

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD
DE UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA CON REGULACION DE UN
LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE".

TESIS DE GRADO

PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIZACION: ELECTRONICA

PRESENTADA POR:

EDGAR EUGENIO IZQUIERDO ORELLANA

GUAYAQUIL - ECUADOR

1.983



A G R A D E C I M I E N T O

A LOS INGS. HUGO VILLAVICENCIO, Director de tesis y SERGIO FLORES, por su valiosa y desinteresada ayuda que me permitió culminar con éxito - este trabajo.

· D E D I C A T O R I A

A MIS PADRES

A MI TIA CELIA

A MIS HERMANOS

A CARMITA

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Hugo Villavicencio V.", is positioned above a horizontal dotted line.

ING. HUGO VILLAVICENCIO V.

Director de Tesis

DECLARACION EXPRESA

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

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



.....

EDGAR EUGENIO IZQUIERDO ORELLANA

R E S U M E N

El objetivo de este trabajo es el de diseñar y construir un control digital de velocidad de un motor de corriente continua, incorporando la técnica del lazo de seguimiento de fase PLL.

Este sistema se basa principalmente en el detector de fase y frecuencia, que es el que actúa como comparador de las señales de referencia y de realimentación y cuya salida es un voltaje continuo pulsante. Esta señal de salida constituye el error del sistema, que es en definitiva el que va a ejecutar la acción de control y ajuste de la velocidad del motor. El voltaje de error analógico es convertido a palabra digital en el modulador de ancho de pulso, siendo luego procesado para finalmente ser comparada con la onda coseno digitalizada y almacenada en una memoria de lectura solamente (EPROM). La salida de este comparador va al circuito de comando de los tiristores y los pulsos de disparo son generados en los puntos de cruce entre la onda coseno a la salida del EPROM con la del retenedor, controlando así el ángulo de encendido y permitiendo de esta manera regular la alimentación de potencia DC. al motor. El circuito convertidor de CA-CC es un puente monofásico de cuatro tiristores. El campo del motor de excitación separada es alimentado independientemente por un rectificador de onda completa.

El lazo de realimentación proviene de un tacómetro digital donde su salida es un tren de pulsos y cuya frecuencia es directamente proporcional a la velocidad del motor. Esta técnica de lazo de seguimiento de fase aplicada al control de velocidad de un motor DC. es muy ventajosa en aplicaciones donde se requiera una gran precisión. Además, ésta puede ser extendida fácilmente a sistemas trifásicos.

I N D I C E G E N E R A L

	PAG
RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	VIII
INDICE DE FIGURAS	XI
INDICE DE TABLAS	XVI
ABREVIATURAS	XVII
INTRODUCCION	21
 CAPITULO I	
CONCEPTOS GENERALES SOBRE EL CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC. Y LA TECNICA DE LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE PLL.	24
1.1 OBJETIVOS	24
1.2 ASPECTOS GENERALES SOBRE EL CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC.	24
1.3 BREVE HISTORIA SOBRE LA APARICION Y USO DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE	25
1.4 FUNDAMENTOS BASICOS DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE..	26
1.4.1 Función de Transferencia	29
1.5 LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC.	31
 CAPITULO II	
DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL	34
2.1 CONFIGURACION DEL SISTEMA	34

	PAG
2.1.1 Elementos que conforman el trayecto directo ..	35
2.1.2 El lazo de realimentación	37
2.2 EL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA PFD.	38
2.2.1 Característica de entrada-salida del detector de fase y frecuencia (MC 4044)	44
2.3 CIRCUITO DE CONTROL	45
2.3.1 El Sintetizador de Frecuencia PLL	47
2.3.2 Método de Cruce de la Onda Coseno para el Con- vertidor de CA-CC a Tiristores	51
2.3.3 Modulador de Ancho de Pulso y Generador de los Pulsos de Disparo de los Tiristores.....	64
2.3.3.1 Diseño del Oscilador	68
2.3.3.2 Diseño del Generador de Onda Triangular	71
2.3.4 Circuito de Comando de los Tiristores	75
2.4 CIRCUITO DE POTENCIA	76
2.4.1 Alimentación DC para el Circuito de Campo del Motor Controlado por Armadura	78
2.4.1.1 Selección de los Diodos	79
2.4.2 Circuito Monofásico con Cuatro Tiristores para Alimentar la Armadura del Motor.	79
2.4.2.1 Corriente de Armadura Continua	81
2.4.2.2 Selección de los Tiristores	86
2.5 EL TACOMETRO DIGITAL	87
2.5.1 El Disco Ranurado	90
2.5.2 El Sensor Optoelectrónico	91

2.6 DIAGRAMA DEL CIRCUITO COMPLETO DEL SISTEMA	92
CAPITULO III	
CONSTRUCCION DEL SISTEMA	94
3.1 LISTA DE MATERIALES Y PRESUPUESTO	94
3.2 TARJETAS DE LAS DIFERENTES PARTES DEL SISTEMA, <u>MONTEA</u> JE Y DISPOSICION DE LAS MLSMAS	96
CAPITULO IV	
PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	114
4.1 CURVA CARACTERISTICA DEL MC 4044	114
4.2 FUNCIONAMIENTO DEL SINTEZADOR DE FRECUENCIA PLL...	116
4.3 MODULADOR DE ANCHO DE PULSO	118
4.4 PULSOS QUE CARGAN EL RETENEDOR Y DESPEJAN EL CONTADOR DE 8 BITS	120
4.5 CONVERTIDOR A TIRISTORES Y PULSOS DE DISPARO	122
4.6 RESPUESTA DEL SISTEMA	123
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	130
APENDICES	
APENDICE A: ANALISIS DE ESTABILIDAD	134
APENDICE B: MANUAL DEL USUARIO	151
BIBLIOGRAFIA	158

INDICE DE FIGURAS

N°		PAG
1.1	DIAGRAMA DE BLOQUES BASICO DEL LAZO DE SEGUIMIEN <u>TO</u> DE FASE (PLL).	27
1.2	LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE BASICO PARA EL CON <u>TROL</u> DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC.	32
2.1	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE CONTROL	34
2.2	EL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA	39
2.3	EL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA COMO PUNTO DE SUMA	40
2.4	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MC 4044	41
2.5	FORMAS DE ONDA DE ENTRADA-SALIDA PARA EL MC - 4044	42
2.6	DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA Y FILTRO PASA-BAJOS	43
2.7	CARACTERISTICA DE ENTRADA-SALIDA DEL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA MC 4044	44
2.8	DIAGRAMA REPRESENTATIVO DEL CIRCUITO DE CONTROL.	45
2.9	DETALLES DEL CIRCUITO DE CONTROL	46
2.10	DIAGRAMA DE BLOQUES BASICO DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA	47
2.11	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SINTETIZADOR DE FRECUEN <u>CIA</u> CON LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE.....	49
2.12	CIRCUITO DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA PLL.....	50

N°		PAG
2.13	CIRCUITO DE IMPLEMENTACION BASICO DE UN ESQUEMA DE DISPARO COSENO PARA CONVERTIDORES DE FASE - CONTROLADA	51
2.14	SINTESIS DE LA ONDA COSENO DE REFERENCIA.....	54
2.15	GENERACION DE LOS PULSOS DE DISPARO	54
2.16	DIAGRAMA ILUSTRATIVO DEL DIRECCIONAMIENTO DEL PROM	55
2.17	CIRCUITO DE DIRECCIONAMIENTO DEL PROM	56
2.18	ONDAS DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO	65
2.19	MODULADOR DE ANCHO DE PULSO Y GENERADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO	66
2.20	CIRCUITO DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO Y GENERADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO	67
2.21	DIAGRAMA DE BLOQUES QUE ILUSTRAN LA CONEXION DEL OSCILADOR	68
2.22	DIAGRAMAS DE TIEMPO QUE AYUDAN A VISUALIZAR EL DISEÑO DEL OSCILADOR.....	69
2.23	CIRCUITO DEL OSCILADOR	70
2.24	CIRCUITO DEL GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR	72
2.25	ONDA DE SALIDA DEL INTEGRADOR	72
2.26	CIRCUITO DE COMANDO DE LOS TIRISTORES	75
2.27	FOTOGRAFIA DEL MOTOR DE PRUEBA	77
2.28	FOTOGRAFIA DEL CIRCUITO DE POTENCIA	77
2.29	RECTIFICADOR PUENTE MONOFASICO PARA EL CAMPO DEL MOTOR	78

XIII

N°		PAG
2.30	ALIMENTACION DC. PARA EL CIRCUITO DE ARMADURA DEL MOTOR	80
2.31	CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC. EXCITADO SEPARADAMENTE POR UN CONVERTIDOR COMPLETO MONOFASICO	82
2.32	CARACTERISTICA DEL CONVERTIDOR PARA CORRIENTE CONDUCCION CONTINUA	84
2.33	VISTA DE UN TACOMETRO DIGITAL BASICO. LA LONGITUD DEL EJE ENTRE EL MOTOR Y EL DISCO ESTA EXAJERADA PARA CIARIDAD	88
2.34	FOTOGRAFIA DEL TACOMETRO DIGITAL PARA EXPERIMENTACION	89
2.35	FOTOGRAFIA DEL DISCO RANURADO	90
2.36	ONDA DE SALIDA DEL SENSOR OPTOELECTRONICO.....	91
2.37	SEÑAL DE REALIMENTACION	92
2.38	DIAGRAMA DEL CIRCUITO COMPLETO DEL SISTEMA....	93
3.1	FOTOGRAFIA DE LA ETAPA DE EXPERIMENTACION.....	96
3.2	DISPOSICION DE LOS ELEMENTOS DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA Y EL GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR.	98
3.3	CIRCUITO DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA Y GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR.....	99
3.4	FOTOGRAFIA DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA Y EL GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR	100

N°		PAG
3.5	DISPOSICION DE LOS ELEMENTOS DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO.....	101
3.6	CIRCUITO DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO.....	102
3.7	FOTOGRAFIA DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL MODULA- DOR DE ANCHO DE PULSO	103
3.8	DISPOSICION DE LOS ELEMENTOS DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL GENERADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO..	104
3.9	CIRCUITO DEL GENERADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO.	105
3.10	FOTOGRAFIA DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL GENERA- DOR DE LOS PULSOS DE DISPARO	106
3.11	DISPOSICION DE LOS ELEMENTOS DE LA TARJETA QUE CONTIENE LOS TRANSFORMADORES DE PULSO	107
3.12	CIRCUITO DE LOS TRANSFORMADORES DE PULSO.....	108
3.13	FOTOGRAFIA DE LA TARJETA QUE CONTIENE LOS TRANS- FORMADORES DE PULSO	109
3.14	DISPOSICION DE LOS ELEMENTOS DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL CIRCUITO AMPLIFICADOR DE PULSOS.....	110
3.15	CIRCUITO AMPLIFICADOR DE PULSOS	111
3.16	FOTOGRAFIA DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL AMPLI- FICADOR DE PULSOS	112
3.17	FOTOGRAFIA DEL EQUIPO	113
4.1	CIRCUITO DE PRUEBA DE MC 4044	114
4.2	GRAFICO DE VOLTAJE E_v VERSUS LA DIFERENCIA DE FASE $\Delta \phi$	116
4.3	RESPUESTA DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA.....	117

N°		PAG
4.4	FORMAS DE ONDA DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO..	119
4.5	RESPUESTA DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO	120
4.6	PULSOS DE COMANDO	121
4.7	FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR CA-CC.....	122
4.8	SEÑALES DE ENTRADA AL PFD	124
4.9	GRAFICO DE FRECUENCIA DE SALIDA VERSUS FRECUEN- CIA DE REFERENCIA	126
4.10	GRAFICO DE VELOCIDAD VERSUS FRECUENCIA DE REFE- RENCIA	127
4.11	RESPUESTA DE VELOCIDAD	128
A-1	DIAGRAMA DE BLOQUES REPRESENTATIVO DEL SISTEMA DE CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD	134
A-2	FILTRO PASIVO RC DE PRIMER ORDEN.....	136
A-3	FILTRO PASIVO RC.	137
A-4	FILTRO ACTIVO RC	138
A-5	MODELO LINEALIZADO DEL SISTEMA DE CONTROL DIGI- TAL DE VELOCIDAD	140
A-6	GRAFICO DE LA TRAYECTORIA DE LAS RAICES PARA LA ECUACION CARACTERISTICA (12)	145
A-7	GRAFICO DE LA TRAYECTORIA DE LAS RAICES PARA LA ECUACION CARACTERISTICA (20)	147
A-8	GRAFICO DE LA TRAYECTORIA DE LAS RAICES PARA LA ECUACION CARACTERISTICA (22)	149
B-1	VISTA FRONTAL DEL EQUIPO	153

INDICE DE TABLAS

Nº		PAG
1	DATOS DEL MC 4044 PARA EL TRAZADO DE SU CURVA CARACTERISTICA	115
2	RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA	125

A B R E V I A T U R A S

CA-CC.....	CORRIENTE ALTERNA A CORRIENTE CONTINUA
DC.....	CORRIENTE DIRECTA.
D.E.	DIRECCIONAMIENTO DEL EPROM.
$E_c(s)$	TRANSFORMADA DE LA PLACE DE LA SEÑAL DE ERROR.
E_g	VOLTAJE DE LA FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ PROMEDIO.
e_g	VOLTAJE DE LA FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ EN FUNCION DEL TIEMPO.
E_{max}	VOLTAJE DE SALIDA PROMEDIO MAXIMO DEL CONVERTIDOR CA-CC.
E_o	VOLTAJE DE SALIDA PROMEDIO DEL CONVERTIDOR CA-CC.
e_o	VOLTAJE DE SALIDA EN FUNCION DEL TIEMPO DEL CONVERTIDOR CA-CC.
e_l	ONDA DE REFERENCIA COSENO.
e_α	ONDA DE SALIDA EN UN ESQUEMA DE DISPARO <u>COSE</u> NO PARA CONVERTIDORES DE FASE CONTROLADA.
$E_v(s)$	TRANSFORMADA DE LA PLACE DE LA SEÑAL DE SALIDA DEL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA.
f_i	FRECUENCIA DE ENTRADA DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE.
f_o	FRECUENCIA DE SALIDA DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE.

f_{osc}	FRECUENCIA DE SALIDA DEL OSCILADOR.
f'_o	FRECUENCIA DE SALIDA DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA.
$F(s)$	FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO PASA-BAJOS.
$H(s)$	FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE.
H_z	CICLOS/SEG.
I_a	CORRIENTE DE ARMADURA PROMEDIO DEL MOTOR
$\frac{di_a}{dt}$	DERIVADA DE LA CORRIENTE DE ARMADURA DEL MOTOR. CON RESPECTO AL TIEMPO.
K_a	CONSTANTE DE PROPORCIONALIDAD DEL MOTOR
K_d	GANANCIA DEL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA
K_o	FACTOR DE GANANCIA DEL OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE.
K_2	FACTOR DE GANANCIA DEL CONVERTIDOR DE CORRIENTE ALTERNA A CORRIENTE CONTINUA.
L_a	INDUCTANCIA DE ARMADURA DEL MOTOR.
LSB	BIT MENOS SIGNIFICATIVO.
M	NUMERO DE RANURAS DEL DISCO RANURADO DEL TACOMETRO DIGITAL.
MSB	BIT MAS SIGNIFICATIVO.

N.....	MODULO DEL CONTADOR PROGRAMABLE DE RE <u>A</u> LIMENTACION EN UN SINTETIZADOR DE FRE- CUENCIA.
PFD.....	DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA.
PLL	LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE.
R_a	RESISTENCIA DE ARMADURA DEL MOTOR.
RPM.....	REVOLUCIONES POR MINUTO.
T.....	TORQUE DEL MOTOR.
τ	CONSTANTE DE TIEMPO.
td_1	TIEMPO DE RETARDO DE LOS PULSOS QUE CAR <u>U</u> GAN EL CONTENIDO DEL CONTADOR EN EL RE- TENEDOR.
td_2	TIEMPO DE RETARDO DE LOS PULSOS QUE DES <u>U</u> PEJAN EL CONTADOR.
VCO.....	OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE.
VDR.....	VAIOR DECIMAL REDONDEADO PARA LA SINTESIS DIGITAL DE LA ONDA COSENO DE REFERENCIA.
V_f	VOLTAJE DE SALIDA PROMEDIO DEL RECTIFICA- DOR DEL CIRCUITO DE CAMPO.
W.....	VELOCIDAD REAL DEL MOTOR.
ϕ	FLUJO DEL CIRCUITO MAGNETICO DEL MOTOR.
$e_i(t)$	FASE DE LA SEÑAL DE ENTRADA EN FUNCION DEL TIEMPO DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE.
$e_o(t)$	FASE DE LA SEÑAL DE SALIDA EN FUNCION

DEL TIEMPO DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE.

$\frac{d\theta}{dt}$

.....DERIVADA DE LA FASE DE LA SEÑAL DE SALIDA

DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE.

α ANGULO DE DISPARO.

I N T R O D U C I O N

El control de velocidad de un motor DC. ha sido un campo de la electrónica muy activo debido a la invención de la primera máquina DC. Gobernadores mecánicos y luego tacómetros DC. de realimentación (con todas sus variaciones), han dominado los métodos de control de velocidad.

Estos servos de velocidad convencionales a menudo requieren que un error exista entre la velocidad real y la velocidad deseada. Aunque éste error puede ser disminuido con el incremento de la ganancia del servo, éste no puede ser reducido a cero. Para algún nivel de ganancia el servo llega a ser inestable.

El problema de error puede ser superado por la introducción de una integración pura en el trayecto directo del lazo del servo. Con esto aparentemente el problema ha sido resuelto. Pero éste no es el caso, sin embargo, tacómetros generadores son relativamente pobres transductores de velocidad. Ellos están sujetos a todos los caprichos de un componente análogo. Ya que el servo-sistema depende enteramente del "Conocimiento" de la velocidad, la relativa pobre capacidad de los tacómetros análogos son una limitación fundamental que no puede ser superado ni con lo sofisticado de la electrónica. Es por ésta razón que los sistemas de control de motores con lazo de seguimiento de fase están siendo considerados. La exactitud

titud de la velocidad con ésta técnica sobre un número integral de revoluciones es virtualmente perfecto. Hay error cero entre la velocidad real y la velocidad deseada. La precisión de la velocidad sobre fracciones de revoluciones depende de la calidad del tacómetro óptico y especialmente de un buen diseño del disco ranurado.

El presente trabajo incorpora la técnica digital con el método de lazo de seguimiento de fase por la compatibilidad entre ambos, ya que juntos proveen un control preciso de la velocidad del motor

Una señal digital a una cierta frecuencia f_1 impulsará al motor a girar a una velocidad en RPM igual a la frecuencia de la señal de referencia. El elemento de medición de la variable controlada (velocidad) lo constituye el tacómetro digital, el cual transforma la velocidad real del motor a una señal digital, siendo ésta realimentada para luego ser comparada en el detector de fase y frecuencia y finalmente generar un voltaje de error proporcional a la diferencia de fase de las señales a la entrada del PFD, para mantener al sistema con aseguramiento de fase.

Este trabajo está dividido en tres etapas: Diseño, experimentación y construcción. El Diseño del Sistema está detalladamente explicado en el Capítulo II. Las etapas de experimentación y construcción se describen en el Capítulo III, en el cual se adjuntan fotografías

que ilustran tanto las tarjetas del circuito de control como también el equipo con cada una de sus partes acopladas entre sí.

Cabe anotar que el interés de este trabajo es práctico, razón por la cual no se ha realizado un análisis matemático profundo del sistema.

C A P I T U L O I

CONCEPTOS GENERALES SOBRE EL CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC. Y LA TECNICA DE LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE PLL.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo de este trabajo es el de diseñar y construir un control digital de velocidad de un motor de corriente continua, incorporando la técnica del lazo de seguimiento de fase (PLL).

Este método se basa principalmente en el detector de fase y frecuencia, que es el que actúa como comparador de las señales de referencia y de realimentación y cuya salida es un voltaje continuo pulsante que constituye el error del sistema, siendo en definitiva el que va a ejecutar la acción de control y ajuste de la velocidad del motor.

1.2 ASPECTOS GENERALES SOBRE EL CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC.

En control de procesos en la industria es a menudo necesario tener la capacidad de ajustar la velocidad de un motor de corriente continua sobre un amplio rango, con una buena resolución y reproducción de la misma.

Métodos de control analógicos convencionales sufren de algunos problemas que incluyen no linealidad en el transductor de velocidad (tacómetro DC) y dificultad en la transmisión precisa de la señal analógica después de que ésta ha sido obtenida del tacómetro.

Con la introducción de la técnica digital y los microprocesadores en este campo de la electrónica, se ha llegado a optimizar los sistemas de control de velocidad y de posición, evitando así los inconvenientes antes mencionados.

El esquema de lazo de seguimiento de fase (PLL), el cual es compatible con el sistema digital, puede ser incluido para permitir una regulación precisa de la velocidad del motor, la misma que no es posible por cualquier otro método.

1.3 BREVE HISTORIA SOBRE LA APARICION Y USO DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE

El lazo de seguimiento de fase data de 40 años atrás en los receptores homodinos, los cuales proveían la recepción sincrónica de dos señales de radio.

El primer amplio uso de un lazo de seguimiento de fase ocurrió en los receptores de televisión para la sincronización de los

osciladores de barrido horizontal y vertical para los pulsos de SYNC. transmitidos.

Luego, receptores de banda angosta con enganche de fase fueron usados en el rastreo de señales débiles debido a que ellos ofrecían una excelente inmunidad al ruido. Sin embargo, no fue sino hace unos pocos años, cuando lazos de seguimiento de fase pudieron ser construidos con circuitos integrados bastante económicos para las aplicaciones que requerían un control preciso de la velocidad de un motor de corriente continua. Más detalles sobre el uso de un PLL para control de motores DC. son expuestos en el literal 1.5

1.4 FUNDAMENTOS BÁSICOS DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE

Como se ilustra en el diagrama de bloques de la figura 1.1, - el lazo de seguimiento de fase es básicamente un sistema de control retroalimentado que consiste de:

- 1.- Un detector de fase y frecuencia, o comparador (PFD).
- 2.- Un filtro pasabajos.
- 3.- Un oscilador controlado por voltaje (VCO).

Estos tres componentes están en el trayecto directo, mientras que la conexión entre el VCO y el PFD es el camino de realimentación.

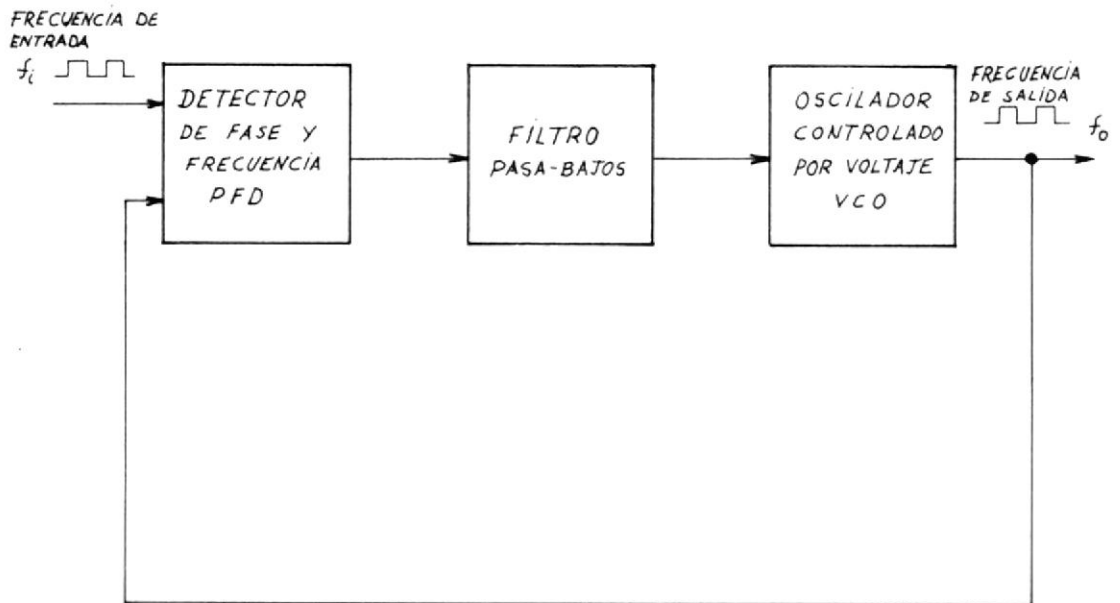


Fig. 1.1 DIAGRAMA DE BLOQUES BASICO DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE (PLL).

El VCO es un oscilador de libre oscilación, cuya frecuencia está de terminada por una red de resistencia-capacitancia o inductancia-capacitancia.

La frecuencia del VCO (f_o) es realimentada al PFD, donde ésta es comparada con la frecuencia de la señal de entrada (f_i). La salida del PFD es un voltaje continuo pulsante que constituye el error del sistema, siendo éste proporcional a la diferencia en fase y frecuencia de las señales a la entrada del PFD.

El voltaje de error (E_v) después de pasar por el filtro Pasabajos que elimina los componentes armónicos de alta frecuencia, entra al VCO para completar el lazo.

Una vez que el VCO comienza a cambiar la frecuencia, el sistema entra al estado de captura. Este proceso continúa hasta que las frecuencias de entrada y la del VCO son exactamente las mismas. En este punto, el lazo se encuentra sincronizado o asegurado en fase.

Durante el aseguramiento en fase, la frecuencia del VCO es idéntica a la de entrada excepto por una diferencia finita de fase, la cual es requerida para generar el voltaje de error necesario que varía la frecuencia del VCO manteniendo al lazo con fase fija. Podemos decir que el lazo de seguimiento de fase tiene tres estados distintos:

- 1.- Libre oscilación,

2.- Captura

3.- Enganche de fase

El rango sobre el cual el sistema sigue los cambios de la frecuencia de entrada es llamado "Rango de Aseguramiento". De otra manera, el rango de frecuencia en el que el lazo alcanza enganche de fase es el de "Captura", y este nunca es más grande que el de aseguramiento.

Las características dinámicas del lazo de seguimiento de fase son controladas principalmente por el filtro pasa-bajos. Si la diferencia entre las frecuencias de entrada y del VCO es significativamente grande, la señal resultante puede ser también grande a ser pasada por el filtro. Consecuentemente, el sistema queda fuera del rango de captura.

1.4.1 FUNCION DE TRANSFERENCIA

La función de transferencia del lazo de seguimiento de fase de la figura 1.1 se la analizará bajo la asunción de que el sistema se encuentra en el estado de aseguramiento de fase.

La señal de entrada tiene una fase $\theta_i(t)$, y la salida del VCO tiene una fase $\theta_o(t)$.

Para la condición de enganche de fase, la función de transfe-

rencia del PFD es:

$$E_v(s) = K_d(\theta_i(s) - \theta_o(s)) \quad (1.1)$$

Donde K_d es llamado el factor de ganancia del detector de fase y las unidades son en Volt/radian.

La función de transferencia del filtro está dada por $F(s)$. Esto es:

$$E_c(s) = F(s) E_v(s) \quad (1.2)$$

La frecuencia del VCO es determinada por el voltaje de control E_c . La desviación del VCO desde su frecuencia central es $\omega = K_o e_c$ donde K_o es el factor de ganancia y tiene unidades de rad/seg-v. Ya que la frecuencia es la derivada de la fase, la operación del VCO puede ser descrita como:

$$d\theta_o/dt = K_o e_c$$

tomando la transformada de La Place obtenemos:

$$L \left[\frac{d\theta_o}{dt} (t) \right] = s\theta_o(s) = K_o E_c(s)$$

Por lo tanto:

$$\theta_o(s) = \frac{K_o E_c(s)}{s} \quad (1.3)$$

Combinando las ecuaciones 1.1, 1.2, 1.3 se obtiene:

$$\frac{\theta_o (s)}{\theta_i (s)} = H(s) = \frac{K_o K_d F (s)}{s + K_o K_d F(s)} \quad (1.4)$$

Que representa la función de transferencia de lazo cerrado del PLL.

Como podemos observar de la ecuación 1.4 el orden de la función de transferencia del sistema depende directamente de $F(s)$, lo que significa que el funcionamiento dinámico del PLL está gobernado por el filtro pasa-bajos.

1.5 LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC.

La configuración básica del PLL (fig. 1.1) puede ser usada para el control de la velocidad de un motor de corriente continua en la que el VCO es reemplazado por la combinación del motor, la fuente de alimentación y el tacómetro digital el cual genera un tren de pulsos de frecuencia proporcional a la velocidad del motor. De esta manera se obtiene un comando de velocidad por variación de frecuencia. Este esquema está dibujado en la figura 1.2

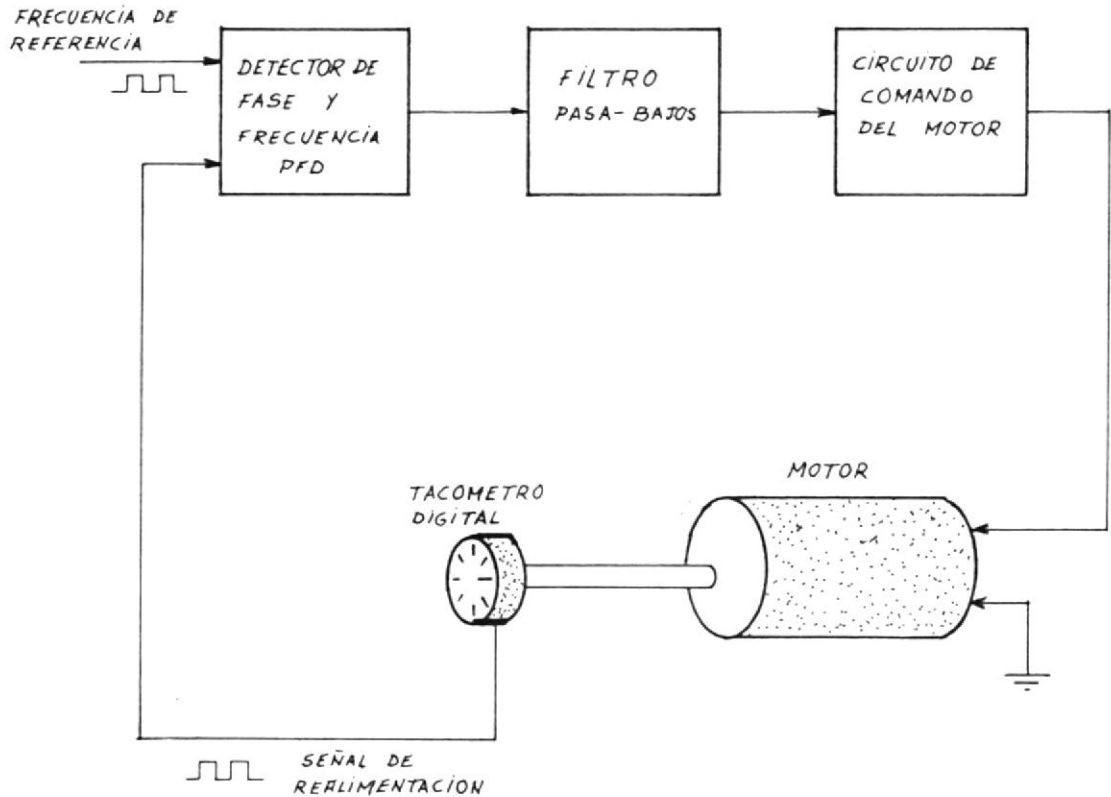


Fig. 1.2 LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE BASICO PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC.

Si comparamos este diagrama con el de la figura 1.1, notamos que el VCU es una composición de tres elementos, - lo que implica que la frecuencia de salida dependerá de cada uno de ellos. Esto hace que la señal de realimentación no sea completamente pura, a diferencia de lo que ocurre con el lazo de seguimiento de fase aplicado al campo de las comunicaciones en el que VCU es un circuito integrado de libre oscilación con una señal de salida de

frecuencia muy estable. Este inconveniente no permite obtener gran precisión en la respuesta del PLL como si ocurre por ejemplo en los sintetizadores de frecuencia para los receptores de señales de radio. Pero con el desarrollo de nuevas técnicas - en los años venideros se podrá mejorar el sistema de PLL aplicado a control de motores de corriente continua.

C A P I T U L O II

DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

2.1 CONFIGURACION DEL SISTEMA

El diagrama de bloques del sistema propuesto en éste trabajo se muestra en la figura 2.1, el cual toma como base el esquema fundamental de la figura 1.2, pero en una versión digital.

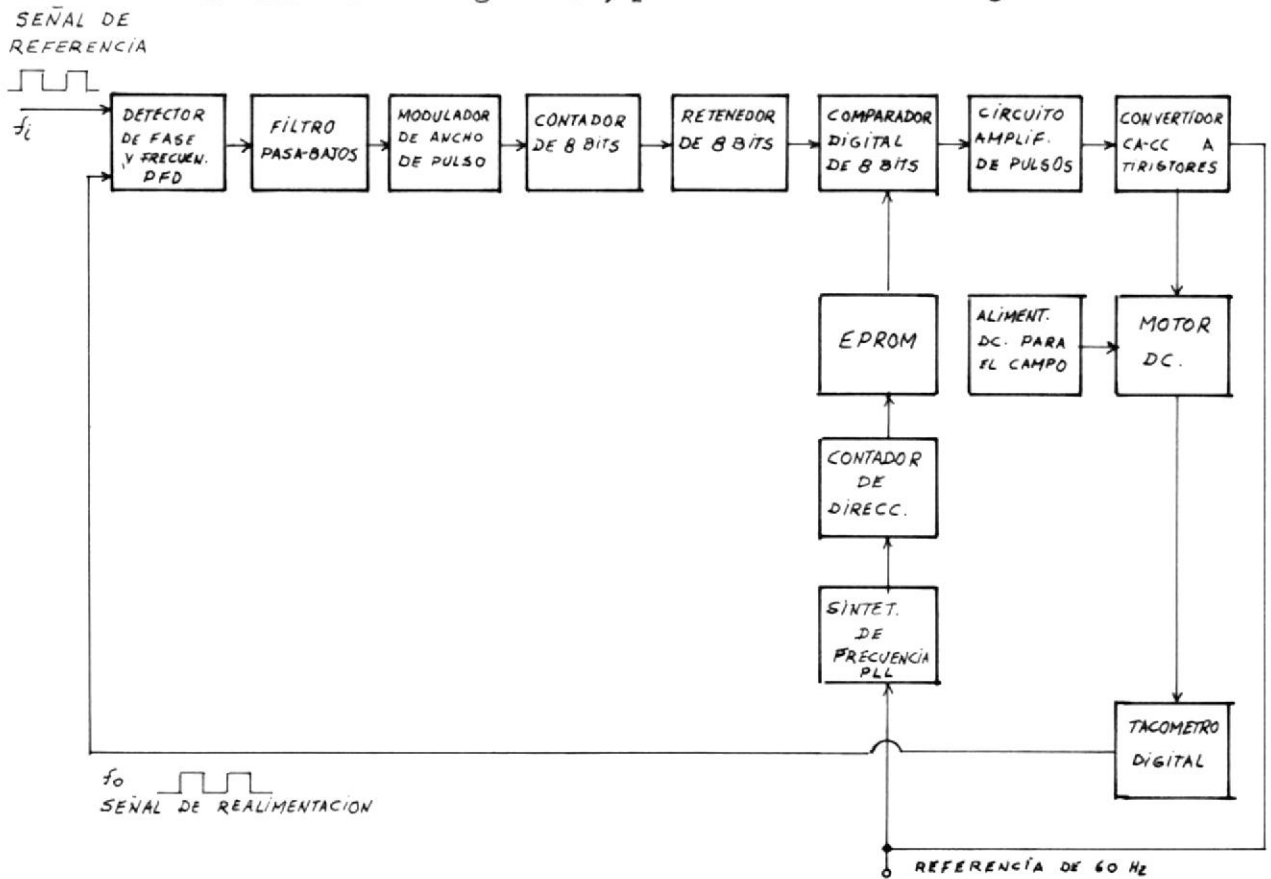


Fig. 2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE CONTROL.

El sistema está compuesto de cuatro partes fundamentales:

- a.- El filtro pasabajos que constituye el controlador del sistema, siendo éste el que gobierna el comportamiento dinámico.
- b.- El circuito de control junto con la fuente de potencia a tiristores que alimenta el circuito de armadura del motor - constituyen el elemento de control.
- c.- El motor es considerado como la planta del sistema.
- d.- El tacómetro digital es el elemento de medición de la variable controlada (velocidad).

2.1.1 ELEMENTOS QUE CONFORMAN EL TRAYECTO DIRECTO

El trayecto directo en un sistema de control automático, está conformado por cada uno de los bloques que se encuentran conectados entre sí por una línea que sigue una sola dirección.

De acuerdo a ésta definición se considera en el trayecto directo los siguientes elementos:

EL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA (PFD).- Este elemento compara las señales de referencia y de realimentación generando la se-

ñal de error, E_v , necesaria para mantener el lazo con enganche de fase.

EL FILTRO PASABAJOS.- Es el que elimina las componentes de alta frecuencia de la señal de error E_v , obteniéndose a la salida un voltaje continuo E_c , al mismo tiempo que gobierna el funcionamiento dinámico del sistema.

EL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO.- Es el que genera una onda cuadrada con una duración de pulso proporcional a la magnitud de la señal E_c a la salida del filtro.

EL CONTADOR DE OCHO BITS.- Es el que transforma el voltaje de error E_c a una palabra digital de ocho bits.

EL RETENEDOR.- Es el que almacena temporalmente la palabra de ocho bits correspondiente a un determinado valor de voltaje E_c .

EL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA.- Es el que genera los pulsos de reloj sincronizados con la línea de 60 Hz para la síntesis digital de la onda coseno de referencia.

EL CONTADOR DE DIRECCIONAMIENTO.- Es el que direcciona las 256 localidades de memoria del EPROM (Memoria reprogramable de lectura solamente).- En ella se encuentra almacenada la onda cose

no de referencia del convertidor CA-CC en 256 palabras de ocho bits cada una.

EL COMPARADOR DIGITAL DE OCHO BITS.- Es el que detecta el punto de cruce (igualdad), de la señal de error E_c con la onda coseno de referencia; a la vez que envía un pulso que sirve para el disparo de los tiristores cuando ésta situación ocurre.

EL CIRCUITO AMPLIFICADOR DE PULSOS.- Sirve para amplificar en voltaje y corriente el pulso que proviene del comparador digital.

EL CONVERTIDOR CA-CC.- Es el que alimenta el circuito de armadura del motor.

EL TACOMETRO DIGITAL.- De él se obtiene una onda cuadrada cuya frecuencia es proporcional a la velocidad del motor.

2.1.2 EL LAZO DE REALIMENTACION

Está constituido por la conexión entre el tacómetro digital y el comparador de fase y frecuencia. Este tipo de realimentación se la conoce como unitaria.

Existe la posibilidad de que en el camino de realimentación -

se conecte un contador programable módulo N que va a permitir variar la velocidad del motor con sólo fijar el módulo del contador, sin cambiar la frecuencia de la señal de referencia. Esta alternativa de conexión es utilizada en los sintetizadores de frecuencia donde la frecuencia está dada por:

$$f_o = N f_i \quad (2.1)$$

2.2 EL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA PFD

La función del detector de fase y frecuencia es la de comparar la señal de referencia con la de realimentación, generando un voltaje de salida promedio E_v que es proporcional a la diferencia de fase entre las dos señales en el instante en que el sistema se encuentra con aseguramiento de fase. La figura 2.2 ilustra ésta situación.

Para efectos de análisis de estabilidad, el detector de fase y frecuencia se considera como un punto de suma en el cual se realiza la comparación de la fase de la señal de referencia con la fase de la señal de realimentación, siendo la diferencia multiplicada por la ganancia del PFD, bajo la condición de enganche de fase, figura 2.3.

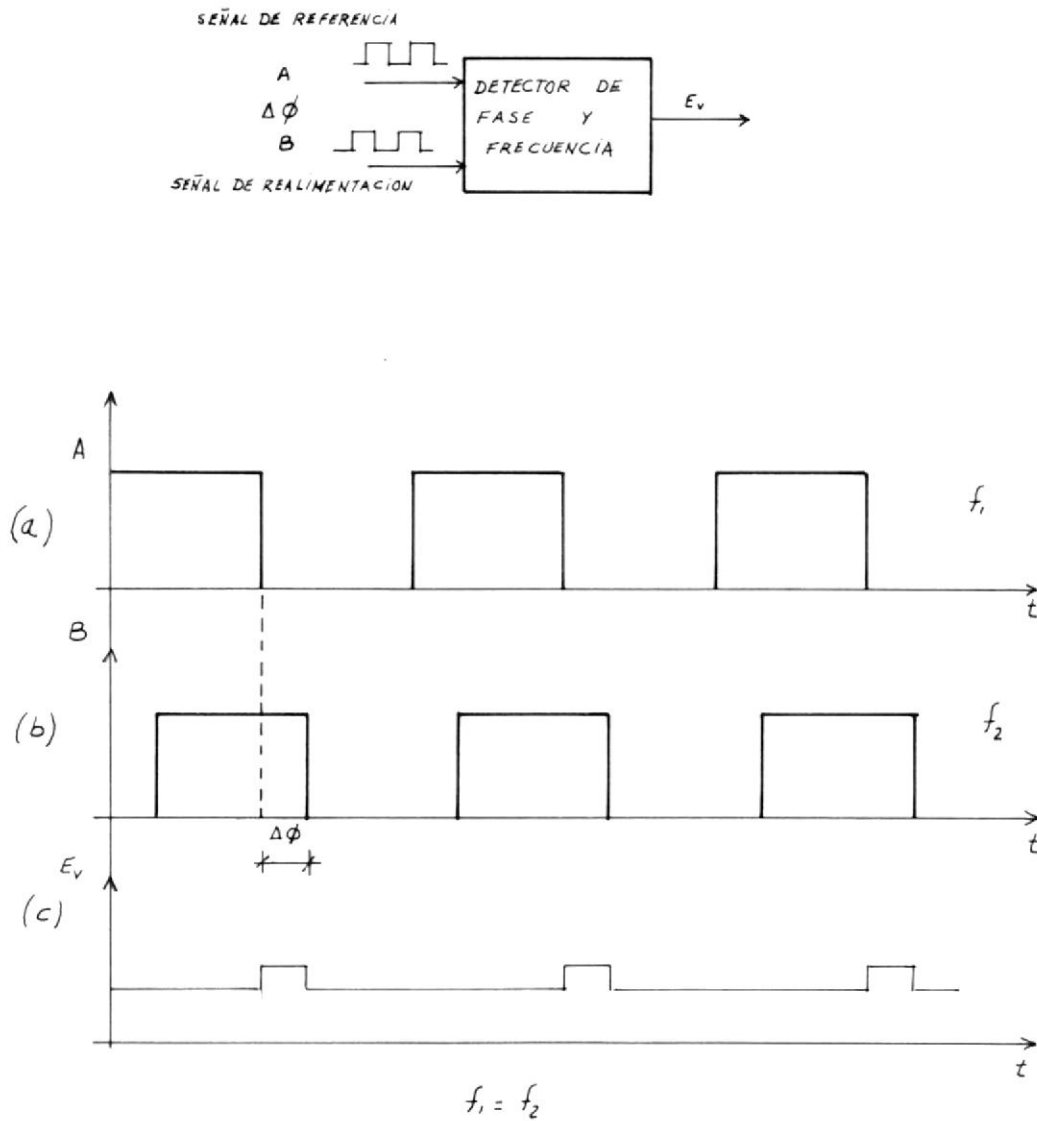


Fig. 2.2 EL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA.

- (a) DIAGRAMA REPRESENTATIVO DEL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA. (b) DIFERENCIA DE FASE ENTRE LAS SEÑALES A Y B. (c) VOLTAJE DE SALIDA DEL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA.

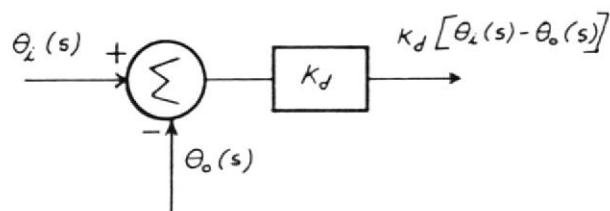


Fig. 2.3 EL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA COMO PUNTO DE SUMA.

$\theta_i(s)$ y $\theta_o(s)$: representan la transformada de LAPLACE de la fase de la señal de referencia y la de realimentación respectivamente.

La constante K_d representa la ganancia de conversión del PFD.

Hay varios tipos de detectores de fase y frecuencia comunmente usados; unos que pueden ser construidos con elementos lógicos sim ples como el 0-EXCLUSIVO y el de DISPARO POR FIANCO y otros como el MC4044 que es un dispositivo complejo disponible como circuito integrado monolítico que responde satisfactoriamente en sistemas de control de velocidad de motores de corriente continua.

Las tres clases de detectores de fase y frecuencia antes menciona dos son digitales, existiendo también del tipo analógico que usan un mezclador doble balanceado. Para el sistema a construirse se usará el MC4044, ya que el 0-EXCLUSIVO y el de DISPARO POR FIANCO son sensibles a los armónicos y a la relación de tiempo a período de las señales a la entrada del detector de fase y frecuencia, - que son problemas que no presenta el MC4044.

El MC4044 consiste de dos detectores de fase digitales, una bomba de carga y un amplificador, figura 2.4

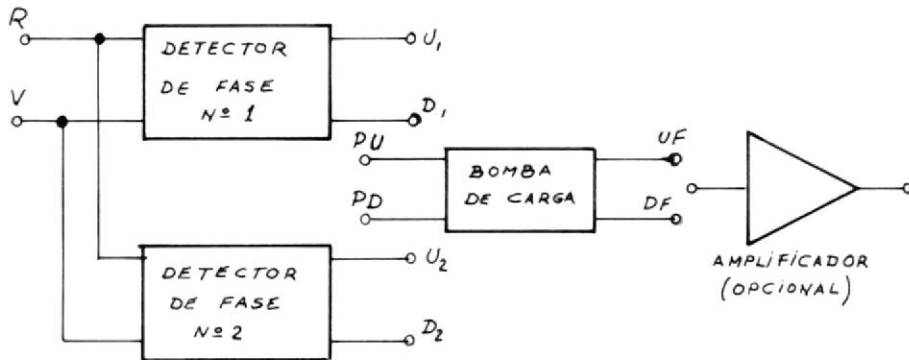


Fig. 2.4 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MC4044.

El detector de fase número 1 es un circuito de disparo por flanco negativo el cual es usado para sistemas que requieren una diferencia de frecuencia igual a cero cuando el lazo de seguimiento de fase está asegurado en fase. Para una determinada condición de fase, solamente una de las dos salidas U_1 o D_1 está activa. Por ejemplo, si la señal de entrada variable V , tal como la del VCO atrasa a la de entrada de referencia, una señal estará presente en la salida U_1 como se muestra en la figura 2.5 (a). Sin embargo, si R atrasa a V , la salida aparece en D_1 , figura 2.5 (b).

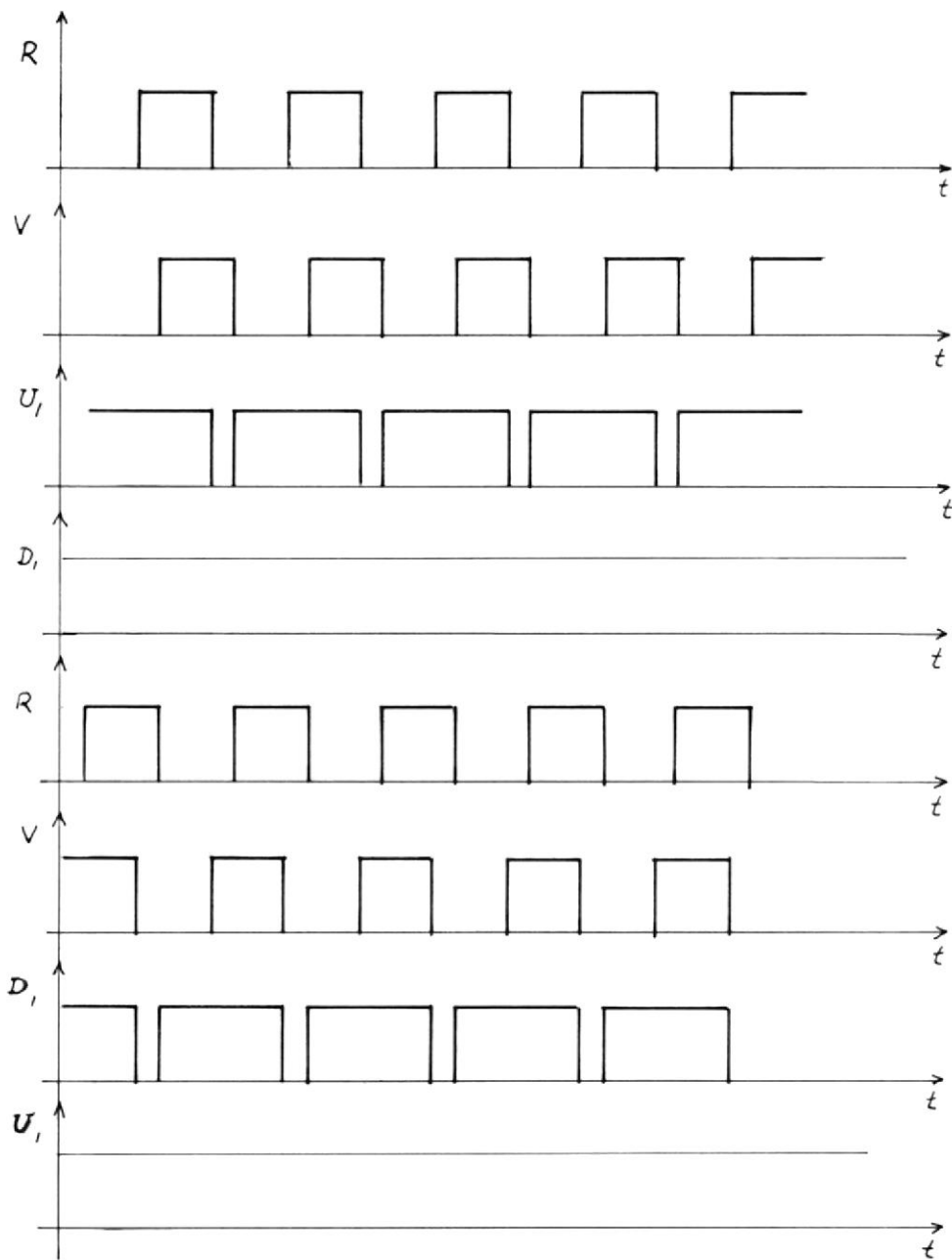


Fig. 2.5 FORMAS DE ONDA DE ENTRADA-SALIDA PARA EL MC4044.

(a) V atrasa a R . (b) R atrasa a V .

Debido a que E_v es un voltaje continuo pulsante se hace necesario filtrar ésta señal para eliminar las componentes de alta frecuencia antes de realizar la modulación de la señal de error. Esto se logra con el filtro pasa-bajos, que además cumple con otra función muy importante cual es la de gobernar el funcionamiento dinámico del sistema.

La selección del filtro pasabajos se realiza de acuerdo al análisis de estabilidad como se explica en el apéndice A.

La figura 2.6 muestra las interconexiones del MC4044 con el filtro pasa-bajos.

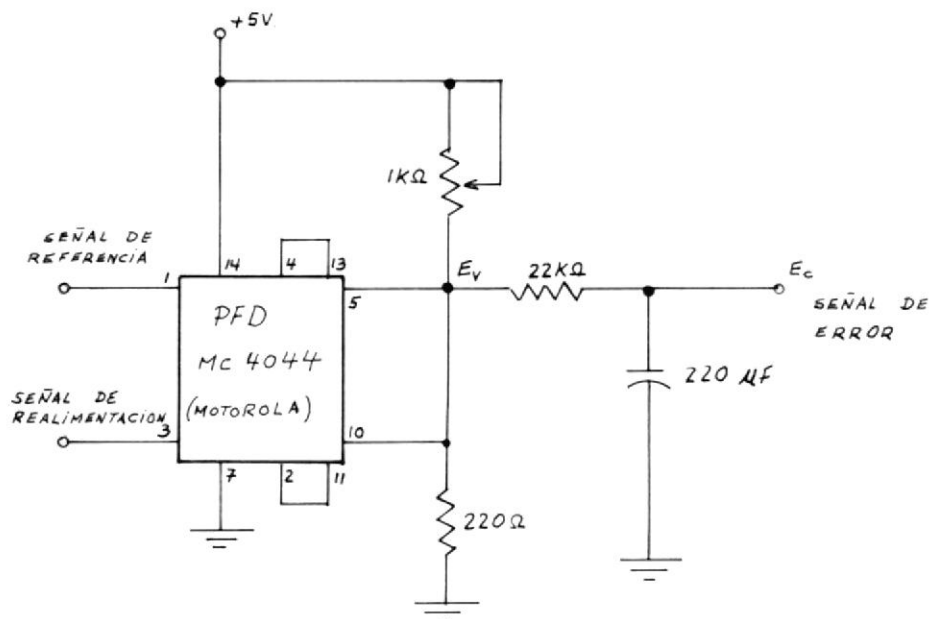


Fig. 2.6 DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA Y FILTRO PASA-BAJOS.

2.2.1 CARACTERÍSTICA DE ENTRADA-SALIDA DEL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA (MC4044).

A más de la no sensibilidad a los armónicos y a la relación de tiempo (duración de pulso) a período de las señales de entrada al PFD, el MC4044 tiene una característica de entrada-salida muy deseable como se ilustra en la figura 2.7

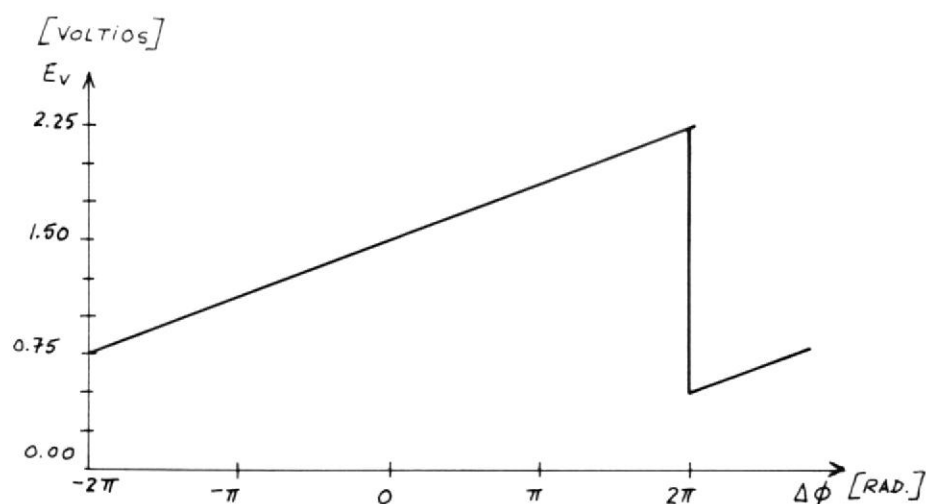


Fig. 2.7 CARACTERÍSTICA DE ENTRADA-SALIDA DEL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA MC4044.

La curva característica del detector de fase $N_{o.1}$ (ver fig. 2.4) del MC4044 es similar a una diente de sierra como la del tipo de disparo por flanco, excepto que el MC4044 tiene un mayor rango lineal de 4π radianes (fig. 2.7). Típicamente la ganancia de conversión es de 0.12 Volt/Rad. Las salidas U_1 y D_1 son co-

nectadas a las entradas PU y PD respectivamente, del dispositivo bomba de carga cuya salida varía aproximadamente desde $- + 0.75$ Volt. a $+ 2.25$ Volt., como la diferencia de fase entre R y V varíe desde $- 2\pi$ a $+ 2\pi$ radianes.

2.3 CIRCUITO DE CONTROL

Por medio del circuito de control se generarán los pulsos de disparo para el convertidor CA-CC que como se dijo, usará el método de cruce de la onda coseno en una versión digital.

La entrada al circuito de control será la señal de error E_c que proviene del filtro pasa-bajos para obtener a la salida los pulsos de disparo de los tiristores; fig. 2.8



Fig. 2.8 DIAGRAMA REPRESENTATIVO DEL CIRCUITO DE CONTROL.

El voltaje E_c es transformado a una palabra digital de ocho bits por la combinación del modulador de ancho de pulso, el contador y el retenedor. Por otro lado la onda coseno de referencia es digitalizada y almacenada en la memoria de lectura solamente - (EPROM)

El direccionamiento del EPROM que permite obtener el contenido - de las 256 localidades secuencialmente para la comparación de cada una de ellas con la palabra digital representativa de la señal de error E_c , es conseguido con el sintetizador de frecuencia y el contador de ocho bits. Finalmente la salida del comparador es un tren de pulsos que luego son amplificados en voltaje y corriente antes de entrar a las puertas correspondientes de los tiristores. Esto es ilustrado en la fig. 2.9

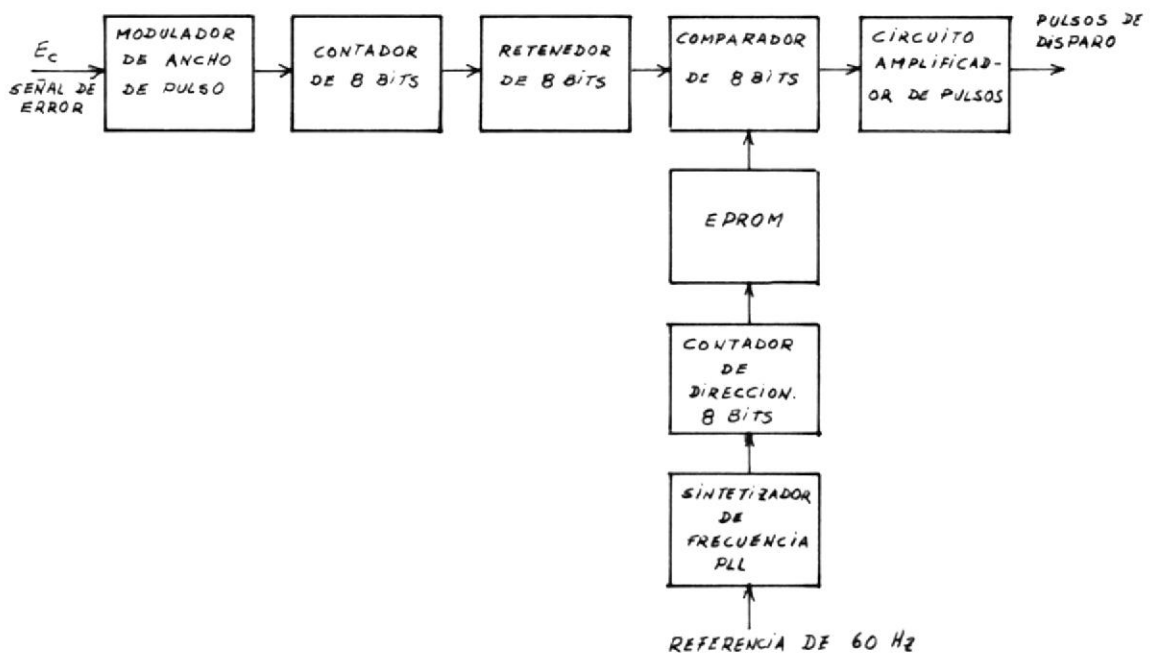


Fig. 2.9 DETALLES DEL CIRCUITO DE CONTROL.

2.3.1 EL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA PLL

Básicamente, un sintetizador de frecuencia es una fuente de frecuencias cuya salida es un múltiplo entero de una frecuencia de referencia, y su diagrama de bloques se muestra en la figura 2.10

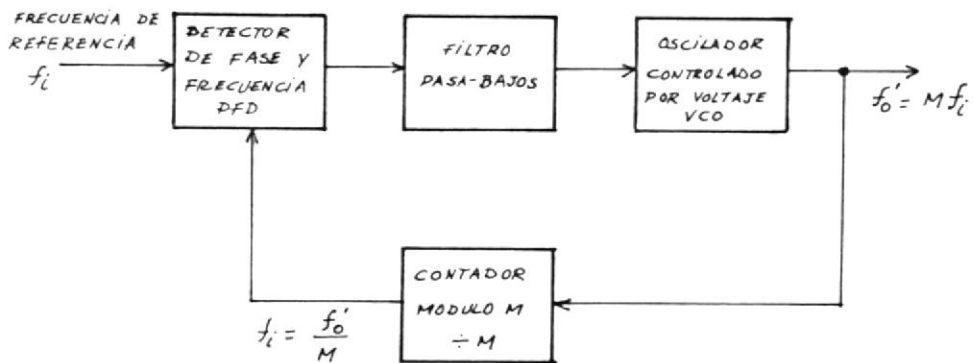


Fig.2.10 DIAGRAMA DE BLOQUES BASICO DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA.

El sintetizador de frecuencia PLL es utilizado para generar los pulsos de reloj sincronizados con la línea de 60 Hz para la onda coseno de referencia del convertidor CA-CC.

Este sistema de control de velocidad ha sido diseñado de tal manera que la onda coseno esté almacenada en 256 localidades de memoria cada una de ocho bits, de ésto se deduce que la frecuencia de salida del sintetizador debe ser de 30720 ciclos/seg

que se la calcula de la siguiente manera:

En un ciclo de la línea de 60 Hz se deben generar dos pulsos de disparo, uno para cada par de tiristores del convertidor CA-CC lo que implica que para poder direccionar las 256 localidades del EPROM en un ciclo completo, la frecuencia de salida del sintetizador será:

$$f'_0 = (\# \text{ localidades}) (2x f_{\text{línea}}) \quad (2.2)$$

donde $f_{\text{línea}}$ es la frecuencia de la onda de referencia.

$$f'_0 = (256) \times (2 \times 60) = 30720 \text{ ciclos/seg.}$$

Se requiere además para el circuito de control una señal a una frecuencia del 120 ciclos/seg para despejar el contador de direccionamiento del EPROM, y otra a una frecuencia de 480 ciclos/seg que sirve como portadora para el modulador de ancho de pulso. Estas dos señales se las obtiene del sintetizador de frecuencia.

La figura 2.11 muestra el diagrama de bloques del sintetizador PLL y la figura 2.12 el circuito respectivo.

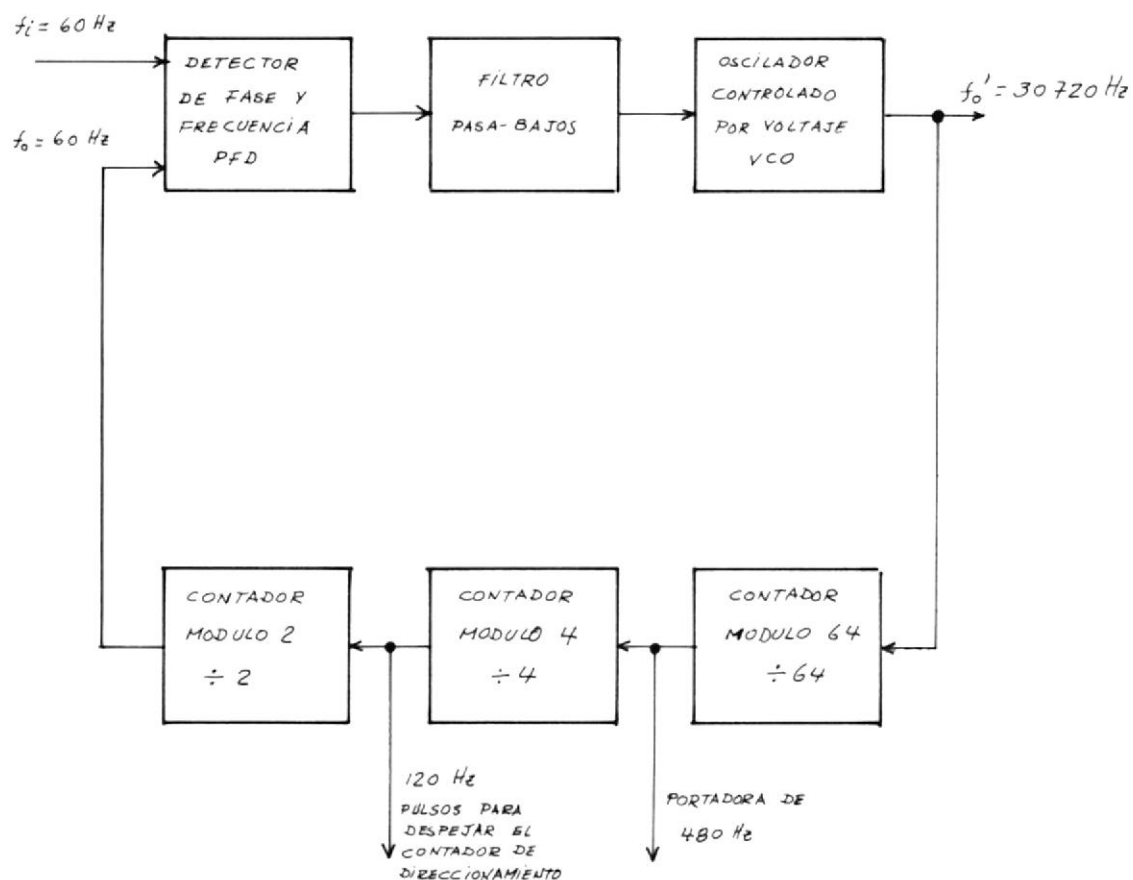


Fig. 2.11 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA CON LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE.

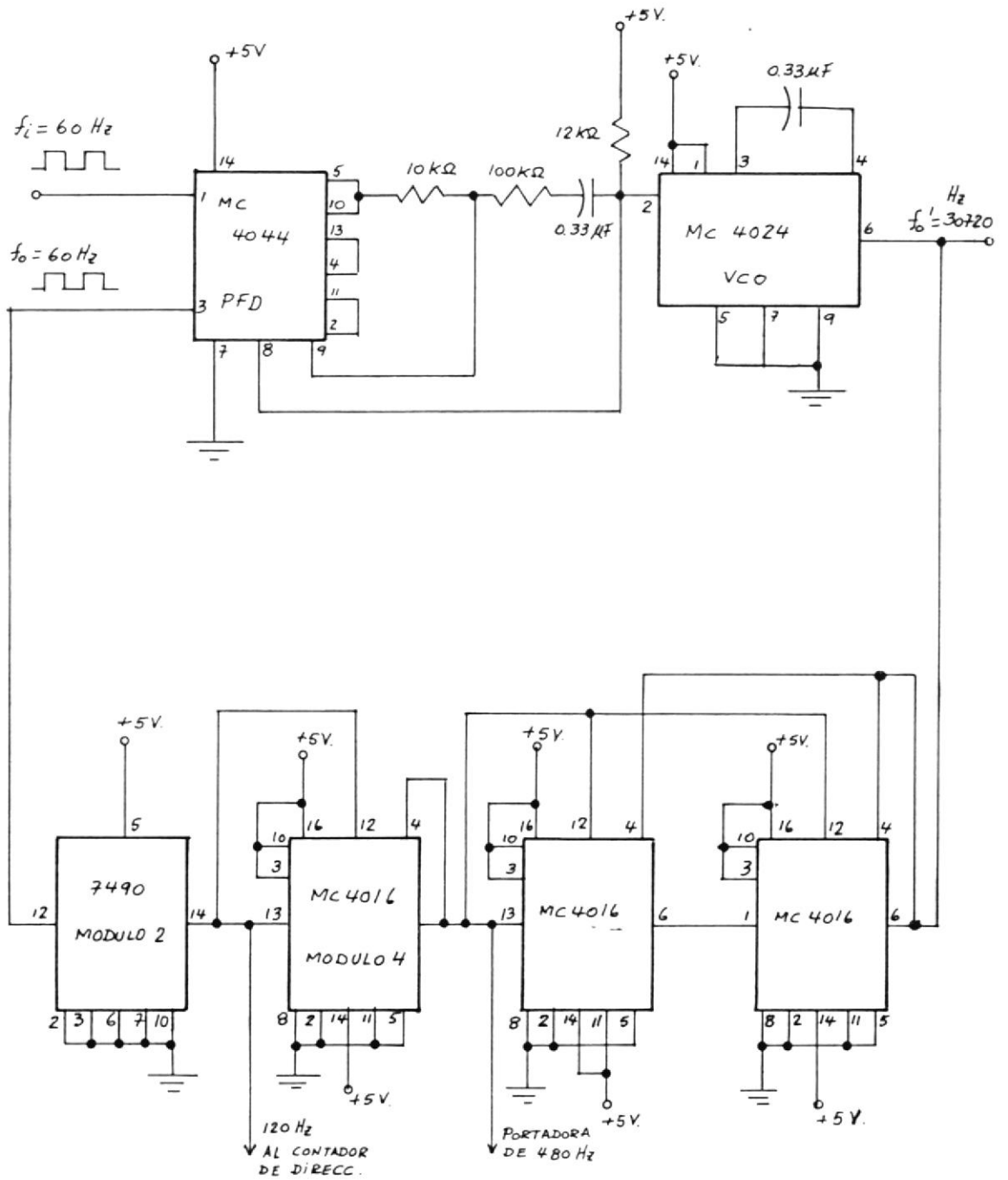


Fig. 2.12 CIRCUITO DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA PLL.

2.3.2 METODO DE CRUCE DE LA ONDA COSENO PARA EL CONVERTIDOR CA-CC A TIRISTORES.

En éste esquema se generan pulsos de disparo en el punto de cruce entre el voltaje de control E_c (señal de error) y el voltaje de la onda coseno de referencia. El diagrama básico se ilustra en la figura 2.13 para una versión analógica.

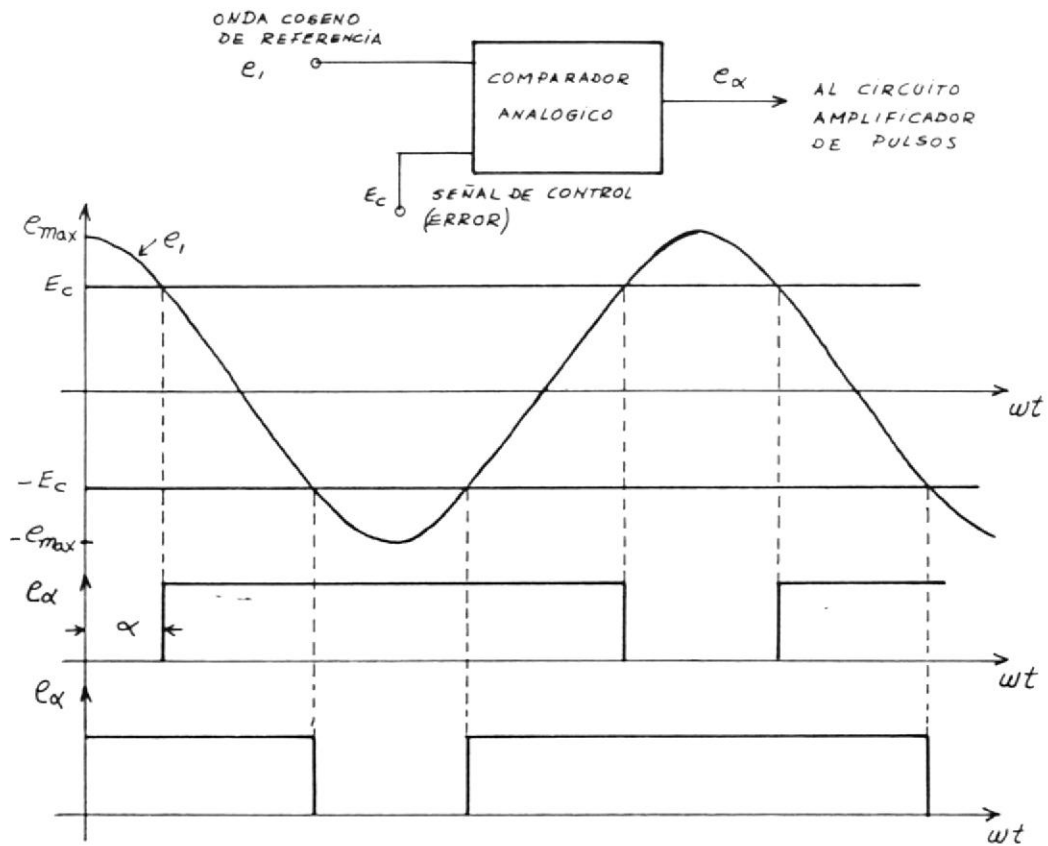


Fig. 2.13 CIRCUITO DE IMPLEMENTACION BASICO DE UN ESQUEMA DE DISPARO COSENO PARA CONVERTIDORES DE FASE CONTROLADA. (a) DIAGRAMA REPRESENTATIVO. (b) DIAGRAMA DE TIEMPO.

α : es el ángulo de disparo.

e_1 : es la señal de voltaje en función del tiempo de la onda coseno de referencia.

E_c : señal de control.

$$\text{Si } e_1 = e_{\max} \cos \omega t \quad (2.3)$$

En el punto de cruce $\omega t = \alpha$ y $e_1 = E_c$

Entonces $e_1 = E_c \cos \alpha$

$$\text{de donde } \alpha = \cos^{-1} (E_c / e_{\max}) \quad (2.4)$$

El voltaje de salida del convertidor CA-CC está dado por:

$$E_o = E_{\max} \cos \alpha$$

$$E_o = E_{\max} \cos (\cos^{-1} (E_c / e_{\max}))$$

$$E_o = (E_{\max} / e_{\max}) E_c \quad (2.5)$$

$$E_o = K_2 E_c \quad \text{donde } K_2 = E_{\max} / e_{\max}.$$

Se deduce de la ecuación (2.5) que el método de cruce de la onda coseno provee una característica de transferencia lineal entre el voltaje de salida E_o del convertidor y el voltaje de -control E_c .

Este método de control puede ser implementado en forma digital

usando palabras de ocho bits. Para ésto se requiere de una memoria de lectura solamente (EPROM) en la cual se almacenará la onda coseno de referencia digitalizada.

La síntesis digital de la onda coseno de referencia se logra de acuerdo a la siguiente expresión:

$$VDR = 255 (1 + \cos ((D E \times 180^\circ)/255)) \quad (2.6)$$

donde VDR: es el valor decimal como resultado de la evaluación del coseno.

D E: es el direccionamiento del EPROM.

De la ecuación (2.6) se obtiene un valor decimal por cada localidad de memoria de las 256 en que será grabada la onda coseno.

Cada valor decimal será transformado a una palabra digital de ocho bits, así para un ángulo de 0° , VDR es igual a 255 que corresponde a 11111111 y para 180° VDR es igual a 0, lo cual da 00000000.

Se deduce también que el ángulo de resolución es de $180^\circ/255$. Con ésto se obtiene un cambio en el ángulo de disparo de 0.701° entre dos localidades sucesivas del EPROM.

Un diagrama representativo de la síntesis digital de la onda coseno se muestra en la figura 2.14

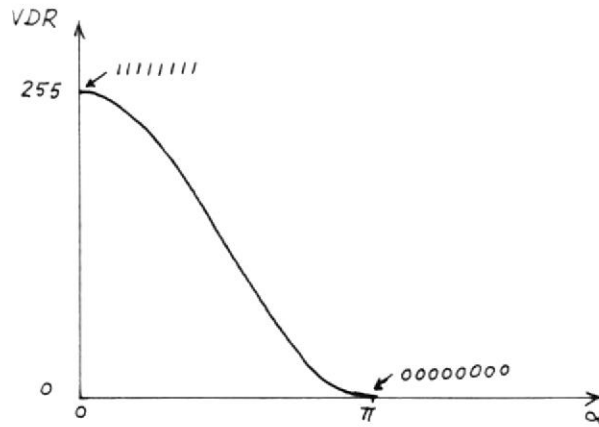


Fig. 2.14 SINTESIS DE LA ONDA COSENO DE REFERENCIA.

La palabra digital correspondiente a la señal de error E_c es comparada continuamente con el contenido de cada una de las localidades del EPROM, de ésta manera se producirán los pulsos de disparo en el instante en que las dos sean iguales. Esto se ilustra en la figura 2.15

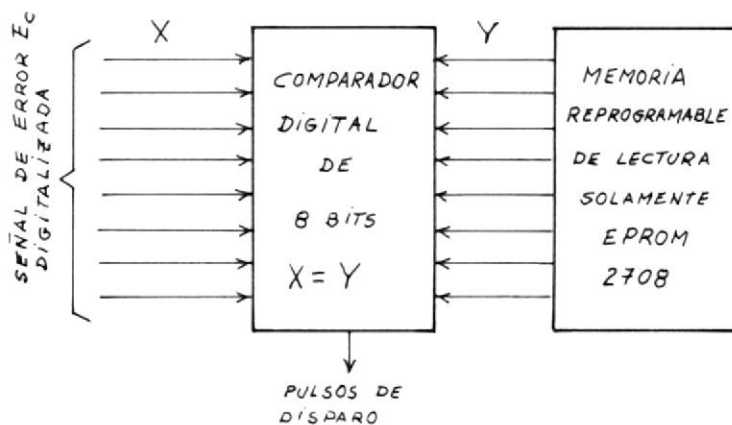


Fig. 2.15 GENERACION DE LOS PULSOS DE DISPARO.

El EPROM ha usarse es el circuito integrado 2708 que tiene una capacidad de 1024 palabras.

El reloj de 30.72 KHz excita un contador binario de ocho bits el -- cual cuenta ascendentemente, pero se despeja a cero en el borde de cada medio ciclo de la línea de 60 Hz.

Como el contador cuenta desde 00000000 hasta 11111111, el EPROM es -- direccionado de tal manera que aparezca a la salida la onda coseno, repitiéndose éste proceso dos veces en un ciclo completo de la onda de 60 Hz.

La figura 2.16 muestra como las 256 localidades de memoria son direc-- cionadas y la fig. 2.17 muestra el diagrama del circuito.

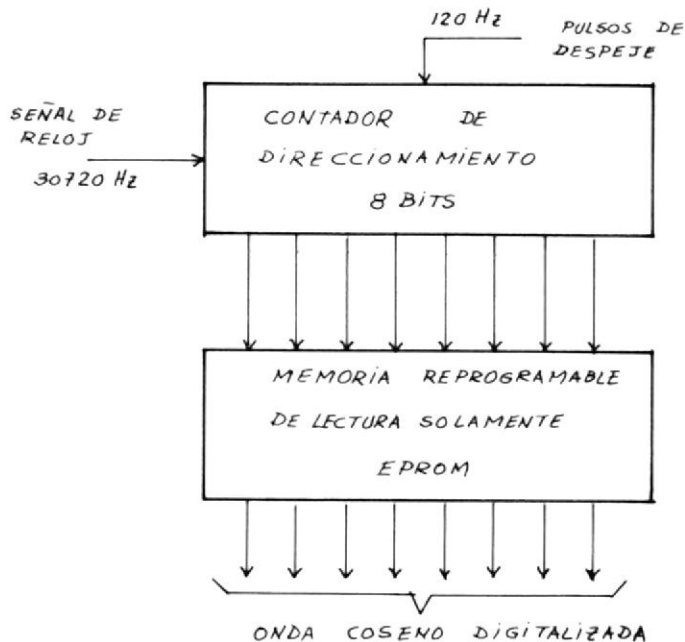


Fig. 2.16 DIAGRAMA ILUSTRATIVO DEL DIRECCIONAMIENTO DEL EPROM.

Cada uno de los valores de VDR fueron obtenidos por medio de un programa especialmente creado para tal fin en lenguaje BASIC. Se adjunta a continuación el listado completo del programa.

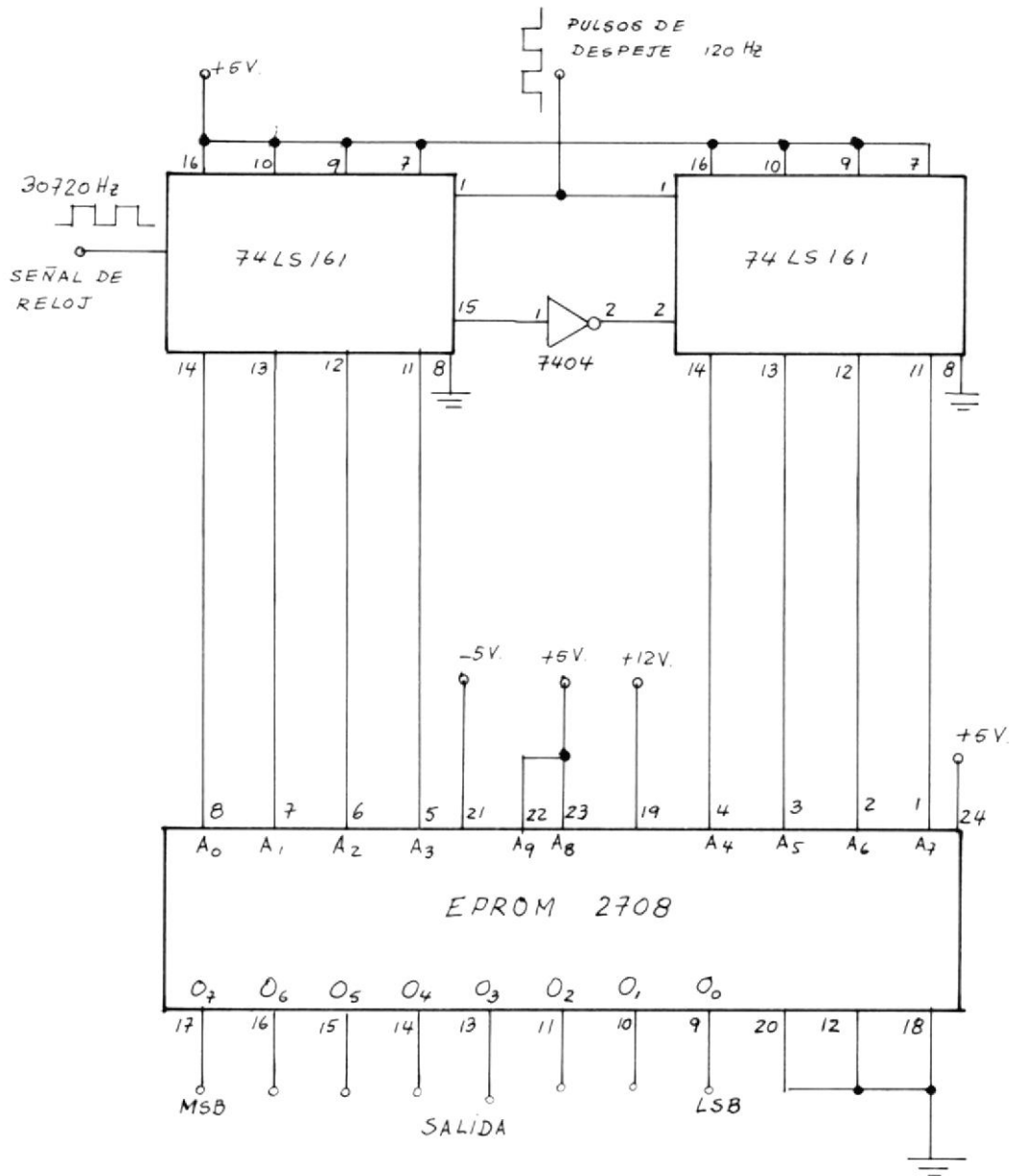


Fig. 2.17 CIRCUITO DE DIRECCIONAMIENTO DEL EPROM.


```

10  ! PROGRAMA PARA TESTS DE GRADO DE EDGAR IZQUIERDO O.
20  OPTION BASE 1
30  DIM N$(1)(8),H$(1)(2),Mat0$(16)(4),Mat$(16)(1)
40  DEG
50  DATA 0000,0001,0010,0011,0100,0101,0110,0111,1000,1001,1010,1011,1
100,1101,1110,1111
60  MAT READ Mat0$
70  DATA 0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,A,B,C,D,E,F
80  MAT READ Mat$
90  Linea=62
100 FOR De=0 TO 255
110 Alfa=180*De/255
120 Vd=127.5*(1+COS(Alfa))
130 J=PROUND(Vd,0)
140 N$="00000000"
150 FOR I=0 TO 7
160 IF FRACT(INT(J/2^I)/2)<0 THEN N$(8-I,8-I)="1"
170 NEXT I
180 FOR L=1 TO 2
190 FOR M=1 TO 16
200 IF N$(1+4*(L-1),4+4*(L-1))=Mat0$(M) THEN 220
210 NEXT M
220 H$(L,L)=Mat$(M)
230 NEXT L
240 IF Linea=52 THEN 300
250 PRINT PAGE
260 PRINT " DIRECC.      ANGULO      VALOR      VALOR DEC.      PALABRA
NUMERO"
270 PRINT "DEL EPROM          DECIMAL      REDONDEADO      8 BITS
HEXAD."
280 PRINT "=====
=====",LIN(1)
290 Linea=6
300 PRINT USING "2X,DDZ,7X,DDZ.DDDD,5X,DDZ.DDDD,8X,DDZ,7X,8A,5X,AA";De
,Alfa,Vd,J,N$,H$
310 Linea=Linea+1
320 NEXT De
330 END

```

DIRECC. DEL EPROM	ANGULO	VALOR DECIMAL	VALOR DEC. REDONDEADO	PALABRA 8 BITS	NUMER HEXAD
0	0.0000	255.0000	255	11111111	FF
1	0.7059	254.9903	255	11111111	FF
2	1.4118	254.9613	255	11111111	FF
3	2.1176	254.9129	255	11111111	FF
4	2.8235	254.8452	255	11111111	FF
5	3.5294	254.7582	255	11111111	FF
6	4.2353	254.6518	255	11111111	FF
7	4.9412	254.5262	255	11111111	FF
8	5.6471	254.3812	254	11111110	FE
9	6.3530	254.2170	254	11111110	FE
10	7.0588	254.0336	254	11111110	FE
11	7.7647	253.8310	254	11111110	FE
12	8.4706	253.6092	254	11111110	FE
13	9.1765	253.3682	253	11111101	FD
14	9.8824	253.1082	253	11111101	FD
15	10.5882	252.8291	253	11111101	FD
16	11.2941	252.5309	253	11111101	FD
17	12.0000	252.2138	252	11111100	FC
18	12.7059	251.8778	252	11111100	FC
19	13.4118	251.5229	252	11111100	FC
20	14.1176	251.1491	251	11111011	FB
21	14.8235	250.7566	251	11111011	FB
22	15.5294	250.3454	250	11111010	FA
23	16.2353	249.9155	250	11111010	FA
24	16.9412	249.4671	249	11111001	F9
25	17.6471	249.0001	249	11111001	F9
26	18.3529	248.5147	249	11111001	F9
27	19.0588	248.0109	248	11111000	FB
28	19.7647	247.4889	247	11110111	F7
29	20.4706	246.9486	247	11110111	F7
30	21.1765	246.3902	246	11110110	F6
31	21.8824	245.8138	246	11110110	F6
32	22.5882	245.2194	245	11110101	F5
33	23.2941	244.6071	245	11110101	F5
34	24.0000	243.9770	244	11110100	F4
35	24.7059	243.3293	243	11110011	F3
36	25.4118	242.6640	243	11110011	F3
37	26.1176	241.9812	242	11110010	F2
38	26.8235	241.2811	241	11110001	F1
39	27.5294	240.5636	241	11110001	F1
40	28.2353	239.8291	240	11110000	F0
41	28.9412	239.0774	239	11101111	EF
42	29.6471	238.3088	238	11101110	EE
43	30.3529	237.5234	238	11101110	EE
44	31.0588	236.7214	237	11101101	ED
45	31.7647	235.9027	236	11101100	EC
46	32.4706	235.0676	235	11101011	EB

DIRFCC. DEL EPROM	ANGULO	VALOR DECIMAL	VALOR DEC. REDONDEADO	PALABRA 8 BITS	NUMERO HEXAD
47	33,1765	234,2161	234	11101010	EA
48	33,8824	233,3485	233	11101001	E9
49	34,5882	232,4648	232	11101000	E8
50	35,2941	231,5651	232	11101000	E8
51	36,0000	230,6497	231	11100111	E7
52	36,7059	229,7186	230	11100110	E6
53	37,4118	228,7720	229	11100101	E5
54	38,1176	227,8100	228	11100100	E4
55	38,8235	226,8328	227	11100011	E3
56	39,5294	225,8405	226	11100010	E2
57	40,2353	224,8333	225	11100001	E1
58	40,9412	223,8113	224	11100000	E0
59	41,6471	222,7747	223	11011111	DF
60	42,3529	221,7236	222	11011110	DE
61	43,0588	220,6583	221	11011101	DD
62	43,7647	219,5785	220	11011100	DC
63	44,4706	218,4853	218	11011011	DA
64	45,1765	217,3780	217	11011010	D9
65	45,8824	216,2571	216	11011000	D8
66	46,5882	215,1227	215	11011011	D7
67	47,2941	213,9750	214	11011010	D6
68	48,0000	212,8142	213	11011010	D5
69	48,7059	211,6404	212	11011010	D4
70	49,4118	210,4538	210	110110010	D3
71	50,1176	209,2547	209	110110001	D1
72	50,8235	208,0432	208	110110000	D0
73	51,5294	206,8194	207	11001111	CF
74	52,2353	205,5836	206	11001110	CE
75	52,9412	204,3359	204	11001100	CC
76	53,6471	203,0766	203	11001011	CB
77	54,3529	201,8058	202	11001010	CA
78	55,0588	200,5237	201	11001001	C9
79	55,7647	199,2306	199	11000111	C7
80	56,4706	197,9265	198	11000110	C6
81	57,1765	196,6118	197	11000101	C5
82	57,8824	195,2866	195	11000011	C3
83	58,5882	193,9511	194	11000010	C2
84	59,2941	192,6055	193	11000001	C1
85	60,0000	191,2500	191	10111111	BF
86	60,7059	189,8848	190	10111110	BE
87	61,4118	188,5102	189	10111101	BD
88	62,1176	187,1263	187	10111101	BD
89	62,8235	185,7334	186	101111010	BA
90	63,5294	184,3316	184	101111000	B8
91	64,2353	182,9212	183	101110111	B7
92	64,9412	181,5024	182	101110110	B6
93	65,6471	180,0754	180	101110100	B4

DIRECC. DEI EPROM	ANGULO	VALOR DECIMAL	VALOR DEC. REDONDEADO	PALABRA 8 BITS	NUMERO HEXAD.
94	66.3529	178.6404	179	10110011	B3
95	67.0588	177.1977	177	10110001	B1
96	67.7647	175.7474	176	10110000	B0
97	68.4706	174.2898	174	10101110	AL
98	69.1765	172.8251	173	10101101	AD
99	69.8824	171.3535	171	10101011	AB
100	70.5882	169.8752	170	10101010	AA
101	71.2941	168.3906	168	10101000	AB
102	72.0000	166.8997	167	10100111	A7
103	72.7059	165.4028	165	10100101	A5
104	73.4118	163.9002	164	10100100	A4
105	74.1176	162.3920	162	10100010	A2
106	74.8235	160.8786	161	10100001	A1
107	75.5294	159.3601	159	10011111	9F
108	76.2353	157.8367	158	10011110	9E
109	76.9412	156.3088	156	10011100	9C
110	77.6471	154.7765	155	10011011	9B
111	78.3529	153.2400	153	10011001	99
112	79.0588	151.6996	152	10011000	98
113	79.7647	150.1556	150	10010110	96
114	80.4706	148.6081	149	10010101	95
115	81.1765	147.0574	147	10010011	93
116	81.8824	145.5038	146	10010010	92
117	82.5882	143.9474	144	10010000	90
118	83.2941	142.3885	142	10001110	8E
119	84.0000	140.8274	141	10001101	8D
120	84.7059	139.2642	139	10001011	8B
121	85.4118	137.6993	138	10001010	8A
122	86.1176	136.1328	136	10001000	88
123	86.8235	134.5650	135	10000111	87
124	87.5294	132.9961	133	10000101	85
125	88.2353	131.4264	131	10000011	83
126	88.9412	129.8561	130	10000010	82
127	89.6471	128.2854	128	10000000	80
128	90.3529	126.7146	127	01111111	7F
129	91.0588	125.1439	125	01111101	7D
130	91.7647	123.5736	124	01111100	7C
131	92.4706	122.0039	122	01111010	7A
132	93.1765	120.4350	120	01111000	78
133	93.8824	118.8622	119	01110111	77
134	94.5882	117.3007	117	01110101	75
135	95.2941	115.7358	116	01110100	74
136	96.0000	114.1726	114	01110010	72
137	96.7059	112.6115	113	01110001	71
138	97.4118	111.0526	111	01101111	6F
139	98.1176	109.4967	109	01101101	6D
140	98.8235	107.9426	108	01101100	6C

DIRECC. DEL EPROM	ANGULO	VALOR DECIMAL	VALOR DEC. REDONDEADO	PALABRA 8 BITS	NUMERO HEXAD.
141	99.5294	106.3919	106	01101010	6A
142	100.2353	104.8444	105	01101001	69
143	100.9412	103.3004	103	01100111	67
144	101.6471	101.7600	102	01100110	66
145	102.3529	100.2235	100	01100100	64
146	103.0588	98.6912	99	01100011	63
147	103.7647	97.1633	97	01100001	61
148	104.4706	95.6399	96	01100000	60
149	105.1765	94.1214	94	01011110	5E
150	105.8824	92.6000	93	01011101	5D
151	106.5882	91.0998	91	01011011	5B
152	107.2941	89.5972	90	01011010	5A
153	108.0000	88.1003	88	01011000	58
154	108.7059	86.6094	87	01010111	57
155	109.4118	85.1248	85	01010101	55
156	110.1176	83.6465	84	01010100	54
157	110.8235	82.1749	82	01010010	52
158	111.5294	80.7102	81	01010001	51
159	112.2353	79.2526	79	01001111	4F
160	112.9412	77.8023	78	01001110	4E
161	113.6471	76.3596	76	01001100	4C
162	114.3529	74.9246	75	01001011	4B
163	115.0588	73.4976	73	01001001	49
164	115.7647	72.0768	72	01001000	48
165	116.4706	70.6684	71	01000111	47
166	117.1765	69.2666	69	01000101	45
167	117.8824	67.8737	68	01000100	44
168	118.5882	66.4898	66	01000010	42
169	119.2941	65.1152	65	01000001	41
170	120.0000	63.7500	64	01000000	40
171	120.7059	62.3945	62	00111110	3E
172	121.4118	61.0489	61	00111101	3D
173	122.1176	59.7134	60	00111100	3C
174	122.8235	58.3882	58	00111010	3A
175	123.5294	57.0735	57	00111001	39
176	124.2353	55.7694	56	00111000	38
177	124.9412	54.4763	54	00110110	36
178	125.6471	53.1942	53	00110101	35
179	126.3529	51.9234	52	00110100	34
180	127.0588	50.6641	51	00110011	33
181	127.7647	49.4164	49	00110001	31
182	128.4706	48.1806	48	00110000	30
183	129.1765	46.9568	47	00101111	2F
184	129.8824	45.7453	46	00101110	2E
185	130.5882	44.5462	45	00101101	2D
186	131.2941	43.3596	43	00101011	2B
187	132.0000	42.1858	42	00101010	2A

DIRECC. DEL EPROM	ANGULO	VALOR DECIMAL	VALOR DEC. REDONDEADO	PALABRA 8 BITS	NUMERO HEXAD.
188	132.7059	41.0250	41	00101001	29
189	133.4118	39.8773	40	00101000	28
190	134.1176	38.7429	39	00100111	27
191	134.8235	37.6220	38	00100110	26
192	135.5294	36.5147	37	00100101	25
193	136.2353	35.4212	35	00100101	23
194	136.9412	34.3417	34	00100010	22
195	137.6471	33.2764	33	00100001	21
196	138.3529	32.2253	32	00100000	20
197	139.0588	31.1887	31	00011111	1F
198	139.7647	30.1667	30	00011110	1E
199	140.4706	29.1595	29	00011101	1D
200	141.1765	28.1672	28	00011100	1C
201	141.8824	27.1900	27	00011011	1B
202	142.5882	26.2280	26	00011010	1A
203	143.2941	25.2814	25	00011001	19
204	144.0000	24.3503	24	00011000	18
205	144.7059	23.4349	23	00010111	17
206	145.4118	22.5352	23	00010111	17
207	146.1176	21.6515	22	00010110	16
208	146.8235	20.7839	21	00010101	15
209	147.5294	19.9324	20	00010100	14
210	148.2353	19.0973	19	00010011	13
211	148.9412	18.2786	18	00010010	12
212	149.6471	17.4766	17	00010001	11
213	150.3529	16.6912	17	00010001	11
214	151.0588	15.9226	16	00010000	10
215	151.7647	15.1707	15	00001111	0F
216	152.4706	14.4364	14	00001110	0E
217	153.1765	13.7189	14	00001110	0E
218	153.8824	13.0188	13	00001101	0D
219	154.5882	12.3360	12	00001100	0C
220	155.2941	11.6707	12	00001100	0C
221	156.0000	11.0230	11	00001011	0B
222	156.7059	10.3929	10	00001010	0A
223	157.4118	9.7806	10	00001010	0A
224	158.1176	9.1862	9	00001001	09
225	158.8235	8.6098	9	00001001	09
226	159.5294	8.0514	8	00001000	08
227	160.2353	7.5111	8	00001000	08
228	160.9412	6.9891	7	00000111	07
229	161.6471	6.4853	6	00000110	06
230	162.3529	5.9999	6	00000110	06
231	163.0588	5.5329	6	00000110	06
232	163.7647	5.0845	5	00000101	05
233	164.4706	4.6546	5	00000101	05
234	165.1765	4.2434	4	00000100	04

DIRECC. DEL EPROM	ANGULO	VALOR DECIMAL	VALOR DEC. REDONDEADO	PALABRA 8 BITS	NUMERO HEXAD.
235	165.8824	3.8509	4	00000100	04
236	166.5882	3.4771	3	00000011	03
237	167.2941	3.1222	3	00000011	03
238	168.0000	2.7862	3	00000011	03
239	168.7059	2.4691	2	00000010	02
240	169.4118	2.1702	2	00000010	02
241	170.1176	1.8918	2	00000010	02
242	170.8235	1.6318	2	00000010	02
243	171.5294	1.3908	1	00000001	01
244	172.2353	1.1620	1	00000001	01
245	172.9412	0.9664	1	00000001	01
246	173.6471	0.7830	1	00000001	01
247	174.3529	0.6188	1	00000001	01
248	175.0588	0.4738	0	00000000	00
249	175.7647	0.3482	0	00000000	00
250	176.4706	0.2418	0	00000000	00
251	177.1765	0.1548	0	00000000	00
252	177.8824	0.0871	0	00000000	00
253	178.5882	0.0387	0	00000000	00
254	179.2941	0.0097	0	00000000	00
255	180.0000	0.0000	0	00000000	00

2.3.3 MODULADOR DE ANCHO DE PULSO Y GENERADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO DE LOS TIRISTORES.

La onda cuadrada de 480 Hz que se aprovecha del sintetizador de frecuencia es integrada para transformarla a una onda triangular y es luego polarizada de tal manera que sus valores máximos y mínimos correspondan a aquellos de la curva característica del voltaje de error E_v . La señal analógica E_v después de ser filtrada es comparada con la onda portadora triangular dando como resultado a la salida del comparador una onda cuadrada con un ancho de pulso modulado. La señal de salida de un oscilador a una frecuencia del 122880 Hz es modulada por la señal de 480 Hz proveniente del comparador analógico por medio de una puerta y a su vez ésta señal sirve de reloj para el contador que cuenta el número de pulsos que hay durante el tiempo en que la señal de 480 ciclos/seg permanece en estado alto. De ésta manera se ha transformado el voltaje de error a una palabra digital de ocho bits. En el borde negativo del tren de pulsos, pulsos monoestables cargan el contenido del contador - en el retenedor y despejan el contador en secuencia. Así la señal de error en el retenedor es refrescada cuatro veces cada medio ciclo de la onda de la línea de 60 Hz. y cada vez es comparada con la onda coseno a la salida del EPROM. Con esto se consigue que los pulsos de disparo de los tiristores sean gene

rados en los puntos de cruce. Las formas de onda que explican esta operación se muestran en la figura 2.18

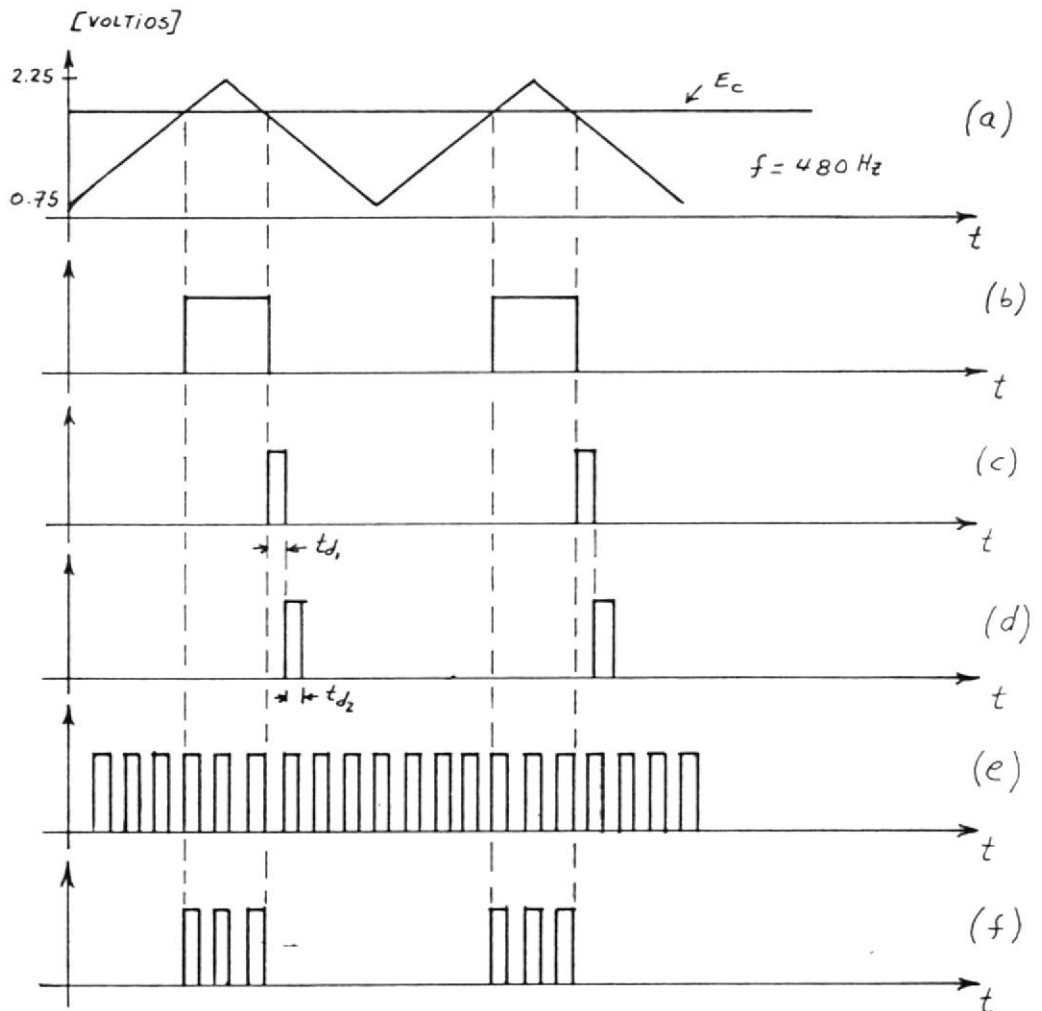


Fig. 2.18 ONDAS DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO. (a) ENTRADAS AL COMPARADOR ANALOGICO. (b) SALIDA DEL COMPARADOR ANALOGICO. (c) PULSO PARA CARGAR EL RETENEDOR. (d) PULSO PARA DESPEJAR EL CONTADOR. (e) SALIDA DEL OSCILADOR. (f) ENTRADA AL CONTADOR DE 8 BITS.

td_1 : tiempo de retardo de los pulsos que cargan el contenido del contador en el retenedor.

td_2 : tiempo de retardo de los pulsos que despejan el contador.

La figura 2.19 ilustra el diagrama de bloques del modulador de ancho de pulso y el generador de los pulsos de disparo. La figura 2.20 muestra el circuito correspondiente.

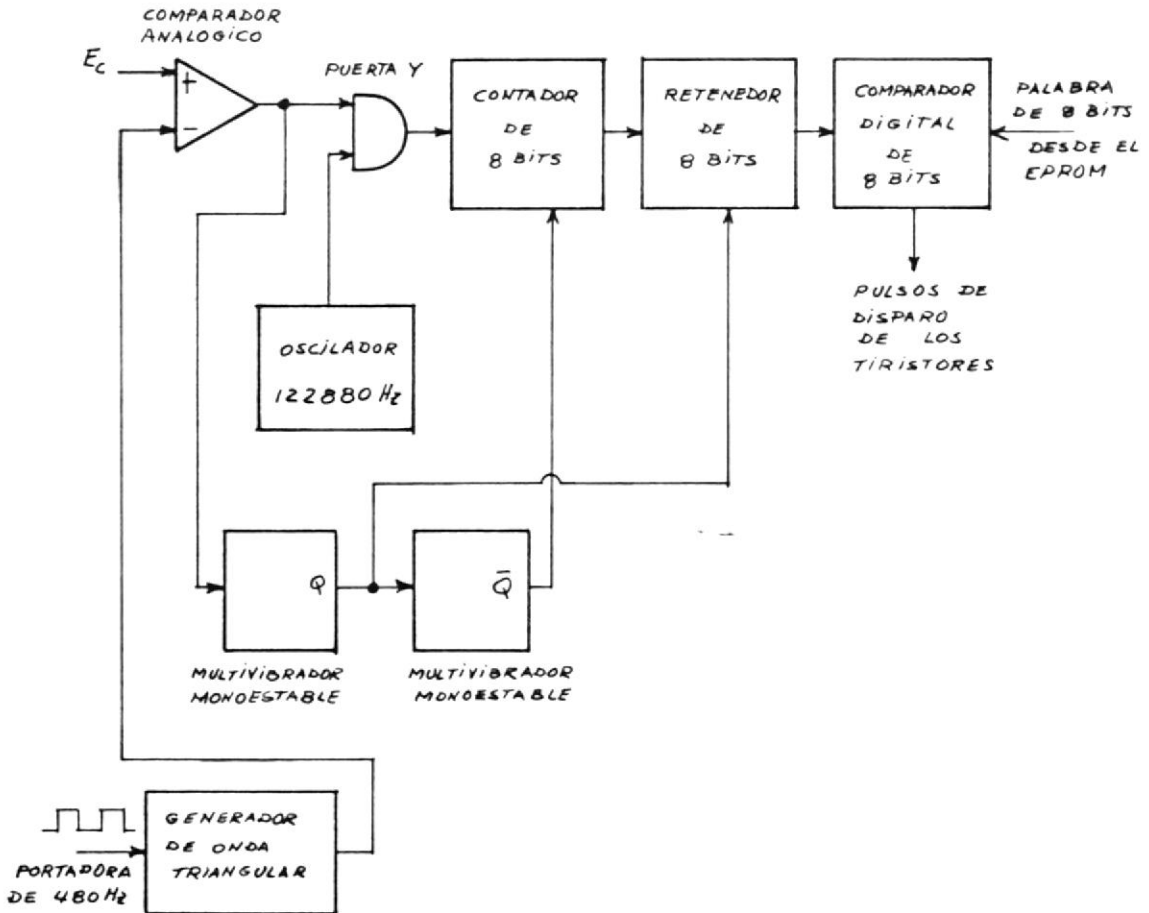


Fig. 2.19 MODULADOR DE ANCHO DE PULSO Y GENERADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO.

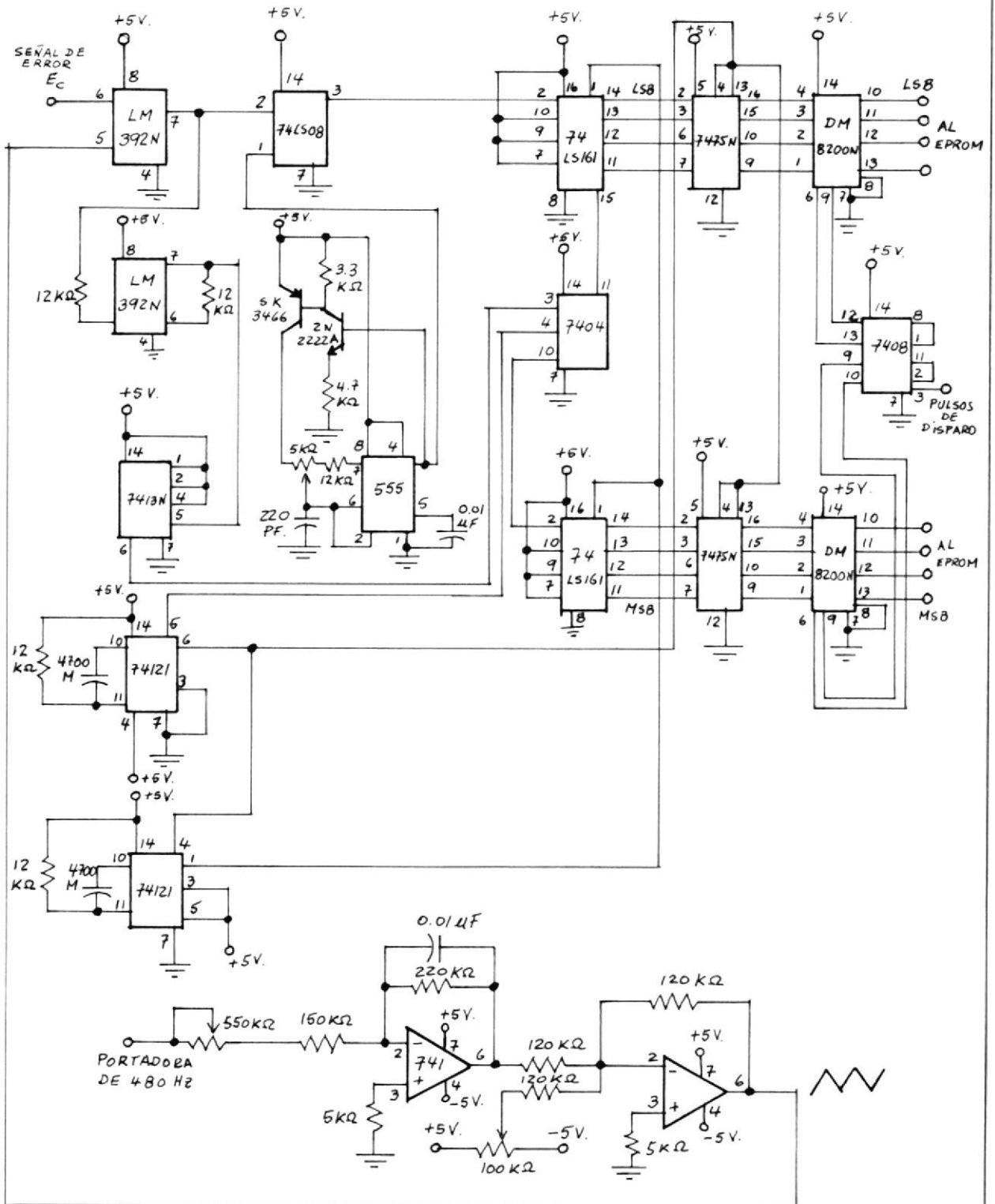


Fig. 2.20 CIRCUITO DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO Y GENERADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO.

2.3.3.1 DISEÑO DEL OSCILADOR

El criterio utilizado para el diseño del oscilador se basa en la consideración de que el contador de ocho bits debe contar desde 0 hasta 255 en un tiempo de $1/480$ seg. por lo que el reloj tendrá una frecuencia de:

$$f_{osc} = 8 \times f_{línea} \times (\# \text{ localidades}) \quad (2.7)$$

Por lo tanto:

$$f_{osc} = 480 \times 256 = 122880 \text{ Hz}$$

La figura 2.21 ilustra el diagrama de bloques de ésta parte del sistema.

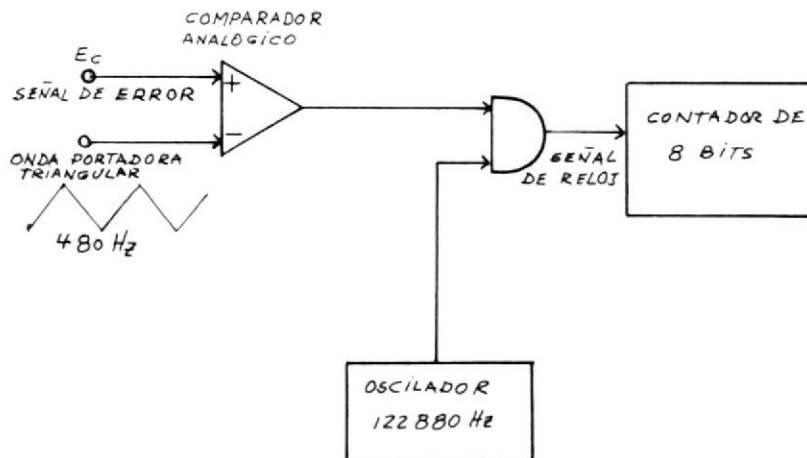


Fig. 2.21 DIAGRAMA DE BLOQUES QUE ILUSTRAN LA CONEXIÓN DEL OSCILADOR.

Para un mejor entendimiento del diseño del oscilador, la figura 2.22 muestra las formas de onda correspondientes al diagrama de bloques de la Figura 2.21

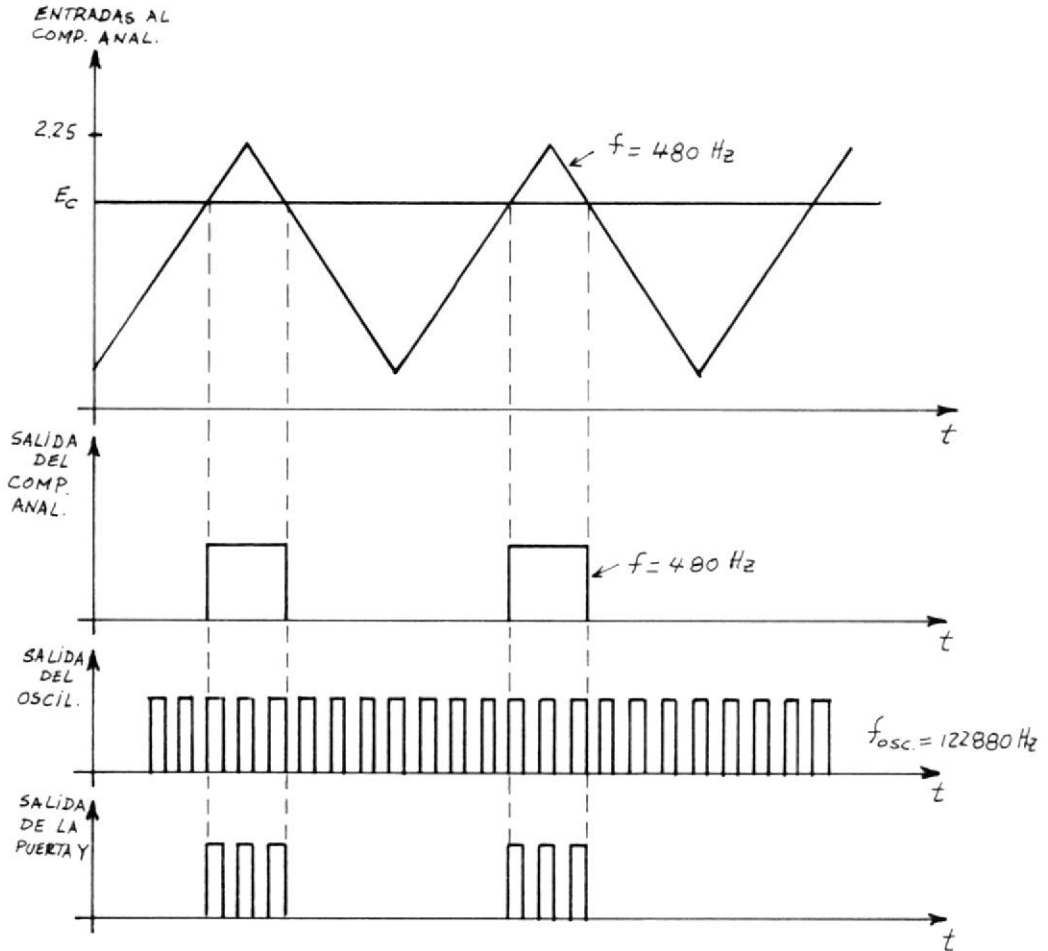


Fig. 2.22 DIAGRAMAS DE TIEMPO QUE AYUDAN A VISUALIZAR EL DISEÑO DEL OSCILADOR.

La señal de reloj es producto de la composición de dos señales. La una es la que sale del comparador analógico que representa la señal de error E_c , y la otra es la del oscilador. La mezcla de estas dos da como resultado una señal de --

122880 Hz modulada por la de 480 Hz.

El diagrama del circuito del oscilador se muestra en la figura 2.23 y como se observa, éste se basa en un temporizador 555.

Este circuito permite variar la relación de tiempo a período de la señal manteniendo una frecuencia constante.

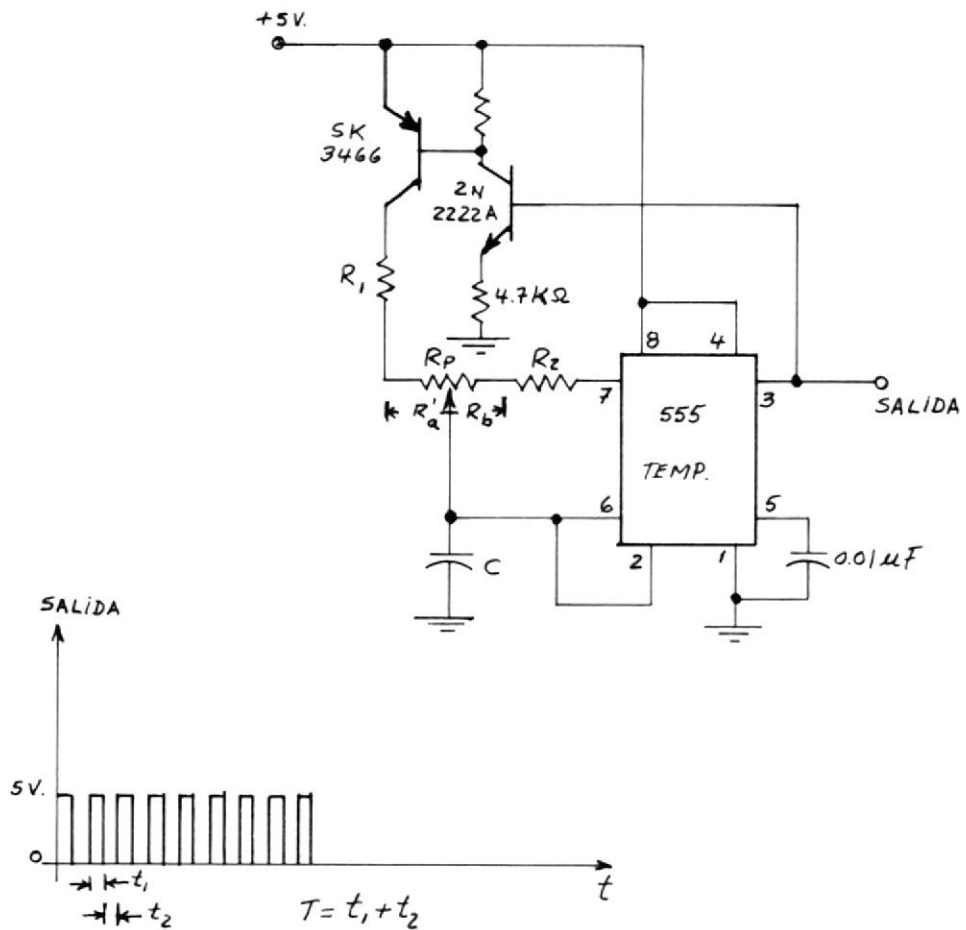


Fig. 2.23 CIRCUITO DEL OSCILADOR.

El periodo T de la señal de salida está dada por:

$$T = 0.693 (R_1 + R_2 + R_p) \times C \quad (2.8)$$

donde $R_p = R'_a + R_b$

$$D.T. = (R_1 + R'_a) / (R_1 + R_2 + R_p) \quad (2.9)$$

D.T.: relación de tiempo a período de la señal.

De la ecuación (2.8) se deduce que:

$$R_2 = 1/0.693 \times C \times f_{osc} - R_1 - R_p \quad (2.10)$$

donde $f_{osc} = 1/T$

Ya que $f_{osc} = 122880$ Hz, se escoge $R_1 = 5.1$ K

$$C = 470 \text{ pF}$$

$$R_p = 5 \text{ K}$$

Se obtiene $R_2 = 15$ K

2.3.3.2 DISEÑO DEL GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR

Para generar una onda triangular de 480 Hz, para el modulador de ancho de pulso se usó un integrador cuyo circuito se muestra en la figura 2.24

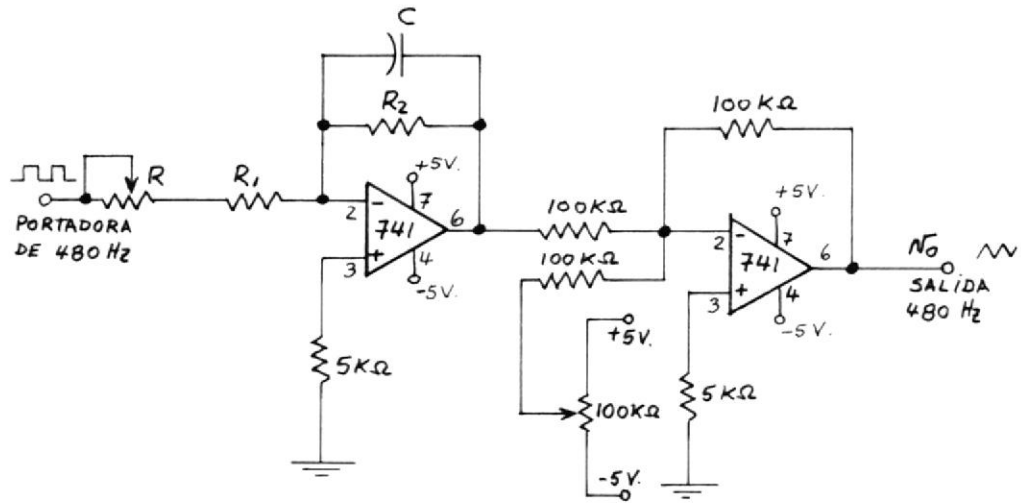


Fig. 2.24 CIRCUITO DEL GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR.

Los valores de R , R_1 , R_2 , y C son calculados de tal manera que la onda triangular de salida tenga los siguientes límites de amplitud a una frecuencia de 480 Hz. Fig. 2.25

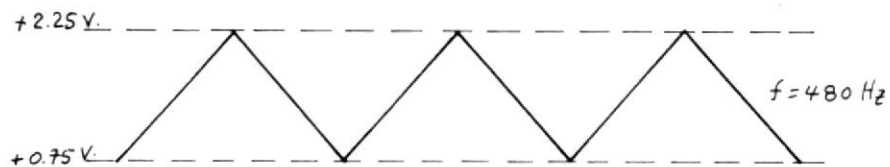
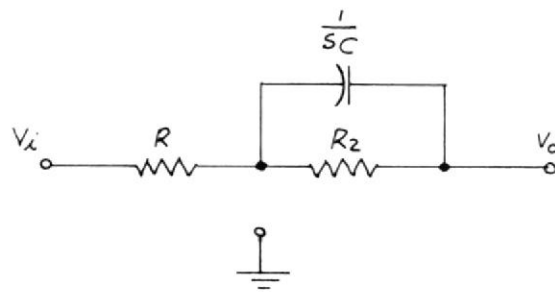


Fig. 2.25 ONDA DE SALIDA DEL INTEGRADOR.

$$f = 480 \text{ Hz.}$$

El circuito equivalente del integrador es:



$$i = \frac{-(R_2 C s + 1) V_o}{R_2} \quad (2.11)$$

$$i = V_i / R_1 \quad (2.12)$$

De las ecuaciones (2.11) y (2.12) se tiene:

$$V_o / V_i = \frac{-1}{R_1 C (s + 1/R_2 C)}$$

$$V_o / V_i = - \frac{1}{R_1 C (s + 1/\tau_2)} \quad (2.13)$$

donde $\tau_2 = R_2 C$

Para que el integrador responda adecuadamente a 480 Hz se fija τ_2 de manera que esté entre los siguientes límites:

$$T \leq \tau_2 \leq 4T$$

Escojo $\tau_2 = 3T$

Si $T = 1/480$

$$\text{Entonces } \tau_2 = \frac{3}{480} = R_2 C$$

Fijo $C = 0.01 \mu\text{F}$

Por lo que $R_2 = 625 \text{ K}$

Para hallar el valor de R_1 debo encontrar V_o como una función del tiempo para una respuesta a un escalón.

Si $V_i = V/S = 5/S$.

$$V_o = \frac{-5}{R_1 C S (S + 480/3)} \quad (2.14)$$

Aplicando la antitransformada a la ecuación (2.14)

$$\text{Se tiene que: } V_o(t) = \frac{-15}{480 R_1 C} (1 - e^{-(480/3)t}) \quad (2.15)$$

Para $t = 1/960$ seg se quiere que $V_o(t) = -2.5 \text{ volt.}$,

Reemplazando estos valores en la ecuación (2.15) se obtiene finalmente que:

$$R_1 = 191 \text{ K}$$

2.3.4 CIRCUITO DE COMANDO DE LOS TIRISTORES

Una vez que los pulsos de disparo son generadores, es necesario amplificarlos en voltaje y corriente antes de entrar a las puertas de cada tiristor. Detalles del circuito de comando se muestra en la figura 2.26

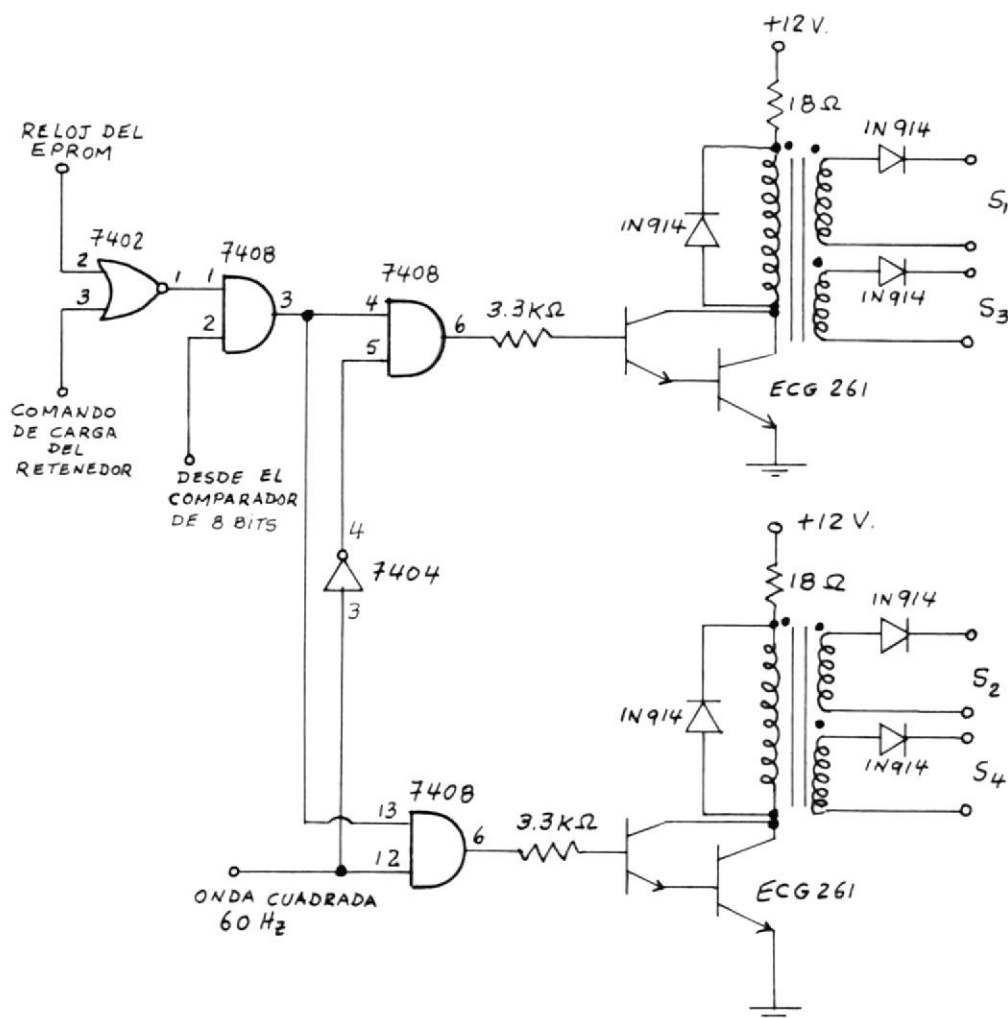


Fig. 2.26 CIRCUITO DE COMANDO DE LOS TIRISTORES

El transformador de pulsos de doble devanado secundario permite la conducción de un par de tiristores en cada medio ciclo de la línea de 60 Hz.

La conexión de las tres puertas y, como se indica en la figura 2.26 permite separar el pulso de disparo para el ciclo positivo del pulso para el ciclo negativo, de ésta manera se consigue que los tiristores se disparen en pares.

2.4 CIRCUITO DE POTENCIA

Para probar el sistema de control se utilizó un motor de corriente continua, el mismo que sirve para prácticas en el laboratorio de control automático de la ESPOL.

Las características más importantes de éste motor son:

CIRCUITO DE ARMADURA

$$V_a = 24 \text{ V}_{DC.}$$

$$I_a = 1.5 \text{ Amp.}$$

1/50 H.P.

6000 RPM.

CIRCUITO DE CAMPO

$$V_f = 24 \text{ V}_{DC.}$$

$$I_f = 1.5 \text{ Amp.}$$

FRACMO

La figura 2.27 muestra una fotografía del motor. La alimenta

ción de Potencia al motor fué posible implementando dos puentes monofásicos, el uno a base de diodos para el campo y el otro a base de tiristores para la armadura. Una fotografía del circuito de potencia se muestra en la figura 2.28

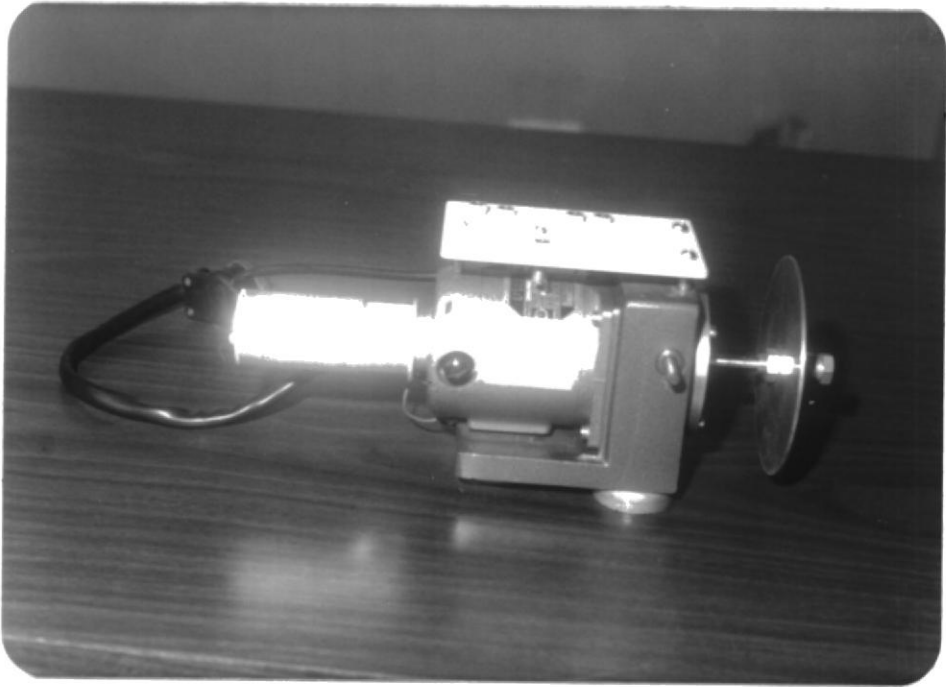


Fig. 2.27 FOTOGRAFIA DEL MOTOR DE PRUEBA.

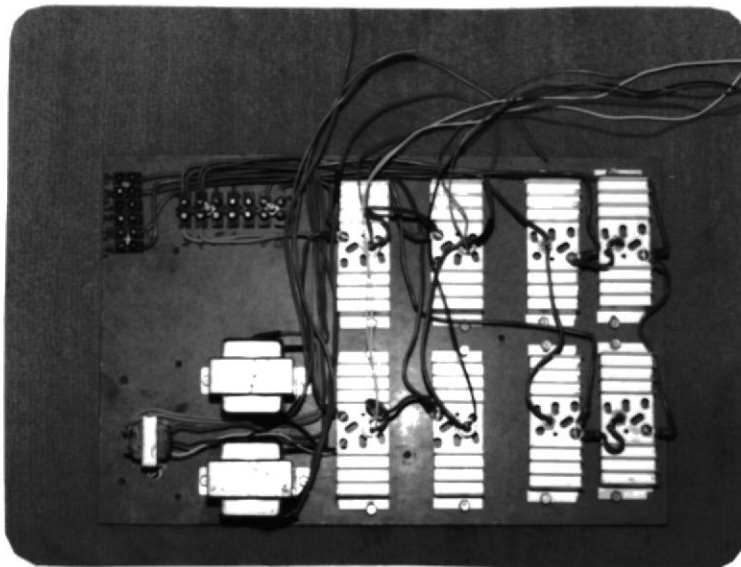


Fig. 2.28 FOTOGRAFIA DEL CIRCUITO DE POTENCIA.

2.4.1 ALIMENTACION DC PARA EL CIRCUITO DE CAMPO DEL MOTOR CONTROLADO POR ARMADURA.

Debido a que el motor es controlado por armadura, el voltaje de campo aplicado, que se lo obtuvo por medio de un puente monofásico de cuatro diodos, cuyo voltaje promedio de salida fué de 24 voltios, debe ser constante.

La figura 2.29 ilustra el rectificador usado para alimentar al circuito de campo del motor.

Con el fin de aprovechar la misma alimentación de corriente alterna de 120 voltios proveniente de la empresa eléctrica, fue necesario reducir el voltaje de 120 a 30 voltios antes de alimentar el puente rectificador para el circuito de campo, al igual que para el circuito de armadura del motor, reducción que fué posible con transformadores con una relación de 4:1, como se ilustra en las figuras 2.29 y 2.30

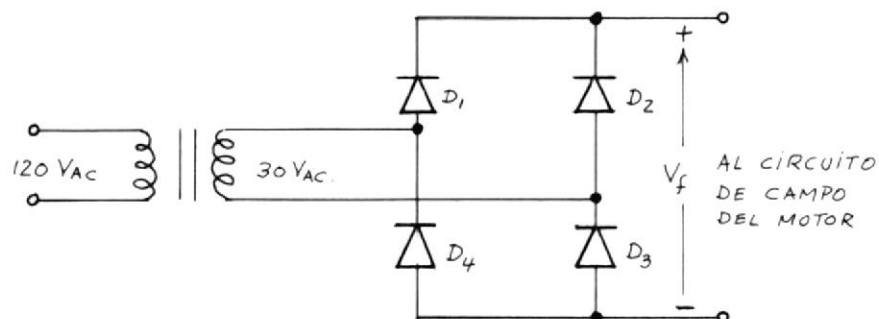


Fig. 2.29 RECTIFICADOR PUENTE MONOFASICO PARA EL CAMPO DEL MOTOR

2.4.1.1 SELECCION DE LOS DIODOS

Bajo la consideración de que éste equipo será utilizado para experimentación conducente a la enseñanza práctica en el laboratorio de control automático de la ESPOL, y tomando en cuenta, además, que el equipo permite la flexibilidad de trabajar con un motor de mayor caballaje, fué necesario sobredimensionar los diodos para evitar posibles daños futuros.

Una elección satisfactoria es la de escoger diodos que tengan una capacidad no menor del doble de la corriente máxima que soporta el circuito de campo, con un voltaje de pico inverso mayor a la amplitud de la onda de voltaje que alimenta al rectificador puente del circuito de campo. Se consiguieron diodos cuyas características más importantes son:

10 Amp en trabajo continuo.

400 Voltios de pico inverso.

2.4.2 CIRCUITO MONOFASICO CON CUATRO TIRISTORES PARA ALIMENTAR LA ARMADURA DEL MOTOR.

Un circuito puente monofásico a tiristores es usado en éste trabajo para alimentar a la armadura del motor.

Fig. 2.30

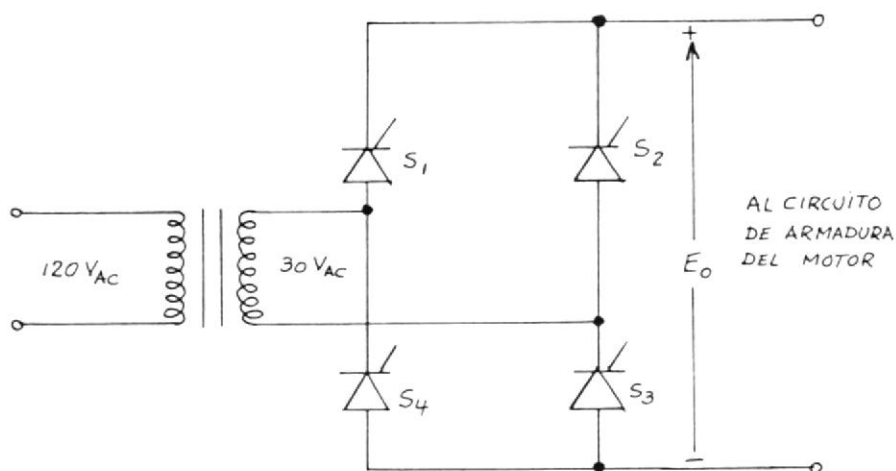


Fig. 2.30 ALIMENTACION DC. PARA EL CIRCUITO DE ARMADURA DEL MOTOR.

Se ha escogido éste tipo de configuración con el objeto de obtener una función de transferencia lineal del convertidor a tiristores con la combinación del método de cruce de la onda coseno para el control del ángulo de disparo de los tiristores.

En éste esquema el voltaje de salida del convertidor está dado por:

$$E_o = E_{\max} \cos \alpha$$

donde $E_{\max} = \frac{2\sqrt{2} V}{\pi}$

V : es el voltaje RMS de la onda de 60 Hz que alimenta al convertidor.

α : es el ángulo de disparo de los tiristores.

La ecuación anterior es válida solamente para conducción continua como se explicará en el siguiente literal.

2.4.2.1 CORRIENTE DE ARMADURA CONTINUA

En convertidores a tiristores se puede tener CONDUCCION DISCONTINUA o CONDUCCION CONTINUA. La primera se da cuando la corriente que circula a través de la carga llega a ser cero. Esta situación se tiene si la carga es una resistencia pura tal como la de un foco de filamento. La segunda situación es conseguida cuando la corriente de carga nunca llega a ser cero. Esto se logra si la carga es fuertemente inductiva, - que es lo que normalmente se tiene en motores de corriente - continua. Si la inductancia propia del circuito de armadura del motor no es lo suficientemente grande como para producir corriente de conducción continua se debe conectar en serie con la armadura una bobina adicional. La función de ésta bobina es la de forzar a cada par de tiristores a seguir conduciendo más allá del instante en que la onda de 60 Hz llega a cero, ya que el inductor se opone al cambio brusco de corriente. Esto se ilustra en la figura 2.31.

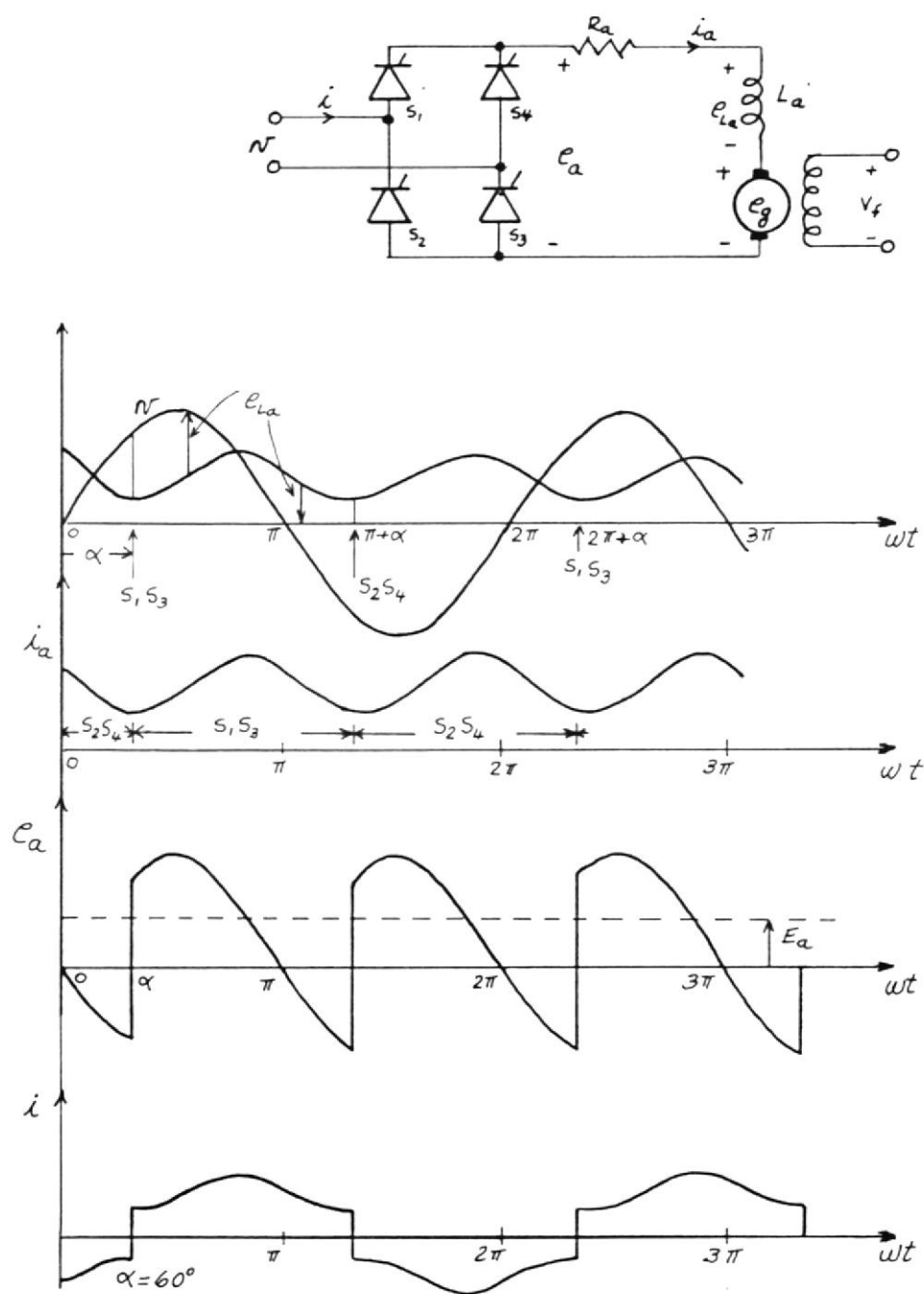


Fig. 2.31 CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC, EXCITADO SEPARADAMENTE POR UN CONVERTIDOR COMPLETO MONOFASICO (a) CIRCUITO DE POTENCIA, (b) FORMAS DE ONDA DE VOLTAJE Y CORRIENTE PARA EL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA.

Los tiristores S_1 y S_3 conducen durante el intervalo $\alpha < \omega t < (\pi + \alpha)$ y conectan al motor con la fuente. En $(\pi + \alpha)$ los tiristores S_2 y S_4 son disparados. Inmediatamente la fuente de voltaje aparece a través de S_1 y S_3 como un voltaje de polarización inversa y los mantiene apagados. Esto es lo que se llama la conmutación natural o de línea. La corriente del motor i_a , la cual fué fluyendo desde la fuente a través de S_1 y S_3 , es transferida a S_2 y S_4 .

Durante α a π , la energía fluye desde la fuente de entrada al motor (ambas v e i son positivas, y e_o e i_a son positivas lo cual significa que la potencia que fluye es positiva).

Sin embargo durante π a $\pi + \alpha$, algo de la energía del sistema es realimentada a la fuente de entrada (v e i tienen polaridades opuestas y también e_o e i_a , significando así una potencia que fluye en sentido inverso). La ecuación del circuito de armadura para un convertidor completo es:

$$e_o = v = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g \quad \alpha < \omega t < \pi + \alpha \quad (2.16)$$

Si $v = \sqrt{2} V \sin \theta$, el voltaje promedio entre los terminales del motor es:

$$E_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} V \sin \theta d\theta = \frac{2 \sqrt{2} V \cos \alpha}{\pi} \quad (2.17)$$

Por lo tanto $E_o = E_{\max} \cos \alpha$

donde $E_{\max} = \frac{2 \sqrt{2} V}{\pi}$ Y V es el voltaje RMS.

La variación del voltaje entre los terminales del motor E_o como una función del ángulo de disparo α se muestra en la figura 2.32. La operación inversa del convertidor completo ocurre en el rango $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ para corriente de conducción continua en el circuito de armadura del motor.

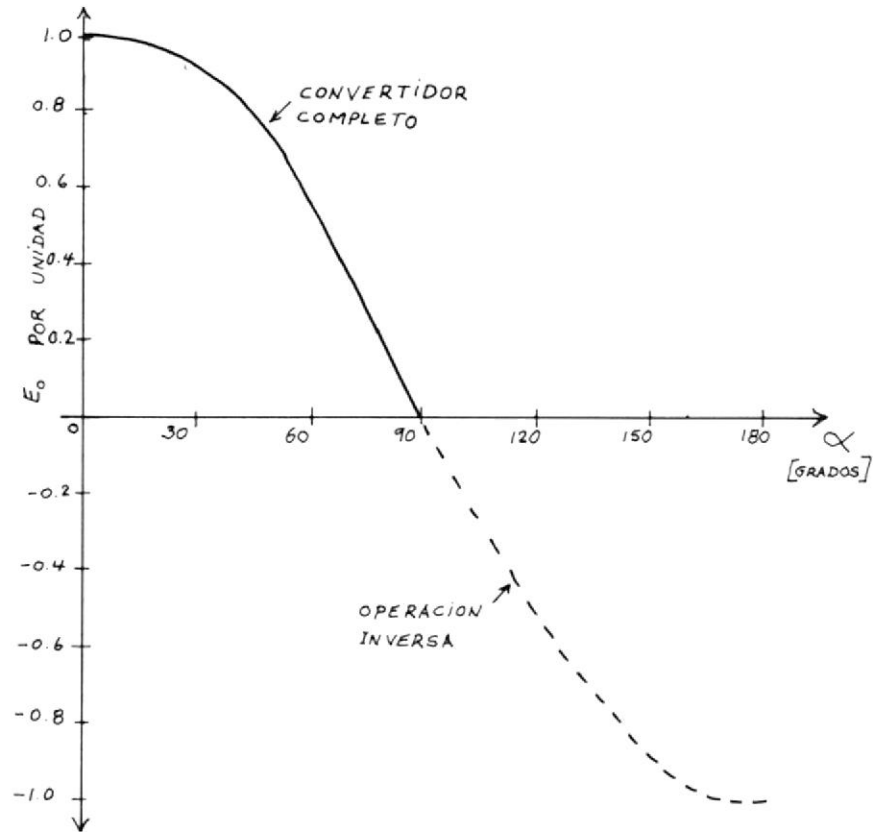


Fig. 2.32 CARACTERISTICA DEL CONVERTIDOR PARA CORRIENTE DE CONDUCCION CONTINUA.

El circuito de armadura del motor está representado por sus parámetros: resistencia de armadura R_a , inductancia de armadura L_a y la fuerza contraelectromotriz e_g .

El voltaje de la fuerza contraelectromotriz es:

$$e_g = K_a \phi \omega \quad (2.18)$$

El voltaje de la fuerza contraelectromotriz promedio es:

$$E_g = K_a \bar{\phi} \omega \quad (2.19)$$

El torque desarrollado por el motor es:

$$\tau = K_a \phi i_a \quad (2.20)$$

El torque desarrollado promedio es:

$$T = K_a \bar{\phi} I_a \quad (2.21)$$

La ecuación de voltaje del circuito de armadura es:

$$e_o = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g \quad (2.22)$$

En términos de valores promedio:

$$E_o = R_a I_a + E_g \quad (2.23)$$

De las ecuaciones (2.19) y (2.23), la velocidad promedio del motor es:

$$W = \frac{E_o - R_a I_a}{K_a \phi} \quad (2.24)$$

De las ecuaciones (2.17), (2.21) y (2.24), la velocidad promedio del motor está dada como sigue:

$$W = \frac{2 \sqrt{2} V \cos \alpha}{K_a \phi} - \frac{R_a T}{(K_a \phi)^2} \quad (2.25)$$

El primer término en la ecuación (2.25) representa la velocidad teórica sin carga. El segundo término representa la caída de velocidad producida por el torque de carga T y por consecuente por la corriente de armadura i_a .

La velocidad teórica sin carga es variada por el ángulo de disparo

2.4.2.2 SELECCION DE LOS TIRISTORES

De acuerdo a las especificaciones del motor de prueba y tomando en cuenta que el destino del equipo es para realizar experiencias, se justifica sobredimensionar la capacidad de los tiristores. Una elección conveniente es la de escoger tiristores que soporten una corriente máxima igual a dos ve

ces la corriente a plena carga del motor a un voltaje de pico inverso mayor que la amplitud de la onda de voltaje que alimenta al convertidor CA-CC. Además, la elección así hecha permite trabajar con motores de mayor capacidad.

Debido a las limitaciones del mercado en nuestro país, solo se pudo conseguir tiristores tipo SK3505 con envoltura hermética, cuyas características principales son:

35 Amperios en trabajo continuo

600 voltios de pico inverso.

2.5 EL TACOMETRO DIGITAL

Los tacómetros digitales son usados como elementos de realimentación para sistemas de aseguramiento de fase, (PLL).

Su baja inercia, bajo ruido, alta resolución, y alta exactitud facilita el control de motores DC. El tacómetro digital es el componente más crítico del sistema PLL. Su calidad determina la exactitud de velocidad instantánea en el eje.

El tacómetro digital básico es mostrado en la figura 2.33

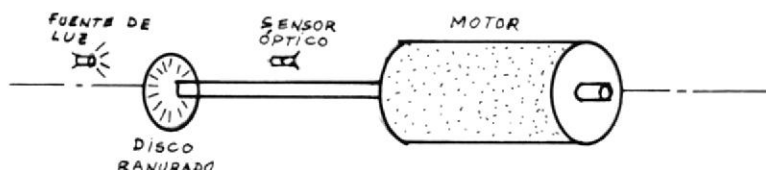


Fig. 2.33 VISTA DE UN TACOMETRO DIGITAL BASICO. LA LONGITUD DEL EJE ENTRE EL MOTOR Y EL DISCO ESTA EXAGERADA PARA CLARIDAD.

Un disco con M líneas es montado en el eje del motor. El elemento sensor de luz es a menudo un fototransistor. Una vez que el disco rota, M líneas son barridas por el detector. La frecuencia de la señal de salida es entonces:

$$f_{\text{tach}} = \frac{M \text{ (RPM)}}{60} = \frac{MW}{2\pi} \quad (2.26)$$

donde:

f_{tach} : frecuencia de salida del tacómetro (Hz)

M : número de ranuras

RPM: revoluciones por minuto del eje del motor.

W : velocidad angular del eje (rad/seg)

Como la fuente está enviando luz constantemente el elemento sensor detecta los cambios de luminosidad (claridad o penumbra) y de ésta manera se genera una señal cercana a una onda cuadrada

entre 0 y 5 voltios. Cada ciclo de ésta señal está compuesto por dos partes, la una corresponde al paso de luz a través de las ranuras del disco y la otra corresponde a la oposición del paso de luz por las ranuras.

El tacómetro digital usado para experimentación es de la -- FEEDBACK Serie N° 266 10 18. Este puede ser utilizado tanto para control de posición como de velocidad, pues tiene como salida 5 dígitos en código Gray para trabajar con servos de posición, además un ranurado exterior de 60 ranuras por medio del cual se obtiene una onda cuadrada, cuya frecuencia es proporcional a la velocidad del motor. La figura 2.34 muestra una fotografía del tacómetro digital antes descrito.

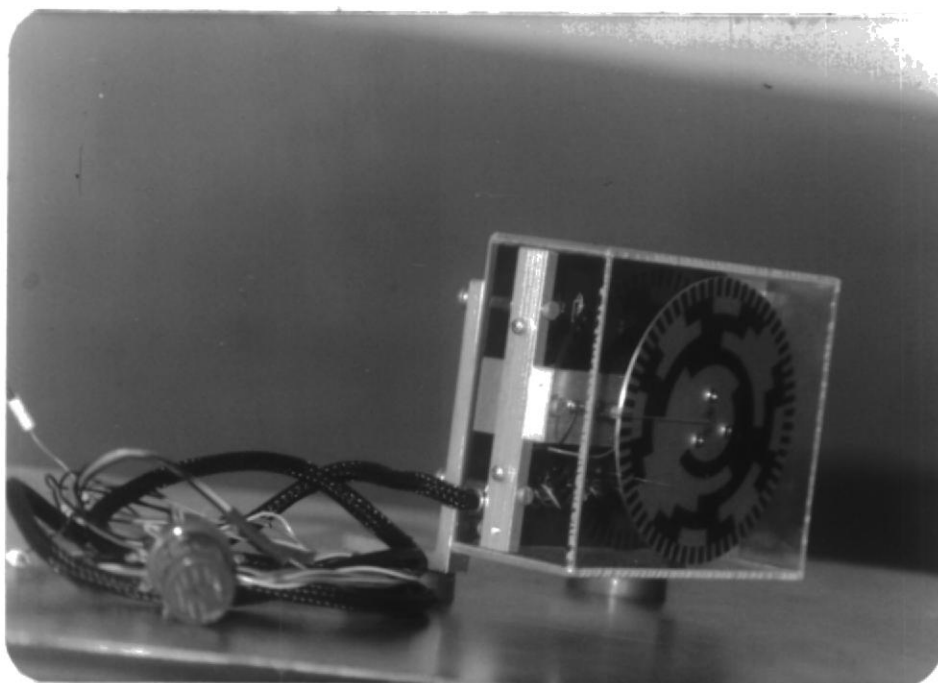


Fig. 2.34 FOTOGRAFIA DEL TACOMETRO DIGITAL PARA EXPERIMENTACION

2.5.1 EL DISCO RANURADO

El disco ranurado es el elemento que permite que la luz proveniente de una fuente pase o no hacia el elemento sensor. Este se acopla mecánicamente al eje del motor. Para éste trabajo se usó un disco que tiene 60 ranuras, donde la frecuencia de salida del tacómetro será igual a la velocidad del motor en RPM, de acuerdo a la ecuación (2.26)

$$f_{\text{tach}} = \frac{60 \text{ (RPM)}}{60} = \text{RPM}$$

La figura 2.35 muestra una vista frontal del disco ranurado que se usó.

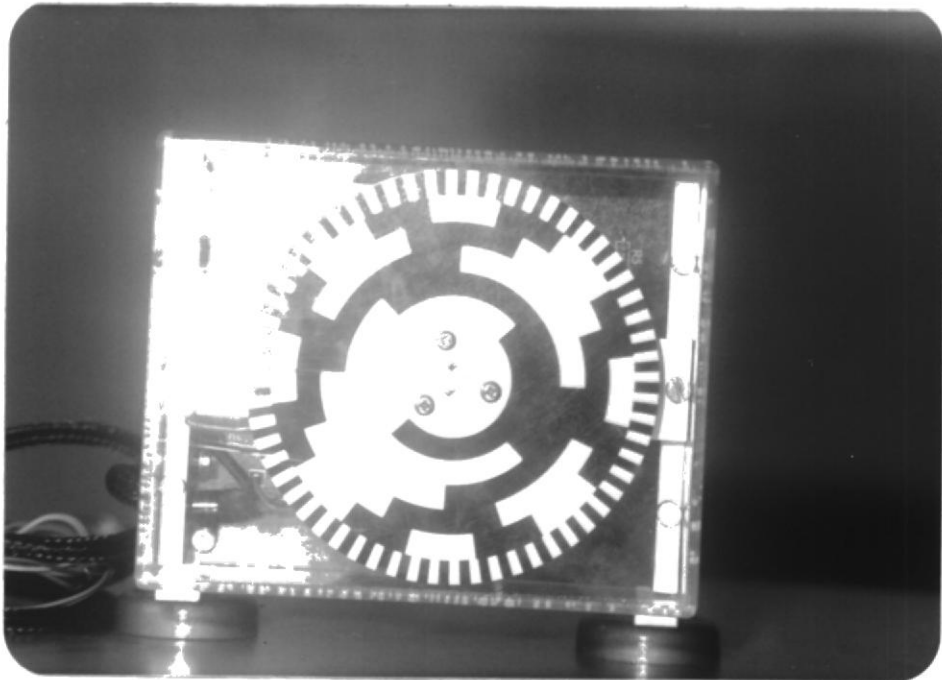


Fig. 2.35 FOTOGRAFIA DEL DISCO RANURADO.

2.5.2 EL SENSOR OPTOELECTRONICO.

El sensor optoelectrónico está formado por la combinación de la fuente emisora de luz y un fototransistor. Este constituye el elemento transductor de luz a señal de voltaje.

La señal de salida del sensor optoelectrónico es una onda periódica que se asemeja a una onda cuadrada, como se muestra en la figura 2.36

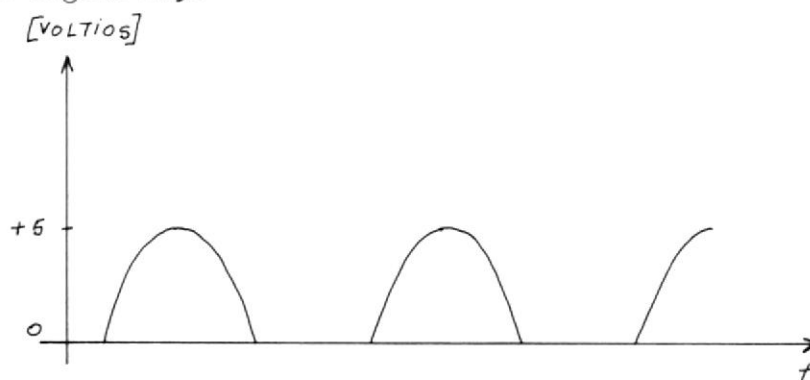


Fig. 2.36 ONDA DE SALIDA DEL SENSOR OPTOELECTRONICO.

La frecuencia de salida depende directamente de la velocidad del motor, y para el presente trabajo la frecuencia de salida es igual a la velocidad del motor en RPM. Esta señal antes de ser conectada al PFD se la pasa a través de un moldeador de señal para volverla cuadrada. Esto se logra con el circuito integrado 7413N. La figura 2.37 muestra las ondas de entrada y salida al 7413N.

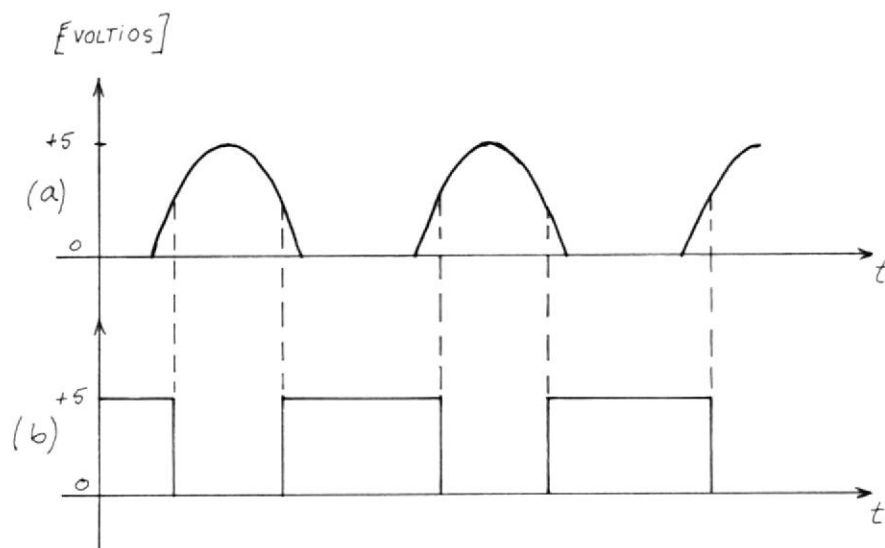
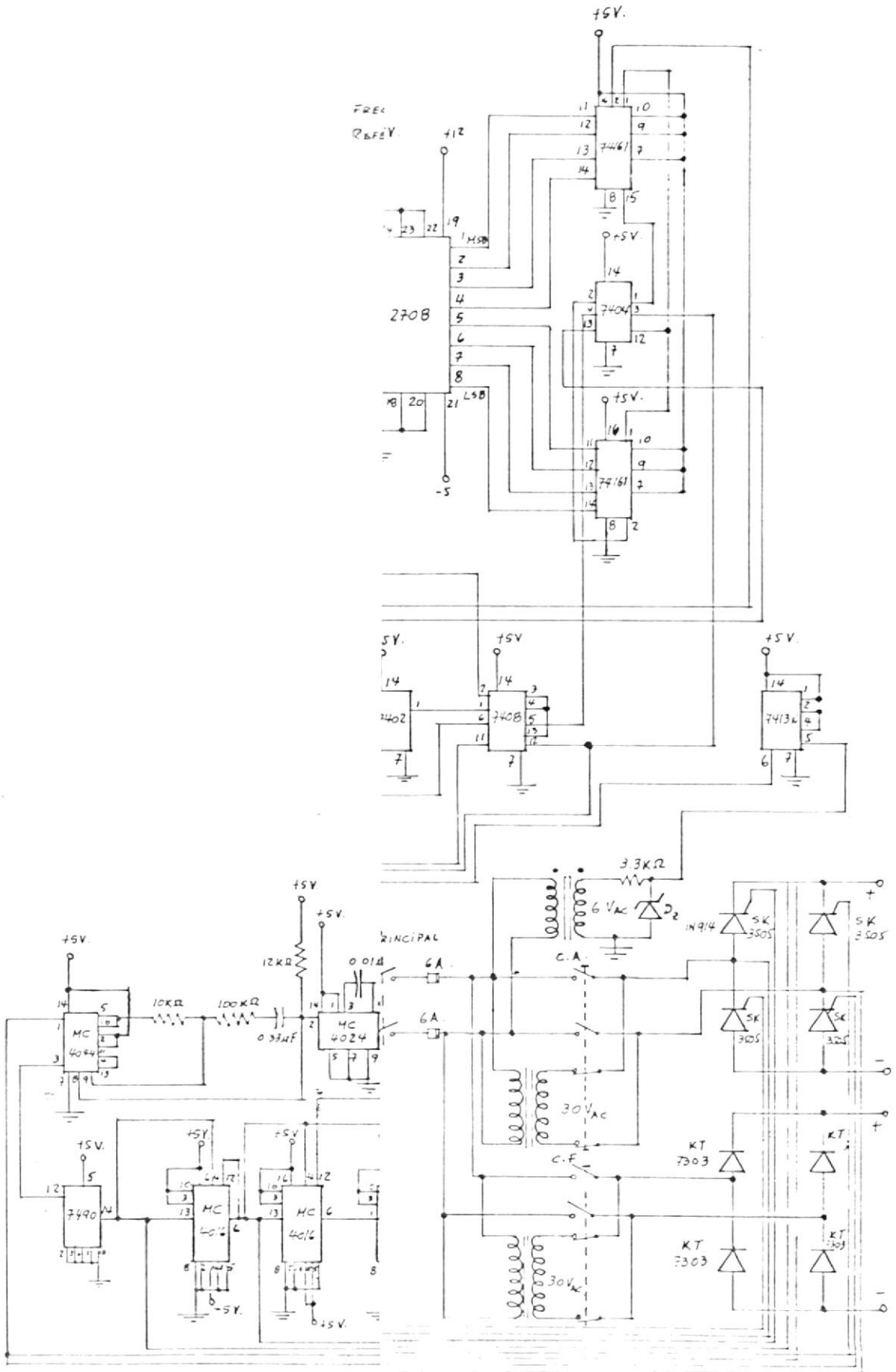


Fig. 2.37 SEÑAL DE REALIMENTACION. (a) ONDA DE SALIDA DEL TA
COMETRO DIGITAL. (b) SEÑAL DEL TACOMETRO DIGITAL
DESPUES DE PASAR POR EL MOLDEADOR DE SEÑAL.

2.6 DIAGRAMA DEL CIRCUITO COMPLETO DEL SISTEMA.

La figura 2.38 muestra el circuito completo del sistema de control, así como también el circuito de potencia.



IRCUITO DE POTENCIA

C A P I T U L O I I I

CONSTRUCCION DEL SISTEMA

3.1 LISTA DE MATERIALES Y PRESUPUESTO

CANTIDAD	DESCRIPCION	NUMERO DE CATALOGO	PRECIO UNITA RIO(DOLARES AMERICANOS)
2	Detectores de fase y frecuencia.	MC4044P	4.5
1	Oscilador controlado por voltaje.	MC4024P	3.95
3	Contadores programables Módulo N.	MC4016P	7.5
1	Contador de Décadas	7490	0.85
5	Multivibradores Monoestables	DM74121N	0.55
4	Contadores Síncronos de 4 bits.	74161	1.59
2	Retenedores de 4 bits	DM7475N	0.57
2	Comparadores de 4 bits	DM8200N	3.25
3	Puertas y (AND)	7408	0.75

CANTIDAD	DESCRIPCION	NUMERO DE CATALOGO	PRECIO UNITA RIO (DOLARES AMERICANOS)
1	Puerta NOR	7402N	0.85
2	Inversores	7404N	0.85
2	Comparadores Analógicos	LM392N	0.87
2	Amplificadores operacionales	741	0.65
1	Temporizador	555	0.99
1	Memoria reprogramable de lectura	2708	6.2
1	Transistor NPN	2N2222A	0.65
1	Transistor PNP	SK3466	0.65
1	Darlington	RCA121	1.0
5	Tarjetas para alambrado entor chado 15 x 15 cm.	ARCHER	4.99
5	Conectores de 44 terminales	ARCHER	5.0
2	Transformadores de pulso	SPRAGUE	8.0
4	Diodos 10 Amp., 400 V.P.I.	KT7303	1.5
4	Tiristores 35 Amp., 600 V.P.I.	SK3505	4.0
8	Disipadores de calor	ARCHER	3.0
3	Interruptores de 2 posiciones		1.0
1	Moldeador de señal	7413N	0.42
1	Socket de 24 Pines.	C8124	0.91
9	Sockets de 16 Pines.	C8116	0.56
18	Sockets de 14 Pines.	C8114	0.5
5	Sockets de 8 Pines.	C8108	0.36
27	Condensadores 0.01 uF.		<u>0.2</u>
<u>T O T A L</u>			198.05

3.2 TARJETAS DE LAS DIFERENTES PARTES DEL SISTEMA, MONTAJE Y DISPOSICION DE LAS MISMAS

Antes de presentar físicamente, cada una de las tarjetas del sistema, haré un breve relato del desarrollo de éste trabajo.

En la etapa de experimentación se fueron armando cada uno de los bloques tratando de seccionar el sistema, de tal manera que el trabajo sea paulatino y secuencial.

Una vez que se obtuvo resultados satisfactorios de cada una de las partes, se procedió al ensamblaje del conjunto y finalmente a la prueba del mismo. La figura 3.1 muestra una fotografía de la etapa de prueba del sistema completo.



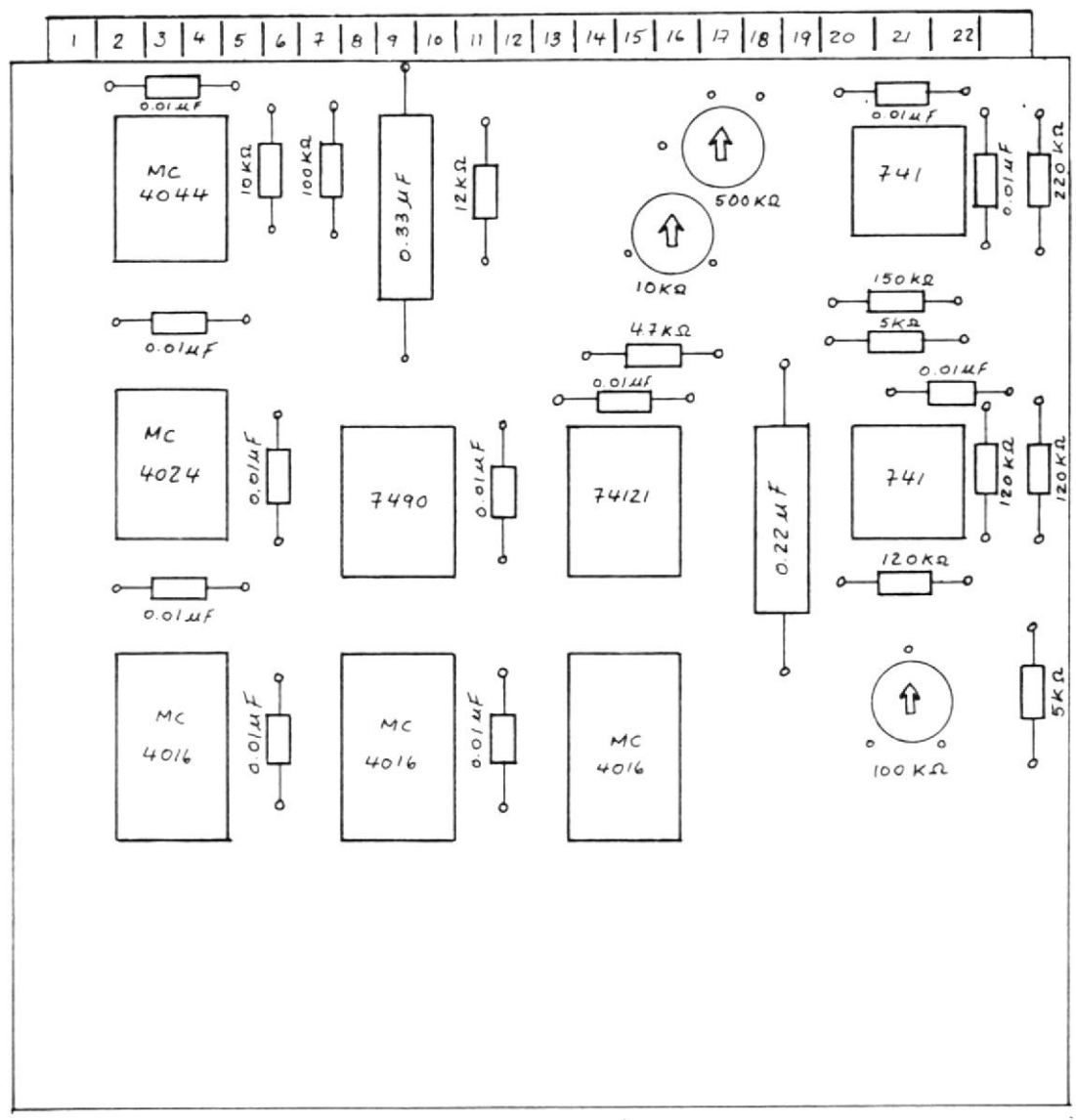
Fig. 3.1 FOTOGRAFIA DE LA ETAPA DE EXPERIMENTACION.

luego, con el objeto de permitir que este trabajo sea utilizado con fines didácticos, se hizo necesario construir cada uno de los bloques componentes del sistema.

El circuito de control fue construido en 5 tarjetas cuyas dimensiones son:

4 x $4\frac{1}{2}$ pulgadas, con 44 terminales de salida cada una.

El alambrado de las tarjetas es del tipo entorchado, que es muy utilizado para trabajos experimentales. La conexión entre tarjetas es hecha utilizando conectores especialmente diseñados para estas tarjetas. Las figuras 3.2 a 3.16 muestran tanto, la disposición de los elementos, el circuito respectivo, como también una fotografía de cada una de las tarjetas del circuito de control. La Fig. 3.17 muestra una fotografía del equipo.

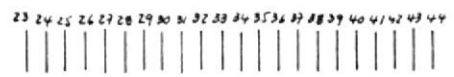


VISTA SUPERIOR



TERMINALES
VISTA SUPERIOR

- 1.- REFERENCIA DE 60 HZ (ENTRADA)
- 3.- ONDA TRIANGULAR DE 480 HZ (SALIDA)
- 5.- ONDA DE ARRIBA DEL CONTADOR DE DIBUJO 120 HZ (SALIDA)
- 7.- SEÑAL DE RELOJ DE 90720 HZ (SALIDA)
- 9.- +6 VOLT.
- 11.- TIERRA (0 VOLT.)
- 22.- -5 VOLT.



TERMINALES
VISTA INFERIOR

Fig. 3.2 DISPOSICION DE LOS ELEMENTOS DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA Y EL GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR.

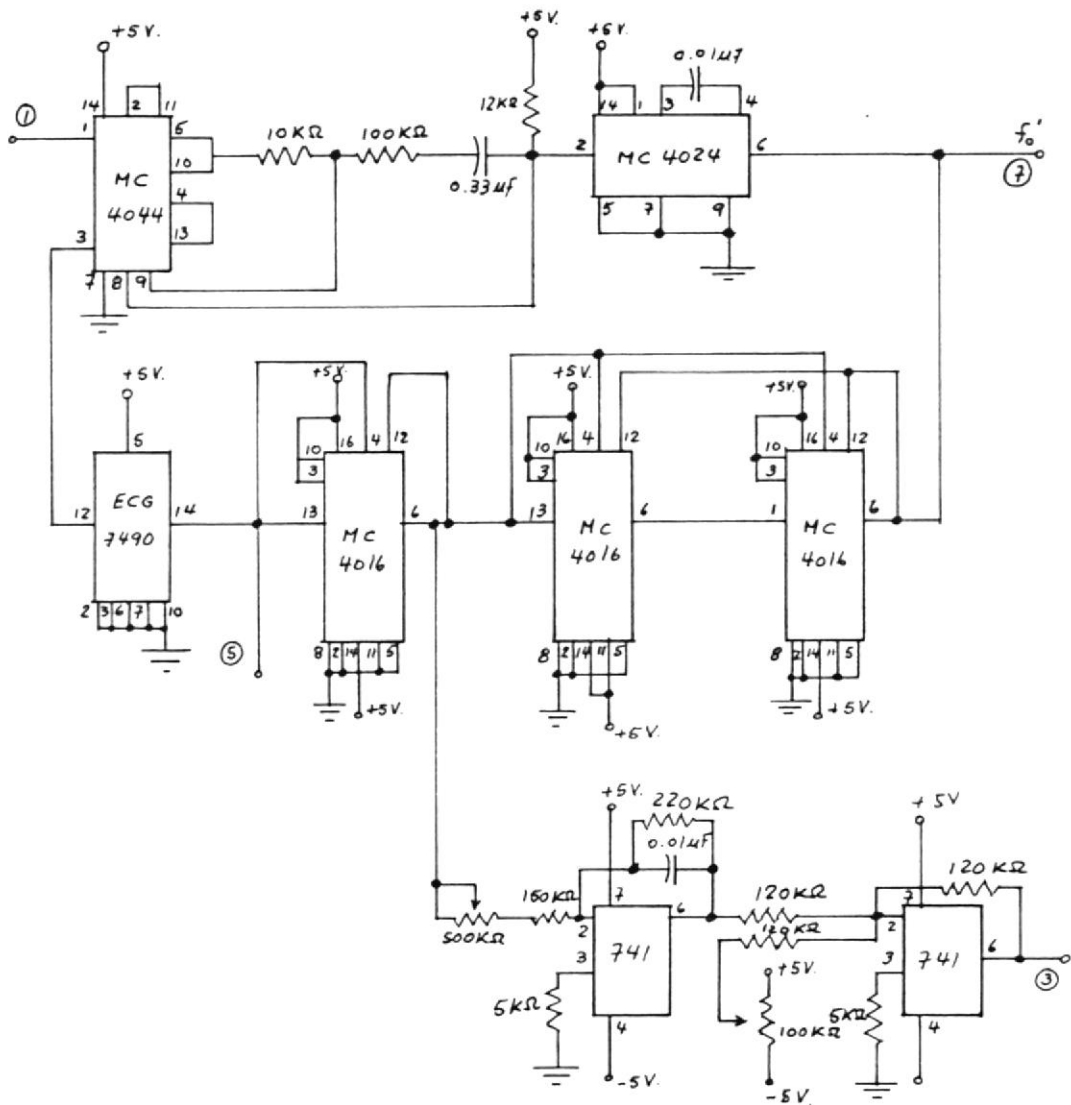


Fig 3.3 CIRCUITO DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA Y GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR.

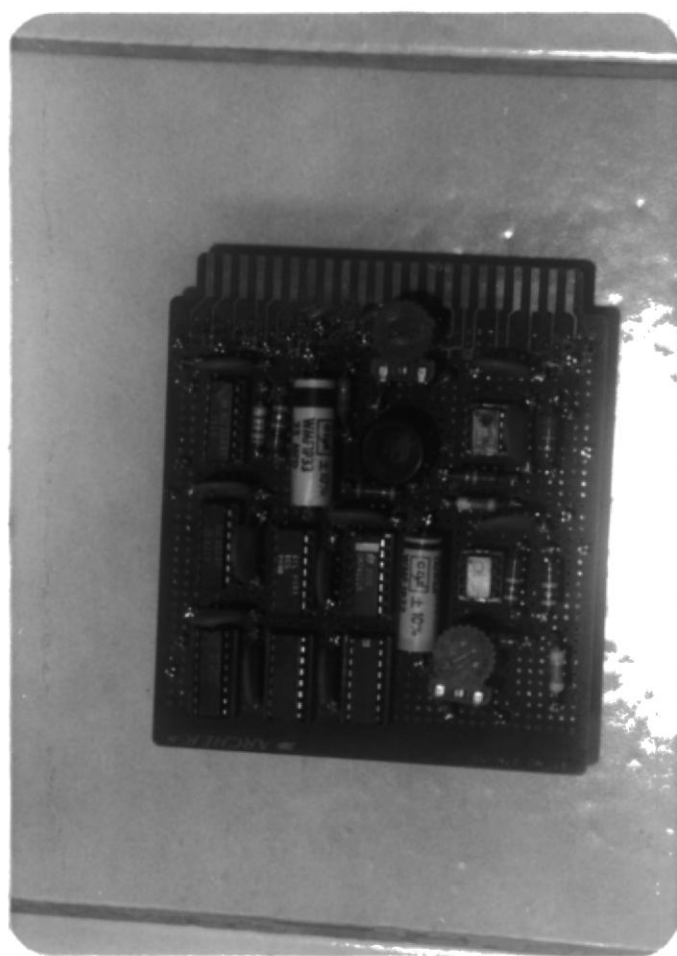
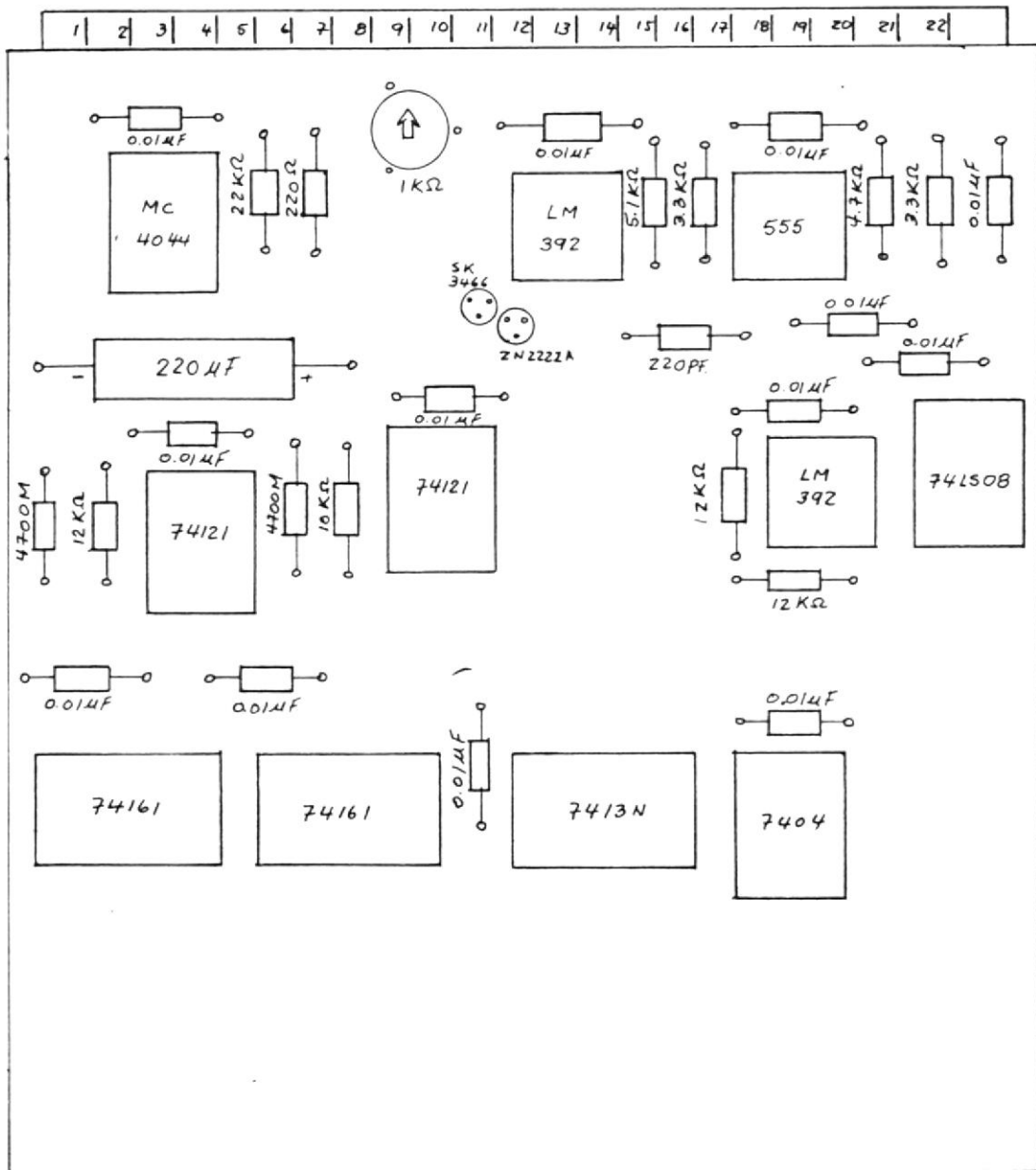


Fig. 3.4 FOTOGRAFIA DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA Y EL GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR.



VISTA SUPERIOR

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22

TERMINALES
VISTA SUPERIOR

23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44

TERMINALES
VISTA INFERIOR

- 1.- REFERENCIA DE VELOCIDAD (ENTRADA)
- 3.- PULSOS PARA CARGAR EL RETENEDOR (SALIDA)
- 5.- SEÑAL DEL TACOMETRO DIGITAL (ENTRADA)
- 7.- SEÑAL DE REALIMENTACION (SALIDA)
- 9.- ENT. CONEXION DE ENTRADA DEL FILTRO PASA-BAJOS
- 11.- SAL. CONEXION DE SALIDA DEL FILTRO PASA-BAJOS
- 17.- +5 VOLT.
- 19.- TIERRA (0 VOLT.)
- 23 } MSD.
- 25 } SEÑAL DE ERROR
- 27 } (SALIDA)
- 29 } DIGITALIDAD
- 31 } (SALIDA)
- 33 } (SALIDA)
- 35 } (SALIDA)
- 37 } LSD

Fig. 3.5 DISPOSICION DE LOS ELEMENTOS DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO.

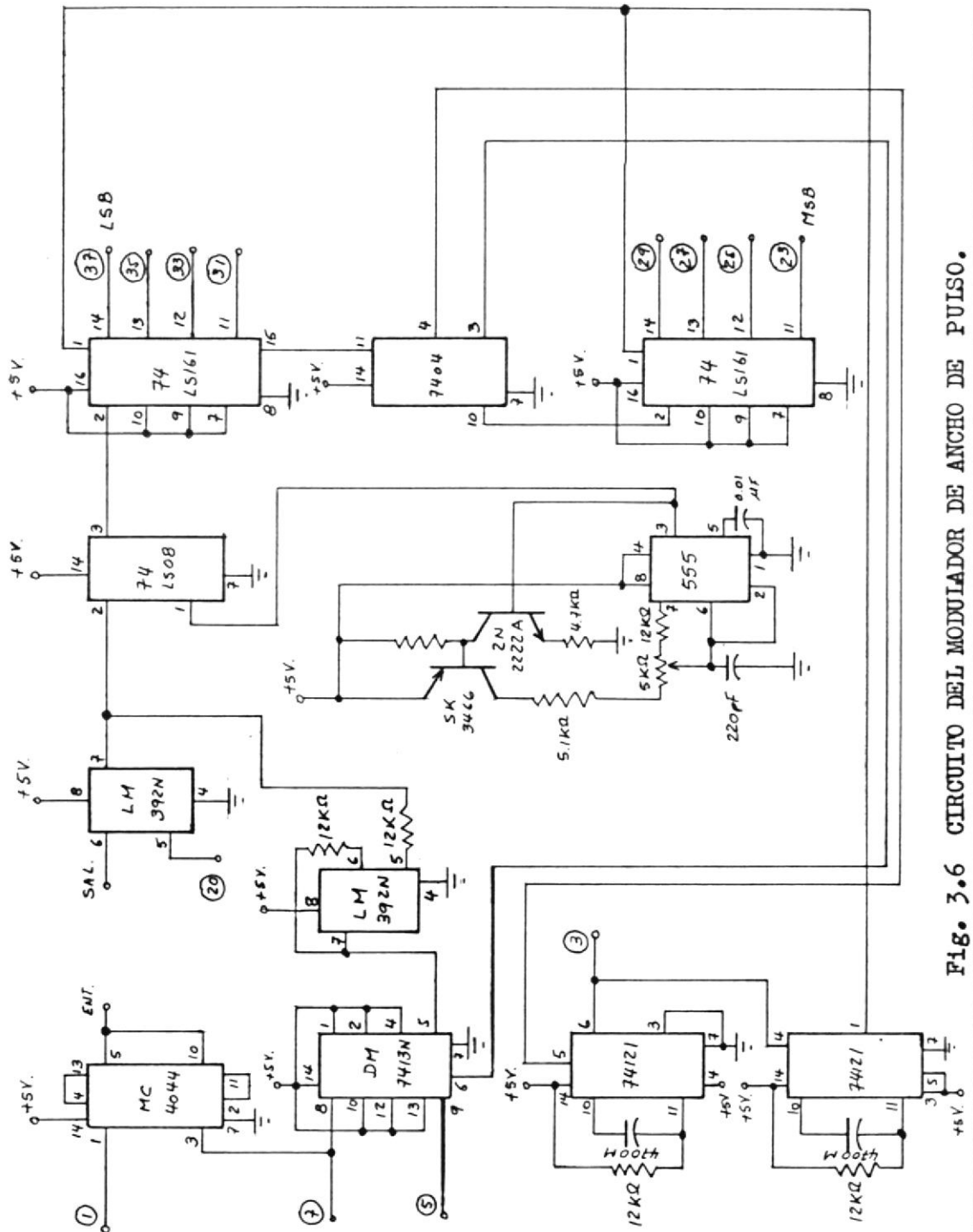


Fig. 3.6 CIRCUITO DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO.

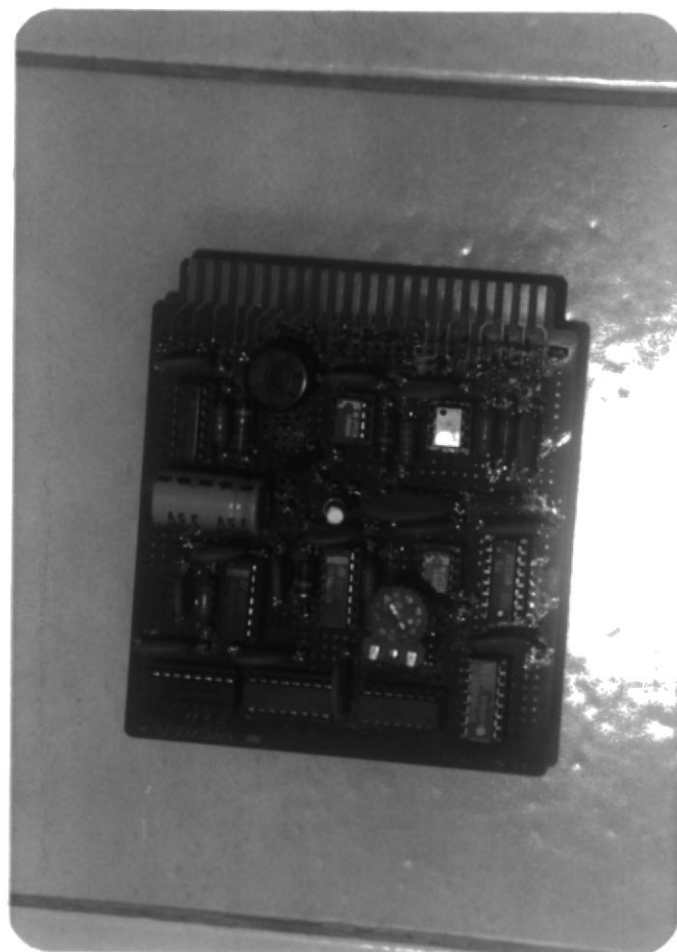
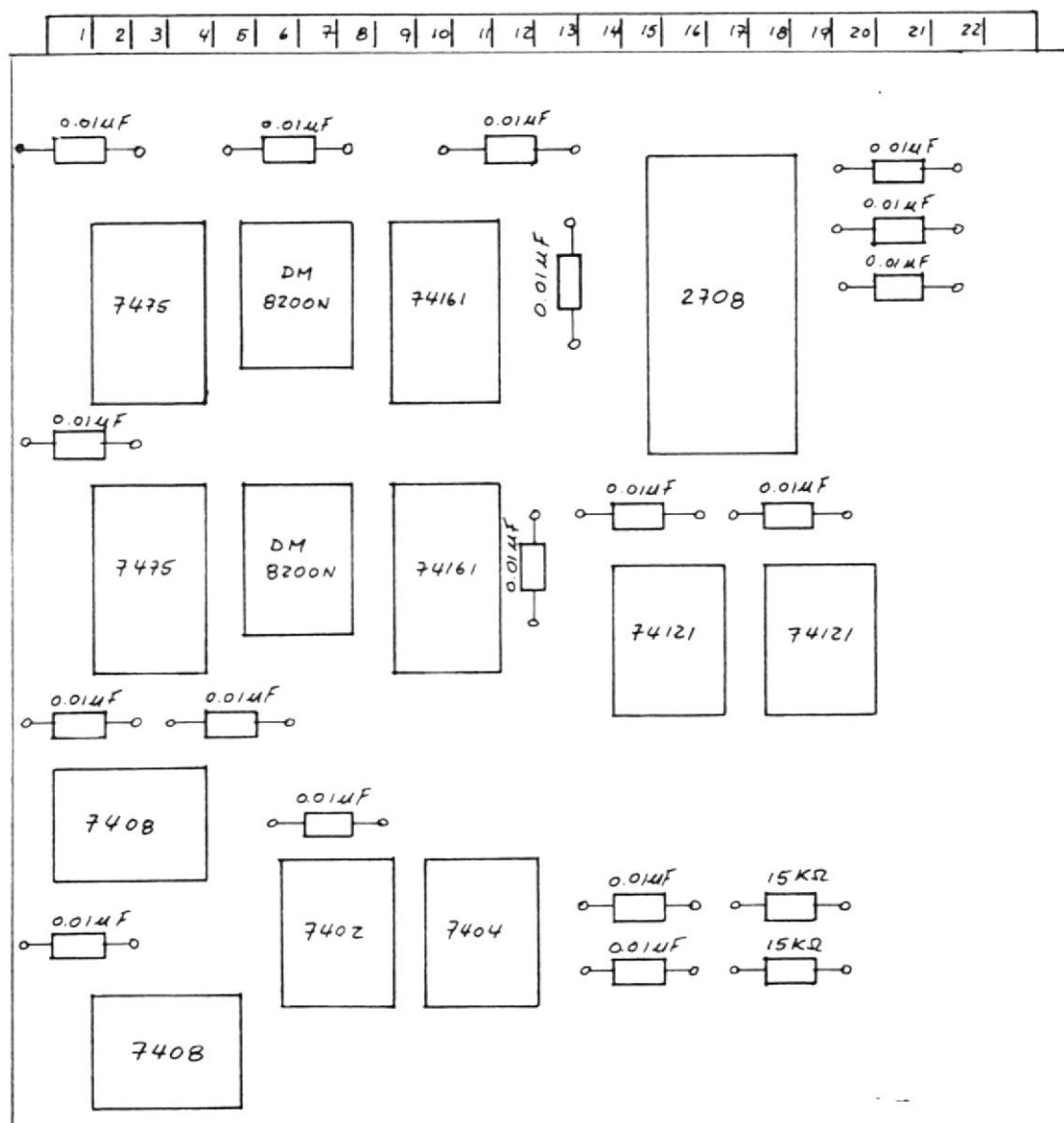


Fig. 3.7 FOTOGRAFIA DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO.



VISTA SUPERIOR

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22

TERMINALES
VISTA SUPERIOR

22 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44

TERMINALES
VISTA INFERIOR

- 1.- -5 VOLT.
- 3.- PULSOS DE DISPARO CICLO NEGATIVO (SALIDA)
- 5.- PULSOS DE DISPARO CICLO POSITIVO (SALIDA)
- 7.- +12 VOLT.
- 9.- +5 VOLT.
- 11.- TIERRA (0 VOLT.)
- 16.- SEÑAL DE RELOJ DE 30720 HZ. (ENTRADA)
- 18.- ONDA DE DESPASTE DEL CONTADOR DE DIRECC. (ENTRADA)
- 20.- PULSOS PARA CARGAR EL RETENEDOR (ENTRADA)
- 22.- REFERENCIA DE 60 HZ. (ENTRADA)
- 30 } LSB
- 32 } SERAL DE
- 34 } ERROR
- 36 } DIGITALIZADA
- 38 } (ENTRADA)
- 40 } MSD
- 42 }
- 44 }

Fig. 3.8 DISPOSICION DE LOS ELEMENTOS DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL GENERADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO.

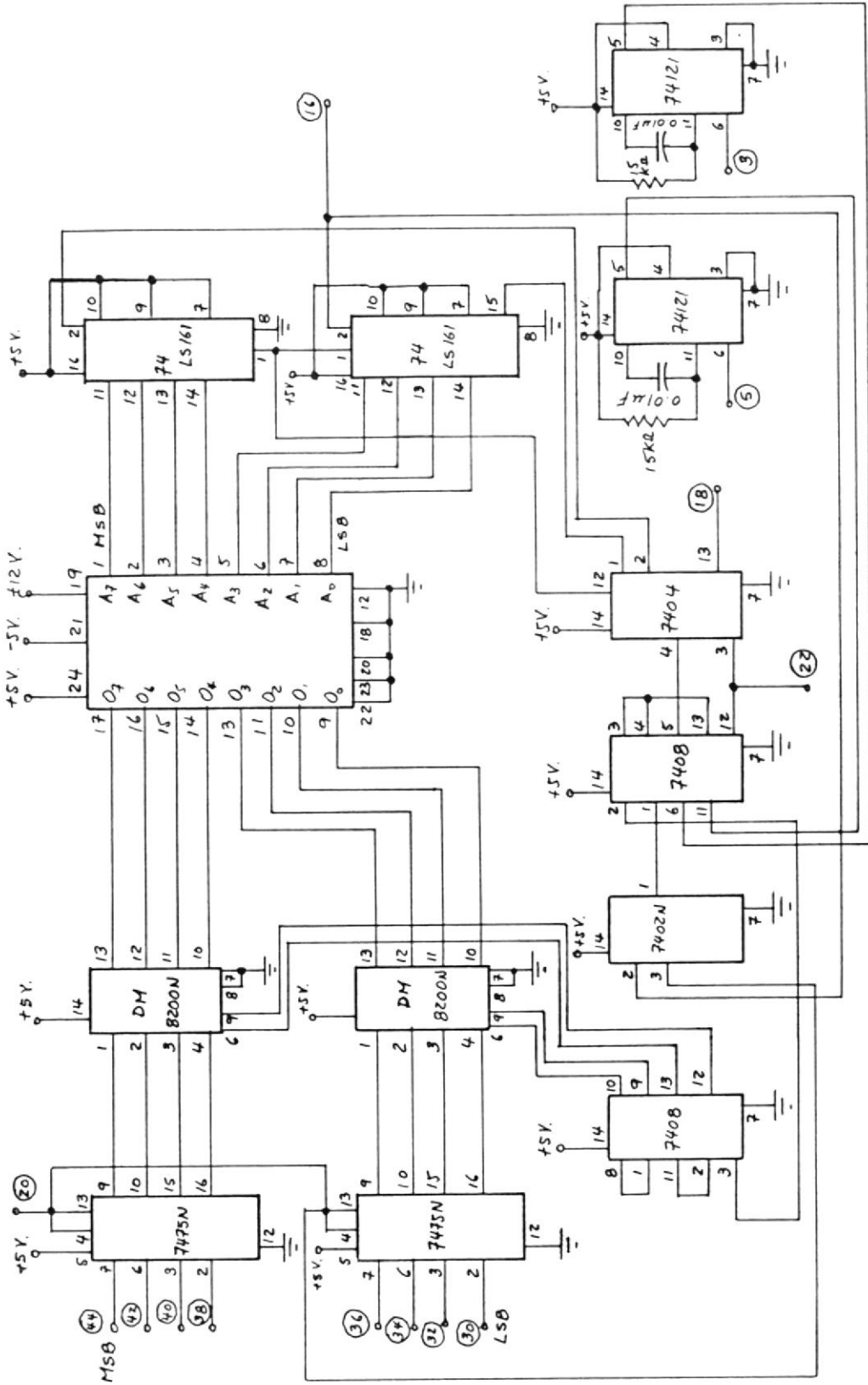


Fig. 3.9 CIRCUITO DEL GENERADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO.

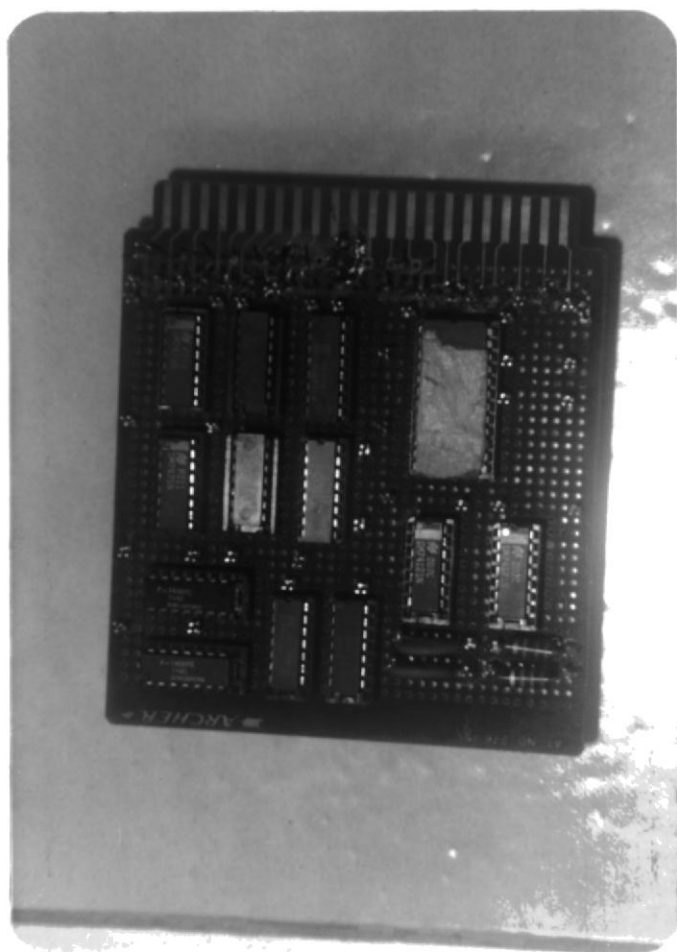
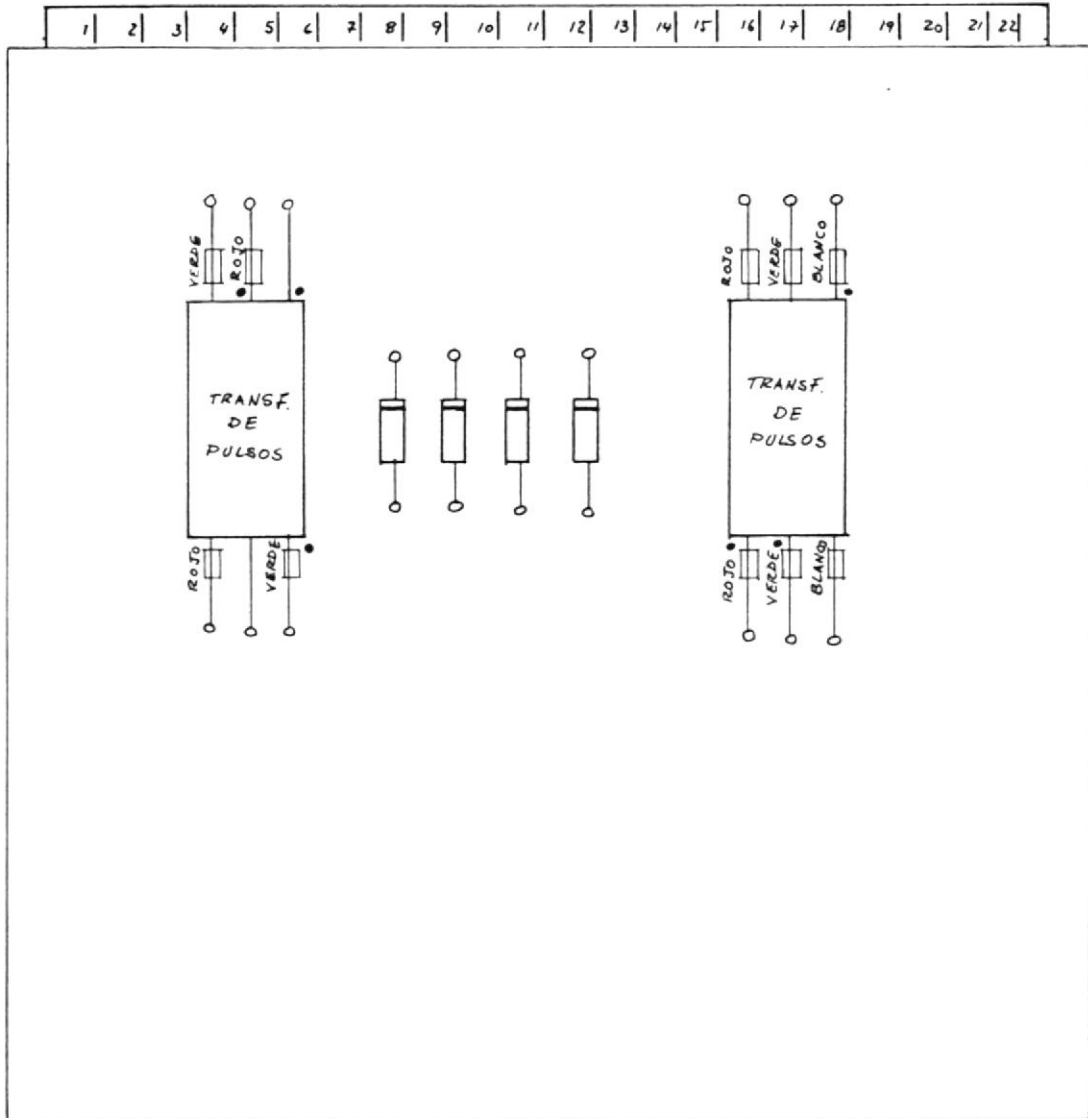


Fig. 3.10 FOTOGRAFIA DE LA TARJETA DE LOS PULSOS QUE CONTIENE EL
GENERADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO.



VISTA SUPERIOR



TERMINALES VISTA SUPERIOR



TERMINALES VISTA INFERIOR

- 8... } SALIDAS DEL DEVANADO PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR #1. (8 TERMINAL POSITIVO).
- 10... }
- 12 } SALIDAS DEL DEVANADO PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR #2 (12 TERMINAL POSITIVO).
- 14 }
- 23 } SALIDAS DEL DEVANADO SECUNDARIO DEL TRANSFORMADOR #1 (23 TERMINAL POSITIVO).
- 25 }
- 27 } SALIDAS DEL DEVANADO SECUNDARIO DEL TRANSFORMADOR #1 (27 TERMINAL POSITIVO).
- 29 }
- 31 } SALIDAS DEL DEVANADO SECUNDARIO DEL TRANSFORMADOR #2 (31 TERMINAL POSITIVO).
- 33 }
- 35 } SALIDAS DEL DEVANADO SECUNDARIO DEL TRANSFORMADOR #2 (35 TERMINAL POSITIVO).
- 37 }

Fig. 3.11 DISPOSICION DE LOS ELEMENTOS DE LA TARJETA QUE CONTIENE LOS TRANSFORMADORES DE PULSO.

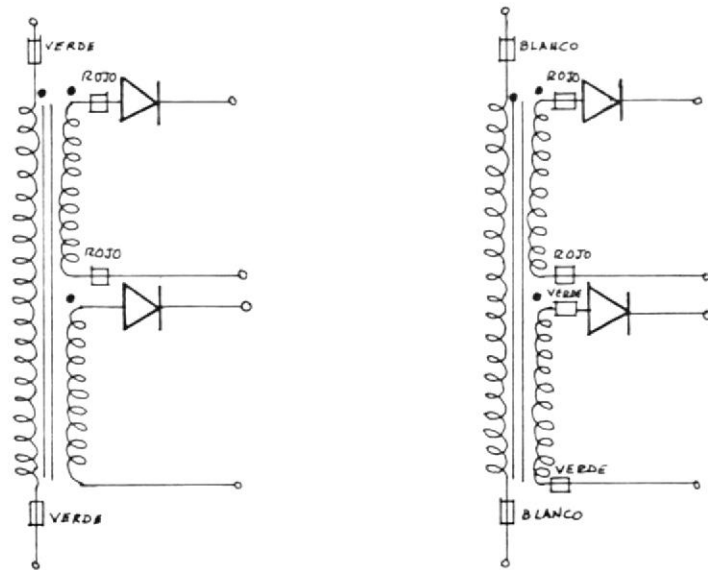


Fig. 3.12 CIRCUITO DE LOS TRANSFORMADORES DE PULSO.

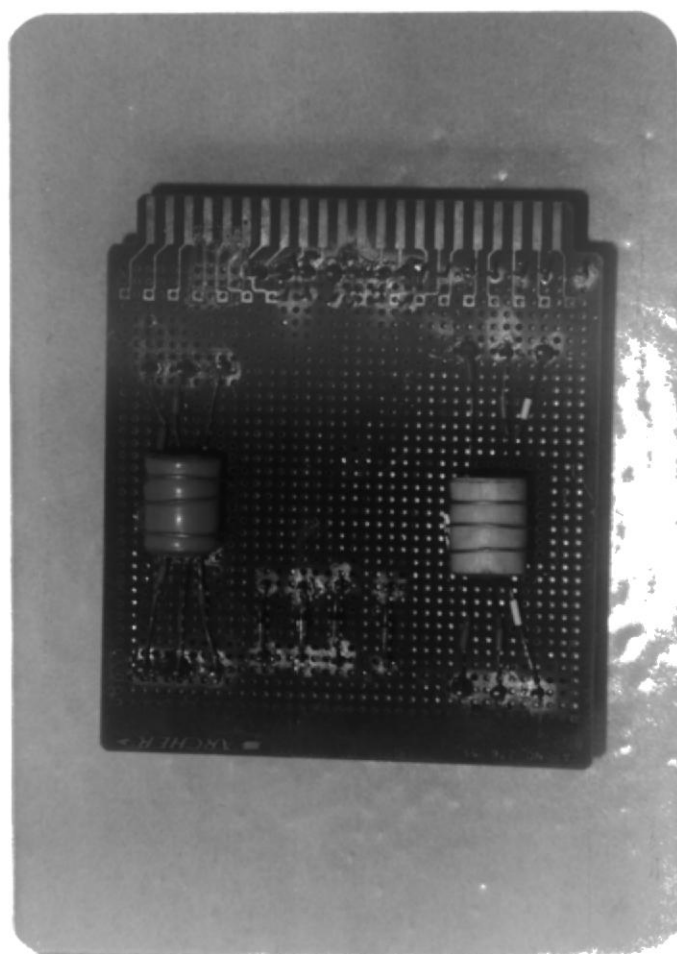
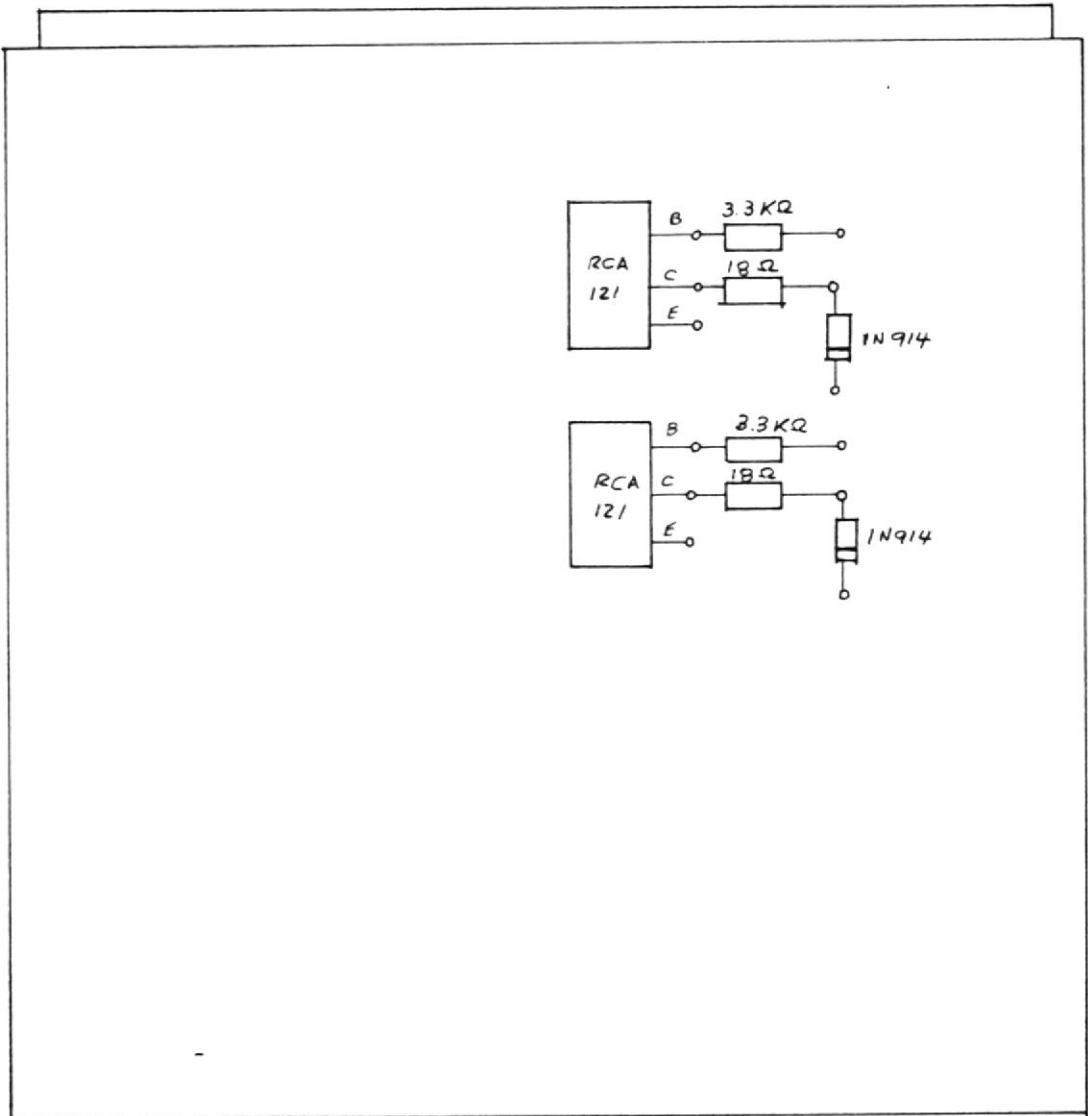


Fig. 3.13 FOTOGRAFIA DE LA TARJETA QUE CONTIENE LOS TRANSFORMADORES DE PULSO.



VISTA SUPERIOR

23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44

TERMINALES
VISTA INFERIOR

- 25 - PULSOS DE DISPARO CICLO NEGATIVO (ENTRADA).
- 27 - PULSOS DE DISPARO CICLO POSITIVO (ENTRADA).
- 29 - +12 VOLT.
- 31 } TERMINALES DEL DEVANADO PRIMARIO DEL
- 33 } TRANSFORMADOR #1 (ENTRADAS).
- 35 } TERMINALES DEL DEVANADO PRIMARIO DEL
- 37 } TRANSFORMADOR #2 (ENTRADAS).
- 23 - TIERRA (0 VOLT.).

Fig. 3.14 DISPOSICION DE LOS ELEMENTOS DE LA TARJETA QUE CONTIENE
EL CIRCUITO AMPLIFICADOR DE PULSOS.

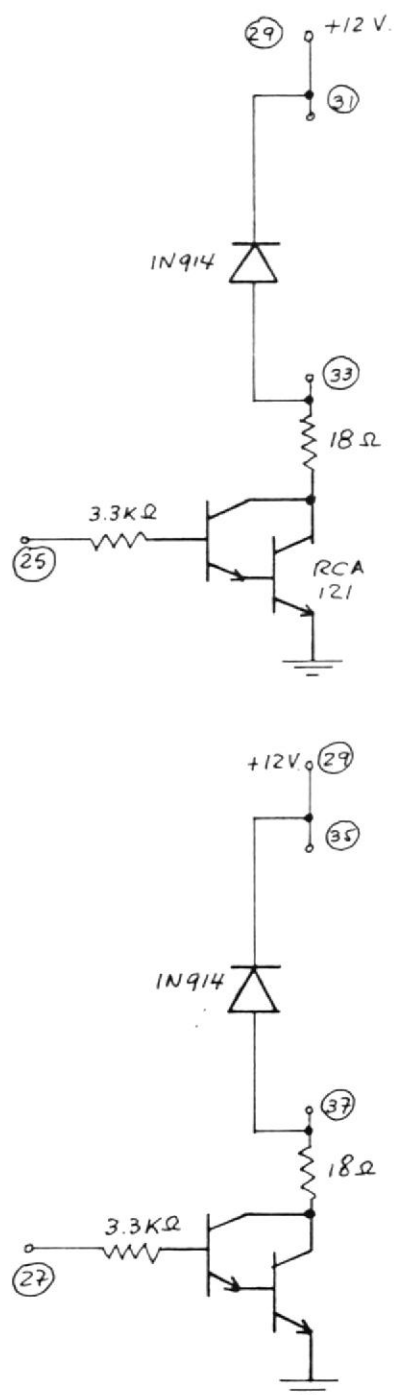


Fig. 3.15 CIRCUITO AMPLIFICADOR DE PULSOS.

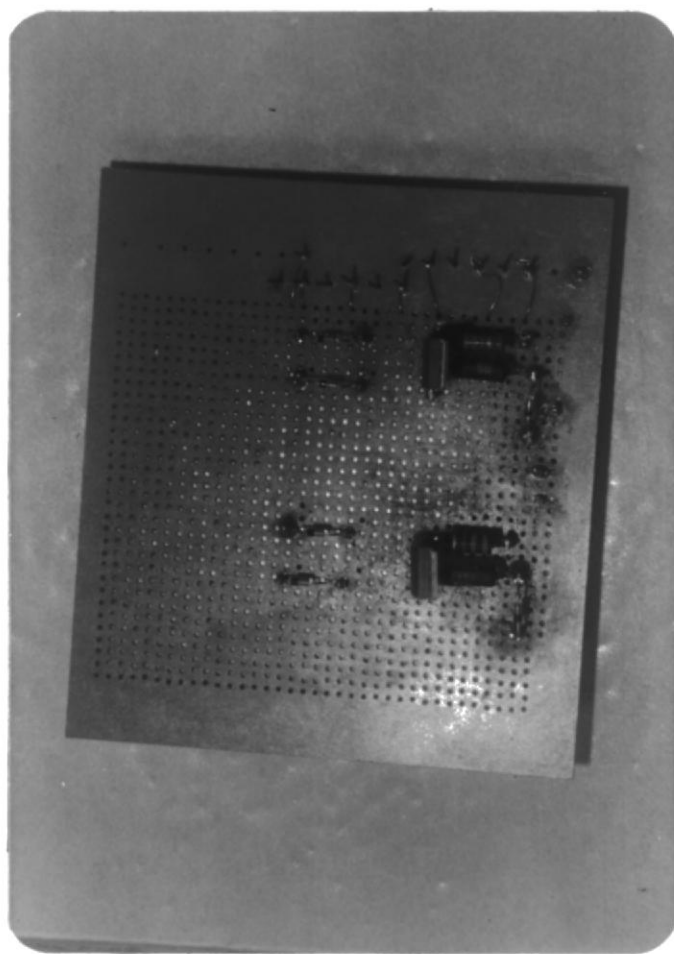


Fig. 3.16 FOTOGRAFIA DE LA TARJETA QUE CONTIENE EL AMPLIFICADOR
DE PULSOS.

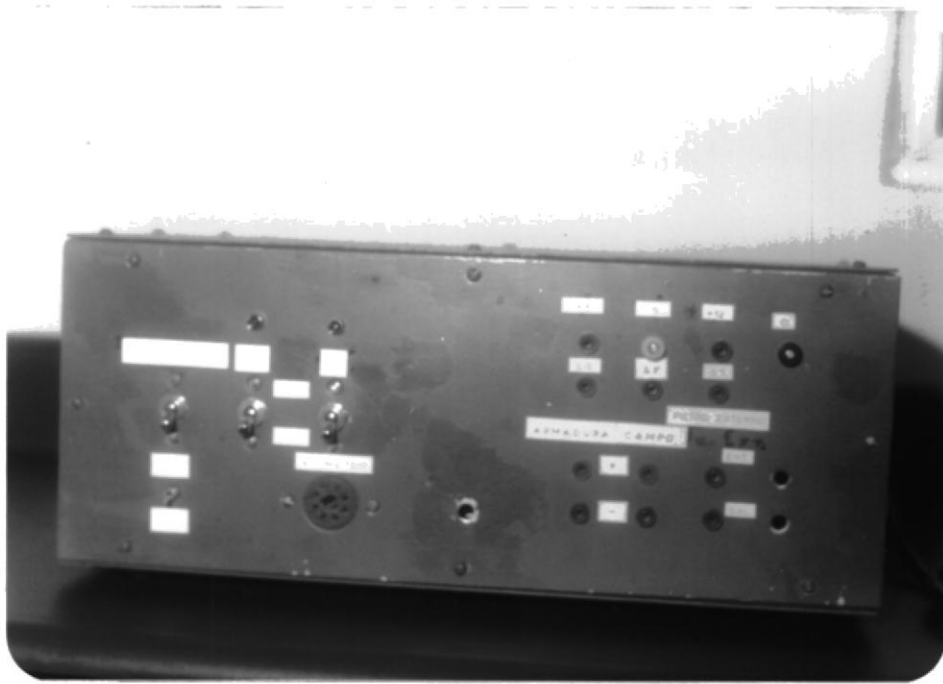


Fig. 3.17 FOTOGRAFIA DEL EQUIPO.

C A P I T U L O IV

PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1 CURVA CARACTERISTICA DEL MC 4044

Con el propósito de obtener la ganancia de conversión del detector de fase y frecuencia se implementó el circuito que se muestra en la figura 4.1

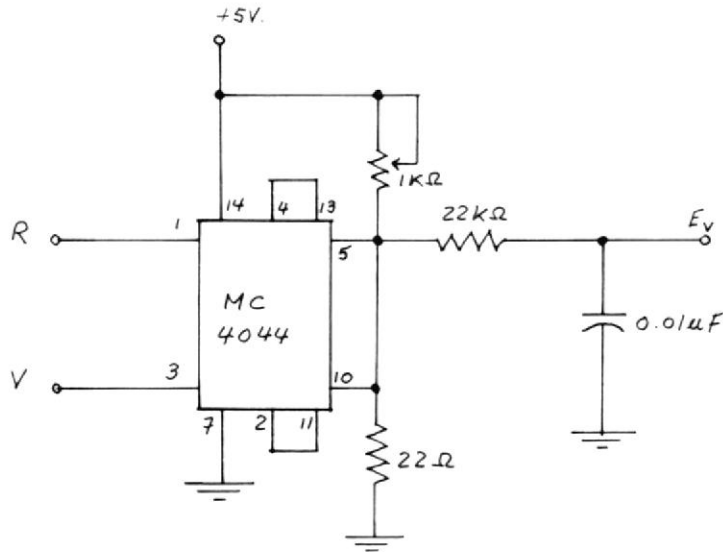


Fig. 4.1 CIRCUITO DE PRUEBA DEL MC 4044.

Se conecta a la entrada R un generador de onda cuadrada y otro en la entrada V, pero éste último de fase variable, ambos a la misma frecuencia.

Por cada valor de diferencia de fase entre R y V se obtuvo un valor de E_v . Los datos están tabulados en la tabla 1.

T A B L A 1

DATOS DEL MC 4044 PARA EL TRAZADO DE SU CURVA CARACTERISTICA

$$f_r = f_v = 1000 \text{ Hz}$$

$\Delta \phi$ [GRADOS]	E_v [VOLTIOS]
-324	0.98
-288	1.04
-252	1.10
-216	1.15
-180	1.21
-144	1.27
-108	1.33
-72	1.39
-36	1.44
0	1.50
36	2.12
72	2.05
108	1.98
144	1.92
180	1.85
216	1.78
252	1.64
288	1.64
324	1.57

Con los datos de la tabla 1 se hizo el gráfico de voltaje de salida del PFD versus la diferencia de fase. Figura 4.2

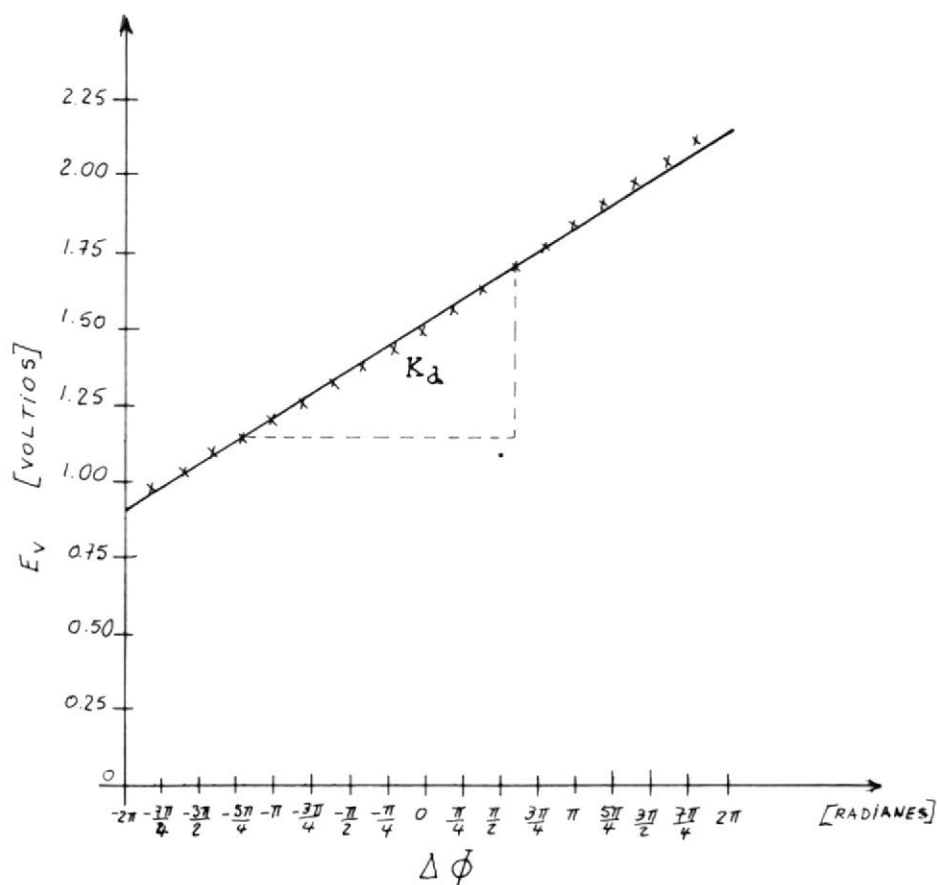


Fig. 4.2 GRAFICO DE VOLTAJE E_v VERSUS LA DIFERENCIA DE FASE $\Delta\phi$

Como se observa en el gráfico de la figura 4.2, la curva característica del PFD es una línea recta cuya pendiente representa la ganancia de conversión K_d en unidades de Volt/radianes.

$$K_d = \frac{0.49}{9/5\pi} = 0.086 \text{ volt/rad.}$$

4.2 FUNCIONAMIENTO DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA PLL

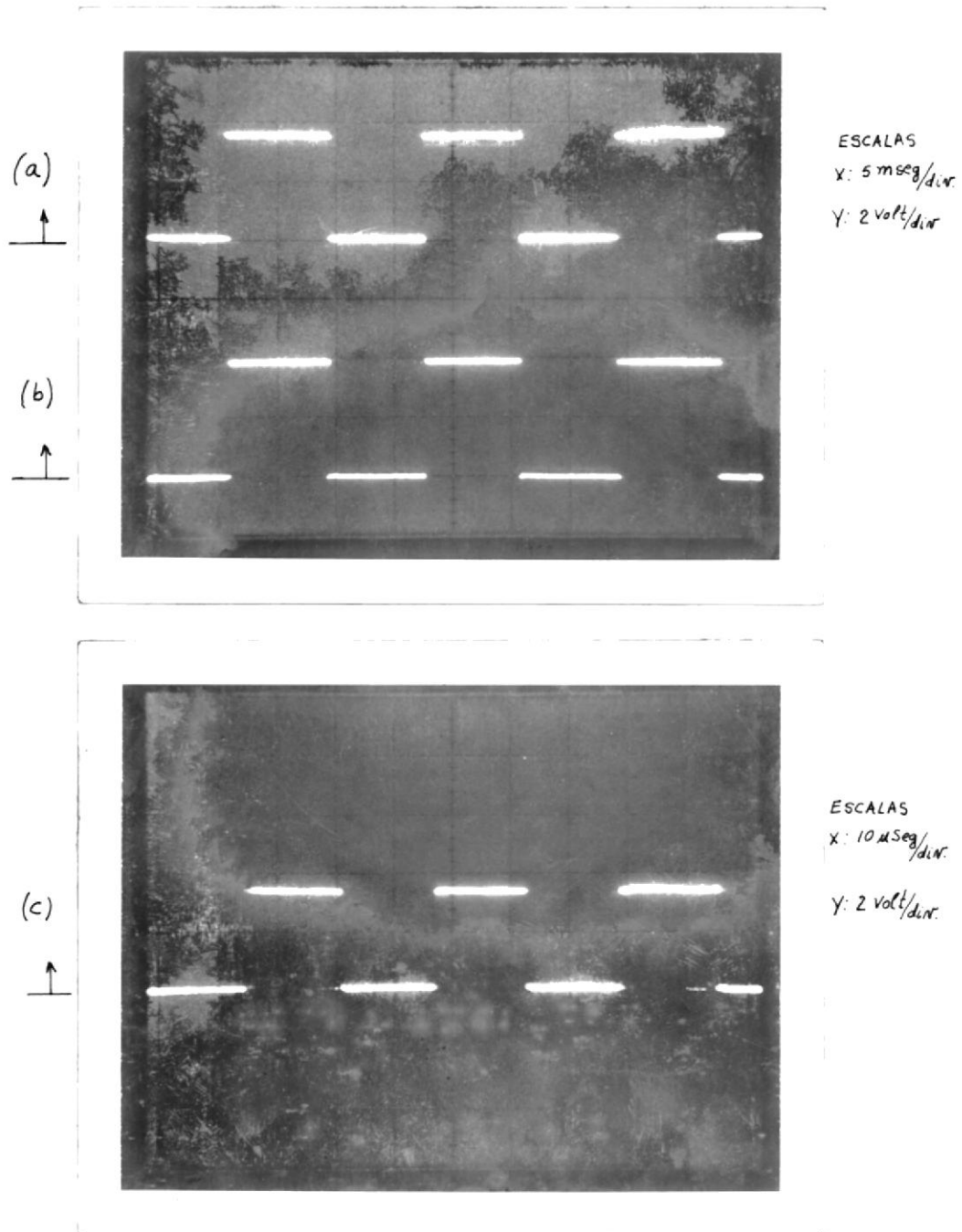


Fig. 4.3 RESPUESTA DEL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA. (a) SEÑAL DE REFERENCIA. (b) SEÑAL DE REALIMENTACION. (c) SEÑAL DE SALIDA DEL SINTETIZADOR.

Con la ayuda de un osciloscopio se logró grabar las señales representativas del funcionamiento del sintetizador de frecuencia. Las figuras 4.3 (a) y 4.3 (b) muestran las señales de referencia y de realimentación. Como era de esperarse ambas tienen igual frecuencia. La figura 4.3 (c) muestra la señal de salida del sintetizador. Esta señal está perfectamente sincronizada con la de referencia de 60 Hz.

Cabe anotar que la frecuencia de libre oscilación del VCO (oscilador controlado por voltaje) debe ser menor que la frecuencia de salida esperada del sintetizador, en caso contrario el sintetizador dará como resultado una frecuencia igual a la del VCO.

4.3 MODULADOR DE ANCHO DE PULSO

Como se dijo el modulador de ancho de pulso permite transformar la señal de error del sistema a una palabra digital de 8 bits. Las señales que ilustran cómo esta operación es llevada a cabo se muestran en las figuras 4.4 (a) y 4.4 (b).

La onda cuadrada de la figura 4.4 (a) representa la portadora de 480 Hz., que permite obtener la onda triangular abajo mostrada para la modulación de la señal de error E_c . En la misma figura se observa el voltaje de error, éste es un voltaje continuo que puede tener una amplitud mayor o menor dependiendo de la velocidad deseada.

Para un aumento de velocidad el voltaje de error disminuye, lo cual da como resultado un incremento del ancho de pulso.

La figura 4.5 ilustra como se produce la modulación de la señal de error E_c . El ancho de pulso de la onda cuadrada de la misma figura, da una medida de velocidad del motor.

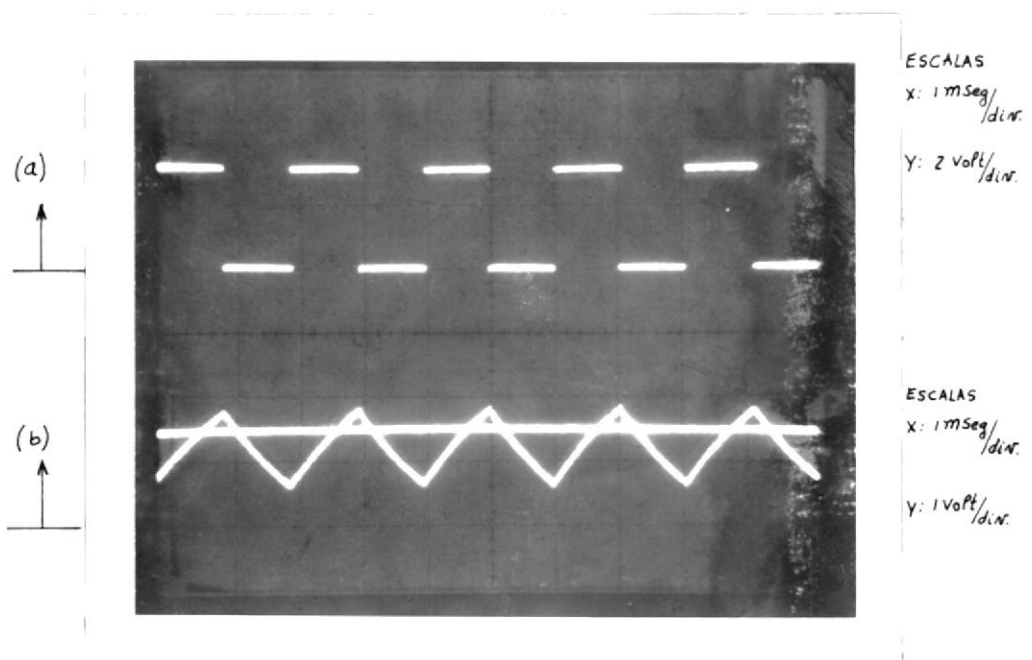


Fig. 4.4 FORMAS DE ONDA DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO (a) SEÑAL DE ENTRADA AL INTEGRADOR. (b) SEÑALES DE ENTRADA AL COMPARADOR ANALOGICO.

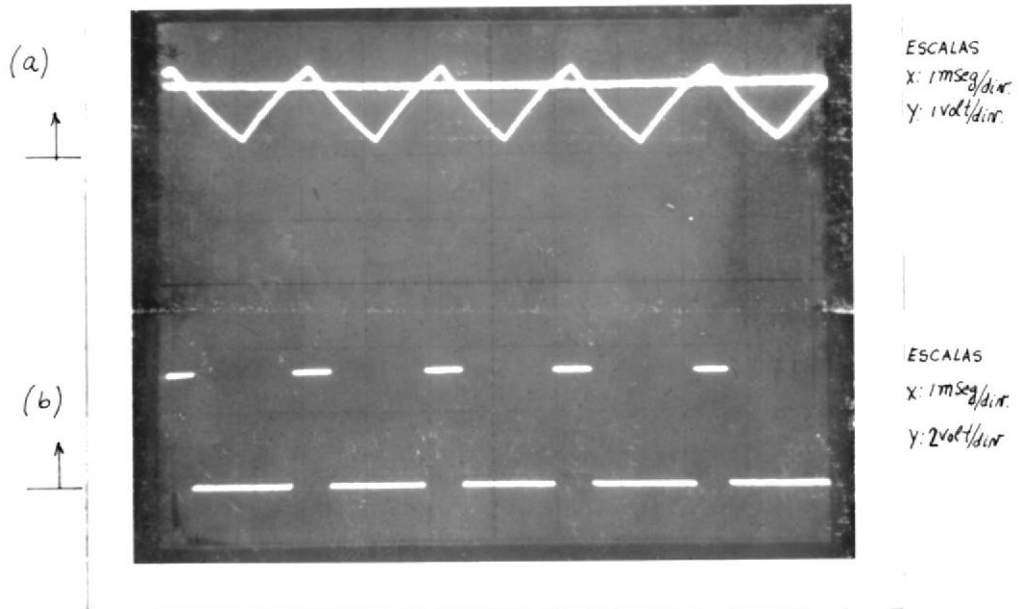


Fig. 4.5 RESPUESTA DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO. (a) SEÑALES DE ENTRADA AL COMPARADOR ANALOGICO. (b) SEÑAL DE SALIDA DEL MODULADOR.

4.4 PULSOS QUE CARGAN EL RETENEDOR Y DESPEJAN EL CONTADOR DE 8 BITS

La figura 4.6 muestra dos pulsos, el uno que permite cargar el contenido del contador de 8 bits dentro del retenedor y el otro despeja el contador en secuencia.

Los pulsos de la figura 4.6 (a) sirven para cargar el retenedor y los de la figura 4.6 (b) son los que despejan el contador de 8 bits.

Como se observa en dicha figura el pulso de despeje del contador aparece inmediatamente después de que el pulso que carga el retenedor desaparece. La frecuencia de estos pulsos es de 480 Hz. lo que permite que el retenedor sea refrescado cuatro veces cada medio ciclo de la línea de 60 Hz.

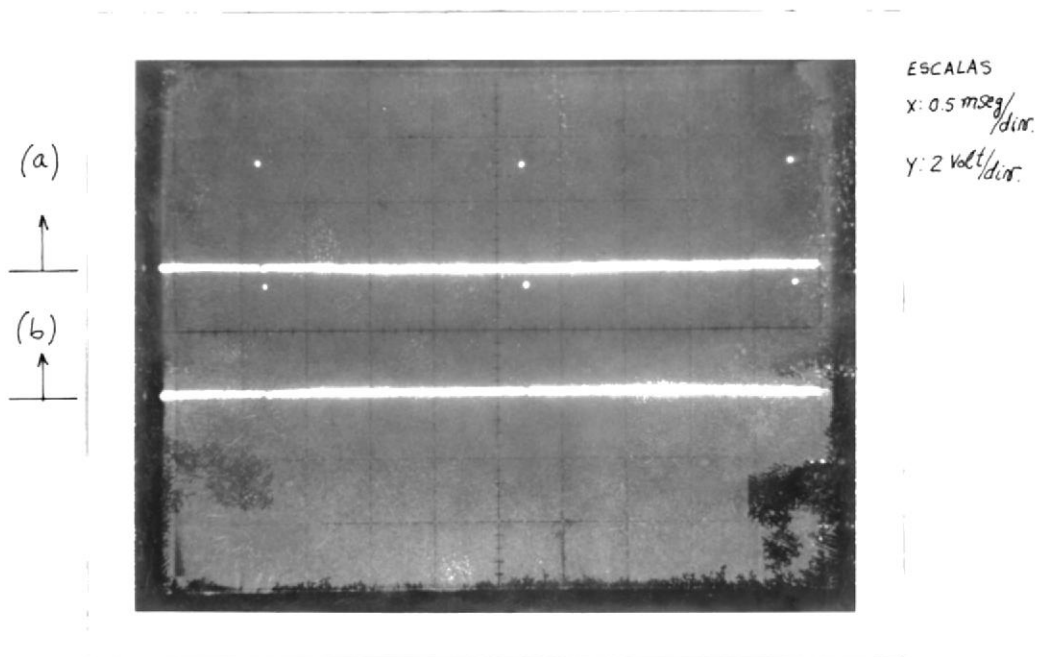


Fig. 4.6 PULSOS DE COMANDO. (a) PULSOS QUE CARGAN EL RETENEDOR.

(b) PULSOS QUE DESPEJAN EL CONTADOR.

4.5 CONVERTIDOR A TIRISTORES Y PULSOS DE DISPARO.

La figura 4.7 muestra las formas de onda que ilustran el funcionamiento del convertidor CA-CC a tiristores.

Un solo pulso de disparo es generado en cada medio ciclo de la línea de 60 Hz., el cual permite que un par de tiristores conduzcan a la vez. Tanto para el ciclo positivo como para el negativo los pulsos de disparo son simétricos.

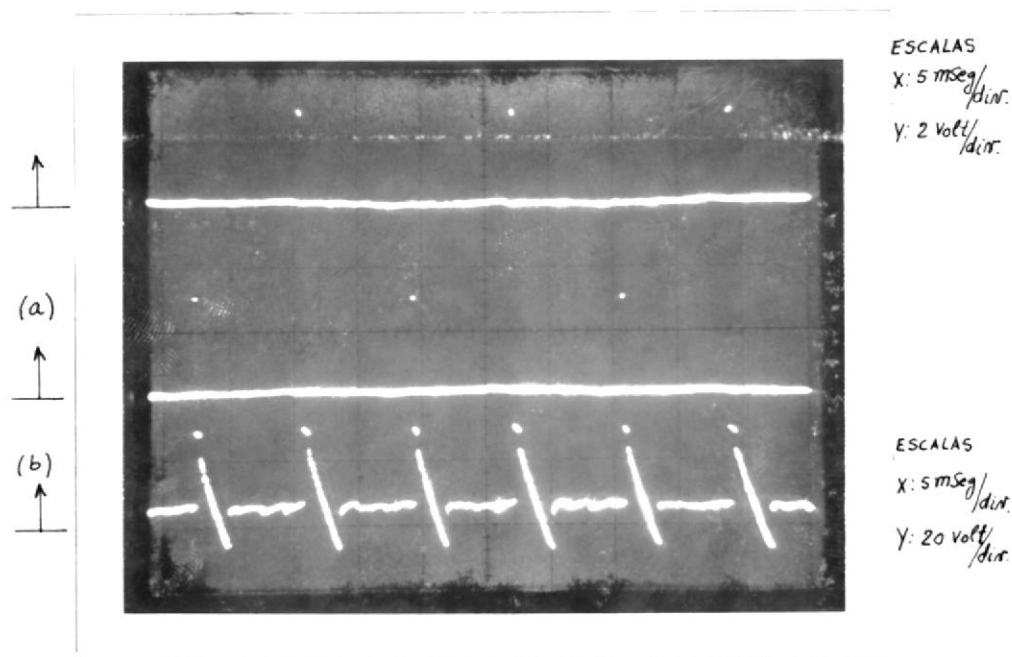


Fig. 4.7 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR CA-CC (a) PULSOS DE DISPARO. (b) VOLTAJE DE SALIDA DEL CONVERTIDOR.

Se observa en la figura 4.7 que el ángulo de disparo es de aproximadamente 120 grados. Debido a la inductancia del circuito de armadura, el voltaje de salida del convertidor llega a ser negativo como resultado de la oposición al cambio de corriente que impone la inductancia de armadura. Se observa también el voltaje de la fuerza contraelectromotriz que alcanza un valor de 6 voltios.

4.6 RESPUESTA DEL SISTEMA

Utilizando un generador de onda cuadrada de frecuencia variable se probó el sistema. Una vez que se fija una frecuencia de referencia (velocidad deseada) el motor empieza a girar con una velocidad cada vez mayor hasta que la frecuencia de salida del tacómetro digital (velocidad real) sea igual a la de referencia. En éste instante el sistema se encuentra asegurado en fase.

La figura 4.8 muestra las señales de referencia y de realimentación. Como puede observarse en ésta figura la señal de realimentación tiene una relación de tiempo a período menor que el 50%, mientras que la de referencia es mayor que el 50%. Esta situación no afecta el funcionamiento del detector de fase y frecuencia. Es importante notar que las dos señales tienen igual frecuencia desfasadas un cierto ángulo entre sí que es justamente la condición que mantiene el sistema con enganche de fase.

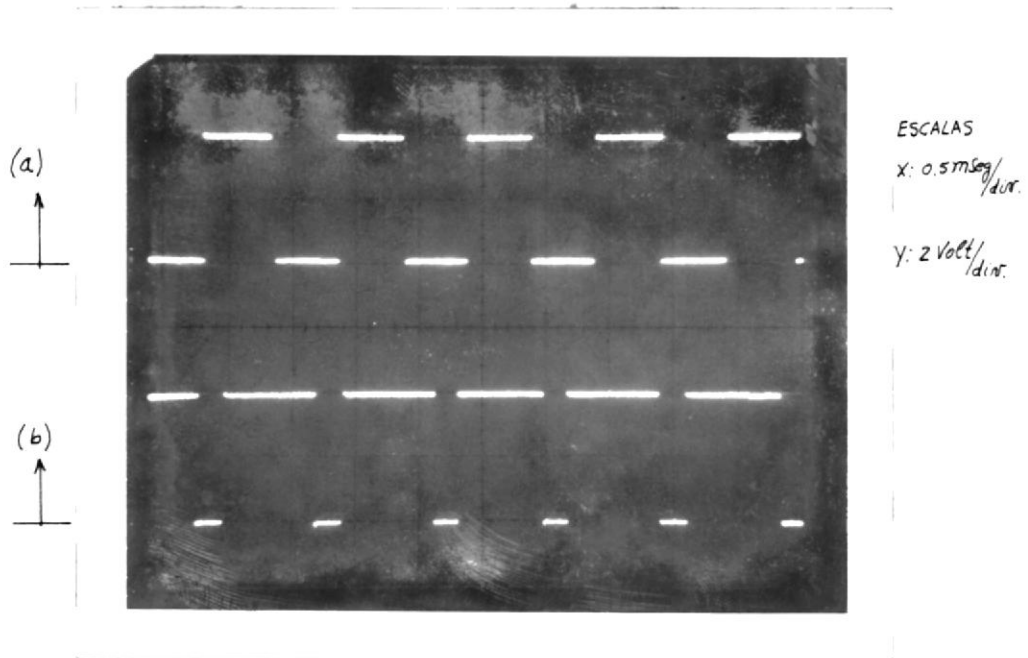


Fig. 4.8 SEÑALES DE ENTRADA AL PFD. (a) SEÑAL DE REFERENCIA.

(b) SEÑAL DE REALIMENTACION.

Con el fin de obtener la curva característica representativa del funcionamiento del sistema se tomaron datos de frecuencia de salida y de velocidad para diferentes valores de frecuencia de referencia. La velocidad del motor se la midió con la ayuda de un estroboscopio digital y las frecuencias de entrada y salida con un frecuencímetro. Estos datos están tabulados en la tabla 2.

La figura 4.9 muestra el gráfico de frecuencia de salida versus frecuencia de referencia y la figura 4.10 el gráfico de veloci--

dad del motor versus frecuencia de referencia.

T A B L A 2

RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

FRECUENCIA DE REFERENCIA f_i [Hz]	FRECUENCIA DE SALIDA f_o [Hz]	VELOCIDAD DEL MOTOR W [R.P.M.]
800	833.3	851
909	952.4	984
1000	1052.6	1033
1176	1250.0	1229
1470	1515.1	1530
1724	1785.7	1754
2000	2083.3	2066
2381	2500.0	2300
2631	2777.8	2755
2941	3125.0	3004

Como se observa en éstos gráficos, el sistema responde con una característica de transferencia lineal en el rango de 800 Hz. a 3000 Hz. aproximadamente, lo cual es una respuesta satisfactoria

La pendiente de cada uno de los gráficos de las figuras 4.9 y 4.10 debería ser exactamente igual a 1, pero considerando los errores cometidos tanto en la medición como en el cálculo de la misma, los valores obtenidos resultan aceptables siendo éstos:

$$K_w = \frac{W}{f_i} = \frac{1040}{1020} = 1.02 \text{ (RPM/Hz.)}$$

$$K_o = \frac{f_o}{f_i} = \frac{1120}{1060} = 1.06 \text{ (Hz/Hz.)}$$

donde K_w y K_o son constantes de proporcionalidad que relacionan la velocidad real del motor con la frecuencia de referencia y la frecuencia de salida con la frecuencia de referencia respectivamente.

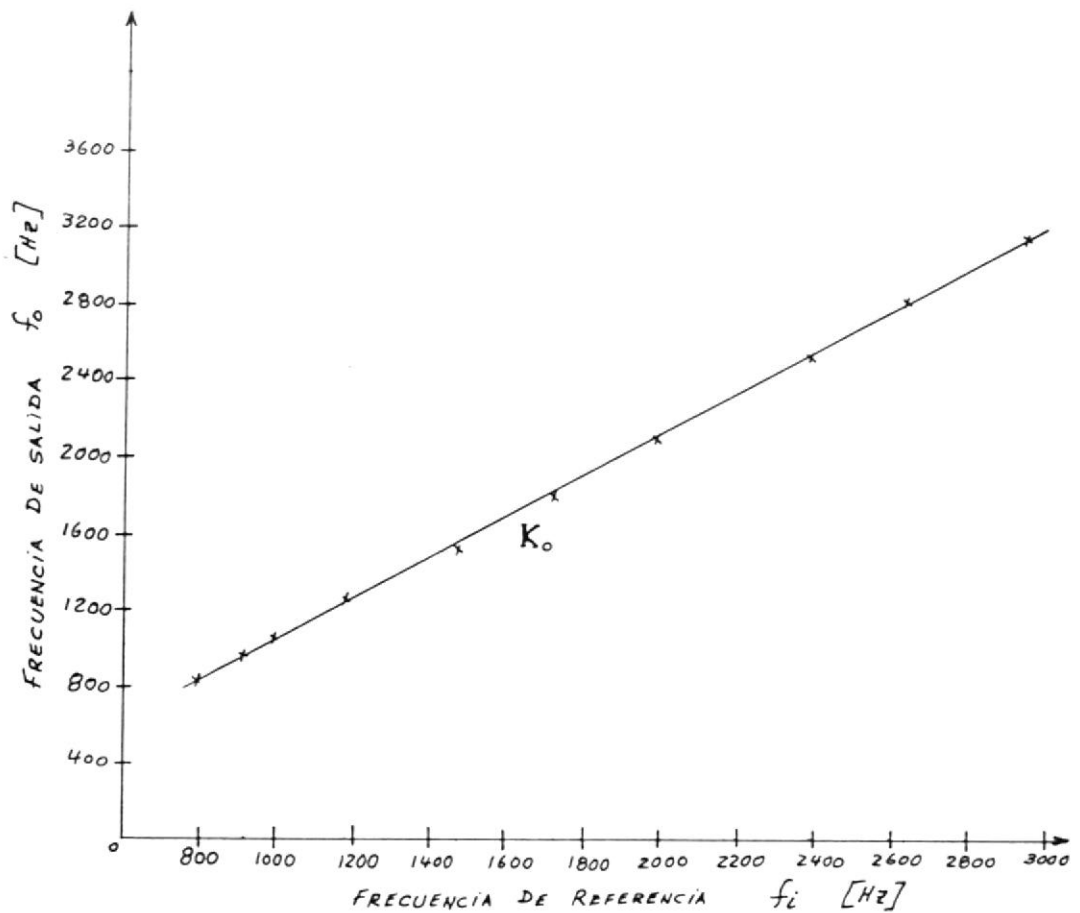


Fig. 4.9 GRAFICO DE FRECUENCIA DE SALIDA VERSUS FRECUENCIA DE REFERENCIA.

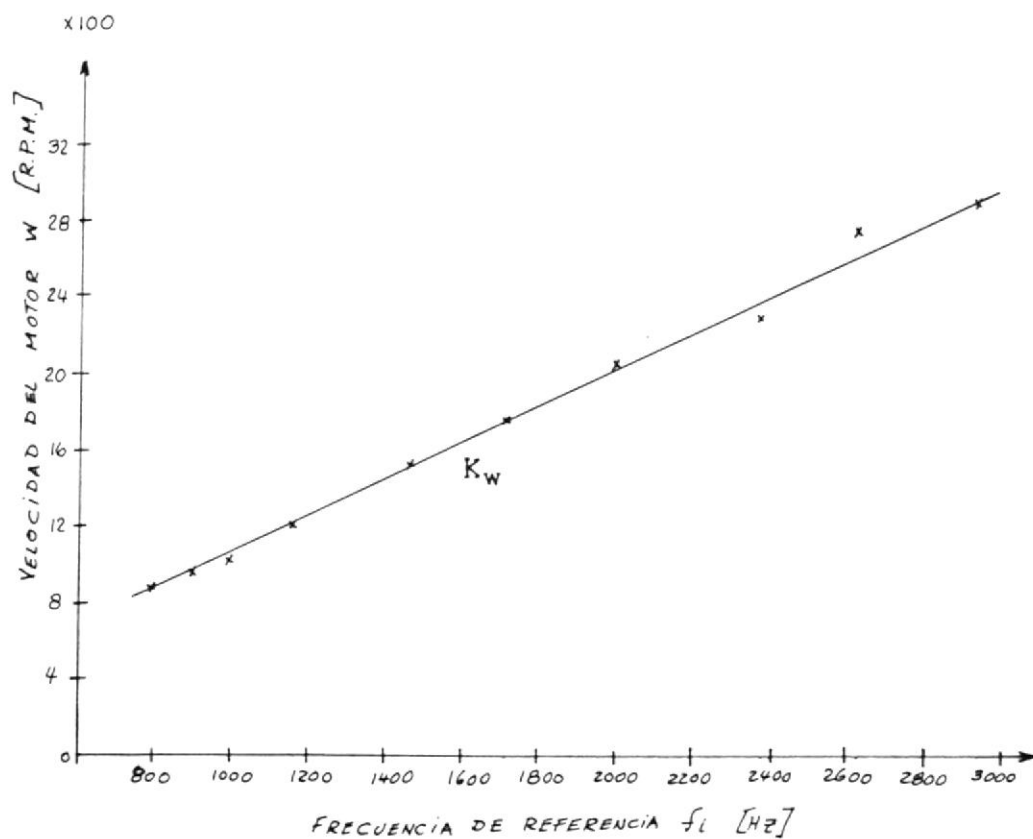


Fig. 4.10 GRAFICO DE VELOCIDAD VERSUS FRECUENCIA DE REFERENCIA

Para una frecuencia de referencia de 2200 Hz. por medio de un graficador con base de tiempo se obtuvo la respuesta de velocidad del motor en función del tiempo. Esto fué posible ya que el motor usado en las pruebas tiene incorporado un tacómetro, de co rriente contínua; ver figura 4.11.

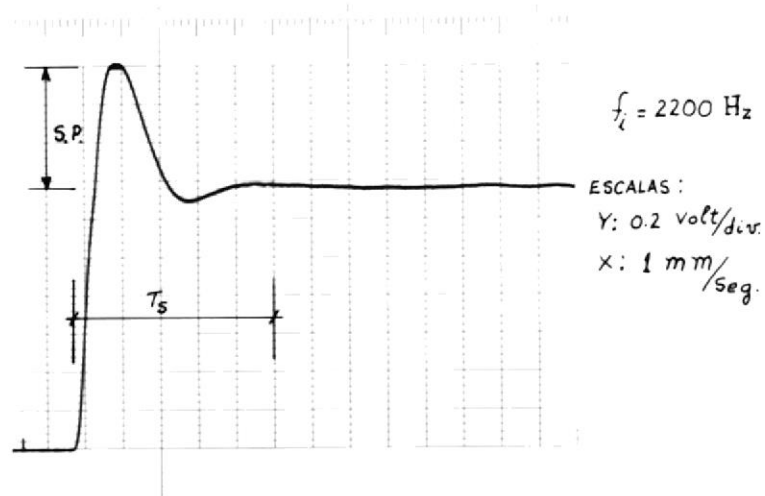


Fig. 4.11 RESPUESTA DE VELOCIDAD.

Este gráfico demuestra que el sistema responde como uno de segundo orden con un sobrenivel porcentual de:

$$\text{S.P.} = \frac{3.2}{6.8} \times 100 = 9.4\%$$

El sobrenivel porcentual depende de la constante de amortiguamiento ζ de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\text{S.P.} = 100 e^{-\frac{3\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (4.6.1)$$

donde se obtiene que:

$$\zeta = 0.6$$

Se midió el tiempo de estabilización T_s y se obtuvo un valor de:

$$T_s = \frac{26 \text{ mm}}{1 \text{ mm/seg.}} = 26 \text{ seg.}$$

Tal como indica el tiempo de estabilización, el sistema responde en forma lenta, pudiéndose mejorar su respuesta dinámica con un mejor diseño de filtro pasa-bajos. Ver apéndice A.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

1. La regulación de velocidad por un lazo de seguimiento de fase junto con la técnica digital proveen una deseable precisión - siempre y cuando el tacómetro digital tenga una buena resolución.
2. Debido a que el comando de velocidad es a base de una frecuencia de referencia, este sistema puede ser utilizado en sistemas de comando a distancia.
3. El análisis de estabilidad del sistema fue hecho utilizando mo delos lineales de cada una de las partes componentes del mismo. Esta consideración es muy aceptable, ya que permite llevar a cabo procedimientos de diseño más simples y practicables.
4. La respuesta del sistema aumenta su **tiempo de estabilización** al aumentar la constante de tiempo del filtro pasa-bajos de primer orden. Este incremento es requerido para que la modulación de la señal de error sea lo más buena posible.
5. El aseguramiento de fase será tan bueno como el conjunto que forman el oscilador controlado por voltaje envíe una frecuencia

representativa de la velocidad lo más pura posible, tal como sucede en los sintetizadores de frecuencia a base de circuitos integrados.

6. El uso de transformadores de pulso es muy conveniente pues proveen un correcto aislamiento del circuito de control con el de fuerza.
7. El método de cruce de la onda coseno en una versión digital para el convertidor CA-CC es muy conveniente ya que evita que disturbios en la onda de voltaje de la línea de 60 Hz afecte al sistema.
8. Debido a que el interés de este trabajo es práctico y destinado al Laboratorio de Control Automático de la ESPOL, no se ha realizado un análisis matemático profundo.

RECOMENDACIONES

1. Realizar un análisis de estabilidad completo del sistema considerándolo como uno de dato muestreado.
2. Hacer un estudio profundo del funcionamiento dinámico hasta encontrar el filtro pasa-bajos que permita obtener una mejor respuesta del sistema.

3. Diseñar un disco ranurado que permita una reproducción precisa de la velocidad .
4. Utilizar este equipo para controlar la velocidad de un motor de corriente continua de mayor capacidad.
5. Implementar un sistema completo de protecciones para el equipo.
6. Realizar una simulación analógica del sistema con el fin de comparar los resultados.
7. Con la ayuda económica de la ESPOL realizar proyectos prácticos que involucren beneficios académicos.

A P P E N D I C E S

A P E N D I C E A

ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

A pesar de que éste sistema de control es del tipo de dato muestreado. El análisis de estabilidad puede ser hecho usando modelos lineales para cada uno de los componentes del sistema. Modelos lineales son deseables ya que permiten llevar a cabo procedimientos de diseño más simples y practicables.

La figura A-1 ilustra el diagrama de bloques representativo del sistema de control propuesto.

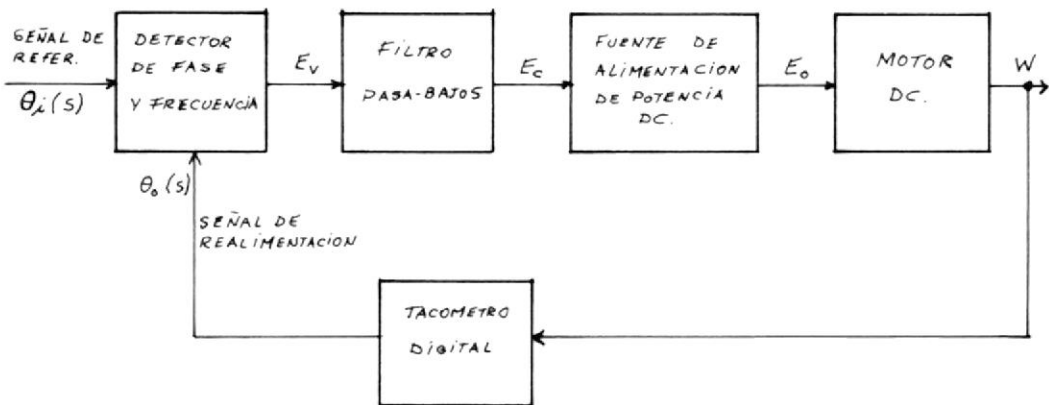


Fig. A-1 DIAGRAMA DE BLOQUES REPRESENTATIVO DEL SISTEMA DE CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD.

EL DETECTOR DE FASE Y FRECUENCIA.

El detector de fase y frecuencia tiene una función de transferencia que está dada por:

$$\frac{E_v(s)}{\Delta \theta(s)} = K_d \quad (1)$$

La señal de salida del detector de fase y frecuencia está compuesta de una componente DC y armónicas de alta frecuencia. Estas últimas son eliminadas por el filtro pasa-bajos que se estudia a continuación:

EL FILTRO PASA-BAJOS.- Hay dos aspectos importantes que se deben tener en cuenta para el diseño del filtro. El uno es el de eliminar las componentes de alta frecuencia y el otro tiene que ver con el funcionamiento dinámico del sistema.

Existe un compromiso entre estos dos aspectos. Por un lado se quiere que el filtro corte las frecuencias altas tratando de que la señal de error sea lo más continua posible para que la modulación sea lo suficientemente buena; esto sólo se puede lograr con un filtro cuya constante de tiempo sea grande. Pero, por otro lado, existe el inconveniente de que al aumentar la constante de tiempo del filtro pasa-bajos, la respuesta dinámica del sistema empeore. Bajo éstas condicio-

nes se plantea en éste apéndice algunos tipos de filtros pasa-bajos que permiten que el sistema responda satisfactoriamente.

FILTROS PASIVOS:

FILTROS RC.- Un filtro de primer orden RC consta de una resistencia y capacitor. Ver figura A-2

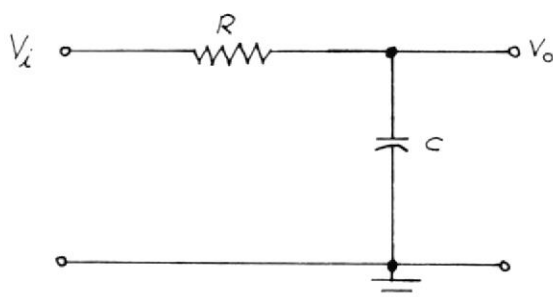


Fig. A-2 FILTRO PASIVO RC DE PRIMER ORDEN.

La función de transferencia de éste filtro está dada por:

$$F(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(RCs + 1)} = \frac{1}{(\gamma s + 1)} \quad (2)$$

donde $\gamma = RC$, constituye la constante de tiempo.

El filtro de primer orden tiene solamente un polo, el cual no da un buen funcionamiento del sistema. Otro tipo de filtro RC se muestra en la figura A-3, el cual incluye un cero adicional al de la figura A-2

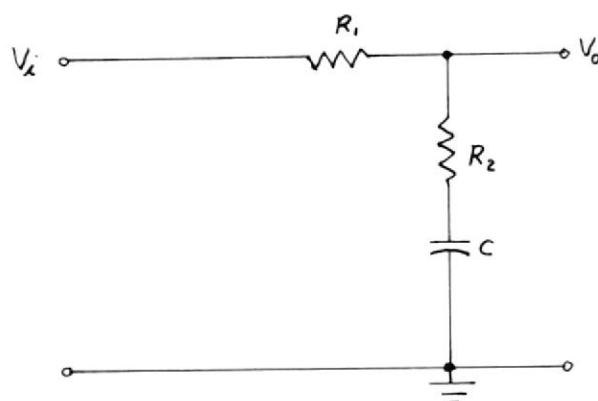


Fig. A -3 FILTRO PASIVO RC.

La función de transferencia está dada por:

$$F(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(R_2CS + 1)}{(R_1 + R_2)CS + 1} = \frac{\tau_2^S + 1}{(\tau_1 + \tau_2)S + 1} \quad (3)$$

donde $\tau_1 = R_1C$

y $\tau_2 = R_2C$

Con el filtro de la figura A-3 se mejora el comportamiento dinámico del sistema.

El cero adicional, hace que la trayectoria de las raíces del sistema de lazo de seguimiento de fase caiga sobre la parte izquierda del plano S , lo cual implica estabilidad.

FILTROS ACTIVOS RC.- Los filtros pasivos tales como los que se muestran en las figuras A-2 y A-3 son utilizados en muchas aplicaciones. Generalmente un mejor funcionamiento es posible con filtros activos. Ver figura A-4

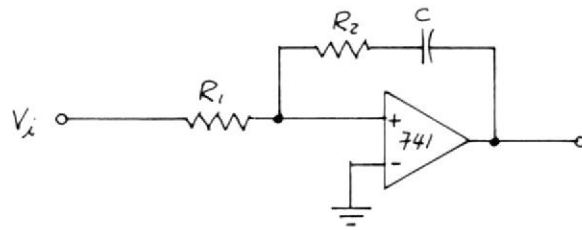


Fig. A-4 FILTRO ACTIVO RC.

El filtro de la figura A-4 tiene una función de transferencia que viene dada por:

$$F(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2 CS + 1}{R_1 CS} = \frac{\tau_2 S + 1}{\tau_1 S} \quad (4)$$

donde $\tau_2 = R_2 C$

$$\tau_1 = R_1 C$$

LA FUENTE DE ALIMENTACION DE POTENCIA.- La fuente de alimentación de potencia usa el método de cruce de la onda coseno en una versión digi

tal, el cual da una función de transferencia lineal dada por:

$$\frac{E_o(s)}{E_c(s)} = \frac{E_{\max}}{e_{\max}} = K_2 \quad (5)$$

E_{\max} y e_{\max} son valores constantes que dependen del voltaje de la línea de 60 Hz y de la amplitud de la señal de referencia respectivamente.

EL MOTOR DC.- Como se dijo anteriormente, para hacer el análisis de estabilidad es conveniente obtener modelos lineales de cada uno de los elementos que conforman el sistema de control de velocidad, tomando en cuenta esto y sin cometer mayor error, es posible aproximar la función de transferencia del motor a una de primer orden de la forma:

$$\frac{W}{E_o} = \frac{K_m}{(\tau_m s + 1)} \quad (6)$$

donde K_m es la constante del motor en rad/seg y τ_m es la constante de tiempo del motor en segundos.

EL TACOMETRO DIGITAL.- El tacómetro digital genera un tren de pulsos cuya frecuencia es proporcional a la velocidad del motor, de acuerdo a la siguiente relación:

$$f_o = \frac{MW}{2\pi} \quad (7)$$

donde M es el número de ranuras del disco y W es la velocidad del motor en rad/seg.

Ya que la posición angular del eje del motor es igual a la integral de su velocidad, la función de transferencia del tacómetro digital puede ser expresada como:

$$H_t(s) = \frac{\theta_o(s)}{W(s)} = \frac{M}{s} \quad (8)$$

El modelo lineal completo del sistema propuesto, quedaría finalmente como se ilustra en la figura A-5

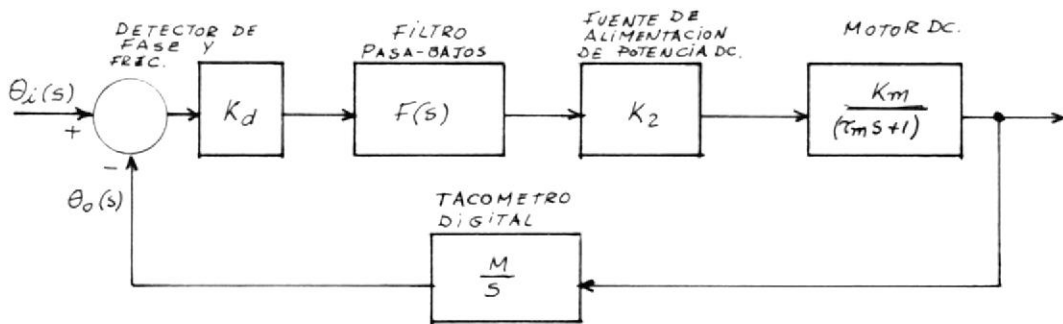


Fig. A-5 MODELO LINEALIZADO DEL SISTEMA DE CONTROL DIGITAL DE VELOCIDAD.

La función de transferencia de lazo abierto viene dada por:

$$G(s)H(s) = \frac{K_d K_2 K_m M F(s)}{s(\tau_m s + 1)} = \frac{KF(s)}{s(s + 1/\tau_m)} \quad (9)$$

$$\text{donde } K = \frac{K_d K_2 K_m M}{\tau_m}$$

Por lo que la ecuación característica será:

$$1 + GH(s) = 1 + \frac{KF(s)}{s(s + 1/\tau_m)} = 0 \quad (10)$$

$F(s)$ representa la función de transferencia del filtro.

Como se observa en la ecuación característica el filtro pasa-bajos gobierna el funcionamiento dinámico del sistema.

Diferentes trayectorias de las raíces pueden ser obtenidas cambiando el diseño del filtro.

Para el filtro RC de la figura A-2 la ecuación característica quedará:

$$1 + \frac{K/RC}{s(s+1/\tau_m)(1/RC+s)} = 0 \quad (11)$$

De mediciones hechas en el laboratorio de Control Automático de la ESPOL se han obtenido los parámetros del motor y son:

$$K_m = 8.6 \text{ rad/seg/volt}$$

$$\tau_m = 0.25 \text{ seg.}$$

De acuerdo a la tabla 1, la ganancia de conversión del detector de fase y frecuencia es:

$$K_d = 0.12 \text{ volt/rad.}$$

Fijando $RC = 5 \text{ seg}$

se tiene que:

$$1 + \frac{K'}{s(s+4)(s+0.2)} = 0 \quad (12)$$

donde $K' = \frac{K}{RC}$

El ángulo de salida de las asíntotas está dado por:

$$\phi_a = \frac{(2q + 1) 180^\circ}{n_p - n_z}$$

donde $q = 0, 1, 2, \dots (n_p - n_z)$ (13)

Por lo que $\phi_a = 60^\circ, 180^\circ, 300^\circ$

El punto de salida de las asíntotas viene dado por:

$$\delta_a = \frac{\sum p - \sum z}{n_p - n_z} \quad (14)$$

$$\delta_a = \frac{-4 - 0.2}{3 - 0} = -1.4$$

El punto de partida de las trayectorias que tienden al infinito desde el eje real, se halla en el punto donde K' es máximo.

$$K' = -s(s+4) (s+0.2) \quad (15)$$

Para hallar K'_{\max} evaluamos gráficamente K' entre $s = 0$ y $s = -0.2$ hasta obtener el mayor valor.

		K'_{\max}		
K'	0	0.0376	0.039	0.0372
s	0	-0.08	-0.10	-0.12

Para averiguar el límite de estabilidad se utiliza el método de ROUTH HURWITZ.

De (12) se tiene que:

$$\begin{aligned}
 s(s+4)(s+0.2)+K' &= 0 \\
 s(s^2+4.2s + 0.8) + K' &= 0 \\
 s^3 + 4.2s^2 + 0.8s + K' &= 0
 \end{aligned} \quad (16)$$

Este método requiere el siguiente arreglo:

$$\begin{array}{c|ccc}
 s^3 & 1 & 0.8 & 0 \\
 s^2 & 4.2 & K' & 0 \\
 s^1 & -K' + 3.36/4.2 & 0 & \\
 s^0 & K' & 0 &
 \end{array}$$

Para que el sistema sea estable K' debe estar entre los siguientes límites:

$$0 \leq K' \leq 3.36$$

Cuando $K' = 3.36$ se obtiene una fila de ceros en el arreglo anterior. La ecuación auxiliar, $U(s)$, es la ecuación de la fila que precede a la de ceros.

$$U(s) = 4.2s^2 + K's^0 = 4.2s^2 + 3.36 = 0 \quad (17)$$

$$s^2 = \frac{-3.36}{4.2}$$

$$s = \pm j 0.89$$

La trayectoria de las raíces pasa desde el plano izquierdo hacia el plano derecho por los puntos $s = \pm j 0.89$. Ver figura, A-6

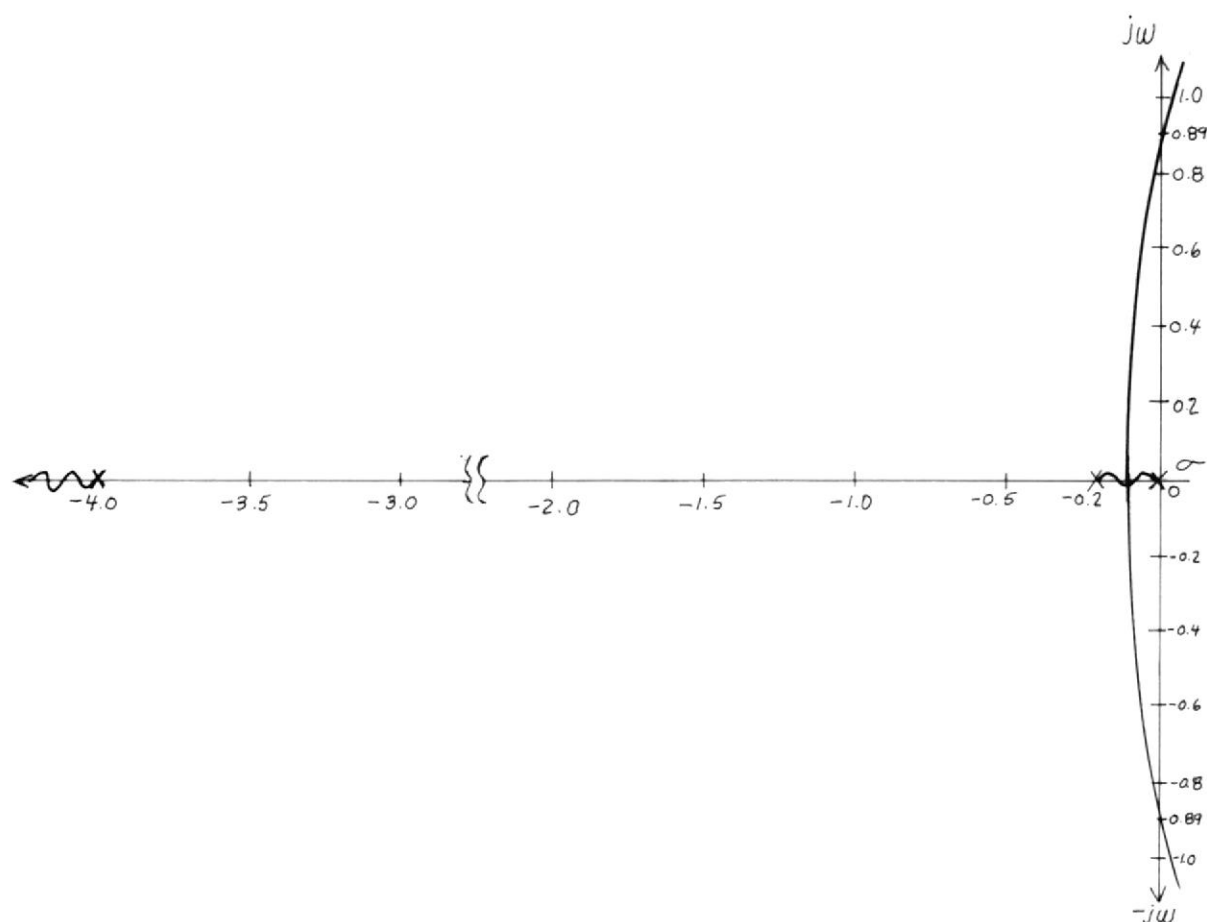


Fig. A-6 GRAFICO DE LA TRAYECTORIA DE LAS RAICES PARA LA ECUACION
CARACTERISTICA (12).

La trayectoria de las raíces de la figura A-6 ilustra que el sistema tiene un rango de estabilidad muy pequeño. Un mejor funcionamiento dinámico se obtiene utilizando en el sistema el filtro pasa-bajos de la figura A-3. Igual que en el caso anterior todos los cálculos se realizan de acuerdo a las expresiones (13) a (17).

La ecuación característica viene dada por:

$$1 + \frac{K (R_2 CS + 1)}{s (s + 1/\tau_m) ((R_1 + R_2)CS + 1)} = 0 \quad (18)$$

Remplazando el valor de τ_m en (18) se obtiene:

$$1 + \frac{KR_2 C (s + 1/R_2 C)}{(R_1 + R_2)CS (s + 4)(s + 1/(R_1 + R_2)C)} = 0$$

$$\text{o } 1 + \frac{K' (s + 1/\tau_2)}{s(s + 4) (s + 1/(\tau_1 + \tau_2))} = 0 \quad (19)$$

$$\text{donde } K' = \frac{KR_2}{(R_1 + R_2)}$$

$$\tau_2 = R_2 C$$

$$\tau_1 = R_1 C$$

Con $\tau_2 = 0.5$ y $\tau_1 = 3.0$

la ecuación (19) quedaría:

$$1 + \frac{K'(s + 2)}{s(s + 4) (s + 0.33)} = 0 \quad (20)$$

Utilizando las expresiones (13) a (17) se calculan todos los puntos importantes para el gráfico de la trayectoria de las raíces. Así encontramos que:

$$\phi_a = 90^\circ, 270^\circ$$

$$\sigma_a = -1.165$$

$$K'_{\max} = 0.0569$$

$$S_{K' \max} = -0,17$$

Finalmente el gráfico de la trayectoria de las raíces quedaría como se muestra en la figura A-7

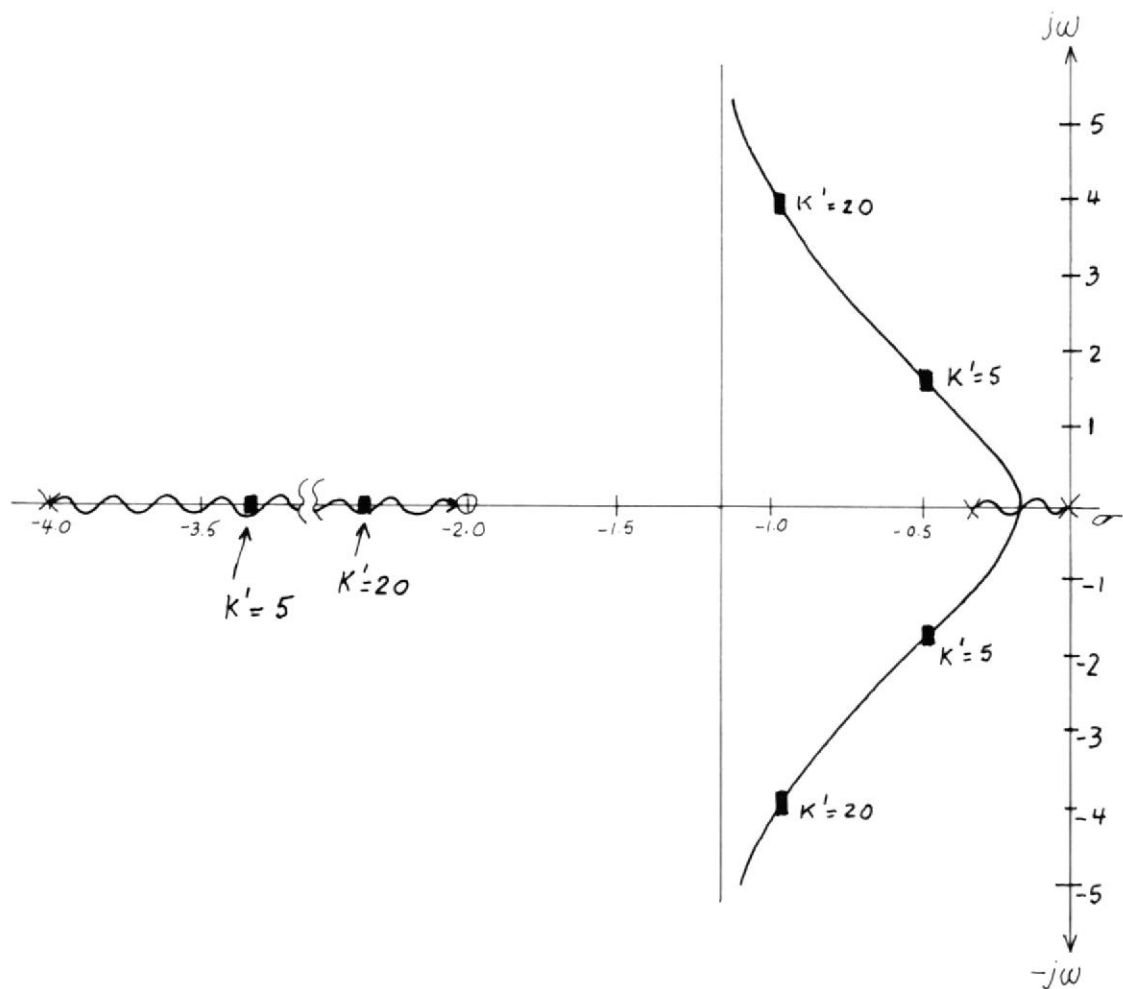


Fig. A-7 GRÁFICO DE LA TRAYECTORIA DE LAS RAÍCES PARA LA ECUACION CARACTERÍSTICA (20).

Como se observa, el sistema será siempre estable, cuando el filtro pasa bajos es del tipo RC, como el mostrado en la figura A-3.

Un funcionamiento dinámico satisfactorio puede ser conseguido también con el uso de un filtro pasa-bajos activo, como el de la figura A-4.

La ecuación viene dada por:

$$1 + \frac{K(R_2 CS + 1)}{R_1 CS^2 (s + 1/\tau_m)} = 0$$

$$\text{o } 1 + \frac{K'(s + 1/\tau_2)}{s^2 (s + 1/\tau_m)} = 0 \quad (21)$$

$$\text{donde } K' = \frac{KR_2}{R_1}$$

$$\text{y } \tau_2 = R_2 C$$

Con $1/\tau_2 = 2 \text{ seg.}$, y reemplazando τ_m en (21) la ecuación característica quedaría:

$$1 + \frac{K'(s + 2)}{s^2 (s + 4)} = 0 \quad (22)$$

Para obtener los puntos importantes para el trazado del gráfico de la trayectoria de las raíces se utilizan las expresiones (13) a (17) Así encontramos que:

$$\phi_a = 90^\circ, 270^\circ ; \quad \sigma_a = -1.$$

Debido al polo doble en el origen y ya que el punto de partida de las asíntotas está más cerca del origen que el cero de lazo abierto, el valor de K'_{\max} es igual a cero, es decir que las trayectorias que tienden a infinito parten de $S = 0$. La figura A-8 ilustra el gráfico de la trayectoria de las raíces.

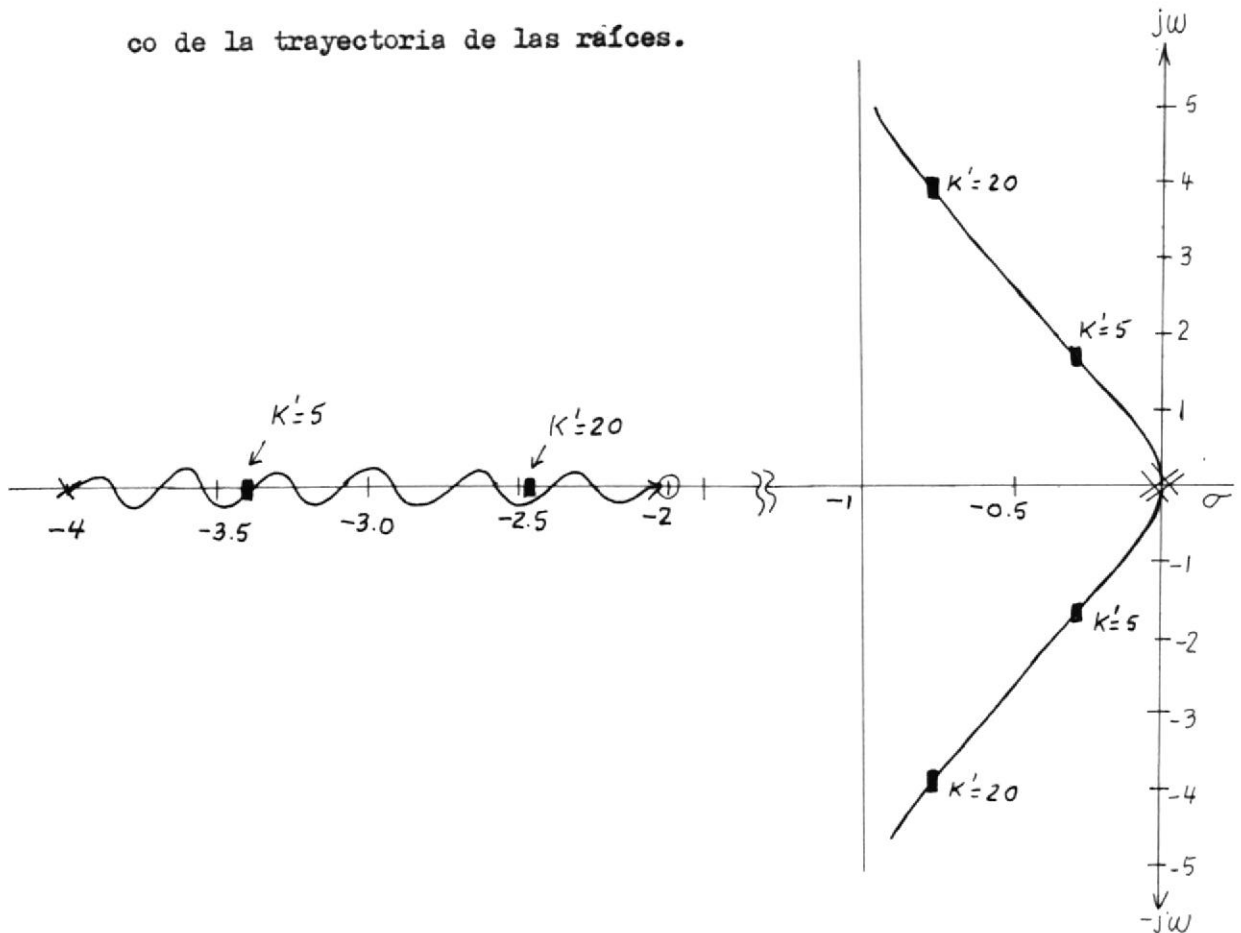


Fig. A-8 GRAFICO DE LA TRAYECTORIA DE LAS RAICES PARA LA ECUACION CARACTERISTICA (22).

Se observa en este gráfico que el sistema es estable para todo valor de $K' \geq 0$.

A P E N D I C E B

MANUAL DEL USUARIO

En éste apéndice se dan las indicaciones necesarias para las interconexiones y usos del equipo.

B.1 IDENTIFICACION DE LOS TERMINALES E INTERRUPTORES.

Los terminales del equipo son identificados como se describe a -- continuación, y están ubicados en la parte frontal como se ilustra en la figura B-1.

+ 12 Terminal de entrada para + 12 voltios DC.

+ 5 Terminal de entrada para + 5 voltios DC.

- 5 Terminal de entrada para - 5 voltios DC.

0 Terminal de entrada para 0 voltios DC. (común del circuito de control).

S.R. Terminal de entrada para la referencia de velocidad. (frecuencia de referencia).

S.F. Terminal de salida de realimentación. (frecuencia de realimentación)

- . ARMADURA.- Terminales de salida de 120 voltios DC. para alimentar el circuito de armadura del motor.

CAMPO.- Terminales de salida de 120 voltios DC. para alimentar el circuito de campo del motor.

FILTRO EXTERNO.- Terminales de entrada para la conexión del filtro pasa-bajos externo. ENT, es la entrada y SAL. es la salida del filtro.

AL MOTOR.- Terminales de entrada para la conexión del motor DC. del laboratorio de control automático de la ESPOL.

INT. PRINCIPAL.- Interruptor de entrada que permite alimentar de 120 voltios de corriente alterna al equipo.

C.A. Interruptor que selecciona el voltaje de alimentación para el circuito de armadura, ya sea 24 voltios DC. o 120 Voltios DC.

C.F. Interruptor que selecciona el voltaje de alimentación para el circuito de campo. Ya sean 24 voltios DC., o 120 voltios DC.

P.D. Interruptor que selecciona el envío de los pulsos de disparo (+) pulsos para el ciclo positivo y (-) para el ciclo negativo de la línea de 60 Hz.

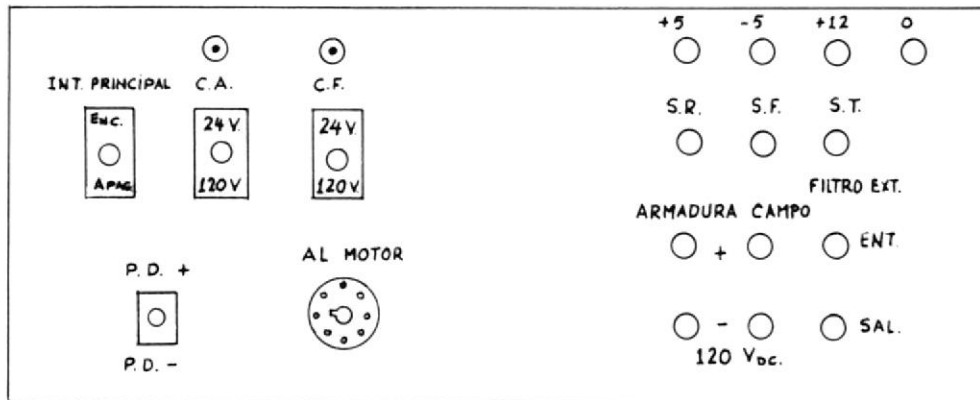


Fig. B-1 VISTA FRONTAL DEL EQUIPO.

B.2 CONEXIONES EXTERNAS PARA FUNCIONAMIENTO DEL EQUIPO

Este equipo ha sido diseñado para ser conectado a una fuente de 120 voltios de corriente alterna.

Para el funcionamiento del equipo, se debe proceder de acuerdo a los siguientes pasos:

- 1.- Verificar si los fusibles ubicados en la parte de atrás del tablero están en buenas condiciones. En caso contrario cambiarlos.

- 2.- Verificar si el interruptor principal que está en el extremo inferior izquierdo está en la posición de apagado.
- 3.- Conectar el equipo a la línea de 120 voltios C.A.
- 4.- Para la polarización de los circuitos integrados del circuito de control, conectar a los terminales marcados con + 12, + 5, - 5, y 0, una fuente de corriente continua regulada de 2 amperios (puede ser de mayor amperaje) que suministre los voltajes antes mencionados. El interruptor principal de la -- fuente DC debe estar en la posición de apagado.
- 5.- Si el motor a utilizarse es el FRACMO del laboratorio de control automático de la ESPOL, deberá conectarse el plug de 8 terminales en el Socket que está ubicado en la parte inferior del tablero. Antes de poner en funcionamiento el equipo, se debe verificar que los interruptores C.A. y C.F. estén en la posición de 24 voltios DC., en caso contrario el motor sería destruído. Si el motor fuera de 120 voltios DC., deberá desconectarse el plug de 8 terminales del Socket para no producir la destrucción del motor FRACMO. La alimentación de potencia para el motor de 120 voltios DC., es obtenida de los 4 terminales marcados con armadura y campo. La palabra armadura representa la salida para alimentar el circuito de armadura y la palabra campo para el circuito de campo.

No se deberá poner en funcionamiento el equipo, sin antes verificar que los interruptores C.A. y C.F. estén en la posición de 120 voltios DC.

- 6.- Conectar el filtro pasa-bajos externo, por medio de los terminales marcados con ENT. y SAL. ubicados en la parte inferior derecha del equipo.
- 7.- Conectar la salida "F" del tacómetro digital (FEED BACK, serie N° 266- 10- 18) al terminal marcado con S.T. Recordar que el tacómetro necesita una alimentación de voltaje + 5 y +12 voltios.
- 8.- Una onda cuadrada de 0 a 5 voltios, deberá ser conectada al terminal marcado con S.R., como señal de referencia de velocidad, teniendo presente que el interruptor principal del oscilador del cual se obtiene esta señal debe estar en la posición de apagado.

B.3 OPERACION DEL SISTEMA

Una vez realizadas todas las conexiones externas puede procederse

a poner en operación el sistema.

- 1.- Energizar el circuito de control, fijando el interruptor principal de la fuente externa de corriente continua a la posición de encendido. Con ésto quedan polarizados todos los circuitos integrados.
- 2.- Seleccionar correctamente el voltaje de alimentación tanto para el circuito de campo como para el de armadura, por medio de los dos interruptores (marcados con C.A. y C.F.) ubicados en la parte frontal del equipo.
- 3.- Energizar el circuito de potencia fijando el interruptor principal del equipo (marcado con INT. PRINCIPAL) a la posición de encendido. Observar si las luces indicadoras están prendidas.
- 4.- Energizar el oscilador del cual se obtiene la referencia de velocidad, fijando el interruptor principal a la posición de encendido.
- 5.- Con el paso 4, el motor DC., debe empezar a girar hasta alcanzar una velocidad igual a la frecuencia de referencia. Si el motor no gira, cambiar la posición del interruptor P.D. al extremo opuesto; si a pesar de ésto el motor no se mueve deberá revisarse todos los pasos anteriormente descritos.

B I B L I O G R A F I A

1. HOWARD M. BERLIN DESIGN OF PHASE-LOCKED LOOP CIRCUITS, WITH EXPERIMENTS HOWARD W. SAMS & CO. INC. 1980.
2. IEEE PRESS, WILLIAM C. LINDSEY, MARVIN K. SIMON. PHASE -LOCKED LOOPS & THEIR APPLICATIONS. BOARD 1977.
3. RONALD J. TOCCI. DIGITAL SYSTEMS PRINCIPLES AND APPLICATIONS. P. 182 a 225 PRENTICE-HALL, INC. 1980.
4. MOTOROLA SEMICONDUCTOR PRODUCTS INC. SEMICONDUCTOR POWER CIRCUITS. P. 1 - 18 a 1 - 36, MOTOROLA INC. 1968.
5. RICHARD C. DORF. SISTEMAS AUTOMATICOS DE CONTROL TEORIA Y PRACTICA. P. 127 a 260, 421 a 447. F.E.I., MEXICO 1977.
6. BENJAMIN C. KUO. ANALYSIS AND SYNTHESIS OF SAMPLED- DATA CONTROL SYSTEMS. P. 18 a 37, 54 a 99, 104 a 130, 143 a 206 PRENTICE-HALL 1963.
7. MULLARD. POWER ENGINEERING USING THYRISTORS. M.J. ROSE OF CENTRAL TECHNICAL SERVICES MULLARD LTD. 1970.

8. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND CONTROL INSTRUMENTATION, VOL. IEC I-2 5 N. 1, FEB. 1978, P. 10 a 13.
9. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. IA-12, N. 5, SEPTEMBER/OCTOBER 1970, P. 183 a 188.
- 10 IEEE SPECTRUM VOL. 10, APRIL 1973, P. 61 a 67.
- 11 IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND CONTROL INSTRUMENTATION, VOL. IECI-23, N. 1, FEBRUARY 1976, P. 22 a 26.
12. IEEE TRANSACTION ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND CONTROL INSTRUMENTATION, VOL. IECI-27, N. 2, MAY. 1980, P. 87 a 91.