igual a la tensión media del convertidor de salida.

Para ilustrar este punto, considérese un convertidor dual que alimenta la armadura de un motor de CD. Supongamos que el convertidor positivo nos entrega una corriente discontinua y con una tensión positiva relativamente baja, digamos del 5% de la tensión máxima, con un ángulo de disparo correspondiente de 110 grados. Si ahora se requiere transferir la corriente al convertidor negativo, es decir invertir el sentido de rotación del motor, el ángulo de disparo requerido para este convertidor, con el cual tendríamos el mismo nivel de tensión del 5 %, suponiendo conducción continua sería de cerca de 93 grados. Por otro lado, si la suma de los ángulos de disparo de los convertidores es rígidamente mantenida en 180 grados, entonces el ángulo de disparo de este convertidor sería de 70 grados. Es decir, este convertidor inicialmente estaría operando como rectificador, más que como inversor, con una tensión media del 34% del valor máximo. Estos cambios grandes repentinos en el nivel de tensión aplicada al motor resultaría en un transitorio muy grande e inaceptable de la corriente y la operación del sistema estaría lejos de lo deseado.

En la práctica, para evitar un salto transitorio de la tensión media, el sistema de control puede ser frecuentemente arreglado, para que el ángulo de disparo del convertidor entrante, sea inicialmente retardado (comúnmente 180 grados) y es subsecuentemente avanzado, por la acción de un control de lazo cerrado al punto de operación final requerido. Esto elimina la posibilidad de corriente transitoria grande en el punto de conmutación, pero la respuesta del sistema es muy lenta, teniendo una zona de tiempo muerto durante la cual no hay corriente de carga en ninguna dirección.

III .5 .2 .Modo de Operación Con Corriente Circulante.

En la operación del convertidor dual sin corriente circulante, se ha observado que existen ciertos problemas de control, como resultado de operar con corriente de carga discontinua. Dependiendo de las necesidades de la aplicación, estos problemas pueden requerir el uso de un esquema de control sofisticado, para obtener el comportamiento externo deseado.

Una técnica diferente de operación, con la cual las dificultades asociadas con el convertidor sin corriente circulante en conducción discontinua no se presentan, consiste en conectar un reactor limitante de la corriente entre las terminales de CD de los dos convertidores individuales de tal manera que es permitido que circule entre ellos una cantidad controlada de corriente (fig 21). Esta corriente circulante, por sí misma, mantiene ambos convertidores en conducción virtualmente continua en el intervalo completo de control.

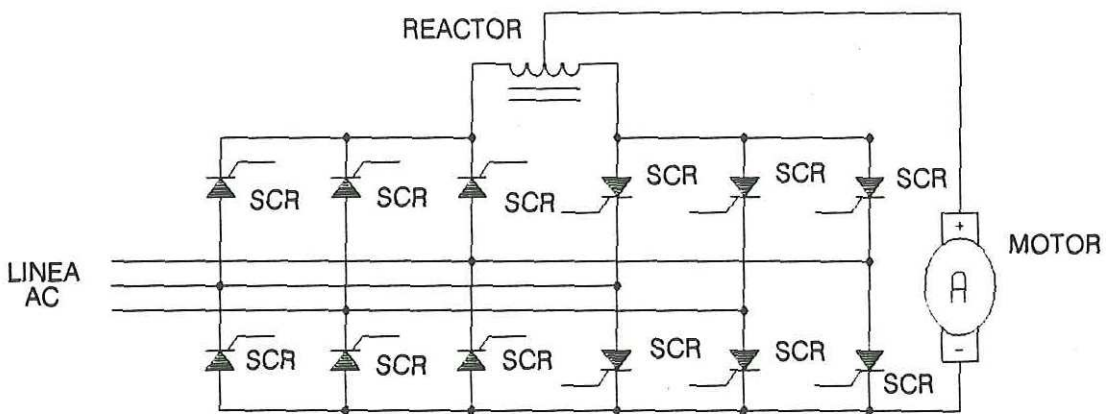


Fig 21. Convertidor dual con corriente circulante.

Esto tiene dos efectos importantes para la operación del sistema.

Primeramente, se provee una libertad natural en el circuito de potencia para que la corriente de carga fluya en cualquier dirección en cualquier momento. Esto es, la inversión de la corriente de carga es un procedimiento suave y natural, el cual está completamente libre del control de conmutación de los convertidores y de la detección de la corriente de carga para la conmutación. Segundo, la relación simple de coseno inverso (fig 17) es preservada entre la tensión media de las terminales de salida de CD y el ángulo de disparo a los SCR's, independientemente de si la corriente de carga es continua o discontinua, o de si existe corriente de carga después de todo.

El principio de control del ángulo de disparo para un convertidor dual en operación con corriente circulante es básicamente el mismo que el del circuito convertidor dual ideal de la fig 22. Es decir, los ángulos de disparo de los convertidores individuales son controlados para que cada uno de ellos produzca la misma tensión media en las terminales de CD, con la misma polaridad. Esto es, cuando un convertidor opera como un rectificador, produciendo una tensión media dada en sus terminales de CD, el otro opera como un inversor, produciendo la misma tensión media. Como se observó, en teoría se requiere que la suma de los ángulos de disparo de los dos convertidores debe ser invariablemente de 180 grados.

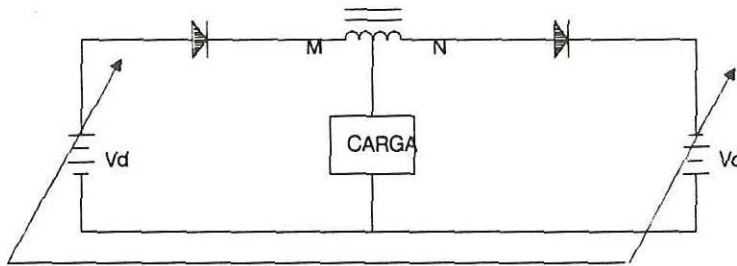


Fig 22. Convertidor dual con corriente circulante ideal.

La necesidad del reactor de corriente circulante se origina, como ya se

mencionó anteriormente, en que, a pesar de que es posible tener un control continuo sobre el valor de la tensión media en las terminales de CD de cada uno de los convertidores, ningún control es posible sobre la magnitud y la fase de la tensión de rizo que tiene esta tensión. En la operación con corriente circulante, como también ya se mencionó antes, es inevitable que las tensiones de rizo que aparecen en las terminales de CD de los convertidores individuales estén defasados entre ellos, y por esto es necesario el conectar un reactor entre las terminales de CD de los convertidores, para limitar la amplitud de la corriente de rizo circulante. Quizá la mayor desventaja de este modo de operación, sea el hecho que se requiere un componente de circuito de potencia adicional, en la forma de un reactor de corriente circulante, cuyo tamaño y costo llega a ser significativo, especialmente en niveles de alta potencia.

IV . SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD

Para obtener la velocidad precisa requerida en los motores de CD, usualmente se utiliza un control de velocidad de lazo cerrado. Los sistemas de lazo cerrado o retroalimentados, generalmente tienen la ventaja de tener mayor precisión, mejor respuesta dinámica y menor efecto a las perturbaciones

IV . 1 . Función de Transferencia del Motor.

Los fenómenos tales como: la reacción de la armadura, el cual es un fenómeno importante con cargas pesadas; la saturación (se puede alcanzar la saturación cuando el campo magnético está operando cerca de su región de saturación, y se aplica un par de carga mayor), además de la conmutación, las corrientes parásitas, y la caída en las escobillas hacen que el modelo exacto de los motores de CD, sea complicado, sino imposible. Existen varios modelos de simulación para los motores de CD, los cuales se utilizan dependiendo de las diferentes necesidades de simulación (Liang y Gosbel, 1988).

IV . 1 . 1 . Modelo de Nivel 0

El modelo de nivel 0, se utiliza como el modelo de un motor de CD ideal donde las no linealidades son presentadas como perturbaciones en un punto de operación, definido por la corriente de armadura y la corriente de campo. Consideremos el motor de CD con excitación separada con control de la tensión de armadura (Sen y MacDonald, 1978). Recordando lo visto en el primer capítulo, tendremos la ecuación del lazo de tensión, el cual es:

$$e_a = e_g + i_a R_a + \frac{dia}{dt} L_a \quad (20)$$

donde

$$e_g = k_a \phi n .- \quad (21)$$

Y la ecuación de balance de los pares es

$$T_e = T_L + B n + J \frac{dn}{dt} \quad (22)$$

teniendo

$$T_e = k_a \phi i_a .- \quad (23)$$

En el dominio de Laplace las ecuaciones (20) - (23) pueden ser reescritas como:

$$E_a(s) = E_g(s) + R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) \quad (24)$$

$$E_g(s) = k_a \phi N(s) \quad (25)$$

$$T_e(s) = T_L(s) + B N(s) + J s N(s) \quad (26)$$

$$T_e(s) = k_a \phi I_a(s); \quad (27)$$

De aquí

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - E_g(s)}{R_a + sL_a} = \frac{E_a(s) - E_g(s)}{R_a(1 + tes)} \quad (28)$$

teniendo

$$te = \frac{L_a}{R_a} \text{ constante de tiempo eléctrico} \quad (29)$$

$$N(s) = \frac{Te(s) - Tl(s)}{B + Js} = \frac{(Te(s) - Tl(s))}{B \cdot (1 + tm \cdot s)} \quad (30)$$

teniendo

$$tm = \frac{J}{B} \text{ constante de tiempo mecánico} \quad (31)$$

podemos llegar al siguiente diagrama de bloques (fig 23)

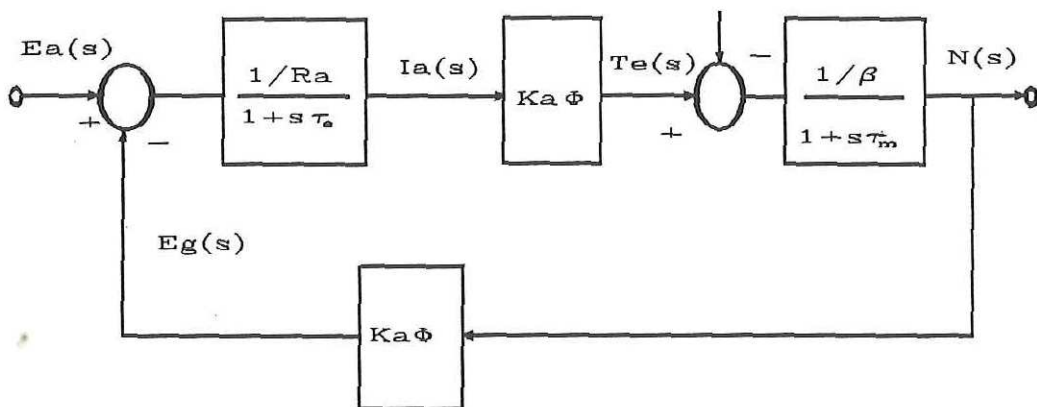


Fig 23. Diagrama de bloques de la función de transferencia del motor

IV . 1 . 2 . Modelo de Nivel 1

Este modelo se utiliza cuando el motor está funcionando cerca de su carga nominal. Esto es debido a que el modelo anterior no es correcto cuando se encuentra dentro de esta región, debido a que el circuito magnético no es lineal, como el modelo ideal supone.

Desde un punto de vista matemático, la dependencia de la tensión contraelectromotriz y la corriente del campo (fig 24) puede ser aproximada bien por la expresión.:

$$E_g = C_1 \tanh(C_2 I_f) + C_3 I_f + C_4 \quad (32)$$

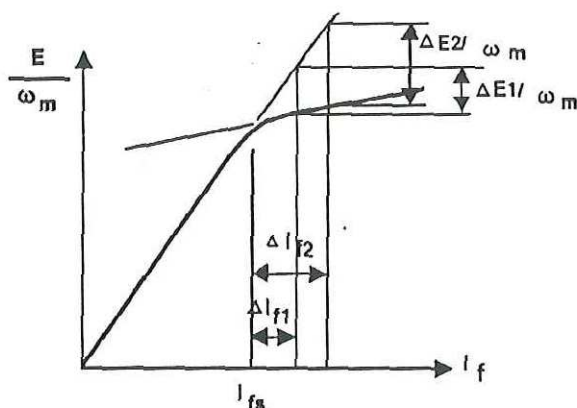


Fig 24. Curva tensión contraelectromotriz - corriente de campo (curva de saturación)

IV . 1 . 3 . Modelo de Nivel 2

En el momento que la corriente se va acercando a su valor nominal, la reacción de la armadura llega a ser más importante. Para combinar los dos efectos, el de la saturación del campo y el de la reacción de armadura juntos, la fuerza magnética del motor se hace dependiente de la saturación no homogénea del polo estator en su

aproximación.

El flujo de la excitación del campo del motor, puede ser obtenido de la siguiente ecuación cuando se toma en cuenta la reacción de la armadura

$$k_m \phi_{\text{eff}} = \frac{N_f}{2Fa} \int_{I_f - F_a/N_f}^{I_f + F_a/N_f} (C_1 \tanh(C_2 I) + C_3 I + C_4) dI \quad (33)$$

en donde

N_f .- número de vueltas del devanado del campo

Z .- número de conductores del devanado de la armadura

y F_a .- fuerza motriz magnética de la armadura de acuerdo a la carga del motor

$$\text{dada por:} \quad F_a = \frac{I_a \cdot Z \cdot b_p}{2 \cdot a \cdot D \pi} \quad (34)$$

en donde

a .- el número de trayectorias de la corriente de la armadura

b_p .- el ancho de la zapata del polo

D .- diámetro de la armadura

En la región entre $I_f - F_a/N_f$ e I_f , normalmente, la fuerza magnética no es demasiado fuerte como para saturar el material de hierro. Se puede suponer que éste está en su región lineal. El flujo efectivo promedio referido a la corriente del campo es :

$$I_{\text{eff1}} = I_f - \frac{F_a}{2N_f} \quad (35)$$

En la región entre I_f e $I_f + F_a/N_f$, la reacción de la armadura forzaré el campo del estator a saturación, especialmente en los polos dominantes del motor. El efecto de desmagnetización de la reacción de la armadura se distribuye a lo largo del eje de movimiento.

Si esta región se divide en n partes y cada una de ellas se supone lineal, se puede encontrar los componentes del flujo promedio, incluyendo el de la reacción de la armadura para esta región:

$$k_m \phi_{\text{eff2}} = \frac{1}{2n} \sum_{i=I_f}^{I_f + F_a/N_f} \left(C_1 (\tanh(C_2 i) + \tanh(C_2 (i + \frac{F_a}{nN_f}))) + C_3 (2i + \frac{F_a}{nN_f}) + 2C_4 \right) \quad (36)$$

$$i = I_f$$

$$k_m \phi_{\text{eff}} = (k_m \phi(I_{\text{eff1}}) + k_m \phi_{\text{eff2}}) / 2 \quad (37)$$

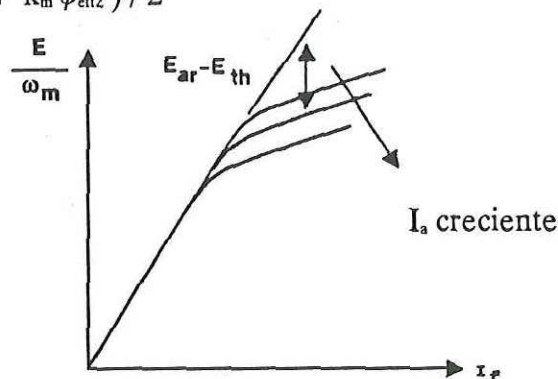


Fig 25. Curva de saturación de un motor

Desde un punto de vista teórico, es quizá un cálculo preciso el de dividir la curva de saturación después del codo de saturación de 3 a 6 segmentos lineales y calcular cada uno de ellos.(fig 25)

IV . 1 . 4 . Modelo de Nivel 3

En este modelo, una red equivalente, simula las pérdidas del circuito de corrientes parásitas y el fenómeno de retardo del par (fig 26). La dependencia de los parámetros del circuito del devanado equivalente en la línea, con respecto a la corriente I_a es considerada como

$$X(I_a) = C_1 \cosh^{-2}(C_2 I_a) + C_3 \quad (38)$$

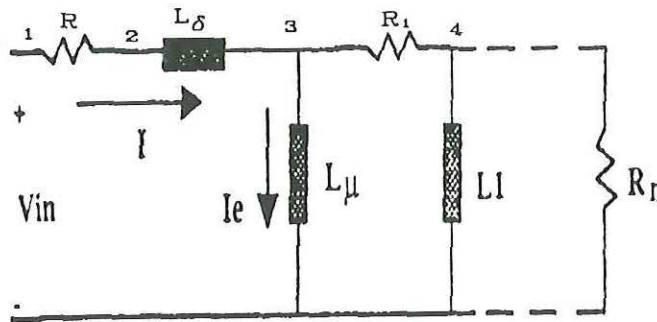


Fig 26.Red equivalente de pérdidas del circuito de corrientes parásitas y retardo de par

Donde C_1, C_2 , y C_3 son determinadas por el método de mínimos cuadrados.

Una curva que muestra dicha dependencia es mostrada en la fig 27.

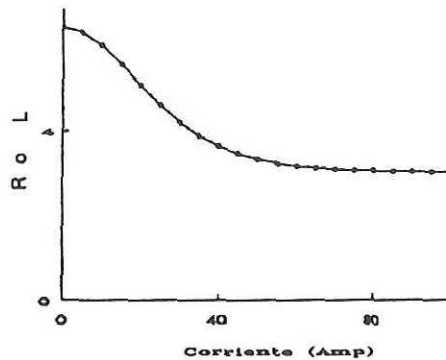


Fig 27. Curva de dependencia del circuito equivalente de pérdidas por corrientes parásitas y retardo de par - corriente de armadura

IV . 2 . Diseño del Controlador

Existen varios tipos de controladores dentro de los cuales los dos más comunes son los proporcionales y los proporcionales integrales. Además existen los controles no lineales y los controles adaptables.

Los controles usualmente usados en motores de CD son del tipo proporcional integral (PI) (Joos y Barton, 1975), siendo poco comunes los que incluyen un término diferencial, debido a la gran cantidad de rizo y ruido en ambas señales de retroalimentación: corriente y velocidad. En términos generales, el control proporcional influye en la respuesta transitoria y el componente integral da una muy buena precisión en estado estacionario. Debido al contenido substancial de rizo y ruido de todas las señales retroalimentadas, se hace necesario un filtro pasabajas en cada una de las señales. Esto sin embargo, introduce un retardo de fase que puede dar un pobre comportamiento del sistema de control, o inestabilidad, por lo que se tiene que experimentar para obtener un buen comportamiento del sistema de control y además tener un filtrado aceptable de ruido y del rizo de las señales.

IV . 2 . 1 . Control de Velocidad en Lazo Cerrado

Si un sensor de velocidad es montado sobre la flecha del motor, puede ser retroalimentada una señal de velocidad, para, mediante la utilización del error $e_n(s)$ controlar la tensión de la armadura, obtener la velocidad deseada. Esto es mostrado en la fig 28, en la cual no aparece todavía el controlador PI (Sen y MacDonald, 1978).

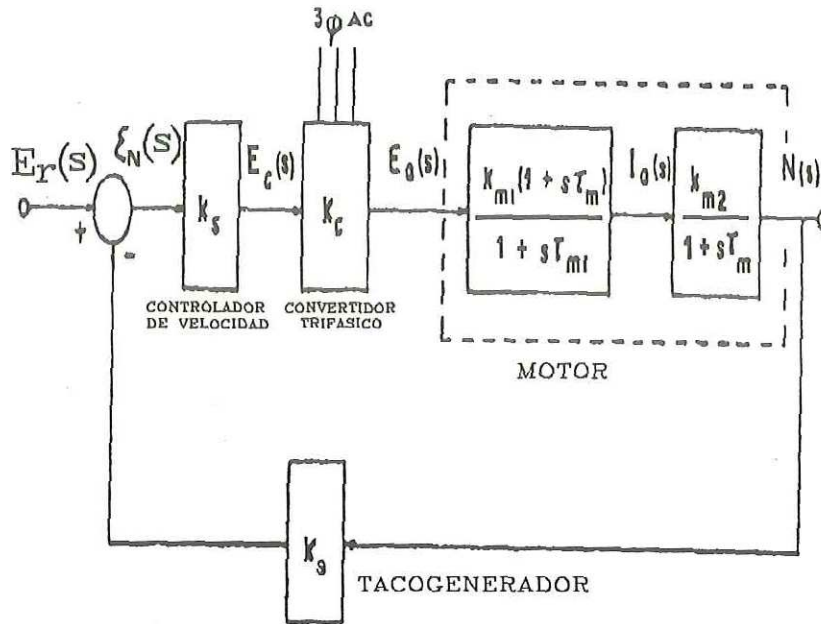


Fig 28. Controlador de velocidad en lazo cerrado

La tensión de la armadura aplicada es controlada usando un convertidor de puente completo de SCR's. Si es utilizado el esquema de control de disparo apropiado, puede ser obtenida una relación lineal entre el control E_c y la tensión de la armadura E_a . Si el pequeño retardo de tiempo asociado con el convertidor se desprecia, entonces

$$\frac{E_a(s)}{E_c(s)} = \frac{3.V_{ll}}{E_c} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \quad (39)$$

donde E_c corresponde a la tensión cuando el ángulo de disparo es cero y V_{ll} es la tensión rms de ac de línea a línea.

Con un controlador proporcional integral de velocidad en lazo cerrado, y con un cambio grande y abrupto en su velocidad de referencia como en el caso del arranque, resulta un cambio grande en la corriente, la cual decae lentamente. Esta sobrecorriente transitoria es indeseable desde el punto de vista del funcionamiento del convertidor y de su protección.

De aquí se ve que es benéfico limitar la corriente a algún valor máximo permisible. Esto no es posible con la configuración de la fig 29, donde la tensión del motor es controlada por medio del error de la velocidad. Cualquier intención de limitar este error de velocidad limitará la tensión del motor; despreciando las pérdidas de la armadura, esto limitará la velocidad pero no la corriente. Sin embargo, se puede tener un límite de corriente, si se implanta primero un control de lazo de corriente interno, usando el error de velocidad como la referencia de corriente.

IV.2.2. Control de Corriente

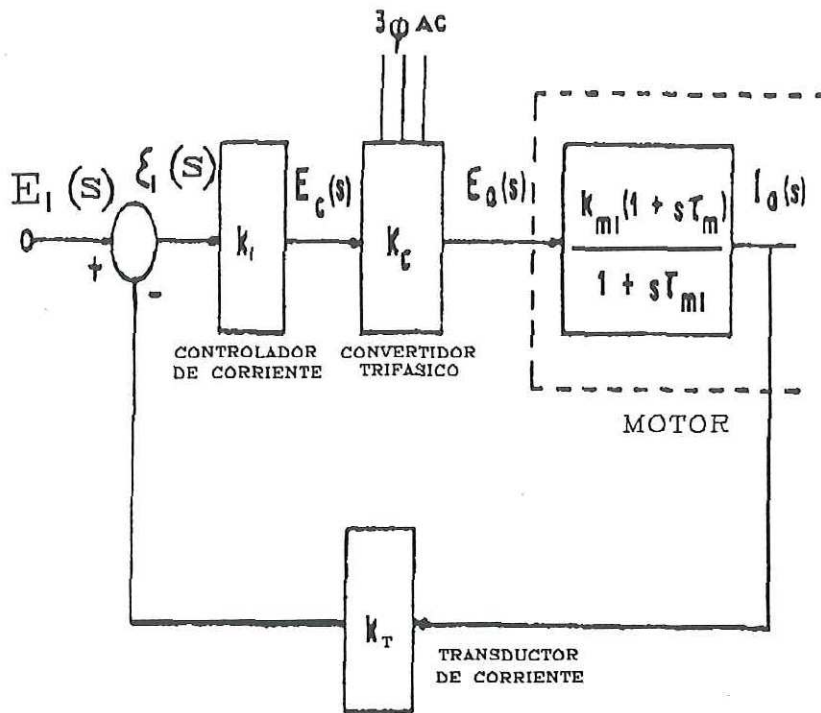


Fig 29. Control de corriente en lazo cerrado.

El lazo interno de control de la corriente es mostrado en la fig 29, k_T es la ganancia del transductor de corriente, el cual puede ser solamente una resistencia en el circuito de la armadura, K_{pi} es la ganancia del controlador de corriente y K_i es la ganancia integral de corriente. Debido a que I_a está directamente relacionada a E_i , un límite en E_i

efectivamente limitará la corriente.

El lazo interno puede ser ya incorporado dentro del lazo de control de velocidad, usando el error de velocidad limitado como la corriente de referencia E_i , tal como se muestra en la fig 30.

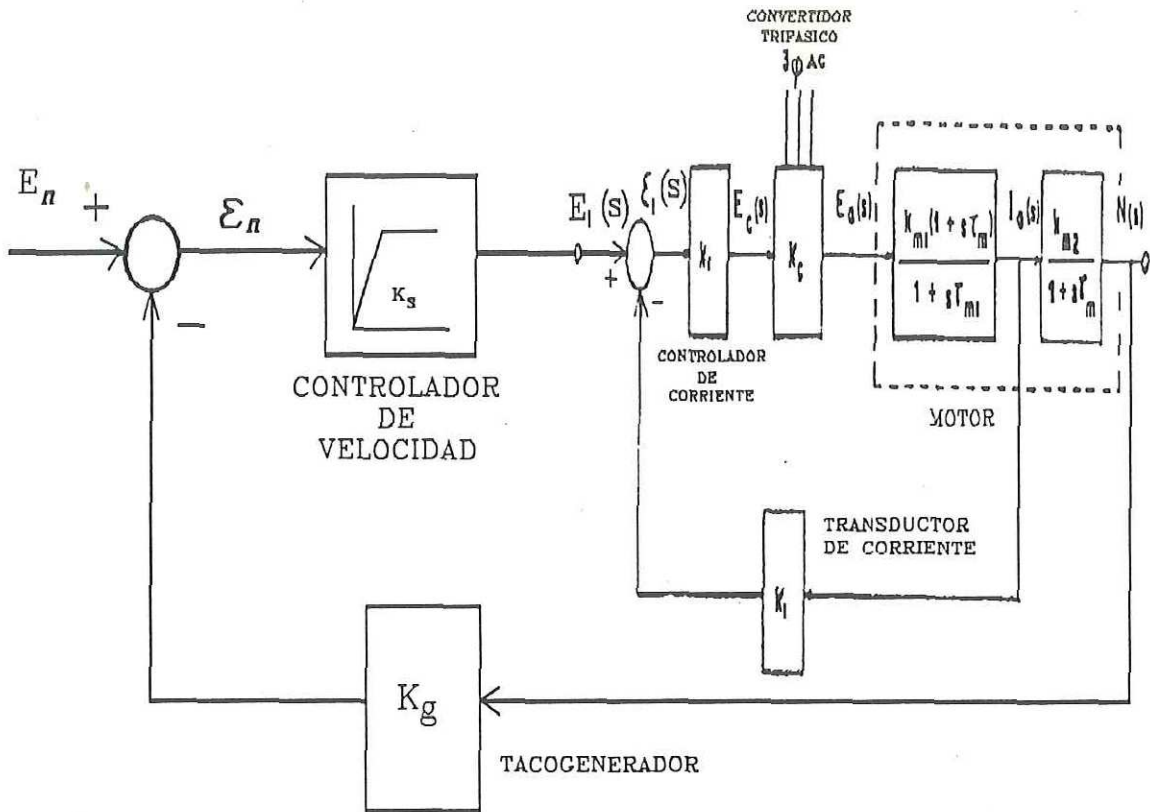


Fig 30. Control de velocidad con lazo de corriente interno

IV . 2 . 3 . Control proporcional integral

La retroalimentación integral puede ser utilizada para eliminar el error de estado estacionario y para reducir la ganancia directa requerida. La función de transferencia del controlador es: $k_s (1 + t_c S) / t_c$, en donde k_s es la constante de proporcionalidad y t_c es la constante de integración.

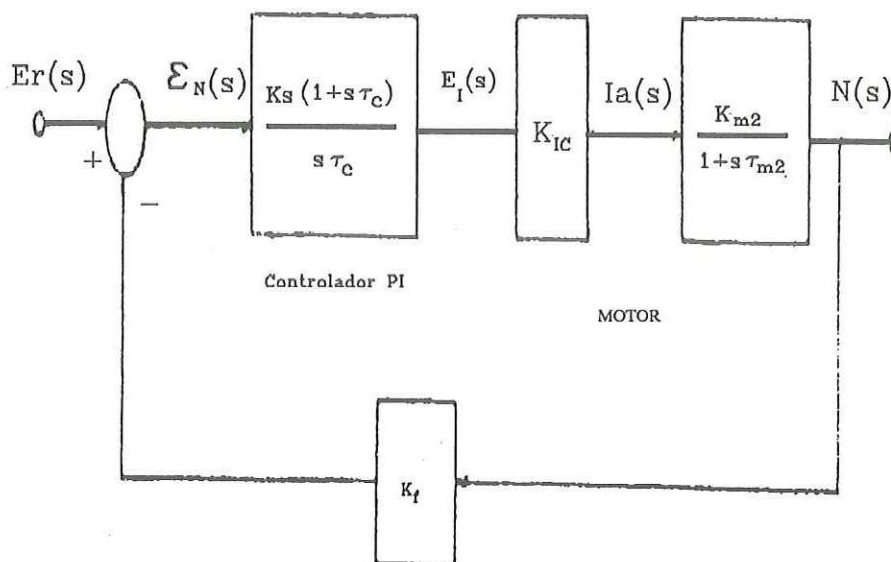


Fig 31. Control de velocidad proporcional integral.

La función de transferencia de éste sistema para $k_t k_s k_{ic} k_{m2} \gg 1$ es:

$$\frac{N(s)}{Er(s)} = (1 + t_c s) / (k_t (1 + t_c s + t_c t_2 s^2)) \quad (40)$$

$$\text{donde } t_2 = t_m / (k_t k_s k_{ic} k_{m2}) \quad (41)$$

Los polos de esta expresión se encuentran en

$$s_1, s_2 = (-1 \pm j \sqrt{(4 t_2 / t_c) - 1}) / (2 t_2) \quad (42)$$

El diseño para un factor de amortiguamiento de 0.707, dá como resultado que:

$$t_c = 2 t_2 \quad (43)$$

$$\text{y que } W_n = 1 / (\sqrt{2} t_2) \text{.- frecuencia natural} \quad (44)$$

IV . 2 . 4 . Control Nolineal

Existe un problema cuando se trata el sistema como un sistema lineal debido a que es difícil ajustar apropiadamente la ganancia del controlador de corriente, ya que cuando es ajustado en forma óptima para conducción continua, resulta que no es óptima en conducción discontinua, y la respuesta del control de velocidad es lenta. Y si la ganancia es ajustada para que sea óptima en conducción discontinua, es excesiva para conducción continua, por lo cual no se tiene una buena estabilidad del sistema (Ohmae et al, 1980).

Tal característica de carga nolineal bajo el estado de conducción discontinua puede ser compensada con un lazo interno no lineal. La nolinealidad es compensada al agregar un $\Delta\alpha$ a α , donde $\Delta\alpha$ es el ángulo de disparo de compensación. Por ejemplo, supongamos un convertidor con SCR's, operado con un ángulo de disparo de $\alpha = 7\pi/18$ para manejar un motor de CD. Cuando la velocidad del motor es lenta y la corriente I_a es más grande que I_{aA} en el punto A de la fig 33, la tensión de salida E_a del convertidor es constante en E_{a0} y varía a lo largo de la curva que conecta los puntos A y C.

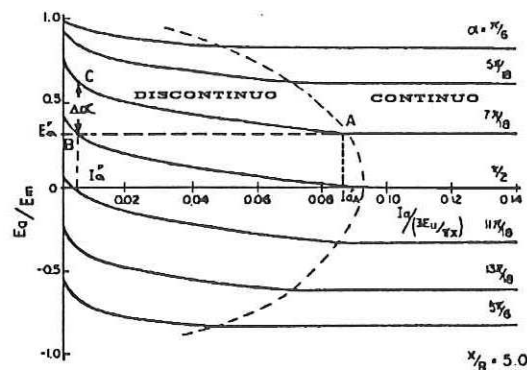


Fig 32. Curva de tensión de armadura - corriente de armadura.

En el sistema propuesto, se compensa las características nolineales del

convertidor para que E_a sea constante (E_{a0}). Cuando el valor de la corriente es I_{a0} , por ejemplo, la no linealidad es compensada agregando $\Delta\alpha$ a α , donde $\Delta\alpha$ es el ángulo de compensación $\pi/9$ el cual es la diferencia entre el ángulo de disparo $\pi/2$ en el punto B y el ángulo $7\pi/18$ en el punto C de la fig 32. Esto determina al ángulo de disparo de compensación $\Delta\alpha$ con el valor para I_d^* obtenido durante conducción discontinua, y entonces al agregar a éste su ángulo de disparo original α , las características de carga reales pueden ser expresadas por la línea punteada que conecta los puntos A y B. De esta manera, los ángulos de disparo α_a pueden ser generados determinando el ángulo de disparo $\Delta\alpha$ para cada α , en cada uno de los puntos de operación durante la conducción discontinua. La fig 33 muestra la relación entre I_d^* y $\Delta\alpha$ para la compensación de las características no lineales mostradas en la fig 32.

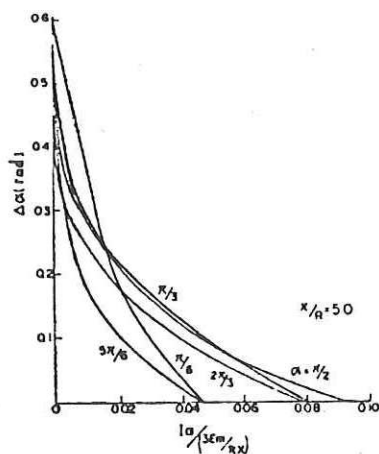


Fig 33. Curva de compensación del ángulo de disparo - corriente de armadura.

IV . 2 . 5 . Método de Control de Corriente con Compensación No lineal

La configuración de un lazo de control de corriente, el cual incluye un sub-lazo de compensación no lineal, durante conducción discontinua es mostrado en la fig 34. El lazo consiste de dos sub-lazos: uno que busca el ángulo de disparo de compensación $\Delta\alpha$, el cual es una relación dada de la corriente del motor I_d y que compensa las

características de carga no lineal durante conducción discontinua, y la otra, que hace la compensación proporcional e integral, basada en las desviaciones de la corriente de referencia.

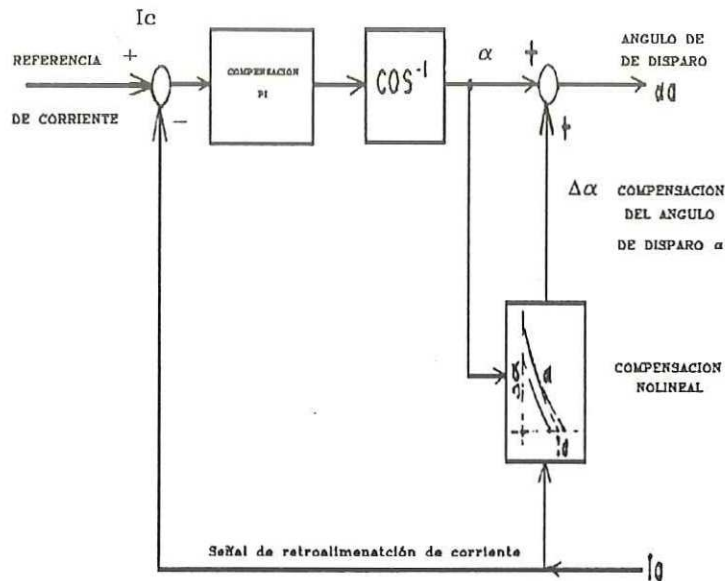


Fig 34. Control de corriente con retroalimentación no lineal.

En tal sistema de control, las características de carga, durante la conducción discontinua caen sobre la línea correcta obtenida al extender las características de carga bajo el estado de conducción continua. Al ajustar la ganancia del sub-lazo de la compensación proporcional e integral para que sea óptima durante la conducción continua, se obtiene una respuesta de corriente controlada rápida tanto durante la conducción discontinua, como durante conducción continua.. Si se utiliza un microprocesador, es práctico buscar el ángulo de disparo de compensación por medio de tablas.

IV . 2 . 6 . Sistema de Control de Velocidad con Sub-lazo Interno No lineal

La configuración de un sistema de control de velocidad, con controlador de

desviación de corriente ε de la referencia, es más grande que el valor especificado ε_o , bajo el estado de conducción discontinua. De otra manera solo es utilizada compensación PI.

En esta tesis se trabajó bajo esta misma idea, excepto que en vez de tener tablas de compensación de los ángulos de disparo $\Delta\alpha$, y de calcular los ángulos por medio del método de coseno inverso, se trabajó con las curvas de corriente y velocidad para encontrar el par aplicado al motor, y conocido este, se trabajó con las curvas de tensión y ángulos de disparo para encontrar el ángulo efectivo aplicado a los SCR's.

V. SIMULACION

La simulación por computadora es una buena manera de investigar el comportamiento de sistemas dinámicos, pero debe recordarse que la simulación y el análisis deben ser utilizados juntos. Cuando se hacen simulaciones, no siempre es posible investigar todas las combinaciones desfavorables, por ejemplo, desde el punto de vista de estabilidad, observabilidad, o controlabilidad. Estos casos pueden ser encontrados por medio del análisis adecuado.

Un paquete de simulación debe tener una manera flexible de presentar los resultados, frecuentemente curvas. Otro punto muy importante es que el paquete sea capaz de mezclar sistemas de tiempo continuo con sistemas de tiempo discreto; esto es muy útil cuando el sistema a ser estudiado se controla con microprocesador. El sistema de simulación de esta tesis se dividió en dos partes. En la primera fue utilizado un procesador de señales digitales (DSP 32 de AT&T, Fastec Coprocesador Board) que ejecuta hasta 16 millones de operaciones en punto flotante por segundo. Este comportamiento es suficiente para satisfacer muchas de las necesidades de la simulación. La segunda parte utilizó el paquete de simulación SIMNON, que calcula tanto ecuaciones diferenciales como ecuaciones de diferencia y tiene una muy buena presentación de gráficas al usuario.

V.1. Determinación de los parámetros del motor

Lo primero que se buscará con la simulación es obtener las curvas de no linealidades del sistema convertidor trifásico-motor por lo que tendremos que

encontrar antes el modelo del motor que será el del nivel 0 o sea el ideal. Así, fueron determinados los parámetros siguientes :

R_a .- resistencia de armadura

L_a .- inductancia de armadura

$k \phi$.- Constante del par y constante de fuerza contraelectromotriz

J .- Constante de inercia

B .- coeficiente de fricción

Recordando las ecuaciones del modelo del motor

$$I_a = \frac{E_a(s) - E_g(s)}{R_a(1 + t_e s)} \quad (45) \quad \text{en donde} \quad t_e = L_a/R_a \quad (46)$$

$$\text{y } E_g(s) = k_a \phi n \quad (47)$$

en donde $k_a \phi$ es la constante de la fuerza contraelectromotriz y n es la velocidad del motor, Podemos encontrar R_a y L_a por medio de la constante de tiempo eléctrico si hacemos que $E_g = 0$ (el motor completamente frenado) y si alimentamos el motor con un escalón de tensión de entrada E_a . Debido a que el sistema eléctrico es un sistema de primer orden, si calculamos con la transformada inversa de Laplace tendremos que la respuesta al escalón en el dominio del tiempo será:

$$i_a = E_a (1 - e^{-t/t_e}) / R_a \quad (48)$$

Para encontrar la constante de tiempo eléctrica, primero hacemos que el tiempo t de la ecuación anterior sea igual a t_e , por lo que la respuesta de salida es igual a:

$$i_a = .6321 E_a / L_a \quad (49)$$

Al observar este resultado, podemos encontrar la constante de tiempo eléctrico, que es el tiempo en que se encuentra el 63.21% de la curva de la corriente total de salida ya estabilizada tal como se observa en la fig 36. Teniendo la constante de tiempo eléctrico, y midiendo la resistencia del circuito de la armadura con un medidor de resistencia, podemos encontrar la inductancia L_a de la ecuación $L_a = R_a * t_e$

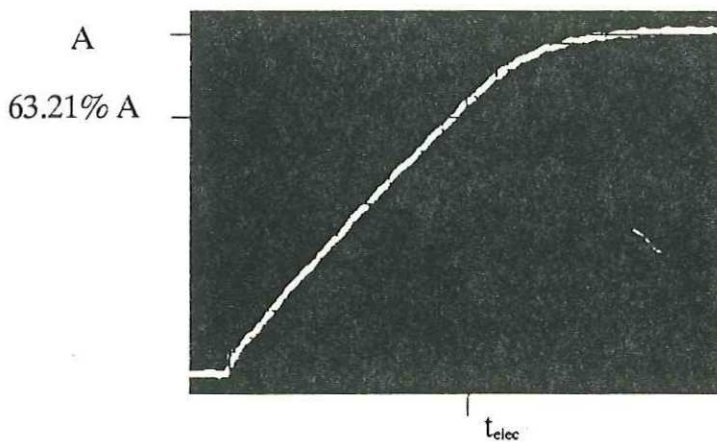


Fig 36. Curva de respuesta a escalón y la constante de tiempo del sistema

La constante de la fuerza contra- electromotriz, $K\phi$ se puede encontrar, con ayuda de la ecuación 47 al hacer trabajar el motor estudiado como generador y midiendo la velocidad de rotación y la tensión generada por el motor estudiado.

Los otros dos parámetros que son el coeficiente de fricción y el momento de inercia se pueden encontrar si se tienen las siguientes condiciones: primero un par de carga constante y segundo la alimentación del motor con un escalón de corriente partiendo de un punto de operación. Esto, para no incluir la inercia de arranque. En seguida se utiliza la ecuación en el dominio del tiempo de la ecuación $N(s) = \frac{T_e(s) - T_l(s)}{B(1 + tm \cdot s)}$ (50).

que es :

$$n(t) = [(T_e - T_l)(1 - e^{-t/tm})] / B \quad (51) \quad \text{en donde } T_e = k \phi i_a \quad (52).$$

Si hacemos que el tiempo tienda al infinito para trabajar con señales estabilizadas entonces tendremos la ecuación:

$$n = (k \phi i_a - T_l) / B \quad (53)$$

Una vez hecho esto se mide la velocidad y la corriente, y con la constante de la fuerza contraelectromotriz encontrada anteriormente, podemos encontrar el coeficiente de fricción B.

El par de carga, puede ser encontrado si a corriente constante con el motor funcionando, se disminuye la velocidad hasta muy cerca de cero, y por lo tanto $T_l = I_a * k \phi$ (54)

Al igual que la constante de tiempo eléctrica, se puede obtener la constante de tiempo mecánica: alimentando el motor con un escalón de corriente, se obtiene la curva

de respuesta de la velocidad y se encuentra el tiempo para que la señal llegue al 63.21% de su respuesta final mismo que correspondía a la constante de tiempo mecánica. Con la relación de la ecuación 55 se obtiene la constante de inercia J .

$$t_m = J / B \quad (55)$$

El equipo que se utilizó para hacer todas estas pruebas fueron, una fuente reguladora de tensión de potencia que pueda dar la corriente necesaria al motor para alimentar el escalón de tensión al motor, un osciloscopio de almacenamiento digital para guardar las curvas de respuesta y poder analizarlas luego, un medidor de resistencias, de corriente, y de tensión, un estroboscopio para medir la velocidad del motor, un motor acoplado al motor por estudiar y un regulador de corriente para alimentar el escalón de corriente al motor.

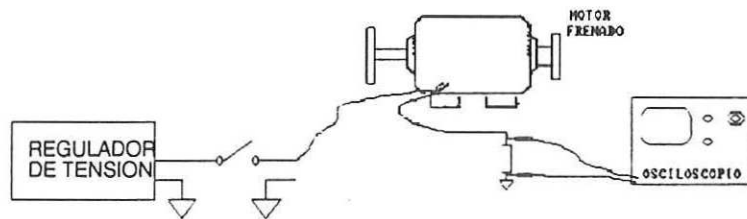


Fig 37. Alimentación de escalón de tensión al motor.

Tal como se muestra en la fig 37, se alimenta el motor con un escalón de 8 voltios, y con el motor frenado completamente, se mide la corriente con las puntas del osciloscopio en la resistencia de 0.3 ohms de monitoreo de la corriente de armadura puesta en serie con una de las terminales del motor. Así se obtiene la curva de respuesta de la corriente que se muestra en la fig 38. Encontrando el punto del 63.2% de la corriente de salida ya estable, podemos obtener la constante de tiempo eléctrico, que para este motor, es de 70 mseg. La medición de la resistencia de armadura con el óhmetro, fue de 2.062 ohms y de la fórmula $L_a = t_e R_a$ (56) obtuvimos la inductancia de la

armadura del motor que resultó ser de 0.14433 Henries.

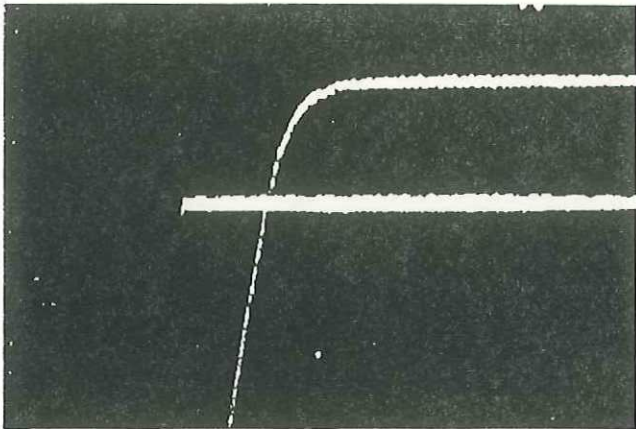


Fig 38. Respuesta de corriente al escalón de tensión.

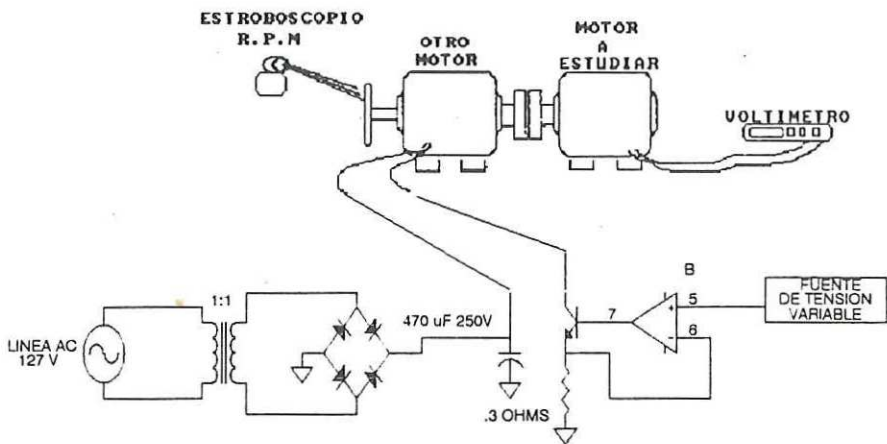


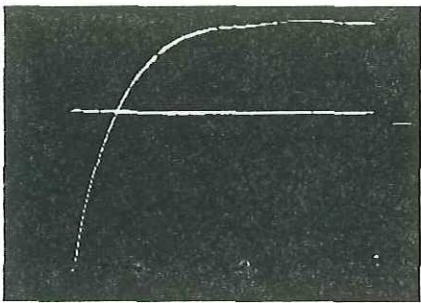
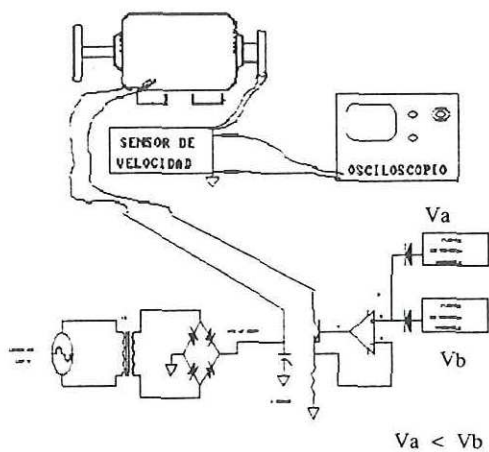
Fig 39. Obtención de la fuerza contraelectromotriz del motor.

Para obtener la constante de la fuerza contraelectromotriz se acopló otro motor a la flecha del motor estudiado (fig 39)al cual se hizo girar a diferentes velocidades; se midió la tensión generada por el motor de interés, lo cual dió los siguientes resultados:

Tensión generada	Velocidad	$K \phi$
30.2 Volts	255 RPM	.1184313 Volts / R P M

58.3 Volts	495 RPM	.1177777 Volts / R P M
83.5 Volts	720 RPM	.1159722 Volts / R P M

Se tomó el promedio de todas las $k\phi$ lo que dió como resultado $k\phi = 1.10745$ volts seg / rad



Respuesta de la velocidad al
escalón de corriente

Para obtener el escalón de corriente
primero encender Va y despues Vb

Fig 40. Alimentación del motor con escalón de corriente.

Para poder alimentar al motor con un escalón de corriente de 40 ma se utilizó el esquema de la fig 40 , con el punto de operación en 559 ma, para encontrar la constante mecánica del motor que resultó ser de 11 seg. Se acopló a la flecha del motor un cifrador óptico y se descifraron los pulsos con un convertidor de frecuencia a tensión, el cual se conectó a las puntas del osciloscopio para obtener la respuesta de velocidad al escalón de corriente. Pudimos obtener B de la ecuación $B = (k\phi i_a - T_l) / n$ (57); a continuación se presentan los resultados obtenidos:

I_a	n	$k \phi$
.559 mA	148 RPM	1.10745 Volts seg / rad
.52274 mA	cerca de cero	1.10745 Volts seg / rad

$$B = 2.5909 \text{ E-3 Volt Amp seg}^2 / \text{rad}^2$$

y teniendo a $t_m = 11 \text{ seg}$, obtenemos que $J = .0285 \text{ Volt Amp seg}^3 / \text{rad}^2$

Con los experimentos anteriores se encontraron los parámetros del motor que resultaron ser:

$$R_a = 2.062 \text{ ohms}$$

$$L_a = 0.14433 \text{ Henries.}$$

$$k \phi = 1.10745 \text{ Volts seg / rad}$$

$$T_l = .5789084 \text{ Volts Amp seg / rad}$$

$$B = 2.5909 \text{ E-3 Volt Amp seg}^2 / \text{rad}^2$$

$$J = .0285 \text{ Volt Amp seg}^3 / \text{rad}^2$$

V.2. Simulación del Convertidor Trifásico.

Con estos parámetros y con el modelo de motor utilizado, lo único que falta conocer, antes de comenzar la simulación para encontrar las curvas de alinealidades del motor, es el modelo de simulación del convertidor trifásico para alimentar el motor.

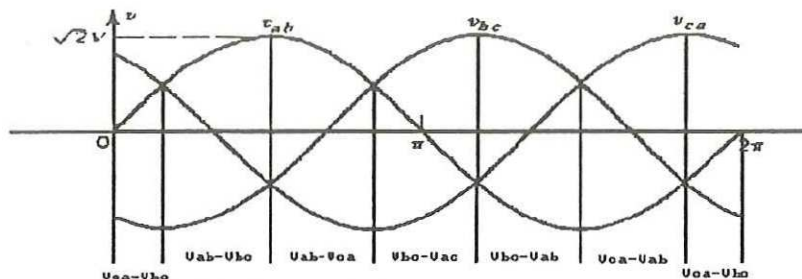


Fig 41. Curvas de la tensión trifásica.

Del análisis de las curvas de tensión trifásica de la fig 41, en donde $V_a = V_{la} \sin(\omega t + a)$ (ec 58), $V_b = V_{lb} \sin(\omega t + a + 2\pi/3)$ (59) y $V_c = V_{lc} \sin(\omega t + a + 4\pi/3)$ (60), se observa que es suficiente analizar solo una de las ondas periódicas de 16.666 mseg, la cual puede ser dividida en 7 partes, las cuales son:

$ef = V_b - V_c$	$(0 \leq \omega t \leq \pi/6)$	}	(61)
$ef = V_a - V_c$	$(\pi/6 \leq \omega t \leq \pi/2)$		
$ef = V_a - V_b$	$(\pi/2 \leq \omega t \leq 5\pi/6)$		
$ef = V_c - V_b$	$(5\pi/6 \leq \omega t \leq 7\pi/6)$		
$ef = V_c - V_a$	$(7\pi/6 \leq \omega t \leq 3\pi/2)$		
$ef = V_b - V_a$	$(3\pi/2 \leq \omega t \leq 11\pi/6)$		
$ef = V_b - V_c$	$(11\pi/6 \leq \omega t \leq 2\pi)$		

Estas divisiones indican la secuencia en la cual son disparados los SCR. Sin tomar en cuenta los efectos propios de estos dispositivos. Como se sabe, los SCR's sólo funcionan con la corriente en un sólo sentido, de ánodo a cátodo, es decir no existe conducción si la tensión es inversa; en el caso de que la carga sea inductiva, se prolonga

la conducción hasta que la corriente se anule. Cuando ningún par de SCR's conduce, la tensión en el motor será la generada por la fuerza contraelectromotriz, y sólo se establecerá la conducción cuando la tensión de la fuente sea mayor que la tensión generada por la fuerza contraelectromotriz. Y los SCR's correspondientes hayan sido disparados.

V.3. Simulación del Motor, Alimentado por un Convertidor Trifásico

Debido a la elevada constante mecánica en este motor, el tiempo de estabilización de la velocidad es grande, aproximadamente de 25 seg, por lo que el tiempo de estabilización en la simulación debe ser mayor de los 30 seg. Aparte, hay que recordar que el periodo de cada ciclo en la señal de tensión es de 16.666ms y que éste se divide en seis divisiones de 2.7777ms. Si el incremento del tiempo de simulación es de más de .02 ms las formas de onda de salida de simulación se aleja de los resultados correctos, por lo que estos incrementos serán de .01 ms. Debido a esto, el programa de simulación tiene que ejecutarse 3 millones de veces, y si se toma en cuenta que en cada simulación existen cálculos de seno, multiplicaciones, divisiones, sumas, etc, el tiempo de la simulación para encontrar un solo punto estable de las curvas de no linealidades del motor, tardarían aproximadamente 2 horas con el paquete de simulación SIMNON en una computadora compatible con procesador 80386 y con coprocesador matemático 80387 a 25 MHz, y si se supone que el ángulo máximo que es efectivo al motor es aproximadamente de 100 grados, el tiempo total de la ejecución de la simulación, solo para encontrar cuatro curvas, sería mayor de un mes. Debido a este tiempo, se utilizó un procesador de señales digitales para realizar las operaciones matemáticas, con lo que cada punto estable con incrementos de tiempo de 0.01 ms y con un tiempo final de simulación en la programación de cada uno de los puntos de 50 seg, tardó 2.5 minutos aproximadamente, por lo que el obtener

18 curvas de no linealidades tardó 7 días de tiempo de cálculo. El único problema con este sistema con DSP's es que el manejo de gráficas es demasiado rudimentario, por lo que al tener los puntos finales de cada simulación, podemos entregarlos al programa diseñado para el paquete de simulación SIMNON, y obtener las gráficas para analizar el comportamiento de los puntos ya estables de las curvas no lineales del motor tales como la corriente, la tensión a la entrada del motor, la velocidad, etc. La simulación de estos puntos no tarda mucho tiempo debido a que son puntos estables..

En la simulación con el procesador de señales digitales, se utilizó, una tarjeta que contiene el procesador DSP32, con un reloj de 32 MHz, el cual nos da una velocidad de cálculo de 16 MegaFlops pico (millones de operaciones en punto flotante); este procesador contiene cuatro acumuladores de punto flotante de 40 bits, representación interna de precisión sencilla de 32 bits, dos canales digital-analógicos, los cuales se utilizaron en la simulación para observar las respuestas de salida, tales como la tensión de entrada al motor, la corriente de armadura, y la velocidad con respecto al tiempo, para lo cual se utilizó un osciloscopio con entradas X-Y. La memoria de esta tarjeta es de 1024 palabras de 32 bits. Debido a esto, el programa de simulación no pudo ser muy grande y obligó a dividir el programa en dos partes. Esta tarjeta funciona en cualquier computadora compatible; la programación fue realizada en el minibasic, incluido en el procesador, y en lenguaje ensamblador del propio DSP. El proceso completo de simulación con DSP se dividió en tres partes: el primero, es el propio de la simulación, el segundo, es un programa que ejecuta la función de abrir archivos en el disco duro para guardar los resultados de la simulación o utilizar estos datos para pasarlos al siguiente programa, y el tercer programa, que se utiliza para sacar el promedio de las señales de todos los parámetros: la tensión de entrada al motor, la corriente de armadura, y la velocidad, los cuales son los puntos estables de las curvas de no linealidad del motor y son

los que pueden ser pasados al paquete de simulación SIMNON. Estos programas pueden ser consultados en el apéndice B, y los resultados de la simulación al final de la tesis, junto con los resultados prácticos.

VI. ESTUDIO DEL DISEÑO DEL CIRCUITO DE UN CONTROLADOR DE VELOCIDAD

Este proyecto fue iniciado como tema de tesis por otro estudiante, pero quedó inconcluso. Al retomarse este proyecto, se utilizaron como base los diseños iniciales, en los cuales se observaron varios problemas, los cuales se comentarán más adelante.

Tal como se muestra en la fig 42, el diseño consistió de cuatro tarjetas para el ducto STD y otra para la amplificación de los pulsos de disparo a los SCR's

La primera es la tarjeta del microprocesador, encargada de llevar el control del sistema; ésta contiene el microprocesador 6809 de MOTOROLA, 2kBytes de RAM estática, 2, 4 u 8 kBytes en EPROM, circuitos decodificadores de direcciones y la circuitería necesaria para conectarse al ducto STD. Al analizar esta tarjeta, uno de los problemas detectados fue la elección de este microprocesador debido a la falta de un emulador. Debido a este problema la tarjeta se descartó para el nuevo diseño.

La segunda tarjeta es la de comunicación con el usuario. Esta tarjeta tiene acceso visual al funcionamiento del controlador, permite la comunicación entre el sistema de control y el usuario con un teclado y a través de un puerto serie (6850). También consta de un temporizador programable (6840) que se utiliza para obtener el tiempo de muestreo de las variables que intervienen en el controlador

Debido a que el temporizador programable y el puerto serie son parte del sistema anexo al 6809, esta tarjeta también se descartó para el nuevo diseño.

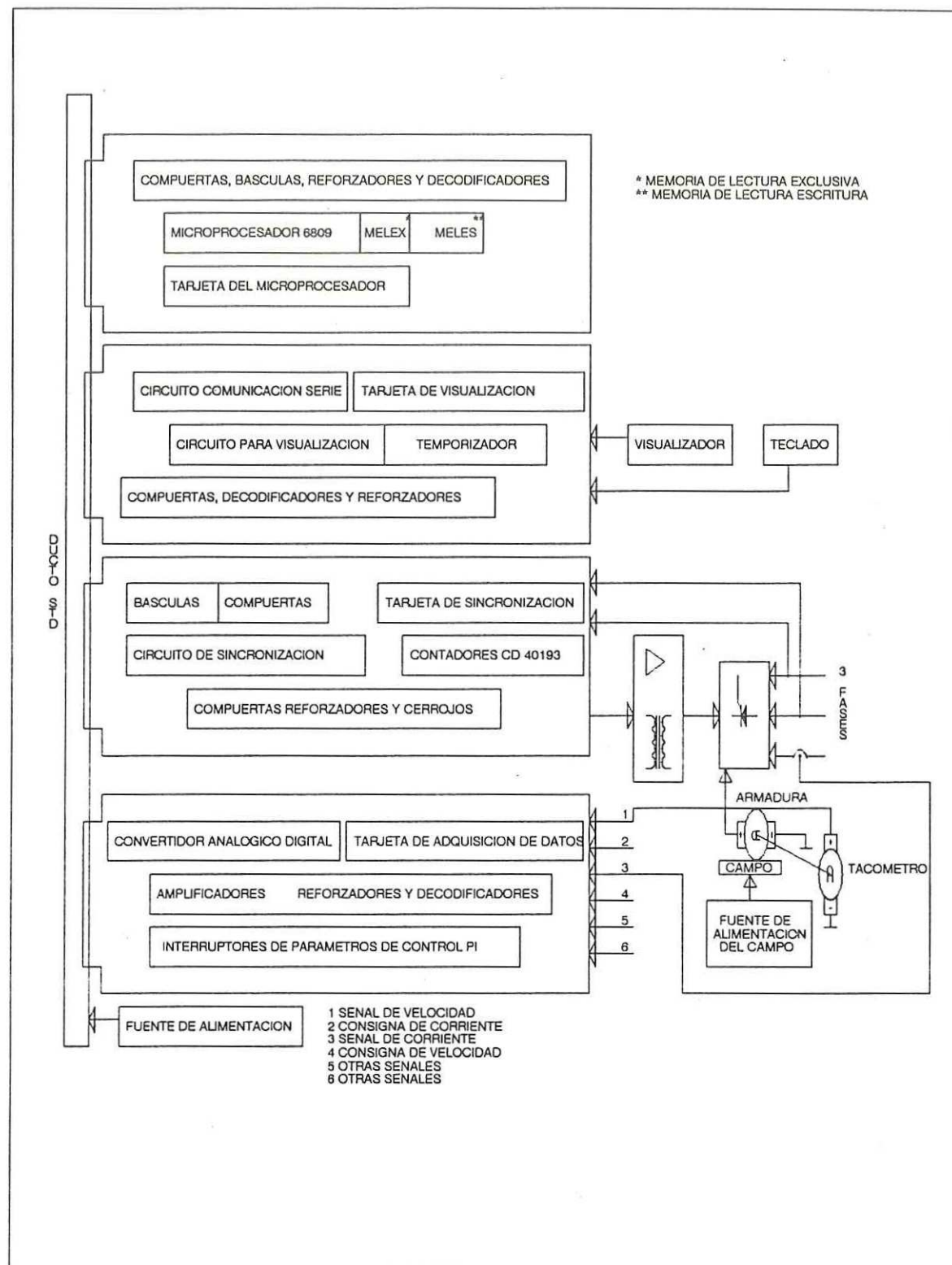


Fig 42. Diseño de controlador de velocidad

La tercera tarjeta es la de adquisición de datos, a la cual llegan las señales analógicas tales como la velocidad y la corriente de armadura del motor y son convertidas a señales digitales que el microprocesador procesa. También en esta tarjeta se encuentran unos interruptores binarios cifrados en decimal, los cuales introducen los parámetros de control del motor. El convertidor analógico digital tiene integrado un multicanalizador de 8 entradas, adquisición de datos de 12 bits y tiempo de conversión de $25\ \mu\text{seg}$. Esta tarjeta no es utilizada en el nuevo diseño debido a que, primero, pensé que el sistema ya tiene un teclado y se puede utilizar memoria de lectura escritura respaldado con batería para introducir y almacenar los parámetros de control del sistema y no es necesario el introducirlos por medio de interruptores; segundo, el costo del convertidor analógico digital es alto comparado con otros más comerciales como el ADC 674 y que tienen menor tiempo de conversión de la señal analógica a digital ($12\ \mu\text{seg}$)

La cuarta tarjeta es la de sincronización (Bhat, 1981), la cual se encarga de enviar las señales de disparo a los tiristores acorde con el ángulo de disparo deseado, en sincronía con las líneas de alimentación del puente rectificador trifásico. Esta fué la única tarjeta a la cual se hizo un análisis de comportamiento. A continuación se presenta este estudio

Esta tarjeta recibe en 12 bits el ángulo de disparo deseado. Para lograr la sincronización con la señal trifásica se utilizan circuitos de amarre de fase (CD4046), tal como se observa en la fig 43.

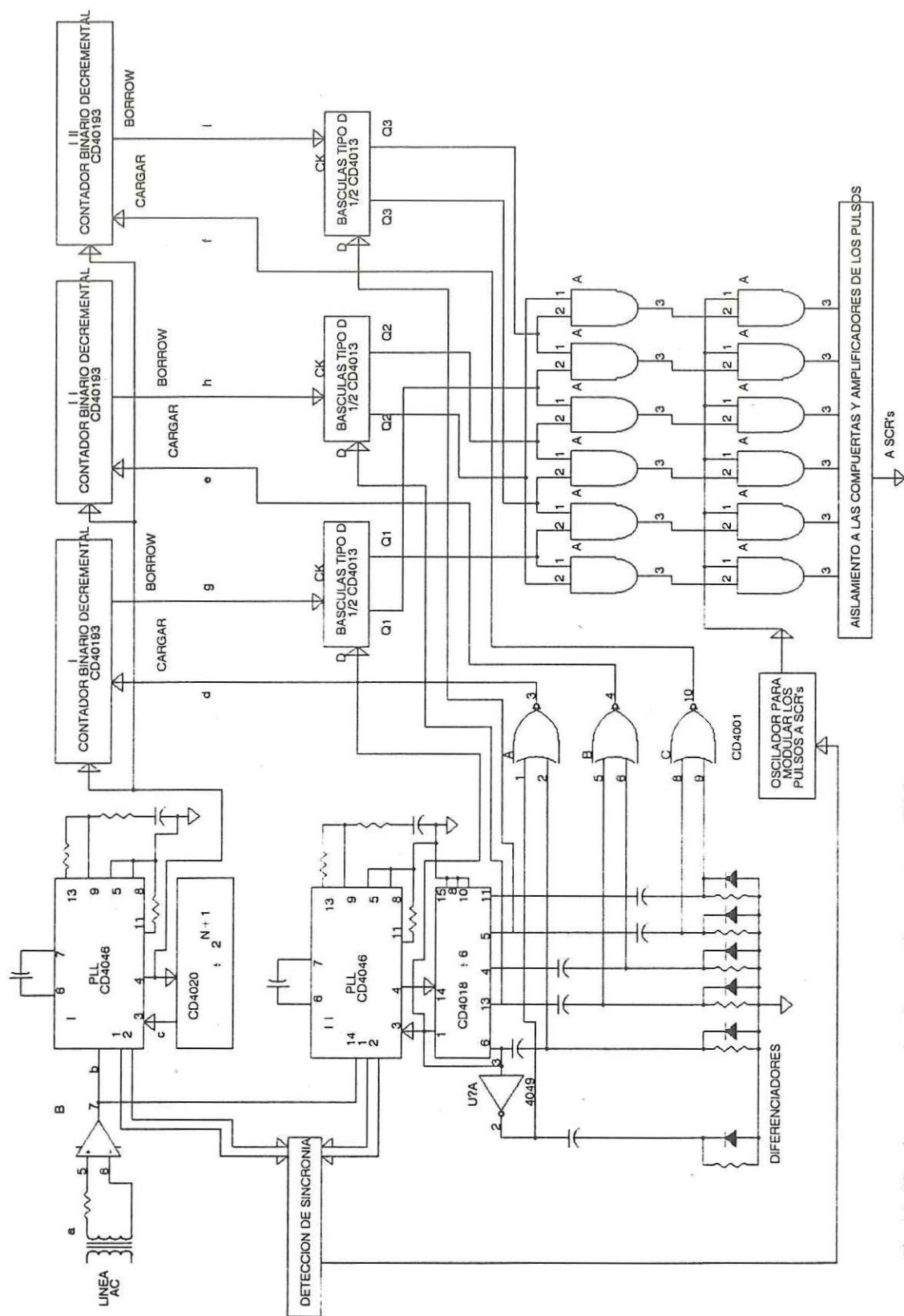


Fig 44. Circuito generador de retardos y pulsos trifásicos

El circuito de amarre de fase 1 (CD4046) y un divisor $\div 2^{N+1}$ son utilizados como un multiplicador por 2^{N+1} de la frecuencia principal f de la tensión de línea. Este tren de pulsos es utilizado como reloj de entrada a 3 contadores binarios decrementales de N bits " I,II,III " (CD40193). Estos contadores decrementales son iniciados en el momento del cruce por cero de las tensiones de línea V_{AB} , V_{CA} y V_{BC} .

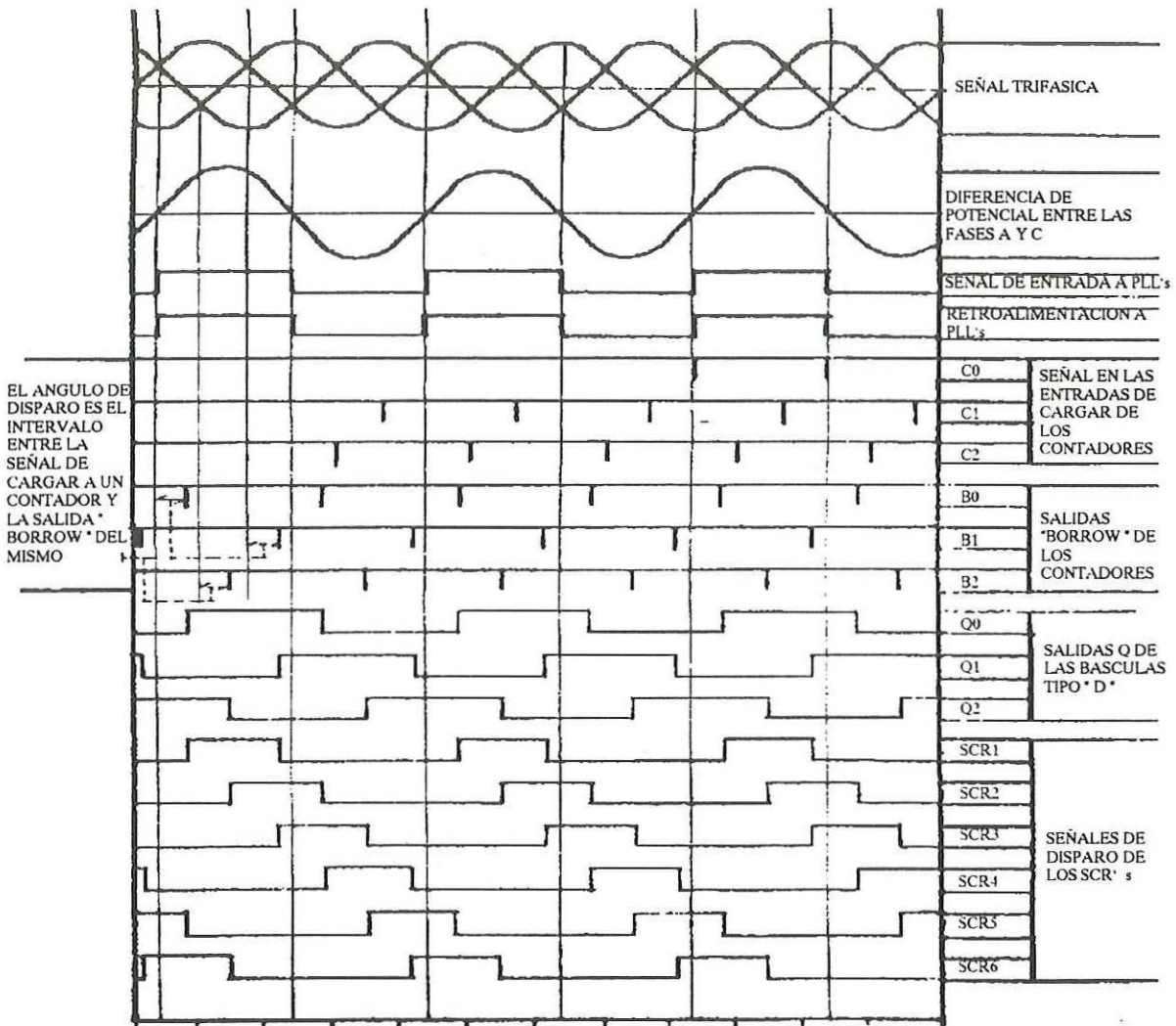


Fig 44. Formas de ondas del circuito de la fig anterior.

Los pulsos de cruce por cero de las tensiones de línea necesarios para iniciar estos contadores son generados utilizando el segundo circuito de amarre de fase, un

divisor $\div N$ (CD4018), diferenciadores y compuertas NOR. Las entradas de control que dan el retardo del ángulo de disparo α , son alimentadas a las entradas de datos de los contadores binarios por medio de un microprocesador.

Las salidas "borrow" de los contadores binarios son los pulsos de los ángulos de disparo α en cada uno de los medios ciclos de la tensión de línea de sincronización. Seis pulsos de 180° de ancho, cada uno de los cuales son desplazados por 60° , son generados por las basculas tipo D; estos pulsos son retardados en fase por un ángulo α con respecto a las tensiones de línea. Los circuitos de distribución generan pulsos de 120° de ancho y son alimentados a las compuertas de los SCR's del puente trifásico después de un aislamiento de compuerta propio y amplificación de los pulsos de disparo. Las formas de onda son mostradas en la fig 44. La resolución del sistema está dado por $180^\circ / 2^N$, que para este caso de 12 bits es de 0.044° en el intervalo de 0 a 180°

Cuando se armó esta tarjeta se encontraron varios problemas con este sistema, uno de los cuales fue con la configuración de los circuitos de amarre de fase, ya que con esta configuración el rechazo a los ruidos de la señal de entrada es muy bajo, debido a que se utiliza el comparador de fase II del CD4046. Cuando existían ruidos sincronizados con la línea a veces se perdía la sincronización entre los dos circuitos de amarre de fase, lo cual tenía el efecto de apagar los SCR's del convertidor trifásico, pues el circuito apaga los SCR's cuando pierde la sincronía con la tensión de línea de referencia. Este problema podría ser eliminado con un buen filtro de entrada. Además la configuración del detector de cruce por cero de la tensión de línea de entrada tiene pequeñas oscilaciones en la salida, lo cual podría ser remediado por un detector de cruce por cero con histéresis. Pero el problema principal con esta configuración de sincronización de las tres fases con una sola línea de tensión, es que bajo ciertas condiciones las fases entre las tres líneas de

tensión trifásica pueden no estar desfasadas 120° entre cada una de ellas. Esta condición se da cuando las líneas de tensión trifásica están en desequilibrio, ya sea porque se produzca una disimetría en la configuración del sistema, ya sea porque la carga conectada esté desequilibrada, o porque las fuerzas electromotrices aplicadas no estén equilibradas, siendo este último caso muy poco frecuente (Viqueira Landa, 1970). El efecto del desequilibrio en la línea trifásica es que los pulsos a los SCR's no se encuentran en sincronía con las líneas de tensión trifásica, por lo que podrían existir problemas en los SCR's. Este problema el controlador lo ve como una perturbación al sistema pero al final de todo decidí diseñar un nuevo sistema con sincronización con las tres líneas de tensión.

VII. ANALISIS DE RUIDO EN LAS LINEAS DE TENSION DE 60 Hz

Los transitorios o ruidos impulsivos han sido identificados como la fuente de un número considerable de problemas de interferencia electromagnética. La degradación del comportamiento del sistema causado por interferencia electromagnética es difícil de verificar y, por lo tanto, difícil de eliminar (Dixon et al, 1984). Los sistemas digitales son particularmente susceptibles a esta interferencia de banda ancha por lo que es conveniente conocer los ruidos en las líneas de tensión dentro de una planta industrial para poder eliminarlos y para que no afecten el comportamiento del sistema por diseñar.

El ruido existente en una línea de alta tensión puede dividirse en dos grupos: ruido aleatorio y ruido impulsivo (Ramirez Niño y Villatorio R., 1981). El ruido aleatorio tiene un espectro de frecuencias aproximadamente constante, por lo tanto se puede considerar como ruido blanco. Este tipo de ruido está presente en todo momento en las líneas de transmisión energizadas. En cambio, el ruido impulsivo de frecuencia variable, cuya ocurrencia es esporádica, tiene una magnitud muy superior al nivel promedio del ruido aleatorio.

El ruido blanco o aleatorio es producido por las siguientes causas:

a) Agitación térmica de las moléculas que conforman los conductores de las líneas de alta tensión, debido a la gran magnitud de las corrientes que fluyen por los conductores.

b) Efecto corona producido por la ionización del aire en la vecindad de los conductores debido al intenso gradiente de potencial eléctrico

Los niveles de ruido dependen grandemente del tipo de dispositivos alimentados (Vines et al, 1984). Las máquinas rotatorias, los rectificadores de potencia, los hornos eléctricos y descargas corona de alto nivel durante condiciones atmosféricas adversas extremas, producen ruido impulsivo periódico (múltiplos de 60 Hz de la línea). Los dispositivos de conmutación, tales como los SCR's y algunas fuentes de alimentación generan ruido de 60 Hz y sus armónicos. Pueden existir ruidos generados de diferentes frecuencias, tal como se observa en la fig 45, los ruidos transitorios pico más grandes generados por un motor universal que opera con diferentes resistencias de carga se encuentran dentro de 1 a 15KHz

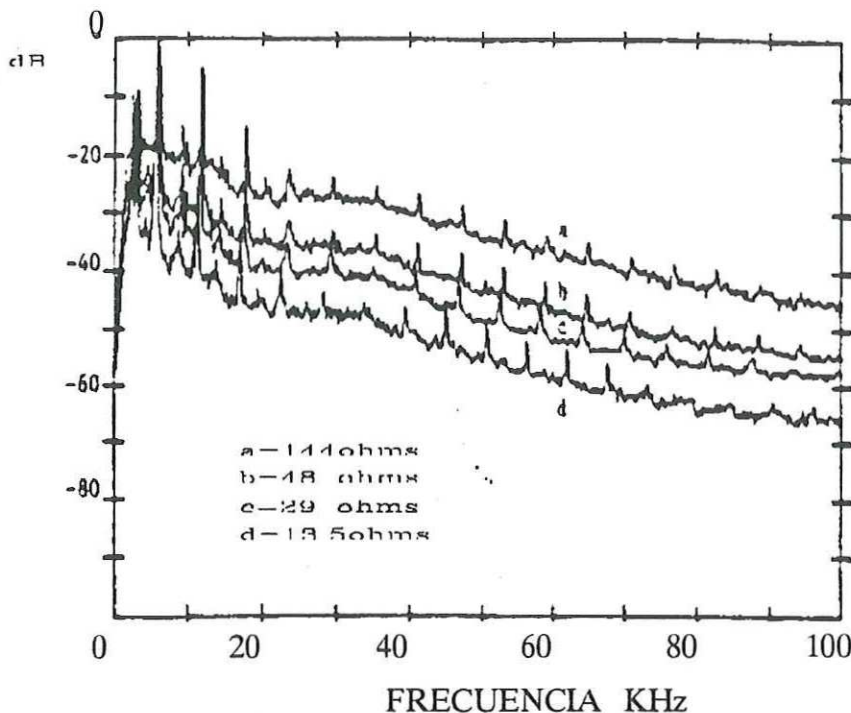


Fig 45. Espectro del ruido inducido por un motor en la línea de AC.

Por otro lado, los ruidos impulsivos tienen amplitudes grandes que llegan

hasta unos cuantos kilovolts y son generados por las siguientes causas (Martzloff y Gauper, 1986) y (Martzloff y Hahn, 1970):

- La ocurrencia de falla en una línea, que produce transitorios de alta frecuencia, los cuales dependen de las características eléctricas de la línea y del tipo de la falla. La duración del transitorio puede ser de 1.5 a 4 milisegundos.

- La apertura de interruptores de protección al ocurrir una falla, que es la causa de generación de ruido impulsivo de alto nivel, de influencia más determinante sobre los sistemas de protección.

- Los rayos sobre la línea, que provocan ruido impulsivo con una frecuencia de repetición de uno a cuarenta pulsos por segundo

- La conmutación de los bancos de capacitores, para la corrección del factor de potencia, que crea ruido impulsivo.

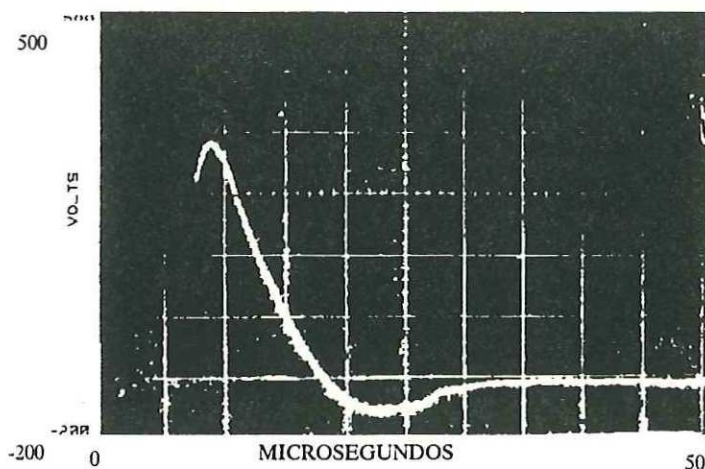


Fig 46. Ruido impulsivo.

En un estudio de ruido impulsivo se encontró que los "dimmers" de alumbrado de 400Watts generan tensión impulsiva superior a 100Volts pico y generan armónicas

hasta de 80Volts Además se observaron formas de ondas de tensión, de las cuales el 92% fueron de naturaleza exponencial y con tiempos de elevación entre 0.5 y un microsegundo (fig 46).

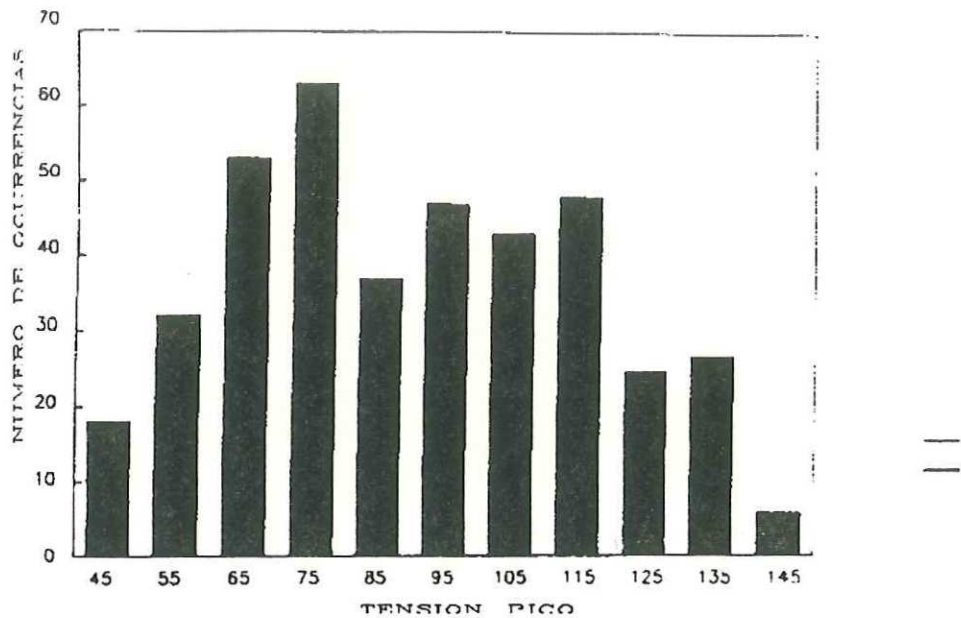


Fig 47. Magnitud y número de ocurrencias de transitorios en líneas de AC.

Las demás formas de ondas fueron oscilatorias. Las formas de onda exponencial consistentemente tienen mayor amplitud que las formas de onda oscilatorias. La fig 47 nos muestra la magnitud y número de ocurrencias de los transitorios en una línea de tensión de una planta industrial

La tabla I nos muestra los transitorios medidos durante los ciclos controlados de las cargas conectados a un panel de distribución dentro de una planta industrial.

Tabla I. Trnasitorios medidos en un panel de distribución.

FUENTE DE TRANSITORIOS	TENSION PICO
Ventilador de extracción	90
Ventilador de alimentación de aire	5

Ventilador de inducción principal	50
Compresor de refrigeración	40
Quemador CO ₂	6
Depurador de CO ₂	80
Horno de convección	9

Un sistema de protección conectado a la línea de tensión de 60 Hz debe ser capaz de resistir tensiones transitorias que tienen una amplitud pico de 2.5KVolts (Vincent et al,1983).

VIII . TARJETA DE ENTRADA: SENSORES Y ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DE ENTRADA

En el sistema propuesto por Mario Romero, se tenía que las señales de entrada al controlador eran: dos líneas de tensión del sistema trifásico para la sincronización, a la velocidad del motor y a la corriente de armadura del motor. En este nuevo sistema, aparte de las señales de entrada anteriores existirán las siguientes señales: la corriente de excitación del campo del motor, la tensión de línea restante del sistema trifásico, y la tensión de la armadura del motor. Por lo que tenemos a las tres líneas de tensión del circuito trifásico para tener sincronización trifásica, a la velocidad del motor para su retroalimentación y control de la velocidad del motor, a la corriente de armadura para su retroalimentación y control de la corriente de armadura del motor, a la corriente de excitación del campo para tener el sistema de protección si no existe excitación del campo, y a la tensión de armadura para que en caso de no tener un sensor de velocidad se pueda construir un observador de la velocidad con las variables de estado restantes del motor (Hofer, 1983).

En el estudio del convertidor trifásico nos referimos a los puntos de sincronización de referencia para los disparos a los SCR's con las tensiones de las líneas trifásicas V_a , V_b , V_c , las cuales están a 120° de defasamiento entre cada una de ellas. La fig 48, nos muestra la secuencia de los seis pulsos de sincronización para disparar los SCR's del puente convertidor trifásico, con el primer pulso de sincronización cuando $V_a = V_b$ en sus ciclos positivos, el segundo pulso cuando $V_b = V_c$ en sus ciclos negativos, el tercer pulso cuando $V_b = V_a$ en sus ciclos positivos, el cuarto pulso cuando $V_c = V_a$ en sus ciclos negativos, el quinto pulso cuando $V_c = V_b$ en sus ciclos positivos, y el sexto pulso cuando $V_a = V_b$ en sus ciclos negativos.

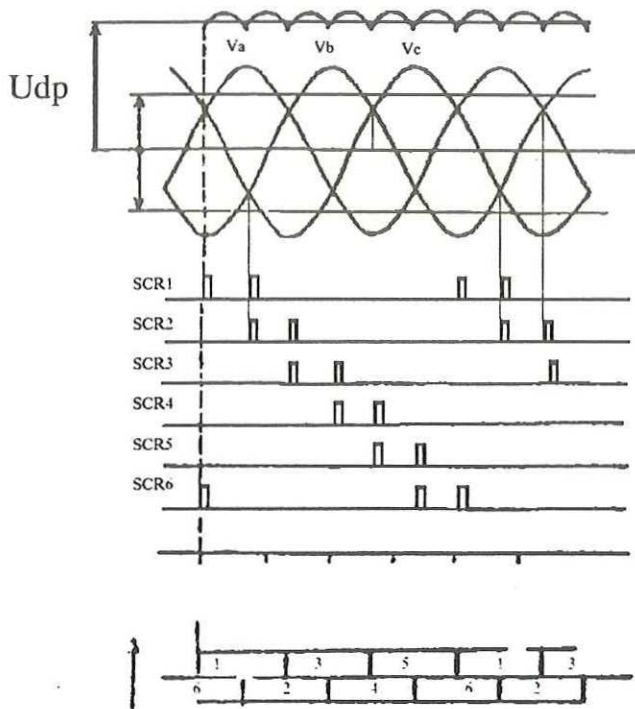


Fig 48. Secuencia de los seis pulsos de sincronización.

Con esta secuencia, podemos encontrar que los seis pulsos pueden ser generados a partir de solo tres pulsos, tal como se observa en la fig 49. Teniendo en cuenta lo anterior, podemos tener que las entradas para la sincronización trifásica son $V_b - V_a$, $V_c - V_b$ y $V_a - V_c$.

Debido a que la sincronización es tomada de las líneas de tensión y estas tensiones son grandes (para sistemas trifásicos que alimentan motores de corriente directa pueden ser de 200 a 440 voltios), hay que reducir estas tensiones a niveles que no sean peligrosos. Existen dos maneras de reducir estas tensiones: una es con atenuadores de resistencias y la otra con transformadores reductores de tensión; cada una de ellas tienen sus ventajas y sus desventajas. Los atenuadores tienen la ventaja de no defasar, y la desventaja de que no existe aislamiento entre la línea de tensión y el circuito de entrada.

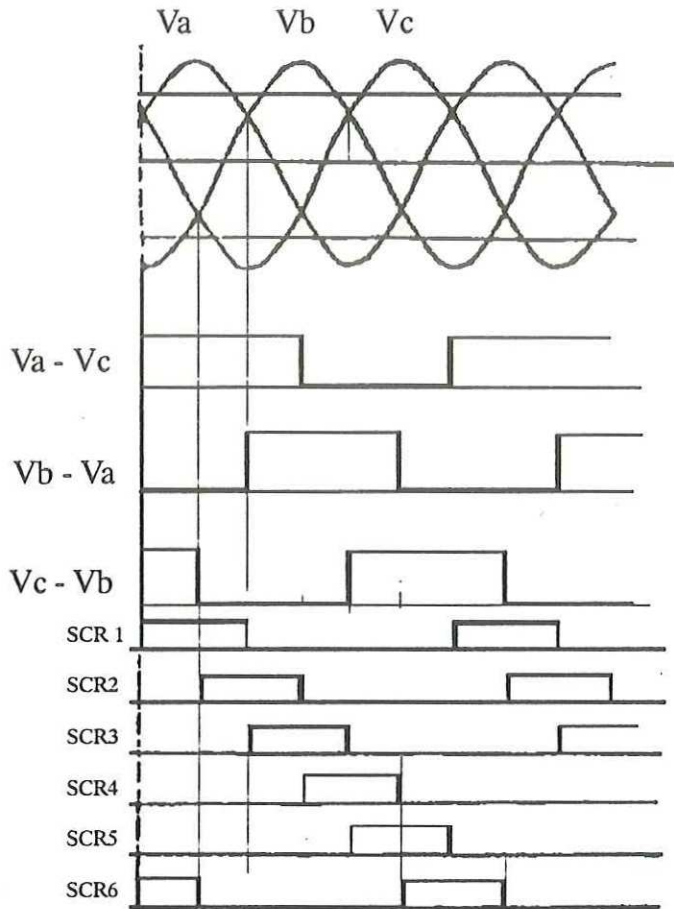


Fig 49. Generación de los seis pulsos a partir de tres.

La ventaja de los transformadores es que aíslan las líneas de tensión del circuito de entrada, pero su desventaja es que el defasamiento de la tensión de entrada no es controlada por el diseñador del sistema, sino por el fabricante del transformador, debido a que el defasamiento depende de la inductancia y de la resistencia del transformador y la inductancia del transformador depende, a su vez, del material del núcleo, del número de vueltas de los alambres y del grosor de éstos. Estos parámetros pueden variar para un mismo transformador según el fabricante. Se decidió escoger el atenuador de tensión debido a que no tiene defasamiento y después aislar el sistema de las líneas de tensión. Con este atenuador, la señal de entrada será atenuada aproximadamente 970 veces, (fig 50), aunque su valor final dependerá también de la resistencia equivalente presentada

por el circuito que se acopla al mismo. Con esta configuración de atenuador, el sistema es capaz de trabajar con tensiones de hasta 2000 voltios rms.

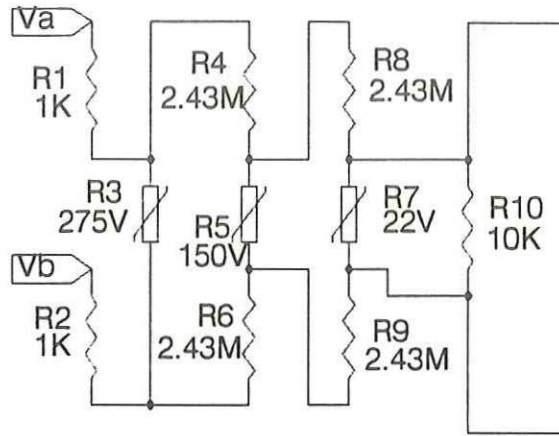


Fig 50. Circuito atenuador de la tensión de línea.

El utilizar atenuadores obliga a utilizar amplificadores diferenciales para obtener las señales de sincronización ($V_b - V_a$, $V_c - V_b$ y $V_a - V_c$). Tal como se observa en la fig 51, se utiliza el amplificador operacional de alta tensión LM 343 en su configuración de amplificador diferencial que tiene entradas protegidas contra sobretensiones, las cuales pueden ser de hasta ± 40 voltios. Debemos tener un sistema de protección contra el ruido impulsivo, por lo que se colocan supresores de transitorios en los atenuadores para eliminar los picos que puedan dañar el circuito de entrada a los operacionales y a éstos también.

Este sistema atenuador amplificador está diseñado para trabajar con una tensión de línea a línea de 300 voltios RMS para obtener una tensión de trabajo máxima de ± 5 voltios. Por supuesto, el sistema puede trabajar con una tensión mayor pero se utilizó un limitador para trabajar con señales de 10 voltios de pico a pico solamente. Hay que recordar que tuvimos que filtrar las frecuencias no deseadas para obtener una sincronización válida. Para este caso se filtraron las armónicas de 60Hz de la línea, además de las frecuencias de 1KHz a 10KHz principalmente.

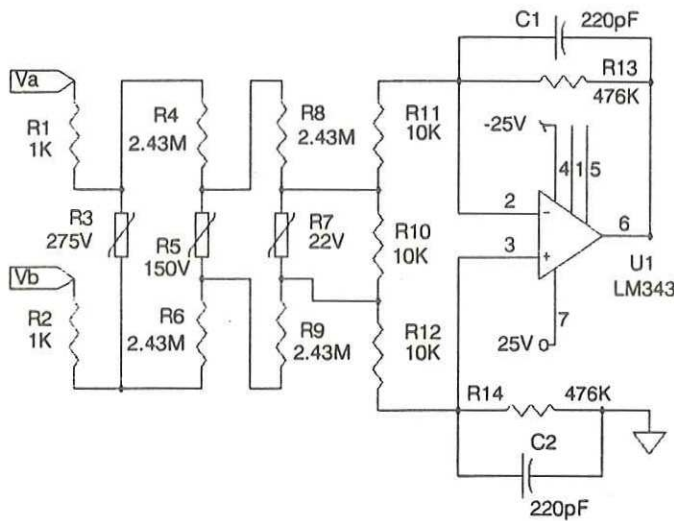


Fig 51. Circuito atenuador amplificador

En esta tarjeta de entrada de sensores no se filtró todavía las señales de las tensiones de línea a la frecuencia de corte necesaria, sino en el circuito de sincronización de los pulsos de disparo a los SCR's, que se encontrará en otro módulo. Solo se filtró un poco estas señales para su transmisión con la frecuencia de corte del filtro en 1 KHz. El porqué de esta frecuencia de corte se verá más adelante. Se necesitaba una forma de transmitir estas señales debido a que se decidió diseñar este sistema en dos módulos. El primer módulo con las tarjetas de fuentes de alimentación, fuente del campo del motor, tarjeta de sensores y acondicionamiento de las señales y la tarjeta de generación de 3 a 6 pulsos de sincronización de los SCR's estará cerca del motor. El segundo módulo con el sistema de control y generación de pulsos para la sincronización trifásica del sistema se puede encontrar cerca o lejos del motor. La transmisión se hizo en modo de corriente lineal o en pulsos de corriente por lo que se usaron convertidores de tensión a corriente para las señales analógicas (XTR 100 de BURR BROWN), y convertidores de pulsos digitales a corriente para señales de pulsos digitales (SN 75110, manejador de línea de TEXAS INSTRUMENTS). Debido a que este modo de transmisión es menos vulnerable a ruido exterior, para lo cual se usó la configuración mostrada en la fig 52 para todas las señales a transmitir para la sincronización trifásica. El convertidor de tensión

a corriente (XTR 110) trabaja con una señal de entrada de 0 a 10 Volts para una salida de 4 a 8 mA para la configuración escogida.

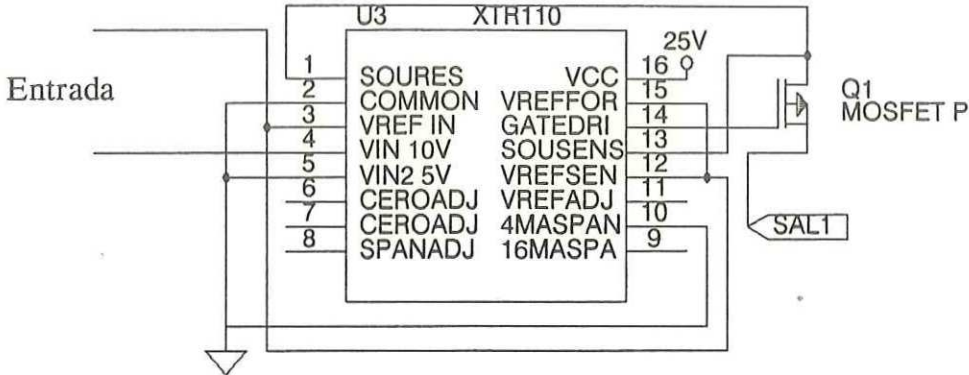


Fig 52. Configuración del XTR110 utilizado.

Debido que la tensión de entrada va de 0 a 10 voltios al XTR110, se necesitó un circuito acondicionador de señal, que la lleve de los +5 voltios a -5 voltios de la salida del amplificador, a 0 a 10 voltios en la entrada del XTR 110, con un sistema de protección de entrada para cuando exista una falla en el amplificador operacional. Este sistema de protección es proporcionado por la resistencia de 1.1 K Ω y los diodos en la entrada del XTR110. El circuito completo es el mostrado en la fig 53.

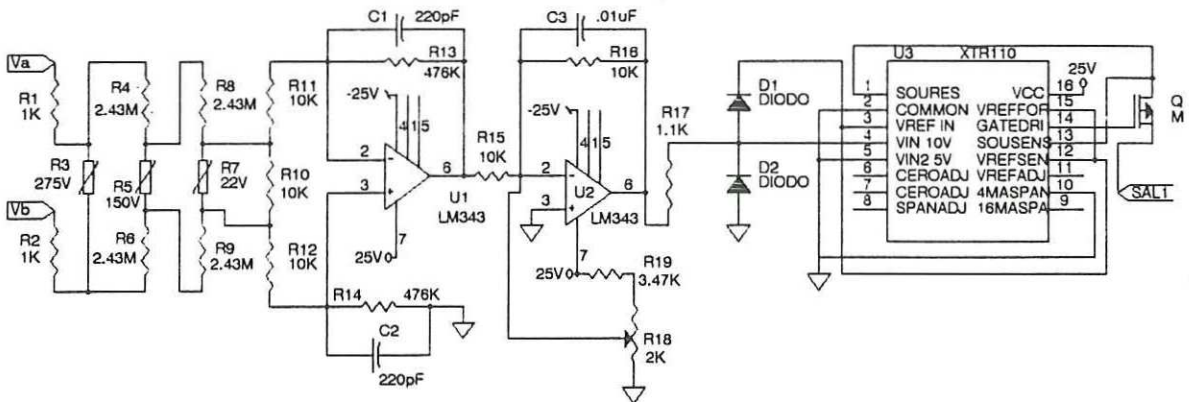


Fig 53. Circuito completo de recepción y transmisión de tensión de línea de AC.

Otra señal necesaria es la tensión de armadura. Se necesita una forma de detectar esta tensión, y al igual que las tensiones de las líneas trifásicas, se necesita que

el valor de la tensión sea pequeña para su manejo, por lo que se utilizará la misma configuración que el de las señales de sincronización. Debido a que las tensiones de pico a pico máximas de estas señales son de igual magnitud, la única diferencia será que el filtrado tendrá una frecuencia de corte diferente, (fig 54), debido a que la señal importante de la tensión de armadura es la tensión promedio.

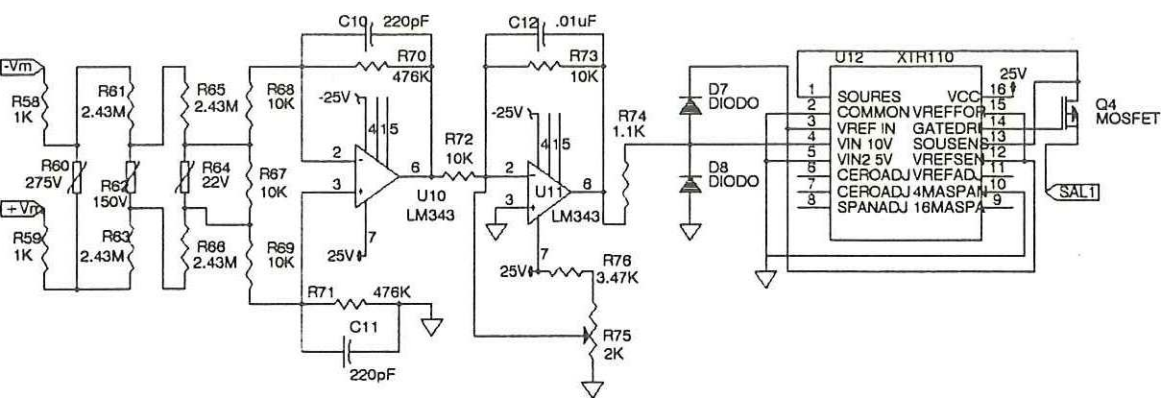


Fig 54. Circuito completo de recepción y transmisión de la tensión de armadura.

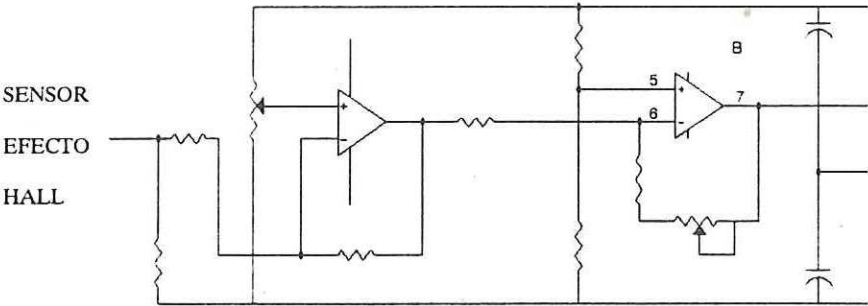


Fig 55. Sensor de corriente.

Otra señal utilizada en el sistema de control es la corriente de armadura, la cual es detectada con un sensor de corriente de estado sólido diseñado por la compañía MICRO SWITCH (fig 55), el cual utiliza un transductor de efecto Hall con salida lineal y un circuito de sensibilidad y ajuste de desbalance que, para el sistema del motor a prueba, fue ajustado para detectar corriente de 12 Amps a -12 Amps.

Este sistema fue ajustado, utilizando una fuente de alimentación de potencia que nos proporcionó los 12 Amps; después fue acondicionado para tener señales de salida de 5 Voltios a -5 Voltios y por último a una señal de 0 a 10 Voltios para entrar al XTR 110, (fig 56). La frecuencia de corte del filtro es de 36 Hz. Esta frecuencia de corte es ajustada por el algoritmo de control para tener la mejor respuesta del sistema de control.

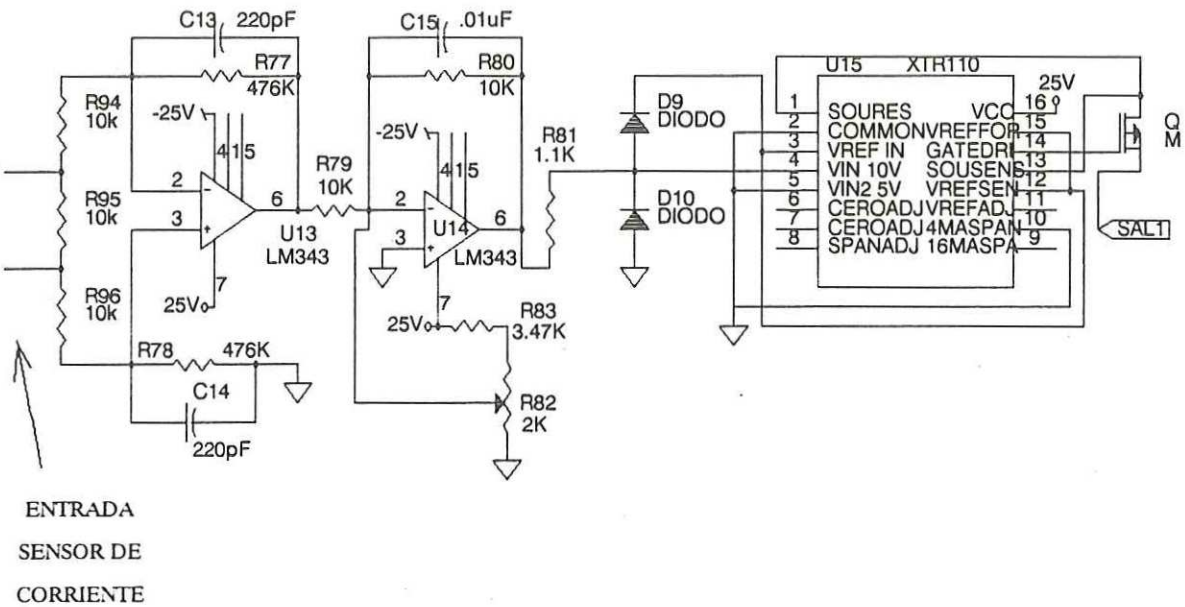


Fig 56. Circuito receptor y transmisor de la señal del sensor de corriente.

La otra señal detectada con el circuito de la fig 57 es la corriente del campo principal del motor. Tal como se observa, este circuito sólo detecta si existe o no corriente en el campo del motor, y como en los circuitos anteriores la señal es acondicionada y filtrada para tener valores de 5 Voltios y -5 Voltios y de ahí a valores de 0 a 10 Voltios y después al XTR 110 para su transmisión. La frecuencia de corte del filtro es de 6 Hz y el circuito completo puede observarse en la fig 58.

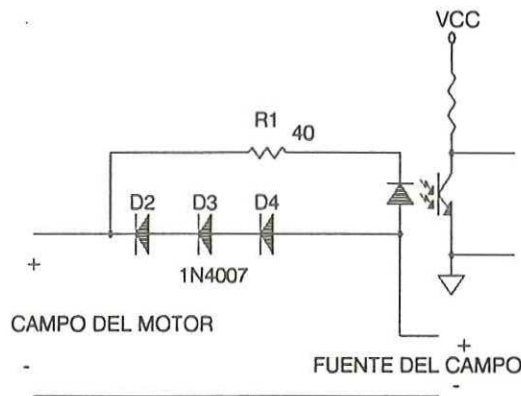


Fig 57. Circuito detector de la corriente del campo.

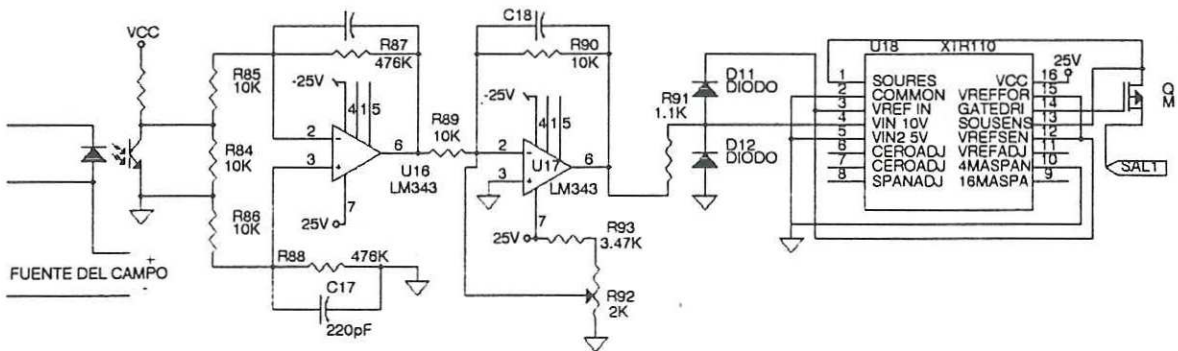


Fig 58. Circuito receptor y transmisor del detector de la corriente del campo.

La última señal es la velocidad del motor, para la cual se utiliza un disco cifrador con 60 ranuras acoplado a la flecha del motor. A mayor número de ranuras, mayor es la resolución de la velocidad. Este disco, mediante un sistema óptico nos permite convertir la velocidad del motor en pulsos digitales. Estos pulsos son reforzados para poderse acoplar al manejador de línea SN 75110, porque la salida del optoacoplador no maneja un buen nivel lógico en la entrada del manejador de línea; la configuración final del circuito se muestra en la fig 59.

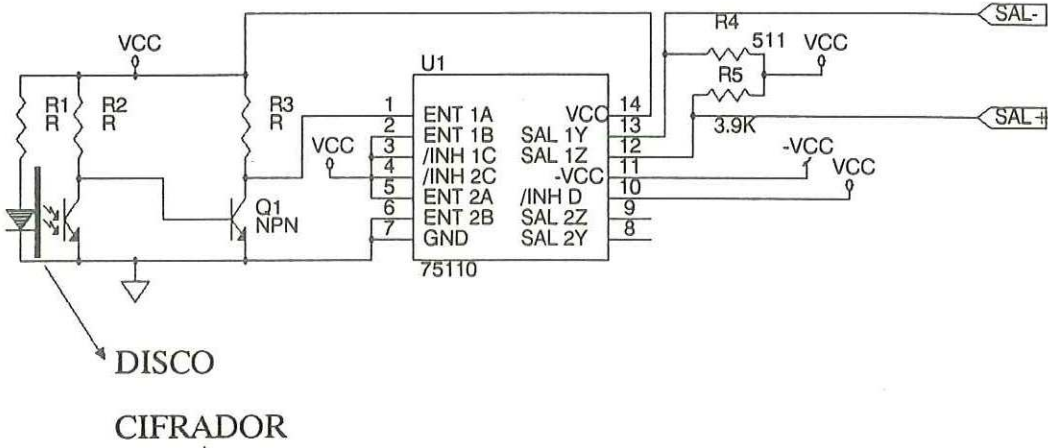


Fig 59. Circuito detector de velocidad y transmisor.

La fig 60 muestra el circuito completo de la tarjeta de entrada de sensores y acondicionamiento .

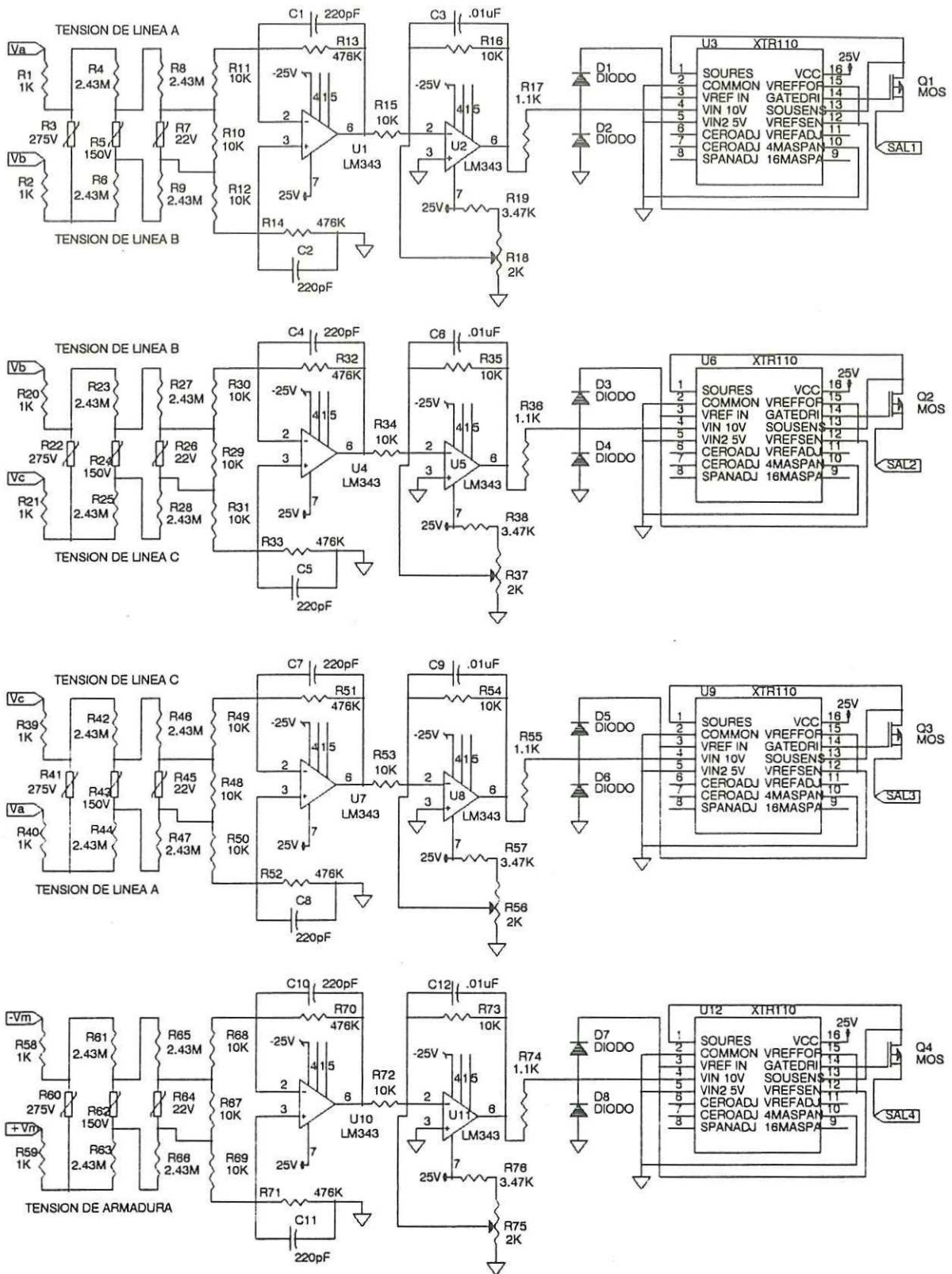


Fig 60 Circuito de la tarjeta de entrada de sensores y acondicionamiento.

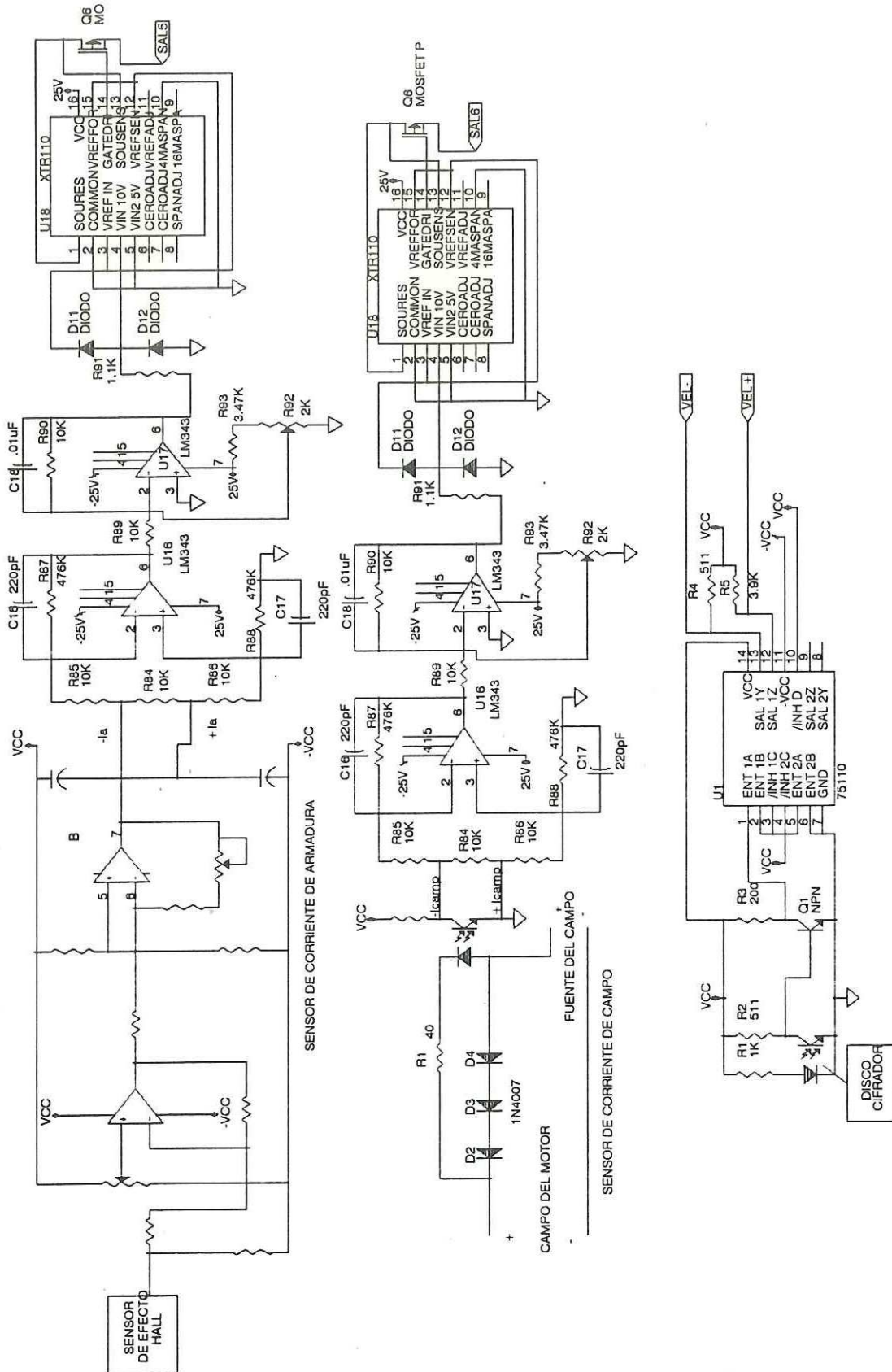


Fig 60 Circuito de la tarjeta de entrada de sensores y acondicionamiento.

IX. TARJETA DE ADQUISICION DE DATOS

En el capítulo anterior se vió que las señales de las variables del sistema que van a ser utilizadas para el control de velocidad del motor, han sido transmitidas en como corriente y que deben ser convertidas a forma digital para que el microprocesador pueda procesarlas para obtener el control deseado. Este capítulo tratará de la recepción y conversión a forma digital de las señales transmitidas; pero antes de continuar, hay que recordar que uno de los objetivos de éste trabajo es la modularidad del sistema, por lo que se decidió trabajar con el ducto STD.

La idea original de la recepción de la corriente analógica transmitida y del aislamiento de la tarjeta de los sensores del módulo de control, era el utilizar optoacopladores lineales (H11V2 de General Electric), pero éstos presentan derivas térmicas de órdenes grandes, aproximadamente de 250 mV/°C con un gradiente de temperatura de 22° centígrados del punto de calibración de 18°. Debido a este problema se diseñó un circuito que ofreciera las mismas características del H11V2, esto es aislamiento, conversión de corriente a tensión y deriva térmica aceptable

La idea del nuevo sistema fue la de utilizar cuatro optoacopladores con salida de transistor y conectados como se muestra en la fig 61. La calibración se hace de la siguiente manera: con la corriente de reposo de la señal transmitida, (ésto se logra con 5 voltios a la entrada del XTR110) se ajusta el potenciómetro PT1 para que la tensión de salida en los transistores Q1 y Q2 sea cero; después se ajusta el potenciómetro PT2 para que la tensión de salida en los transistores Q3 y Q4 sea cero y que la tensión de salida del amplificador operacional sea cero.

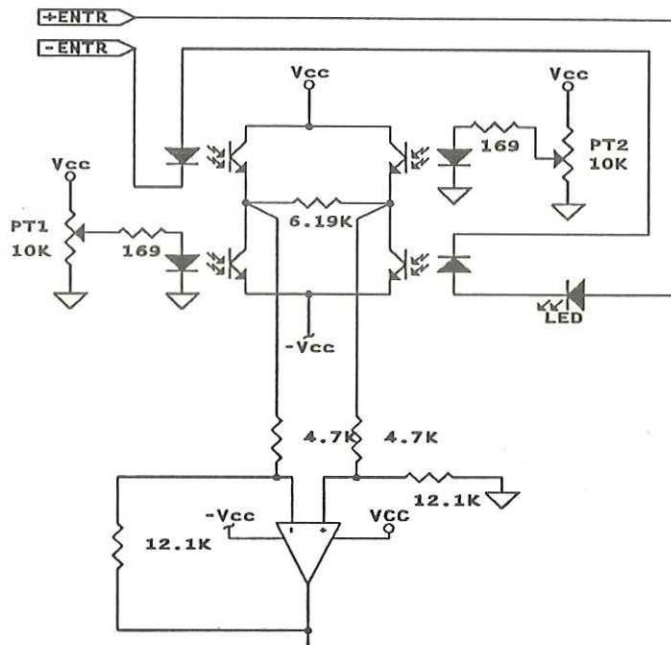


Fig 61. Circuito receptor de corriente analógica optoacoplado.

Ya ajustado, el sistema trabajará de la siguiente manera: si varía la temperatura todos los optotransistores conducirán la misma corriente de desequilibrio i_d , tal como se observa en la fig 62-a, manteniendo el equilibrio del sistema, esto es, se mantiene la tensión de salida del amplificador operacional en cero voltios. Para lograr ésto, los optoacopladores deben estar en un solo integrado, en forma tal que las características de todos los optoacopladores sean muy similares, por lo que se utilizó el PS-2401 de NEC. Si existe un cambio de la corriente transmitida debido a que la señal en la entrada del XTR110 cambia, entonces la corriente I_{tp} hará que el valor de la tensión en la salida del amplificador operacional sea proporcional al valor de la señal transmitida, como se observa en la fig 62-b. Para este sistema, la linealidad es muy buena debido a que se trabaja en una zona lineal. Para 8mA de la corriente transmitida se obtiene 5 Voltios en la tensión de salida del amplificador operacional y para 4mA se tiene -5 voltios. Con este sistema no se logró eliminar totalmente la deriva térmica, pero sí reducirla a un valor aceptable de 20mVoltios con una variación de temperatura de 22° centígrados desde el punto de calibración de 18° centígrados.

Esta tarjeta, además de recibir las señales transmitidas en forma de corriente analógica, convertirá las señales que son útiles para el sistema de control de velocidad a forma digital. Las señales que se convertirán, son la tensión de armadura, la corriente de armadura, la velocidad, la corriente del campo, y la tensión trifásica promedio. Las señales transmitidas en forma de corriente analógica y que fueron convertidas en tensión con el circuito diseñado anteriormente, son filtradas antes de entrar al circuito de multicanalización, el cual es controlado por el microprocesador. Las frecuencias de corte de los filtros deben ser optimizadas para tener la respuesta de control óptima. La fig 63 muestra los circuitos de recepción de todas las señales transmitidas. Existen dos señales que son utilizadas en el sistema de control y que no utilizan el circuito analizado anteriormente, la primera es la velocidad del motor; ésta fue transmitida en forma de corriente digital con modulación frecuencial por lo que no puede ser utilizado el diseño de los acopladores que se utilizó para la corriente analógica. Esta señal de corriente digital es recibida por un optoacoplador con salida de transistor y es acoplada a un convertidor de frecuencia a tensión (LM2907 de National Semiconductor). El circuito se muestra en la fig 64.

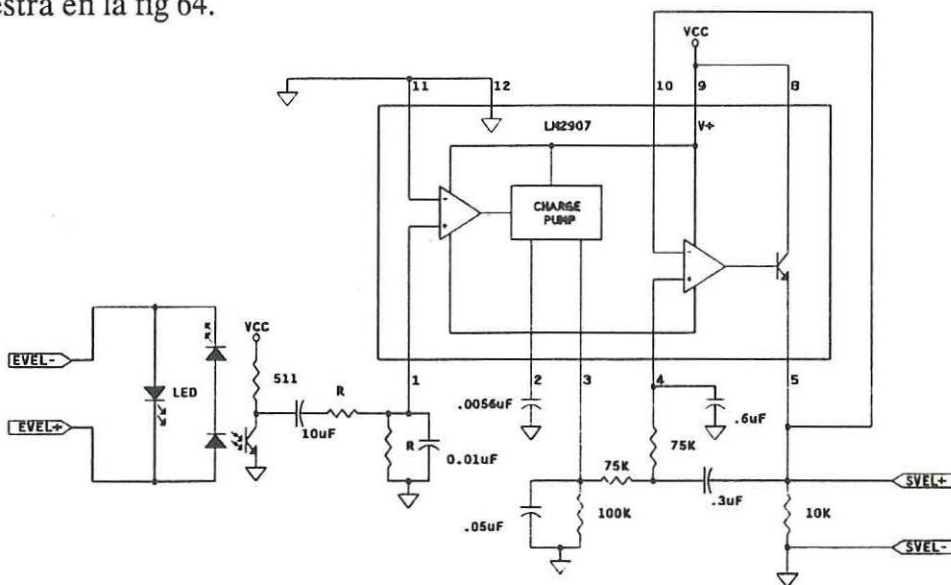


Fig 64. Circuito receptor de la velocidad y conversión a tensión.

La otra señal necesaria es la tensión trifásica promedio, la cual no es una señal

bits de salida y con interfaz al microprocesador de 8 bits. La fig 66 muestra el convertidor junto con el circuito necesario para la operación del convertidor.

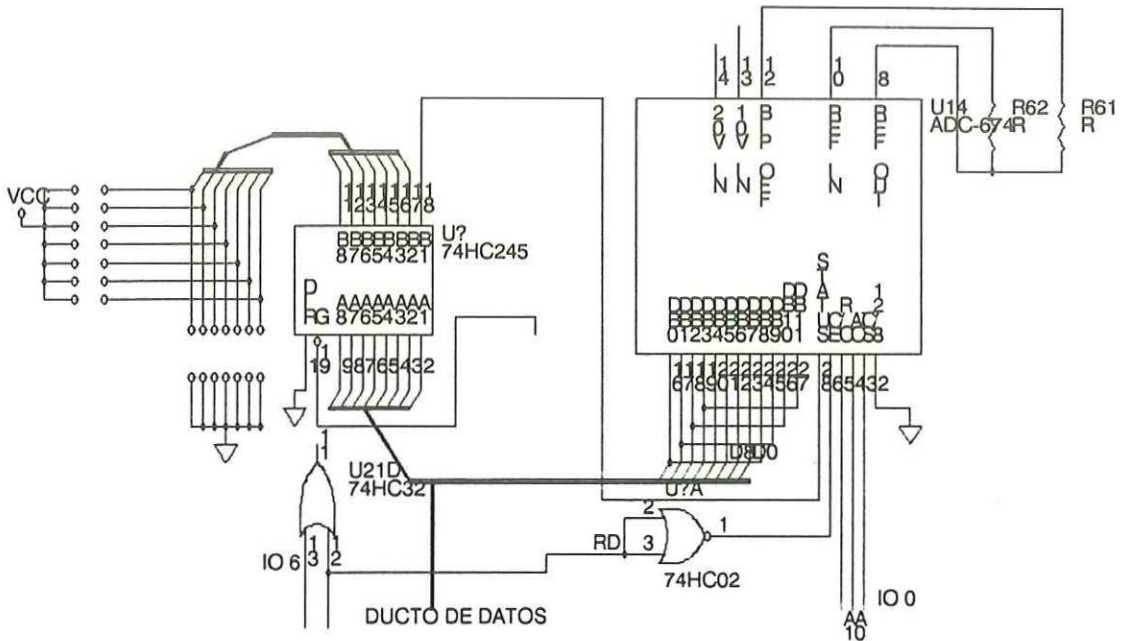


Fig 66. Convertidor analógico digital.

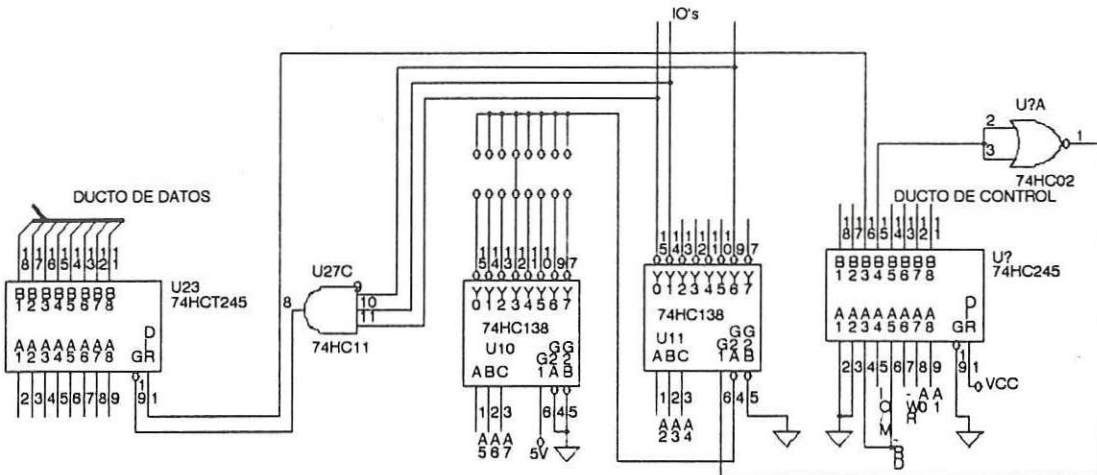


Fig 67. Interfaz de la tarjeta con el ducto STD.

La fig 67 muestra el circuito utilizado para la interfaz de todo el circuito de la tarjeta con el ducto STD.

El circuito completo de esta tarjeta se muestra en la fig 68.

X. TARJETA DE FILTRADO DE LAS TENSIONES DE LINEA TRIFASICAS Y DE CONVERSION A PULSOS DIGITALES PARA LA SINCRONIZACION

Las señales para la sincronización deben ser válidas aunque se encuentren en líneas trifásicas muy ruidosas. Por lo que deben ser filtradas para eliminar todas las armónicas de 60 Hz. A 110 Hz la atenuación mínima debe ser de 45 dB para asegurarnos una buena señal de sincronización. Se utilizó un programa para encontrar los parámetros buscados, esto es, atenuación de 45 dB a 110 Hz, atenuación de 3 dB en 60 Hz. El programa que se utilizó se puede encontrar en las páginas finales del manual de filtros de capacitores conmutados de National Semiconductor. El filtro necesario es un filtro elíptico de sexto orden, con una frecuencia de corte de 100 Hz. La respuesta del filtro se muestra en la fig 69. Debido al tipo de filtro y al orden de éste, se decidió el utilizar filtros de capacitores conmutados programados por resistencias.

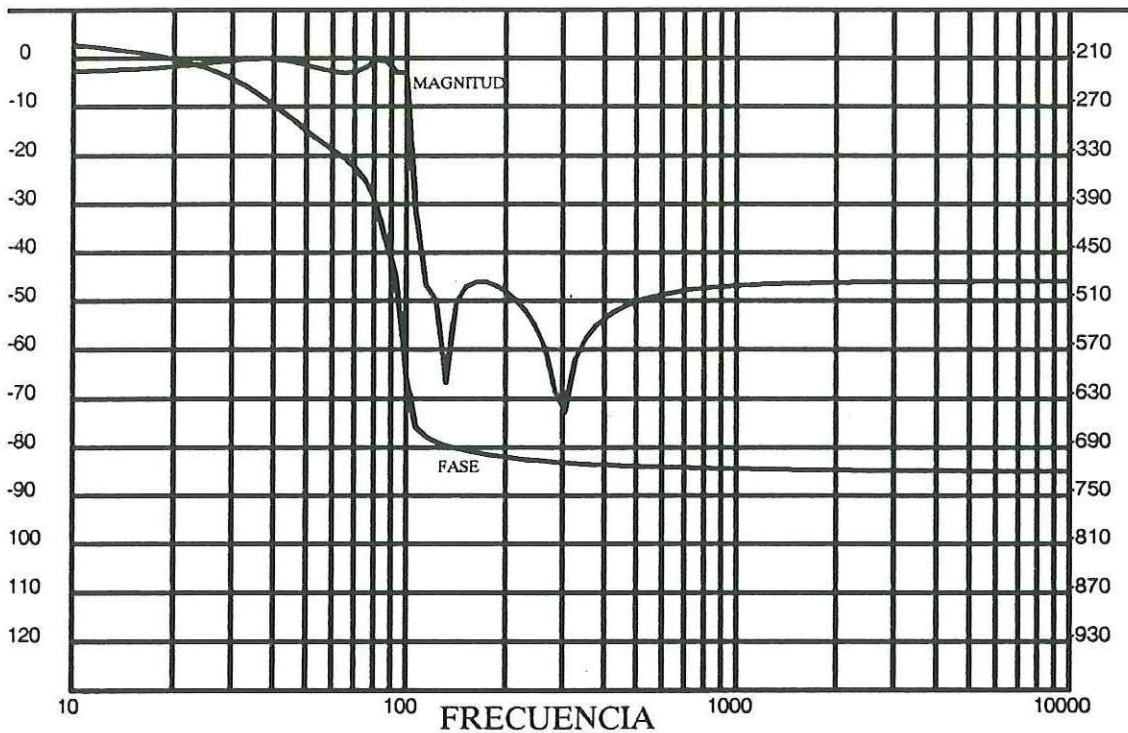


Fig 69. Respuesta del filtro magnitud - frecuencia y fase - frecuencia

El filtro utilizado fue el filtro de sexto orden LTC 1061 de Linear Technology. Según de la configuración utilizada es el tipo de filtro que se diseña; para nuestro caso se utilizó la configuración 3a y por el programa se encontró los valores de las resistencias (fig 70).

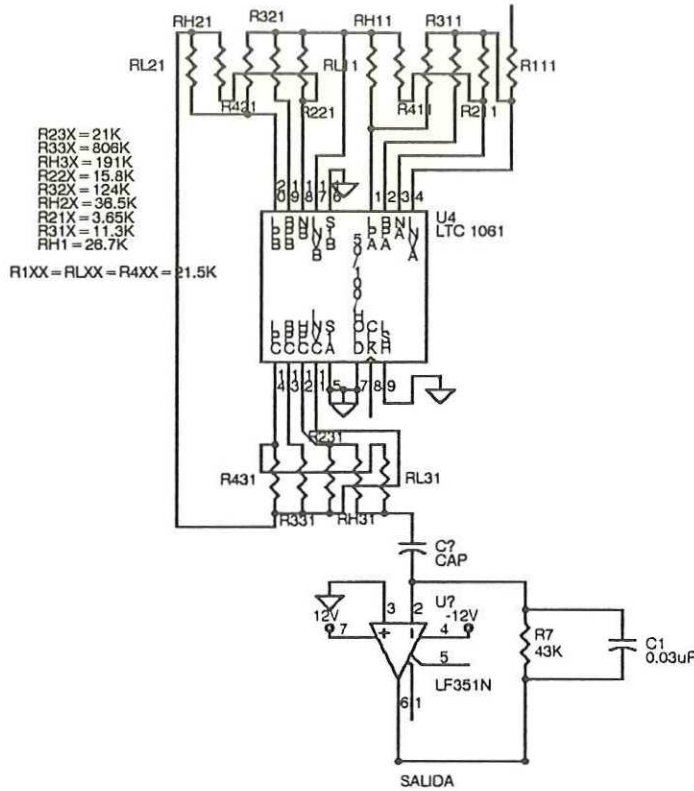


Fig 70. Filtro elíptico de sexto orden LTC1061 frecuencia de corte 100Hz

Debido a que la frecuencia de corte del filtro es de 100Hz, la frecuencia de reloj del filtro será de 10 KHz. Existe un problema con los filtros conmutados y es el llamado traslape, fenómeno común en los circuitos de datos muestreados, especialmente cuando las señales de entrada se acercan a la frecuencia de muestreo. Generalmente hablando, cuando es aplicada una señal de entrada de frecuencia f_{in} cerca de la frecuencia de muestreo, aparece una frecuencia igual a $f_{clk} \pm f_{in}$ en la salida del filtro. Esto también se aplica para las armónicas de f_{clk} . Para evitar este efecto la frecuencia de entrada debe ser limitada a $f_{clk}/2$. Para nuestro sistema se tienen filtros de segundo orden con frecuencias de corte de 1 KHz antes de entrar al filtro de capacitores conmutados, tal como se muestra en la fig 71.

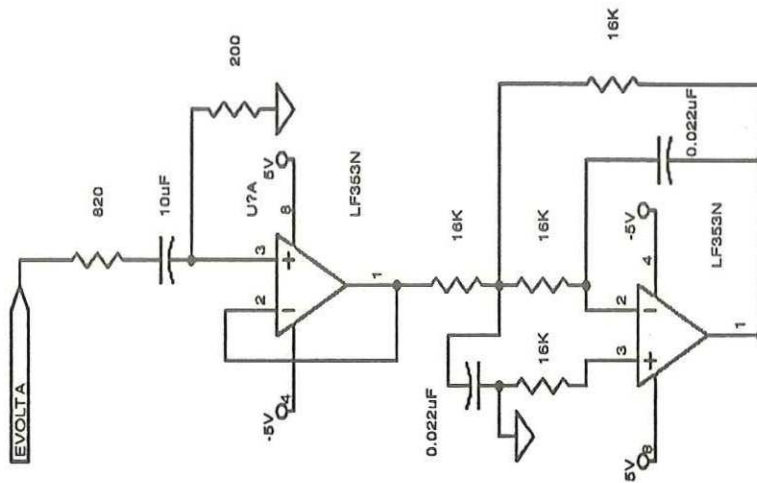


Fig 71. Circuito de entrada y filtro de segundo orden con frecuencia de corte de 1KHz

Después de los filtros conmutados las señales de las líneas trifásicas se convierten a niveles lógicos, lo cual se logra al utilizar comparadores de cruce por cero (fig 72-a) con histéresis, para evitar pequeñas oscilaciones.

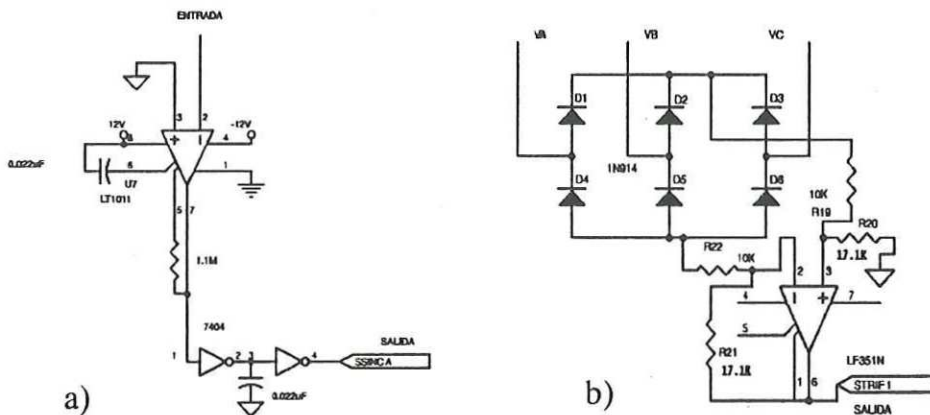


Fig 72 a) Comparador de cruce por cero con histéresis. y b) Rectificador trifásico.

El defasamiento total desde que la señal es captada en las líneas trifásicas a la salida del comparador es de 25° aproximadamente. Como se necesita la tensión trifásica promedio, en esta tarjeta se diseña el circuito para obtener dicha tensión. El circuito utilizado es un rectificador trifásico, (fig 72-b). La tensión para alimentar todos los circuitos de esta tarjeta es tomada de las fuentes de alimentación del ducto STD. El circuito completo de la tarjeta de filtrado de las líneas trifásica se muestra en la fig 73.

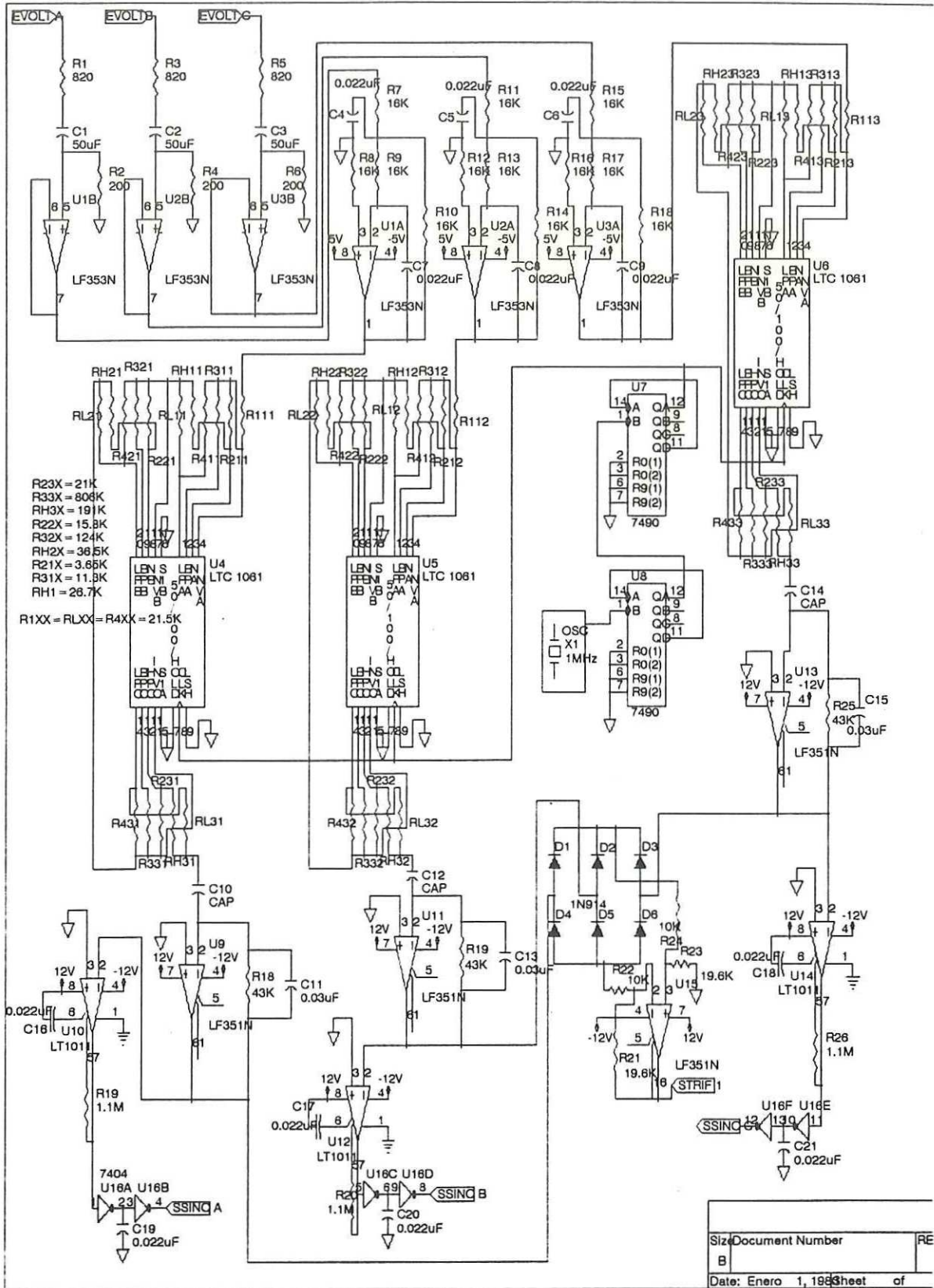


Fig 73. Circuito de la tarjeta de filtrado completo.

XI. TARJETA DE GENERACION DE RETARDOS Y PULSOS TRIFASICOS SINCRONIZADOS CON LA LINEA TRIFASICA

El sistema de retardo del ángulo de disparo α , que se logra con un multivibrador monoestable para cada una de las fases del sistema trifásico, el cual es activado con la señal de sincronización trifásica, está diseñado con un temporizador (8253) controlado por un microprocesador (fig 74).

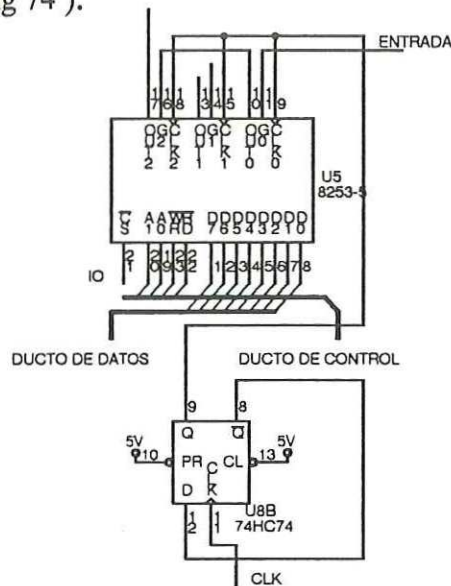


Fig 74. temporizador monoestable 8253.

Para que el temporizador trabaje como monoestable, debe ser configurado en el llamado modo 1, el cual, después de un flanco de subida de la señal de sincronización que viene de la tarjeta de filtrado, activa un contador de pulsos de reloj. Este reloj está sincronizado con el reloj del microprocesador y su máxima frecuencia es de 4 MHz, que es la mitad de la frecuencia del reloj del microprocesador. En el momento en que la cuenta es igual a la cuenta programada, el nivel lógico en la salida cambia de cero a uno, lo cual activa otro monoestable, que a su vez genera una onda cuadrada de 60 Hz. La fig 75 nos muestra las formas de onda del retardo. Hay que recordar que tenemos tres pulsos de sincronización con los cuales podemos generar los tres pulsos con retardos programados necesarios para generar los seis pulsos que se necesitan para disparar el

punto de SCR's trifásico.

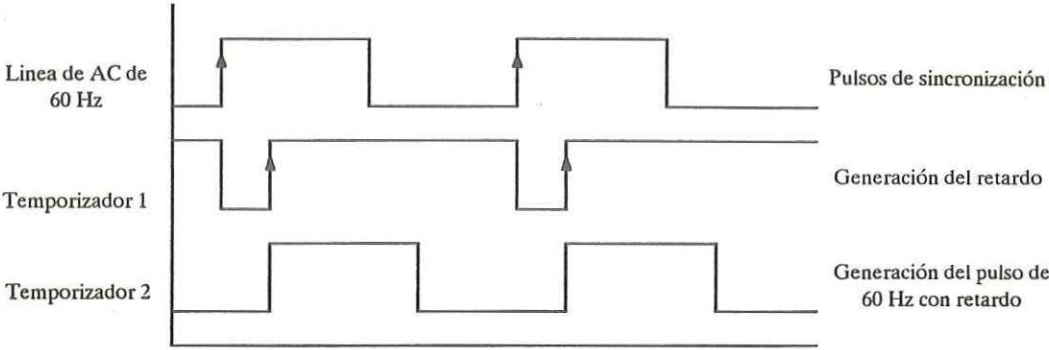


Fig 75. Generación del pulso de 60Hz con retardo sincronizado a la línea de 60 Hz.

Debido a que estos pulsos deben ser transmitidos al puente de SCR's, los cuales se encuentran cerca del motor, se decidió el enviar solo los tres pulsos de retardo y generar los seis pulsos en un tarjeta cerca del puente de SCR's. El modo de transmisión de los tres pulsos se efectúa en modo corriente, por lo que se utilizaron los circuitos integrados 75110 de TEXAS INSTRUMENTS que convierten niveles lógicos a corriente digital (fig 76).

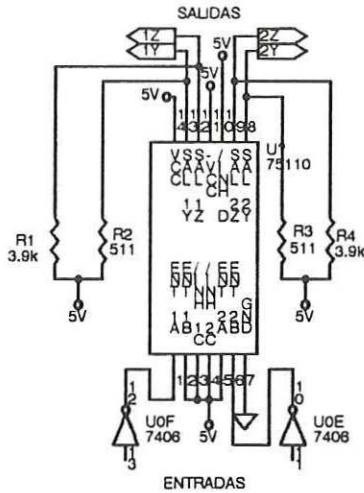


Fig 76. Conversión de pulsos digitales a modo corriente.

Existen situaciones en las cuales es necesario desactivar los generadores de pulsos, por lo que se diseñó un circuito que inhibe los pulsos de sincronización en la entrada de los temporizadores, el cual es controlado por el microprocesador (fig 77).

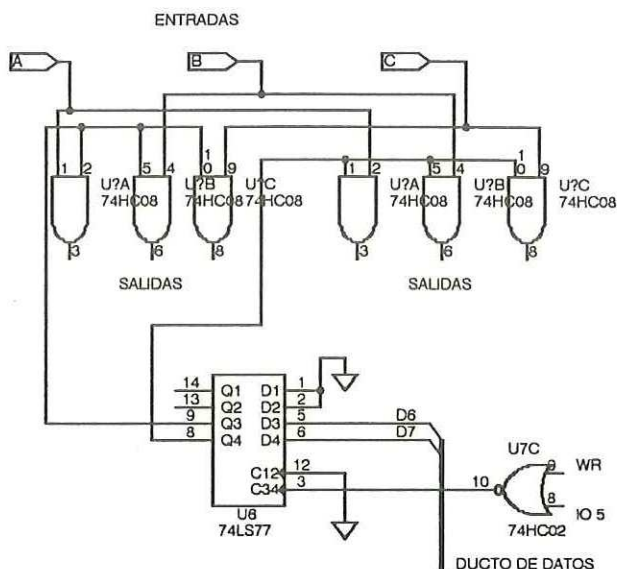


Fig 77. Circuito inhibidor de los pulsos de sincronización a los temporizadores.

También hay que recordar que se utilizará un sistema de convertidor dual, dado que se necesitará otro sistema igual de generación de retardos y pulsos para el convertidor negativo. El circuito de interfaz al ducto STD se muestra en la fig 78 y el circuito completo de esta tarjeta en la fig 79. La programación de los generadores de retardos y pulsos se encontrará en el apéndice de programación del algoritmo de control.

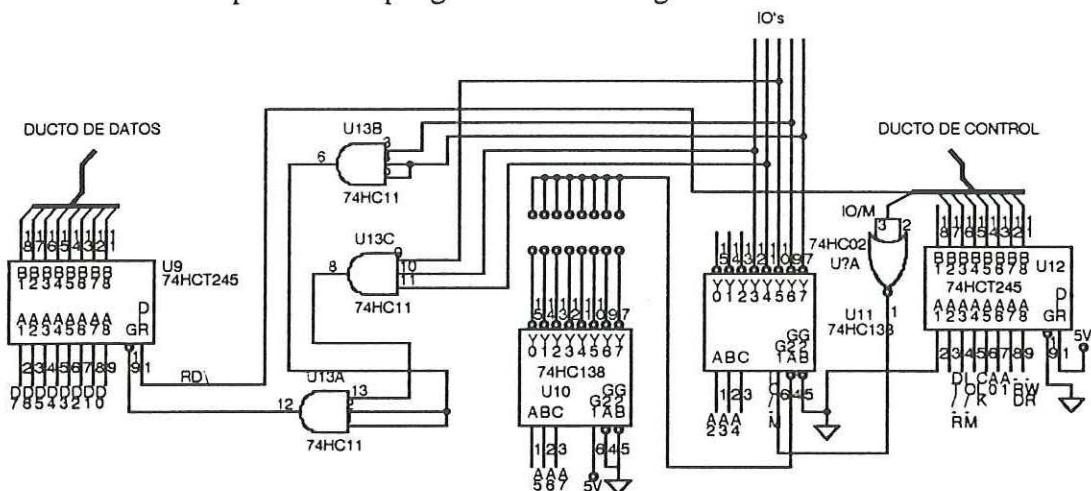


Fig 78. Circuito de interfaz al ducto STD de la tarjeta de generación de retardos.

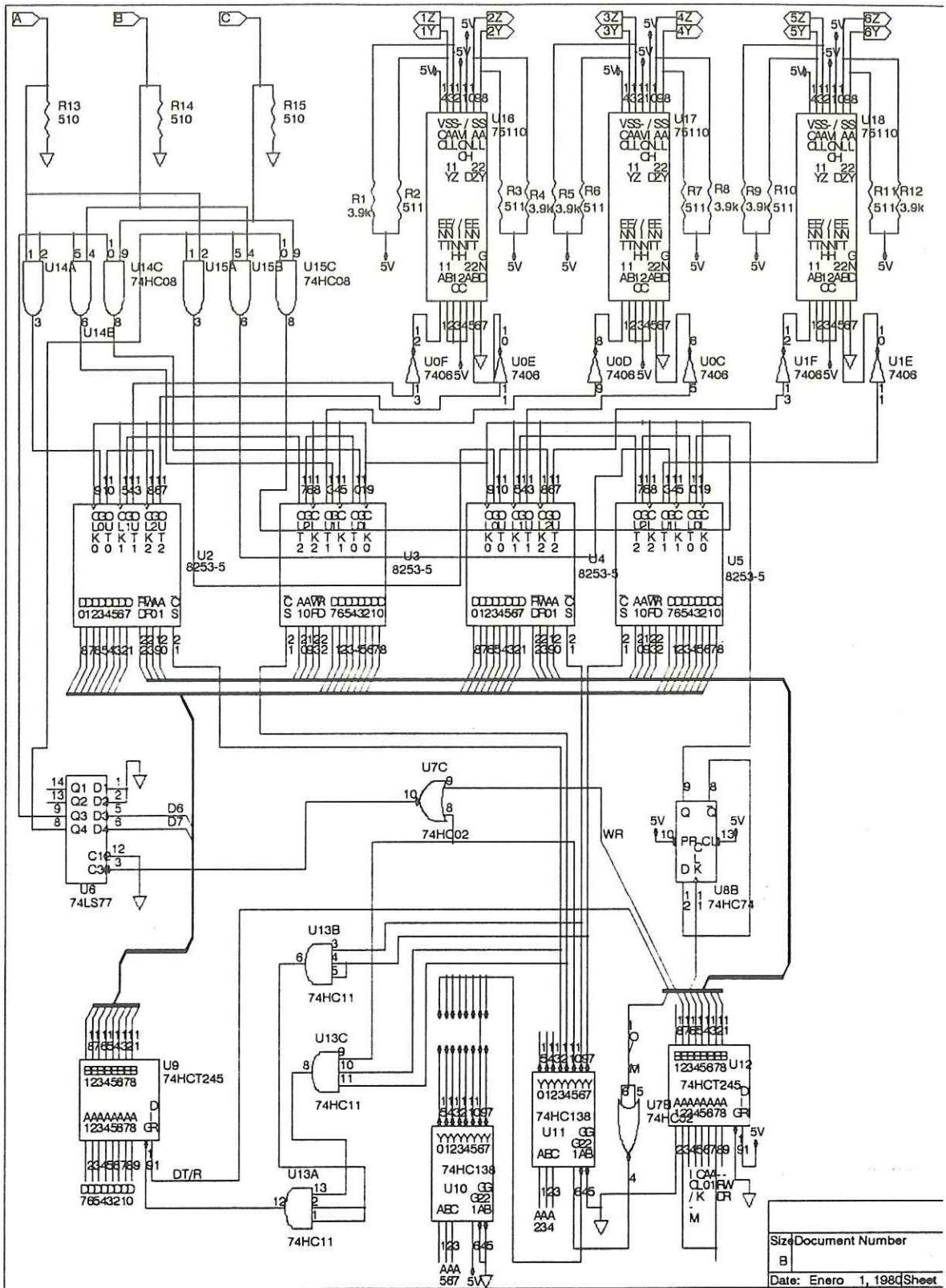


Fig 79. Circuito de la tarjeta de generación de retardos de los pulsos sincronizados a la línea de Ac de 60Hz

XII. TARJETA DE GENERACION DE 6 PULSOS A PARTIR DE 3 PULSOS Y DISPARO A LOS PUENTES DE SCR's

Los pulsos transmitidos como corriente que fueron enviados por la tarjeta de generación de retardos son recibidos por optoacopladores con salidas Y. Debido a que la salida del optoacoplador es de colector abierto se pone una resistencia del colector del transistor a la tensión Vcc de valor 511 ohms (fig 80).

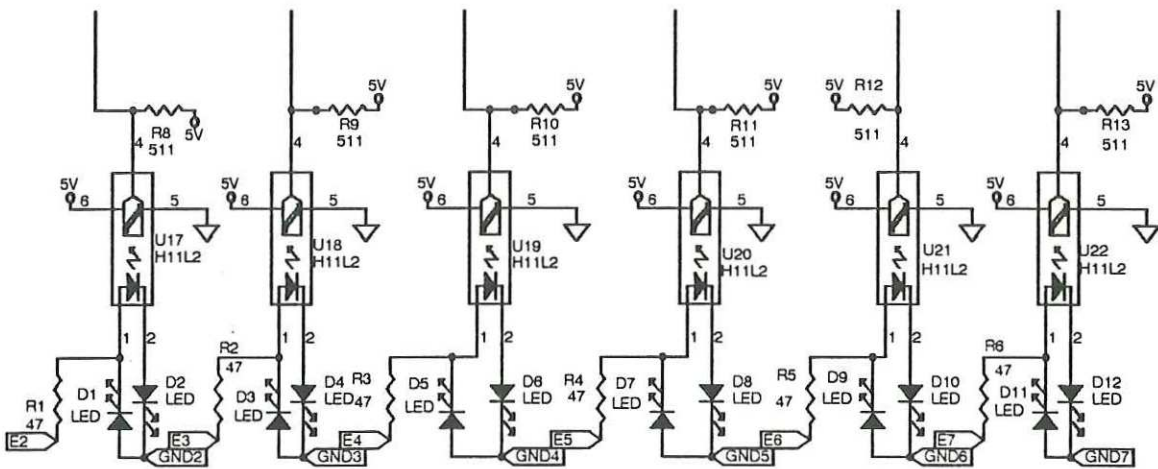


Fig 80. Circuito receptor de los pulsos con retardo.

Con este sistema los pulsos de corriente digital se convierten a niveles lógicos y además se aísla el módulo del ducto STD, del módulo que se encuentra cerca del motor. La generación de los seis pulsos a partir de los tres pulsos se muestra en la fig 81.

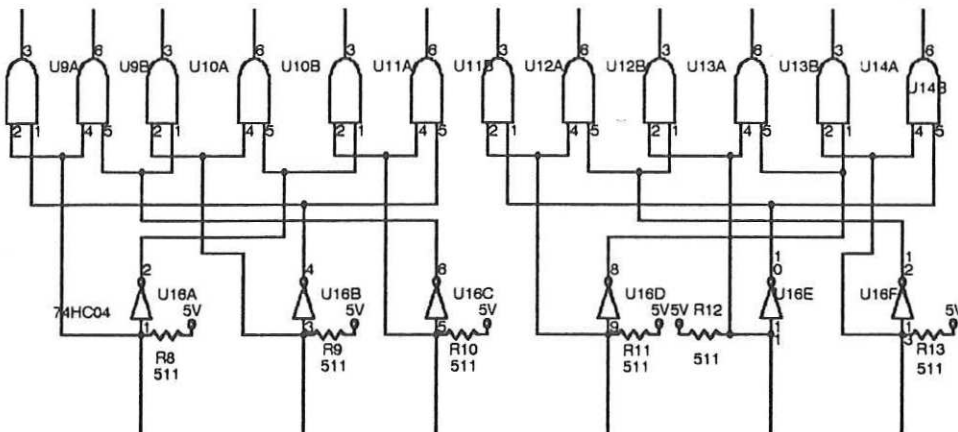


Fig 81. Generación de tres a seis pulsos.

XII . 1 . Disparos a los SCR's

La corriente especificada en los datos técnicos para los tiristores es la corriente directa de disparo de la compuerta requerida para pasar a su estado de baja impedancia. Para los fines prácticos, este valor de CD puede considerarse equivalente a una corriente de pulsos de 50 useg de anchura. Con pulsos de anchura menor se debe utilizar las curvas de corrientes de pulsos asociadas a un dispositivo particular para asegurar el encendido.

Cuando se requiere el disparo por pulsos de un tiristor, siempre es conveniente proporcionar un pulso de corriente de compuerta que tenga un valor absoluto superior al valor de CD necesario para disparar el dispositivo.

El uso de grandes corrientes de disparo reduce las variaciones en el tiempo de encendido, aumenta la capacidad de la rapidez crítica de aumento de la corriente del estado de conducción del SCR ($\frac{di}{dt}$), reduce al mínimo el efecto de la variación de temperatura en las características de disparo y permite tiempos de conmutación muy breves. Teniendo en cuenta lo anterior, las señales de los pulsos se modularon a una frecuencia de 20 Khz (RCA, 1971).(fig 82)

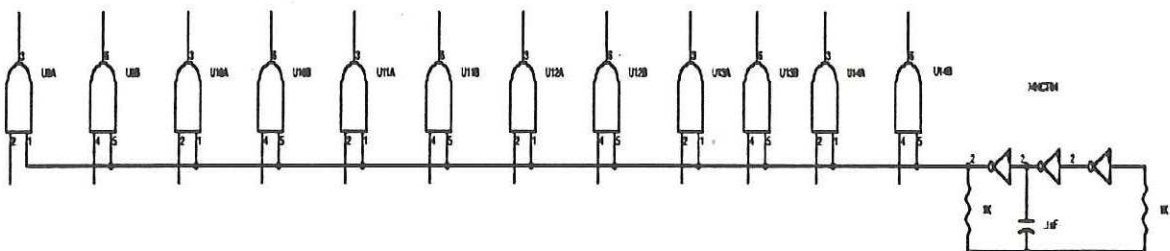


Fig 82. Modulación de los pulsos de disparo

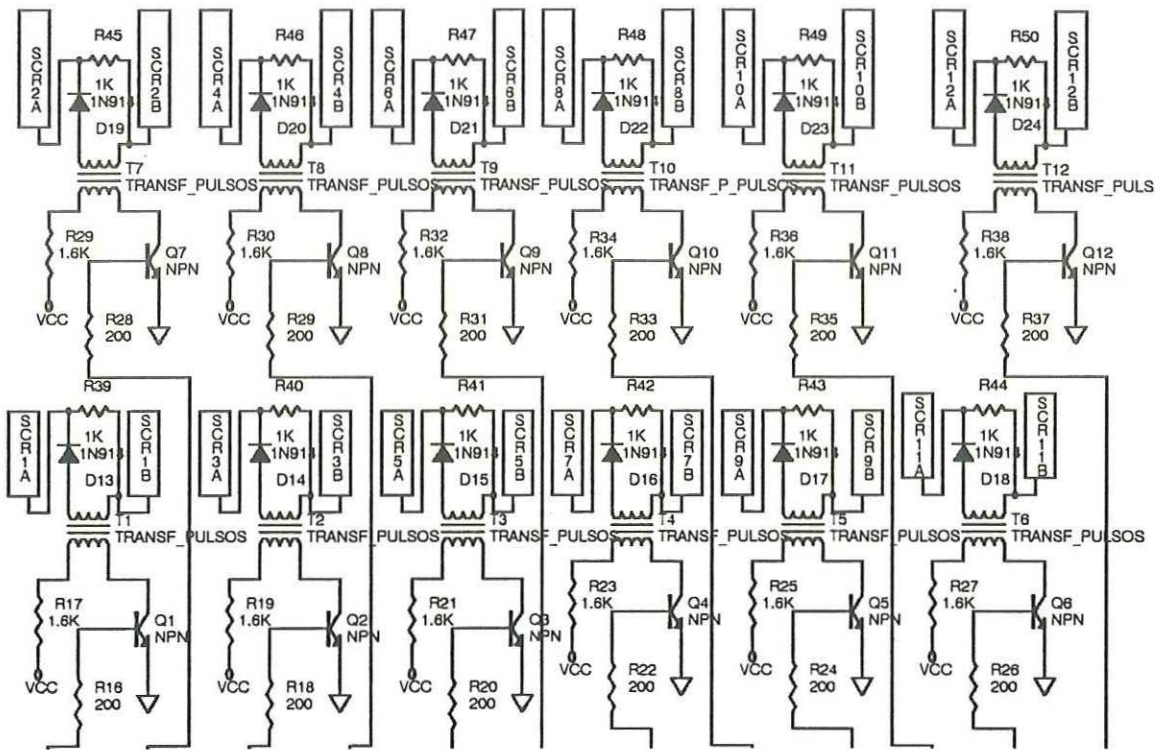


Fig 83. Transformadores de pulsos.

Se utilizan transformadores de pulsos (fig 83) como acoplamiento y aislamiento de los pulsos generados y los SCR's. Al utilizar estos transformadores se necesitan transistores que sirvan como amplificadores de los pulsos de salida de las compuertas Y. El diodo rectificador sirve para tener en las compuertas de los SCR's tensiones positivas.

El circuito total de esta tarjeta se muestra en la fig 84

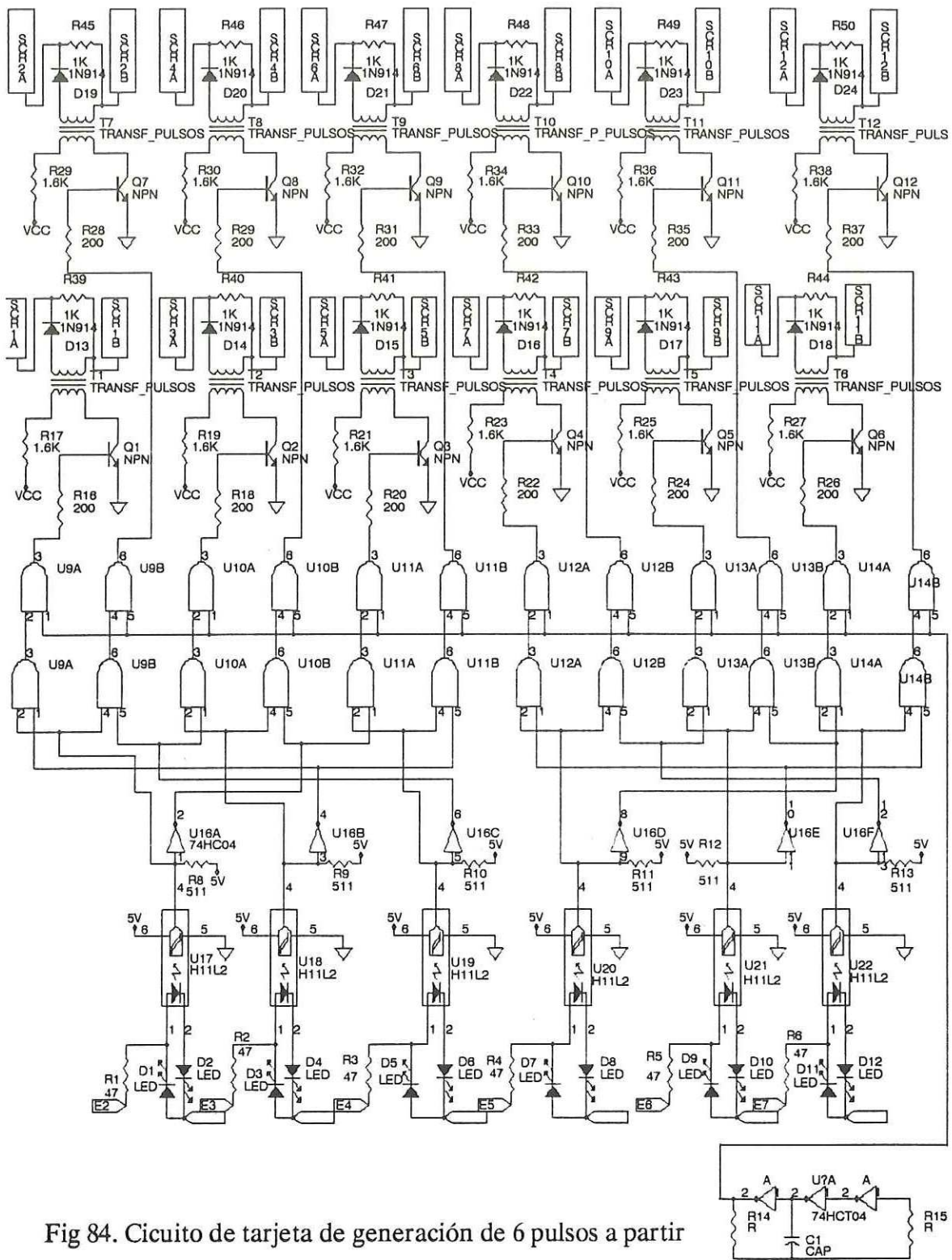


Fig 84. Circuito de tarjeta de generación de 6 pulsos a partir de 3 pulsos y disparo a los SCR's.

XIII. PUENTES CONVERTIDORES Y PROTECCIONES

Debido a que el sistema diseñado es un sistema de control con puente convertidor dual se necesitan dos puentes convertidores en antiparalelo y cada uno con su sistema de protección [(Liao y Lee, 1966), (Rice, 1967) y (Brown Boveri, 1977)] (fig 85).

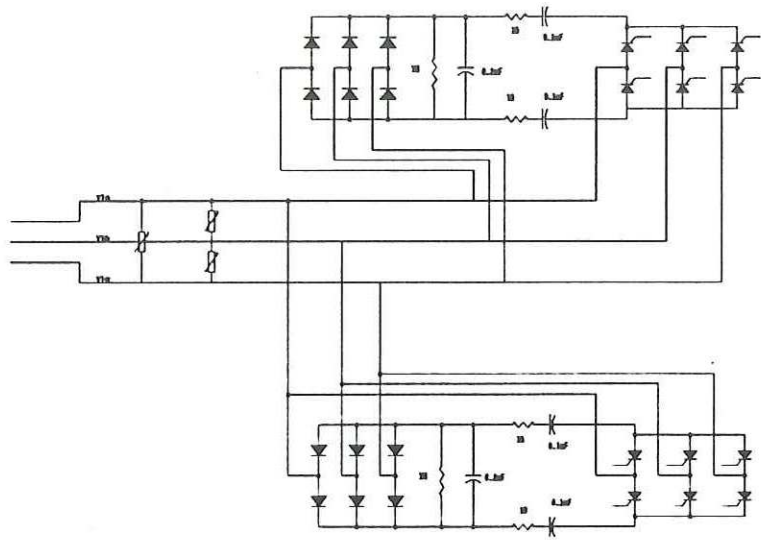


Fig 85. Puente convertidor dual con su sistema de protección.

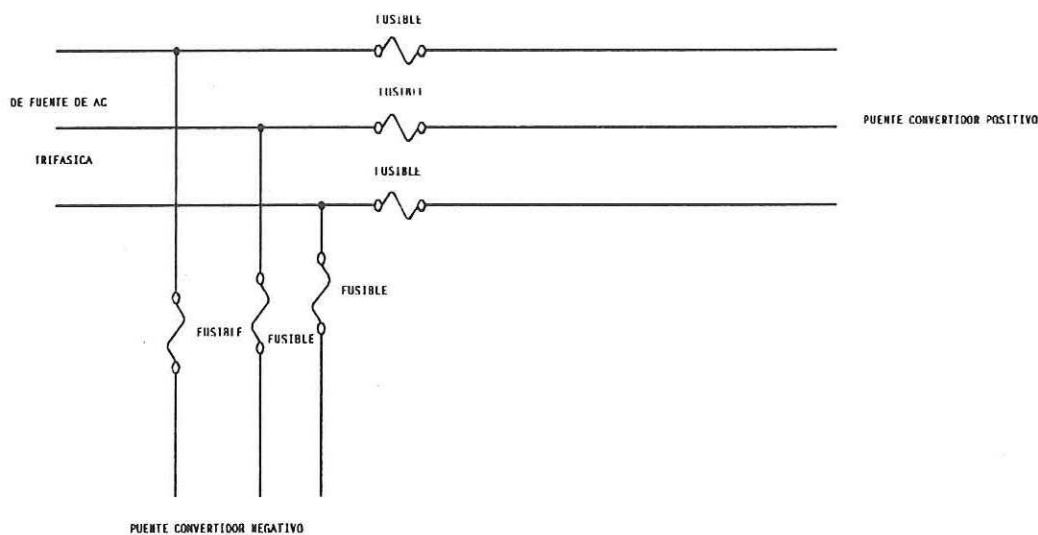


Fig 86. Circuito de protección con fusibles para el convertidor dual.

Puesto que la corriente nominal del motor es de 8 amps y su corriente permitida máxima es de 12 Amps, uno de los sistemas de protección serán fusibles en las líneas trifásicas cada puente, tal como se observa en la fig 86; el valor de los fusibles es de 10 Amps y su valor puede obtenerse con la ecuación 61(Gould Shawmut, 1981).

$$I_{fus} = I_{DC(m\acute{a}x)} * \sqrt{2/3} \quad (62)$$

Los SCR's tienen que tener mayor capacidad de conducción que los propios fusibles por lo que se escogieron los SCR's S6055W de TECCOR Electronics, cuya corriente pico máxima es de 55 Amps. La tensión pico máxima sin conducción es de 600 voltios, y la tensión inversa máxima es de 600 voltios.

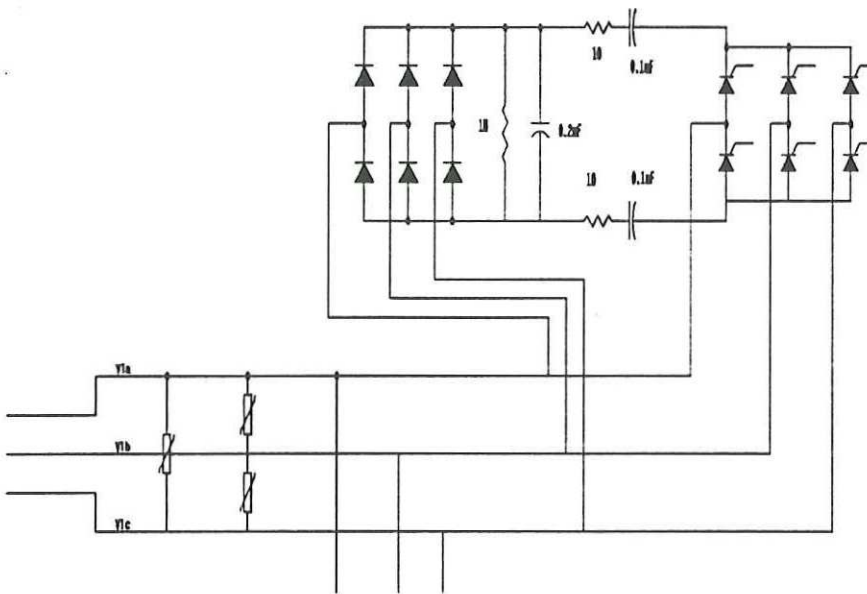


Fig 87. Sistema supresor de transitorios para proteger a los SCR's.

Se diseñó al sistema con dos tipos de supresores de transitorios, uno con dispositivos semiconductores de supresión de transitorios ZNR's, los cuales tienen muy buena característica de limitación de tensión y un tiempo de respuesta rápido (50 useg). Cuando están dentro de un sistema con ruido impulsivo, la curva característica de V - I es simétrica y bilateral, (P7094, 275 Vrms, 6500 Amp impulso de Panasonic). El otro

sistema supresor de transitorios es capacitivo. Este está diseñado para que la unidad pueda ser conectada a las líneas trifásicas sin necesidad de precauciones adicionales; al mismo tiempo sirve como una red de frenado (" snubber") para los SCR's, (fig 87).

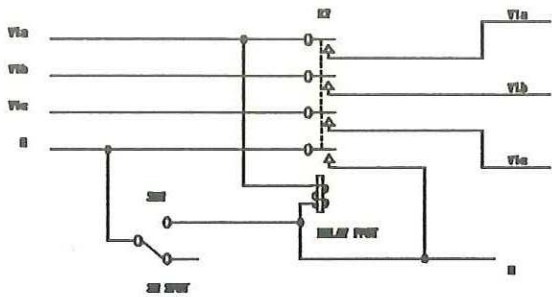


Fig 88. Interruptor general el cual alimenta a la tarjeta de sensores, a la tarjeta de disparo de los SCR's y a los SCR's

La fig 89 nos muestra al circuito completo con el circuito de encendido del sistema total.

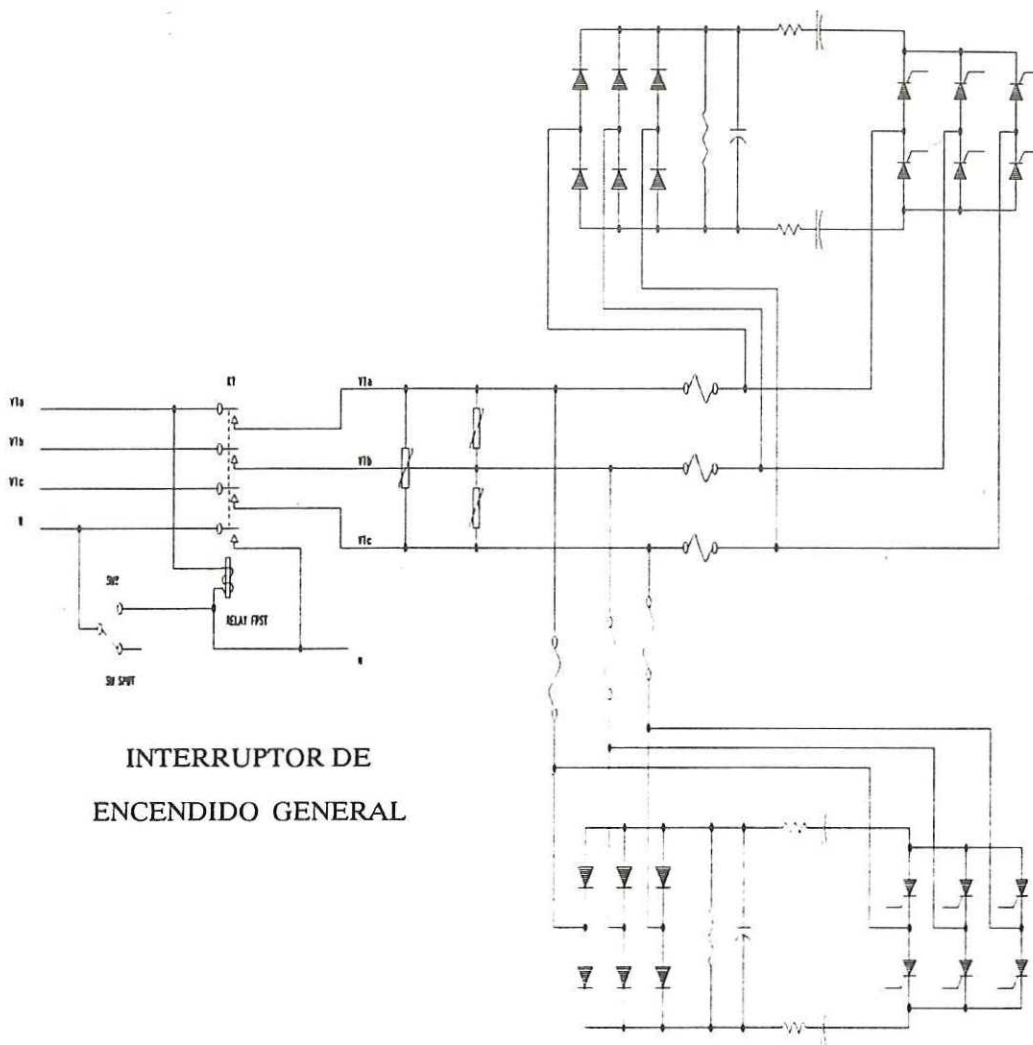


Fig 89. Circuito completo de protección del convertidor dual

XIV. TARJETA DEL MICROPROCESADOR Y TARJETA DE VISUALIZACION Y TECLADO

Para completar el módulo de control falta por mencionar la tarjeta del teclado y visualización, así como la tarjeta del microprocesador. La tarjeta del teclado y visualización utilizada dentro del sistema de control, fue la PROLOG 7303. La fig 90 nos muestra el diagrama a cuadros de esta tarjeta y en el apéndice del algoritmo de control se puede encontrar su programación.

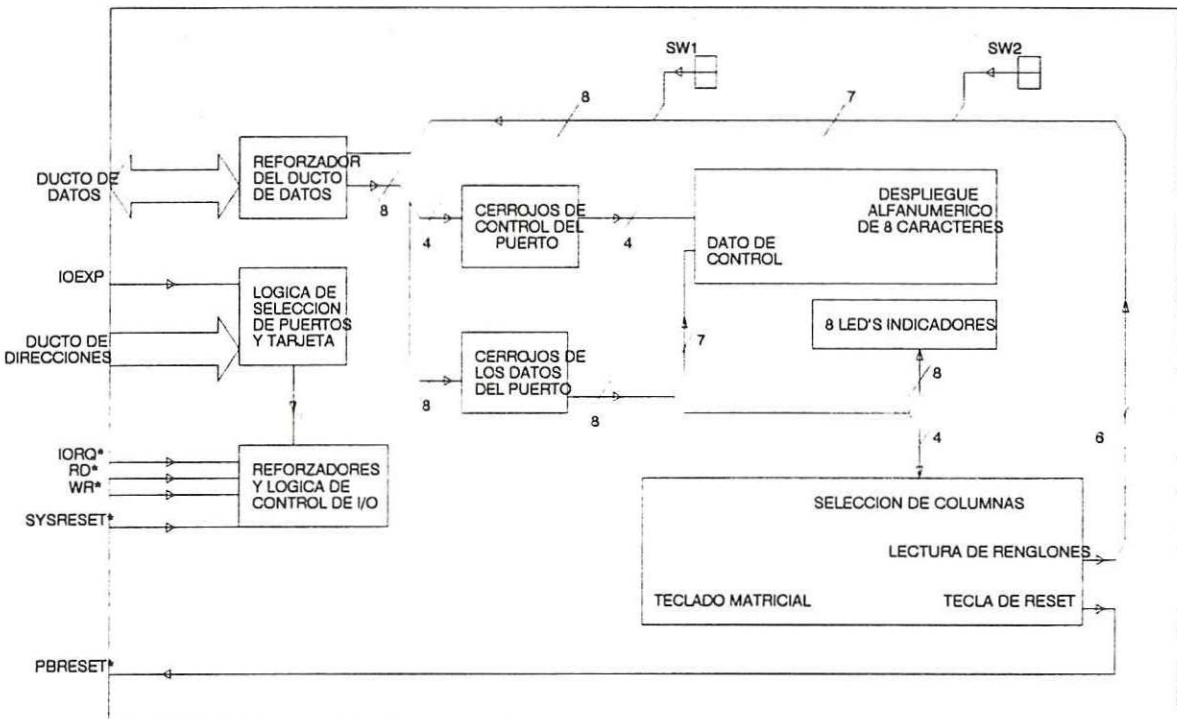


Fig 90. Tarjeta del teclado y visualización.

Para la tarjeta del procesamiento sólo podíamos optar por tres diferentes microprocesadores debido a que eran los únicos para los que se contaba con emuladores o evaluadores al comienzo de este trabajo: El microprocesador 8085 de INTEL, el cual es muy ineficiente en este sistema debido a los tiempos de procesamiento del algoritmo de control en donde se tienen multiplicaciones de 16 bits y divisiones de 32 bits/16bits ; este algoritmo debe ser ejecutado en menos de 5.55 mseg, el cual es el tiempo de muestreo

del sistema por diseñar. La otra opción es el 68HC11 que no hace divisiones de 32 bits, por lo que se escogió el 8088 de INTEL que hace todas estas operaciones. Este microprocesador se sustituyó con el V20 de NEC que es compatible con el 8088, pero que ejecuta un 40% más rápido las operaciones debido a que su ducto de datos interno es dual y el generador de direcciones no es por microcódigo, sino tiene registros temporales de 16 y 32 bits para acelerar las divisiones y multiplicaciones. La tarjeta del microprocesador utilizada en el sistema de control fue la PROLOG 7862. La fig 91 nos muestra un diagrama a cuadros de la tarjeta.

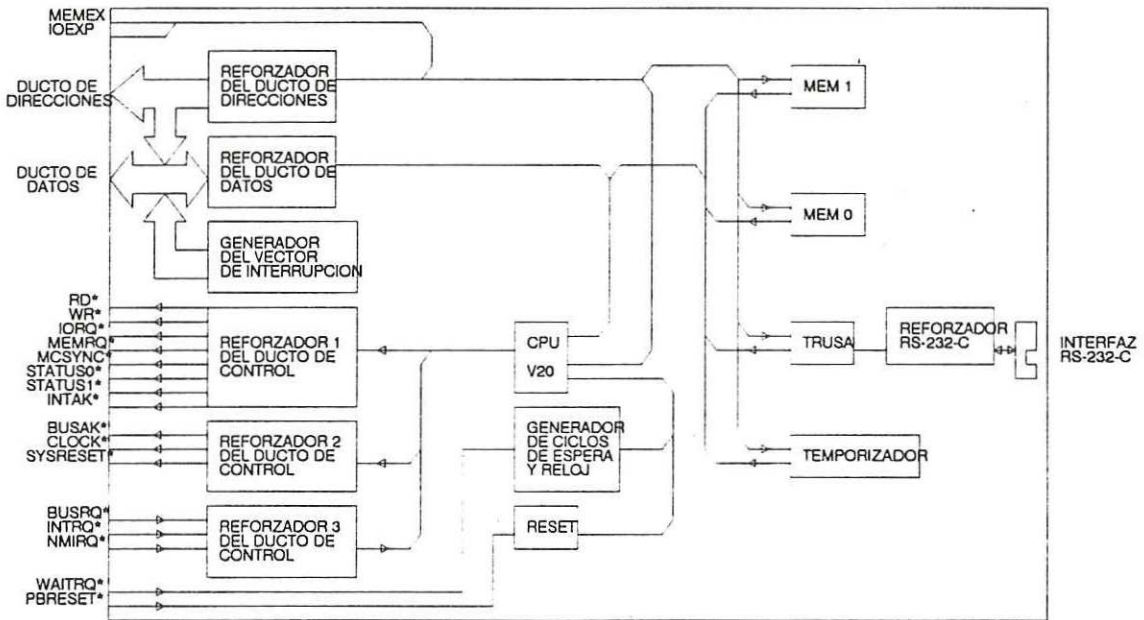


Fig 91. Tarjeta del microprocesador.

Debido a facilidad de trabajar con la herramientas de programación de una computadora PC compatible, decidí diseñar una interfaz entre el ducto PC y el ducto STD con un reloj de procesador de 8MHz máxima. El circuito de la fig 92 muestra el circuito para generar las señales necesarias del ducto STD a partir de las señales del ducto PC y la fig 93 nos muestra al circuito que recibe las señales en el ducto STD.

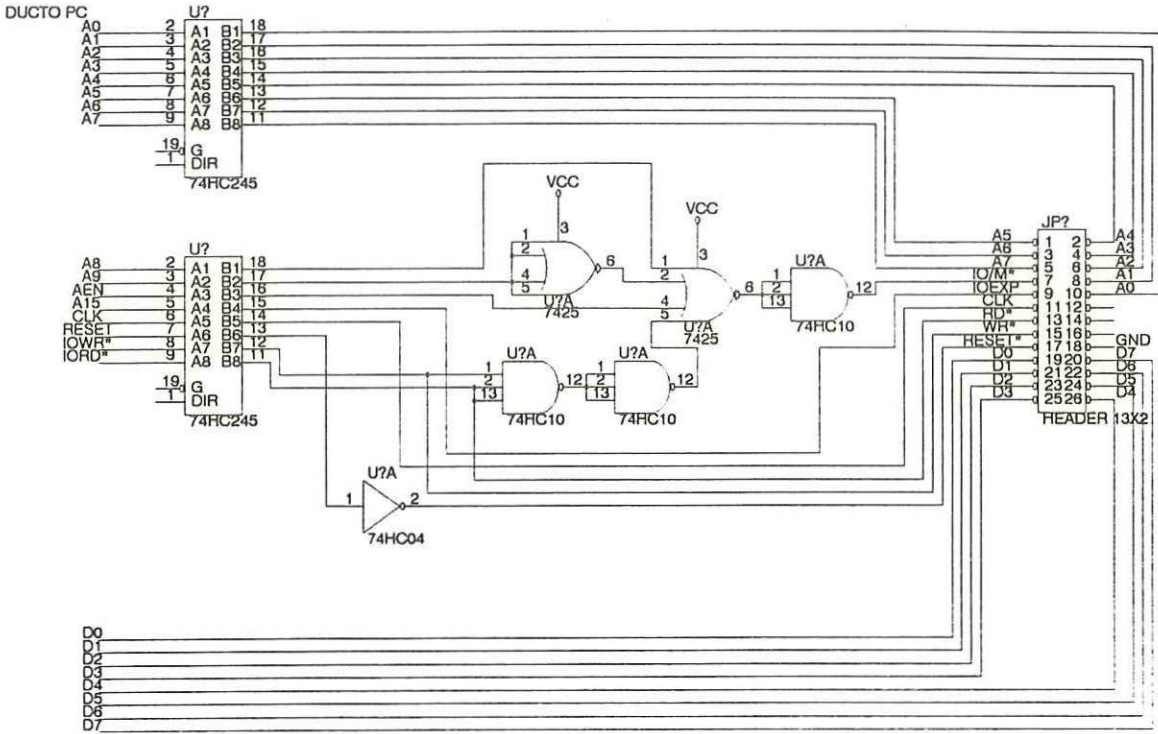


Fig 92. Circuito con señales necesarias del ducto PC para el ducto STD.

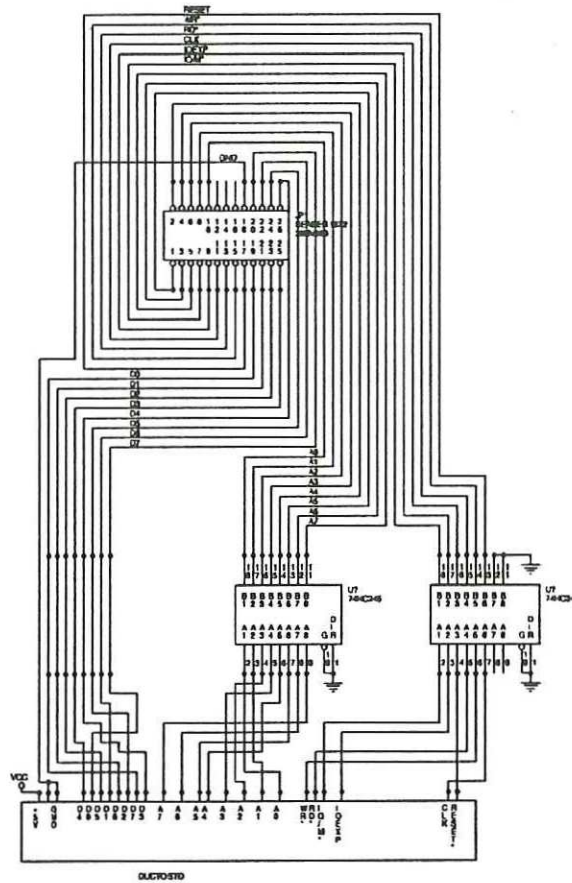


Fig 93. Circuito interfaz de las señales que vienen del ducto PC al ducto STD

Con estas tarjetas ya se puede trabajar al ducto STD con una computadora PC. El ducto STD se trabaja solo como puertos debido a que la tarjeta de interfaz con la PC se diseñó así, estos serán trabajados por la PC como 220 a 2EF mientras el ducto STD los trabajará como 20 a EF.

XV. FUENTES DE ALIMENTACION

Tanto el módulo de sensores y disparos a los SCR's como el módulo de control, necesitan fuentes de alimentación. La fuente de alimentación del módulo de control que es el que utiliza el ducto STD se muestra en la fig 94 y la fuente de alimentación del módulo de sensores y disparos a los SCR's se muestra en la fig 95

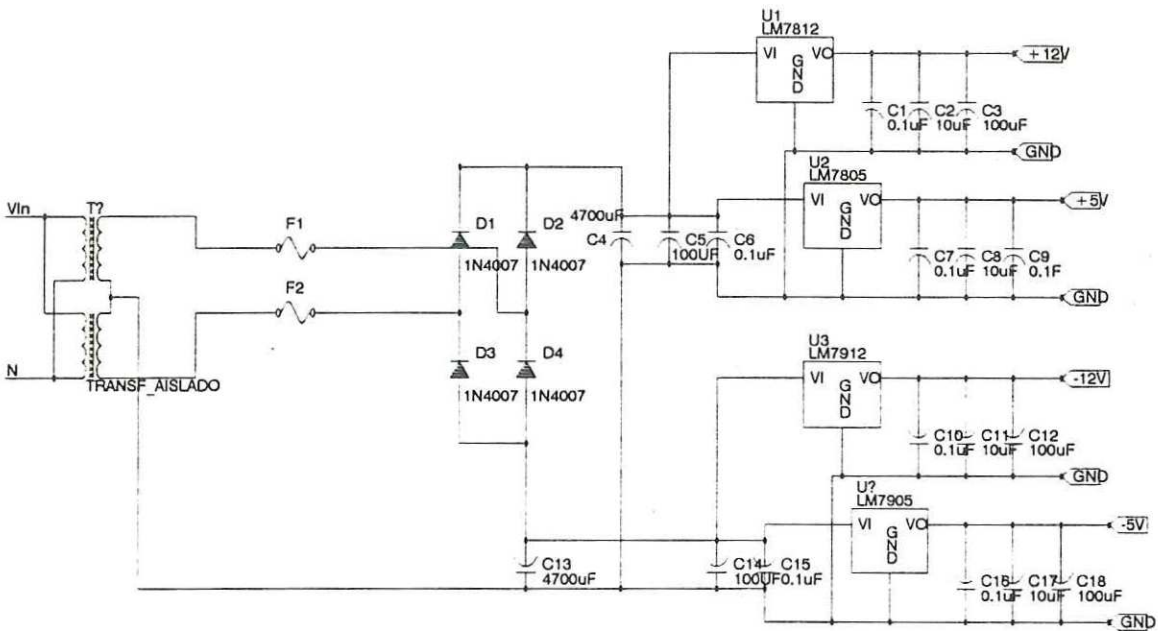


Fig 94. Fuente para el ducto STD.

En este sistema se utiliza un transformador trifásico, necesario por si el sistema de líneas trifásico está desequilibrado y para poder tener así una fuente confiable. Debido a que el transformador normalmente se consigue con dos devanados, se diseñó la fuente para que utilizara un devanado para alimentar el sistema de disparos de los SCR's (12 y 5 voltios), y el otro devanado para alimentar el sistema de sensores (± 18 y 5 voltios). Debido a que los devanados son de 12 voltios se utilizó el LT1072 de LINEAR TECHNOLOGY para la conversión de 15 Voltios a ± 25 voltios para después regularlos a ± 18 voltios y 5 voltios necesarios para esta tarjeta. Esta regulación a ± 18 voltios es

necesaria porque el rizo es muy grande en la conversión a -25 voltios .

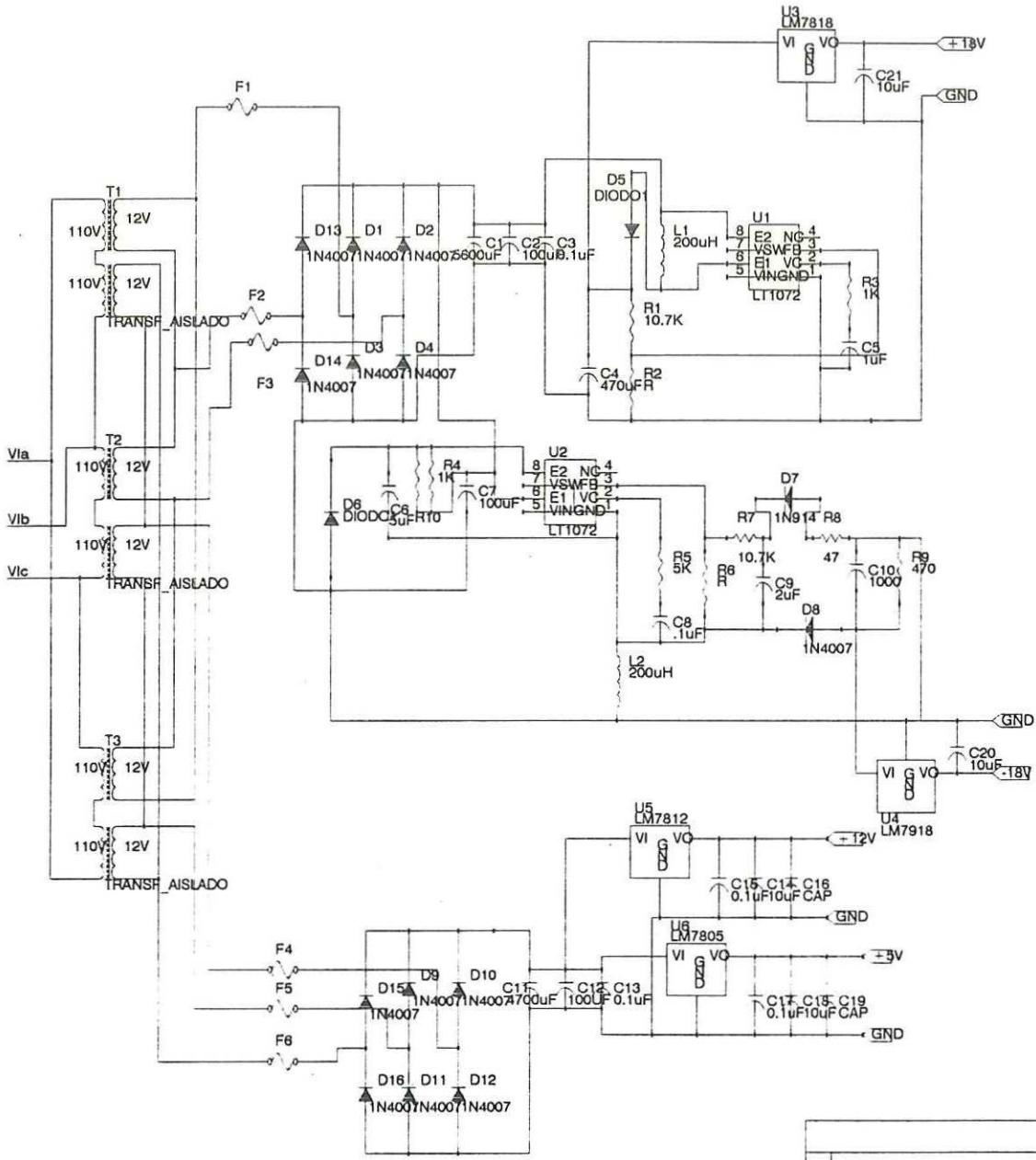


Fig 95. Fuente de alimentación del módulo de sensores y disparo a los SCR's.

Otra fuente de alimentación necesaria es la fuente para el campo del motor, que se diseñó con un autotransformador tal como se muestra en la fig 96.

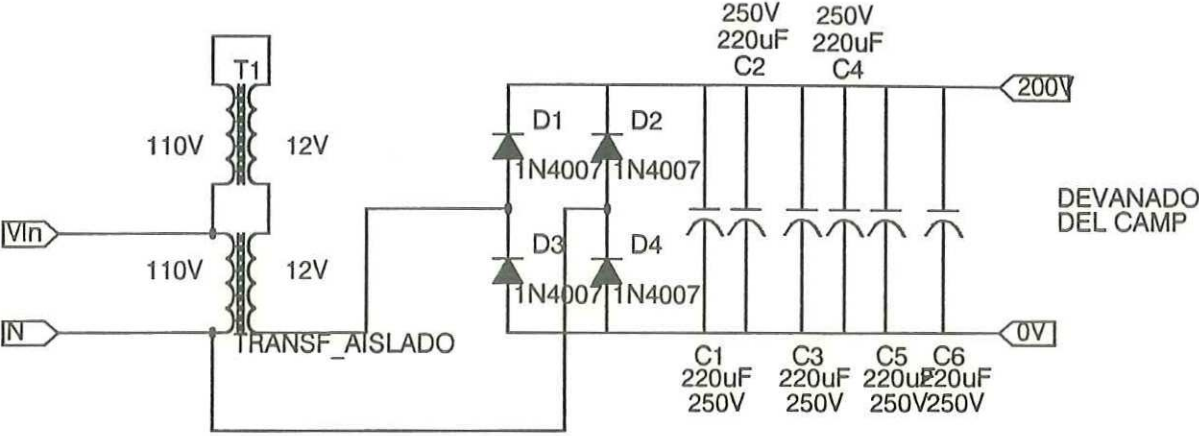


Fig 96. Fuente de alimentación para el devanado del campo del motor.

Hay que mencionar que se hicieron circuitos impresos de todas las tarjetas diseñadas que pueden ser encontradas en el apéndice de impresos.

XVI. RESULTADOS

Antes de presentar los resultados, primero hablaremos de la obtención experimental de las curvas de tensión, corriente y velocidad con respecto al ángulo de disparo de los SCR's. Este sistema experimental necesita una fuente regulada de corriente para alimentar un motor que está acoplado al motor por estudiar, en forma tal de presentarle una carga constante. La fuente de corriente se diseñó como se observa en la fig 97. Con ella se obtiene la corriente máxima de 6 amperes para el motor de carga con todo el potenciómetro abierto. Con el potenciómetro se reduce la tensión aplicada a los operacionales para obtener menores corrientes. Se obtuvieron en esta forma 10 curvas con 10 valores de corriente diferente, cada una de ellas son con incrementos de corriente de $\frac{2}{3}$ amperes..

Las curvas del estudio teórico se presentan en este capítulo no como una forma de comparación numérica con las curvas obtenidas experimentalmente, sino como un sistema de comparación de sus formas. Uno de los problemas que se encontró, fue que los parámetros se encontraron en una zona de lo más no lineal tanto del motor como de los puentes convertidores con SCR's. El porqué no se puede comparar numéricamente las curvas, es que en el sistema de simulación los valores de los parámetros son válidos solamente alrededor de los puntos de operación en el cual fueron encontrados y no en un margen tan grande como el de las curvas reales.

Al hacer estas comparaciones de las curvas uno puede concluir que existe un defasamiento de las curvas reales con las ideales de aproximadamente 10° y además que

en el modelo matemático el motor se presenta al puente convertidor como una resistencia más que como un sistema inductivo.

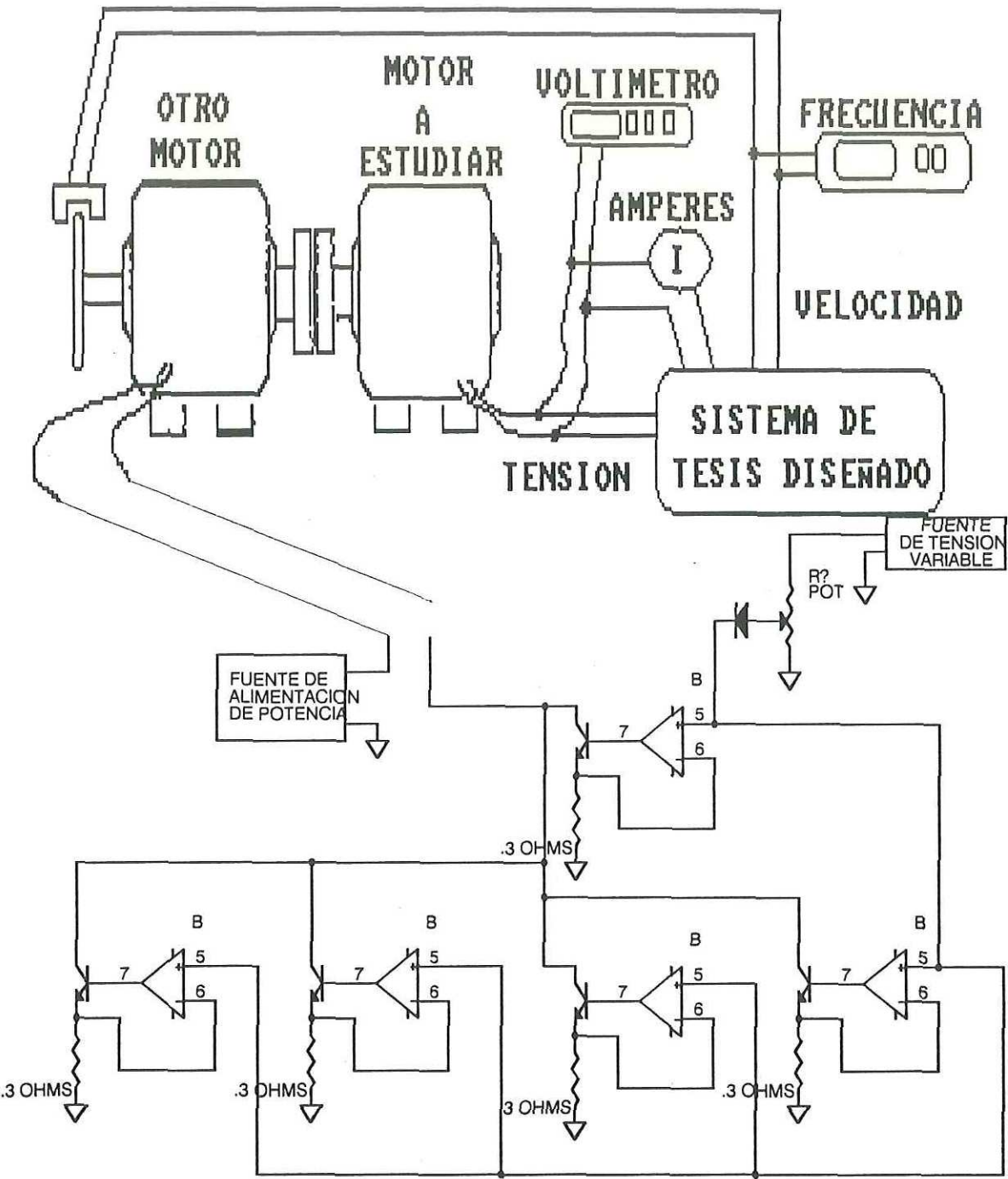


Fig 97. Fuente de corriente regulada de potencia.

Otra prueba que se hizo en simulación con la tarjeta del DSP32, fué observar

que al comparar las formas de onda de la variable de la tensión a la salida del convertidor trifásico con respecto al tiempo en un osciloscopio y las formas de onda de la tensión a la salida del convertidor trifásico real fueron muy similares

Las figuras 98, 99 y 100 nos muestran las curvas de corriente, tensión y velocidad cerca de las zonas no lineales del sistema, alimentados con puentes de SCR's en tanto que las figuras 101, 102 y 103 nos muestran las curvas de corriente, tensión y velocidad en todo el intervalo de ángulos de disparo, hasta obtener el máximo valor de tensión del motor.

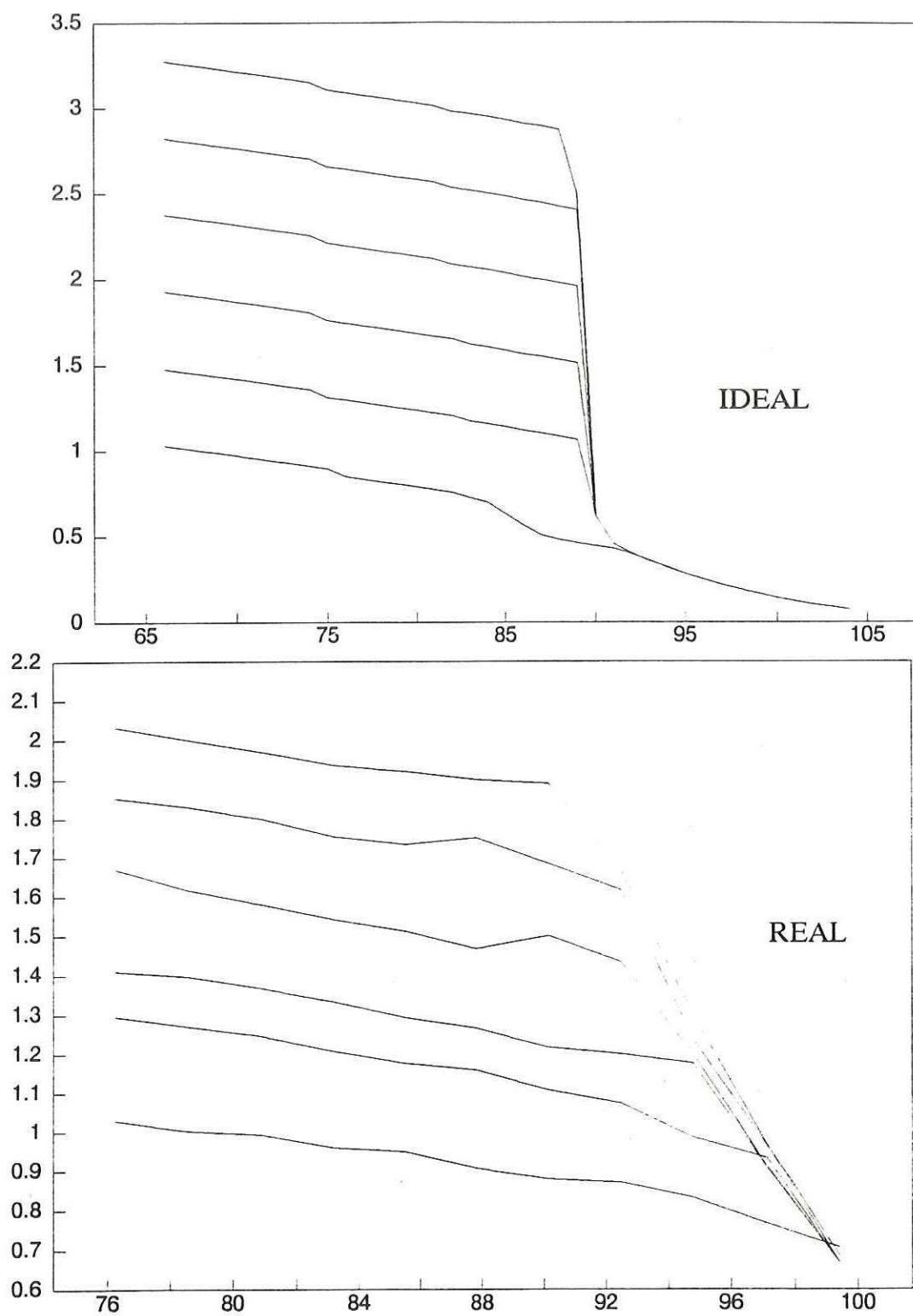


Fig 98. Curva de corriente ideal y real

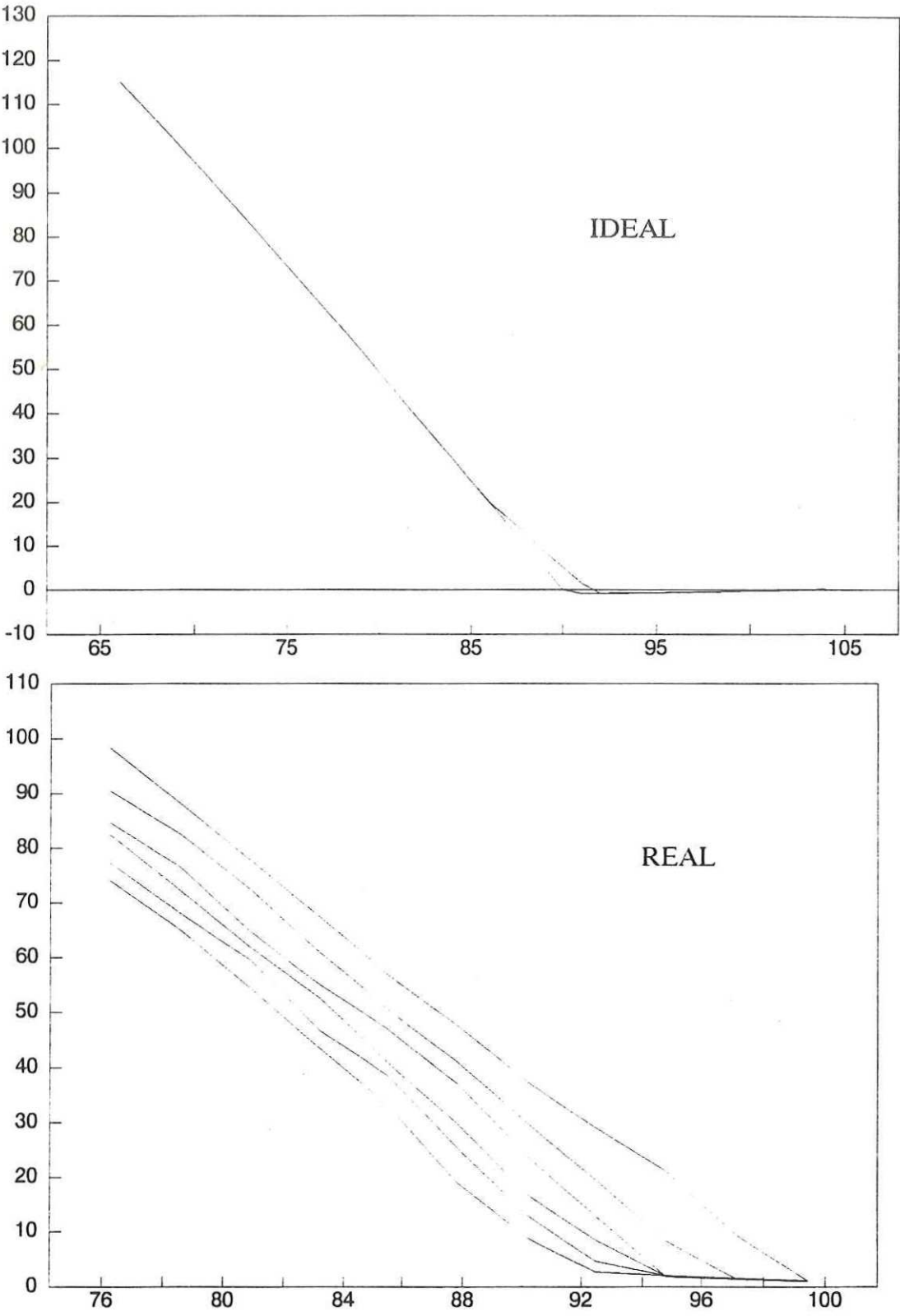


FIG 99. CURVA DE TENSION IDEAL Y REAL

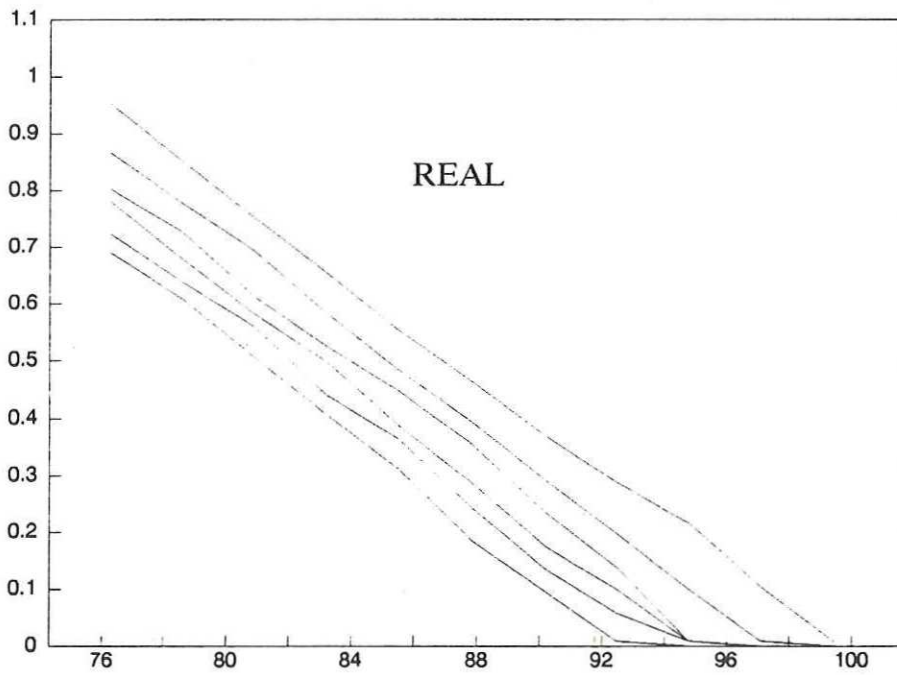
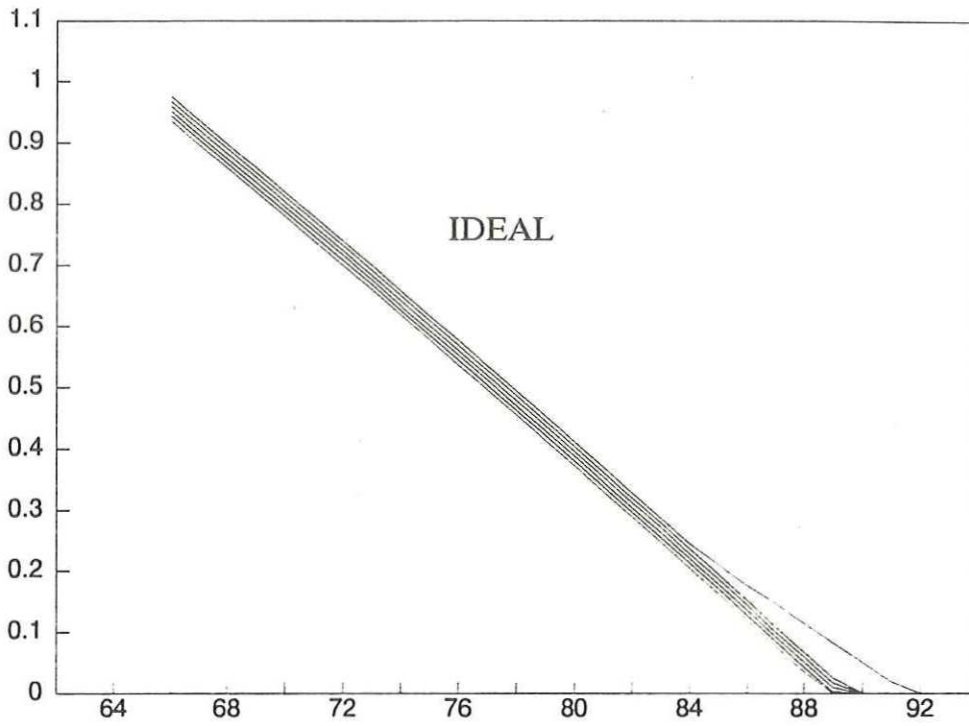


FIG 100.. CURVA DE VELOCIDAD IDEAL Y REAL

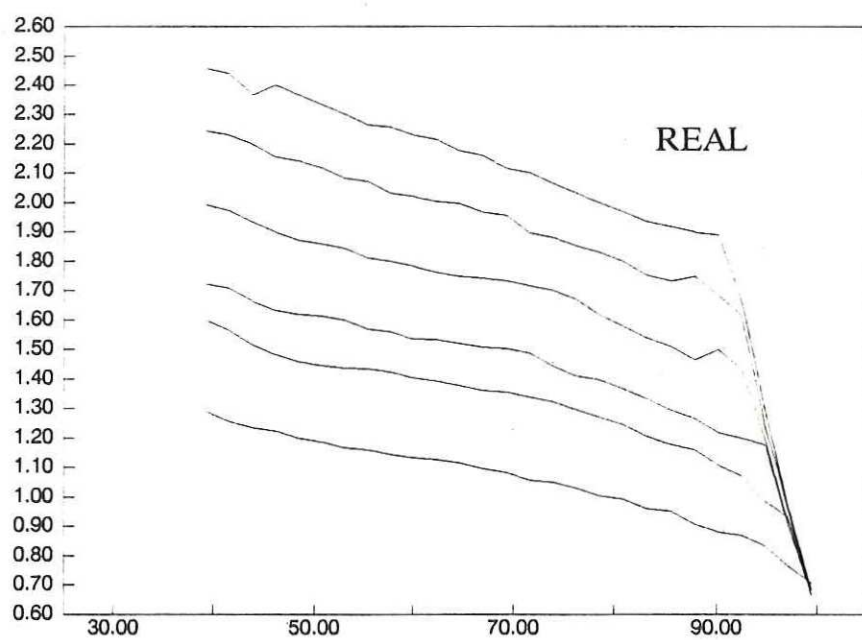
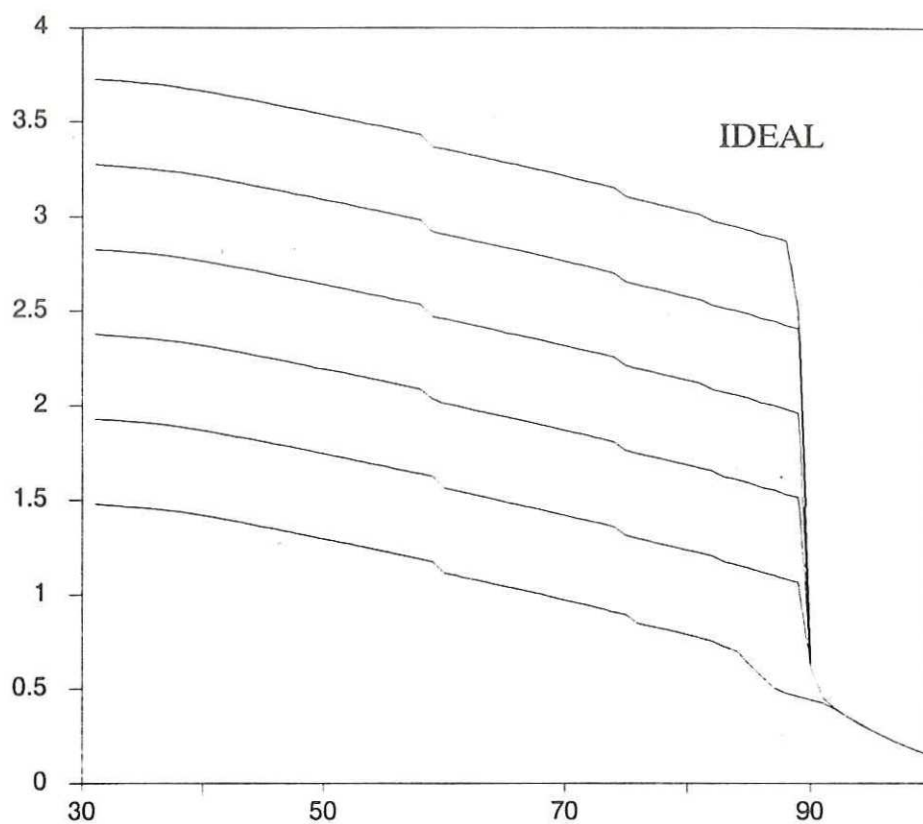


FIG 101. CURVA DE CORRIENTE IDEAL Y REAL

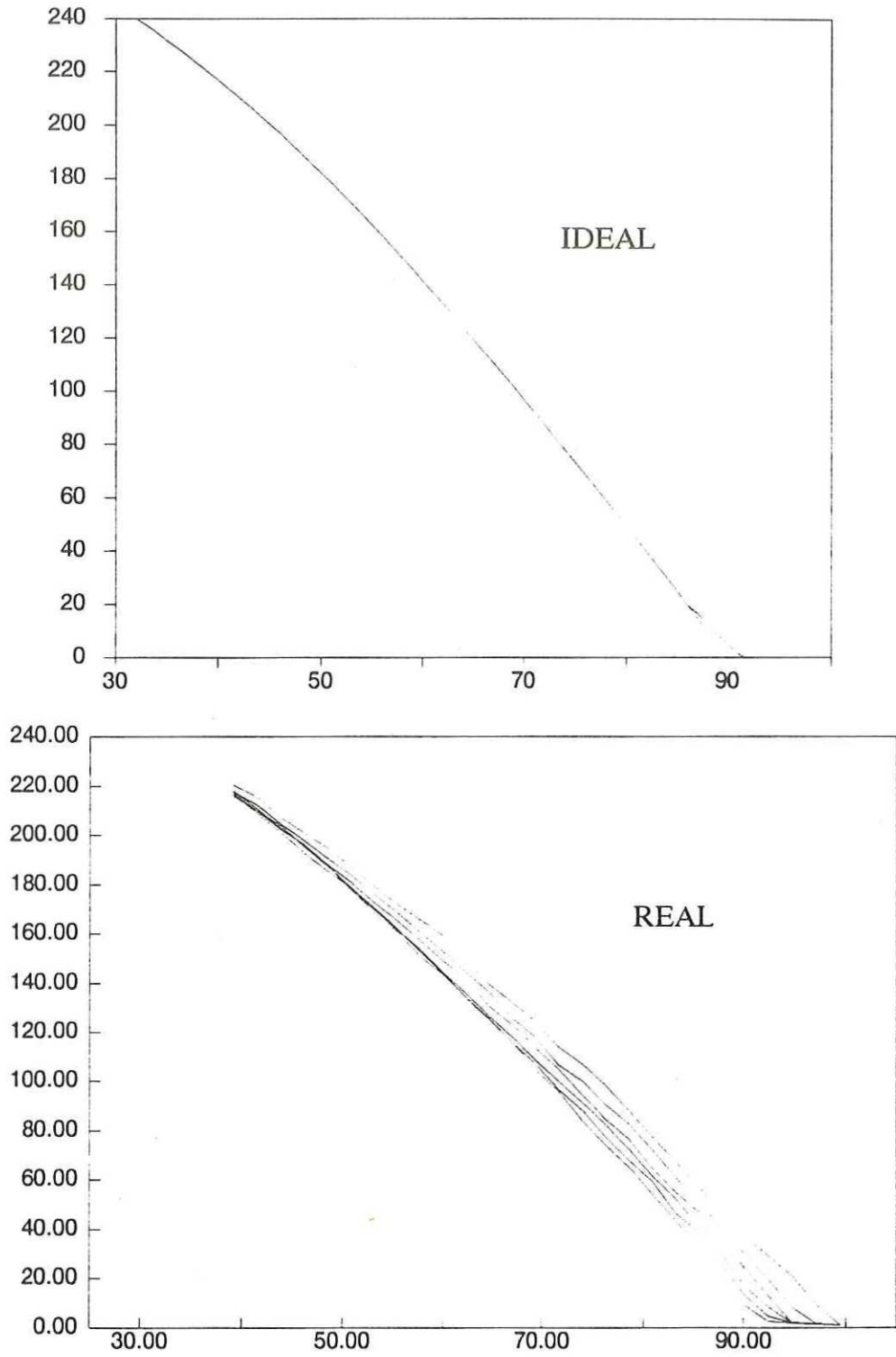


FIG 102. CURVA DE TENSION IDEAL Y REAL

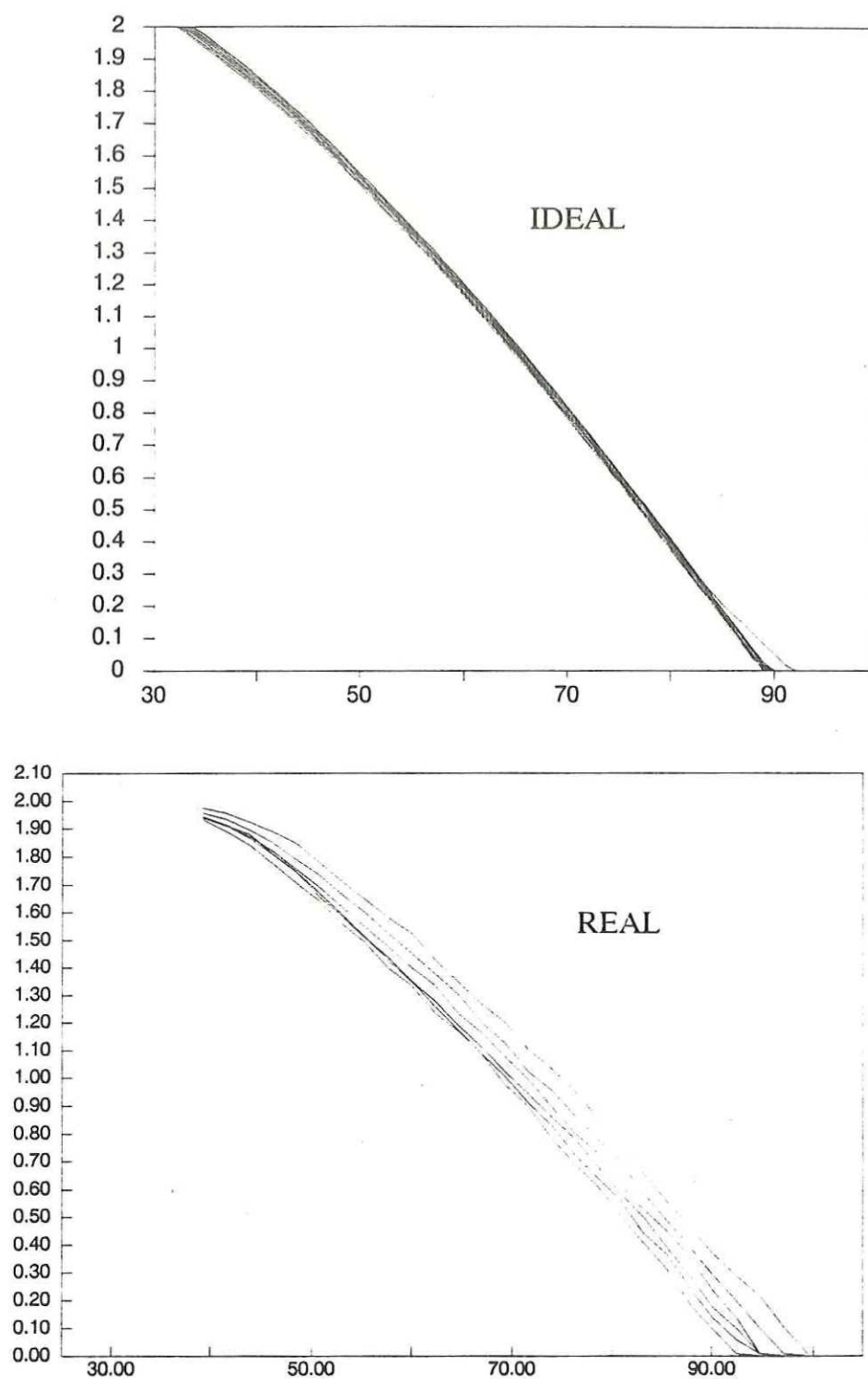


FIG 103.. CURVA DE VELOCIDAD IDEAL Y REAL

XVII. ALGORITMO DE CONTROL

En el capítulo de sistemas de control de velocidad se mencionó una estructura de control con retroalimentación no lineal como el que se muestra en la fig 104.

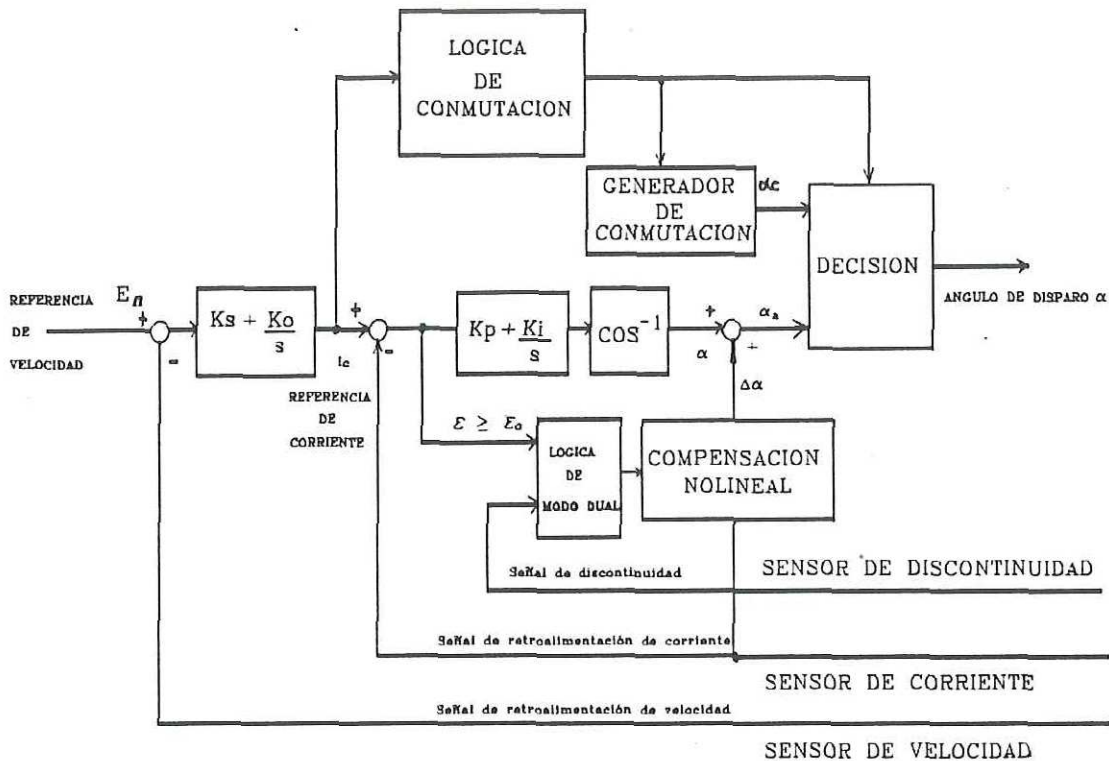


Fig 104. Estructura de control con retroalimentación no lineal.

El sistema de control de esta tesis se basó en esta idea, excepto que no se calcula el coseno inverso y tampoco se agrega el $\Delta\alpha$. La diferencia estriba en que se retroalimenta la velocidad y la corriente y con las curvas de velocidad-corriente-par que se obtuvo en la forma que vimos en el capítulo anterior, se encuentra el par aplicado al motor. Con este par, con el voltaje necesario calculado y con las curvas de voltaje - par - ángulo de disparo que también se determinaron en el capítulo anterior, se encuentra el ángulo de disparo necesario. Esta estructura se muestra en la fig 105. En esta estructura

se agrega un sistema de oscilación que dentro del sistema funcionará como escalones de corriente a la entrada del sistema de control de corriente y escalones de velocidad en el sistema de control de velocidad, esto para la sintonización del sistema de control de corriente y del sistema de control de velocidad, con lo cual ajustando las ganancias del controlador se encuentra la respuesta al escalón deseada

El programa del algoritmo de control completo se divide en dos partes, la primera corresponde a cuando el sistema de barrido de teclado y visualización se encuentra en un ciclo cerrado, y nos sirve para cambiar los parámetros de control. Este programa se muestra más adelante. Se puede salir del ciclo de barrido de teclado por medio de una interrupción al microprocesador, por el tiempo de muestreo, con la cual ejecuta el segundo programa que es propiamente el algoritmo de control. El tiempo de muestreo mínimo del sistema es de 2.77 mseg debido a que éste es el tiempo de conmutación de un par de SCR's. Esto es, en un ciclo de 16.66 mseg (60 Hz) existen 6 conmutaciones en el puente de conversión trifásico.

El tiempo de muestreo máximo es de 7 mseg que es un décimo del tiempo de la constante eléctrica del motor. Para el sistema se escoge el tiempo de muestreo de 5.55 mseg.

Los dos programas en ensamblador del algoritmo de control pueden encontrarse en el apéndice K.

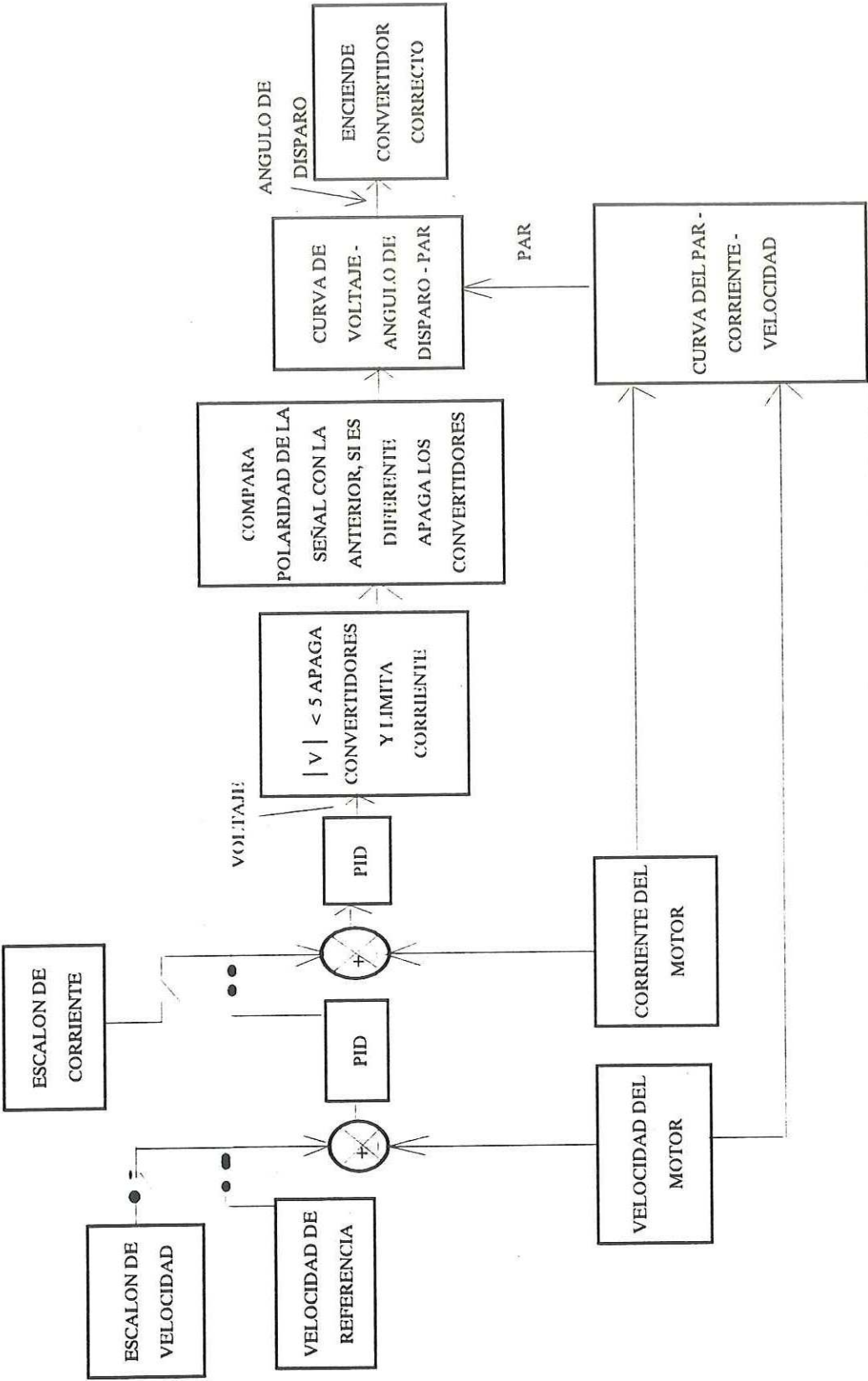


Fig 105. Estructura de control de velocidad del motor de la tesis.

Programa del teclado y visualización, el cual nos sirve para cambiar los parámetros del sistema de control y la visualización de estos.

Este programa barre las teclas que se encuentran en la primera columna del teclado y si se detecta alguna tecla oprimida entonces pone en el visualizador cual fue la tecla oprimida, esta puede ser de incremento, de decremento o de solo visualización del parámetro que será escogido con la siguiente tecla, la cual puede ser; oscilación de corriente, constante proporcional de corriente 1, constante derivativa de corriente, constante integral de corriente, constante proporcional de corriente 2, oscilación de velocidad, constante proporcional de velocidad 1, constante derivativa de velocidad, constante integral de velocidad, constante proporcional de velocidad 2, todas estas teclas también son barridas para encontrar cual fue oprimida y el programa pone el valor en la memoria del algoritmo de control y también pone su valor en el visualizador.

Se hace una interrupción en cada tiempo de muestreo, esto es cada 5.55 mseg y en cada interrupción se ejecuta el programa del algoritmo de control.

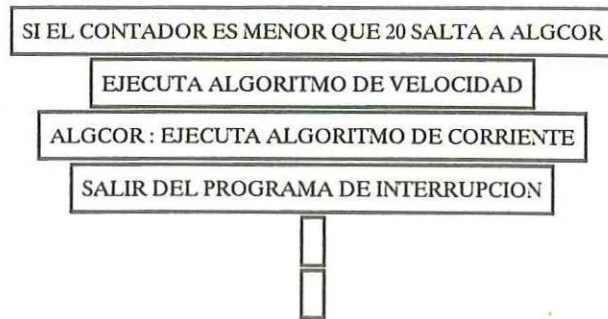
Este programa se divide en dos partes, el primero es la parte de control de velocidad, el cual puede ser ejecutado en un tiempo de muestreo diferente al de los 5.55 mseg del tiempo de muestreo de corriente y la segunda parte es el control de corriente.

El programa siguiente es en el que se escoge un tiempo de muestreo de velocidad diferente que el de corriente, pero siendo un múltiple del tiempo de muestreo de corriente.

COMIENZO DEL PROGRAMA CUANDO OCURRE LA INTERRUPCION

INCREMENTA CONTADOR

COMPARA SI CONTADOR ES MAYOR QUE 20 EL CUAL REPRESENTA UN TIEMPO DE MUESTREO DE 111 MSEG



La fig 106 nos muestra en diagrama de cuadros el algoritmo proporcional, integral, derivativo, que se utiliza en los lazos de velocidad y de corriente (Franklin et al, 1991).

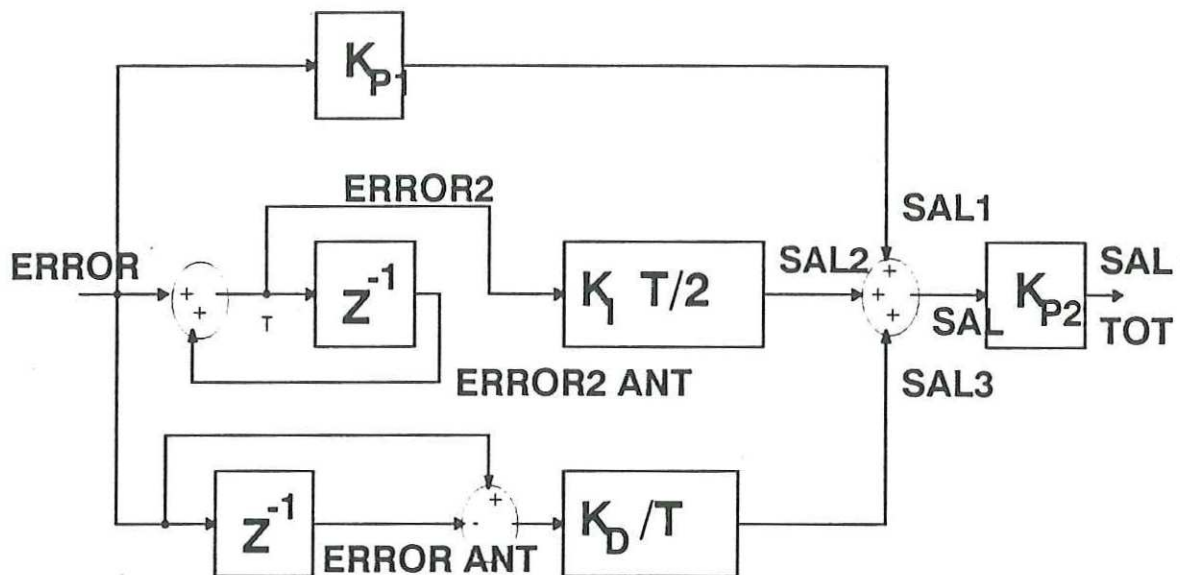
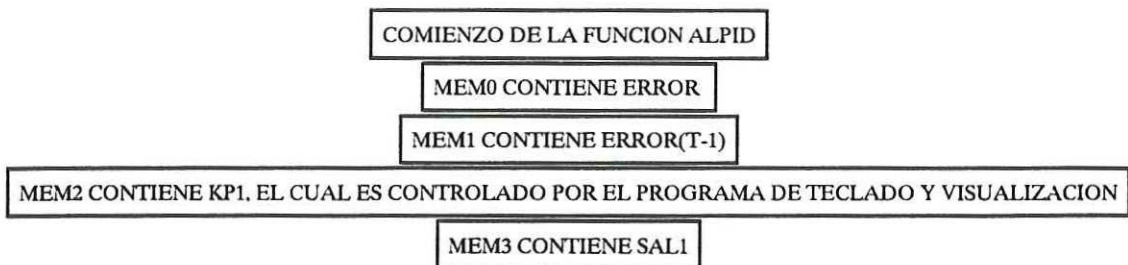
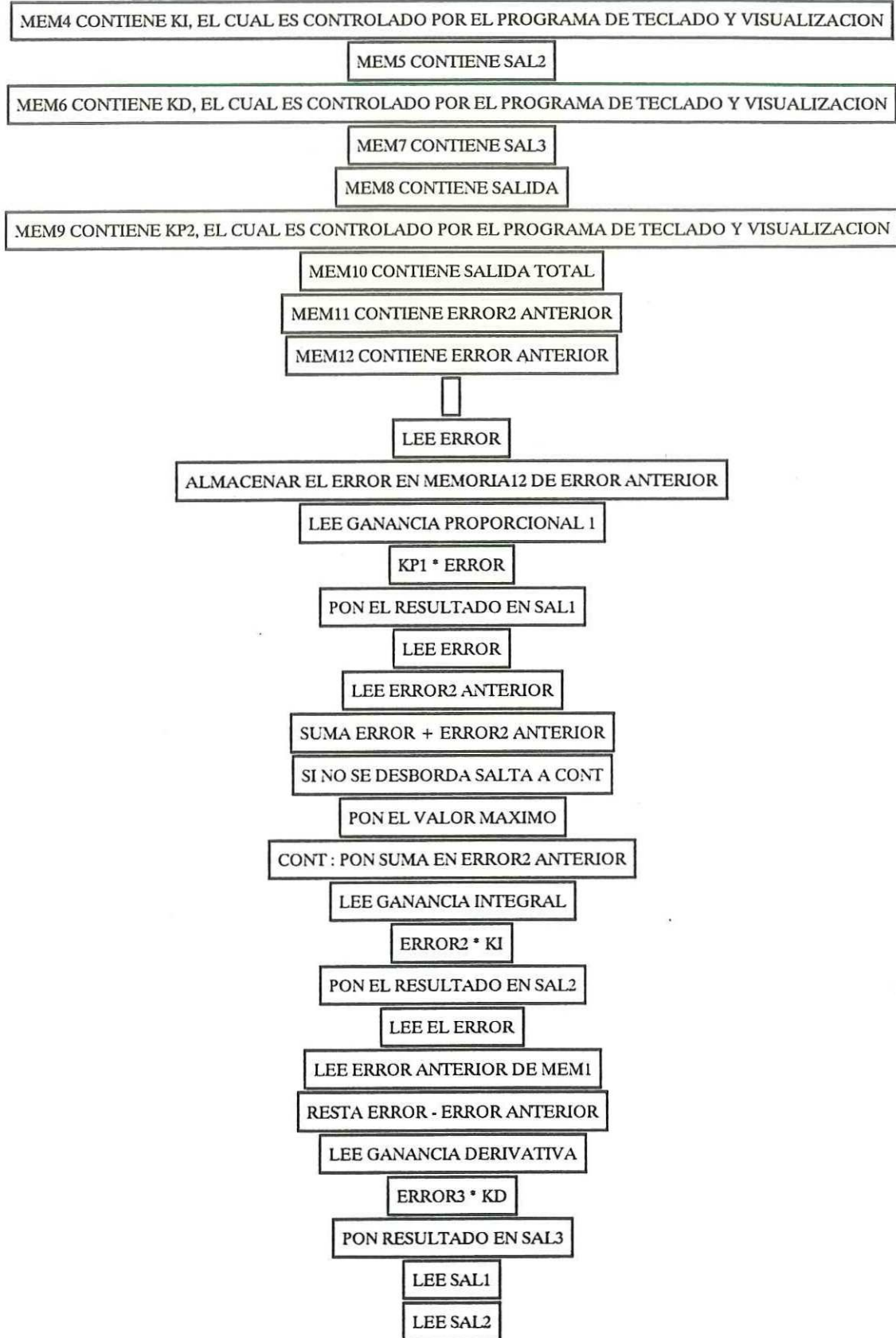


Fig 106. Control proporcional, integral derivativo.

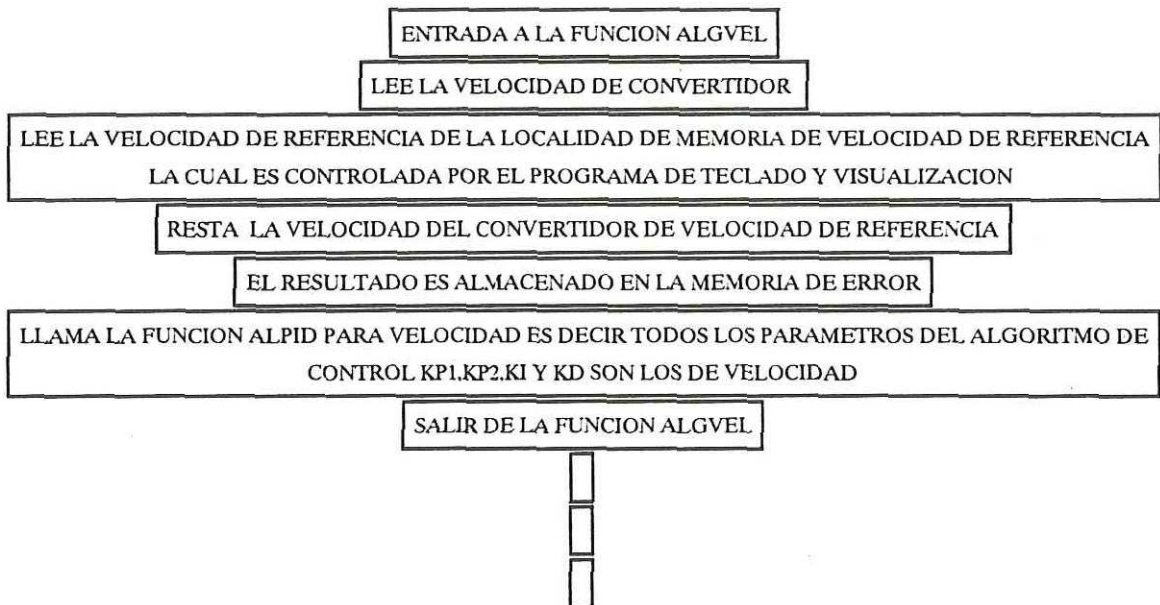
El programa tiene 13 memorias que sirven para almacenar las variables, que junto con el programa puede verse a continuación.







El siguiente programa es el programa de la función del algoritmo de velocidad



Antes de continuar con los siguientes programas hay que recordar que los puentes convertidores no pueden trabajar al mismo tiempo, por lo que se tienen que apagar los puentes convertidores cuando se necesite corrientes de signo contrario al de trabajo normal en ese instante.

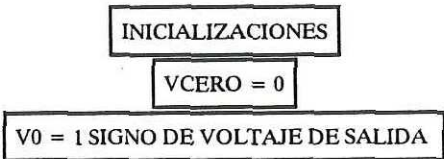
La tabla II nos muestra los apuntadores que se utilizan en el programa del algoritmo de control de corriente que nos ayudó saber cual de los convertidores se tiene que encender y si es necesario el conmutar convertidor o dejar el mismo

Tabla II. Apuntadores del estado de los convertidores

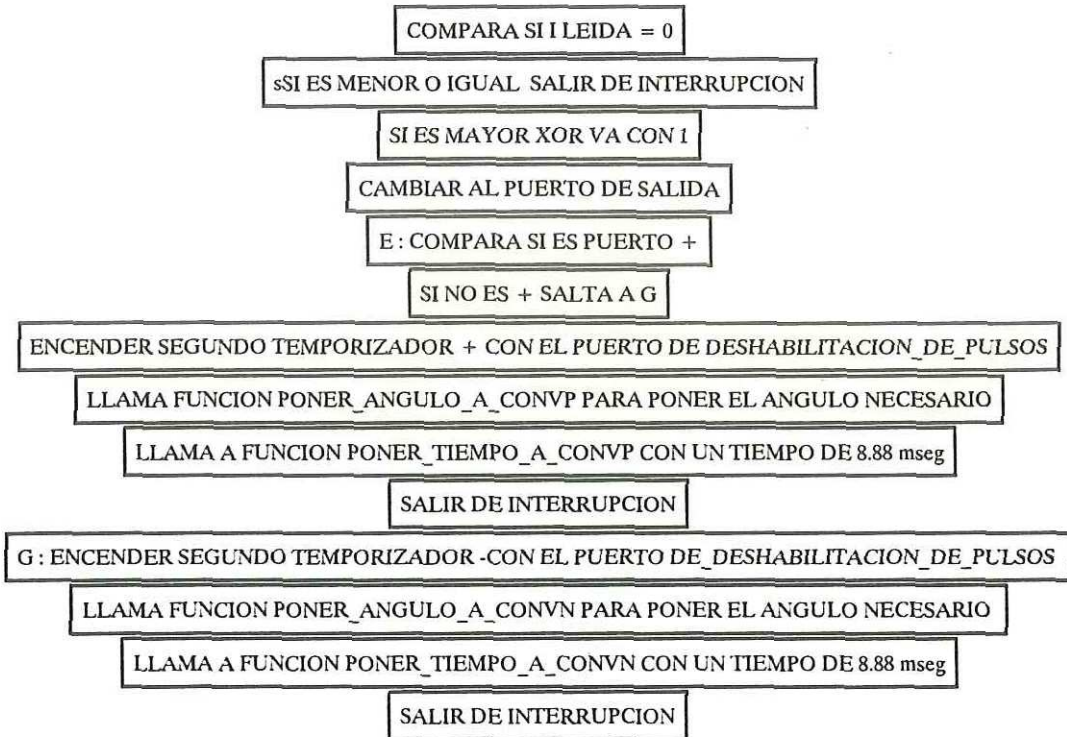
APUNTADORES				
VCERO V0 VA				
V DESEADO < 5	1	X	X	APAGAR LOS DOS CONVERTIDORES
V DESEADO +	VA + 0	1	1	DEJAR EL MISMO CONVERTIDOR +
V DESEADO -	VA + 0	0	1	APAGAR LOS DOS CONVERTIDORES
V DESEADO +	VA - 0	1	0	APAGAR LOS DOS CONVERTIDORES
V DESEADO -	VA - 0	0	0	DEJAR EL MISMO CONVERTIDOR -

Al ejecutar la operación lógica O exclusivo con los apuntadores V0 y Va, se encuentra si es necesario el apagar los convertidores o seguir operando con el mismo.

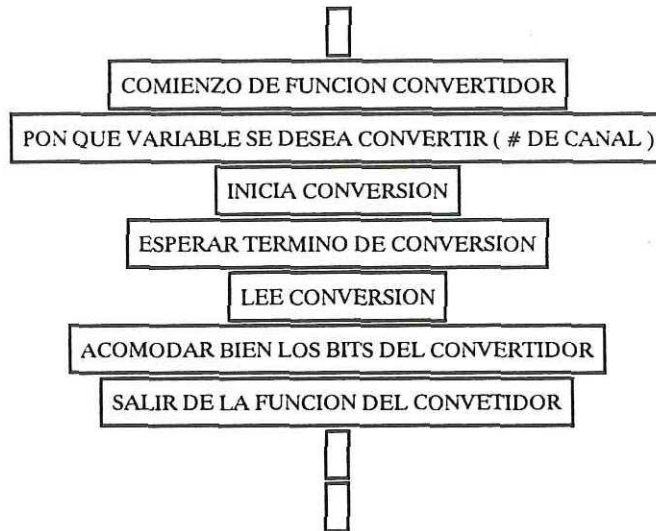
El siguiente programa ejecuta el algoritmo de control de corriente, el primer bloque son las inicializaciones las cuales deben estar con las inicializaciones del programa principal.





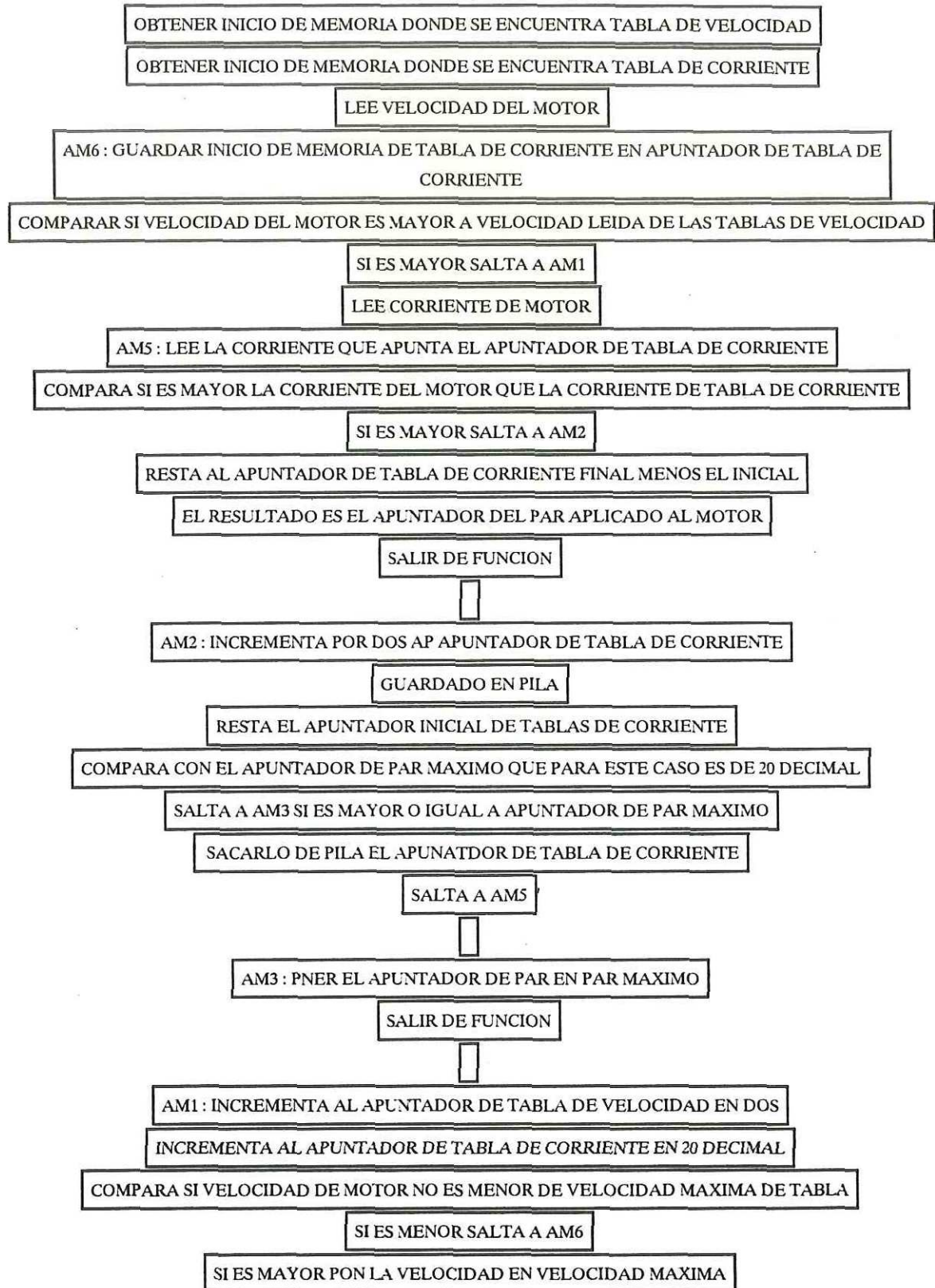


El siguiente programa es el programa de llamado de la función del convertidor analógico digital para leer las variables del sistema



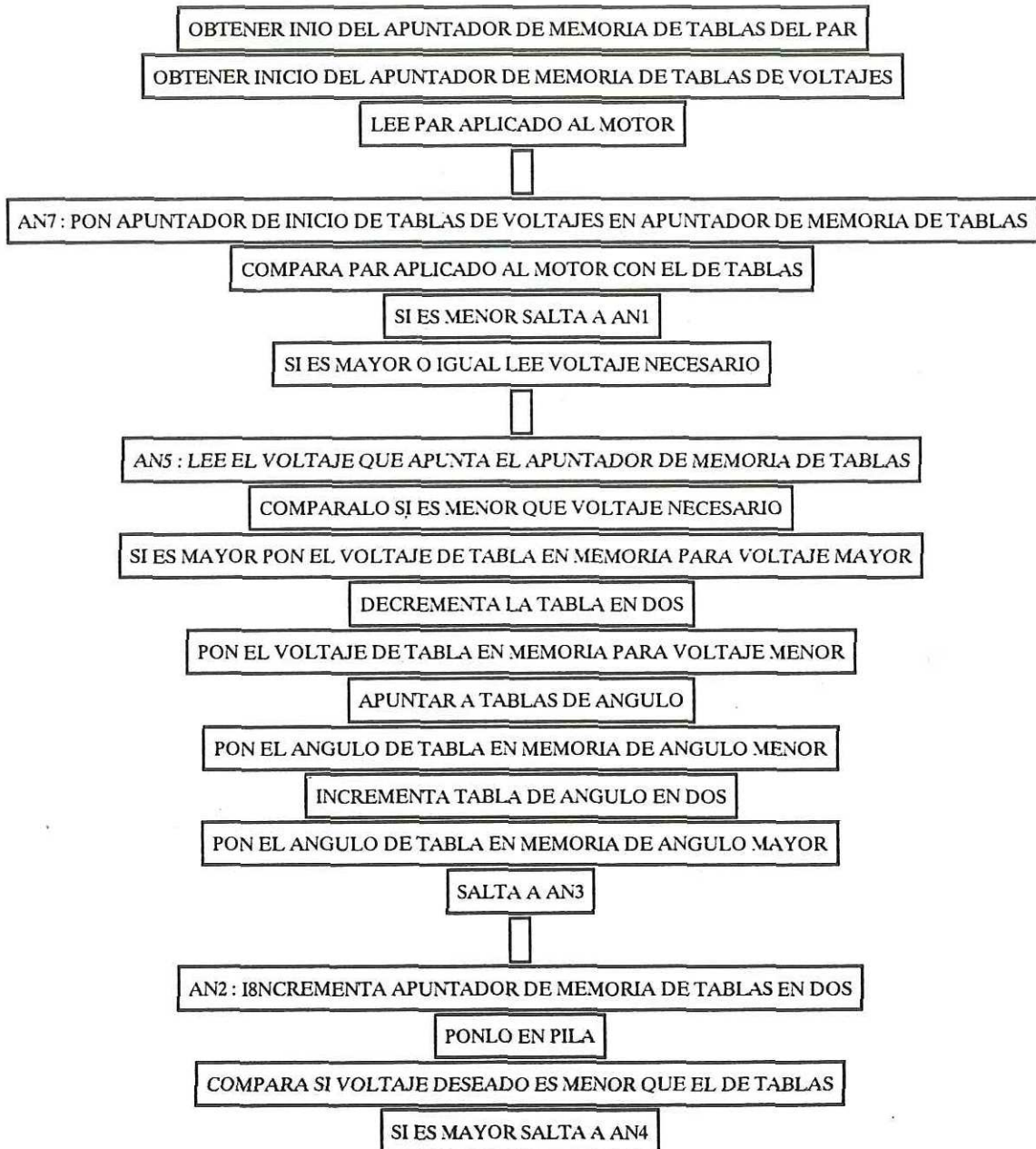
El siguiente programa corresponde a la función PARCO el cual encuentra el par aplicado al motor con la corriente del motor y la velocidad del motor a partir de las curvas corriente-velocidad-par encontradas en el capítulo anterior, esto debido a que a una corriente dada y una velocidad dada solo le corresponde un par dado. El programa

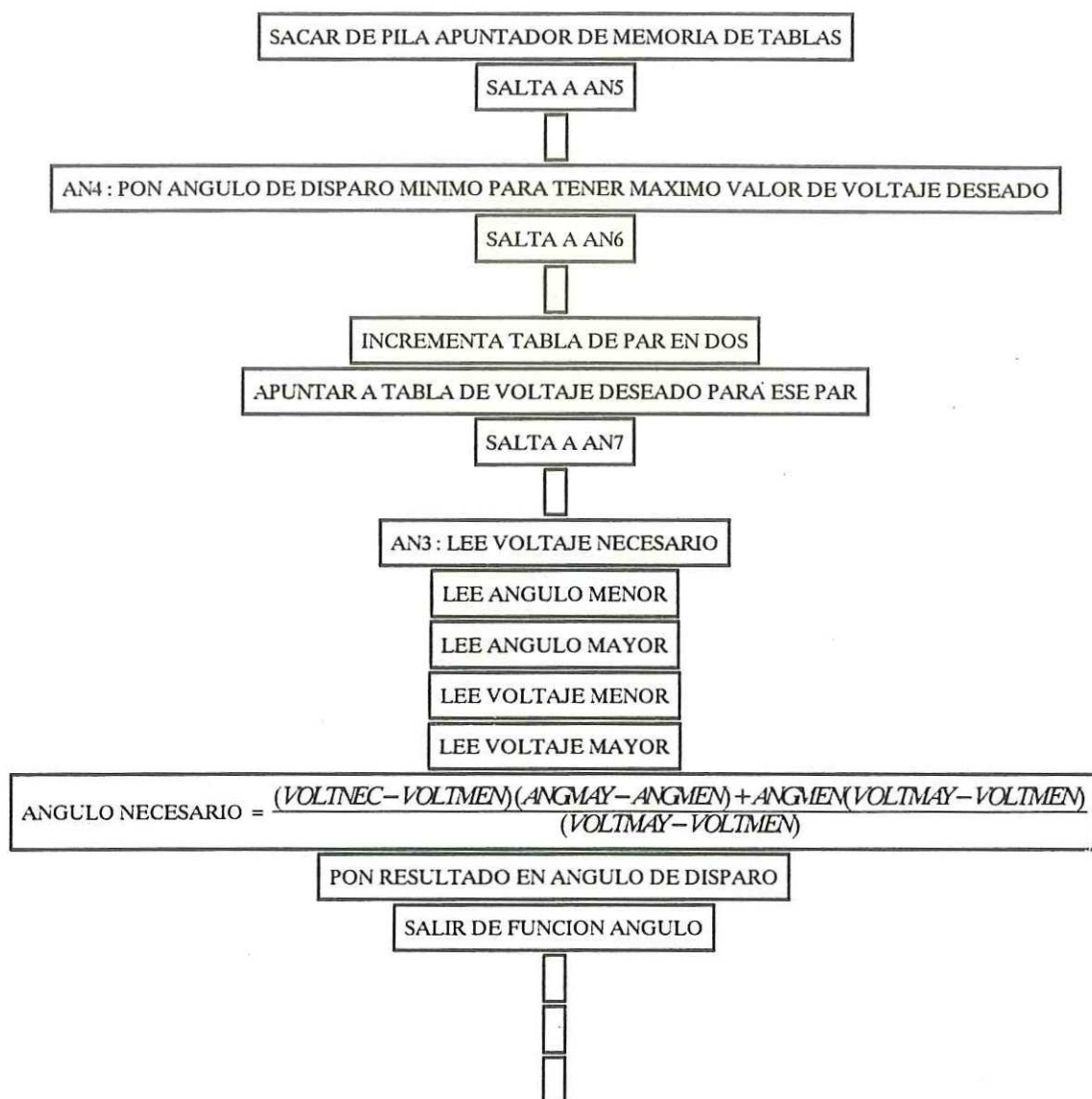
se presenta a continuación



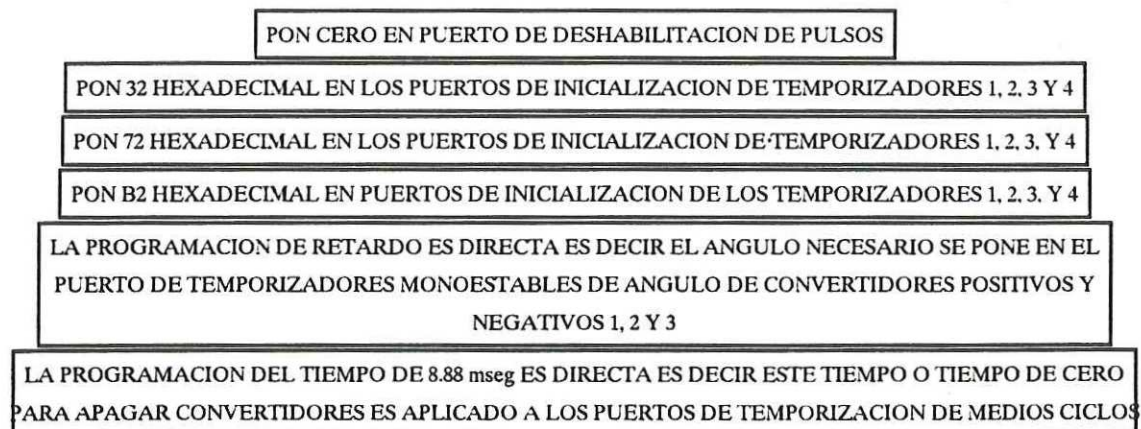


El siguiente organigrama ilustra la función que teniendo el par aplicado del motor y la tensión deseada a la entrada del motor se encuentra el ángulo de disparo necesario para obtener esa tensión





Y finalmente la función de pulsos el cual nos da los retardos y además los pulsos de 8.888 mseg necesarios en los SCR's para su propia operación.



DE LINEAS POSITIVAS O NEGATIVOS 1, 2 Y 3

SE ENCIENDE LOS PUERTOS DE DESHABILITACION DE PULSOS PONIENDO UN UNO EN ESTE PUERTO

TERMINA FUNCION DE PULSOS

☐
☐

XVIII . CONCLUSIONES

Podemos decir que esta tesis consta de dos partes: la primera es el equipo diseñado y la segunda es el estudio teórico y simulación del motor.

El funcionamiento del equipo diseñado fué bastante satisfactorio, aunque faltó una manera de encendido automatizado del sistema. En este momento la secuencia de encendido es: el primer paso es encender la computadora, el segundo es encender el sistema de ducto STD, el tercero es ejecutar el programa de apagar los convertidores, el cuarto es encender los sensores y el último conectar los puentes convertidores.

Se puede decir que se tuvo dos problemas en la primera etapa de este nuevo diseño, los cuales hicieron que hubiera cambios grandes del prototipo inicial, el primer problema fué el del convertidor lineal optoacoplado de corriente a tensión, el cual fué solucionado con el diseño del circuito convertidor optoacoplado descrito en el capítulo de la tarjeta de adquisición de datos y que funcionó satisfactoriamente. El segundo problema fué el circuito aislador de los pulsos generados a las compuertas de los SCR's, debido a que se utilizaron circuitos optoacoplados con salida de SCR, los cuales presentaron el problema de no disparar a los puentes convertidores cuando el ángulo de disparo correspondía a las tensiones de línea a línea en su parte de pendiente negativa, que se solucionó con transformadores aisladores de pulsos, los cuales trabajaron bastante bien.

Todos estos cambios ya han sido incluidos en los diagramas esquemáticos, pero los impresos deben ser hechos de nuevo. El diseño cumple con los objetivos planteados al inicio, los cuales son: el trabajar con microporcesador, cambiar facilmente parámetros

y ajuste de ellos, tener capacidad de comunicación con otros dispositivos, tener capacidad de regeneración e inversión de rotación. Faltó por concluir las pruebas del algoritmo de control debido a falta de más tiempo para su término, aunque cada uno de los módulos fué probado por separado y cada uno funcionó tal como se deseaba, pero faltó la integración completa de todas ellas.

En lo que respecta al estudio teórico y la simulación del motor, se cometió el error de encontrar los parámetros del motor en la parte no lineal del mismo y la cual también es la parte no lineal de los puentes convertidores, por lo que la simulación no es muy válida para estos parámetros, pero el método que se siguió es válido para parámetros que se encuentren en una parte lineal.

La utilización de un procesador de señales digitales en la simulación, ayudó en gran medida en el ahorro de tiempo para obtener los resultados de simulación casi de 20 a 1 con respecto a una computadora compatible con procesador 80386DX a 25 MHz y con coprocesador matemático.

LITERATURA CITADA

Brown Boveri, 1977, Veritron Static Converter Units Series ASD, Technical data, brochure order No. D HS 70096 E

Burr Brown, 1989, Integrated circuits databook, Vol 33, Tucson, AZ.

Cleaveland, P., 1990, Variable speed drives: What's new ?, I&CS, january, 51-52 y 79-81

Dewan, S. B., G. R. Slemon, A. Straughen, 1984, Power semiconductor drives, John Wiley & Sons, New York, 350 pp.

Dixon D. S., Stanley I. Sherman, Michael F. Spaziente, 1984, Measurement of voltage transients on the 60 Hz powerline of an operational naval plataform, IEEE Transaction of Power apparatus and systems, 223-227.

Eggebrecht, L. C., 1986, Interfacing to the IBM personal computer, Howard W. Sams & Co, Indianapolis, 242 pp.

Franklin Gene F., J. David Powell, Michael L. Workman, Addison Wesley Publishing Company, Massachussetts, 837 pp.

General Electric, 1987, Solid state databook optoelectronics, GE Solid State, Somerville, N. J., 412 pp.

Gross, H., 1983, Electrical feed drives for machine tools, John Wiley & Sons limited, New York, 363 pp.

Gyorki, J. R., L. A. Berardinis, 1991, Machine design, basic of design engineering, penton Publicaion, Cleveland, OH, 1124 pp.

Hofer K., 1983, Closed mathematical description of line commutated converter drives, IFAC Control in power electronics and electrical drives, lausanne Switzerland, 1-8

Intel, 1988, Microprocesor and peripheral handbook, Vol 2, Santa Clara, Ca,

Joos G., Thomas H. Barton, 1975, Four Quadrant DC variable speed drives design considerations, *Proceeding of the IEEE*, 13(12):1660-1668.

Kusko, A., 1970, Solid state DC motor drives, M.I.T. Press, Cambridge, Massachusetts, 126 pp.

Krishna Bhat S. Ashoka, 1981, An equidistant digital trigger scheme for 3- ϕ thyristor converters, *Proceeding of the IEEE*, 69 (9): 1159-1161

Liao Tseng-Wu, Thomas H. Lee, 1966, *IEEE Transaction on Industry and General Applications*, IGA-2, Jan/Feb:44-52

Linear Technology, 1990, Linear applications handbook, Milpitas , Ca.

Lyang Y. C., V. J. Gosbell, 1988, Realistic computer model of DC machine for CADA topology on SPICE2, *IEEE CH2523-9*, april, 765-771.

Martzloff Francois D., Harold A. Gauper, Jr, 1986, Surge and high frequency propagation in industrial power lines, *IEEE Transactions on industry applications*, IA-22 (4): 634-640

Martzloff F. D., Gerald J. Hahn, 1970, *IEEE Transaction on Power Apparatus and System*, Pas-89, July/Aug:1049-1055

Nec Electronics Inc., 1987, Microcomputer products databook, Vol 2, Mountain View, Ca.

Ohmae Tsutomu, Toshihiko Matsuda, Toshitaka Suzuki, Noboru Azusawa, Kamiyama Kenzo, Konishi Tsutomu, 1980, A microprocessor controlled fast response speed regulator with dual mode current loop for DCM drives, *IEEE Transactions on industry applications*, IA-16(3):388-394

Pelly, B. R., 1971, Thyristor phase controlled converters and cycloconverters operation, control and performance, Wiley Interscience, New York, 431 pp.

Prolog, 1984, 7862 / 8088 Processor card user's manual, Monterey, Ca.

Prolog, 1981, 7303 keyboard / display card user's manual, Monterey, Ca.

- Ramirez Niño José, Javier Villatoro R., 1981, Análisis de ruido en líneas de alta tensión y su influencia en los sistemas de comunicación OPLAT, Documento IEEE, MEXICON-81,59-63
- Ramshaw, R., 1973, Electrónica de potencia, Marcombo boixareu editores, Barcelona, 251 pp.
- Rapp, J., 1973, Tratado práctico de electrotécnia, Tomo II, Máquinas eléctricas, Editorial Vagma, Bilbao, 264 pp.
- RCA, 1978, SP-52 Circuito de potencia de estado sólido manual para proyectistas, Arbó, buenos Aires, 679 pp.
- Rice, J. B., Lawrence E. Nickels, 1968,, Commutation dv/dt effects in thyristor three phase bridge converters, IEEE Transaction on industry and General Applications, 1Ga-4: 665-672, Nov/dec
- Russell B. Don, stu M. Harvey, Stig L. Nilsson, 1984, substation electromagnetic interference, Part 1: Characterization and description of the transient EMI problem, IEEE Transaction on Power Apparatus and system, PAS-103(7): 1863-1870
- Sen P. C., Murray L. MacDonald, 1978, Thyristorized DC drives with regenerative braking and speed reversal, IEEE transactions and industrial electronics and control instrumentation, IECI-25(4):
- Siskind, C. S., 1959, Electrical machines direct and alternating current, MacGraw-Hill, Auckland, 563 pp.
- Tang Pei-Chong, Shui-Shong Lu, Yung-Chun Wu, 1982, Microprocessor based design of a firing circuit for three phase full wave thyristor dual converter, IEEE Transaction on industrial electronics, IE-29 (1): 67-73
- Vincent W. R., J. M. Clemmensen, R. L. Bollen, the measurement of radio noise associated with distribution lines, IEEE, 83ch1956-2/83/0000-0473: 473-477
- Vines Roger M., H. Joel trussell, louis J. gale, J. Ben O'Neal,Jr, 1984, Noise on residential power distribution circuits, IEEE Transactions on electromagnetics compatibility, EMC-26 (4): 161-168

Viqueira Landa, J., 1973, Redes eléctricas, segunda parte, Representaciones y servicios de ingeniería, S.A., México, 415 pp.

A. MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA

A.1. Generalidades.

Se conoce con el nombre de máquina eléctrica al sistema de mecanismos capaz de producir, transformar o aprovechar la energía eléctrica. Las máquinas eléctricas son clasificadas en tres grandes grupos:

a) Generadores. Son máquinas eléctricas que transforman energía mecánica en energía eléctrica. Este grupo lo constituyen los dínamos (generadores de CD) y los alternadores (generadores de corriente alterna)

b) Motores. Son máquinas que transforman energía eléctrica en energía mecánica. Así pues, los motores realizan la función inversa de los generadores. Existen motores de muy diversas clases, por ejemplo, de CD, asíncronos, síncronos, etc.

c) Transformadores y convertidores. Son máquinas que en el desarrollo de su función, conservan la forma de energía eléctrica, pero transforman sus características, con el fin práctico de ponerla en las condiciones más convenientes para efectuar su transporte o para facilitar su más cómoda utilización.

En aplicaciones industriales se utilizan motores de CD porque la relación de par - velocidad puede ser variada a casi cualquier forma útil para aplicaciones como motor y como generador, en cualquier dirección de rotación.

Los motores de CD son frecuentemente aplicados en donde puedan desarrollar momentaneamente tres o más veces su par nominal. En situaciones de urgencia, los motores de CD pueden dar hasta 5 veces su par nominal sin pérdida de velocidad, si la fuente de alimentación lo permite.

Los motores de CD tienen numerosos inconvenientes: para la misma potencia estas máquinas son de dimensiones y costo mayores que los motores de inducción. Necesitan más mantenimiento que los motores de inducción debido al colector, lo que a su vez también presentan otras limitaciones: hay desgaste de las escobillas por rozamiento, por arco y chisporroteo. Los motores de CD no admiten tensiones mucho mayores de 600 Volts, en tanto que los motores de inducción admiten hasta algunos kilovolts aplicados entre sus bornes.

Pero como se comentó anteriormente, entre sus ventajas aparece lo adecuado de sus altos pares de arranque, tal como lo requiere la propulsión en la tracción. Su margen de velocidad es grande por encima y por debajo de sus valores nominales.

A. 2. Principios de Operación

Cuando un motor eléctrico está en operación desarrolla un par, el cual puede producir rotación mecánica, esto es, el motor convierte energía eléctrica en energía mecánica. Las fuerzas necesarias se crean al colocar conductores en campos magnéticos y al enviar corriente eléctrica en la dirección apropiada a través de los conductores. En el motor real (fig 107), las bobinas de alambre de cobre son colocados en las ranuras de un núcleo de acero laminado cilíndrico. Las terminales de las bobinas son conectados a un conmutador, sobre el cual descansan las escobillas. Cuando la corriente es alimentada

a las bobinas a través de las escobillas y el conmutador, los conductores experimentarán fuerzas, sólomente si la armadura se encuentra dentro de un campo magnético.

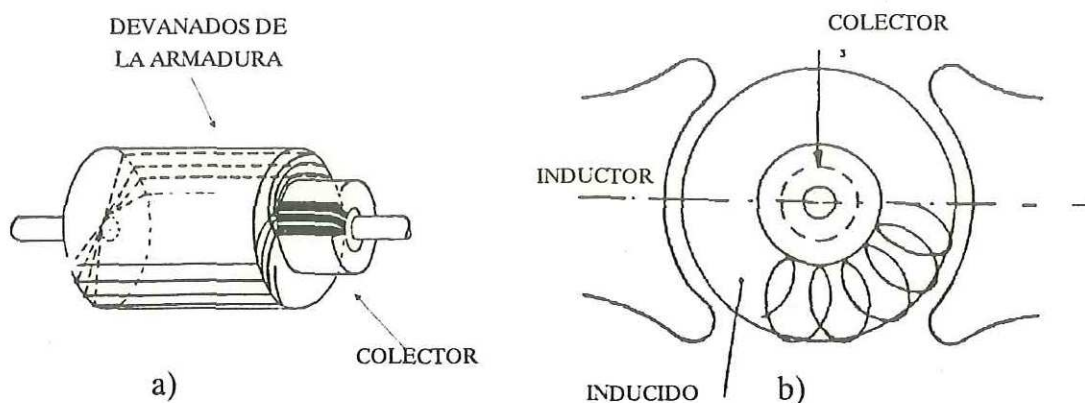


Fig 107 Partes de un motor a)-estator y b) estator-rotor

El principio de la acción motora requiere entonces:

- 1) La presencia de líneas magnéticas de fuerza.
- 2) Corriente a través de los conductores situados en el campo magnético.

La dirección del campo magnético, la dirección de la corriente a través de los conductores y la fuerza resultante por los conductores son todos mutuamente perpendiculares.

El primer punto importante en conexión con el estudio de la acción motora es que si un alambre que lleva corriente se encuentra en un campo magnético no uniforme, para que la densidad de flujo sobre un lado del conductor sea más grande que sobre el otro, el conductor experimentará una acción de fuerza en una dirección opuesta en la dirección de la densidad más baja; sin embargo, si el alambre no lleva corriente y éste se encuentra en un campo magnético uniforme, no ocurrirá absolutamente nada. En la fig

108-a un conductor que lleva corriente perpendicular al plano del papel, se encuentra en un campo magnético no uniforme con una densidad de flujo más grande arriba del alambre que abajo de éste. En éste caso, la acción de fuerza sobre el conductor será hacia abajo. En la fig 108-b, ninguna acción es ejercida sobre el conductor, porque éste se encuentra dentro de un campo magnético uniforme y no lleva corriente. En los motores de CD, resulta una distribución de flujo no uniforme debida a la interacción de dos campos magnéticos. El primero es el campo producido por los polos principales estacionarios y el otro, el campo creado por un número grande de conductores que llevan corriente sobre el núcleo de la armadura.

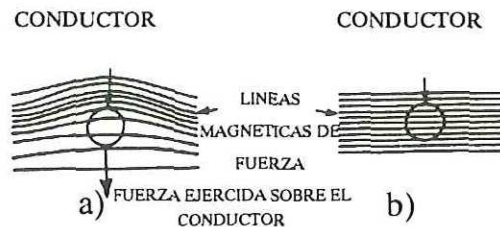


Fig 108. a) Acción de fuerza resultante en un conductor llevando corriente en campo no uniforme b) Ninguna fuerza resultante existe en un conductor sin corriente en campo no uniforme.

Considérese la fig 109, en la cual un par de conductores es mostrado en las dos ranuras localizadas diamétricamente sobre el núcleo de la armadura de una máquina de dos polos. Si el campo es energizado, la distribución de flujo es uniforme y simétrica como se observa en la fig 109-a. Si los conductores llevan corrientes como se indica en la fig 109-b (sin excitación del campo), el flujo magnético alrededor de ambos conductores son aproximadamente trayectorias circulares. Sin embargo, cuando el campo es excitado y la corriente fluye en los dos conductores, la distribución de flujo resultante deja de ser uniforme en la región de los conductores, como se muestra en la fig 109-c. Nótese particularmente que las densidades de flujo son más grandes abajo del conductor izquierdo (debajo del polo norte) y arriba del conductor derecho (debajo del polo sur) y son menores arriba del conductor izquierdo y debajo del conductor derecho. Como

resultado de esta distribución de flujo no uniforme, el conductor izquierdo tenderá a moverse hacia arriba, mientras el conductor derecho tenderá a moverse hacia abajo. Si la armadura está libre para poner en marcha una flecha, el par resultante producirá rotación en sentido horario. De interés especial es el hecho que la dirección del campo principal, la posición de los conductores que llevan la corriente y las fuerzas ejercidas sobre los conductores son mutuamente perpendiculares. Si la dirección de las corrientes en los dos conductores son invertidos, para que el conductor izquierdo lleve corriente en sentido opuesto del observador, la armadura tenderá a rotar en sentido antihorario.

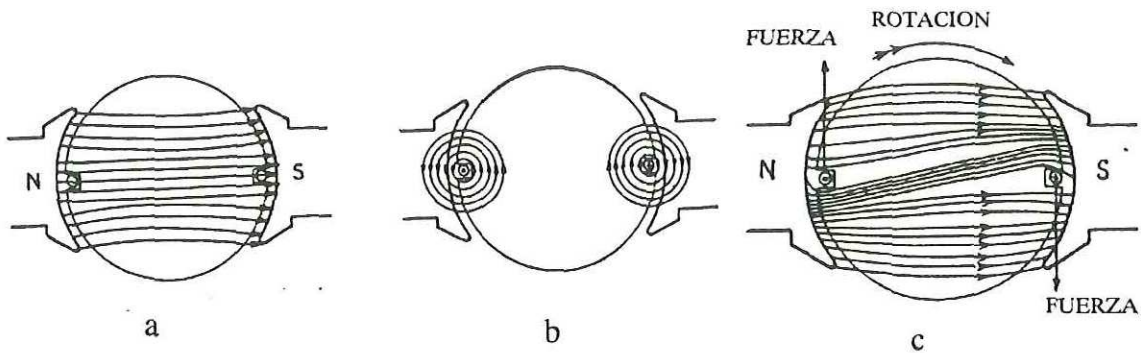


Fig 109. a) Campo producido por los polos magnéticos, b) Campo producido por los conductores llevando corriente, y c) Campo resultante y fuerza producida por los polos magnéticos y los conductores llevando corriente.

Como se observa, la dirección de rotación de un motor de CD puede ser invertida por cambiar ya sea la dirección del flujo de la corriente a través de los conductores de la armadura o la polaridad del campo.

Un motor no invertirá su dirección de rotación si ambos: la polaridad del campo y la dirección del flujo de corriente a través de la armadura son cambiadas. Intercambiando las dos líneas de alambre conectadas a las terminales de un motor de CD, se cambiará la dirección de la corriente de la armadura por lo que se invertirá la dirección de rotación del motor.

A.3. Conmutación en Motores de CD

Cuando un motor de CD está en operación, una corriente unidireccional es alimentada a los conductores de la armadura por medio de escobillas y un conmutador. Para cualquier posición de la armadura, la dirección de la corriente se ajusta a sí misma para que en los conductores bajo el polo norte, el flujo se encuentre en una sola posición mientras en los conductores bajo el polo sur se encuentren en posición opuesta.

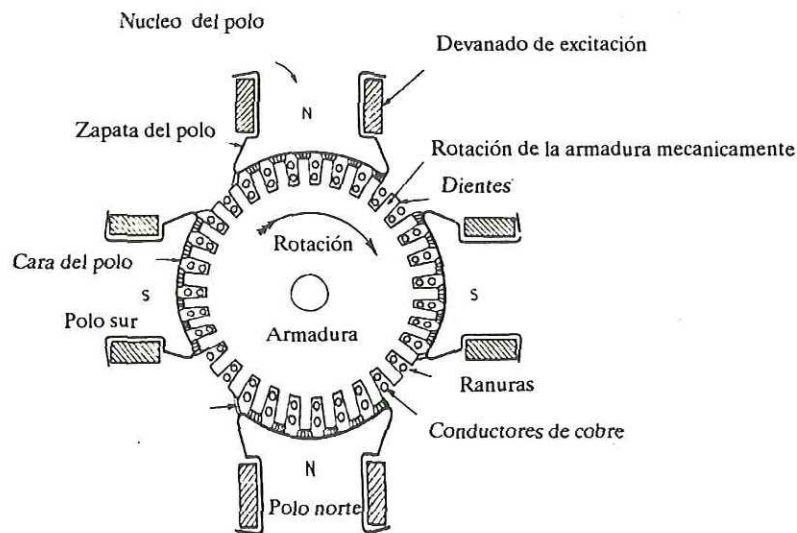


Fig 110.Motor de cuatro polos.

En la fig 110 se muestra una máquina de cuatro polos , en la cual, todos los conductores bajo los dos polos sur llevan corriente en sentido opuesto del observador ; todos los conductores bajo los dos polos norte llevan corriente en sentido hacia el observador. Para tal combinación de polos y conductores, la armadura rotará en sentido horario. Conforme la armadura rota, los conductores debajo de los polos sur intercambian gradualmente lugar con los de debajo de los polos norte; esto es, como los conductores en las ranuras pasan de un lado a otro del eje indicado por a, b, c, d, las corrientes cambian de dirección las que entran salen o las que salen entran. De esto es claro , que la función del conmutador y escobillas en un motor de CD es actuar como un

inversor, esto es, para cambiar CD a CA, porque la corriente en los conductores de la armadura tiene que ser alternante si se desea rotación en la misma dirección.

A . 4 . Campos Principales en las Máquinas de CD

La polaridad de los polos principales en los motores de CD no cambia mientras tales máquinas están en operación. Esto implica, por supuesto, que los polos sean de imanes permanentes o electroimanes excitados con CD.

Cuando los polos principales son electroimanes la corriente de excitación puede ser variada, por lo que el flujo puede ser variado ampliamente

La construcción del electroimán permite que la excitación sea producida de varias maneras :

1) La excitación de cada uno de los polos puede ser producida por una simple bobina de muchas vueltas de alambre fino.

2) La excitación puede ser producida por una simple bobina de pocas vueltas de alambre grueso.

3) La excitación puede ser producida por dos bobinas de alambre, una de ellas con muchas vueltas de alambre fino y el otro con pocas vueltas de alambre grueso.

Cuando el motor tiene un devanado de campo principal con muchas vueltas de alambre fino, el devanado es conectado directamente a las terminales de las escobillas

donde existe la tensión de la fuente de alimentación; esta clase de motor es llamado motor con campo en paralelo. Cuando el motor tiene un devanado de campo principal con pocas vueltas de alambre grueso, el devanado es conectado en serie con uno de los alambres de las terminales de línea, en esta configuración la corriente de la armadura fluye totalmente a través del campo; este sistema es llamado motor con campo en serie. Cuando el motor tiene un campo principal con dos devanados, uno de ellos con pocas vueltas de alambre grueso y el otro con muchas vueltas de alambre fino, el de muchas vueltas se conecta a las terminales de línea y el de pocas vueltas se conecta en serie con una de las terminales de línea; este sistema es llamado motor con campo compuesto.

A . 4 . 1 . Características de los Motores con Devanados en Paralelo

Además de los motores de CD con campo devanado en paralelo existen los de campo devanado en paralelo estabilizados, éstos dos son útiles donde es necesario velocidad constante en cualquier valor preseleccionado o donde se necesiten intervalos de velocidad apreciable. La mayoría de los motores con campo paralelo operan con fuentes de tensión ajustable y no necesitan equipos de arranque auxiliar

El devanado de estabilización, mediante un incremento del flujo del campo, ayuda a prevenir un decremento en la velocidad si la carga se incrementa. Este devanado tiene desventaja en aplicaciones de inversión de rotación por la dirección relativa del devanado de estabilización con respecto al devanado en paralelo, ya que tiene que ser invertido cuando la tensión de armadura es invertida. En este caso deben ser utilizados diseños de sistemas de inversión . Cuando se necesite una inversión de rotación rápida los devanados de estabilización no deben ser conectados, y el control del motor debe ser diseñado para una operación estable.

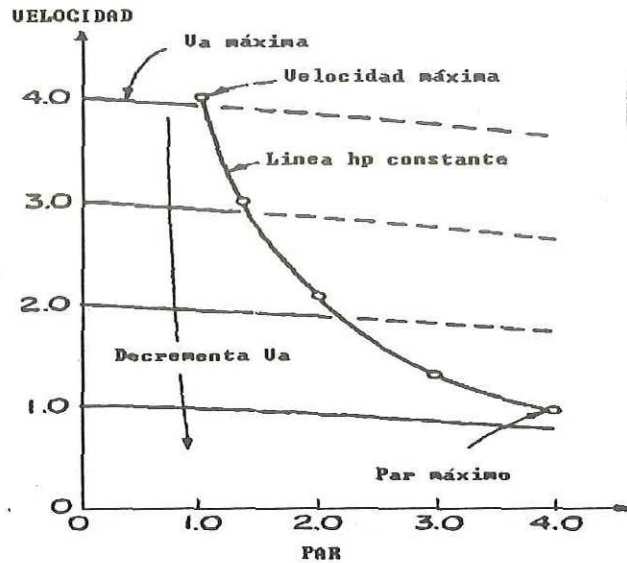


Fig 111. Curva par - velocidad de un motor con campo en paralelo.

El devanado del campo paralelo puede ser conectado a la misma fuente de alimentación que el de la armadura (excitación propia) o puede ser conectada a una fuente separada (excitación separada). Este último arreglo es muy utilizado para cambiar la velocidad del motor; la tensión de armadura es variada mientras que la tensión del campo es mantenida constante

A . 4 . 2 . Características de los Motores con Campo en Serie

En los motores con campo en serie el flujo del campo es creado por bobinas que estan eléctricamente en serie con la armadura. Cuando el motor arranca, la corriente es máxima, por lo que, la densidad del campo magnético es también máxima, causando un par grande. Conforme la velocidad del motor aumenta y la corriente se reduce, el flujo del campo llega a ser más pequeño. Sin carga sobre su flecha, el motor puede teóricamente desbocarse porque la velocidad se eleva vertiginosamente. En motores pequeños, las escobillas, las fricciones de los baleros y las pérdidas por la resistencia

aerodinámica proveen suficiente carga para mantener la velocidad abajo de un nivel seguro. Sin embargo, los motores serie de gran caballaje no deben ser utilizados con sistemas que manejen bandas o en aplicaciones donde la carga puede caer a muy bajos valores.

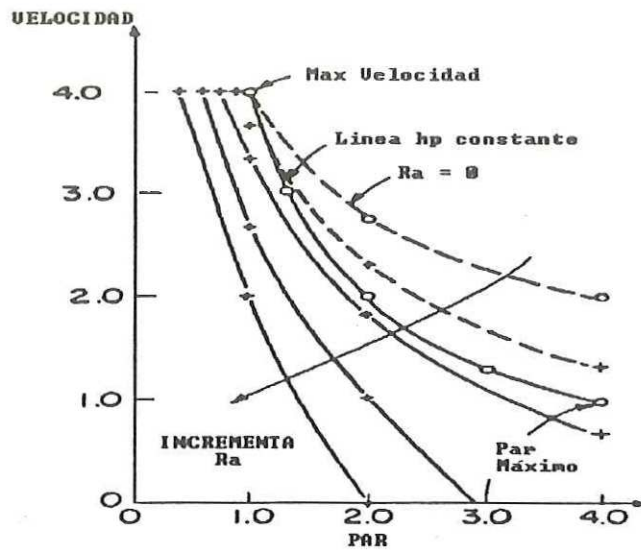


Fig 112. Curva par - velocidad de un motor con campo en serie

Existen motores con campo en serie separado que son similares a los motores con campo en serie simple excepto que tienen dos campos devanados opuestamente. Estos motores pueden realmente invertirse por conmutar la tensión aplicada de un campo a otro.

A . 4 . 3 . Características de los Motores Compuestos

Los motores con campos devanados compuestos combinan los campos serie y paralelo. Con un motor sin carga, la corriente en el campo en serie es tan pequeña que la velocidad es determinada por el campo en paralelo solamente. Con cargas más altas, la velocidad depende de la suma de los dos campos. Esto es, la reducción de velocidad

es similar a la de un motor con campo en serie. Un motor con campo compuesto debe ser especificado por la velocidad a plena carga y la velocidad en otro punto (usualmente sin carga).

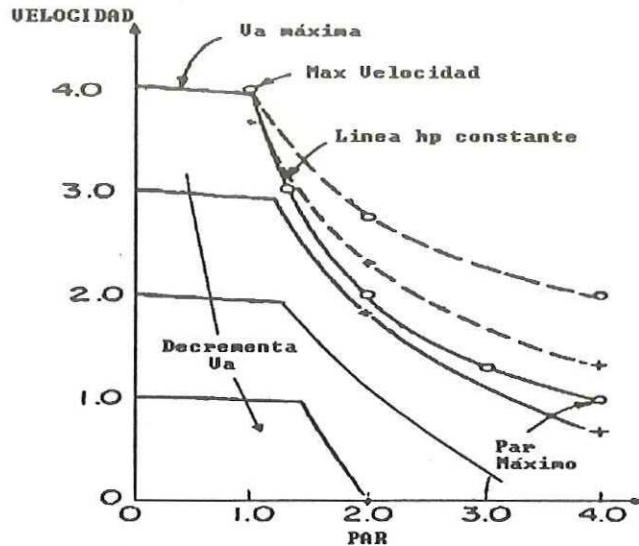


Fig 113. Curva par - velocidad de un motor con campo compuesto.

Los motores con campo compuesto tienen altos pares de arranque y una característica suficientemente plana de par _ velocidad con carga nominal. Sin embargo, la polaridad de ambos campos, el serie y el paralelo, o la armadura, tiene que ser conmutada para invertir el sentido de rotación. Debido a la necesidad de circuitos elaborados para controlar los motores compuestos, solamente son construidos grandes motores bidireccionales. Los grandes ventiladores, bombas y extractores, son a menudo motores con campo compuesto, para aprovechar sus características de arranque.

A . 5 . Motores de CD Alimentados con Fuente que Utilizan Circuitos con SCR's

Un motor no diseñado para utilizarse con circuitos que tienen SCR's pueden resultar con pobre conmutación, excesivo chisporroteo en las escobillas, control de

velocidad sensible y sobrecalentamiento.

Los problemas son causados por el alto contenido de rizo en la corriente de CD. La magnitud del rizo depende del número de fases, tipo de conexión del rectificador y cantidad del retardo de fase aplicado a los SCR's.

Los motores modernos son diseñados para soportar estos problemas, pero los motores más viejos, que fueron diseñados para que operaran con fuentes de alimentación sin rizo, frecuentemente requieren reactores que eliminen estos rizados o por lo menos que lo reduzcan.

La NEMA (National Electrical Manufacturing Association) ha adoptado códigos de identificación para indicar el tipo de alimentación necesaria. Las siguientes letras son usadas para especificar motores de CD y para ser marcadas en las placas de los motores.

A- especifica un generador de CD, baterías o cualquier fuente sin rizo.

C- designa una fuente de alimentación trifásica de onda completa con seis pulsos controlados por ciclo y con diodo ciego.

D- designa una fuente de alimentación trifásica con tres pulsos controlados por ciclo y con diodo ciego.

E- designa una fuente de alimentación trifásica con tres pulsos controlados por ciclo y sin diodo ciego.

K- designa una fuente de onda completa de una sola fase con dos pulsos controlados por ciclo y con diodo ciego.

A . 6 . Fuerza Contraelectromotriz . Voltaje Generado por un Motor

Ocurre una acción de motor cuando la armadura es colocada en un campo magnético y el devanado de la armadura tiene corriente. Bajo estas condiciones, la armadura produce un campo magnético propio, el cual está desplazado 90 grados eléctricos con respecto al campo principal. La interacción de éstos dos campos nos da un campo resultante, más elevado, algo distorsionado, pero de naturaleza tal que la fuerza del campo magnético sobre uno de los lados de cada uno de los conductores es más grande que el del otro lado (fig 114).

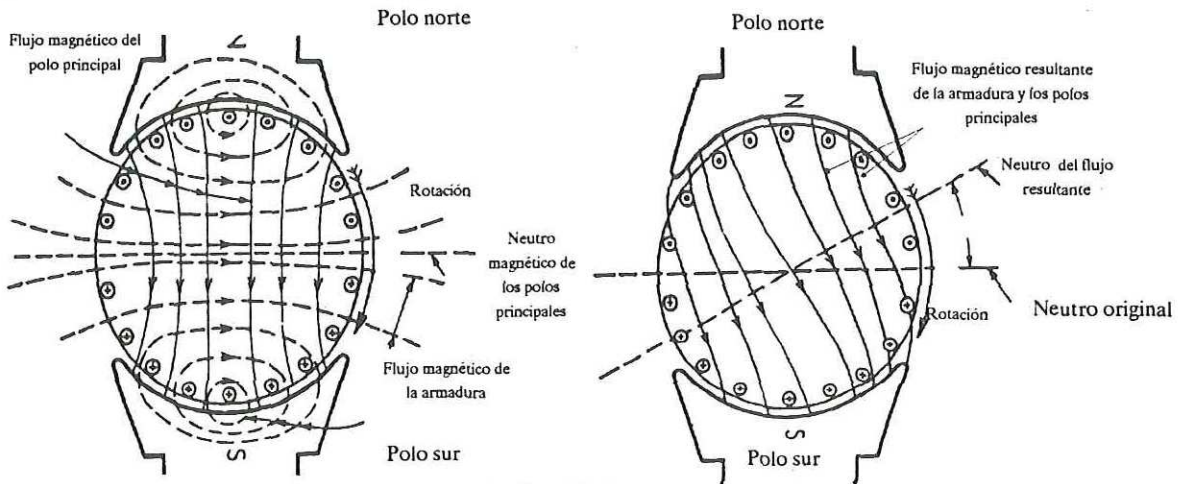


Fig 114. Distribución de los flujos en un motor de dos polos.

Con la armadura rotando como resultado de la acción motora, los conductores de la armadura cortan continuamente el campo magnético estacionario resultante y debido a éste corte de flujo, es generada una tensión en los mismos conductores que experimentan acciones de fuerza. Esto puede significar solamente que cuando el motor opera como tal actúan simultáneamente como generador. Obviamente, la acción motora es más fuerte que la acción generadora. La dirección del flujo de corriente en el devanado de la armadura, es fijada por la polaridad de la fuente de alimentación. La tensión generada, sin embargo, se opone a la fuerza electromotriz aplicada; en éste sentido sirve para limitar la corriente en el devanado de la armadura a un valor suficiente para los

requerimientos de potencia del motor.

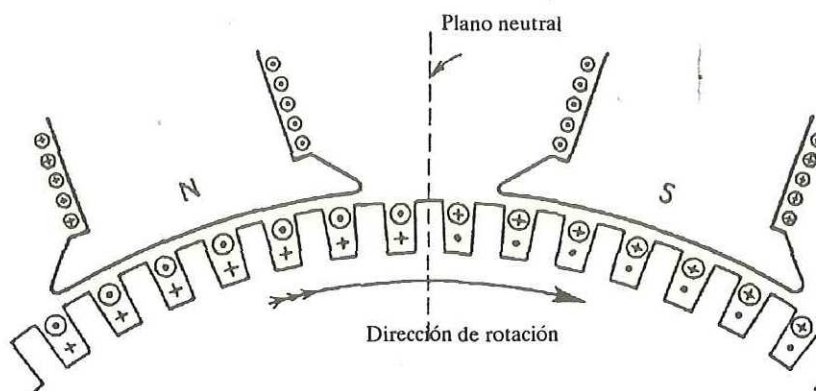


Fig 115 Relación entre la dirección del flujo de corriente y la dirección de la fuerza contraelectromotriz en un motor de CD.

Considérese la fig 115, la cual representa los conductores de la armadura y dos polos de un motor de CD. Con los conductores de la armadura que llevan corrientes en la dirección indicada por las cruces y puntos dentro de los círculos y con las polaridades de los polos principales marcados, la dirección de rotación de la armadura resultante de la acción motora será en sentido horario. Conforme la armadura rota, el conductor corta el mismo flujo que es responsable de la acción motora; este flujo cortante causa la generación de tensión en los mismos conductores que experimentan la acción motora.

Las tensiones generadas son indicadas por cruces y puntos bajo los círculos y están en dirección opuesta al flujo de corriente y es llamada fuerza contraelectromotriz. Claramente, esta fuerza contraelectromotriz nunca puede ser igual y siempre es menor a la tensión aplicada en las terminales de la armadura. La dirección en la cual fluye la corriente determina primero la dirección de rotación y ella la dirección de la fuerza contraelectromotriz. Esto puede solamente significar que la corriente de armadura es controlada y limitada por la fuerza contraelectromotriz y de ahí por la ley

de ohm:

$$I_a = \frac{(V_a - E_c)}{R_a} \quad (63)$$

I_a = Corriente de armadura

V_a = Voltaje aplicado a las terminales del devanado de la armadura

E_c = Fuerza contraelectromotriz generada en la armadura

R_a = Resistencia de la armadura

Para que una tensión sea generada en la máquina se necesitan dos factores:

1) el flujo por los polos (f)

2) La velocidad de rotación en revoluciones por minuto (n)

Esto es, E_c es directamente proporcional a f y a n (velocidad).

$$E_c = K f n \quad (64)$$

donde K es una constante de proporcionalidad que depende del número de conductores en la armadura, el tipo de devanado de la armadura y el número de polos, tiene:

$$I_a = \frac{(V_a - Kfn)}{Ra} \quad (\text{ec } 65)$$

B. PROGRAMAS EN LENGUAJE ENSAMBLADOR DEL ALGORITMO DE CONTROL.

Programa el cual cambia los parámetros del algoritmo de control de acuerdo a la tecla presionada y además los visualiza, la fig 116 nos muestra la disposición de las teclas de la tarjeta del teclado y visualización, enseñandonos cual es el parámetro que cambia al apretar alguna de esas teclas

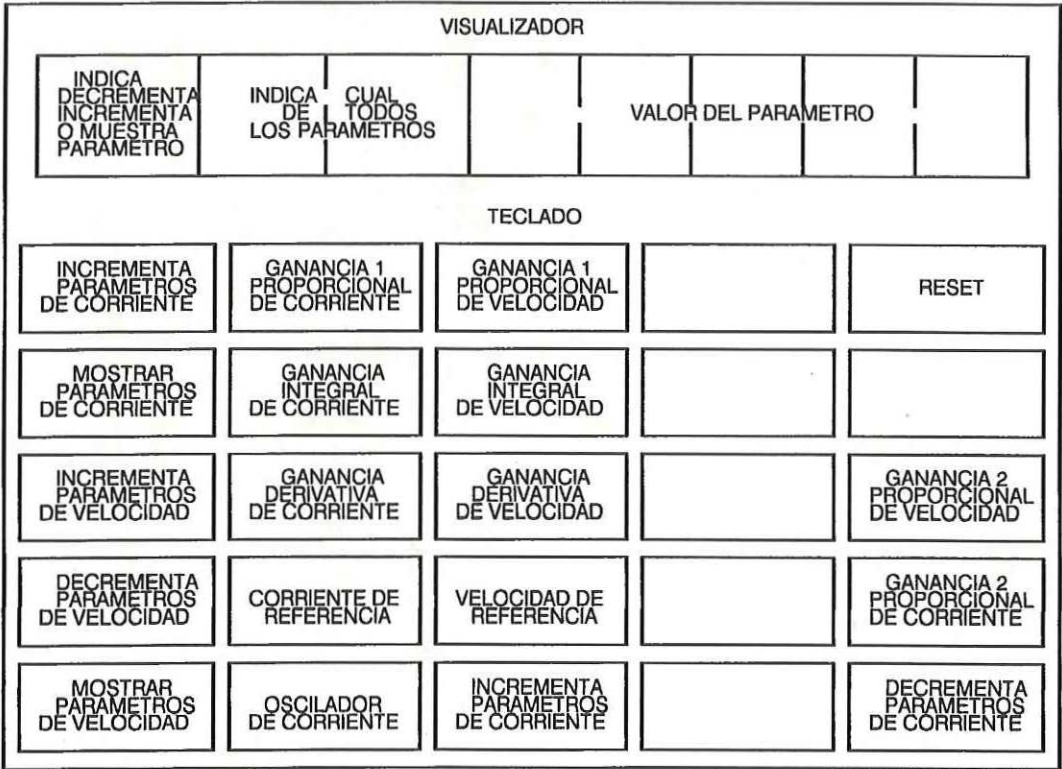


Fig 116. Teclado y visualización

Los programas de simulación y algoritmo de control puede encontrarse en los discos que se encuentran en la Dirección de Estudios de postgrado

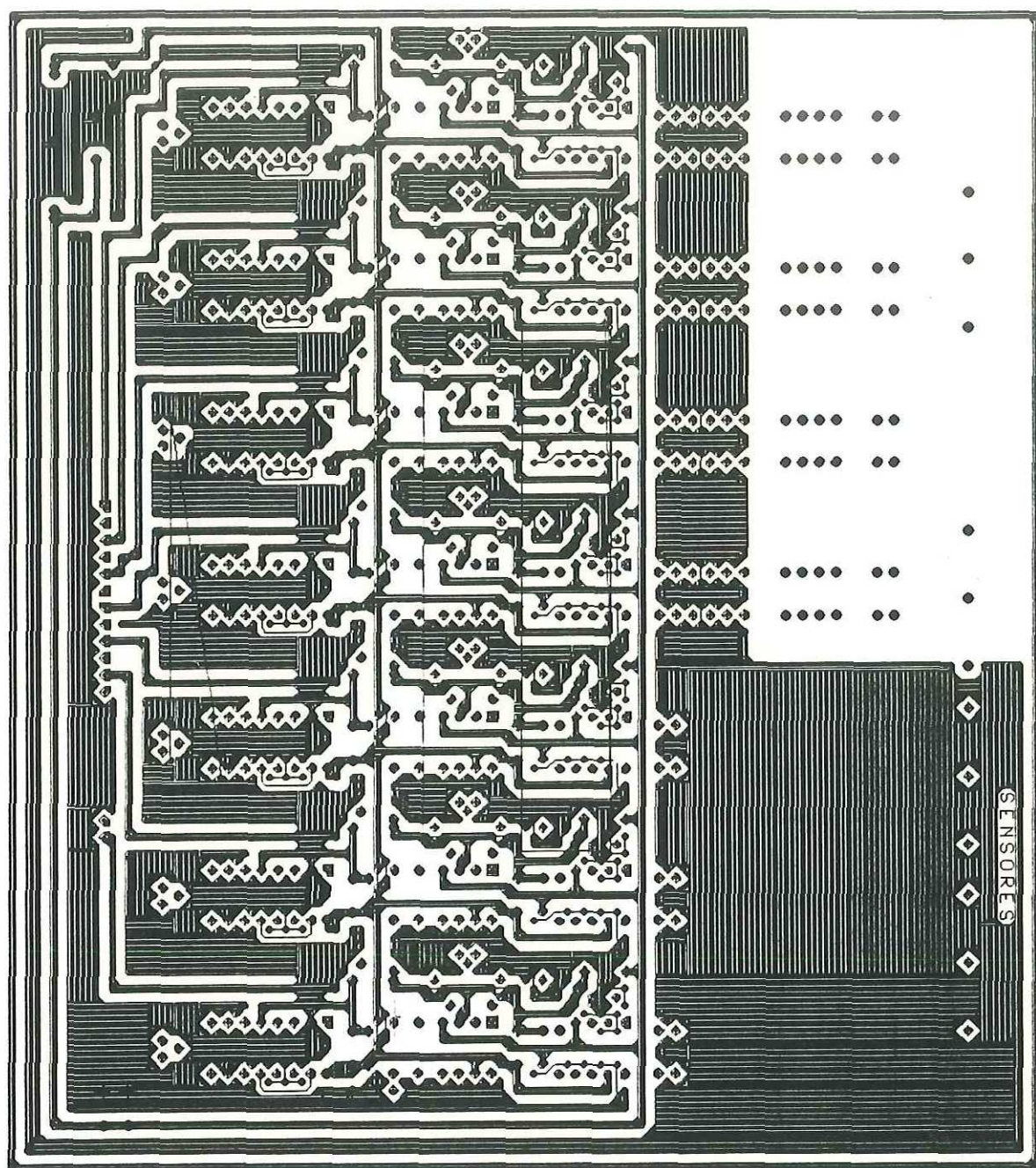


Fig 118.Circuito impreso de tarjeta de entrada de sensores (lado de componentes).

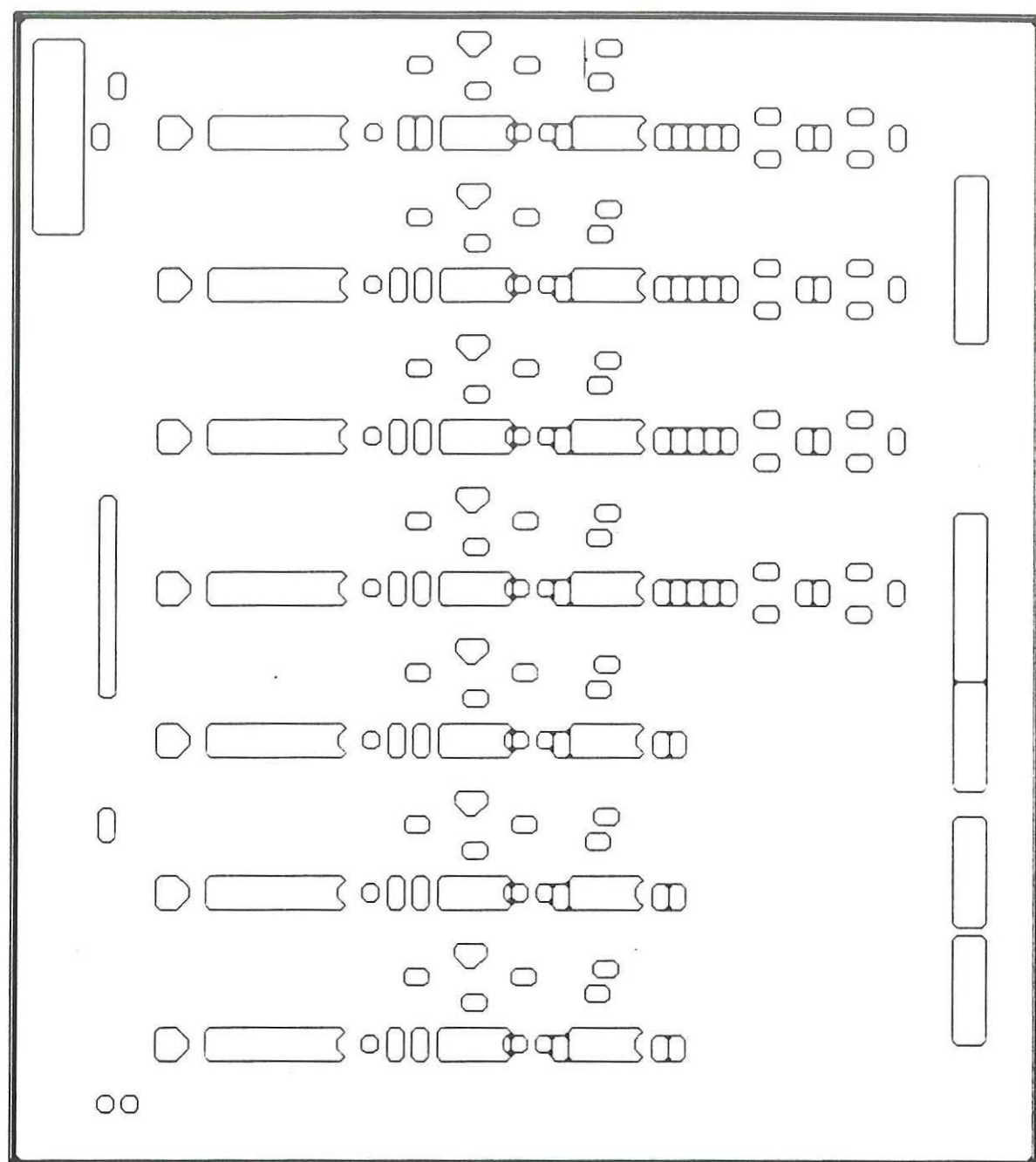


Fig 119.Circuito impreso de tarjeta de entrada de sensores (lado de letras).

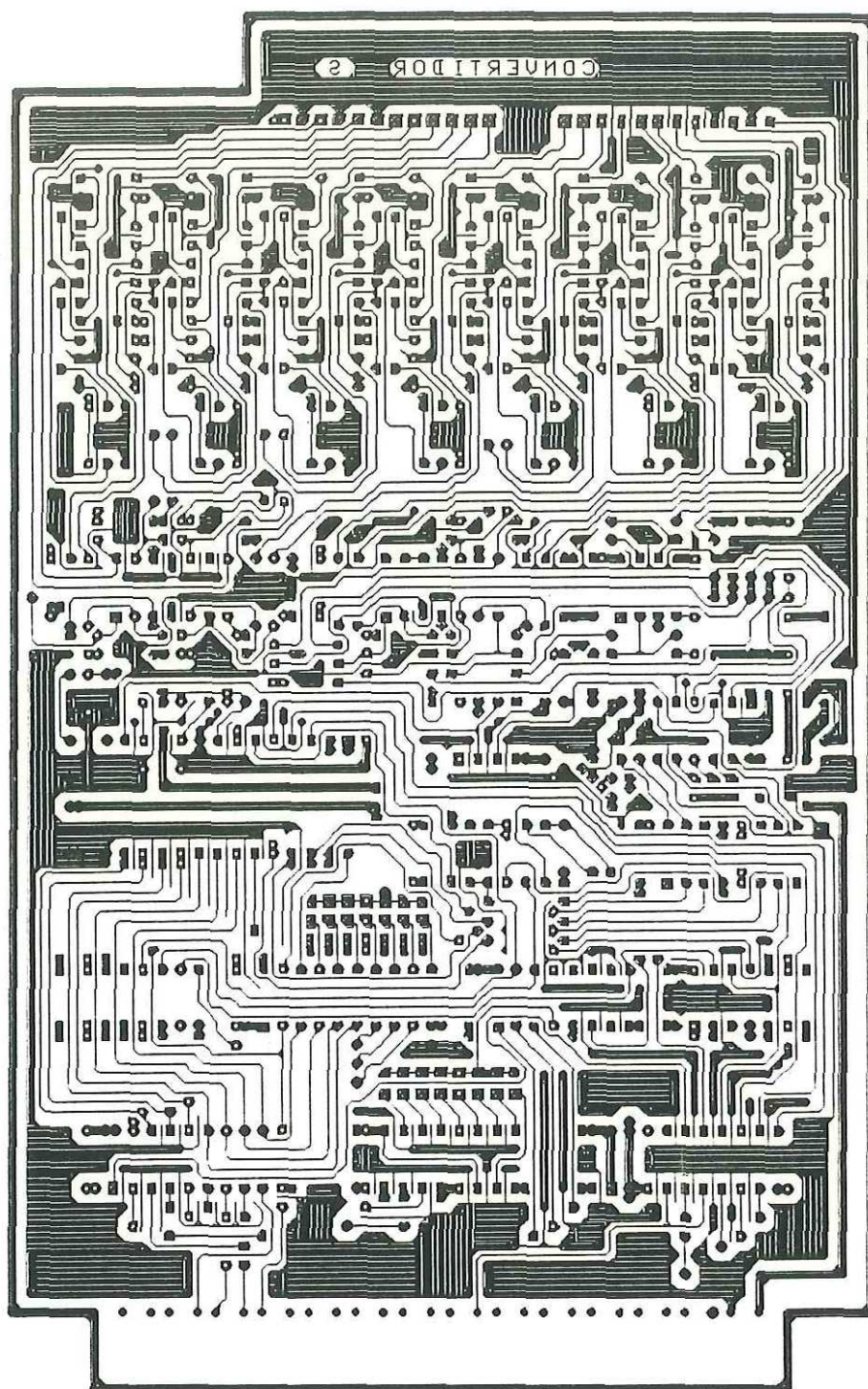


Fig 120.Circuito impreso de tarjeta del convertidor (lado de soldadura).

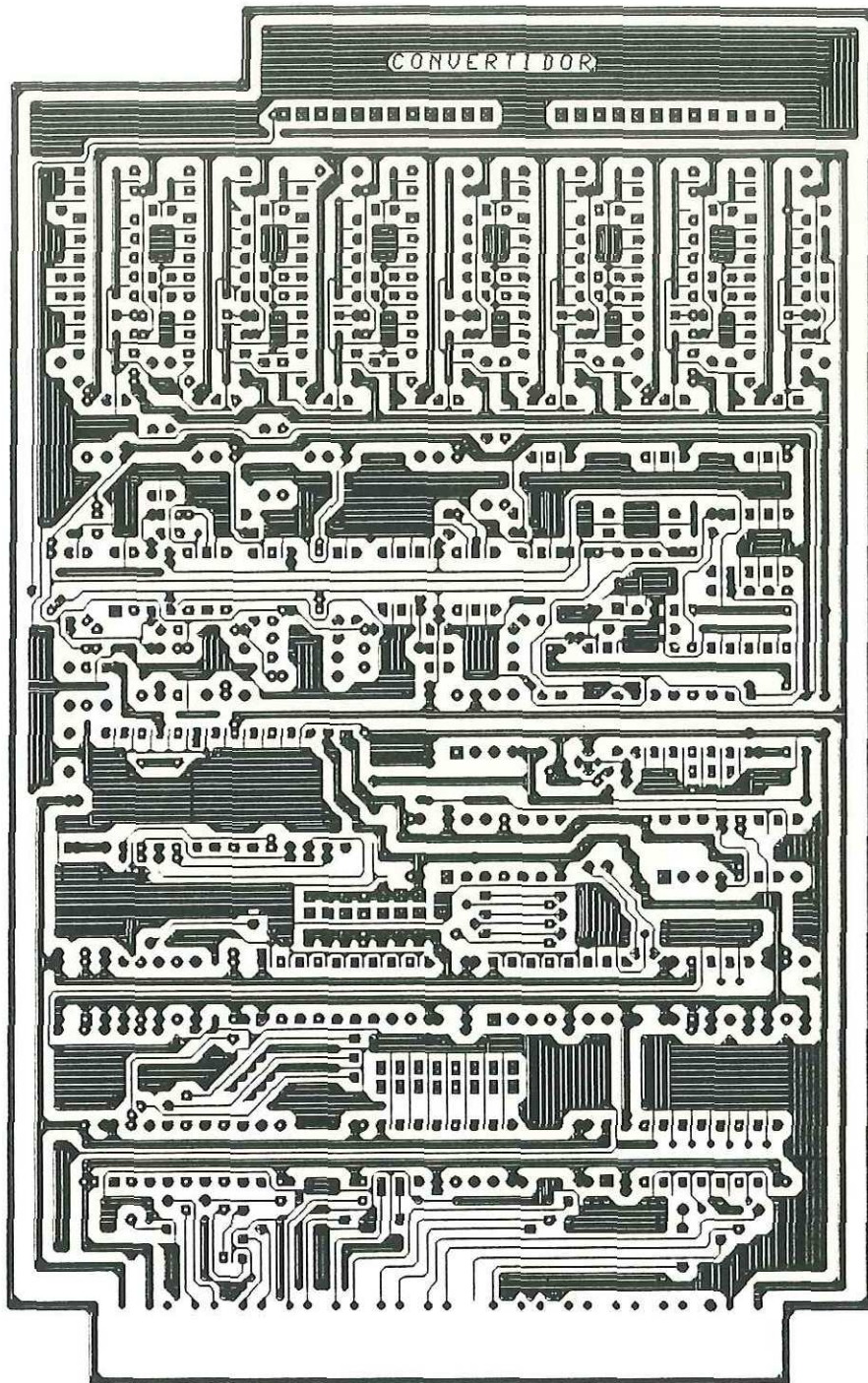


Fig 121. Circuito impreso de tarjeta del convertidor (lado de componentes).

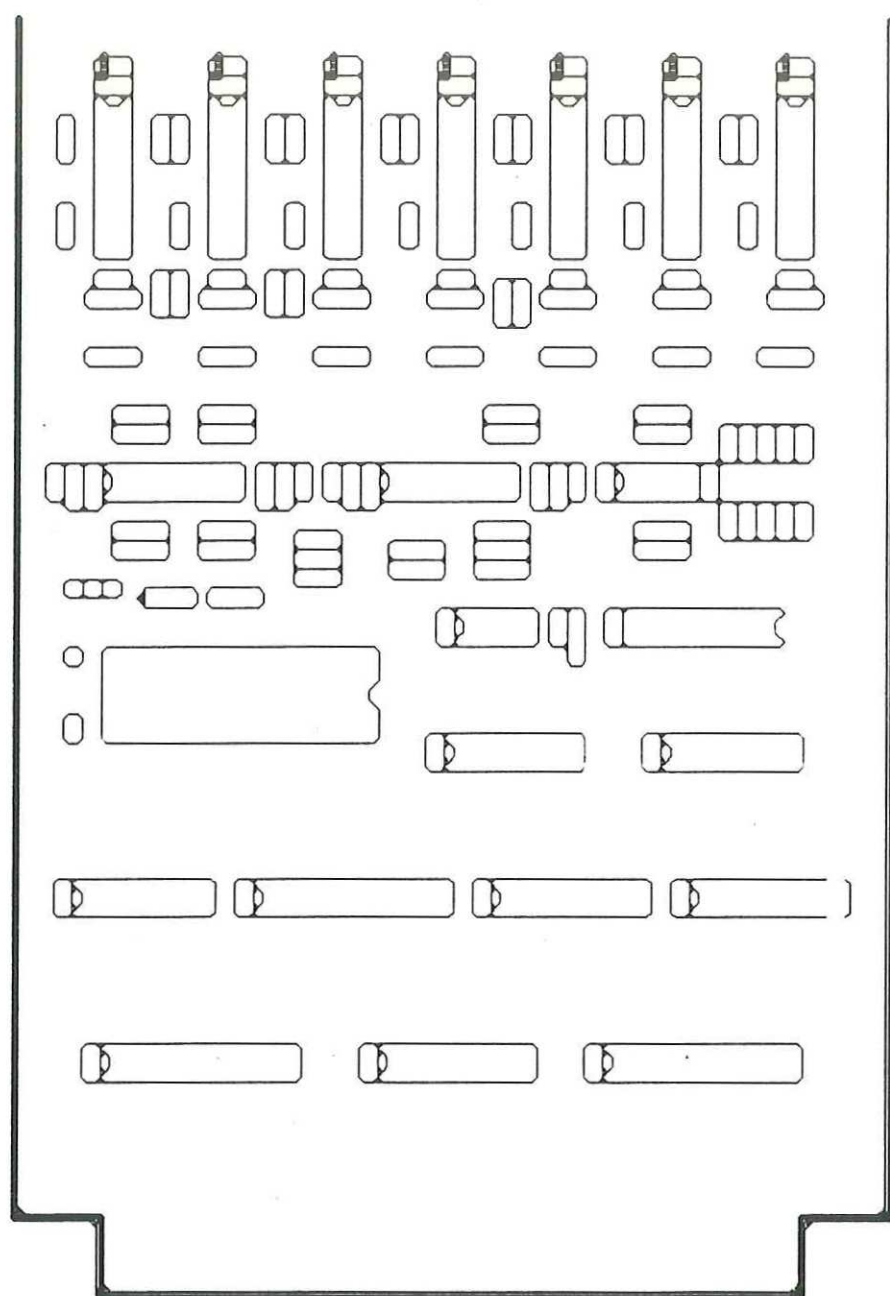


Fig 122.Circuito impreso de tarjeta del convertidor (lado de letras).

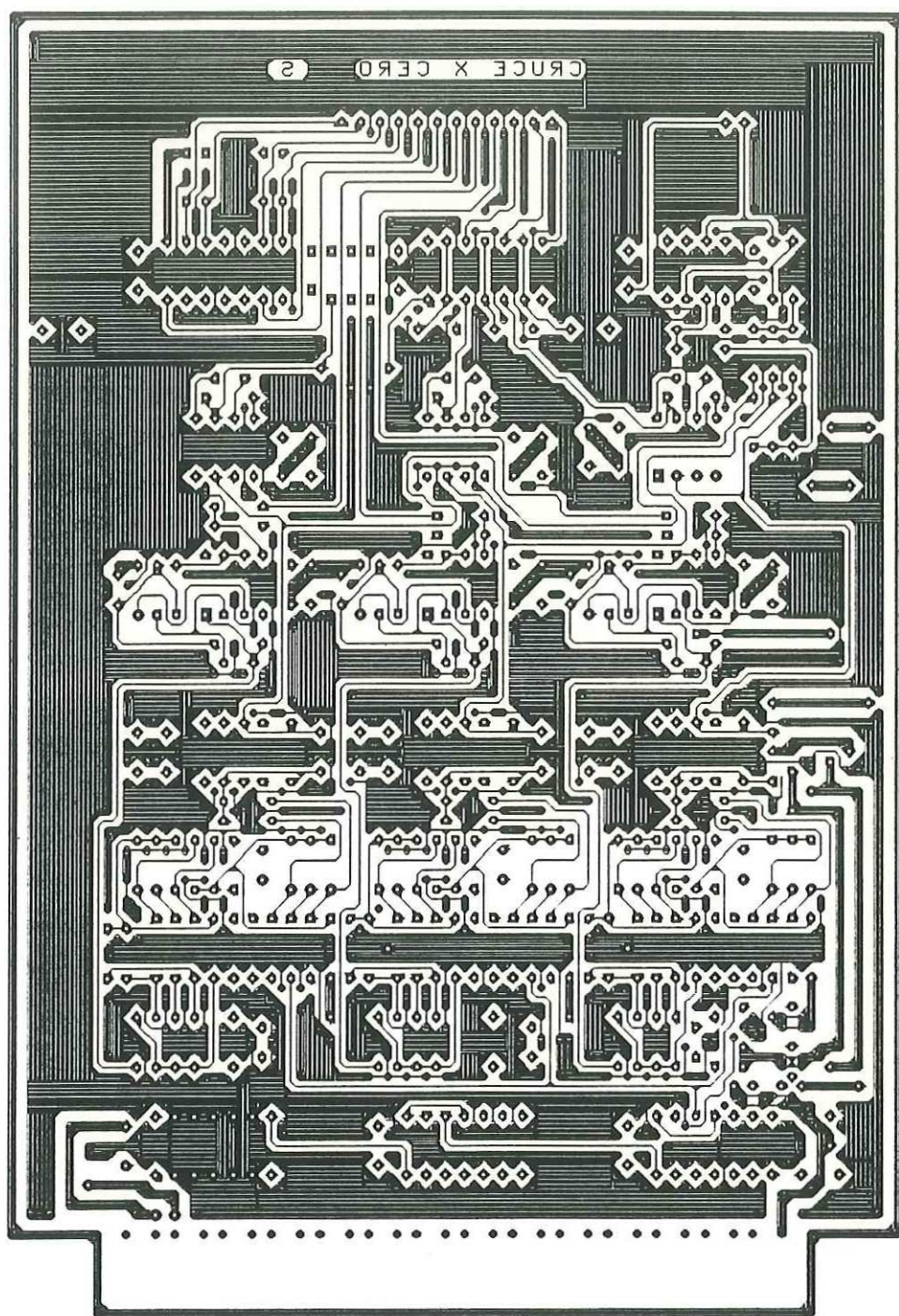


Fig 123. Circuito impreso de tarjeta de filtraje (lado de soldadura).

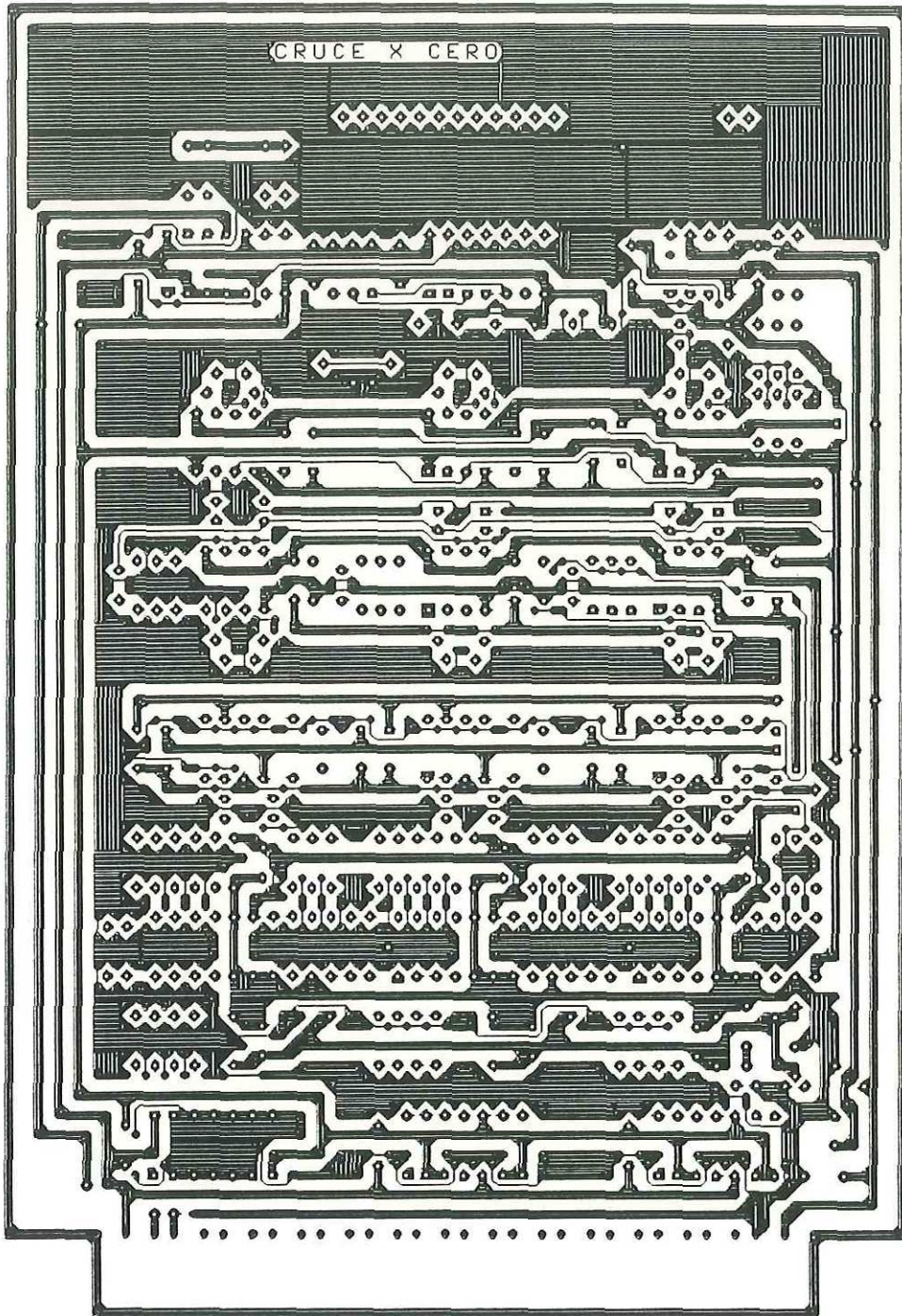


Fig 124.Circuito impreso de tarjeta de filtraje (lado de componentes).

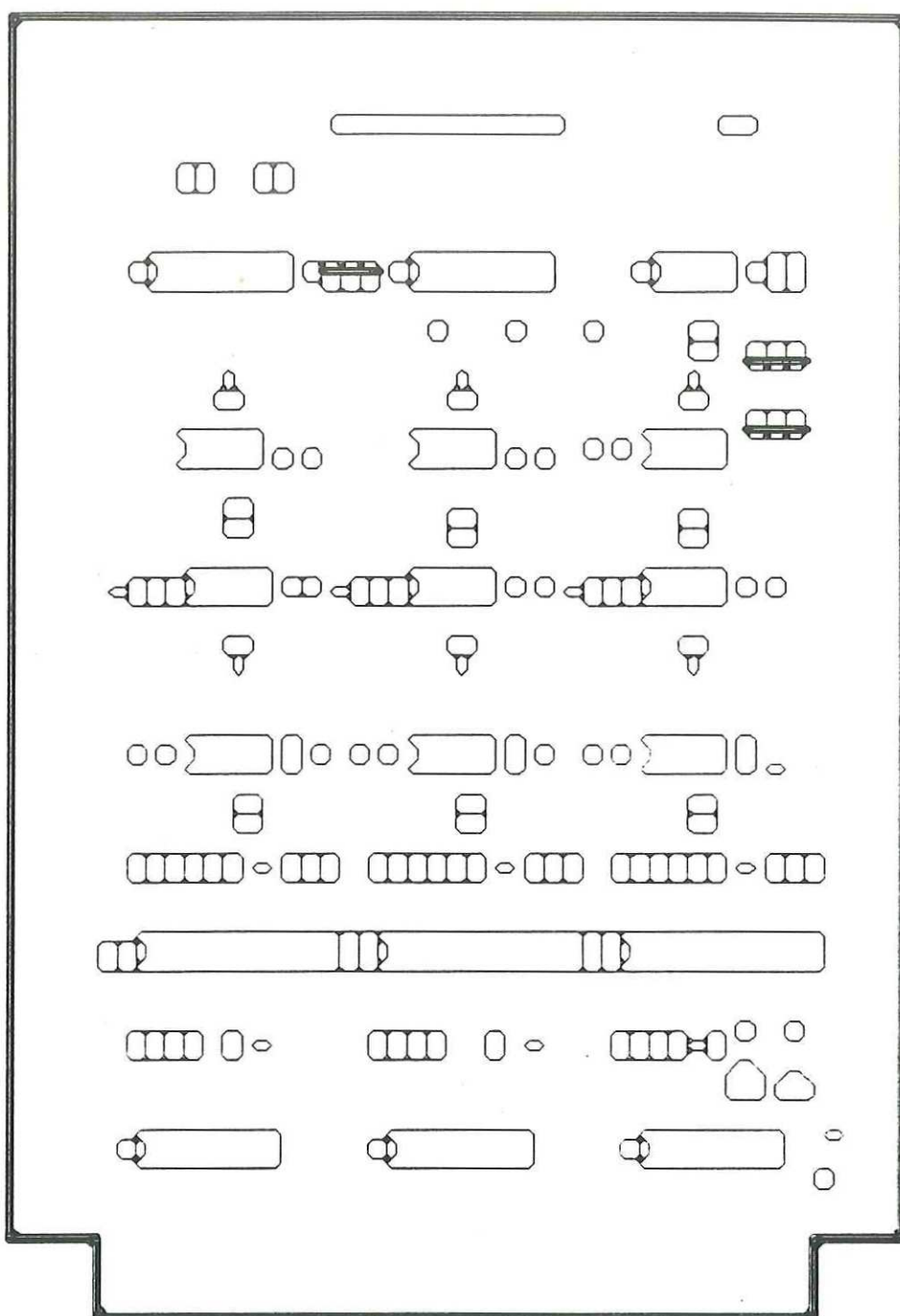


Fig 125.Circuito impreso de tarjeta de filtraje (lado de letras).

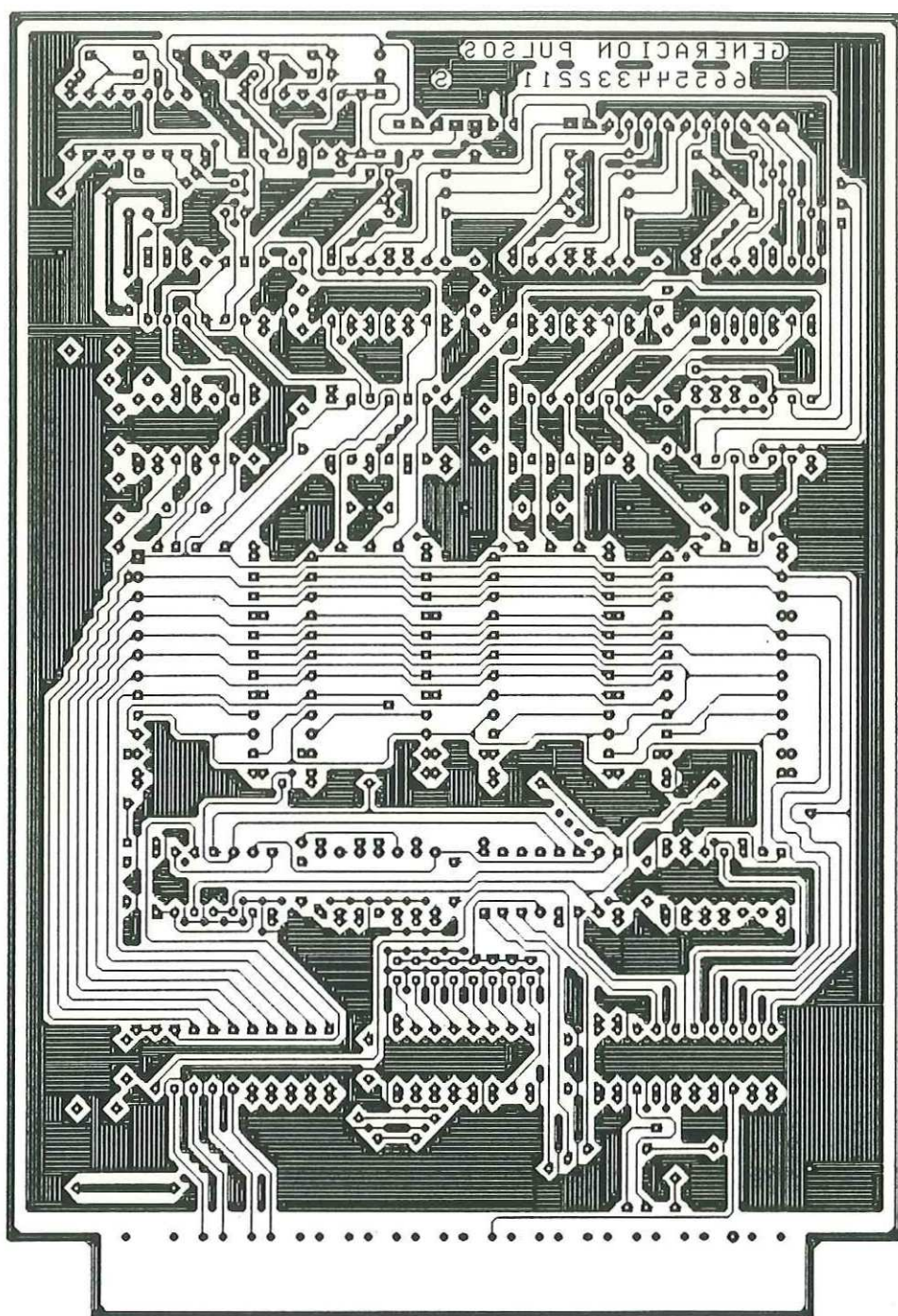


Fig 126.Circuito impreso de tarjeta de generación de pulsos (lado de soldadura).

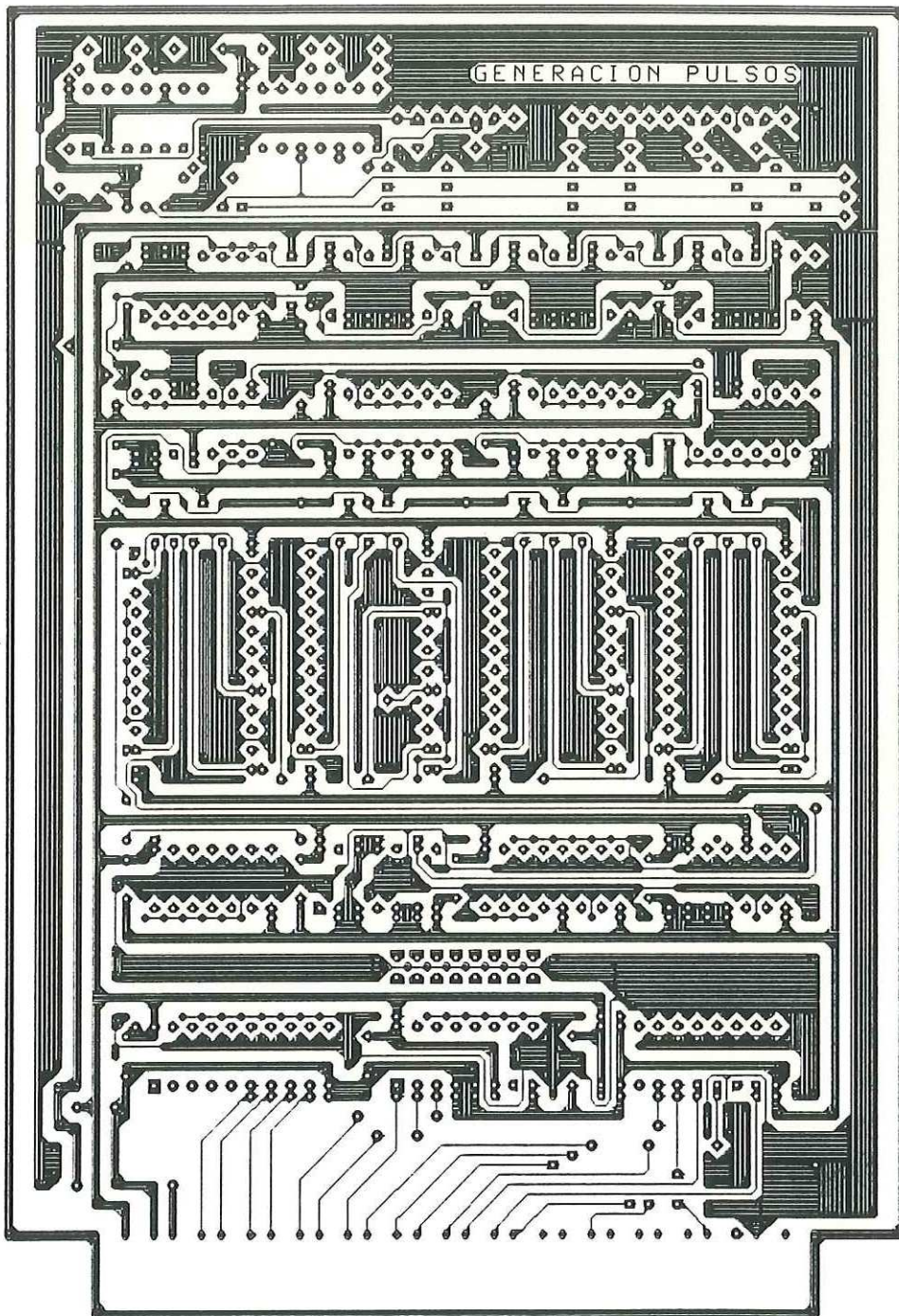


Fig 127.Circuito impreso de tarjeta de generación de pulsos (lado de componentes).

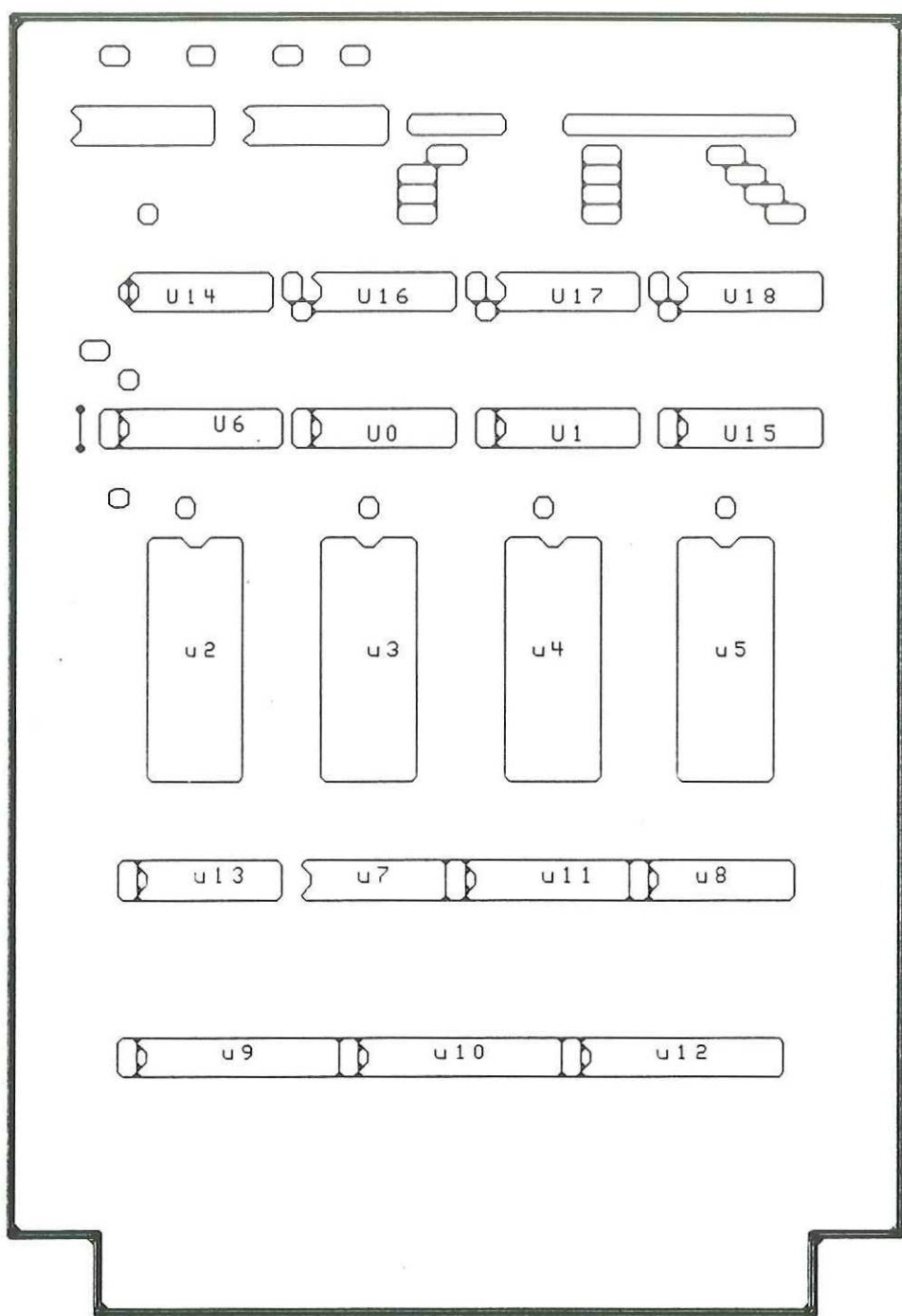


Fig 128.Circuito impreso de tarjeta de generación de pulsos (lado de letras).

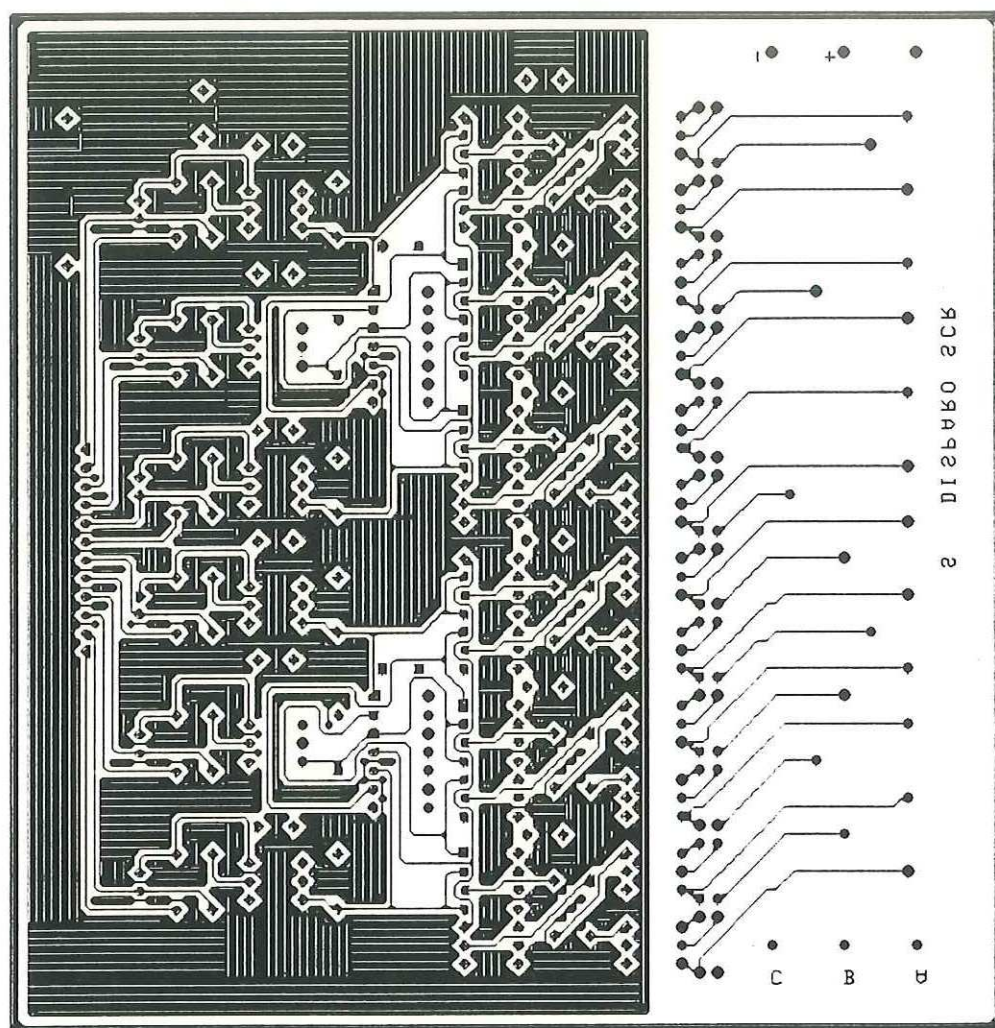


Fig 129.Circuito impreso de tarjeta de disparos a SCR's (lado de soldadura).

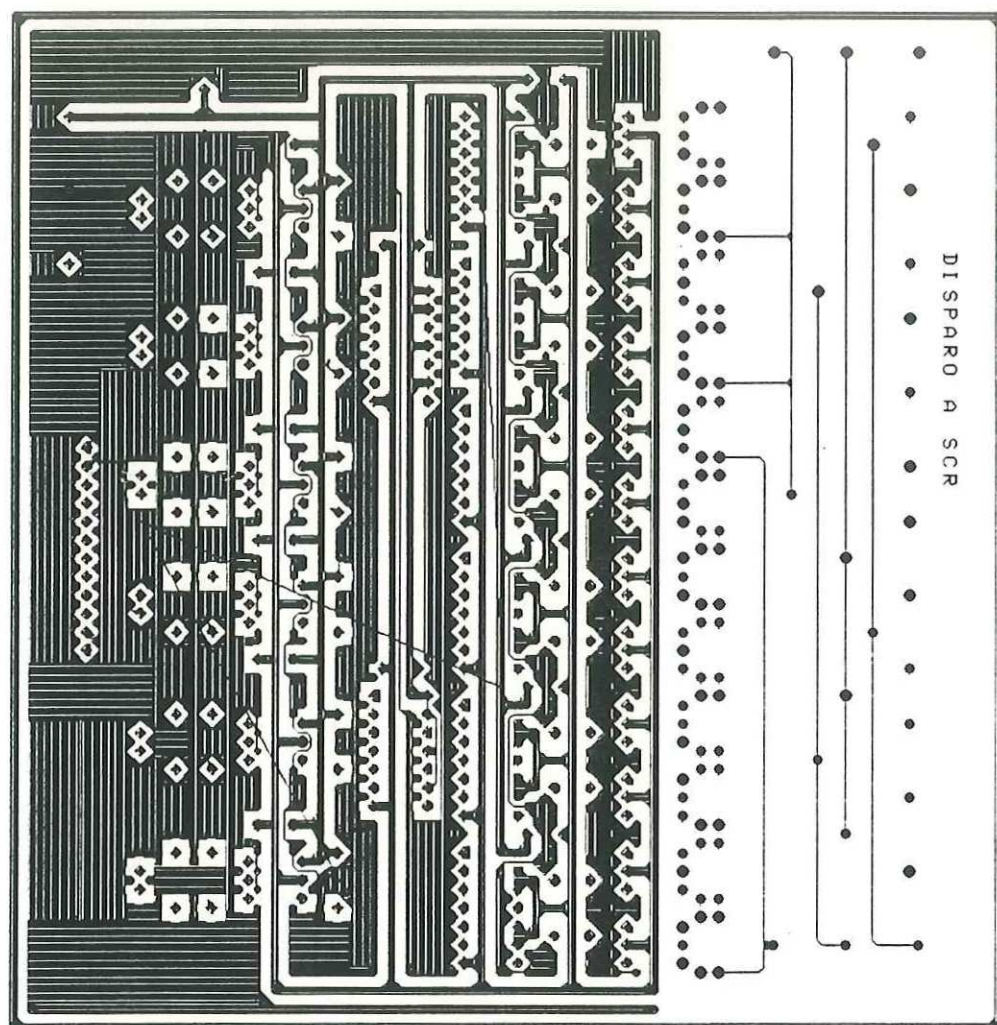


Fig 130.Circuito impreso de tarjeta de disparos a SCR's (lado de componentes).

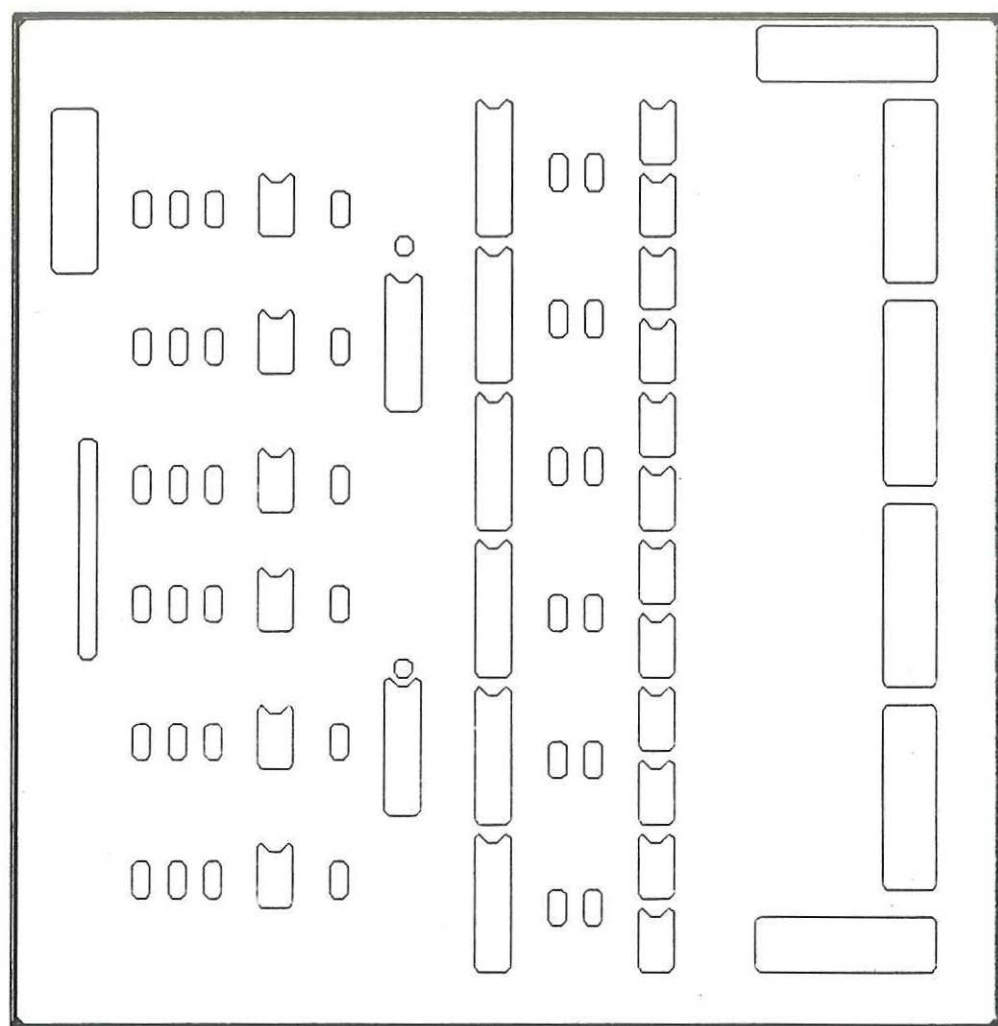


Fig 131.Circuito impreso de tarjeta de disparos a SCR's (lado de letras).

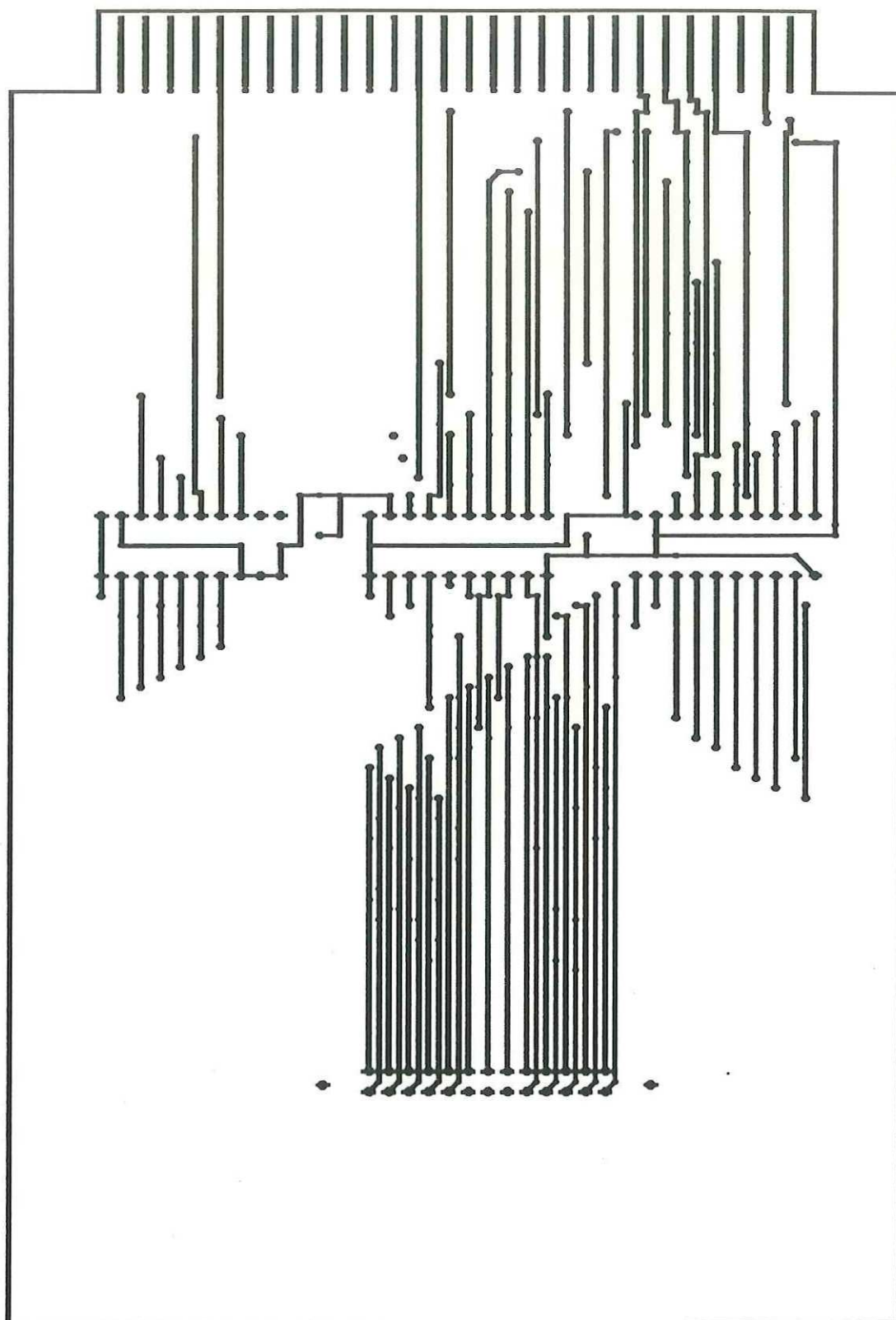


Fig 132. Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto STD - PC (lado de soldadura)

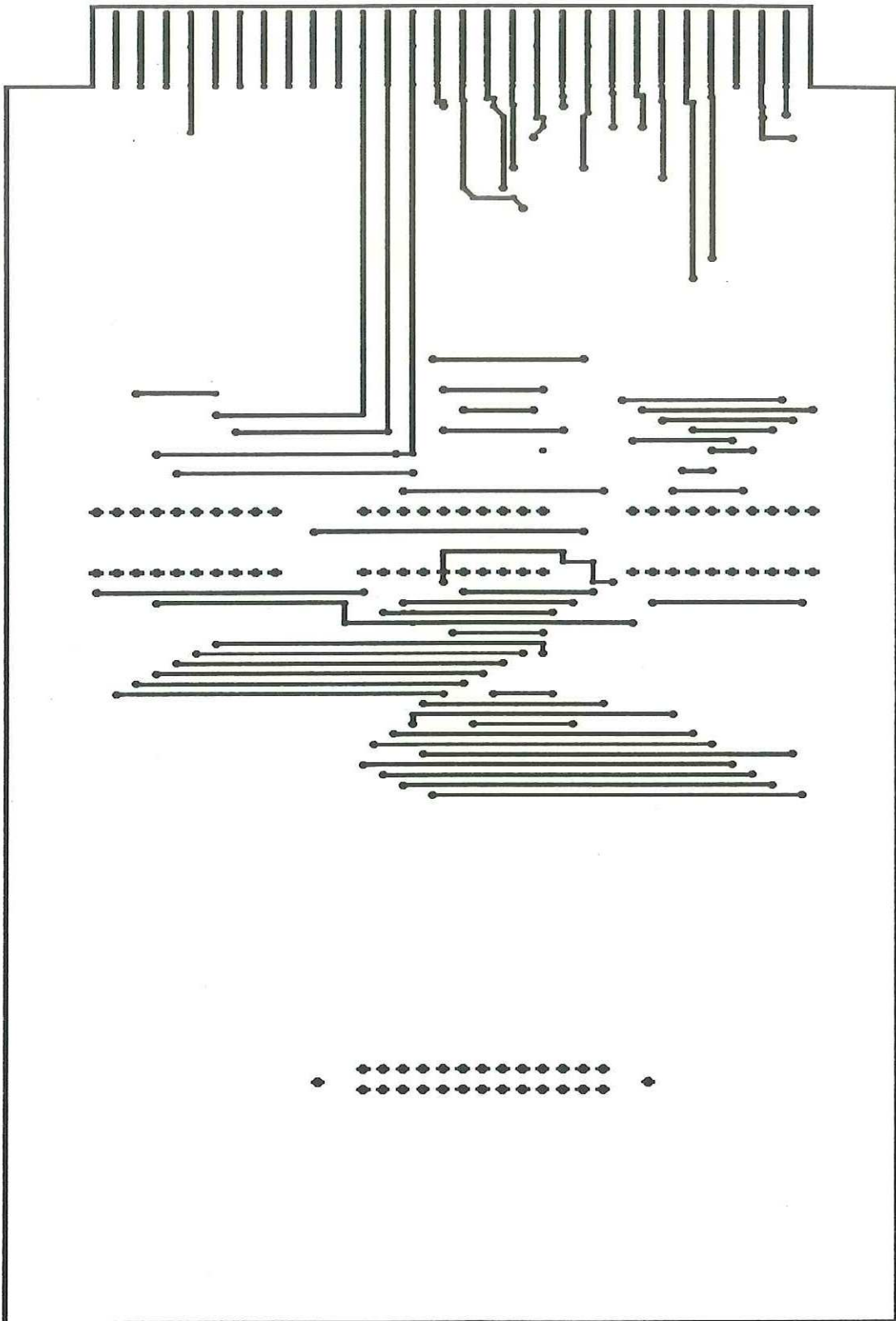


Fig 133 Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto STD-PC (lado de componentes)

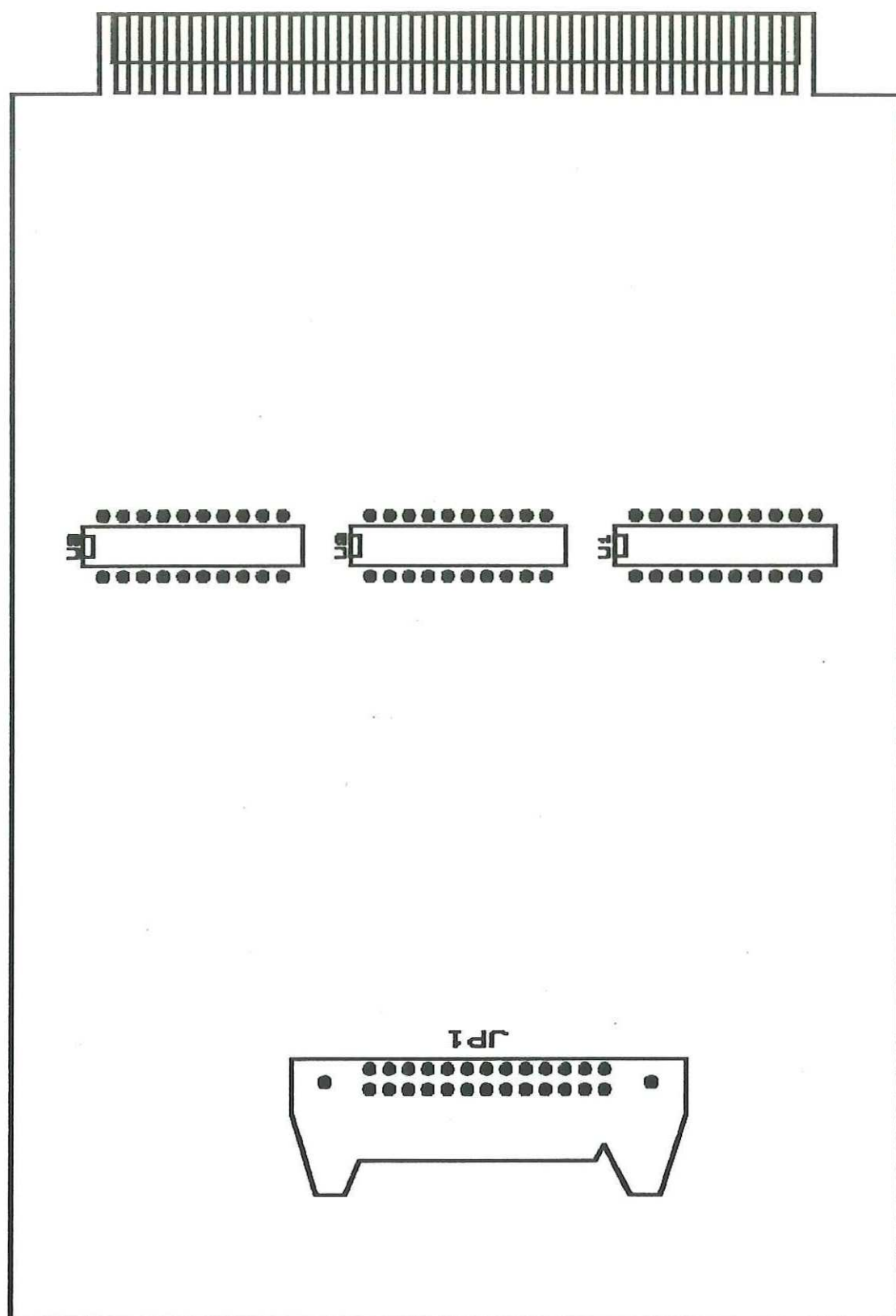


Fig 134.Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto STD - PC (lado de letras)

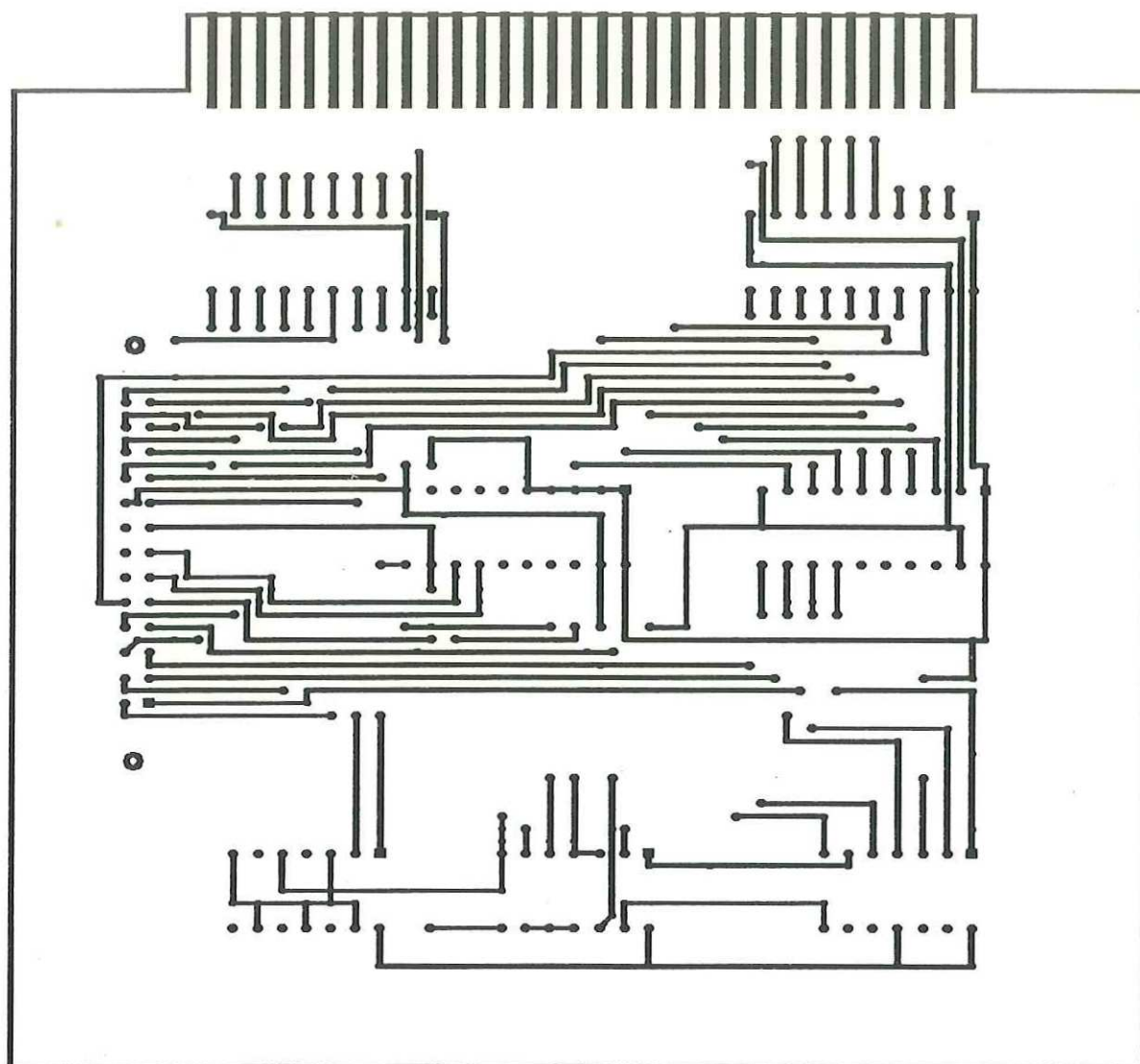


Fig 135.Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto PC - STD (lado de soldadura)

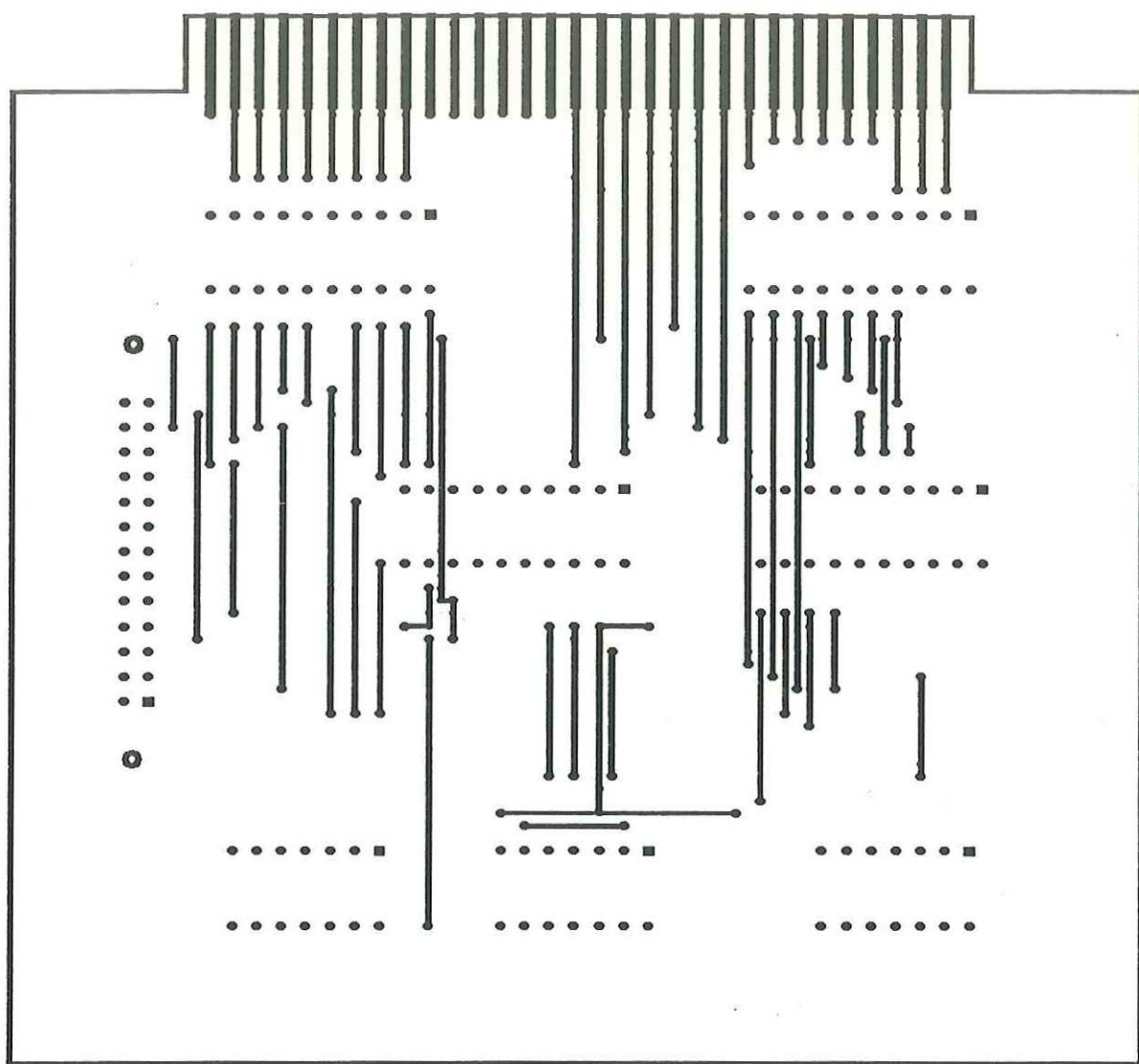


Fig 136.Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto PC -STD (lado de componentes)

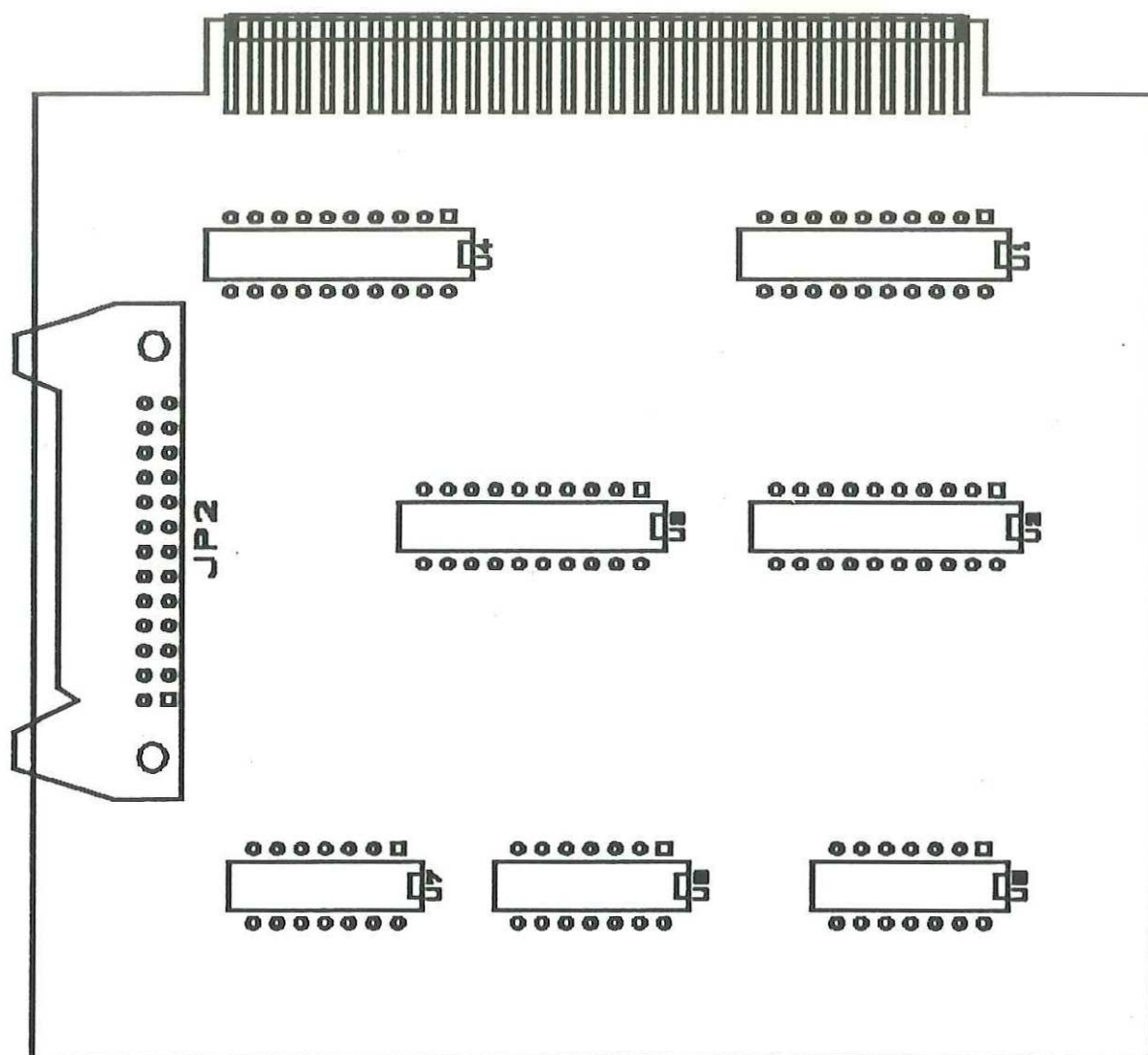


Fig 137. Circuito impreso de tarjeta interfaz del ducto PC -STD (lado de letras)

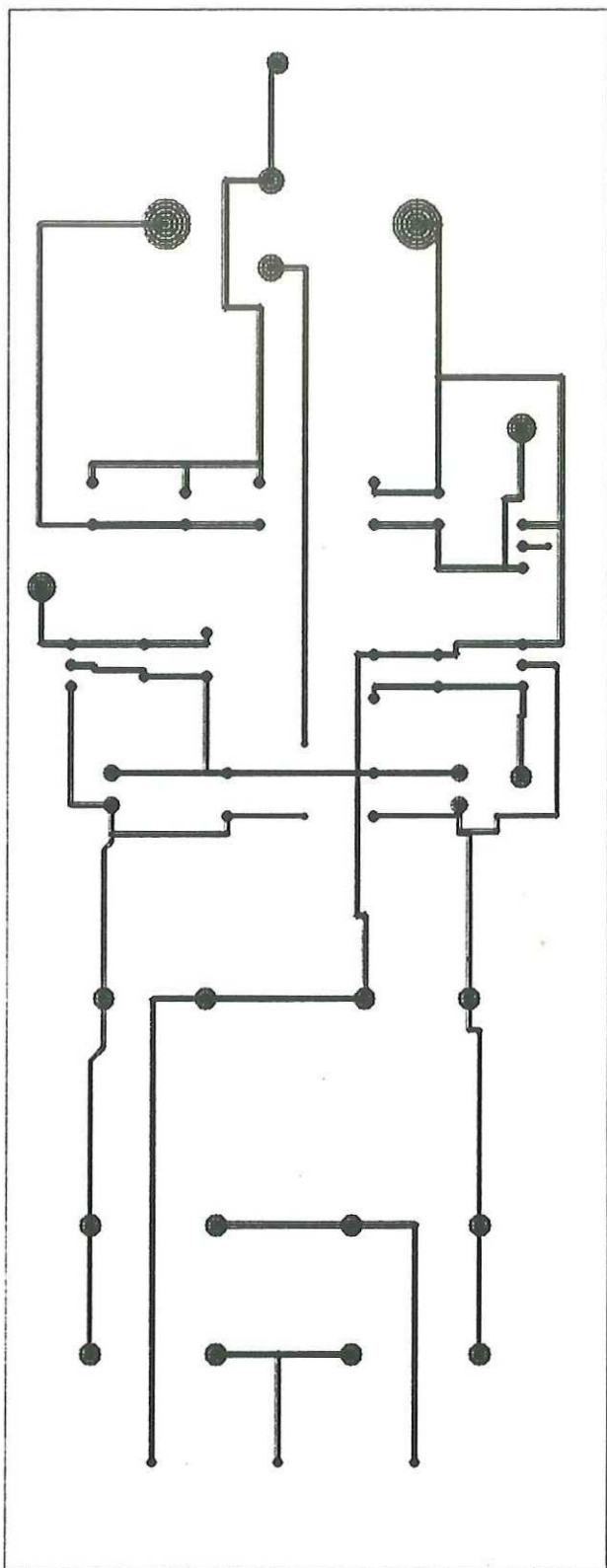


Fig 138. Circuito impreso de tarjeta de fuente para STD (lado de soldadura)

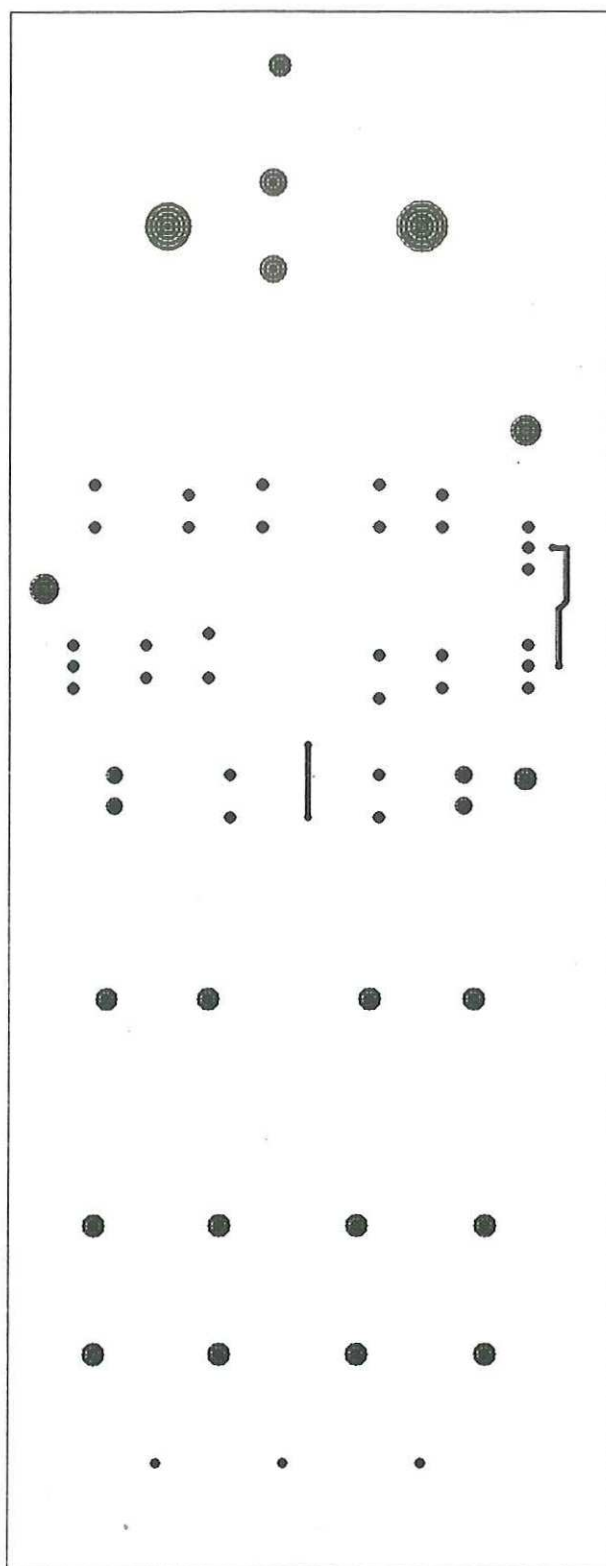


Fig 139. Circuito impreso de tarjeta de fuente para STD (lado de componentes)

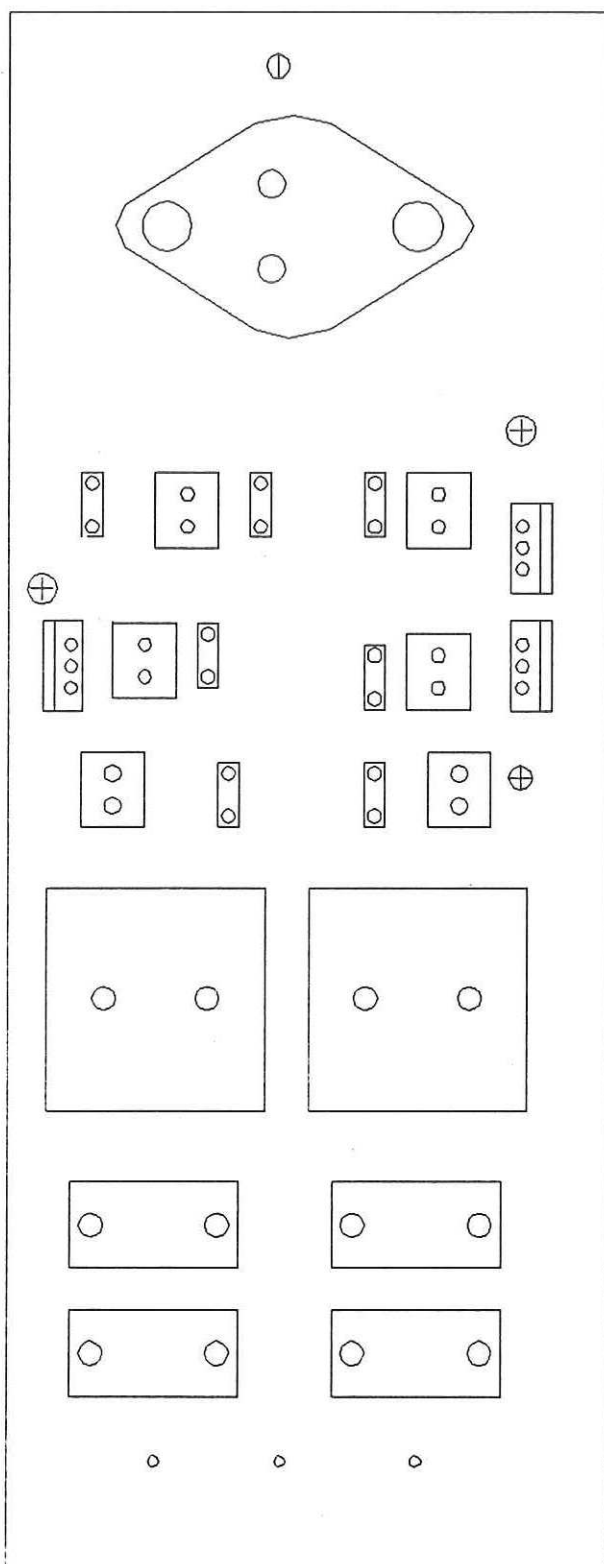


Fig 140. Circuito impreso de tarjeta de fuente para STD (lado de letras)

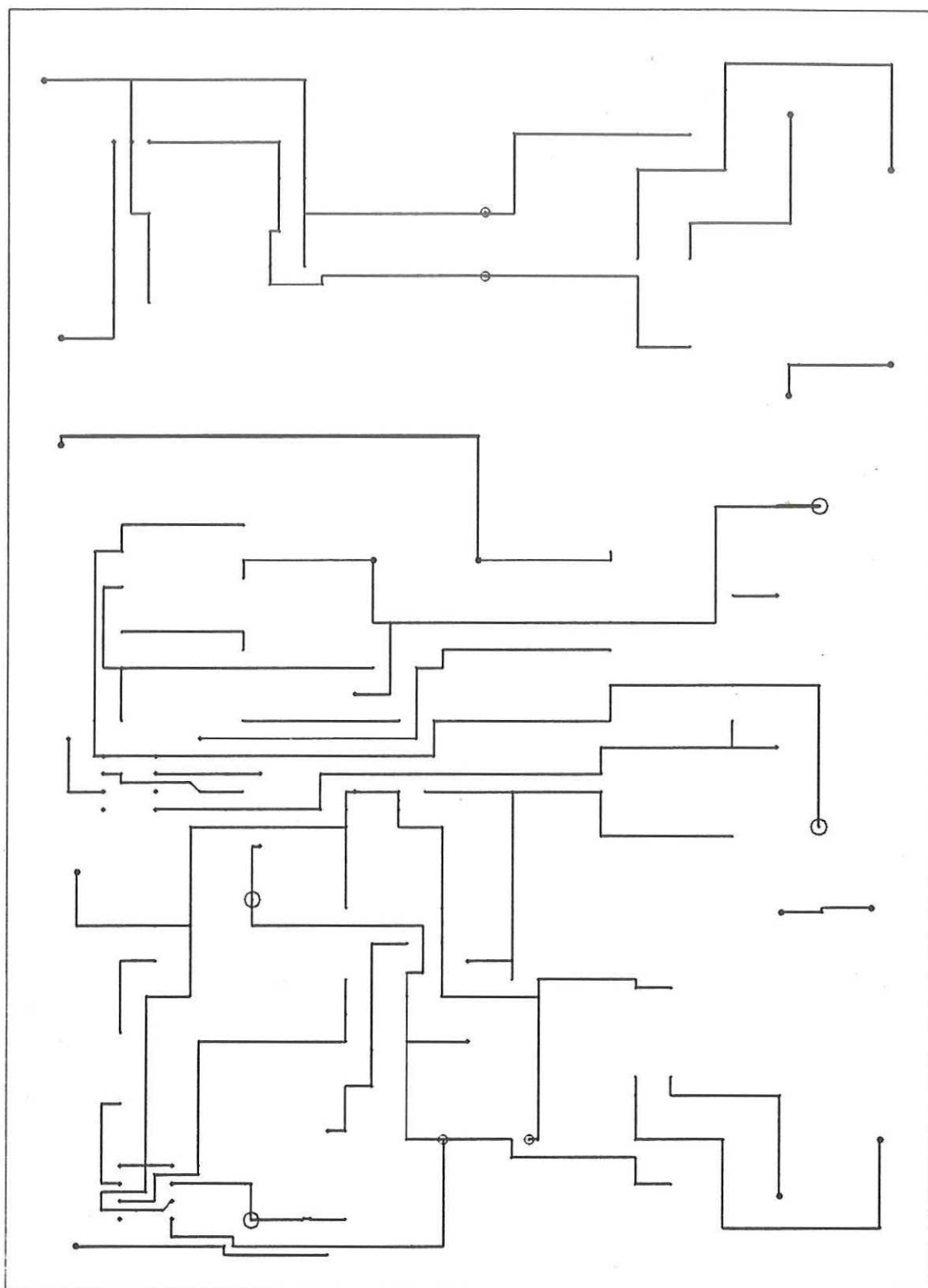


Fig 141. Circuito impreso de tarjeta de fuente para sensores (lado de soldadura)

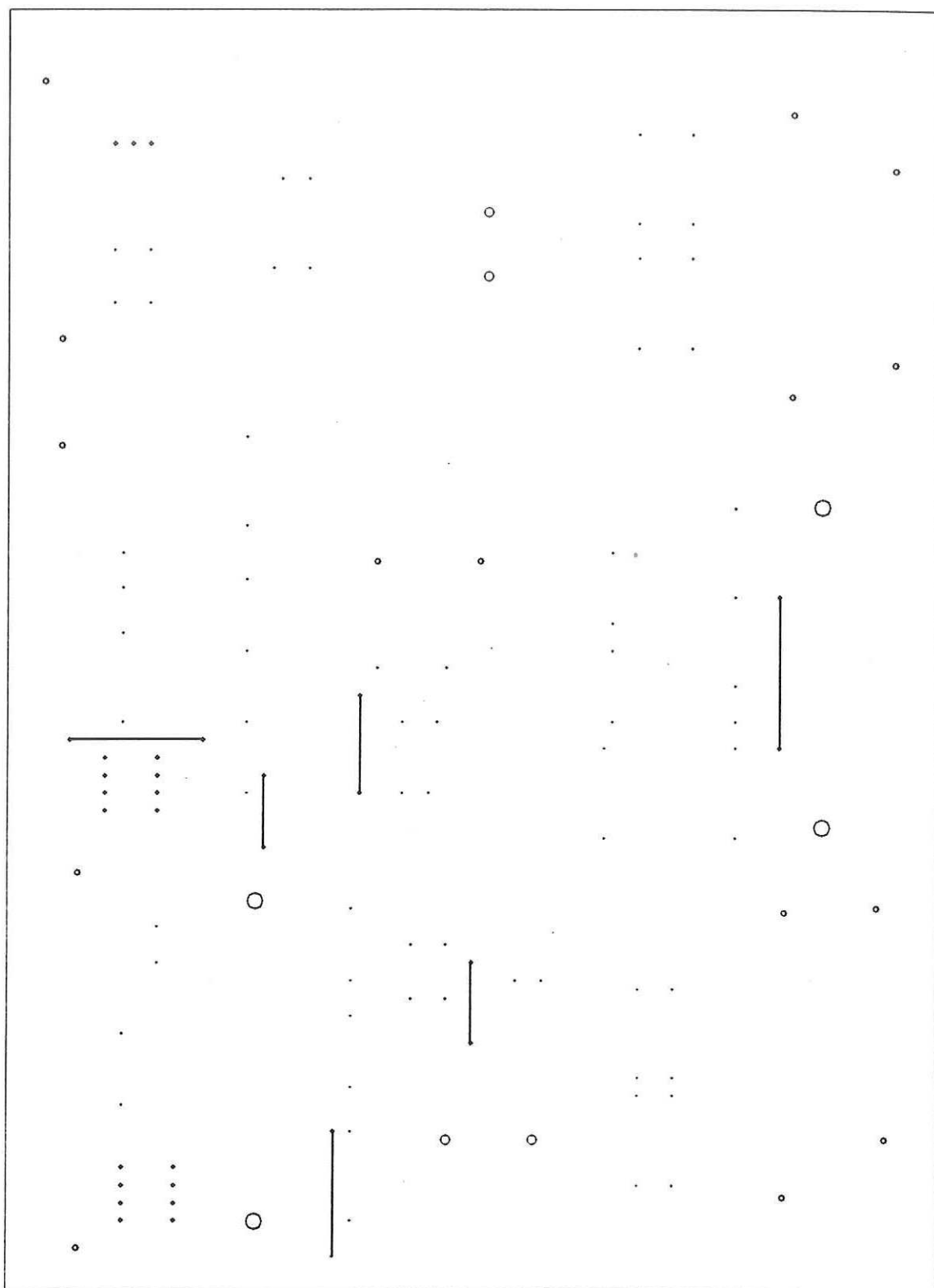


Fig 142. Circuito impreso de tarjeta de fuente para sensores (lado de componentes)

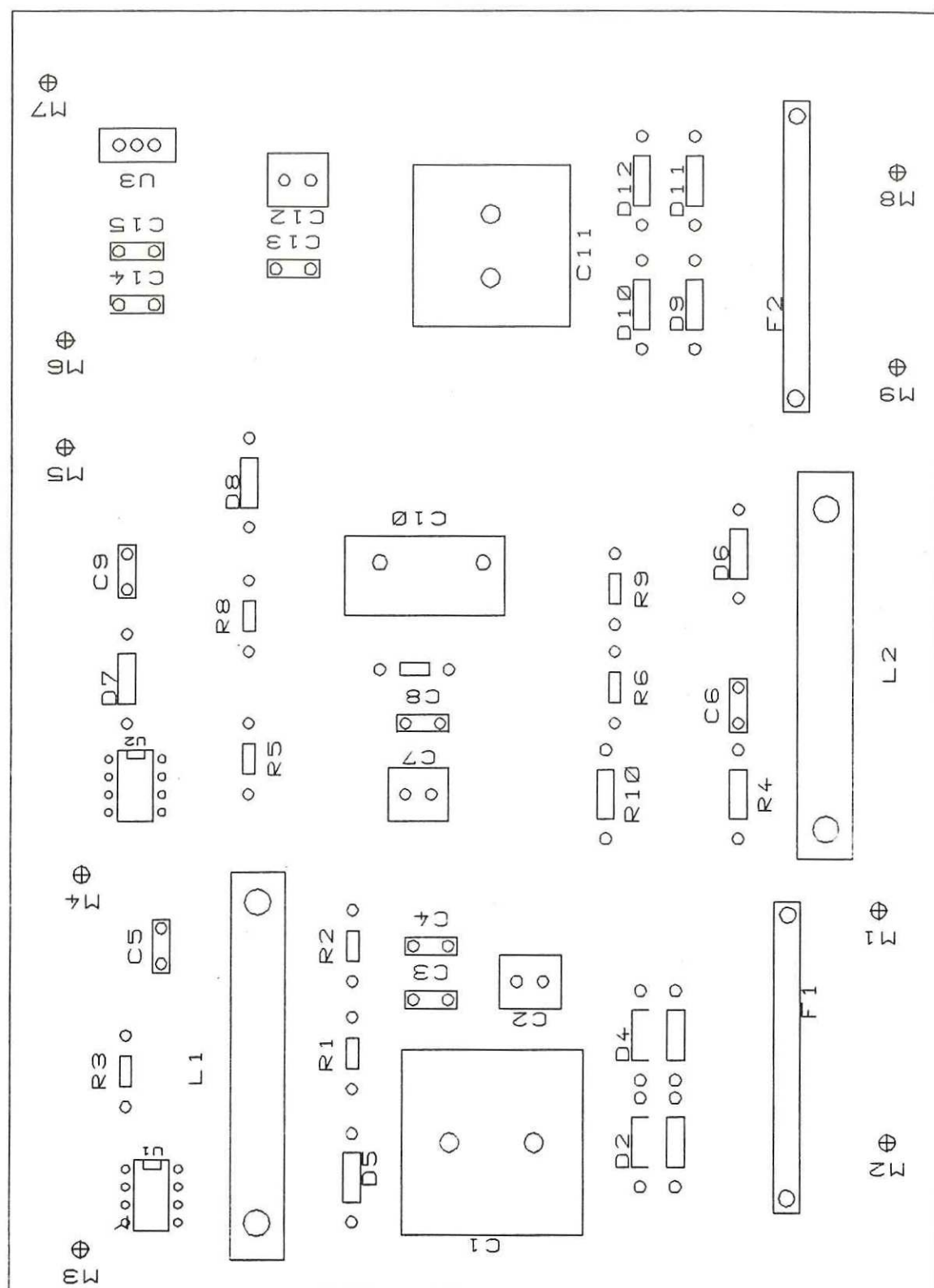


Fig 143. Circuito impreso de tarjeta de fuente para sensores (lado de letras)

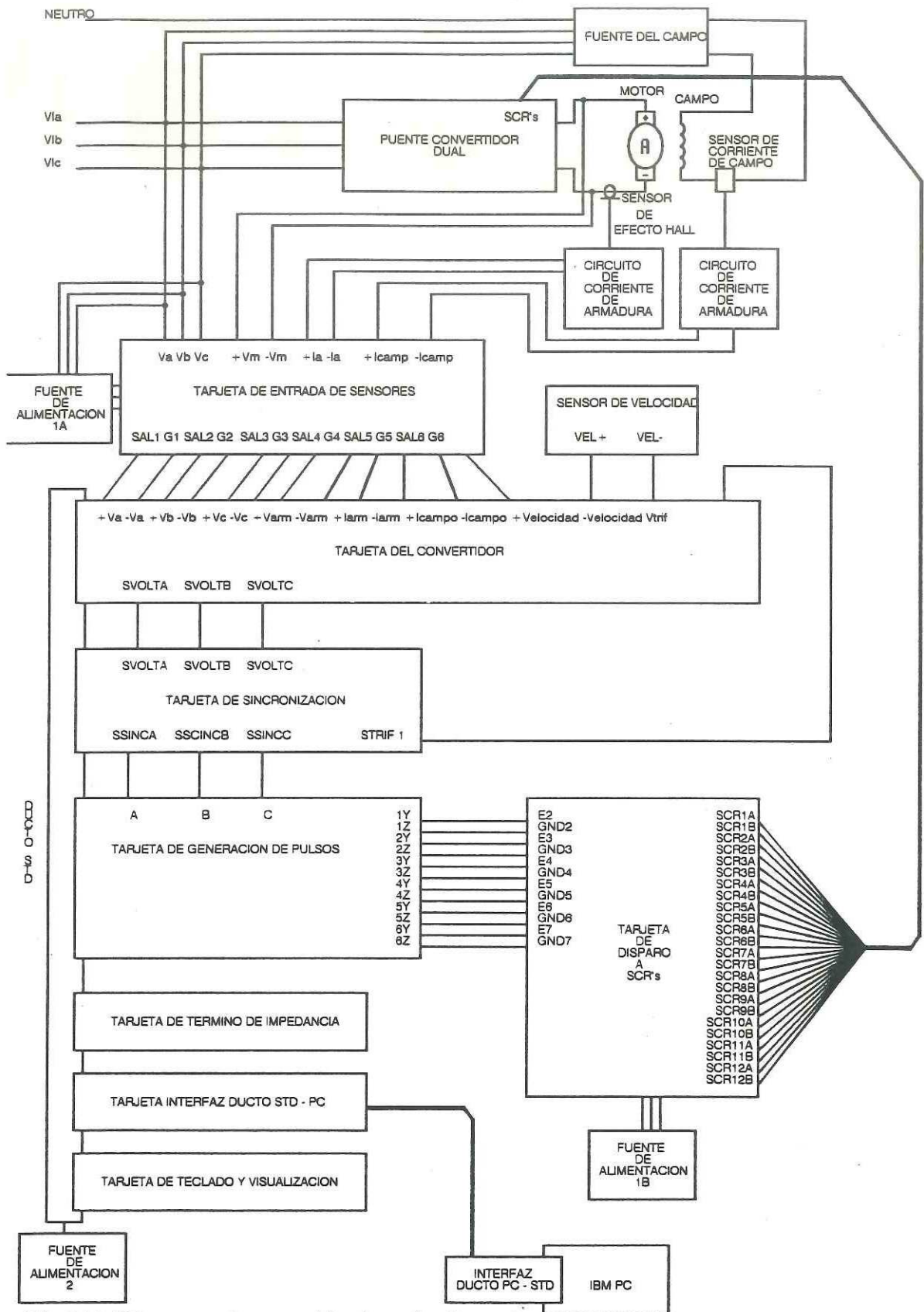


Fig 144. Diagrama de conexión de todas las tarjetas