



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

“Control de velocidad de un motor D. C. por medio de un lazo de enganche de fase, utilizando el Microprocesador 8085”

TESIS DE GRADO

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

Especialización: ELECTRONICA

Presentada por:

VICTOR HUGO ZAMBRANO V.

Guayaquil, Ecuador

1989

AGRADECIMIENTO

Al Ino. Eddar Izquierdo Orellana,
Director de Tesis, por su ayuda y
colaboración para la realización
de este trabajo y a todos los pro-
fesores de la ESPOL que
contribuyeron en mi formación.

DEDICATORIA

A mis Padres y a
mis hermanos

MIEMBROS DEL TRIBUNAL



Ind. JORGE FLORES M.

Presidente



Ind. NORMAN CHOOTONG C.

Miembro



Ind. EDGAR IZQUIERDO D.

Director de Tesis



Ind. ALBERTO LARIO

Miembro

DECLARACION EXPRESA

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

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

HUGO ZAMBRANO VALAREZO

RESUMEN

El control de velocidad de un motor D.C., se lo puede realizar usando algunos métodos, uno de los cuales es el de enganche de fase, que es muy utilizado en sistemas que requieren una gran precisión de velocidad.

Este método puede ser implementado con elementos discretos o haciendo uso de un microprocesador, siendo este último de gran ventaja con respecto al primero por la menor cantidad de circuitos integrados a usarse.

Esta técnica de enganche de fase, usando un microprocesador 8085, será utilizada para el control de velocidad de un motor D.C. en el presente trabajo, el mismo que podrá ser aprovechado, en una de las prácticas demostrativas del laboratorio de microprocesadores.

Como señal de referencia, el microprocesador genera una onda cuadrada, con un tiempo de pulso del 50 %, y de frecuencia proporcional a la velocidad deseada del motor. Un tacómetro óptico basado en un disco ranurado y acoplado al eje del motor, generará una onda cuadrada como señal de realimentación, la cual ingresará al microprocesador a través de una de las puertas de E/S, para compararse con la señal de referencia, y de acuerdo al algoritmo de control se obtendrá la señal de error actuante que mantiene al motor girando a la velocidad deseada.

Un convertidor D.C.-D.C., genera la potencia necesaria para alimentar al motor, el mismo que se basa en rectifi-

adores controlados de silicio. La señal de error ingresará una vez amplificada, a las puertas de los tiristores para producir el disparo de los mismos y así mantener la velocidad.

RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	VIII
INDICE DE FIGURAS	XII
ABREVIATURAS	XIV
INTRODUCCION	17

CAPITULO I

APLICACION DE UN LAZO DE ENGANCHE DE FASE PARA CON- TROL DE UN MOTOR D.C.	19
1.1. Comparación entre lazo de enganche de fase para control de un motor D.C., implementado con microprocesador y el lazo de enganche de fase convencional.	19
1.2. Algoritmo de control de velocidad a ser imple- mentado en el microprocesador 8085.	23
1.3. Características del motor D.C. a utilizar y su influencia en el algoritmo de control.	28

CAPITULO II

SENALES DIGITALES DE FRECUENCIA VARIABLE A USARSE EN EL SISTEMA	37
2.1. Señal de referencia	37
2.2. Señal de retroalimentación	38

2.2.1. Tacómetro óptico	39
2.3. Señal de error	45
CAPITULO III	
PROGRAMA PARA EL SDK 8085	48
3.1. Utilización de tres interrupciones del SDK 8085	48
3.1.1. Ingreso de datos para variar la velocidad del motor, usando la tecla Vect. int.	49
3.1.2. Utilización de la interrupción 5.5	49
3.1.3. Utilización de la interrupción 6.5	50
3.2. Generación de la señal de referencia	51
3.3. Subrutina de control de velocidad	54
3.3.1. Generación de la señal de error	54
3.3.2. Uso de contadores externos para calcular el tiempo en nivel alto de la señal de retroalimentación.	58
3.3.3. Empleo de puertas de E/S del SDK 8085	62
3.3.4. Comparación entre la señal de referencia y la señal de retroalimentación.	65
3.3.5. Funcionamiento del sistema en enganche y fuera de enganche.	66
3.4. Subrutinas especiales.	68
3.4.1. Subrutina de división.	69

3.4.2. Subrutinas de conversión de códigos	72
3.4.2.1. Conversión de BCD a binario	72
3.4.2.2. Conversión de binario a BCD	75
3.4.3. Subrutinas del monitor.	76
3.5. Consideraciones de tiempo del programa.	79

CAPITULO IV

CONTROLADOR DEL MOTOR D.C.	82
4.1. Circuito de fuerza	82
4.2. Circuito amplificador para la señal de error y aislamiento entre SDK 8085 y el circuito de fuerza.	96

CAPITULO V

PRUEBAS REALIZADAS CON CARGA Y SIN CARGA UTILIZANDO UN GENERADOR D.C. ACOPLADO AL MOTOR.	100
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	109
APENDICE A. - Manual del usuario	112
APENDICE B. - Listado de los programas	114
APENDICE C. - Diagrama eléctrico del circuito de control	139

APENDICE D.-	140
Diagrama eléctrico del circuito de fuerza	
APENDICE E.-	141
Lista de materiales y costo del proyecto	
BIBLIOGRAFIA	142

INTRODUCCION

Microprocesadores pueden ofrecer importantes ventajas en lazos de enganches de fase para control de motores D.C., como son:

El ciclo de tiempo fijo del procesador es derivado de la señal de reloj, controlada por un cristal, lo que provee exactitud al sistema.

Un lazo de enganche de fase digital, realiza una función de cuenta y comparación. La aritmética del procesador y capacidad de salto, son adecuadas para realizar estas tareas.

Controles digitales utilizando computadores proveen mayores ventajas en tamaño del control y en flexibilidad para variar parámetros del sistema controlador.

El presente trabajo consta de tres etapas, las cuales son: el programa para el SDK 8085, el circuito de fuerza para el motor, y pruebas del sistema.

El programa para el SDK 8085 se lo ha desarrollado por medio de subrutinas, por ser una práctica de programación que redundará en un óptimo desarrollo del programa y fácil comprensión del mismo.

El circuito de fuerza para el motor, es un convertidor D.C.-D.C., también llamado "troceador", cuya señal de control es la señal de error del sistema, proveniente del SDK 8085.

Las pruebas del sistema, fueron realizadas con un motor

acoplado a un generador, permitiendo realizar pruebas para distintas cargas aplicadas al motor, variando carga resistiva conectada al generador.

CAPITULO 1

APLICACION DE UN LAZO DE ENGANCHE DE FASE PARA CONTROL DE UN MOTOR D.C.

1.1. COMPARACION ENTRE LAZO DE ENGANCHE DE FASE PARA CONTROL DE UN MOTOR D.C., IMPLEMENTADO CON MICROPROCESADOR Y EL LAZO DE ENGANCHE DE FASE CONVENCIONAL.

Un diagrama de bloques del lazo de enganche de fase convencional se muestra en la figura 1.1. El sistema generalmente contiene 4 elementos básicos: detector de fase, filtro del lazo, amplificador del lazo, y oscilador controlado por voltaje (O.C.V.).



Fig. 1.1 LAZO DE ENGANCHE DE FASE CONVENCIONAL.

El comparador de fase es un dispositivo con dos puertos de entrada y una puerta de salida: si dos señales periódicas de idéntica frecuencia, pero con una diferencia en fase entre ellas, son conectadas a

las entradas del comparador, una señal proporcional a la diferencia en fase es generada en su salida; esta señal es filtrada y amplificada, para luego ser aplicada a la entrada del D.C.V.

Un D.C.V. es una fuente de una señal periódica cuya frecuencia depende del voltaje aplicado en su entrada. Analizando el funcionamiento del sistema cuando está en equilibrio o en enganche, las frecuencias de la señal de referencia y de la señal de retroalimentación son iguales, existiendo una diferencia en fase constante entre ellas, siendo la señal de error proporcional a esa diferencia de fase, que mantendrá el equilibrio del sistema.

Si varía la frecuencia de la señal de referencia, varía la diferencia en fase con la señal de retroalimentación, alterándose la señal de error del sistema, generándose un estado de corrección, el cual se mantiene hasta que la frecuencia de la señal de retroalimentación iguale a la de la señal de referencia, alcanzándose un nuevo estado de equilibrio; cabe destacar que este proceso de corrección es prácticamente instantáneo ya que la señal de salida del D.C.V., puede cambiar de frecuencia inmediatamente.

El diagrama de bloques para un sistema controlador de la velocidad de un motor D.C., por medio de un lazo de enganche de fase, se ilustra en la figura 1.2:

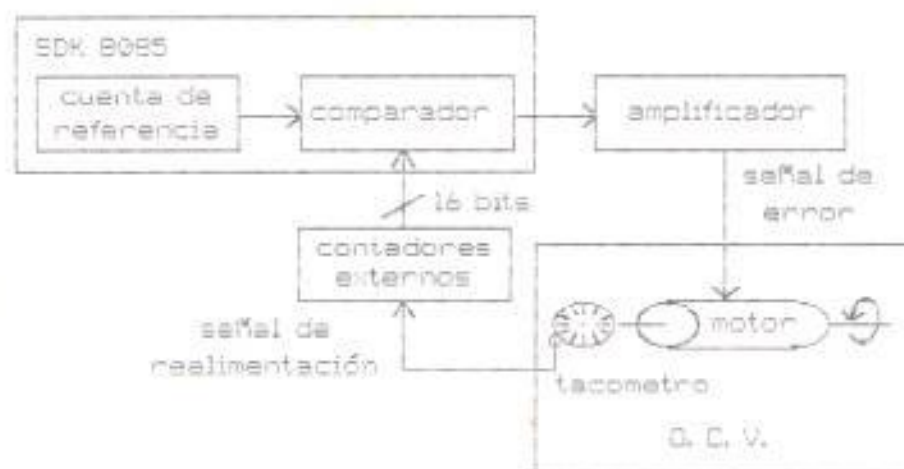


Fig. 1.2 LAZO DE ENGACHE DE FASE PARA MOTOR D.C.

La señal de retroalimentación es generada por un tacómetro óptico acoplado al eje del motor y su frecuencia depende de la velocidad del motor. El conjunto motor-tacómetro viene a ser como un D.C.V. con inercia puesto que la velocidad del motor no puede variar en forma instantánea cuando ocurren cambios en la señal de error del sistema. Por tal razón, el filtro pasa-bajo del sistema sería innecesario, pues si se presentan transientes en la señal de error no afectarían la velocidad del motor ni el equilibrio del sistema, debido a la inercia del sistema rotacional, la cual actuaría como un filtro del lazo. La función de comparación de fase sería realizada por el SDK 8085; adicionalmente una función de comparación de frecuencia es necesario que realice.

Analizando el sistema cuando está en equilibrio o en

enganche, las frecuencias de la señal de referencia y la señal del tacómetro son iguales y existe una diferencia en fase entre ellas que produce una señal de error que es una señal consistente en un tren de pulsos que mantienen al sistema en equilibrio.

El ancho de estos pulsos, depende de la carga aplicada al motor. A fin de mantener la misma velocidad del motor, cuando se le aplica una gran carga o cuando tiene una carga ligera, el ancho de los pulsos es mayor mientras más grande sea la carga. De esta forma, se entrega mayor energía al motor mientras mayor sea la carga aplicada en su eje.

Cuando ocurren variaciones en la carga, el sistema pierde el estado de equilibrio o de enganche, la velocidad del motor varía y el sistema entra en un estado de corrección en el cual la señal de error deja de ser un tren de pulsos y cambia a un valor lógico uno si el motor se desaceleró, aplicándose energía al motor, o cambia a un valor lógico cero si el motor se aceleró, removiéndose la energía al motor. Así, el sistema alcanza el estado de equilibrio lo más rápidamente posible y el motor vuelve a girar a la velocidad deseada.

El lazo de enganche de fase convencional se aplica en comunicaciones, para demodulación F.M., empleándose los detectores de fase para recobrar la

información contenida en la fase de la señal de referencia.

En lazos de control de motores, no existe información en la fase de la señal de referencia, sino solo en la frecuencia, por lo que únicamente comparación de frecuencia sería necesario realizar; sin embargo efectuar adicionalmente comparación de fase resulta en un control de velocidad más óptimo para motores de baja inercia, como será analizado posteriormente.

1.2. ALGORITMO DE CONTROL DE VELOCIDAD A SER IMPLEMENTADO EN EL MICROPROCESADOR 8085.

En este trabajo se utilizaron dos algoritmos de control de velocidad; en uno de ellos se realiza una comparación de fase y frecuencia entre la señal de referencia y la señal del tacómetro mientras que en el segundo solo se lleva a cabo una comparación de frecuencias entre las dos señales. En ambos casos, los algoritmos se han desarrollado como subrutinas, las cuales son llamadas por medio de una interrupción.

El diagrama de flujo para la subrutina de control que realiza una comparación de fase y frecuencia se muestra a continuación:

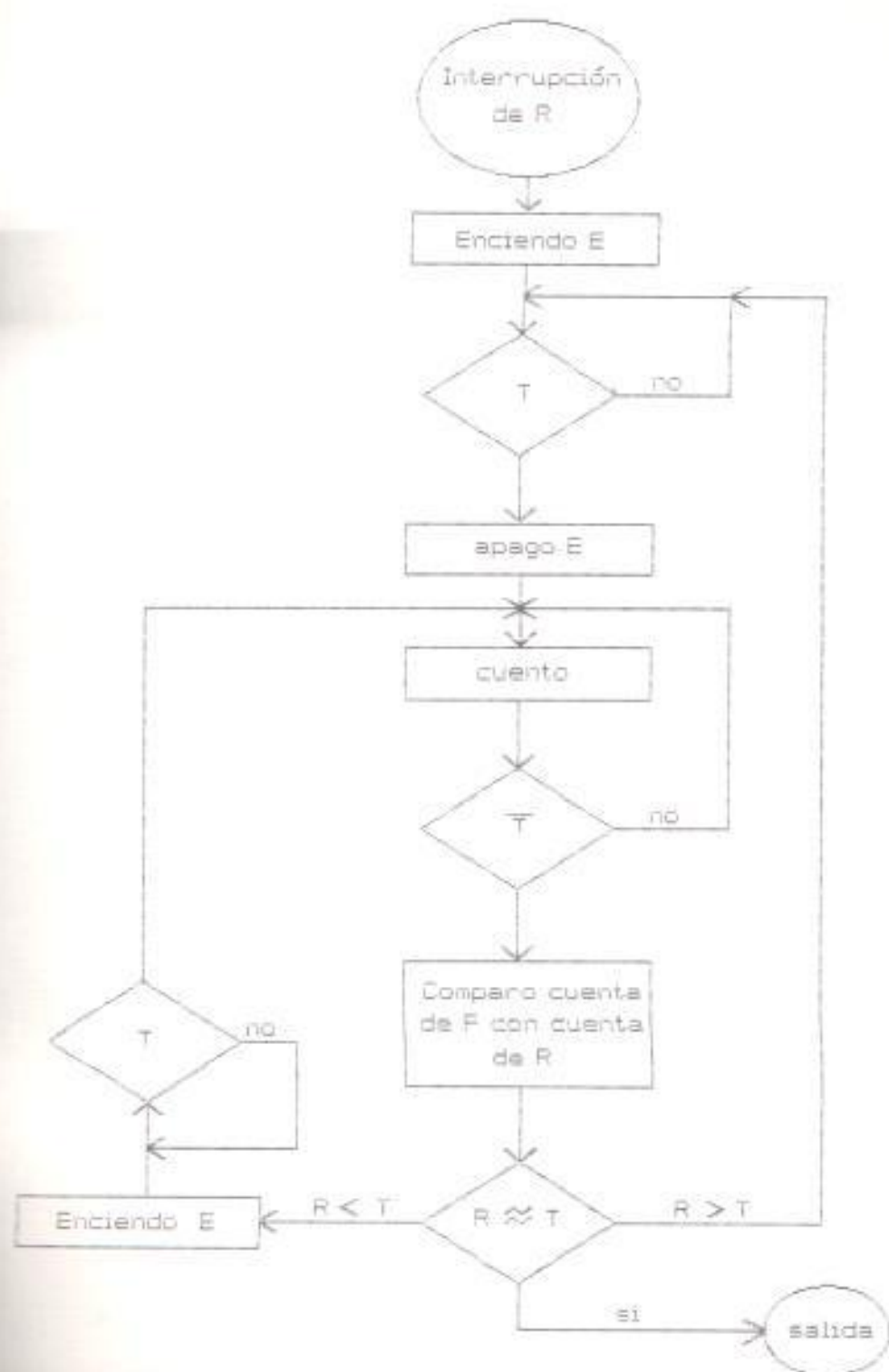


Fig. 1.3 DIAGRAMA DE FLUJO DE SUBROUTINA DE CONTROL QUE REALIZA COMPARACION DE FASE Y FRECUENCIA.

Esta subrutina de control de la velocidad es llamada por medio de la interrupción 6.5, la cual es activada cuando ocurre un flanco ascendente en la señal de referencia, esto es, cuando cambia de valor lógico 0 a 1.

La señal de referencia tiene la característica que su frecuencia es igual a la frecuencia que tendría la señal del tacómetro óptico cuando el motor gira a la velocidad deseada. Para producir la señal de referencia se utiliza el contador programable que se encuentra en el C.I. 8155 del SDK 8085.

En el inicio de la subrutina de control el programa envía un valor lógico 1 a la puerta de salida correspondiente a la señal de error del sistema, lo que denominamos "enciende E"; esta condición se mantiene hasta que ocurre un flanco ascendente en la señal del tacómetro que está conectada a una puerta de entrada del SDK 8085, momento en el cual el procesador "apaga E", esto es, envía un valor lógico 0 a la puerta de salida de la señal de error.

Inmediatamente el programa calcula la velocidad a la cual gira el motor, por medio de una cuenta efectuada durante el tiempo en que la señal del tacómetro permanece en alto o con un valor lógico 1. Cuando la señal del tacómetro cambia a 0, el programa compara esta cuenta con una cuenta de referencia la cual depende de la velocidad a la cual

se desea que gire el motor.

Si las cuentas son iguales, o hay una pequeña diferencia entre ellas que no sobrepasa un error aceptable, la velocidad del motor es la deseada, y se termina la subrutina hasta que haya un nuevo flanco ascendente de R.

En el caso de que exista una diferencia entre las cuentas y que sea mayor al error aceptable el motor no gira a la velocidad deseada. Si la cuenta de la señal del tacómetro es mayor a la cuenta de referencia, el motor está girando lento por lo que el programa "enciende E", aplicando energía al motor.

Si la cuenta de la señal del tacómetro es menor a la cuenta de referencia, el motor está girando a una velocidad mayor a la deseada y se "apaga" E, removiéndose la energía al motor.

En ambos casos el programa permanece en la subrutina, calculando la cuenta de la señal del tacómetro y comparando con la cuenta de referencia, repitiéndose este proceso hasta que la diferencia entre las cuentas sea cero, o sea menor al error aceptable, momento en el cual se termina la subrutina, hasta que sea llamada nuevamente.

El diagrama de flujo para la subrutina de control que realiza solo comparación de frecuencia es mostrado en la siguiente figura:

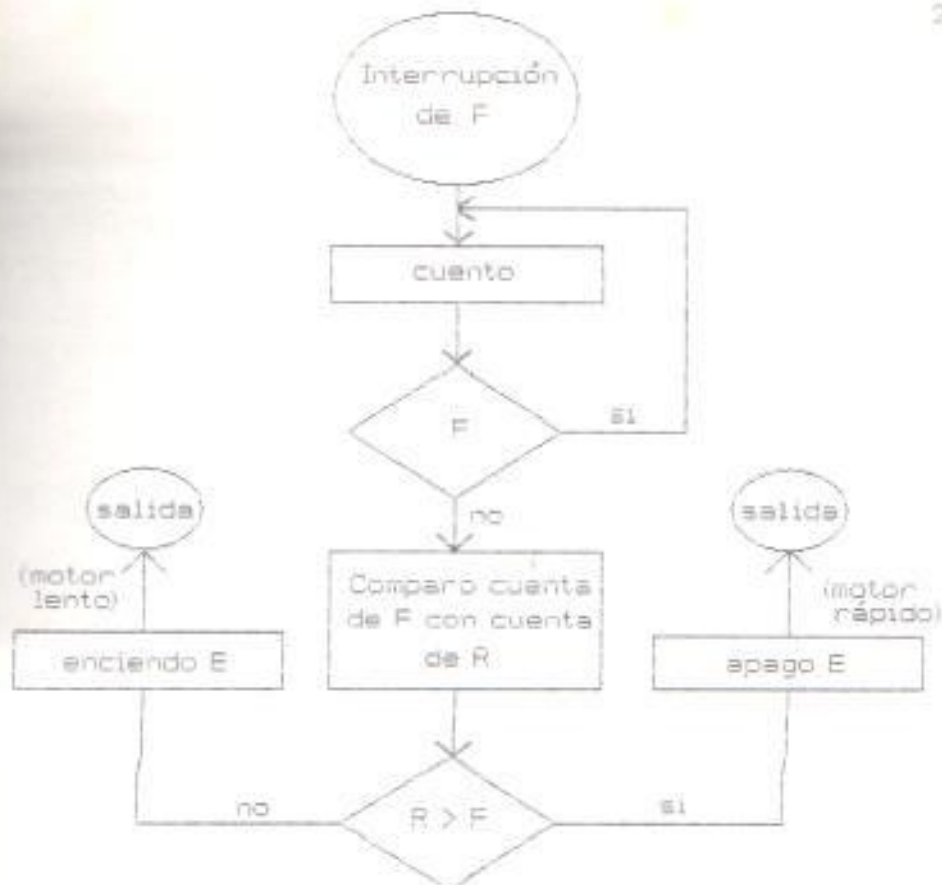


Fig. 1.4 DIAGRAMA DE FLUJO DE SUBROUTINA QUE REALIZA SOLO COMPARACION DE FRECUENCIA.

La subrutina es llamada cuando ocurre un flanco ascendente en la señal de realimentación del sistema. Mientras esta señal permanece en alto, una cuenta de realimentación es efectuada; cuando la misma señal cambia a un valor lógico 0, la cuenta es detenida y se procede a compararla con una cuenta de referencia; si esta última cuenta es mayor, el motor está acelerado por lo que la señal de error es "apagada", desenergizando el motor; si la cuenta de referencia es menor a la de realimentación el motor está desacelerado siendo la señal de error "encendida", energizando el motor.

En ambos casos, una vez que se ha definido el valor lógico correcto de la señal de error la subrutina termina, y es llamada nuevamente al producirse otro flanco ascendente en la señal de retroalimentación.

1.3. CARACTERÍSTICAS DEL MOTOR D.C. A UTILIZAR Y SU INFLUENCIA EN EL ALGORITMO DE CONTROL.

El circuito eléctrico de un motor D. C., con excitación separada es el siguiente:



Fig. 1.5 CIRCUITO ELECTRICO DE UN MOTOR D.C. CON EXCITACION SEPARADA.

Sumando los voltajes en el circuito de la armadura:

$$V_a = E_a + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (1.1)$$

$$E_a = K \Phi \omega_m \quad (1.2)$$

Φ : Flujo magnético

K : Constante del motor

ω_m : Velocidad del motor

Considerando que F es constante, ya que V_r se mantiene fijo, y reemplazando en (1.2):

$$E_a = K_m \omega_m \quad (1.3)$$

La nueva constante, K_m , es el producto de $K F$, para máquinas de excitación separada, o máquinas de magneto permanente. La suma de los torques actuando en el eje del motor es:

$$T_D = T_L + D \omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (1.4)$$

D : Coeficiente viscoso

J : Momento de inercia de
todo el sistema rotacional

T_D : Torque eléctrico

T_L : Torque en la carga

El torque eléctrico viene definido por:

$$T_D = K i_r i_a \quad (1.5)$$

$$T_D = K_m i_a \quad (1.6)$$

Para hacer un análisis dinámico de la máquina, se emplean transformadas de Laplace de estas ecuaciones. Adicionalmente, asumiendo que el torque en la carga es constante, no se lo considera en el análisis dinámico. Las ecuaciones son:

$$V_a = E_a + (R_a + sL_a)I_a \quad (1.7)$$

$$E_a = K_m \omega_m \quad (1.8)$$

$$T_D = (D + sJ) \omega_m \quad (1.9)$$

$$T_D = K_m i_a \quad (1.10)$$

En base a estas ecuaciones se puede obtener el siguiente diagrama de bloques:

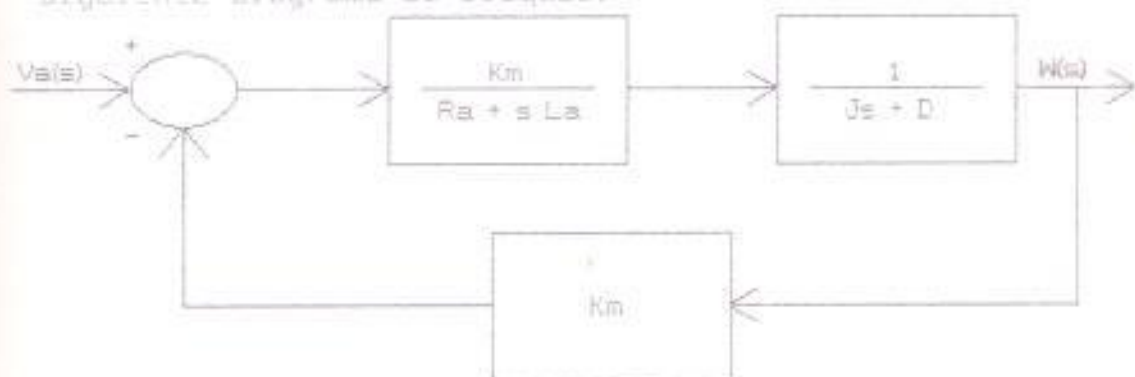


Fig. 1.6 DIAGRAMA DE BLOQUES PARA UN MOTOR D.C.

La función de transferencia sería:

$$\frac{W}{V_a} = \frac{K_m}{(R_a + sL_a)(D + sJ) + K_m^2} \quad (1.11)$$

Considerando L_a despreciable:

$$\frac{W}{V_a} = \frac{K_{em}}{1 + st_m} \quad (1.12)$$

donde:
$$K_{em} = \frac{K_m}{R_a D + K_m^2} \quad (1.13)$$

$$t_m = \frac{R_a J}{R_a D + K_m^2} \quad (1.14)$$

La constante de tiempo de este tipo de máquina sería t_m . Una similar expresión puede ser obtenida con I_a como la función de entrada. Analizando la ecuación (1.11), el único parámetro que puede variar es J , ya que es la inercia de todo el sistema rotacional; incluye la inercia propia del motor, y la inercia de la carga acoplada al eje, la cual generalmente no es

absolutamente estable, pudiendo tener pequeñas variaciones, modificando por tanto su inercia y alterando el valor de J .

La inercia de todo el sistema rotacional, está determinada por: $J = J_{\text{motor}} + J_{\text{carga}}$; para motores de gran inercia, J_{motor} es un valor elevado, por lo que pequeñas variaciones en la carga no alteran en gran medida J , ni tampoco t_m , y debido a que la velocidad del motor depende de este parámetro, no se alteraría tampoco.

Si el motor tiene un valor J_{motor} pequeño, variaciones mínimas en la carga, alterarían el valor de J considerablemente, alterando también t_m y por lo tanto la velocidad del motor w_m .

Se consideró que la subrutina de control que utiliza comparación de fase y frecuencia es más adecuada para motores de baja inercia, ya que sigue dos estrategias de control, aplicadas para pequeñas y grandes variaciones de la velocidad. El sistema está en "enganche", cuando el motor gira a la velocidad deseada, por lo que las frecuencias de la señal de realimentación y de referencia son iguales; la señal de error del sistema, consiste en pulsos cuyo ancho está determinado por el desfase existente entre la señal de retroalimentación y la señal de referencia. Al ocurrir pequeñas variaciones en la carga, la velocidad se altera, debido a que t_m varía. La

frecuencia de la señal de realimentación también cambia, variando el desfase con la señal de referencia, y por lo tanto el ancho de los pulsos de la señal de error del sistema, entregándose mayor o menor energía al sistema, corrigiéndose la velocidad del motor.

Por ejemplo, si la carga del motor se incrementa el motor se desacelera, el desfase aumenta, consecuentemente la duración del pulso de la señal de error también aumenta, incrementando la potencia promedio entregada al motor. Si la carga al motor es disminuida, su velocidad es incrementada, el desfase entre las dos señales disminuye, por lo que la duración del ancho del pulso también disminuye y menor potencia promedio es aplicada al motor; existe pues, modulación de ancho de pulso, cuando el sistema permanece en estado de enganche, que permite una corrección casi instantánea de la velocidad cuando ocurre una alteración no muy grande en ella, permaneciendo la diferencia resultante entre las cuentas, menor al error aceptable.

Cuando las variaciones en la carga acoplada al eje del motor son mayores, la velocidad se altera en gran medida, la diferencia entre las cuentas de realimentación y de referencia aumenta a un valor mayor al error aceptable, corrigiendo el programa la señal de error a un valor lógico 1, si el motor se

desacelera a 0 si el motor se acelera, manteniendo este valor de E, hasta que la velocidad del motor sea corregida. Utilizando esta subrutina, se controló la velocidad de un motor de imán permanente, cuyos únicos datos de placa son $V_{armadura} = 12\text{ V}$ e $I_{nominal} = 0.5\text{ A}$.

Para motores de gran inercia, una vez que han alcanzado una determinada velocidad, pequeñas variaciones en la carga aplicada al eje del motor, no alteran su velocidad, no siendo necesario entonces, realizar comparación de fase; solo comparación de frecuencia es necesario realizar, por medio de las cuentas de realimentación y de referencia, para determinar el valor correcto de la señal de error, que mantendrá el sistema en enganche de frecuencia. Utilizando esta subrutina de control que realiza comparación de frecuencia, se controló la velocidad de un motor cuyos datos de placa son: $V = 110\text{ V}$, $I_m = 4.5\text{ A}$, $P = 0.5\text{ Kw}$, $\omega_m = 1425\text{ RPM}$. La figura 1.7 ilustra el sistema controlador:



Fig 1.7 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA CONTROLADOR QUE EFECTUA COMPARACION DE FRECUENCIA.

En la figura 1.7 se denomina E a la señal de error del sistema, CR a la cuenta de referencia, CF a la cuenta de realimentación y DC es la diferencia entre estas dos cuentas, o error en la cuenta de realimentación. El valor de e , es el máximo valor de error aceptable.

El control de velocidad a implementar es el conocido como control si-no: la señal de error del sistema está determinada por la diferencia entre las cuentas. En el rango comprendido entre $DC=-e$ y $DC=+e$, la subrutina asume que la velocidad del motor es la deseada y mantiene constante la señal de error, la cual puede tener un nivel alto o bajo, lo que está representado en la figura como la zona rayada.

Para la subrutina que realiza comparación de fase y frecuencia, el controlador es del tipo si-no, siempre y cuando DC no se encuentre en el rango comprendido entre $+e$ y $-e$; si la diferencia entre cuentas tiene un valor comprendido en este rango, el control que se realiza está determinado por la diferencia de fase entre las señales de referencia y del tacómetro.

Para las dos subrutinas de control de velocidad, cuando el sistema está en equilibrio, la señal de error consiste en una onda cuadrada de determinada frecuencia y ancho de pulso, lo que determina que la

velocidad del motor oscile entre un valor w_m máximo y w_m mínimo.

La siguiente figura, muestra como es afectado el valor de velocidad del motor, por la señal de error del sistema, siendo el gráfico válido para las dos subrutinas de control:

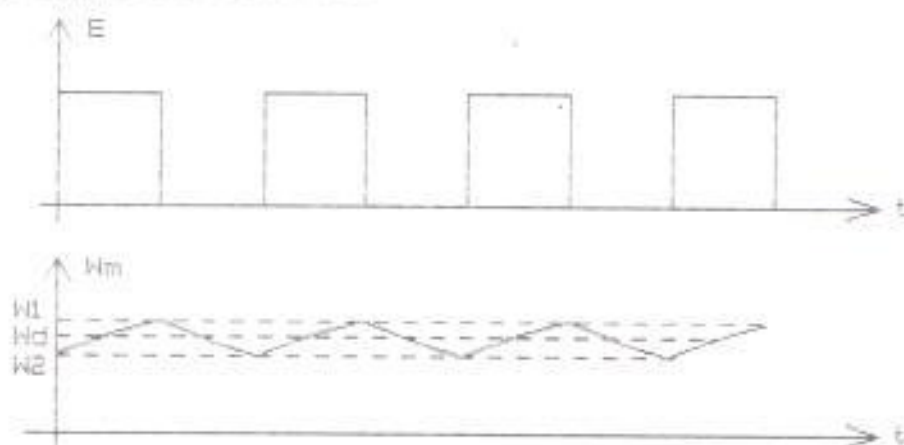


Fig. 1.8 GRAFICOS DE SENAL DE ERROR Y VELOCIDAD.

Cuando la señal de error es alta, se proporciona energía al motor por lo que este se acelera, aumentando la velocidad hasta un valor w_1 ; si E es 0, el motor se desacelera disminuyendo la velocidad hasta un valor w_2 ; w_0 es la velocidad deseada.

Obviamente, para un buen control de velocidad w_2 , w_0 y w_1 deben ser aproximadamente iguales, lo que depende de la frecuencia de la señal de error y de la inercia del sistema rotacional J. Mientras menor sea J, el motor puede acelerarse o desacelerarse más rápidamente, consecuentemente la frecuencia de E debe ser mayor, para que la velocidad del motor no

oscile apreciablemente.

Para los dos algoritmos de control, se utilizan datos muestreados o información intermitente, ya que la cuenta de retroalimentación, mediante la cual se determina la velocidad del motor, es suministrada cada vez que la señal del tacómetro cambia de alto a bajo, en cuyo caso el sistema de control no recibe información de la velocidad del motor durante un tiempo igual al periodo de la señal de retroalimentación, T , y por lo tanto tampoco puede ser corregida la señal de error.

Consecuentemente, el periodo de la señal de retroalimentación, debe tener un valor adecuado, para que los valores de velocidad w_1 y w_2 no sean demasiado distantes. Para motores de baja inercia, la velocidad puede variar más rápidamente que en motores de considerable inercia, por lo que T debe ser menor mientras menor sea el valor de la inercia del motor. Un buen diseño del tacómetro óptico, es entonces fundamental para un buen control de velocidad.

Considerando que T es directamente proporcional a la velocidad del motor, como se analizará posteriormente, existe un límite inferior de velocidad para el cual el valor de T es el adecuado. Para las dos subrutinas de control se trabajó para un valor mínimo de velocidad de 200 RPM, con óptimos resultados.

CAPITULO II

SENALES DIGITALES DE FRECUENCIA VARIABLE A USARSE EN EL SISTEMA.

2.1. SENAL DE REFERENCIA.

La señal de referencia es una señal digital periódica, cuya frecuencia depende de la velocidad a la cual se desea que gire el motor y de las características del tacómetro óptico. El sistema se lo diseñó de tal forma que cuando el motor gira a la velocidad deseada, las frecuencias de la señal del tacómetro y de la señal de referencia, sean iguales. Las frecuencias de la señal del tacómetro óptico, y de la señal de referencia, están definidas por la siguientes expresiones matemáticas:

$$f_{tac} = \frac{N \omega_m}{60} \quad (2.1)$$

$$f_{ref} = \frac{N \omega_d}{60} \quad (2.2)$$

ω_m : Velocidad del motor

ω_d : Velocidad deseada

f_{tac} : Frecuencia de la señal del tacómetro

f_{ref} : Frecuencia de la señal de referencia

N: Número de líneas pintadas en el disco

Cuando w_m es igual a w_{ms} , las frecuencias de las dos señales analizadas son iguales:

$$f_{ref} = f_{tac} = \frac{N \cdot w_m}{60} \quad (2.3)$$

60

Para generar la señal de referencia, el programa tiene que calcular esta expresión y en base al resultado obtenido, programar los contadores del C.I. 8155. Esto se analiza en detalle en el subtema 3.2, del capítulo 3.

La señal de referencia es utilizada por el programa que emplea comparación de fase y frecuencia, para activar la interrupción 6.5, la cual llama a la subrutina de control de velocidad. Además, es empleada en la generación de la señal de error del sistema, cuando se encuentra en estado de enganche.

3.2. SENAL DE RETROALIMENTACION.

Tradicionalmente se ha utilizado en sistemas de control de velocidad, tacómetros analógicos o tacogeneradores para sensar la velocidad a la que gira el motor. Estos tacómetros son relativamente pobres transductores de velocidad, pues el voltage que presentan en su salida no solo depende de la velocidad a la que gira el eje del motor al cual están acoplados, si no también de otros factores como por ejemplo la temperatura de funcionamiento y

el desgaste en las escobillas.

En el presente trabajo, se utiliza como señal de retroalimentación, la proveniente de un tacómetro óptico del cual se obtiene una señal digital, cuya frecuencia depende de la velocidad a la que gira el motor. Un tacómetro óptico no presenta los inconvenientes de un tacogenerador, y por el contrario es un transductor de velocidad preciso y confiable.

2.2.1. TACOMETRO OPTICO.

El motor D.C. tiene acoplado en su eje un disco de material transparente sobre el que se ha pintado N líneas radiales en su superficie. Un diodo emisor de luz (led) está de un lado del disco, y un fototransistor está del otro lado, teniendo ambos elementos una posición fija. Cuando el disco rota, la luz es alternativamente transmitida o bloqueada, por lo que el fototransistor pasa de un estado de saturación a corte; el colector se lo conecta a la entrada de un inversor con disparador de Schmitt que se encuentra en el C.I. 7414, para obtener en su salida una señal digital moldeada.

En el capítulo 1, se analizó que en el

presente trabajo se controló la velocidad para dos motores D.C. de distintas características, empleando subrutinas de control diferente para cada uno de los motores; también fue necesario construir dos tacómetros ópticos los mismos que emplean discos que difieren en dimensión y número de líneas. En cambio los elementos sensores en los dos tacómetros son iguales y son ECG 3102 los cuales son "módulos interruptores", que incluyen un led y un fototransistor; en la figura 2.1 se muestra el módulo interruptor:

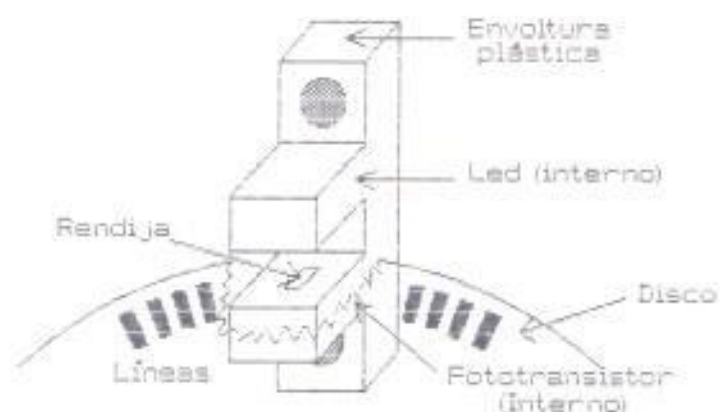


Fig. 2.1 MODULO INTERRUPTOR DEL TACOMETRO.

La señal obtenida en el colector del fototransistor, es moldeada para conseguir una forma de onda cuadrada, utilizando el C.I. 7414. La figura 2.2 muestra las formas de onda de la entrada y la salida del

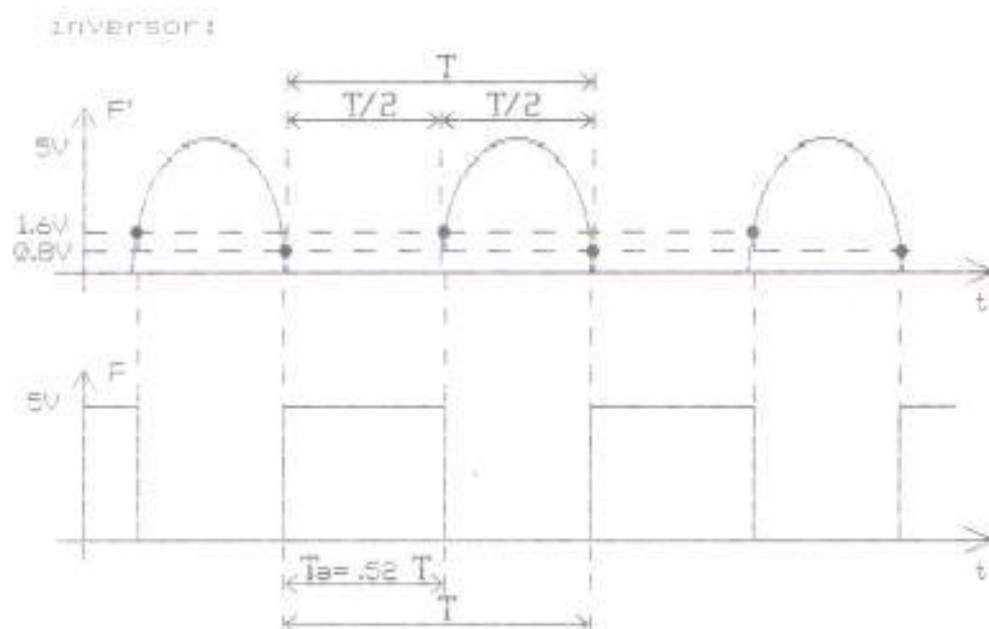


Fig 2.2 SENAL DE RETROALIMENTACIÓN DE LA ENTRADA Y LA SALIDA DEL C.I. 7414.

En la figura 2.2 se ha especificado los valores de 0.8V y 1.6V que son los niveles a los que el disparador de Schmitt trabaja, lo que determina que la señal de salida tenga un tiempo en alto $T_h = 0.52 T$, mayor al de la señal de entrada, cuyo valor es $T/2$. Esta característica hay que considerarla para calcular la cuenta de referencia de una velocidad deseada determinada; en el capítulo 3, se analiza en detalle al respecto.

El disco que se utilizó para el motor de magneto permanente, consta de 90 líneas; al reemplazar este número de líneas en la ecuación (2.1), se tiene:

$$f_{\text{enc}} = \frac{90 \times \omega_m}{2\pi} \quad (2.4)$$

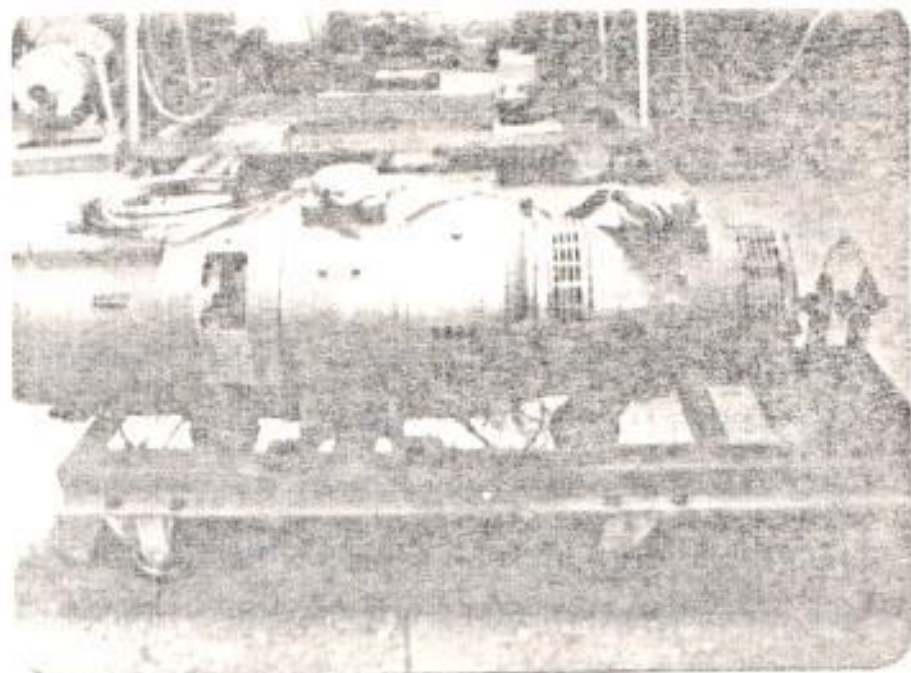


Fig. 2.4 DISCO DE 30 LINEAS ACOPLADO AL MOTOR DE 0,5 Kw.

Para suministrar al programa una buena información de la velocidad de giro del motor los discos deben ser de buena calidad, lo que implica que los anchos de las líneas pintadas en los discos, deben ser iguales y estar alineadas en forma radial. Además los discos deben ser montados en el eje del motor, de tal manera que no queden descentrados con respecto al mismo. Estos factores pueden influir negativamente para un buen control de velocidad, debido a que la señal de realimentación no sería de características

similares a la señal de referencia.

Los resultados obtenidos con los dos discos empleados en el presente trabajo, para una velocidad determinada, indicaron que las cuentas de retroalimentación variaban aproximadamente en un rango de 10% con respecto a la cuenta de referencia. Este error en las cuentas de realimentación, influye sobre todo en la subrutina de comparación de fase y frecuencia, ya que no se puede lograr enganche de fase debido a que el programa asume que la cuenta de retroalimentación no está en el rango de error aceptable, corrigiendo la señal de error a un valor lógico 1, si la cuenta de retroalimentación es mayor a la de referencia, o un valor lógico 0 si es menor.

Sin embargo, debido a que las cuentas de retroalimentación se repiten en cada revolución del motor, se obtiene una señal de error con valores lógicos que se repiten también en cada revolución, estabilizándose la velocidad del motor en un valor aproximado a la velocidad deseada; este resultado se obtuvo para los dos programas de control desarrollados.

2.3. SEÑAL DE ERROR.

La función que realiza la señal de error, es controlar el circuito de fuerza que suministra energía al motor. Dos circuitos de fuerza diferentes fueron utilizados para los dos motores empleados, los cuales son analizados en el capítulo IV. Cuando la señal de error tiene un valor lógico 1, se suministra energía al motor; cuando tiene un valor lógico 0 se remueve la energía al motor.

Analizando la subrutina que realiza comparación de fase y frecuencia, la señal de error depende de si el sistema está en enganche o fuera de enganche. En el primer caso la señal de error está determinada por la diferencia en fase entre la señal de referencia y la señal del tacómetro, como se observa en la siguiente figura:

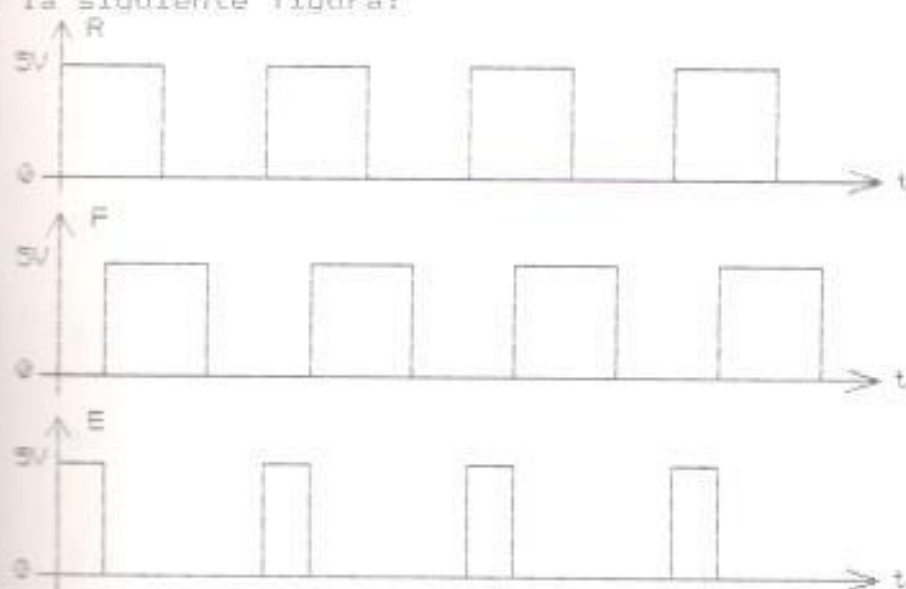


Fig. 2.5 SEÑAL DE ERROR CUANDO EL SISTEMA ESTA EN ENGANCHE .

Cuando el sistema está fuera de enganche, si el motor gira lento la señal de error tiene un valor lógico 1; si el motor está girando a mayor velocidad que la deseada, la señal de error tiene un valor lógico 0. Esto se explica claramente con los gráficos de las figuras 2.6 y 2.7 respectivamente.

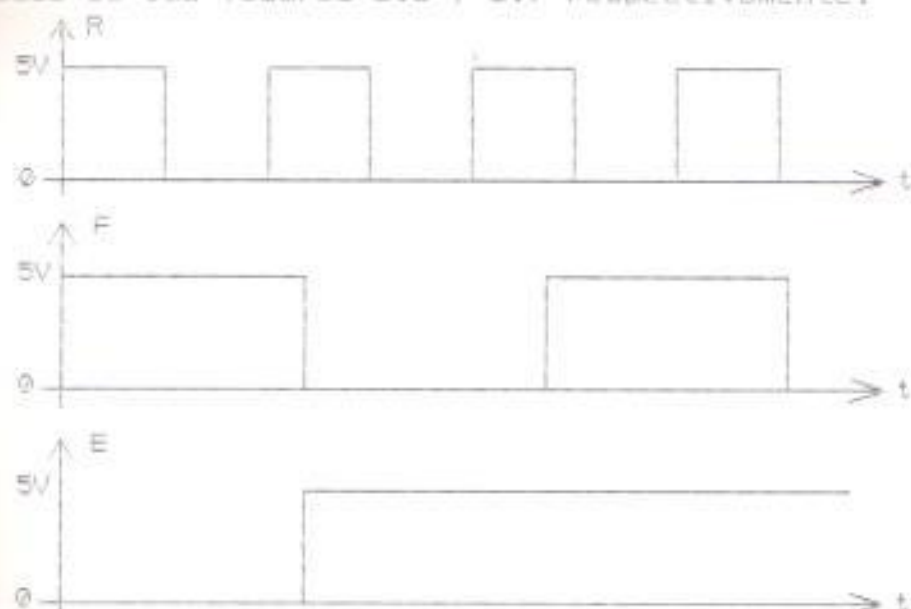


Fig. 2.6 SISTEMA FUERA DE ENGANCHE. MOTOR LENTO

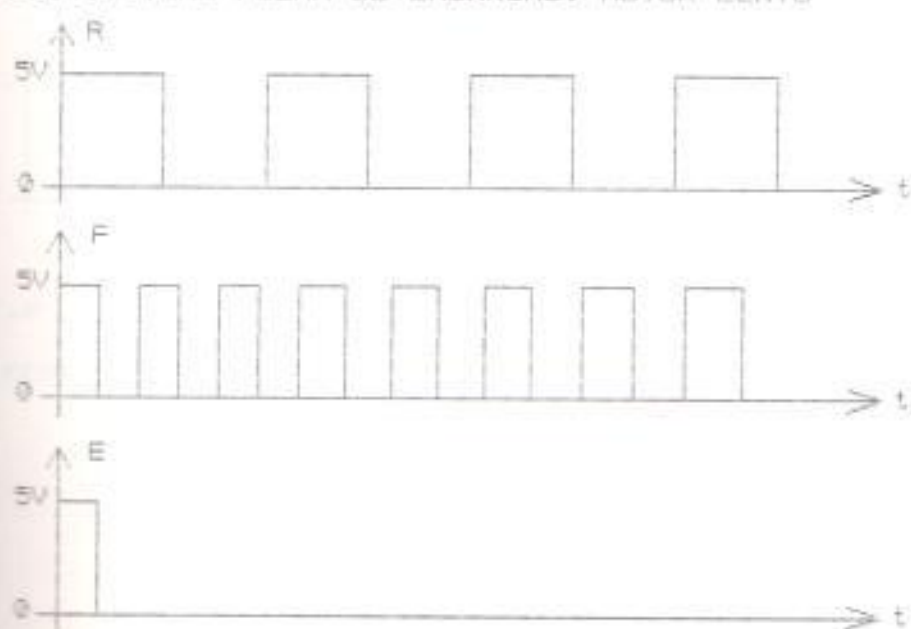


Fig. 2.7 SISTEMA FUERA DE ENGANCHE. MOTOR RAPIDO

Para la subrutina de control que realiza comparación solo de frecuencia, no se utiliza señal de referencia, empleándose solo la cuenta de referencia.

Mientras la señal del tacómetro permanece en alto, una cuenta es realizada, hasta que la señal cambie a bajo, momento en el cual se compara esta cuenta de realimentación con una cuenta de referencia y se corrige la señal de error, a un valor lógico 1, si el motor está lento o a un valor lógico 0, si el motor está rápido.

La figura 2.8 ilustra este proceso.

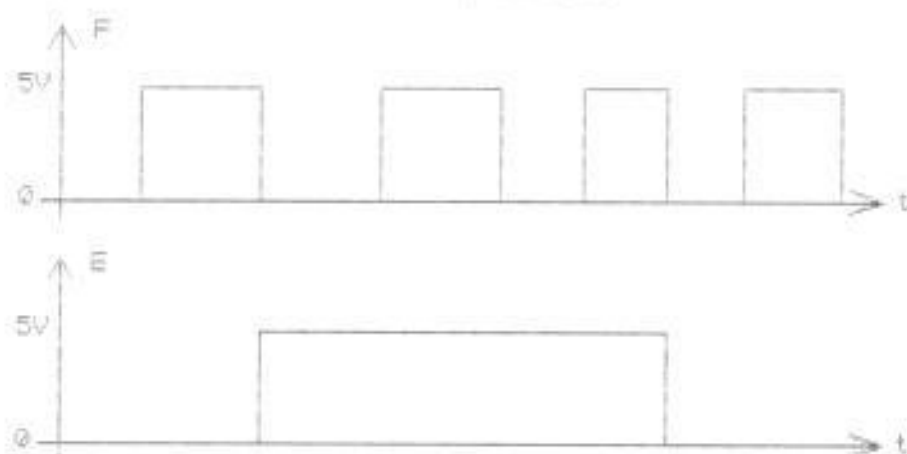


Fig 2.8 SENAL DE ERROR PARA SUBROUTINA QUE REALIZA SOLO COMPARACION DE FRECUENCIA.

PROGRAMA PARA EL SDK 8085

3.1. UTILIZACION DE TRES INTERRUPCIONES DEL SDK-85

Los dos programas desarrollados necesitan que señales externas al microprocesador 8085 puedan detener la ejecución del mismo, y realizar llamadas a subrutinas, lo que es posible efectuar por medio de las interrupciones. El microprocesador 8085 dispone de algunas interrupciones entre las cuales los programas desarrollados utilizan tres que son las interrupciones 5.5, 6.5, y 7.5.

El análisis se lo ha llevado a cabo, dividiendo los programas en dos partes: la primera se ejecuta solo una vez, al inicio del proceso de control de velocidad y comprende algunas subrutinas que nos permiten ingresar la velocidad deseada, calcular la cuenta de referencia, y generar la señal de referencia para el programa que controla el motor de magneto permanente; esta primera parte se ejecuta cuando es activada la interrupción 7.5. La segunda parte de los programas, se ejecuta repetidamente durante el proceso de control de velocidad y está conformada casi en su totalidad, por la subrutina de control de velocidad que se ejecuta al activarse la

interrupción 6.5.

A continuación, se detalla el empleo de cada una de las interrupciones.

3.1.1. INGRESO DE DATOS PARA VARIAR LA VELOCIDAD DEL MOTOR, USANDO LA TECLA VECT. INT.

En el SDK 8085 hay una tecla que tiene la etiqueta "Vector interrupt", y que está conectada al pin del microprocesador correspondiente a la interrupción 7.5; al presionar esta tecla, la interrupción es activada produciéndose un salto a la dirección de memoria donde se encuentra la primera parte del programa.

Cuando por primera vez se inicia el control de velocidad, es necesario digitar la tecla "vector interrup", para ingresar el valor de velocidad que se desea. Para cambiar la velocidad del motor se presiona la tecla "vector interrupt", deteniéndose la ejecución del programa, permitiendo ingresar el valor de velocidad deseado y comenzar un nuevo proceso de control.

3.1.2. UTILIZACION DE LA INTERRUPCION 5.5.

La interrupción 5.5 es activada cuando una tecla cualquiera del SDK 8085 (excepto las teclas reset y Vector interrupt), es presionada, produciéndose una llamada a la subrutina que se encuentra en la memoria ROM en la dirección 02BE. La función de esta subrutina es almacenar el valor hexadecimal de la tecla que se digitó en la dirección 20FE de la memoria RAM.

La interrupción 5.5 es utilizada por una subrutina que se encuentra en la dirección 02E7 de la memoria ROM, denominada "Rdkboard" cuya función es almacenar el valor hexadecimal de una tecla cualquiera que se presione, a excepción de las teclas reset y "vector interrup", en el acumulador del microprocesador. Esta subrutina es utilizada en la primera parte del programa y será analizada en el subtema 3.4.3.

3.1.3. UTILIZACION DE LA INTERRUPCION 6.5.

La interrupción 6.5, a diferencia de las interrupciones 5.5 y 7.5, se encuentra disponible al usuario, para que pueda ser conectada a cualquier señal digital que se desee. Cuando se produce un flanco ascendente en la señal

conectada a la interrupción, la misma se activa, produciéndose una llamada a la subrutina de control de velocidad.

Debido a que la interrupción 6.5 es activada cuando la señal a la que está conectada se mantiene en alto, para cumplir con el requerimiento del algoritmo de control, fue necesario conectar la señal que activa la interrupción a la entrada de un flip-flop y su salida se la conectó a la interrupción 6.5.

Para la subrutina de control que realiza comparación de fase y frecuencia, la señal de referencia es conectada al flip-flop mientras que para la segunda subrutina utilizada es la señal del tacómetro la que es conectada.

3.2. GENERACION DE LA SENAL DE REFERENCIA.

La señal de referencia se la genera utilizando el contador programable que se encuentra en el circuito integrado 8155, el cual contiene además 256 bytes de memoria RAM y 3 puertas de entrada y/o salida. El circuito tiene 2 pines llamados "timer-in" y "timer-out", según el manual de Intel, y que corresponden a la entrada y a la salida del contador programable, respectivamente.

El contador es de 14 bits y realiza una cuenta descendente de los pulsos de la señal digital que se conecte al pin "timer-in". El valor máximo admisible de la cuenta es 3FFF y el mínimo es 2. Para programar el contador se carga la cuenta deseada en 2 bytes. Los 8 bits menos significativos de la cuenta es el byte localizado en la dirección 2C y los 6 bits más significativos de la cuenta están ubicados en la dirección 2D, utilizándose los 2 bits restantes del byte, que son los más significativos, para seleccionar la forma de onda de la salida del contador, que puede ser un tren de pulsos, o una onda cuadrada. En nuestro trabajo se desea que la forma de onda sea cuadrada, por lo que estos bits son llenados con el valor binario 01.

En la dirección 28, se encuentra un byte que actúa como un registro de comando del circuito integrado 8155. Para el contador programable interesa solo los 2 bits más significativos y cuando a estos bits se les asigna el valor 11, se carga la cuenta en el contador y se inicia su operación.

La onda cuadrada, es generada de la siguiente forma: desde el momento en que la cuenta tiene su valor inicial, hasta que tiene la mitad de este valor, la señal de referencia, proveniente del pin "timer-out" se mantiene en alto; desde que la cuenta se encuentra en la mitad de su valor inicial, hasta que

alcanza el valor de cero la señal de referencia se mantiene en bajo. Cuando la cuenta llega a cero, se carga automáticamente la cuenta inicial en el contador y se repite el proceso. Como señal de entrada al contador se utilizó la señal de reloj del SDK 8085 que tiene un periodo de 0.325 usg. El periodo de la señal de referencia es inversamente proporcional a la velocidad que se desea que gire el motor, y viene determinado por la siguiente fórmula:

$$f \text{ señal referencia} = 1.5 \cdot w \text{ deseada} \quad (3.1)$$

$$T \text{ señal referencia} = \frac{1}{f \text{ señal referencia}} \quad (3.2)$$

$$T \text{ señal referencia} = \frac{0.66}{w \text{ deseada}} \quad (3.3)$$

Si utilizamos como señal de entrada al contador, una señal digital periódica, cuyo periodo es 0.325 usg, entonces el número de pulsos que deben pasar por el contador, lo que viene a ser la cuenta a la que se debe cargar al contador programable, sería:

$$\text{cuenta contadores} = \frac{0.66}{w \text{ deseada}(0.325 \text{ usg})} \quad (3.4)$$

$$\text{cuenta contadores} = \frac{(2048000)_{\text{decimal}}}{w \text{ deseada}} \quad (3.5)$$

$$\text{cuenta contadores} = \frac{(1F4000)_{\text{hexadecimal}}}{w \text{ deseada}} \quad (3.6)$$

El programa calcula el valor de esta cuenta utilizando una subrutina de división binaria.

3.3. SUBROUTINA DE CONTROL DE VELOCIDAD.

3.3.1. GENERACION DE LA SENAL DE ERROR.

Para las dos subrutinas de control utilizadas la señal de error proviene del pin correspondiente al bit menos significativo de la puerta de entrada/salida que tiene la dirección 28 y que se la programa como puerta de salida.

En primer lugar se analizará detalladamente la subrutina de control que utiliza comparación de fase y frecuencia; para esta subrutina la señal de error del sistema está determinada por la señal de referencia, la señal del tacómetro óptico, la cuenta de referencia y por la cuenta de la señal del tacómetro.

La señal del tacómetro está conectada al pin correspondiente al bit menos significativo de la puerta de entrada/salida que tiene la dirección 23 y que se la programa como puerta de entrada; los demás pines de la puerta no se los conecta a ninguna señal.

La cuenta de la señal del tacómetro proviene de cuatro contadores binarios, 74161, cuyas salidas están conectadas a las puertas cuyas

direcciones son 22 y 29 las cuales se las programó como puertas de entrada. La cuenta de referencia es calculada en la primera parte del programa y se la almacena en dos bytes que tienen por dirección 2803 y 2804. La señal de referencia está conectada al pin correspondiente de la interrupción 6.5. Cuando ocurre un flanco ascendente en la señal de referencia, la subrutina de control es llamada; las primeras instrucciones de esta subrutina, realizan la comparación de fase entre la señal de referencia y la de retroalimentación, generando la señal de error del sistema, dependiendo de la diferencia en fase entre las dos señales.

La subrutina inicialmente "enciende" la señal de error, al enviar un valor lógico 1 al bit menos significativo de la puerta 2B. Las siguientes instrucciones sensan la señal del tacómetro, ingresando el valor de la puerta 23; cuando la señal del tacómetro tiene un valor lógico 0, el valor ingresado es C0 y cuando la señal cambia a 1, el valor ingresado es C1.

Mientras el valor ingresado desde la puerta 23 sea C0, la señal de error se mantiene "encendida", ya que el programa ejecuta

repetidamente las instrucciones que sensan el estado de la señal del tacómetro, hasta que la misma cambia a 1, ejecutándose las siguientes instrucciones del programa, las cuales permiten "apagar" la señal de error al enviar un valor lógico 0 al bit menos significativo de la puerta 28.

Los pines correspondientes a la señal del reloj de los cuatro contadores externos, utilizados para realizar la cuenta de retroalimentación, están conectados a la señal de reloj del SDK 8085, y la señal de habilitación de cuenta de los contadores está conectada a la señal del tacómetro; de esta forma mientras la señal del tacómetro permanezca en alto, los cuatro contadores realizan una cuenta de la señal de reloj del SDK 8085, y cuando esta señal cambia a bajo la cuenta se detiene.

Mientras la señal del tacómetro permanece en alto, el programa ejecuta repetidamente un lazo de instrucciones que sensan el estado de la señal del tacómetro, hasta que esta señal cambie a nivel bajo, momento en el cual se ejecuta el resto del programa y se detiene la cuenta de los cuatro contadores.

Las siguientes instrucciones permiten ingre-

ser el valor de los contadores, por medio de las puertas 22 y 29, y comparar este valor ingresado con la cuenta de referencia. Si existe una diferencia entre las cuentas menor o igual al error aceptable, la subrutina termina y se produce un salto al inicio de la segunda parte del programa, manteniéndose detenido el programa, en espera de que la subrutina sea nuevamente llamada.

Si la diferencia entre las cuentas es mayor al error aceptable, el programa "enciende" la señal de error cuando la cuenta de la señal del tacómetro es mayor a la cuenta de referencia, o "apaga" la señal de error si la cuenta de la señal del tacómetro es menor a la cuenta de referencia. En ambos casos, las siguientes instrucciones del programa encierran los cuatro contadores al enviar un valor lógico 0 al pin menos significativo de la puerta 2A y seguidamente los habilitan a contar enviando un valor lógico 1 al mismo pin. Luego se produce un salto en el programa, a las instrucciones que sensan el momento en que la señal del tacómetro pasa de bajo a alto, para luego realizar el programa una nueva comparación de cuentas, repitiéndose este proceso hasta que la

diferencia en las cuentas sea menor o igual al error aceptable, momento en el cual el motor gira a la velocidad deseada, por lo que termina la subrutina y se produce un salto al inicio de la segunda parte del programa.

La subrutina que realiza solo comparación de frecuencia utiliza las mismas instrucciones que la anterior subrutina, a excepción de las que realizan comparación de fase, y que se encuentran en el inicio de la anterior subrutina.

Esta subrutina una vez hecha la comparación de frecuencia por intermedio de las cuentas, y establecido el valor correcto de la señal de error, finaliza para cualquier caso sea la velocidad la correcta o no, a diferencia de la primeramente analizada, que finaliza solo cuando la velocidad es la deseada.

3.3.2. USO DE CONTADORES EXTERNOS PARA CALCULAR EL TIEMPO EN NIVEL ALTO DE LA SENAL DE RETROALIMENTACION.

Por medio de la señal de retroalimentación proveniente del tacómetro óptico, el programa puede determinar si el motor está girando a la velocidad deseada o no, realizando una com

paracion entre el tiempo real en que permanece en nivel alto y el tiempo en que deberia permanecer en nivel alto la señal del tacómetro, para una velocidad determinada.

Para realizar la medición del tiempo en que permanece en nivel alto la señal del tacómetro, el programa inicia una cuenta en el momento en que la señal de retroalimentación cambia de nivel bajo a nivel alto, deteniéndose esta cuenta, que llamamos cuenta de realimentación en el momento en que la señal del tacómetro cambia de alto a bajo.

Inmediatamente el programa compara la cuenta de realimentación, con una cuenta de referencia, calculada en el inicio del programa en base al tiempo en que permanecería en nivel alto la señal del tacómetro, si el motor estuviera girando a la velocidad deseada, estableciendo el programa si la velocidad de giro es la deseada o no.

La cuenta de la señal del tacómetro se la puede realizar con un lazo de instrucciones que incrementen en uno, algún registro de 16 bits del microprocesador, mientras la señal del tacómetro permanezca en alto. Las instrucciones serian las siguientes:

Lazo:	INX	H	6	estados
	IN	23	10	"
	CPI	C1	7	"
	J2	Lazo	<u>10</u>	"

33 estados

Al lado de cada instrucción, se ha escrito los estados o ciclos de reloj que necesita cada instrucción, para ejecutarse. El tiempo que demoran en incrementarse en 1, los registros H y L, sería:

$$t = 33 \times \frac{1}{3.072 \text{ MHz}} \quad (3.7)$$

$$t = 33 \times 0.33 \text{ usg} \quad (3.8)$$

$$t = 10.74 \text{ usg} \quad (3.9)$$

El valor de 3.072 MHz es el valor de frecuencia de la señal de reloj del SDK 8085. Realizando de esta forma la medición del tiempo en alto de la señal del tacómetro, la unidad de tiempo utilizada sería de 10.74 usg. Se consideró que una medición más precisa podía ser realizada, si se empleaba una unidad de tiempo menor, razón por la cual se emplearon 4 contadores externos conectados en cascada, para cumplir la función de la subrutina anteriormente indicada.

Los contadores realizan una cuenta de la señal de 3.72 MHz, proveniente del

microprocesador, la cual se conectó a los pines correspondientes a la señal de reloj de los 4 contadores. La unidad de tiempo de la medición, es entonces igual a:

$$t = \frac{1}{3.072 \text{ Mhz}} = 0.325 \text{ usg} \quad (3.10)$$

De acuerdo a las características de los dos tacómetros ópticos, el tiempo en que la señal de retroalimentación permanece en nivel alto es $t_a = 0.52 T$, como se analizó en el subtema 2.2.1.

Para el tacómetro cuyo disco tiene 30 líneas la cuenta de referencia es definida por la siguiente fórmula:

$$\text{cuenta referencia} = \frac{t_a}{0.325 \text{ usg}} \quad (3.11)$$

$$\text{cuenta referencia} = \frac{0.52 T}{0.325 \text{ usg}} \quad (3.12)$$

$$\text{Donde:} \quad T = \frac{2}{w \text{ motor}} \quad (3.13)$$

Reemplazando (3.13) en (3.12):

$$\text{cuenta referencia} = \frac{0.52 \times 2}{0.325 \text{ usg (w motor)}} \quad (3.14)$$

$$\text{cuenta referencia} = \frac{(3192000)_{10}}{w \text{ deseada}} \quad (3.15)$$

$$\text{cuenta referencia} = \frac{(30B4C0)_{16}}{w \text{ deseada}} \quad (3.16)$$

Para el tacómetro cuyo disco tiene 90 líneas la fórmula de la cuenta de referencia es:

cuenta referencia- t_a (3.17)

0.325 usg

cuenta referencia- 0.52 T (3.18)

0.325 usg

Donde: $T = \underline{0.66}$ (3.19)

w motor

Reemplazando (3.19) en (3.18):

cuenta referencia- 0.52 (0.66) (3.20)

0.325 usg (w motor)

cuenta referencia- (1066666)₁₀ (3.21)

w deseada

cuenta referencia- (1066AA)₁₆ (3.22)

w deseada

3.3.3. EMPLEO DE PUERTAS DE E/S DEL SDK 8085.

En el presente trabajo se ha utilizado algunas de las puertas de entrada/salida que se encuentran disponibles al usuario en el SDK 8085. A continuación se detalla la dirección de las puertas y la función que cumplen en el sistema controlador de velocidad.

La puerta cuya dirección es 2A se la programó como puerta de salida, utilizándose 2 bits de los 8 disponibles. El pin correspondiente al bit más significativo de la puerta, se lo conectó al pin de enceramiento de los 4 contadores externos. El pin correspondiente al bit menos significativo de la puerta se lo conectó al pin de enceramiento del Flip-Flop 7474,

que interviene en la generación de la señal de referencia.

La puerta cuya dirección es 28 se la programó como puerta de salida, utilizándose 1 línea de las 6 disponibles. La señal de error del sistema proviene del bit menos significativo de esta puerta.

La puerta cuya dirección es 29 se la programó como puerta de entrada. Se utilizaron las 8 líneas disponibles para ingresar los 8 bits más significativos de la cuenta de retroalimentación, proveniente de los 4 contadores 74161.

La puerta cuya dirección es 22 se la programó como puerta de entrada. Se emplearon las 8 líneas disponibles para ingresar los 8 bits menos significativos de la cuenta de retroalimentación proveniente de los 4 contadores 74161.

La puerta cuya dirección es 23 se la programó como puerta de entrada. Se utilizó 1 línea de las 8 disponibles. El pin correspondiente al bit menos significativo de la puerta se lo conectó a la señal del tacómetro óptico.

Para programar las puertas como entrada o salida, se utiliza un registro comando. Para las puertas cuyas direcciones son 29, 2A y 2B

correspondientes a la memoria RAM básica, el registro comando tiene la dirección 28. Los 4 bits más significativos del registro comando sirven para programar los contadores programables y para un servicio especial de interrupción, los restantes 4 bits sirven para programar las puertas.

El programa desarrollado, almacenó en la dirección 28 correspondiente al registro comando el valor CE, por medio de la instrucción DUT CE. Analizando el valor almacenado en los 4 bits menos significativos de la cuenta, los dos primeros bits tienen el valor 11, que programa la puerta cuya dirección es 2B como puerta de salida. El tercer bit tiene el valor 1, que programa la puerta cuya dirección es 2A como puerta de salida y el último bit tiene el valor 0, el cual programa la puerta que tiene dirección 29 como puerta de entrada.

Para las puertas 22 y 23 correspondientes a la memoria RAM de expansión, el registro comando tiene la dirección 20. Debido a que al energizar el SDK 8085 las puertas 22 y 23 ya están programadas como puertas de entrada, no fue necesario almacenar ningún valor en la dirección 20.

3.3.4. COMPARACION ENTRE LA SENAL DE REFERENCIA Y LA SENAL DE RETROALIMENTACION.

Las dos subrutinas de control desarrolladas, realizan una comparación entre el periodo de la señal de retroalimentación y el periodo de la señal de referencia, para determinar si el motor gira o no a la velocidad deseada. Como se analizó anteriormente, esta comparación se la realiza utilizando una cuenta de referencia y una cuenta proveniente de contadores externos al SDK 8085.

La cuenta de referencia es calculada en el inicio del programa y se la almacena en las direcciones de memoria 2803 y 2804. La cuenta de los contadores es ingresada al programa por medio de las puertas 22 y 29 que son programadas como puertas de entrada.

Para realizar la comparación entre las dos cuentas, el programa resta la cuenta de los contadores menos la cuenta de realimentación; si el resultado es cero o si su valor absoluto es menor o igual a un error aceptable, el motor gira a la velocidad deseada y termina la subrutina de control de velocidad; si el valor absoluto es mayor al error aceptable, el programa considera el

signo del resultado obtenido de la resta: en el caso que la diferencia sea positiva, el motor gira lento por lo que se enciende la señal de error; si la diferencia es negativa el motor gira muy rápido por lo que se apaga la señal de error.

El valor del error aceptable depende de la calidad del tacómetro óptico y también de la inercia del motor a utilizar, ya que para motores de baja inercia es más difícil alcanzar una velocidad deseada con exactitud debido a que estos motores son más sensibles a variaciones en la carga aplicada al eje, que motores con gran inercia. Por este motivo, para motores de baja inercia es correcto considerar un error aceptable mayor que para motores de gran inercia.

3.3.5. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA EN ENGANCHE Y FUERA DE ENGANCHE.

Para la subrutina que utiliza comparación de fase y frecuencia, el sistema está en enganche, cuando el motor gira a la velocidad deseada, siendo las frecuencias de la señal de referencia y de realimentación iguales por lo que las cuentas correspondientes a estas

dos señales también serán iguales o diferirán en un valor menor o igual a un error aceptable. Además se mantiene un desfase entre ambas señales digitales, el cual determina el ancho de los pulsos de la señal de error del sistema. Mientras mayor sea la carga aplicada al motor, el desfase es más grande, siendo los pulsos de la señal de error de mayor duración, proporcionando mayor energía al motor. La figura 2.5 muestra las señales digitales del sistema en estado de enganche.

Cuando el sistema está fuera de enganche, el motor no gira a la velocidad deseada, las frecuencias de las señales de referencia y de retroalimentación son distintas y las cuentas de referencia y de los contadores difieren en una cantidad mayor al error aceptable. La señal de error se mantiene en un nivel alto o en un nivel bajo, de acuerdo a si el motor gira lento o rápido respectivamente, hasta que la diferencia en las cuentas sea cero o menor o igual al error aceptable, momento en el cual se termina la subrutina de control. Las figuras 2.6 y 2.7 muestran las señales digitales del sistema, cuando está fuera de enganche.

Para la subrutina que utiliza solo comparación de frecuencia, el sistema está en enganche cuando el motor gira a la velocidad deseada, siendo la diferencia entre las cuentas menor o igual al error aceptable. Si esta diferencia es mayor al error aceptable el sistema está fuera de enganche de frecuencia y la velocidad no es la deseada. Para ambos estados, la señal de error es determinada por la diferencia en las cuentas. La figura 2.8 muestra las señales digitales que intervienen en esta subrutina.

3.4. SUBRUTINAS ESPECIALES.

En la primera parte de los dos programas desarrollados, son usadas algunas subrutinas que permiten ingresar el valor de velocidad deseada, generar la señal de referencia y calcular la cuenta de referencia.

Para que el sistema inicie su funcionamiento o cuando se desea cambiar la velocidad de giro del motor, se presiona la tecla cuya etiqueta es "vector-interrupt", activándose la interrupción 7.5, la cual llama una subrutina que a su vez llama a algunas subrutinas del monitor (de la memoria ROM), que nos permiten ingresar el valor de velocidad

deseado.

A continuación, se produce una llamada a una subrutina de conversión de código BCD a binario, utilizada para convertir el valor de velocidad que se haya ingresado. Inmediatamente después son evaluadas las fórmulas correspondientes a la cuenta de los contadores programables y a la cuenta de referencia utilizando una subrutina de división binaria.

La cuenta de los contadores programables es almacenada en los registros 2C y 2D para generar la señal de referencia y la cuenta de referencia es almacenada en la dirección 2803 y 2804. Seguidamente, el programa habilita la interrupción 6.5 para que la subrutina de control pueda ser llamada y comience el sistema a controlar la velocidad del motor. En los siguientes subtemas de este capítulo se analizan cada una de las subrutinas utilizadas.

3.4.1. SUBROUTINA DE DIVISION.

Esta subrutina es empleada para evaluar las fórmulas de cuenta de referencia y de cuenta de contadores programables. El valor de velocidad deseado es ingresado al programa en código BCD, siendo necesario convertirlo a código binario antes de ser calculadas las

dos cuentas, utilizando la subrutina de división binaria.

El máximo valor de velocidad que se puede ingresar es 700, cuyo equivalente en código binario es un número de 12 bits. Siendo las fórmulas de las cuentas, fracciones cuyos numeradores son constantes de 24 bits y como denominadores el valor de velocidad ingresado se necesita entonces, una subrutina que efectúe una división binaria de un número de 24 bits para un número de 12 bits.

Cada vez que el programa llame a esta subrutina, debe almacenar el dividendo en las direcciones 2802,2803,2804 y el divisor en las direcciones 2800 y 2801. El cociente es almacenado por la subrutina, en las mismas direcciones correspondientes al dividendo. La subrutina emplea los registros H y L, para almacenar datos temporalmente y los registros D y E, para almacenar el complemento a dos del divisor.

El siguiente gráfico, detalla el diagrama de flujo, del algoritmo empleado, en la subrutina de división binaria:

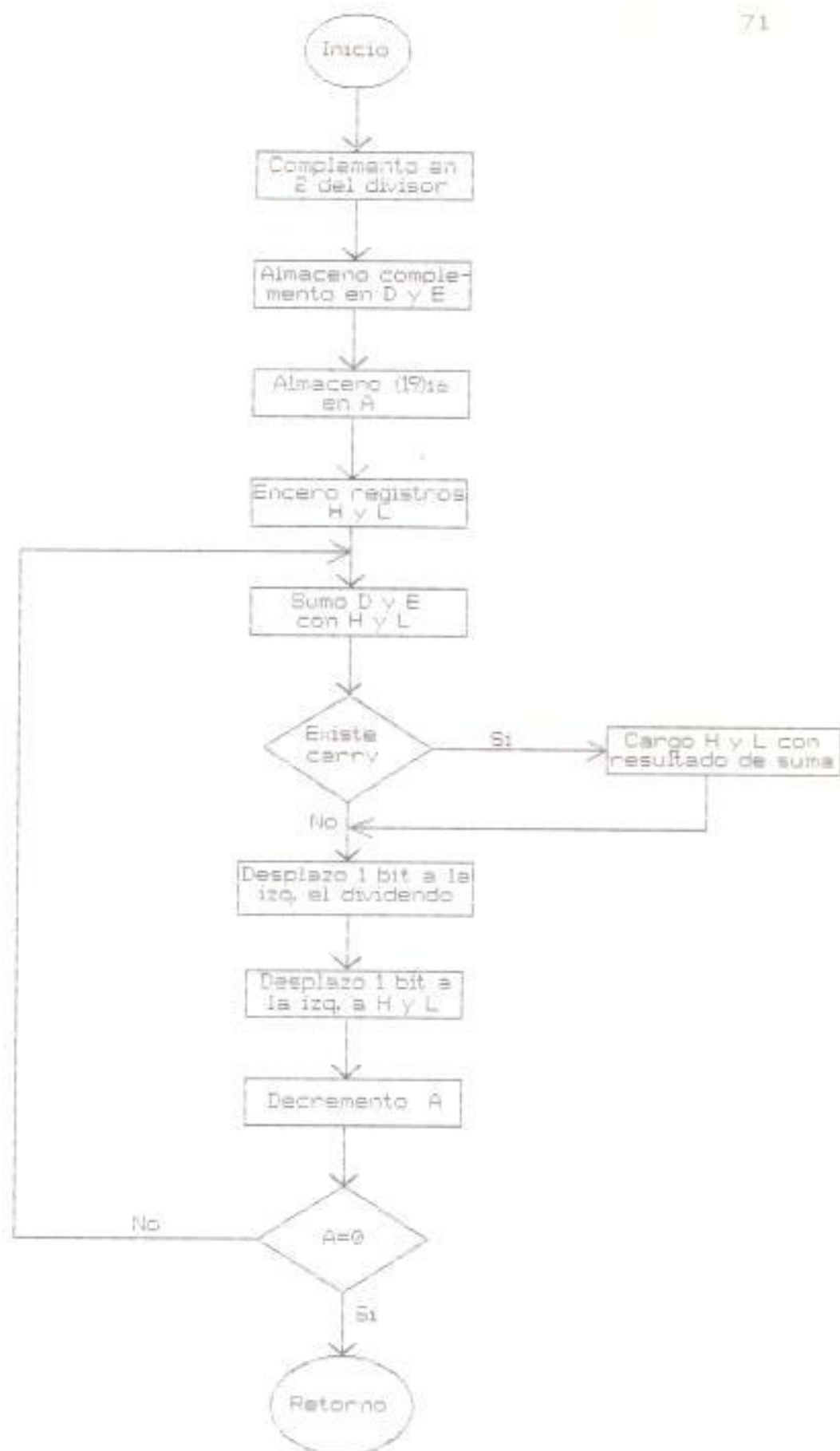


Fig. 3.1 ALGORITMO DE DIVISION BINARIA.

3.4.2. SUBRUTINAS DE CONVERSION DE CODIGOS.

Se necesita una subrutina que realice la conversión del valor de velocidad deseado, ingresado en código BCD, a código binario para utilizar la subrutina de división binaria. La subrutina de conversión que es utilizada por el programa controlador de velocidad, es pues la de conversión de código BCD a binario. Como punto de interés teórico solamente, es analizado un algoritmo para la conversión de un número en código binario a código BCD.

3.4.2.1. CONVERSION DE BCD A BINARIO.

La subrutina desarrollada, requiere la división del número en código BCD para dos. División de un número binario para dos puede ser realizada simplemente desplazando el número un bit a la derecha, sin embargo cuando se trata de dividir un número en código BCD para dos, no es válido el mismo procedimiento.

Para efectuar esta operación se desplaza el número BCD a la derecha

y entonces se resta 3, de algún dígito resultante, mayor o igual a 8; en el siguiente ejemplo, se realiza esta operación:

NUMERO DECIMAL	NUMERO BCD
5672	0101 0110 0111 0010
	0010 1011 0011 1001
	<hr/>
	0011 0011
2836	0010 1000 0011 0110

La razón de que este procedimiento es correcto es una consecuencia de los pesos asociados con los bits de un número binario:

128 64 32 16 8 4 2 1

El número subrayado indica que a partir del quinto bit, varían los pesos asociados de los bits entre un número en código binario y un número en código BCD.

La subrutina de conversión ya desarrollada, utiliza los registros D y E para el número en código BCD y cuando termina almacena el número convertido a código binario en las direcciones 2800 y 2801. La siguiente figura ilustra el algoritmo de la subrutina:

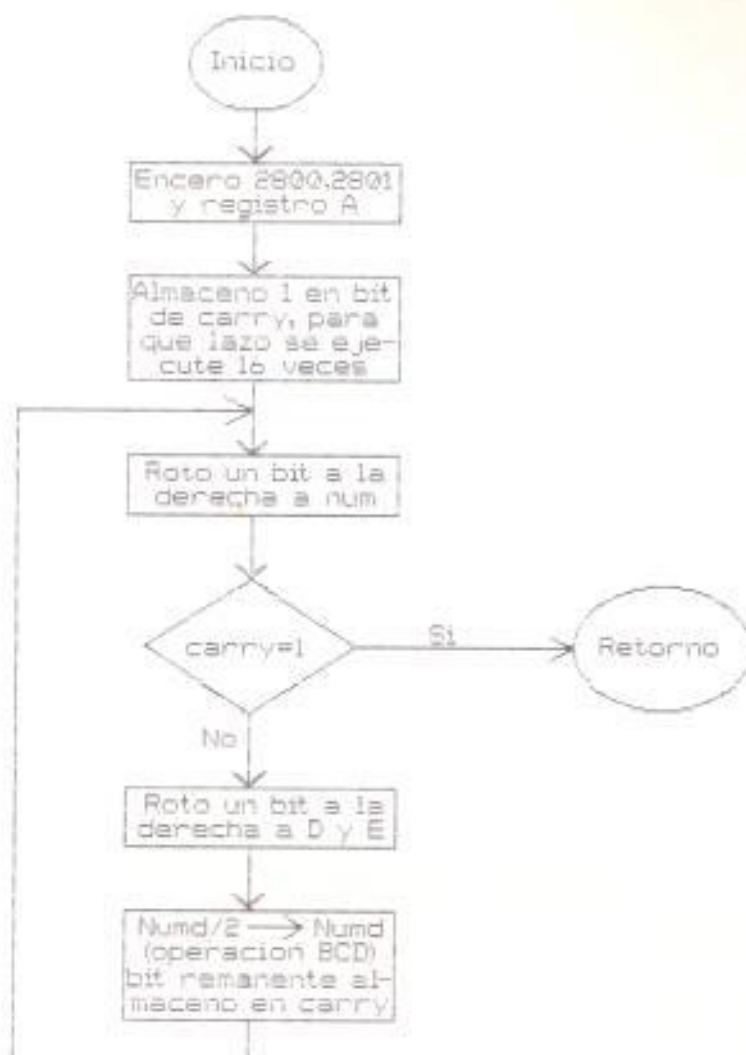


Fig. 3.2 ALGORITMO DE CONVERSION BCD-BINARIO

Se ha denominado al número binario como Num y al número BCD como Numd. Cada vez que se ejecuta el lazo de instrucciones, se obtiene un bit de Num: siendo Num un número binario de 16 bits, el lazo se ejecuta 16 veces, para obtener el resultado correcto.

3.4.2.2. CONVERSION DE BINARIO A BCD.

Un número binario de B bits, denominado Num , puede ser expresado como la sumatoria de los productos de sus bits por los pesos asociados a ellos:

$$Num = b_7 \times 2^7 + b_6 \times 2^6 + b_5 \times 2^5 + b_4 \times 2^4 + b_3 \times 2^3 + b_2 \times 2^2 + b_1 \times 2^1 + b_0$$

Rearreglando la expresión:

$$Num = [[[[[[b_7 \times 2 + b_6] 2 + b_5] 2 + b_4] 2 + b_3] 2 + b_2] 2 + b_1] 2 + b_0$$

El algoritmo consiste en realizar la operación dentro de cada paréntesis, en código BCD y es mostrado en la figura 3.3, donde se denomina $Numd$ al número en código BCD obtenido; el paso $Numd \leftarrow Numd \times 2 + carry$, enunciado en la figura, es ejecutado en código BCD y se lo puede realizar usando adición binaria, seguida por la instrucción de ajuste decimal DAA, a fin de realizar suma en código BCD.



Fig. 3.3 ALGORITMO DE CONVERSION BINARIO-BCD .

El paso $Numd \leftarrow Numd \times 2 + carry$, ejecutado en código BCD, se lo puede realizar usando adición binaria, seguida por la instrucción de ajuste decimal DAA, a fin de realizar suma en código BCD.

3.4.3. SUBROUTINAS DEL MONITOR.

Se denomina a las subrutinas almacenadas en la memoria ROM del SDK 8085, subrutinas del

monitor; estas subrutinas realizan algunas funciones y son llamadas al presionar ciertas teclas del SDK 8085. Adicionalmente, pueden ser llamadas también por cualquier programa con la instrucción Call.

El programa controlador de velocidad utiliza las subrutinas del monitor, denominadas "Updad", "Rdkboard", "Hxdsp", "Insdg", "Outpt" y "Delay". Esta subrutinas, a excepción de "Delay", son utilizadas en la primera parte del programa y sirven para poder ingresar el valor de velocidad deseada.

La subrutina "Updad", se encuentra localizada en la dirección 0363 y permite que el valor almacenado en el par de registros D y E se lo visualice en los 4 despliegues visuales utilizados para presentar el valor de dirección de la memoria.

La subrutina "Rdkboard" se encuentra localizada en la dirección 02E7; su función es almacenar el valor hexadecimal correspondiente a una tecla que se presione, en el acumulador.

La subrutina "Insdg" se encuentra ubicada en la dirección 029F. Su función es insertar un dígito hexadecimal almacenado en el acumulador, al valor hexadecimal que se

encuentra en los registros D y E. El contenido de este par de registros es desplazado 4 bits (1 dígito hexadecimal) hacia la izquierda, para que el dígito hexadecimal del acumulador sea insertado en la posición correspondiente al dígito menos significativo. El acumulador contiene un solo dígito hexadecimal, en los 4 bits de menor peso, y ceros en los 4 bits más significativos.

La subrutina "Hxdsp" se encuentra ubicada en la dirección 026C. Transforma cada uno de los 4 dígitos hexadecimales de los registros D y E en un byte, colocando el dígito hexadecimal en los cuatro bits menos significativos y encerrando los cuatro bits más significativos del byte; los 4 bytes obtenidos de esta forma son almacenados en las direcciones de memoria 20F9, 20FA, 20FB, y 20FC, las cuales son utilizadas para salida a los despliegues visuales.

La subrutina "Outpt", está localizada a partir de la dirección 02B7 y al llamarla se envía hacia los 4 despliegues visuales, que se utilizan para mostrar la dirección de memoria, los valores almacenados en las 4 direcciones 20F9 a 20FC.

La subrutina "Delay", se encuentra ubicada en la dirección 05F1, siendo su función producir retardos de tiempo en el programa. Antes de llamarla, se carga el par registro D y E con algún valor. La subrutina consiste en un lazo de instrucciones, que decrementan el par registro D y E, terminando la subrutina en el momento que los dos registros se enceran.

3.5. CONSIDERACIONES DE TIEMPO DEL PROGRAMA.

Las subrutinas de control de velocidad utilizadas, se las desarrolló considerando el periodo mínimo de la señal de realimentación, determinado por:

$$T_{\text{mínimo}} = \frac{60}{N \omega_{\text{máxima}}} \quad (3.23)$$

N $\omega_{\text{máxima}}$

El valor de $\omega_{\text{máxima}}$ es de 700 RPM, para los dos motores empleados, y N es el número de líneas del disco del tacómetro óptico. Para los dos discos empleados el tiempo en alto de las señal de tacómetro está determinado por $t_a = 0.52 T$ y el tiempo en bajo por $t_b = 0.48 T$, como se analizó en el capítulo 2.

Para el disco de 90 líneas, reemplazando en (3.23):

$$T_{\text{mínimo}} = 9.5 \times 10^{-4} \text{ sg}$$

$$t_a_{\text{mínimo}} = 0.52 T_{\text{mínimo}} = 4.95 \times 10^{-4} \text{ sg} \quad (3.24)$$

$$t_b_{\text{mínimo}} = 0.48 T_{\text{mínimo}} = 4.57 \times 10^{-4} \text{ sg} \quad (3.25)$$

Para el disco de 30 líneas, reemplazando en (3.23):

$$T_{\text{mínimo}} = 2.9 \times 10^{-3} \text{ seg}$$

$$t_a \text{ mínimo} = 0.52 T_{\text{mínimo}} = 1.48 \times 10^{-3} \text{ seg} \quad (3.26)$$

$$t_b \text{ mínimo} = 0.48 T_{\text{mínimo}} = 1.37 \times 10^{-3} \text{ seg} \quad (3.27)$$

Las instrucciones que realizan los dos programas utilizados, cuando la señal de retroalimentación está en alto son iguales y sirven para detectar el cambio de alto a bajo de la señal del tacómetro: la ejecución de estas instrucciones, una sola vez, necesita de 34 periodos de la señal de reloj del SDK 8085, siendo el periodo de esta señal $T = 0.325 \text{ usg}$, representaría un tiempo de 11.1 usg.

El tiempo mínimo en que la señal del tacómetro permanece en alto tendría que ser igual o mayor a 11.1 usg, para que el programa detecte el cambio de alto a bajo, para todas las velocidades del motor: de acuerdo a (3.24) y (3.26) t_a mínimo para los dos discos ranurados es un tiempo mucho mayor a 11.1 usg cumpliéndose esta condición de tiempo del programa.

Una vez que se produce el cambio de alto a bajo en la señal del tacómetro, para los dos programas desarrollados, se ingresa la cuenta de retroalimentación a través de las puertas 22 y 29 para seguidamente realizar la comparación con la cuenta de referencia, a raíz de la cual se determina si el motor gira a la velocidad deseada, o si está girando lento o rápido. Para cada posible caso, las

instrucciones son distintas.

El mayor número de estados necesarios para que se ejecuten las instrucciones, se presenta cuando el motor gira lento, requiriendo 190 estados equivalente a 61.8 usg. Luego de ejecutadas estas instrucciones, el programa habilita los contadores; si la señal de tacómetro no permanece en nivel bajo un tiempo igual o mayor a 61.8 usg, la siguiente cuenta de realimentación, sería menor a la real, causando incorrecto control de velocidad.

Para los dos discos utilizados, de acuerdo a (3.25) y (3.27), t_b mínimo es mayor a 61.8 usg por lo que se cumple con esta restricción de tiempo de los dos programas.

Para la primera parte de los dos programas desarrollados, no existen restricciones de tiempo ya que solo se ejecuta en el inicio del funcionamiento del sistema, cuando el mismo no controla la velocidad del motor.

CAPITULO IV

4.1. CIRCUITO DE FUERZA.

Inicialmente un solo circuito de fuerza iba a ser empleado para suministrar energía a los dos motores D.C. utilizados, pero debido a que la frecuencia de funcionamiento requerida no es igual en los dos casos, se prefirió diseñar dos circuitos de fuerza los cuales se denominan "troceadores".

A las entradas de los circuitos se conecta un voltaje D.C. y las salidas son conectadas a las armaduras de los motores utilizados. Las señales que se obtienen son iguales a la señal de error en periodo y ancho de pulso, pero de distinta amplitud; la señal de error es la señal de control o de comando de los circuitos de fuerza. El valor d.c. obtenido en el voltaje de salida del troceador, es igual a:

$$V_{dc} = \frac{V_a \cdot t_a}{T} \quad (4.1)$$

T

donde: V_{dc} = valor d.c. de la señal conectada
a la armadura del motor

V_a = amplitud de la señal

t_a = tiempo en alto de la señal

T = periodo de la señal

El valor V_a es fijo, ya que es el voltaje de la

fuente D.C. conectada a la entrada del troceador; los parámetros que pueden variar son t_a y I , con lo que V_{bc} se puede alterar, para entregar mayor o menor energía al motor y de esta forma controlar la velocidad del mismo; el troceador realizaría entonces, un control de velocidad por variación de voltaje de armadura.

Para el motor D.C. de magneto permanente, el circuito de fuerza utilizado es el siguiente:

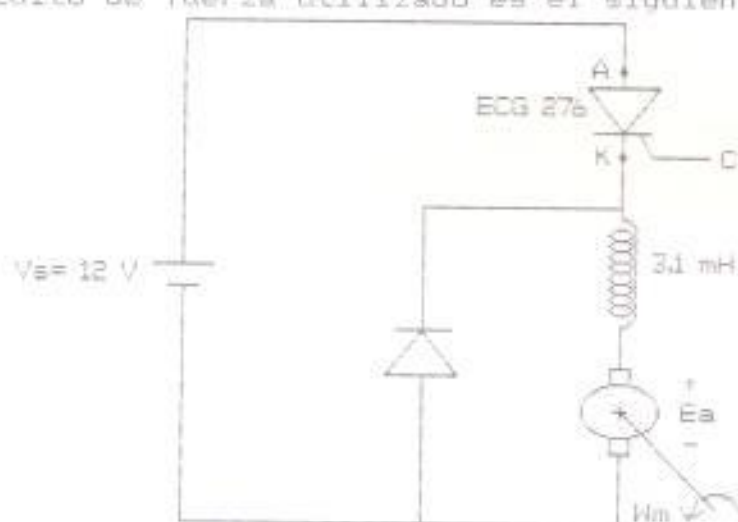


Fig 4.1 CIRCUITO DE FUERZA PARA MOTOR DE MAGNETO PERMANENTE.

El componente ECG 276 es un GTO, el cual entra en estado de conducción cuando se aplica un pulso positivo entre compuerta y cátodo, y se puede conmutar a un estado de no conducción, por medio de un pulso negativo aplicado en la compuerta y cátodo. La función que realiza es la de un interruptor electrónico: cuando está en estado de conducción, el

voltaje de la fuente V_a , es aplicado al motor, y cuando está en estado de no conducción o apagado, no se aplica ningún voltaje al motor.

Si un pulso negativo se aplica en la compuerta de un GTO, el valor de la corriente de mantenimiento es incrementado y si excede a la corriente entre ánodo y cátodo que circula en ese momento, el tiristor se apaga. En la mayoría de los GTO, el pulso negativo de compuerta debe generar una corriente entre cátodo y compuerta, que sea aproximadamente entre la mitad o un tercio de la corriente que circula entre ánodo y cátodo. Las características del ECG 276 son:

$V_{max} = 1250$ V, $I_{conduccion} = 5$ A, $I_{transiente} = 80$ A,
 $I_{ck\ max} = 75$ mA, $V_{ck\ max} = 1.5$ V, $I_{co\ max} = -450$ mA,
 $V_{co\ max} = -7$ V, $t_{q} = 0.09$ usg, $dV/dt = 1000$ V/usg.

Por medio de pruebas realizadas se pudo determinar que la máxima corriente de conducción, a la cual es posible apagar el tiristor, sin exceder los límites de voltaje y corriente en la compuerta, es de 1 A.

El tiristor puede conducir corrientes desde 1 A hasta 5 A, pero no es posible apagarlo con un pulso negativo en su compuerta. El motor D.C. utilizado con este circuito es de 12 V \pm $I_{nominal} = 1.5$ A, estando dentro del rango de corriente al cual se puede apagar el tiristor.

Una característica importante es el tiempo de apagado de 0.09 usg; los SCRs, con $I_{conduccion} = 5$ A,

no se fabrican con un tiempo de apagado menor a 2 usq. Por este motivo los GTOs son considerados para aplicaciones en que se necesite altas frecuencias, y para potencias de trabajo bajas y medias; los SCRs son utilizados en cualquier rango de potencia y en frecuencias bajas y medias. Para frecuencias altas y potencias considerables usualmente se utiliza transistores.

Para el motor cuyos datos de placa son $P=0.5$ kw, $I_{nominal}=4.5$ A, $\omega_{nominal}=1425$ RPM se diseño el siguiente circuito de fuerza:

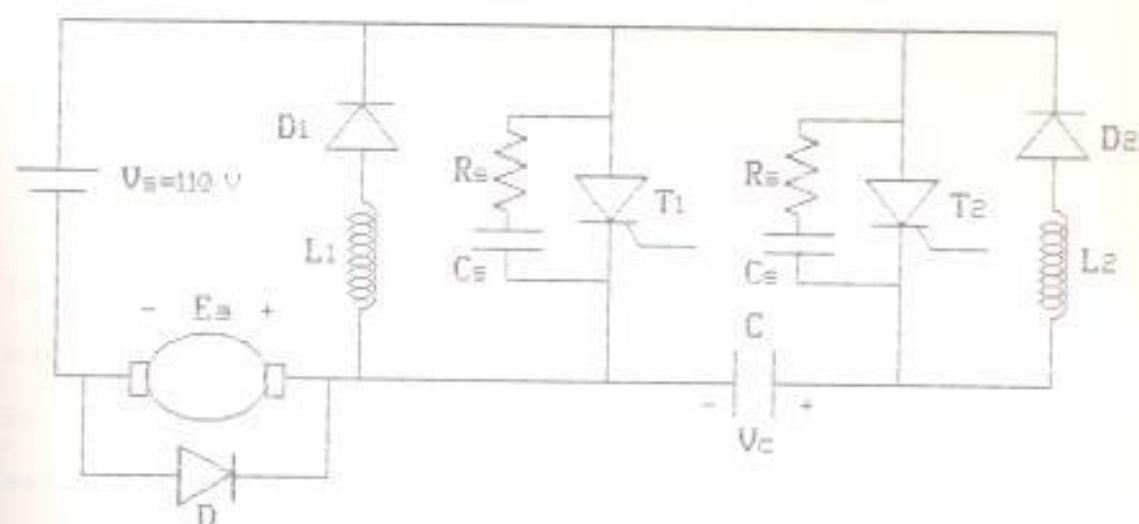


Fig. 4.2 CIRCUITO DE FUERZA PARA MOTOR DE 0.5 KW.

Este circuito troceador emplea conmutación forzada, ya que para apagar el tiristor T_1 , un voltage inverso de conducción, proveniente del capacitor C , se debe aplicar en el tiristor. Inicialmente es necesario que V_c tenga un valor positivo para lo cual un pulso

de disparo se envía al tiristor T2, formándose el siguiente lazo de conducción:

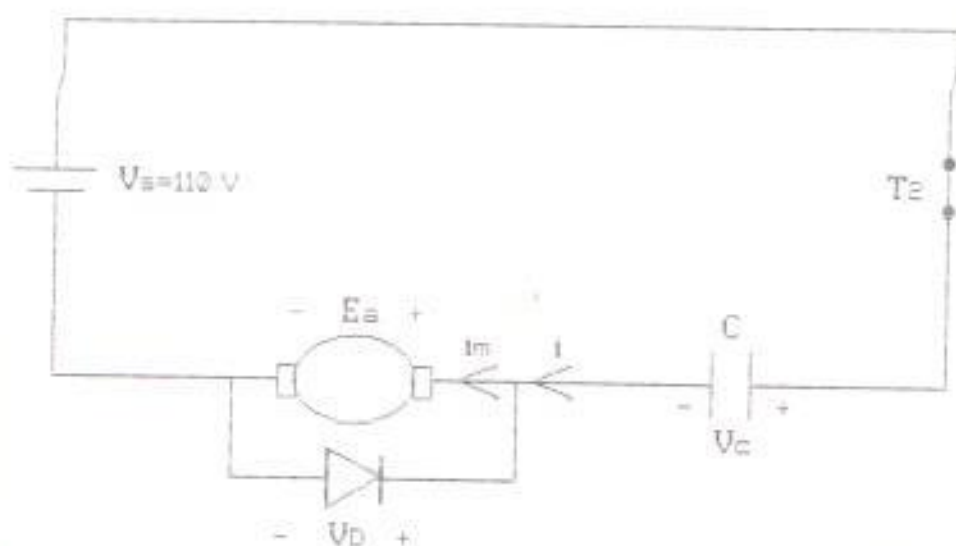


Fig. 4.3 LAZO DE CONDUCCION FORMADO AL DISPARAR T_2 .

Asumiendo que el motor no está girando inicialmente, la fuerza contraelectromotriz $E_s = k_m \omega_m$ es cero, por lo que el circuito equivalente de la armadura del motor, es solo su inductancia y resistencia.

Se tiene un circuito RLC cuya ecuación de corriente está definida por:

$$i = e^{-r t} [B_1 \cos \omega_r t + B_2 \text{ sen } \omega_r t] \quad (4.2)$$

$$r = \frac{R_a}{2 L_a} \quad (4.3)$$

$$2 L_a$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a C}} \quad (4.4)$$

$$\sqrt{L_a C}$$

$$\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - r^2} \quad (4.5)$$

Para $t=0$: $i_m = i = 0$, $V_c = 0$; reemplazando en (4.2):

$$0 = B_1$$

$$i = e^{-r t} B_z \text{ Sen } \omega_r t \quad (4.6)$$

Haciendo sumatoria de voltaje a $t=0$:

$$V_{L_a} = V_B \quad (4.7)$$

$$L_a \frac{di}{dt} = V_B \quad (4.8)$$

dt

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_B}{L_a} \quad (4.9)$$

dt L_a

derivando (4.6):

$$\frac{di}{dt} = e^{-r t} B_z \omega_r \cos \omega_r t + (-r) e^{-r t} B_z \text{ sen } \omega_r t \quad (4.10)$$

dt

a $t=0$:

$$\frac{di}{dt} = B_z \omega_r \quad (4.11)$$

dt

combinando (4.9) y (4.10):

$$\frac{V_B}{L_a} = B_z \omega_r \quad (4.12)$$

L_a

$$B_z = \frac{V_B}{L_a \omega_r} \quad (4.13)$$

$L_a \omega_r$

reemplazando en (4.6):

$$i = \frac{V_B}{L_a \omega_r} e^{-r t} \text{ Sen } \omega_r t \quad (4.14)$$

$L_a \omega_r$

Para obtener V_c , se aplica sumatoria de voltajes y se obtiene:

$$V_B = V_c + i R_a + L_a \frac{di}{dt} \quad (4.15)$$

dt

$$V_c = V_B - i R_a - L_a \frac{di}{dt} \quad (4.16)$$

dt

Reemplazando (4.10) y (4.14) en (4.16) se tiene:

$$V_m = V - V_B = e^{-\alpha} \text{Sen } \omega_p t - V_B e^{-\alpha} \text{Cos } \omega_p t \quad (4.17)$$

donde

Las corrientes i e i_m , son iguales si $V_D > 0$, ya que para esta condición el diodo actúa como un circuito abierto. Cuando el capacitor se carga hasta un voltaje $V_C = V_B$, el voltaje en el diodo es $V_D = 0$, entrando en conducción, circulando la corriente proveniente de la inductancia L_2 ; la corriente i cae a 0 apagándose el tiristor T_2 . Se ha considerado el voltaje ideal de conducción del diodo de 0 Voltios. Cuando T_1 es disparado, el voltaje de la fuente V_s es aplicado en la armadura del motor, circulando una corriente i_m desde la fuente D.C., hacia el motor a través de T_1 . Además el capacitor se descarga a través del circuito formado además por L_2 , D_2 , y T_1 :

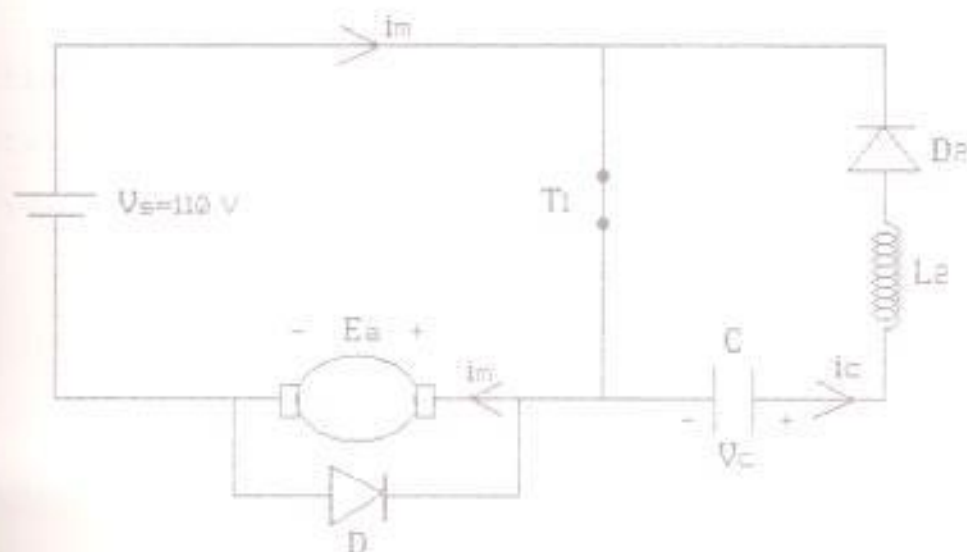


Fig. 4.4 LAZOS DE CONDUCCION FORMADOS AL DISPARAR T_1 .

En el circuito LC, se incluye la resistencia r_2 , ya que los elementos en la realidad no son ideales. Las ecuaciones que definen el circuito RLC son:

$$i_L = e^{-r_2 t} [B_1 \cos \omega_p t + B_2 \sin \omega_p t] \quad (4.18)$$

$$r = \frac{r_2}{2 L_2} \quad (4.19)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} \quad (4.20)$$

$$\omega_p = \sqrt{\omega_0^2 - r^2} \quad (4.21)$$

Las condiciones iniciales para $t=0$, son $i_L=0$, $V_C=V_B$ reemplazando en (4.18) se obtiene $B_1=0$.

Realizando sumatoria de voltaje a $t=0$:

$$V_C(0) = V_L(0) \quad (4.22)$$

$$V_B(0) = L_2 \frac{di(0)}{dt} \quad (4.23)$$

$$\frac{di(0)}{dt} = \frac{V_B}{L_2} \quad (4.24)$$

El tiempo $t=0$, se considera en el momento en que se envía un pulso de disparo a T_1 .

Derivando (4.18) y reemplazando para $t=0$:

$$\frac{di(0)}{dt} = B_2 \omega_p \quad (4.25)$$

$$\frac{V_B}{L_2} = B_2 \omega_p \quad (4.26)$$

$$B_2 = \frac{V_B}{L_2 \omega_p} \quad (4.27)$$

reemplazando B_1 y B_2 en (4.18):

$$i_e = \frac{V_a}{L_2 \omega_r'} e^{-r't} \text{ Sen } \omega_r' t \quad (4.28)$$

Obteniendo el voltaje en el capacitor C:

$$V_c = V_L + i_e R = L_2 di_e/dt + i_e R \quad (4.29)$$

$$V_c = L_2 [e^{-r't} \frac{V_a \omega_r' \cos \omega_r' t -$$

$$-r' \frac{V_a}{L_2 \omega_r'} e^{-r't} \text{ Sen } \omega_r' t] + R_2 e^{-r't} \frac{V_a}{L_2 \omega_r'} \text{ Sen } \omega_r' t$$

$$V_c = V_a e^{-r't} [\text{Cos } \omega_r' t + \frac{r'}{\omega_r'} \text{ Sen } \omega_r' t] \quad (4.30)$$

Las ecuaciones (4.28) y (4.30) son válidas para $t=0$, hasta un tiempo t_1 , cuando $i_e=0$ ya que debido a la presencia del diodo D_2 , la corriente no puede ser negativa.

Reemplazando $i_e(t_1)=0$ en (4.28):

$$0 = \frac{V_a}{L_2 \omega_r'} e^{-r't_1} \text{ Sen } \omega_r' t_1 \quad (4.31)$$

$$\omega_r' t_1 = \pi \quad (4.32)$$

$$t_1 = \frac{\pi}{\omega_r'} \quad (4.33)$$

Reemplazando t_1 en (4.30):

$$V_c = -V_a e^{-r'\pi/\omega_r'} \quad (4.34)$$

Por pruebas realizadas se determinó que el voltaje en el capacitor llega a -40 V; reemplazando en (4.34):

$$-40 = -110 e^{-r'\pi/\omega_r'} \quad (4.35)$$

$$\frac{r'}{\omega_r'} = 0.32 \quad (4.36)$$

$$\frac{r_2/2L_2}{(1/L_2C) - (r_2^2/4L_2^2)} = 0.32 \quad (4.37)$$

$$(1/L_2C) - (r_2^2/4L_2^2)$$

$$r_2 = 0.61 \sqrt{\frac{L_2}{C}} \quad (4.38)$$

Reemplazando $L_2=0.12$ mH y $C=13.2$ μ F en 4.20 y 4.38:

$$\omega_0 = 25125.9 \text{ y } r_2 = 1.8 \text{ ohmios}$$

Reemplazando r_2 y ω_0 en 4.21:

$$\omega_r = 25125.9$$

Reemplazando ω_r en 4.33:

$$t_1 = 130 \times 10^{-6} \text{ seg}$$

El tiempo t_1 , es el mínimo tiempo requerido para que el capacitor se descargue totalmente. Para conmutar a T_1 , se dispara el tiristor T_2 , formándose un lazo T_1 , T_2 y C . Asumiendo que el voltaje de conducción en T_2 es despreciable, el voltaje del capacitor V_C , es aplicado en T_1 , y ya que es un voltaje inverso de conducción, T_1 se apaga.

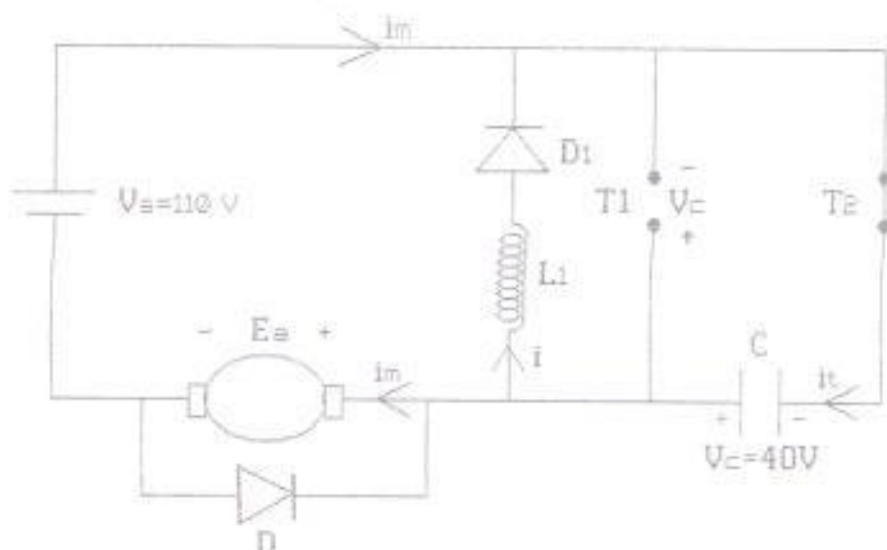


Fig 4.5 LAZOS DE CONDUCCION FORMADOS AL DISPARAR T_2 .

El capacitor se va a cargar, a través de los circuitos formados por V_m , T_m , motor y por L_1 , D_1 , T_2 . Las figuras ilustran la conmutación:

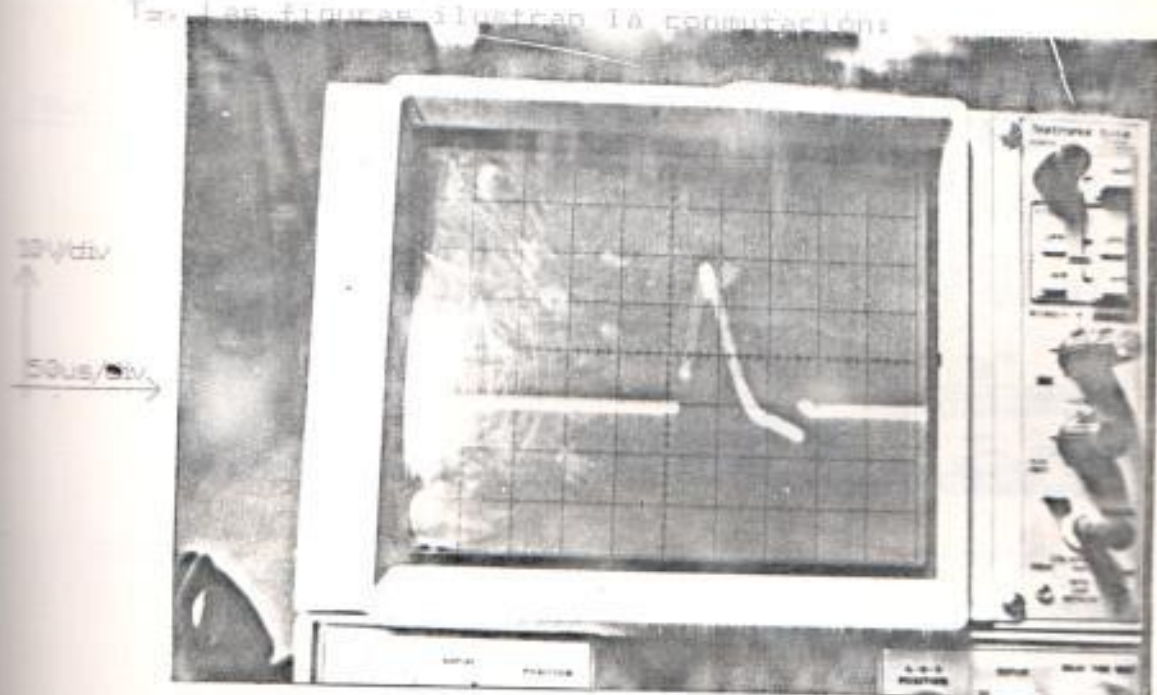


Fig. 4.6 CORRIENTE DEL CAPACITOR EN LA CONMUTACION

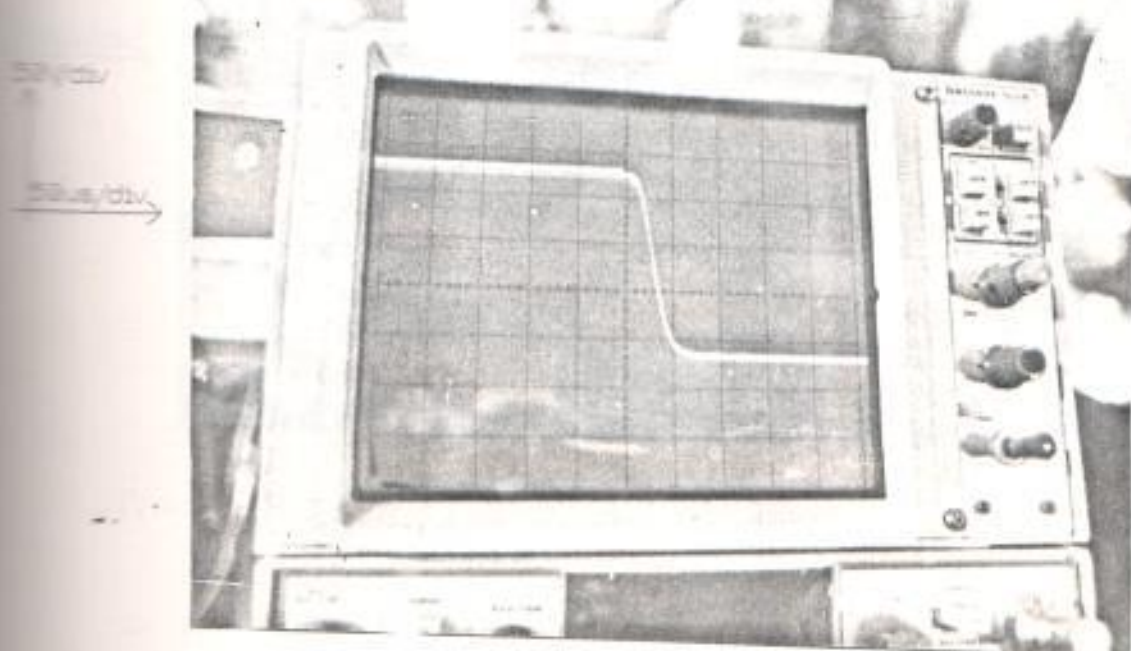


Fig. 4.7 VOLTAGE DEL CAPACITOR EN LA CONMUTACION

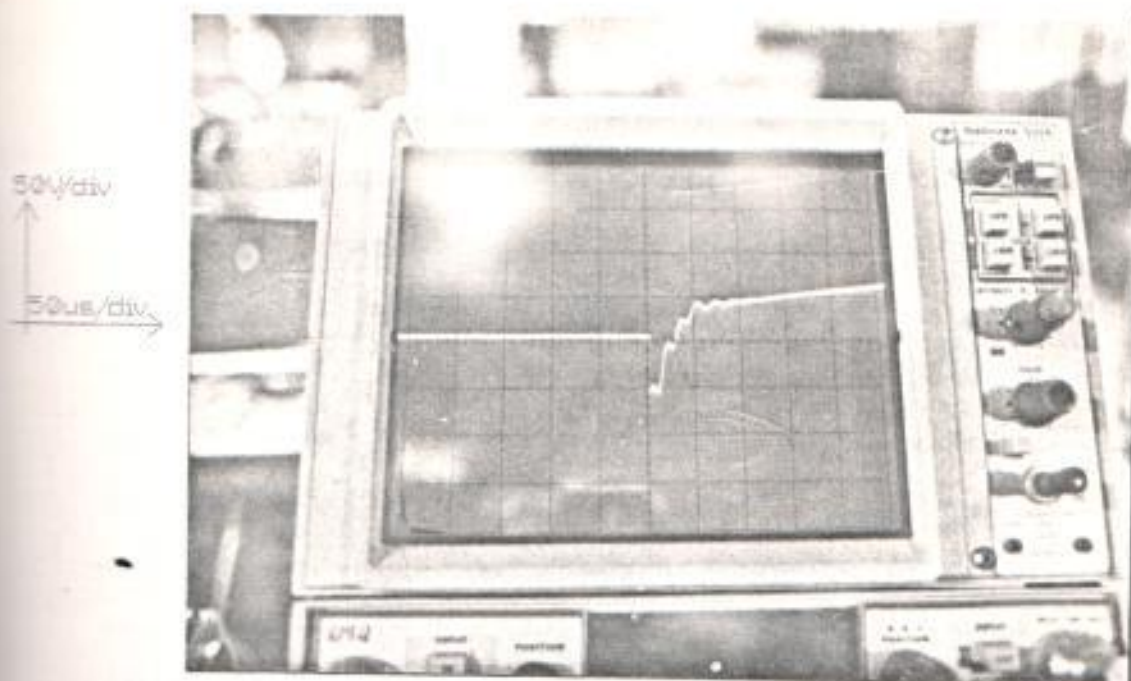


Fig. 4.8 VOLTAJE DEL TIRISTOR T1 EN LA CONMUTACION

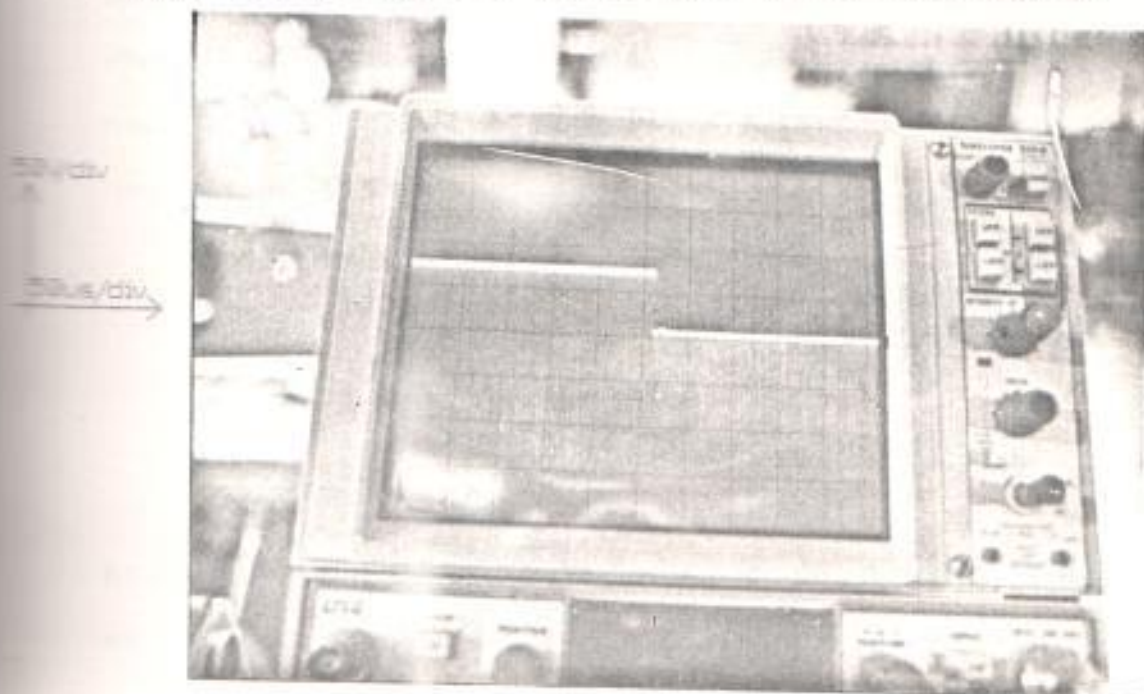


Fig. 4.9 VOLTAJE DEL TIRISTOR T2 EN LA CONMUTACION

En la figura 4.6 se midió la corriente utilizando un resistor de 0.44 ohmios; se observa un valor pico de

voltaje de 30 Voltios, lo que representa un valor pico de corriente de $i_p = 30/0.44 = 68.2$ A.

El voltaje del capacitor varia de un valor de $V_c = -40$ V a un valor $V_c = 110$ V. El tiempo en que el capacitor demora en cargarse de -40 V a 0 V, debe ser mayor o igual al tiempo de apagado del tiristor T_1 , denominado t_a , para garantizar que cuando el capacitor se siga cargando desde 0 V hasta 110 V, y por lo tanto se reaplique voltaje positivo a T_1 , este no entre en conducción nuevamente. El criterio seguido para escoger el valor del capacitor se ha considerado el valor de t_a de T_1 .

Assumiendo que la corriente del motor, i_m , permanece constante durante el tiempo que se descarga el capacitor, y considerando el valor de corriente nominal de 4.5 A:

$$C = \frac{2 i_m t_a}{V_c} \quad (4.41)$$

$$C = \frac{2 (4.5) (50 \text{ usg})}{40} \quad (4.42)$$

$$C = 11.25 \text{ uF}$$

El factor de 2 considerado en la fórmula, es debido al circuito RLC que adicionalmente descarga al capacitor. Esta fórmula se la utilizó para tener una idea del valor del capacitor a escoger y no se ha pretendido que tenga rigurosidad matemática, lo que hubiera complicado innecesariamente el análisis.

Se utilizaron 6 capacitores de 2.2 μF no polarizados, conectados en paralelo, que representan un valor de 13.2 μF , obteniéndose buenos resultados. Los rectificadores controlados de silicio empleados son F86 utilizados en control de fase, cuyas características son: $I_{\text{RMS}} = 10 \text{ A}$, $I_{\text{AV}} = 6.2 \text{ A}$, 400 V, $dV/dt = 50 \text{ V}/\mu\text{s}$, $t_a = 50 \mu\text{s}$, $I_{\text{transiente}} = 100 \text{ A}$.

La corriente que circulará por T_1 , es igual a la corriente del motor más la corriente del circuito RLC, que circula solo durante $t_1 = 130 \times 10^{-6} \text{ s}$.

Para el tiristor T_2 solo conduce la corriente transiente del circuito RLC formado al dispararlo. Los tiristores fueron montados en disipadores de dimensiones 20 cm de alto y 10 cm de ancho, consiguiendo buen funcionamiento del circuito troceador. Los diodos D_1 y D_2 conducirán la corriente de los circuitos RLC, formada al disparar T_1 y T_2 ; el diodo de paso libre D_3 conducirá un valor pico igual a la corriente nominal del motor, de 4.5 A. Los diodos utilizados fueron P600-J que conducen una corriente rectificada promedio $I_0 = 6 \text{ A}$ y $I_{\text{transiente}} = 150 \text{ A}$.

Los circuitos de protección para garantizar que dV/dt no exceda $50 \text{ V}/\mu\text{s}$, se diseñaron considerando que el voltage directo máximo aplicado en los tiristores es 110 V, y que $I_{\text{conduccion}}$ es 10 A:

$$R = \frac{V_B}{I} = \frac{110}{10} = 11 \text{ ohmios} \quad (4.49)$$

$$I = 10$$

La resistencia R, utilizada fue 12 ohmios. El valor dV/dt para el circuito RC, puede ser aproximado por:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_m}{R C_m} = \frac{110}{R C_m} \quad (4.50)$$

Para garantizar que el tiristor no se dispare:

$$\frac{dV}{dt} < 50 \text{ V/usg} \quad (4.51)$$

Reemplazando (4.50) en (4.51):

$$\frac{110}{R C_m} < 50 \quad (4.52)$$

$$R C_m$$

$$\frac{110}{50} < C_m \quad (4.53)$$

$$50(12)$$

$$C_m > 0,18 \text{ uF}$$

Un capacitor de 0.22 uF y una resistencia de 12 ohmios fue utilizada con buenos resultados.

4.2. CIRCUITO AMPLIFICADOR PARA LA SENAL DE ERROR Y AISLAMIENTO ENTRE SDK 8085 Y EL CIRCUITO DE FUERZA.

La señal de error, controla el funcionamiento de los troceadores, ya que comanda los pulsos de disparo necesarios para los SCRs y para el BTU. Debido a que es una señal digital, si fuera conectada directamente a las compuertas de los tiristores, no suministraría suficiente corriente para encender los SCR; además es recomendable que siempre exista aislamiento entre circuitos digitales y los de

fuerza. Para cumplir con estas necesidades, la señal de error es conectada a circuitos amplificadores y de aislamiento. Para el "troceador" que emplea conmutación forzada se emplea el siguiente circuito de disparo:

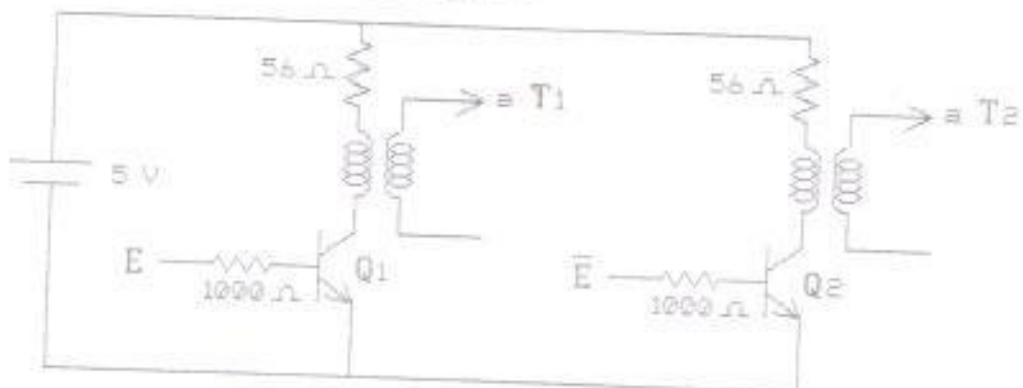


Fig. 4.10 CIRCUITO DE DISPARO PARA TROCEADOR QUE UTILIZA CONMUTACION FORZADA.

Cuando la señal de error E es alta, el transistor Q_1 se satura, circula una corriente por el primario del transformador de pulso, generándose un pulso de disparo a T_1 ; Q_2 permanece en corte por lo que no circula ninguna corriente a través de él.

Cuando la señal de error negada es alta, se produce igual proceso, pero en este caso Q_2 se satura y Q_1 permanece en corte generándose un pulso de disparo a T_2 .

La figura 4.11 muestra el circuito troceador que emplea conmutación forzada y su circuito de disparo:

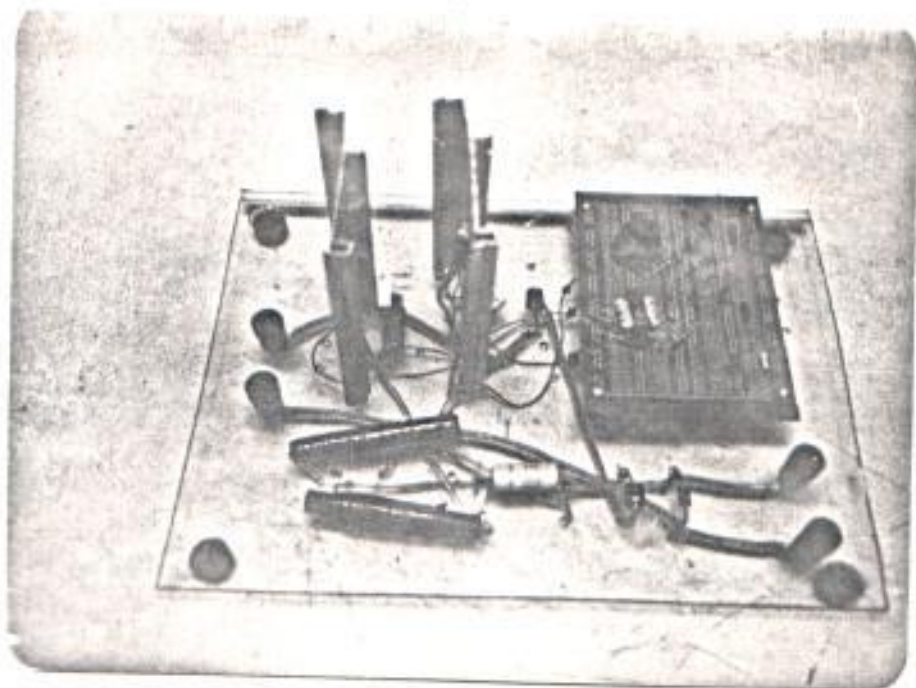


Fig. 4.11 FOTOGRAFIA DEL TROCEADOR QUE UTILIZA CONMUTACION FORZADA Y SU CIRCUITO DE DISPARO.

Los pulsos generados para cada SCR, fueron de amplitud $+1$ V cuando el transistor conduce, y -1 V cuando entra en corte. Para el circuito de disparo del "troceador" que emplea un GTO, se probó un circuito que empleaba transformadores de pulso para aislamiento, pero debido a que el mantenimiento del ECG 276 es 0.3 A, y cuando el motor funciona en vacío, su corriente es menor a 0.3 A, un pulso de disparo no permite que el GTO se mantenga en conducción, por lo que necesita una señal de disparo que se mantenga estable todo el tiempo que se necesita que el tiristor conduzca. El circuito de disparo utilizado se muestra en la siguiente figura:

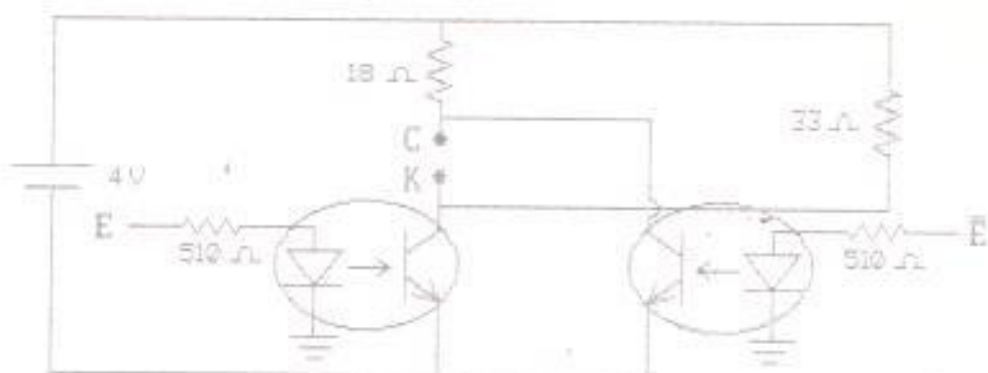


Fig. 4.12 CIRCUITO DE DISPARO PARA TROCEADOR QUE UTILIZA BTO.

Con este circuito se obtuvo $V_{ck} = 1.1 \text{ V}$, y $V_{ck} = -1 \text{ V}$ logrando buen funcionamiento del troceador. La siguiente foto muestra el troceador con GTO y su circuito de disparo:

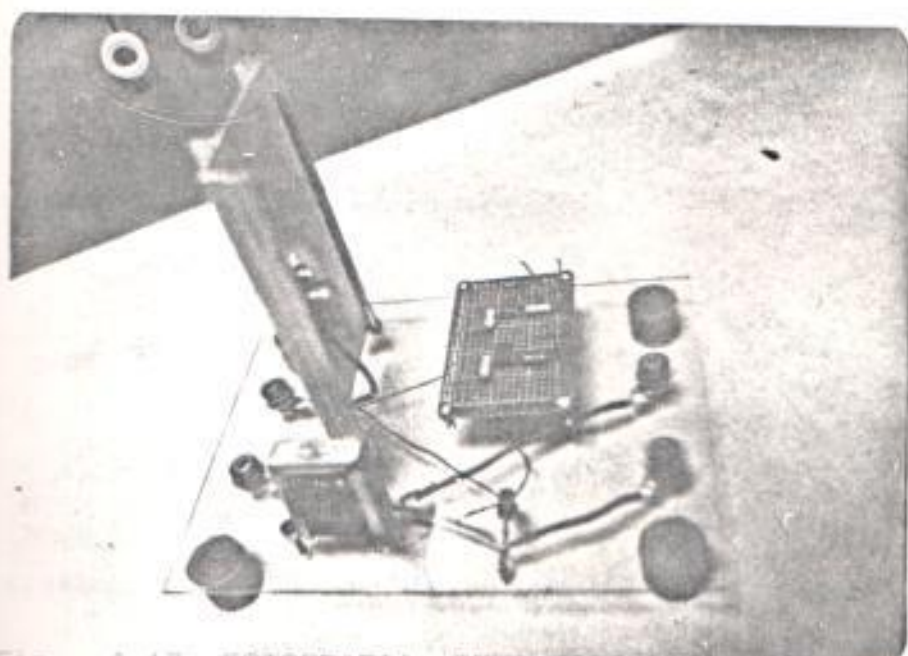


Fig. 4.13 FOTOGRAFIA DEL TROCEADOR CON GTO Y SU CIRCUITO DE DISPARO.

CAPITULO V

PRUEBAS REALIZADAS CON CARGA Y SIN CARGA UTILIZANDO UN GENERADOR D.C. ACOPADO AL MOTOR.

El motor de 0.5 Kw, se encuentra acoplado a un generador D.C., cuyos datos de placa son: $P=2.2$ Kw, $V_a=110$ V, $I_{nominal}=20$ A, $\omega_{nominal}=1425$ RPM. La figura 5.1 ilustra los circuitos eléctricos del motor y generador:

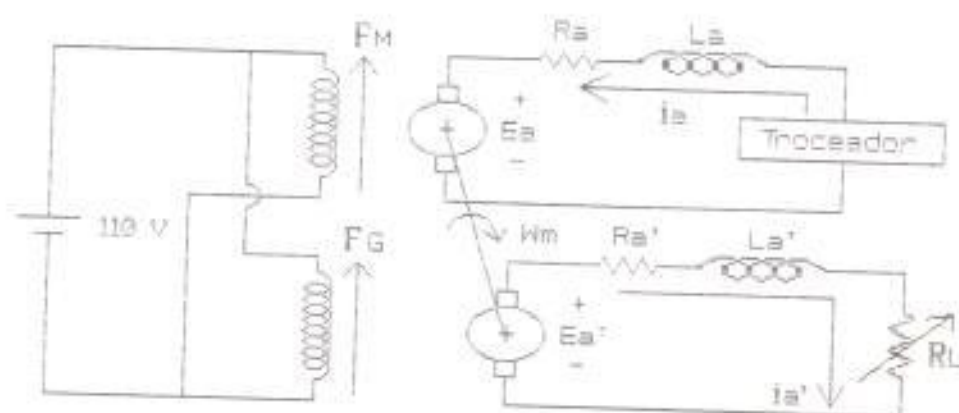


Fig. 5.1 CIRCUITOS ELECTRICOS DEL MOTOR Y GENERADOR.

Las ecuaciones para el generador son:

$$E_a' = i_a' R_a' + L_a' \frac{di_a'}{dt} + i_a' R_L \quad (5.1)$$

$$E_a' = K_a \omega \quad (5.2)$$

$$T_m - T_e' = J \frac{d\omega}{dt} + D \omega \quad (5.3)$$

Si el sistema ha alcanzado un estado de equilibrio, la ve

locidad w es constante, por lo que:

$$T_m - T_w' = D w \quad (5.4)$$

$$T_w' = K_w i_w' \quad (5.5)$$

Al variar la resistencia de carga R_L , varía i_w' , por tanto varía T_w' , dw/dt adquiere un valor, alterándose la velocidad del motor-generador; el sistema entra en un estado dinámico, ya que al variar la velocidad, varía E_a , lo que afecta a i_w' y por tanto a T_w' ; al final el sistema alcanza un nuevo estado de equilibrio, estabilizándose la velocidad en un nuevo valor. Este mismo resultado se hubiera obtenido si una carga mecánica conectada al eje del motor hubiera sido modificada.

Para comprobar las ventajas del lazo de control, se utilizó un pequeño programa que generaba una señal de error con un valor de frecuencia y ancho de pulso escogidos para que sin carga aplicada al generador, el sistema motor-generador gire a una velocidad de 450 RPM. Al conectar a la armadura del generador una carga de 40 ohmios, la velocidad disminuyó a un valor de 360 RPM.

Utilizando el programa de control que realiza comparación de frecuencia, se probó el sistema en vacío, sin ninguna resistencia conectada en el generador, para una velocidad deseada de 450 RPM obteniéndose una velocidad de giro del sistema, fluctuando entre 449 a 452 RPM; la corriente de armadura del motor fue de 1.6 A.

Cuando se conectó una resistencia de 40 ohmios al generador, la velocidad varía a un rango entre 445 y 448

RPM y la corriente de armadura del motor aumenta a 3.2 A. La oscilación de la velocidad se debe al error en la cuenta para cada ranura del tacómetro óptico.

Las siguientes fotografías muestran la señal de error y el voltaje aplicado en la armadura, cuando el motor está sin carga y cuando se aplica la carga.



Fig. 5.2 (a) SENAL DE ERROR. (b) VOLTAJE DE ARMADURA DEL MOTOR EN VACIO.

En la foto se aprecia que mientras la señal de error permanece en bajo, el voltaje de armadura es cero y luego cambia a un valor aproximado de 45 V. Esto es debido a que mientras el diodo de paso libre conduce, el voltaje de armadura es igual al voltaje de conducción del diodo, el cual es aproximadamente 0 voltios; cuando se disipa

toda la energía almacenada en la inductancia de armadura, el diodo deja de conducir, actuando como un circuito abierto, siendo el voltaje de armadura igual a la fuerza electromotriz E_a .

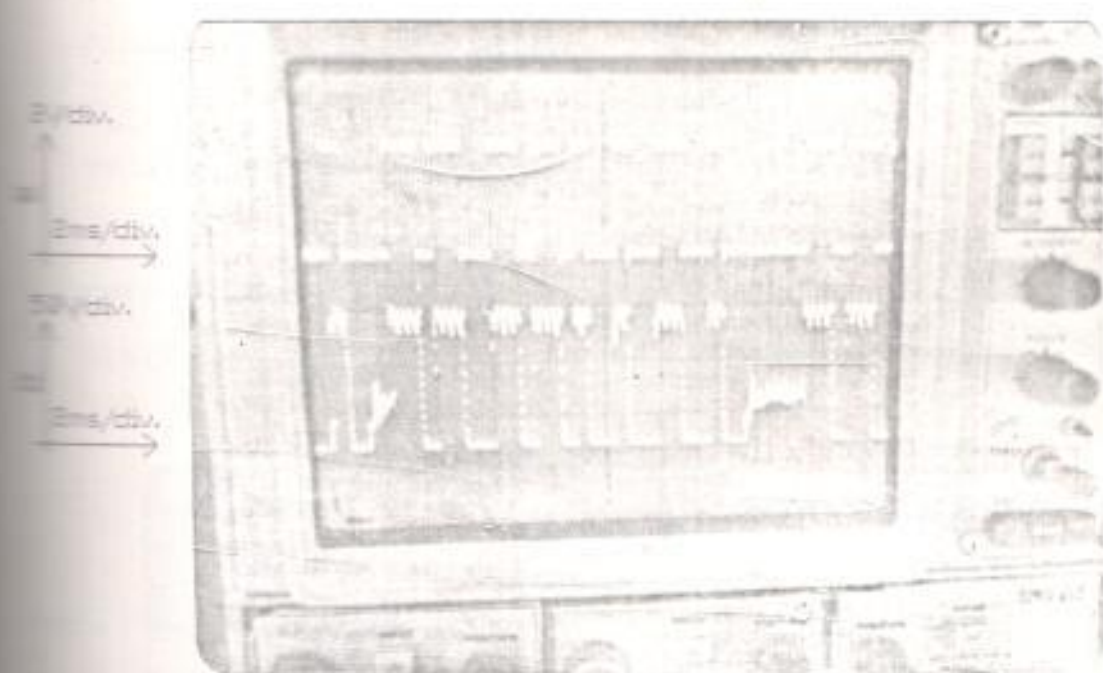


Fig. 5.3 (a) SENAL DE ERROR. (b) VOLTAJE DE ARMADURA DEL MOTOR CON CARGA.

Los pulsos de la señal de error cuando se aplica carga se hacen más contiguos, aumentando el valor de la relación tiempo en alto a período de la señal, por lo que el valor d.c. del voltaje aplicado al motor se incrementa, logrando mantener la velocidad del motor.

Para el motor de magneto permanente se realizaron pruebas solamente en vacío; el programa controlador utilizado es el que realiza comparación de fase y frecuencia, logrando

el sistema estabilizar la velocidad del motor al valor de velocidad ingresado por teclado, con un error de 5 RPM. Por ejemplo, para un valor ingresado de 450 RPM el motor giró a una velocidad que fluctuaba entre 448 y 452 RPM. La oscilación en la velocidad del motor se debe al error en la cuenta de realimentación; adicionalmente por este mismo motivo el sistema no engancha en fase, razón por la cual la señal de error no depende del desfase entre las señales de referencia y de retroalimentación, sino que es determinada solamente por las cuentas de referencia y retroalimentación. La siguiente foto muestra las señales digitales del sistema, siendo la velocidad 450 RPM.

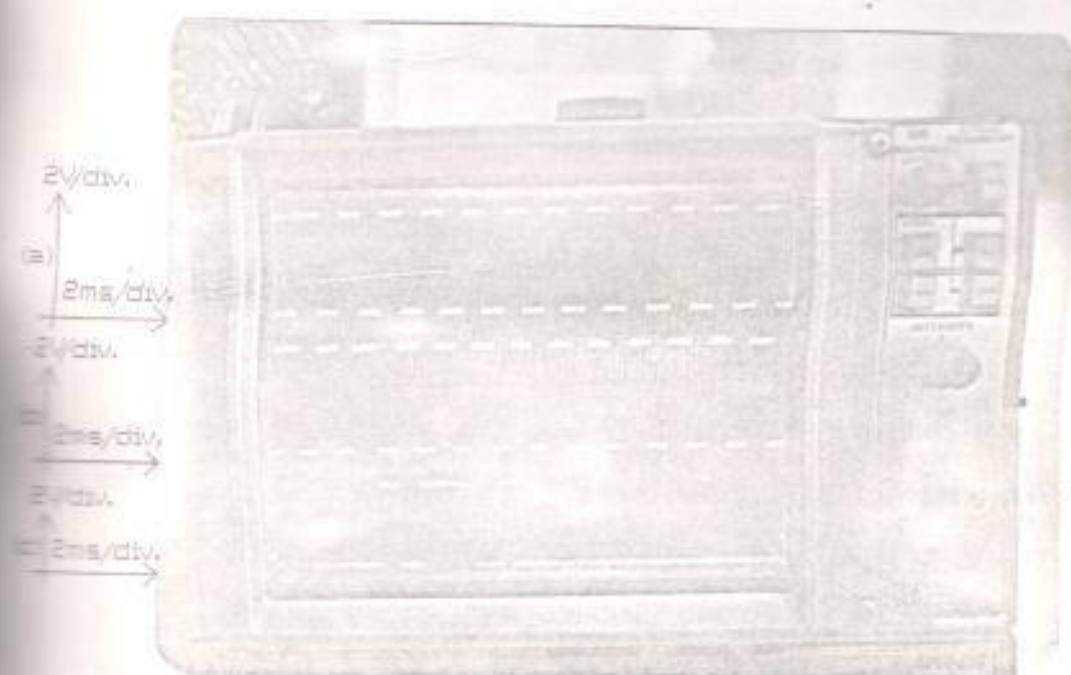


Fig. 5.4 (a) SENAL DE REFERENCIA. (b) SENAL DE RETROALIMENTACION. (c) SENAL DE ERROR.

La siguiente fotografía, muestra la señal de error del sistema y la señal de salida del controlador, aplicado a la armadura del motor de imán permanente, para una velocidad de giro de 450 RPM:

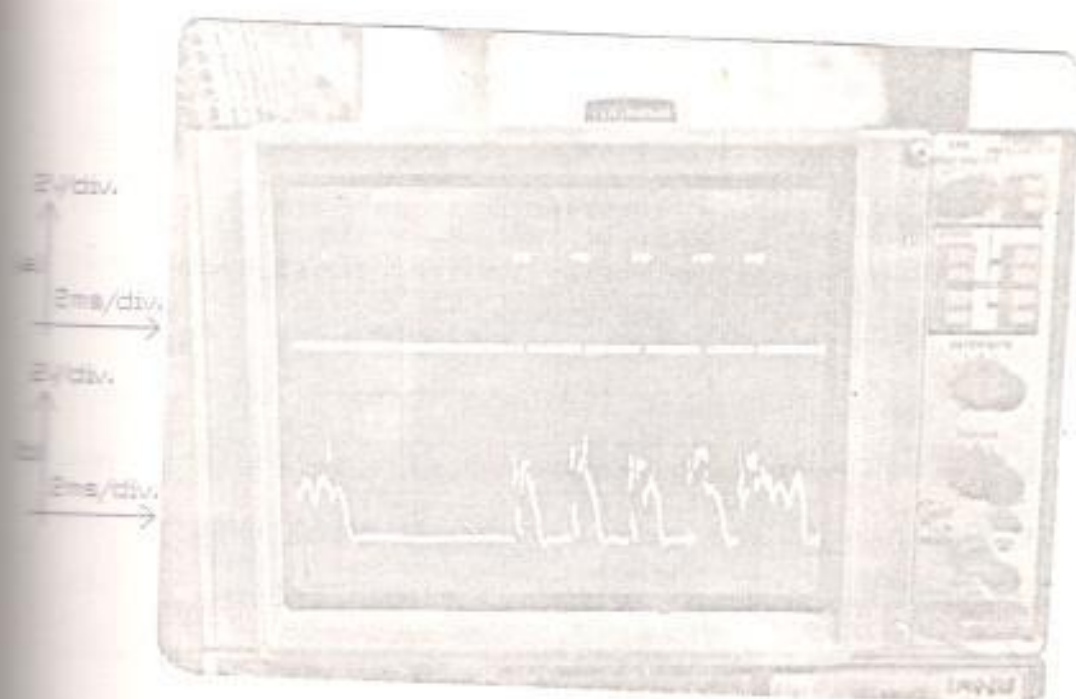


Fig. 5.5 (a) SEÑAL DE ERROR. (b) VOLTAJE DE ARMADURA DEL MOTOR DE MAGNETO PERMANENTE.

Cuando la señal de error permanece en bajo, no se suministra energía al motor; la energía almacenada en la inductancia del motor se disipa a través del diodo de paso libre conectado en paralelo con la armadura del motor. Mientras este diodo está en conducción, el voltaje de armadura es igual al voltaje de conducción del diodo, el cual es aproximadamente 0 voltios; cuando se disipa toda la energía almacenada en la inductancia de armadura,

el diodo deja de conducir, actuando como un circuito abierto, siendo el voltaje de armadura igual a la fuerza electromotriz E_a , y la corriente de armadura 0 Amperios. Para un buen control de velocidad de motores D.C. utilizando troceadores, la corriente de armadura no debe ser discontinua, ya que produce mala conmutación, recalentamiento en el motor y la velocidad del mismo oscilaría demasiado.

Por estas razones considerando que el motor de magneto permanente tiene un bajo valor de inductancia se prefirió conectar una inductancia de 3.1 mH en serie con la armadura del motor, como se aprecia en la figura 4.1, lo que permitió que la corriente del motor no llegue a ser excesivamente discontinua.

Adicionalmente, para el motor de magneto permanente se realizaron pruebas para determinar el tiempo de respuesta a variaciones de velocidad; debido a la imposibilidad de realizar un acople mecánico de un generador al motor, la señal digital proveniente del tacómetro óptico se la conecto a un oscilador monoestable 74121, y su salida se la conecto a un filtro RC formado por una resistencia de 500 ohmios y 1 capacitor de 10 uF.

El C.I. 74121 se conecto 1 capacitor de 0.1 uF y una resistencia de 13K ohmios, para obtener un ancho de pulso de 9×10^{-4} seg. Con este diseño se pudo sentir satisfactoriamente la velocidad para cambios de velocidad en el motor de 200 RPM a 700 RPM y para variaciones de

700 RPM a 200 RPM. Las siguientes fotografías muestran estos cambios de velocidad:

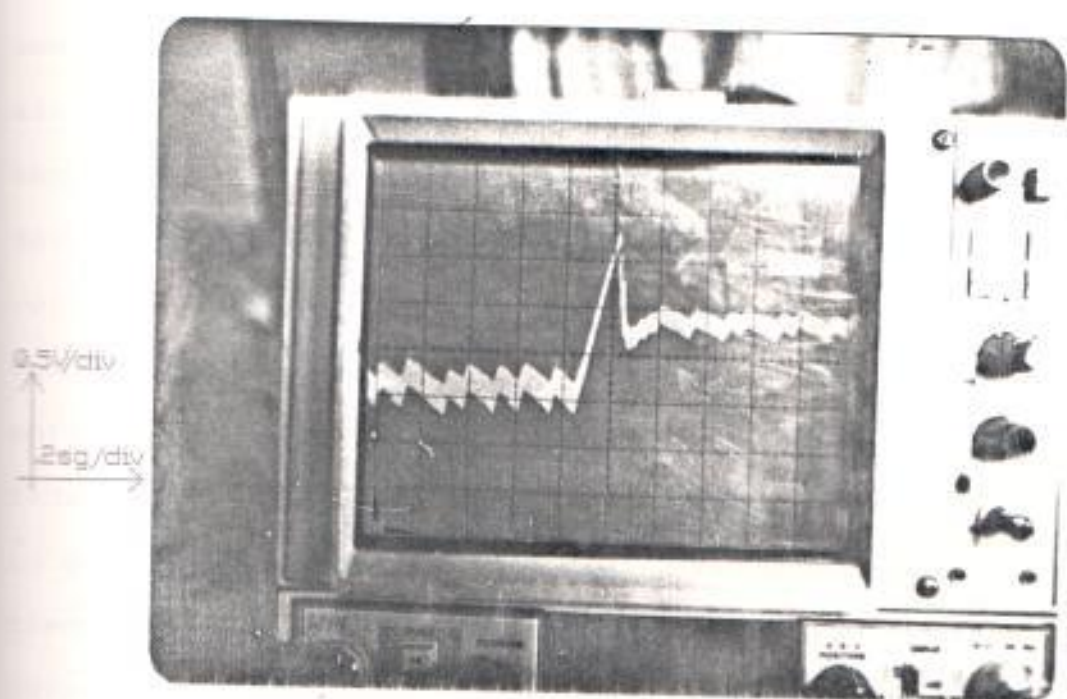


Fig. 5.6 CAMBIO DE VELOCIDAD DE 200 A 700 RPM

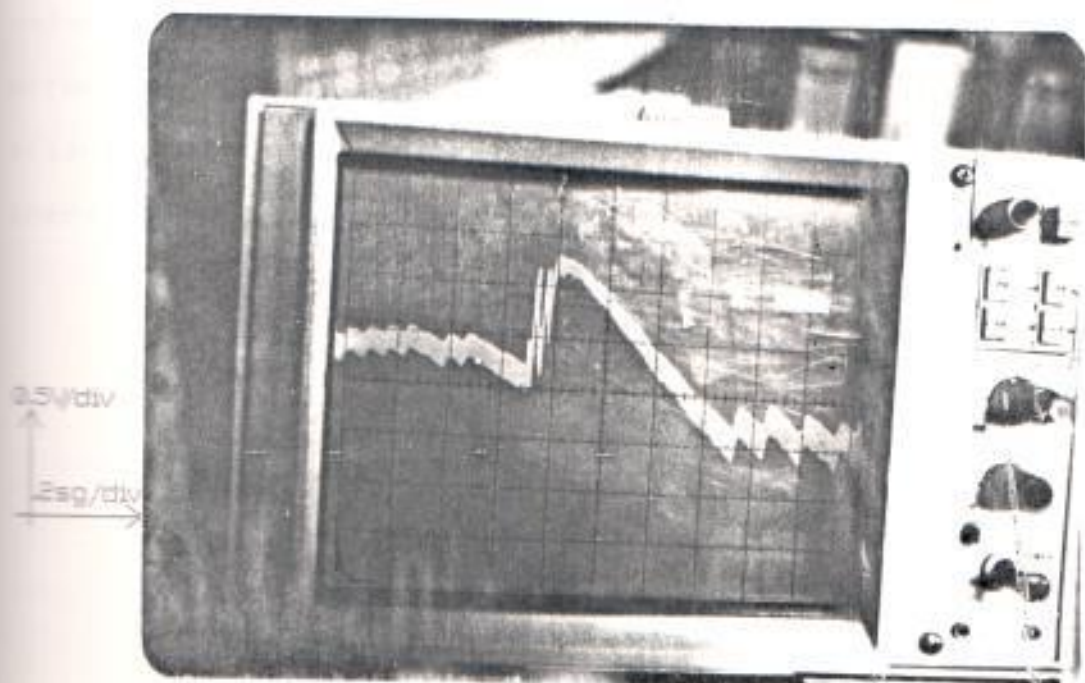


Fig 5.7 CAMBIO DE VELOCIDAD DE 700 A 200 RPM

Para el cambio de velocidad de 200 a 700 RPM, demora 0.2 segs, mientras que para 700 a 200 RPM toma 0.8 segs. Estos tiempos dependen de la inercia del motor, ya que para el primer caso la señal de error se mantiene en alto, suministrándose energía al motor, hasta que el motor alcance la velocidad deseada, mientras que para el segundo caso la señal de error se mantiene en bajo, desenergizándose el motor, hasta que el motor alcance la velocidad deseada.

Quando el sistema realiza el control de velocidad del motor, la velocidad del mismo es determinada midiendo cada uno de los periodos de la señal del tacometro, por lo que se puede detectar una variación de velocidad en un tiempo máximo igual al periodo de esta señal a la velocidad mínima de 200 RPM, que representa un tiempo de 3.3 msq; una vez detectada una diferencia entre la velocidad del motor, y la velocidad deseada, la señal de error del sistema es corregida y el tiempo que dura en alcanzar el motor la velocidad deseada, depende de la inercia del mismo.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

1. Para la subrutina de control que utiliza comparación de fase y frecuencia, no se pudo comprobar sus ventajas debido a que el sistema no logra "enganchar" en fase, ya que las cuentas de realimentación varían entre ranura y ranura, para una velocidad fija del motor; la subrutina de control actúa como si existiera un error apreciable en la velocidad, por lo que mantiene a la señal de error en un valor lógico 1 o 0, exactamente como la subrutina que realiza solo comparación de frecuencia. Sin embargo el sistema logra estabilizar la velocidad del motor al valor de velocidad ingresado con un margen de error de aproximadamente 5 RPMs.

2. De acuerdo a los resultados obtenidos, la subrutina de control que realiza solo comparación de frecuencia es aplicable a todo tipo de motor D.C., con resultados aceptables. Para motores de baja inercia, con un disco de mayor número de líneas que las necesarias para un disco utilizado con motores de gran inercia, se consiguen buenos resultados.

Adicionalmente, se puede aumentar la inercia del sistema rotacional por medio de un disco ranurado de dimensiones adecuadas, permitiendo de esta forma lograr un mejor

control de velocidad.

3. Se ha logrado desarrollar un método de control ideal para utilizar con microprocesador, siendo más óptimo que implementar un controlador PID por medio de programa, ya que este tipo de control se puede implementar con mejores resultados, por medio de elementos analógicos y no digitales.

RECOMENDACIONES

1. Una posible solución para resolver el problema del tacómetro óptico, consiste en calcular para una velocidad deseada, un valor de cuenta de referencia para cada una de las líneas del disco empleado; un detector fotoeléctrico tendría que ser añadido, de tal forma que al paso de una ranura predeterminada, se hagan las comparaciones de las cuentas de realimentación con las cuentas de referencias correctas.

Esta solución implicaría realizar al inicio del programa tantos cálculos de cuentas de referencia, como números de ranura exista, y luego almacenar estas cuentas en memoria, por lo que sería necesario realizar una expansión de memoria en el SDK 8085.

2. Utilizar en el tacómetro óptico, un disco dividido en dos partes; es decir, una sola línea sería considerada

con lo cual no existiría error en las cuentas de retroalimentación; sin embargo la frecuencia de la señal del tacómetro óptico sería un valor muy bajo, lo que ocasionaría que la velocidad del motor oscile considerablemente.

Para aumentar el valor de frecuencia de la señal del tacómetro, serían usadas técnicas de sintetización de frecuencia.

BIBLIOGRAFIA

1. DANA F. GEIGER. Phaselock Loops for D.C. Motor Speed Control. John Wiley & Sons. 1981.
2. HOWARD A. RAPHAEL. P11 for Motor Control uses Microprocessor. Microprocessors: New Directions for Designers. pp 121-124.
3. JOHN B. PEATMAN. Microcomputer-based design. McGraw-Hill. 1977. pp. 231-252.
4. J.M. ANGULO. Electrónica Digital Moderna. Editorial Paraninfo. 1982. pp 433-438.
5. R. FUENTES F. Y A. PORZIO LOPEZ. Algunos aspectos importantes para el diseño de circuitos de conmutación forzada. IV Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica. Volumen II. Universidad de Santiago de Chile. Agosto de 1981. pp 98-120.
6. CHUNG-HO VICTOR WONG. The Speed control of a separately excited D.C. Motor using a variable frequency Thyristor Chopper. Sunderland Polytechnic. 1977.
7. 8080/8085 ASSEMBLY LANGUAGE PROGRAMMING MANUAL. Intel 1985.
8. Micro II. ESPOL. 1985.