



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería Eléctrica



“DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CIRCUITO PARA
CONTROLAR UN MOTOR DE INDUCCION DE ROTOR
DEVANADO COMO MOTOR DE PASO, BASADO EN EL
COMPUTADOR: COCO 1.1”

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD:

Especialización: ELECTRONICA

Presentado por:

MARCOS LEOPOLDO MAYORGA FLORES

Guayaquil - Ecuador

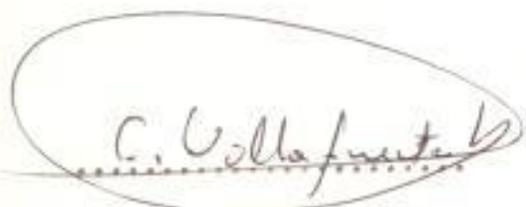
1.988

AGRADECIMIENTO

A mis padres, quienes se esforzaron por darme una educación.

Al Ing. Edgar Izquierdo, Director de Tesis, por la colaboración prestada en el desarrollo de este trabajo.

A todas las personas que en forma desinteresada contribuyeron con la realización de esta tesis.

A handwritten signature in cursive script, enclosed within a large, hand-drawn oval. The signature appears to read "C. Villafuerte".

Ing. Carlos Villafuerte

SUB-DECANO

A handwritten signature in cursive script, consisting of several overlapping loops and flourishes.

Ing. Edgar Izquierdo

DIRECTOR DE TESIS

A handwritten signature in cursive script, featuring a large, sweeping initial letter 'J'.

Ing. Juan Del Pozo

M. PRINCIPAL

A handwritten signature in cursive script, with a prominent initial letter 'P'.

Ing. Pedro Carlo

M. PRINCIPAL

DECLARACION EXPRESA

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

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

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Marcos Leopoldo Mayorga Flores', is written over a horizontal dashed line.

MARCOS LEOPOLDO MAYORGA FLORES

R E S U M E N

En el presente trabajo de tesis se describe el diseño, construcción y resultados de un circuito controlador, basado en el minicomputador COCO II, para el control no convencional de un motor de inducción de rotor devanado funcionando como motor de paso. En el desarrollo de la misma se presenta una breve introducción teórica del funcionamiento y control de los motores de paso DC convencionales y sus aplicaciones más frecuentes.

A continuación se presenta el principio de funcionamiento del motor de inducción como motor de paso, así como también el del circuito modulador de fase que constituye la parte fundamental del circuito de control.

El equipo completo comprende:(a) La Etapa de Potencia, que se encuentra conformado por tres inversores monofásicos los mismos que producen los voltajes de excitación necesarios para los devanados del motor; y,(b) El Circuito de Control del Sistema de Potencia, que genera los pulsos requeridos por los transistores, permitiendo obtener las formas de onda de voltaje requeridos a la salida de los inversores. Como el sistema de control se basa en el minicomputador COCO II, se requiere de un programa adecuado para tal efecto.

Los resultados de operación del sistema pueden ser observados en las fotos de las señales en el osciloscopio, tanto del sistema de control como el de potencia. También se presenta una secuencia completa de las principales señales del sistema de control, mostradas en la pantalla del televisor, para un análisis objetivo de las mismas.

Los detalles de la construcción de todo el sistema pueden ser observados en las fotos de la tarjeta de control, y en las correspondientes a la placa en que se ha montado la etapa de potencia.

INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN.....	V
INDICE GENERAL.....	VII
INDICE DE FIGURAS.....	IX
INTRODUCCION.....	XIII
I. DESCRIPCION DE LOS MOTORES DE PASO.....	
1.1 Características de un motor de paso.....	15
1.1.1 Ventajas de un motor de paso.....	16
1.2 Construcción y operación de un motor de paso.....	17
1.3 Técnica de control de un motor de paso...	23
1.4 Técnica de control de un motor de inducción funcionando como motor de paso.	26
1.5 Aplicaciones de los motores de paso.....	28
II DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LOS SISTEMAS DE CONTROL Y FUERZA QUE COMANDAN EL MOTOR DE INDUCCION COMO MOTOR DE PASO.....	
2.1 Funcionamiento del motor de inducción como motor de paso.....	31
2.2 Diseño del sistema de control.....	34
2.2.1 Diagrama de bloques del sistema....	34
2.2.2 Modulador de fase.....	36

	VIII
2.2.3 Circuito modulador de fase modificado.....	39
2.2.4 Implementación del circuito de control.....	42
2.3 Construcción del circuito de control.....	57
2.4 Diseño del sistema de fuerza.....	57
2.4.1 Diagrama de bloques del sistema....	61
2.5 Construcción de los inversores.....	62
III PRUEBAS Y RESULTADOS.....	
3.1 Mediciones y formas de onda.....	70
3.1.1 Formas de onda del circuito de control.....	70
3.1.2 Formas de onda del circuito de potencia.....	75
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	84
APENDICE A: Diagrama esquemático del sistema.....	86
APENDICE B: Listado de los programas.....	89
APENDICE C: Manual del usuario.....	104
BIBLIOGRAFIA.....	106

INTRODUCCION

La automatización de los procesos tecnológicos ha permitido la utilización cada vez más frecuente de los motores de paso, a tal punto de hacerse imprescindible en muchos casos. Esto ha permitido el desarrollo de nuevos motores de paso con principios de funcionamiento diferentes y controlados a base de microcomputadores.

El Principio de funcionamiento en que se basa el motor de inducción para poder trabajar como motor de paso es el de un campo magnético alterno que es generado en el estator, el mismo que gira o rota un ángulo específico indicado por el circuito de control, lo cual hace alinearse al rotor con este campo, en el cual existe también un campo magnético de iguales características que interactúan con el del estator para girar el ángulo.

El sistema comprende la parte de control y la de fuerza.

-El sistema de control está basado en el minicomputador COCO II, el cual permitirá posicionar al rotor a la requerida por el usuario.

-El sistema de fuerza estará constituido por tres inversores monofásicos a base de transistores, los cuales alimentarán los devanados del estator y del

rotor.

En el Capítulo I, se realizará una breve exposición teórica sobre los motores de pasos convencionales. En el Capítulo II se presenta el principio de funcionamiento, diseño y construcción del sistema de control y de fuerza, así como también del programa de control requerido. Y, en el Capítulo III se indican los resultados y señales de mayor interés en el sistema.

CAPITULO I

DESCRIPCIÓN DE LOS MOTORES DE PASO

1.1 Características de un motor de paso.

Una de las principales características de los motores de paso es que su eje o rotor gira un ángulo (o paso) fijo por cada pulso enviado por el sistema de control que lo gobierna, pudiendo hacerlo en cualquier dirección de rotación de acuerdo a la secuencia de excitación de los devanados del estator. El resultado de este tipo de movimiento es lo que lo caracteriza para posicionar su rotor en una conocida posición y dirección (1).

Los motores de paso son típicamente de 200, 180, 144, 72, 24 y 12 pasos por revolución. Esto da un incremento angular por paso de 1.8, 2.2, 2.5, 5, 15 y 30 grados respectivamente. Cada motor es construido para un ángulo de paso en particular, pudiendo hacerlo también a la mitad de este paso pero con la desventaja de la reducción del torque (1).

Los motores de paso son gobernados por un circuito lógico y un accionador alimentado por una fuente DC. Por medio del circuito lógico se fija la posición

angular deseada, al generar una secuencia de pulsos que ingresan al accionador, siendo este último el que conmuta las bobinas del estator para posicionar al rotor. Esta característica de funcionamiento, permite que un sistema de posición que use un motor de paso sea de lazo abierto, lo cual no es posible para los sistemas que utilicen un servomotor, los cuales deben trabajar en lazo cerrado. Los motores de paso normalmente disponibles están limitados a una potencia menor a un HP. Sin embargo, los servomotores DC son disponibles a potencias más elevadas y utilizados para las aplicaciones que trabajen con cargas pesadas (1).

Existen tres clases de motores de paso: de imán permanente, de reluctancia variable e híbridos. Los motores de reluctancia variable presentan la característica de no tener un imán permanente en el rotor, por lo cual, no presentan un torque residual al no estar energizados, a diferencia de los de imán permanente. Los motores híbridos tienen una serie de mecanismos que convierten un tren de pulsos eléctricos en movimiento a la vez que amplifican su torque o potencia (2).

1.1.1 Ventajas de un motor de paso.

Un sistema de posición implementado con un motor de paso ofrece las siguientes ventajas

(4):

- Un motor de paso es inherentemente un mecanismo de movimiento discreto. Por tal razón es más compatible con las técnicas modernas de control digital y es adaptable más fácilmente para interconectar con otros componentes digitales.
- El error de posición en los motores de paso no es acumulativo.
- Es posible conseguir un control preciso de posición y de velocidad con el motor de paso en lazo abierto.
- El proceso de diseño del sistema de control del motor de paso es simple.

1.2 Construcción y operación de un motor de paso.

El funcionamiento de un motor de paso se basa en la teoría básica de los imanes permanentes que establece que polos iguales se repelen y polos diferentes se atraen. Para explicar el funcionamiento de un motor de paso nos basaremos en el tipo de imán permanente el cual es uno de los más comunes (1). Consideremos la figura 1.1 donde las bobinas A y B forman los devanados del estator las cuales están energizadas de tal forma que el devanado A forma un polo norte y el

devanado B un polo sur, el rotor esta constituido por un imán permanente, el cual tiene en un primer instante la posición indicada en la figura 1.1. Por efecto de la repulsión que se ejerce con los polos

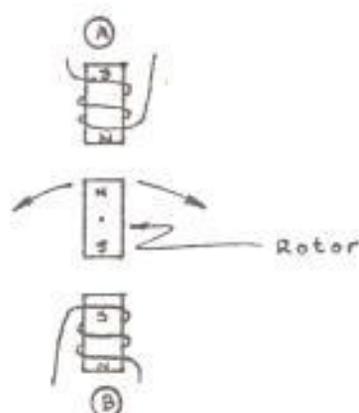


Fig 1.1 Configuración básica de un motor de paso.

formados por el estator el rotor tiende a girar en cualquier dirección la cual es imposible determinar con esta configuración básica del motor de paso(2). En la práctica el eje del rotor consiste de un imán orientado axialmente con dos ruedas dentadas en los extremos del mismo (figura 1.2), lo cual permite que se forme un polo en cada uno de los dientes del mismo. Los dientes del terminal norte del rotor están desfasados 180° con relación a los dientes del terminal del polo sur (1) como se muestra en la figura 1.3.

El estator, está compuesto por varios polos magnéticos generados por devanados independientes, estos polos también son dentados. El número de

dientes en el rotor es diferente a los del estator,

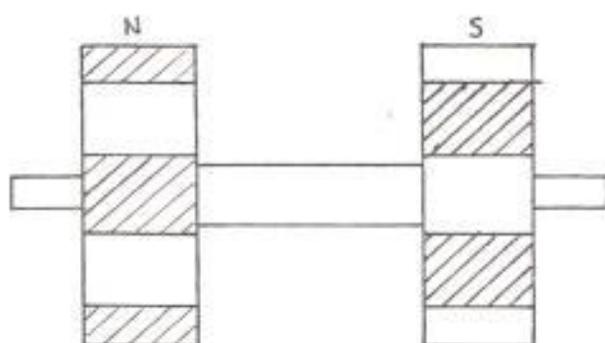


Fig. 1.2 Vista lateral del rotor con las ruedas dentadas en los extremos.

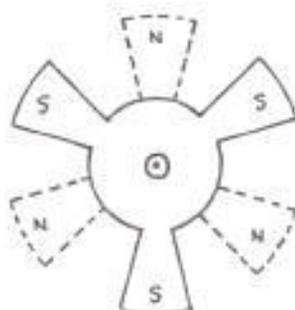


Fig. 1.3 Vista frontal del rotor mostrando el desfase de 180° entre los polos.

por lo que no todos los dientes en el rotor se alinearán con los del estator, este factor es el que determina que el rotor tenga un sentido de giro predecible, evitándose la incertidumbre en su rotación como se vió en la configuración básica. En la figura 1.4 podemos observar el rotor y el estator en conjunto y varias secuencias de energización de las bobinas del estator las cuales explicaremos a continuación (1).

Consideremos un terminal sur S1 del rotor (figura 1.4-A) y los devanados A y C del estator los cuales son energizados para formar un polo norte y sur respectivamente y con los devanados B y D desenergizados, el rotor se alineará con el polo A (figura 1.4-A). Si los devanados B y D son energizados ahora para formar un polo norte y sur respectivamente y desenergizando A y C, el rotor girará en dirección de las manecillas del reloj hasta alinearse con los polos B y D (figura 1.4-B) por la atracción que es ejercido a los polos del rotor. Para que el rotor gire otro paso los devanados A y C son nuevamente energizados pero de tal forma que tenga polaridad contraria a la inicial y con B y D desenergizados, esto hace que el rotor se alinee con los polos A y D (figura 1.4-C). Para continuar la rotación en dirección de las manecillas del reloj se energizaran los devanados B y D con polaridad inversa

a la inicial y con A y C desenergizados (figura 1.4-D). Para el siguiente paso se energizan A y C con la polaridad que tenían originalmente. Repitiendo la secuencia de energización de las bobinas del estator anteriormente descrita continuará la rotación por pasos en dirección de las manecillas del reloj.

Si se desea que el rotor gire por pasos en contra de las manecillas del reloj la energización y desenergización de los devanados se hará en orden inverso sea cual fuere la secuencia en que nos encontremos. Para obtener una mayor resolución o un ángulo de paso menor del motor descrito anteriormente, se puede agregar más devanados en el estator o maquinar más dientes tanto en el estator como en el rotor dado que cada uno de ellos actúa como un polo. De esta forma es como el número de pasos por revolución puede ser incrementado a 200 o más con un número mínimo de devanados. Los terminales de los devanados son normalmente conectados internamente con tres a ocho conductores que salen del mismo para conexiones externas. Un diagrama simplificado de un motor standard de tres terminales es mostrado en la figura 1.5, así como también la secuencia de conmutación de los interruptores para hacer rotar el motor en contra o a favor de las manecillas del reloj.

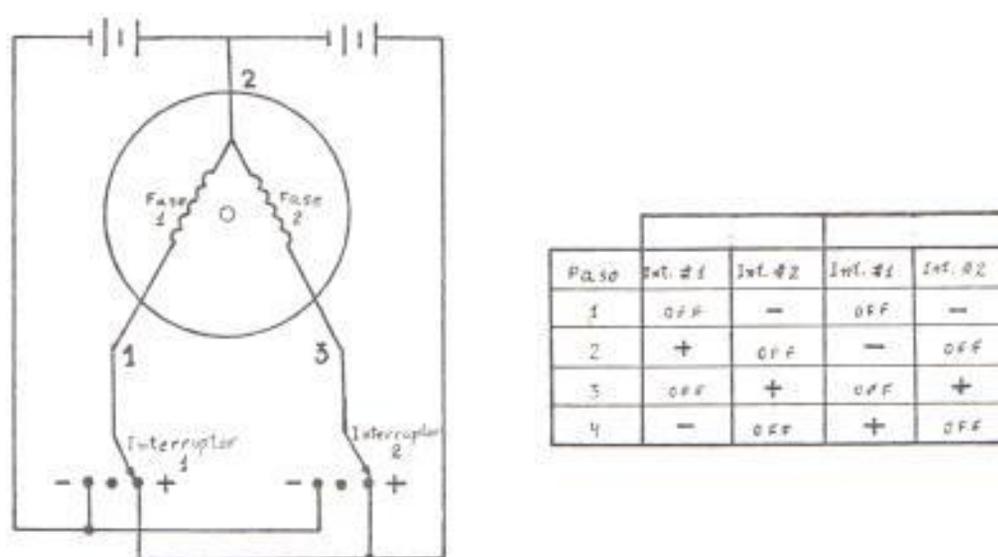


Fig. 1.5 Diagrama de un motor de paso standard de tres terminales y la secuencia de energización de sus devanados.

1.3 Técnica de control de un motor de paso.

Los sistemas de control para motores de paso pueden ser clasificados como de lazo abierto y lazo cerrado, y dependiendo de estas dos categorías hay muchos esquemas diferentes de control (5). En general, dado un motor de paso, uno puede obtener diferentes niveles de rendimiento para el motor, dependiendo de la simplicidad o complejidad del control aplicado al motor.

El diagrama de bloques de la figura 1.6 muestra los elementos básicos de un sistema de control de un motor de paso (4). El sistema de control consiste de:

bloque para la secuencia lógica de pulsos, conmutadores de potencia, fuentes de poder, circuitería para limitar corriente o voltaje, y un decodificador para lazo cerrado cuando sea necesario. La diferencia entre el control de lazo cerrado y el de lazo abierto es, esencialmente, en que este último no tiene el decodificador para censar la posición y/o la velocidad del motor.

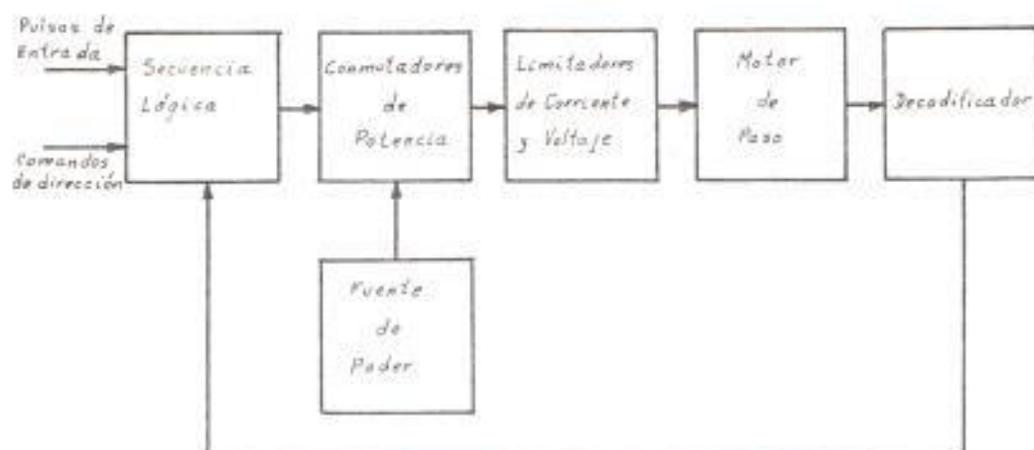


Fig. 1.6 Diagrama de bloques típico de un sistema de control de motor de paso.

Dado que no es materia de esta tesis el estudio de estos sistemas, se procederá a una breve descripción de los bloques de la figura 1.6.

El bloque de secuencia lógica acepta los pulsos de entrada junto con el comando de dirección y suministra las señales de bajo nivel para cada uno de los conmutadores de potencia. La sección lógica contiene un contador de anillo de n etapas, donde n

es el número de fases del motor. El pulso de entrada al contador causa su desplazamiento a la derecha o izquierda dependiendo del comando de dirección y, consecuentemente, secuenciar el voltaje aplicado a las fases del motor a favor o en contra de las manecillas del reloj. El contador puede ser inicializado para que una o más fases sean energizadas al mismo tiempo. Por ejemplo, un motor de paso de cuatro fases con una sola fase energizada a la vez tiene una específica dirección de rotación y secuencia de energización de sus fases: A, B, C, D, A, B,.....El mismo motor con dos fases energizadas al mismo tiempo tiene la siguiente secuencia: AB, BC, DA, AB,.....El diagrama de tiempo para estas dos secuencias son mostradas en la figura 1.7 y figura 1.8 respectivamente. La lógica puede ser de diferentes formas para conmutar las fases del motor, dependiendo del tipo de motor de paso utilizado (4).

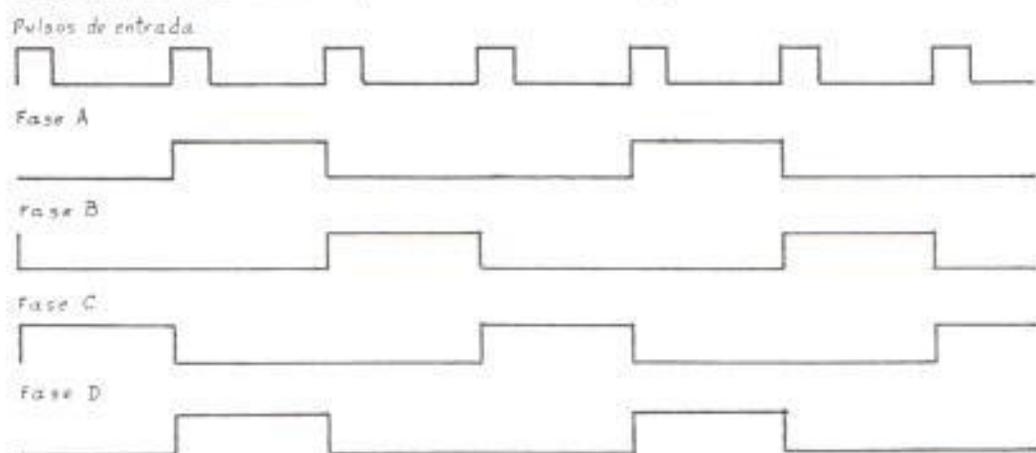


Fig. 1.7 Secuencia de energización de las fases de un motor de paso una a la vez.

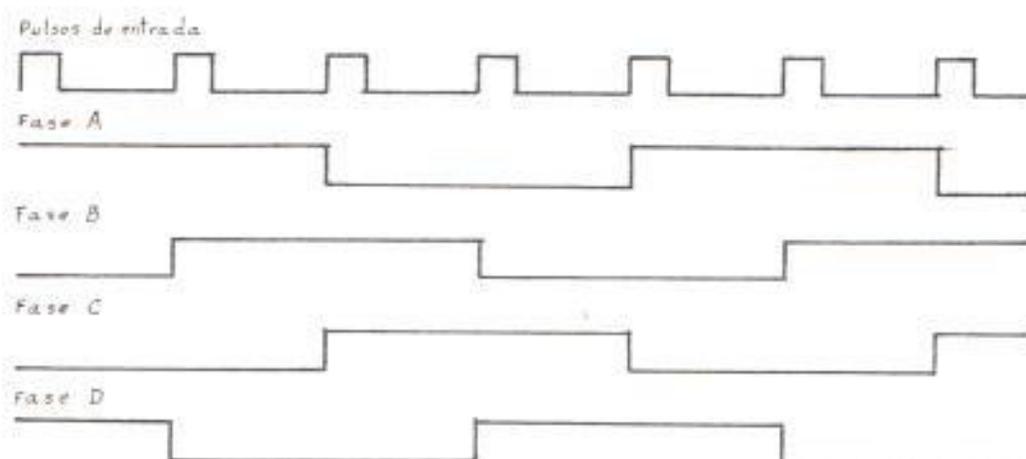


Fig. 1.8 Secuencia de energización de las fases de un motor de paso dos a la vez.

La evolución de los sistemas de control de motores de paso ha ido al mismo ritmo que la evolución de los circuitos digitales, haciendo económico su uso. Casi diariamente, un nuevo circuito digital aparece con características o subfunciones que previamente requiere un número dado de elementos separados. El resultado es que ahora es menos caro comprar un minicomputador que construir un sistema de control secuencial, y solamente parte de la capacidad del computador es utilizado (4).

1.4 Técnica de control de un motor de inducción funcionando como motor de paso.

El desarrollo de esta tesis permite la utilización,

no convencional, de un motor de inducción como motor de paso. Para tratar sobre sus técnicas de control, se explicará brevemente su funcionamiento para posteriormente ampliarlo con mayor detalle. El principio de funcionamiento de este motor de paso es como sigue: un campo magnético alterno es generado en el estator con dos o tres fases, este campo magnético gira o se desplaza por la acción del circuito de control, cuando una señal de control es dado, el rotor, que también tiene un campo magnético alterno, sigue el desplazamiento del campo del estator, teniendo el mismo resultado que un motor de paso convencional (8). La figura 1.9 muestra un diagrama de bloques para el sistema de control.

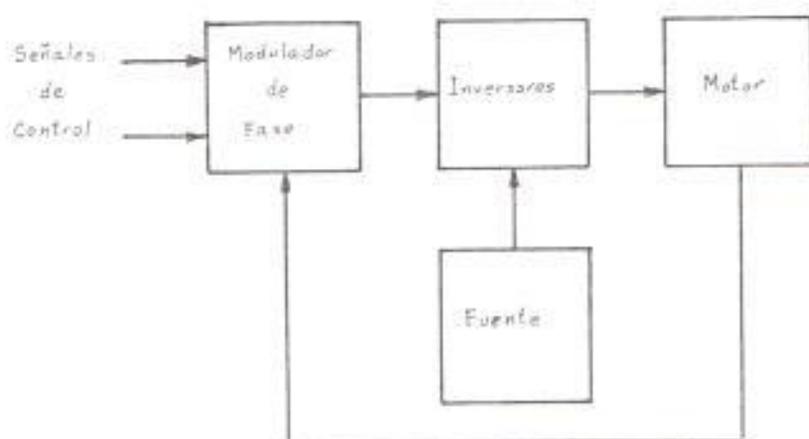


Fig. 1.9 Diagrama de bloques del sistema de control del motor de inducción como motor de paso.

Una parte importante del sistema lo constituye el modulador de fase, el cual puede ser implementado totalmente con un circuito digital o por medio de un

sistema basado en un microcomputador, este último presenta mayor versatilidad en relación al control secuencial de los pasos, giros o velocidad del motor para una aplicación determinada, dado la facilidad de cambiar la secuencia con pocos cambios en los programas una vez que se han elaborado las subrutinas principales.

1.5 Aplicaciones de los motores de paso.

Debido a la automatización de procesos tecnológicos, la utilización de los motores de paso se ha ido incrementando día a día. El campo de aplicación es grande y variado y virtualmente ilimitado. A continuación se da una lista de aplicaciones típicas donde la seguridad, repetibilidad y confiabilidad son importantes (2).

APLICACIONES	USO
PERIFERICOS DE COMPUTADORES	
Impresoras.	Alimentadoras de papel.
Impresoras matricial.	Posicionador de cabeza de impresión.
Impresora.	Enrolladora de cinta.
Disco Flexible.	Posicionador de cabeza de lectura.

Graficador (Plotter)	Posicionador X-Y-Z
----------------------	--------------------

MAQUINAS

Máquinas copiadoras	Alimentadoras de papel, posicionador de lentes.
---------------------	--

Sistemas bancarios	Posicionador de tarjetas de crédito.
--------------------	---

Máquinas de escribir	Posicionador de cabeza.
----------------------	-------------------------

Lectoras de tarjetas	Posicionador de tarjetas
----------------------	--------------------------

PROCESOS DE CONTROL

Ajuste de carburador	Ajuste de mezcla aire- combustible.
----------------------	--

Control de válvulas	Medidor de gas y flúido.
---------------------	--------------------------

Líneas de ensamblaje	Posicionador de partes.
----------------------	-------------------------

Accesorios para laser	Posicionador X-Y.
-----------------------	-------------------

Sistemas de manipulación de correo.	Alimentadores y posicio- nadores de cartas.
--	--

Transportadores	Manipulador principal
-----------------	-----------------------

MAQUINAS HERRAMIENTAS

Máquinas laminadoras	Mesa posicionadora X-Y-Z
----------------------	--------------------------

Máquina taladradora	Mesa posicionadora X-Y
---------------------	------------------------

Cortador laser	Posicionador X-Y-Z
----------------	--------------------

CAPITULO II

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LOS SISTEMAS DE CONTROL Y FUERZA QUE COMANDAN EL MOTOR DE INDUCCION COMO MOTOR DE PASO.

2.1 Funcionamiento del motor de inducción como motor de paso.

Para el desarrollo de esta tesis se ha utilizado un motor de inducción bifásico de rotor devanado para trabajar como motor de paso, pero igualmente se puede usar bajo el mismo principio de funcionamiento un motor sincro por tener igual forma de distribución de sus devanados, pudiendo ser trifásico o bifásico en ambos casos(8).

La figura 2.1 muestra los devanados del estator del motor bifásico con los devanados A y B excitados por un voltaje AC de la forma $V\cos\theta\text{Sen}\omega t$ y $V\text{Sen}\theta\text{Sen}\omega t$ respectivamente. Asumiendo que las corrientes están en fase con los voltajes, las corrientes producidas serán:

$$I_A = I\text{Sen}\theta\text{Sen}\omega t$$

$$I_B = I\text{Cos}\theta\text{Sen}\omega t$$

Los cuales producen los flujos \mathcal{F}_A y \mathcal{F}_B que siempre están en la dirección de los ejes indicados en la

figura 2.1. Despreciando la saturación el flujo es

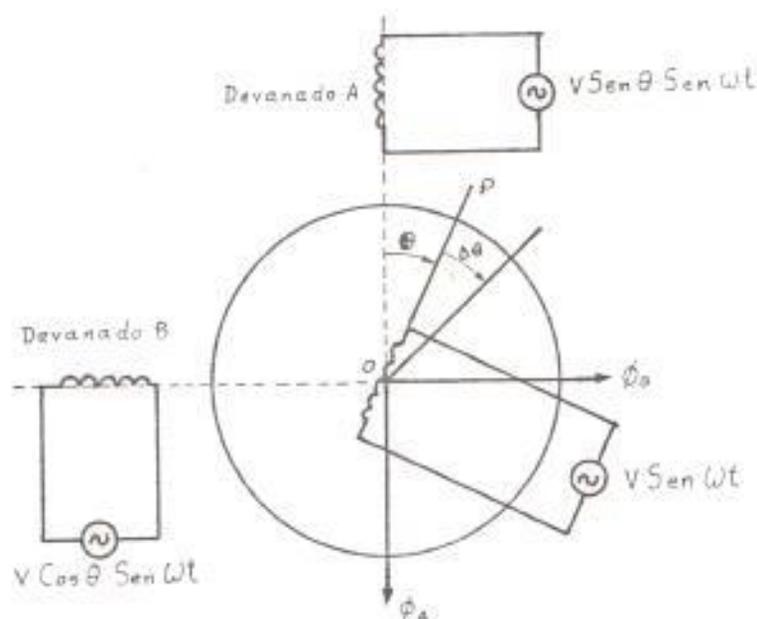


Fig. 2.1 Devanado del estator y forma de onda de excitación de los mismos.

proporcional a la corriente y está en fase con esta. Si \mathcal{B} representa el valor pico de flujo, el flujo sobre el eje vertical \mathcal{B}_A puede representarse por:

$$\mathcal{B}_A = j\mathcal{B} \text{ Sen } \theta \text{ Sen } \omega t$$

y el flujo sobre el eje horizontal \mathcal{B}_B viene representado por:

$$\mathcal{B}_B = \mathcal{B} \text{ Cos } \theta \text{ Sen } \omega t$$

Estos flujos se combinan vectorialmente para producir un flujo total representado por:

$$\begin{aligned} \mathcal{B}_T &= \mathcal{B}_A + \mathcal{B}_B = \mathcal{B} \text{ Cos } \theta \text{ Sen } \omega t + j\mathcal{B} \text{ Sen } \theta \text{ Sen } \omega t \\ &= \mathcal{B} \text{ Sen } \omega t [\text{Cos } \theta + j \text{ Sen } \theta] \\ &= \mathcal{B} \text{ Sen } \omega t [e^{j\theta}] \end{aligned}$$

$$= \phi \text{Sen}Wt [1 \underline{\theta}]$$

$$\phi_r = \phi \text{Sen}Wt \underline{\theta}$$

De esta última expresión fasorial para el flujo total podemos observar que este fasor tiene una amplitud variante en el tiempo en la forma $\text{Sen}Wt$ pero con la característica especial de tener una fase constante θ . Como resultado de este flujo se genera un campo magnético de iguales características en la dirección de OP en el estator.

El devanado del rotor es energizado con $V\text{Sen}Wt$ (figura 2-1) el cual da origen a un campo magnético también de iguales características.

Como resultado de estos dos campos magnéticos alternos (del estator y rotor) un torque es generado el cual alinea al rotor en la dirección OP (figura 2-1), y no se producirá otra vez la rotación hasta no cambiar el ángulo. Por lo tanto si en los voltajes de excitación de los devanados del estator se introduce un incremento $\Delta\theta$ en el ángulo, cuando un pulso de control es dado, el rotor girará un ángulo $\Delta\theta$ (figura 2-1), y las expresiones de los voltajes se transformarán en: $V\text{Cos}(\theta+\Delta\theta)\text{Sen}Wt$ y $V\text{Sen}(\theta+\Delta\theta)\text{Sen}Wt$.

Por lo tanto, por medio de un circuito de control, denominado modulador de fase, el cual convertirá

$V\cos \text{ Sen}\omega t$ y $V\text{Sen} \text{ Sen}\omega t$ a $V\cos(\theta+\Delta\theta)\text{Sen}\omega t$ y $V\text{Sen}(\theta+\Delta\theta)\text{Sen}\omega t$ respectivamente, es factible controlar el motor de inducción bifásico como motor de paso(θ).

2.2 Diseño del sistema de control.

El sistema de control se ha previsto hacerlo en base al minicomputador COCO II, al cual se agregará una interfase en el conector de cartuchos del mismo para obtener las señales adecuadas para el sistema de fuerza. En los subcapítulos que vienen a continuación se describirá en detalle el diseño del sistema de control.

2.2.1 Diagrama de bloques del sistema.

El sistema de control consta de varios bloques o elementos como se muestra en la figura 2.2 los cuales son: el minicomputador, el decodificador, las puertas de entrada/salida y el modulador de fase.

- Minicomputador: Constituye la parte fundamental del sistema de control, el cual permite, por medio de un programa elaborado en lenguaje ensamblador, el ingreso de la información para indicar el sentido de giro de rotación y los pasos que se desean dar. Una vez ingresada la información el programa

la procesa y la transfiere a través de la barra de datos a los demás bloques del sistema de control.

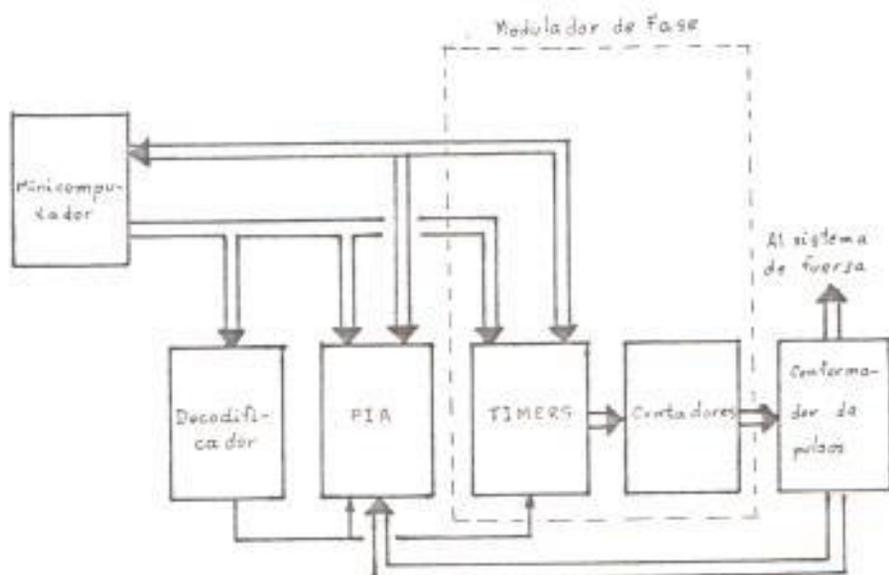


Fig. 2.2 Diagrama de bloques general del sistema.

- Decodificador: Permite habilitar tanto los temporizadores (TIMERS) como el PIA cuando estos son requeridos.
- Puertas de entrada/salida (PIA): Este es un circuito integrado que tiene dos barras de datos bidireccionales de 8 bits, que permiten recibir o enviar datos a través de ellos, según como se requiera.
- Modulador de fase: En este bloque, una señal

de control produce el desfaseamiento de las señales de salida del mismo, las cuales luego de pasar por el conformador de pulsos, van a los inversores.

2.2.2 Modulador de fase.

Inicialmente se presentará el esquema básico del modulador de fase para una sola bobina del estator, para luego ilustrar el diagrama modificado para el conjunto de bobinas del motor.

Como se indicó anteriormente la factibilidad de controlar el motor de inducción como motor de paso radica en un circuito modulador de fase, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 2.3 y cuyos bloques sumador y restador juegan un papel importante en este circuito(8).

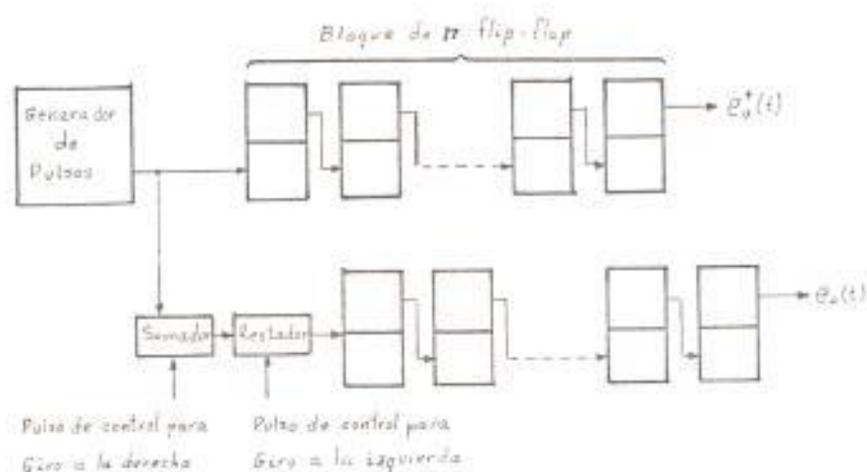


Fig. 2.3 Diagrama de bloques del modulador de fase en su forma básica.

El circuito generador de pulsos envía en su salida la señal de reloj de frecuencia constante, necesaria para el funcionamiento de los flip-flops.

El sumador intercala un pulso entre dos pulsos consecutivos del generador cuando un pulso de control se presenta, lo cual produce un adelanto de fase de $e_o(t)$ con respecto a la señal de referencia $e_o^*(t)$. El restador, elimina un pulso del generador cuando un pulso de control es enviado, produciendo un retraso de fase de $e_o(t)$ con respecto a $e_o^*(t)$. La figura 2.4 muestra las relaciones de las salidas de estos bloques con las de entrada del generador de pulsos y de control.

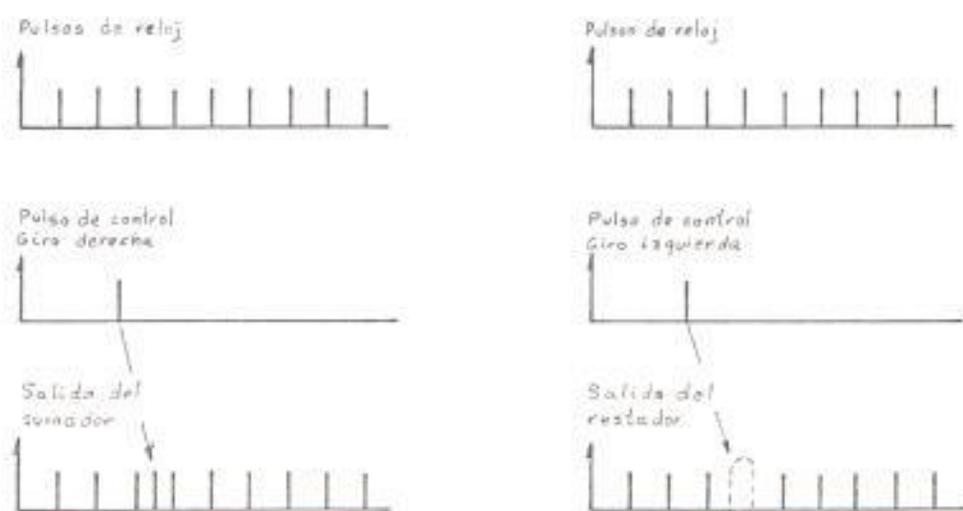


Fig. 2.4 Diagrama de tiempo de los bloques sumadores y restadores.

El bloque de n flip-flops forman un contador descendente, cuyas señales de salida se desfasan un ángulo de $2\pi/2^n$ radianes por cada pulso de control, pudiendo ser en adelanto o en atraso dependiendo del pulso de control correspondiente(8). Las relaciones en el tiempo entre las dos señales se ilustra en la figura 2.5.

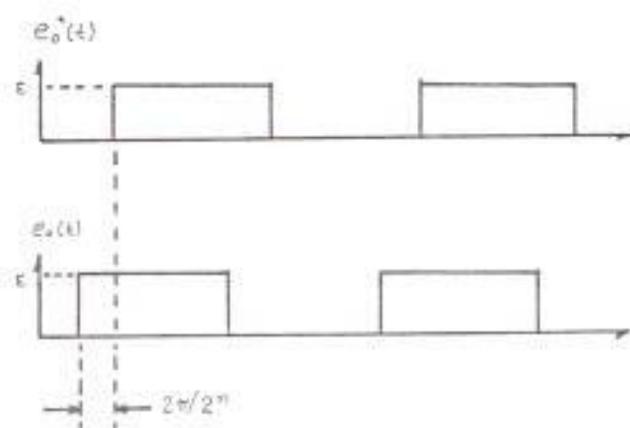


Fig. 2.5 Señales de salida de los contadores.

La serie de Fourier para $e_o(t)$ cuando un pulso de control de adelanto de fase se presenta, viene dado por(8):

$$e_o(t) = \left\{ \frac{2E}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \left[\frac{(-1)^m}{2m+1} \right] \right. \quad \text{ec. 2.1}$$

$$\left. \cos \left[(2m+1) \left(t + \frac{T}{2^{n-1}} \right) \right] \right\} + \frac{E}{2}$$

Donde E es el valor pico y T es el período de la fundamental. Cuando un pulso de control para

atraso de fase se presenta, la serie para $e_0(t)$, viene dada por(8):

$$e_0(t) = \left\{ \frac{2E}{\pi} \right\} \sum \left\{ \frac{(-1)^m}{2m+1} \right\} \quad \text{ec. 2.2}$$

$$\cos \left[(2m+1) \left(t - \frac{T}{2^{m+1}} \right) \frac{1}{T} \right] + \frac{E}{2}$$

2.2.3 Circuito modulador de fase modificado.

El circuito de control para el motor de paso de campo magnético alterno es construido con una modificación del circuito modulador de fase mostrado en la figura 2.3. El diagrama de bloques del modulador de fase modificado se muestra en la figura 2.6, donde los voltajes de salida son denotados por $e_1(t)$, $e_2(t)$, $e_3(t)$, $e_4(t)$ y $e_5(t)$.

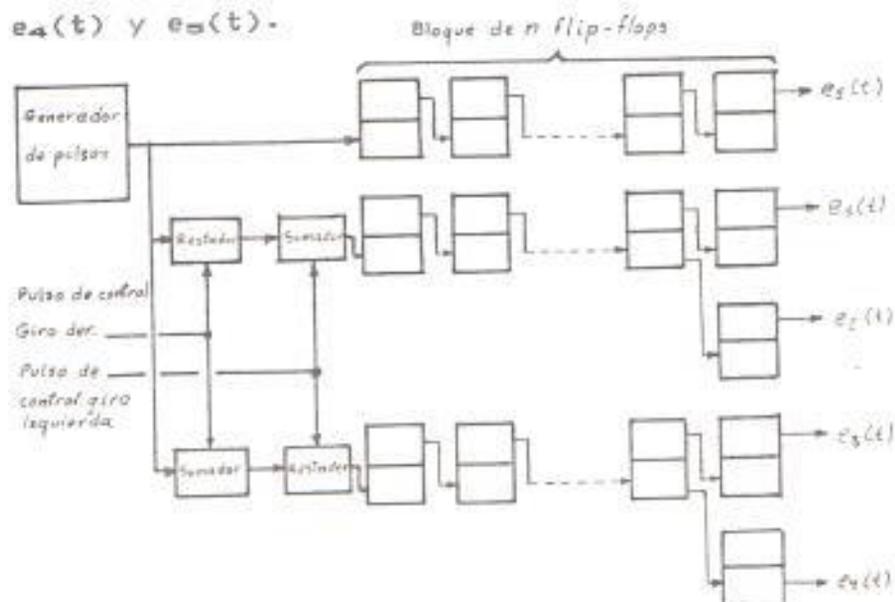


Fig. 2.6 Diagrama de bloques del modulador de fase modificado.

Cuando un número de u pulsos de control son dados, los voltajes de salida $e_1(t)$, $e_2(t)$, $e_3(t)$, $e_4(t)$ son representados por medio de las ecuaciones 2.1 y 2.2 de la siguiente manera(8):

$$e_1(t) = \left\{ \frac{2E}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^m}{2m+1} \right. \right. \\ \left. \left. \cos[(2m+1)\left(t - \frac{uT}{2^{n-1}}\right) \frac{1}{T}] \right\} \right\} + \frac{E}{2}$$

$$e_2(t) = \left\{ \frac{2E}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2m+1} \right. \right. \\ \left. \left. \sin[(2m+1)\left(t - \frac{uT}{2^{n-1}}\right) \frac{1}{T}] \right\} \right\} + \frac{E}{2}$$

$$e_3(t) = \left\{ \frac{2E}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^m}{2m+1} \right. \right. \\ \left. \left. \cos[(2m+1)\left(t + \frac{uT}{2^{n-1}}\right) \frac{1}{T}] \right\} \right\} + \frac{E}{2}$$

$$e_4(t) = \left\{ \frac{2E}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2m+1} \right. \right. \\ \left. \left. \sin[(2m+1)\left(t - \frac{uT}{2^{n-1}}\right) \frac{1}{T}] \right\} \right\} + \frac{E}{2}$$

Utilizando las ecuaciones anteriores, los siguientes voltajes $e_A(t)$ y $e_B(t)$ son obtenidos(8):

$$e_A(t) = e_2(t) - e_4(t)$$

$$e_A(t) = \left(\frac{4E}{\pi}\right) \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2m+1} \right\} \cos\left[(2m+1)\left(\frac{u}{2^{n-1}}\right)\right] \text{Sen}\left[(2m+1)\frac{t}{T}\right] \quad \text{ec. 2.3}$$

$$e_B(t) = e_1(t) - e_3(t)$$

$$e_B(t) = \left(\frac{4E}{\pi}\right) \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^m}{2m+1} \right\} \text{Sen}\left[(2m+1)\left(\frac{u}{2^{n-1}}\right)\right] \text{Sen}\left[(2m+1)\frac{t}{T}\right] \quad \text{ec. 2.4}$$

De las ecuaciones 2.3 y 2.4 se obtiene que sus componentes fundamentales, representadas como $e_A^*(t)$ y $e_B^*(t)$, son:

$$e_A^*(t) = \left(\frac{4E}{\pi}\right) \cos\left(\frac{u}{2^{n-1}}\right) \text{Sen}\frac{t}{T}$$

$$e_B^*(t) = \left(\frac{4E}{\pi}\right) \text{Sen}\left(\frac{u}{2^{n-1}}\right) \text{Sen}\frac{t}{T}$$

Las señales $e_A^*(t)$ y $e_B^*(t)$ son los voltajes de excitación necesarios para los devanados del estator del motor de inducción para funcionar como motor de paso. Como $e_1(t)$, $e_2(t)$, $e_3(t)$, $e_A(t)$ y $e_B(t)$ son ondas cuadradas que representan valores binarios (0 y E volt.), estos pueden ser implementados por medio de un circuito lógico para luego poder obtener $e_A^*(t)$

y $e_m^*(t)$.

2.2.4 Implementación del circuito de control.

La implementación del modulador de fase se la hizo una parte con circuitos integrados y otra por medio de un algoritmo de control.

El generador de pulsos está constituido por un temporizador programable MC6840, el cual es un componente de la familia de microprocesadores de la serie M6800 y totalmente compatible con el microprocesador 6809 (7) utilizado por la minicomputadora COCO II. El MC6840 tiene tres contadores binarios de 16 bits cada uno, tres registros de control y un registro de estado, los cuales son controlados por programa y son totalmente independientes entre sí. El MC6840 requiere tres señales de entrada RS2, RS1 y RS0 para seleccionar sus diferentes registros, para lo cual se ha asignado las direcciones que van desde \$FF58 hasta \$FF5F tomando los tres bits menos significativos de los mismos para RS2, RS1 y RS0 respectivamente. Esta asignación de direcciones es debido a que el COCO II tiene disponible en su mapa de memorias las direcciones \$FF40 hasta la \$FF5F para su utilización en el control de registros o para salidas o entradas especiales. Las direcciones

\$FF50 hasta \$FF53 han sido asignadas para controlar una puerta de entrada y salida de información (PIA) como veremos posteriormente.

El MC6840 presenta varios modos de operación, de los cuales se ha trabajado en el modo continuo ya que este modo puede dar una onda de salida con igual tiempo en nivel alto como en bajo como se ve en la figura 2.7; donde N representa el número almacenado en los contadores y T el periodo de la señal que origina el decremento de los mismos, la cual puede ser una señal externa (entradas C1,

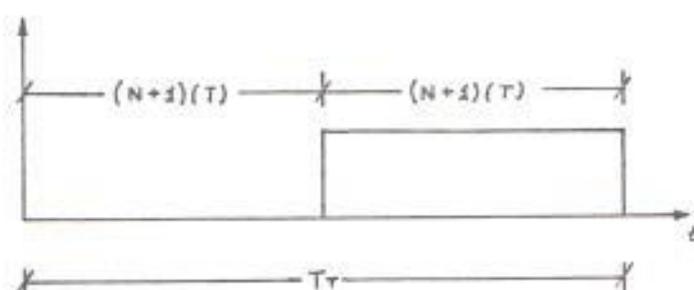


Fig. 2.7 Salida de onda de los temporizadores en modo de operación continuo.

C2 y C3) o la señal de reloj E del computador que es la que se ha utilizado. De acuerdo a esto y con $N=33$ se obtiene que la señal de salida de los temporizadores tendrán un periodo de:

$$T_r = 2(N + 1)(T)$$

$$T_r = 2(33 + 1)(1/(0.89 \times 10^6))$$

$$T_r = 7.616 \times 10^{-9} \text{ seg.}$$

Dado que la frecuencia máxima de trabajo para los transformadores utilizados en el circuito de fuerza es de 400Hz, se escogió como periodo de las señales de reloj de los contadores descendentes el valor calculado anteriormente ($T_r = 7.616 \times 10^{-9}$ seg.), considerando además, la división que sufre al obtenerla como salida de los contadores descendentes.

Las salidas de los temporizadores 2 y 3 también son las señales para las líneas de entrada de interrupción CA1 y CB1 del PIA, el cual genera una señal de interrupción cuando se encuentra habilitado por el programa, esto es cuando se requiere que el rotor gire un paso. Dada la orden de rotar un paso (interrupción desde el PIA), comienza a ejecutarse la subrutina de servicio de interrupción \overline{NMI} la cual realiza el enmascaramiento de los temporizadores de acuerdo a como se requiera para efectuar la función de los bloques sumadores y restadores del modulador de fase. La función del bloque restador se la realiza fácilmente por la programación del MC6840 debido a que este

circuito integrado permite el enmascaramiento de cada una de sus salidas independientemente, lo cual hace que las señales del MC6840 vayan a un nivel bajo temporalmente por el tiempo que dure el enmascaramiento. Este modo de trabajo permite que por medio del programa se pueda suprimir un pulso del generador, que es lo que se desea que realice el bloque restador del modulador de fase, sin embargo la función del bloque sumador no se puede generar directamente y para lo cual se tuvo que generar una señal auxiliar (PABIT7 para el caso de giro a la derecha y PABIT6 para la izquierda) que consiste en un pulso de ancho no mayor a $T_T/2$ el cual se sincroniza con la salida negada del temporizador uno (TIMER1) y se realiza una operación exclusivo OR entre esta y la salida del temporizador 3, lo cual permite obtener un pulso adicional entre dos pulsos consecutivos del temporizador 3, consiguiéndose así la función que debe realizar el bloque sumador del modulador de fase. El diagrama de implementación de lo que se ha descrito, es presentado en la figura 2-8 y el diagrama de tiempo de las diferentes señales son mostradas en la figura 2-9, tanto para el bloque sumador como restador.

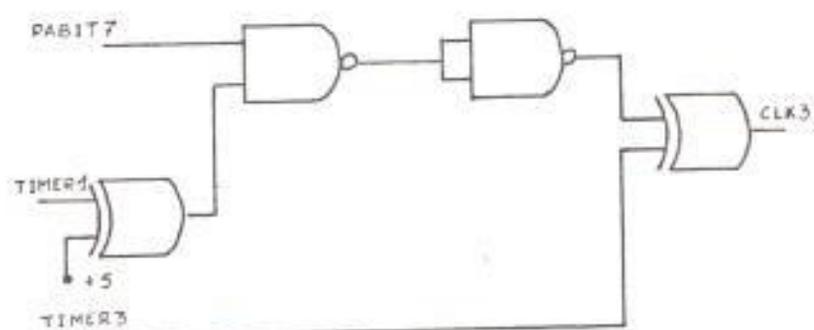


Fig. 2.8 Implementación adicional para generar la función del bloque sumador.

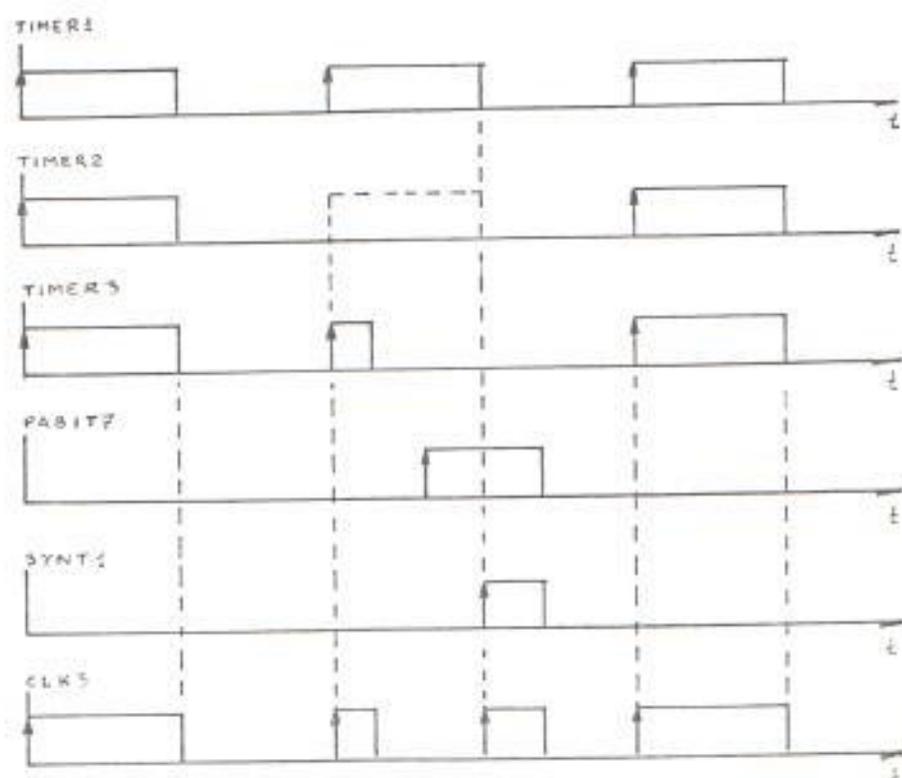


Fig. 2.9 Diagrama de tiempo de las diferentes señales generadas por el sumador y restador.

El diagrama de flujo de la subrutina de servicio de interrupción $\overline{\text{NMI}}$ es mostrada en la figura 2.10. Para su implementación en

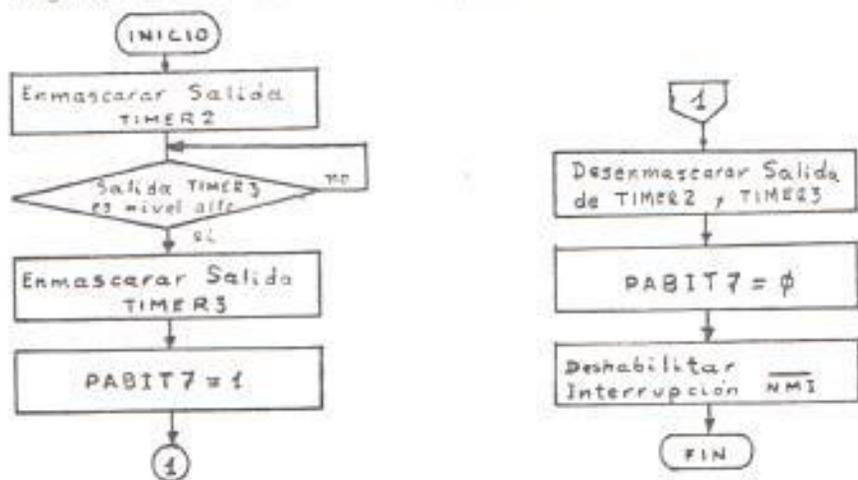


Fig. 2.10 Diagrama de flujo de la subrutina de servicio de interrupción $\overline{\text{NMI}}$.

lenguaje ensamblador es necesario tomar en cuenta que antes de que se ejecute la subrutina transcurren 19 ciclos de reloj del microprocesador (E) desde que se genera la interrupción $\overline{\text{NMI}}$, debido a que el micro guarda los estados de los registros antes de proceder a atender la interrupción (7), además, 4 ciclos que se requieren para la instrucción de salto (JMP extendido), la cual está contenida en las direcciones indicadas en el mapa de los vectores de interrupción, que para $\overline{\text{NMI}}$ son $\$FFFC$ y $\$FFFD$. El contenido de estas localidades corresponde a la dirección $\$0109$, la cual está reservada para indicar el salto a

la subrutina de servicio de interrupción $\overline{\text{NMI}}$.

Los bloques de n flip-flops que conforman los contadores descendentes del modulador de fase se implementan con contadores 74LS191 y flip-flops JK (74LS107) cuyas salidas tienen una frecuencia de:

$$f = 1/32T_T = 1/32(7.616 \times 10^{-5})$$

$$f = 410.32 \text{ Hz}$$

que es la frecuencia a la que trabajarán los inversores del sistema de fuerza. El factor 32 surge por haberse utilizado cinco flip-flops y el valor 7.616×10^{-5} seg. corresponde al periodo T_T .

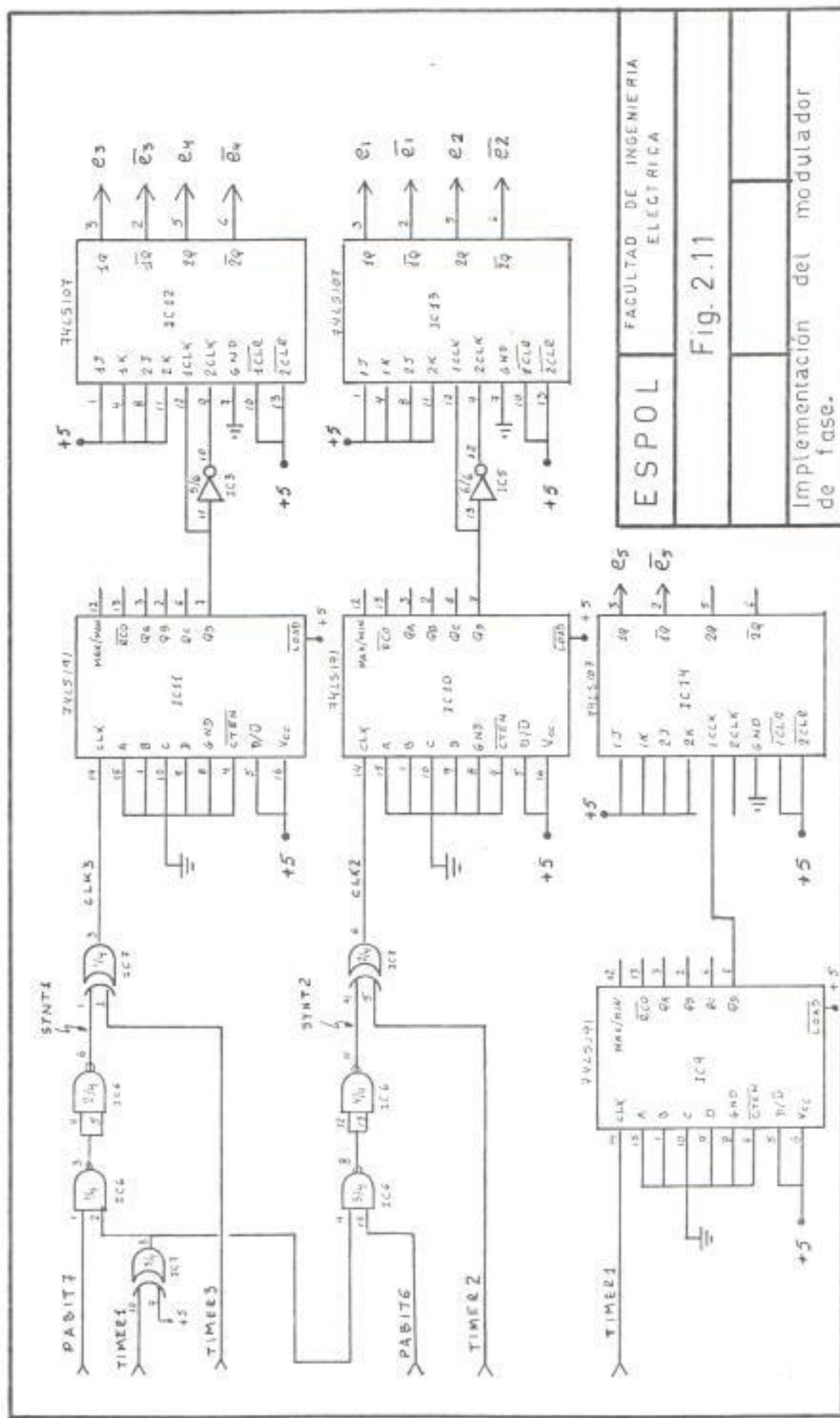
Toda la implementación del modulador de fase se ilustra en la figura 2.11.

Las señales obtenidas en el modulador de fase son requeridas para obtener e_A y e_B como se lo analizó en el literal 2.2.3, las cuales vienen dadas por:

$$e_A(t) = e_2(t) - e_4(t)$$

$$e_B(t) = e_1(t) - e_3(t)$$

y cuya implementación para el devanado B del estator se da en la figura 2.12. En este circuito se incluye optoaisladores para aislar el circuito de control con el de fuerza. Para el devanado A del estator se usa un circuito



ESPOL
FACULTAD DE INGENIERIA
ELECTRICA

Fig. 2.11

Implementación del modulador
de fase.

igual que el de B. Un diagrama de tiempo de este circuito es mostrado en la figura 2.13.

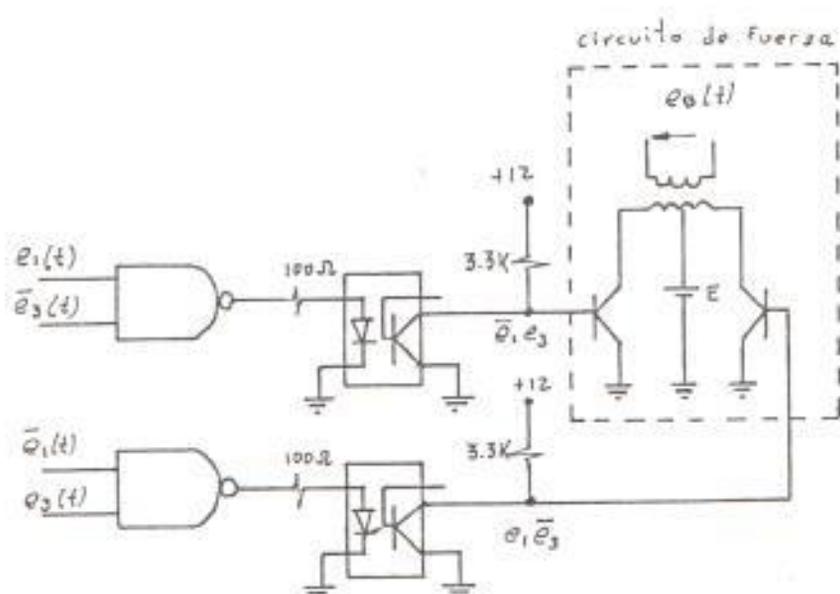


Fig. 2.12 Circuito de la implementación para obtener $e_0(t)$.

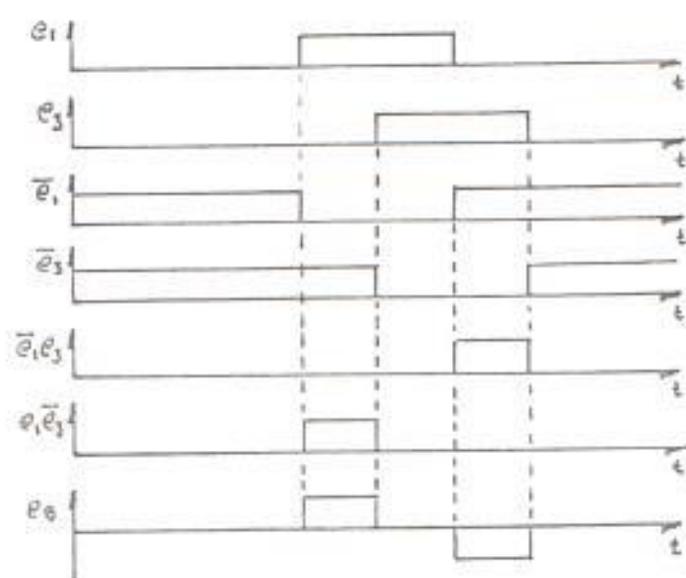


Fig. 2.13 Diagrama de tiempo para las señales del devanado B del estator.

El circuito presentado en la figura 2-12 forma parte del bloque conformador de pulsos del circuito de control. La figura 2.14 ilustra el circuito conformador de pulsos.

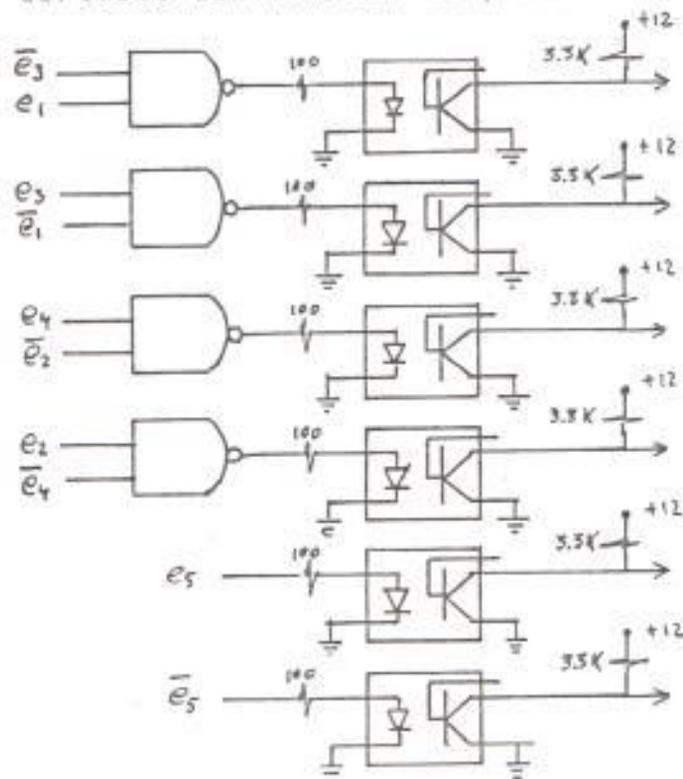


Fig. 2.14 Implementación del bloque conformador de pulsos.

Para el funcionamiento del modulador de fase se requirió dos señales designadas como PABIT7 y PABIT6 como se mencionó anteriormente y las cuales se las genera por la subrutina de servicio de la interrupción $\overline{\text{NMI}}$. Para la obtención de las mismas hacia el exterior se requiere de una puerta de salida, por tal razón, se utilizó un PIA MC6821 (Puerta de entrada-salida), el cual es totalmente

compatible con el μP 6809. Este circuito integrado tiene dos barras de datos bidireccionales y cuatro líneas de control. La configuración funcional del PIA es totalmente programable, cada una de las líneas de las puertas pueden ser programadas para actuar como entrada o salida indistintamente. Por medio de las líneas de control, el PIA puede trabajar en el modo de diálogo (Handshake). El PIA requiere dos señales RS0 y RS1 para seleccionar los registros del mismo. Las direcciones \$FF50 hasta \$FF53 fueron asignadas para tal efecto tomando sus dos dígitos menos significativos para RS0 y RS1. Como se mencionó anteriormente las salidas de los temporizadores 2 y 3 son las señales para las entradas CA1 y CB1 del PIA, las cuales generan las señales de interrupción IRQA y IRQB del mismo. Estas dos líneas de interrupción son de colector abierto lo cual permite hacer un OR alambrado entre ellas, con lo que se obtiene una sola señal de interrupción y así poder conectar a la única entrada de interrupción \overline{NMI} del μP 6809 a través del conector del cartucho. La puerta B del PIA se utilizó para tomar muestras de las señales que intervienen en el circuito de control y visualizarlas en la pantalla del

televisor (monitor). Esto se hizo para poder chequear las diferentes señales del circuito de control durante su etapa de construcción por la facilidad que prestaba al poderse observar seis señales al mismo tiempo en el televisor, lo cual se complicaba al quererlas observar directamente en un osciloscopio. El programa que realiza esta gestión fue incorporado luego en el programa principal del sistema de control como subrutina, para poder observar las formas de las señales que llegan a la base de los transistores del sistema de fuerza, esta facilidad está indicada en el menú principal del programa. El diagrama de flujo para esta subrutina es mostrada en la figura 2.15.

Tanto el temporizador MC6840 como el PIA tienen entradas de habilitación de los mismos. Por medio de un decodificador 2 a 4 se generan las señales de habilitación para estos dos circuitos integrados, siendo las líneas A_3 y A_4 de la barra de dirección las entradas al decodificador, como se muestra en la figura 2.16.

Para poder obtener una idea más clara y para que el lector pueda hacer un análisis del sistema de control, la figura 2.17 presenta el

diagrama eléctrico completo del circuito de control.

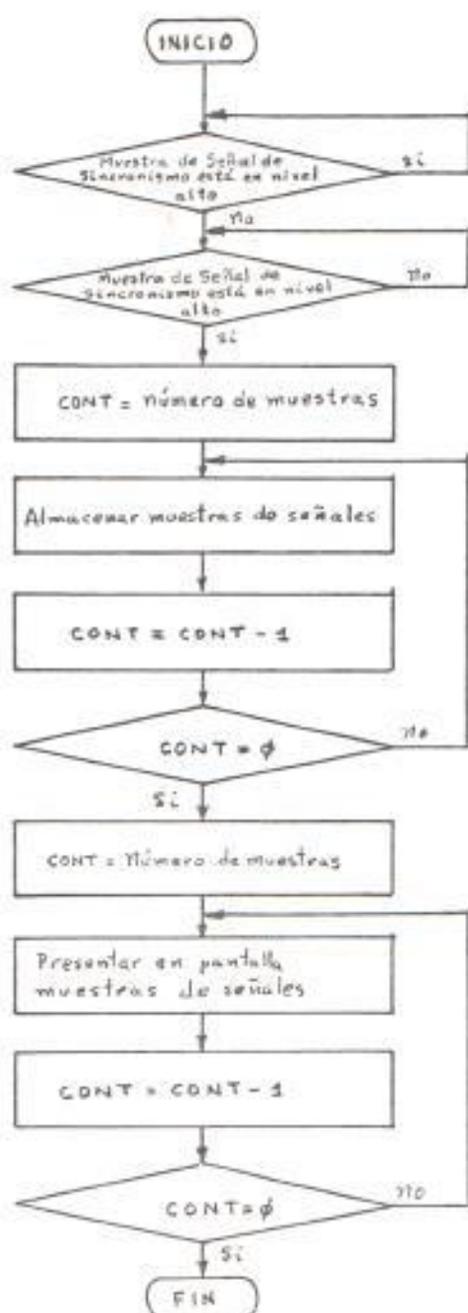
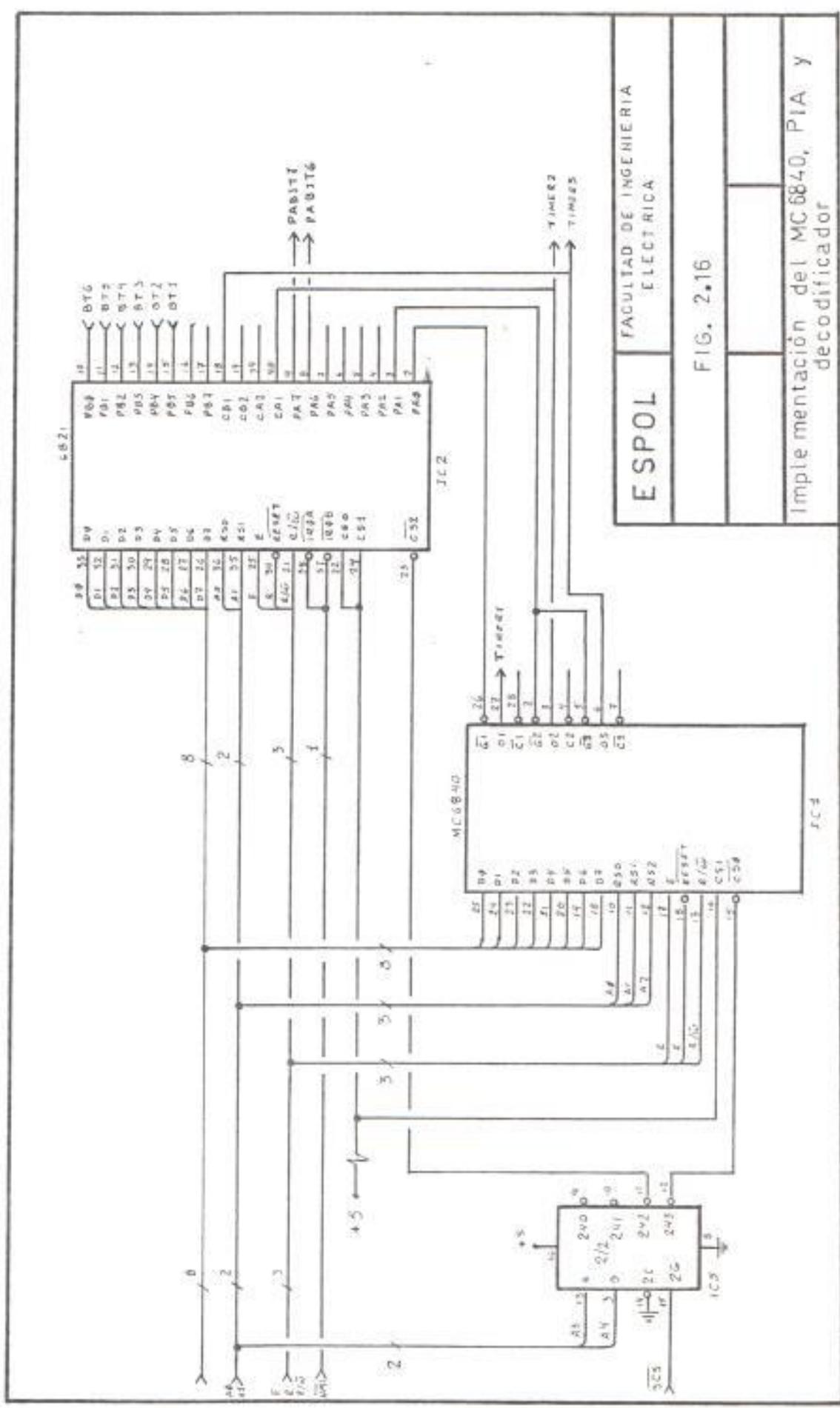


Fig. 2.15 Diagrama de flujo de la subrutina para muestrear las señales del sistema de control.



ESPOL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

FIG. 2.16

Implementación del MC6840, PIA, y decodificador

2.3 Construcción del circuito de control.

Durante la etapa de construcción del circuito de control se lo fue armando y probando bloque por bloque, para lo cual se requirió hacer pequeños programas de prueba para cada uno de los bloques.

La construcción del circuito de control se lo hizo en una tarjeta para alambrado tipo entorchado, el cual es muy utilizado en la construcción de prototipos. Para la conexión con el minicomputador y el circuito de fuerza se utilizó alambre plano con el tipo de conectores apropiados. Las figuras 2.18 a 2.22 muestran la disposición de los elementos en la tarjeta así como también las fotografías respectivas del mismo antes y después del ensamblaje total.

2.4 Diseño del sistema de fuerza.

Durante la etapa de investigación preliminar para el desarrollo de esta tesis se estudió varias alternativas para la configuración del sistema de fuerza, el cual está constituido fundamentalmente por tres inversores monofásicos que alimentarán a los devanados del motor. De este estudio se obtuvo información tanto de inversores a base de transistores como de tiristores, de los cuales se escogió una configuración a base de dos transistores para cada inversor, por varias razones; entre las

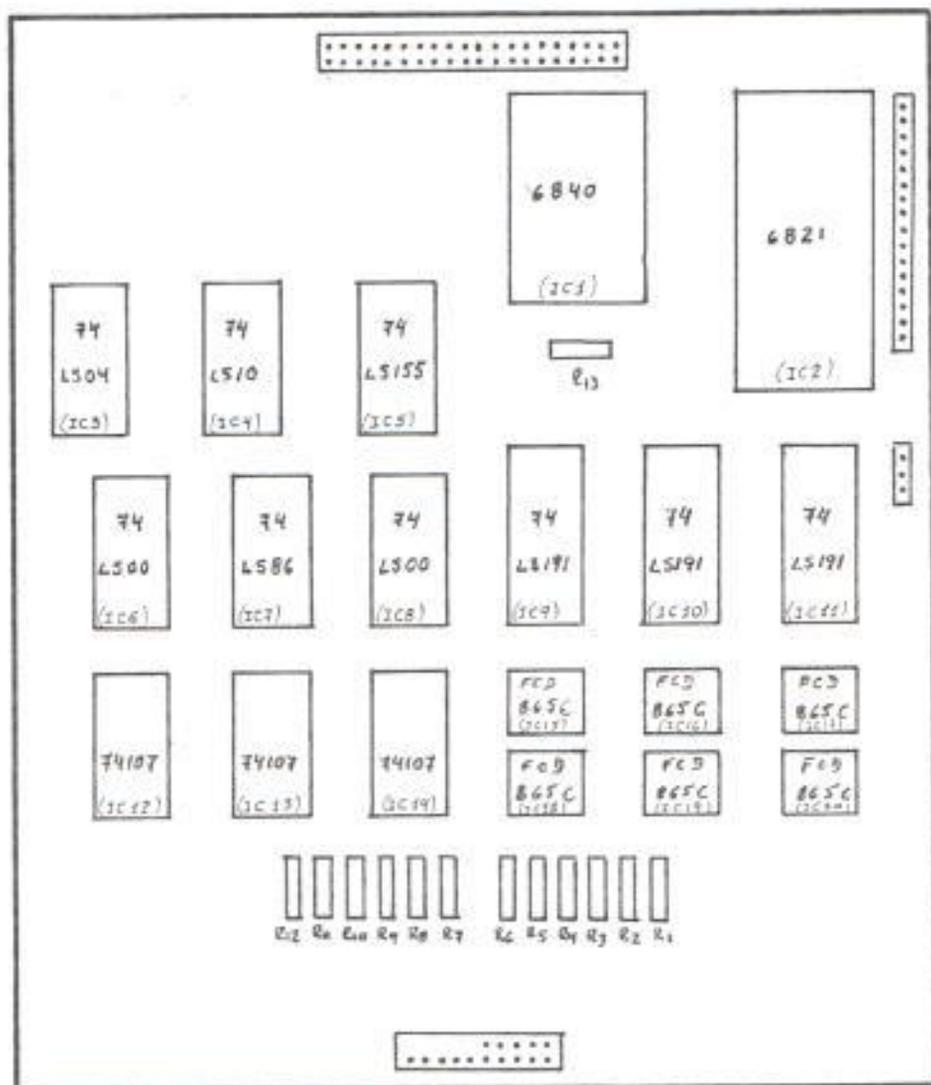


Fig. 2.18 Disposición de los elementos en la tarjeta del circuito de control.

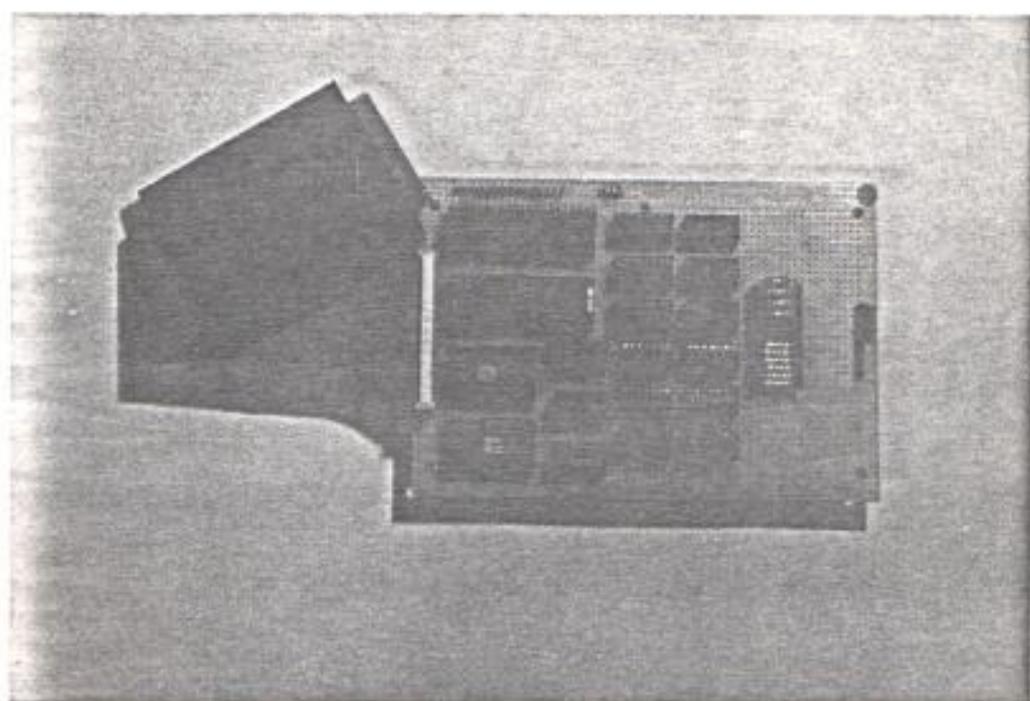


Fig. 2.19 Fotografía con vista superior de la tarjeta de control.

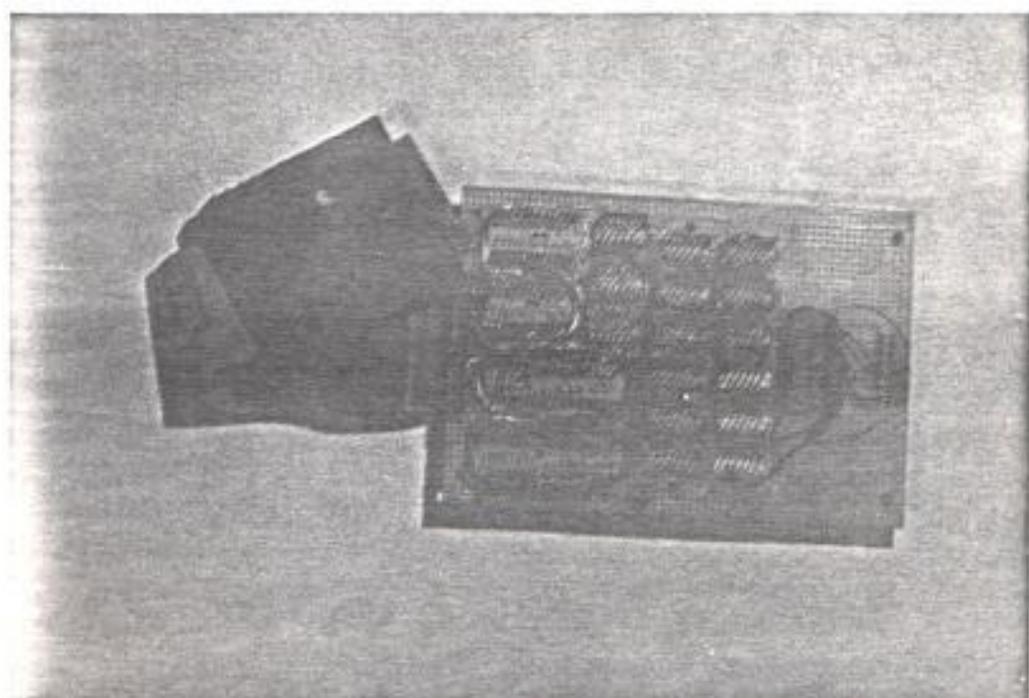


Fig. 2.20 Fotografía con vista inferior de la tarjeta de control.

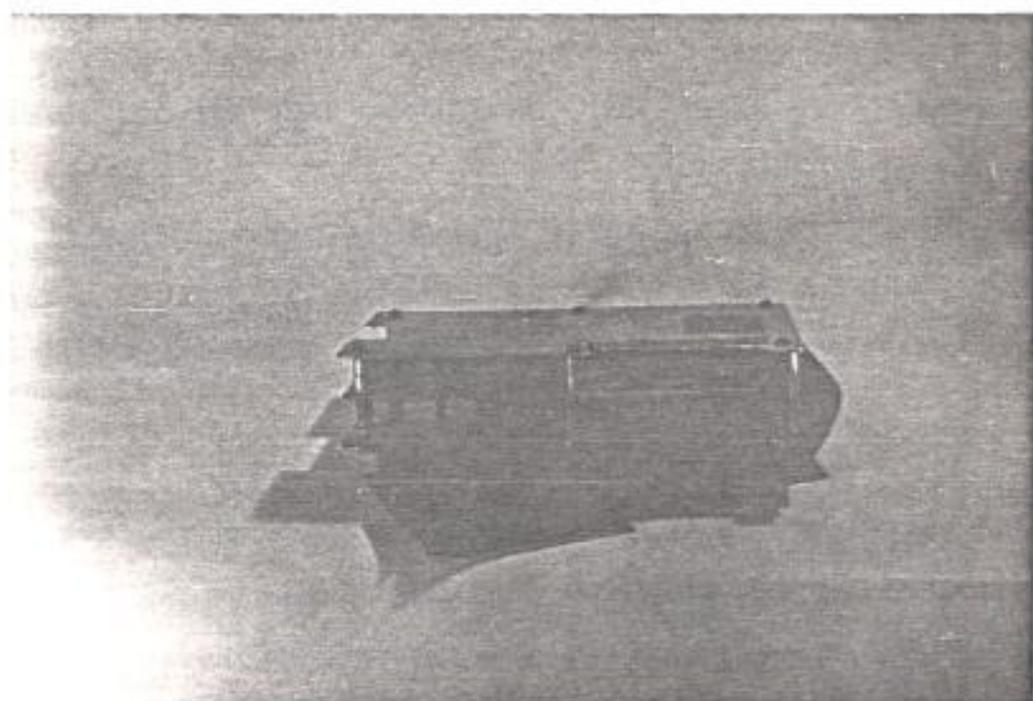


Fig. 2.21 Fotografía de la tarjeta de control con su ensamblaje de protección. Vista lateral.

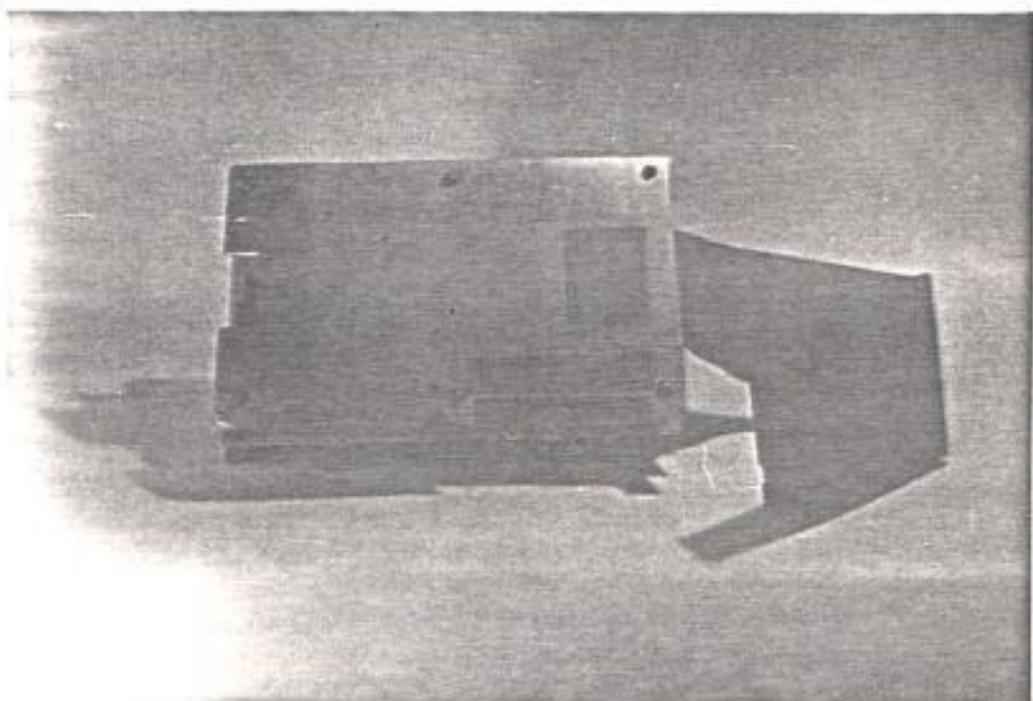


Fig. 2.22 Fotografía de la tarjeta de control con su ensamblaje de protección. Vista superior.

cuales tenemos:

- El número de componentes del sistema de fuerza es reducido a causa de que los transistores no requieren un circuito de conmutación, los cuales son imprescindibles con los tiristores para hacer el apagado de los mismos.
- El circuito de control para la configuración del sistema de fuerza adoptado es mucho más simple de diseñar, dado que una configuración con más transistores o tiristores requeriría más señales de control, lo cual implica un circuito de control más complejo.
- Los inversores a base de transistores son más confiables en su funcionamiento, debido a que, los que se basan en tiristores requieren un circuito de conmutación el cual aumenta el riesgo de falla.

En los subcapítulos siguientes se explicará en detalle el diseño del mismo.

2.4.1 Diagrama de bloques del sistema.

El sistema de fuerza como se ha mencionado consta de tres inversores monofásicos que alimentarán a los devanados del motor y cuyo diagrama de bloques se ilustra en la figura 2.23 y las conexión con los devanados del

motor.

El objetivo de los inversores es proveer una salida AC a partir de una fuente DC.

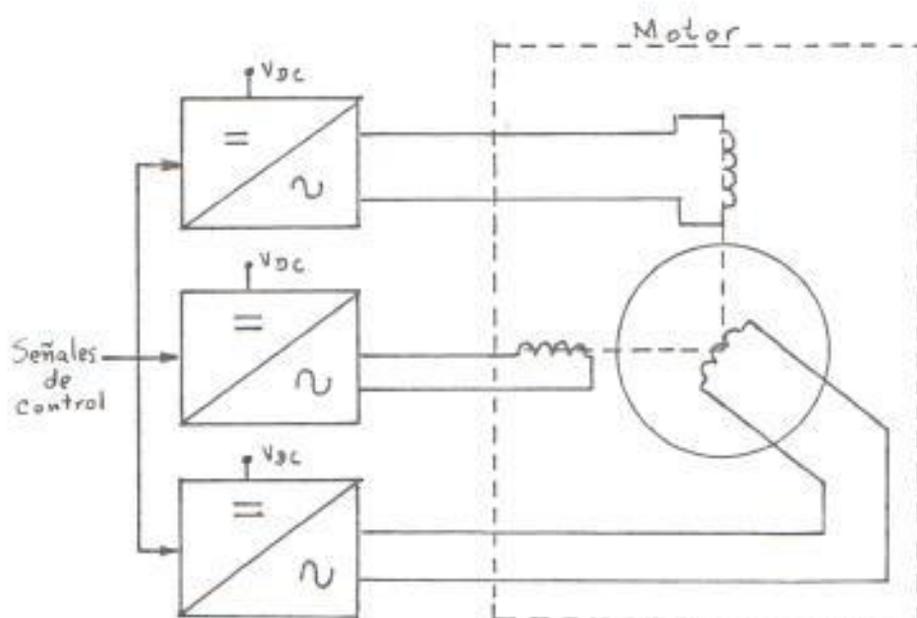


Fig. 2.23 Diagrama de bloques del sistema de fuerza y sus conexiones con el motor.

2.5 Construcción de los inversores.

La configuración utilizada para los tres inversores del sistema de fuerza es la indicada en la figura 2.24-a. Su teoría de operación es como sigue (9): Cuando el transistor Q^1 conduce, el voltaje de fuente cae a través del primario del transformador, N_1 , produciendo un cambio de flujo lineal, indicado por la siguiente ecuación:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{V_{dc}}{N_1 \times 10^{-9}}$$

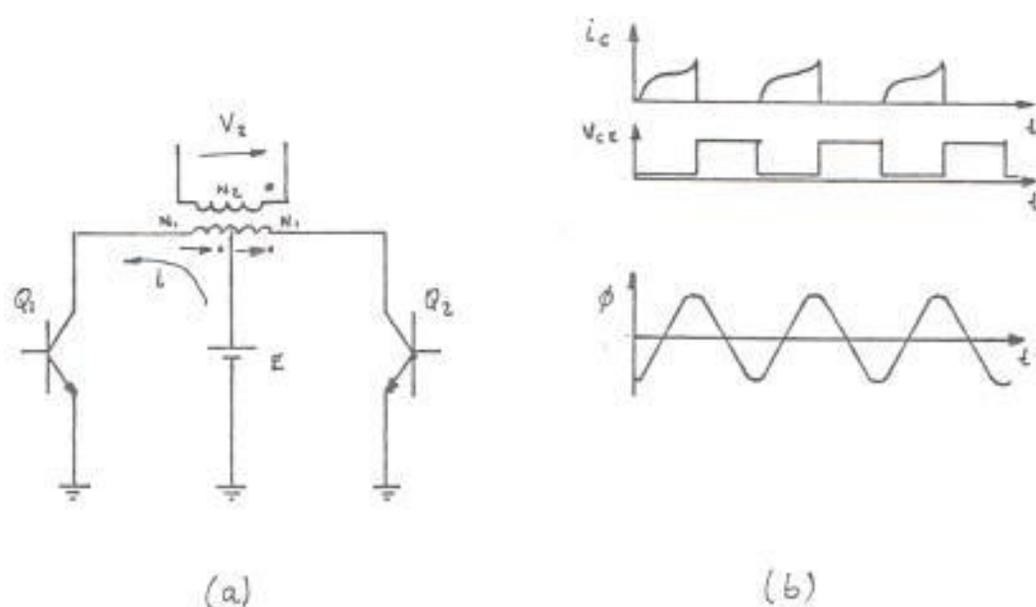


Fig. 2-24 Configuración de los inversores.

donde: $d\phi/dt =$ cambio de flujo en el núcleo con respecto al tiempo.

$V_{ce} =$ Voltaje de la fuente.

$N_1 =$ La mitad del número de vueltas en el primario.

Esta ecuación ignora el voltaje de saturación del transistor y la resistencia en N_1 para simplificar la explicación. Este cambio de flujo en el núcleo produce un voltaje inducido en las otras bobinas, con polaridad indicada por los puntos y con magnitud proporcional a la relación de vueltas. Cuando el transistor Q_1 está conduciendo y Q_2 no, el devanado N_1 del lado del transistor Q_2 tiene un voltaje inducido de tal polaridad que se suma al voltaje de

la fuente. Por lo tanto el doble del voltaje de la fuente aparece entre colector y emisor de cada transistor durante el tiempo de apagado de los mismos, lo cual hay que tomar en cuenta en la selección de los transistores. La forma de ondas de corriente y voltaje pueden verse en la figura 2.24-b.

Uno de los objetivos que se planteó en la construcción de los inversores fué, que el tamaño de los transformadores sea reducido, para lo cual se requería aumentar la frecuencia de trabajo de los mismos, esto implicaba un incremento de las pérdidas en el núcleo (6), las cuales debían ser consideradas en el cálculo de estos. La figura 2.25 ilustra las pérdidas en el núcleo para diferentes densidades de flujo y frecuencias en varios materiales y espesores de láminas.

Un problema que surge en la construcción de los transformadores para los inversores es que a partir de los datos de diseño que se fijan, se obtienen las dimensiones que deben tener los transformadores, lo cual en nuestro medio resulta dificultoso el obtenerlos con las dimensiones requeridas. Por esto se trató el problema en forma inversa, esto es, a partir de las dimensiones de los transformadores que se han conseguido y del parámetro de voltaje o de corriente que se requiere, se calcula la potencia

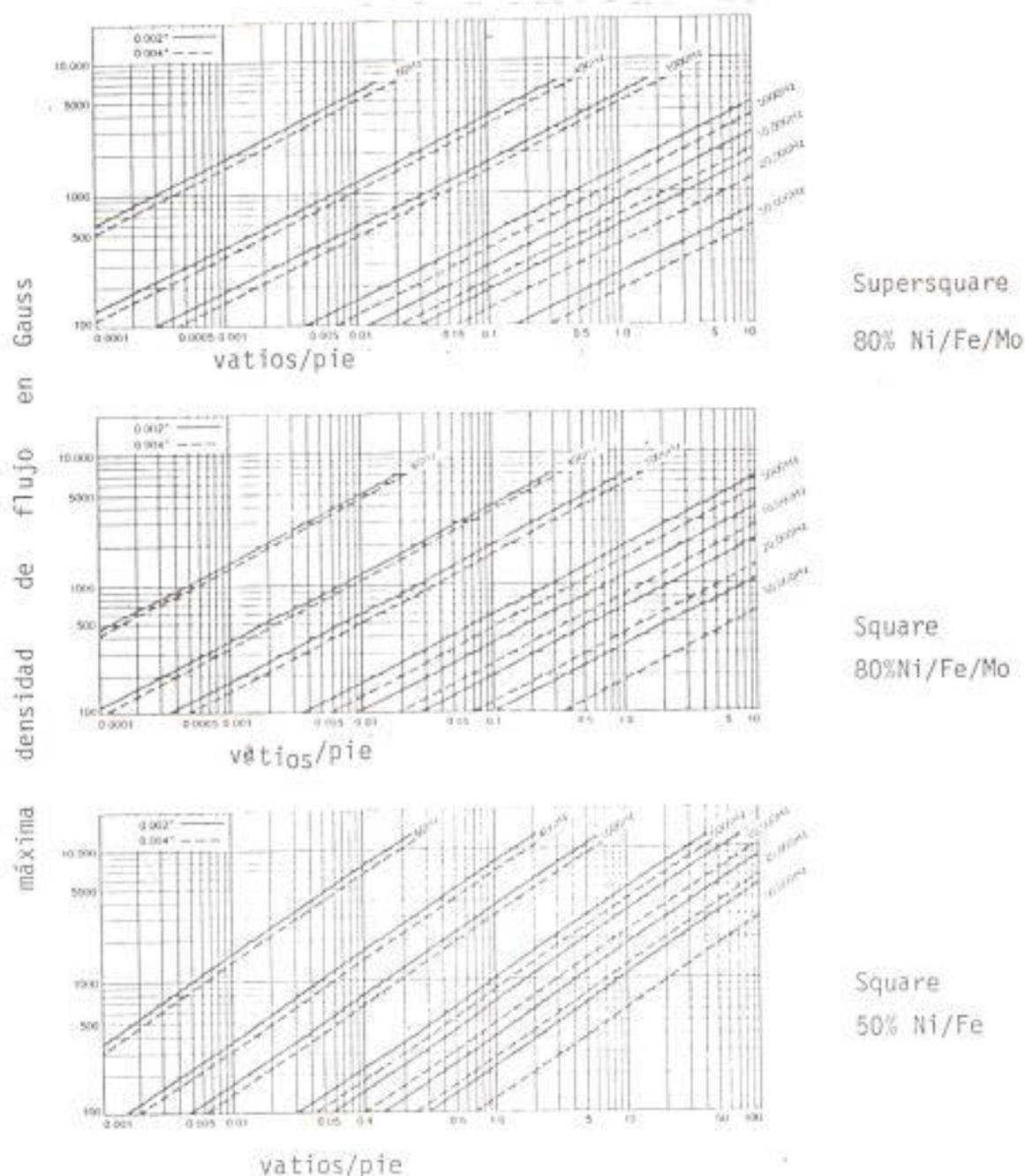


Fig. 2-25 Curvas de las pérdidas en el núcleo para diferentes materiales.

máxima permitida por los mismos, y con esto poder fijar el voltaje de alimentación de los inversores. Para realizar este cálculo se escribió un programa en lenguaje basic, el cual acepta como datos de entrada los siguientes valores:

Area = Area de la sección transversal del centro de la E.

W = Area de la ventana.

F = Frecuencia de trabajo.

EFI = eficiencia del transformador.

IOUT = Corriente inicial de arranque.

VOUT = Voltaje de salida que se requiere.

El listado del programa se da en el apéndice B. El programa se corrió con los siguientes valores:

A = 0.77 plgs².

W = 0.56 plgs².

F = 400 Hz.

EFI = 75 %

VOUT = 90 Volt.

IOUT = 0.2 amp.

Los cuales corresponden a las dimensiones de los transformadores que se utilizaron y el voltaje de salida requerido, dando como resultado que la potencia máxima para estos transformadores es de 149.9 . El diseño general de los transformadores utilizados en los inversores, requiere los mismos cálculos que para un transformador de una fuente

convencional, exigiéndose adicionalmente tener una área en el núcleo del transformador que sea suficientemente grande para evitar la saturación del mismo y considerar que el factor de forma es igual a 1 para el caso de ondas cuadradas de los inversores (6).

En la construcción de las bobinas de los transformadores para los inversores es necesario subdividir las bobinas tanto del primario como del secundario para colocarlas intercaladamente como se muestra en la figura 2.26, esto es, con el objeto de obtener aproximadamente la misma resistencia, capacitancia y número de vueltas entre la derivación (tap) central y sus extremos, con lo que se logra reducir la reactancia de dispersión (6). La tabla 1 muestra las características de los transformadores

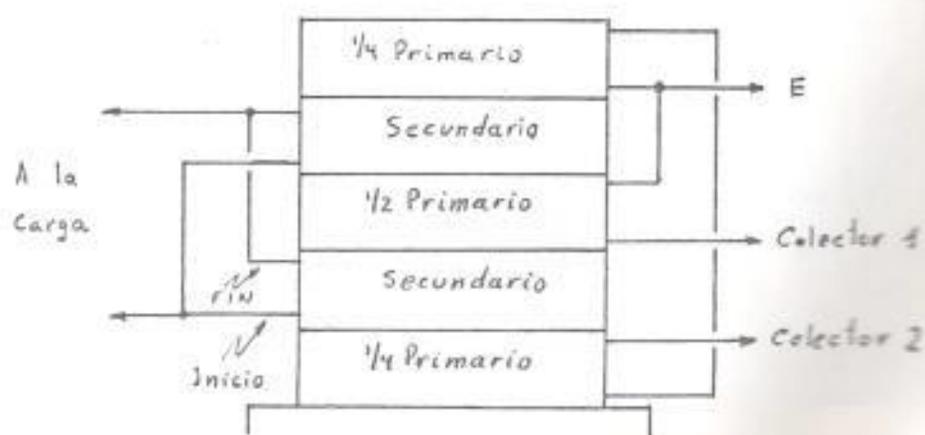


Fig. 2.26 Distribución de las bobinas del primario y secundario en el núcleo del transformador.

TABLA I

Devanado	W_1	W_2
Bobina	Primario	Secundario
Voltios	12	90
Amperios	5.86	1
Vueltas	26	196
AWG	14	24

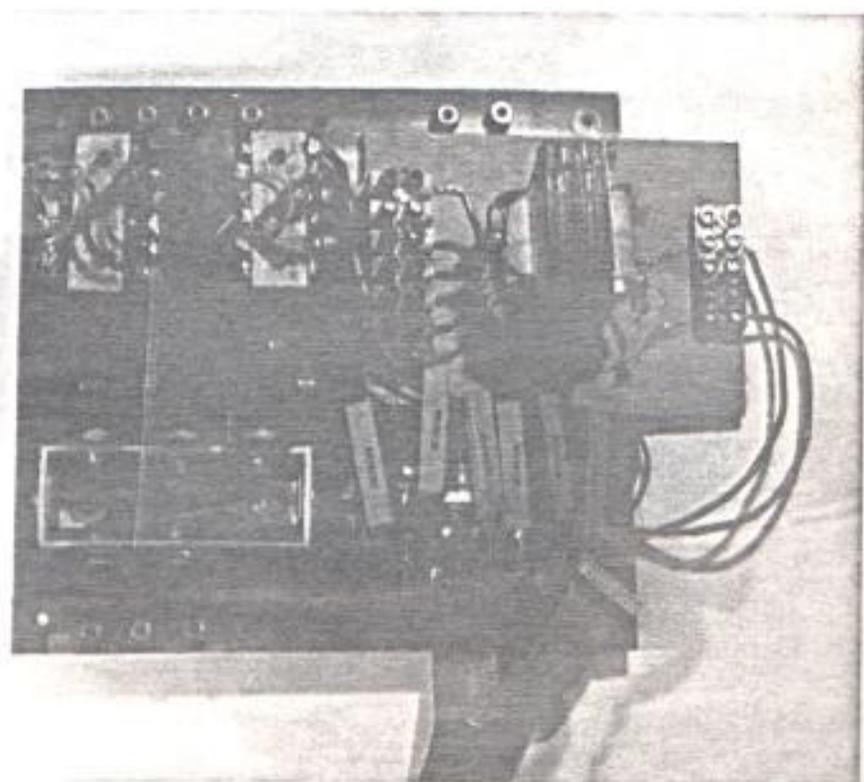


Fig. 2.27 Fotografía del sistema de fuerza. Vista superior.

construidos, y las figuras 2.27 y 2.28 muestran las fotografías del ensamblaje del sistema de fuerza.

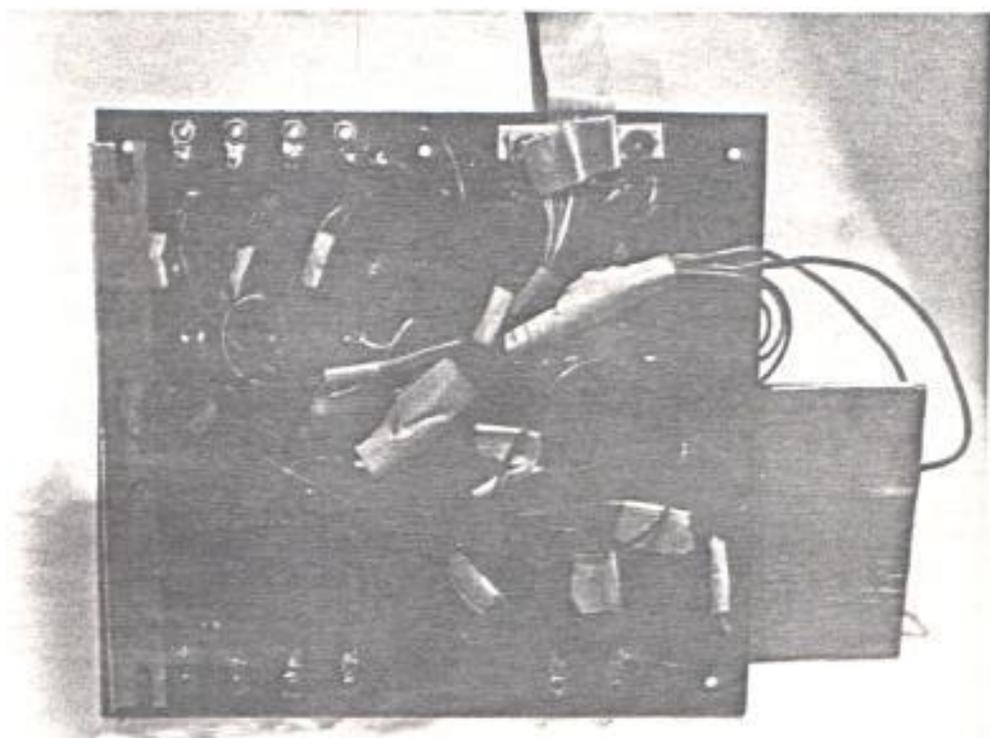


Fig. 2.28 Fotografía del sistema de fuerza. Vista inferior.

CAPITULO III

PRUEBAS Y RESULTADOS

3.1 Mediciones y formas de onda.

3.1.1 Formas de onda del circuito de control.

Las figuras que se presentan a continuación muestran las fotos de las diferentes formas de ondas obtenidas del circuito de control, las mismas que fueron observadas en la pantalla del osciloscopio, así como también en la pantalla del televisor. Para una mejor apreciación, en cada figura se indica el valor correspondiente a las escalas vertical y horizontal.

En la figura 3.1 y 3.2 se muestran las señales de salida del modulador de fase e_{Σ} , e_1 , e_2 , e_3 , que corresponden a la salida de los bancos de flip-flops que forman el contador descendente. En estas figuras se puede observar el desfase que existen entre ellas, lo que corresponde a lo indicado en la figura 1.15.

En las figuras 3.3 y 3.4 se muestran las señales BT2 a BT5 del conformador de pulsos vistas en el osciloscopio, las cuales corresponden a las señales que van a las bases de los transistores utilizados en los inversores. Las señales BT2 a BT5 que gobiernan el funcionamiento de los transistores son generadas a partir de e_1 a e_5 como se indican a continuación.

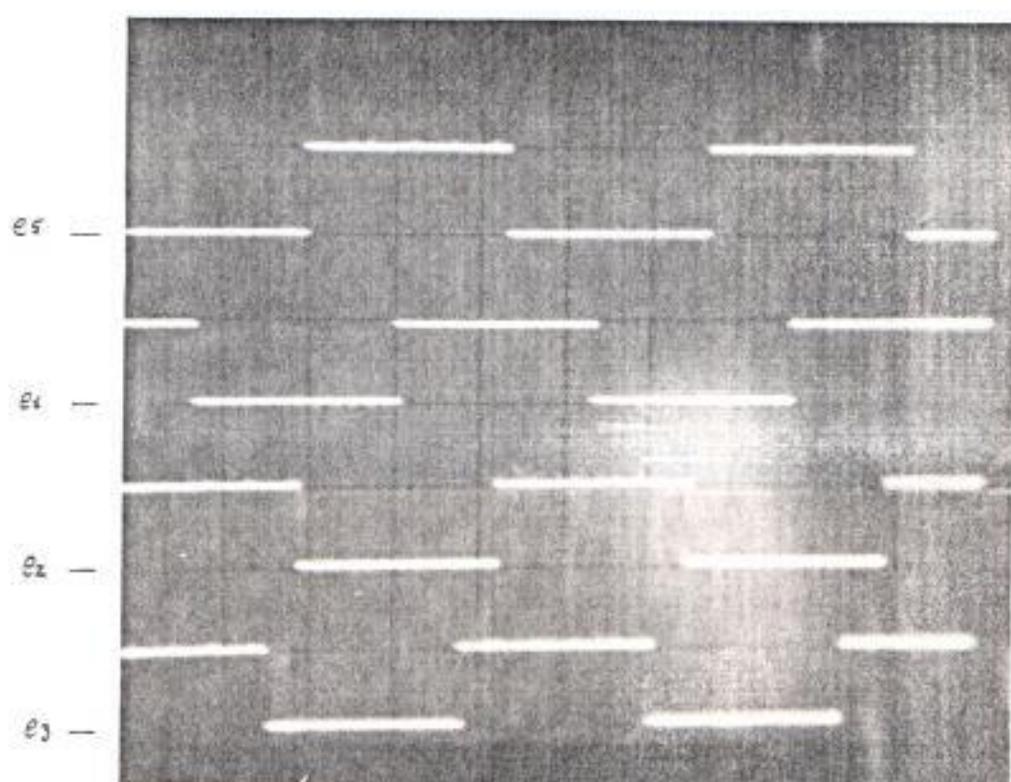


Fig. 3.1 Señales de salida del modulador de fase.

Escala vertical: 5 Volt./div.

Escala horizontal: 0.5 mSeg./div.

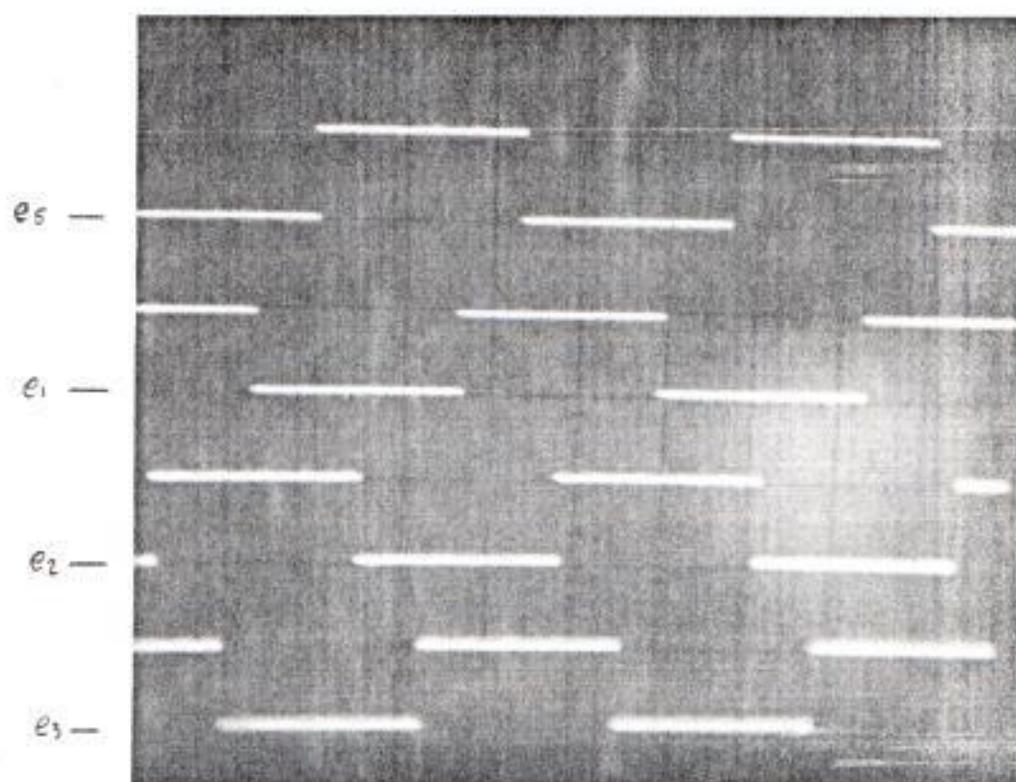


Fig. 3.2 Señales de salida del modulador de fase después de rotar un paso.
Escala vertical: 5 Volt./div.
Escala horizontal: 0.5 mSeg./div.

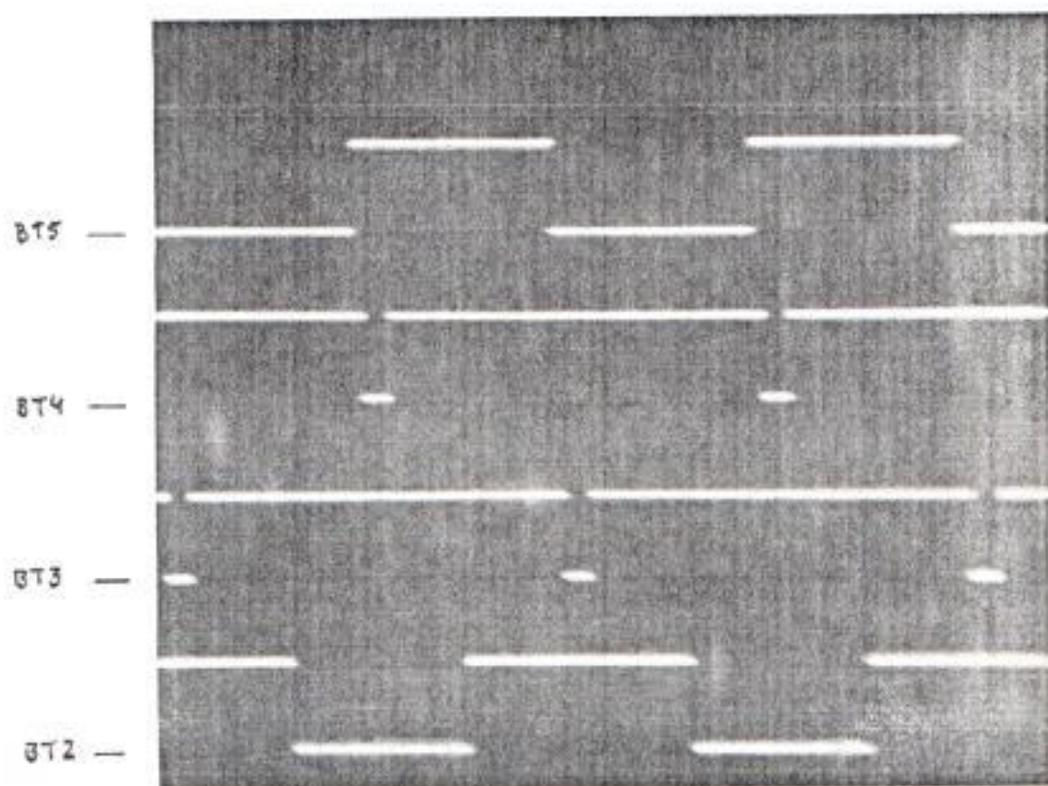


Fig. 3.3 Señales de salida del conformador de pulsos.

Escala vertical: 5 Volt./div.

Escala horizontal: 0.5 mSeg./div.

$$BT3 = \overline{e_1} \cdot e_3$$

$$BT2 = \overline{e_2} \cdot e_4$$

A partir de estas se forman las ondas de salida de los inversores que son e_A y e_B . Debido al aislamiento que se requiere entre el circuito de control y el de fuerza se utilizaron optoaisladores para este fin, con lo cual, las señales que van a las bases de los transistores son las negadas de BT2 a BT5. Las figuras 3.5 a 3.12 muestran una secuencia completa de todas las señales para los 6 transistores de los 3 inversores. Estas formas de onda fueron tomadas directamente del televisor conectado al minicomputador, siendo posible la graficación por medio de un programa, el mismo que está listado en el apéndice.

3.1.2 Formas de onda del circuito de potencia.

A continuación se presentan varias figuras con fotos de las formas de onda que se consideran de interés en el circuito de potencia y que fueron obtenidas de los inversores con carga.

Las figuras 3.13 y 3.14 muestran la formas de onda de voltaje entre los terminales de salida de los inversores, en las cuales se puede

observar la modulación que se produce a causa de las señales de control.



Fig. 3.5 Señales para las bases de los transistores.

Número de pasos: 0

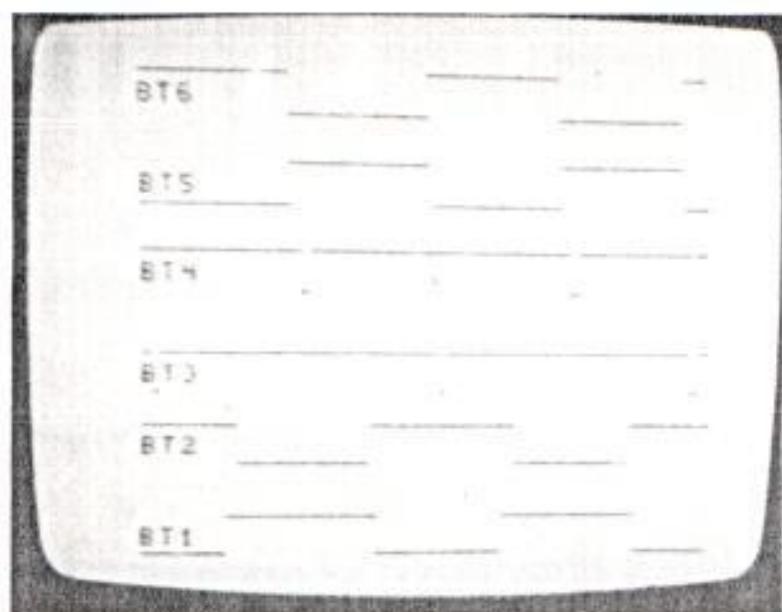


Fig. 3.6 Señales para las bases de los transistores.

Número de pasos: 8

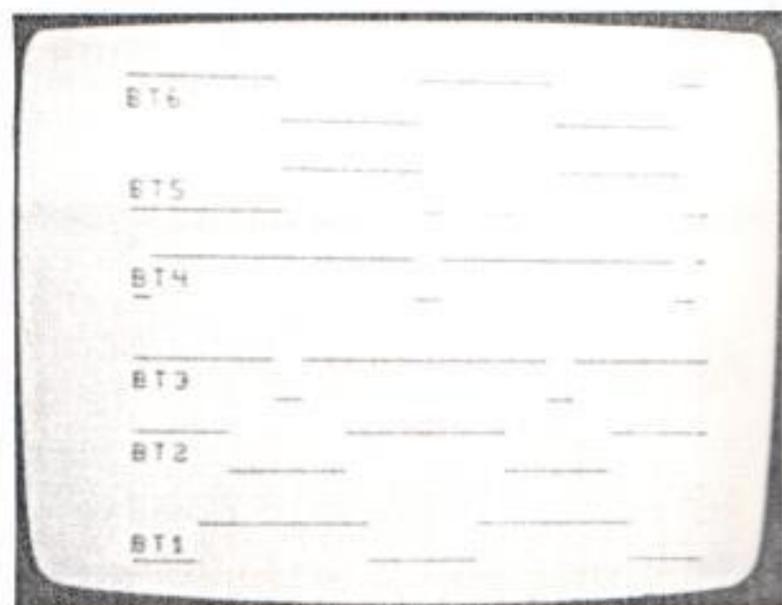


Fig. 3.7 Señales para las bases de los transistores.

Número de pasos: 8

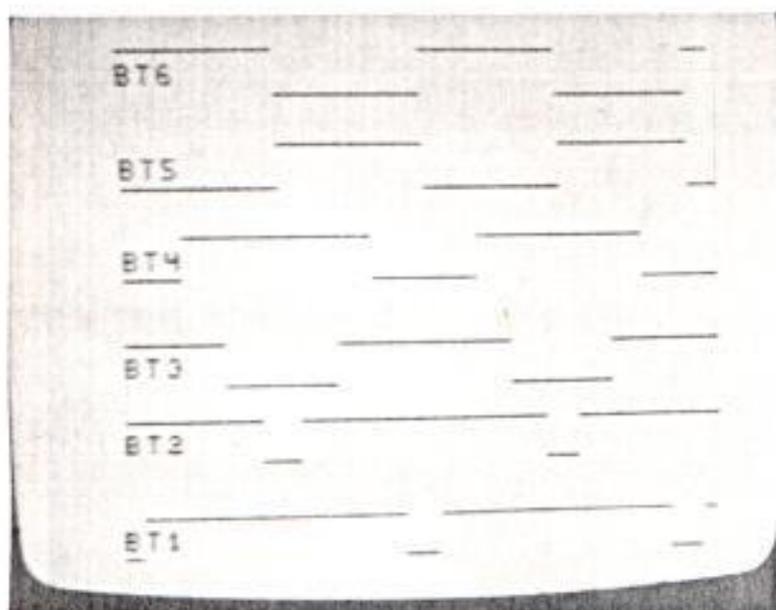


Fig. 3.8 Señales para las bases de los transistores.

Número de pasos: 13

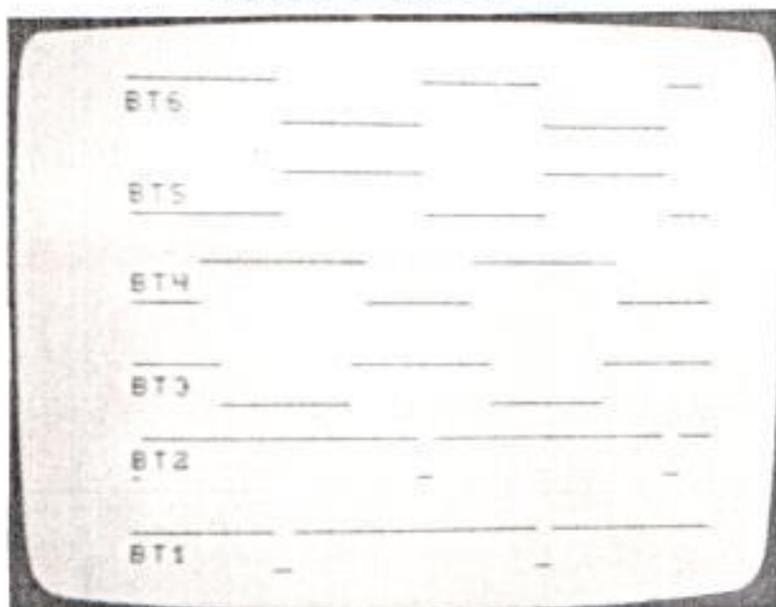


Fig. 3.9 Señales para las bases de los transistores.

Número de pasos: 4

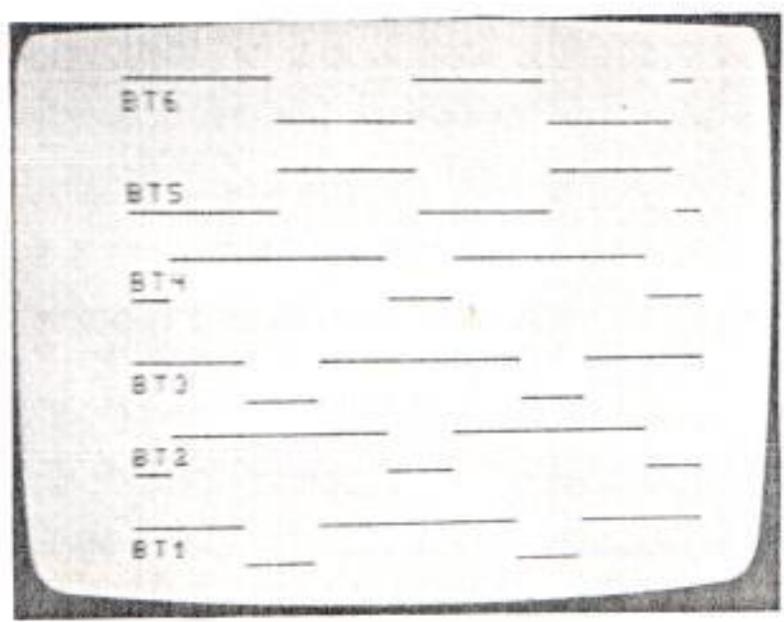


Fig. 3.10 Señales para las bases de los transistores.

Número de pasos: 8

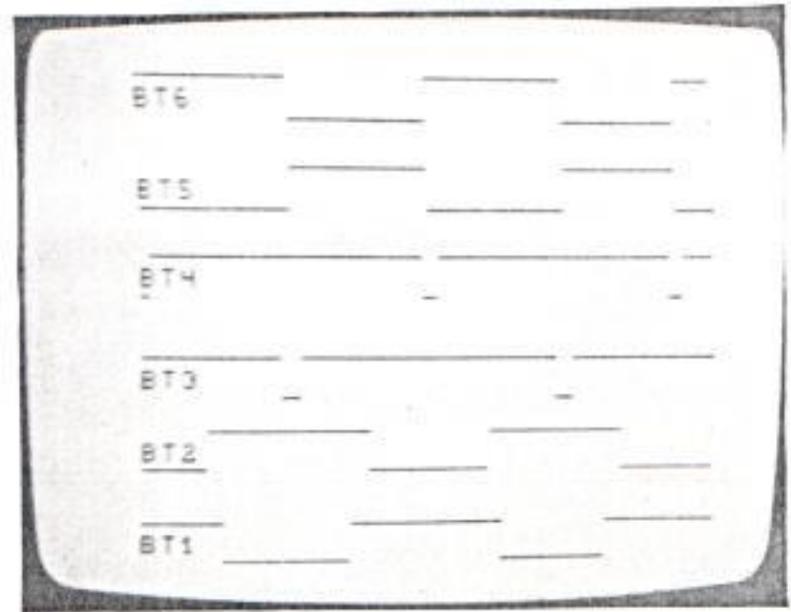


Fig. 3.11 Señales para las bases de los transistores.

Número de pasos: 6

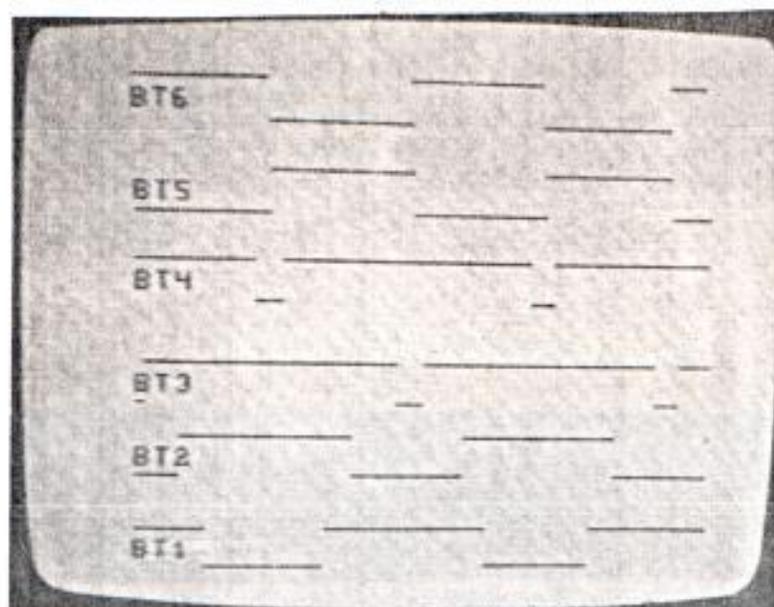


Fig. 3.12 Señales para las bases de los transistores.

Número de pasos: 6

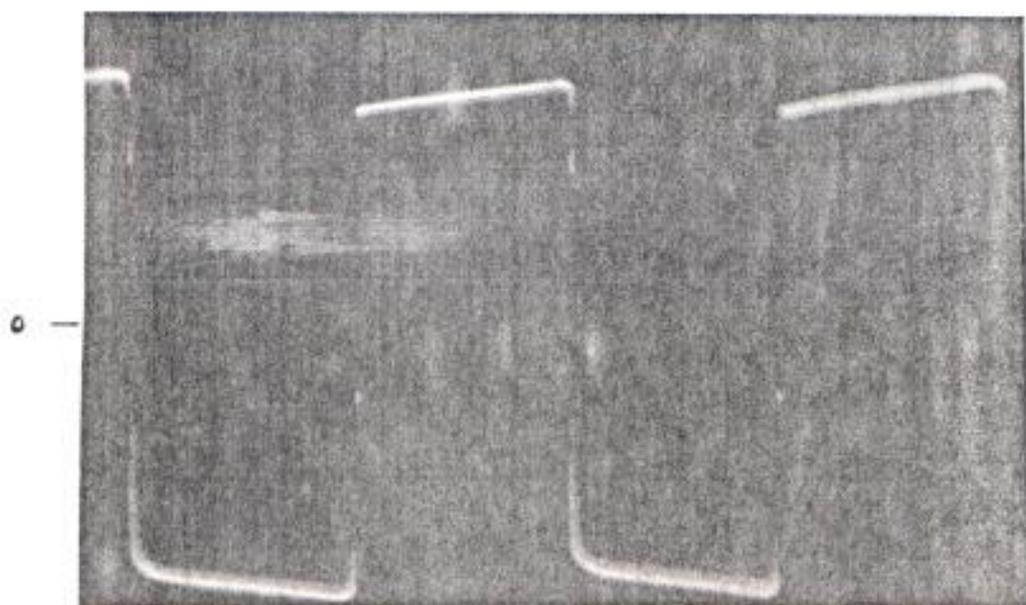


Fig. 3.13 Señal de salida de los inversores.

Número de pasos: 0

Escala vertical: 20 Volt./div.

Escala horizontal: 0.5 mSeg./div.

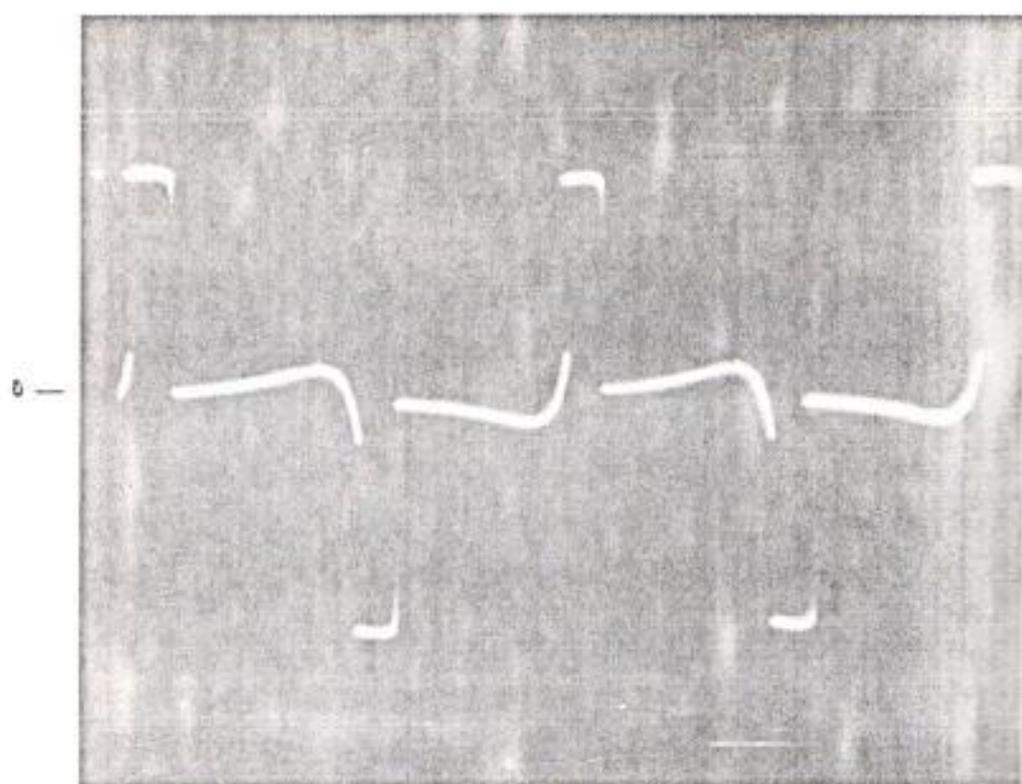


Fig. 3.14 Señal de salida de los inversores.
Número de pasos: 22
Escala vertical: 20 Volt./div.
Escala horizontal: 0.5 mSeg./div.

Al igual como se presentó en el literal 3.1.1, estas señales corresponden a una rotación del motor para un cierto número de pasos como se indica en la respectiva figura.

En las figuras 3.15 y 3.16 se muestran las formas de onda de corriente de colector observada a través de una resistencia de 0.1 y la de voltaje de colector a emisor de los transistores, para un cierto número de pasos dados.

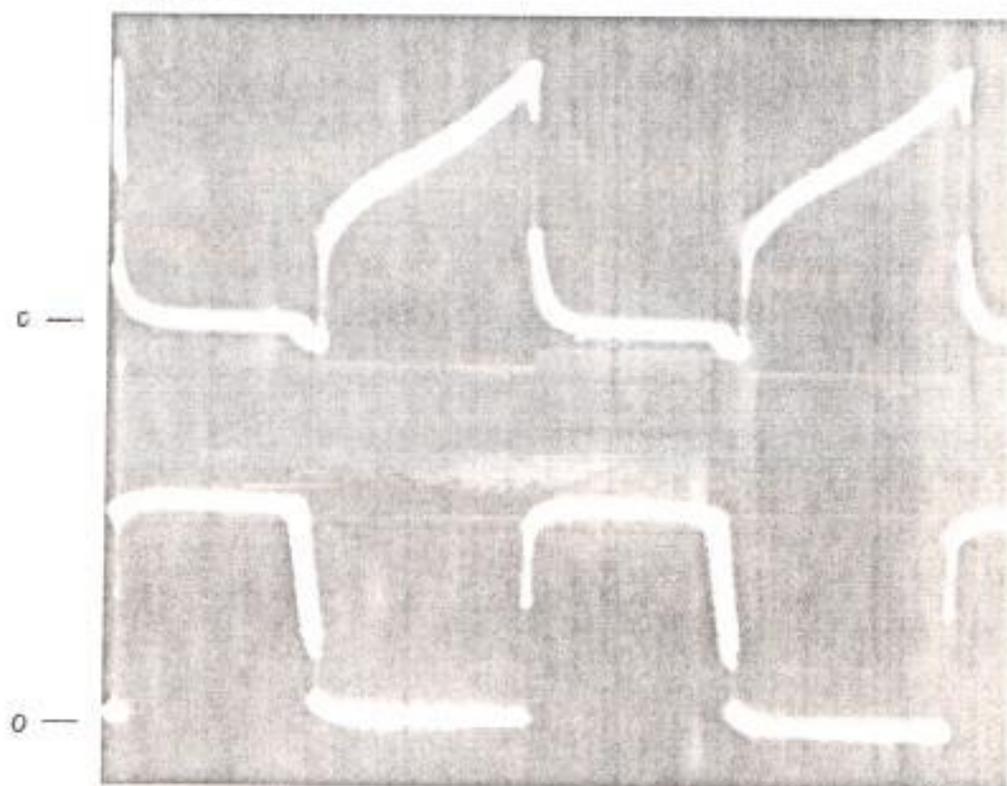


Fig. 3.15 Formas de onda de corriente de colector y de voltaje colector a emisor de los transistores.
Escala vertical: 0.1 Volts./div.

Escala horizontal: 0.5 mSeg./div.

Escala vertical: 5 Volts./div.

Escala horizontal: 0.5 mSeg./div.

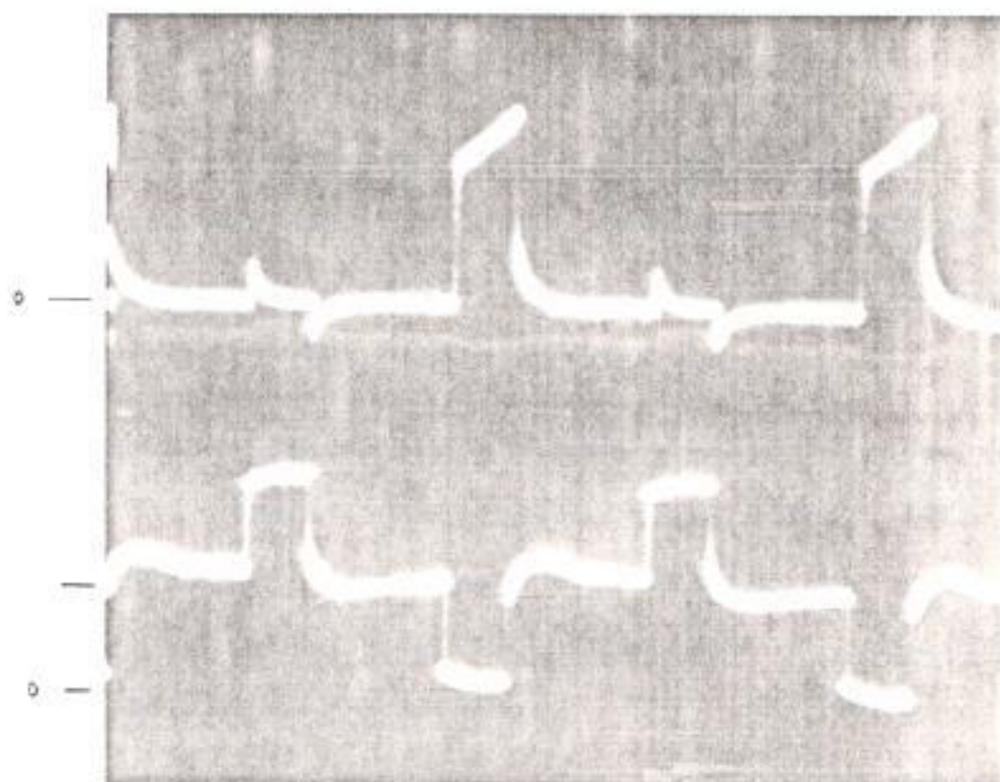


Fig. 3.16 Formas de onda de corriente de colector y de voltaje colector a emisor de los transistores.

Escala vertical: 0.1 Volts./div.

Escala horizontal: 0.5 mSeg./div.

Escala vertical: 5 Volts./div.

Escala horizontal: 0.5 mSeg./div.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

Del trabajo realizado se pueden presentar las siguientes conclusiones:

- 1.- El control de posición del eje del motor por medio de un microcomputador presenta gran flexibilidad para realizar múltiples secuencias de posición así como el sentido de giro del mismo.
- 2.- La velocidad máxima a que girará el motor, cuando se desea un número de pasos específico, estará restringido por el tiempo que el programa de control tarde en verificar que se ha girado el ángulo o número de pasos especificados.
- 3.- La reducción de la velocidad, cuando se desea que el rotor gire continuamente, es controlable por la introducción en el programa de control de un lazo de retardo.
- 4.- La operación de los transformadores de salida de la etapa de potencia, reduce la eficiencia del circuito inversor por las pérdidas producidas en los mismos.

Recomendaciones.

- 1.- Es importante hacer una comparación experimental de



este sistema de control de posición con otros sistemas basados en servomotores DC así como con motores de pasos convencionales.

- 2.- Sería preferible añadir a este sistema, un lazo de realimentación. Esto permitirá obtener la posición de inicio del rotor para un mejor control del mismo.
- 3.- Incorporar este sistema a una aplicación práctica que permita determinar las bondades del mismo.

Recomendación Personal:

- 1.- Se considere y apoye el esfuerzo de los alumnos que toman proyecto y tesis, incentivando su esfuerzo, y creando laboratorios exclusivos para este fin, con equipos adecuados para la investigación y donde sea posible que ellos realicen las etapas de experimentación que conlleva el desarrollo de la misma.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- Giacomo Paul, "A Stepping Motor Primer", Byte Publications Inc., Peterborough, February 1979, Vol. 4, No. 2, pp. 90-105.
- 2.- Gilder Jules, "Focus on Stepping Motors", Electronic Design, New-York, October 1977, Vol. 25, No 22, pp. 48-55.
- 3.- Harold y Gingrich, "Máquinas Eléctricas, Transformadores y Controles", Editorial Dasset S.A., España, 1973, pp. 276-292.
- 4.- Kuo Benjamin C., "Theory and Applications of Step Motors", West Publishing CO, New-York, 1974, pp. 1-6.
- 5.- Learley P. P., "Stepping Motors: A guide to modern theory and practice", Peter Peregrinus Ltd., London, 1984, pp. 90-115.
- 6.- Lowdon Eric, "Practical Transformer Design Handbook", Howard UJ. Sams Co. Inc, Indianapolis, 1980, pp. 168-181.
- 7.- Nakano Michio, "Alternating Magnetic-Field Type Step Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, May 1978, Vol. IECI-

25, No. 2, pp. 175-180.

- 8.- The Engineering Staff of Texas Instruments Incorporated, "Transistor Circuit Design", McGraw-Hill Book Company, Inc, New-york, 1963, pp. 433-462.
- 9.- Technical Information Center, "Microprocessor Applications manual", McGraw-Hill Book Company, Inc, New-york, 1975, pp. 4-13.
- 10.- Technical Information Center, "Motorola Power Device Data", McGraw-Hill Book Company, Inc, New-york, 1982, pp 1.3-1.4.
- 11.- The Engineering Staff of Texas Instrumens Incorporated Semiconductor Group, "The TTL Data Book for Design Engineers", Texas Instruments Incorporated, U.S.A., 1981.