ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA

ESPOL
CIB
D-6563

"CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC USANDO MICROPROCESADOR Y TIRISTORES"

TESIS DE GRADO
PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE
INGENIERO EN ELECTRICIDAD
ESPECIALIZACION ELECTRONICA

PRESENTADA POR:
MAURICIO CHAUG WONG

GUAYAQUIL-ECUADOR
1.984

AGRADECIMIENTO

Al ING. SERGIO FLORES MACIAS, por su valiosa colaboración y guía en el desarrollo del presente trabajo.

DEDICATORIA

A MI PADRE

A MI MADRE

A MI HERMANO

A JYI SY

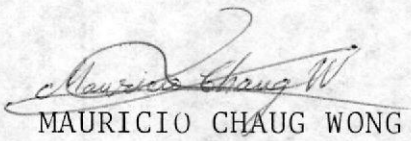
ING. SERGIO FLORES MACIAS

Director de Tesis

DECLARACION EXPRESA

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

(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL).



MAURICIO CHAUG WONG

RESUMEN

El objetivo de la tesis fue el de diseñar e implementar un sistema de control de velocidad de un motor dc.

El control del sistema se basa en cuatro señales principales: La señal de retroalimentación de la velocidad, la señal de referencia o velocidad deseada, la señal de sincronización y la señal de disparo o pulsos de disparo para el encendido de los tiristores.

El centro de control es el sistema SDK-85, basado en el microprocesador 8085, donde se realizan todos los cálculos y decisiones sobre el sistema de control; en el proceso de funcionamiento, el microprocesador toma el valor de referencia y compara con el valor retroalimentado, de cuya comparación se saca un error, dependiendo de este error, el controlador del sistema pone un ángulo de disparo para encender los tiristores; el encendido de los tiristores debe ser en forma sincronizada, por eso existe la señal de sincronismo, que entra al microprocesador, ésta señal es el punto de partida para la generación de los pulsos de disparo, una vez disparado los pulsos, el puente de tiristores sacará un voltaje rectificado, que al ser aplicado a un motor dc. fijará una

velocidad determinada. En cada ciclo alterno, el microprocesador chequea si hay error o no, en caso persiste el error, el microprocesador procede a desplazar el ángulo de desfase para modificar el ángulo de disparo, así el proceso se repite hasta conseguir un error igual a cero, entonces el microprocesador mantiene el mismo ángulo de desfase. Cualquier variación de cargas, perturbación del sistema trifásico, o cambio de velocidad referencial, producirá un error, entonces el controlador procede a desplazar el ángulo de desfase y con esto modificará el ángulo de disparo de los tiristores, hasta que logre conseguir la velocidad deseada. Todos estos para control de lazo cerrado.

En esta tesis se ha implementado también el control de lazo abierto, éste control es bastante versátil, ya que cualquier cambio de velocidad, puede ser realizado por medio de pulsaciones en el teclado.

El estudio, diseño de los circuitos periféricos y el algoritmo de control digital con su respectivo programa se detallan en los capítulos internos de esta tesis.

INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	VIII
INDICE DE FIGURAS	XIV
INDICE DE TABLAS	XXI
INTRODUCCION	22
CAPITULO I	
OBJETIVOS Y GENERALIDADES	23
1.1. Objetivos	23
1.2. Generalidades	24
CAPITULO II	
CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC	30
2.1. Análisis del control de velocidad de un motor dc.	30
2.1.1. Método de control de velocidad de armadura	31
2.1.2. Realimentación de la velocidad y su ventaja	32
2.1.3. Realimentación de la corriente y su ventaja.	33
2.1.4. Controlador	35
2.1.4.1. Control Proporcional	37
2.1.4.2. Control Integral	46
2.1.4.3. Control Derivativo	50

Pág.

2.1.5. Controlador del sistema 52

2.2. Ventajas y Desventajas del control digital 55

CAPITULO III

TEORIA BASICA DE LOS TIRISTORES 56

3.1. Estructura 56

3.2. Efecto de dI/dt y su protección 56

3.3. Efecto de dV/dt y su protección 58

3.4. Convertidores 60

3.4.1. Convertidor tipo puente 63

CAPITULO IV

TRANSDUCTORES Y ACONDICIONADORES DE SEÑALES 66

4.1. Transformador de corriente 66

4.2. Tacogenerador 67

4.3. Circuito reductor 67

4.4. Convertidor Analógico-Digital 69

4.5. Circuito de Sincronización 73

4.6. Detector de corriente 79

4.7. Circuito de disparo 80

4.7.1. Conexión de la salida de los pulsos de disparo ya muestreados con el amplificador de pulsos. 84

CAPITULO V

ELABORACION DEL ALGORITMO DEL CONTROL DIGITAL

5.1. Diagrama de bloque 88

Pág.

5.2. Análisis de los bloques 88

5.2.1. Microprocesador del sistema 90

5.2.2. Factor de conversión para velocidad deseada. 92

5.3. Generación de pulsos de disparo por el microprocesador. 94

5.3.1. Subrutina de Disparo 102

5.3.2. Subrutina de Cargado (1) CARG1 103

5.3.3. Subrutina de Cargado (2) CARG2 103

5.4. Algoritmo del Control Digital 106

5.4.1. Lazo Abierto 106

5.4.1.1. Explicación del diagrama de flujo del programa principal para lazo abierto. 107

5.4.1.2. Explicación del diagrama de la subrutina de servicio de la interrupción RST 7.5. 109

5.4.1.3. Explicación del diagrama de flujo de la Subrutina de interrupción de RST 6.5 112

5.4.2. Lazo Cerrado 114

Pág.

5.4.2.1. Explicación del diagrama de flujo de la subrutina DISP que da servicio al pedido interrupción RST 6.5. 115

5.5. Diagrama de interconexión de tarjetas en el sistema de control y análisis de resultados. 120

CAPITULO VI

DETALLE DE DISEÑO 140

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 173

APENDICES

APENDICE A 181

A.1. Ecuaciones de la máquina 181

A.2. Funciones de transferencia y diagrama de bloque. 181

A.3. Características del Motor del sistema 186

A.4. Simbología 187

APENDICE B 188

MANUAL DEL USUARIO 188

APENDICE C 193

CARACTERISTICAS DEL CONVERTIDOR ANALOGICO DIGITAL DEL SISTEMA 193

APENDICE D 189

MICROPROCESADOR 199

Pág.

D.1. Introducción 199

D.2. Principio de Funcionamiento 200

D.3. Barras 206

D.4. Familia de microprocesador 208

D.4.1. Los tres componentes Básicos del sistema. 208

D.4.2. Circuitos integrados para gestión de E/S 210

D.4.2.1. Temporizador/Contador programable (PIT) 210

D.4.2.2. Controlador de interrupciones programable (PIC). 212

D.4.3. Controladores de periféricos 213

D.4.3.1. Nuevas combinaciones 214

D.4.3.2. Conexiones 215

D.4.4. Memoria 216

D.4.4.1. Memoria activa (RAM) 218

D.4.4.1.1. Comparación entre dinámica y estática. 220

D.4.4.2. Memoria pasiva (ROM) 221

D.4.4.2.1. Memoria pasiva programable (PROM) 223

Pág.

D.4.4.2.2. Memoria pasiva programable y borrable. 225

D.4.4.2.3. Memoria pasiva programable eléctricamente. 226

D.5. Ventajas de los microprocesadores 228

D.6. Elección del microprocesador 230

APENDICE E 234

EL SISTEMA SDK-85 234

APENDICE F 239

PROGRAMAS DEL SISTEMA DE CONTROL PARA LAZO ABIERTO Y LAZO CERRADO. 239

BIBLIOGRAFIA 250

INDICE DE FIGURAS

FIG.		Pág.
1.1.	Modelo para control de campo	25
1.2.	Modelo para control de armadura	25
1.3.	Modelo para control del campo y de armadura	25
1.4.	Diagrama del sistema en lazo abierto	27
1.5.	Diagrama del sistema en lazo cerrado	29
2.1.	Función de transferencia con retroalimentación de velocidad	34
2.2.	Función de transferencia con retroalimentación de corriente.	34
2.3.	Función de transferencia tanto con retroalimentación de corriente como de velocidad.	34
2.4.	Diagrama de bloques del sistema de control.	38
2.5.	Ley de control proporcional. (a) Ganancia proporcional (ΔV/error). (b) Baja ganancia. (o) Alta ganancia.	42
2.6.	Respuesta para control proporcional	43
2.7.	Respuesta al cambio de carga	45
2.8.	Tasa de cambio de salida de un controlador Integral.	49
3.1.	Estructura y simbología de SCR o Tiristor	57

FIG.		Pág.
3.2.	Circuito "Snubber"	59
3.3.	Puente de Tiristores	59
3.4.	Tipos de convertidores trifásico	61
3.5.	Circuitos "Snubber" en el convertidor tipo puente.	62
3.6.	Señales de salida para convertidor tipo puente con α = 60 grados.	64
4.1.	Característica del tacogenerador RPM vs. voltio.	68
4.2.	Circuito reductor para retroalimentación de la velocidad.	70
4.3.	Circuito de reloj del convertidor A/D y la sincronización con el microprocesador para dar la señal de arranque del convertidor.	72
4.4.	Diagrama de tiempo del reloj y la sincronización del microprocesador con el pulso de arranque del convertidor.	74
4.5.	Señal de cruce de cero de la fase AB y de la fase AC, siendo cruce de cero de fase AC o señal SYN es la que se emplea en la sincronización del sistema.	76
4.6.	Circuito de Sincronización del sistema	78
4.7.	Detector de corriente	81
4.8.	Circuito de disparo	83

FIG.		Pág.
4.9.	Pulsos de disparo generado por el microprocesador.	86
4.10.	Análisis de conducción de los tiristores a) Ubicación de los tiristores b) Ondas de voltaje aplicado c) Los tiristores que conducen	87
5.1.	Diagrama de bloque del sistema de control con microprocesador	89
5.2.	El esquema del SDK-85 con las señales que entran y salen del mismo.	93
5.3.	Denominación del puente de tiristores conectado al equivalente del motor dc.	97
5.4.	Secuencia de los pulsos de disparo.	98
5.5.	Secuencia de los pulsos de disparo con una duración de 120 grados.	100
5.6.	Diagrama de flujo de la subrutina de cargado 2.	104
5.7.	Diagrama de flujo de la subrutina de cargado 1.	105
5.8.	Diagrama de flujo del programa principal - tanto para lazo cerrado como para lazo abierto.	108
5.9.	Diagrama de flujo para interrupción RST 7.5 en lazo abierto.	110

FIG.		Pág.
5.10.	Diagrama de flujo para interrupción RST 6.5 en lazo abierto.	113
5.11.	Diagrama de flujo para subrutina de interrupción RST 7.5 para lazo cerrado.	116
5.12a.	Diagrama de flujo para subrutina de interrupción RST 6.5 para lazo cerrado.	117
5.12b.	Continuación de la figura 5.12a.	118
5.13.	Diagrama de interconexiones de las tarjetas en el sistema de control.	121
5.14.	Vista superior de la tarjeta E1, conteniendo circuito de Muestreo de Pulso de Disparo, circuito Referencia y circuito de Sincronización.	122
5.15.	Vista superior de la tarjeta E2, conteniendo circuito Reloj del Convertidor A/D y circuito de Sincronización con el Microprocesador.	123
5.16.	Vista superior de la tarjeta E3, conteniendo circuito de Retroalimentación de Velocidad y circuito de Detector de Corriente.	124
5.17.	Vista lateral de Puente de Tiristores, circuito de amplificador de Pulsos y las tarjetas E1 y E3.	125

FIG.		Pág.
5.18.	Vista frontal del montaje del sistema de Control.	125
5.19.	Oscilogramas de las señales de pulsos de referencia SYN y los pulsos de disparo, salido del microprocesador PD1 a PD6, cuyo ángulo de desfase es 60°.	127
5.20.	Oscilogramas de las señales de pulso de referencia o SYN, y los pulsos de disparo salido del microprocesador, PD1 a PD6, cuyo ángulo de desfase es 112°.	128
5.21.	Oscilograma de las señales de voltajes alterna 3 y voltaje rectificado por el puente de tiristores con $\alpha = 30°$.	130
5.22.	Oscilograma de la señal de voltaje rectificado por el puente de tiristores, con $\alpha = 5°$	131
5.23.	Oscilograma de la señal de voltaje rectificado por el puente tiristores, con $\alpha = 60°$ y con $\alpha = 90°$.	132
5.24.	Oscilograma de la señal de respuesta de arranque, del lazo abierto, el valor del cargado de parámetros de arranque es 7FH y el de referencia es BOH.	134

FIG.		Pág.
5.25.	Oscilograma de la señal del tacogenerador en respuesta a la variación de carga (lazo cerrado) alterando de vacío o con carga de 900 W. velocidad mantenida es 1890 RPM.	135
5.26.	Oscilograma de la señal del tacogenerador en respuesta a la variación de voltaje de alimentación.	136
5.27.	Oscilograma de la señal de tacogenerador en respuesta al cambio de la velocidad referencial. Cambiando desde 1150 RPM a 552 RPM:	138
6.1.	Circuito amplificador de pulsos	142
6.2.	Puente de tiristores en la unidad de fuerza.	143
A.1.	Modelo del motor dc. de excitación separada.	185
A.2.	Función transferencia del motor	185
A.3.	Diagrama de bloque del motor	185
C.1.	Conexión de los terminales del convertidor A/D	194
C.2.	Diagrama de tiempo del convertidor A/D	195
D.1.	Un sistema computador está compuesto por cinco unidades funcionales.	202

FIG.		Pág.
D.2.	Arquitectura del sistema microprocesador estandar.	217
E.1.	Diagrama de bloque funcional de SDK-85.	235

INDICE DE TABLAS

TABLA		Pág.
5.1.	Tabla de equivalencia hexagesimal, binario, voltaje y velocidad.	95
5.2.	Tabla de secuencia para generar pulsos de disparo.	101
7.1.	Lista de precios de los componentes y equipos.	178
C.1.	Tabla de conversión Analógico a Digital	197

INTRODUCCION

El control de velocidad es ampliamente usado en la industria, muy a menudo como parte de sistema de gobierno de motores con lazos externos de regulación de velocidad.

Este tesis enfoca el detalle del diseño, como también maneras del control, esto es en lazo cerrado y lazo abierto, de un motor dc. de 1.5 Hp. por medio de un microprocesador.

En el detalle de diseño se dá la información concreta sobre los diagramas, cuya información facilita la reconstrucción total o parcial de los circuitos del sistema, así como también facilita el chequeo del correcto funcionamiento del mismo.

La manera de control tanto en lazo abierto como cerrado se detalla previamente por medio de diagramas de flujo y luego la implementación de programa para el SDK-85. Al final se realiza el análisis de los resultados del control digital de velocidad implementado.

CAPITULO I

OBJETIVOS Y GENERALIDADES

Este capítulo es una introducción a la tesis que está basada en el diseño de un control de velocidad de un motor de corriente dc. controlado por microprocesador.

1.1. OBJETIVOS

El control de velocidad de motor dc. es un soporte principal en el proceso de control de producción de la industria y el uso de microprocesadores en reemplazo de un sistema analógico de control, se debe a la revolución de la tecnología de los circuitos integrados, la cual permite dar mayor efectividad al control y optimización de sistemas al mismo nivel de confiabilidad dado por un sistema analógico.

El objetivo de la presente tesis fue el de diseñar e implantar un sistema de control de velocidad de un mo

tor dc. de 1,5 Hp, del Laboratorio de Controles Industriales Electrónicos, empleando rectificación trifásica controlada por medio del sistema experimental SDK-85, basado en el microprocesador Intel-8085.

1.2. GENERALIDADES

El control de la velocidad de un motor dc. puede realizarse de tres maneras:

El control sobre el campo como se indica en la figura 1.1. con la variación del voltaje de campo se puede controlar la velocidad del motor, pero su rango de velocidad es limitada.

El control sobre la armadura, tal como se muestra en la figura 1.2, variando el voltaje de la armadura se puede variar la velocidad del motor.

El control de campo y de armadura como se muestra en la figura 1.3, donde variando el voltaje tanto de campo como de armadura se logra un mayor rango de control de la velocidad, pero en cambio el sistema no es lineal.

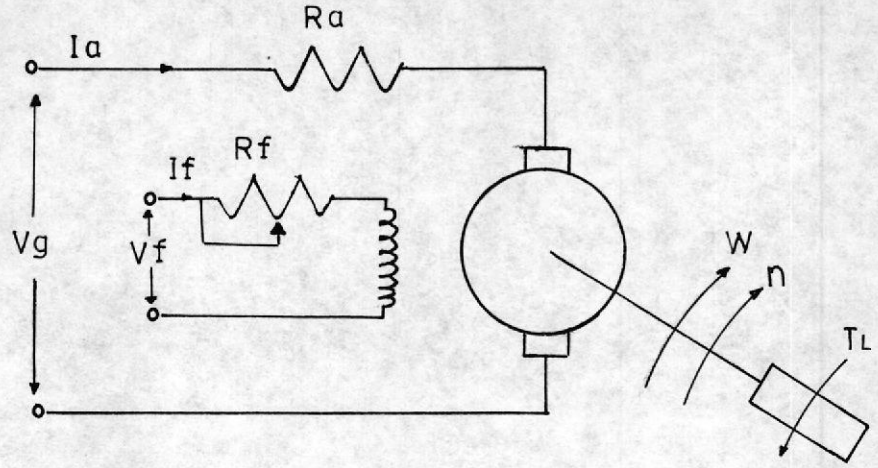


Figura 1.1. Modelo para control de campo

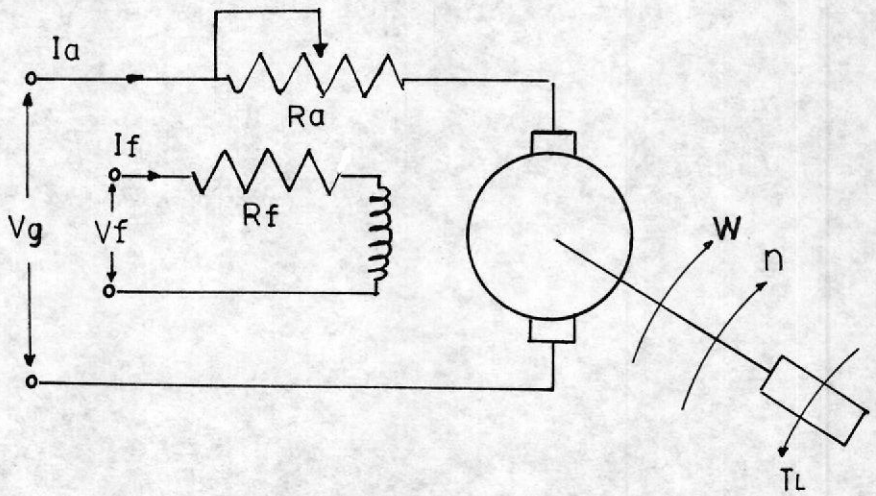


Figura 1.2. Modelo para control de armadura

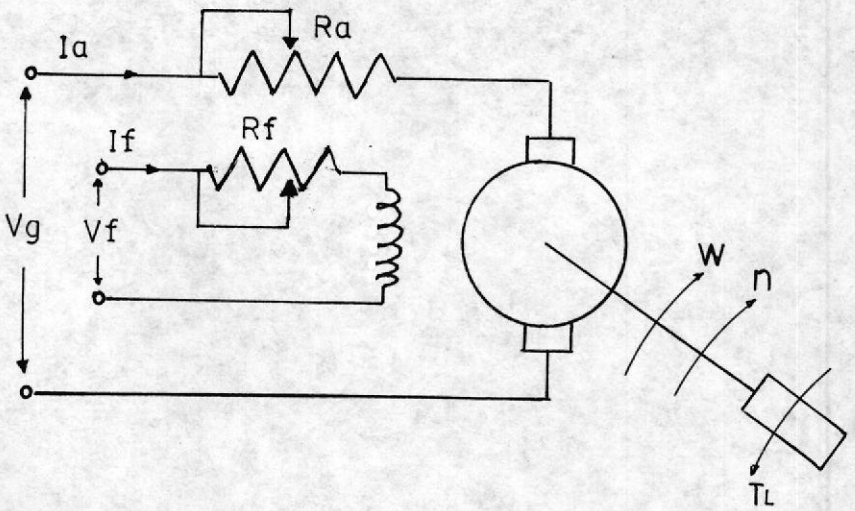


Figura 1.3. Modelo para control del campo y de armadura.

En ésta tesis he seleccionado el control de la armadura por cuanto tiene un rango de amplio control de la velocidad, y no necesita el control sobre el campo.

Para la alimentación del motor dc. controlado por armadura, se usa la rectificación trifásica y no monofásica, por cuanto éste control permite ser usado en motores de mayor potencia. La rectificación tipo puente permite una mayor continuidad de la corriente que circula por el motor, y evita el chisporroteo que podría limitar la vida útil del mismo.

Se ha diseñado dos tipos de controles, el de lazo abierto y el de lazo cerrado.

En el caso de lazo abierto como se muestra en la figura 1.4. la velocidad deseada se pone de referencia en el microprocesador, en el que se define el ángulo de retardo para disparar los tiristores con respecto a la sincronización del sistema trifásico. Las señales que salen del microprocesador van a multiplexarse con la señal del reloj de alta frecuencia y luego son amplificadas y aisladas para disparar los tiris-

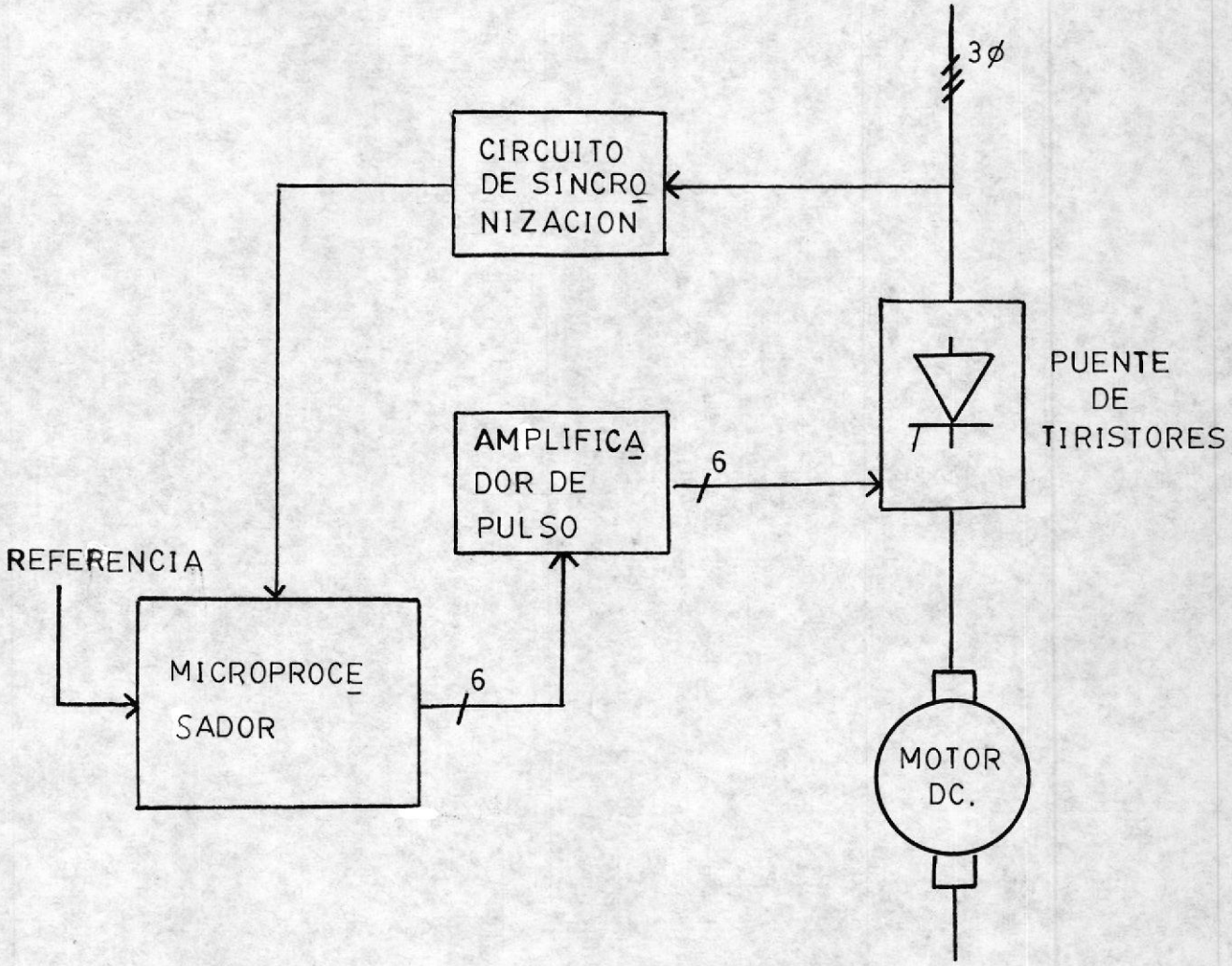


Figura 1.4. Diagrama del sistema en lazo abierto

tores correspondientes, de tal forma que se obtiene un control sobre el voltaje rectificado aplicado a la armadura del motor dc.

En el caso de lazo cerrado mostrado en la figura 1.5. se le adiciona al lazo abierto una señal de retroalimentación, que es la señal de velocidad pasada por un tacómetro y luego por un reductor y finalmente por un convertidor analógico digital, cuya salida entra al microprocesador donde es comparada con la de referencia, dando un error que determina la corrección del ángulo de disparo.

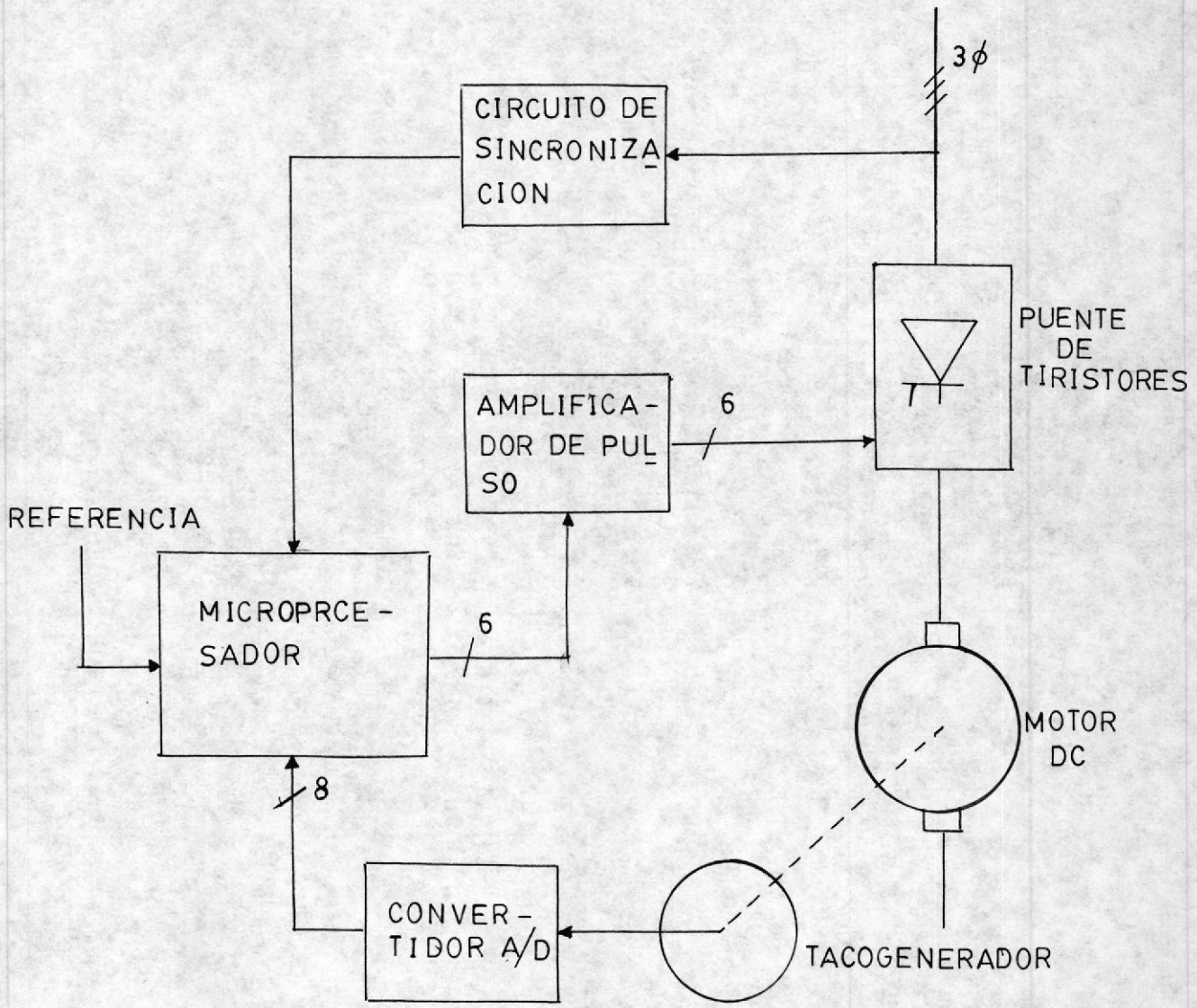


Figura 1.5.- Diagrama del sistema en lazo cerrado

CAPITULO II

CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC

2.1. ANALISIS DEL CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC

La velocidad de un motor dc. está definida por:

$$n = \frac{e_a - Ra\ (i_a)}{Ka\phi} \qquad |2\text{-}1|$$

Existen tres maneras de variar la velocidad, (1) variando el voltaje de alimentación en la armadura, (2) variando la carga y (3) variando el flujo del campo. (2) y (3) no sirven para el control de la velocidad, debido a que el primero es susceptible al cambio de la carga y no puede mantener una velocidad fija, usándose sólo en combinación con el control de armadura para una mayor eficiencia. Por tanto es necesario usando el método (1), buscar una mejor manera de control del voltaje DC. que alimenta a la armadura.

2.1.1. Método de control de velocidad de armadura

Siendo la velocidad proporcional al voltaje de armadura, un control sobre este voltaje implica un control de la velocidad.

Existen varias maneras de controlar la alimentación de armadura, por ejemplo potenciómetros en serie, pero existe la desventaja de pérdida de potencia y eficiencia del sistema.

En la actualidad por lo general la alimentación del motor dc. es obtenida rectificando la alimentación interna, esto puede ser de rectificación monofásica o trifásica. En el caso de rectificación monofásica, este es realizado por medio de diodos y tiristores, la ventaja es que es más económica, la desventaja es que sirve para motores pequeños o de baja potencia. En el caso de rectificación trifásica, la rectificación es mas compleja, la ventaja es que sirve para motores de mucha potencia y las desventajas son el costo y la complicación de la sincronización.

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

2.1.2. Realimentación de la velocidad y sus ventajas

Según la figura 2.1. la retroalimentación se puede usar para regular la velocidad. La señal retroalimentada de velocidad se compara con la velocidad referencial y de allí se obtiene una señal de error, éste error pasa por un controlador de velocidad, de donde se ordena un incremento o disminución de los ángulos de disparo de los tiristores, produciendo mayor o menor voltaje, dando una mayor o menor velocidad al motor.

La ventaja de este sistema, es que no permite variar la velocidad cuando varía la carga o cualquier otro efecto perturbante al sistema, porque al variar la carga, la velocidad tiende a variar,

pero como existe una señal retroalimentada, ésta señal es comparada con la de referencia de - donde se obtiene un error, dependiendo de este valor se va poniendo el ángulo de disparo adecuado, llevándose al motor a la velocidad deseada, así en forma contínua, la señal retroalimentada es chequeada, lográndose una velocidad prácticamente constante.

La desventaja es que por mantener una velocidad alta puede suceder que por efecto de carga, el motor absorba excesiva corriente y podría quemarse. En ésta tesis se usa termistores que evitan la sobre corriente, ya que el fusible se abre cuando la corriente pasa del límite permisible.

2.1.3. Realimentación de la corriente y sus ventajas

En la figura 2.2 se nos muestra un sistema de retroalimentación de la corriente, la señal retroalimentada se compara con la corriente de referencia y se obtiene un error, éste error entra a un controlador de corriente de donde se obtiene un incremento o disminución de los ángulos de dis

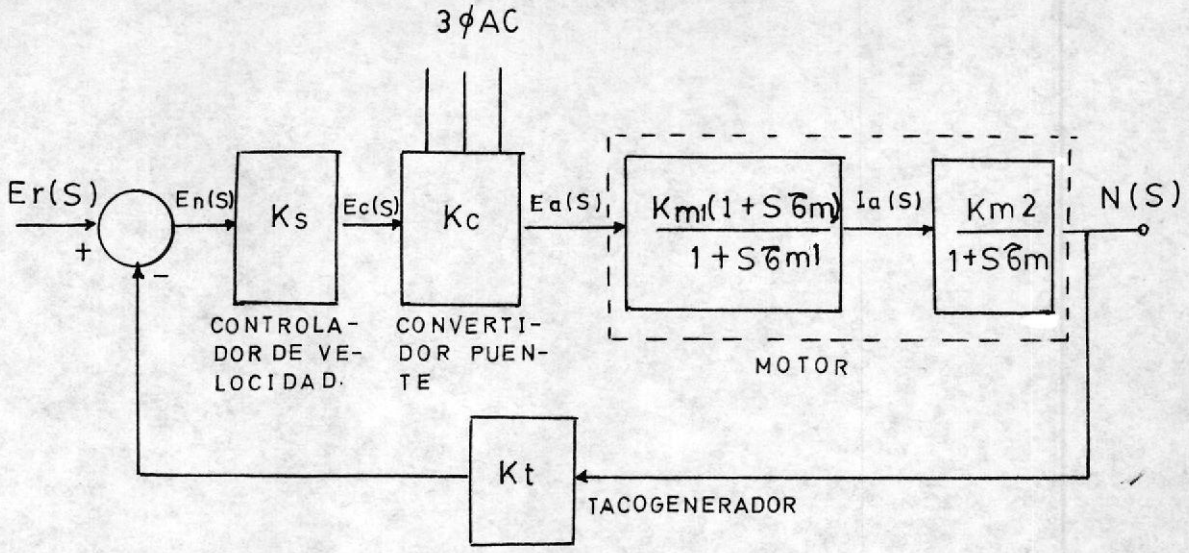


Figura 2.1. Función de transferencia con retroalimentación de velocidad

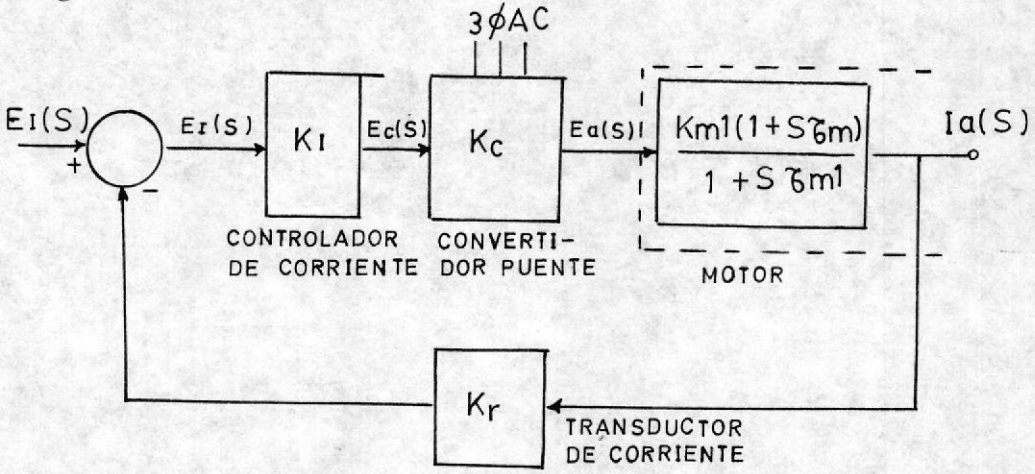


Figura 2.2. Función de transferencia con retroalimentación de corriente.

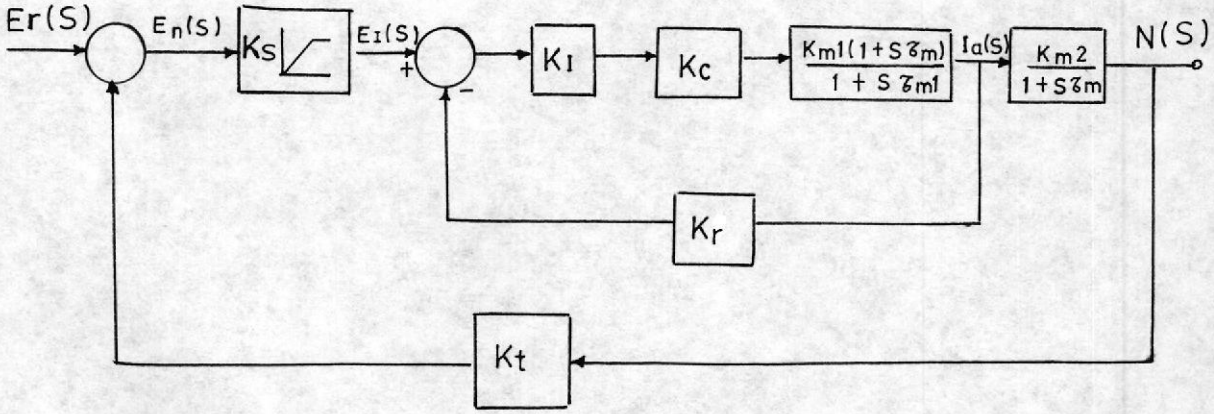


Figura 2.3. Función de transferencia tanto con retroalimentación de corriente como de velocidad.

paros y por ende la disminución o incremento de la corriente de armadura. El control de la corriente prácticamente mantiene un determinado - torque constante.

Las ventajas de este método son: 1) Evita el cortocircuito en la línea, ya que cualquier falla se detecta por retroalimentación de la corriente. 2) Al usar el lazo de retroalimentación de corriente como lazo interno combinado con una retroalimentación de la velocidad, la ventaja consiste en la rapidez con que actua sobre la velocidad, tal como se muestra en la figura 2.3.

2.1.4. Controlador (1)

Es tarea de un controlador el ajustar el estado de un proceso, como medida de alguna variable, la variable del proceso (VP) para conformar un valor estandar particular llamado valor deseado (VD). la diferencia entre ellas es llamada error. Generalmente está definido el error como:

$$E = VP - VD \qquad |2\text{-}2|$$

aunque algunos lo definen en forma opuesta como VD-VP.

Varios medios pueden ser utilizados para medir la variable del proceso. La salida del instrumento con el cual se mide dicha variable, debe estar en las mismas unidades que el valor deseado y entonces de este modo, la diferencia puede ser medida.

El controlador actúa sobre el error o desviación a través de la medición de otro componente, el elemento final de control, dicho controlador actúa sobre el proceso, con el fin de cambiar la variable de salida del mismo, en la dirección deseada y así reducir el error. Estas relaciones son ilustradas en el siguiente diagrama de bloques.

La respuesta del controlador a una señal de error se denomina su modo de control o ley de control. Para el presente caso de estudio, que se trata de un controlador digital, el término más apropiado es algoritmo de control.

2.1.4.1. Control Proporcional

Como se aprecia en la figura 2.4. el controlador envia una señal de control al elemento final, basada en una desviación medida de la variable dinámica desde su valor deseado. Hablando en una forma muy general, el modo de operación de un controlador puede ser de dos maneras diferentes:

a) El modo Discontínuo.- Donde la orden del controlador inicia un cambio discontinuo en el parámetro de control. Un ejemplo de este caso sería la calefacción doméstica, en el cual existe sólo una simple decisión de prendido o apagado.

b) El modo Contínuo.- Donde es posible tener una variación suave del parámetro de control. Dentro de este marco de modo continuo, se encuentra el modo proporcional o simplemente denominado control proporcional.

El control proporcional es aquel donde exis

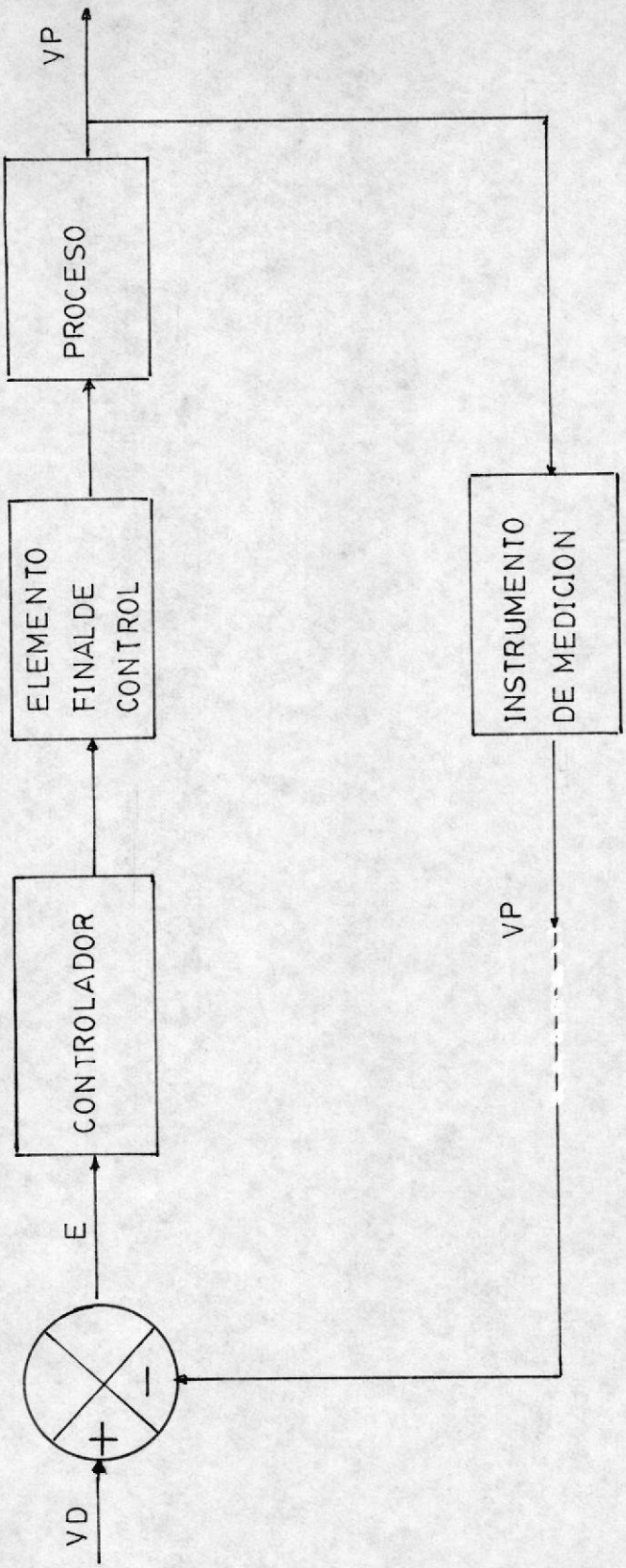


Figura 2.4. Diagrama de bloques del sistema de control

te una relación suave y lineal entre la salida del controlador y el error. Así, sobre algún rango de errores alrededor del valor deseado, cada valor de error tendrán un valor único de salida del controlador en una correspondencia uno a uno.

Con el propósito de que este tipo de control y los subsiguientes a tratarse se visualicen de la mejor forma, se tomará como ejemplo un proceso muy común, el cual se presta muy bien como modelo en las explicaciones sobre control clásico. Siendo éste el de un intercambiador de calor, en el cual un producto está siendo calentado por algún medio, dígase vapor y controlado por una válvula (elemento final) la cual se abre o cierra bajo la dirección del controlador.

En el control proporcional, el modo deseado de control consiste entonces, en fijar manualmente la posición de la válvula correspondiente a error cero, bajo condiciones de proceso promedio (el cual depende de la velocidad del flu

jo del producto y factor de pérdidas) e instruír al controlador de cerrar la válvula en proporción a un error negativo (VP <VD) y de abrirla proporcionalmente a un error positivo (VP > VD). Es decir la ley de control para el modo proporcional es:

$$V(t) = KE(t) + M \qquad |2\text{-}3|$$

donde:

V(t) = posición de la válvula para el tiempo t.

E(t) = VD - VP, error o desviación para el tiempo t.

K = constante de proporcionalidad.

M = posición de la válvula para E = 0.

De aquí se concluye que, la ecuación de control describe una línea recta, cuya pendiente K representa la ganancia del controlador. Las ilustraciones del modo proporcional para un proceso simétrico se muestra en las figuras 2.5a, b y c.

La ecuación (2.1.4) que es la ecuación de una recta, está graficado en la figura 2.6a. De la figura 2.5b y 2.5c, se puede apreciar que la ganancia o pendiente de la recta determina un cambio la apertura de la válvula correspondiente a un error dado. En la figura 2.5b, se tiene una variación pequeña de la posición de la válvula (ganancia pequeña) y en la figura 2.5c, se tiene una variación grande de la posición de la válvula (ganancia alta).

El porcentaje de error necesario para abrir la salida del controlador desde un mínimo - hasta un máximo es denominado su banda proporcional, debido a que la correspondencia uno a uno existe solamente para errores que excedan la banda proporcional, saturará ya sea al mínimo o al máximo dependiendo del signo del error. La figura 2.6 muestra la acción de un controlador proporcional en el tiempo. Supóngase que inyecte producto frío o que se incrementa la velocidad de flujo - del producto, esto causará que el error sal

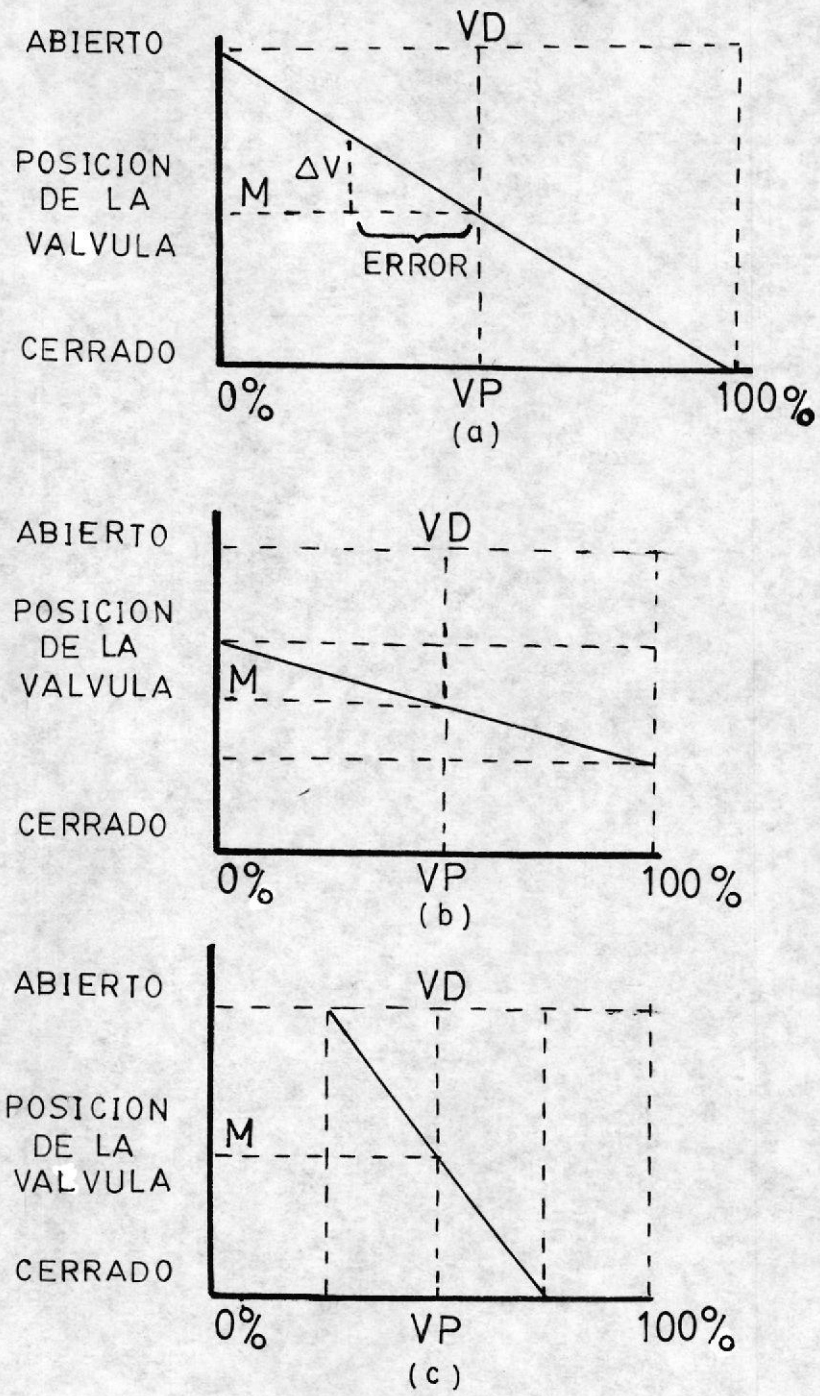


Figura 2.5. Ley de control proporcional. (a) Ganancia proporcional (ΔV/error). (b) Baja ganancia. (c) Alta ganancia.

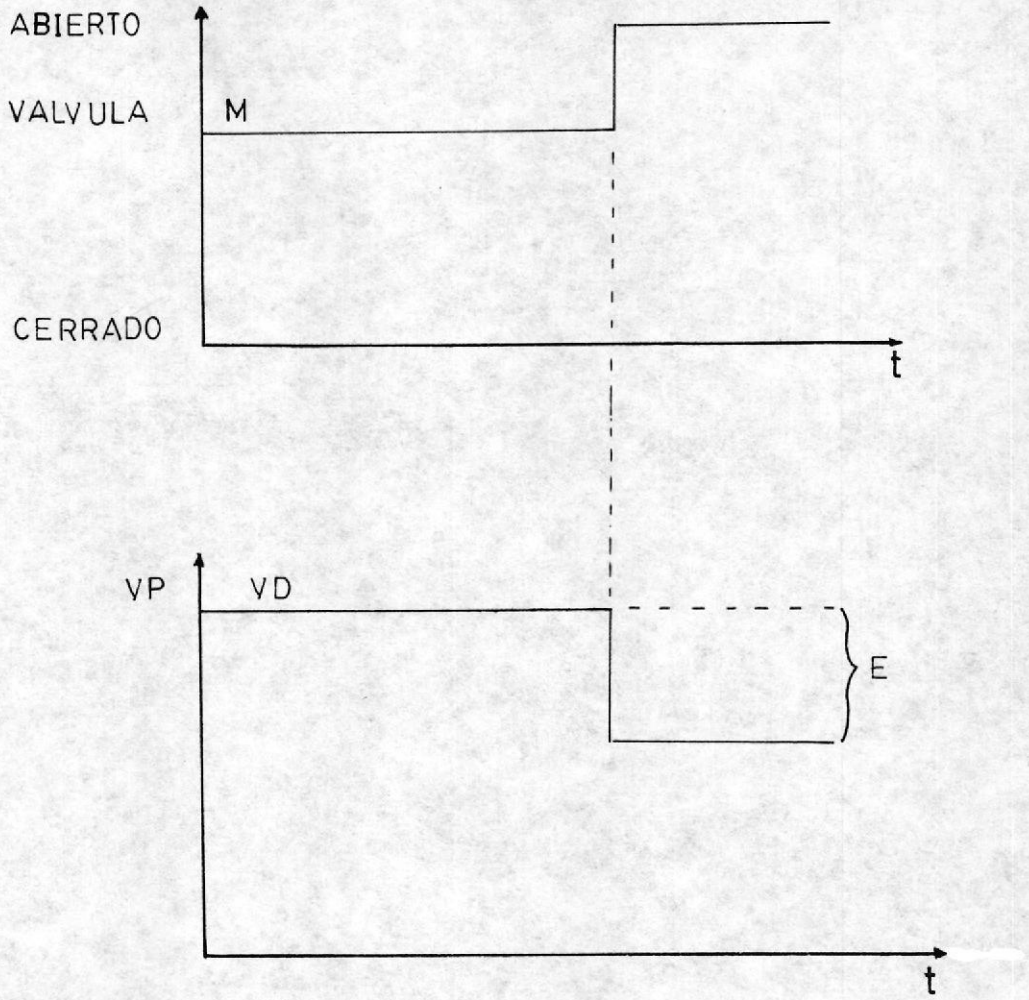


Figura 2.6.- Respuesta para control proporcional

te rápidamente a un valor fijo, y que la válvula se mueve instantáneamente (o trate de hacerlo) en una cantidad y dirección necesaria para reducir el error a cero. Si el error es mantenido constante, es decir si el disturbio de carga persiste, la nueva posición de la válvula se mantendrá. Luego si un transiente ocurre, el sistema responderá cambiando la salida del controlador para producir el estado de error cero. Pero de acuerdo a la ley de control (correspondencia uno a uno entre salida del controlador y error) que establece que V puede cambiar sólo si E lo hace, ya que M es constante, se concluye entonces, muy claramente que un error cero nunca puede ser conseguido bajo un esquema de control proporcional. Esto se ilustra en la figura 2.7, la cual compara la respuesta del sistema en lazo abierto, sin ningún tipo de control y en lazo cerrado, con control proporcional.

La relación anteriormente mencionada define una característica muy importante del con-

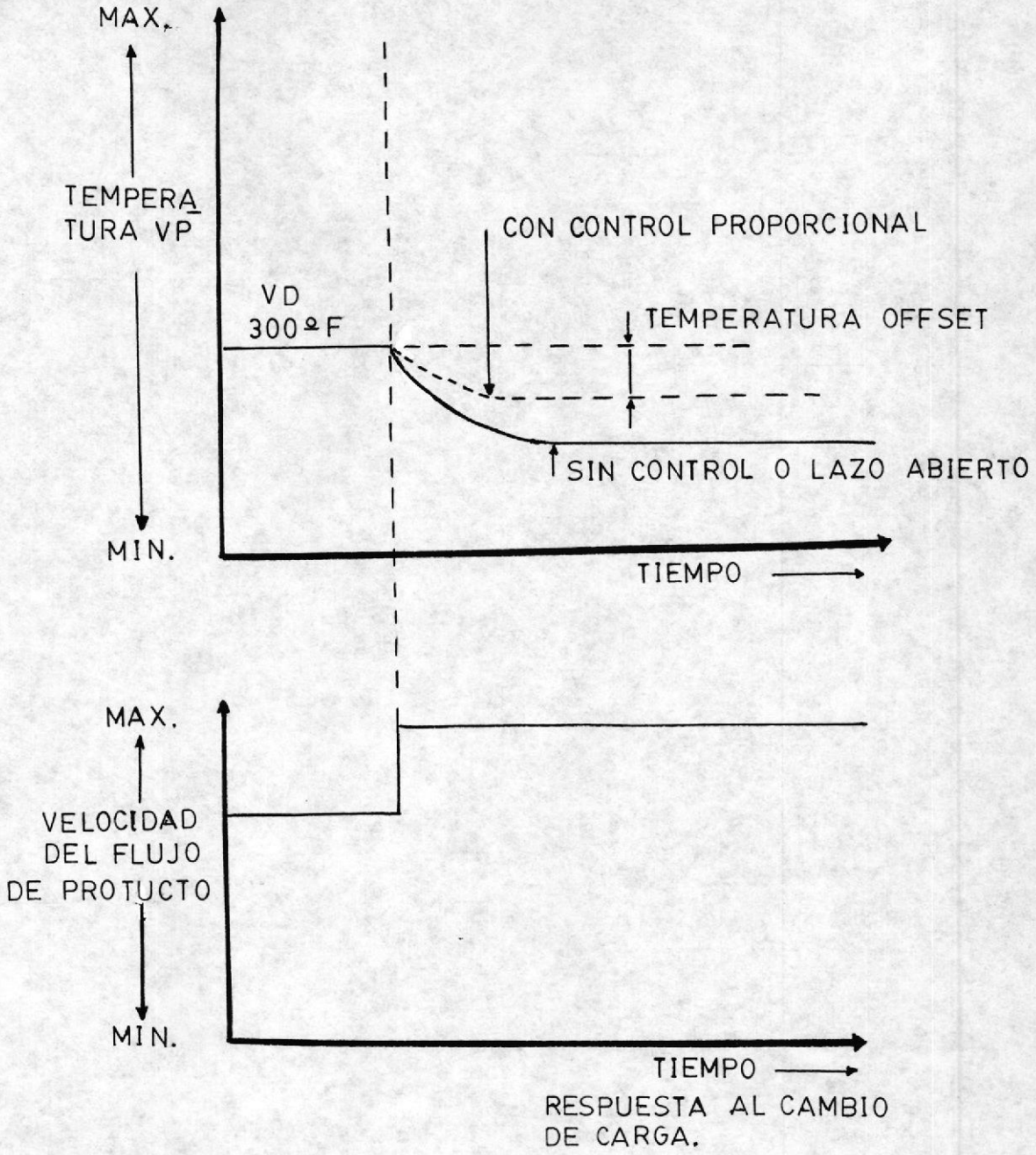


Figura 2.7. Respuesta al cambio de carga

trol proporcional, y es que siempre produce un error residual permamente, el cual puede ser minimizado, incrementando K, la ganancia del controlador, la cual a su vez reduce la banda proporcional. Se puede concluír entonces, que hay error cero para una sola condición de carga, establecido por M. Para eliminar el error cuando el cambio de carga ocurre, el valor de M debe ser manualmente refijado. Para frecuentes cambios de carga es necesario automatizar dicha operación, y este será la siguiente tarea del controlador.

2.1.4.2. Control Integral

Ya se ha analizado como el algoritmo del controlador proporcional, lleva un error de estado estable, siempre que la carga exceda la fijada inicialmente por el valor de M; éste valor debe ser vuelto a fijar para que el error se reduzca a cero. Una manera de volver a fijar el valor de M automáticamente, es simplemente instruír al controlador para

comandar la válvula en la dirección tendiendo a reducir el error, durante el tiempo que permite el mismo. Así, la válvula podría ser accionada por un motor de velocidad constante, siendo éste tipo de refijación automática conocido como control flotante de velocidad única, donde la palabra "flotante" se refiere a dependencia de la tasa de cambio en el controlador sobre el error. Un método más común de refijación, es el control flotante de velocidad proporcional, en el cual el cambio de la posición al error, teniéndose entonces que:

$$\frac{dV(t)}{dt} = K_1 E(t) \qquad |2\text{-}4|$$

Integrando esta ecuación, se obtendrá la salida del controlador en cualquier tiempo:

$$V(t) = K_I \int_0^t E(t)dt + V(0) \qquad |2\text{-}5|$$

Donde:

V(t) = posición de la válvula para el tiempo t.

K_I = ganancia o constante integral

E(t)=error para el tiempo t.

V(0) = salida del controlador para t=0.

Esta ecuación muestra que la salida presente del controlador, depende de la historia de errores desde que la observación comenzó a t = 0. Es tanto intuitivo como matemáticamente correcto concluír que el control integral anulará completamente el error y corregirá el residual después de un cierto tiempo, ya que el controlador continuará accionando la válvula mientras cualquier error persista.

En la figura 2.8, se puede apreciar que la tasa de cambio de la salida del controlador, depende de la ganancia del mismo y del error, así un gran valor de K significará que un pequeño error producirá una gran tasa de cambio en V y viceversa.

En un control integral, se tiene un control ajustable continuo; ya que se ajusta el va-

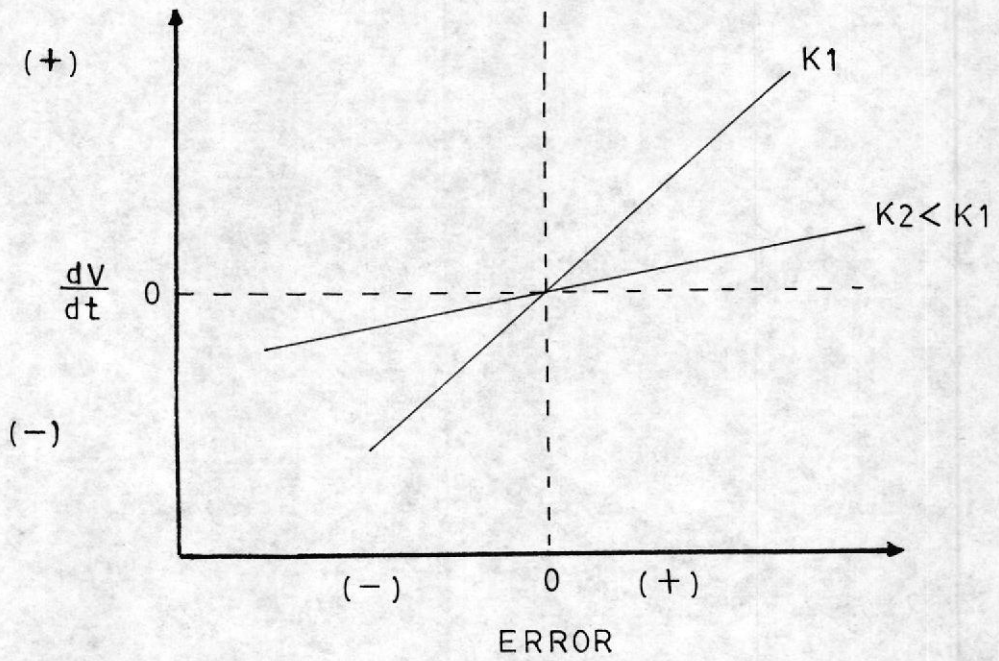


Figura 2.8. Tasa de cambio de salida de un controlador integral

lor del mismo, cada vez que una señal de error ocurra, y se mantiene hasta que otra señal de error sea sensado, esto se lo puede resumir en:

$$\begin{aligned} V(t) &= K_I E(t) + V(t-1) \\ V(t-1) &= K_I E(t-1) + V(t-2) \\ V(t-2) &= K_I E(t-2) + V(t-3) \\ V(t-3) &= K_I E(t-3) + V(t-4) \end{aligned} \qquad |2\text{-}6|$$

Que al generalizar se logra:

$$V(t) = K_I \int E(t)dt \qquad |2\text{-}7|$$

Después de un tiempo, si el sistema es estable, la señal de control alcanzará justo el valor para mantener un error cero bajo las condiciones existentes.

2.1.4.3. Control Derivativo

Intuitivamente, parece que un medio de mejorar al controlador estaría en tener que "anticiparse" al error; sensando cuando y cuán rápido, éste comienza a variar. Esto es, se podría sensar la tasa de cambio o derivada -

del error, y añadiendo un término proporcional en este factor como corrección al controlador. En otras palabras, la salida del controlador depende de la tasa de cambio de error, siendo su expresión analítica:

$$V(t) = K_D \frac{dE(t)}{dt} + V(O) \qquad |2\text{-}8|$$

Donde:

$V(t)$ = posición de la válvula para el tiempo t.

K_D = ganancia o constante derivativa

$dE(t)$ = tasa de cambio del error para el tiempo t.

$V(O)$ = posición de la válvula para t=0.

Este modo de control no puede ser usado sólo, debido a que cuando el error es cero o constante, el controlador no tiene valor de salida o tendría la salida nominal para error cero.

2.1.5. Controlador del sistema

El control de velocidad es ampliamente usado en la industria, generalmente en la tracción de motores dc. con lazos cerrados de regulación de velocidad o torque. En aplicaciones de esta naturaleza se obtienen ventajas por ejemplo: mejoras en la operación dinámica. Sin embargo, la ventaja anotada se obtiene únicamente si el sistema retroalimentado posee una respuesta transiente suficientemente rápida y adecuado amortiguamiento con buena exactitud de estado estable.

En aplicaciones tales como el control de velocidad de motores de corriente continua, el elemento vital para la consecusión de las características previamente anotadas, es el controlador. Su función es el ajuste continuo de la velocidad del motor, medido directamente através del tacómetro, hasta alcanzar un valor particular previamente establecido, denominado la velocidad deseada y la medida es definida como el error del sistema. El controlador actúa sobre el signo del error y cambia el ángulo de disparo y por consi-

guiente el voltaje de salida promedio de la unidad de fuerza, modificando la velocidad del motor en la dirección correctora (hacia la obtención de la velocidad deseada) con el propósito de reducir el error hasta su eventual anulación.

Los errores en el sistema retroalimentado de control de velocidad se originan por dos factores: Variación de la velocidad por efecto de carga del motor dc. o cambio en la colocación de la velocidad deseada; adicionalmente se consideran disturbios tales como variaciones de voltaje en el sistema trifásico de alimentación.

Las modificaciones de las condiciones de operación son momentáneas o permanentes. Esta característica particular del sistema define los criterios para la selección de los modos de operación del controlador.

En esta tesis usó el controlador la siguiente función:

$$V(t) = SGN\,|V(t) - VD|\ \Delta + V(t-1) \quad \text{para } V(t) \neq VD\ ; \qquad |2\text{-}9|$$

$$V(t) = V(t-1)$$

para $V(t) = VD$

Siendo Δ una constante igual a dos que incrementa o decrementa el contenido del temporizador T1 (timer), este incremento o decremento depende del signo del error. Cuando el error llega a cero, la constante Δ se hace cero, por lo tanto el controlador sigue manteniendo el mismo valor anterior del temporizador para generar los pulsos de disparo.

El uso del signo del error y no su valor en sí, no solamente simplifica la operación del controlador, sino provee el tiempo suficiente para que la señal retroalimentada sea sensada en forma más rápida y continua, pues el controlador realiza un chequeo en cada ciclo, o sea 360 grados eléctrico y debe hacer generado pulsos de disparo al inicio, y a intervalo de 60 grados generará los restantes cinco grupos de pulsos de disparo, con lo que logra disparar los tiristores de tipo puente y así se obtiene de esta manera el voltaje rectificado del sistema trifásico, que al alimentar al motor dc. impondrá una velocidad determinada.

2.2. VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL CONTROL DIGITAL

Las ventajas básicas del control digital directo respecto a la regulación analógica clásica son dos:

Flexibilidad: El control digital directo permite cualquier configuración, variando automática y fácilmente los parámetros y algoritmos. Estos últimos pueden almacenarse en la memoria y cambiarse automáticamente al variar las condiciones del proceso. A más de esto, es tan flexible el sistema de controlador programable, que una gran cantidad de funciones se puede añadir, sin requerir equipo extra, sino tan sólo los programas adecuados.

Precisión: El cálculo digital es tan preciso o mucho más preciso que el analógico, y por otra parte los elementos analógicos derivan con el tiempo, mientras que los digitales no.

Las desventajas es que en digital, el costo es mayor, la velocidad es mas lenta que el analógico debido a la ejecución de los algoritmos. La confiabilidad del sistema de control en la actualidad es igual la del analógico.

CAPITULO III

TEORIA BASICA DE LOS TIRISTORES

3.1. ESTRUCTURA

El SCR (rectificador controlado de silicio) o comunmente conocido como tiristor, es un dispositivo de conmutación de cuatro capas p-n-p-n, con tres terminales denominados: ánodo, cátodo y puerta. El ánodo y cátodo son terminales que circulan la corriente principal y la puerta, la corriente de control de bajo nivel que fluye entre ésta y el cátodo. En la figura 3.1. se muestra la estructura del SCR y su representación simbólica.

3.2. EFECTO DE dI/dt Y SU PROTECCION

Cuando un voltaje directo está aplicado entre el ánodo y el cátodo y se aplica una corriente a la puerta, el tiristor comienza a conducir, entonces comienza a cir-

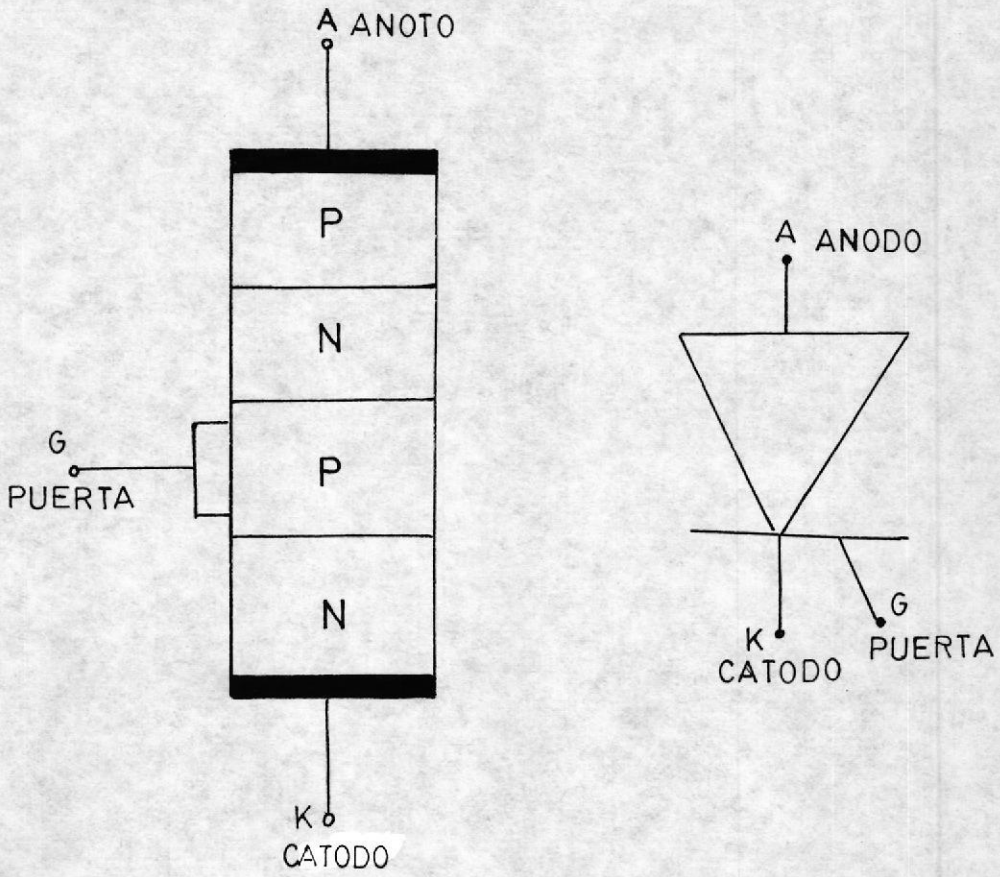


Figura 3.1.- Estructura y Simbología de SCR o Tiristor

cular la corriente por todas las áreas transversales del dispositivo, si la relación de cambio de la corriente es grande, el calor que producen la vecindad del dispositivo es tal, que podría destruír al tiristor.

Para evitar tal problema se usa una inductancia en serie con el ánodo y el cátodo, tal como se muestra en la figura 3.2, conocido como circuito de "Snubber".

3.3. EFECTO DE dV/dt Y SU PROTECCION

El origen de dV/dt mas comunmente ocurre debido a la conmutación anormal dentro del mismo convertidor. En el puente de tiristor como muestra la figura 3.3, los tiristores son disparados en secuencia como indica por su número 1 al 6. Es obvio que un voltaje aplicado al tiristor 1, el cual está bloqueado y súbitamente se dispara, produce un incremento en el voltaje reverso aplicado al tiristor 4, si este es demasiado grande puede destruír el tiristor 4, lo mismo puede suceder con los demás tiristores.

También otra causa de dV/dt puede ser los disturbios

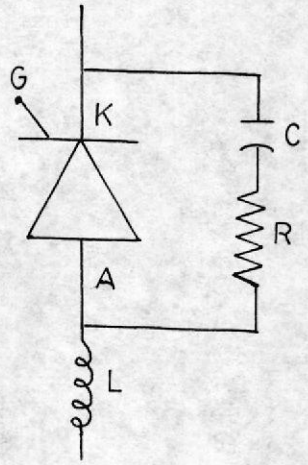


Figura 3.2. Circuito "Snubber"

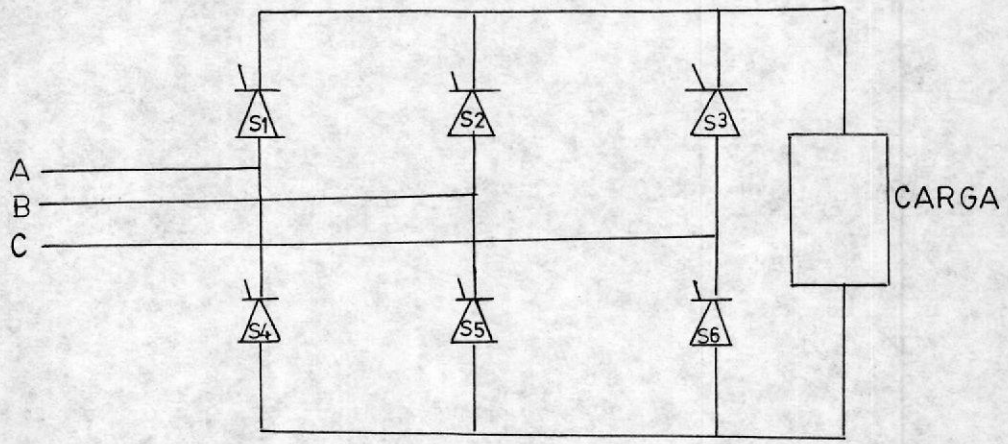


Figura 3.3. Puente de tiristores

en la línea AC, por lo general producidos por los interruptores de circuito de otro sistema, pero de la misma línea de barra. También ocurre cuando un recobramiento abrupto de la corriente en el sentido negativo a positivo puede causar transiente de sobrevoltaje y destruiría los tiristores y podría causar una relación excesiva de dV/dt a otros tiristores.

La solución es implementar un circuito "Snubber" en cada uno de los tiristores, que consiste en una resistencia y una capacitancia en serie, puestas en paralelo con el tiristor, con ello disminuye el efecto de dV/dt, como se muestra en la figura 3.5.

3.4. CONVERTIDORES DE VOLTAJE

Se define a un convertidor de voltaje como aquel que convierte voltaje AC a DC. Hablando en sistema trifásico, tenemos los siguientes tipos de convertidores: De media onda, semi-convertidor, convertidor completo o tipo puente, y convertidor doble. Tal como se muestra en la figura 3.4.

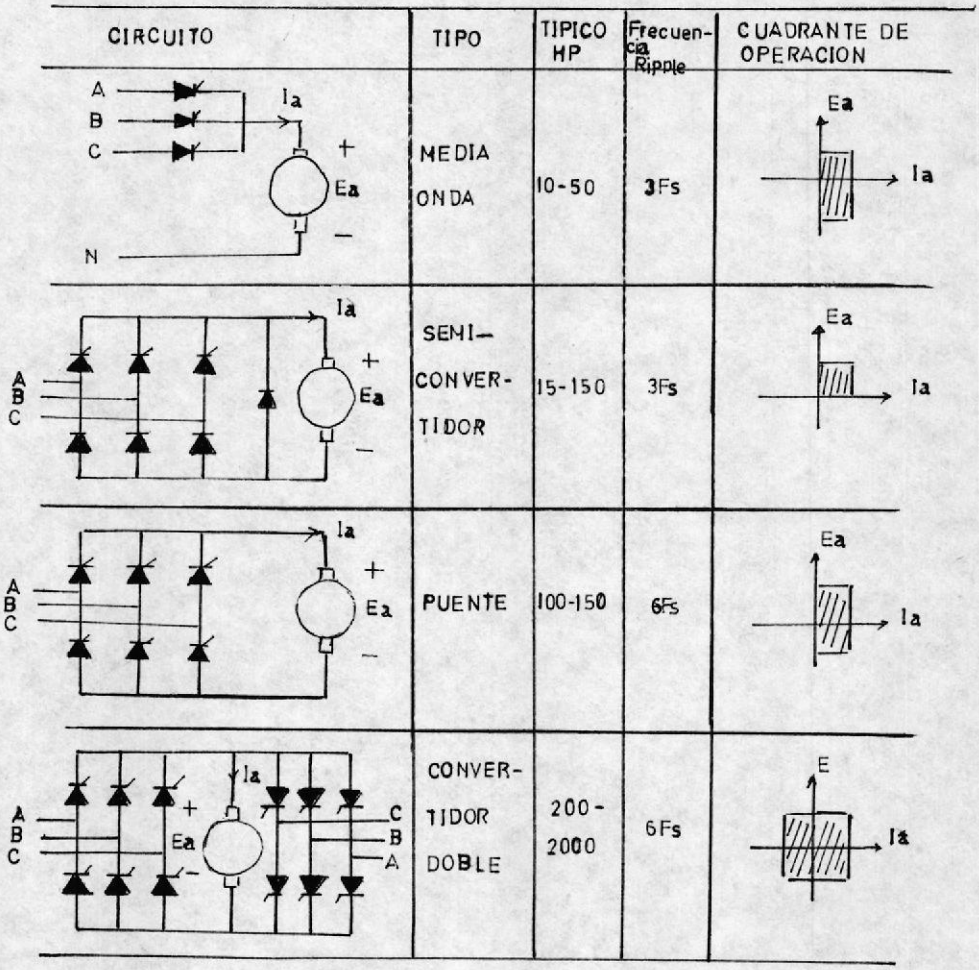


Figura 3.4.- Tipo de convertidores trifásico.

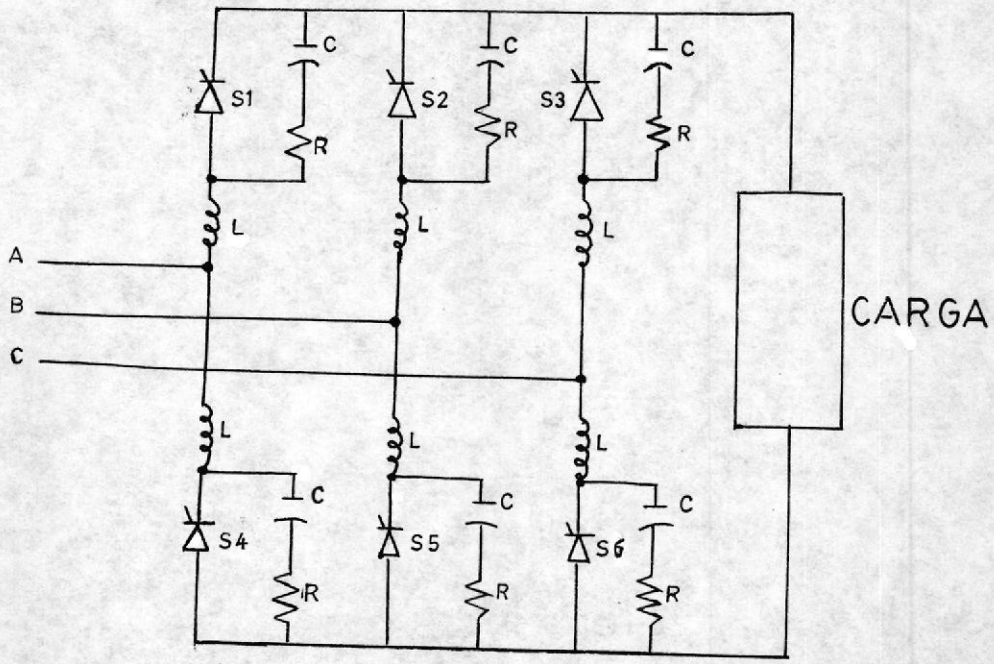


Fig. 3.5. Circuitos "Snubber" en el convertidor tipo puente.

3.4.1. Convertidor tipo puente

En la figura 3.6. se muestra un convertidor tipo puente, y está graficado las formas de ondas tanto de voltaje como de corriente. Está graficado para un ángulo de disparo de 60° y a intervalo de 60 grados, las secuencias son disparados.

Siendo el disparo relativamente rápido, la corriente del motor es bastante continua. El motor de operación es el siguiente:

wt = $\pi/6 + \alpha$, S1 se enciende, previamente S6 fue encendido, por eso durante el intervalo $-(\pi/6 - \alpha) < wt < (\pi/6 + \alpha + \pi/3)$, los tiristores S1 y S6 conducen, y los terminales del motor están conectados a la fase A y a la fase B, haciendo $e_a = V_{AB}$. En wt = $\pi/6 + \alpha + \pi/3$, el tiristor S6 se polariza inversamente y se apaga (de manera natural o debido a la conmutación de la línea). La corriente desde S6 es transferida a S2, y por eso el motor está conectado a la fase A por S1 y a la fase C através de S2., haciendo

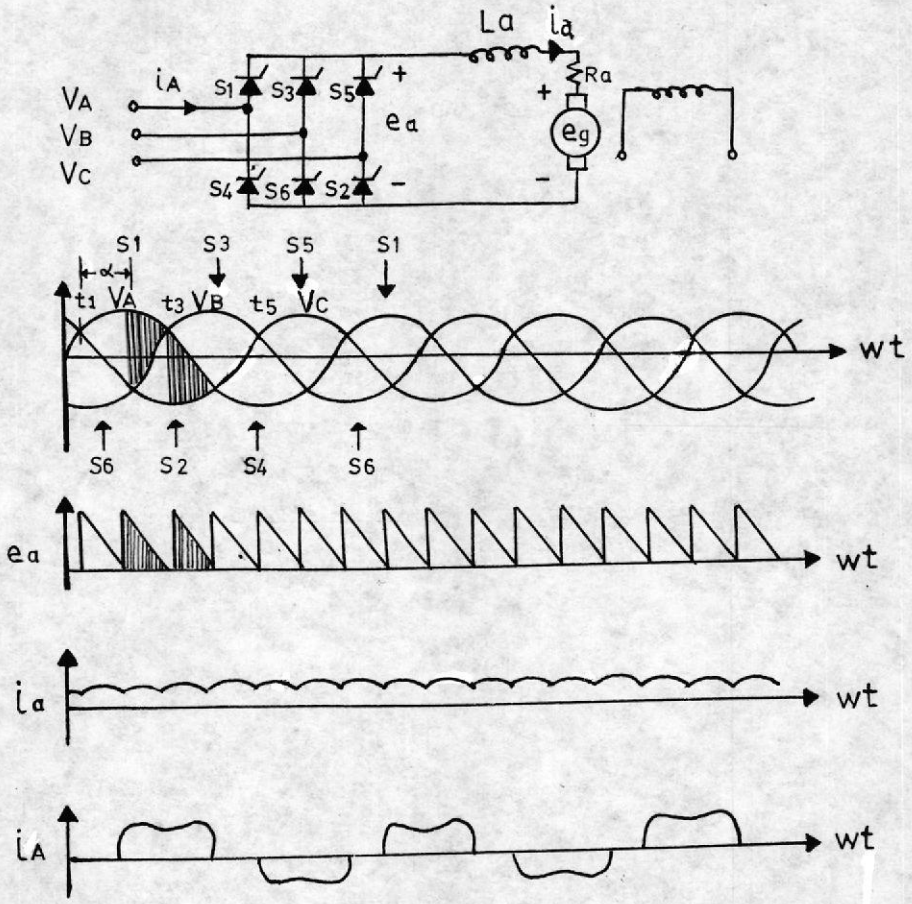


Figura 3.6. Señales de salida para convertidor tipo puente con α= 60 grados.

que $e_a = V_{AC}$. Este proceso es repetido después de cada 60 grados cuando un tiristor es encendi_ do.

El voltaje promedio de los terminales del motor es:

$$E_a(\alpha) = \frac{3}{\pi} \int_{LI.}^{LS.} (V_A - V_B)\, d(wt) \qquad |3\text{-}1|$$

$$\pi/6 + \alpha + \pi/3 = LS$$

$$\pi/6 + \alpha = LI.$$

$$E_a(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}\ V \cos\alpha}{\pi} \qquad |3\text{-}2|$$

La velocidad promedio es:

$$N = \frac{E_a(\alpha) - R_a I_a}{K_a \phi} \qquad |3\text{-}3|$$

El motor de excitación separada, $T = K_a \phi I_a$, por eso

$$N = \frac{E_a(\alpha)}{K_a \phi} - \frac{R_a}{(K_a \phi)^2} T \qquad |3\text{-}4|$$

El primer término de la ecuación representa la velocidad ideal sin carga, la cual depende de

E_a (α). Si la corriente del motor es asumida continua, entonces el voltaje en los terminales del motor E_a depende solamente del ángulo de disparo. El segundo termino de la ecuación representa el decrecimiento de la velocidad - cuando el torque del motor se incrementa, siendo la resistencia de la armadura pequeña (buena regulación de la velocidad). En motores grandes, la corriente del motor sin carga no es pequeña y si se usa un convertidor trifásico, generalmente llega a ser continua, hasta la condición sin carga. Por eso el trifásico provee mejor regulación de la velocidad y comportamiento del sistema en comparación con el convertidor monofásico.

CAPITULO IV

TRANSDUCTORES Y ACONDICIONADORES DE SEÑALES

Para poder observar y medir las salidas de un sistema se requieren elementos de transformación que básicamente consisten en transductores y acondicionadores de señales.

4.1. TRANSFORMADOR DE CORRIENTE

Este transformador se usa en el lazo de detección de corriente detallado en 4.6. Dentro del detector de corriente están los transformadores de corriente, cuya función es proveer una corriente semejante a la que circula en la alimentación a la carga, pero de menor amperaje.

Para escoger un transformador de corriente debe tenerse presente las siguientes características: Relación de transformación, frecuencia de operación, voltio-am-

perio máximo, y exactitud de transformación.

4.2. TACOGENERADOR

En el lazo cerrado de la retroalimentación de velocidad, la velocidad del motor es sensada por el tacogenerador, cuya función consiste en expresar la velocidad del motor en una tensión, en la práctica se obtuvo la característica del tacogenerador como se ilustra en la figura 4.1. Como se nota la relación de RPM vs. voltio es lineal, ya que este motor trabaja en una zona lineal.

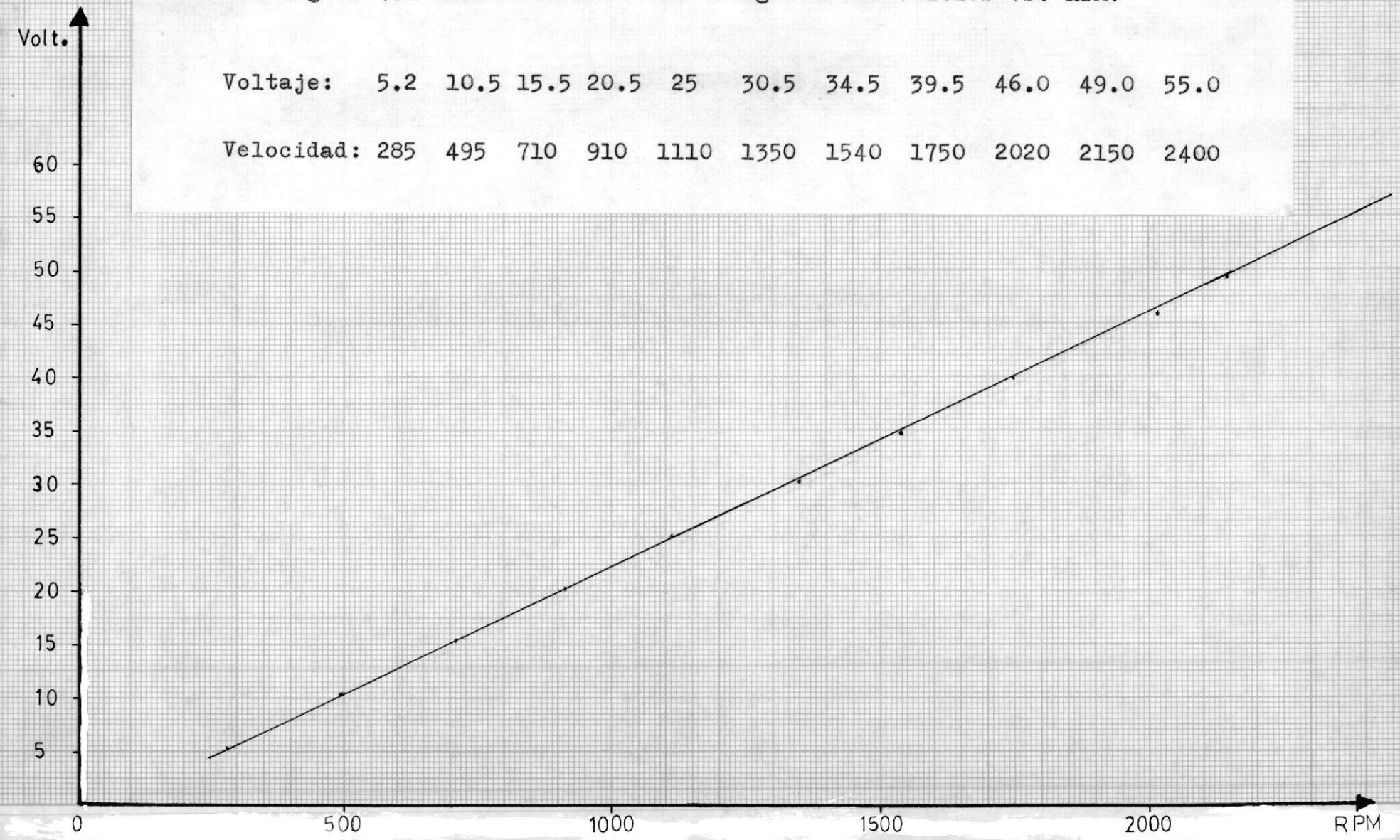
La señal que sale del tacogenerador usado en ésta tesis no se puede trabajar en circuitos de baja tensión por lo que se necesita reducirla, lo cual es tarea de un reductor.

4.3. CIRCUITO REDUCTOR

Puesto que la señal que sale del tacogenerador es un poco alta, entonces para trabajar en circuitos de baja tensión, se necesita un reductor, que consiste en tomar la tensión de salida del tacogenerador y dividirla

Figura 4.1 Característica del tacogenerador Voltios vs. RPM.

Voltaje:	5.2	10.5	15.5	20.5	25	30.5	34.5	39.5	46.0	49.0	55.0
Velocidad:	285	495	710	910	1110	1350	1540	1750	2020	2150	2400



por medio de resistencias, así, tomando una parte del voltaje dividido, se obtiene una relación directa de la velocidad del motor.

En la práctica se usó una resistencia de 5.6 KΩ de 2 vatios en serie con otra resistencia de 1.2 KΩ de 1/2 vatio. La salida de ésta última que es la señal reducida que servirá para trabajar en circuito de baja tensión, antes de entrar al convertidor analógico-digital, la señal es filtrada para eliminar el ruido generado por el motor y luego la señal es pasado por un amplificador operacional de ganancia uno, con el fin de obtener una impedancia de salida alta, como se muestra en la figura 4.2.

4.4. CONVERTIDOR ANALOGICO-DIGITAL (A/D)

La señal que sale del reductor es una señal analógica, para entrar al microprocesador hay que convertirla en señal digital.

Usamos el convertidor A/D 309-466, que es un convertidor de 8 bits de aproximación sucesiva.

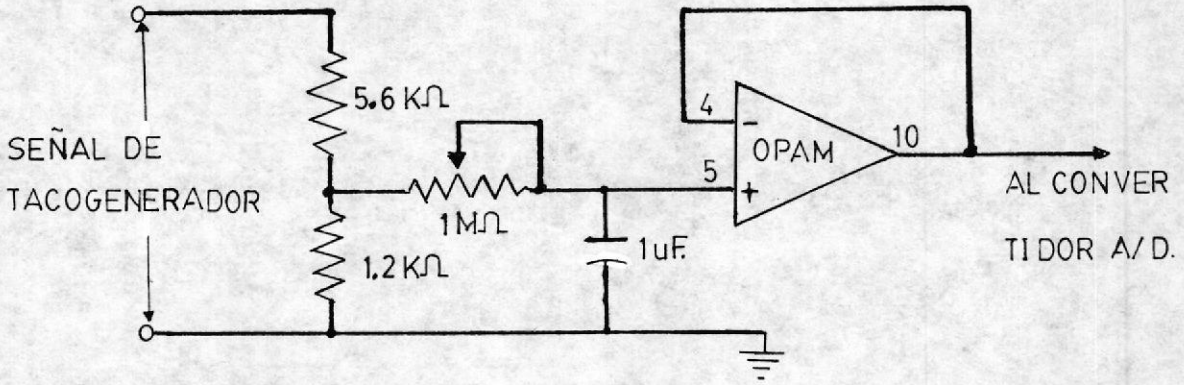


Figura 4.2. Circuito reductor para retroalimentación de la velocidad.

Para seleccionar un convertidor, debemos tener presente las siguientes características: Tiempo de conversión, voltaje de alimentación, la frecuencia de operación y el porcentaje de error de conversión.

El diagrama de tiempo de nuestro convertidor se puede localizar en el manual de aplicación del convertidor, que se encuentra en la sección de apéndices.

Para que el convertidor trabaje en forma óptima, hay que cumplir la condición del diagrama de tiempo, es - decir hay que sincronizar el pulso de reloj y el pulso de arranque de conversión (SOC).

En la práctica se usó un cristal de cuarzo de 3579.545 KHz. puesto que su frecuencia es muy alta, entonces - tuvimos que dividir su frecuencia por medio de dos flip-flop J-K, es decir se ha dividido su frecuencia cuatro veces, obteniendo la frecuencia de 894.886 KHz. que está dentro del rango de operación, cuyo circuito de conección se muestra en la figura 4.3 y su diagrama de tiempo se muestra en la figura 4.4.

El reloj para el convertidor es la señal que sale des

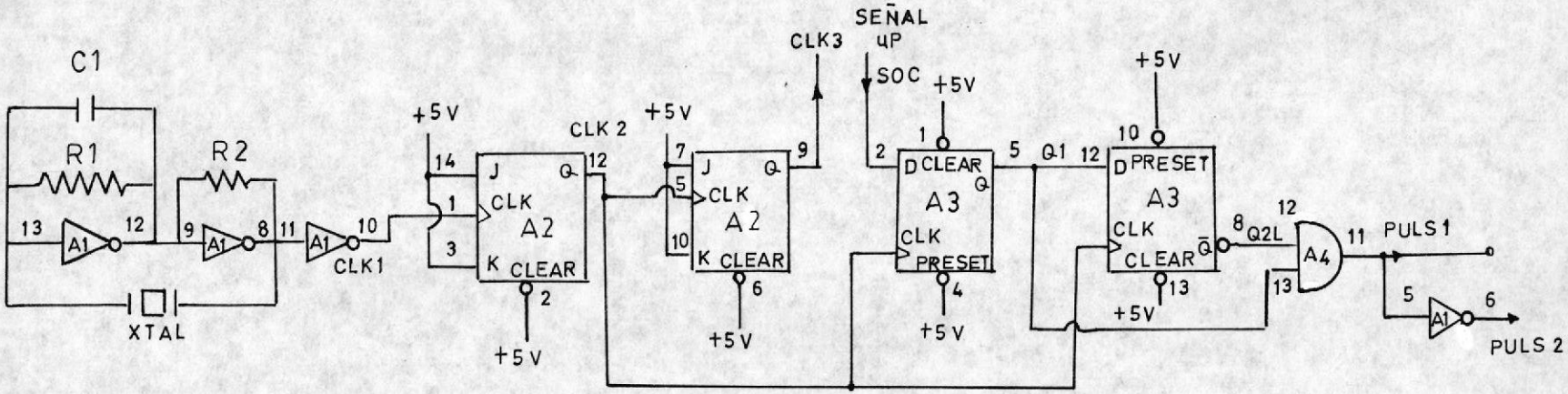


Figura 4.3. Circuito de reloj del convertidor A/D y la sincronización con el microprocesador para dar la señal de arranque del convertidor.

pués de dos flip-flop J-K, que es la señal CLK 3.

La generación de la señal de arranque de conversión (SOC) se obtiene del mismo circuito de reloj, a través de dos flip-flop tipo D y una puerta AND y un inversor. La señal de salida PULS2 es la que va a SOC.

El diagrama de tiempo dado en la figura 4.4 muestra un análisis de las ondas generadas en el circuito.

4.5. CIRCUITO DE SINCRONIZACION

El voltaje rectificado que alimenta al motor, depende únicamente del ángulo de retardo con que son disparados los tiristores, mientras menor sea la velocidad, menor es el voltaje promedio aplicado al motor, y el retardo del ángulo de disparo es mayor; por lo tanto necesita un elemento que retarde el ángulo de disparo, este elemento es el temporizador, dependiendo de cuanto mayor o menor sea el retardo, el temporizador almacena un número mayor o menor de conteo.

En el microprocesador SDK-85 hay dos temporizadores, un temporizador se destina para generar pulso de intervalo

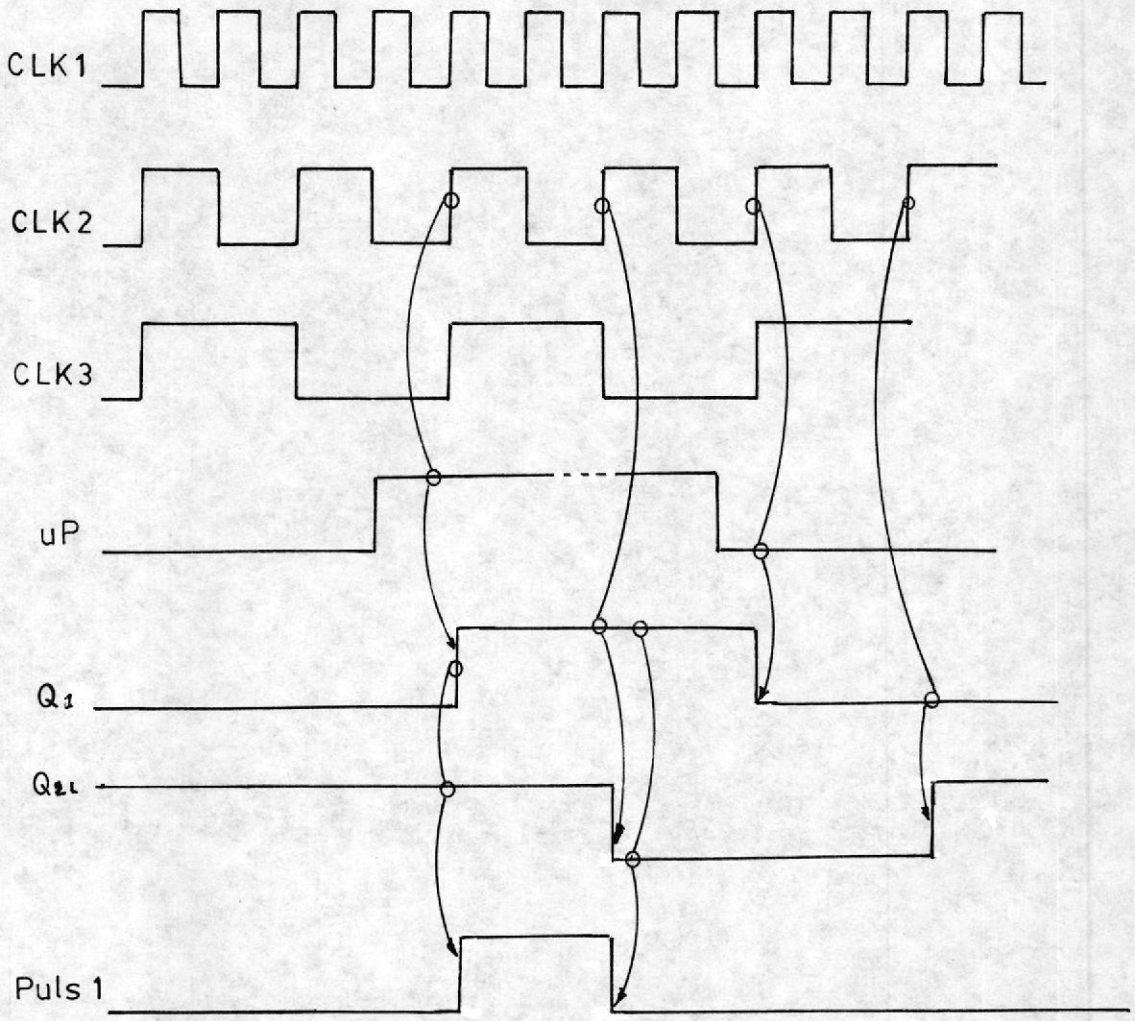


Figura 4.4. Diagrama de tiempo del reloj y la sincronización del microprocesador con el pulso de arranque del convertidor.

de 60 grados, mediante una tabla de secuencia que provee los pulsos de disparo para el encendido de los tiristores (ver capítulo V, Generación de pulsos de disparo por el microprocesador). El temporizador restante sirve para poner el ángulo de desfase del encendido.

En un sistema trifásico, para disparar el puente de tiristores, es necesario tener presente qué fase de línea trifásica de voltaje positivo en ese instante está aplicado al puente de tiristores, hay que tener una referencia de ella o sea detectar cruce cero de una de las fases.

Para la selección de la fase correcta, para el mejor control del sistema, hay que analizar el diagrama de ondas de voltajes de la figura 4.5. Vemos que si escogemos el cruce cero de la fase AB como inicio del sistema trifásico, y si el ángulo de retardo es prolongado, no será suficiente un sólo temporizador, sino necesitaría un segundo temporizador; para evitar la incorporación de otro temporizador, es suficiente analizar que para el inicio de la generación de la tabla de disparo se requiere un tiempo mínimo que es equivalente a 60 grados eléctrico; para evitar la pérdida de este

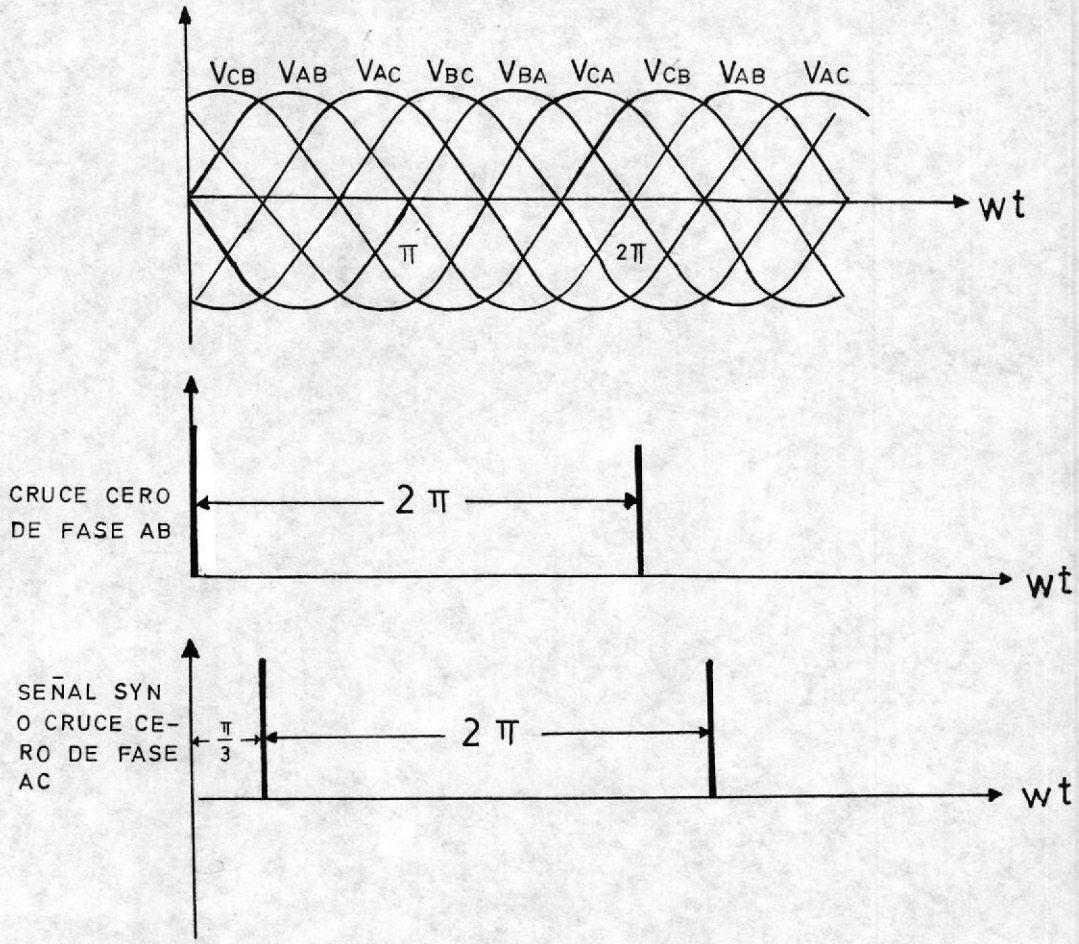


Figura 4.5. Señal de cruce cero de la fase AB y de la fase AC, siendo, el cruce de cero AC o señal SYN es la que se emplea en la sincronización del sistema.

tiempo en un temporizador, se resuelve el problema - usando otra fase, cuyo cruce cero caiga precisamente en un retardo de 60 grados respecto al cruce cero de la fase AB. La fase que cumple esta condición es la fase AC. Una vez usado la fase AC como cruce cero, entonces el temporizador de retardo tiene aproximadamente 120 grados de control.

Para generar la señal de cruce cero, se coge directamente de la fase AC, puesto que la fase AC es de alta tensión, se necesita disminuír su voltaje y aislarlo, por lo cual, primeramente pasa por una resistencia de 5.2 KΩ en serie con un opto-aislador, el papel del opto-aislador es aislar el sistema de alta tensión del de baja y proveer una onda para referencia de cruce cero, la salida del opto-aislador es pasado por un monoestable 74121, donde se reduce el ancho de la onda de cruce cero, esta señal es denominada SYN. Antes de pasar la señal SYN al microprocesador, se pasa por un multiplexor 74153, para alternar con la señal de desfase, denominada DESF que es la señal que da el inicio de la generación de la tabla de pulsos de disparo. La conexión del circuito de sincronización se muestra en la figura 4.6.

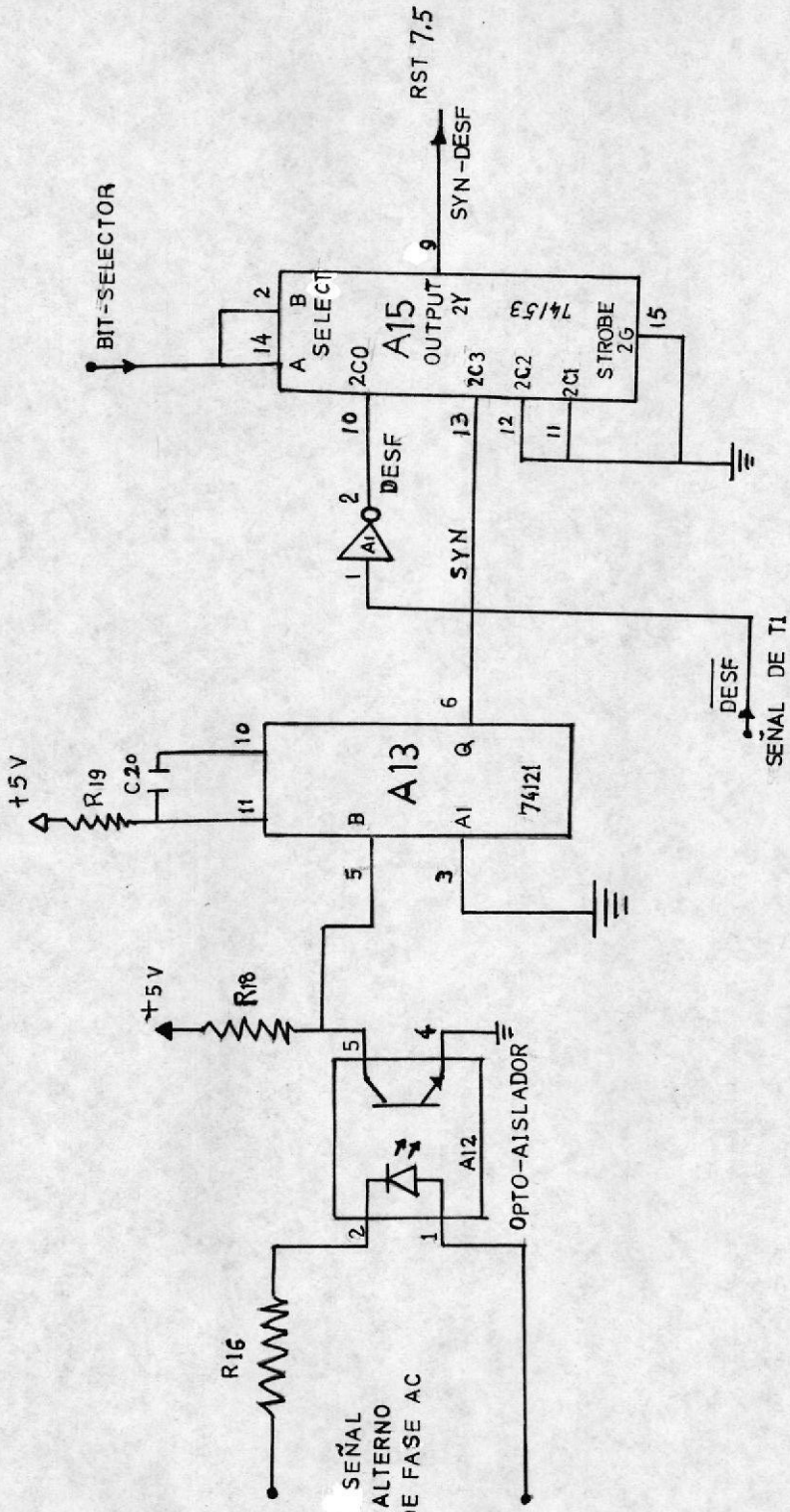


Figura 4.6. Circuito de sincronización del sistema.

4.6. DETECTOR DE CORRIENTE

En caso de usarse la retroalimentación de corriente, se necesitaría un detector de corriente, cuya función básica es la transformación lineal de la señal analógica de corriente promedio tomada por la carga, y es traducida en medida digital de ocho bits que retroalimenta al microprocesador, donde se efectua su algoritmo para luego sacar los pulsos adecuados para el control de velocidad del motor, el lazo de la corriente evita el cortocircuito del sistema y acelera el proceso del control de velocidad.

En el caso de control de torque, sólo se necesita el lazo de corriente, porque para mantener torque o una corriente constante requiere variar la velocidad del motor.

La corriente del sistema trifásico que alimenta a la carga es sensada através de tres transformadores de - corriente, luego es pasada por un puente de diodos, cuya función es sacar una corriente rectificada que pasa por el puente de tiristores, luego ésta corriente es expresada en forma de voltaje, ya que circula atra

vés de una resistencia, ésta señal es amplificada por medio de un circuito operacional, pasa luego por un filtro RC y previo a la entrada de convertidor A/D es pasado por un amplificador operacional de ganancia uno, con el fin de obtener una impedancia de salida - alta. Finalmente la señal que sale del convertidor - A/D se alimenta al microprocesador. La configuración del circuito se indica en la figura 4.7.

4.7. CIRCUITO DE DISPARO

Para rectificar un voltaje alterno con un puente de tiristores es necesario hacer funcionar los tiristores en forma sincronizada. El origen de los pulsos de disparo para el sistema de arranque viene desde el microprocesador los seis pulsos de disparo una vez generados por el microprocesador no son aplicados directamente al encendido de los tiristores, primeramente porque no hay suficiente amperaje para el arranque y segundo, porque es necesario aislar el circuito de baja tensión del de alta tensión. Para resolver estos problemas hemos implementado el circuito de disparo que consta de tres etapas: Etapa de muestreo, etapa de amplificación y etapa de aislamiento; la etapa de muestreo consiste

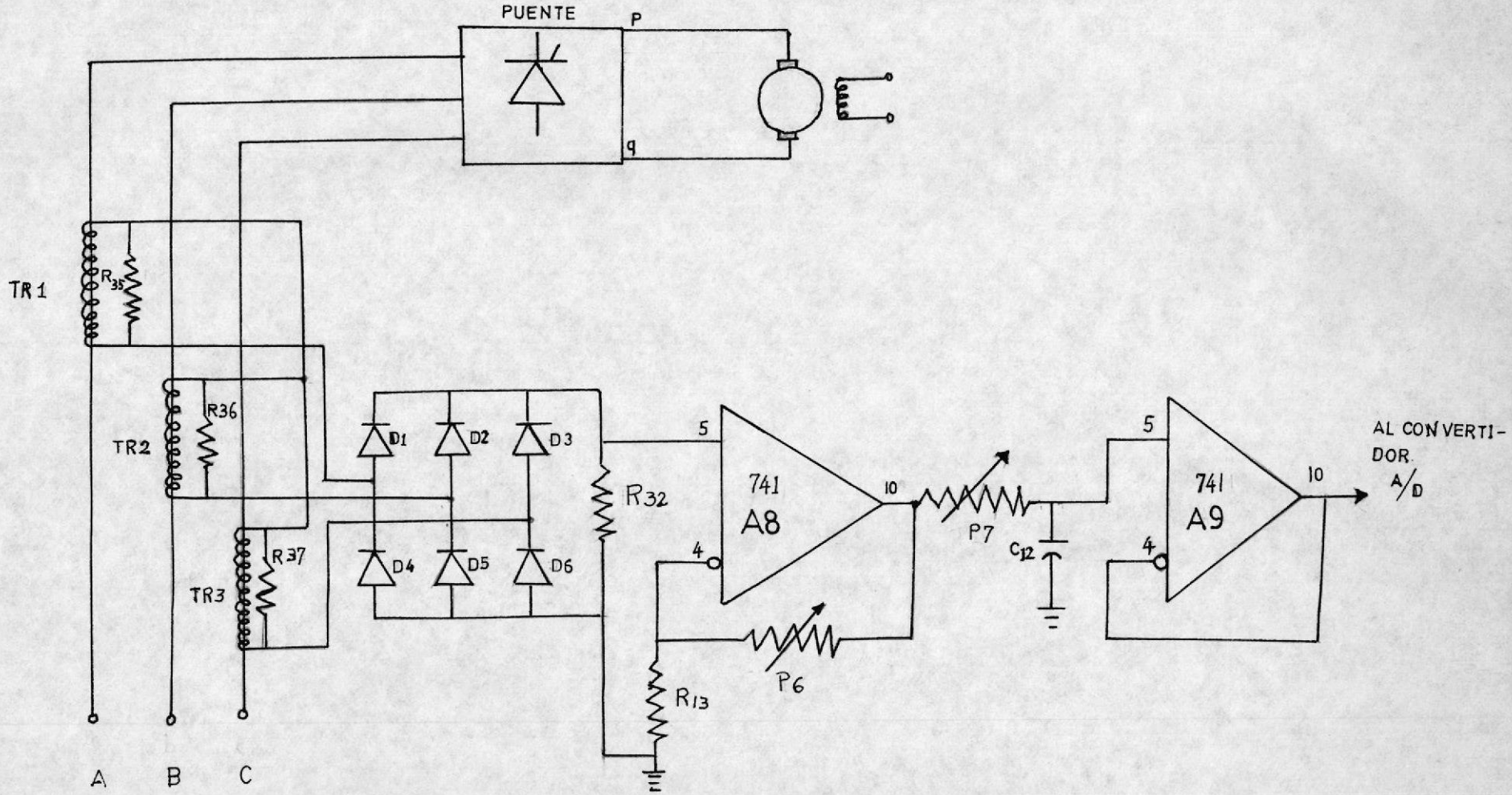


Figura 4.7.- Detector de corriente

en muestrear, la señal de disparo, a una frecuencia alta (49 KHz) para formar un tren de pulsos de encendido. Este método de disparo se lo usa debido a las siguientes consideraciones:

a) Asegurar el encendido de los tiristores, ya que cualquier falla de encendido del primer pulso de tren se logrará bien sea el segundo o tercer pulso del tren.

b) Mientras mayor sea la frecuencia permite mayor exactitud en el control del ángulo de encendido.

Etapa de amplificación: Aquí es donde los pulsos son amplificados tanto en voltaje como en corriente siendo el amplificador de tipo "Darlington" (Ver figura 6.1).

Etapa de Aislamiento: Los pulsos luego de amplificados, son aislados por medio de transformadores de pulsos, cuyas salidas van conectadas a las puertas respectivas y a los terminales de cátodos. En la figura 4.8 se tiene el circuito de muestreo conectado al circuito de amplificación y a los transforma-

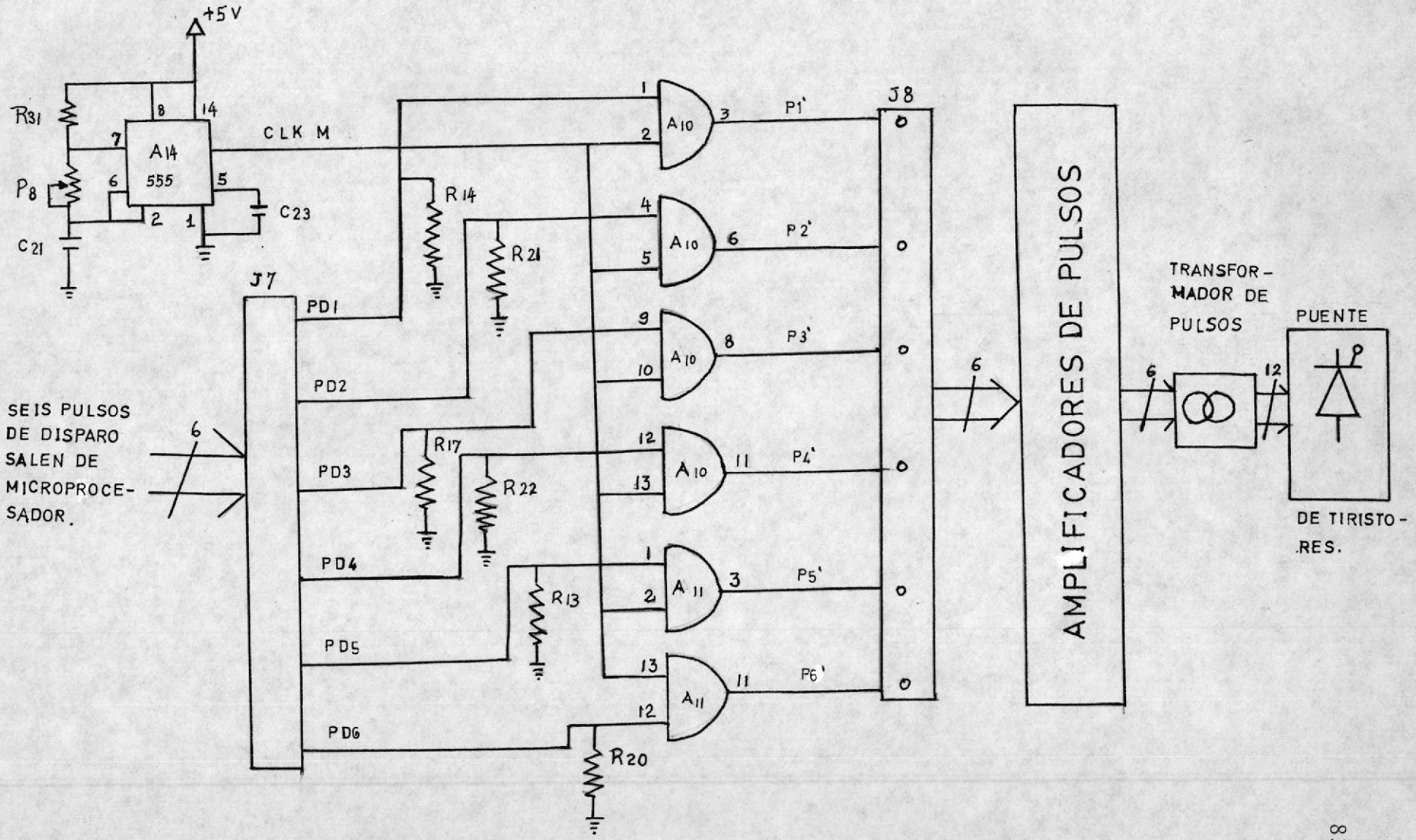


Figura 4.8.- Circuito de disparo

dores de pulsos y luego a las puertas de los tiristores del puente.

4.7.1. Conexión de la salida de los pulsos de disparo ya - muestreados con el amplificador de pulsos.

La generación de los pulsos de disparo por el micro procesador es realizada generando pulsos de disparo por medio de una tabla, cuyo intervalo de generación de los pulsos es de 60°. Los pulsos generados se - muestran en la figura 4.9. El algoritmo de generación se encuentra analizado detalladamente en el Capítulo V.

En el gráfico 4.10 a y b, se muestran las ondas de - voltaje y el puente de tiristores deben estar encendidos; por ejemplo, para rectificar el voltaje Vab, deben estar encendidos; los tiristores S1 y S5, para - el Vbc, debe estar encendido los tiristores S2 y S6 y así sucesivamente. De tal manera que puede observar los tiristores que pueden estar encendidos en cada una de las zonas como se muestra en la figura 4.10c. Se puede por tanto deducir que la conexión entre los pulsos de disparo y las puertas de los tiristores debe ser la siguiente:

PD1' a S1

PD2' a S6

PD3' a S2

PD4' a S4

PD5' a S3

PD6' a S5

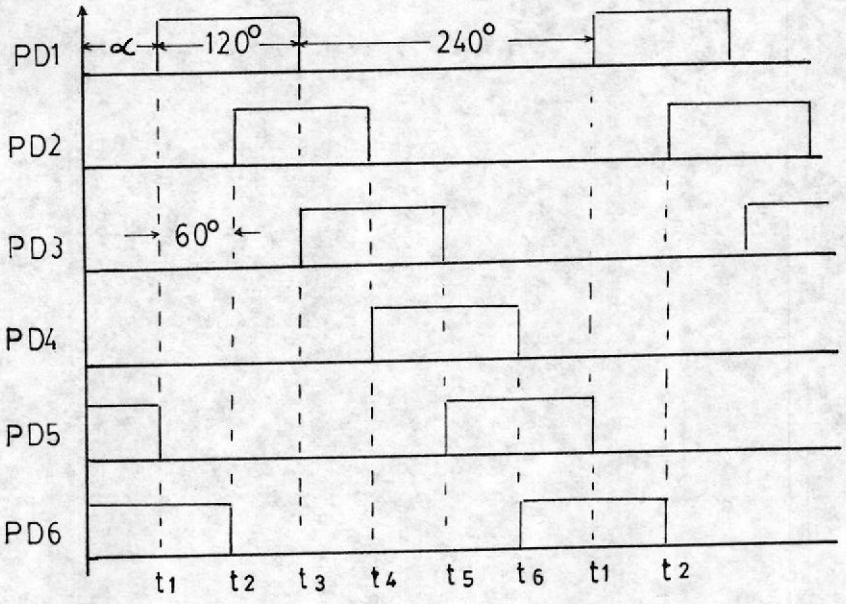
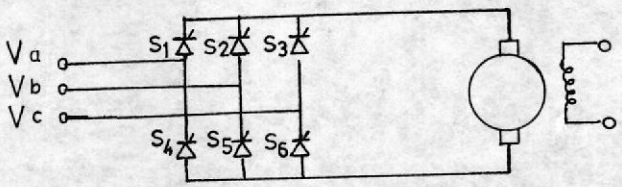


Figura 4.9. Pulsos de disparo generado por el microprocesador.



(a)

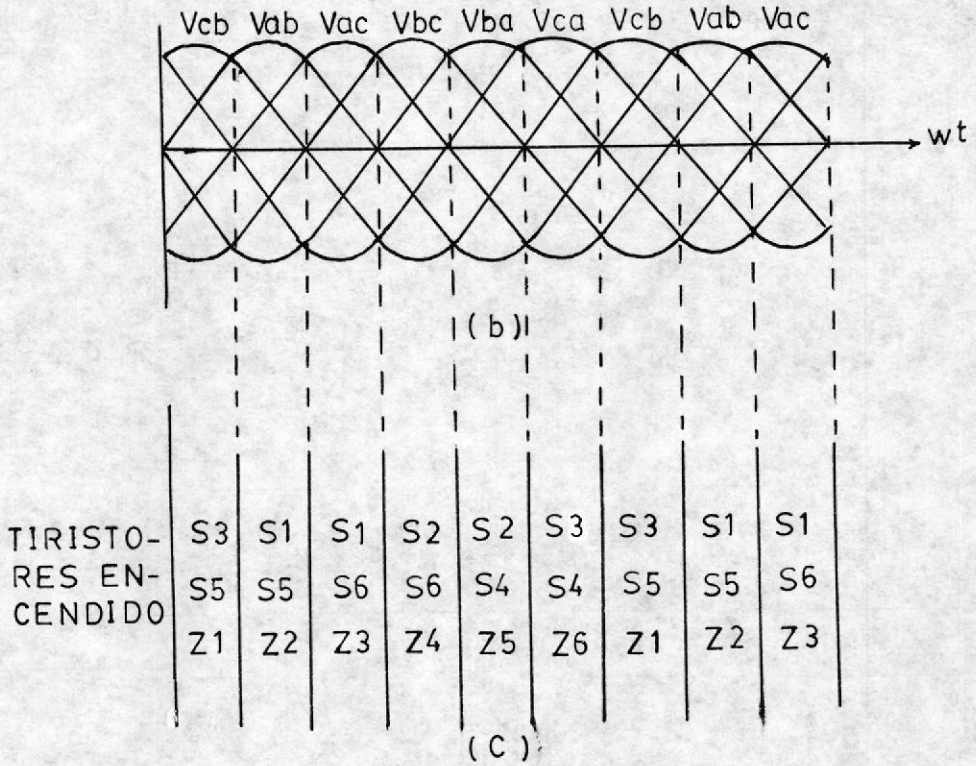


Figura 4.10. Análisis de conducción de los tiristores.

a) Ubicación de los tiristores.

b) Ondas de voltaje aplicado.

c) Los tiristores que conducen.

CAPITULO V

ELABORACION DEL ALGORITMO DEL CONTROL DIGITAL

5.1. DIAGRAMA DE BLOQUE

En la figura 5.1 se nos muestra el diagrama de bloque - de todo el sistema, y tiene los siguientes bloques:

Circuito de sincronización del sistema.

Circuito de referencia.

Circuito de amplificadores de pulsos.

Circuito de conversión Analógico-Digital.

Circuito Reductor.

Circuito de rectificación tipo puente.

El sistema SDK-85

5.2. ANALISIS DE LOS BLOQUES

A excepción del bloque del sistema SDK-85 y el bloque

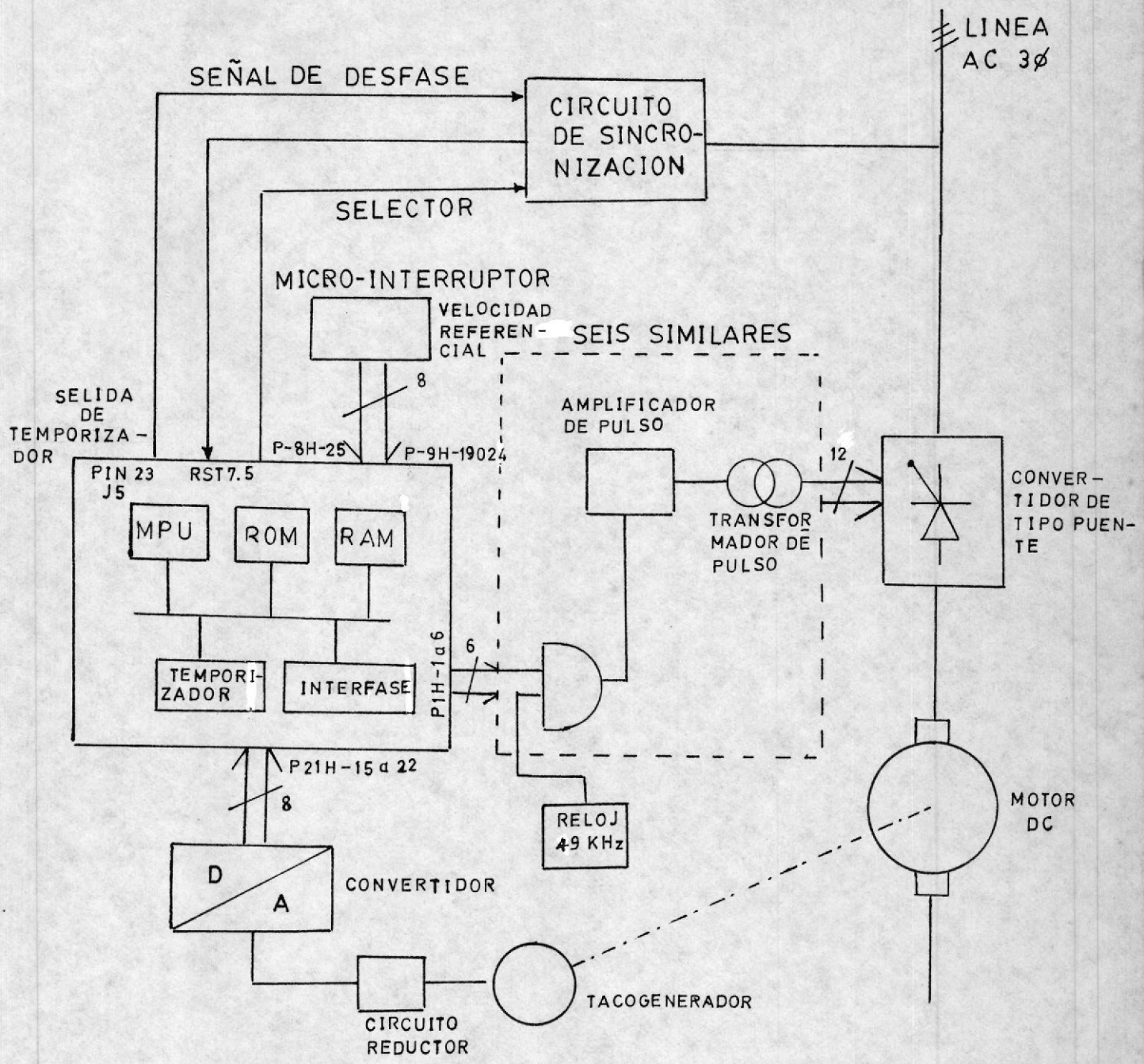


Figura 5.1. Diagrama de bloque del sistema de control con microprocesador.

de circuito de referencia los demás bloques ya han sido detallados en los capítulos anteriores, cuyos detalles de diseño están en el capítulo VI .

En cuanto al bloque de circuito de referencia, no es más que ocho micro-interruptores, donde se fija una velocidad referencial, cuyo factor de conversión se detalla en el numeral 5.2.2.

El bloque del sistema SDK-85 es el siguiente:

5.2.1. Microprocesador del sistema

El microprocesador es el centro de operación donde realiza operación de cálculo, recepta señales y genera señales que disparan los tiristores con el fin de controlar la velocidad del motor.

La tarea principal del sistema es la siguiente: Al ser iniciada la operación del microprocesador, primero pone el bit selector a uno, para que permita el paso de la señal de sincronismo (SYN) através de la interrupción RST 7.5; una vez que llega la señal SYN, el microprocesador toma el valor de la velocidad deseada, pone el ángulo de desfase, y el bit

selector a cero para que permita el paso de la señal de desfase (DESF), esta señal es generada através del temporizador 1, una vez llegada la señal DESF se inicia la generación de una secuencia de pulsos de disparo generados de una tabla, el intervalo de los pulsos de disparo de la tabla depende exclusivamente de la señal INTE através de la interrupción RST 6.5; y es generada por el temporizador 2 a un intervalo de 60 grados.

La señal de disparo que salen del microprocesador es amplificada y aislada para poder encender los tiristores. Una vez encendido los tiristores, da un voltaje rectificado que al ser aplicado al motor comienza a girar a una velocidad determinada. Una vez terminada la generación de los 6 pulsos, el ciclo se repite, pero esta vez genera un pulso para el inicio de la conversión del convertidor analógico-digital, cuando haya terminado la operación, la señal EOC (fin de conversión) es verdadera y entonces el microprocesador recepta la señal de la velocidad retroalimentada en forma digital y procede a comparar con el valor de referencia, dependiendo del error, se desplaza el ángulo de

desfase, modificando el ángulo de disparo y obteniendo un voltaje rectificado modificado, por lo tanto la velocidad es corregida, y así sucesivamente se repite el ciclo, hasta obtener que el error sea igual a cero, el ángulo de desfase permanece constante, y el motor ya habría alcanzado la velocidad deseada. En la grafica 5.2, se muestra las señales que entran y salen del microprocesador, una mejor especificación de estas conexiones se entra al final del diagrama esquemático del Capítulo VI.

5.2.2. Factor de conversión para velocidad deseada

La velocidad deseada es puesta como un dato digital de 8 bits, con un peso igual al del convertidor A/D, es decir 10/256 voltios.

De la curva del tacogenerador, se observa que la misma tiene una pendiente de 0,023 V/RPM.

Para trabajar en circuito de baja tensión, se tuvo que reducir el voltaje de salida del tacogenerador através de un reductor; en la práctica se midió dicho factor de reducción el cual fue de -5.56.

Para llevar la velocidad a número binario, se to-

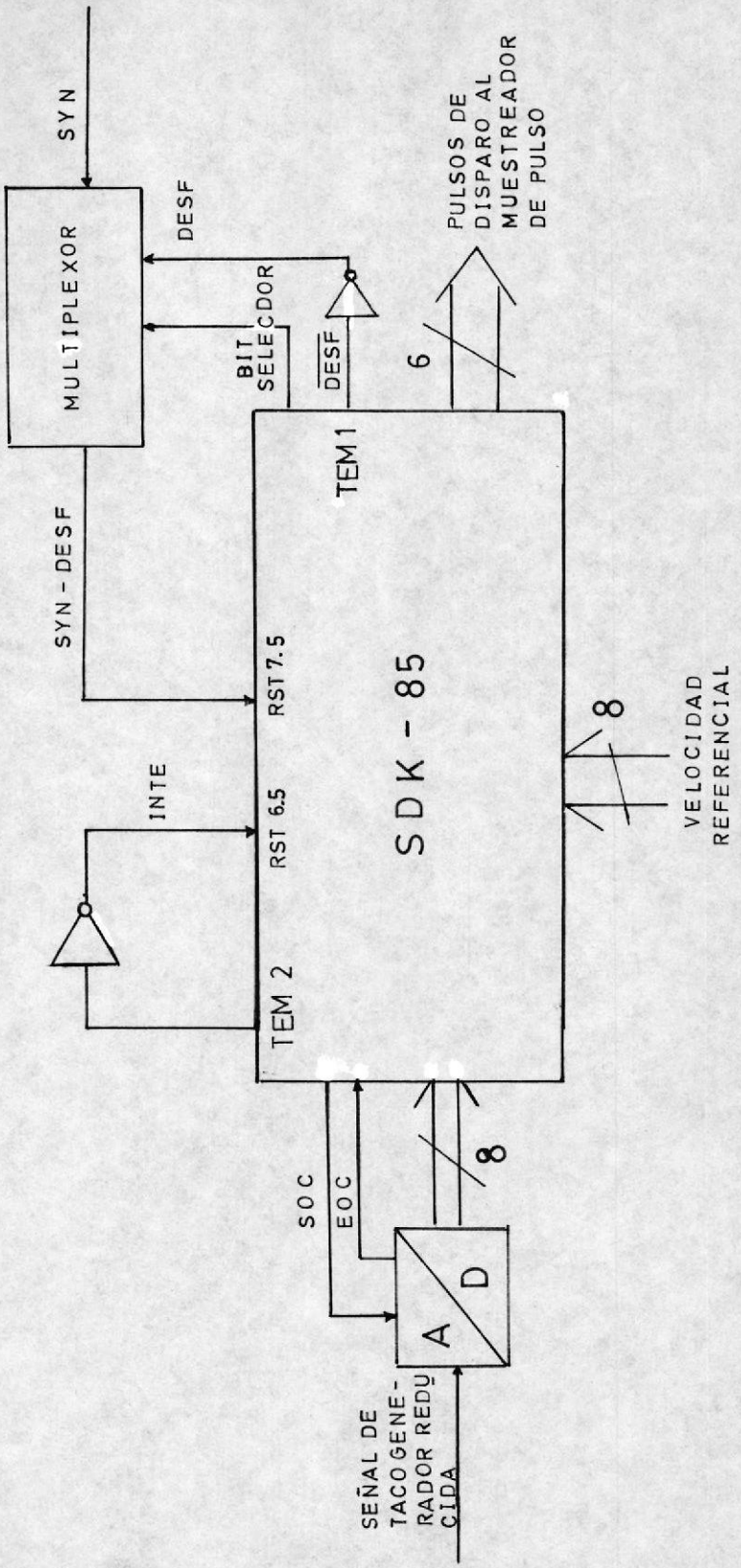


Figura 5.2. El esquema del SDK-85 con las señales que entran y salen del mismo

ma en consideración los siguientes factores:

$$\text{peso} = X_{RPM} \times \frac{1}{5.56} \frac{V}{V} \times 0,023 \frac{V}{RPM} \times \frac{256}{10} \frac{n}{V}$$

$$\text{peso} = X \times 0,1059$$

Por ejemplo, deseo hallar el equivalente binario de 1600 RPM

$$\text{peso} = 1.600 \times 0,1059$$

$$= 169,44 \text{ ; que redondeando nos quedan } 169$$

Este peso debe ser convertido a binario, el cual es 10101001, y su equivalencia hexagecimal es A9. Para mayor facilidad de conversión tenemos la tabla 5.1, una equivalencia de hexagecimal, binario, voltaje y velocidad.

5.3. GENERACION DE PULSO DE DISPARO POR EL MICROPROCESADOR

Para disparar los tiristores de una manera sincronizada, es decir disparar el tiristor en el momento que una fase de voltaje determinada está aplicada sobre dicho tiristor, en este caso, un voltaje positivo en la fase de voltaje aplicada, el tiristor rectifica un valor determinado dependiendo el ángulo de encendido.

Hexagecimal	Binario	Voltaje(V)	Velocidad RPM
FF	11111111	10.0	2420
CO	11000000	7.5	1810
80	10000000	5.0	1210
40	01000000	2.5	600
00	00000000	0.0	0

TABLA 5.1. Tabla de equivalencia hexagecimal, binario, voltaje y velocidad.

La conexión de las fases y nominación de los tiristores que usamos se muestra en la figura 5.3; por ejemplo, si la fase AB está aplicada al puente de tiristores, entonces para obtener la rectificación de esta fase, deben estar encendidos los tiristores S1 y S5, y sus pulsos de disparo son denominados P1 y P5; por lo cual, dependiendo de la fase aplicada al puente de tiristores, la secuencia de los pulsos de disparo es como se indica en la figura 5.4.

Para generar los pulsos de disparo por medio del microprocesador se usa lógica TTL, la anchura de los pulsos de disparo generado por el microprocesador tienen un valor equivalente a 120° eléctricos, es decir, genera pulsos de disparo mientras opera los tiristores como se muestra en la figura 5.5, esto tiene una ventaja con respecto al uso de pulsos de anchura pequeño de la figura 5.4, ya que si usamos pulsos de anchura pequeño, en el momento de aplicación de la señal de disparo al tiristor S1 se observa la conducción de los tiristores S1 y S5, hasta el momento en que la corriente cae a cero debido a la relativa baja inductancia en el circuito de carga. En el instante que la corriente cae a cero los tirisotres S1 y S5 se desceban, luego en el momento de aplicación de la señal de disparo el tiristor S6 no se producirá la conmu

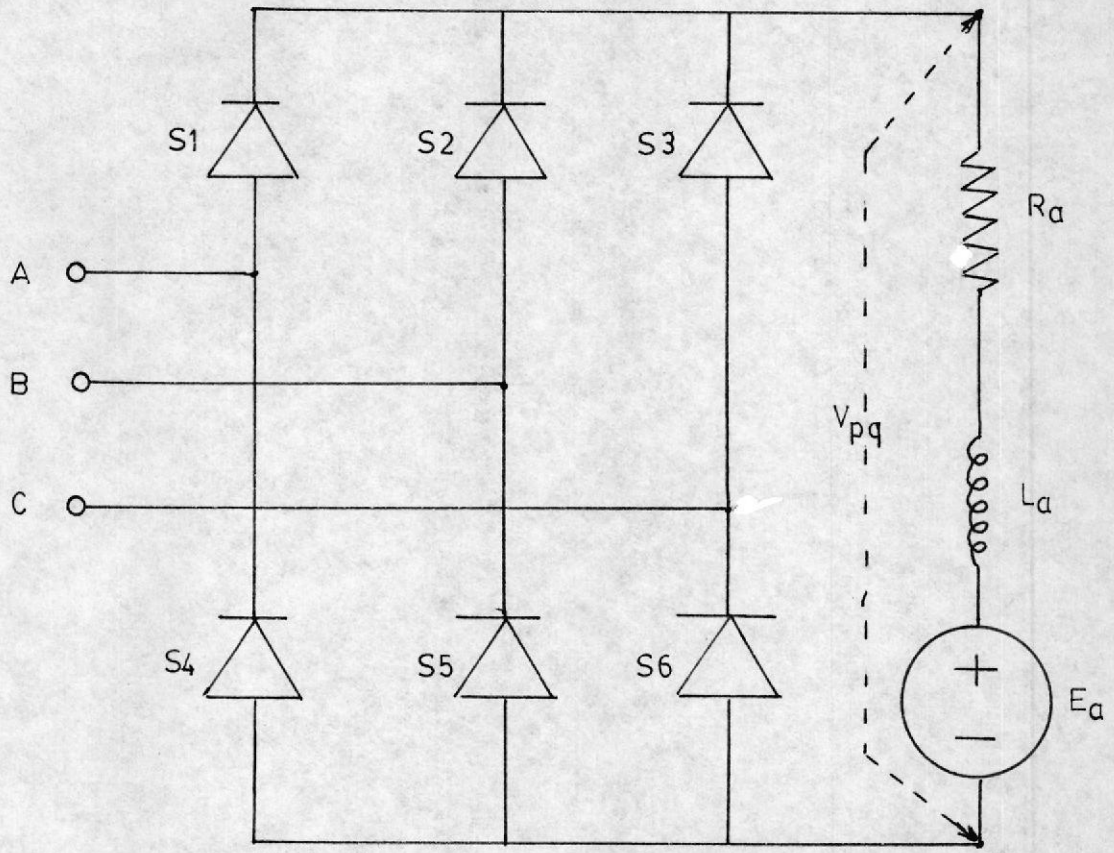


Figura 5.3. Denominación del puente de tiristores conectado al equivalente del motor dc.

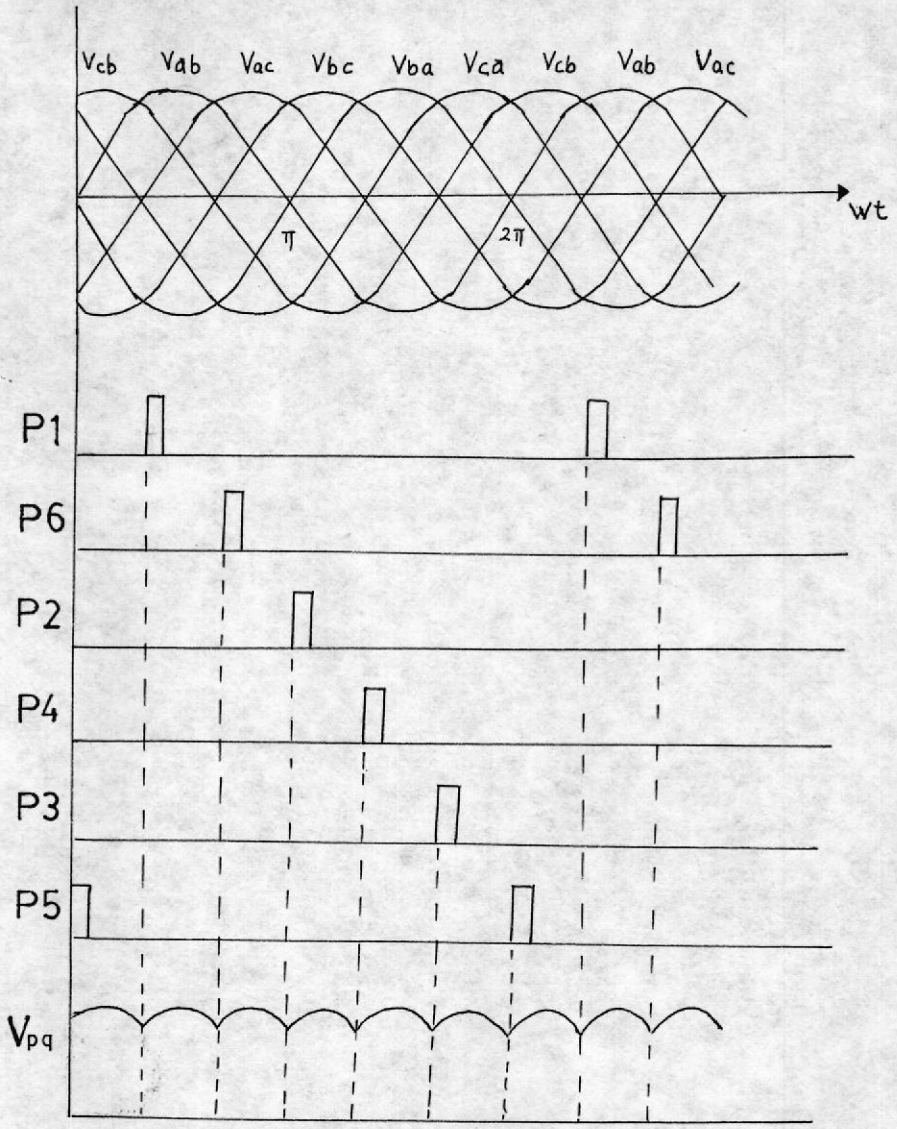


Figura 5.4.- Secuencia de los pulsos de disparo.

tación al par de tiristores S1 y S6, puesto que el pulso de disparo para S1 es de duración limitada. Por consiguiente, es necesario que la señal de puerta para S1 siga aplicada hasta por lo menos el instante de ocurrencia del pulso de disparo del tiristor S6. Por lo manifestado anteriormente para obviar este problema hemos escogido - que las señales de disparo tengan una duración de 120° eléctricos, asegurándose el funcionamiento normal del convertidor para las condiciones más rigurosas de operación.

La generación de estos pulsos se realiza mediante una tabla de verdad previamente almacenada en el microprocesador, que al ser enviada por una puerta de 6 bits a intervalo de 60° generará grupo de pulsos como se muestra en la figura 5.5.

El inicio para generar este grupo de pulsos, depende del ángulo de retardo o de desfase, es decir, desde que el microprocesador detecta el cruce cero de voltaje AC, la señal SYN, el microprocesador realiza el desfase mediante un temporizador de retardo, una vez cumplido el desfase se iniciará la generación del grupo de pulsos.

La tabla 5.2 nos indica la equivalencia de los pulsos de

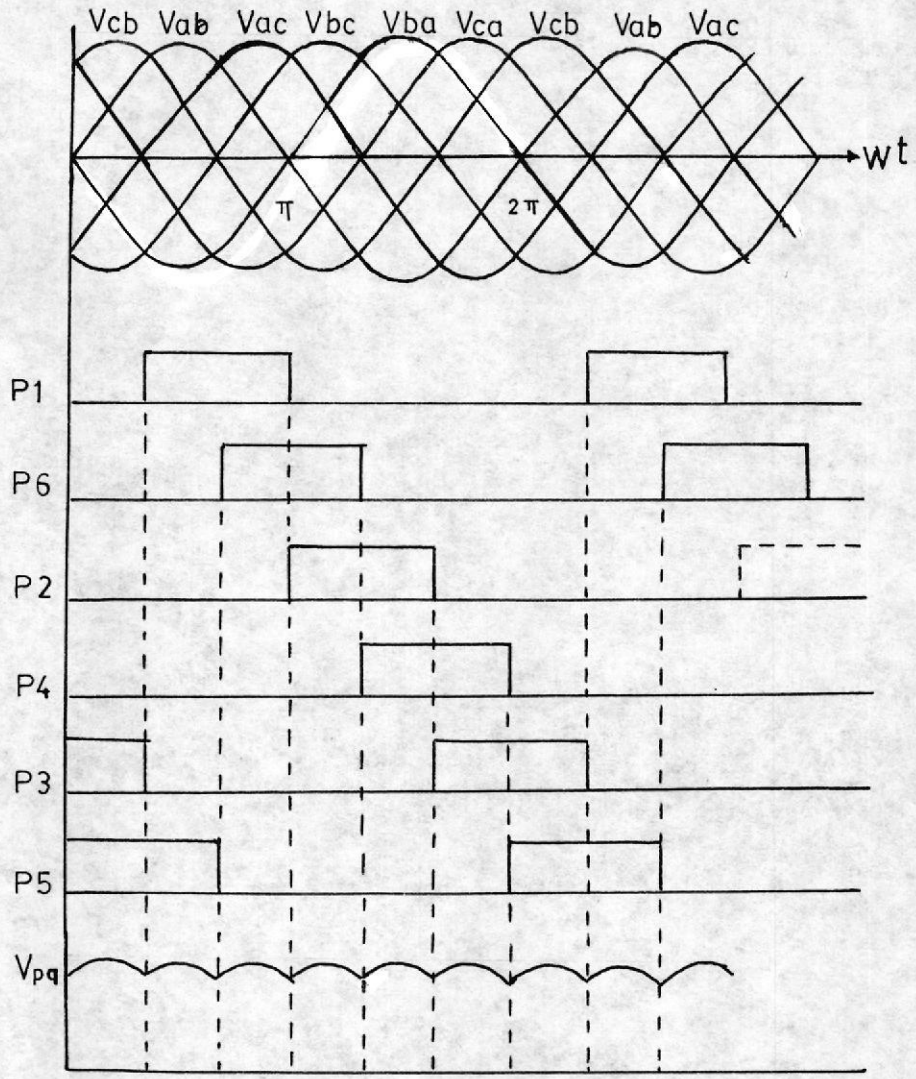


Figura 5.5. Secuencia de los pulsos de disparo con una duración de 120 grados.

DIRECCION	BINARIO	Hexagecimal
2800	1 0 0 0 0 1	21
2801	0 0 0 0 1 1	03
2802	0 0 0 1 1 0	06
2803	0 0 1 1 0 0	0C
2804	0 1 1 0 0 0	18
2805	1 1 0 0 0 0	30

TABLA 5.2. Tabla de secuenceo para generar pulsos de disparo.

disparo usando aritmética booleana, además de las direcciones donde están almacenados y su equivalencia en hexagecimal.

5.3.1. Subrutina Disparo

La subrutina de disparo tiene como objetivo llevar la tabla de secuencia a una puerta de salida, en este caso es la puerta 01H que corresponde a la puerta A del 8355.

El diagrama de flujo nos dice que:

1º Debemos obtener la dirección donde está la tabla de secuencia, esto es, por ejemplo, si la tabla está localizada desde 2800 hasta 2805, para sacar uno de estos datos de la tabla se debe ubicar la dirección en el registro para HL, poniendo 28, la parte más significativa en el registro H y la parte menos significativa de la dirección es determinada por el contador de pulso, que es el registro C, que se transfiere al registro. L.

2º Saca los datos de la dirección indicada por HL y se los transfiere a la puerta de salida 01H; y

3º Se procede a incrementar el contador de pulso, o sea el registro C.

5.3.2. Subrutina Cargado 1 (CARG 1)

Según la figura 5.6 nos muestra el diagrama de flujo. La subrutina de cargado 1, tiene la tarea de cargar al temporizador T1, con el tiempo de retardo para el arranque del primer par de tiristores, o sea, un valor equivalente a un ángulo de desfase.

El valor con que se carga es sacado de la dirección 280A y 280B, cuyo contenido ha sido previamente almacenado por medio del teclado o de 8 micro interruptores que son cargados en 280B, el valor en 280A no tiene mucho efecto sobre el tiempo de retardo, por lo que puede ser de cualquier valor. Una vez cargado el temporizador se procede a arrancarlo.

5.3.3. Subrutina de cargado 2 (CARG 2) (Ver Figura 5.7).

La subrutina de cargado 2, consiste en cargar el temporizador T2 para que genere pulsos a intervalo de 60°en modo continuo. Según el diagrama de flujo se carga con el valor E15C H, que es equivalente a

CARG1

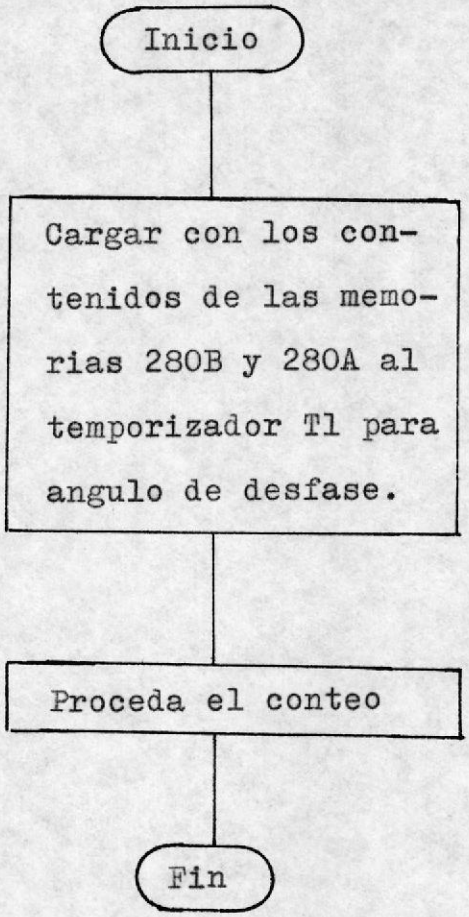


Figura 5,6 – Diagrama de flujo de la subrutina de cargado 1 (CARG1)

CARG2

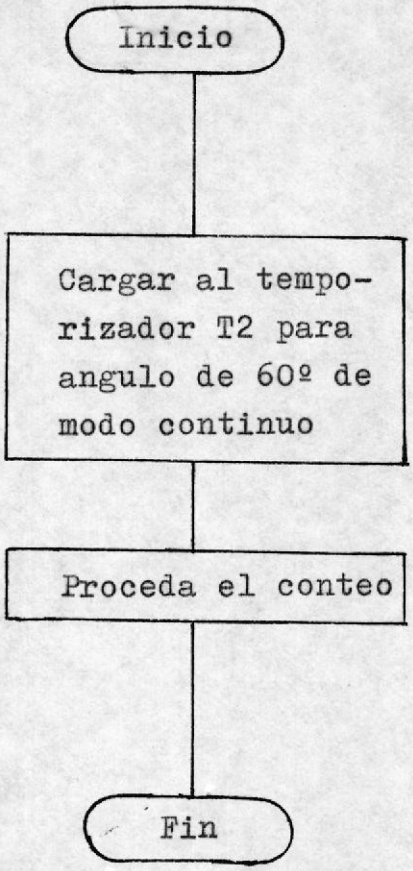


Figura 5.7— Diagrama de flujo de la subrutina de Cargado 2 (CARG2)

un retardo de 60°, luego inicia el conteo.

5.4. ALGORITMO DEL CONTROL DIGITAL

En esta tesis se han implementado dos esquemas de control: Lazo Abierto y Lazo Cerrado.

5.4.1. Lazo Abierto

Según la figura 5.1 la velocidad referencial del motor es fijado de manera digital por medio de 8 micro-interruptores que da una equivalencia digital de velocidad deseada, el microprocesador usa este valor y pone un ángulo de retardo para disparar los tiristores, fijando la velocidad del motor. El valor referencial puesto es para una carga determinada, si se cambia la carga, la velocidad pedida variaría, lo cual es una característica intrínseca del lazo abierto. Por tal motivo para que el control sea más versatil se ha implementado en el lazo abierto un control que cambia la velocidad manualmente por medio de pulsaciones en el teclado del microprocesador.

Esquema de control

Usando la señal de sincronismo se fija un ángulo

de retardo o desfase, se generará una tabla de pulsos, el intervalo de los pulsos de la tabla es de 60 grados. Dentro del intervalo de 60°debe haber un control usando la interrupción RST 5.5 que acelera o disminuye la velocidad, lo cual se realiza disminuyendo o incrementando en uno el contenido de la memoria de referencia. (Localizado en la dirección 280B). El control es repetido cada vez que existe una señal de sincronismo, lo que ocurre cada ciclo a 360° eléctricos.

5.4.1.1. Explicación del diagrama de flujo del programa principal para lazo abierto (ver figura 5.8).

Como todos los programas se empieza inicializando el puntero de pila, con la dirección donde el microprocesador pone las direcciones de regreso de las subrutinas e interrupciones.

Puesto que se necesitan tres interrupciones para este sistema, se inicializa el sistema de interrupciones.

En la interrupción RST 7.5, se trabaja

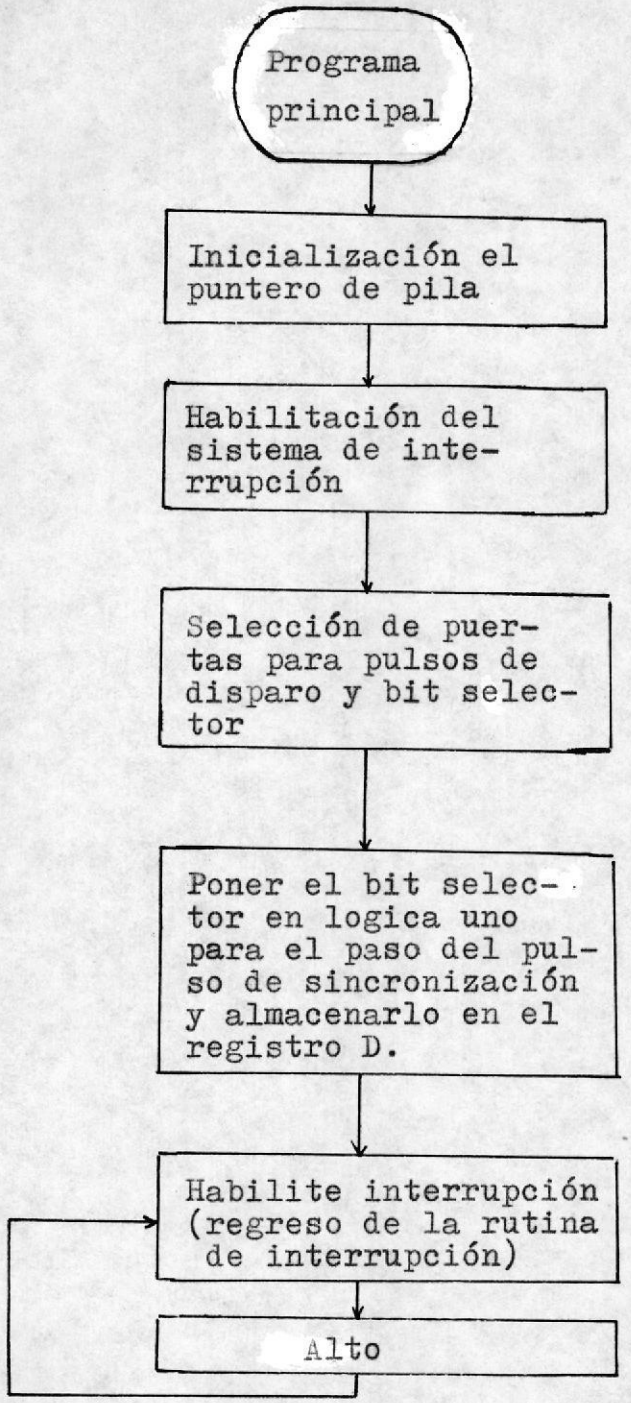


Figura 5.8.- Diagrama de flujo del programa principal tanto para lazo cerrado como para lazo abierto.

con dos señales, la de sincronismo (SYN) y la de ángulo de retardo o desfase (DESF), siendo esta última señal una consecuencia de la señal de (SYN).

Para distinguir que señal es la que llega al microprocesador, hay que poner una bandera al bit selector, al comienzo se pone uno para que un multiplexor del circuito externo permita el paso de la señal SYN, y cero para el paso de la señal DESF. Una vez hecho esto el microprocesador habilita las interrupciones y se pone en un estado de espera.

En conclusión este diagrama de flujo principal pone la bandera de bit selector a uno para el sincronismo y se queda en un estado de espera para dar servicio a cualquier interrupción.

5.4.1.2. Explicación del diagrama de flujo de la subrutina de servicio de la interrupción RST 7.5 (Ver la figura 5.9).

Primeramente hay que averiguar qué señal

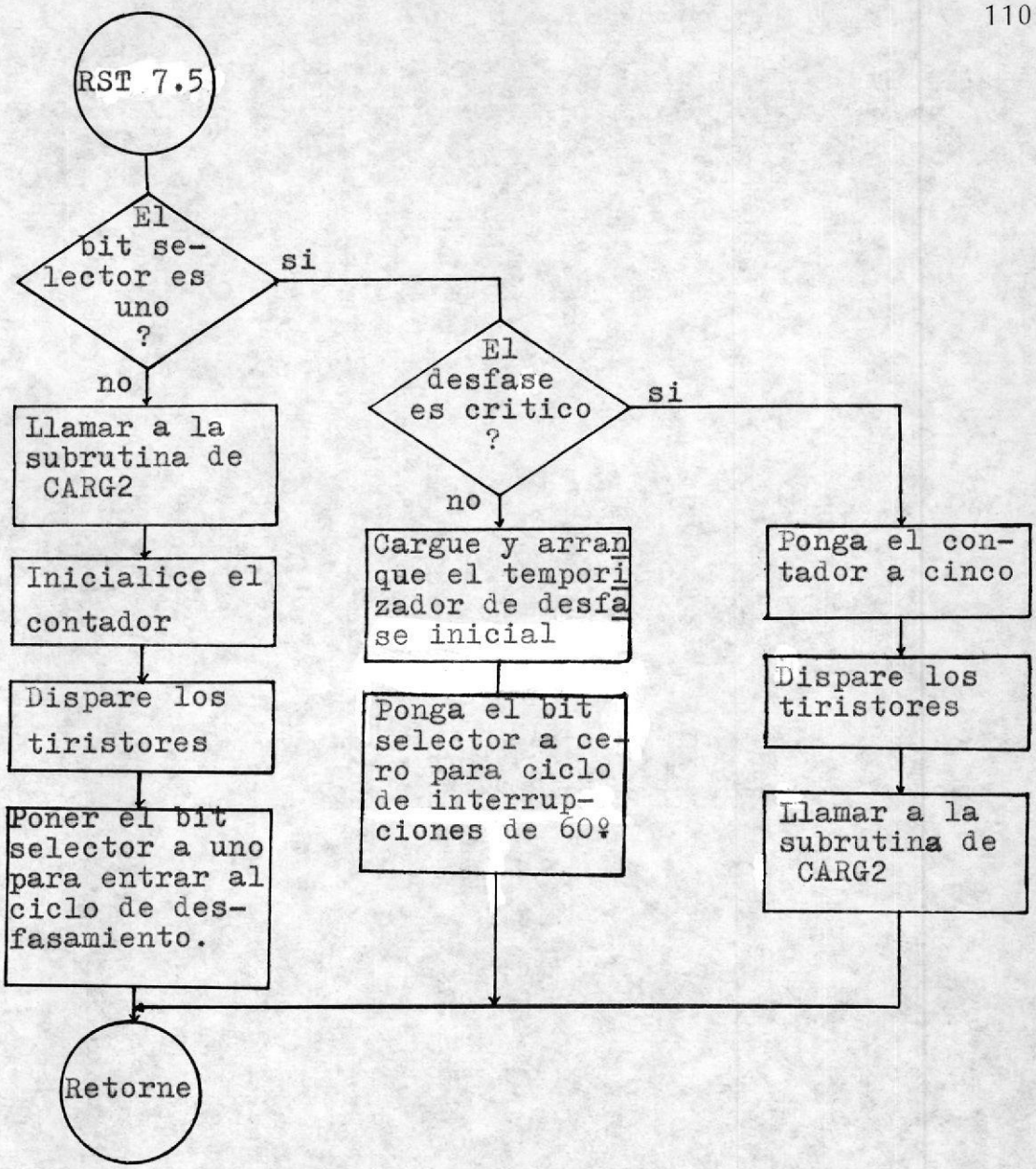


Figura 5.9. Diagrama de flujo para la interrupción RST 7.5 en lazo abierto.

entra, si es uno es la señal SYN y, cero es DESF (Ver figura 5.2). En caso de que la señal sea la de sincronismo se procede a calcular el ángulo de desfase que se debe generar, previamente hay que averiguar si el desfase es de 60° ya que se considera un valor de retardo crítico por cuanto produce oscilación en el microprocesador en caso de que el desfase sea de 60° se pone el contador de pulso a cinco (el contador es el registro C) para que comience el disparo, siendo que este quinto pulso tiene por si solo respecto al cruce cero en desfase de 60°; luego de haberse disparado este pulso se carga el temporizador (timer) T2 para que genere los pulsos a intervalo de a 60°. En caso que sea el desfase distinto de 60° se procede a cargar el ángulo de retardo al temporizador T1 que luego generará la señal de desfase que entrará a la interrupción RST 7.5, previamente poniendo el bit selector a cero, para que el multiplexor permita el paso de la señal de desfase.

En caso de que la señal que entra sea la señal de desfase, el microprocesador para el temporizador T2 (caso de que haya sido cargado), genera los pulsos de disparo, - carga nuevamente el temporizador T2 para que genere los pulsos a intervalos de 60° estos pulsos constituyen la señal INTE y finalmente se pone el bit selector a uno en espera de la señal de sincronismo SYN para empezar el siguiente ciclo.

5.4.1.3. Explicación del diagrama de flujo de la subrutina de interrupción de RST 6.5 (Ver figura 5.10).

El microprocesador al recibir la señal de intervalos de 60° o sea la señal INTE, genera inmediatamente el pulso de disparo, luego chequea si se ha generado el sexto pulso. Cada vez que el microprocesador genera un pulso de disparo el contador automáticamente se incrementa en uno, en caso de que se ha disparado el sexto pulso, el contador por si solo volverá a inicializarse.

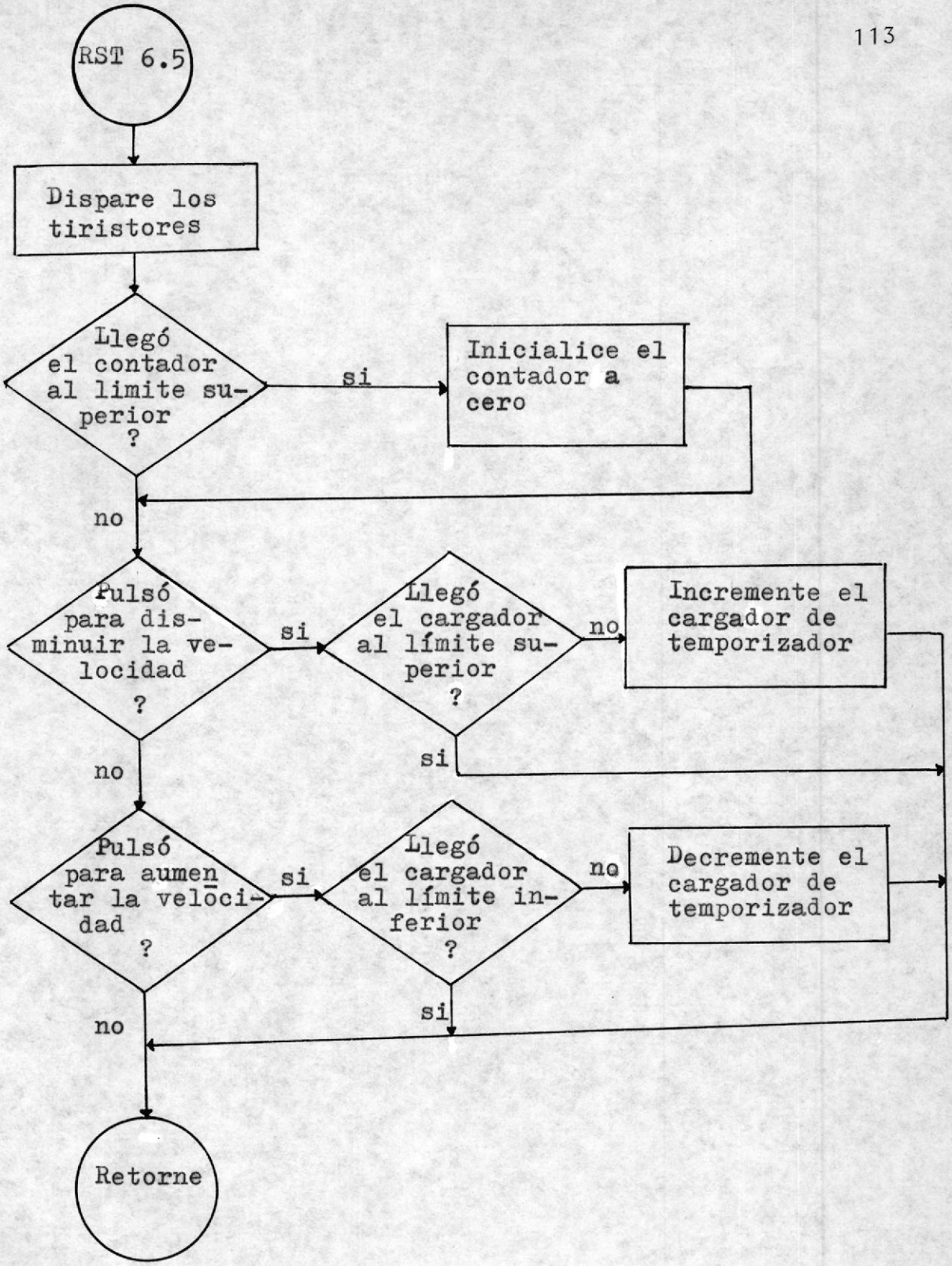


Figura 5.10. Diagrama de flujo para interrupción RST 6.5 en lazo abierto.

En la subrutina RST 6.5 se chequea si previamente ha ocurrido una interrupción en RST 5.5. Esta interrupción es generada al pulsar el teclado donde se hace uso de la tecla SUBST para disminuír el valor del temporizador T1 y la tecla GO para aumentar el valor del temporizador T1. El microprocesador si ha sensado cualquiera de estas dos teclas procede a chequear el límite - inferior y superior del valor inicial y si no ha llegado a los límites se procede a incrementar o disminuir este valor del temporizador T1, dependiendo de la tecla que fue pulsada.

5.4.2. Lazo Cerrrado

El control del sistema es el mismo que para el caso de lazo abierto, la única diferencia es la adición de una señal de retroalimentación que viene - del tacómetro. Esta señal modifica la subrutina de la interrupción RST 6.5, donde se procede a acondicionar la señal para que trabaje el convertidor A/D y la recepción de los datos del mismo.

El microprocesador compara el valor de referencia con el valor de retroalimentación, de donde se obtiene un error y dependiendo el signo del error - se procede a incrementar o disminuír el valor del temporizador T1.

Tanto el diagrama de flujo principal como la subrutina de interrupción RST 7.5 es la misma que la de lazo abierto, teniendo presente que en lazo cerrado, la rutina RST 7.5 no chequea el desfase de 60° ya que de esta manera permite un tiempo suficiente para muestreo de la señal de retroalimentación. (Ver la figura 5.11).

5.4.2.1. Explicación del diagrama de flujo de la subrutina DISP que da servicio al pedido interrupción RST 6.5 (ver las figuras - 5.12a y 5.12b).

La señal INTE que llega aquí es una señal cada sesenta grados que se usa para generar pulsos de disparo, luego de haber disparado se chequea si el contador tiene el número 6, puesto que el contador se incrementa en uno cada vez que se dispara un

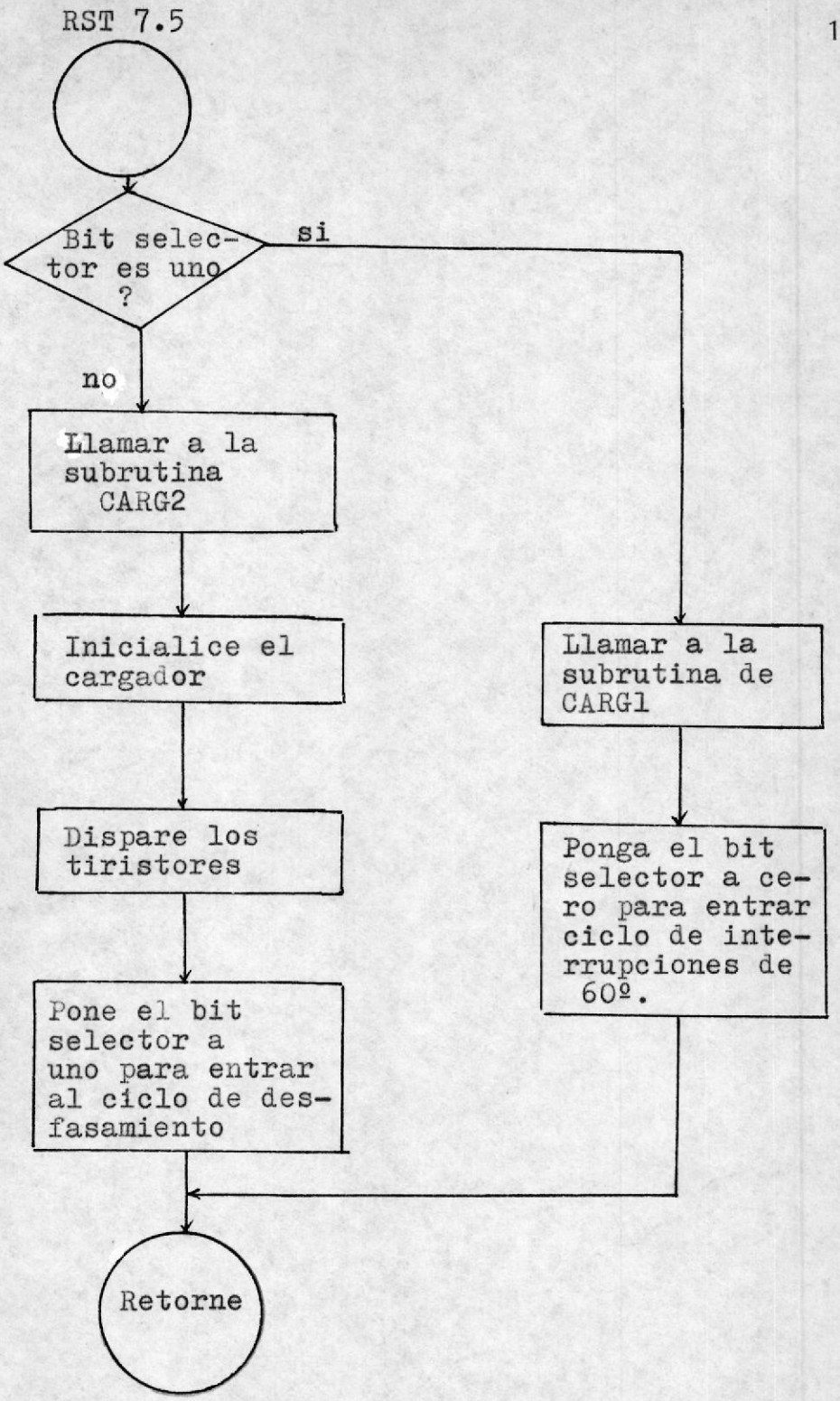


Figura 5.11.- Diagrama de flujo para subrutina de interrupción RST 7.5 para lazo cerrado.

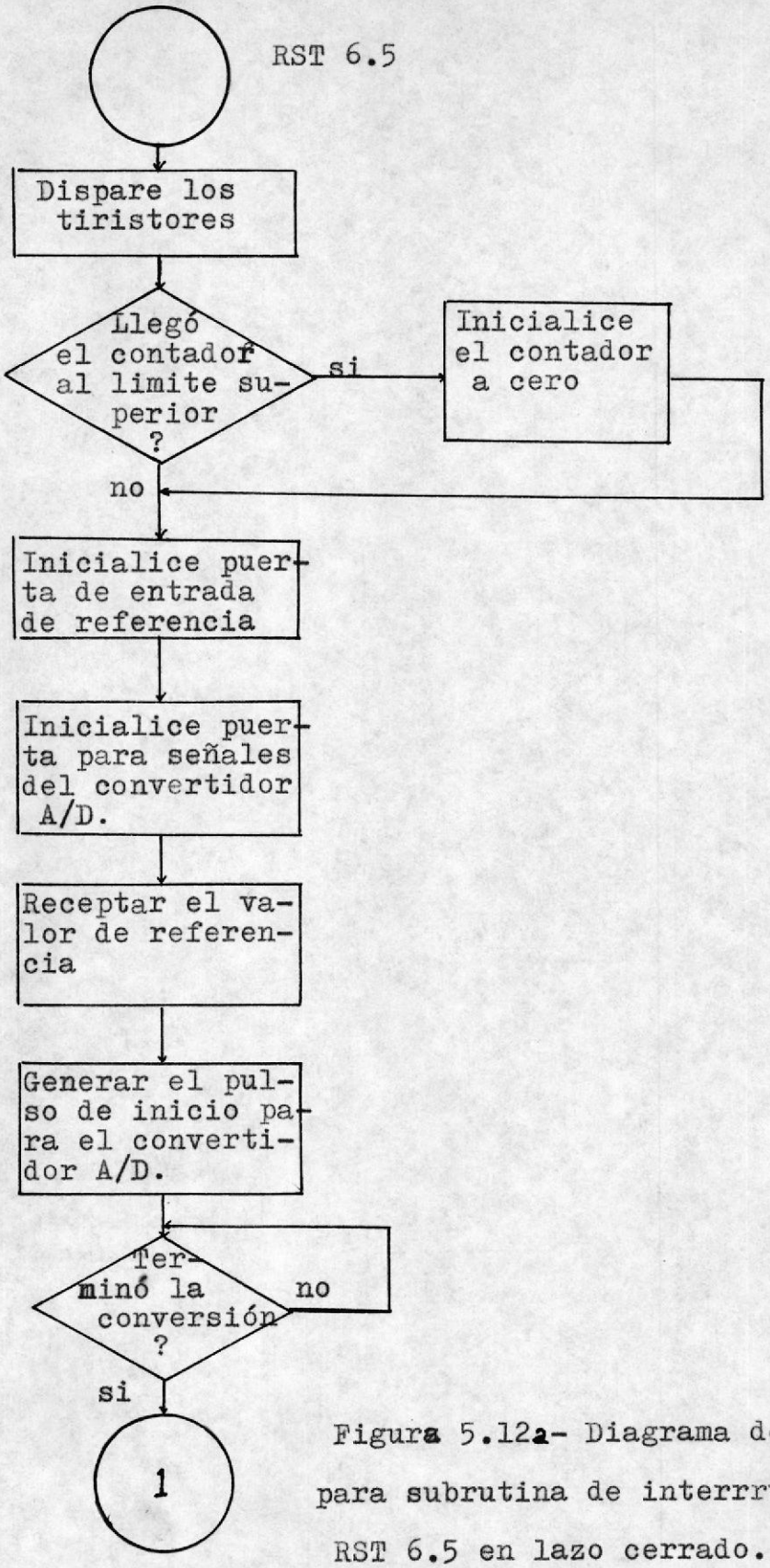


Figura 5.12a- Diagrama de flujo para subrutina de interrrupción RST 6.5 en lazo cerrado.

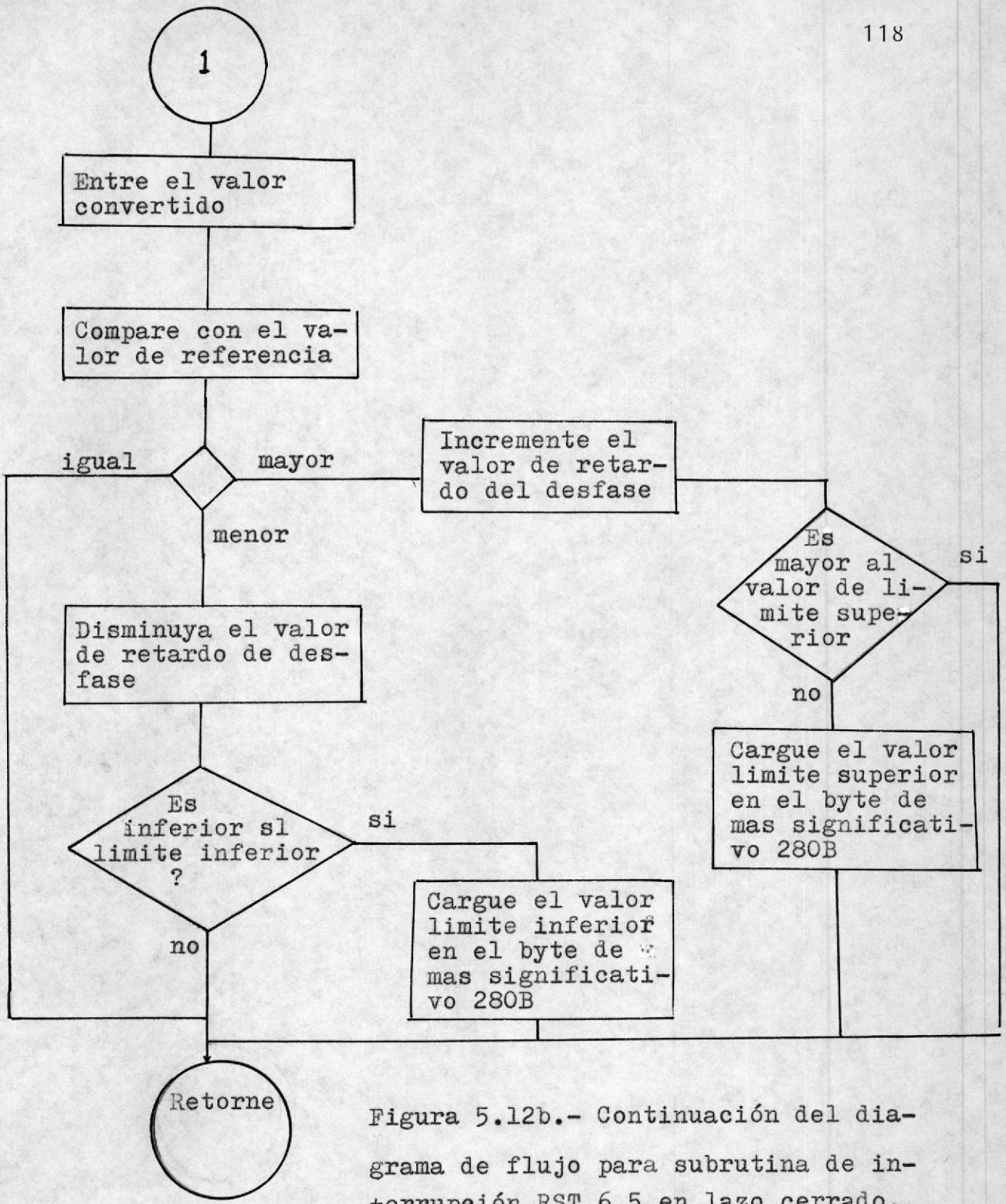


Figura 5.12b.- Continuación del diagrama de flujo para subrutina de interrupción RST 6.5 en lazo cerrado.

pulso, en caso de que el contador tenga el número 6, automáticamente el contador de pulso se inicializa nuevamente a cero. Prosiguiendo con el diagrama de flujo, se inicializa las puertas del microprocesador para receptar el valor de referencia, bit de control y de recepción del convertidor analógico-digital, una vez hecho esto se recepta la señal de referencia, luego genera un pulso que inicia la conversión para el convertidor A/D y recepta el valor de retroalimentación y lo compara con el valor de referencia, dependiendo de esta comparación se procede a incrementar o disminuír el valor del cargado del temporizador T1 para el desfase, antes de proceder al cargado del temporizador T1 se chequea el límite inferior y superior.

En caso de que el valor de referencia sea igual al de retroalimentación, el microprocesador mantiene el valor cargado en el temporizador T1 y se pone en un estado de espera hasta que existe un pedido de servicio de interrupción por medio de la señal INTE o SYN.

5.5. DIAGRAMA DE INTERCONEXION DE TARJETAS EN EL SISTEMA DE CONTROL Y ANALISIS DE RESULTADOS

a) Diagrama de interconexión

La figura 5.13 nos muestra la interconexión de las tarjetas E1, E2 y E3 en el sistema, el circuito de cada tarjeta está expresado en el diagrama y será descrito detalladamente en el capítulo VI; en cuanto al diseño implantado en tarjetas nos muestra una vista superior las figuras 5.14, 5.15 y 5.16 que corresponden a las tarjetas E1, E2 y E3 respectivamente.

El sistema de control de velocidad va conectado al motor, la carga y las demás tarjetas del sistema tal como se observa en las figuras 5.17 y 5.18.

b) Análisis de resultados

En la figura 5.13 los asteriscos con su numeración que representan puntos de medición para el análisis del resultado experimental en el diseño del control de velocidad del sistema. Las salidas mostradas en los osciloscopios son tomadas de estos puntos.

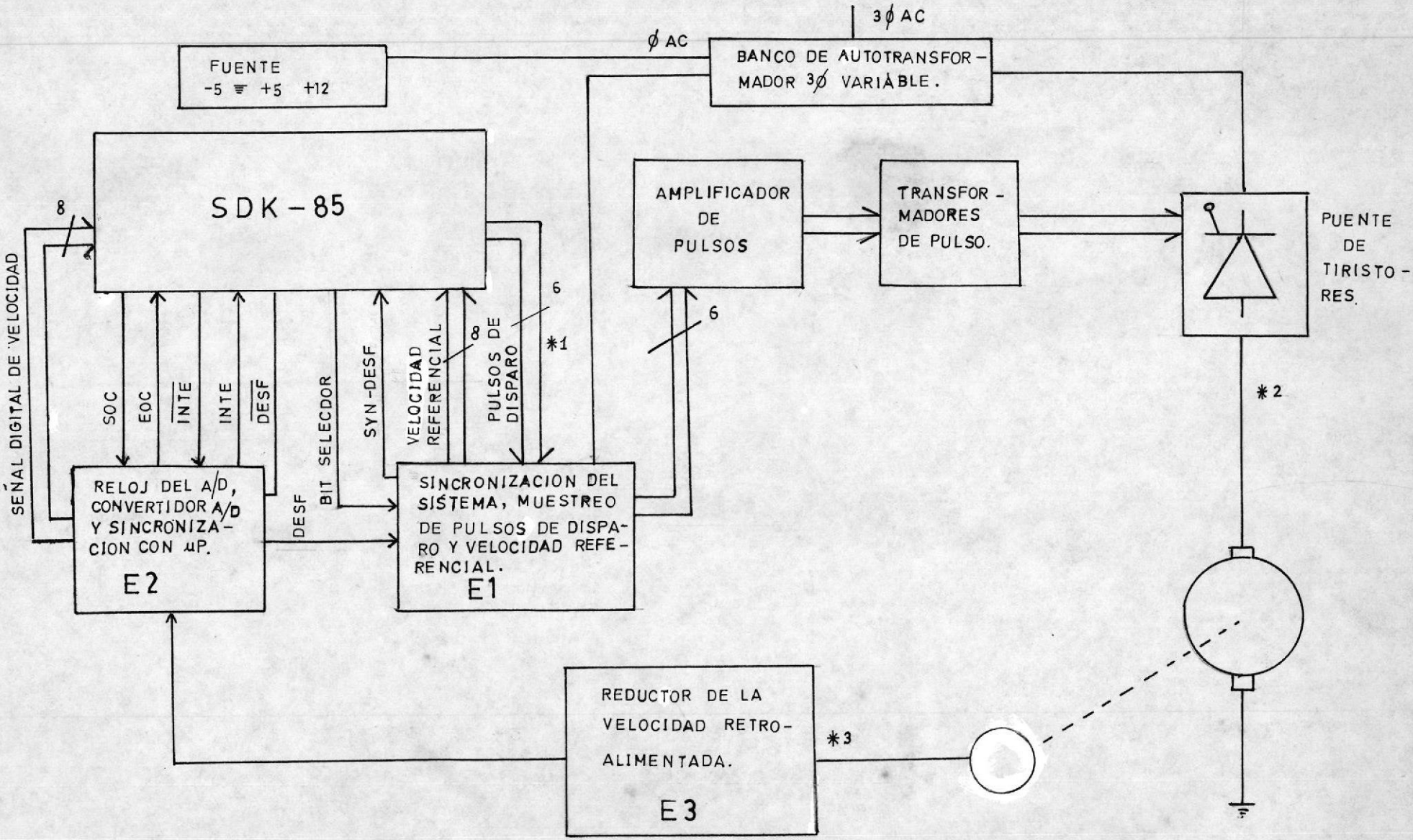


FIG. 5.13. Diagrama de interconexión de tarjetas en el sistema de control.

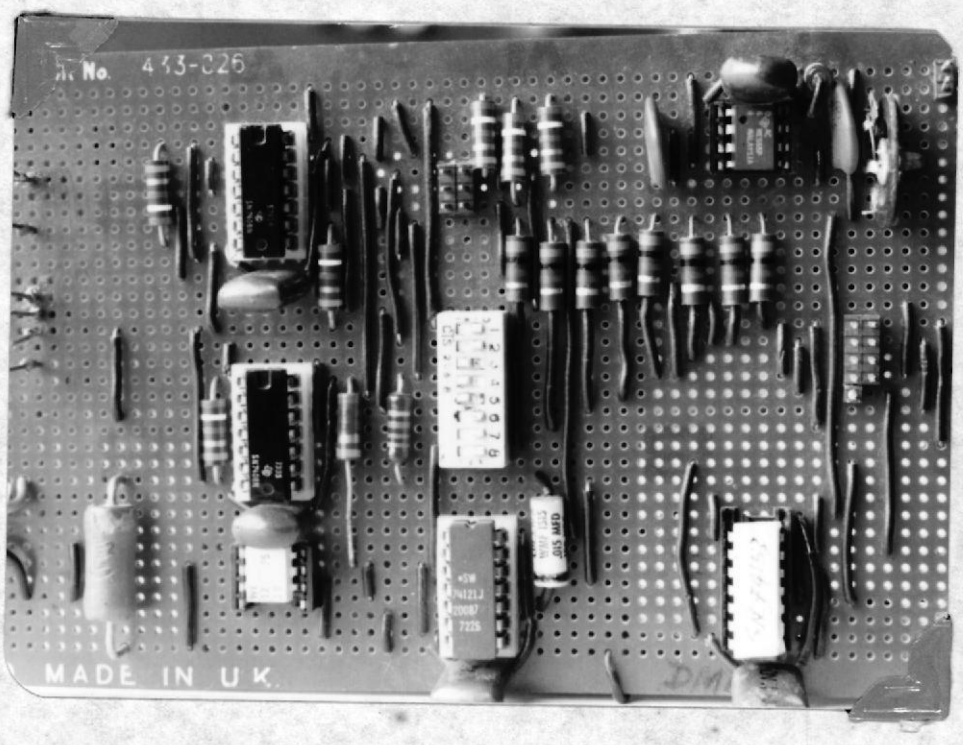


Figura 5.14. Vista superior de la tarjeta E1, conteniendo circuito de muestreo de pulso de disparo, circuito Referencia y circuito de Sincronización.

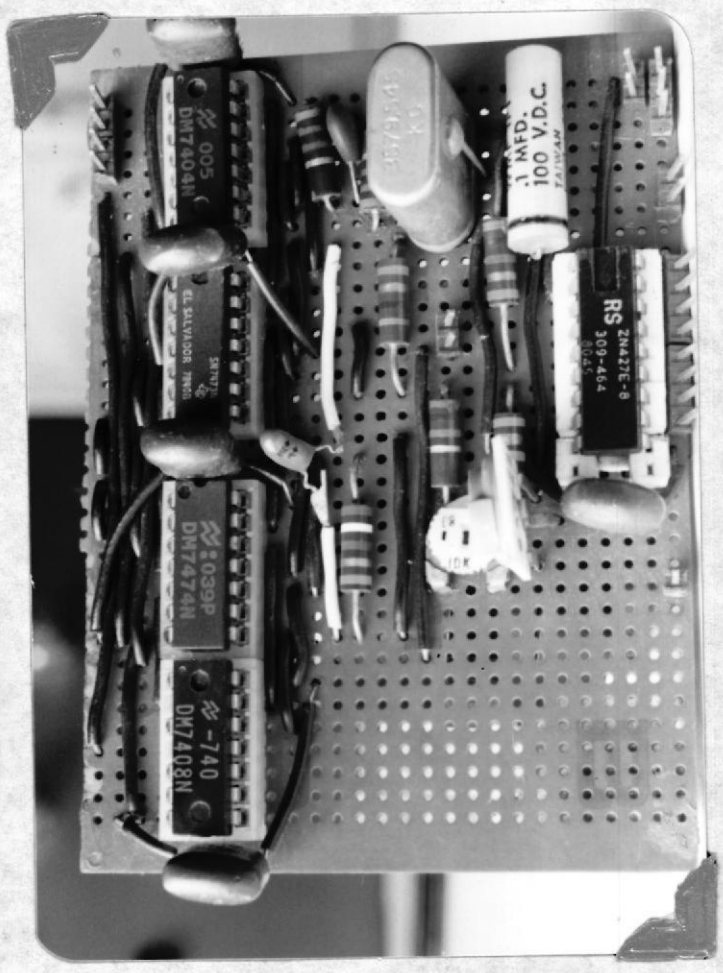


Figura 5.15. Vista superior de la tarjeta E2, conteniendo circuito Reloj del convertidor A/D y circuito de Sincronización con el Microprocesador.

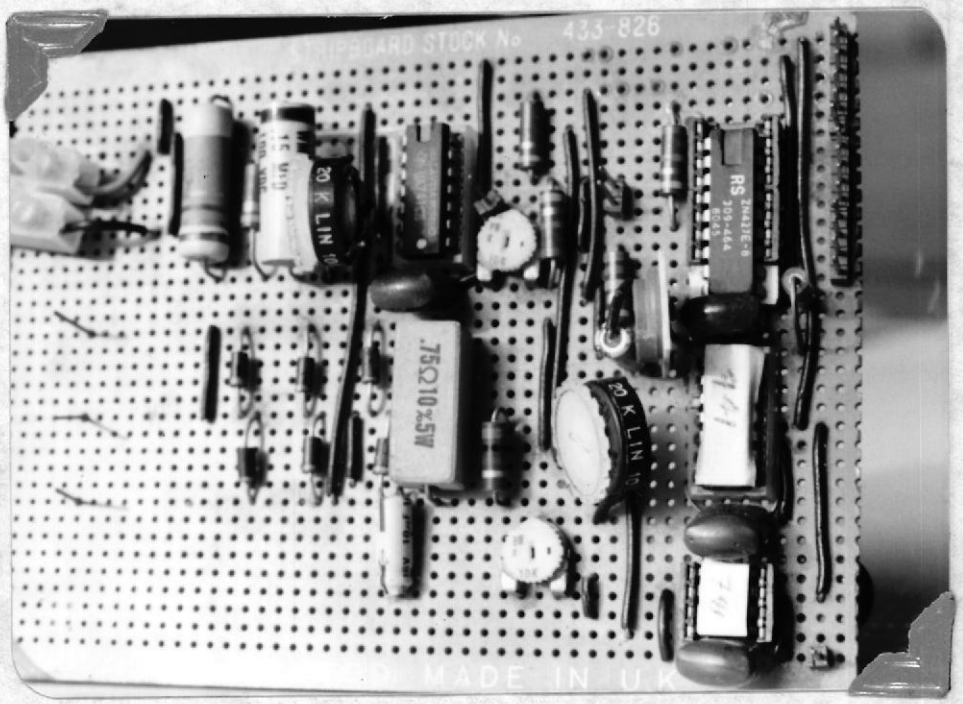


Figura 5.16. Vista superior de la tarjeta E3, conteniendo circuito de Retroalimentación de velocidad y circuito detector de corriente.

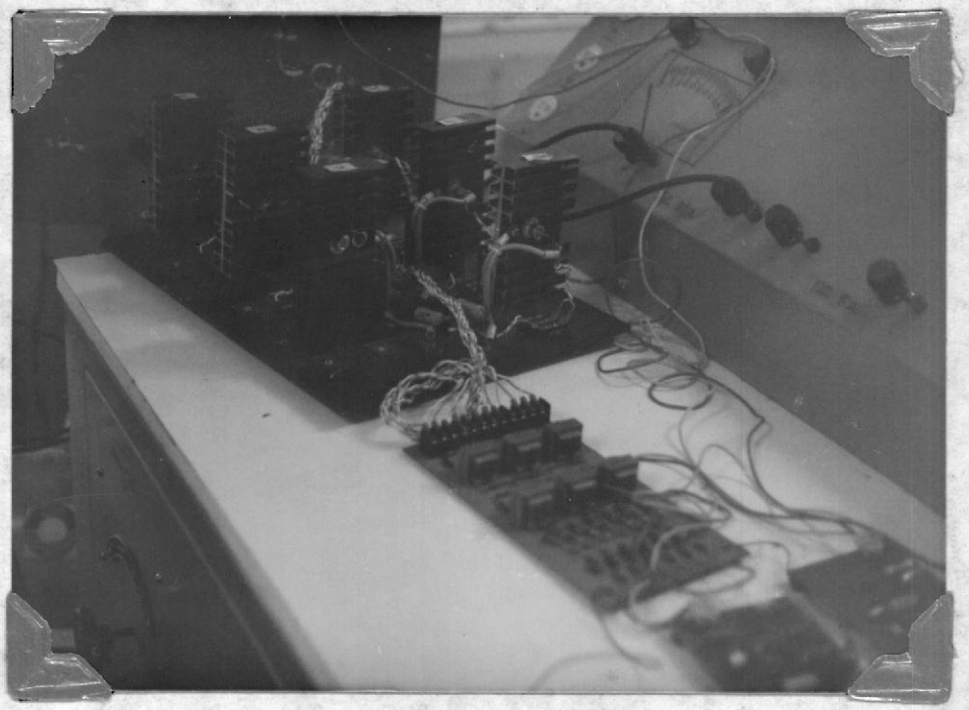
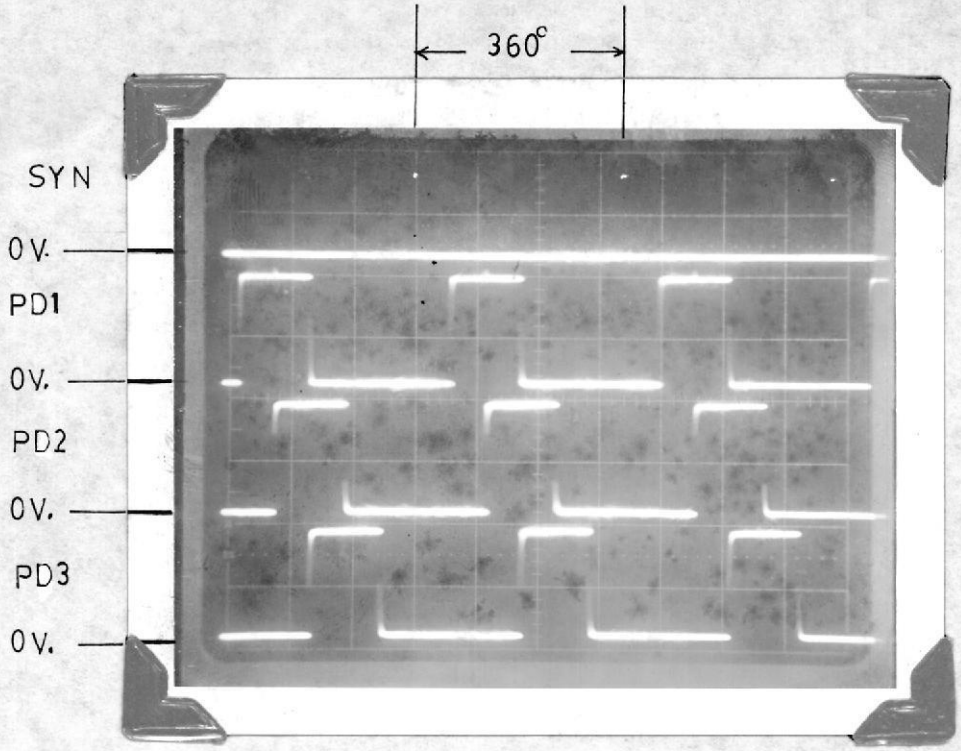


Figura 5.17. Vista lateral de puente de tiristores, circuito de Amplificador de Pulsos y las tarjetas E1 y E3.

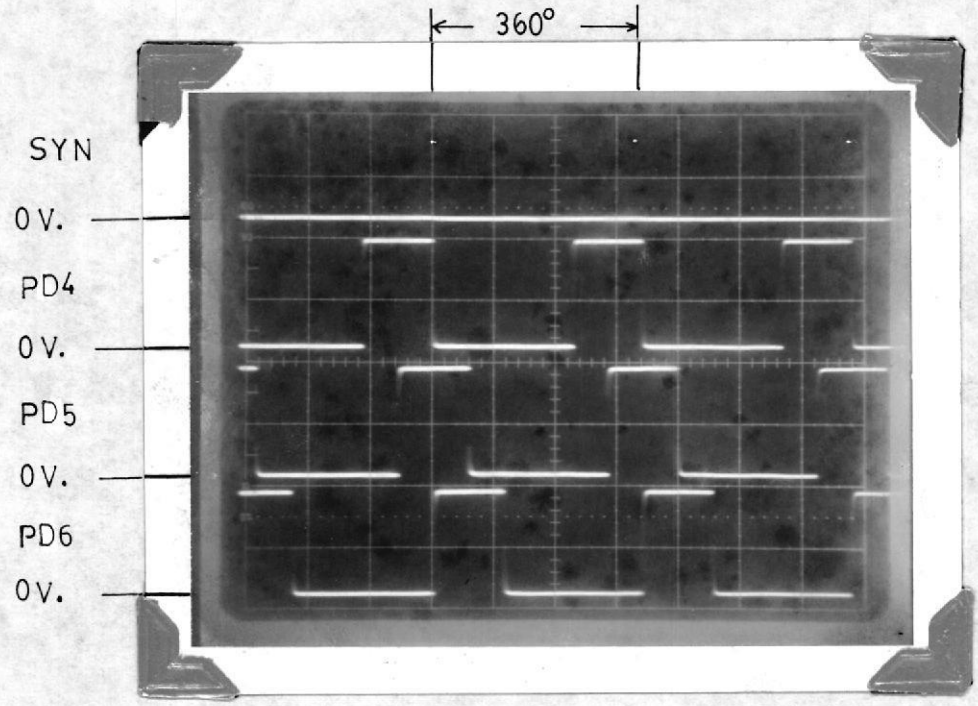
Figura 5.18. Vista frontal del montaje del sistema de control.

En el proceso del encendido (ver el apéndice B Manual de Operación) podemos ver los pulsos de disparo generado por el SDK-85 a través de un osciloscopio de cuatro canales, uno de ellos es tomado como la señal de referencia SYN localizada en la tarjeta E1 y los demás canales están conectados a la puerta de salida de pulso de disparo como se indica en el asterisco 1 de la figura 4.13; los pulsos de disparo son mostrados - en la figura 5.19 y 5.20; para mejor apreciación se usó lazo abierto para la variación de ángulo de disparo, que consiste en pulsar el teclado GO o SUST para desplazar el ángulo de desfase. En la figura 5.19 podemos observar claramente el ancho del pulso de disparo es de 120° y un ángulo de control de 112°, en cuanto al ángulo de desfase es de 60°; en la figura 5.20 nos muestra los pulsos de disparo con un ángulo de desfase de 112°. El ángulo de control se lo puede medir entre el pulso de sincronización SYN y el primer pulso de disparo.

Siguiendo con el proceso de análisis de resultados vamos a ver el punto donde se mide el voltaje rectificado con el asterisco 2 de la figura 5.13; tomando un ángulo de desgase 30° que igual al ángulo de encendi-

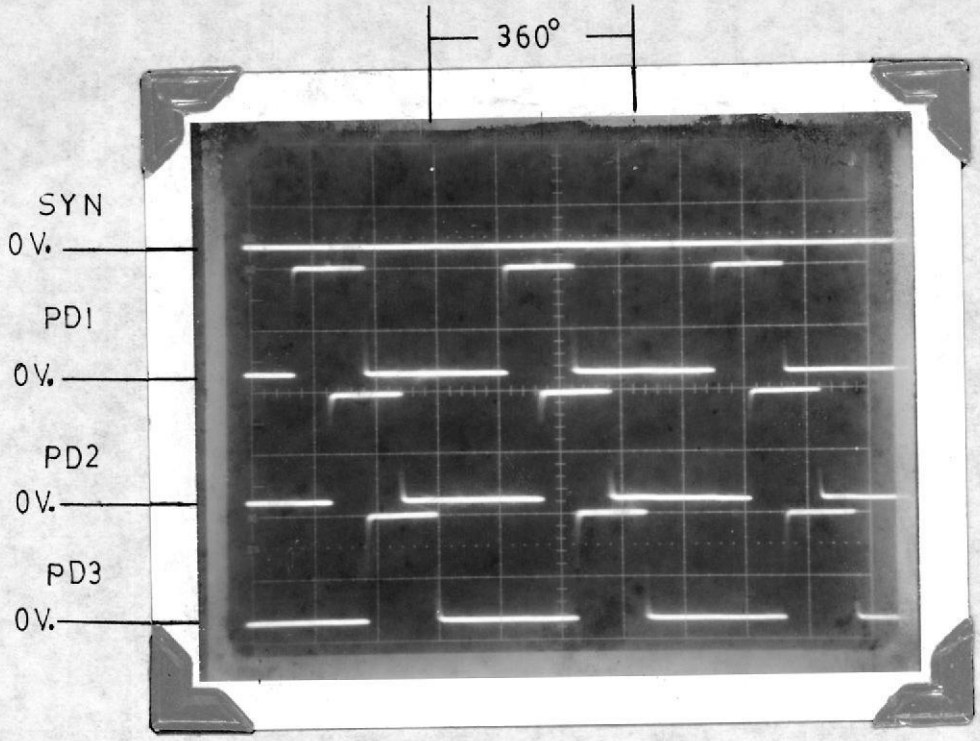


Señal SYN, PD1 - PD3 (2V/DIV, 5 ms/DIV y 109.1°/DIV)

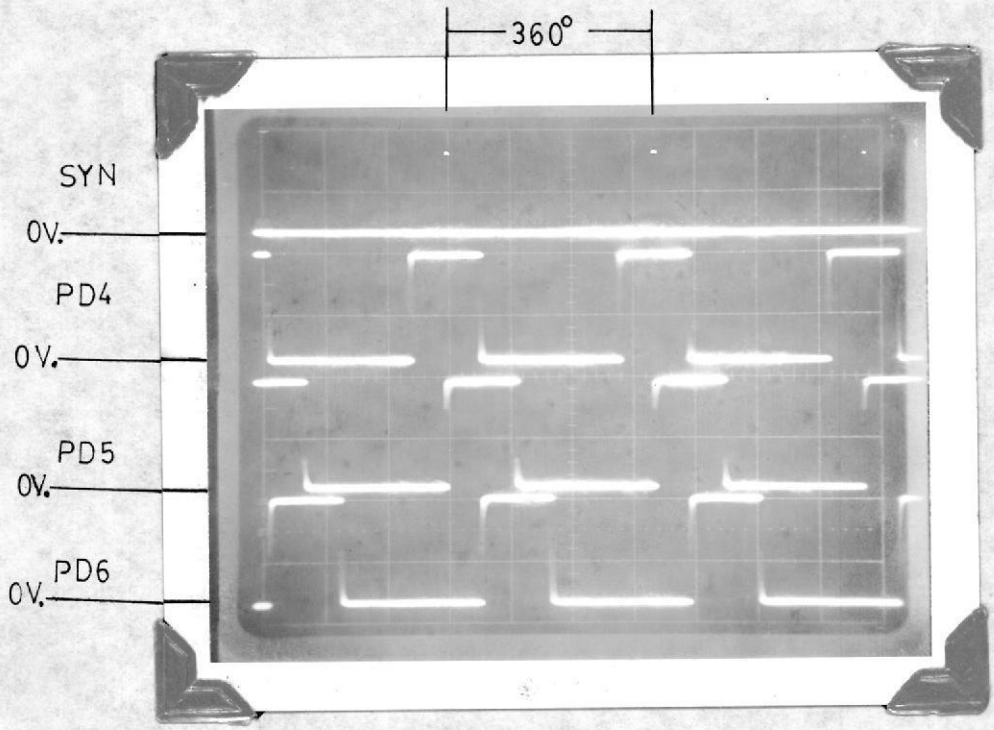


Señal SYN, PD4-PD6 (2V/DIV, 5ms/DIV y 109.1°/DIV)

Figura 5.19. Oscilogramas de las señales de pulsos de referencia o SYN y los pulsos de disparo, salido del microprocesador PD1 a PD6, cuyo ángulo de desfase es 60°.



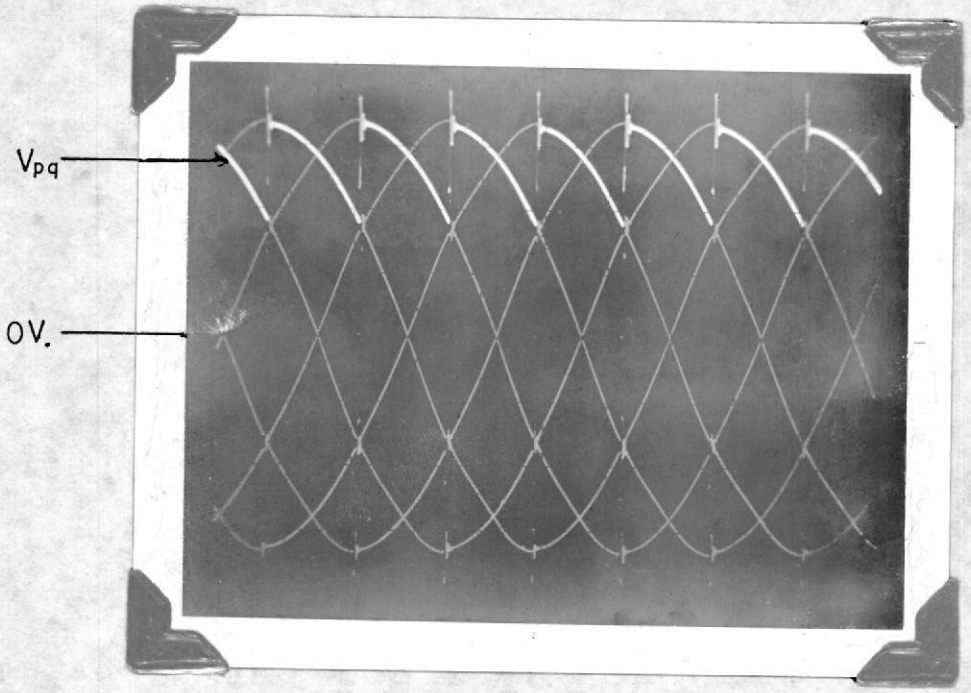
Señal SYN, PD1-PD3 (2V/DIV, 5 ms/DIV y 109.1°/DIV)



Señal SYN, PD4-PD6 (2V/DIV, 5 ms/DIV y 109.1°/DIV)

Figura 5.20. Oscilogramas de las señales de pulsos de referencia o SYN, y los pulsos de disparo salido del microprocesador, PD1 a PD6, cuyo ángulo de desfase es 112°.

do (α) como se muestra en la figura 5.21. donde el voltaje rectificado es el trazo mas grueso del voltaje trifásico de la línea de alimentación; se puede observar claramente el ángulo de encendido y también se puede notar en la misma figura la existencia de transientes en el voltaje rectificado, cada transiente de pico se presenta en el inicio de conversión de los tiristores, esto es debido a la comutación abrupta de los mismos. La figura 5.22 es otra gráfica que nos indica el voltaje rectificado con un ángulo de encendido igual a 5°, es decir se aproxima a la rectificación de todas las ondas de voltaje positivo, con lo que se proporciona un máximo voltaje rectificado lo cual implica máxima velocidad en el motor, es de notar que para este ángulo de encendido, la velocidad máxima permitida depende únicamente de la magnitud del voltaje alterno trifásico aplicado, en nuestro caso se recomienda un voltaje de fase no mayor de 160V. por la seguridad de los tiristores y además para mantener la velocidad máxima permitida en el motor. La figura 5.23 a) nos muestra voltaje rectiificado cuando el ángulo de encendido es igual a 60° y b) con ángulo de encendido igual a 90° con lo que practicamente está parado el motor, es decir tiene un voltaje rectificado promedio igual a cero.



(100 V/DIV y 2ms/DIV)

Figura 5.21. Oscilograma de las señales de voltajes alterna trifásica y voltaje rectificado por el puente de tiristores, con $\alpha = 30°$.

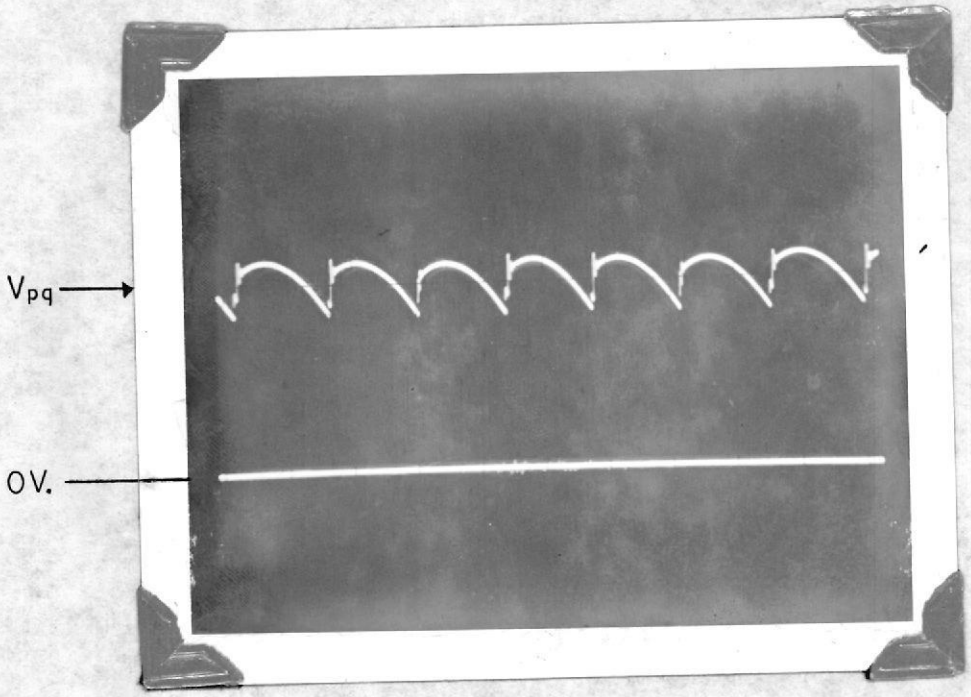
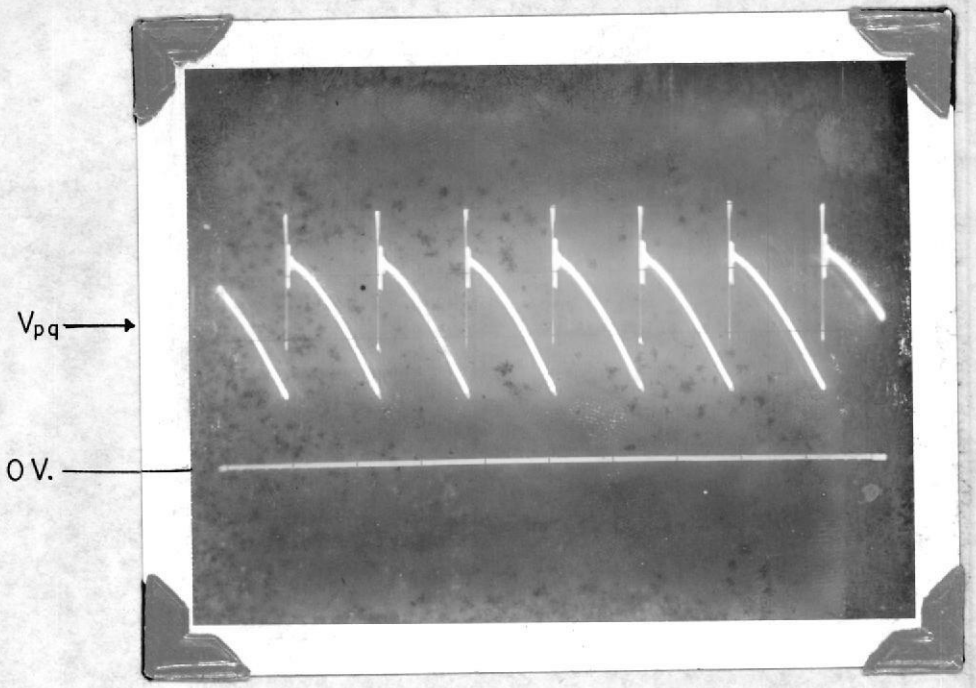
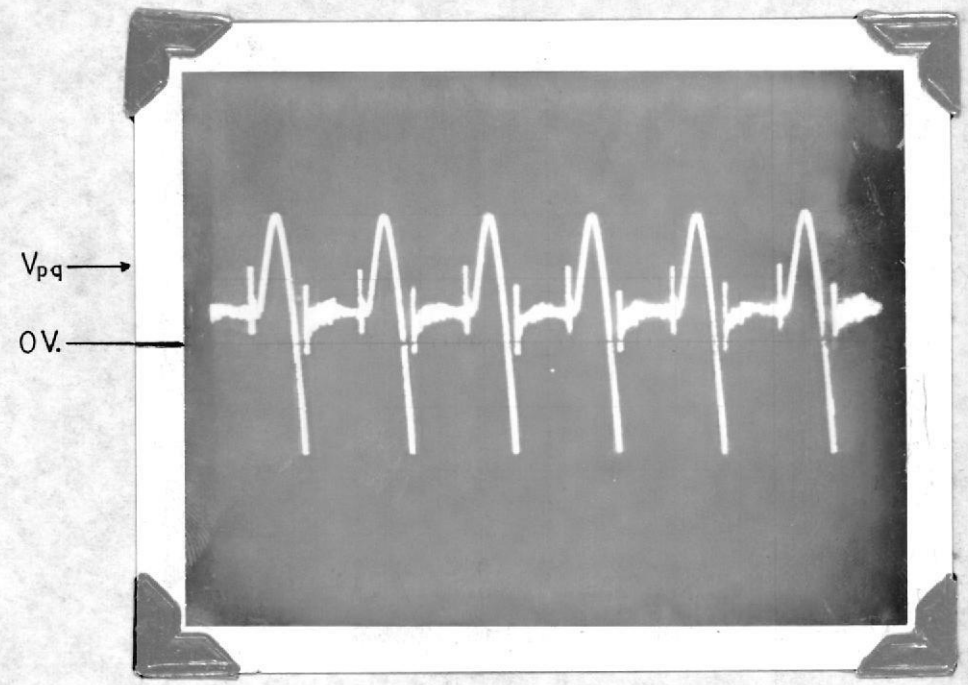


Figura 5.22. Oscilograma de la señal de voltaje rectificado por el puente de tiristores, con $\alpha = 5°$.



a) Con α= 60° (50 V/DIV y 2 ms/DIV.)



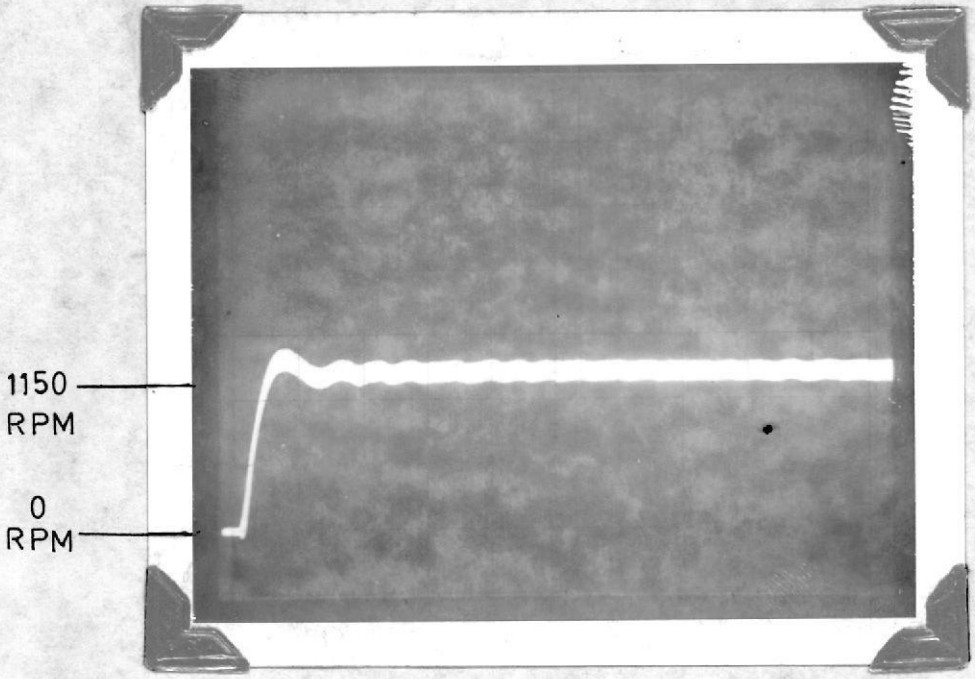
b) Con α = 90° (20 V/DIV, 2.5 ms/DIV.)

Figura 5.23. Oscilograma de la señal del voltaje rectificado por el puente tiristores, con α= 60° y con α= 90°.

Tomando otro punto de salida de la figura 5.13 que es el asterisco 3, se observa la velocidad del motor expresada en voltaje a través de un tacogenerador, en este punto vamos a ver el comportamiento del sistema. La figura 5.24 nos muestra el oscilograma del arranque del motor, con el valor 7FH puesto en el registro de referencia 280B y el valor final deseado es BOH, que equivale a una velocidad de 1150 RPM. Según esta gráfica vemos que la aceleración es bastante rápida ya que necesitó menos de 5 segundos para llegar a su velocidad deseada.

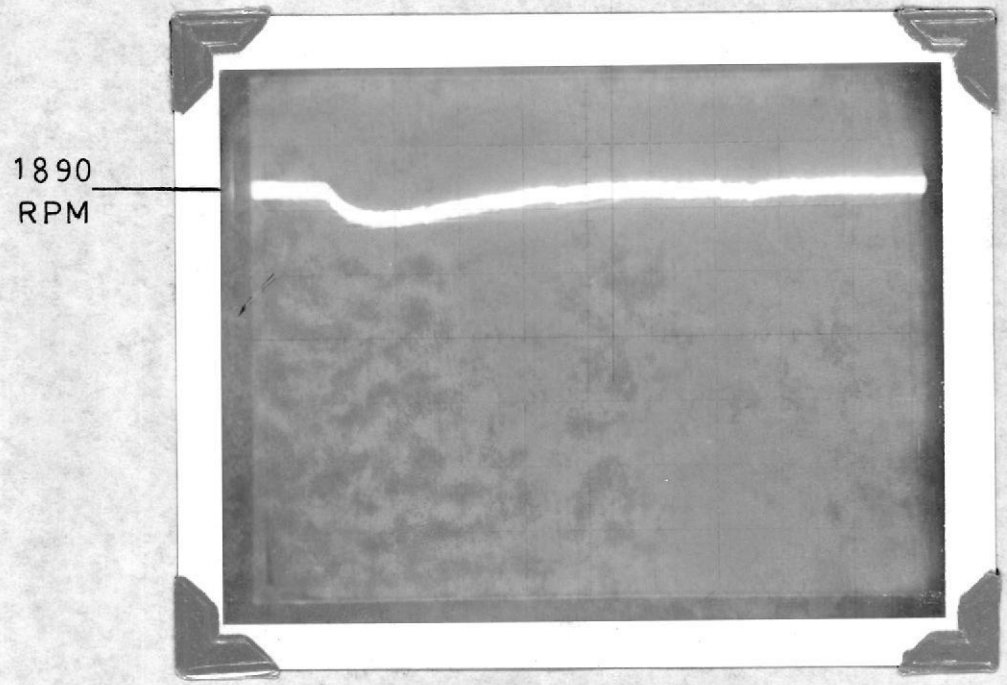
La figura 5.25 nos muestra el comportamiento del sistema frente a un cambio de carga, esto es, estando el motor a una velocidad de 1890 RPM y bruscamente se lo aplica una carga de 900 W, el motor tomó 2.5 segundos para volver a su velocidad original.

Las figuras 5.26 a y b se muestran el comportamiento del sistema a las variaciones de voltaje de alimentación tanto en el incremento como en el decremento siendo en (a) su valor original es 100V. incrementó a 137.6V. y en (b) desde 137.6 V. decremento hasta 100V., como se puede apreciar las ondas de voltaje en (a) es



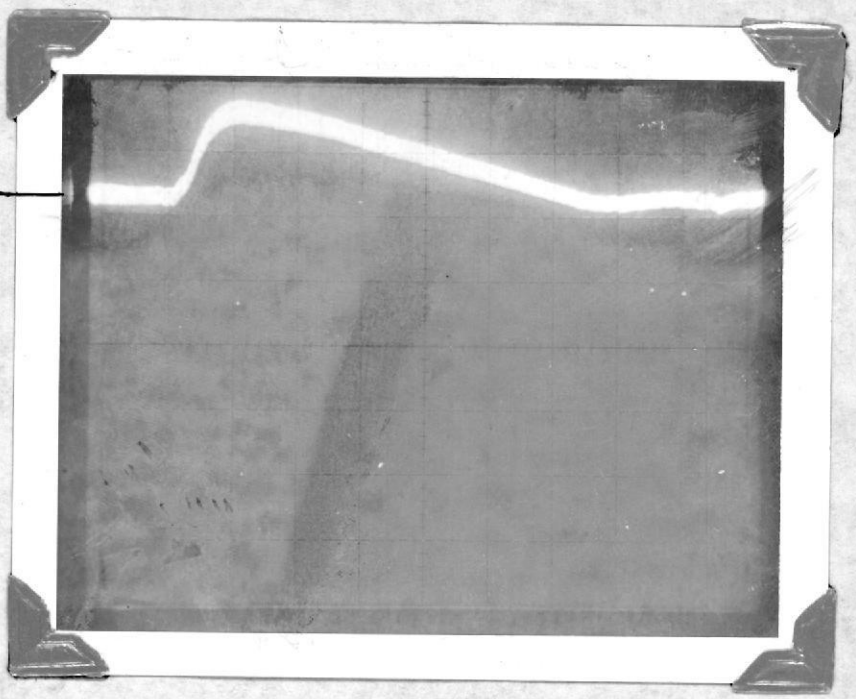
Señal de tacogenerador (2 V/DIV y 5 s/DIV.)

Figura 5.24. Oscilograma de la señal de respuesta de arranque, del lazo abierto, el valor de cargado de parámetro de arranque es 7F-H y el de referencia es BO-H.



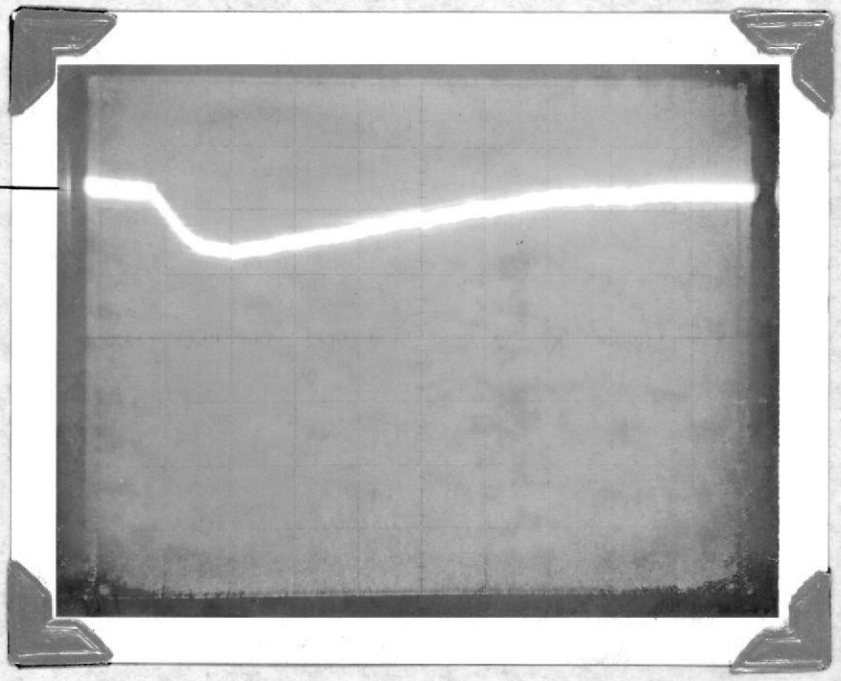
Señal del tacogenerador (2V/DIV y 2 seg./DIV.)

Figura 5.25. Oscilograma de la señal del tacogenerador, en respuesta a la variación de carga (lazo cerrado), alterando de vacío a con carga de 900 W. velocidad mantenida es 1890 RPM.



Señal del tacogenerador (2V/DIV y 2 seg/DIV.)

a) Variación ascendente (De 100 V. a 137.6 V.)



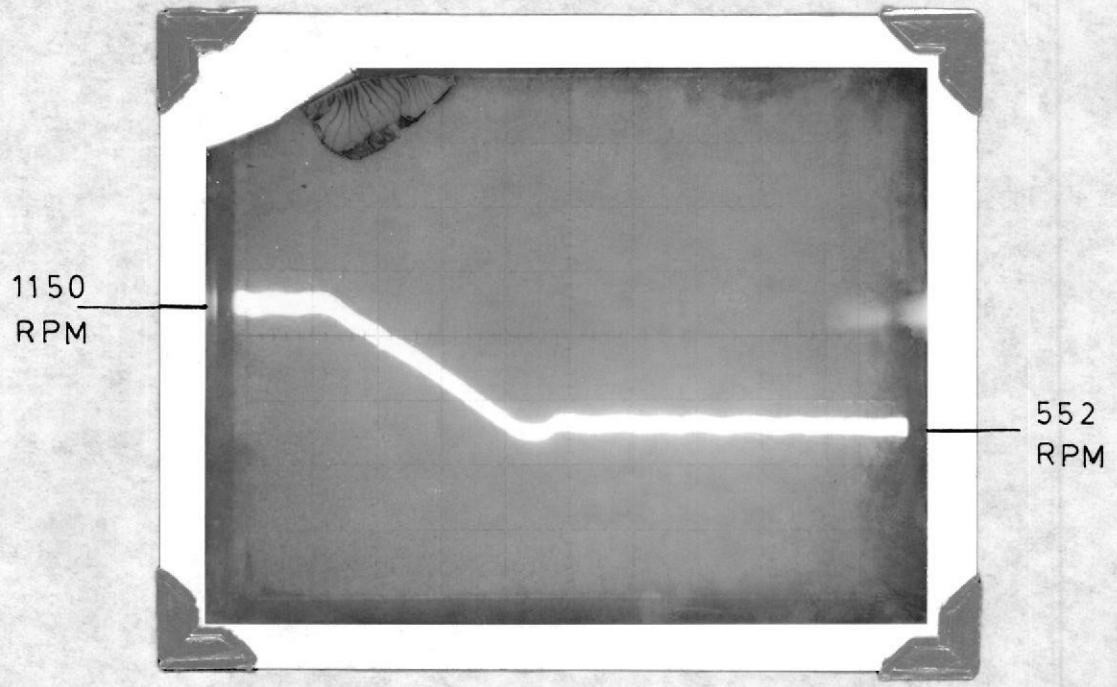
b) Variación descendente (De 137.6V a 100 V.)

Figura 5.26. Oscilograma de la señal del tacogenerador en respuesta a la variación de voltaje de alimentación.

prácticamente opuesta a la de (b), el tiempo que toma en establecer la velocidad del motor depende únicamente de la magnitud de la variación de voltaje, - por lo general en un sistema trifásico no se presenta una variación tan brusca, por lo tanto cualquier variación de voltaje de alimentación es prácticamente inapreciable y la velocidad no presenta variación detectable.

La figura 5.27 muestra el comportamiento al cambio de velocidad referencial, estando el motor en una velocidad de 1150 RPM y luego cambiando su velocidad deseada a 552 RPM, el tiempo empleado fue de 17 segundos, el factor que influye en el tiempo de retardo - depende del valor de variación, es decir, mayor magnitud de cambio de velocidad, mayor es su tiempo, menor magnitud de cambio, menor es su tiempo.

En la presente tesis se ha implementado dos controles: lazo abierto y lazo cerrado, la función del controlador ya se ha descrito en los capítulos anteriores, es decir para lazo abierto, cuando se detecta un error, el controlador hace un incremento o decremento en uno (dependiendo el signo del error) en el registro demás



Señal del tacogenerador (2V/DIV y 5 seg./DIV.)

Figura 5.27. Oscilograma de la señal de tacogenerador en respuesta al cambio de velocidad referencial. Cambiando de 1150 RPM a 552 RPM.

significativo bytes 280B para el cargado del temporizador en el retardo del ángulo de desfase, en cambio para lazo cerrado se presenta un error, el controlador hace un incremento o decremento en dos (dependiendo el signo del error) en el registro de menos - significativo bytes 280A para el cargado del temporizador en el retardo del ángulo de desfase, éstos nos indica que para un incremento en el lazo abierto se necesitaría 128 incrementos en el lazo cerrado, por lo que el tiempo para cualquier tipo de variación es mucho mayor que en el lazo abierto. El lazo abierto tiene la desventaja en la exactitud de la velocidad - pedida, donde se tiene una tolerancia de 10 a 20 RPM, en cambio en lazo cerrado se tiene mayor precisión en la velocidad ya que tiene de 1 a 5 RPM de tolerancia, esta diferencia puede ser observada mediante un estroboscopio.

CAPITULO VI

DETALLE DE DISEÑO

En este capítulo mostraremos el diseño de la circuitería (hardware) de los siguientes bloques:

Circuito de Referencia.
Circuito de Sincronización del sistema.
Circuito de Reloj para convertidor A/D y sincronización con el microprocesador.
Circuito de retroalimentación de velocidad.
Circuito de muestreo de los pulsos de disparo con reloj.
Circuito de retroalimentación de corriente.

Los circuitos están implementados en tres tarjetas:

La tarjeta E1 contiene el circuito de muestreo de los pulsos de disparo con reloj, velocidad referencial y circuito de sincronización del sistema.

La tarjeta E2 contiene el circuito de reloj para el converti

dor A/D, y el circuito de sincronización con el microprocesador.

La tarjeta E3 contiene el circuito retroalimentación de velocidad y corriente.

Los detalles del diseño para cada tarjeta están expuestos en el siguiente orden:

Diagrama de posición
Diagrama lógico o esquemático
"Stuff Sheet"
Listado de componentes; y
Lista de cableado.

En cuanto al circuito amplificador de pulso y al puente de tiristores, es el mismo usado en la tesis presentada por Alberto Larco G. (10), cuyos temas se detallan en las páginas 169 y 52 de la misma. Aquí mostraremos solamente los circuitos lógicos o esquemáticos de los mismos, que se muestran en las figuras 6.1 y 6.2.

Las señales que van conectadas al amplificador de pulsos de la fig. 6.1, viene del diagrama esquemático de la hoja 2/8; y sus pulsos amplificados y aislados van conectados a sus respectivos tiristores de la figura 6.2.

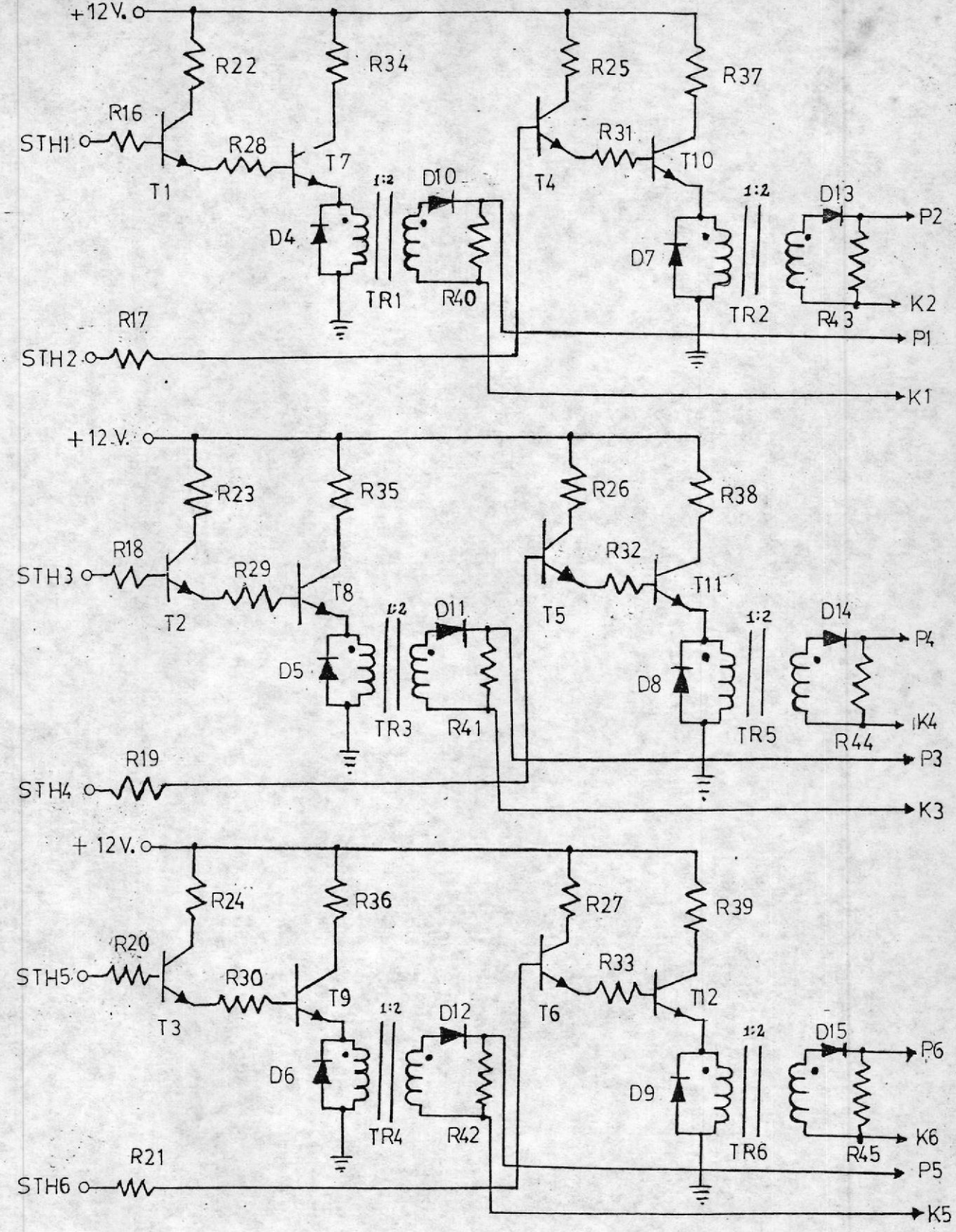


Figura 6.1. Circuito amplificador de pulsos

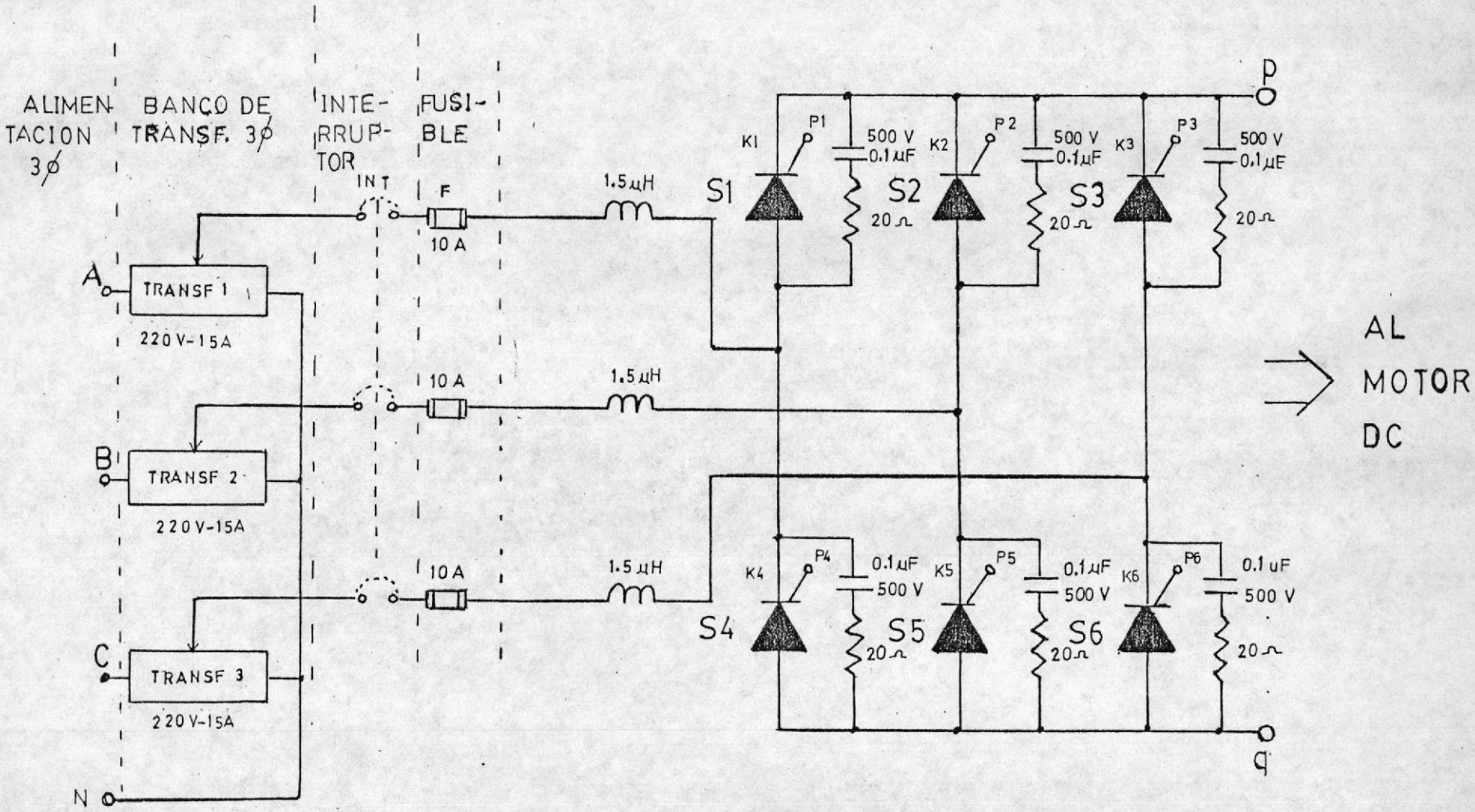
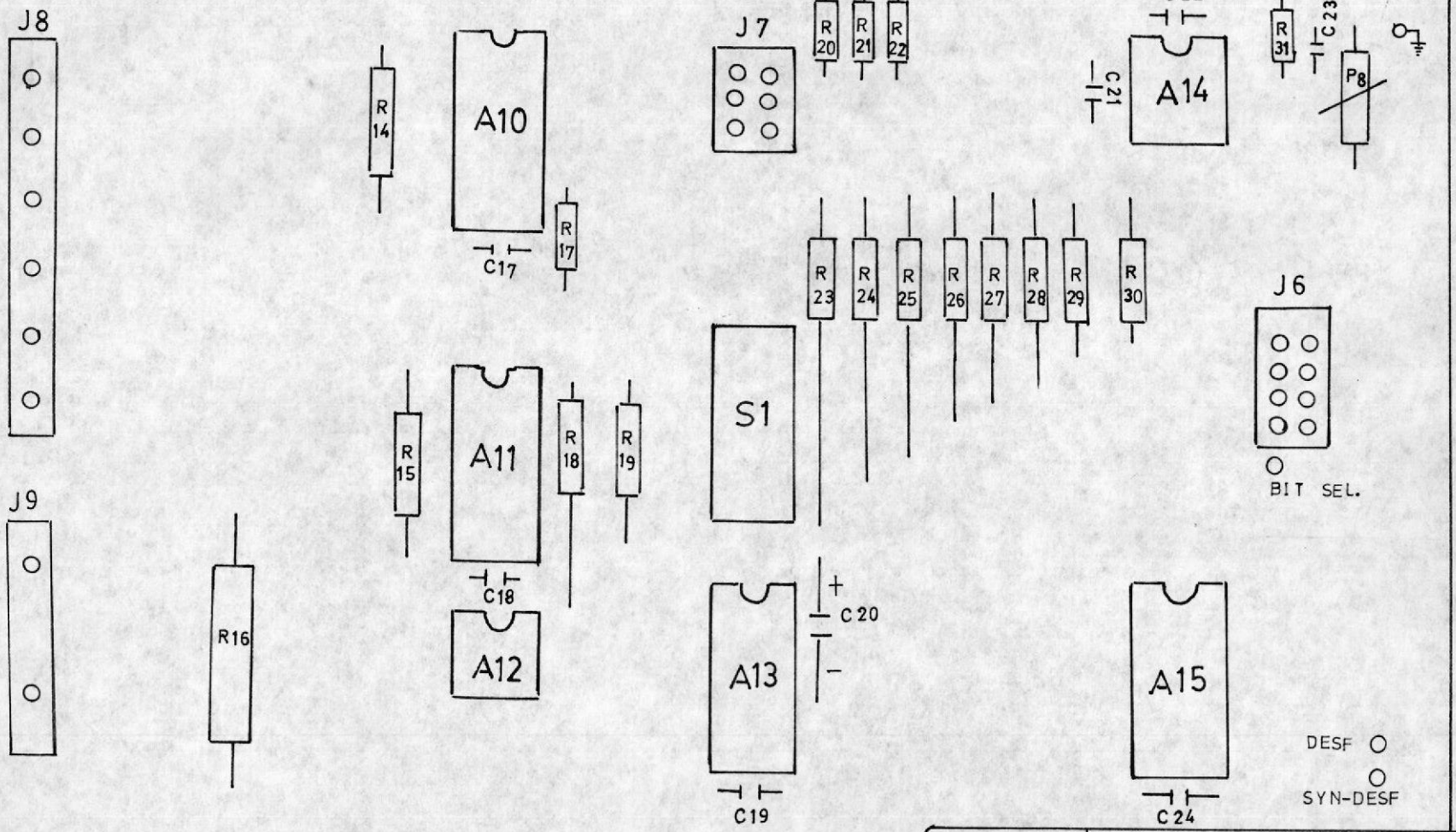


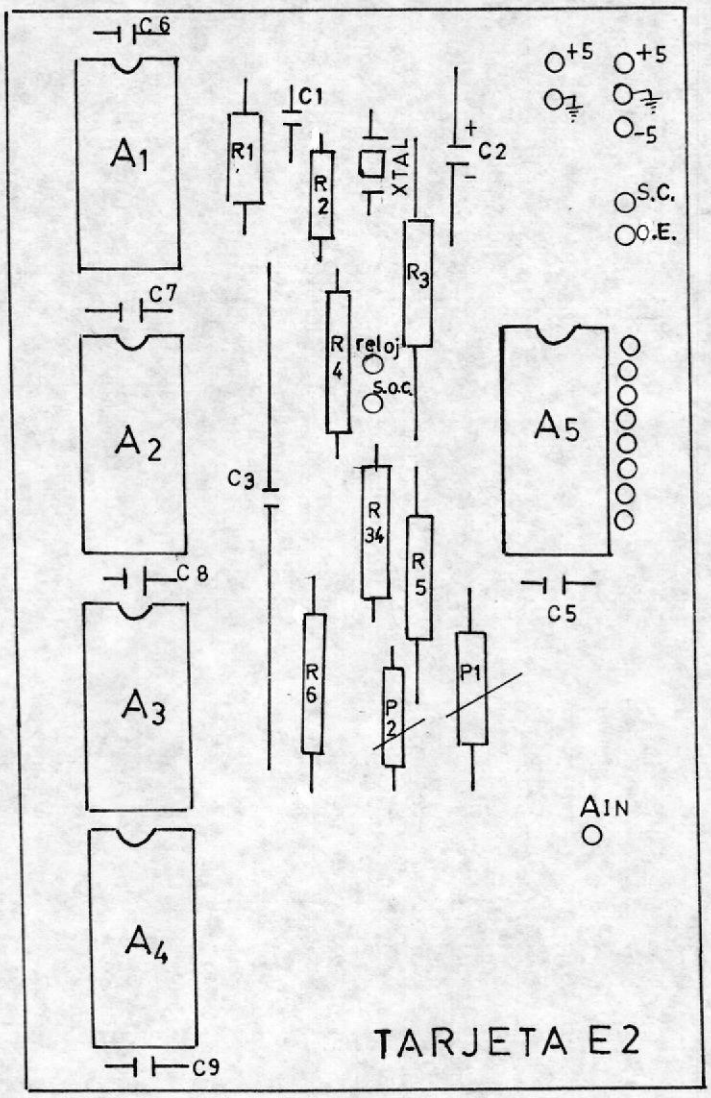
Figura 6.2. Puente de tiristores en la unidad de fuerza

DIAGRAMA DE POSICION

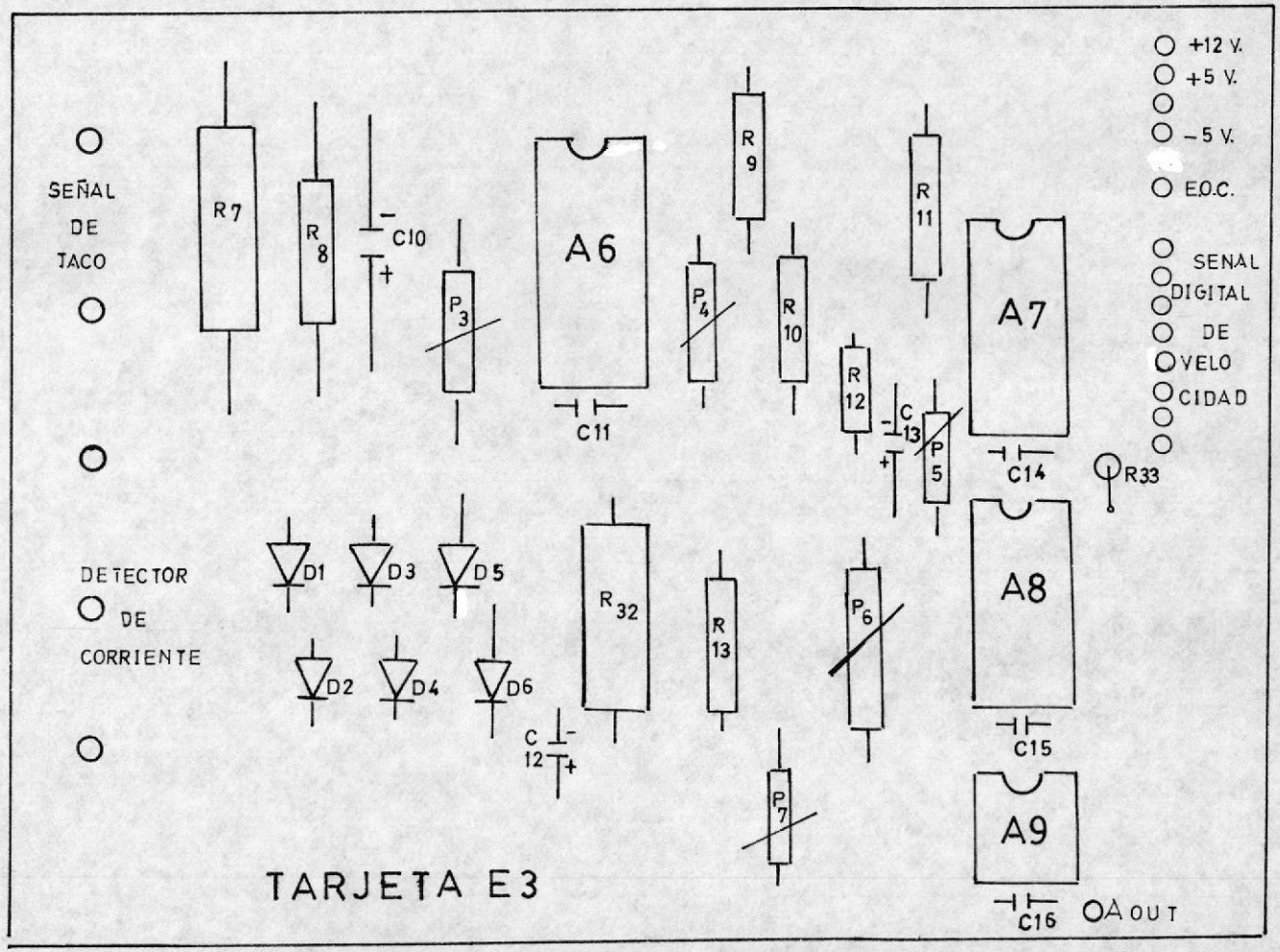
TARJETA E1



ESPOL	DEPTO. DE ING. ELCTRICA	
CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL		
Muest. de Pulsos de Disp./Ref./Sinc.		
May/84	Hoja 1/3	Tarjeta E1
Mauricio Chaug W.		

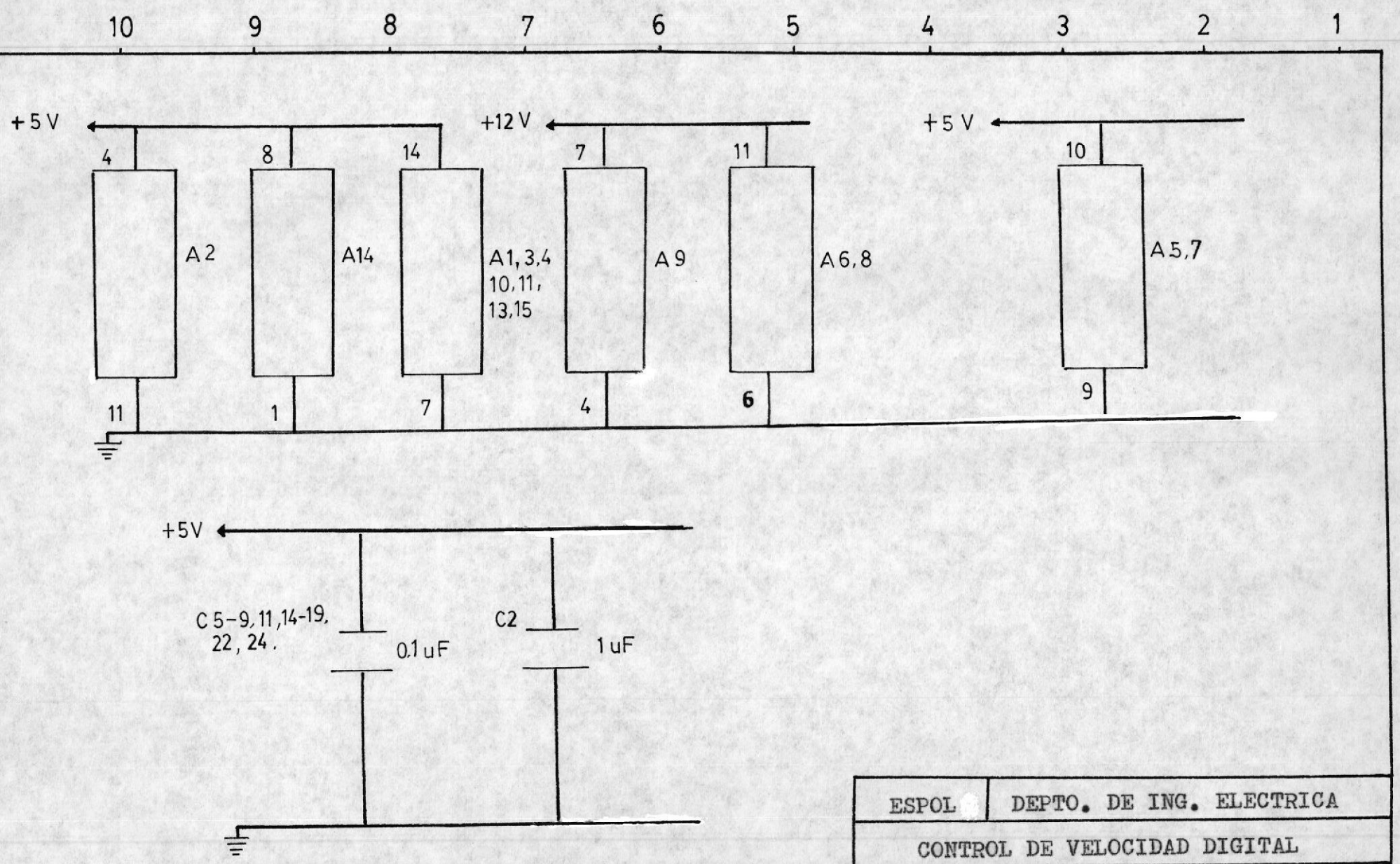


ESPOL	DEPTO. DE ING. ELECTRICA	
CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL		
Reloj de convert. A/D y sincr. con uP.		
May/84	Hoja 2/3	Tarjeta E2
Mauricio Chaug Wong		

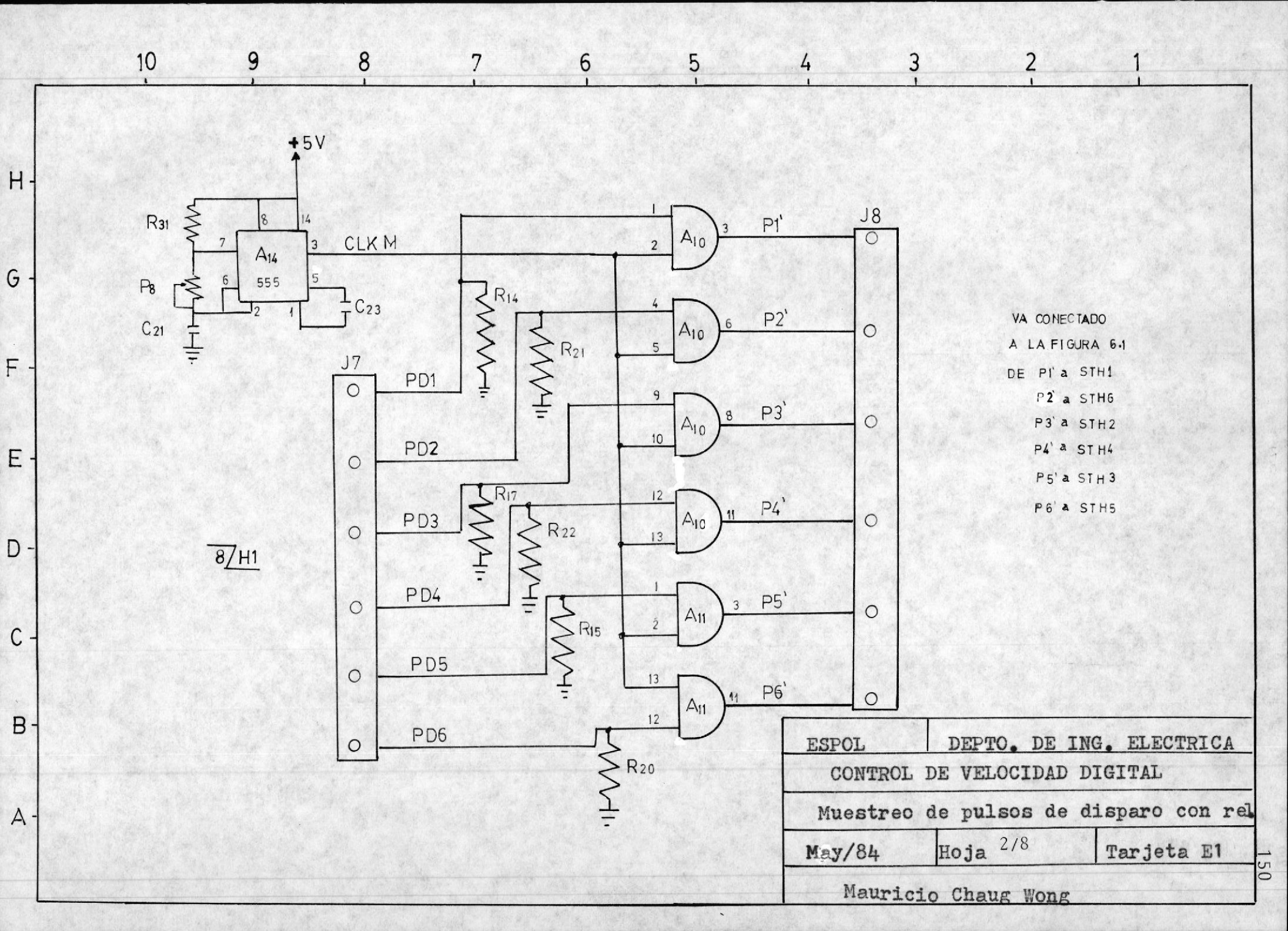


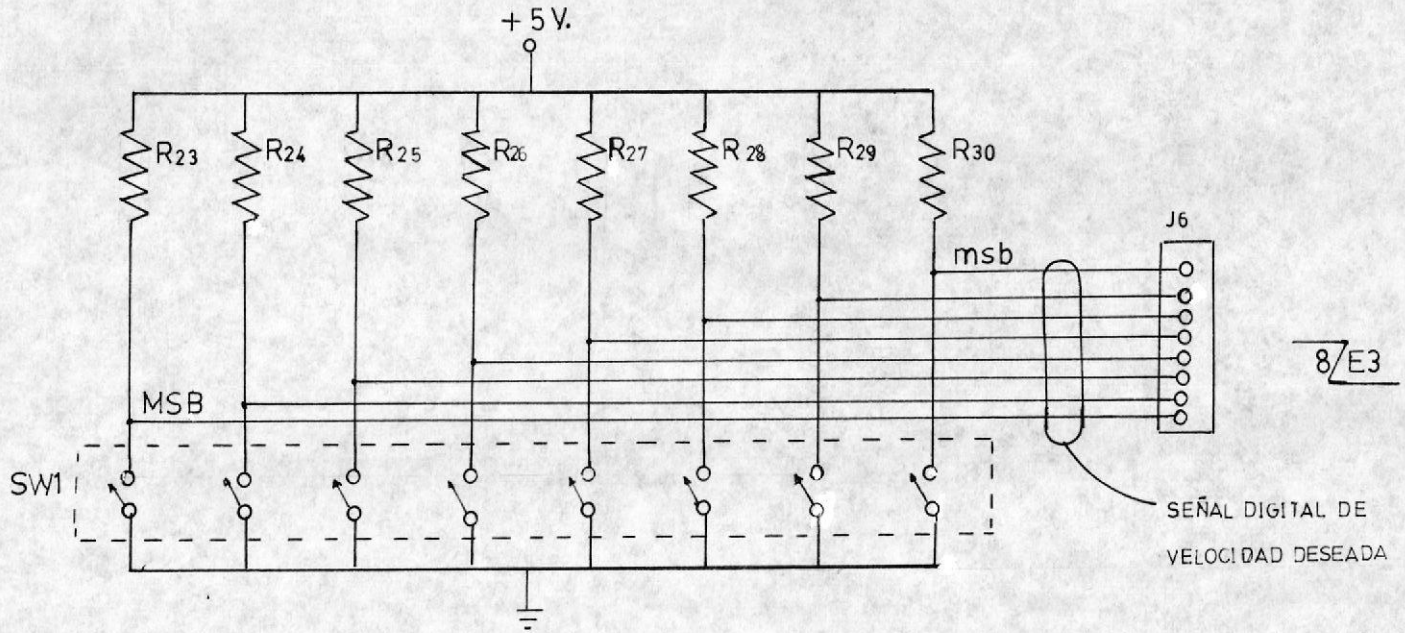
ESPOL	DEPTO. DE ING. ELECTRICA	
CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL		
Retroalimentación de velocidad/corrien.		
May/84	Hoja 3/3	Tarjeta E3
Mauricio Chaug W.		

DIAGRAMA ESQUEMATICO

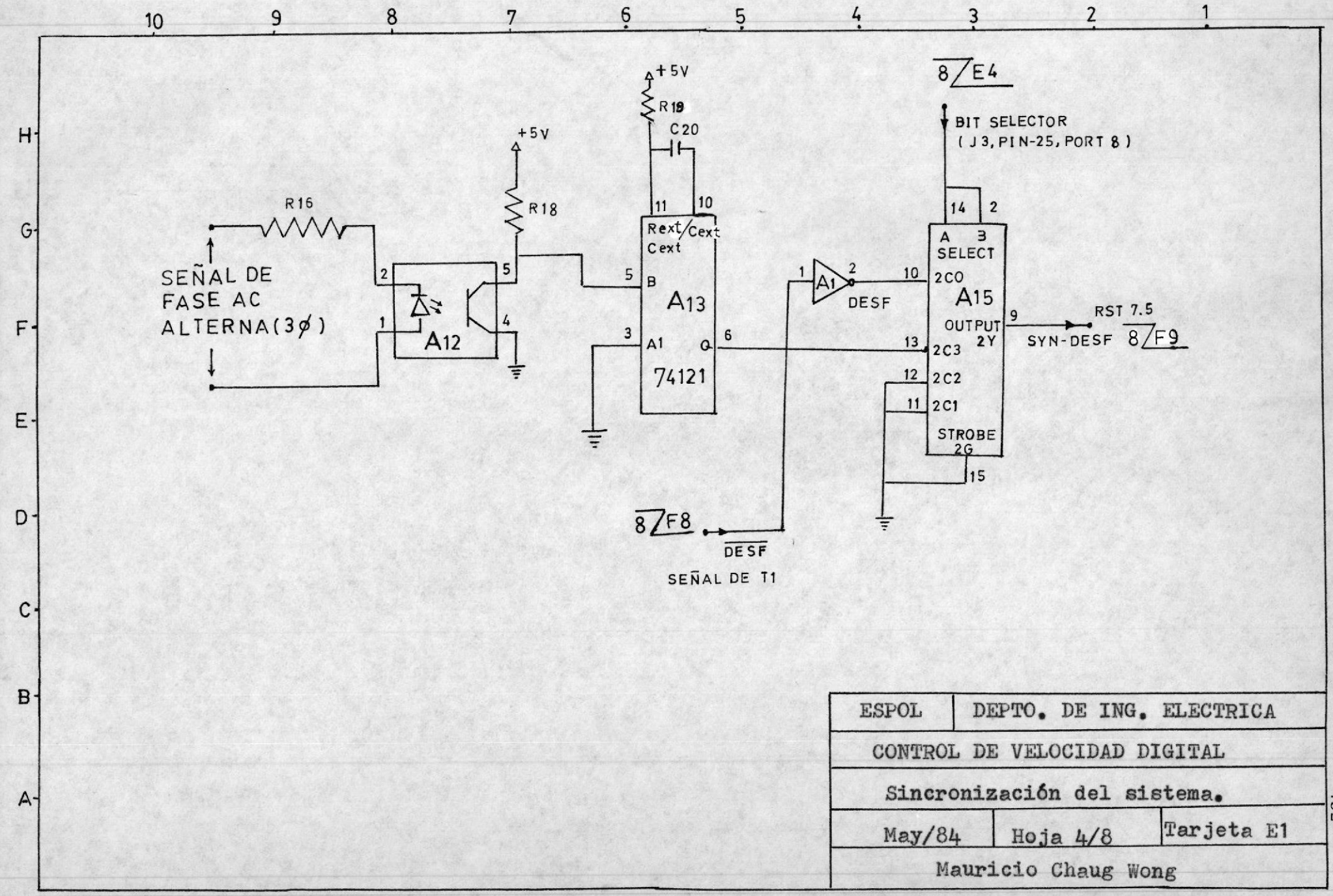


ESPOL	DEPTO. DE ING. ELECTRICA	
CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL		
Diagr.de polarización y Cap.de desacop.		
May/84	1/8	E1, E2 y E3
Mauricio Chaug W.		

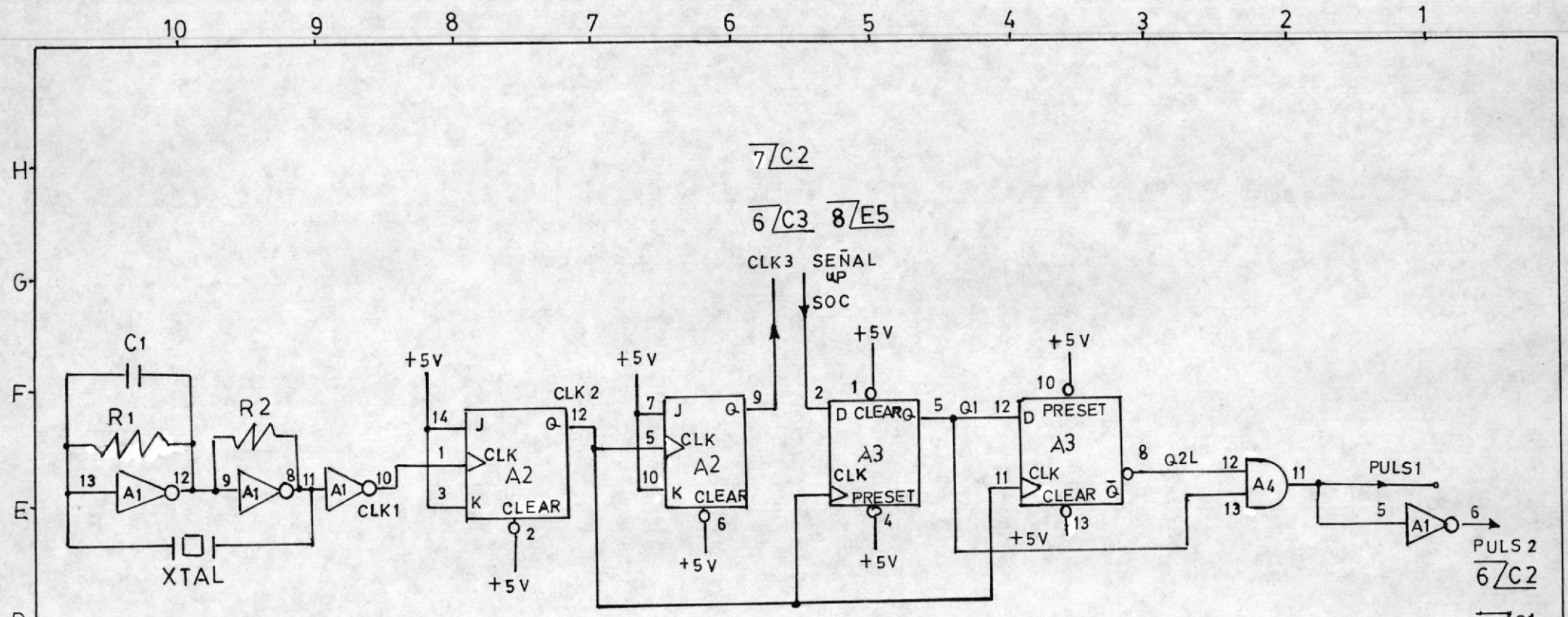

+5V
R31
P8
C21
A14
555
CLK M
C23
R14
R21
J7
PD1
PD2
PD3
PD4
PD5
PD6
R17
R22
R15
R20
A10
A11
P1'
P2'
P3'
P4'
P5'
P6'
J8
8/H1
VA CONECTADO
A LA FIGURA 6.1
DE P1' a STH1
P2' a STH6
P3' a STH2
P4' a STH4
P5' a STH3
P6' a STH5
ESPOL
DEPTO. DE ING. ELECTRICA
CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL
Muestreo de pulsos de disparo con rel
May/84
Hoja 2/8
Tarjeta E1
Mauricio Chaug Wong



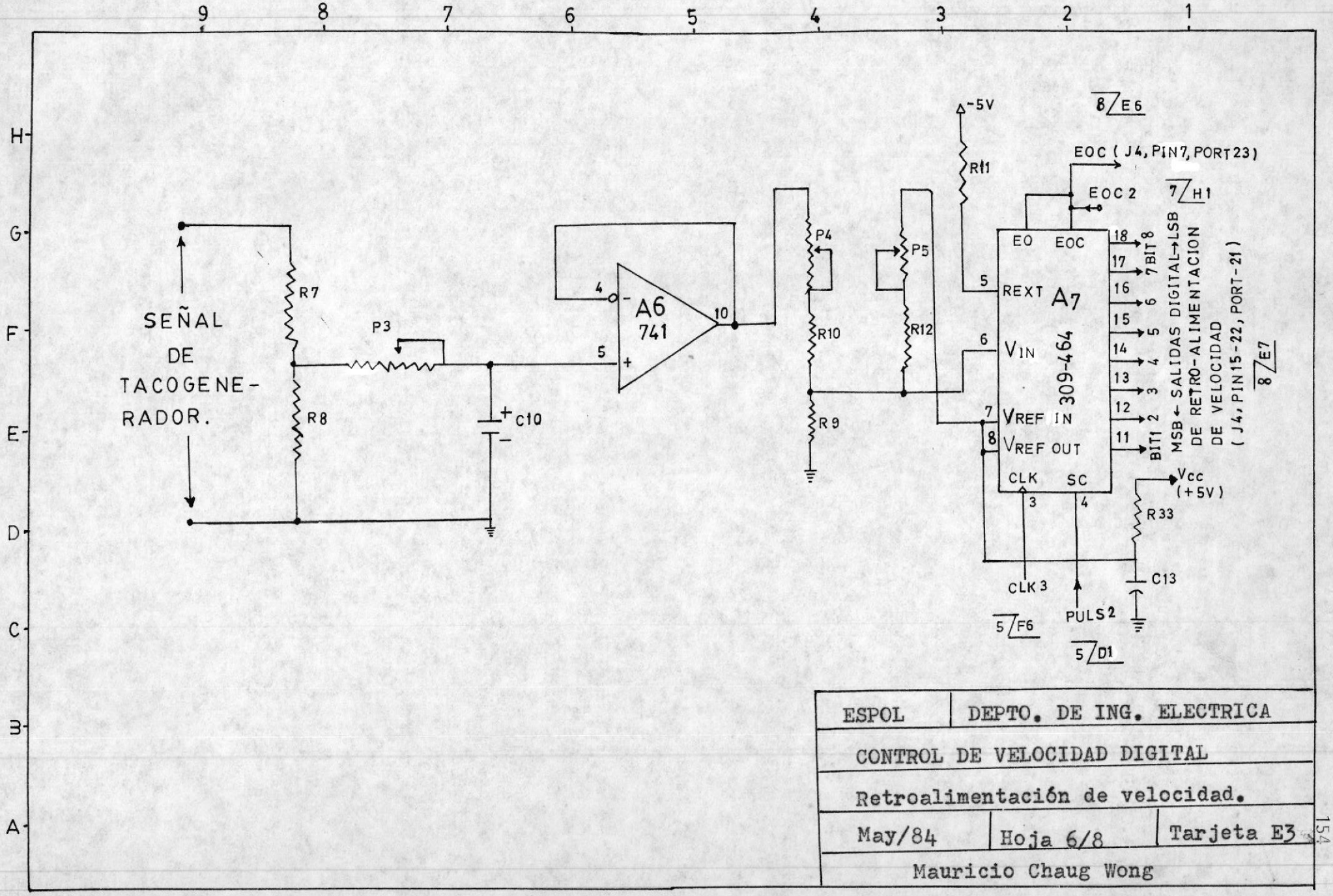
ESPOL	DEPTO. DE ING. ELECTRICA	
CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL		
Micro-interruptores de referencia		
May/84	Hoja 3/8	Tarjeta E1
Mauricio Chaug W.		



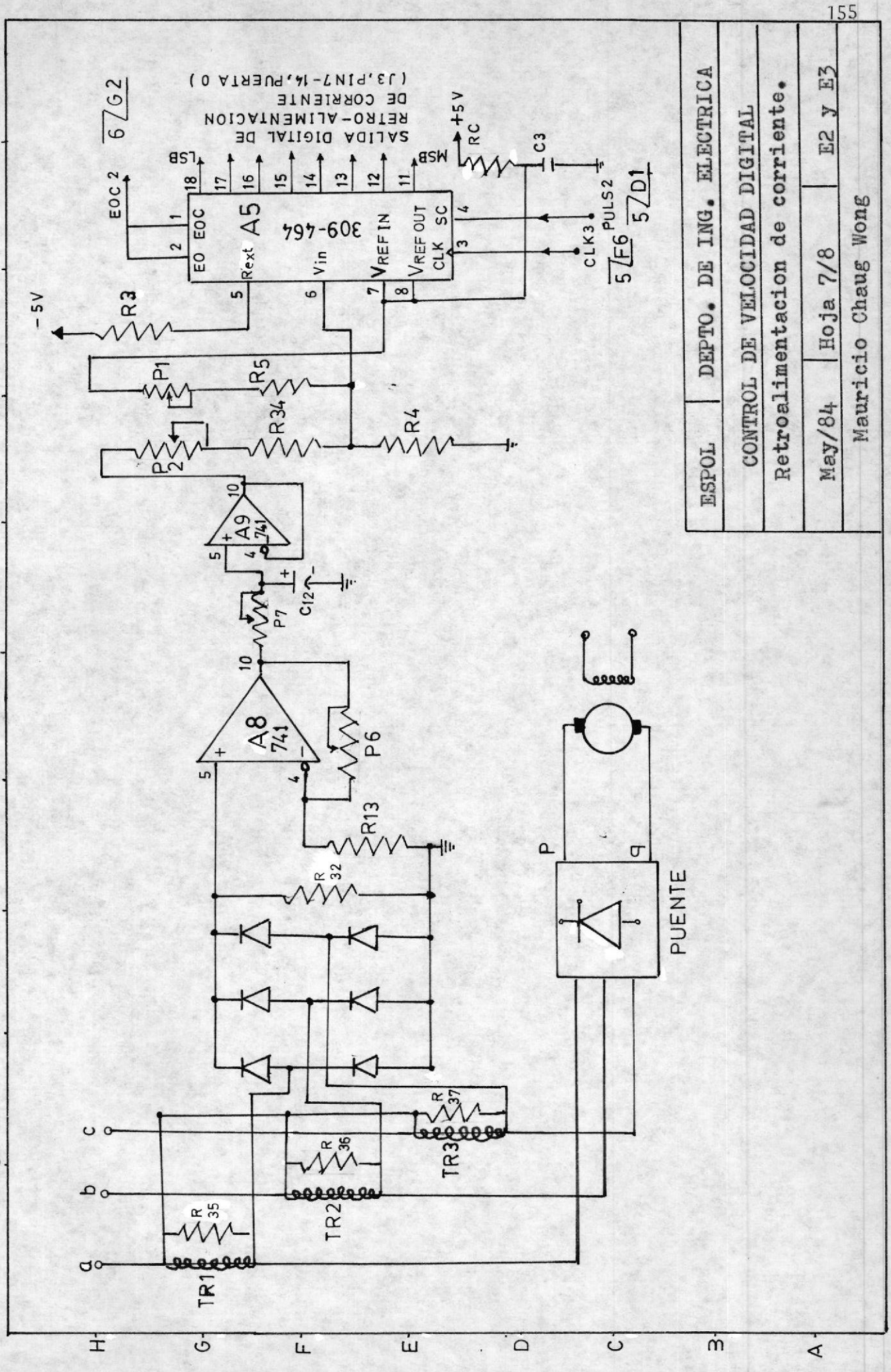
ESPOL	DEPTO. DE ING. ELECTRICA	
CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL		
Sincronización del sistema.		
May/84	Hoja 4/8	Tarjeta E1
Mauricio Chaug Wong		

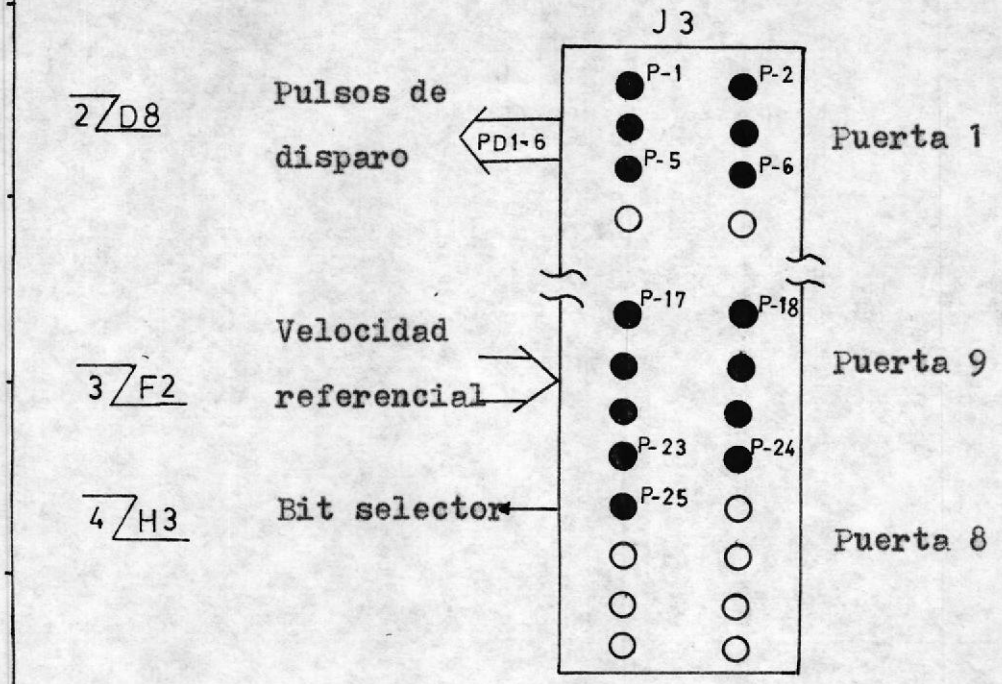


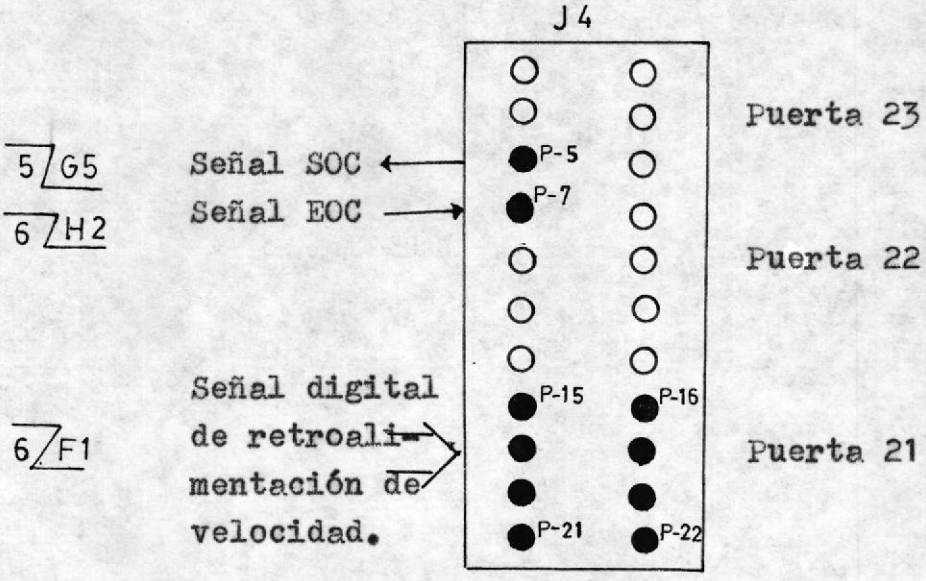
ESPOL	DEPTO. DE ING. ELECTRICA
CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL	
Reloj de convertidor A/D y sinc.con uP	
May/84	Hoja 5/8 — Tarjeta E2
Mauricio Chaug Wong	

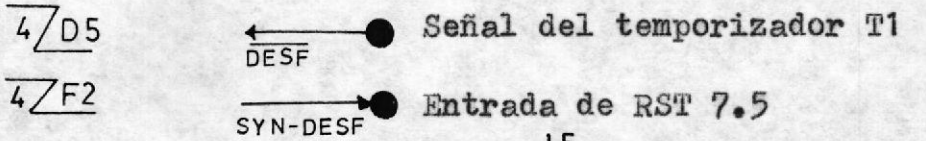


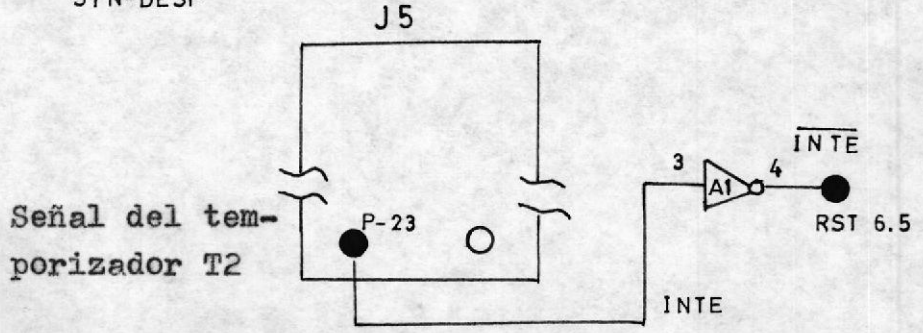
ESPOL	DEPTO. DE ING. ELECTRICA	
CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL		
Retroalimentación de velocidad.		
May/84	Hoja 6/8	Tarjeta E3
Mauricio Chaug Wong		


SALIDA DIGITAL DE
RETRO-ALIMENTACION
DE CORRIENTE
(J3,PIN7-14,PUERTA 0)
6/G2
LSB
MSB
EOC 2
309-464
A5
EO EOC
Rext
Vin
VREFIN
VREF OUT
CLK SC
+5V
RC
C3
CLK3
PULS2
5/F6
5/D1
-5V
R3
P1
R5
R34
P2
R4
A9
741
C12
P7
A8
741
P6
R13
R 32
P
q
PUENTE
R 37
R 36
R 35
TR3
TR2
TR1
a
b
c
ESPOL
DEPTO. DE ING. ELECTRICA
CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL
Retroalimentacion de corriente.
May/84
Hoja 7/8
E2 y E3
Mauricio Chaug Wong









ESPOL	DEPTO. DE ING. ELECTRICA		
	CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL		
	Conexión de interface con SDK-85		
		May/84	Hoja 8/8
			Kit de SDK-85
	Mauricio Chaug W.		

"STUFF SHEET"

"STUFF SHEET"

A1	SN7404		
A	5E10	D	8C9
B	5E9	E	5E9
C	5E1	F	4G4

A2	SN74H103		
A	5E6	D	---
B	5E8	E	---
C	---	F	---

A3	SN74LS74		
A	5E5	D	---
B	5E3	E	---
C	---	F	---

A4	SN7408		
A	5E2	D	
B		E	---
C		F	---

A5	309-466		
A	7F2	D	---
B	---	E	---
C	---	F	---

A6	741		
A	6F5	D	---
B	---	E	---
C	---	F	---

A7	309-466		
A	6F2	D	---
B	---	E	---
C	---	F	---

A8	741		
A	7F6	D	---
B	---	E	---
C	---	F	---

A9	741		
A	7G4	D	---
B	---	E	---
C	---	F	---

A10	SN7408		
A	2G5	D	2D5
B	2F5	E	---
C	2F5	F	---

A11	SN7408		
A	2C5	D	
B	2B5	E	---
C		F	---

A12	307-976		
A	4F8	D	---
B	---	E	---
C	---	F	---

"STUFF SHEET"

A13	SN74121		
A	4F6	E	---
B	---	F	---
C	---	G	---

A14	NE555		
A	2G9	D	---
B	---	E	---
C	---	F	---

A15	SN74153		
A	4F3	D	---
B	---	E	---
C	---	F	---

LISTA DE COMPONENTES

LISTA DE COMPONENTES

Componente	# de IC	Descripción
A1	SN7404	6 inversores
A2	SN74H103	2 flip-flop J-K
A3	SN74LS74	2 flip-flop tipo D
A4,A10,A11	SN7408	4 Puertas AND
A5,A7	309-466	Convertidor A/D de 8 bits
A6,A8,A9	741	OP-AMP.
A12	307979	Opto-aislador
A13	SN74121	Monoestable multivibrador
A14	NE555	Temporizador
A15	SN74153	Multiplexor de 4 a 1
R1,2	.....	550Ω , ½W.
R3,11	.....	82KΩ, ½W.
R4,9	.....	5.6KΩ, ½W.
R5,12	.....	680KΩ, ½W.
R6,14,15, 17,20-22	.....	390Ω, ½W.
R33	.....	390Ω, ½ W.
R10,34	.....	12KΩ, ½W.
R7	.....	5,6 KΩ 2 W.
R8,18	.....	12kΩ, ½W.

LISTA DE COMPONENTES

Componente	# de IC	Descripción
R13,23-30	.....	1KΩ , ½ W.
R32	.....	0.75Ω ,5W.
R31	.....	910Ω , ½ W.
R16	.....	1.1 KΩ , 2 W.
R19	.....	510Ω , ½ W.
P1,5	.....	Variable 1MΩ
P2,4,7	.....	Variable 10 KΩ
P3,6	.....	Variable 20 KΩ
P8	.....	Variable 4.7 KΩ
C1,5-9,11, C14-19,22, C24	.....	0.1 F 50 V.
C2	.....	1 F , 50 V. polarizado
C3,13	.....	1 F , 100 V.
C10,12,20	.....	0.15 F ,15 V polarizado
C21, 23	.....	0.01 F, 20 V.
D1-6	ECG506	Diodos
SW1	.....	8 micro-interruptores.

LISTA DE CABLEADO

LISTA DE CABLEADO DE LA TARJETA E1.

DESDE	HACIA	NEMONICO
A14-14	A14-8	Vcc = +5V.
R31-1	A14-14	
R31-2	A14-7	
P8-1	A14-7	
P8-2	A14-6	
A14-6	A14-2	
C21-1	A14-2	
C21-2	.....	GND = 0 V.
C23-1	A14-5	
C23-2	....	GND
A14-1	....	GND
A14-3	A10-2	CLK M
	A10-5	
	A10-10	
	A10-13	
	A11-2	
	A11-13	
R14-1	A10-1	PD1
R14-2	.....	GND

DESDE	HACIA	NEMONICO
R21-1	A10-4	PD2
R21-2	.....	GND
R17-1	A10-9	PD3
R17-2	....	GND
R22-1	A10-12	PD4
R22-2	.....	GND
R15-1	A11-1	PD5
R15-2	.....	GND
R20-1	A11-12	PD6
R20-2	.....	GND
R(23-30)-1	.....	Vcc.
R(23-30)-2	SW1	Abierto/GND
R16-1	fase A	
R16-2	A12-2	
A12-1	fase C	
R18 -1	.....	Vcc.
R18-2	A12-5	
A12-5	A13-5	
A12-4	.....	GND

DESDE	HACIA	NEMONICO
A13-3	.....	GND
R19-1	.....	Vcc.
R19-2	A13-11	
C20-1	A13-11	
C20-2	A13-10	
A13-6	A15-13	
Señal T1	A1-1	$\overline{\text{DESF}}$
A1-2	A15-10	DESF
A15-14	.....	Vcc.
A15-14	A15-2	Vcc.
A15-(11,12,15)	.....	GND
A15-9	RST 7.5	SYN-DESF

LISTA DE CABLEADO DE LA TARJETA E2

DESDE	HACIA	NEMONICO
C1-1	A1-13	
R1-1	A1-13	
XTAL-1	A1-13	
XTAL-2	A1-11	
C1-2	A1-12	
R1-2	A1-12	
A1-12	A1-9	
R2-1	A1-9	
R2-2	A1-8	
A1-8	A1-11	
A1-10	A2-1	CLK1
A2-(2,3,14)	.....	Vcc.
A2-12	A2-5	CLK2
	A3-3	
	A3-11	
A2-(6,7,10)	.....	Vcc.
A2-9	A5-3	CLK3
Puerta 23- 5	A3-2	SOC

DESDE	HACIA	NEMONICO
A3-(1.4)	.....	Vcc.
A3-5	A3-12	Q1
	A4-13	
A3-(1o.13)	.....	Vcc.
A3-8	A4-12	Q2L
A4-11	A1-5	PULS 1
A1-6	A5-4	PULS 2
A5-(1,2)		EOC 2
A5- (11-18)	Puerta O-(7-14)	Señal Digital
R3-1	.....	Vcc.
R3-2	A5-5	
P2-1	A9-10	
P2-2	R34-1	
R4-2	....	GND
R34-2	R4-1	
R34-2	A5-6	
R5-1	P1-2	
P1-1	A5-(7,8)	
A5-8	RC-2	
RC-1	.....	Vcc.
RC-2	C3-1	
C3-2	.....	GND

LISTA DE CABLEADO DE LA TARJETA E3

DESDE	HACIA	NEMONICO
R7-1	Taco (+)	
R7-2	R8-1	
R8-2	Taco (-)	GND
R7-2	P3-1	
P3-2	C10-1	
C10-2	.....	GND
P3-2	A6-5	
A6-4	A6-10	
A6-10	P4-1	
P4-2	R10-1	
R10-2	R9-1	
R9-2	....	GND
R10-2	A7-6	
R12-2	A7-6	
R12-1	P5-2	
P5-1	A7-(7,8)	
C13-1	A7-8	
C13-2	.....	GND
R33-2	A7-7	
R33-1	....	Vcc.
A7-3	....	CLK 3

DESDE	HACIA	NEMONICO
A7-4	.....	PULS 2
A7-1,2	Puerta 23-7	EOC
A7-(11-18)	Puerta 21-(15-22)	Señal Digital de velocidad
fase B	D2-A	
fase C	D3-A	
fase A	D1-A	
D2-A	D4-K	
D1-A	D4-K	
D3-A	D6-K	
D4-A	D5-A	
D5-A	D6-A	
D1-K	D2-K	
D3-K	R32-1	
R32-2	R13-2	GND
R13-1	A8-4	
P6-2	A8-10	
P7-1	P6-2	
A8-4	P6-1	

DESDE	HACIA	NEMONICO
P7-2	C12-1	
C12-2	.....	GND
C12-1	A9-5	
A9-4	A9-10	
A9-10	P2-1/E2.	

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Al finalizar podemos establecer las siguientes conclusiones:

Uno de los puntos más destacados de esta tesis, es sin duda la generación de los pulsos para disparar cada uno de los tiristores del puente en forma sincronizada, la obtención de los pulsos de disparo se muestran en las figuras 5.19 y 5.20, con diferentes ángulos de desfase, y vemos que tienen una anchura de 120° y un ángulo de control de desfase de 120°.

En el control de lazo abierto, el control es muy versátil, por cuanto con sólo pulsar una de las dos teclas (SUBST o GO), acelera o disminuye la velocidad, existiendo un rango de velocidad de control muy amplio, desde decenas de RPM hasta dos mil setecientos RPM.

En el control de lazo cerrado, vemos que la respuesta a la variación de carga o perturbación del sistema trifásico actúa sobre ellos, manteniendo la misma velocidad y un estado estable. Para un cambio brusco, la respuesta es poco lenta debido al parámetro de la variación del cargado del temporizador, es decir un incremento o decremento en dos, en la memoria de

registro menos significativo, en cambio para lazo abierto la variación del parámetro es en la memoria correspondiente a la parte mas significativa del valor referencial del temporizador, la respuesta es mas "rápida" en esta forma, pero hay un error de tolerancia de 10 a 20 RPM aproximadamente, ésta variación de tolerancia depende de la ubicación del pulso de encendido; mientras el encendido está alrededor de 90° de la onda de voltaje trifásica, mayor es la tolerancia, cuando el encendido está cerca de 0° o cerca de 180°, la tolerancia es menor, esto se debe a que el desplazamiento es lineal en cada pulsación de teclado, pero el voltaje promedio de cada desplazamiento varía de acuerdo a la ubicación del pulso de encendido sobre la onda de voltaje que va a ser rectificado.

Podemos concluir entonces que el sistema es apropiado para el control de velocidad y es un sistema didáctico para el Laboratorio de Control Industrial, tales como estudio del puente de tiristores, característica del motor, ondas rectificadas para diferente ángulo de disparo, variándose el parámetro del controlador se puede obtener una respuesta bien sea rápida o lenta tanto en lazo abierto como en lazo cerrado, además el sistema puede ser entrelazado a un sistema grande computarizado, por lo que es digital.

En cuanto al costo, en el caso de un controlador analógico para control de velocidad de un motor DC de 1.5 Hp, tiene un valor aproximado de mil dólares en el mercado norteamericano que comparando con el costo de este controlador digital que tiene un costo de componentes de alrededor de seiscientos dólares (ver tabla 7.1), vemos que el controlador analógico tiene un costo mayor, pero en el costo de los componentes del controlador digital no está incluído el costo de diseño y construcción del software y hardware. El controlador digital tiene cierta ventaja que no tiene el analógico, tales como versatibilidad en el cambio de parámetros de control, lectura instantánea y simplificación de la circuitería. El costo del controlador digital puede ser reducido por cuanto, cuando se implanta en producción en serie, los componentes son mas baratos al por mayor así como el costo de diseño puede ser prorateado, la tendencia actual debido a lo anteriormente mencionado es la de implantar sistemas de control digital.

De la experiencia adquirida al realizar el presente trabajo podemos presentar las siguientes recomendaciones:

Los proyectos de tesis de utilidad práctica en el campo de Controles Industriales Electrónicos son generalmente extensos

y complejos, prueba de esta afirmación es el presente trabajo que siendo de mayor complejidad lleva un mayor gasto en componentes, lo cual no solamente dificulta la implantación de los proyectos sino también la consecusión de infornación de carácter técnico lo que ocasiona demoras en la elaboración del proyecto. Por lo tanto se debe tratar en lo posible de establecer las relaciones necesarias con la industria, de tal manera que los trabajos de tesis sean dirigidos a solucionar sus problemas y, por consiguiente conseguir su respaldo económico. Sólo de esta manera se podrán realizar proyectos de verdadero valor práctico y acorde con la capacidad e ingenio del estudiante. También se recomienda contar con un sistema de información actualizada. Se debe también buscar un sistema que posibilite conseguir componentes de una manera ágil.

Como extensión a este trabajo se pueden realizar otras tesis de grado, por ejemplo; implantación de un control de velocidad con lazo interno de corriente, además se puede adicionar la rectificación de doble puente, con un control de velocidad de ambos sentidos y a la vez el control de frenado, para lo cual se necesita una modificación en la sincronización del sistema.

Finalmente se recomienda la realización de un análisis econó

mico para la construcción comercial de un control de velocidad digital basado en el sistema propuesto en esta tesis.

TABLA 7.1. LISTA DE PRECIOS DE LOS COMPONENTES Y EQUIPOS

Esta lista está indicada en dólares y en el mercado de EE.UU.

CANT.	DESIGNACION	PRECIO UNITARIO US$	PRECIO TOTAL US$
2	Convertidores A/D	12.00	24.00
8	Micro-interruptores	1.49	1.49
12	Transistores	0.25	3.00
18	Diodos	0.17	3.06
1	Fuente de poder de (5V,-5V, GND, 12V y -12V)		69.95
6	Disipadores	2.75	16.50
6	Tiristores (SCR)	3.95	23.70
6	Transformadores de pulso	3.00	18.00
54	Resistencias de 1/2 W.	0.01	0.54
27	Resistencias de 2 W.	0.02	0.54
1	Resistencia de 5W	0.14	0.14
4	Trimmer	0.54	2.16
25	Capacitores no polarizados	0.12	3.00
3	Transformadores de corriente	4.5	13.50
1	Interruptor de polos	2.00	4.00
3	Fusibles de 10A	0.01	0.03
1	Autotransformador trifásico c/t (120V, 20A)		95.00
4	Tarjetas para circuitos impresos	9.49	28.96
1	SN7404	0.45	0.45
1	SN4103	0.55	0.55
4	Capacitores polarizados	0.18	0.72
1	SN74LS74	0.55	0.55
3	SN7408	0.39	1.17
3	ECG941	0.60	1.80
1	307-979 optoaislador	0.69	0.69

CANT.	DESIGNACION	PRECIO UNITARIO US$	PRECIO TOTAL US$
1	SN74153		2.95
1	NE555		0.39
1	SDK-85		345.00
			661.84
	5% de Impuesto		33.09
	TOTAL		694.93

APENDICE

APENDICE A

MODELO DEL MOTOR DC(12)

En este índice encontramos la función de transferencia que se utilizará en el diseño de nuestro sistema.

A.1. Ecuaciones de la máquina: Considerando el motor DC de excitación separada como se muestra en la fig. A.1. Cuya ecuación de voltaje de lazo es:

$$e_a = e_g + i_a R_a + \frac{dia}{dt} L_a \qquad |A\text{-}1|$$

donde

$$e_g = K_a \phi n \qquad |A\text{-}2|$$

La ecuación de balance de torque es:

$$T_e = T_l + B_n + J \frac{dn}{dt} \qquad |A\text{-}3|$$

donde

$$T_e = K_a \phi i_a \qquad |A\text{-}4|$$

A.2. Funciones de Transferencia y diagrama de bloque: En el dominio laplaciano. Las ecuaciones 2.1 a 2.4 se pueden escribir como:

$$E_a(S) = E_g(S) + R_a I_a(S) + L_a S I_a(S) \qquad |A-5|$$

$$E_g(S) = K_a \phi N(S) \qquad |A-6|$$

$$T_e(S) = T_L(S) + BN(S) + JSN(S) \qquad |A-7|$$

$$T_e(S) = K_a \phi I_a(S) \qquad |A-8|$$

Así

$$I_a(S) = \frac{E_a(S) - E_g(S)}{R_a + SL_a} = \frac{E_a(S) - E_g(S)}{1 + \tau_e S} \cdot \frac{1}{R_a} \qquad |A-9|$$

donde

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$$

$$N(S) = \frac{T_e(S) - T_L(S)}{B + JS} = \frac{T_e(S) - T_L(S)}{1 + \tau_m S} \cdot \frac{1}{B} \qquad |A-10|$$

donde

$$\tau_m = J/B$$

Esta relación es mostrada en forma de diagrama de bloque en la figura A.2.

Se nota la presencia del lazo de retroalimentación de la FEM. Este provee una moderada regulación de velocidad - inherente a un motor DC. de excitación separada.

De la figura A.2. se puede obtener una expresión para la

variación de la velocidad N(S) debido a variación de voltaje aplicado $|E_a(S)|$ y la variación del torque de la carga T(S).

$$N(S) = \frac{G_1(S)}{1 - G_1(S)H_1(S)} E_a(S) + \frac{G_2(S)}{1 - G_2(S)H_2(S)} T_2(S) \qquad A\text{-}11$$

donde

$$G_1(S) = \frac{1/R_a}{1 + S\,\tau_e} \quad (K_a \phi) \quad \frac{1/B}{1 + S\,\tau_m}$$

$$H_1(S) = K_a\,\phi$$

$$G_2(S) = \frac{-1/B}{1 + S\,\tau_m}$$

$$H_2(S) = \frac{-(K_a\,\phi)^2/R_a}{1 + S\tau_e}$$

Si despreciamos el término del torque de carga tenemos:

$$\frac{N(S)}{E_a(S)} = \frac{K_a\,\phi}{(K_a\,\phi)^2 + R_aB\,(1+S\,\tau_e)\,(1 + S\,\tau_m)} \qquad |A\text{-}12|$$

Si $\tau_e << \tau_m$ (lo cual casi siempre es el caso), puede ser despreciado y la expresión se simplifica a

$$\frac{N(S)}{E_a(S)} = \frac{K_a}{(K_a\phi)^2 + R_aB + SR_aB\tau_m} = \frac{K_m}{1 + S\,\tau_{m_1}} \qquad |A\text{-}13|$$

donde

$$\tau_{m_1} = \frac{R_a B}{(K_a \phi)^2 + R_a B} \tau_m \qquad K_m = \frac{K_a \phi}{(K_a \phi)^2 + R_a B}$$

$$\tau_{m_1} < \tau_m$$

Refiriéndonos a la figura A.2:

$$\frac{N(S)}{I_a(S)} = \frac{K_a \phi B}{1 + S \tau_m} \qquad \text{| A-14 |}$$

Por lo tanto

$$\frac{I_a(S)}{E_a(S)} = \frac{N(S)}{E_a(S)} \times \frac{I_a(S)}{N(S)} = \frac{K_m}{\frac{K_a \phi}{B}} \frac{(1+S\tau_m)}{(1+S\tau_{m_1})} \qquad \text{| A-15 |}$$

El motor puede entonces ser representado, para propósito de análisis de control de voltaje, con dos bloques como se muestra en la figura A.3 en donde

$$K_{m_1} = \frac{B}{(K_a \phi)^2 + R_a B}$$

$$K_{m_2} = \frac{K_a \phi}{B}$$

$$K_m = K_{m_1} K_{m_2}$$

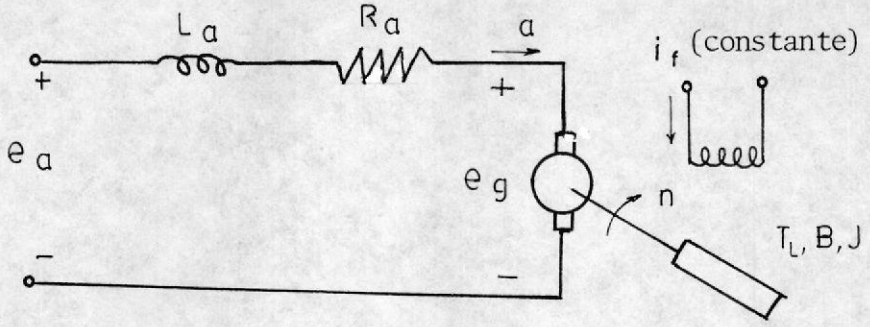


Figura A.1. Modelo del motor dc de excitación separada

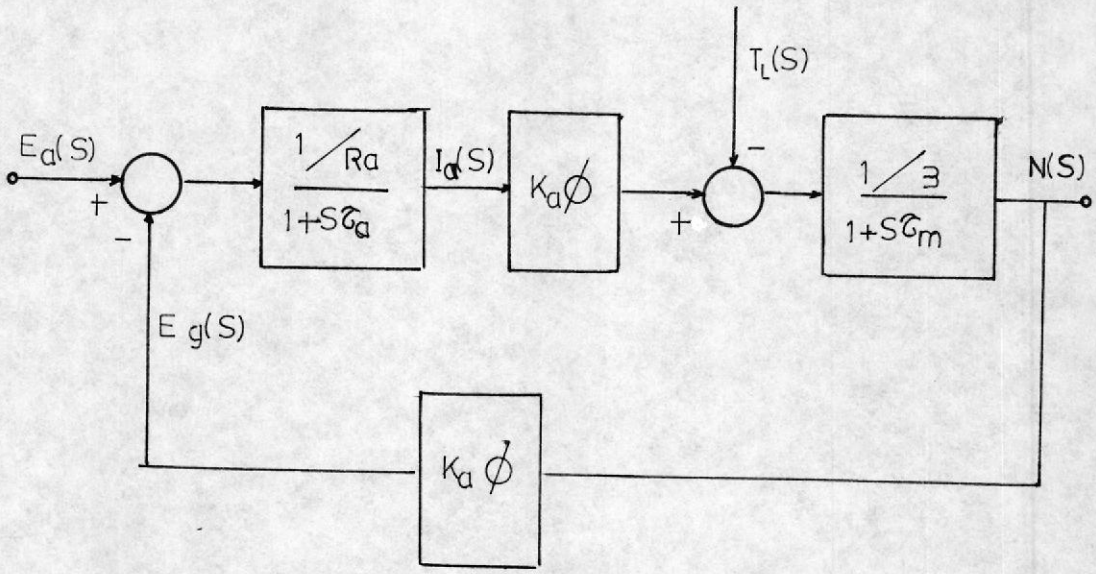


Figura A.2. Función transferencia del motor

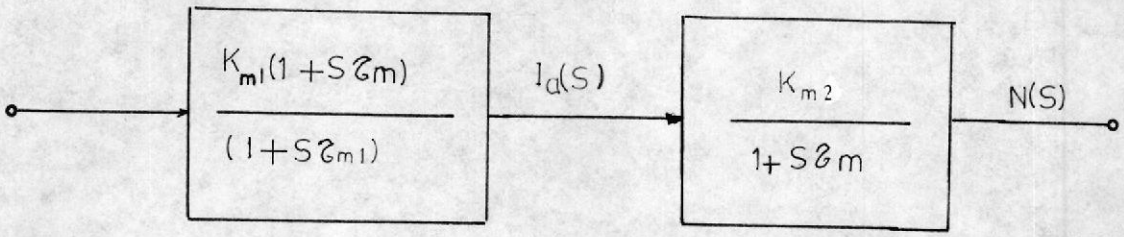


Figura A.3. Diagrama de bloque del motor

En la práctica usamos el motor con las siguientes características.

A.3. Características del motor del sistema

Máquina de 2 polos

1.5 Hp

2500 RPM

Voltaje de armadura = 165 V. dc.

I_a = 9 . A dc.

Voltaje de campo de excitación separada = 145 V dc.

L_{arm} = 30.88 mH.

R_{arm} = 3.86Ω

τ_{ar} = 8 mseg.

L_{cam} = 132.6mH

R_{cam} = 780Ω

τ_{cam} = 170 mseg.

A.4. SIMBOLOGIA

e_a es el voltaje aplicado sobre la armadura.

e_g es la fuerza contraelectromotriz del motor.

i_a es la corriente que circula por la armadura.

R_a es la resistencia de la armadura.

$\frac{dia}{dt}$ es la variación de la corriente de armadura con respecto al tiempo.

L_a es la inductancia de la armadura.

K_a es la constante del motor.

n es la velocidad del motor.

ϕ es el flujo del campo.

T_L es el torque de la carga.

T_e es el torque eléctrico.

B es la constante de fricción

J es la constante de inercia del motor.

$\frac{dn}{dt}$ es la aceleración del motor.

APENDICE B

MANUAL DEL USUARIO

1. Operación que debe realizarse antes de energizar el sistema.

   a) Previamente debe haber reconocido la fase A, B, y C del sistema trifásico, para su correcta conexión con el puente de tiristores.

   b) Conectar la fase AC a la línea del circuito de sincronización, siendo la fase A conectada al extremo de la resistencia de mayor vataje (circuito de entrada para sincronización).

   c) Conectar los terminales a las puertas del sistema SDK-85, como se indica en la figura de la hoja 8 del diseño, conectar salida del puente en la alimentación del motor, como también voltaje para el campo.

   d) Conectar las líneas de alimentación de los circuitos periféricos y el sistema SDK-85.

   e) Conectar un estroboscopio para medir la velocidad (lazo abierto L.A.).

f) Conectar la línea de retroalimentación a través del tacómetro, teniendo presente la polaridad de los mismos (lazo cerrado L.C.).

2. Energización del sistema

a) Energizar el sistema monofásico, para la fuente dc de baja y alta tensión, puesto que necesita un voltaje - de 140 voltios conectado al campo del motor.

b) Energizar la fuente dc de baja y alta tensión.

c) Energizar el sistema tirifásico (trata de conseguir un voltaje de 140 voltios simétrico por medio de un transformador trifásico variable, pero en ningún caso el voltaje sea mayor de 160 V.

d) Cargas lor programas (lazo abierto y/o lazo cerrado).

e) Fijar la velocidad referencial en la memoria de la dirección 280B (lazo abierto).

3. Arranque del sistema para lazo abierto

Pulsar la tecla START, una vez arrancado el motor, por medio del estroboscopio se reconoce la velocidad, para variar la velocidad hay dos teclas que se pulsa, la tecla

GO para aumentar y la tecla SUBST para disminuír la velocidad.

4. Arranque del sistema para lazo cerrado

Previamente debe estar cargado el programa para lazo cerrado.

Fijar la velocidad referencial por medio de 8 micro-interruptores.

Pulsar la tecla START.

5. Apagado del motor

En el caso de lazo abierto se puede parar el motor lentamente por medio de la tecla SUBST.

También se puede parar el motor, pulsando la tecla RESET, inactiva al microprocesador y conservando el programa para cualquier cambio de carga del motor o parámetro del sistema.

En el caso de lazo cerrado, el apagado se realiza pulsando la tecla RESET.

6. Localización de la posible falla del mal funcionamiento

a) Verificar la alimentación del sistema trifásico y monofásico.

b) Chequear el correcto voltaje aplicado al campo del motor.

c) Verificar los voltajes dc de la fuente dc.

d) Revisar la conexión de las fases en el sistema trifásico al puente de tiristores.

e) Revisar la fase correcta en la conexión en la línea de sincronización.

f) Revisar la conexión de los terminales de circuitos - periférico con el sistema SDK-85.

g) Revisar la conexión de la línea de retroalimentación (lazo cerrado).

h) Revisar el cargado del programa.

i) Revisar la existencia de la señal SYN.

j) Verificar la señal de reloj para el convertidor A/D.

k) Ejecutando el programa, verificar la señal SOC y la la señal EOC.

l) Verificar la existencia del reloj para multiplexar con los pulsos de disparo.

m) Verificar la correcta conexión de los pulsos de disparo ya multiplexado con el reloj y el circuito de amplificador de pulsos.

n) Chequear los voltajes rectificado del puente, tanto la magnitud como la simetría.

APENDICE C

CARACTERISTICAS DEL CONVERTIDOR ANALOGICO-DIGITAL(A/D) DEL SISTEMA (17)

El RS427 (309-464) es un convertidor A/D de 8 bit bipolar y de aproximación sucesiva. Este dispositivo versátil incorporado de puerta de salida de tres estados permite el acoplamiento sobre líneas de datos comun, una referencia de precisión de 2.5 V. contiene un veloz comparador y de lógica aproximación. La operación es desde 5V y -3 a -30V de suministro y el dato de salida son de TTL compatible.

El uso de la referencia interna es opcional por esta flexibilidad permite una referencia externa.

Solamente 3 resistencias y 1 capacitor son requeridos para construír una exactitud de alta rapidez en el circuito del convertidor A/D de uso para muchas aplicaciones. En la figura C-1 nos muestra la conexión de pines del convertidor A/D.

El convertidor tiene los siguientes distintivos principales:

- Rapidez; 15 us de tiempo de conversión garantizado.
- Referencia Interna o Externa
- Salida de 3 estados, TTL compatible.

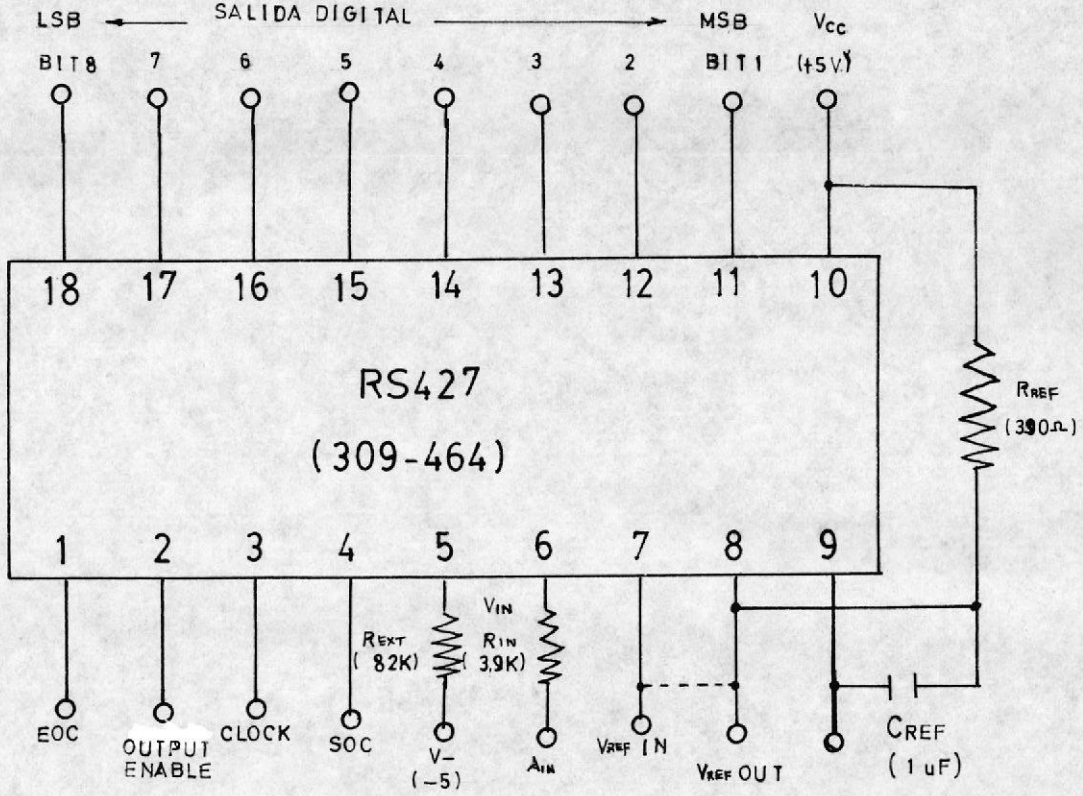


Figura C-1. Conexión de los terminales del convertidor A/D

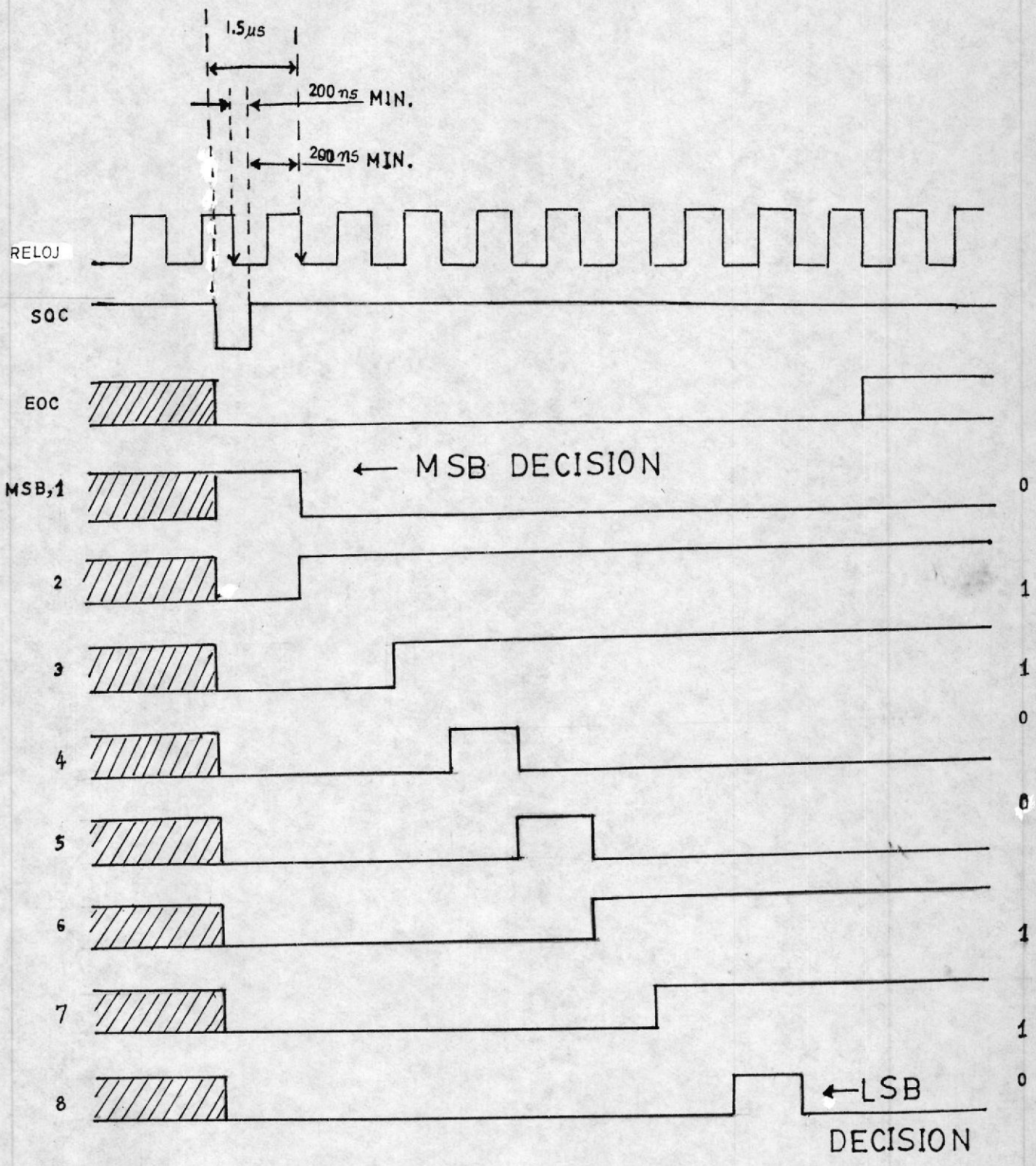


Figura C-1

Diagrama de tiempo del convertidor A/D.

- No hay error de código sobre el rango de temperatura de operación.
- El rango de entrada puede ser unipolar o bipolar
- Suministro de 5V y de -3V a -30V.
- Compatible con microprocesador.

Fijación de punto de voltaje unipolar.

En el presente trabajo hemos tomado 10 voltios como rango máximo de entrada para la conversión digital y de unipolar.

Antes de entrar a la tabla de conversión vamos a definir el voltaje de un bit menos significativo (LSB).

$$1LSB = \frac{\text{Escala completa (FS)}}{256} = \frac{10\ V}{256} = 39,0\ mV$$

por lo tanto:

$$1/2\ LSB = 19.5\ mV$$

$$1\ 1/2\ LSB = 9.9414\ V$$

Con la definición anterior podemos establecer la tabla de codificación lógica unipolar.

Entrada Analógica	Código de salida
FS - 1LSB	11111111
FS-2LSB	11111110
3/4 FS	11000000
1/2 FS + 1 LSB	10000001
1/2 FS	10000000
1/2 FS - 1 LSB	01111111
1/4 FS	00000001
0	00000000

TABLA C-1.- Tabla de conversión Analógico a Digital

El convertidor posee el siguiente rango de máximo absoluto.

Voltaje de suministro, Vcc	7.0 V.
Máximo voltaje, lógico y V_{ref} de entrada	Vcc.
Rango de temperatura de operación	0°C a 70°
Rango de temperatura de almacenamiento	-55°C a 125°C

Detalle de tiempo de conversión

Según la figura C-2 nos muestra el diagrama de tiempo a la que debe cumplir las siguientes condiciones:

1. La conversión es iniciada por el pulso de arranque

(SOC) lo cual pone el bit mas significativo MSB) a 1 y los demás bits a 0.

2. Al poner MSB se ve primero si ha activado el flanco (-), por lo menos 1.5 us después del flanco (-) del pulso SOC.

3. El flanco (+) del pulso SOC no podrá ocurrir dentro de 200 ns del flanco (-) de reloj.

4. Como caso especial las condiciones 2 y 3 el pulso SOC puede coincidir en la misma duración hasta la aparición del flanco (-) del reloj.

5. Las zonas sombreadas pueden ser de cualquier valor.

6. El dato de salida es válido cuando la señal fin de conversión (EOC) se pone en alto hasta la aparición del pulso SOC, cuando cambia a valor bajo la señal EOC.

7. La secuencia de conversión mostrado en el lenguaje digital es 01100110. Por claridad las salidas digitales son mostradas durante la conversión. Normalmente las salidas no pueden ser activadas durante la conversión y lo hace sólo cuando la señal EOC pone en ALTO.

APENDICE D

MICROPROCESADOR (21)

D.1. INTRODUCCION

El microprocesador es una realización LSI en una pastilla de circuito integrado de una CPU tradicional. Desde 1977, el microprocesador puede llevar, no sólo la CPU, sino también la memoria y algunas de las funciones de entrada/salida de un computador convencional: es el microcomputador en un solo integrado. Este componente se vende actualmente a menos de 10 dólares como precio típico. Los precios siguen aún bajando constantemente y la integración aumenta en densidad. La velocidad se acerca aproximadamente a 1 microsegundo por instrucción.

El microprocesador incorpora cuanto menos dos de las funciones convencionales de cualquier computador: La Unidad Aritmético-Lógica (ALU) y la Unidad de Control (CU) que sincroniza el funcionamiento de todo el sistema. El microprocesador crea tres barras (buses):

- La barra de datos, bidireccional, de 8 bits por regla general, que se encarga de conducir los datos que pasan de uno a otro elemento del sistema.

- La barra de direcciones, normalmente una barra unidireccional de 16 bits, que se propaga desde el microprocesador hacia los dispositivos a direccionar. Esta barra selecciona un registro, o un circuito integrado, de entre los dispositivos conectados al sistema.

- La barra de control, conjunto de líneas que salen o entran al microprocesador, que se encarga de la sincronización y control de todo el sistema.

Un microprocesador monolítico necesita dispositivos de memoria y de entrada/salida. Todos los componentes del sistema contiene programas y datos con los que debe operar la ALU. Los programas son conjuntos de instrucciones que representan la secuencia de órdenes dadas al sistema.

D.2. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO

Los principios de funcionamiento de los sistemas microprocesadores son lógicamente los mismos que los de cualquier computador, pero los nuevos sistemas basados en micros difieren a veces notablemente de los sistemas tradicionales. La razón fundamental es que el procesador en sí ha pasado a ser uno de los componentes más baratos -

del sistema. En este respecto sería correcto considerar el elemento procesador como un periférico de otros componentes del sistema, y en especial de las funciones de entrada/salida (E/S). De hecho es de esperar que en un futuro muy próximo la mayoría de los llamados circuitos "periféricos" actualmente usados en los sistemas microprocesadores incorporen un importante módulo de proceso. Los circuitos integrados periféricos tienden a estar "equipados con procesadores" y, por tanto, a ser programables.

El sistema computador básico tiene una estructura como la de la figura D.1. Hay cinco unidades fundamentales. En el centro de la figura puede verse la Unidad Central de Proceso que se acostumbra a abreviar CPU. La CPU incluye dos módulos: La Unidad de Control (CU) y la Unidad Aritmético-Lógica (ALU).

La función de la ALU es realizar operaciones aritméticas y lógicas con los datos que pasan por ella. Entre las funciones típicas pueden citarse como aritméticas la suma y la resta y como lógicas las de desplazamiento, "función AND" y "Función OR".

La misión de la Unidad de Control es secuenciar el fun

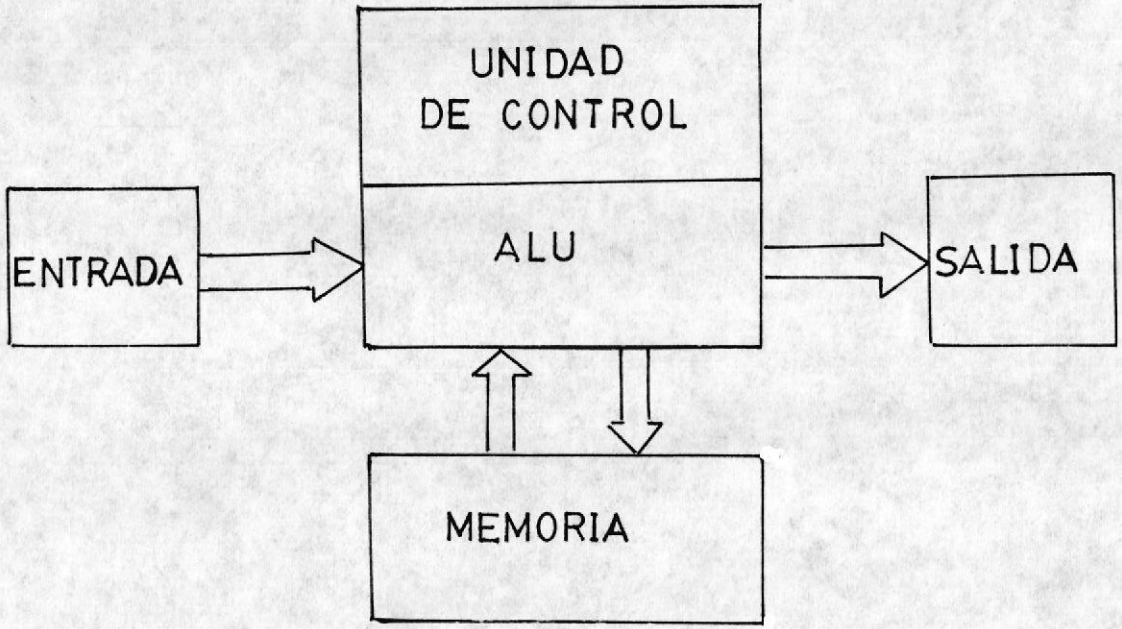


Figura D-1.- Un computador está compuesto por cinco unidades funcionales.

cionamiento de todo el sistema. En particular, ha de generar y utilizar adecuadamente todas las señales de control necesarias para sincronizar las transferencias de datos dentro y fuera de la ALU. Controlará también el paso de datos por la barra de direcciones y por la de datos y utilizará o interpretará las señales presentes en la barra de control del sistema. (Una barra es un conjunto de líneas o señales agrupadas por funciones. Las tres barras estándar de un sistema son la de datos, direcciones y control). Una de las misiones básicas de la Unidad de Control es la de buscar, decodificar y ejecutar las sucesivas instrucciones almacenadas en la memoria del sistema. Esta secuencia de instrucciones recibe el nombre de programa. La CU está por lo general asociada físicamente a la ALU que controla, formando lo que se denomina CPU. El microprocesador es básicamente una CPU en una sola pastilla de circuito.

Volviendo a la figura D.1. vemos que debajo de la CPU hay un módulo llamado de memoria. La memoria de cualquier computador se destina al almacenamiento de información. Físicamente puede hacerse una distinción entre distinción entre diferentes tipos de memoria según que puedan usarse para escribir y leer información o

sólo para leerla. Estos dos tipos básicos de memoria se denominan respectivamente memoria activa o RAM (Memoria de acceso Aleatorio) y memoria pasiva o ROM (Memoria de Sólo Lectura).

La memoria RAM es aquella que puede escribirse y leerse indistintamente. El tiempo de ciclo típico de esta memoria está entre 500 ns y 1 us para las de tecnología MOS LSI. La memoria ROM sólo puede leerse, una vez depositados los datos en ella. Su ventaja principal es la de no ser volátil, mientras que RAM son volátiles, es decir pierden la información cuando se corta la alimentación de la memoria. Funcionalmente las memorias pueden contener dos tipos de información: datos y programas.

Un programa es una secuencia de instrucciones que ha sido escrita por el usuario y luego codificada en binario para que pueda ubicarse en una memoria electrónica. Bajo el control de la CU, cada una de estas instrucciones será buscada en el programa sucesivamente y depositada en un registro especial de la CU para su ulterior decodificación y ejecución. Una instrucción típica puede ser, por ejemplo, la que ordena sumar los contenidos de dos

registros y depositar el resultado en un tercer registro.

Los datos contenidos en la memoria serán procesados en la ALU. Pueden presentarse en diferentes formatos. Normalmente estos datos serán números o caracteres representados en sistema binario.

Volviendo a la figura D.1, los dos módulos restantes son respectivamente el de entrada y el de salida. El módulo de entrada, en la parte izquierda de la figura, suministra datos a la ALU. Puede ser, por ejemplo, un teclado, o un sensor de temperatura, presión o presencia. En un microcomputador típico de entrada suele ser un teclado.

El módulo de salida permite visualizar al exterior los datos que salen de la ALU. Los módulos típicos de salida están formados por LED (diodos electroluminiscentes) o visualizadores de cristal líquido (que se utilizan profusamente en relojes digitales o calculadoras de bolsillo), impresoras, pilotos luminosos o diferentes mecanismos de control (motores o relés, por ejemplo).

Los módulos de entrada y salida no están conectados por lo general directamente a la ALU sino a las barras del

sistema, es decir a las de direcciones, datos y control. Por ello los datos procedentes del módulo de entrada no tienen que pasar necesariamente por la ALU para llegar al módulo de memoria o talvez de salida. En la arquitectura de muchos sistemas, y en particular en los sistemas microprocesadores, este paso por la ALU es imprescindible. Todos los datos de un micro típico pasan normalmente por un registro especial de la ALU que denomina acumulador.

D.3. BARRAS

Una barra es un conjunto de líneas de comunicación agrupadas por funciones. Normalmente se distinguen dos tipos básicos de barras: los internos y externos.

Desde el punto de vista del sistema las barras esenciales son los externos. Las tres barras estándar de cualquier sistema microprocesador son:

1. La barra de datos: Transmite datos entre los diversos circuitos integrados que componen el sistema. Por ejemplo, servirá para llevar datos al microprocesador desde un circuito integrado de entrada y lue

go para llevar datos desde el micro a la memoria. En el microprocesador estándar esta barra es de 8 bits y es bidireccional (puede llevar datos en ambas direcciones); casi siempre es una barra tri-state (tres niveles lógicos) que pueden usarse conjuntamente con un DMA (acceso directo a memoria).

2. La barra de direcciones: Se origina en el microprocesador y lleva al exterior las direcciones de los dispositivos con los que ha de comunicar el micro. En el caso de nuestro microprocesador estándar esta barra es de 16 bits, lo que permite direccionar 64K elementos externos. Las direcciones indicadas por la barra de direcciones seleccionan normalmente un dispositivo (por lo general un circuito integrado) o bien un dispositivo. La barra de direcciones se usa siempre conjuntamente con el de datos, especificando la fuente o el destino de los datos transmitidos por la barra de datos. La barra de direcciones tiene su origen en un registro especial del microprocesador llamado contador de programa.

3. La barra de control: Lleva señales de sincronización, procedentes del micro, hacia otros dispositi

vos, o viceversa. Las señales típicas de la barra de control son: lectura, escritura, reposición, y varios tipos de "recibidos" (acknowledge).

D.4. FAMILIA DE MICROPROCESADOR

Los microprocesadores actuales tienen familias. Han aparecido en el mercado toda una gama de componentes LS1 que pueden conectarse directamente a las barras de determinados microprocesadores. Desafortunadamente la mayoría de estos componentes no son intercambiables entre micros distintos.

Los principales fabricantes actuales de microprocesadores disponen de una familia completa de componentes para cada tipo de microprocesador.

D.4.1. Los tres componentes básicos del sistema.

Los tres componentes esenciales del sistema microprocesador son:

1. EL MICROPROCESADOR en sí (MPU) y los componentes adicionales de soporte imprescindibles, como el reloj y el cristal.

2. LA MEMORIA, en la que se incluyen la memoria pasiva (ROM) de programa y la memoria activa (RAM) de datos.

3. LOS CIRCUITOS INTEGRADOS DE INTERFACE E/S.

Entre éstos se encontrará un transmisor/receptor asíncrono universal (UART) si se necesita una conversión serie paralelo, o una PIO (entrada/salida paralela) si se necesita un interfase en paralelo.

Por lo general suelen ser necesarios otros circuitos de soporte, tales como cerrojos (latches) y amplificadores. Los CERROJOS - se usan siempre que se necesitan preservar o mantener durante algún tiempo una información. Normalmente una de sus aplicaciones típicas es el interfase con dispositivos de E/S. Lo más corriente es que estén ya dentro del circuito integrado de E/S.

Los AMPLIFICADORES son necesarios dada la limitación de potencia de los circuitos integrados MOS. Las salidas de barra del mi-

croprocesador sólo pueden atacar una carga TTL. Si hay que conectar más de cinco a siete circuitos integrados a las barras, habrá que disponer necesariamente amplificadores intermedios en las barras de datos, direcciones y control.

D.4.2. Circuitos integrados para gestión de E/S.

D.4.2.1. Temporizador/contador programable (PIT). La mayoría de programas de microprocesador tienen que generar retardos que se usan en la entrada o la salida para medir, por ejemplo, el tiempo transcurrido entre dos pulsos sucesivos. Se puede efectuar una cuenta por programa para calcular este tiempo, pero esta solución es ineficaz desde el punto de vista de aprovechamiento del tiempo de microprocesador. Siempre que estas tareas de cuenta de tiempo supongan "desperdicio" del tiempo, que el microprocesador necesita para otras funciones, resultará recomendable sustituír el programa para un circuito adecuado (sustituír el soft por el hard). Este circuito puede ser el PIT (temporizador de intervalos programables),

que no es sino un conjunto de contadores que pueden usarse tanto para la salida como para la entrada. En la entrada puede usarse para medir la duración de un pulso o el tiempo transcurrido entre dos pulsos sucesivos. En la salida puede usarse como temporizador para generar un retardo programado. El uso de un PIT permite al microprocesador dedicar mucho más tiempo a otras tareas. Su inconveniente principal es el de introducir un nuevo componente en el sistema. Su empleo queda restringido pues normalmente a sistemas no limitados en número de componentes, es decir, sistemas que no hayan de fabricarse en grandes cantidades.

En particular, el PIT es necesario para el control de procesos en tiempo real: las interrupciones no permite medir tiempos con precisión con un contador por programa.

Decir que el microprocesador "desperdicia" tiempo contando puede ser una afirmación precipitada. Siempre que la velocidad del microprocesador sea suficiente para ejecutar todas las funciones

necesarias y contar al mismo tiempo por software, esta función constituirá un uso perfectamente válido del microprocesador. Debe recordarse que el microprocesador es un componente relativamente - barato dentro del sistema. Es totalmente aceptable dedicar el tiempo del microprocesador a tareas de "bajo nivel". Este nuevo concepto es contrario al antiguo planteamiento que buscaba optimizar el tiempo por el procesador.

D.4.2.2. Controlador de interrupciones programable (PIC).

El PIC es un nuevo componente que permite disponer líneas de interrupción múltiples en un microprocesador estándar. La mayoría de micros estándard aceptan sólo una o dos líneas de interrupción.

Algunos sistemas necesitan ocho o más líneas de interrupción. El PIC gestionará - estas interrupciones, realizando además - un tratamiento automático de prioridades y de vectores interrupción: una vez detectado un nivel de interrupción y aceptada

ésta, el PIC hará que el programa efectue la oportuna transferencia a una dirección determinada de memoria en la que reside la rutina de servicio de esa interrupción.

D.4.3. Controladores de Periféricos

Se puede construír una CPU completa, y su memoria, con pocos circuitos integrados. Sin embargo, y hasta hace muy poco, para poder conectar periféricos al sistema básico era necesario utilizar una buena cantidad de circuitos lógicos MSI o SSI. Esta incongruencia se está corrigiendo recientemente, y existen ya circuitos integrados que se encargan de realizar el interfase completo entre el sistema y algunos periféricos determinados. Además, la lógica de control de estos periféricos existe también en forma de circuito integrado: son los nuevos controladores de periféricos. Actualmente existen circuitos integrados capaces de controlar un disco, un teclado, un visualizador, una impresora, un TRC, u otros dispositivos. La complejidad de estos controladores es por lo general análoga a la del propio microprocesador.

D.4.3.1. Nuevas combinaciones

Una ventaja importante que reportan estos componentes es la de mejorar las prestaciones del sistema. Liberan al microprocesador de ciertas tareas y éste puede dedicarse así a funciones más complejas. El inconveniente es que se introduce cada vez un nuevo componente en el sistema. Para paliar este inconveniente se están introduciendo nuevos circuitos integrados que son combinaciones diversas de los anteriormente descritos. A medida que progresa la capacidad de integración de componentes, el tamaño necesario para realizar las diferentes funciones disminuye y se hace posible construír pastillas que sean combinación de estas funciones. En esta tesis usa 8085, cuyos circuitos integrados ya combinan las funciones de memoria y E/S.

Similarmente existen también otros circuitos integrados que son combinación de

funciones de E/S: conversión serie-paralelo + interfase paralelo; conversión - analógico-digital + serie-paralelo.

También puede ser el temporizador que actualmente se incluye casi siempre dentro del propio microprocesador. Podrían en el futuro disponerse temporizadores adicionales en cada circuito combinado de memoria + E/S.

Prácticamente todas las combinaciones - posibles pueden llegar en el futuro a integrarse en una sola pastilla. En particular, es de esperar que pronto surjan microprocesadores con conversión analógico-digital interna, para usos industriales. Seguirían siendo microprocesadores digitales, pero podrían operar directamente con señales analógicas, tanto de salida como de entrada.

D.4.3.2. Conexión

La figura D.2, muestra la arquitectura

de un sistema microprocesador estándar. La MPU de la izquierda crea los tres buses del sistema. Todos los circuitos integrados necesarios se conectan a estas tres barras. Los tres circuitos esenciales para el funcionamiento del sistema, ROM, RAM e interfase E/S, están representados en la figura. Ahora pasaremos a estudiar detalladamente estos componentes.

D.4.4. Memoria

En los sistemas microprocesadores se utilizan dos tecnologías principales de memoria:

1) La memoria ACTIVA (RAM), es una memoria de lectura/escrita. Su contenido puede leerse o modificarse en cualquier momento. Su principal inconveniente es su volatilidad: cuando se interrumpe la alimentación se pierde el contenido de la memoria. Por ello el programa rara vez suele residir en memoria activa, ya que si la alimentación se interrumpiese habría que volver a cargarlo antes de volver a poner en

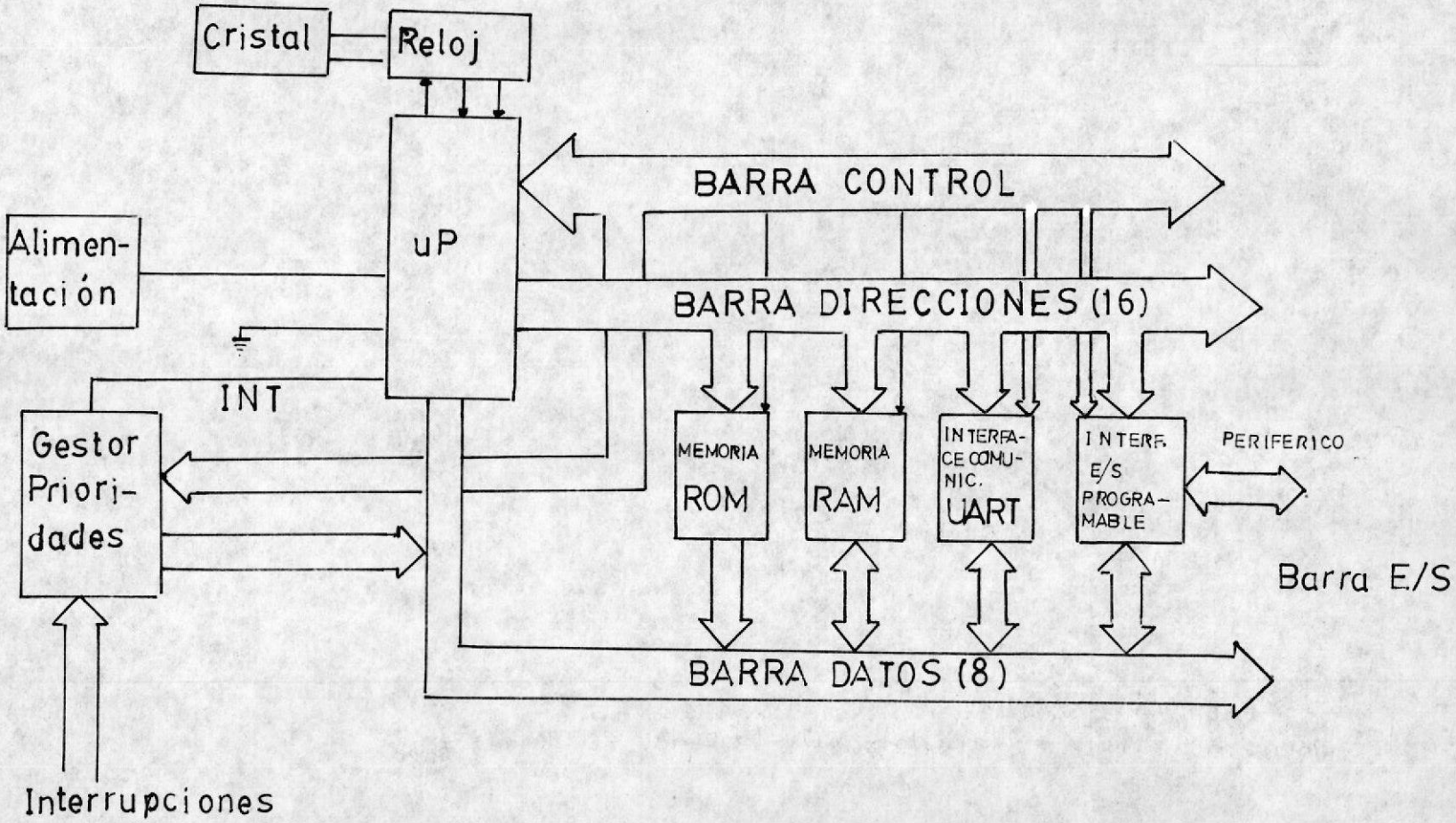


Figura D-2.- Arquitectura del sistema microprocesador estándar

funcionamiento el sistema. La memoria activa se utiliza pues esencialmente para almacenar datos, tanto medidas como resultados intermedios de cálculo, cuya pérdida no resulta crítica si se interrumpiera accidentalmente la alimentación.

2. La memoria PASIVA (ROM), que es una memoria de sólo lectura. Una vez definido el contenido de esta memoria durante el proceso de fabricación, no puede ya modificarse. Siempre es posible leerla, pero no puede escribirse nada más, ni modificarse lo existentes. No es volátil y se utiliza pues para almacenar programas.

D.4.4.1. Memoria activa (RAM)

La memoria activa se acostumbra a designar abreviadamente por RAM para designar "memoria de acceso aleatorio". De hecho tanto las activas como las pasivas son memorias de acceso aleatorio, pero el nombre ha llegar a ser tradicionalmente usado para las memorias de

lectura/escritura. Dos son las tecnologías usadas en la fabricación de memorias activas: la estática y la dinámica.

La memoria RAM estática emplea un flip-flop para almacenar cada bit de información. Es un dispositivo asíncrono que no necesita reloj. Su contenido permanece estable indefinidamente, mientras no se suprima la tensión de alimentación.

La memoria dinámica almacena los diferentes bits de información en forma de cargas eléctricas. Normalmente estas memorias usan la capacidad graduador-sustrato de un transistor MOS como celdilla elemental de memoria. Evidentemente la ventaja estriba en que esta celdilla unitaria es mucho más pequeña que la de las memorias estáticas (un flip-flop). La densidad de integración es pues mucho mayor.

Una memoria dinámica presenta actualmente una velocidad típica de 300 a 600 ns.

La desventaja de las memorias dinámica están en que la carga almacenada en el condensador, como cualquier carga, se pierde con el tiempo por efecto de las fugas. En pocos milisegundos la mayor parte de esta carga desaparece. Para - poder retener la información almacenada en la RAM dinámica hay que proceder a refrescar la memoria cada 1 o 2 milisegundos.

D.4.4.1.1. Comparación entre estáticas y dinámicas.

Una memoria dinámica es más barata que estática, debido a la mayor densidad de integración. En cambio la dinámica necesita un sistema de refresco que habrá de realizarse mediante un circuito adicional, al menos en tanto que no se incluya este circuito en la propia MPU. En

sistema pequeño la RAM estática resultará en general más barata, siempre que no se pretenda ampliar posteriormente el sistema y dotarlo de más memoria. Para sistemas de tamaño (de memoria) medio o grande la RAM dinámica resulta más barata.

D.4.4.2. Memorias pasivas (ROM)

La memoria pasiva, o memoria de sólo lectura, es un elemento que una vez "programado" sólo puede ser leído. La "programación" se refiere aquí al hecho de depositar la estructura de bits deseada en la memoria. La memoria ROM es intrínsecamente no volátil, y se usa prácticamente siempre en almacenamiento de programas.

Actualmente existen tres tipos principales de memorias pasivas: la ROM propiamente dicha, la RROM (memoria pasiva programable), la EPROM, o RPROM (memoria pasiva reprogramable o borrable-programable) y la EAROM (memoria pasiva altera-

ble eléctricamente).

La memoria ROM es una memoria pasiva programada por máscara. Sólo puede ser producida por el propio fabricante.

Las dos desventajas principales de la memoria ROM son el tiempo que transcurre en producción y la necesidad de operar con grandes cantidades. Además, tampoco puede modificarse una vez fabricadas. Por tanto, si se descubriera un error de programa, no será posible corregirlo en la memoria. Habría que sustituír simplemente el circuito por otro con una nueva grabación. Estas limitaciones son precisamente contrarias a las necesidades de cualquier sistema en la fase de desarrollo y a la producción de sistemas en pequeñas cantidades. Por ello se han introducido varios otros tipos de memorias pasivas que pueden ser "programadas" por el propio usuario. Pueden distinguirse básicamente tres tipos: Memoria pasiva

programable; memoria pasiva programable y borrable; y Memoria pasiva reprograma_ ble eléctricamente.

D.4.4.2.1. Memoria pasiva programable (PROM)

Es una memoria muerta que puede ser programada (grabada) directamen_ te por el usuario mediante un "programador" especial de PROM. Se llama también memoria pasiva programable por fusibles. Cada celdilla de memoria se fabrica con un fusible, que puede ser - de nicron o polisicilio (silicio policristalino). Durante el pro_ ceso de grabación, el programa- dor PROM genera trenes de pulsos que se dirigen a posiciones de- terminadas de la memoria y pro- vocan la destrucción de los fu- sibles, haciendo que se interrum_ pan las uniones fila-columna en esas posiciones direccionadas -

previamente. Estas memorias presentan una elevada densidad, una velocidad considerable y un costo relativamente bajo. En pocos minutos se puede grabar una pequeña PROM y colocarla en la aplicación. Además la mayoría de las PROM son directamente compatibles con las ROM que pueden sustituirlas en un futuro.

Una de las desventajas aducidas para las memorias pasivas de máscaras sigue existiendo en las programables. Tanto las ROM como las PROM no pueden alterarse una vez grabadas. En la primera fase de desarrollo de un nuevo producto es natural que se produzcan constantes modificaciones del programa. Sería costoso, poco práctico y en realidad un desper-

dicio constante de material al utilizar PROM en esta fase inicial. En su lugar pueden considerarse las EPROM.

D.4.4.2.2. Memoria pasiva programable y borrable (o reprogramable)

Son memorias de sólo lectura, programable por el usuario, y que pueden reprogramarse un cierto número de veces. Hay dos variedades principales: la PROM borrable por ultravioleta y la PROM borrable eléctricamente. Según cual sea el fabricanete las llamará EPROM (memorias pasivas borrables y programables) o RPROM (Memorias pasivas reprogramable). El principio es el mismo. Una EPROM típica se borra por exposición a radiación ultravioleta intensa durante cinco o diez minutos. Todas las celdillas de memoria pasan así a contener "0".

D.4.4.2.3. Memoria pasiva reprogramable eléctricamente (EAROM).

EAROM puede escribirse y borrarse. No obstante, ambos procesos son sustancialmente diferentes. Debería calificarse de "memoria preferentemente de lectura". La EAROM puede realmente escribirse, pero la operación de escritura requiere un milisegundo mientras que la de lectura puede efectuarse en un microsegundo. No puede usarse pues como memoria de lectura/escritura de uso general. Además se utiliza tecnologías de fabricación complicadas - que redundan en una baja densidad de integración y que necesitan de varios -

niveles de tensión de alimentación. Sus aplicaciones se limitan a algunas militares e industriales críticas. Normalmente las EAROM se usan cuando hay que almacenar esporádicamente un pequeño grupo de parámetros. Su ventaja radica en no ser volátil y no necesitar pues una alimentación de emergencia con baterías.

La finalidad de esta memoria es su uso como memoria pasiva y muy rara vez como memoria activa no volátil. El tiempo de escritura es tan largo que no puede considerarse seriamente, por el momento su aplicación extensiva a sistemas microprocesadores. El diseño de las EAROM evoluciona hacia den-

sidades más elevadas, - tiempos de escritura más cortos y costos menores.

D.5. VENTAJAS DE LOS MICROPROCESADORES

Los microprocesadores están desplazando a la electrónica tradicional de una parte sustancial de sus anteriores campos de aplicación, así como encontrando utilidades en casi todos los campos relacionados con programas y controles automáticos. Tiene dos ventajas esenciales, son:

1. Menos componentes.

   El escaso número de componentes necesarios en un sistema microprocesador redundan a su vez en varias ventajas:

   - Volumen reducido y miniaturización del sistema
   - Consumo reducido
   - Disipación reducida
   - El reducido número de interconexiones redunda en un incremento de la fiabilidad

2. Programabilidad

   Las ventajas esenciales de la programación son las de

simplificar el diseño y reducir el tiempo de desarrollo. Dicho en pocas palabras, la programación permite sustituír el soldador por un teclado y aporta nuevas herramientas de desarrollo de gran potencia para sustituír a los medios ineficaces y complejos que se usan en el desarrollo del hardware. Además, la programación permite disponer de módulos de hardware estándar. Un mismo sistema microprocesador estándar puede así programarse para una gran variedad de tareas. La sustitución de un programa por otro puede no suponer ningún cambio del hardware o bien la sustitución de unos circuitos de memoria por otros que contengan el nuevo programa. El producto puede entonces desarrollarse rápidamente, comprobarse sobre el terreno, y refinarse luego progresivamente sin necesidad de rediseñar el circuito (excepto si hay errores de hardware). Además, pueden encontrase y realizarse nuevas funciones posteriormente sin necesidad normalmente de efectuar modificaciones sustanciales del hardware. La parte de hardware del sistema puede entonces producirse en serie y normalizarse, con lo que los costes bajan considerablemente. El coste de generación del software (programas) no es pequeño, pero normalmente se distribuye sobre un gran

número de unidades.

Desde un punto de vista conceptual, la programación es análoga a una función "inteligencia" incluída en el sistema. Muchas aplicaciones de los microprocesadores han recibido el nombre de dispositivos "inteligentes". El microprocesador ha permitido sustituír muchos equipos de lógica cableada por un sistema programado de inteligencia superior.

D.6. ELECCION DEL MICROPROCESADOR

Para elegir que microprocesador, tenemos los siguientes criterios:

Criterio 1: Suficiente potencia

Naturalmente, la primera preocupación del usuario debe ser la de escoger un componente de prestaciones suficientes para desempeñar la función que se le desea encomendar.

Puede establecerse entonces una clasificación sencilla: si se necesita un comportamiento "ultrarápido", es decir la ejecución de instrucciones complejas en menos de 1 μs, no existe ningún procesador monolítico que pueda solucio

nar el problema; habrá que considerarun diseño con bit-slices o usar un minicomputador o algún otro tipo de procesador.

En la práctica se ha comprobado que la inmensa mayoría de las tareas encomendadas al micro pueden básicamente satisfacerse con cualquier tipo estándar de micro de 8 a 16 bits, y a menudo por micros incluso de 4 bits, aun que en este caso con más dificultades y añadiendo más instrucciones al programa.

Criterio 2: Número de unidades a fabricar

Si el número de unidad es grande (10.000 en adelante), por lo tanto es más económico bajo pedido. Tiene la ventaja adicional de la propiedad sobre el diseño. De no ser así, la solución puede estar en un microcomputador monopastilla si su capacidad de ROM es suficiente. Si no lo es habrá que considerar un diseño con dos o tres pastillas de integrado siempre que con ellas pueda obtenerse memoria suficiente. En caso contrario habría que considerar ya otros tipos de diseño.

Para volúmenes no tan importantes como menos unidades,

pueden considerarse dos cuestiones: 1) La compatibilidad con un mini requiere un micro de 16 bits. 2) La potencia de proceso será siempre mayor en un micro de 8 bits que no en uno de 4 bits. Si los costes deben minimizarse a cualquier precio, habrá que considerar los micros de 4 bits, pero el dominio de los volúmenes de producción pequeños y medios está en manos del micro - estándar de 8 bits.

Criterio 3: Disponibilidad

En un sistema necesita un cierto número de componentes además del micro en sí; se necesitan por ejemplo circuitos integrados de memoria, de E/S, de interfase, y posiblemente también diversos controladores para dispositivos externos.

Criterio 4: Software

La facilidad de programación puede ser el factor fundamental en un primer desarrollo. Realizar un sistema microprocesador es sencillo. Y el auténtico problema, en el caso de una primera realización, radica en la labor de programación. Si el usuario necesita disponer de un lenguaje de alto nivel para programar el micro, por cuan

to esto le puede facilitar mucho la labor, éste ha de ser un factor determinante en la elección del microprocesador. En cambio, si el usuario es capaz de programar en lenguaje ensamblador es muy probable que pueda utilizar cualquiera de los micros actualmente existentes en el mercado.

APENDICE E

EL SISTEMA SDK-85(6)

En la figura E-1 se muestra un diagrama de bloque funcional del SDK-85. Los componentes encerrado en cajones de rayas discontinuos ha sido colocado en la tarjeta del circuito impreso del SDK-85, pero no es necesario para un sistema mínimo y por lo tanto son opcionales; además algunas líneas de control ha sido omitido en el diagrama de bloque por simplicidad en el trazo.

En los siguientes párrafos vamos a describir cada uno de los elementos del sistema.

EL CPU 8085 Y SISTEMA DE BARRAS.

El CPU 8085 es una mejora evolutiva del 8085 de INTEL, su programa es 100% compatible con 8080A, además tiene la ventaja de un sólo voltaje de alimentación, alta integración, alta ejecución y reloj integrado.

El CPU 8085 está completamente descrito en el manual del usuario INTEL MCS-85 TM.

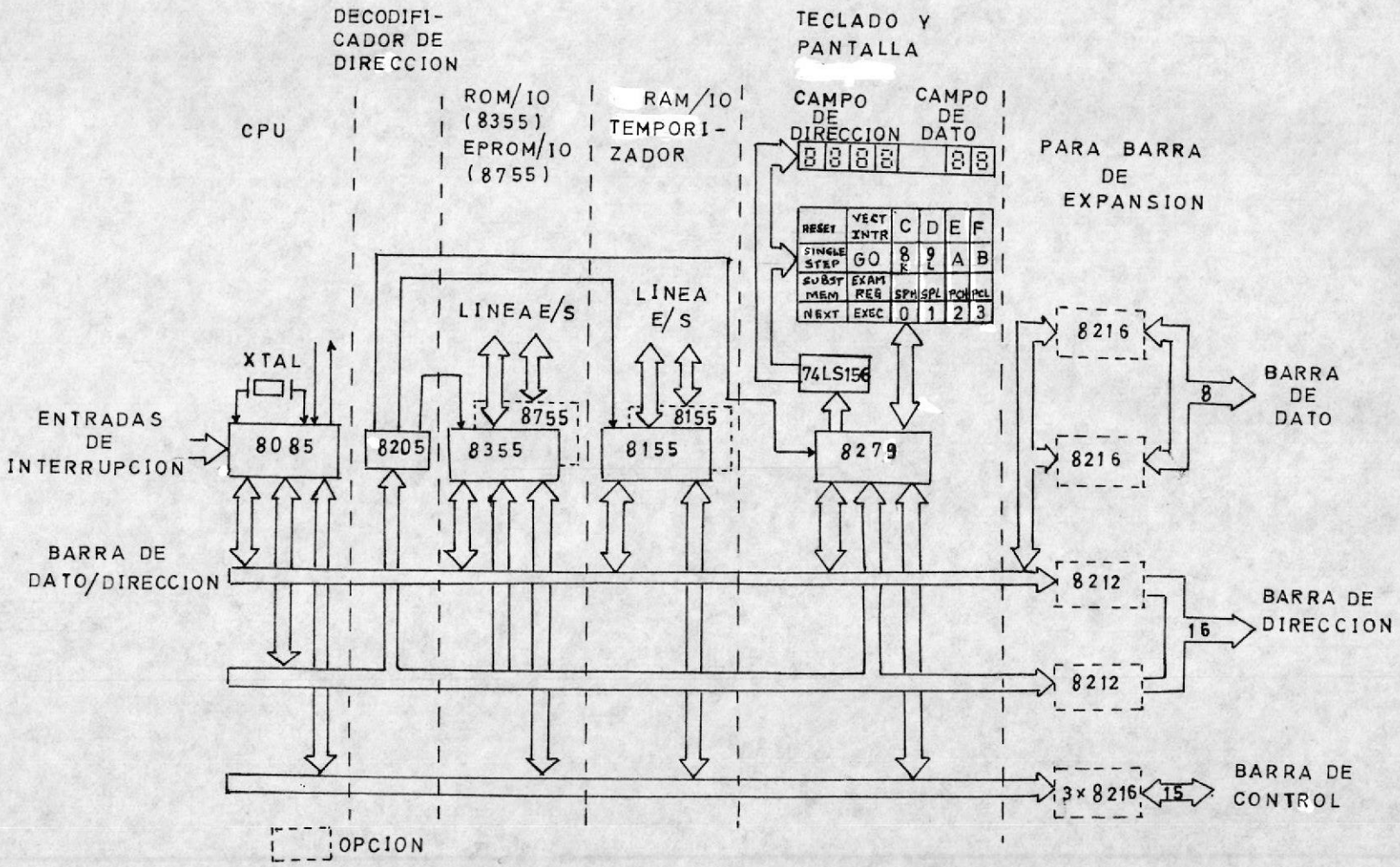


Figura E.1. Diagrama de bloque funcional de SDK-85

Como el sistema de diagrama de bloques muestra, el 8085 deriva su reloj a partir de un cristal.

El 8085 multiplexa sus barras de datos con los 8 bits menos significativo de la barra de dirección. El 8155 y 8355/8755 son memorias-componentes E/S dentro del kit, que son diseñadas para ser compatibles con esta estructura de barra.

El 8085 posee cuatro vectores de interrupción de entrada adicional al tipo de interrupción estandar 8080A. Hay también un par de líneas de datos de entrada y salida en serie (SID, SOD) que pueden ser usados para transmisión de datos.

La frecuencia básica de reloj del 8085 es 3.072 Mhz. (internamente dividido para dos desde la entrada de un cristal de 6.144 Mhz).

El 8155 es un chip altamente integrado, diseñado para compatibilidad con la barra de estructura del 8085 contiene 256 bytes de memoria estática RAM, 22 líneas programable de E/S y un temporizador/contador de 14 bits.

Un 8155 está incluído en el kit de SDK-85 y un espacio dis-

ponible para su expansión dentro del kit. La memoria RAM - en el 8155 es disponible para almacenar el programa del usuario tan bien como almacenamiento temporal de información necesitado por el programa del sistema.

El temporizador del 8155 es usado por el monitor de SDK-85 de rutina paso a paso (single step) para interrupción del proceso siguiendo la ejecución de cada instrucción.

El 8355 y 8755

El 8355 y 8755 son dos chips mas en diseño para la compatibilidad del SDK-85. El 8355 contiene 2048 bytes de programa - máscara de memoria de lectura solamente (ROM) y 16 líneas de E/S. El 8755 tiene una idéntica función y terminales de salida que el del 8355, pero es borrable por medio de luz ultravioleta y reprogramable para memoria de lectura solamente (EPROM) en vez de ROM. El SDK-85 contiene un 8355 o 8755 que está programado con el sistema del monitor, hay un espacio para un segundo 8755 o 8355 para ser colocado en el kit.

El 8279

El 8279 es un chip de controlador de teclado/pantalla que sirve de puente al interfase entre el 8085, el teclado y dio

do de pantalla (LED) en el kit del SDK-85. El 8279 refresca la memoria de la pantalla desde una memoria interna mientras busca de alguna señal de entrada del teclado.

El 8205

El SDK-85 también contiene un chip 8205 (Decodificador de 8 a 1) que decodifica bit dirección de la memoria del 8085 para proveer o habilitar Chip que puede ser 8155, 8355/8755, o el 8279.

APENDICE F

PROGRAMAS DEL SISTEMA PARA CONTROL DE LAZO CERRADO Y LAZO ABIERTO

UELA SUPERIOR
CNICA DEL LITORAL
(ESPOL)

TITULO: PROGRAMA PRINCIPAL (lazo cerrado y/o abierto)

NOMBRE: Mauricio Chaug Wong HOJA Nº 1

FECHA: May/83 DE 5

ON	CODIGO HEX.			MNEMONICO			COMENTARIOS
				ETIQUETA	CODIGO OP.	OPERANDO	
2000	31	C2	20		LXI	SP 20C2	Inicio del punteador
2003	3E	08			MVI	A 08	Habilitar las interrup-
							ciones RST 5.5,6.5y7.5 .
2005	30				SIM		
2006	3E	FF			MVI	A FF	Programando para q' to-
2008	D3	03			OUT	PORT B	dos bits sean de salidas, p' puertas de disparo y
200A	D3	0A			OUT	PORT A	bit selector.
200C	3E	40			MVI	A 40	Poner el bit selector a
200E	D3	08			OUT	PORT 08	uno y almacenarlo.
2010	47				MOV	B,A	
2011	FB				EI		Permita las interrupciones
2012	76				HALT		Alto, espere.
2013	C3	11	20		JMP	2011	Regrese para una nueva
							interrupción.

UELA SUPERIOR
CNICA DEL LITORAL
(ESPOL)

Lazo Cerrado

TITULO: PROGRAMA PARA INTERRUPCION DE RST 6.5 .

NOMBRE: Mauricio Chaug Wong HOJA Nº 2

FECHA: ~~May/83~~ DE 5

ON	CODIGO HEX.			MNEMONICO			COMENTARIOS
				ETIQUETA	CODIGO OP.	OPERANDO	
16	CD	91	20		CALL	DISP	Llame subrutina de disp.
19	79				MOV A,	C	Chequeando si el límite
1A	FE	06			CPI	06	del contador llegó al Max.
1C	C2	21	20		JNZ	2021	No, prøsiga.
1F	OE	00			MVI C	CO	Si,entonces inicialice
							el contador.
21	AF				XRA,	A	Poner la puerta B para
22	D3	OB			OUT	OB	que sea de entrada.
24	3E	3C			MVI A	,3C	Programando p' q'puerta
26	D3	20			OUT	20	C sea de salida,B de entrada y A de entrada.
28	DB	09			INPUT	PORT 09	Entre el dato de referen-
2A	57				MOV D,	A	cia y almacenarlo.
2B	AF				XRA,	A	Generando el pulso de
2E	3C				INR	A	pulso de arranque p'
2F	D3	23			OUT	Port 23	el convertidor A/D.
31	AF				XRA,	A	
33	D3	23			OUT	Port 23	
34	DB	22			INPUT	Port 22	Chequeando si ha termina- do la conversión A/D.
36	E6	40			ANI	40	
38	CA	34	20		JZ	2034	No, vuelva a chequear
3B	DB	21			INPUT	Port 21	Si, recepte los datos
							del convertidor A/D.
3D	92				SUB,	D	Reste al de la referenc.
3E	FA	2F	28		JM ,	282F	Si es menor,vaya a decre- ~~mentar el cargado.~~
41	CA	2E	28		JZ ,	282E	Es igual, retorne.
44	C3	20	28		JMP ,	2820	Si es mayor , vaya a
							incrementar el cargado.

UELA SUPERIOR
CNICA DEL LITORAL
(ESPOL)

TITULO Continuación de la interrupción de RST 6.5.

NOMBRE Mauricio Chaug Wong HOJA Nº 3

FECHA Mayo/ 83 DE 5

Lazo cerrado

ON	CODIGO HEX.			MNEMONICO ETIQUETA	MNEMONICO CODIGO OP.	MNEMONICO OPERANDO	COMENTARIOS
20	2A	OA	28		LHLD	280A	Poner el valor de cargado en HL.
823	23				INX,	H	Aumente el valor de cargado.
824	7C				MOV A,	H	Poner la parte más significativo.
825	FE	B8			CPI ,	B8	Chequear si ha llegado el límite superior.
827	FA	2B	28		JM	282B	No, entonces vaya almacenando el valor modificado.
82A	2B				DCX ,	H	
82B	22	OA	28		SHLD	280A	Si, vuelva el valor anterior.
82E	C9				RET		Retorne
82F	2A	OA	28		LHLD	280A	Poner el valor de cargado a HL.
2832	2B				DCX,	H	Decremente el valor.
2833	7C				MOV A,	H	Chequear si ha llegado el límite inferior.
2834	FE	81			CPI,	81	
2836	F2	3A	28		JP	283A	No, almacene.
2839	23				INX,	H	Si, vuelva su valor
283A	22	OA	28		SHLD	280A	original.
283D	C9				RET		Retorne.
2091	26	28		DISP	MVI, H	28	Poner la dirección de
2093	69				MOV C,	L	la tabla de sequencia,
							la parte más significativo y meno signific.
2094	7E				MOV A ,	M	Sacando los pulsos de
2095	D3	01			OUT	Port 01	disparo
	0C				INR ,	C	Incremente el contador.
					RET		Retorne.

CUELA SUPERIOR
CNICA DEL LITORAL
(ESPOL)

Lazo Cerrado

TITULO: PROGRAMA PARA INTERRUPCION DE RST 7.5

NOMBRE: Mauricio Chaug Wong HOJA Nº 4

FECHA: Mayo/83 DE 5

ON	CODIGO HEX.			MNEMONICO			COMENTARIOS
				ETIQUETA	CODIGO OP.	OPERANDO	
50	78				MOV A	,B	Chequeando el bit se-
51	FE	40			CPI,	40	lector, uno o cero
53	C2	71	20		JNZ,	2071	Es uno, entonces ponga el desfase,
55	00	00	00				Espacio reservalo pa-
1							ra el lazo abierto.
5D	00						
5E	CD	10	28		CALL	CARG 1	Llame para el cargur de desfasamiento.
61	AF				XRA,	A	Poner el bit Selector
62	D3	08			OUT	08	a cero y almacenarlo.
64	47				MOV B	,A	
65	C9				RET		Retorne.
66	00	00	00				Espacio usado en lazo
6A	00						abierto.
6B	CD	80	20		CALL	CARG 2	Cargando para interrup-
							cion a 60ª,(INTE)
6E	0E	00			MVI,	C 00	Inicializando el conta-
70	C9				RET		Retorne. dor.
71	CD	80	20		CALL	CARG 2	Cargue el temporizador
							T2 para interrupcion60º
74	0E	00			MVI,	C 00	Inicialice el contador.
76	CD	91	20		CALL	DISP	Llamando subrutina de
							disparo, para disparar los tiristores.
79	3E	40			MVI ,	40	Poner el bit selector
7B	D3	08			OUT	08	y almacenarlo.
7D	47				MOV A	,B	
7E	C9				RET		Retorne

CUELA SUPERIOR
ECNICA DEL LITORAL
(ESPOL)

TITULO: Continuación de la interrupción RST 7.5

NOMBRE: Mauricio Chaug Wong HOJA Nº 5

FECHA: Mayo / 83 DE 5

Lazo Cerrado y/o abierto

ION	CODIGO HEX.			MNEMONICO			COMENTARIOS
				ETIQUETA	CODIGO OP.	OPERANDO	
080	3E	40		CARG 2	MVI	A 40	Pare el temporizador.
082	D3	28			OUT	PORT 28	
084	3E	5C			MVI	A 5C	Cargado del temporiza-
086	D3	2C			OUT	PORT 2C	dor, para un retardo
088	3E	E1			MVI	A E1	igual a 60º.
08A	D3	2D			OUT	PORT 2D	
08C	3E	C0			MVI	A C0	Arranque el temporiza-
08E	D3	28			OUT	Port 28	dor.
090	C9				RET		Retorne.
				TABLA	DE SEQUENCEO		
300	21						Tabla de sequenceo pa-
301	03						ra generación de pulsos
302	06						de disparo.
303	0C						
304	18						
305	30						
310	3A	0A	28	CARG 1	LDA	280A	Cargar la parte ménos
313	D3	24			OUT	Port 24	significativo al tem-
							porizador T1.
315	3A	0B	28		LDA	280B	Cargar la parte más sig-
318	D3	25			OUT	Port 25	nificativo al temporiza-
31A	3E	C0			MVI A	C0	dor. Arranque el temporiza-
31C	D3	20			OUT	Port 20	dor.
31E	C9				RET		Retorne

UELA SUPERIOR
CNICA DEL LITORAL
(ESPOL)

TITULO: PROGRAMA PRINCIPAL (lazo cerrado y/o abierto)

NOMBRE: Mauricio Chaug Wong HOJA Nº 1

FECHA: May/83 DE 5

ON	CODIGO HEX.			MNEMONICO			COMENTARIOS
				ETIQUETA	CODIGO OP.	OPERANDO	
2000	31	C2	20		LXI	SP 20C2	Inicio del punteador
2003	3E	08			MVI	A 08	Habilitar las interrup-
							ciones RST 5.5,6.5y7.5 .
2005	30				SIM		
2006	3E	FF			MVI	A FF	Programando para q' to-
2008	D3	03			OUT	PORT B	dos bits sean de salidas, p' puertas de disparo y
200A	D3	0A			OUT	PORT A	bit selector.
200C	3E	40			MVI	A 40	Poner el bit selector a
200E	D3	08			OUT	PORT 08	uno y almacenarlo.
2010	47				MOV	B,A	
2011	FB				EI		Permita las interrupciones
2012	76				HALT		Alto, espere.
2013	C3	11	20		JMP	2011	Regrese para una nueva
							interrupción.

CUELA SUPERIOR
CNICA DEL LITORAL
(ESPOL)

TITULO: PROGRAMA PARA INTERRUPCION DE RST 6.5.

NOMBRE: Mauricio Chaug Wong HOJA Nº 2

FECHA: May/83 DE 5

Lazo abierto

ION	CODIGO HEX.			MNEMONICO			COMENTARIOS
				ETIQUETA	CODIGO OP.	OPERANDO	
2016	CD	91	20		CALL	DISP	Llamando la subrutina de disparo.
2019	79				MOV A,	C	Viendo el contador si
201A	FE	06					ha llegado el límit superior.
201C	C2	21	20		JNZ	2021	No; entonces prosiga.
201F	OE	00			MVI C	, 00	Si, entonces inicialice el contador
2021	21	FE	20		LXI H	20FE	Chequeando si algun teclado fue pulsado.
2024	7E				MOV A,	M	Fué pulsado el tecla-
2025	FE	12			CPI ,	12	do GO ?
2027	C2	39	20		JNZ	2039	No; entonces prosiga.
202A	21	OB	28		LXI H	280B	Si, entonces chequee si el contenido de
202D	7E				MOV A,	M	280B llegó al límite
202E	FE	B8			CPI	B8	máximo.
2030	CA	34	20		JZ	2034	Si, anule la acción y retorne.
2033	34				INR ,	M	No, incremente el contenido de 280B.
2034	AF				XRA,	A	Borrando el de teclado.
2035	32	FE	20		STA	20FE	
2038	C9				RET		Retorne.
2039	FE	13			CPI	13	Fué pulsado el teclado SUBT?
203B	C2	34	20		JNZ	2034	No, entoces regrese.
203E	21	OB	28		LXI H	280B	Si, entonces chequee
2041	7E				MOV A,	M	si llegó el limite inferior.
2042	FE	82			CPI	82	
2044	CA	34	20		JZ	2034	Llegó , omita la acción y retorne.
2047	35				DCR,	M	No, entonces decremente
2048	C3	34	20		JMP	2034	el contenido de 280B.

ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL
(ESPOL)

TITULO: Continuación de la interrupción RST 6.5.

NOMBRE: Mauricio Chaug Wong HOJA Nº 3

FECHA: May/83 DE 5

Lazo Abierto.

CION	CODIGO HEX.		MNEMONICO			COMENTARIOS
			ETIQUETA	CODIGO OP.	OPERANDO	
2091	26	28	DISP	MVI,	H 28	Poniendo la dirección de la tabla de seque-
2093	69			MOV C,	L	ceo, la parte más sig-
						nificativo y menos sig- nificativo.
2094	7E			MOV A,	M	Sacando los pulsos de
2095	D3	01		OUT	Port 01	disparo
2097	0C			INR,	C	Incrementando el conta- dor.
2098	C9			RET		Retorne.

UELA SUPERIOR
CNICA DEL LITORAL
(ESPOL)

Lazo abierto

TITULO Programa para interrupción RST 7.5

NOMBRE Mauricio Chaug Wong HOJA Nº 4

FECHA May/83 DE 5

ON	CODIGO HEX.			MNEMONICO			COMENTARIOS
				ETIQUETA	CODIGO OP.	OPERANDO	
	78				MOV A,	B	Chequeo de bit selec-
51	FE	40			CPI ,	40	tor, si es uno o cero
53	C2	71	20		JNZ	2071	Fue uno , entonces, pon-
56	3A	0B	28		LDA	280B	ga el desfase. Viendo el contenido de
59	FE	9C			CPI	9C	280B , halla o no el
							valor crítico para la sincronización.
5B	CA	66	20		JZ	2066	Si, entonces dispare a
5E	CD	10	28		CALL	2810(CARG1)	60º directamente. Llame para el cargue de
61	AF				XRA,	A	desfasamiento. Poner el bit selector
62	D3	08			OUT	Port 08	a cero y almacenarlo.
64	47				MOV,B ,	A	
65	C9				RET		Retorne
66	0E	05			MVI C	05	Poner el contador a 60º.
68	CD	91	20		CALL	DISP	LLamando subrutina de disparo.
6B	CD	80	20		CALL	CARG 2	Cargando para interrup-
6E	0E	00			MVI C ,	00	ción a 60º. Inicializando el conta-
70	C9				RET		dor. Retorne.
71	CD	80	20		CALL	CARG 2	
74	0E	00			MVI C,	00	
76	CD	91	20		CALL	DISP	
79	3E	40			MVI A	40	Poner el bit selector
7B	D3	08			OUT	Port 08	a uno y almacenarlo.
7D	47				MOV B ,	A	
7E	C9				RET		Retorne.

BIBLIOGRAFIA

1. BIBBERO P.J., Microprocessor in instruments and control, John Wiley Interscience, New York, 1977 p. 42-59, 155-175.

2. BOYLESTAD R. AND NASHELSKY L., Electronic Devices and Theory, prentince-Hall, Third edition 1974, p. 503-507.

3. DILLINGHAM EDWARD, Microcomputer Training Course (8080). Integrate Computer Systems Inc., Interfase, Volumen 2, Los Angeles, 1979.

4. DORF R. C., Sistema Automático de Control. Teoría y Práctica. Fondo Educativo Interamericano, Segunda Edición, México, 1977.

5. FLETCHER W.I., An Engineering approach to Dogital, Prentice Hall, New Jersey 1980.

6. INTEL CORPORATION, SDK-85 System Design Kit User's Manual, Inter Corporation, Santa Clara, 1978.

7. INTEL CORPORATION, MCS-85 User's Manual, Intel Corporation, Santa Clara, 1978.

8. IZUMI T., YAMOZOE M. AND NAKANO T., A Microprocessor base control system of thiristor converter DC motor drives, Proceeding IEC179 Industrial and applications of microprocessors

March 19-21, 1979, p. 284-288.

9. LANGSDORF A. S., Principios de máquinas de Corriente Continua, Sexta Edición, Mc Graw Hill Book Company, Madrid. 1964.

10. LARCO GOMEZ A., Diseño y Construcción de una fuente de corriente a tiristores controlada digitalmente y su aplicación al control de torque de un motor DC., Escuela Superior Politécnica del Litoral, Guayaquil, 1982.

11. LARSE D.G., RONY P.R.AND TITUS J.A., Experiments in Digital Electronic and 8080A microcomputer programming and interfacing, Howard W., Sam S. Co. Inc. Indianapolis, firsth Edit. 1978.

12. LEVENTHAL WALSH C. Microcomputer Experimentation wich the SDK-85, Prentice-Hall, San Diego, 1980.

13. LINDSAY F. J., An Electromechanical Network Model of the DC Motor, IEEE transactions on industry applications, Nº 3, May/June 1978, p. 227-233.

14. OLIVIER G. AND APRIL G., Optoisolators slash cost of three phase detector, Electronics Vol. 51 Nº 24, Nov. 1978, p.146.

15. OLIVIER G., STEFANOVIC V.R. AND JAMIL M.A.; Digitally Con-

trolled Thiristor current source, IEC179 proceedings Industrial and Control Applications of Microprocessors, March 19-21, 1979, p. 289-295.

16. PELLY B.R., Thiristor phase-controlled converters and cyclo converters, John Wiley - Interscience, New York, 1971.

17. R.S. COMPONENTS LIMITED (Data Sheet), A/D Converter I.C. - 309-464, An Electrocomponents Group Company, London, 1980.

18. RICE J.B. AND NICJELS L.E., Commutation dv/dt Effects in thiristor Three-Phase Bridge Conberters, IEEE Transactions on Industry and General Applications, vol. IGA-4 Nov/Dec. 1968, p. 665-672.

19. SYLVANIA ECG SEMICONDUCTORS, Master replacement guide, Philips, ECG Inc., Williamsport, 1981.

20. TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, The TTL data book second - Edition, Texas Instruments, Inc., Dallas, 1976.

21. ZAKS RODNAY, Microprocesadores del chip al sistema, Marcombo, Boixareu Editores, Barcelona, 1980.