

ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería Eléctrica

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN INVERSOR TRIFASICO TRANSIS-
TORIZADO DE FRECUENCIA VARIABLE"

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de :

INGENIERO ELECTRICO ESPECIALIDAD ELECTRONICA

Presentada por:

FRANCISCO DURAN KITTYLE

GUAYAGUIL - ECUADOR

1989

DECLARACION EXPRESA

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

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



Francisco Duran Kittyle

Ing. Herman Gutierrez
DECANO

Ing. Alberto Larco
DIRECTOR TESIS

Ing. Norman Chootong
MIEMBRO TRIBUNAL

Ing. Edgar Izquierdo
MIEMBRO TRIBUNAL

RESUMEN

Esta Tesis trata sobre el diseño de un inversor trifásico transistorizado de frecuencia variable el cual toma su energía de una fuente de alimentación de voltaje continuo. El inversor tendrá la capacidad de alimentación a motores de 3KVA.

Este diseño posee control independiente sobre el nivel de los armónicos 5^{to}, 7^{mo}, 11^{avo}, de la tensión de salida. El rango de variación de frecuencia de la señal trifásica es desde los 10Hz a 110 Hz.

El propósito de los controles independientes de los niveles de armónicos y de la variación de frecuencia es para realizar estudios de investigación posteriores sobre el comportamiento de los motores a señales no sinusoidales a diferentes frecuencias.

INDICE GENERAL

RESUMEN	6
INDICE GENERAL	7
INDICE DE FIGURAS	10
INTRODUCCION	12
1.- CONCEPTOS GENERALES SOBRE INVERSORES Y DISEÑO DEL IN- VERSOR A REALIZARSE.	
1.1. El Inversor	14
1.1.1. Fundamentos básicos	14
1.1.2. Tipos de Inversores	16
1.2. Inversor Tipo Puente a Utilizarse	18
1.2.1. Alimentador DC	19
1.2.2. Selección de los transistores de conmuta- ción del circuito inversor	21
1.2.3. Circuito de protección	28
1.3. Diagrama del circuito de fuerza	29
2.- CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR	
2.1. Descripción general del circuito de control y diagrama de bloques	30
2.2. Circuito de reloj y divisores de frecuencia	33
2.2.1. Circuito de reloj	33
2.2.2. Circuito de alimentación de voltaje conti- nuo para el integrador.	36
2.2.3. Divisor de frecuencias	39
2.2.3.1. Divisor de módulo 5	41
2.2.3.2. Divisor de módulo 7	43
2.2.3.3. Divisor de módulo 11	44

2.2.4. Circuito de conversión de señal rectangular a señal cuadrada y generador de la correspondiente señal en cuadratura.	45
2.2.5. Circuito de sincronización	47
2.3. Conversores de señales	49
2.3.1. Conversor de señal de onda cuadrada a onda triangular	49
2.3.3. Conversores de Fases	54
2.3.4. Circuitos sumadores	56
2.4. Modulación de ancho de pulsos	57
2.4.1. Circuito de modulación de ancho de pulsos	
2.4.2. Análisis de la modulación de ancho de pulsos	57
2.5. Circuito de comando para los transistores del circuito inversor	57
2.6. Diagramas del circuito de control	64
2.6.1. Diagrama de la fuente de alimentación del circuito de control	64
2.6.2. Diagrama del circuito de reloj y amplificador de voltaje de control	65
2.6.3. Diagrama del circuito divisor de frecuencias y conversores a señal cuadrada	66
2.6.4. Diagrama del circuito conversor (bloque 000 correspondiente a frecuencia fundamental)	67
2.6.5. Diagrama del circuito de modulación de ancho de pulsos y de los circuitos amplifi-	

cadores de comando	69
2.6.6. Diagrama del circuito de control	71
3.- CONSTRUCCION DEL EQUIPO	
3.1. Lista de materiales	72
3.2. Distribución y ubicación de los componentes	80
3.3. Presupuesto	91
4.- PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	
4.1. Curva de frecuencia a voltaje del oscilador	92
4.2. Oscilograma de señales de los conversores y de señales de salida de bajo voltaje, sin y con contenido de armónicos.	93
4.3. Respuesta del sistema	102
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	103
APENDICES	105
BIBLIOGRAFIA	125

INTRODUCCION

Un inversor es un convertidor que transforma la fuente de alimentación continua a fuente de alimentación alterna.

El circuito inversor puede ser considerado como una matriz de semiconductores de conmutación de potencia, dentro de los elementos semiconductores que se utilizan tenemos: transistores, tiristores, dispositivos MOS y GTO; los que mas se emplean en la mayoría de los inversores son los tiristores y transistores de potencia. La baja potencia requerida por el circuito de conmutación del inversor hace que sean altamente eficientes (en el orden del 98%).

En la actualidad en inversores de baja y mediana potencia resultan mas economicos y menos voluminosos hacerlos con transistores por la simplificación en los circuitos de control, en vista de no necesitar circuitos de conmutación forzada, además hay la posibilidad de modular a mayores frecuencias.

Considerando que el inversor ha diseñarse requería trabajar en altas frecuencias para poder reproducir con modulación de ancho de pulsos hasta el contenido de 11^{ava} armónico de la señal generada en la parte de control, se utilizó transistores como elementos de conmutación.

La aplicación de los inversores es totalmente amplia, debido a que los encontramos en una infinidad de campos.

tales como telemetría, comunicación por codificación de pulsos, televisión, fuentes ininterrumpidas en computadoras, alimentación de motores, etc.

CAPITULO 1

CONCEPTOS GENERALES SOBRE INVERSORES Y DISEÑO DEL INVERSOR

1.1. EL INVERSOR

Un inversor es un convertidor que transforma la fuente de alimentación continua a fuente de alimentación alterna, la energía eléctrica directa a energía eléctrica alterna, en una de sus formas, ya sea de voltaje o de corriente.

El circuito inversor puede ser considerado como una matriz de semiconductores de conmutación de potencia. La baja potencia requerida por el circuito de conmutación hace que sean altamente eficientes, en el orden del 98%.

La aplicación de los inversores es totalmente amplia, ya que lo encontramos en una infinidad de campos tales como en telemetría, comunicación por codificación de pulsos, televisión, fuentes ininterrumpidas en computadoras, alimentación de motores, etc.

1.1.1. FUNDAMENTOS BASICOS

El circuito básico del inversor es de muestreador, la fig. 1.1 muestra la representación mas sencilla de lo que es un inversor.

El circuito de la fig. 1.1 consta de dos llaves S1 y S2, dos fuentes de alimentación continua E1 y E2 y la carga. Uno de los

terminales de la carga está conectado a las dos llaves S1 y S2, las cuales se abren y cierran periódicamente en forma alternada, la tensión de salida sobre la carga tendrá la forma indicada en la figura 1.1 b, si los

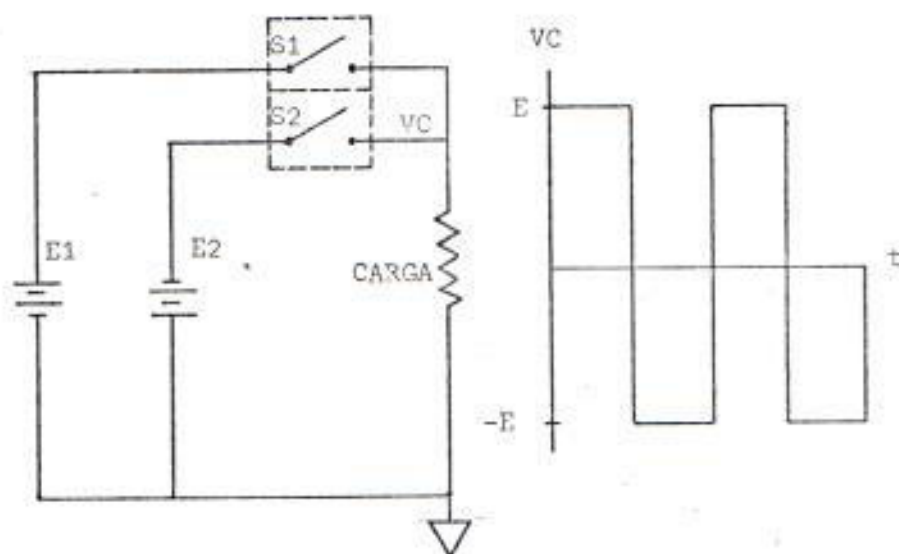


Figura 1.1.

- a) FORMA SENCILLA DE UN INVERSOR. b) SEÑAL DE VOLTAJE DE LA CARGA.

intervalos de tiempo de corte y conducción de las llaves son iguales, y los valores de voltaje de E_1 y E_2 son iguales, la tensión que verá la carga será de una señal cuadrada alterna variando desde E a $-E$. Las llaves en la práctica pueden ser reemplazadas por elementos semiconductores de potencia tales

como: transistores, tiristores, GTO, etc.

1.1.2. TIPOS DE INVERSORES

Podemos en muchas formas clasificar los inversores, así la primera clasificación la haremos de acuerdo a la fuente de alimentación directa:

- a. Inversores alimentados por voltaje.
- b. Inversores alimentados por corriente.

En un inversor alimentado por voltaje, el dispositivo semiconductor de potencia siempre permanece directamente polarizado al voltaje de alimentación directa, por lo tanto algún tipo de conmutación forzada es requerida cuando se utiliza tiristores.

Un inversor alimentado por corriente no es más que una fuente de voltaje directa conectada en serie con una inductancia al circuito inversor.

Otra forma de clasificar los inversores es de acuerdo a su configuración, a continuación mencionamos los más importantes, y en el apéndice 1 puede observarselos en detalle.

- a. Configuración de toma media
- b. Medio puente
- c. Puente
- d. Puente trifásico.

También podemos hacer la clasificación de acuerdo a los elementos semiconductores empleados para la conmutación de las diferentes configuraciones.

Así tenemos inversores con:

- a. Tiristores
- b. Transistores de potencia
- c. Dispositivos MOS de potencia
- d. GTO

Dentro de esta clasificación, los que se emplean en la mayoría de inversores son los tiristores y transistores de potencia.

En el diseño de un inversor con tiristores debe tenerse en cuenta que estos dispositivos son básicamente de enganche, la conducción de corriente de ánodo puede iniciarse en cualquier instante mediante la aplicación de una señal de polaridad adecuada a la compuerta, sin embargo la compuerta pierde control una vez iniciada la conducción, siempre que el voltaje de ánodo se mantenga positivo con respecto al cátodo; por esta razón se requieren circuitos especiales de conmutación forzada para bloquear la conducción de los tiristores.

1.2. INVERSOR TIPO PUENTE A UTILIZARSE

En el campo de los inversores de pequeña y mediana potencia es más ventajoso el uso de transistores que el de tiristores, porque hacen al inversor menos voluminoso y pesado, más económico y puede trabajar a mayor frecuencia, los circuitos de fuerza y control son más simples dada la complicación inherente al bloqueo forzado en los tiristores.

La configuración completa del circuito inversor tipo puente de una fase se muestra en la figura 1.2.

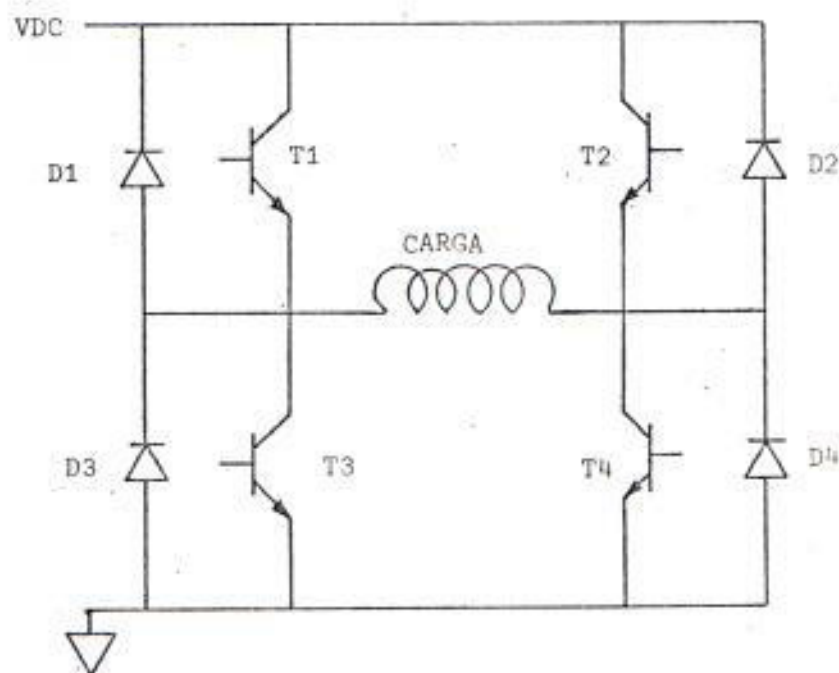


Fig. 1.2.- Circuito Puente Inversor

La conmutación de los transistores de potencia, del circuito puente inversor se realiza suministrando a las bases una corriente adecuada mediante circuitos

amplificadores de la señal proveniente del circuito de control. Las señales correspondientes a cada pareja de transistores T_1-T_4 y T_2-T_3 , son dadas en la sección 2.4.2, (figura 2.20).

El circuito puente inversor va a trabajar a una frecuencia relativamente alta, por que se requiere reproducir con modulación de ancho de pulso de una manera aproximada hasta ONCEAVA armónica, a la frecuencia máxima que operará el equipo.

En el circuito puente se adiciona un circuito para minimizar las pérdidas por conmutación de prendido y apagado de los transistores de potencia, también se utilizará en el circuito los diodos de recuperación de energía circulante debido a que la carga del motor es inductiva.

1.2.1. ALIMENTADOR DC

El circuito alimentador de corriente continua requerido para el inversor debe entregar una potencia de 3KVA al inversor trifásico, el voltaje alimentador será obtenido de la red trifásica por rectificación de onda completa, como se muestra en la figura 1.3.

El alimentador de corriente continua debe suministrar potencia al inversor, el mismo que debe tener capacidad para la impulsión de motores de hasta 3 KVA de potencia nominal.

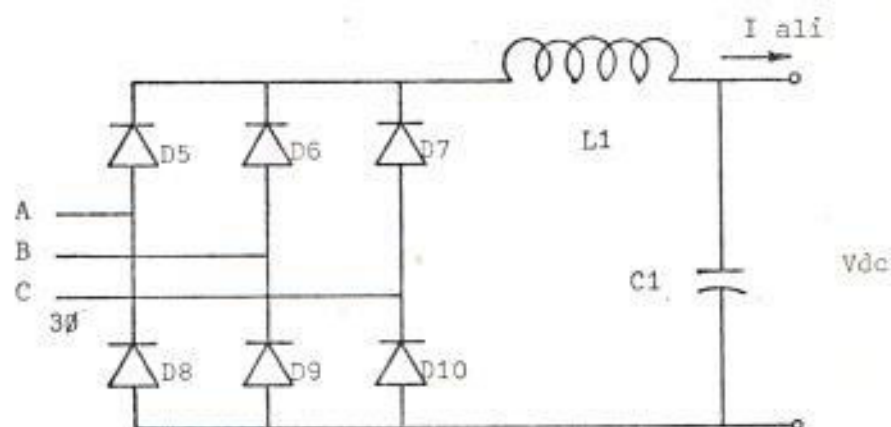


Fig. 1.3.- Circuito Alimentador DC

La carga que generalmente tendrá el inversor serán motores de hasta 3 KVA, los cuales en el momento del arranque, alcanzaran valores de corriente de hasta 6 veces su valor nominal, razón por la cual se consideró que la capacidad máxima de corriente que pueda suministrar el alimentador sea del orden de los 90 Amperios.

Para determinar la capacidad de corriente de cada uno de los diodos empleados en el circuito puente rectificador trifásico, se consideró la relación entre la corriente continua máxima de salida del alimentador con la de cada uno de los diodos; la misma que esta dada con la siguiente relación:

$$I_D = \frac{I_{e11}}{3} \quad (1.2)$$

Debido a la complejidad del análisis matemático para determinar los valores de L y C del filtro a utilizarse en el alimentador de corriente continua de la figura 1.3, sus valores se determinaron experimentalmente.

De las pruebas experimentales se obtuvo que para un buen filtrado es suficiente un condensador de 900 μ F y un inductor de 1 Henrio.

1.2.2. SELECCION DE LOS TRANSISTORES DE COMMUTACION DEL CIRCUITO INVERSOR.

El principal inconveniente reside en la limitación de los transistores a la hora de soportar sobrecargas dinámicas sin entrar fuera del área de operación segura. Lo cual en la actualidad es factible dada la viabilidad de transistores de 300 Amperios, 700 voltios de colector emisor a precios competitivos.

Para la selección del tipo de transistor, necesario para el inversor de alta frecuencia de conmutación, se determinó a base de las siguientes consideraciones:

1. La tensión de pico máximo de colector a

- emisor que puede soportar el transistor con base abierta es igual a un factor de seguridad K por la tensión de alimentación (generalmente es suficiente con un factor de seguridad $K = 1.2$).
2. Los transistores deben ser capaces de manejar la corriente necesaria para desarrollar la potencia de salida a una determinada tensión de alimentación, y su tensión de saturación en condiciones de máxima corriente debe ser suficientemente baja como para obtener un rendimiento elevado del circuito inversor.
 3. La resistencia térmica de juntura a cápsula de los transistores, debe ser suficientemente baja como para no exceder los regímenes de potencia máximos del fabricante para una determinada temperatura ambiente.

Por la primera consideración, para la selección del transistor, tenemos la siguiente expresión:

$$V_{ce\max} < K V_{cc\text{op}} \quad (1.3)$$

donde:

$V_{ce\max}$ Voltaje colector a emisor máximo que podrá soportar el transistor.

K Factor de seguridad.

V_{ceop} Voltaje colector a emisor de operación.

El voltaje de colector a emisor de operación es aproximadamente igual al voltaje continuo del rectificador trifásico, es decir del orden de los 300 voltios. Como se consideró un factor de seguridad igual a 2, tenemos que el voltaje de colector a emisor máximo que podrá soportar el transistor será mayor o igual a 600 voltios.

La corriente que circulará por cada transistor del circuito puente inversor será igual a la corriente de línea de la carga, como se desea alimentar un motor trifásico de hasta 3 KVA, la corriente de línea estará dada por la siguiente expresión:

$$I_L = \frac{P}{\sqrt{3} V_L \cos \theta} \quad (1.4)$$

donde:

$I_L = I_{TR}$ = Corriente que circulará por cada uno de los transistores del circuito puente inversor.

P_N = Potencia nominal de la carga.

V = Voltaje de línea.

De la expresión 1.4 se obtuvo los siguientes

valores:

$I_L = 9.84$ Amperios, y $I_{LP} = 13.92$ Amperios.

Debido al momento de arranque donde la corriente toma valores de hasta 5 veces la corriente nominal de acuerdo a la segunda consideración el transistor deberá ser capaz de manejar esa corriente, de tal forma que la segunda condición estará dada por la siguiente expresión:

$$I_{CEY} \geq 5 I_{LP} \quad (1.5)$$

donde:

I_{CEY} Corriente de colector a emisor máxima que podrá manejar el transistor.

El valor pico de la corriente de línea es de 13.92 Amperios, entonces la corriente máxima de colector a emisor que deberá manejar el transistor será del orden de los 70 amperios. Como el transistor trabaja en el régimen de conmutación, la potencia que tendrá que disipar será la de cuando esté en saturación y la de los instantes de conmutación, pero ésta no la podemos calcular hasta no haber seleccionado el transistor y conocer las características del mismo.

Con los valores obtenidos de las expresiones 1.3 y 1.5 y observando que cumpla la tercera condición, se seleccionó en el manual de la

referencia 1, el transistor D66DV6.

La potencia promedio de conmutación del transistor cuando está en saturación se la calculó con la expresión 1.6. Para la cual se necesita conocer el voltaje colector a emisor, el voltaje de base a emisor y la corriente en base que son necesarios para la saturación del transistor.

$$P_D = I_{CE} V_{CE} + I_B V_{BESAT}. \quad (1.6)$$

El voltaje de colector a emisor y el voltaje de base a emisor de saturación los obtenemos de las curvas características del transistor que son dadas en la referencia 1, y la corriente de base la establecemos mediante el criterio que se emplea, para que opere el transistor en saturación, a través de la siguiente expresión:

$$I_{BOP} > \frac{I_C}{\beta} \quad (1.7)$$

donde:

I_{BOP} Corriente de base con que se consigue la saturación del transistor.

I_C Corriente de colector.

β Ganancia de corriente.

La corriente de base I_B la suministra un circuito amplificador de la señal proveniente del control, y se la ha considerado de un

valor de 2 amperios, valor con el cual se cumple la condición de saturación de la expresión 1.7.

Además, éste valor de corriente de base, está por debajo del valor máximo de corriente de base que soporta el transistor.

Reemplazando los valores que implican el cálculo de la potencia promedio en la expresión 1.6 tenemos que la misma es de 12.84 watts.

Para determinar las dimensiones del disipador a emplearse, conociendo la potencia a disipar utilizamos la siguiente expresión:

$$T = P_D \theta_{JA} + T_A = P_D (\theta_{JC} + \theta_{CB} + \theta_{BA}) + T_A \quad (1.8)$$

donde:

T Temperatura del disipador

P_D Potencia a disipar

θ_{JA} Resistencia térmica de la juntura del transistor al ambiente

θ_{JC} Resistencia térmica de la juntura al casco del transistor

θ_{CB} Resistencia térmica del casco del transistor al disipador

θ_{BA} Resistencia térmica del disipador al ambiente

T_A Temperatura ambiente

Considerando la temperatura ambiente hasta

40°C, $T_J = 150$ °C, $\theta_{CS} = 0.4$ °C/W.

Se tiene $\theta_{CA} = 2.3$ °C/W. Según la referencia 2 en el gráfico de la curva ΔT en función de P para un disipador normal de aluminio, determinamos las dimensiones para los valores de $\Delta T = 110$ °C y $P = 12.84$ watt, las cuales fueron 1.25x4x3 pulgadas.

La potencia de pérdidas en la conmutación la obtenemos con las siguientes expresiones de la referencia 3:

$$P_F = \frac{V_{AL} I_{TR} t_B}{2 T} \quad (1.9)$$

$$P_A = \frac{V_{AL} I_{TR} t_A}{2 T} \quad (1.10)$$

P_F Potencia de pérdidas en conmutación de prendido.

P_A Potencia de pérdidas en conmutación de apagado.

I_{TR} Corriente de colector a emisor a la carga.

V_{AL} Voltaje de alimentación DC.

t_B Tiempo de conmutación en el prendido.

t_A Tiempo de conmutación en el apagado.

T Período de la señal.

De las características del transistor el valor de t_A es 1.4 μ seg. y de t_B es 0.5 μ seg,

reemplazando valores en las expresiones 1.9 y 1.10, tenemos que P_n es de 15 Watt y P_r es de 2.73 Watts. Como los valores de estas potencias están por debajo del valor de potencias promedio que disipa el transistor bajo régimen continuo de operación, no han sido consideradas para determinar las dimensiones del disipador.

1.2.3. CIRCUITO DE PROTECCION

Los transistores de potencia se caracterizan principalmente por su área de seguridad cuyas fronteras son la corriente máxima de colector I_{cmax} , la tensión máxima colector-emisor V_{ceo} , la potencia máxima disipada y el fenómeno de la segunda ruptura.

Una red de protección bien calculada permite no salirse del área de seguridad. El circuito empleado de la figura 1.4, previene que el voltaje de colector a emisor alcance abruptamente el nivel del alimentador. Los valores de R y C de la red de protección se los obtiene a partir de las expresiones de energía almacenadas en un condensador. Los cálculos están detallados en el apéndice 3.

1.3. DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE FUERZA

El diagrama completo de una fase se muestra en la figura 1.4, en la cual se encuentran diodos de paso libre D1 a D4 para el caso de cargas inductivas, a los cuales los protegeremos con unos inductores de 1 μ H (l1 a l4). Al circuito de fuerza se le ha colocado protección a sobrevoltajes con las redes RC. Las resistencias de bajo valor h2-h4, se utilizan como sensores de corriente.

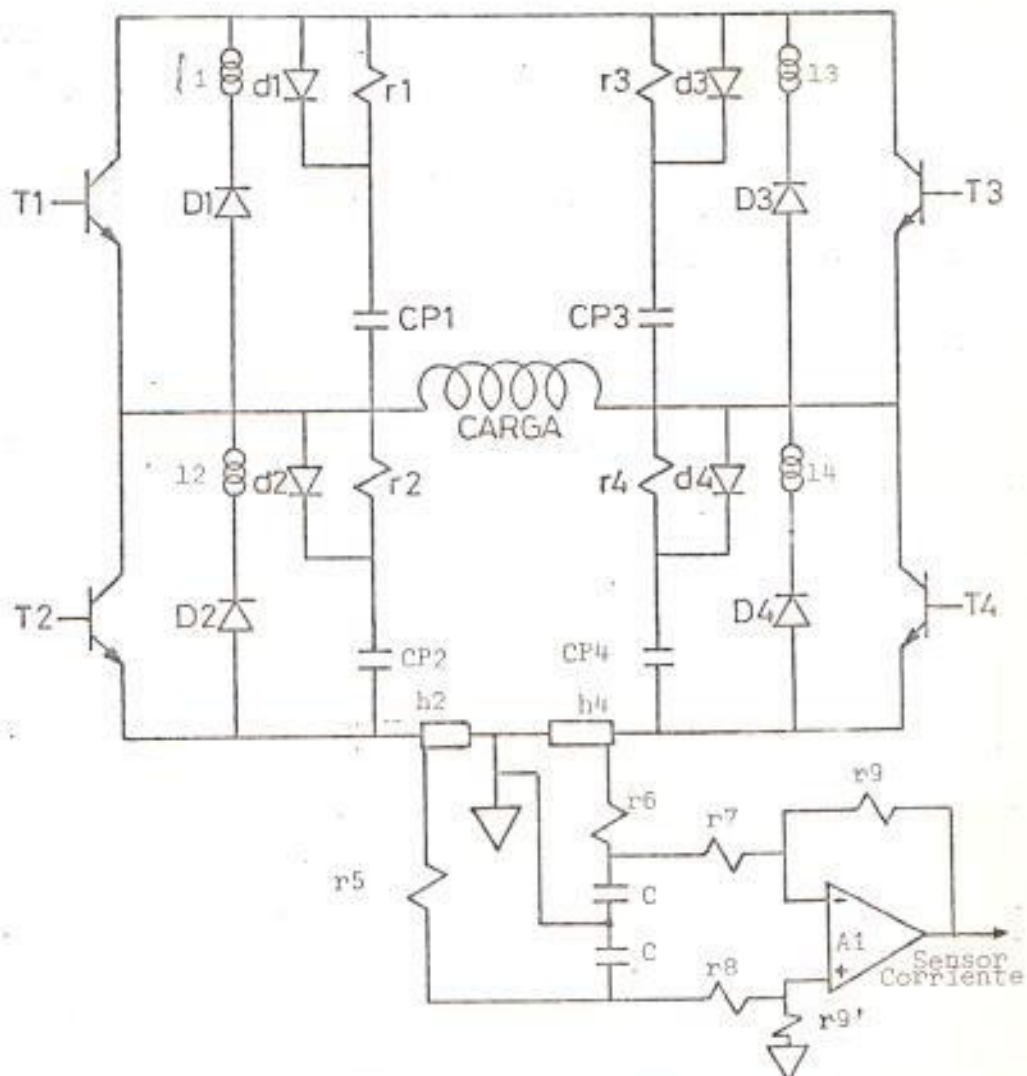


Fig. 1.4. DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE FUERZA.

CAPITULO II

CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR

2.1. DESCRIPCION GENERAL DEL CIRCUITO DE CONTROL Y DIAGRAMA DE BLOQUES.

Las señales sinusoidales trifásicas que se requieren a la salida de los convertidores de fases (bloques F_1 y F_2 de la figura 2.1) de la frecuencia fundamental o de los armónicos, son obtenidas de señales sinusoidales bifásicas en cuadratura.

Las señales sinusoidales bifásicas resultan a partir de señales cuadradas en cuadratura obtenidas del convertidor C de la figura 2.1.

Estas señales cuadradas se transforman en sinusoidales a través de un proceso de conversiones; primero de onda cuadrada a onda triangular y posteriormente a onda sinusoidal (bloques T y bloque S de la figura 2.1 respectivamente).

Las componentes bifásicas de fundamental y sus armónicos que resultan del convertidor a señal cuadrada (bloque C de la figura 2.1), se originan de señales rectangulares dadas del divisor de frecuencia (bloque D.F.) el mismo que recibe un tren de pulsos generados por un oscilador controlado por voltaje (VCO) por el cual podemos variar la frecuencia.

La señal sinusoidal de salida de cada fase es la suma de la componente fundamental con sus

correspondientes componentes armónicos.

Esta señal sinusoidal compuesta de cada fase será modulada en ancho de pulso para que en esta forma comanden a los módulos amplificadores que conmutarán los transistores del circuito de fuerza.

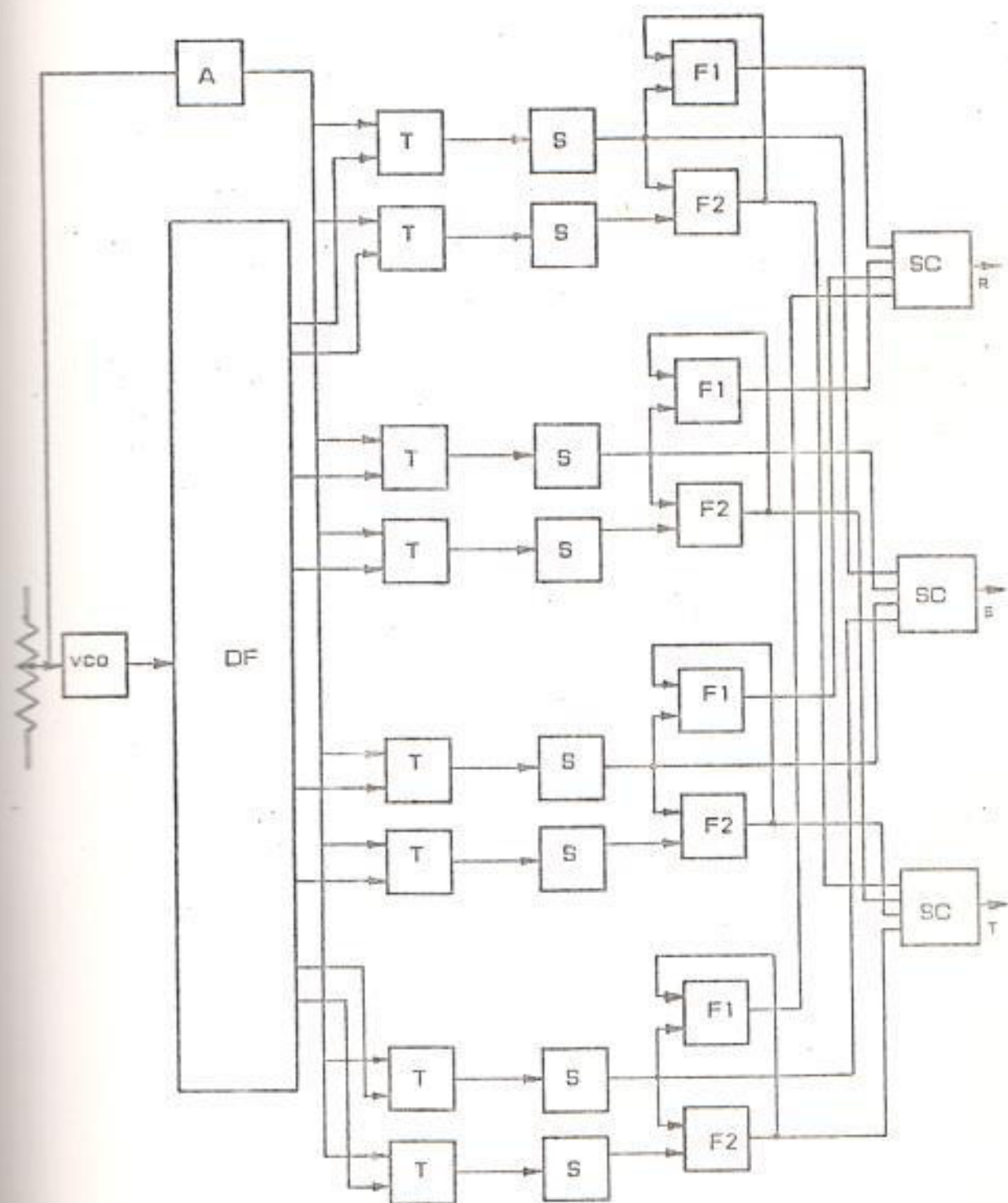


Fig. 2.1.- Diagrama de bloques

2.2.1. CIRCUITO DE RELOJ

El circuito de reloj que alimenta con un tren de pulsos al divisor de frecuencias es un oscilador controlado por voltaje (VCO). El circuito empleado se lo muestra en la figura 2.2 y la respuesta del circuito se muestra en el gráfico 4.1 en el cual observamos que el rango de operación lineal de la frecuencia contra voltaje va desde los 10 KHz hasta los 180 KHz, esto se logra dada la carga de corriente constante entregada por Q₂₂ y Q₂₃ a los condensadores C₂₃ y C₂₂ del circuito oscilador.

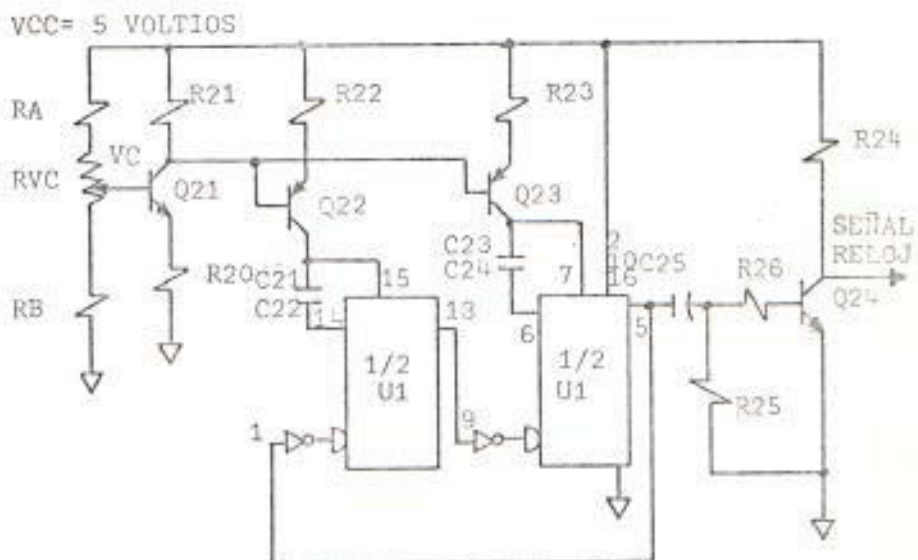


Figura 2.2.- CIRCUITO OSCILADOR (VCO)

El circuito oscilador emplea dos multivibradores monoestables, donde las salidas de cada multivibrador sirven de

entrada para el otro. El tiempo de estado cuasi estable está dado por la variación de la corriente de carga del capacitador temporizador, los transistores Q_{22} y Q_{23} proveen la corriente constante de cargado de los capacitores C_{21} y C_{22} respectivamente, los cuales a su vez son controlados por el transistor Q_{21} por el voltaje de base que es el voltaje de control V_c .

Para disminuir la distorsión de la forma de onda a la salida del VCO producidas por el efecto capacitivo al trabajar en las altas frecuencias utilizamos un circuito de acoplamiento entre el VCO y el divisor de frecuencias mostrado en la figura 2.3. Este circuito consiste en hacer trabajar el transistor Q_{24} en corte y saturación, los valores de R_{25} y C_{25} se escogieron para permitir el paso de las frecuencias previstas en el rango de 10 KHz-180 KHz.

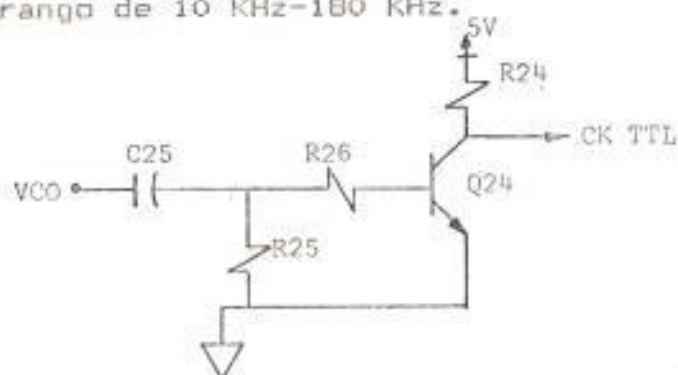


Figura 2.3.- Circuito de acoplamiento del VCO con el divisor de frecuencia.

Para no salir del rango de frecuencia de operación lineal deseado en el sistema de control se colocaron como límites resistencias R_A y R_B (ver figura 2.2), cuyos valores fueron calculados en base a los voltajes obtenidos del gráfico 4.1. Así con una resistencia variable de 47Ω seleccionada para el control de voltaje y los voltajes topes de 4.48 y 1.71 Vol, obtenidos del gráfico 4.1, tenemos que $R_A = 88\Omega$ y $R_B = 200\Omega$. Para la selección del valor del potenciómetro de control R_{Vc} se tomó en consideración que las corrientes de las etapas del VCO y del amplificador sean mucho menores a la corriente que circule por el potenciómetro. El diagrama de bloques de distribución de voltaje de control se muestra en la figura 2.4.

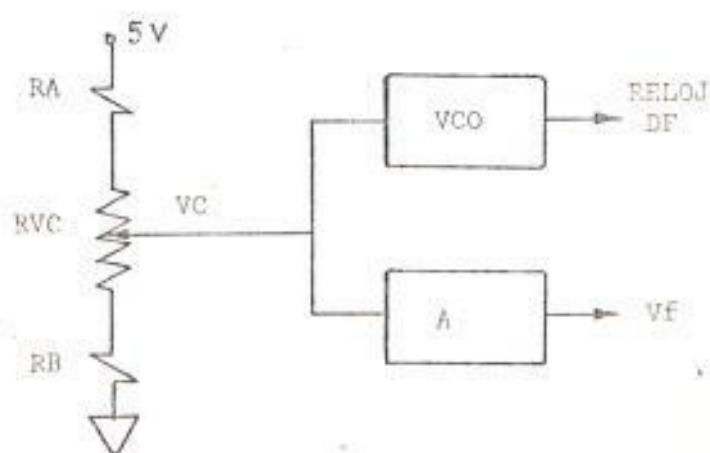


Figura 2.4.- Diagrama de distribución de voltaje de control.

2.2.2. CIRCUITO DE ALIMENTACION DE VOLTAJE CONTINUO PARA EL INTEGRADOR.

El circuito está representado por el bloque A del diagrama de bloques de la figura 2.1, el cual da una relación lineal entre el voltaje del control del oscilador y el voltaje continuo V_r con el cual se logra que las señales de salida de pico a pico de los conversores a triangular se mantengan.

La relación de voltaje de entrada en términos de la frecuencia de operación en un circuito integrador, está dada por la expresión 2.3.

$$V_{\text{entrada}} = (2RC V_{\text{salida}}) F \quad (2.3)$$

donde:

V_{entrada} Voltaje de entrada al integrador.

V_{salida} Voltaje de salida del integrador.

F Frecuencia de operación.

Tenemos: $V_{\text{entrada}} = V_r/2$ (según fig. 2.14b).

$$V_{\text{salida}} = 10 \text{ voltios pico a pico.}$$

Con la expresión 2.3 y con la condición que para $F_{\text{max}} = 120 \text{ Hz}$, el $V_{r\text{max}} = 10 \text{ voltios}$, determinamos el valor de RC .

La expresión 2.3 se reduce a la expresión 2.4:

$$V_r = (1/6) F \quad (2.4)$$

La relación entre la frecuencia de operación

y la frecuencia del oscilador, está dada por los factores del divisor de frecuencia.

$$f_{osc} = KF$$

$$K = 11 \times 7 \times 5 \times 4 \quad (2.5)$$

donde:

f_{osc} Frecuencia del oscilador controlado por voltaje .

F Frecuencia de operación del equipo.

De la curva del gráfico 4.1 (voltaje de control en función de la frecuencia), la parte lineal se comporta de acuerdo con la siguiente expresión:

$$V_c = m f_{osc} + b \quad (2.6)$$

donde:

V_c Voltaje de control

f_{osc} Frecuencia de oscilación

m y b Constantes.

Despejando y reemplazando valores obtenidos del gráfico 4.1, obtenemos como se deduce en el apéndice 5 la siguiente expresión:

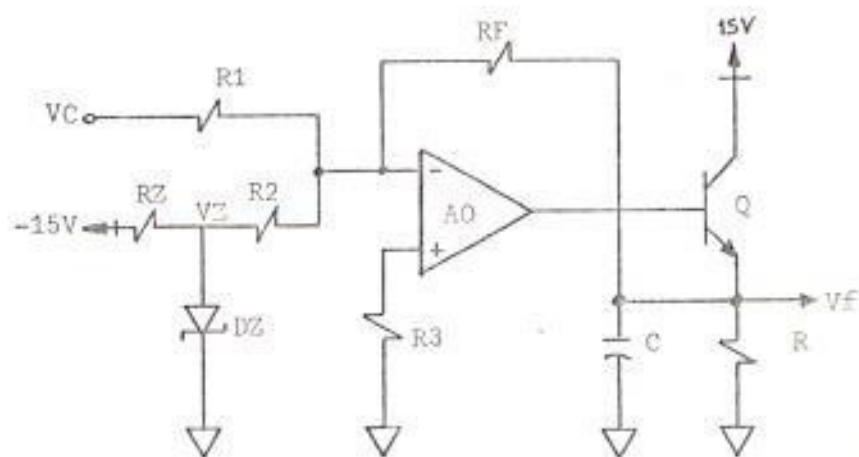
$$f_{osc} = 263.3333 - 54.263567V_c \quad (2.7)$$

De las expresiones 2.4, 2.5 y 2.7, encontramos la expresión del voltaje de alimentación de voltaje continuo (V_c) para

los circuitos conversores a forma de onda triangular en términos del voltaje de control del oscilador (v_c).

$$V_f = 15.54506 - 3.2032801 V_c \quad (2.8)$$

Para simular la expresión 2.8, se utilizó el circuito de la figura 2.5, el transistor a la salida es para poder suministrar la corriente necesaria a los circuitos conversores de onda triangular, protegiendo en esta forma al circuito amplificador operacional.



$$V_f = \frac{R_f}{R_z} V_z - \frac{R_f}{R_1} V_c$$

Fig. 2.5.- Circuito amplificador de alimentación dc para circuito conversor a triangular.

De la expresión 2.8, y de la expresión que resulta del circuito de la figura 2.4, tenemos las siguientes expresiones:

$$R_+/R_1 = 3.2032801$$

$$V_z(R_+/R_z) = 15.54506 \quad (2.9)$$

Si $V_z = 5.1$ voltios y $R_1 = 10K$, tenemos:

$$R_+ = 32 K\Omega$$

$$R_z = 10.5 K\Omega$$

2.2.3. DIVISOR DE FRECUENCIA

El diagrama de bloques que se muestra en la figura 2.6 está conformado por circuitos contadores diseñados para obtener a su salida pulsos de onda rectangular de frecuencias f , $5f$, $7f$ y $11f$.

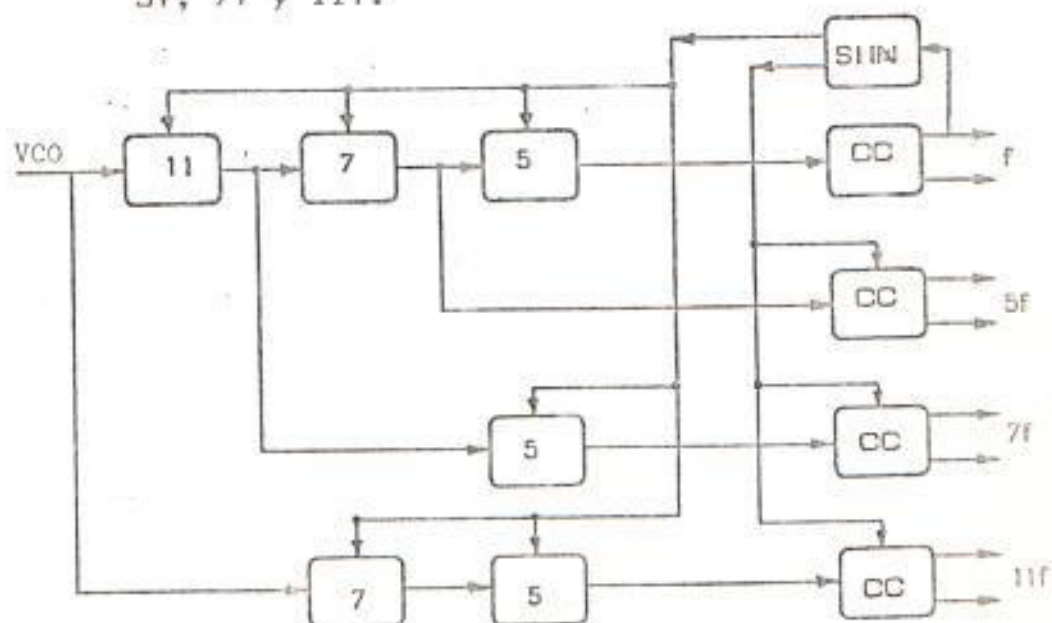


Fig. 2.6.- Diagrama de bloques del divisor de frecuencias.

De acuerdo a los armónicos a generarse se toma el mínimo común múltiplo en este diseño será de 11, 7, 5. Los pulsos del oscilador sirven de reloj al módulo divisor por 11, la salida del mismo sirve de reloj para el módulo divisor por 7 y su salida sirve de reloj al módulo divisor por 5 y la salida de este a su vez sirve de reloj para el conversor a señal cuadrada, obteniéndose en ésta forma la señal fundamental.

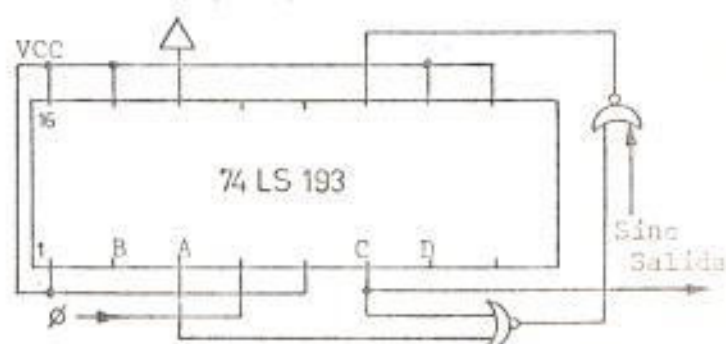
De igual forma si se desea generar la componente del quinto orden se toma la señal del oscilador y se la hace pasar por los módulos divisores por 11 y 7, así, la señal de salida tendrá una frecuencia 5 veces mayor a la componente fundamental.

En base al mismo criterio para generar la componente de séptimo orden, la señal del oscilador debe pasar por los módulos divisores 11 y 5, y finalmente para la componente de onceavo orden la señal del oscilador deberá pasar por los módulos divisores 7 y 5. Todos los módulos divisores se los precoloca con una señal de sincronismo a la frecuencia de la componente fundamental.

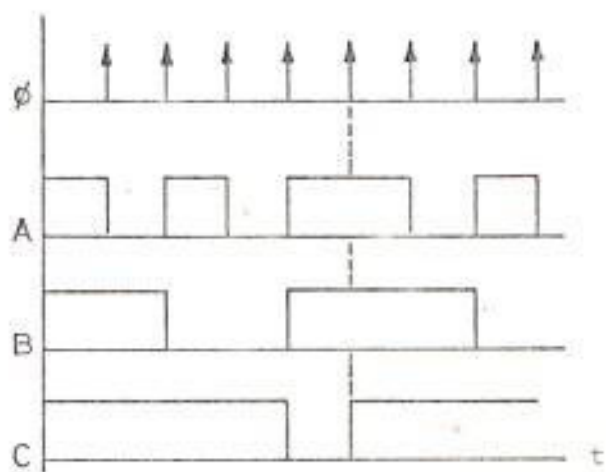
2.2.3.1. Divisor de módulo 5

El contador de módulo 5 es un contador por propagación con parada propia. El circuito integrado utilizado es el SN74193 trabajando como contador descendente inicializadas sus salidas a nivel lógico alto. Dos puertas OR se utilizan en el circuito, una para la parada propia y otra para la sincronización con la componente fundamental. La parada propia es comandada por las salidas Q_A y Q_C .

El circuito divisor de módulo 5 con los respectivos diagramas de tiempo se ilustran en la figura 2.7, note que la parada propia y la sincronización comandan la entrada LOAD del contador, la cual precoloca todas las salidas a la condición inicial (nivel alto) al recibir un pulso de nivel bajo, repitiéndose el proceso.



a. Circuito divisor de módulo 5

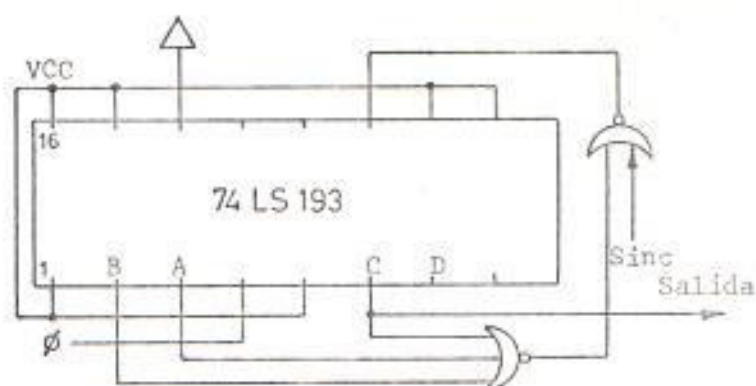


b. Diagramas de tiempos del circuito de módulo 5.

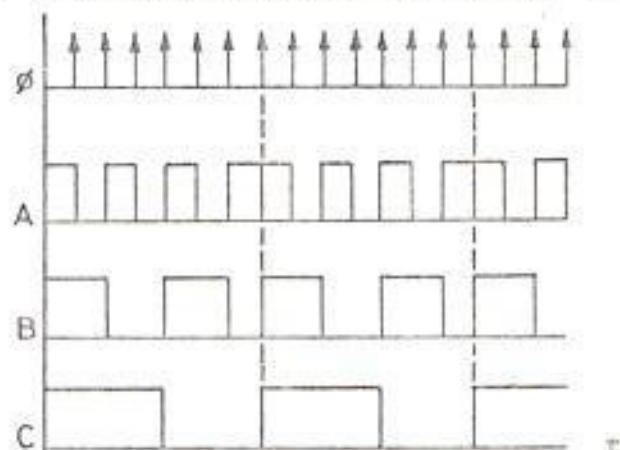
FIGURA 2.7.

2.2.3.2. Divisor de Módulo 7.

El circuito contador de anillo de módulo 7 se muestra en la figura 2.8, es similar al circuito contador de módulo 5, la diferencia radica en los comandos de la parada propia que en éste módulo estarán dados por las salidas Q_A , Q_B , Q_C .



a. Circuito contador de módulo 7.



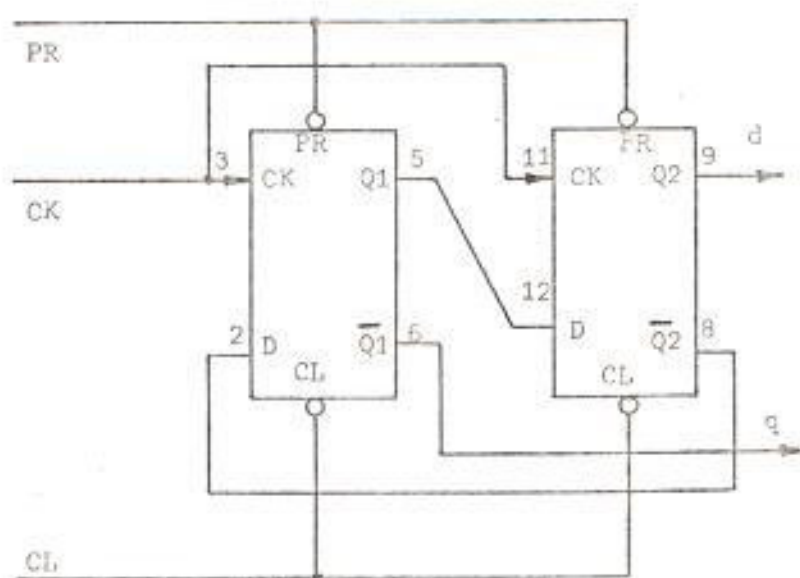
b. Diagramas de tiempos del circuito de módulo 7.

FIGURA 2.8.

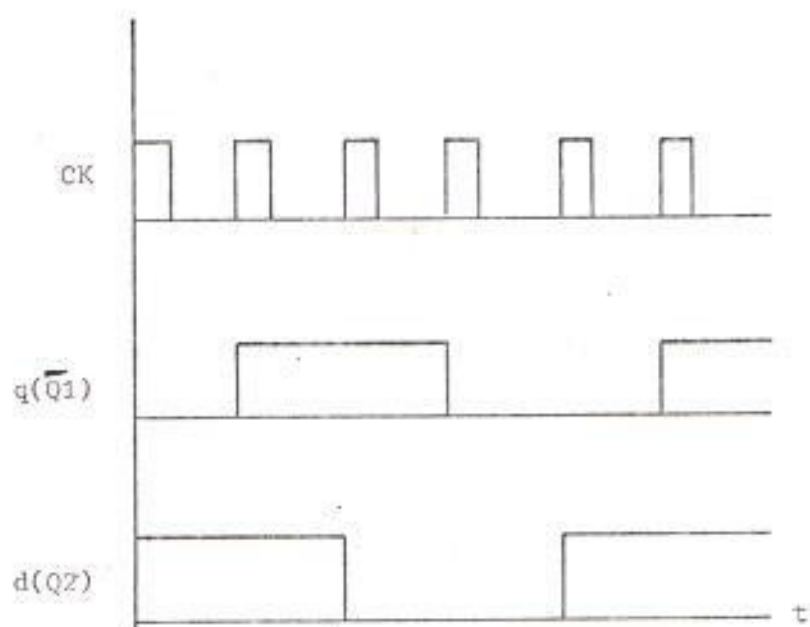
2.2.4. CIRCUITO PARA LA CONVERSION DE SEÑAL RECTANGULAR A SEÑAL CUADRADA Y GENERACION DE LA CORRESPONDIENTE SEÑAL EN CUADRATURA.

Las señales de salida dadas por el divisor de frecuencia son señales rectangulares, estas señales se las va a transformar con el circuito de la figura 2.10 a señales cuadradas y el mismo circuito generará la señal desplazada 90 grados eléctricos (señal en cuadratura).

El circuito integrado empleado para realizar la transformación y generación en cuadratura es el SN7474, la configuración empleada con los diagramas de tiempos se muestran en la figura 2.10.



a. Conversor de señal rectangular a cuadrada.



- b. Diagramas de tiempos del conversor a señal cuadrada.

FIGURA 2.10

La sincronización del circuito conversor con la componente fundamental se hizo a través del pin de precolocación PR del integrado SN7474, con el cual se fija la condición inicial de las salidas al recibir un pulso de nivel bajo. La condición de operación de las salidas Q dependerá del nivel en que se encuentre D y del flanco positivo de la señal de reloj.

La tabla de lógica del circuito integrado utilizado es la siguiente:

	PR	CL	\emptyset	D	Q	\bar{Q}
C.I.	L	H	X	X	H	L
	H	L	X	X	L	H
	L	L	X	X	H	H
C.O.	H	H		H	H	L
	H	H		L	L	H
	H	H	L	X	Q	Q

Tabla 2.1

C.I.: Condición inicial en la sincronización

C.O.: Condición de operación.

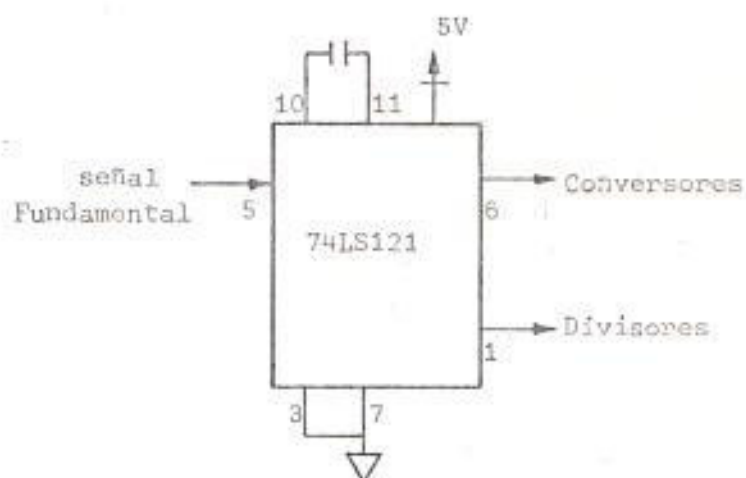
2.2.5. CIRCUITO DE SINCRONIZACION

El circuito sincronizador con sus respectivos diagramas de tiempos se muestra en la figura 2.11, el cual utiliza un circuito monoestable SN7415121 disparado por flanco positivo de la señal fundamental no desplazada.

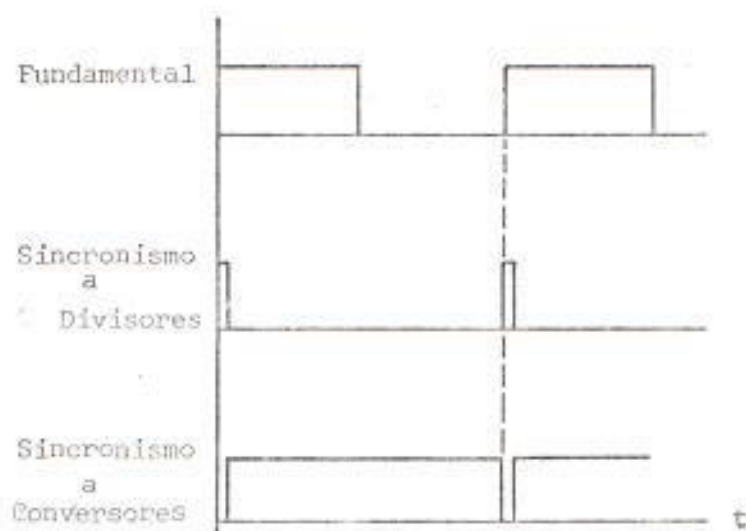
Las puertas OR de los módulos divisores, requieren un pulso de nivel alto en el instante de la sincronización para actuar sobre el pin de cargado de los contadores y producir la inicialización de los mismos, por este motivo la señal que alimente a los módulos contadores es la salida Q del circuito.

Los pines de precolocación de los conversores a señal cuadrada de las componentes 5^{ta}, 7^{ma} y 11^{ta} armónica, están siempre en nivel alto

y al contrario de las puertas OR, estos requieren un pulso a nivel bajo en el instante de la sincronización, precolocando las salidas de los conversores, para que en ese instante todas las señales inicien sus períodos.



a. Circuito de sincronización del divisor de frecuencia.



b. Diagramas de tiempos.

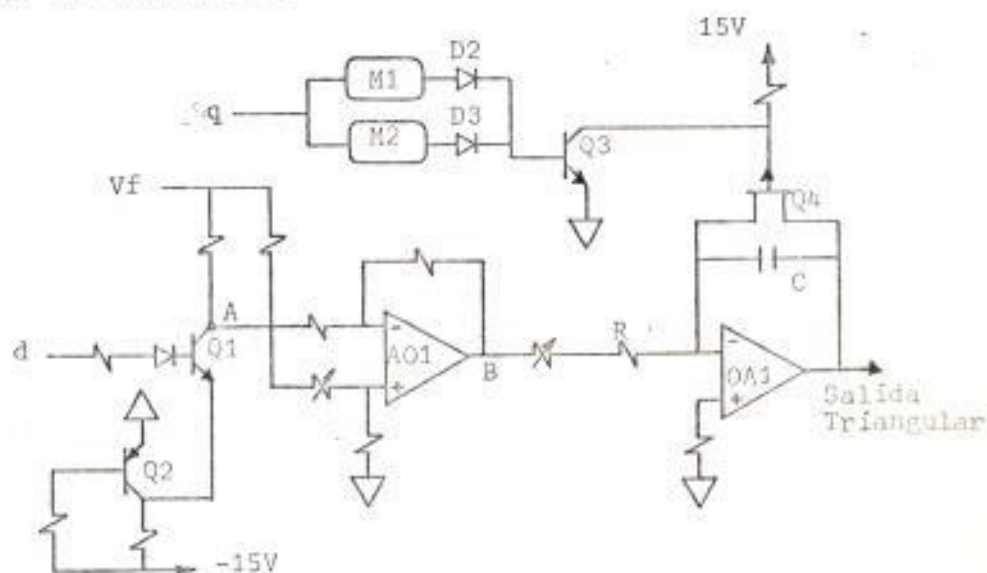
FIGURA 2.11

2.3. CONVERSORES DE SEÑALES

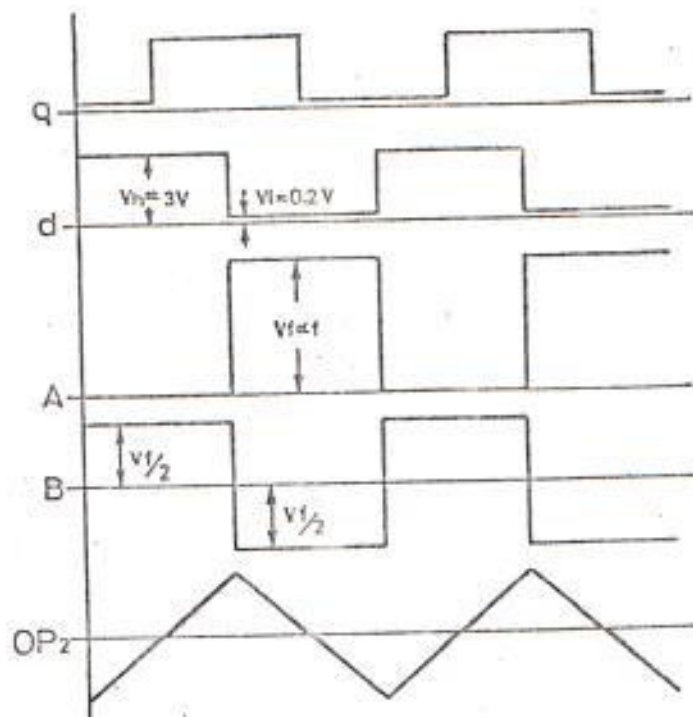
En la descripción del circuito de control hecha en la sección 2.1 en este mismo capítulo, se menciona la necesidad de realizar conversiones para la obtención de la señal sinusoidal de la componente fundamental y de sus armónicos las que serán explicadas a continuación de este párrafo.

2.3.1. CONVERTOR DE SEÑAL DE ONDA CUADRADA A ONDA TRIANGULAR.

La señal triangular de salida del convertor se mantendrá en 10 voltios de pico a pico y de acuerdo a la expresión 2.4 de la sección 2.2.2, este valor de voltaje DC depende de la frecuencia en que esté trabajando el equipo y es el que comandará el voltaje a integrarse en el convertor.



a. Convertor de señal de onda cuadrada a onda triangular.



b. Diagramas de tiempos del circuito convertidor a triangular

FIGURA 2.12

La figura 2.12 muestra el circuito empleado para realizar la conversión de señal de onda cuadrada a onda triangular, en la misma se muestra los diagramas de tiempos del circuito, para transformar la señal cuadrada d, la cual primero se la lleva a un nivel de V_H , (colector de Q_1) conmutando en corte y saturación por el transistor Q_1 con la señal d_0 . Para conseguir un nivel lo más próximo a cero de la señal en el punto A cuando Q_1 está en saturación contrarrestamos el voltaje de colector a emisor de Q_1 con otro transistor

Q_2 que esté siempre en saturación.

Para centrar la forma de onda de la señal en el punto A o eliminar la componente DC se utiliza el circuito realimentado con el amplificador operacional OP1, (forma de onda de señal en el punto B, se muestra en la figura 2.12) donde los niveles que alcanza la señal son de $V_r/2$ o $-V_r/2$. Estos niveles de la salida del primer amplificador operacional son integrados con el circuito integrador con un segundo amplificador operacional, resultando la señal triangular. Se asegura los cruces por cero de la señal triangular y se elimina alguna condición inicial parásita en el condensador al prender el equipo, conmutando a Q_4 , con pulsos obtenidos de los flancos tanto positivos como negativos de la señal en cuadratura, a través de Q_3 como se indica en la figura. Los flancos se los obtiene haciendo pasar la señal en cuadratura por circuitos monoestables.

El valor de los elementos R y C dependerá de la frecuencia fundamental o componente armónico a integrarse, debido a que el valor de V_r se mantiene una vez establecida la frecuencia en que se desea trabajar.

Considerando que a frecuencia máxima queremos

que:

$$V_e = 5 \text{ vol. y } V_r = 10 \text{ vol.}$$

De la ecuación 2.3 tenemos:

$$RC = V_r / 4 F V_e \quad (2.10)$$

Los valores de R y C para los circuitos integradores de fundamental y de sus armónicos, se los obtiene reemplazando valores en la expresión (2.10).

2.3.2. CONVERTOR DE ONDA TRIANGULAR A ONDA SINUSOIDAL.

El circuito convertidor de onda a sinusoidal que se utiliza, se basa en cambios de la ganancia de retroalimentación, dependiendo del voltaje que alcance la señal de salida. Para explicar el circuito de la figura 2.13, consideramos a la señal sinusoidal como resultado de segmentos de rectas L_0 , L_1 , L_2 , L_3 (ver apéndice 6) desde 0 - 5.3 voltios, 5.3 - 7.8 voltios, 7.8 - 9.2 voltios, 9.2 - 10 voltios respectivamente, que serán seguidos de acuerdo al voltaje que tome la señal triangular a la entrada. Para establecer la amplificación que necesita la señal de onda triangular para que siga a la sinusoidal en el primer segmento L_0 desde 0 - 5.3 voltios de la señal de salida comparamos las

pendientes de la señal triangular con la pendiente de L_0 . Cuando la señal de salida alcanza los 5.3 voltios, ésta deberá seguir al segmento L_1 . Este cambio en la amplificación correspondiente al segmento L_1 se lo hace con un diodo zener que conduzca a ese voltaje y ponga en paralelo una resistencia adicional a la resistencia de retroalimentación, este nuevo valor de resistencia corresponde a la pendiente del segmento L_1 . De igual forma una vez que la señal de salida alcance los 7.8 voltios con otro diodo zener, a ese valor se pone una nueva resistencia en paralelo variando la resistencia de retroalimentación al nuevo valor que corresponde a la pendiente del segmento L_2 . Aplicamos el mismo criterio para el cambio de pendiente L_3 , cuando alcance la señal de salida del convertidor los 9.2 voltios.

En la parte de descenso del semiciclo positivo de la sinusoidal, la señal de salida del convertidor seguirá a la sinusoidal a través de los segmentos L_3 , L_2 , L_1 , L_0 , debido a que la amplificación retroalimentada irá variando conforme vayan desactivándose los diodos zener.

Un circuito puente es implementado a la retroalimentación del convertor para que se comporte en igual forma en el semiciclo negativo.

El circuito empleado para la conversión de onda triangular a sinusoidal se lo muestra en la figura 2.13.

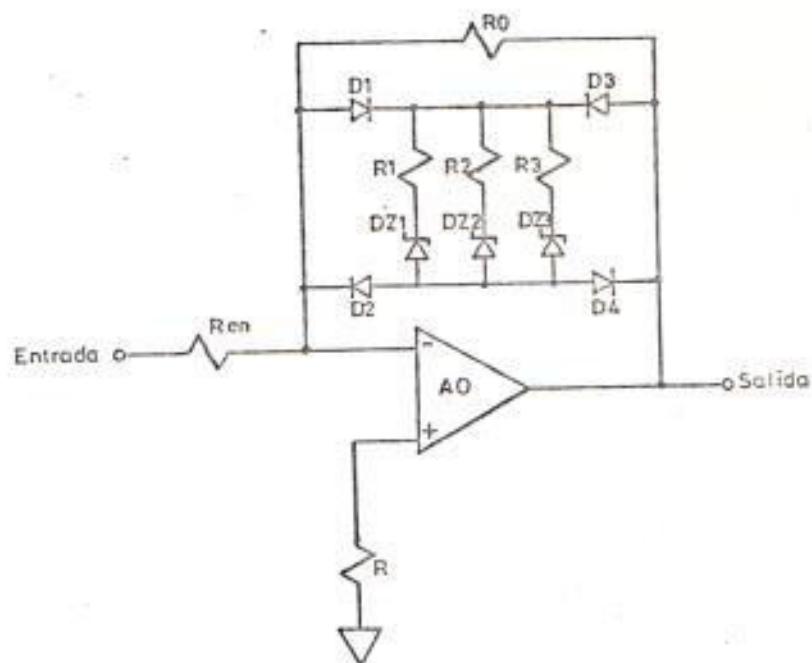


FIGURA 2.13.- Convertor de onda triangular a onda sinusoidal.

2.3.3. CONVERTOR DE FASES.

Las dos señales sinusoidales en cuadratura que se han venido transformando desde su forma de onda cuadrada, ingresan al circuito convertor de fases para producir las 3 señales sinusoidales desplazadas 120° entre sí.

El diagrama fasorial y las relaciones fasoriales necesarias se muestran a continuación en la figura 2.14.

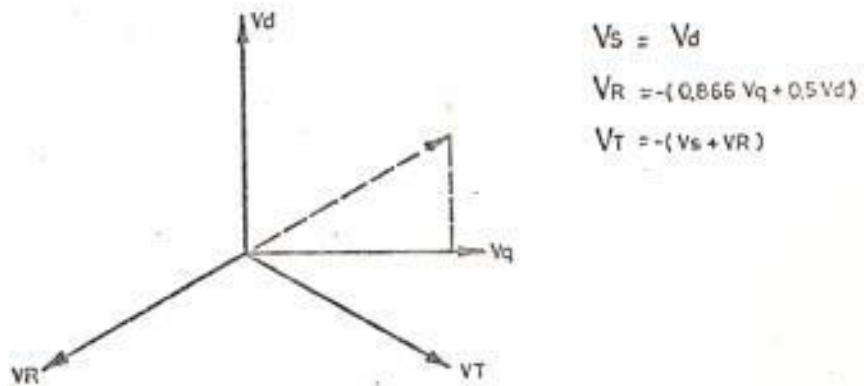


FIGURA 2.14.- Diagrama fasorial del convertor de fases.

El circuito que realiza la operación de suma fasorial se muestra en la figura 2.15.

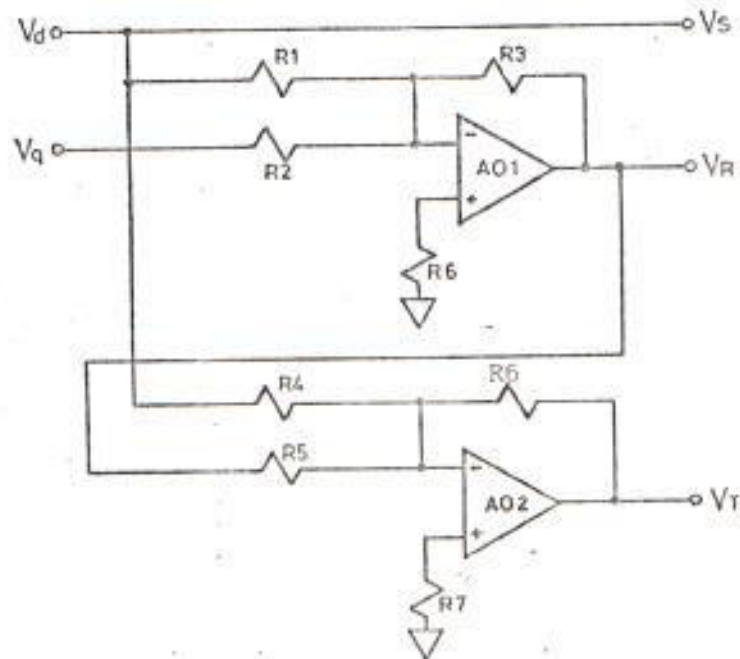


FIGURA 2.15.- Circuito convertor de fases.

2.3.4. SUMADORES

Los circuitos sumadores como su propio nombre lo indica suman las señales sinusoidales de la fundamental con niveles controlados de 5^{to}, 7^{mo}, y 11^{avo} armónico correspondiente de cada fase dando como resultado la señal sinusoidal compuesta. El circuito empleado se lo muestra en la figura 2.16.

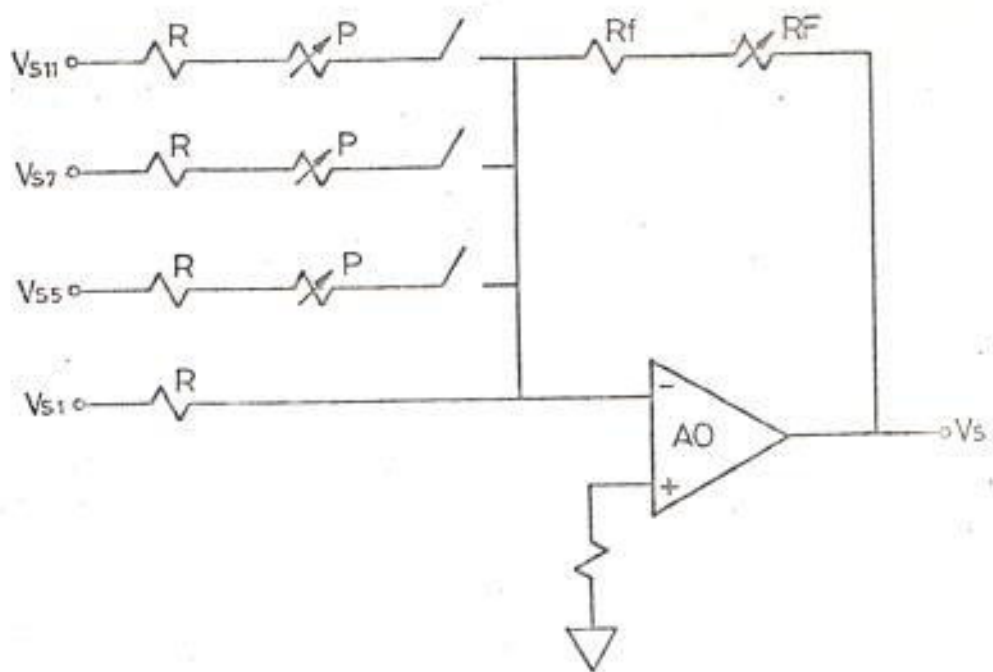


FIGURA 2.16.- Circuito sumador de componentes

2.4. MODULACION DE ANCHO DE PULSOS.

La técnica de la modulación de ancho de pulsos consiste en la generación de un tren de pulsos donde la señal de voltaje de salida es de amplitud constante, y los tiempos de los pulsos son los que varían. El método empleado para variar el ancho de los pulsos está basado en la comparación de la señal sinusoidal compuesta con una señal de onda triangular de alta frecuencia que llamaremos portadora, los cruces de estas señales comparadas generaran los pulsos requeridos para la conmutación de los transistores de fuerza.

2.4.1. Circuito de modulación de ancho de pulsos.

El método de modulación de ancho de pulsos empleado es el que conmuta entre los voltajes límites de carga, tal como se ilustra en la figura 2.17.

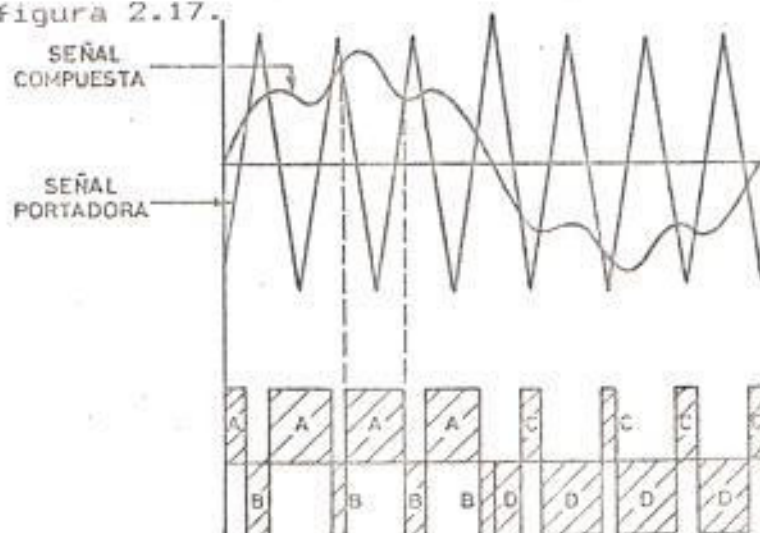


FIGURA 2.17.- Formas de onda en modulación de ancho de pulsos.

La selección de la frecuencia de la señal portadora se determina de acuerdo a la necesidad de reproducción de los componentes armónicos de la señal sinusoidal compuesta, para una aceptable exactitud; así para la máxima frecuencia de operación de 110 Hertz la frecuencia del armónico más alto será aproximadamente 1.2 KHz, de ahí que se consideró 7.26 Hz.

Refiriendonos a las figuras 2.17 y 2.18, los transistores T_1 y T_4 son prendidos durante los periodos A y apagados durante los periodos B y C. Los diodos D_2 y D_3 conducirán durante los periodos B, y los diodos D_1 y D_4 conducirán durante los periodos C.

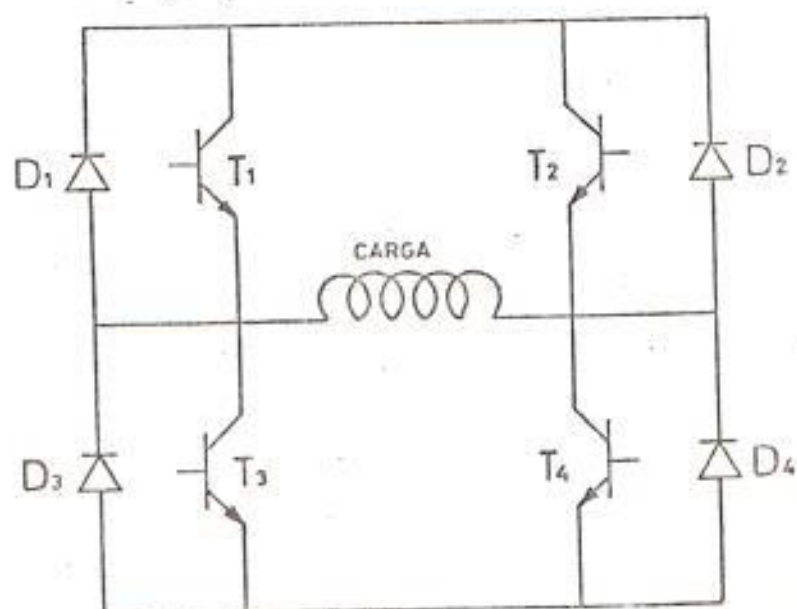


Fig. 2.18.- Circuito puente.

Los transistores T_3 y T_2 durante los periodos D estarán prendidos, y apagados durante los periodos B y C.

Con este método lo esencial es proveer una señal lógica que permita tanto a T_1 y T_4 o T_3 y T_2 entren en conducción dependiendo de la dirección del flujo de la corriente de carga, las señales lógicas se las obtendrá del diagrama del circuito mostrado en la figura 2.19.

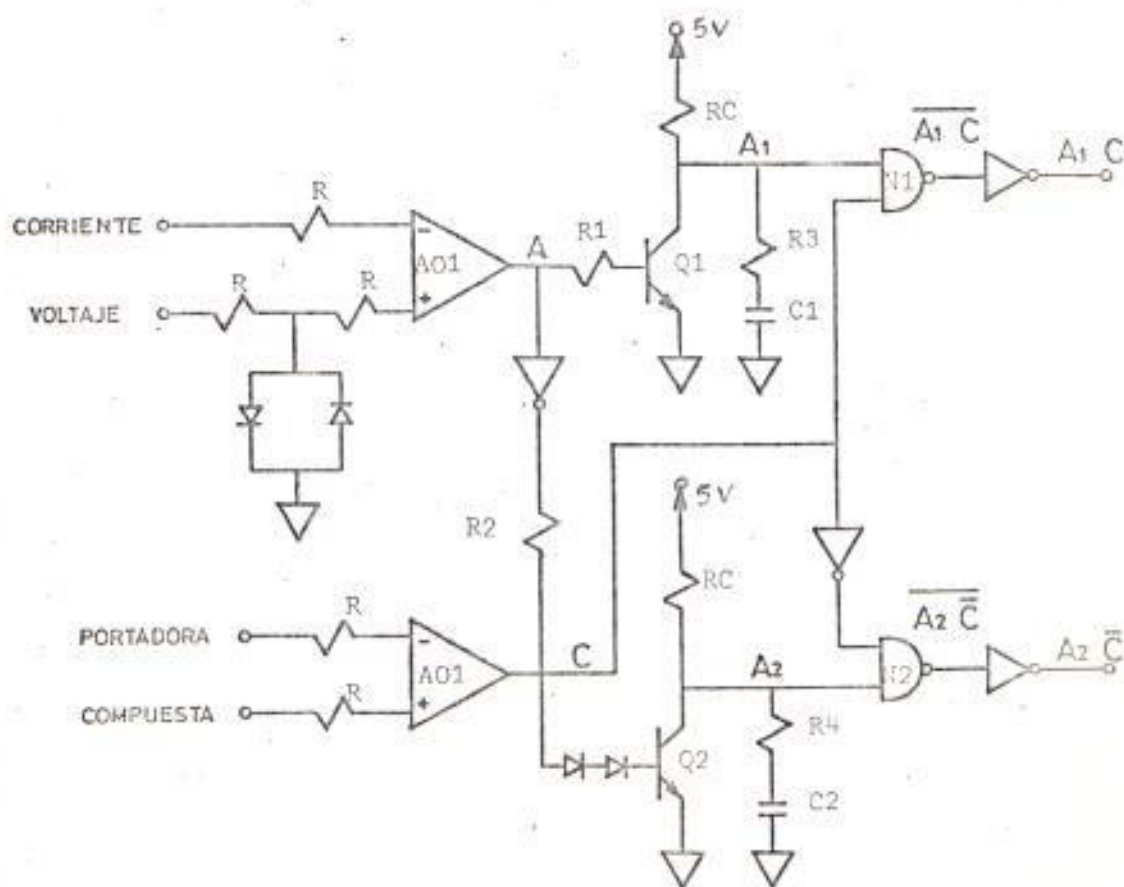


FIGURA 2.19.- Circuito de modulación de ancho de pulsos.

2.4.2. ANALISIS DE LA MODULACION DE ANCHO DE PULSOS

El circuito empleado para la modulación de ancho de pulsos se muestra en la figura 2.19, este circuito evita cortocircuitos de la fuente cuando se produce el cambio de la conducción en los transistores del inversor mediante un tiempo de banda muerta generados por R_3 , C_1 y R_4 y C_2 .

Los gráficos de tiempos del circuito se los indica en la figura 2.20.

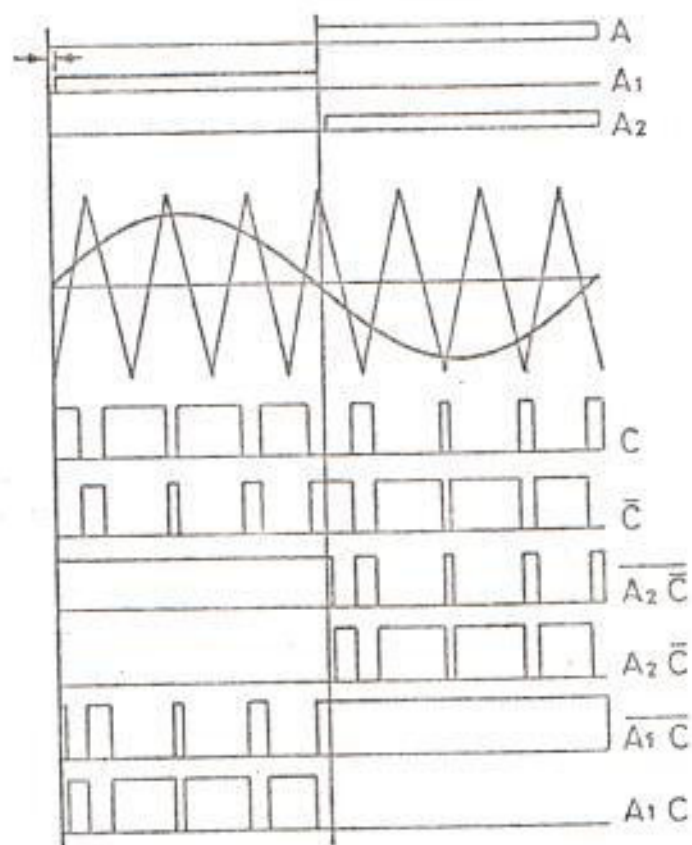


FIGURA 2.20.- Formas de ondas en diferentes puntos del circuito de modulación de ancho de pulsos.

La operación del circuito modulador puede ser explicada como sigue: la señal sinusoidal compuesta es comparada en IC_1 con la señal portadora triangular, la señal de salida lógica corresponde a la señal C del gráfico de tiempos. Una segunda señal A es creada para la combinación de voltaje sinusoidal y la señal de muestra de la corriente de carga. Un retardo e inversión de la señal A se produce a través de D_1 , R_3 y C_1 y un retardo no invertido de la señal A se produce por D_2 , R_4 , C_2 .

Estas señales son combinadas con la señal C a través de las puertas N_1 y N_2 , para finalmente obtener las señales A_1C y A_2C , las cuales serán amplificadas para comandar las parejas de transistores del circuito puente T_1-T_4 y T_3-T_2 respectivamente. La señal A se creó para eliminar distorsiones producidas cuando se trabaja con carga de factor de potencia bajo con una considerable corriente; por esta razón si la corriente de carga por fase excede a 0.4 Amp., la señal A seguirá a los cruces por cero de corriente, de caso contrario seguirá a los cruces por cero de la señal sinusoidal compuesta.

El circuito que toma la muestra de corriente

y que pasa a compararse en el circuito de modulación para generar la señal A, se lo muestra en la figura 2.21.

Para 0.4 Amp., el voltaje generado en los sensores que toman las muestras de corriente serán:

$$E_1 = 0.4 \times 0.03 = 0.012 = E_2$$

$$V_m = 20 (0.024) = 0.48 \text{ Volt.}$$

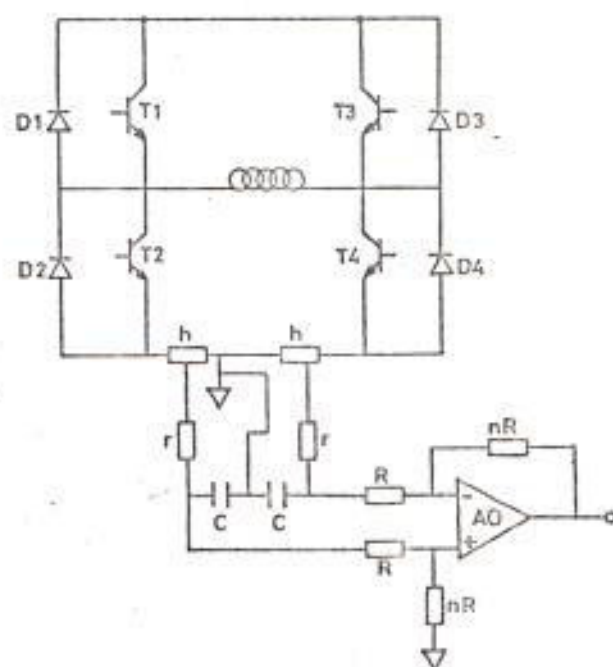


FIGURA 2.21.- Circuito detector de corriente.

Este voltaje dado por el circuito que toma la muestra de corriente se compara en IC₁ del circuito modulador con una señal de 0.5 Volt. dados por la conducción de los diodos D₁ y D₂ al recibir la señal sinusoidal compuesta.

2.5. CIRCUITO DE COMANDO PARA LOS TRANSISTORES DEL CIRCUITO INVERSOR.

Las formas de onda de las señales lógicas A_1C o A_2C a la salida del circuito de modulación de ancho de pulsos, comandan las parejas de transistores del circuito puente T_1-T_4 , T_2-T_3 respectivamente; pero antes estas señales se amplifican con circuitos amplificadores que se independizan del circuito de control mediante optoaisladores, y del circuito de fuerza debido a que la fuente de alimentación de DC es totalmente independiente.

El circuito amplificador de comando se muestra a continuación en la figura 2.22.

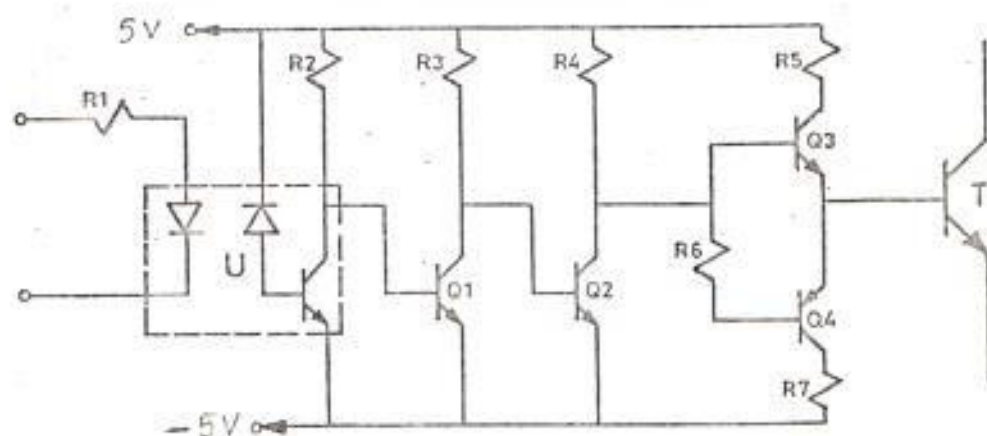
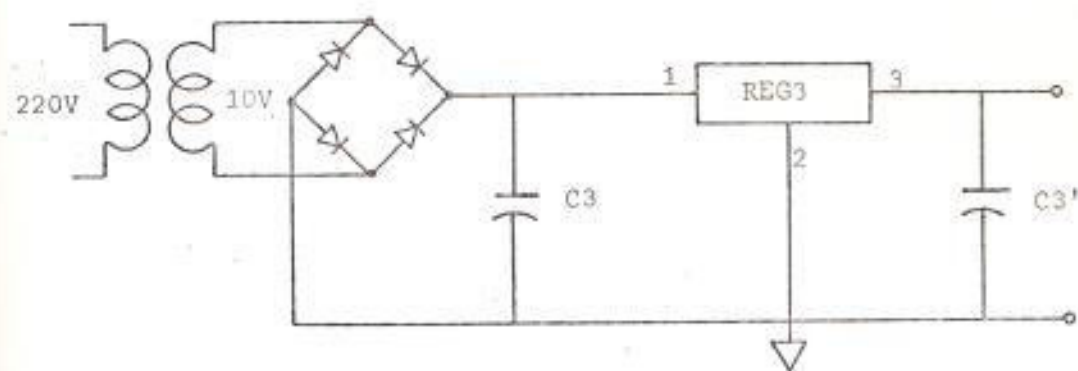


FIGURA 2.22.- Circuito de comando amplificador del inversor.

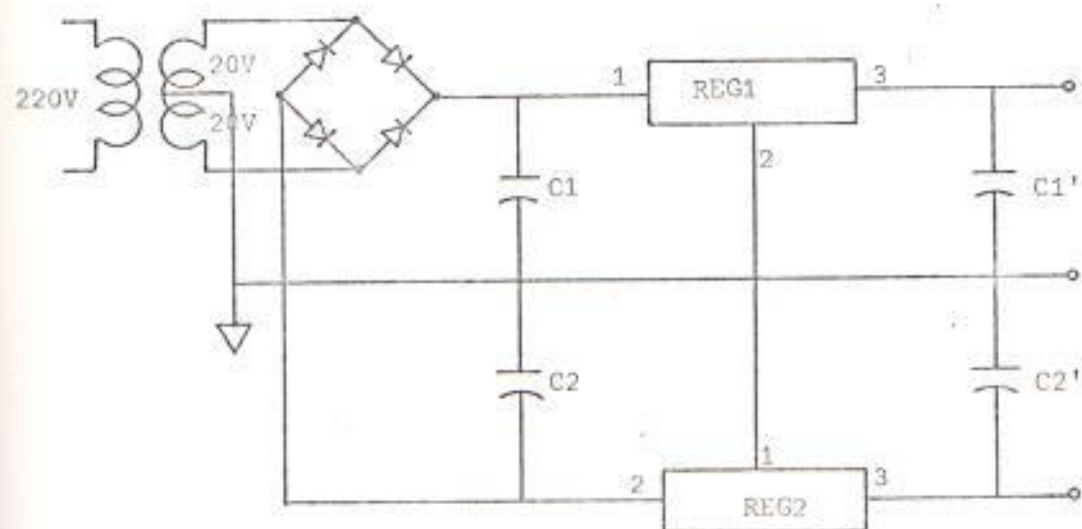
Los valores de los elementos utilizados en los circuitos amplificadores, se obtienen de acuerdo a los cálculos desarrollados en el apéndice 4.

2.6. DIAGRAMAS DEL CIRCUITO DE CONTROL.

2.6.1. DIAGRAMA DE LA FUENTE DE ALIMENTACION DEL CIRCUITO DE CONTROL

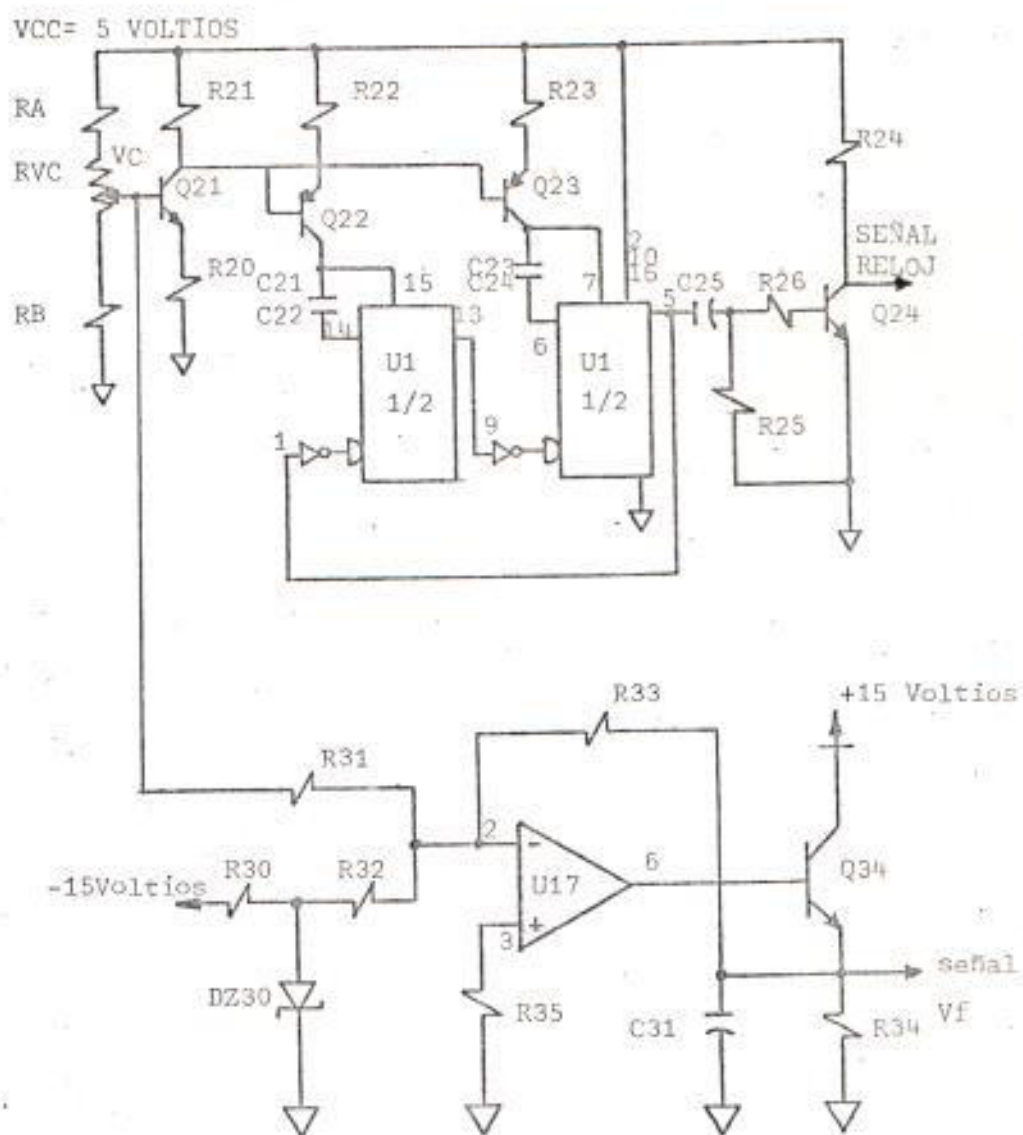


a) fuente de 5 voltios

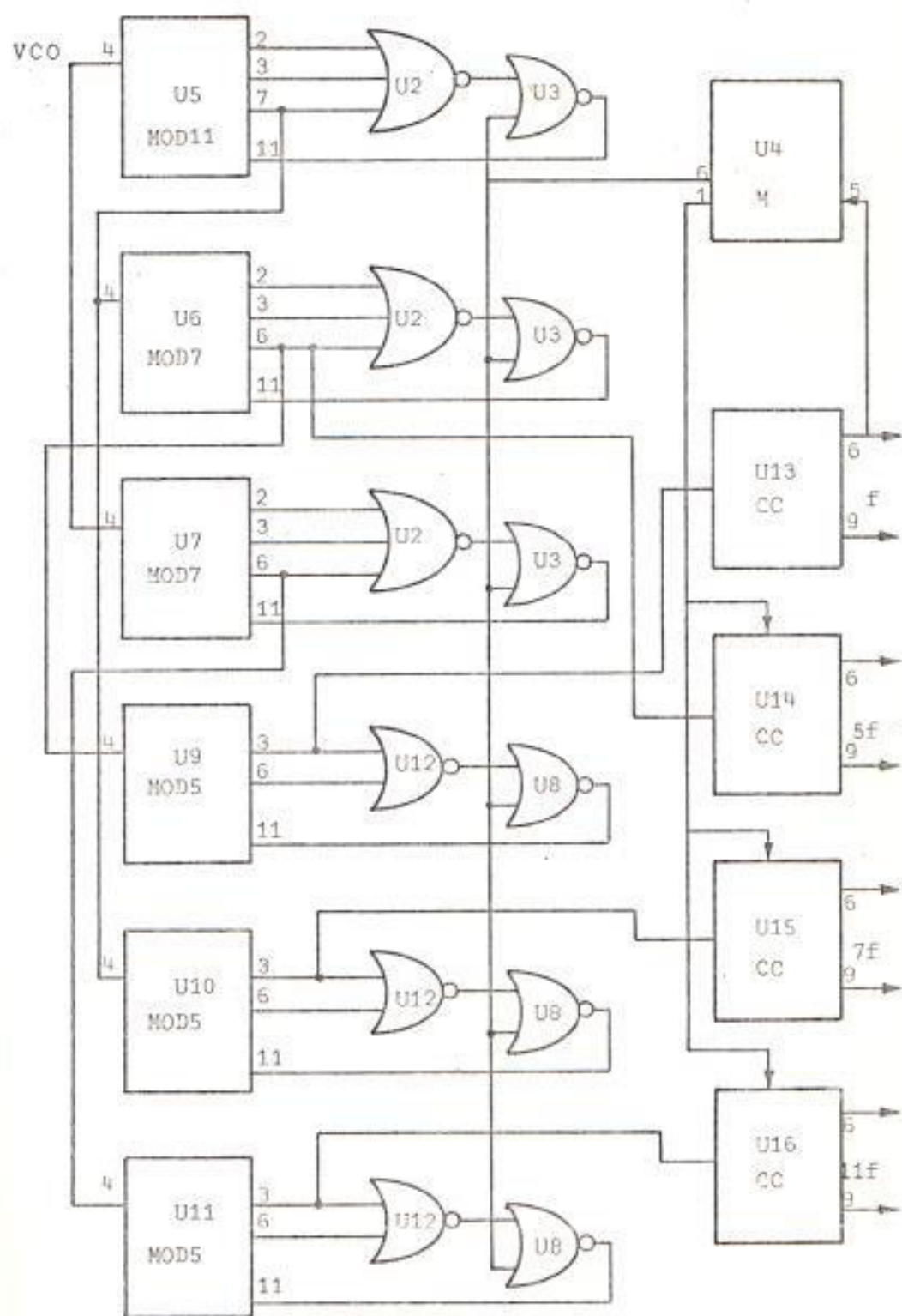


b) fuente de \pm 15 voltios

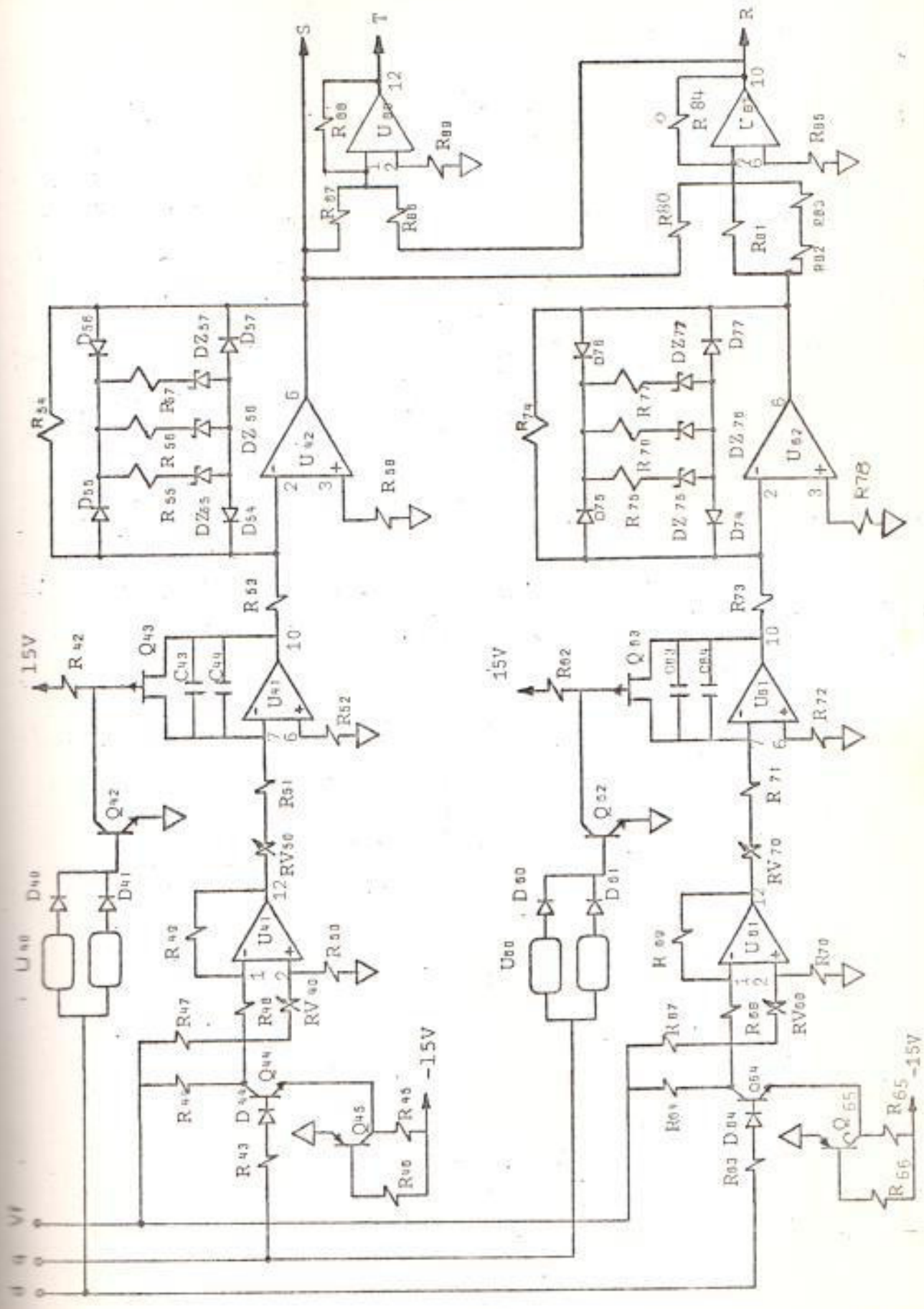
2.6.2. DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE RELOJ Y AMPLIFICADOR DE VOLTAJE DE CONTROL.



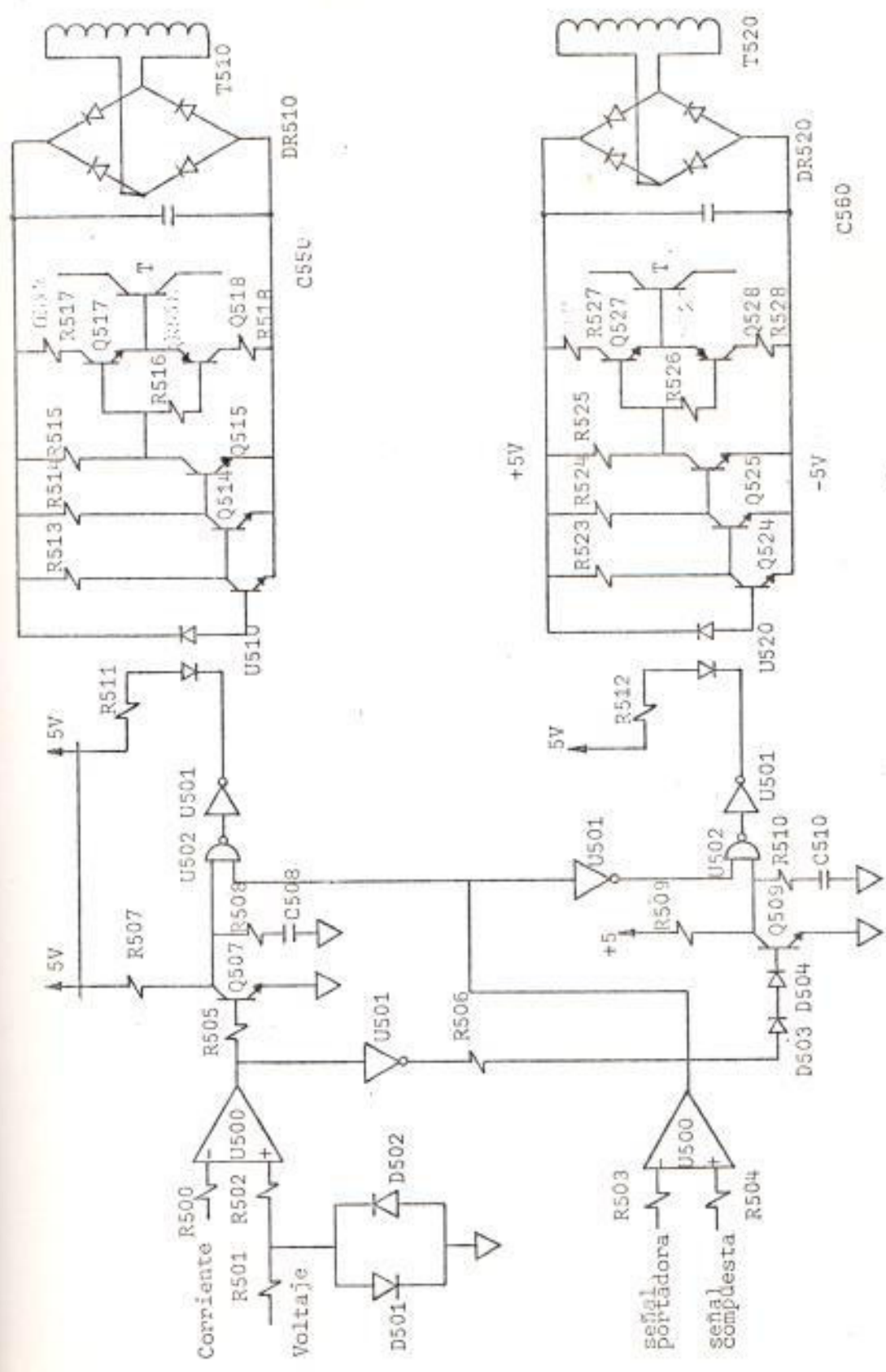
2.6.3. DIAGRAMA DEL CIRCUITO DIVISOR DE FRECUENCIAS Y CONVERSORES A SEÑAL CUADRADA.



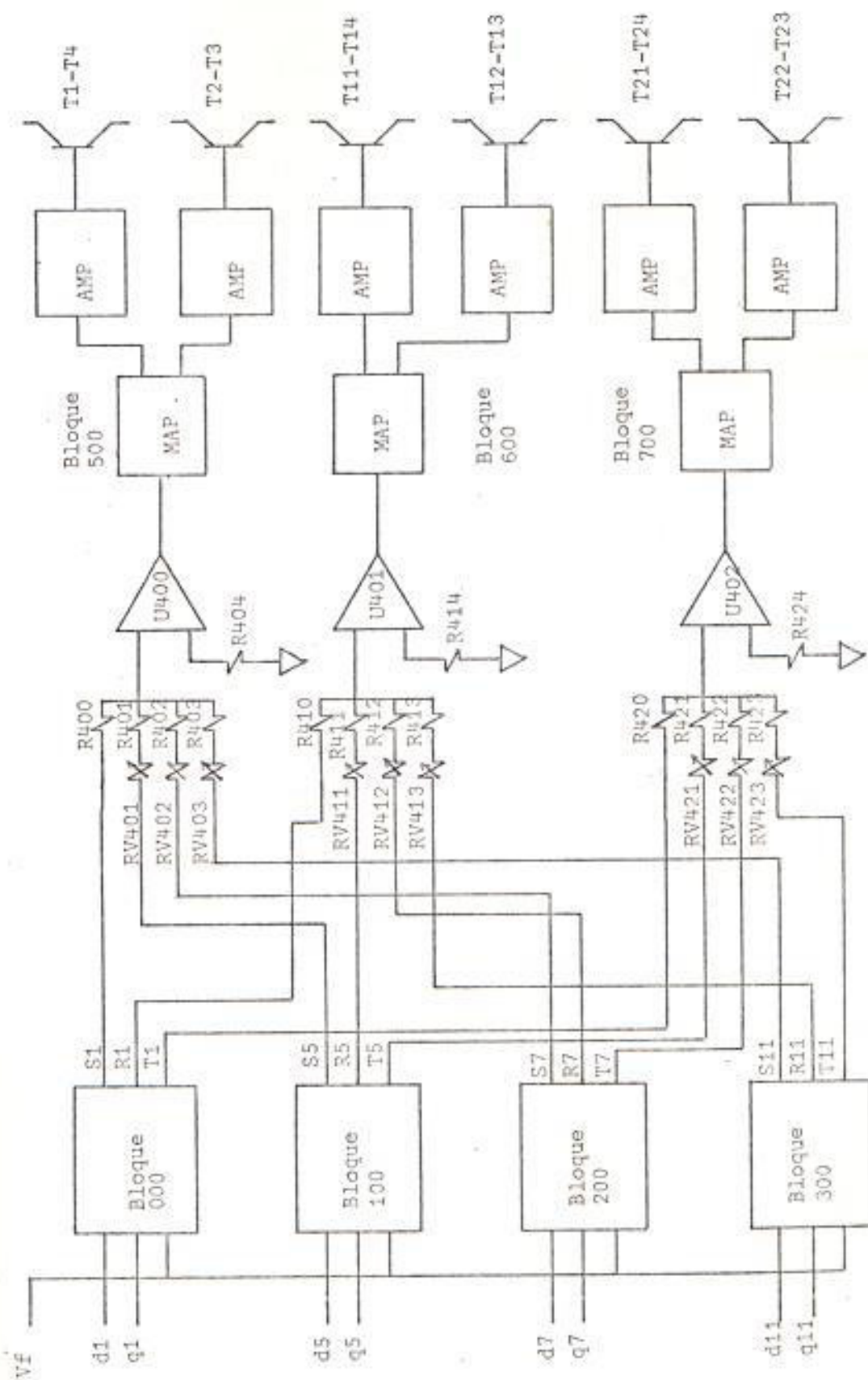
2.6.4. DIAGRAMA DEL CIRCUITO CONVERSOR (BLOQUE 000
CORRESPONDIENTE A FRECUENCIA FUNDAMENTAL).



2.6.5. DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE MODULACION DE ANCHO
DE PULSOS Y DE LOS CIRCUITOS AMPLIFICADORES
DE COMANDO.



2.6.6. DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE CONTROL



CAPITULO 3

CONSTRUCCION DEL EQUIPO

3.1. LISTA DE MATERIALES

3.1.1. CIRCUITO DE RELOJ, AMPLIFICADOR DE DC Y DIVISOR DE FRECUENCIA.

CANTIDAD	ELEMENTO	DESCRIPCION	CODIGO
6	1 μ F	Condensador	C ₂₁ "'-C ₂₂ "' C ₂₃ - C ₂₄
1	0.2 μ F	C. electrol.	C ₂₅
1	1.5 μ F, 25V	C. electrol.	C ₂₆
1	10 μ F, 25V	C. electrol.	C ₃₁
3	2K Ω	Resis. carbón	R ₂₀ , R ₂₂ , R ₂₃
4	1K Ω	" "	R ₂₁ , R ₂₄ , R ₂₆ R ₃₅ "
2	100 Ω	" "	R ₆ "
1	20 Ω	" "	R _A "
1	68 Ω	" "	R _A "
2	10K Ω	" "	R ₂₅ , R ₃₁
1	32K Ω	" "	R ₃₃
2	470 Ω	" "	R ₃₄ , R ₃₂ "'
1	10K Ω	" "	R ₃₂ "'
1	30 Ω	" "	R ₃₂ "'
1	220 Ω , 2watt	" "	R ₃₀
1	6.8K	" "	R ₃₅ "
1	47 Ω	" variable	RV _c
1	1N751A	Diodo zener	VZ30
2	B324	Trans. de Ge	Q ₂₂ , Q ₂₃

1	2N428M	" " "	Q ₂₁
1	2SC1364	" " Si	Q ₂₄
1	2SC945	Trans. de Si	Q ₂₄
1	SN74LS123N	IC Monoestable doble	U ₁
6	SN74LS193	IC Contador	U ₅ , U ₆ , U ₇ , U ₉ , U ₁₀ , U ₁₁
4	SN74LS74	IC Flip Flop	U ₁₃ , U ₁₄ , U ₁₅ , U ₁₆
1	SN74LS27	IC Puertas or de 3 in	U ₂
3	SN74LS02	IC Puertas or de 2 in	U ₃ , U ₈ , U ₁₂
1	SN74LS121	IC monoestable	U ₄
1	LM741CN	IC amplificador operacional	U ₁₇

3.1.2. CONVERSORES A TRIANGULAR Y A SINUSOIDAL

CANT.	ELEM.	DESCRIPC.	CODIGO
16	5.6K Ω	Resist.	R ₄₀ , R ₄₁ , R ₆₀ , R ₆₁ R ₁₄₀ , R ₁₄₁ , R ₁₆₀ , R ₁₆₁ R ₂₄₀ , R ₂₄₁ , R ₂₆₀ , R ₂₆₁ R ₃₄₀ , R ₃₄₁ , R ₃₆₀ , R ₃₆₁
56	10K Ω	Resist.	R ₄₂ , R ₄₃ , R ₄₇ , R ₄₉ , R ₅₀ R ₅₃ , R ₆₂ , R ₆₇ , R ₆₉ , R ₇₀ R ₇₃ , R ₈₄ , R ₈₉ , R ₁₄₂ R ₁₄₃ , R ₁₄₇ , R ₁₄₉ , R ₁₅₀ R ₁₅₃ , R ₁₆₂ , R ₁₆₃ , R ₁₆₉ R ₁₆₉ , R ₁₇₀ , R ₁₇₃ , R ₁₈₄ R ₁₈₉ , R ₂₄₂ , R ₂₄₃ , R ₂₄₉ R ₂₄₉ , R ₂₅₀ , R ₂₅₃ , R ₂₆₂ R ₂₆₃ , R ₂₆₇ , R ₂₆₉ , R ₂₇₀ R ₂₇₃ , R ₂₈₄ , R ₂₈₉ , R ₃₄₂ R ₃₄₃ , R ₃₄₇ , R ₃₄₉ , R ₃₅₀ R ₃₅₃ , R ₃₆₂ , R ₃₆₃ , R ₃₆₉ R ₃₆₉ , R ₃₇₀ , R ₃₇₃ , R ₃₈₄ R ₃₈₉

8	9.1K Ω	Resist.	R ₄₀ , R ₆₀ , R ₁₄₀ , R ₁₆₀ R ₂₄₀ , R ₂₆₀ , R ₃₄₀ , R ₃₆₀
8	1K Ω	Resist.	R ₄₄ , R ₆₄ , R ₁₄₄ , R ₁₆₄ R ₂₄₄ , R ₂₆₄ , R ₃₄₄ , R ₃₆₄
8	2K Ω	Resist.	R ₄₅ , R ₆₅ , R ₁₄₅ , R ₁₆₅ R ₂₄₅ , R ₂₆₅ , R ₃₄₅ , R ₃₆₅
8	3K Ω	Resist.	R ₄₆ , R ₆₆ , R ₁₄₆ , R ₁₆₆ R ₂₄₆ , R ₂₆₆ , R ₃₄₆ , R ₃₆₆
16	22K Ω	Resist.	R ₆₁ , R ₆₈ , R ₇₁ , R ₇₈ R ₁₆₁ , R ₁₆₈ , R ₁₇₁ , R ₁₇₈ R ₂₆₁ , R ₂₆₈ , R ₂₇₁ , R ₂₇₈ R ₃₆₁ , R ₃₆₈ , R ₃₇₁ , R ₃₇₈
8	30K Ω	Resist.	R ₆₄ , R ₇₄ , R ₁₆₄ , R ₁₇₄ R ₂₆₄ , R ₂₇₄ , R ₃₆₄ , R ₃₇₄
8	92K Ω	Resist.	R ₆₅ , R ₇₅ , R ₁₆₅ , R ₁₇₅ R ₂₆₅ , R ₂₇₅ , R ₃₆₅ , R ₃₇₅
8	34K Ω	Resist.	R ₆₆ , R ₇₆ , R ₁₆₆ , R ₁₇₆ R ₂₆₆ , R ₂₇₆ , R ₃₆₆ , R ₃₇₆
8	12K Ω	Resist.	R ₆₇ , R ₇₇ , R ₁₆₇ , R ₁₇₇ R ₂₆₇ , R ₂₇₇ , R ₃₆₇ , R ₃₇₇
4	20K Ω	Resist.	R ₈₀ , R ₁₈₀ , R ₂₈₀ , R ₃₈₀
4	12K Ω	Resist.	R ₈₁ , R ₁₈₁ , R ₂₈₁ , R ₃₈₁
4	110K Ω	Resist.	R ₈₂ , R ₁₈₂ , R ₂₈₂ , R ₃₈₂
4	200K Ω	Resist.	R ₈₃ , R ₁₈₃ , R ₂₈₃ , R ₃₈₃
4	4.7K Ω	Resist.	R ₈₈ , R ₁₈₈ , R ₂₈₈ , R ₃₈₈
16	5.6K Ω	Resist.	R ₈₆ , R ₈₇ , R ₈₈ R ₁₈₆ , R ₁₈₇ , R ₁₈₈ R ₂₈₆ , R ₂₈₇ , R ₂₈₈ R ₃₈₆ , R ₃₈₇ , R ₃₈₈
8	1 K Ω	R. var.	RV ₄₀ , RV ₆₀ , RV ₁₄₀ , RV ₁₆₀ , RV ₂₄₀ , RV ₂₆₀ ,

			RV340, RV360
12	4.7K Ω	R. var.	RV50, RV70, RV150, RV170, RV250, RV270, RV350, RV370
16	10 pF	Condens.	C40, C41, C60, C61 C140, C141, C160, C161 C240, C241, C260, C261 C340, C341, C360, C361
2	10 nF	Condens.	C43, C63
2	47 nF	Condens.	C44, C64
2	47 nF	Condens.	C143, C163
2	47 nF	Condens.	C144, C164
2	47 nF	Condens.	C243, C263
2	47 nF	Condens.	C244, C264
2	47 nF	Condens.	C343, C363
2	47 nF	Condens.	C344, C364
28	ECG177	Diodos	D40, D41, D44, D54, D55 D56, D57, D140, D141 D144, D154, D155, D156 D157, D240, D241, D244 D254, D255, D256, D257 D340, D341, D344, D354 D355, D356, D357
8	ECG5008A	Diodos Zener 4.3 vol.	DZ55, DZ75, DZ155 DZ175, DZ255, DZ275 DZ355, DZ375
8	ECG5014A	Diodos Zener 6.8 vol.	DZ56, DZ76, DZ156 DZ176, DZ256, DZ276 DZ356, DZ376
8	ECG5016A	Diodos Zener 8.2 vol.	DZ57, DZ77, DZ157 DZ177, DZ257, DZ277 DZ357, DZ377
16	2SC945	Transis NPN si	Q42, Q44, Q62, Q64 Q142, Q144, Q162, Q164 Q242, Q244, Q262, Q264 Q342, Q344, Q362, Q364

8	A678	Transis PNP si	Q40, Q60, Q140, Q160 Q240, Q260, Q340, Q360
8	NTE326	Transis J Fet canal P	Q43, Q63, Q143, Q163 Q243, Q263, Q343, Q363
8	SN 74LS123	IC Monost.	U40, U60, U140, U160 U240, U260, U340, U360
8	UA 741CP	IC amp. operac.	U42, U142, U242, U342 U62, U162, U262, U362
12	UA747CN	IC Amplif. operac. doble	U42, U62, U80 U142, U162, U180 U242, U262, U280 U342, U362, U380

3.1.3. CIRCUITO SUMADOR Y CIRCUITO MODULADOR DE ANCHO DE PULSOS.

12	56K Ω	Resist.	R400, R401, R402, R403 R410, R411, R412, R413 R420, R421, R422, R423
15	3K Ω	Resist.	R404, R414, R424 R505, R506, R507, R507 R605, R606, R607, R607 R705, R706, R707, R707
15	2K Ω	Resist.	R500, R501, R502, R503 R504, R600, R601, R602 R603, R604, R700, R701 R702, R703, R704
6	20 Ω	Resist.	R508, R510, R608, R610 R708, R710
6	200 Ω	Resist.	R611, R612, R611, R612 R711, R712
9	100K Ω	R. var.	RV401, RV402, RV403 RV411, RV412, RV413 RV421, RV422, RV423
12	ECG117	Diodos	D501, D502, D503, D504

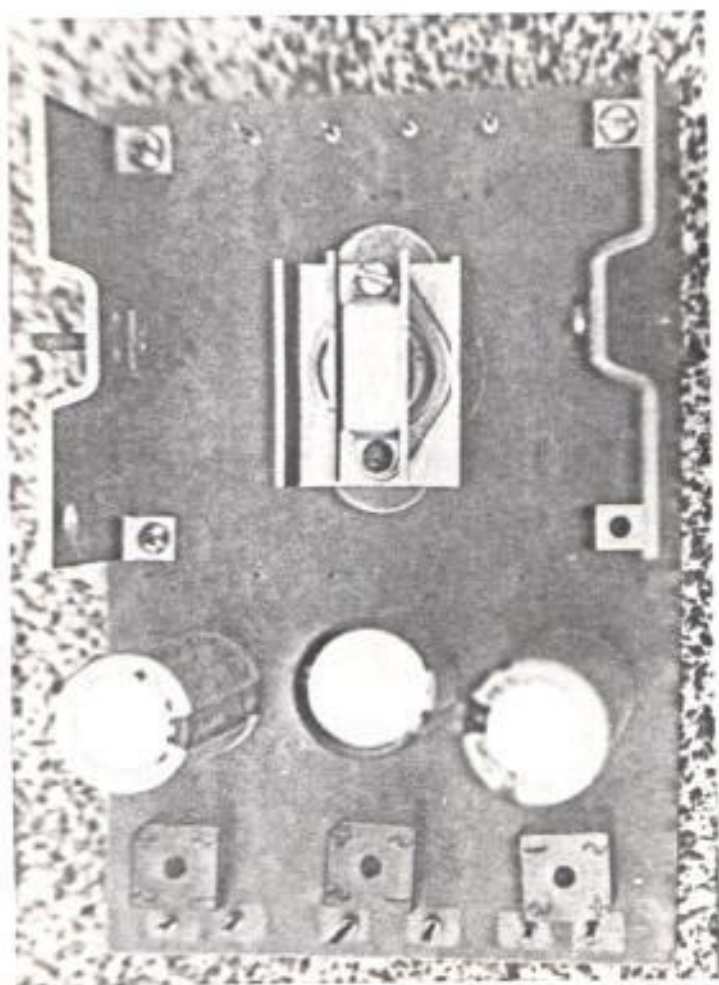
			D ₆₀₁ , D ₆₀₂ , D ₆₀₃ , D ₆₀₄ D ₇₀₁ , D ₇₀₂ , D ₇₀₃ , D ₇₀₄
6	2SC1364	Transist. NPN si	Q ₆₀₇ , Q ₆₀₉ , Q ₆₀₇ , Q ₆₀₇ Q ₇₀₇ , Q ₇₀₇
6	0.01 μ F	Condens.	C ₆₀₈ , C ₆₁₀ , C ₆₀₈ , C ₆₁₀ C ₇₀₈ , C ₇₁₀
3	UA710	Amp. oper. doble	U ₆₀₀ , U ₆₀₀ , U ₇₀₀
3	SN74LS00	Puertas NAND 2 entradas	U ₆₀₂ , U ₆₀₂ , U ₇₀₂
3	SN74LS04	Inversor	U ₆₀₁ , U ₆₀₁ , U ₇₀₁
6		Transformad. 220-10	T ₆₁₀ , T ₆₂₀ , T ₆₁₀ T ₆₂₀ , T ₇₁₀ , T ₇₂₀

3.1.4. CIRCUITOS AMPLIFICADORES DE COMANDO Y CIRCUITO DE FUERZA.

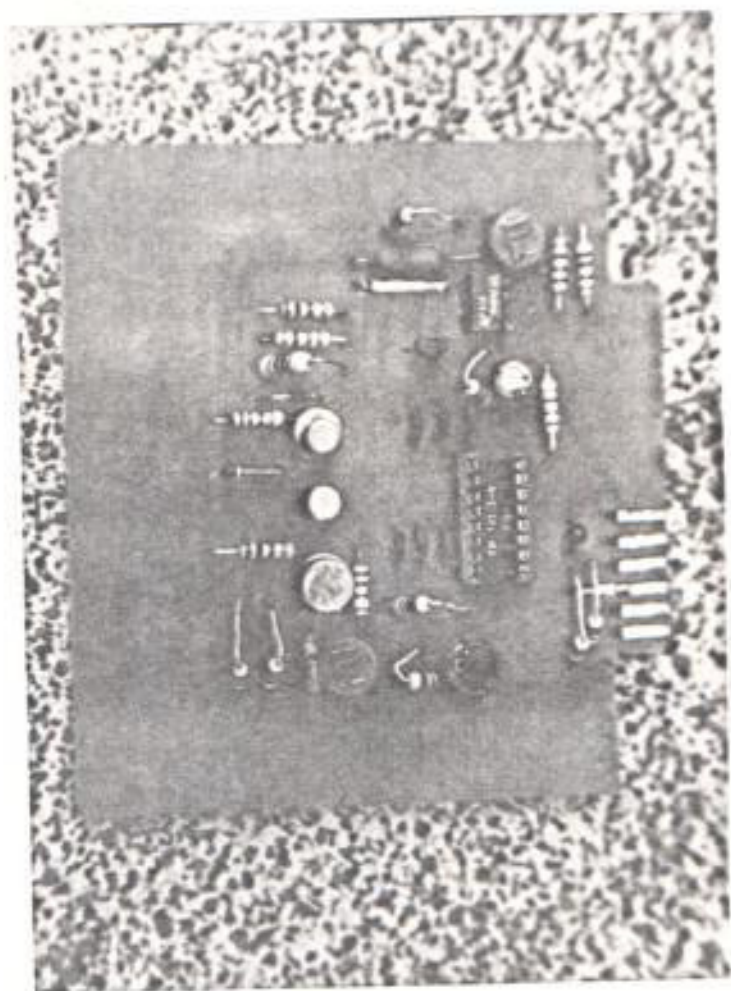
6	2.2K Ω	Resist.	R ₀₁₃ , R ₀₂₃ , R ₀₁₃ , R ₀₂₃ R ₇₁₃ , R ₇₂₃
6	220 Ω	Resist.	R ₀₁₄ , R ₀₂₄ , R ₀₁₄ , R ₀₂₄ R ₇₁₄ , R ₇₂₄
6	75 Ω	Resist.	R ₀₁₀ , R ₀₁₀ , R ₀₁₀ , R ₀₁₀ R ₇₁₀ , R ₇₁₀
6	30 Ω	Resist.	R ₀₁₆ , R ₀₂₆ , R ₀₁₆ , R ₀₂₆ R ₇₁₆ , R ₇₂₆
6	5 Ω	Resist.	R ₀₁₇ , R ₀₂₇ , R ₀₁₇ , R ₀₂₇ R ₇₁₇ , R ₇₂₇
6	2 Ω	Resist.	R ₀₁₈ , R ₀₂₈ , R ₀₁₈ , R ₀₂₈ R ₇₁₈ , R ₇₂₈
12	360 Ω	Resist.	R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₄ R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ R ₂₁ , R ₂₂ , R ₂₃ , R ₂₄
6	160 Ω	Resist.	R ₅ , R ₆ , R ₁₅ , R ₁₆ , R ₂₅ R ₂₆
6	1K Ω	Resist.	R ₇ , R ₈ , R ₁₈ , R ₂₇ , R ₂₈
6	20K Ω	Resist.	R ₉ , R ₁₀ , R ₁₉ , R ₂₀ R ₂₉ , R ₃₀
6	2SC1364	Transist. NPN si	Q ₀₁₄ , Q ₀₂₄ , Q ₀₁₄ , Q ₀₂₄ Q ₇₁₄ , Q ₇₂₄
6	2SC1164	Transist. NPN si	Q ₀₁₀ , Q ₀₂₀ , Q ₀₁₀ , Q ₀₂₀ Q ₇₁₀ , Q ₇₂₀
6	B544	Transist. NPN si	Q ₀₁₇ , Q ₀₂₇ , Q ₀₁₇ , Q ₀₂₇ Q ₇₁₇ , Q ₇₂₇
6	B522	Transist. PNP si	Q ₀₁₈ , Q ₀₂₈ , Q ₀₁₈ , Q ₀₂₈ Q ₇₁₈ , Q ₇₂₈
12	D66DV6	Transist. NPN si	T ₁ , T ₂ , T ₃ , T ₄ T ₁₁ , T ₁₂ , T ₁₃ , T ₁₄ T ₂₁ , T ₂₂ , T ₂₃ , T ₂₄
6		IC Optoisol.	U ₀₁₀ , U ₀₂₀ , U ₀₁₀ U ₀₂₀ , U ₇₁₀ , U ₇₂₀

3	UA741	IC Amp. oper.	A ₁ , A ₁₁ , A ₂₁
1	7805	IC regulador	REG 3
1	7815	IC regulador	REG 1
1	7915	IC regulador	REG 2
9	2200 μ F	Condens.	C ₅₅₀ , C ₅₆₀ , C ₆₅₀ , C ₆₆₀ C ₇₅₀ , C ₇₆₀ , C ₁ , C ₂ , C ₃
12	0.06 μ F 500 vol.	Condens.	CP ₁ , CP ₂ , CP ₃ , CP ₄ CP ₁₁ , CP ₁₂ , CP ₁₃ , CP ₁₄ CP ₂₁ , CP ₂₂ , CP ₂₃ , CP ₂₄
1	900 μ F 450 vol.	Condens.	C ₁
9		Diodos Puente	DR ₅₁₀ , DR ₅₂₀ , DR ₆₁₀ DR ₆₂₀ , DR ₇₁₀ , DR ₇₂₀ DR ₁ , DR ₂ , DR ₃
12		Diodos	D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄ D ₁₁ , D ₁₂ , D ₁₃ , D ₁₄ D ₂₁ , D ₂₂ , D ₂₃ , D ₂₄
12		Diodos	d ₁ , d ₂ , d ₃ , d ₄ d ₁₁ , d ₁₂ , d ₁₃ , d ₁₄ d ₂₁ , d ₂₂ , d ₂₃ , d ₂₄
6		Diodos	D ₅ , D ₆ , D ₇ , D ₈ , D ₉ , D ₁₀
1	220/20 120/10	Transform.	TF ₁
6	220/10	Transform.	TF ₅₁₀ , TF ₅₂₀ , TF ₆₁₀ TF ₆₂₀ , TF ₇₁₀ , TF ₇₂₀
1	1H	Inductor	L ₁
6			h ₁ , h ₂ , h ₁₁ , h ₁₂ , h ₂₁ h ₂₂
12		disipadores	25"x4"x3"

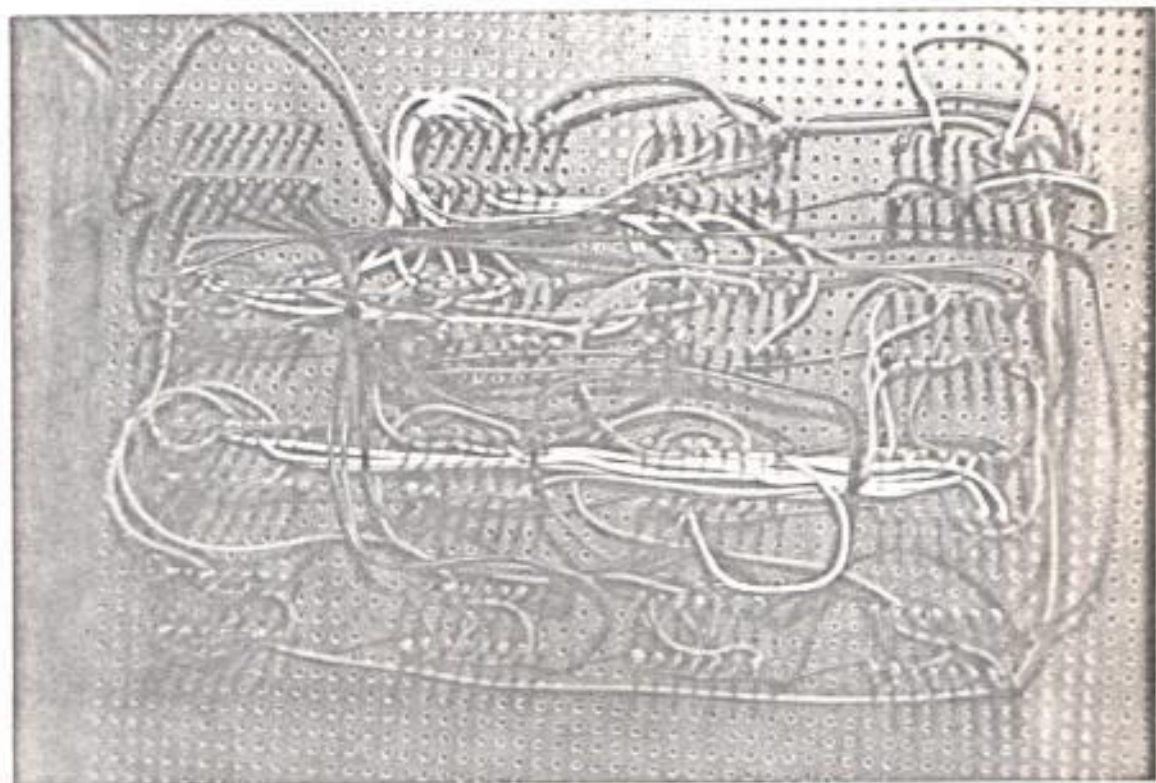
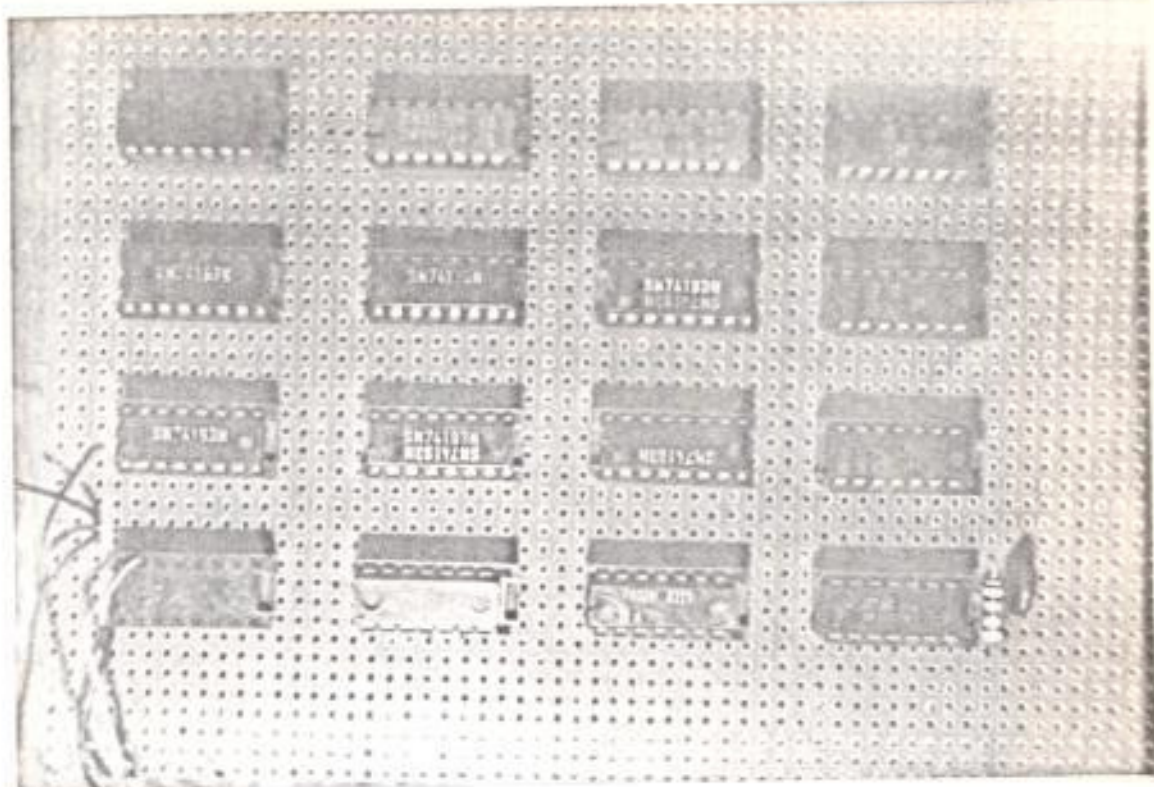
3.2. DISTRIBUCION Y UBICACION DE LOS COMPONENTES.



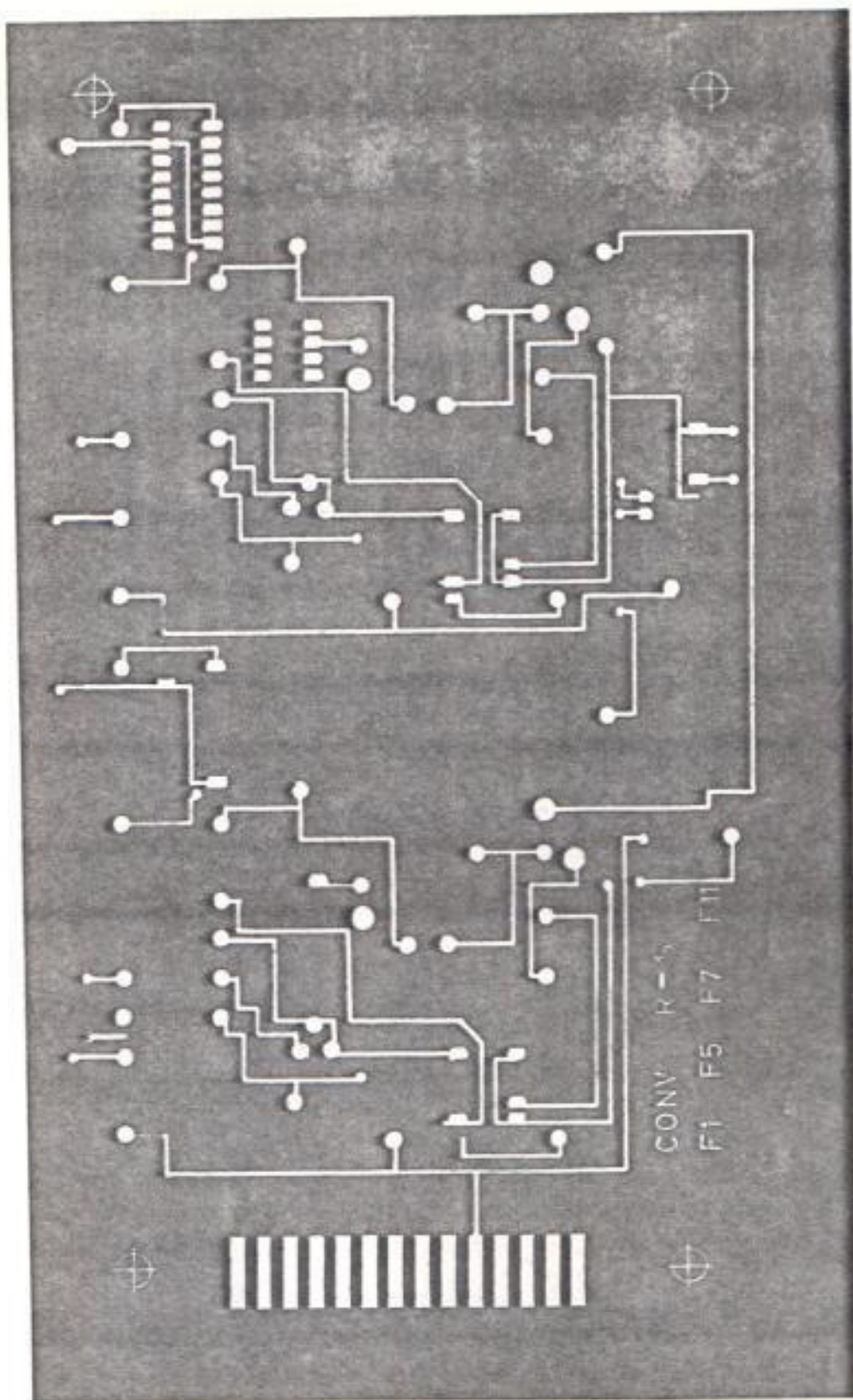
Fotografía vista superior de la fuente +5, +15, -15 voltios.



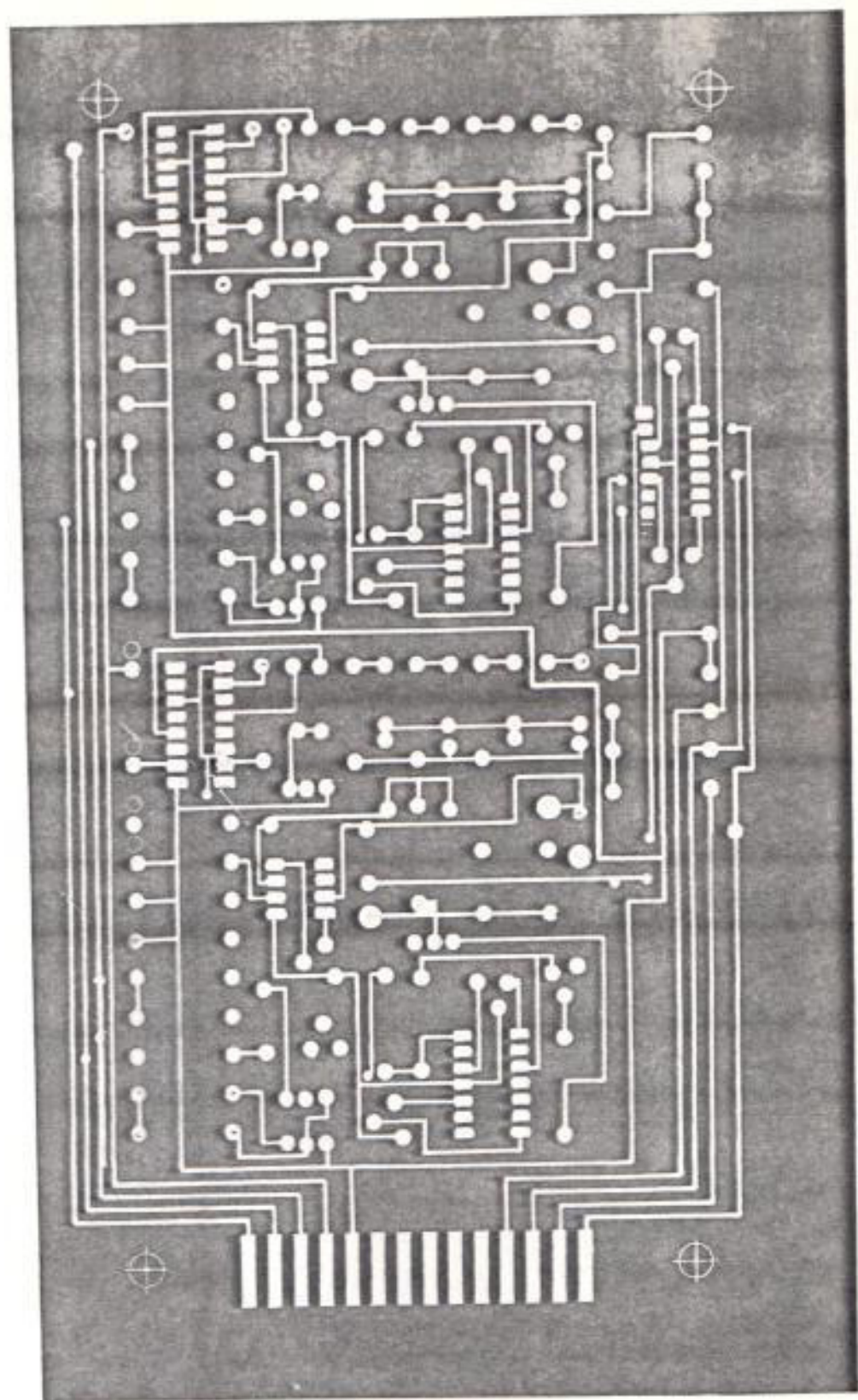
Fotografía vista superior de tarjeta del oscilador controlado por voltaje.

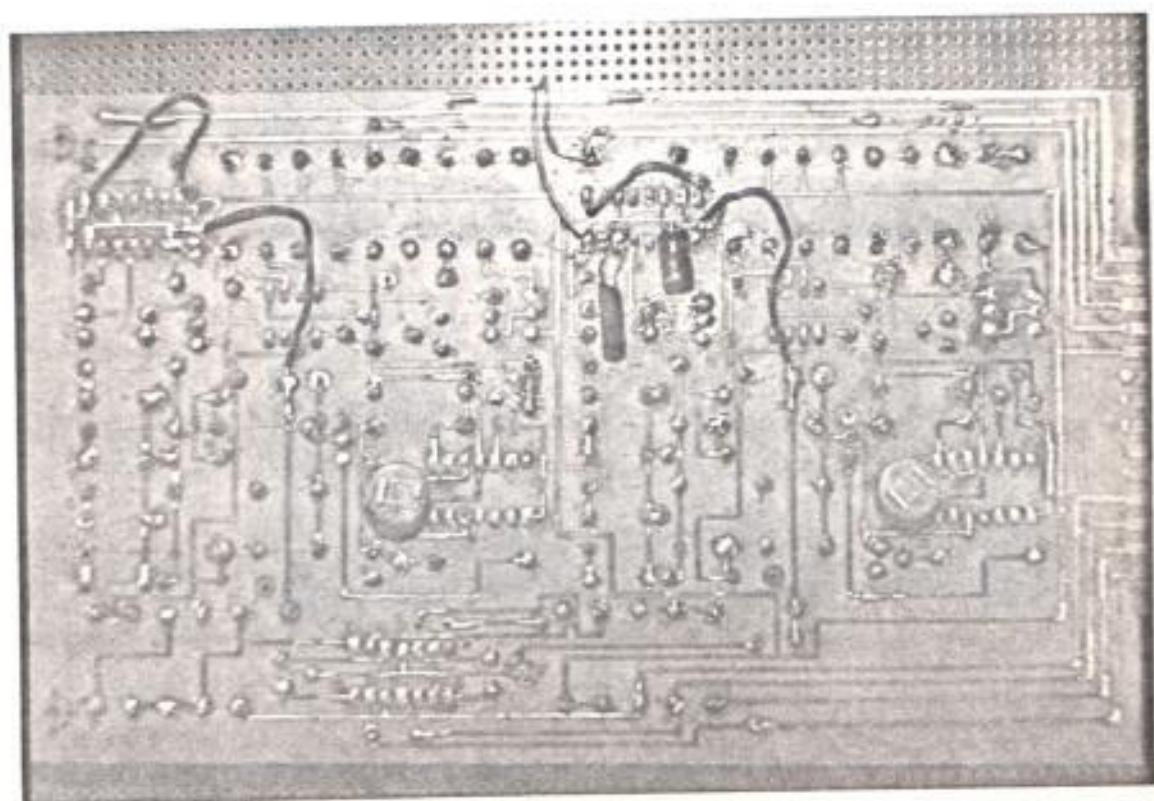
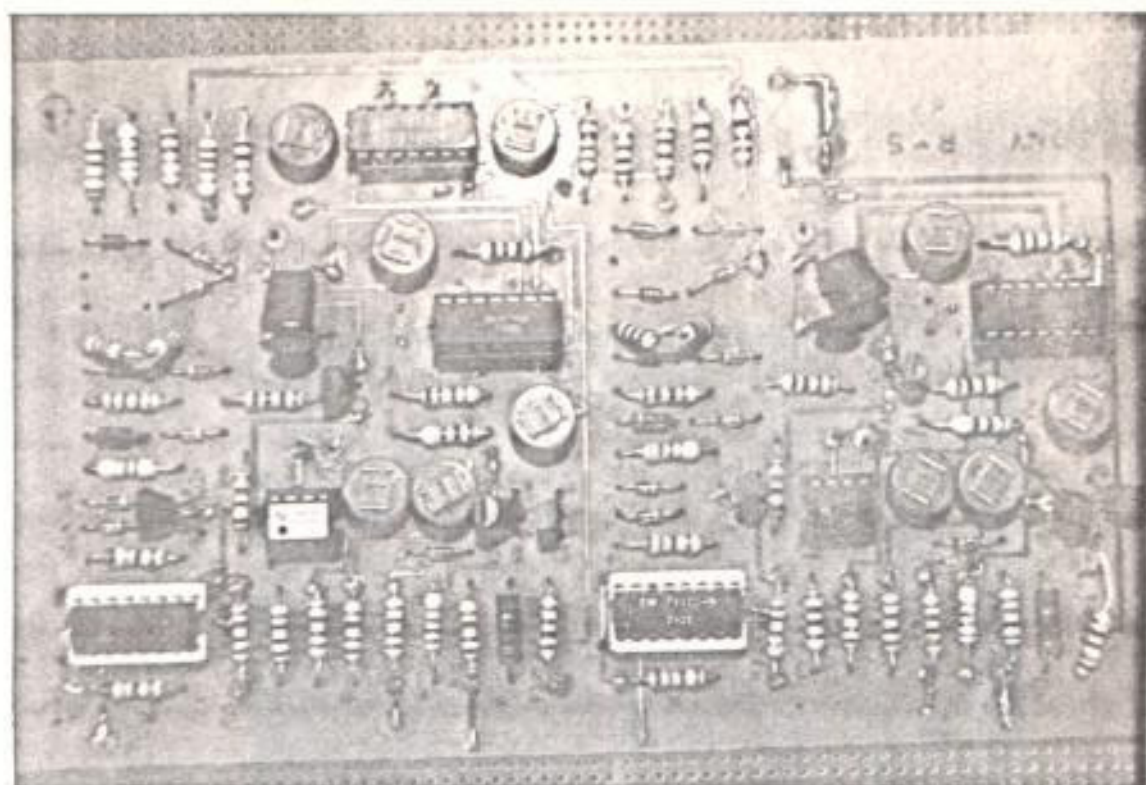


Fotografía de vista superior e inferior del divisor de frecuencia y conversor a señal cuadrada y generador de la señal en cuadratura.

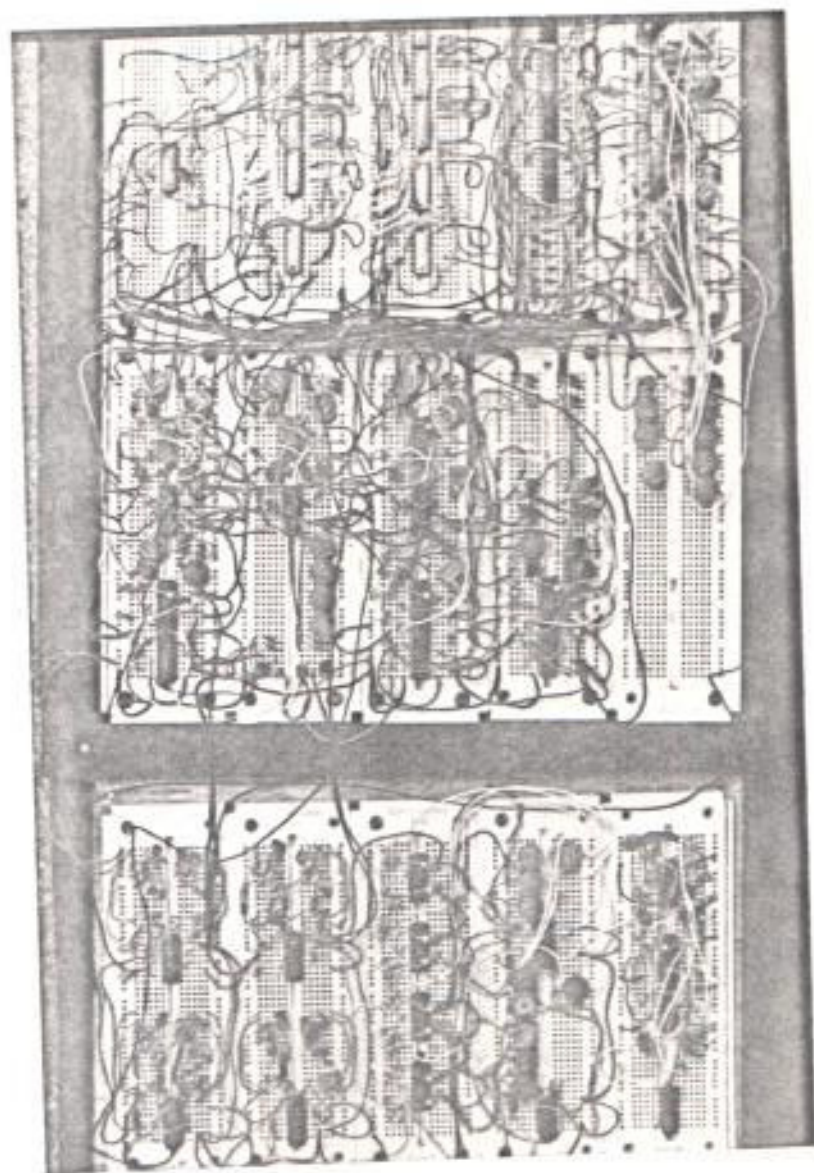


Arte utilizada para la construcción de tarjetas de circuitos conversores.

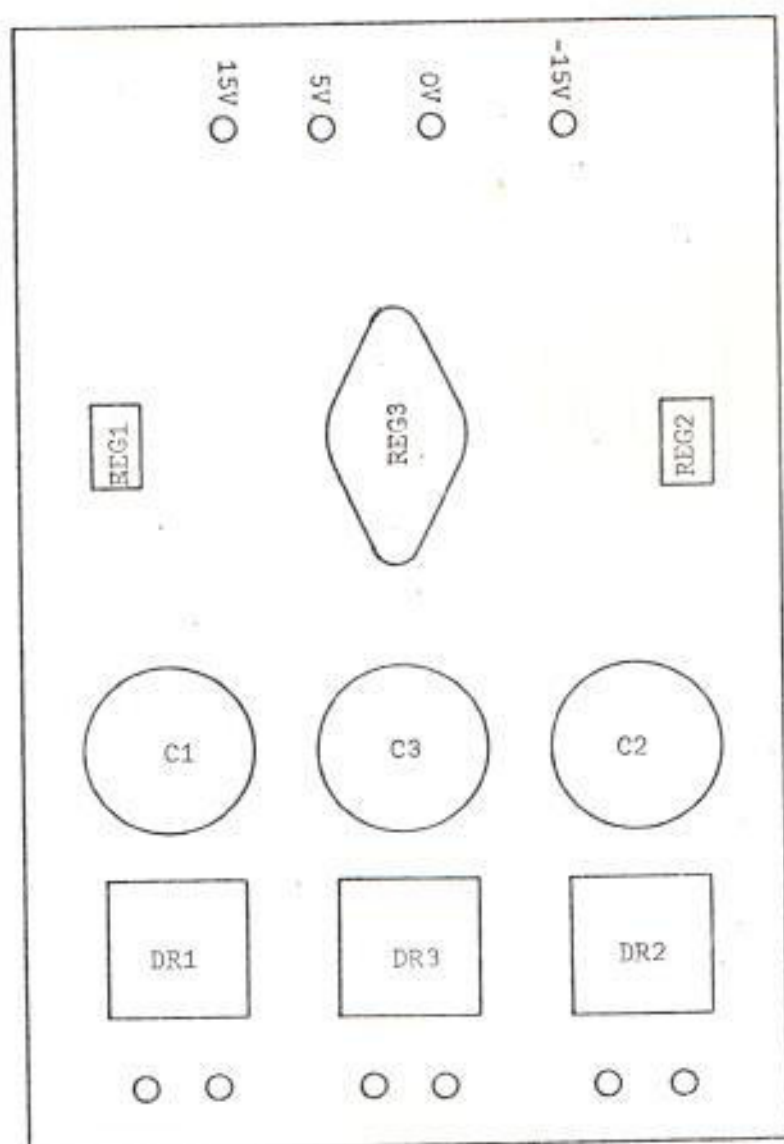




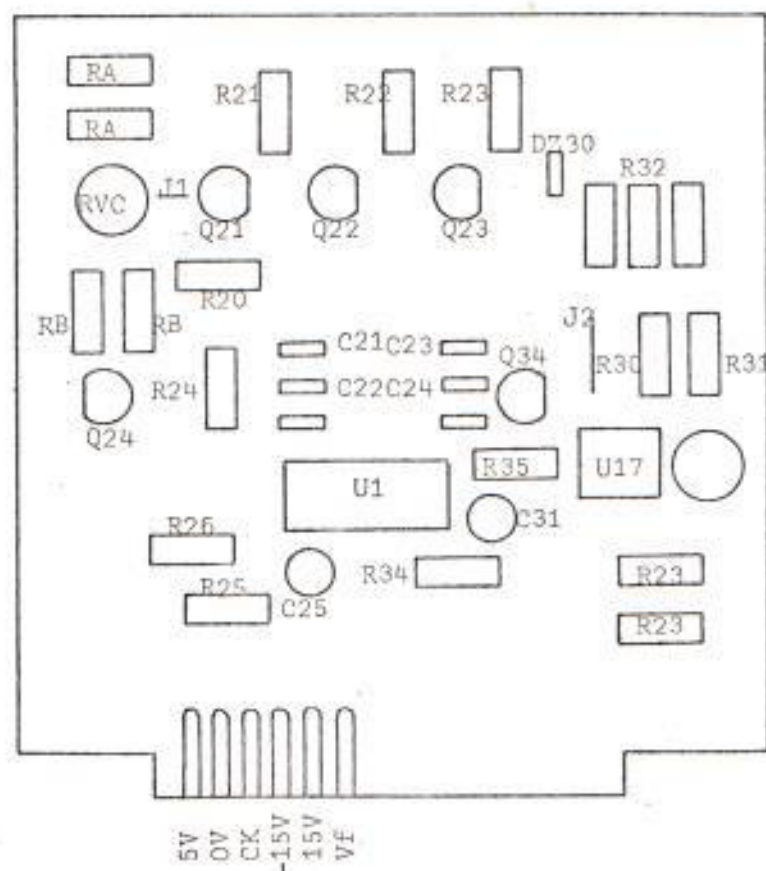
Fotografía de vista superior e inferior de los conversores.



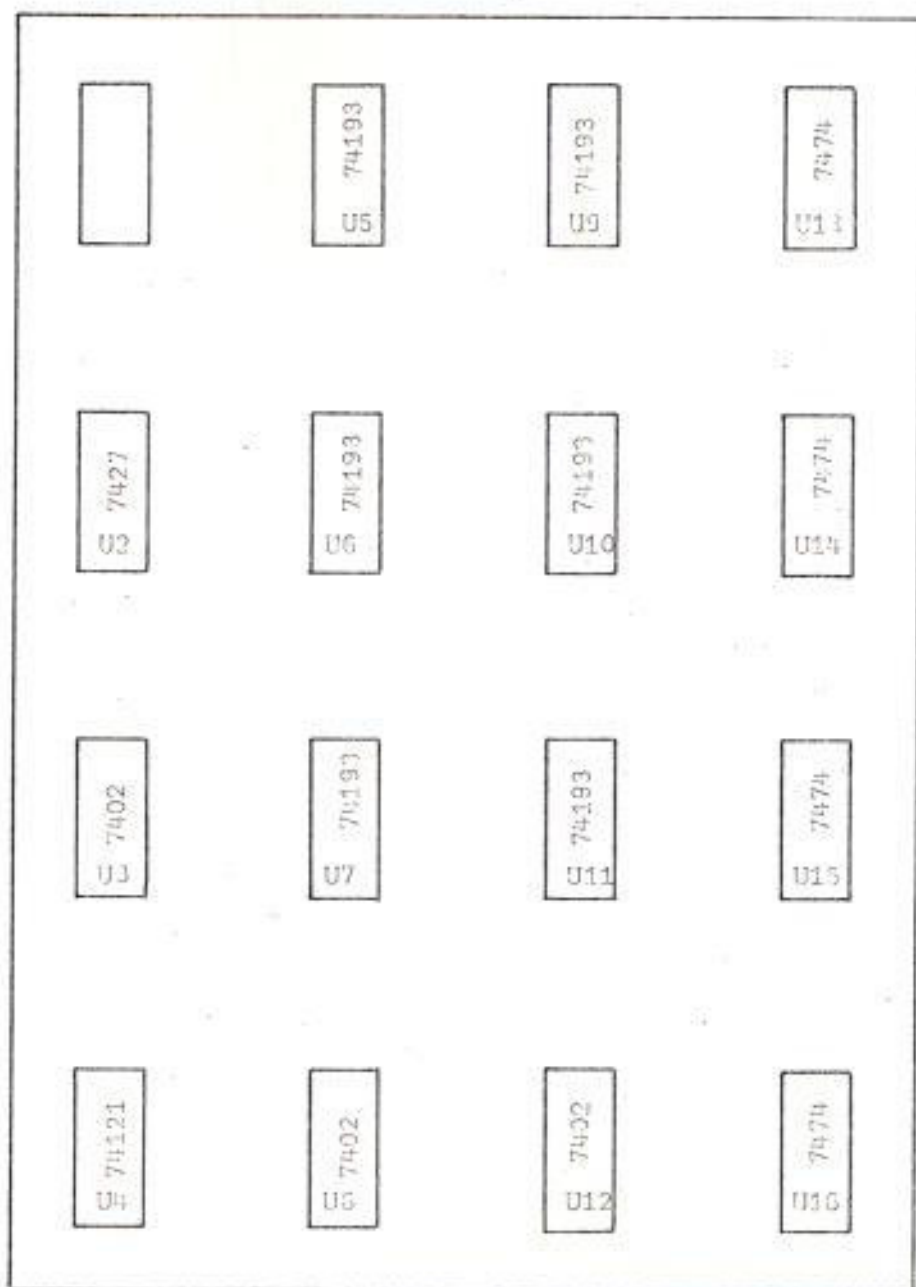
Fotografía del sistema de control.



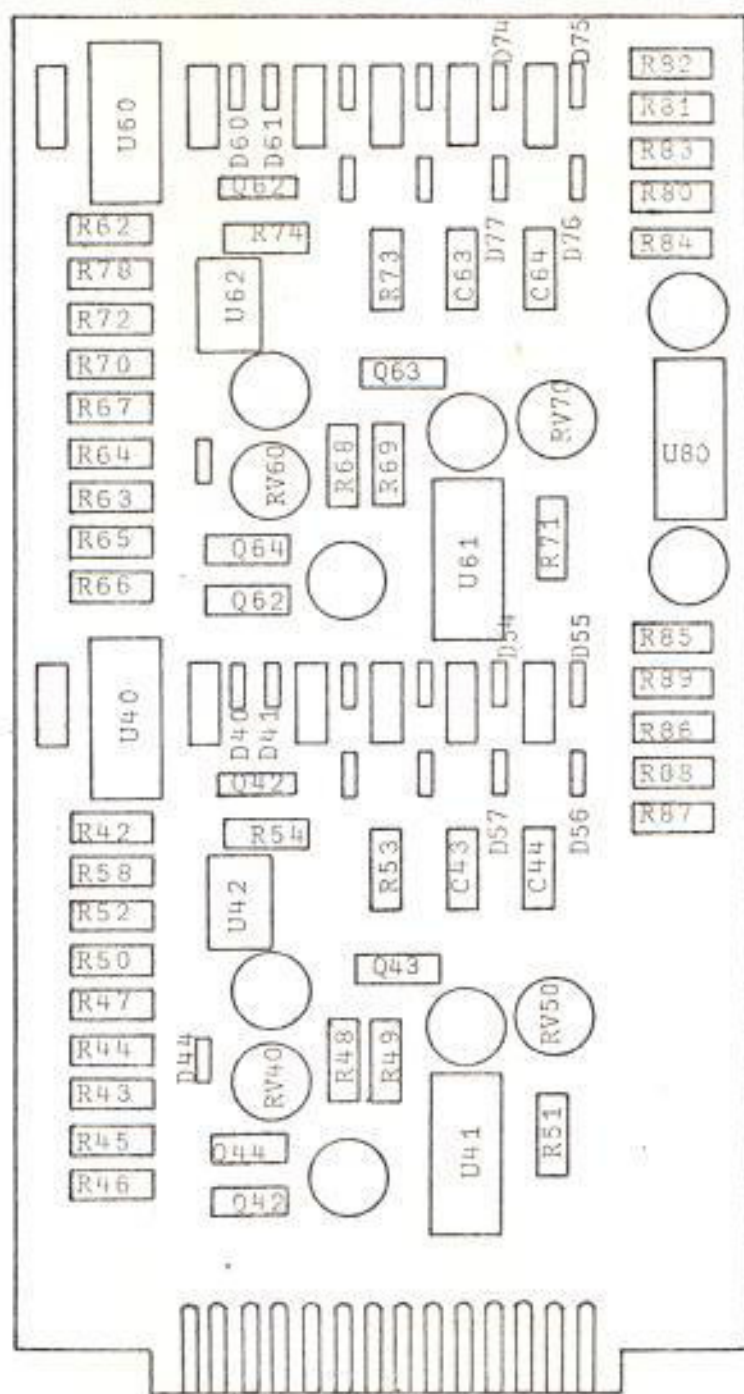
Ubicación de elementos de fuentes de alimentación del circuito de control.



Ubicación física de los elementos de la tarjeta del oscilador controlado por voltaje.



Ubicación física de los elementos del divisor de frecuencia y convertor a señal cuadrada en la tarjeta.



Ubicación física de los elementos de los conversores en tarjeta.

3.3. PRESUPUESTO.

CANT.	DESCRIPCION	C. UNIDAD	COSTO
324	Resistencias	S/. 20	S/. 6480
29	Resist. var.	50	1450
27	Condensadores	100	2700
61	Transistores	200	12200
66	Integrados	600	39600
64	Diodos	100	6400
25	Diodos Zener	150	3750
12	Transist. de potencia	5000	60000
6	Condensadores filtro	1000	6000
1	Condensador grande	4000	4000
6	Puente de diodos	300	1800
6	Diodos de potencia	3000	18000
6	Transform. 220/10	5000	30000
1	Transf. 220/+15,-15,+5	10000	10000
3	Reguladores	800	2400
1	Inductor	40000	40000
12	Disipadores	7000	84000
TOTAL			S/. 328780

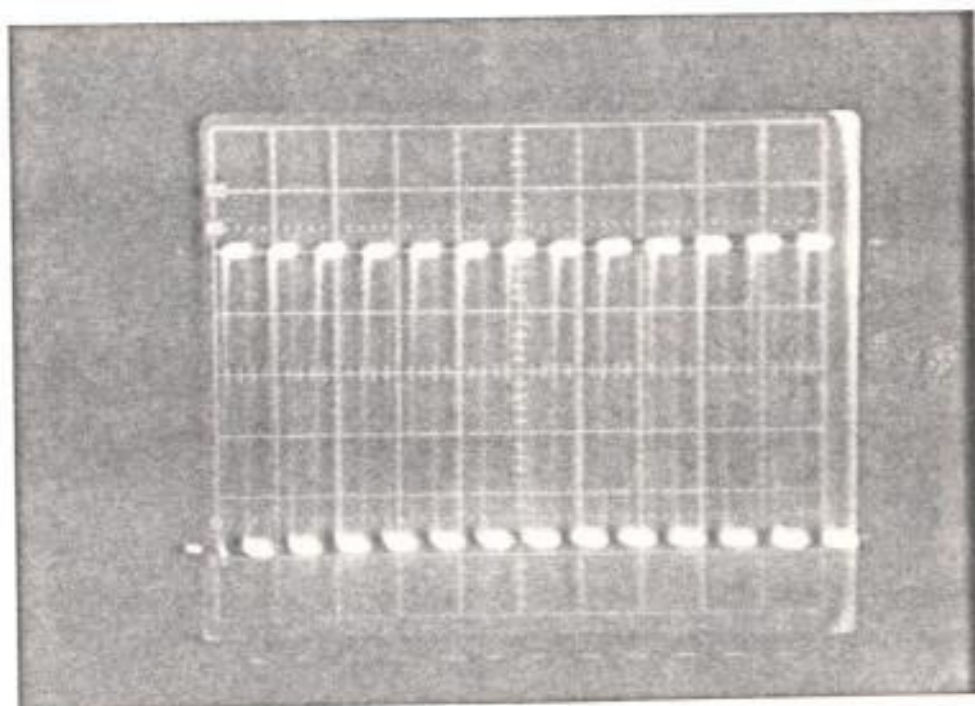
CAPITULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1. CURVA DE VOLTAJE A FRECUENCIA DEL OSCILADOR

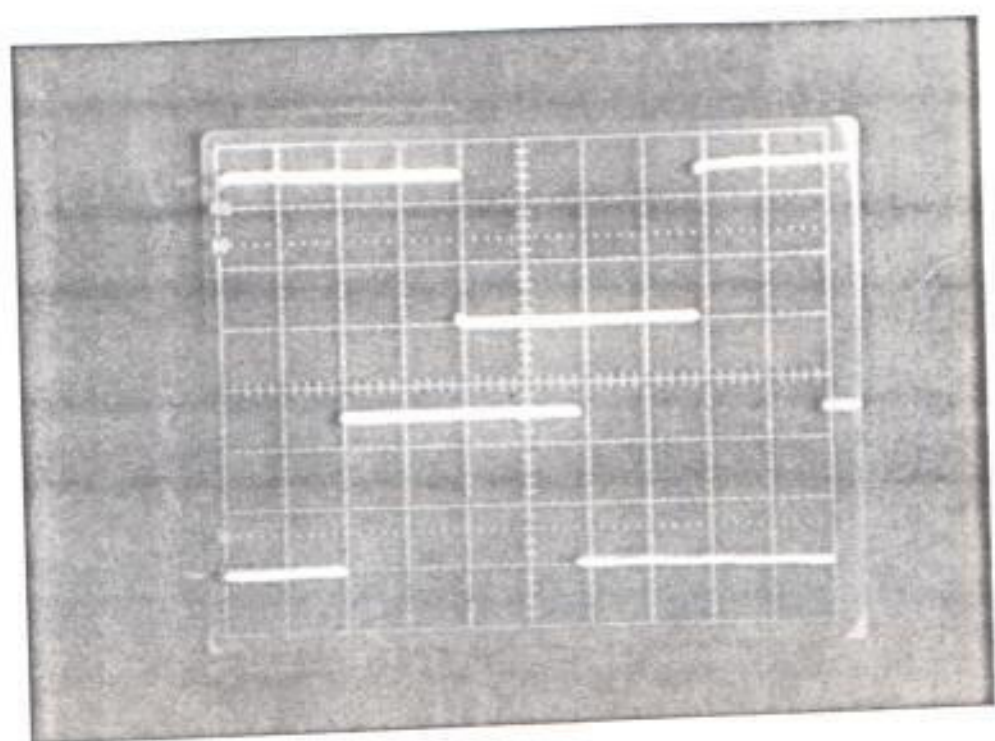
La tabulación de los datos de voltaje de control y frecuencia que se los obtuvo experimentalmente, y la graficación de los mismos, se encuentran en el apéndice 3.

4.2. OSCILOGRAMA DE SEÑALES DE LOS CONVERSORES Y DE SEÑALES DE SALIDA DE BAJO VOLTAJE, SIN Y CON CONTENIDOS DE ARMONICOS.



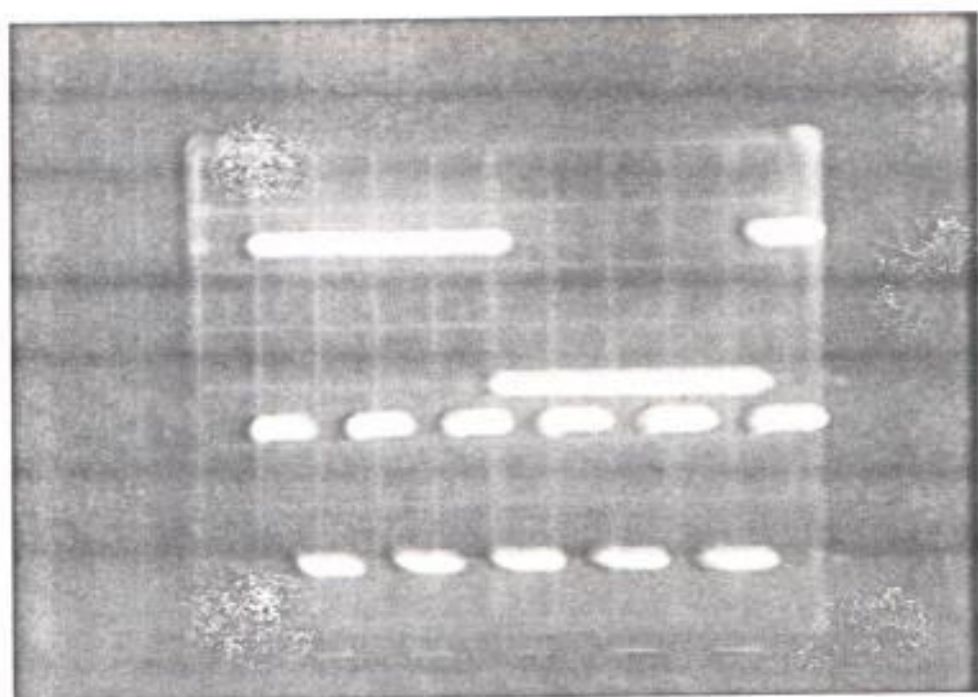
1 V/Div. , 10 useg

FOTOGRAFIA DE PULSOS DE SALIDA DEL OSCILADOR



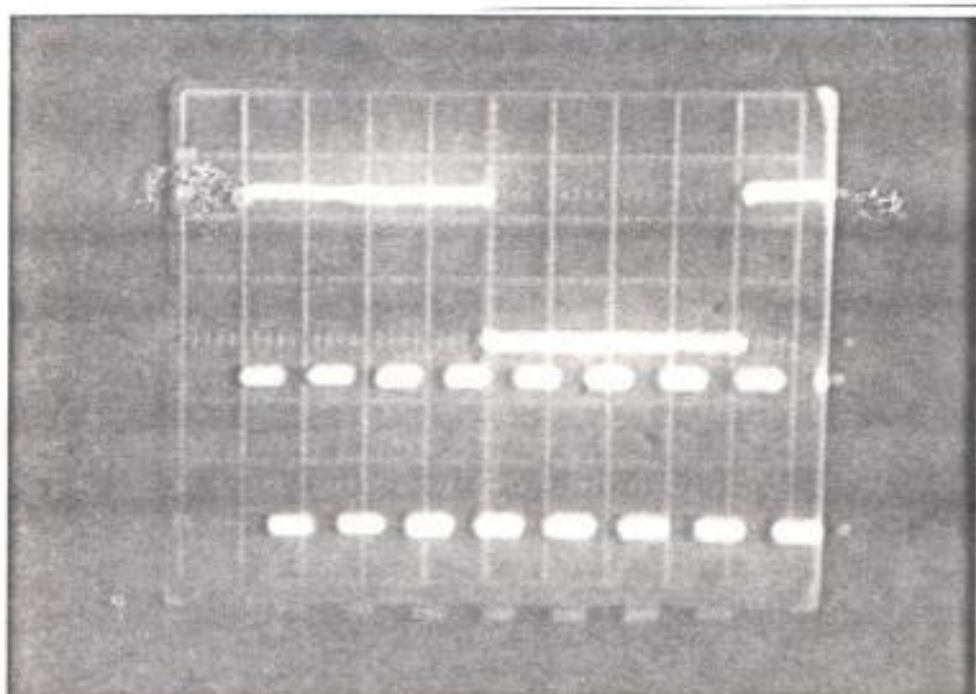
2 V/Div. , 2 msec

FOTOGRAFIA DE LA SEÑAL DE FUNDAMENTAL CUADRADA CON
SU RESPECTIVA SEÑAL EN CUADRATURA



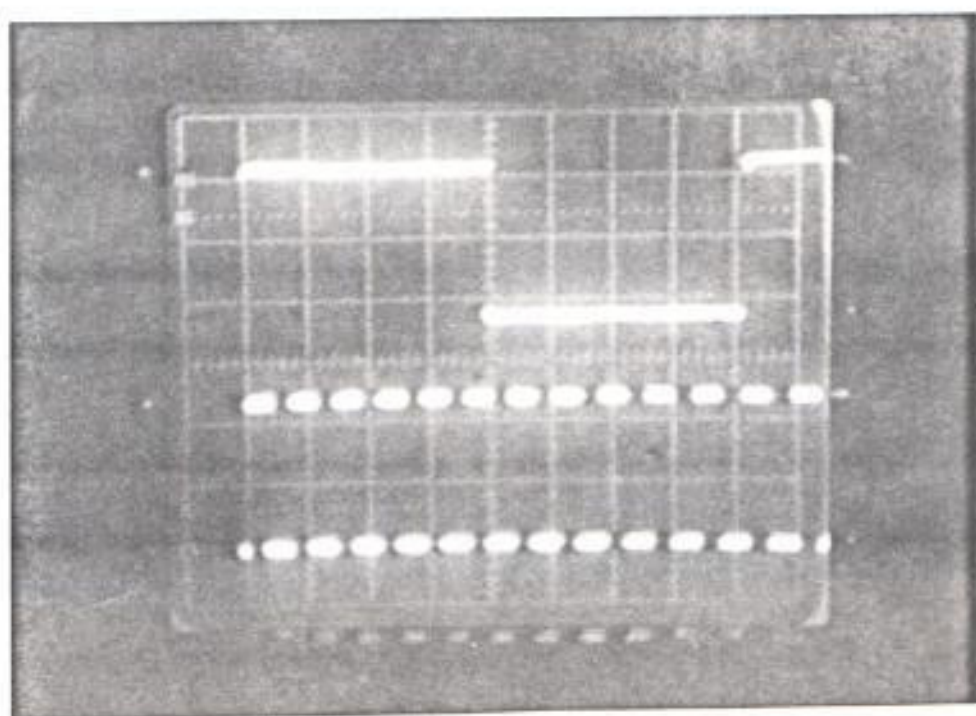
2 V/Div, 2mseg

FOTOGRAFIA DE LA SEÑAL CUADRADA DE FUNDAMENTAL CON
LA SEÑAL DE 5^{ta} ORDEN.



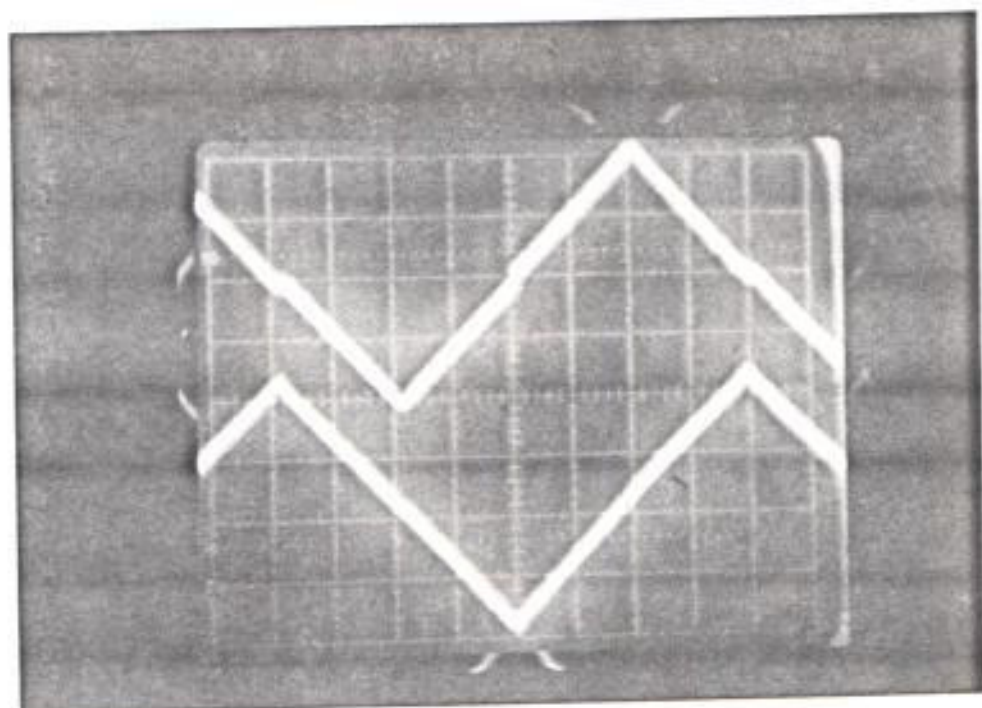
2V/Div. , 2msec

FOTOGRAFIA DE LA SEÑAL CUADRADA DE FUNDAMENTAL CON LA SEÑAL DE 7^{mo} ORDEN.



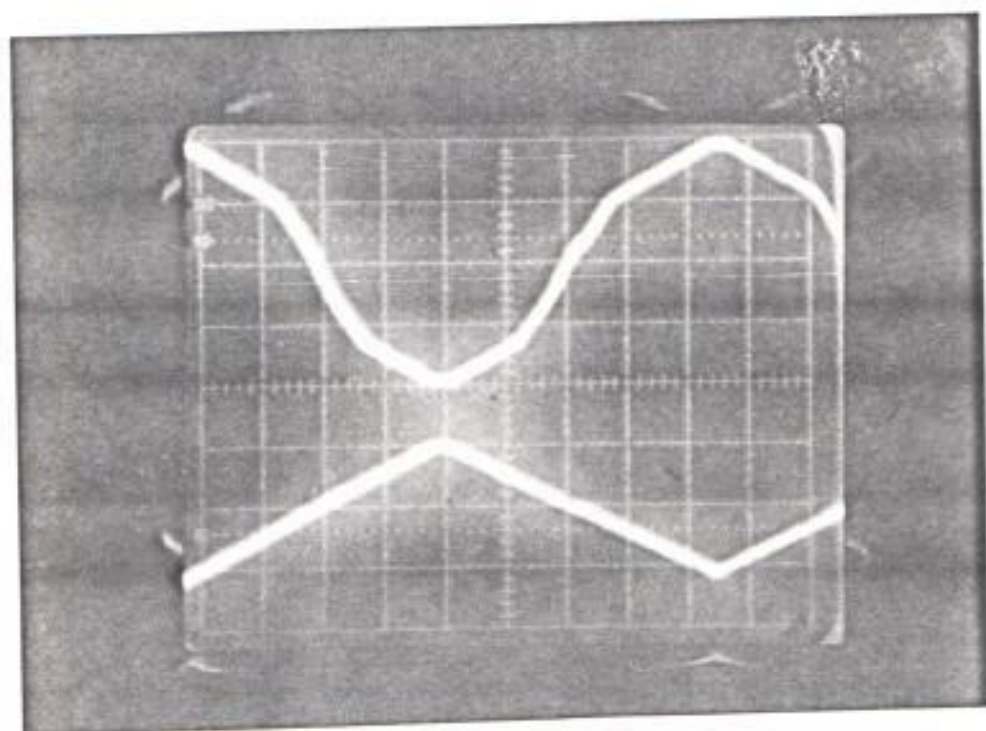
2V/Div , 2msec

FOTOGRAFIA DE LA SEÑAL CUADRADA DE FUNDAMENTAL CON
LA SEÑAL DE 11^{vo} ORDEN.



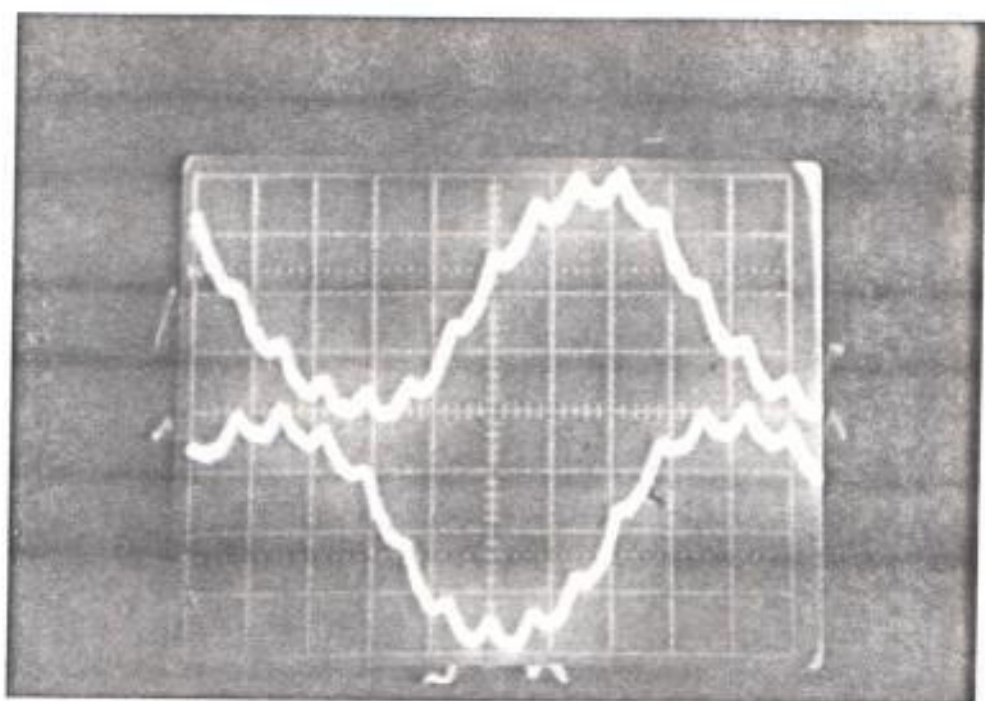
2 V/Div. , 2msec

FOTOGRAFIA DE LA SEÑAL TRIANGULAR DE FUNDAMENTAL



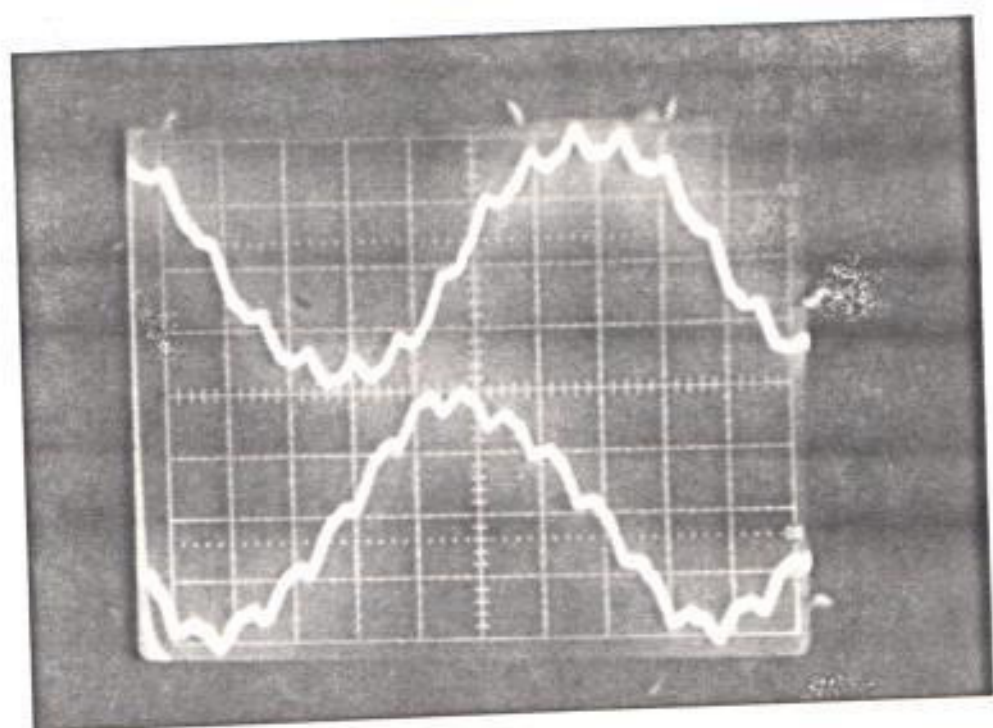
5V/Div , 2mscg

FOTOGRAFIA DE LA SEÑAL SINUSOIDAL DE FUNDAMENTAL



5v/Div , 2mseg

FOTOGRAFIA DE LA SEÑAL SINUSOIDAL COMPUESTA (2 FASES
AB)



5V/Div. , 2mseg

FOTOGRAFIA DE LA SENAL SINUSOIDAL COMPUESTA
(2 FASES AC)

4.3. RESPUESTA DEL SISTEMA.

Una de las complicaciones del sistema fue obtener un circuito oscilador VCO con linealidad en el rango de frecuencia de los 20 KHz a 180 KHz, debido a que es un rango extenso. Como no fue posible conseguir en nuestro medio integrados VCO de esas características, el diseño se lo hizo con un circuito integrado SN74LS123 con el cual se logró el rango deseado con una estabilidad de un 10%, como se indica en el gráfico del apéndice 5.

El circuito que suministra el voltaje V_c a los diferentes circuitos integradores requería de un circuito operacional que entregue una capacidad máxima de 80mA, se modificó el circuito acoplado un transistor a un circuito operacional común. Además en el circuito integrador se hizo un circuito para eliminar las condiciones parásitas.

Luego de superar circuitos de acondicionamiento es altamente satisfactorio el confirmar que la operación de cada uno de los circuitos diseñados y, el trabajo en conjunto de los mismos han cumplido con las expectativas planteadas.

Luego de continuar el proceso investigativo y experimental del proyecto se ha logrado que ya en la práctica estos circuitos se mantengan dentro de los parámetros de diseño; tal como se observa en los gráficos y oscilogramas dentro de la Tesis.

La reproducción de la señal alterna en la carga es bastante similar a la señal compuesta, esto es, debido a que la fundamental varía de los 10Hz a 110Hz, pero se la esta reproduciendo con una modulación de ancho de pulso de alta frecuencia, que por el efecto inductivo del motor suaviza los pequeños pasos.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La realización de trabajos de Tesis prácticos conllevan un tiempo de ejecución considerable, más aún, si se consideran las limitaciones existentes en nuestro medio. Tal como la obtención de componentes electrónicos, lo cual implica acondicionamiento en aquellos circuitos, donde surge la falta del elemento complicando la parte de diseño y no lográndose el margen de exactitud deseado. Otra limitación es la dificultad para obtener información actualizada de tópicos particulares de Ingeniería.

Los resultados de la operación, de cada uno de los circuitos diseñados y del trabajo en conjunto han cumplido con las expectativas planteadas. Luego de superar las limitaciones de acondicionamiento en algunos de los circuitos, se ha logrado que ya en la práctica estos circuitos se mantengan dentro de los parámetros de diseño.

El inversor desarrollado, es bastante versátil por sus características de frecuencia variable y control sobre los niveles de 5^{to}, 7^{to} y 11^{vo} armónicos, el mismo que podrá servir para un desarrollo posterior investigativo del efecto de los armónicos sobre motores de mediana potencia y del control de velocidad al variar la frecuencia.

BIBLIOGRAFIA

1. General Electric, Power Mosfets, IGT, Transistor Bipolar Power Transistor & Darlington (USA: G.E., 1986).
2. Dewan, Power Semiconductor Circuits (Canada: John Willey, 1975).
3. IEEE, Pérdidas de Potencia.
4. Ramamurthi and Ramaswami, "A Novel Three phase reference Sine-Wave Generator for PWM Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE29, Nº 3 (Agosto, 1982).
5. Pitel and Talukdar and Wood, "Characterization of Programmed Waveform Pulse width Modulation", IEEE, Vol IAS79:12B, 1979, pp. 375-382.
6. Ziogas P., "Optimum Voltage and Harmonic Control PWM Techniques for 3Ø Static UPS Systems" IEEE, Vol IAS79:12A, 1979, pp. 370-374.
7. Grant T. Barton T., "A Highly Flexible for a Pulse Width Modulation Inverter", IEEE, Vol IAS78:ISE, pp. 486-492.
8. B. Howard, Design of Phase Locked Loop Circuits with Experiments (Indiana: Titus Larsen & Titus, 1980).
9. H. Fox, Master Op-Amp applications Handbook (USA: Tabbooks, 1978).
10. Driscoll & Coughlin, Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits (New Jersey: Prentice Hall

- Inc., 1982).
11. B. Brown, Operational Amplifiers Design and Applications (Tucson: McGraw Hill Book Company, 1971).
 12. Boyestad & Nashelsky, Electronic Devices and Circuit Theory (New Jersey: Prentice Hall Inc., 1978).
 13. A. José, Microprocesadores Curso Sobre Aplicaciones en Sistemas Industriales (Madrid: Paraninfo, 1982).
 14. R. Tocci, Sistemas Digitales Principios y Aplicaciones (Madrid: Dossat S.A., 1981).
 15. M. Forrest, Enginer's Notebook II, Integrated Circuit Applications, (Radio Shack, 1982).
 16. B. Bose, Power Electronics and AC Drives (New Jersey: Prentice Hall, 1986).
 17. R. Chauprade & F. Milsant, Control Electronico de los Motores de Corriente Alterna (Barcelona: Edit. Gustavo Gili, 1983).



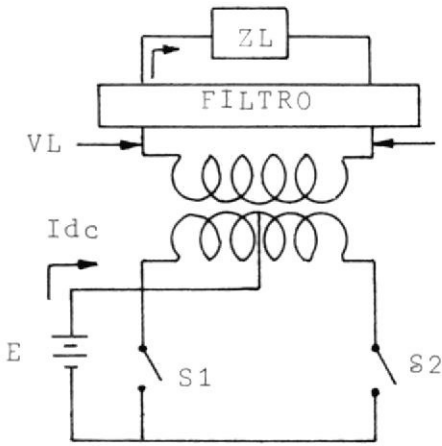
A.F. 141928

APENDICE 1

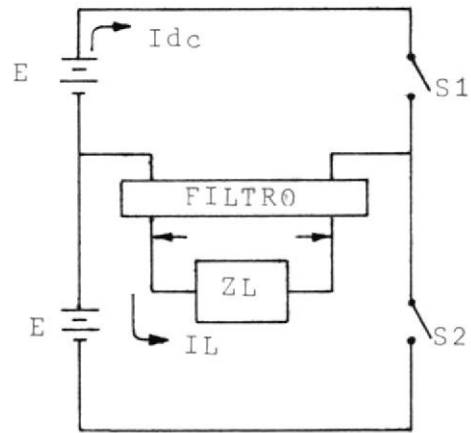
CLASIFICACION DE LOS INVERSORES POR SU CONFIGURACION

En la clasificación de los inversores de acuerdo a su configuración, tenemos:

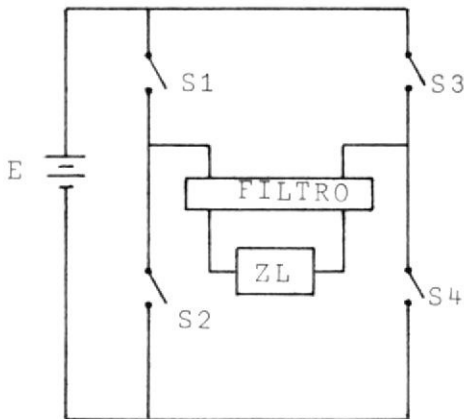
- a) Toma media
- b) Medio puente
- c) Puente
- d) Puente trifásico



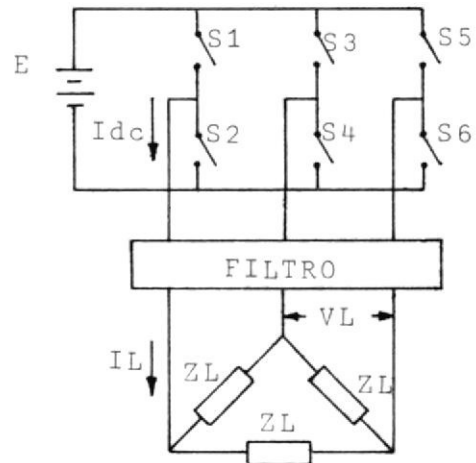
a) Toma media



b) Medio puente



c) Puente



d) Puente trifásico

APENDICE 2

ANALISIS DEL CIRCUITO QUE ELEVA A NIVELES DE V_{ϕ} LA
SEÑAL CUADRADA

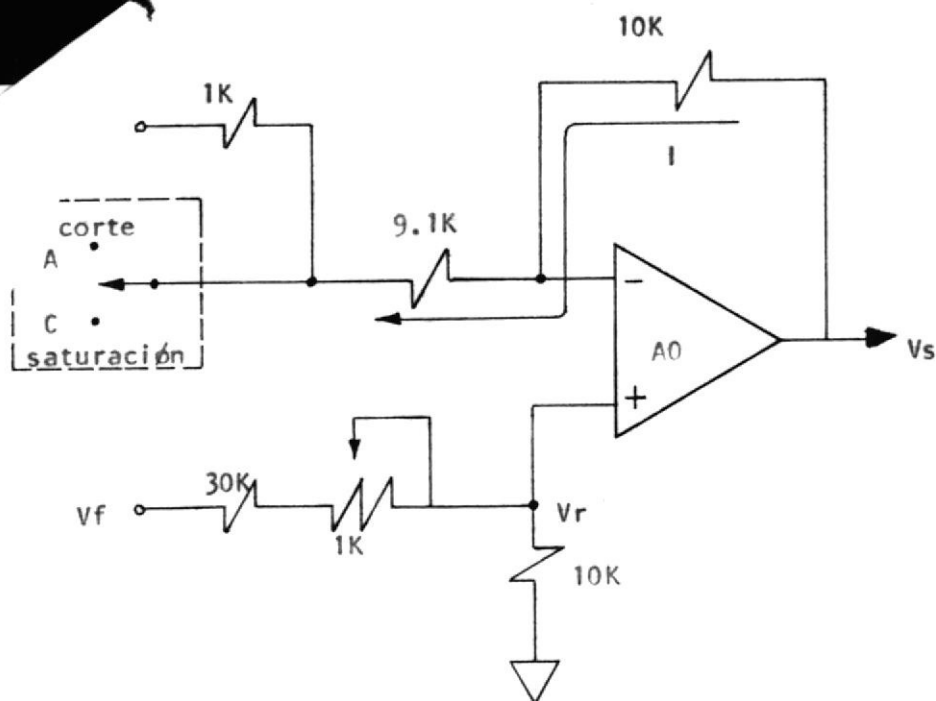


Fig.- FORMA SIMPLE DEL CIRCUITO UTILIZADO

$$V_r = \frac{10}{10+30+P} V_f$$

Si $P = 0$, tenemos:

$$V_r = \frac{1}{4} V_f$$

Donde V_r es el voltaje de referencia y V_f es el voltaje proporcional a la frecuencia.

Para cuando Q_1 conduce (condición de saturación)

$$V_{salida} = V_r + 10I \implies I = \frac{V_r}{9.1}$$

$$V_m = V_r \left(1 + \frac{10}{9.1} \right) \approx \frac{1}{2} V_f$$

$$V_{\omega} = \frac{1}{2} V_{\#}$$

Para cuando Q_1 no conduce (condición de corte):

$$V_{\omega} = V_r + 10I$$

$$I = \frac{V_r - V_{\#}}{10.1}$$

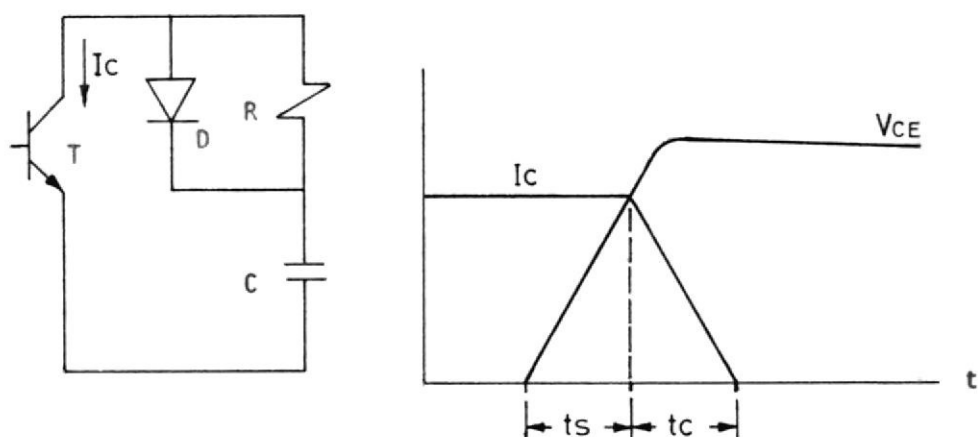
$$V_{\omega} = \frac{1}{4} V_{\#} + \frac{1}{4} V_{\#} - V_{\#} \approx -\frac{1}{2} V_{\#}$$

$$V_{\omega} = -\frac{1}{2} V_{\#}$$

APENDICE 3

CALCULO DE LA RED DE PROTECCION PARA LOS TRANSISTORES DE FUERZA.

El circuito empleado para la protección se lo muestra en la figura. En transistores de mediana potencia en la mayoría de sus aplicaciones se los protege de sobrevoltajes producidos en la conmutación.



La energía promedio almacenada en un condensador, es dada por las siguientes expresiones:

$$E_c = (1/2)(C V_{CEmax}^2) \quad (1)$$

$$E_c = (1/2)(I_{Cmax} V_{CEmax})(t_s + t_c) \quad (2)$$

De estas ecuaciones 1 y 2 tenemos:

$$C = [I_{Cmax}(t_s + t_c)]/V_{CE} \quad (3)$$

En el momento de la conmutación que se indica en la figura, tenemos que el condensador se carga a través del diodo, entonces:

$$V_c = V_{CEmax} e^{-t/RC} \quad (4)$$

Si establecemos que $3RC = t_p + t_{cond}$

$$R = (t_p + t_{cond})/3C \quad (5)$$

$$I_{CAPmax} = (V_{CEmax}/R) \leq 0.25 I_{Cmax} \quad (6)$$

Datos:

$$I_L \approx 10 \text{ Amp.}$$

$$V_{CE} \approx 300 \text{ Voltios}$$

$$t_c \approx 1.4 \text{ } \mu\text{seg}$$

$$t_s \approx 0.5 \text{ } \mu\text{seg}$$

$$f \approx 7.3 \text{ KHz}$$

Cálculos:

De la expresión 3 obtenemos el valor de C:

$$C = 0.06 \text{ } \mu\text{F}$$

Como $t_{cond} \gg t_p$, entonces:

$$R = t_{cond}/3C$$

$$R = 360 \text{ } \Omega$$

Verificación de corriente:

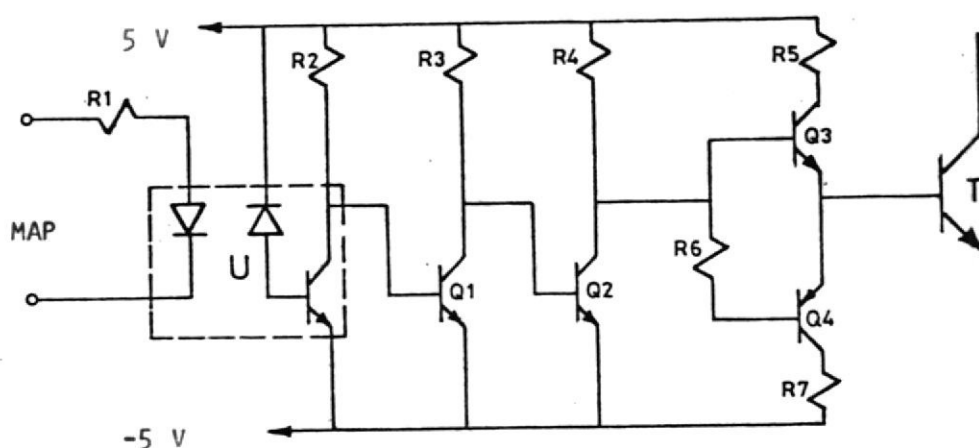
$$V_{CE}/R \approx 1 \text{ A} \leq 0.25 I_c = 2.5 \text{ A}$$

luego, si se cumple la condición.

APENDICE 4

DISEÑO DEL CIRCUITO AMPLIFICADOR QUE COMANDA A LOS
TRANSISTORES DE FUERZA.

El circuito de comando amplificador se muestra a continuación. Este circuito amplificador toma la señal de modulación de ancho de pulso del circuito de control a través de un circuito optoaislador, separando de ésta forma el circuito de control con el circuito de fuerza.



La señal entregada por el circuito de modulación de ancho de pulso V_{MAP} , tendrá valores de lógica TTL.

Del circuito de la figura, tenemos que:

$$R_{1min} = (V_{MAP} - V_F) / I_f$$

Se consideró el siguiente valor para R_1 . $R_1 = 200\Omega$.

$$I_C = n I_f \implies I_C = 2.3 \text{ mA}$$

La corriente de colector del circuito optoaislador en condición de operación debe ser mayor a la I_C calculada.

$$\text{Si: } R_2 = 2.2 \text{ K}$$

$$I_{COP} = (V_{CC} - V_{DD}) / R_2 = 4.55 \text{ mA}$$

Sí el transistor del optoaislador está en estado de no conducción, la corriente de base se determina con la siguiente expresión:

$$I_{B1} = (V_{CC} - V_{DD} - 0.7)/R_2 \approx 4.2 \text{ mA}$$

Con un $h_{fe} = 200$, la corriente de colector tendería a los 840 mA, limitando a ésta con R_3 , consideramos:

$$R_3 = 220\Omega \implies I_{C1} = (V_{CC} - V_{DD})/R_3 = 45.45 \text{ mA.}$$

Se garantiza la saturación de Q_1 porque a esa corriente de colector le corresponde una corriente de base más débil. Se escogió como Q_1 al 2SC1364.

Cuando Q_1 no conduce, la corriente de base del transistor Q_2 es aproximadamente igual a la de colector del transistor Q_1 .

$$I_{B2} \approx I_{C1} = 45.45 \text{ mA}$$

Se escogio como transistor Q_2 al 2SC1164.

Entonces, la corriente de colector de Q_2 tendería a:

$$I_{C2} = h_{fe} I_{B2} = 40(45.45) = 1.81 \text{ Amp.}$$

$$\text{Sí } R_4 = 75\Omega, I_{C2} = (V_{CC} - V_{DD})/75 = 133 \text{ mA.}$$

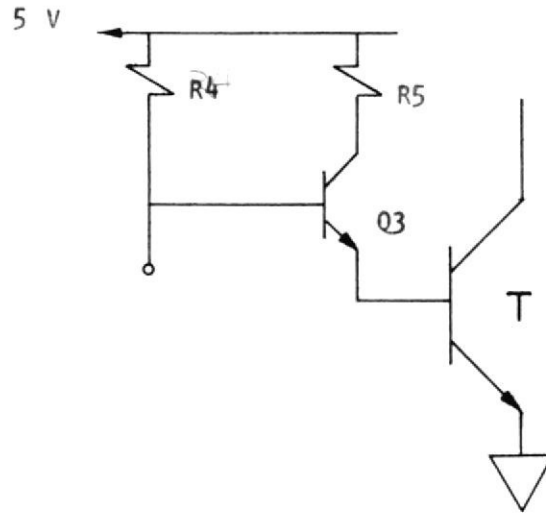
Con este valor de corriente de I_{C2} se asegura buena saturación.

Cuando el transistor Q_2 conduzca además de la corriente de saturación I_{C2} , deberá entregar corriente de base al transistor Q_4 .

$$I_{C2\text{operación}} = I_{C2} + I_{B4}$$

Se utilizó como transistores Q_3 y Q_4 a B544 y B522 respectivamente, el valor promedio de h_{fe} de estos

transistores es de 20. Cuando Q_2 no conduce, ilustramos con la siguiente figura como queda el circuito.



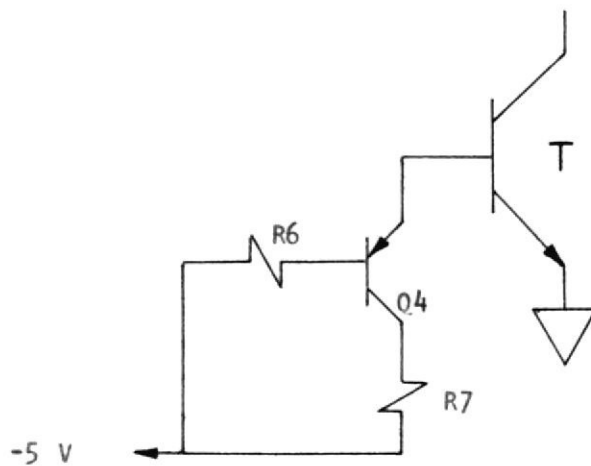
$$I_{B3} = (V_{CC} - V_{BEsat3} - V_{BEsatT})/R_4$$

$$I_{B3} = 46 \text{ mA}$$

$$I_{C3} = (V_{CC} - V_{BEsatT})/R_5$$

$$I_{C3} = 0.8 \text{ Amp.}$$

Cuando conduce el transistor Q_2 , el circuito nos quedaría como se ilustra en la figura siguiente.



Hay que considerar que, al cambiar la polaridad del transistor Q_2 , el transistor T todavía está en conducción, de ahí que:

$$I_{B4} = (V_{DD} - V_{BEQ4} - V_{BEQAT})/R_6$$

$$I_{B4} = 116 \text{ mA}$$

$$I_{C4} = (V_{DD} - V_{BEQAT})/R_7$$

$$I_{C4} = 2 \text{ Amp.}$$

APENDICE 5

TABLA DE DATOS DE VOLTAJE DE CONTROL Y FRECUENCIA DE
OSCILACION DEL CIRCUITO CONTROLADO POR VOLTAJE VCO
PARA EL GRAFICO 4.1.

OBTENCION DE LA EXPRESION: $f_{osc}(V_C)$

V_c (voltios)	f (KHz)
4.48	20.07
4.30	30.05
4.13	40.04
3.95	50.04
3.77	60.01
3.59	70.18
3.41	80.09
3.21	90.08
3.01	100.07
2.80	110.10
2.60	120.19
2.41	130.08
2.22	140.08
2.05	150.03
1.93	160.08
1.81	170.05
1.71	180.05

Del gráfico 4.1, tomamos dos puntos distantes (30 KHz, 4.3 voltios) y (170 KHz, 1.72 voltios).

La curva responde a la forma de $Y = mx + b$, donde:

$$V_c = m f_{osc} + b$$

$$V_c = - 18.428571 \times 10^{-3} f_{osc} + 4.8528571$$

$$f_{osc} = 263.3333 - 54.263567 V_c$$

Vc (Voltios)

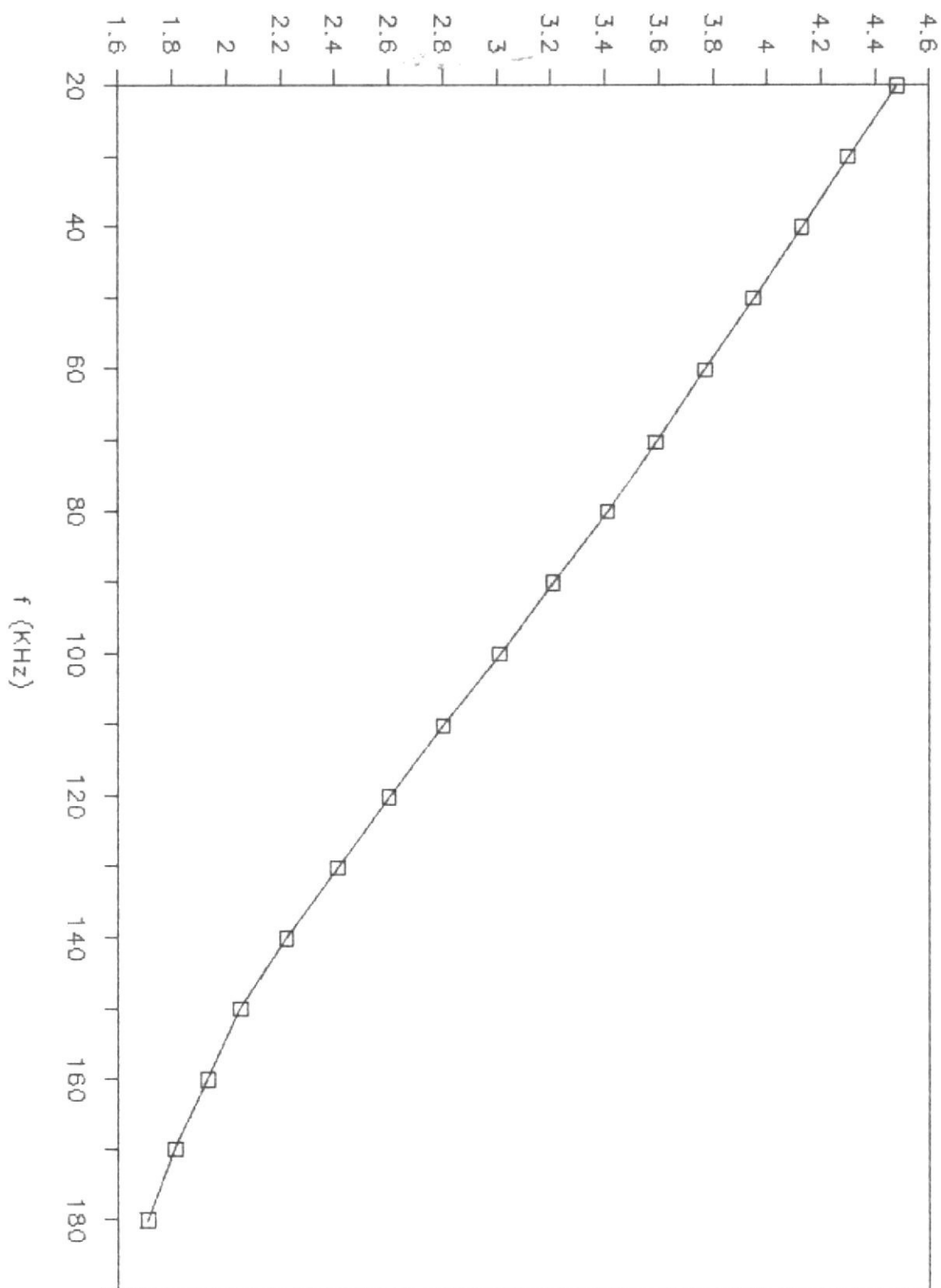


FIG. 4.1

APENDICE 6

CALCULO DE RESISTENCIAS DE RETROALIMENTACION PARA
SIMULAR LA SINUSOIDAL CON LA TECNICA DE CAMBIO DE
PENDIENTES.

Para una buena aproximación a la onda sinusoidal se consideró suficiente con 4 segmentos de rectas L_0 , L_1 , L_2 , L_3 , conforme se ve en el gráfico a continuación de este apéndice.

El rango de voltaje de cada uno de los segmentos es:

L_0 desde 0 a 5.3 voltios

L_1 desde 5.3 a 7.8 voltios

L_2 desde 7.8 a 9.2 voltios

L_3 desde 9.2 a 10 voltios.

Las pendientes de los segmentos de rectas:

$$A_0 = \frac{7.5}{2.5} = 3$$

$$R_0 = R_{1N} A_0$$

$$A_1 = \frac{10/5.3}{5/6} = 2.264$$

$$R_1 = R_{1N} \frac{A_1 R_0}{R_0 - R_{1N} A_1}$$

$$A_2 = \frac{8.2/7.2}{5/6} = 1.366$$

$$R_2 = R_{1N} \frac{A_2 R_1'}{R_1' - R_{1N} A_2}$$

$$R_1' = R_1 \parallel R_0$$

$$A_3 = \frac{5.1/9.6}{5/6} = 0.6375$$

$$R_3 = R_{1N} \frac{A_3 R_2'}{R_2' - R_{1N} A_3}$$

$$R_2' = R_2 \parallel R_1'$$

Considerando a $R_{1N} = 10 \text{ K}\Omega$ y reemplazando valores en cada una de las expresiones, tenemos:

$$R_0 \approx 30 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 \approx 92 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 \approx 34 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 \approx 12 \text{ K}\Omega$$

En el circuito de la figura 2.13 se incluye un circuito de diodos en configuración puente para la red de retroalimentación, para que el comportamiento del circuito sea igual en el semiciclo negativo. Los correspondientes valores de los diodos zener serán:

$$V_{z1} = 5.3 - 1.0 = 4.3$$

$$V_{z2} = 7.8 - 1.0 = 6.8$$

$$V_{z3} = 9.2 - 1.0 = 8.2$$

