

T
621.381327
C 186d



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería Eléctrica



BIBLIOTECA

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN INVERSOR
MULTINIVEL MONOFASICO CON REDUCCION DE
ARMONICAS POR SINTESIS DE ONDA"

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: ELECTRONICA

Presentada por:

JULIO CESAR CAMPOVERDE MORI

1.988



D-9226

AGRADECIMIENTO

Agradezco eternamente a mis abuelos, quienes siempre me apoyaron en todo aspecto, especialmente en lo económico; a mi familia, y de una manera especial a mi padre que está a mi lado siempre ayudándome y apoyándome en los momentos más difíciles de mi carrera estudiantil.

A los Ings. Larco y Chootong, por la colaboración prestada en el desarrollo del presente trabajo y por lo aprendido de sus cátedras.

A mis compañeros, amigos; de una manera muy especial a mi compañero y amigo alfarino Carlos Gomez Balladares, sin la ayuda del cual no hubiera sido posible la terminación de la tesis.



BIBLIOTECA

DEDICATORIA

A MIS ABUELOS

A MIS PADRES

A MI HERMANA

A MIS HERMANOS

C. Villafuerte P.

Ing. C. Villafuerte P.
SUB-DECANO

Alberto Larco G.

Ing. A. Larco G.
DIRECTOR DE TESIS

R. Berrezueta P.

Ing. R. Berrezueta P.
M. PRINCIPAL

N. Chootong CH.

Ing. N. Chootong CH.
M. PRINCIPAL



BIBLIOTECA



BIBLIOTECA

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).

A handwritten signature in black ink, consisting of several overlapping loops and strokes, positioned above a horizontal dashed line.

JULIO CESAR CAMPOVERDE MORI



RESUMEN

BIBLIOTECA

El presente trabajo describe el diseño y construcción de un inversor de seis pasos (tres positivos y tres negativos). La señal obtenida servirá para controlar un motor de inducción monofásico.

El sistema de control se lo realiza utilizando la tecnología TTL; el cual es alimentado por una fuente de 5v (CC) regulada (CI9). Este sistema de control se encargará de generar una secuencia de combinaciones binarias (CI2), a ser utilizadas por el decodificador de 4 entradas a 16 salidas (CI5), el cual proporciona 10 señales en secuencia para modular los pulsos de disparo en las puertas lógicas NOR (CI6-8). La modulación se produce porque a la entrada de la puerta lógica NOR tenemos una señal en alta frecuencia proveniente de los pulsos de disparo (f_0) y otra en baja frecuencia del generador de pulsos de reloj (CLK). Para variar la frecuencia de salida del inversor colocamos un potenciómetro (R_p) en el contador 74161 (CI2), tal y como lo muestra la figura 3.2.

Los pulsos para disparar los tiristores son generados por el temporizador 556 (CI1b), que genera una señal cuadrada con un periodo de 40 μ seg., la amplificación se la realiza por

medio de amplificadores de corriente del tipo Darlington; antes de ser aplicados a los tiristores, se los aísla del circuito de fuerza por medio de transformadores de pulsos.

La generación de la onda es realizada en forma secuencial: primero se encenderá el inversor 1, luego el 2 y así sucesivamente hasta generar el ciclo positivo; la segunda parte de la secuencia los hará conmutar e invertir su señal, y generar el ciclo negativo.



BIBLIOTECA

INDICE GENERAL

	pag.
RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	VIII
INDICE DE FIGURAS	X
INDICE DE TABLAS	XIV
INTRODUCCION	15
I. GENERALIDADES	16
1.1 Clasificación general de los convertidores...	16
1.1.1 Convertidores tipo CC/CC	17
1.1.2 Convertidores tipo CC/CA	21
1.2 Características del inversor tipo medio puente de Mc Murray-Bedford	25
1.3 Descripción del problema	27
II. TECNICAS DE REDUCCION DE ARMONICAS	29
2.1 Reducción selectiva de armónicas	30
2.2 Neutralización de armónicas por síntesis de onda	35
2.3 Técnica utilizada en el presente diseño	47
III. DISEÑO DEL INVERSOR TIPO MEDIO PUENTE DE MC MURRAY-BEDFORD	48
3.1 Cálculo de los elementos de conmutación	48
3.2 Protección de los tiristores	49

3.3	Diseño del circuito de disparo para los tiristores	50
3.4	Diseño de los transformadores para la síntesis de onda	63
3.5	Consideraciones técnicas	70
3.6	Diagrama circuital del sistema total	73
IV.	DESARROLLO DEL SISTEMA MODULAR	75
4.1	Lista de materiales	75
4.2	Construcción de los circuitos impresos, para el circuito de disparo de los tiristores....	77
4.3	Construcción de los transformadores para la síntesis de onda.....	80
4.4	Ensamblaje del sistema	80
4.5	Operación	81
V.	PRUEBAS Y RESULTADOS	83
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	104
	APENDICES	106
	A. MANUAL DEL USUARIO	107
	BIBLIOGRAFIA	109



BIBLIOTECA

INDICE DE FIGURAS

No.		pag.
1.1	Troceador con Circuito de Control en Lazo Cerrado.	20
1.2	Inversor Monofásico de Mc Murray-Bedford	24
1.3	Arreglo General de un Sintetizador de Onda	27
2.1	Reducción Selectiva de Armónicas	31
2.2	Puente Inversor Monofásico	31
2.3	Desplazamiento de Fase para Variar el Voltaje	34
2.4	Contenido de Armónicas VS Variación de Fase	34
2.5	Fases de Voltaje del Inversor	38
2.6	Forma de Onda de la Suma de Voltajes Primarios del Inversor	39
2.7	Arreglo General Del Sintetizador Propuesto	40
2.8	Síntesis Balanceada de una Fuente Monofásica	41
2.9	Forma de Onda De Voltajes en los Secundarios de los Transformadores del Inversor Propuesto	42
2.10	Forma de Onda de Voltaje del Inversor Propuesto ..	43
2.11	Control de Voltaje Modulando el Ancho del Pulso ..	45
3.1	Limitación de dv/dt con Circuito R/C	51
3.2	Generador de Pulsos de Reloj (CLK)	51
3.3	Generador de Pulsos de Disparo para los Tiristores	51
3.4	Circuito Generador de Secuencia	55
3.5	Circuito Modulador y Amplificador de Corriente	

para los Pulsos de Disparo Aplicados en los Tiristores	57
3.6 Fuente de Voltaje Regulada de 5 Voltios para el Circuito de Disparo	59
3.7 Diagrama de Bloques del Circuito de Disparo	61
3.8 Conexiones de Poder de Circuitos Integrados	62
3.9 Conexiones de Condensadores de Desacoplamiento ...	63
3.10 Diagrama del Inversor Propuesto	71
3.11 Diagrama Circuitual del Sistema Total.	74
4.1 Arte del Circuito Impreso Visto del Lado de los Elementos	77
4.2 Arte del Circuito Impreso Visto del Lado de Soldadura	78
4.3 Circuito Impreso Visto del Lado de los Elementos .	79
4.4 Circuito Impreso Visto del Lado de Soldadura	79
4.5 Inversor Propuesto	81
5.1 Sintetización Teórica de los niveles de voltaje en los inversores 1,2.	84
5.2 Sintetización Experimental de los niveles de voltaje en los inversores 1,2.	84
5.3 Sintetización Teórica de los niveles de voltaje en los inversores 1,2 y 3	86
5.4 Sintetización Experimental de los niveles de voltaje en los inversores 1,2 y 3	86
5.5 Sintetización Teórica de los niveles de voltaje en los inversores 1,2,3 y 4	88

5.6	Sintetización Experimental de los niveles de voltaje en los inversores 1,2,3 y 4	88
5.7	Señal Experimental de la Onda de Voltaje, Obtenida a la Salida del Inversor.	89
5.8	Señal Experimental de las Onda de Voltaje sin la Presencia de la Fundamental.	90
5.9	Señal Experimental de las Onda de Voltaje sin la Presencia de la Segunda Armónica.	91
5.10	Señal Experimental de las Onda de Voltaje sin la Presencia de la Décima Primera Armónica.	92
5.11	Señal Obtenida de la Forma de la Onda De Corriente de Operación del Motor de Inducción.	93
5.12	Forma de la Señal de Voltaje en el Condensador de Conmutación.	94
5.13	Forma de la Señal de Voltaje en la Bobina de Conmutación.	95
5.14	Forma de la Señal de Voltaje entre el Anodo y Cátodo de los Inversores.	96
5.15	Tren de Pulsos de Disparo Aplicados a los Tiristores de los Inversores 1,2	97
5.16	Tren de Pulsos de Disparo Aplicados a los Tiristores de los Inversores 2,3	98
5.17	Tren de Pulsos de Disparo Aplicados a los Tiristores de los Inversores 3,4	98
5.18	Tren de Pulsos de Disparo Aplicados a los Tiristores de los Inversores 4,5	99
5.19	Pulsos de Disparo Aplicados a las Puertas de los	

Tiristores.	99
5.20 Motor Utilizado en la Parte Experimental Con Generador Acoplado a su Eje Funcionando como carga	100
5.21 Amplitud de las Armónicas Presentes en la Onda de Salida del Inversor: $V_o = 115$ voltios.	102
5.22 Amplitud de las Armónicas Presentes en la Onda de Salida del Inversor: $V_o = 115$ voltios.	103

INDICE DE TABLAS

No.		pag.
I	Combinaciones binarias generadas por el CI2, y las correspondientes señales obtenidas	52
II	Lista de componentes para el circuito de disparo .	72
III	Lista de materiales para la construcción del inversor	76
IV	Valores obtenidos de la presencia de las armónicas en la onda de salida en forma de porcentaje.	101



BIBLIOTECA

INTRODUCCION

El inversor a tres niveles proporciona una forma de onda con un bajo contenido de distorsión armónica, lo cual es perjudicial para las bobinas de inducción del motor. Especialmente la tercera, quinta y séptima; las cuales producen sobrecalentamiento con gran riesgo de quemarlas. Este tipo de inversor tiene gran utilidad en el control de motores de inducción, ya que como se sabe, al variar la frecuencia de la onda de voltaje del inversor se logra variar la velocidad del campo giratorio y consecuentemente la velocidad del motor.

En el desarrollo de la parte de diseño, se realiza un análisis de la forma como debe operar el circuito de control, y la manera de variar la frecuencia del voltaje de salida del inversor propuesto. Así como también la capacidad de otorgar energía de cada transformador para la síntesis de onda.

Por último se construye el equipo en forma de dos módulos; uno para control y otro para fuerza. En la etapa de prueba se utiliza como carga del sistema a un pequeño motor de inducción monofásico, al que se le realiza pruebas experimentales para poder presentar los resultados obtenidos.

CAPITULO I

GENERALIDADES

1.1 CLASIFICACION GENERAL DE LOS CONVERTIDORES.

En la mayoría de las situaciones industriales, los motores son operados directamente de la línea de alimentación ac o dc; es decir, los terminales de los devanados del motor se encuentran conectados directamente a la línea de alimentación. En estas situaciones, el funcionamiento del motor se encuentra determinado por la naturaleza de la carga mecánica conectada a su eje; si la carga es fácil de manejar, el motor entregará un torque relativamente pequeño y girará a alta velocidad, si la carga es difícil de manejar el motor entregará un gran torque y girará a baja velocidad. Lo que se debe de tener en cuenta es que el funcionamiento del motor se encuentra determinado por la carga (para un voltaje de alimentación fijo), y el operador no tiene control sobre su operación.

Es por este motivo que necesitamos de los convertidores, para poder tener control sobre la velocidad de dichos motores. A los convertidores los vamos a clasificar de la siguiente manera:

Convertidor continua-continua o **troceador**.
Convertidor continua-alterna o **inversor**.
Convertidor alterna-continua o **rectificador**.
Convertidor alterna-alterna o **cicloconvertidor**.



BIBLIOTECA

1.1.1 CONVERTIDORES TIPO CC/CC.

En muchas ocasiones se dispone de una fuente de corriente continua como puede ser una batería o un rectificador conectado a la red de alterna, y se necesita también de una tensión continua de diferentes características como:

- a) Mayor estabilidad del voltaje o menor rizado.
- b) Voltaje diferente del que suministra la fuente, incluso más elevado del que se dispone.
- c) Voltaje variable y controlable en ciertos márgenes.

También puede necesitarse cualquier combinación de las tres posibilidades.

Si el voltaje necesitado es mas bajo del que se dispone, existen dos procedimientos básicos para lograr que dicho voltaje sea mas estable.

- 1) Poniendo en serie un elemento no lineal, en el que se produzca una caída de tensión



variable y controlable de manera que esta caída de tensión compense las variaciones del voltaje de entrada.

- 2) Conectando y desconectando la fuente a la carga mediante un interruptor, de manera que el valor medio del voltaje de salida sea función del ritmo de cierre y aperturas de un interruptor controlable.

A los convertidores del primer procedimiento se los conoce por reguladores de voltaje o también como reguladores disipativos, ya que debido a la caída de tensión en el elemento no lineal, hay en él una potencia disipada, que además de disminuir el rendimiento del circuito produce un calor que debemos eliminar. Otro inconveniente es, que el voltaje que se obtiene a la salida, es menor del que se dispone a la entrada, y el margen de variación puede ser muy grande si se desea un rendimiento aceptable.

Como ventaja encontramos que se puede lograr una excelente estabilidad, sin introducir ningún tipo de rizado. Son de uso muy común en las fuentes de alimentación de pequeña potencia, como las utilizadas en gran parte de aparatos electrónicos. Tanto el elemento no lineal como el circuito de

control suelen estar integrados en unas pastillas o circuitos integrados que son conocidos con el nombre genérico de **reguladores de voltaje**, cuyas características están en las hojas de datos de los catálogos de gran número de fabricantes.

En cuanto al convertidor continua-continua con interruptor, tiene la ventaja de ser "**no disipativo**" y de poder variar los voltajes en más amplios márgenes. Sin embargo, tiene el inconveniente de introducir armónicos indeseados que en muchos casos será necesario eliminar con filtros.

Este tipo de convertidores también se suele conocer con el nombre de **troceadores**, también con el nombre de convertidores o reguladores de conmutación.

Los troceadores se caracterizan porque tienen a la entrada una fuente de corriente continua, y el paso del estado de conducción a bloqueo de los tiristores que muchos de ellos utilizan, no se realiza de una manera natural por inversión de la fuente de entrada, sino que hay que acudir a otros procedimientos más complicados.

En la figura 1.1 se representa el diagrama de bloques de un troceador con circuito de control

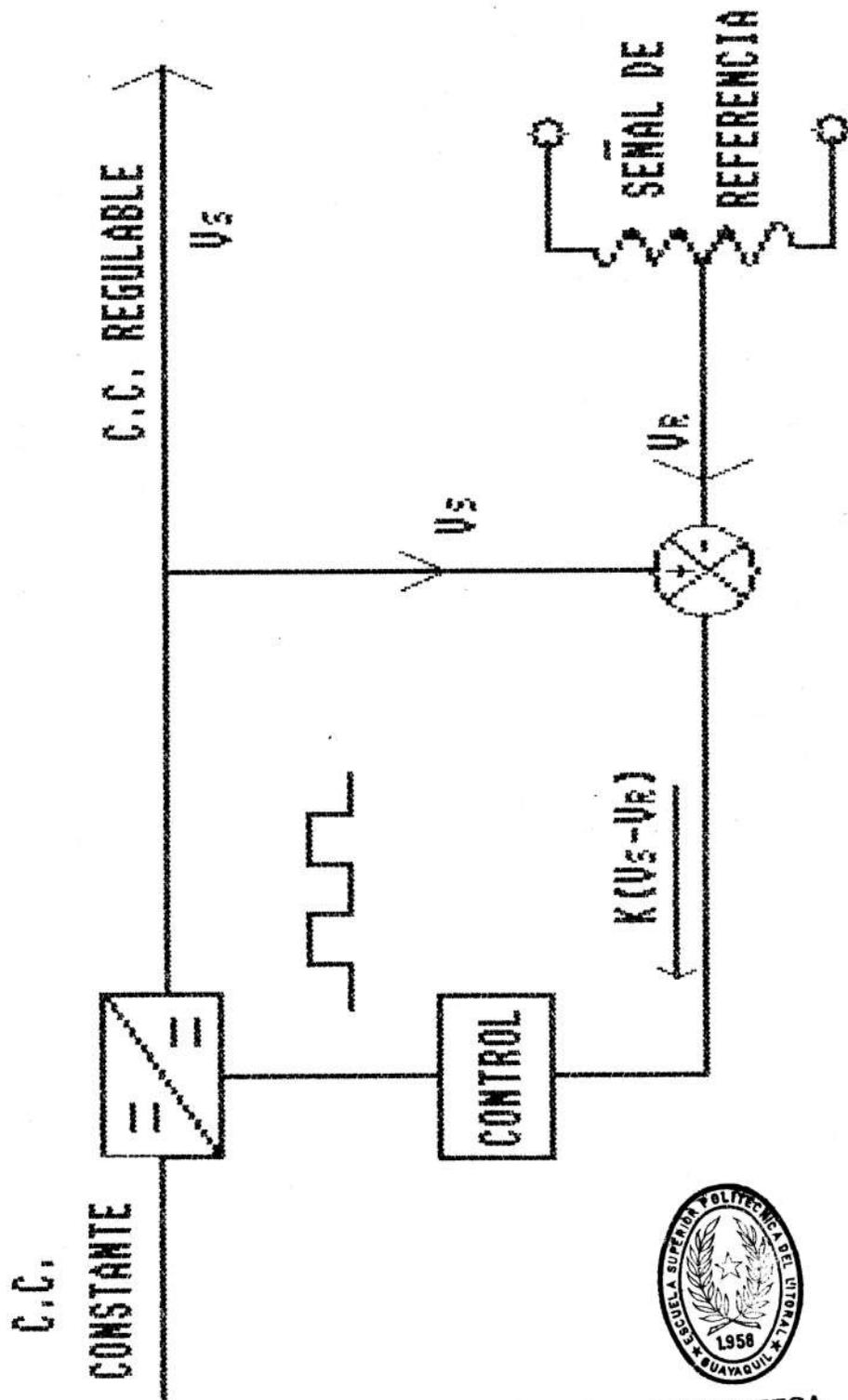


Fig 1.1.1 TROCEADOR CON CIRCUITO DE CONTROL EN LAZO CERRADO



BIBLIOTECA

funcionando en lazo cerrado. El voltaje de salida V_s se fija mediante el voltaje de referencia V_r . En el comparador se muestrean ambos voltajes, obteniéndose a su salida una señal de error $K(V_s - V_r)$ que se introduce en el circuito de control, el cual de acuerdo con dicha señal de error nos proporciona los pulsos de disparo o bloqueo correspondientes.

Los troceadores se utilizan en todas las aplicaciones donde se necesite un voltaje continuo y variable de mediana o gran potencia, en situaciones en que no es fácil o posible la alimentación de la red. Entre las aplicaciones conviene destacar:

- Accionamiento general de motores de corriente continua; entre las que se destacan las aplicaciones al transporte.
- Alimentación de equipos de electrónica y telecomunicaciones.

1.1.2 CONVERTIDORES TIPO CC/CA.

Como sabemos, los motores de inducción giran a una velocidad menor que la velocidad sincrónica del campo rotatorio. La velocidad sincrónica del campo rotatorio está determinada por el número de polos

del devanado de las bobinas de inducción y de la frecuencia del voltaje ac aplicado. Así tenemos:

$$\text{vel. sincrónica en rpm} = \frac{120f}{P} \quad (1.1)$$

donde:

f : es la frecuencia en hertz del voltaje aplicado a las bobinas de inducción.

p : es el número polos de las bobinas de inducción.

Para controlar electrónicamente la velocidad de los motores ac, se debe variar la frecuencia del voltaje aplicado a la bobina de inducción, para cambiar la velocidad sincrónica del motor. El cambio en la velocidad sincrónica produce entonces un cambio en la velocidad del motor.

Existen dos maneras de obtener un voltaje ac de frecuencia variable para un sistema controlador de un motor ac:

- a) Cambiando potencia dc en ac de frecuencia **variable**. El circuito que puede hacerlo es denominado **inversor**.
- b) Cambiando potencia ac de 60 Hz. en ac de frecuencia variable. El circuito que realiza

este objetivo se denomina **cicloconvertidor**.

El inversor que va a ser utilizado en la presente tesis, es del tipo denominado **medio puente de Mc Murray-Bedford con impulso de conmutación complementario**, tal como lo muestra la figura 1.2, el cual consta de dos tiristores, dos diodos de paso libre, una fuente dc, dos filtros cuya función es realizar un divisor de voltaje, el circuito de conmutación compuesto por dos condensadores del tipo no polarizado y una bobina de corriente con derivación central.

Asumiendo que el tiristor 1 se encuentra conduciendo y entregando energía desde la fuente al devanado primario del transformador, el voltaje a través de la inductancia L_1 , es una pequeña fracción del voltaje entregado por la fuente, es decir que el terminal Z del devanado primario practicamente se encuentra conectado al terminal P de la fuente. El condensador C2 se cargará a un potencial $E_d' = 2E_d$, debido a la fuente E_d en la parte inferior del inversor y el voltaje presente a través del devanado primario del transformador.

Para conmutar al tiristor 1, disparamos el tiristor 2, con lo cual el voltaje almacenado en C2 se coloca en paralelo con la bobina de

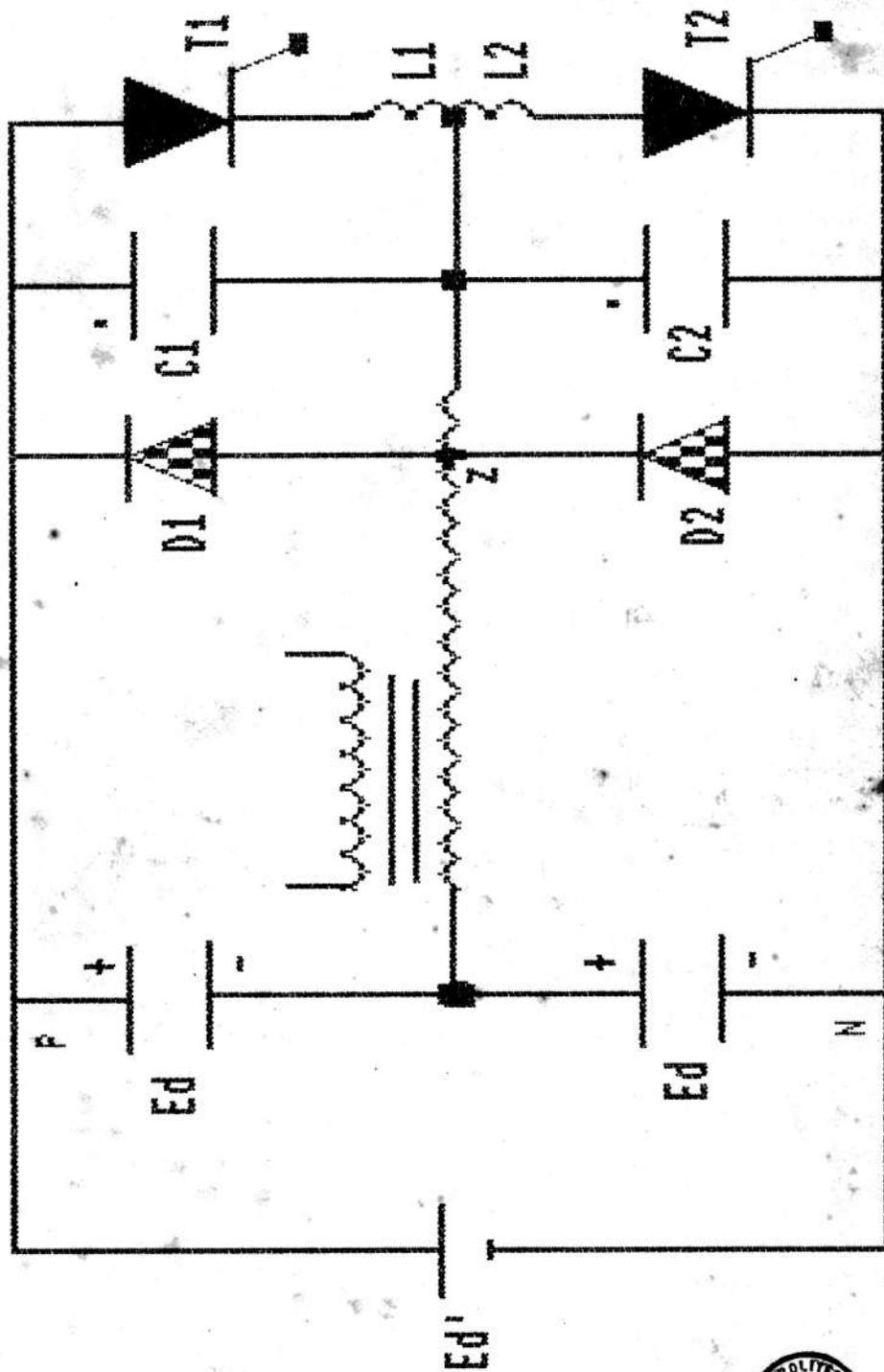


Fig. 1.2 INVERSOR MONOFASICO DE MC MURRAY-BEDFORD



BIBLIOTECA

conmutación inferior L2, induciendo en el devanado serie un voltaje similar, con lo que se logra la conmutación del tiristor 1. La energía almacenada en la bobina es devuelta a la fuente gracias a la utilización de los diodos de paso libre. Para conmutar el tiristor 2 se lo hace de una manera similar, ya que el condensador superior C1, se cargará a un voltaje $E_d' = 2E_d$, y con el encendido el tiristor 1, se logra apagar el tiristor 2.

Los valores óptimos de C y L para el circuito de conmutación son (2):

$$C = \frac{t_{oo} I_{lo}}{0.425 E_d} \quad (1.2)$$

$$L = \frac{t_{oo} E_d}{0.425 I_{lo}} \quad (1.3)$$

donde:

t_{oo} : tiempo máximo de apagado del tiristor.

I_{lo} : valor máximo de corriente de la carga.

E_d : voltaje de la fuente.

1.2 CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR TIPO MEDIO PUENTE DE MC MURRAY-BEDFORD.

El inversor tipo medio puente Mc Murray-Bedford se caracteriza por tener a la entrada dos fuentes dc, las

cuales serán reemplazadas por una sola fuente pero con divisor de voltaje proporcionado por 2 condensadores colocados en serie, dichos filtros son de igual capacitancia. También se tiene 2 diodos de paso libre, dos condensadores de conmutación de tipo no polarizado, una bobina con derivación central, así como un transformador con derivación el cual se lo utilizará en la síntesis de onda. Además de los circuitos de protección de los tiristores y su correspondiente circuito de disparo.

Si se tratara de un circuito inversor construido a base de transistores no se necesitaría del circuito de conmutación, pero se gastaría más energía debido a que se debe mantener una corriente de base constante durante todo el intervalo que dure la conducción de dicho transistor. Además los transistores a ser utilizados deben ser de potencia y de rápida conmutación.

1.3 DESCRIPCION DEL PROBLEMA.

Nuestro interés consiste en diseñar un inversor multinivel con un bajo contenido de armónicas. Para conseguir este objetivo, se utilizará el método de síntesis de onda.

La figura 1.3 ilustra el diagrama de un inversor de tres

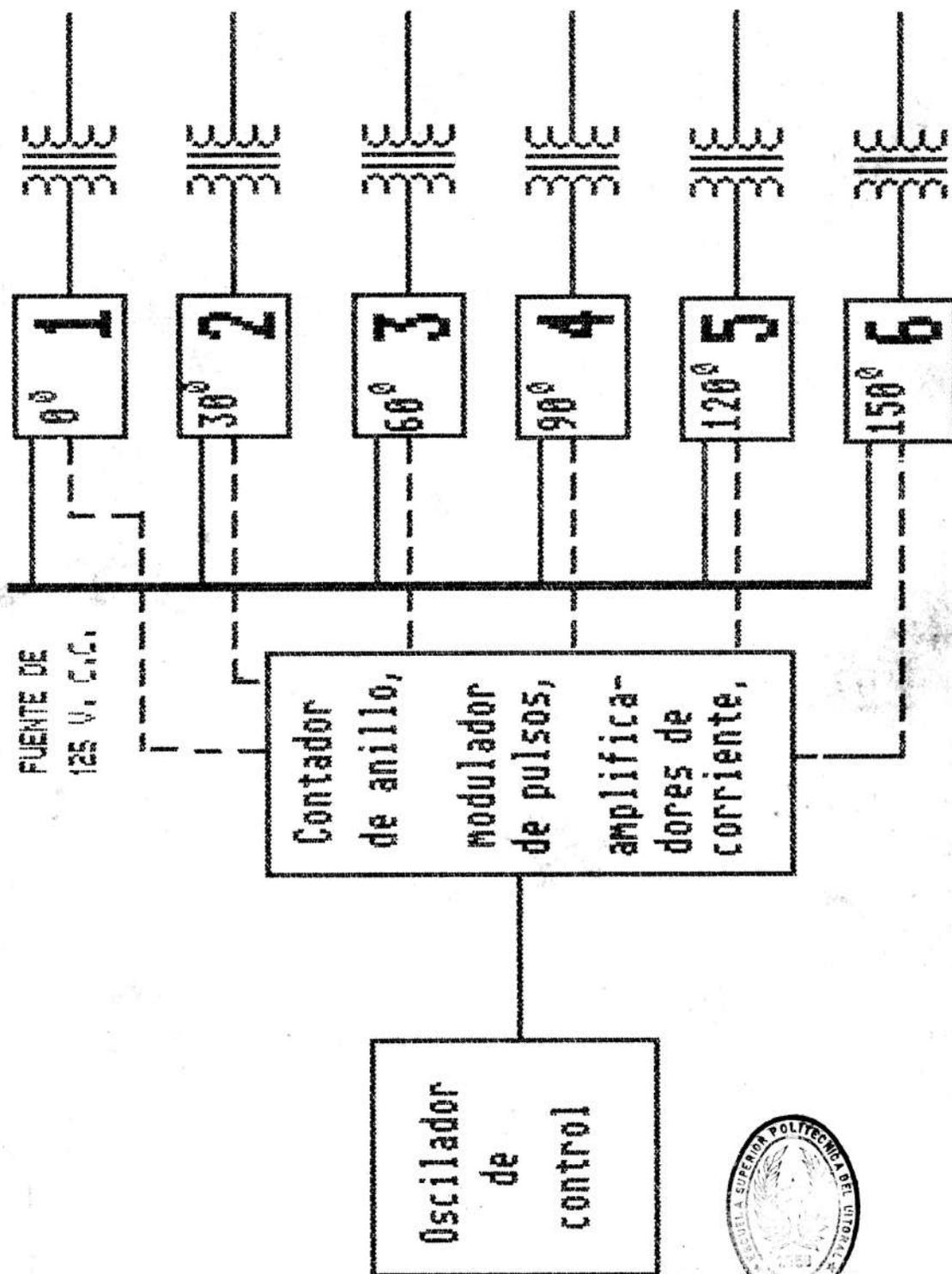


Fig. 1.3 ARREGLO GENERAL DE UN SINTETIZADOR DE ONDA



BIBLIOTECA

niveles. en donde los pulsos de disparo son generados por un oscilador, implementado con un CI556 (CI1), el que posee dos temporizadores, uno de los cuales nos servirá para generar la señal de reloj del CI 74161 (CI2), el cual funciona como contador de anillo generando una secuencia binaria que permita al decodificador de 4 entradas a 16 salidas o 74154 (CI5), generar niveles de voltajes (alto y bajo) que serán utilizados como moduladores de los pulsos de disparo para los tiristores. Dichos pulsos de disparo antes de ser colocados en las puertas de los tiristores, deben aislarse del circuito de control, utilizando para ello transformadores de pulsos del tipo miniatura. Además, previamente dichos pulsos de disparo son amplificados en corriente.



BIBLIOTECA

CAPITULO II

TECNICAS DE REDUCCION DE ARMONICAS

Para mejorar la forma de la onda de salida de un inversor, es necesario que dicha forma de onda sea la que permita minimizar las pérdidas en la línea y en la carga. Por lo tanto, es necesario lograr que la onda sea lo más aproximadamente posible a la sinusoidal. Un filtro colocado entre el inversor y la carga cumple con esta tarea, pero para grandes potencias dicho filtro puede volverse voluminoso y costoso, además los filtros LC tienen limitación en la frecuencia.

Si utilizamos la forma de onda de salida de un inversor monofásico para que alimente a un transformador con varias derivaciones, obtendremos a la salida una forma de onda de voltaje con pasos variables. Dependiendo del número de pasos por ciclos se logra tener una onda cercana a la sinusoidal. El problema de este tipo de inversor radica en que el equipo es grande y costoso.

Otra manera consiste en modular la forma de la onda de voltaje, ya que si no puede ser completamente sinusoidal, por lo menos se puede eliminar alguna armónica requerida; la modulación de la onda de salida se logra con el control del circuito de disparo de los tiristores.

He escogido como apropiados tres tipos de variaciones en la modulación del ancho del pulso:

- a) Pulso de ancho múltiple.
- b) Reducción selectiva de armónicas.
- c) Neutralización de armónicas.

En este capítulo vamos a tratar sólo sobre los dos últimos métodos.

2.1 REDUCCION SELECTIVA DE ARMÓNICAS.

Con un simple circuito de disparo y con la posibilidad de usar un circuito de conmutación clase C o D, podemos obtener un semiciclo formado por tres pulsos positivos y dos negativos, como se observa en la figura 2.1. De esta manera con un simple inversor monofásico se elimina la tercera y quinta armónica. En un inversor trifásico utilizando esta misma técnica, la primera armónica equivale a la décima primera; esto se logra debido a que se varía el voltaje desde cero a un valor máximo.

Realizando un análisis matemático obtenemos la ecuación que representa la forma de onda de voltaje de la figura 2.1. (3):

$$V(n\omega t) = \frac{4V}{n\pi} [1 - 2\cos(n\alpha_1) + 2\cos(n\alpha_2)] \left[\cos\left(\frac{n\theta}{2}\right) \right] \sin(n\omega t)$$

(2.1)

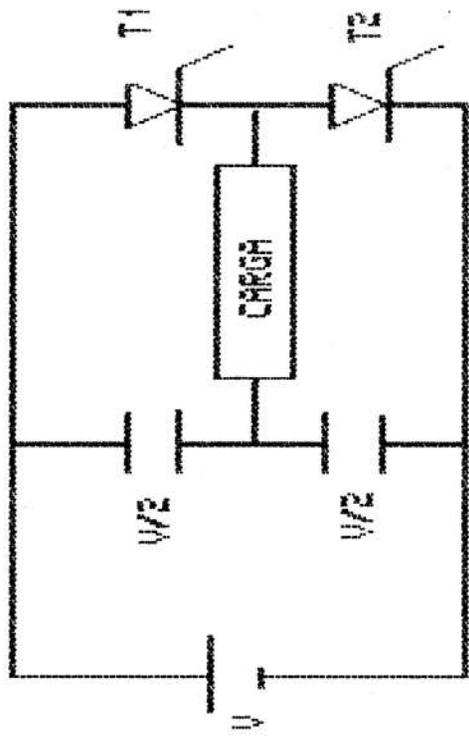
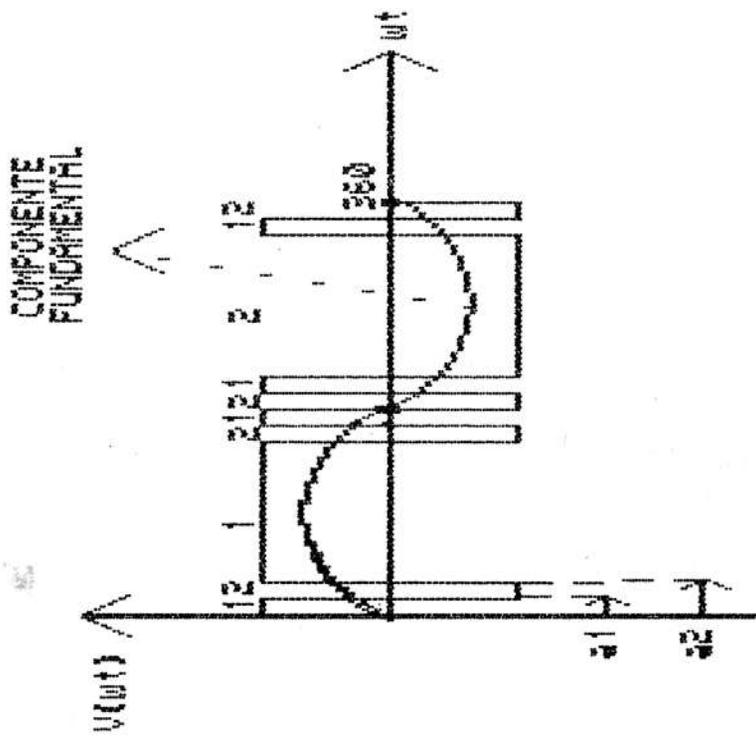


FIG. 2.1 REDUCCION SELECTIVA DE ARMONICAS

FIG. 2.2 PUENTE INVERSOR MONOFASICO



BIBLIOTECA

donde:

α_1 : tiempo para conmutar el nivel positivo de voltaje.

α_2 : tiempo para conmutar el nivel negativo de voltaje.

n : armónica presente en la onda de voltaje.

θ : desplazamiento de la fase de voltaje.

En la ecuación anteriormente mencionada, se muestra un desplazamiento de la fase de voltaje (θ), para generalizar dicha ecuación y obtener un voltaje proporcional a la frecuencia, conservando la eliminación de la tercera y quinta armónica (en la figura 2.1., no se muestra el ángulo θ). Ver figura 2.3.

Si no cambia la fase θ entre los tiristores 1 y 2 en el inversor monofásico de la figura 2.1., representa el máximo valor de voltaje a la máxima frecuencia.

Haciendo en la ecuación (2.1), $\theta = 0^\circ$, los términos envolventes α_1 y α_2 , muestran que cualquiera de las armónicas pueden ser eliminadas, precisamente estos valores de α_1 y α_2 nos permite la solución de las dos ecuaciones simultáneas que mostramos a continuación:

$$V(n_1\omega t) = 0 = 1 - 2\cos(n_1\alpha_1) + 2\cos(n_1\alpha_2) \quad (2.2)$$

$$V(n_2\omega t) = 0 = 1 - 2\cos(n_2\alpha_1) + 2\cos(n_2\alpha_2) \quad (2.3)$$

donde n_1 y n_2 son precisamente las armónicas que se desean hacer cero.

Para obtener que la tercera y quinta armónica sean cero,

hacemos $n_1 = 3$ y $n_2 = 5$, de lo cual se obtiene como resultado:

$$\alpha_1 = 23.6 \text{ grados} \quad (2.4)$$

$$\alpha_2 = 33.3 \text{ grados} \quad (2.5)$$

El arreglo de la figura 2.1, no nos permite obtener un voltaje variable debido a que α_1 , α_2 deben permanecer constantes, para de esta manera poder eliminar las armónicas requeridas, y lo que se desea es, además de eliminar las armónicas, tener un voltaje proporcional a la frecuencia como lo muestra la figura 2.3, en donde α_1 y α_2 permanecen constantes pero la forma fundamental de voltaje es variable desde un ángulo $\theta=0^\circ$ a $\theta=180^\circ$. Naturalmente nuestra circuitería lógica debe prevenir que los tiristores 1 y 2 no se disparen juntos, colocando de esta manera en cortocircuito a la fuente de poder, también se asume que cualquiera de los tiristores es apagado antes de que el opuesto sea encendido. En el circuito de Mc Murray-Bedford no ocurre este problema ya que el tiristor es apagado automáticamente.

La ecuación (2.1), nos da los coeficientes de todas las armónicas de voltaje para cualquier desplazamiento de θ . Con los valores obtenidos para eliminar la tercera y quinta armónica, se obtiene el gráfico mostrado en la figura 2.4. Estas curvas son teóricas y no tienen en cuenta el tiempo de encendido ni el de apagado, pero la

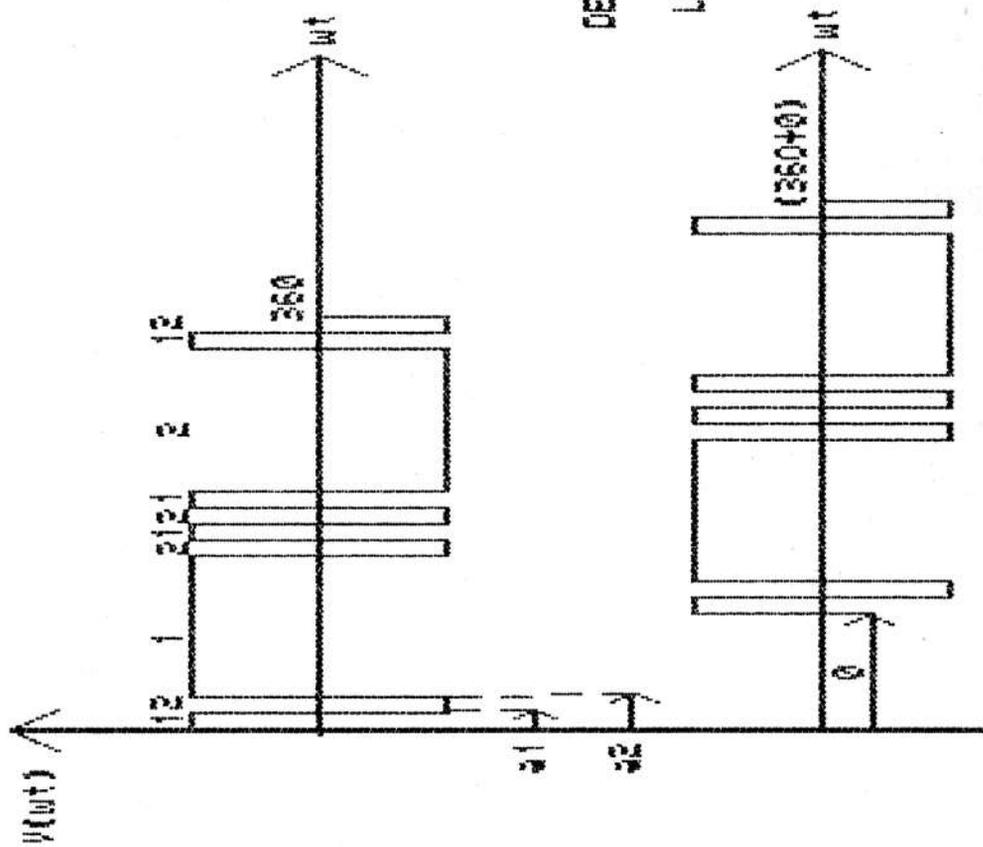


FIG. 2.3 DESPLAZAMIENTO DE FASE PARA VARIAR EL VOLTAJE

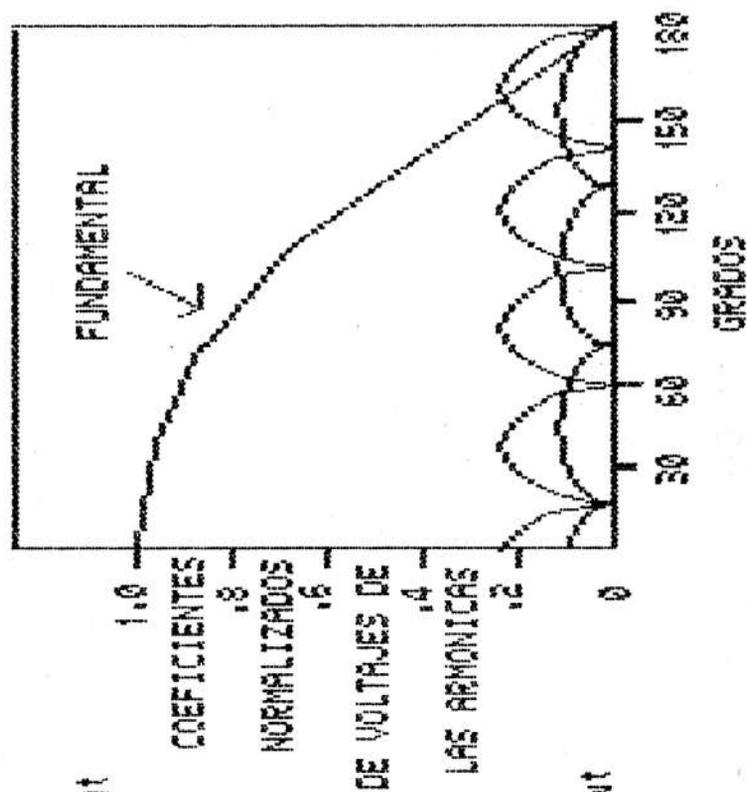


FIG 2.4 CONTENIDO DE ARMONICAS VS VARIACION DE FASE

diferencia no es tan grande. La normalización por unidad de las cantidades las realizamos usando un voltaje base de $4V/0.839\pi$, con lo cual obtenemos el coeficiente de la onda fundamental de voltaje a un ángulo de fase cero: $\theta = 0^\circ$.

2.2 NEUTRALIZACION DE ARMONICAS POR SINTESIS DE ONDA.

Un método atractivo para eliminar las armónicas más bajas es el de síntesis de onda, pero debido a que requiere muchos tiristores resulta económica solo para potencias de alrededor de los 20 KVA. El principio se basa, en tener un determinado número de inversores monofásicos acoplados, los cuales van a ser disparados en una forma secuencial de modo que la suma de los voltajes de salida de como resultado una forma de onda escalonada que sea aproximada a una sinusoidal. Mientras más grande sea el número de unidades inversoras, más grande será el número de escalones en la onda de salida, así como también el número de armónicas eliminadas. El puente inversor de la figura 2.2., representa una fase en la cual la carga es el primario de un transformador.

Una gran desventaja de este método consiste, en que si un tiristor o una unidad inversora falla, existe todavía voltaje en la salida (el cual es proporcionado por las demás unidades inversoras), incrementando de esta manera la distorsión de armónicas.

Para explicar este método se ha escogido como ejemplo un inversor de 6 pasos, para mostrar que la primera armónica sin cancelar es la décima primera, lo cual se obtiene de la siguiente fórmula (3):

$$H = 2KN \pm 1 \quad (2.6)$$

donde:

H: es la armónica presente en la onda.

N: es el número de de pasos de inversión.

K: 1, 2, 3, ...

Debido a que el motor de inducción no responde a las altas armónicas como la décimo primera, resulta innecesario tener más de 6 inversores monofásicos.

En la figura 1.3., se ilustra esquemáticamente el inversor, en el cual se observa un contador de anillo que opera a 20 veces la frecuencia de salida; las señales generadas por el contador de anillo nos da la secuencia de operación del inversor. Por ejemplo, la primera señal enciende al inversor 1 a la referencia de cero grados, con lo cual el paso 1 queda encendido hasta que reciba el siguiente pulso opuesto de disparo, esto no es posible sino hasta 6 pulsos de oscilación más tarde. La segunda señal enciende al inversor 2 a treinta grados con respecto al primero. Cada señal enciende sucesivamente a un inversor hasta que todos esten encendidos y completar medio ciclo; el otro medio ciclo

se completa con las seis señales siguientes de la secuencia, obteniendo de esta manera un ciclo completo.

En el primario P de cada transformador, hay un voltaje como el mostrado en la figura 2.5., en la cual los voltajes son de igual magnitud, pero desfazados en el tiempo treinta grados. Si estos voltajes son sumados, da como resultado una señal escalonada de voltaje con un bajo contenido de armónicas, la cual es mostrada en la figura 2.6. Desde luego, los voltajes de los primarios de los transformadores no son sumados, sino sus respectivos secundarios.

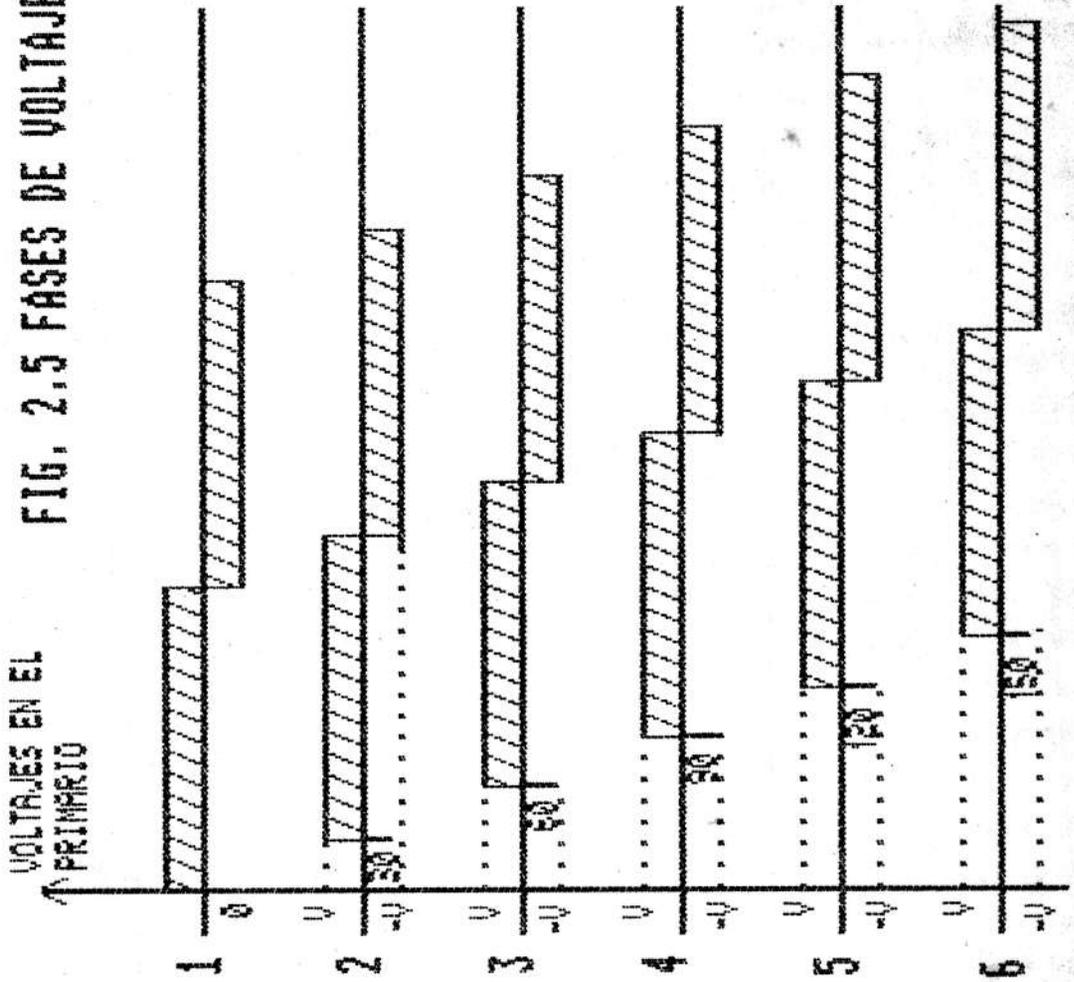
Sin embargo nuestro requerimiento es la obtener una forma de onda de voltaje balanceada como lo muestra la figura 2.10., en la cual la relación de voltaje P/A, no necesariamente es la misma. En la figura 2.8 observamos que las fases corresponden a los secundarios de los transformadores de la figura 2.7., aunque existen otras maneras de lograr la sintetización de los voltajes. En este caso la relación de número de vueltas de los transformadores está dada por:

$$\frac{P1}{A1} = \frac{P5}{A5} = 1 \quad (2.7)$$

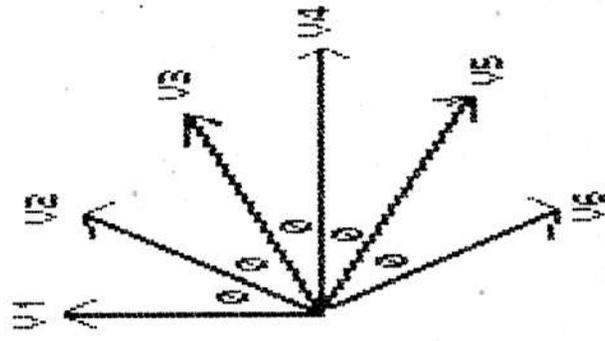
$$\frac{P2}{A2} = \frac{P4}{A4} = \sqrt{3} \quad (2.8)$$

Fig 2

FIG. 2.5 FASES DE VOLTAJE DEL INVERSOR.



(a) FASES DE VOLTAJE DE LOS PASOS DE INVERSION.



$\theta = 30$ GRADOS

(b) DIAGRAMA DE LOS FASORES DE VOLTAJE CON RESPECTO A LAS BOBINAS DEL PRIMARIO

Fig 3

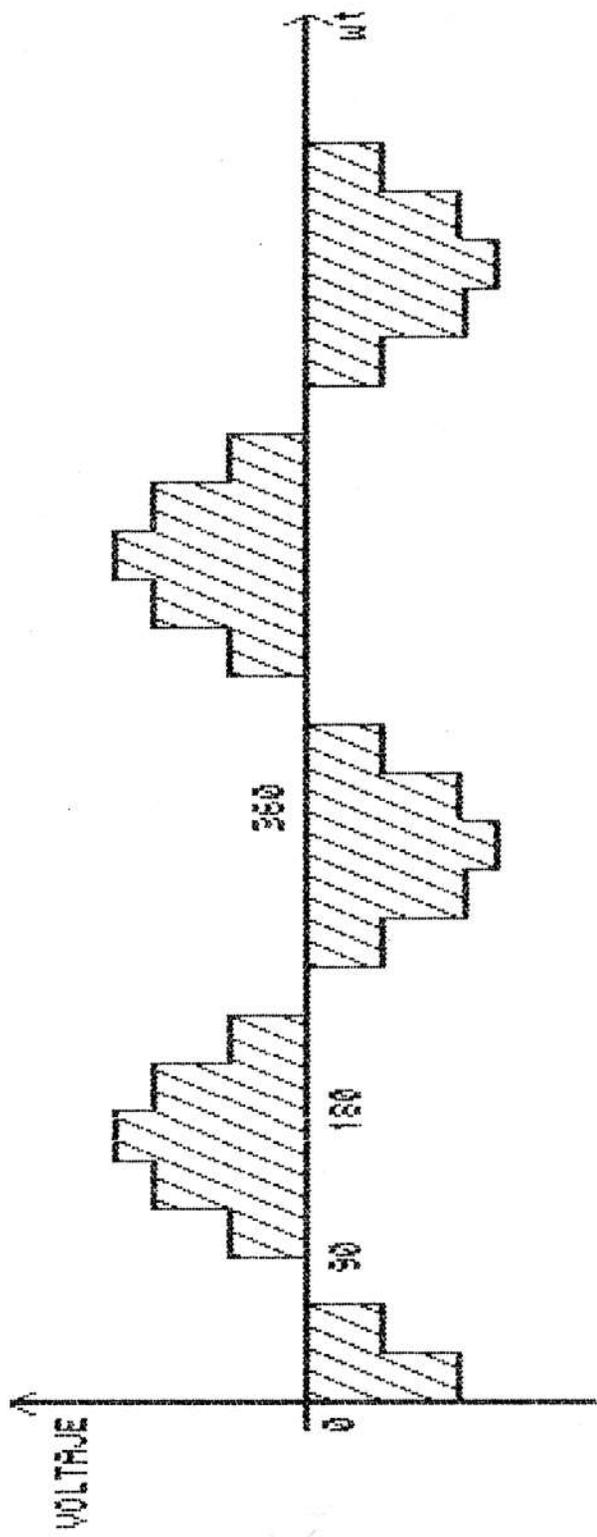


FIG. 2.6 FORMA DE ONDA DE LA SUMA DE VOLTAJES PRIMARIOS DEL INVERSOR

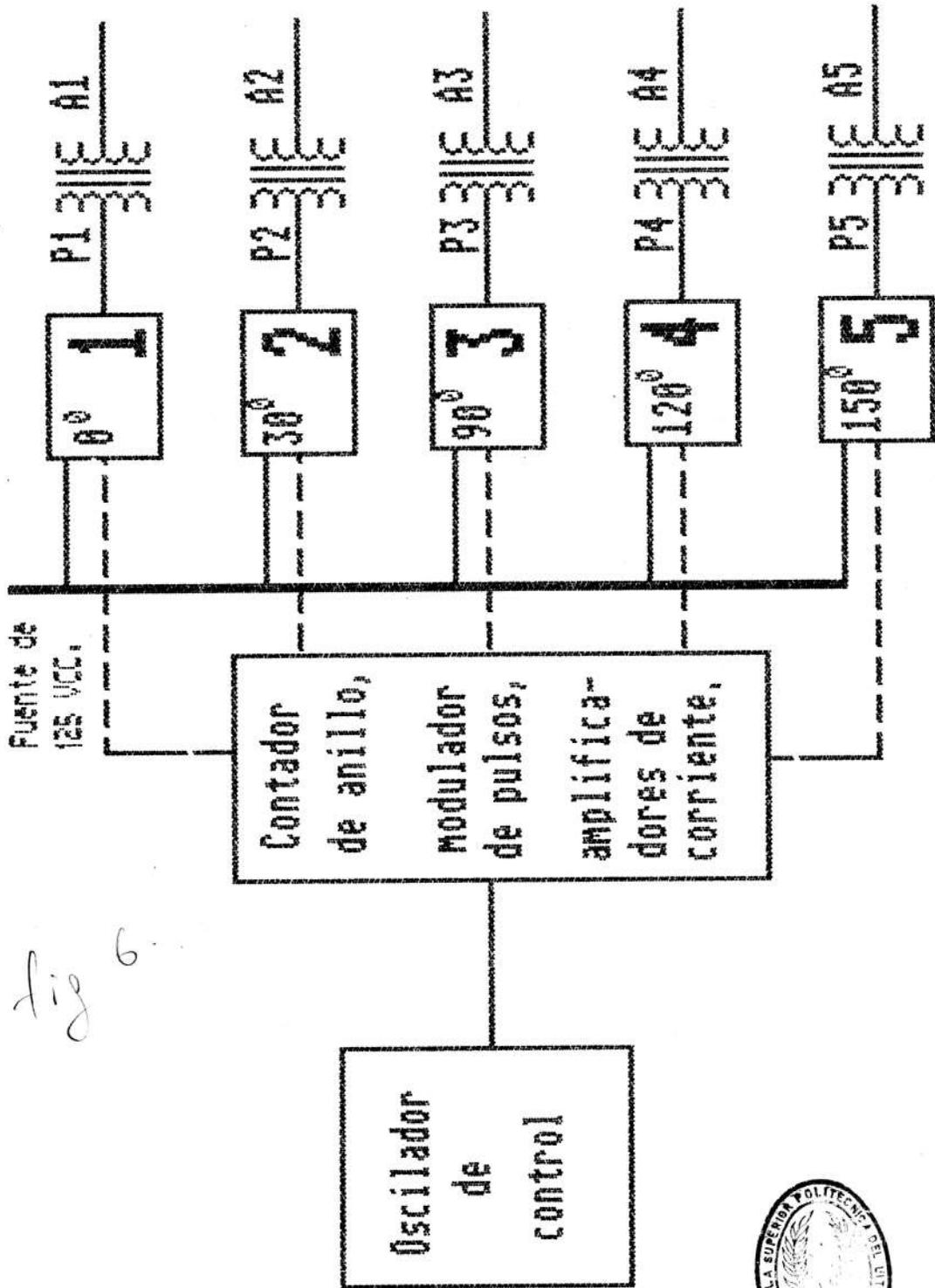
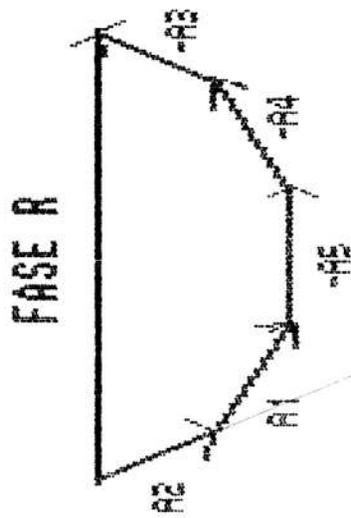


FIG. 2.7 ARREGLO GENERAL DEL SINTETIZADOR PROPUESTO



BIBLIOTECA

Fig 5.



BIBLIOTECA

FIG. 2.8 SINTESIS BALANCEADA DE UNA FUENTE MONOFASICA



BIBLIOTECA

$$\frac{P_4}{A_6} = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.9)$$

La figura 2.10., muestra la forma de onda de salida de voltaje para la fase R, la cual es formada por la suma de los valores instantáneos de los voltajes A2, A1, -A6, -A5 y -A4.

Para revisar el contenido de armónicas de esta forma de onda, debemos sumar la serie de Fourier de cada forma rectangular de la onda de la figura 2.9. Sin embargo, es mejor generalizarla para voltajes de todas las frecuencias, dependiendo de como varía el voltaje.

Realizando un análisis de la forma de onda de voltaje mostrada en la figura 2.11., cuya fase ha sido desplazada un ángulo θ , se obtiene como resultado la ecuación siguiente (3) :

$$V(\omega t) = \sum_{n=1}^N \frac{4V}{n\pi} \left[\text{sen}\left(\frac{n\theta}{2}\right) \right] \text{sen}(n(\omega t + \theta)) \quad (2.10)$$

donde $n = 1, 3, 5, \dots$

Para la fase R, debemos sumar 5 términos como los de la ecuación (2.10)., obteniendo como resultado:

$$V(\omega t) = VA_2(\omega t) + VA_1(\omega t) - VA_6(\omega t) - VA_5(\omega t) - VA_4(\omega t) \quad (2.11)$$

Si sustituimos los datos, obtenemos el valor de la

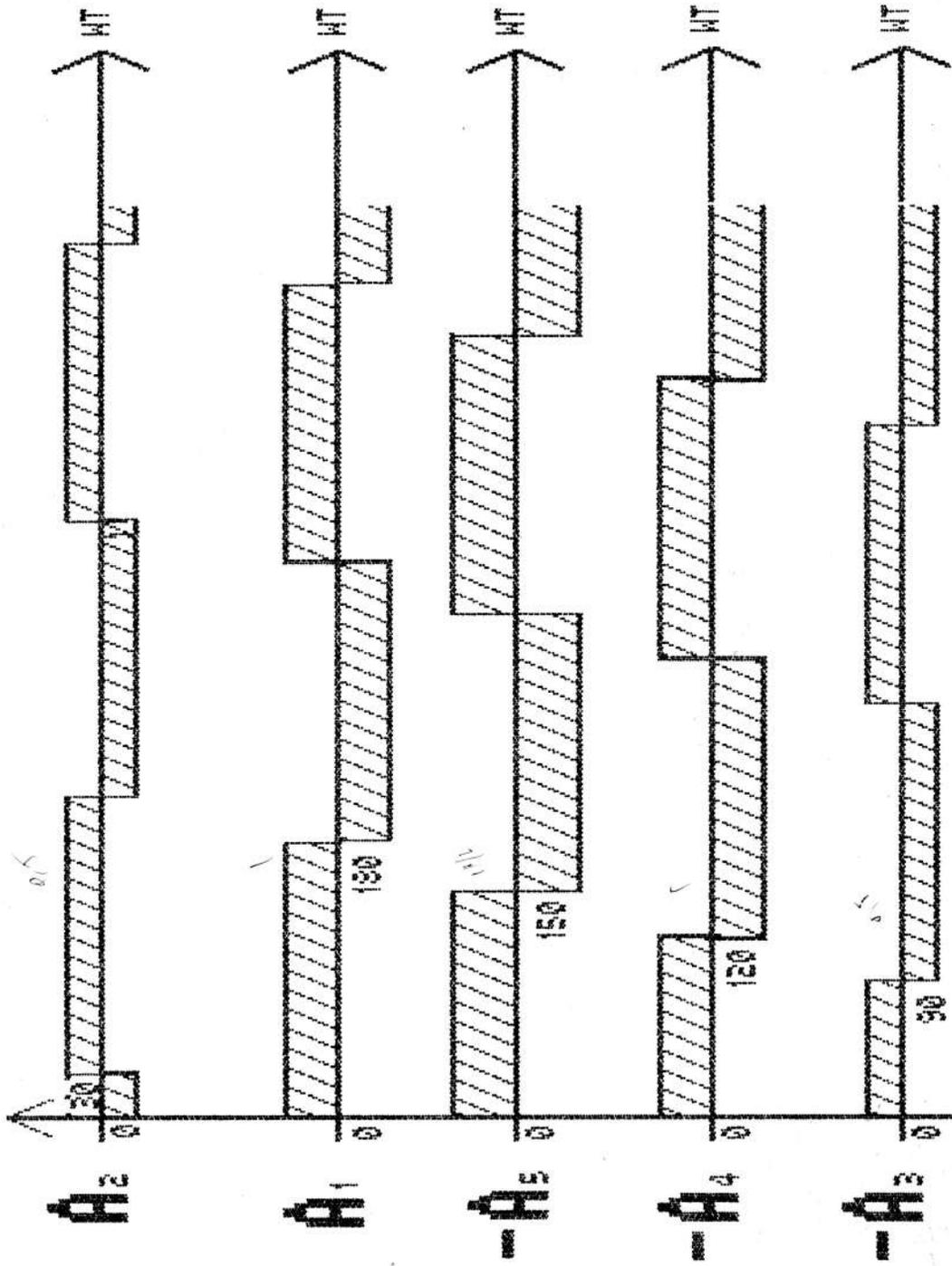


FIG. 2.9 FORMA DE ONDA DE VOLTAJES EN LOS SECUNDARIOS DE LOS TRANSFORMADORES DEL INVERSOR PROPUESTO

Fig 4

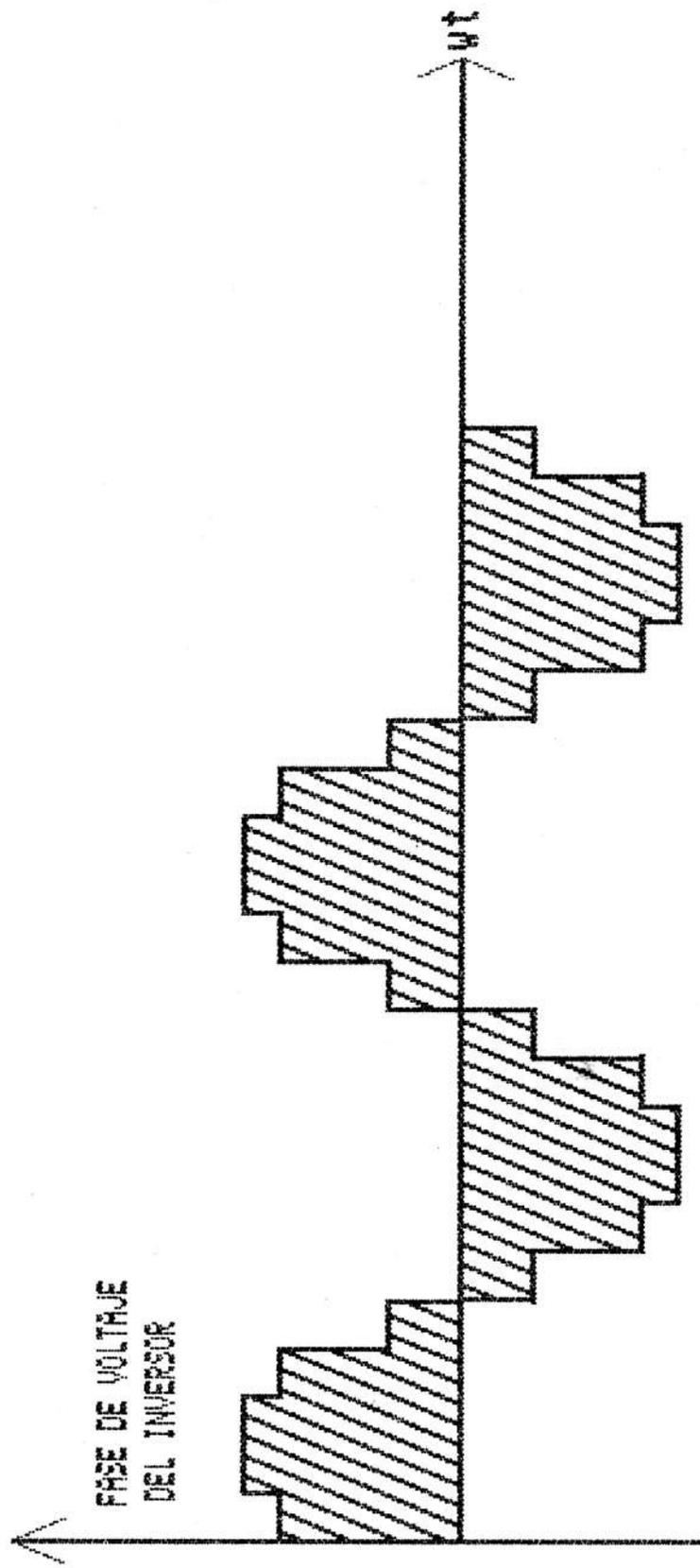


FIG. 2.10 FORMA DE ONDA DE VOLTAJE DEL INVERSOR PROPUESTO.

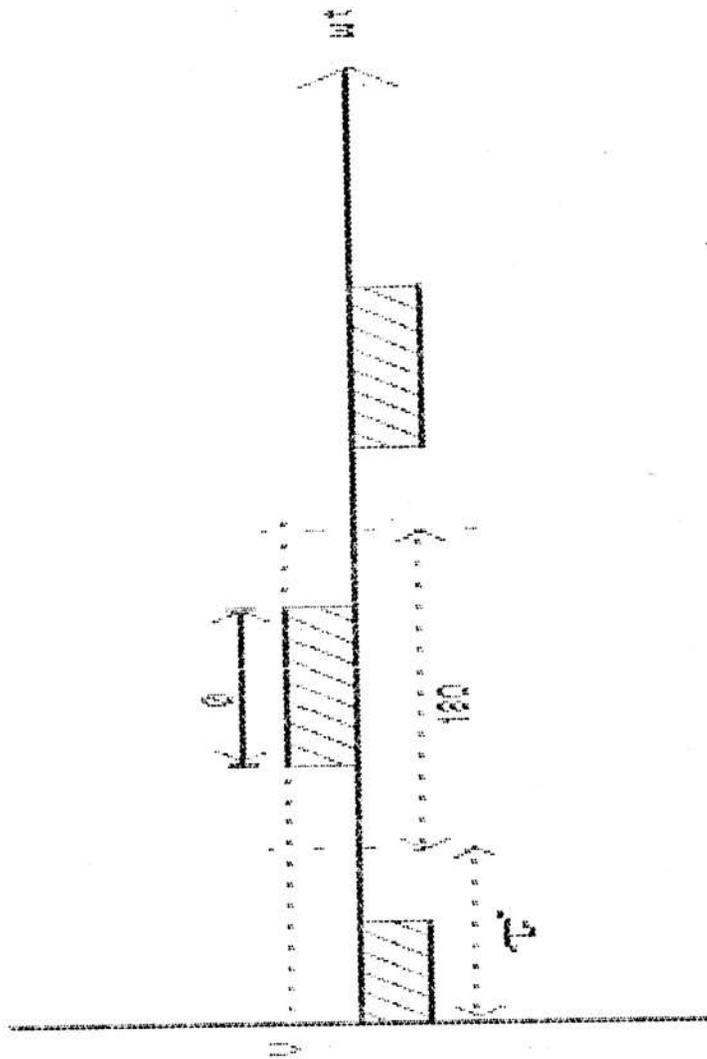


FIG. 2.11. CONTROL DE VOLTAJE MANTENIENDO EL ANCHO DEL PULSO



BIBLIOTECA

componente fundamental de la ecuación (2.11) (3):

$$V_1(\omega t) = \frac{8\sqrt{3} V}{\pi} \left[\sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right] \sin(\omega t) \quad (2.12)$$

De modo que la fase de la onda fundamental de voltaje nos da (3):

$$V_r \propto \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (2.13)$$

pero:

$$V_r \propto f \quad (2.14)$$

entonces obtenemos que:

$$f \propto \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (2.15)$$

Puesto que la máxima frecuencia ocurre cuando $\theta = 180^\circ$ tenemos (3):

$$f = f_{\max} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (2.16)$$

Los voltajes de las armónicas quedan representados por medio de la siguiente ecuación (3):

$$V_n(\omega t) = \frac{8\sqrt{3} V}{n\pi} \left[\sin\left(\frac{n\theta}{2}\right) \right] \sin(n\omega t) \quad (2.17)$$

La definición de distorsión total de armónicas (THD) es (3):

$$THD = \sqrt{\sum_n^{\infty} (n \text{ armónicas como porcentaje de la fundamental})^2}$$

(2.18)

donde $n = 2, 3, 4, \dots$

La forma de onda de la figura 2.10, está justo sobre el 15% de THD en relación con otros inversores monofásicos, los cuales tienen más del 30% de THD (3).

2.3 TECNICA UTILIZADA EN EL PRESENTE DISEÑO.

Para la realización del presente diseño, se escogió el método de neutralización de armónicas por síntesis de onda (2); para lo cual se utiliza 5 transformadores, que servirán para ejecutar la síntesis de onda. Las unidades inversoras serán del tipo medio puente de Mc Murray-Bedford, e irán encendiéndose desfazados 30° con respecto al siguiente, para de esta manera obtener la forma de onda escalonada mostrada en la figura 2.10.



BIBLIOTECA

CAPITULO III

DISEÑO DEL INVERSOR TIPO MEDIO PUENTE DE MC MURRAY-BEDFORD.

Para proceder a realizar el diseño del inversor, antes debemos tomar en consideración las siguientes asunciones

- 1) El período de la onda de salida del inversor es mucho más grande que el tiempo de apagado de los tiristores.
- 2) La inductancia total en serie, es grande comparada con la inductancia de conmutación.
- 3) Se asume que el transformador T es ideal.
- 4) Los dos devanados de la inductancia de conmutación, son conectados juntos.
- 5) El tiempo de encendido de los tiristores es despreciable, así como también su corriente inversa.
- 6) Las pérdidas en los elementos del inversor son despreciables.
- 7) La impedancia de la fuente se asume como cero, esto en la práctica se asume debido a la gran capacitancia de los filtros de entrada, que son del tipo electrolítico.

3.1 CALCULO DE LOS ELEMENTOS DE CONMUTACION.

Reemplazando datos en las ecuaciones (1.2) y (1.3), se obtiene los siguientes valores para el circuito de conmutación:

$$C = 23.6 \mu\text{F}. \quad (3.1)$$

$$L = 93.8 \mu\text{H}. \quad (3.2)$$

Se implementó el circuito de conmutación utilizando dos pares de condensadores electrolíticos de $47\mu\text{F}$, colocados con las polaridades contrarias para poder obtener dos condensadores no polarizados de aproximadamente $23.5\mu\text{F}$. Las inductancias de conmutación tienen $100\mu\text{H}$ cada una, construidas sobre núcleo de hierro.

3.2 PROTECCION DE LOS TIRISTORES.

En los manuales de tiristores, respecto a los parámetros di/dt y dv/dt , se indica que las pendientes de la intensidad y el voltaje del ánodo no deben llegar a alcanzar los valores especificados.

Como se sabe, una variación rápida de la intensidad puede dar lugar a una destrucción del tiristor, mientras que una variación rápida de voltaje en el ánodo puede dar lugar a un disparo casual del tiristor sin corriente de puerta, con lo que se perdería el control del dispositivo.

Para proteger al tiristor de estos dos efectos indeseados, se diseñan circuitos que limiten estas variaciones, en los casos más desfavorables a los límites permitidos.

Una solución muy utilizada en la práctica es la mostrada

en el circuito de la figura 3.1.. El circuito R_1, C_1 colocado en paralelo con un tiristor evita la variación brusca del voltaje. Sin embargo, este procedimiento tiene el inconveniente de que la energía disipada en R_1 puede ser importante si hacemos R_s pequeña, por lo cual hay que llegar a una solución de compromiso, que permita limitar el dv/dt por debajo de lo especificado en la hoja de datos, con una L práctica y económicamente interesante y con una energía disipada en R_1 también tolerable.

Valores típicos para R_1 del orden de 10 ohmios y C_1 del orden de 0.2 $\mu F.$, son utilizados en la mayoría de los casos prácticos.

Para nuestro caso, se escogió los valores mostrados en la tabla II.

3.3 DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO PARA LOS TIRISTORES.

El objetivo principal consiste en diseñar un circuito lógico secuencial que permita encender uno a uno los cinco inversores; cada uno de los cuales deberá esperar seis combinaciones binarias posteriores para conmutar e invertir la señal generada por el inversor. De esta manera se obtiene una forma de onda escalonada de 6 pasos: tres positivos y tres negativos.

Vamos a representar en la tabla I, las diferentes



secuencias generadas por el contador 74161 (CI2).

TABLA I

COMBINACIONES BINARIAS GENERADAS POR EL CI2, Y LAS CORRESPONDIENTES SEÑALES OBTENIDAS.

SALIDAS DEL CI2				SERIAL DE	SALIDA	GRADOS	VOLTAJE GENERADO
Fd	Fc	Fb	Fa	CONTROL CLR	ACTIVADA DEL CI5		
0	0	0	0	1	0	0	A1
0	0	0	1	1	1	30	A2
0	0	1	0	1	2	60	NO.
0	0	1	1	1	3	90	-A4
0	1	0	0	1	4	120	-A5
0	1	0	1	1	5	150	-A6
0	1	1	0	1	6	180	-A1
0	1	1	1	1	7	210	-A2
1	0	0	0	1	8	240	NO.
1	0	0	1	1	9	270	A4
1	0	1	0	1	10	300	A5
1	0	1	1	1	11	330	A6
1	1	0	0	0			
1	1	0	1	1			CARGA
1	1	1	0	0			
1	1	1	1	0			



Como observamos en la tabla I, el contador 74161 (CI2), genera 16 combinaciones diferentes de las cuales necesitamos 12: del 0000 al 1011, las combinaciones sobrantes son redundantes, por lo cual utilizaremos un circuito lógico que nos permita estar sensando la combinación 1100, que permitirá reiniciar la secuencia.

El circuito lógico funciona gracias a la señal de reloj (CLK) que es generada por el circuito temporizador 556 (CI1a), el cual posee dos temporizadores. La figura 3.2., muestra la forma en que fue conectado (2).

Para poder variar la frecuencia de salida del inversor entre 70 Hz. y 230 Hz., se escogió los valores mostrados en la tabla II.

El inversor de niveles lógicos o 7414 (CI3c), también es un disparador de Smith y se lo coloca a la salida del generador de la señal reloj (CI1a), para mejorar la forma de dicha señal.

Los pulsos de disparo para los tiristores son generados por el temporizador 556 (CI1b). La figura 3.3., muestra la forma como se conectó dicho temporizador (2). Para obtener un período de aproximadamente 40 μ seg., se escogió los valores mostrados en la tabla II.

El valor de R5 es mayor que el de R4, para conseguir que el tiempo de encendido sea mas grande que el de apagado en los pulsos de disparo.

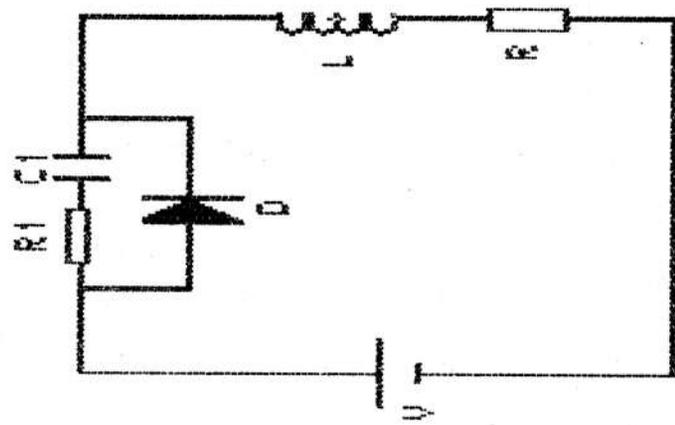


FIG. 3.1 LIMITACION DE dV/dt CON CIRCUITO R,C.

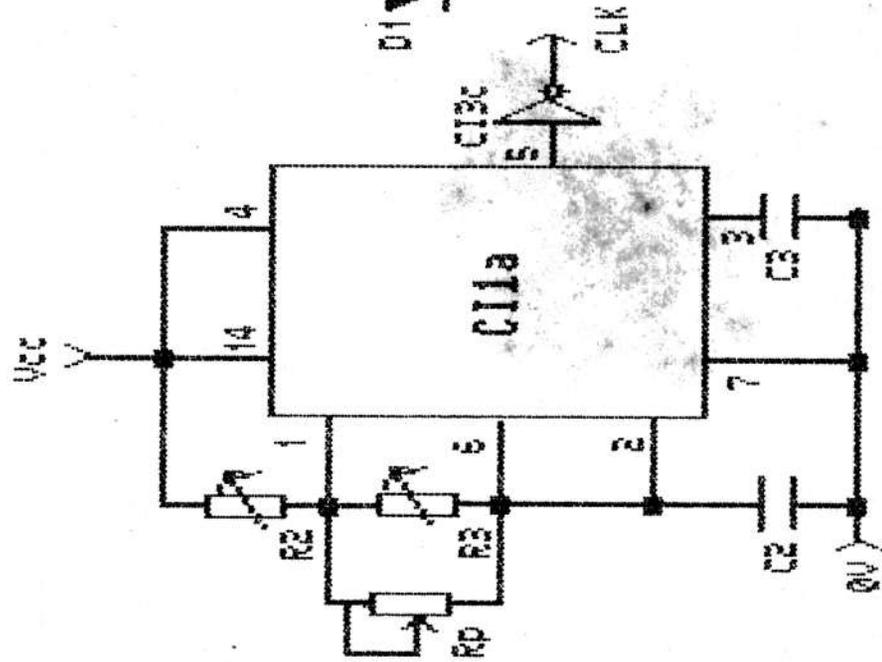


FIG. 3.2 GENERADOR DE PULSOS DE RELOJ (CLK)

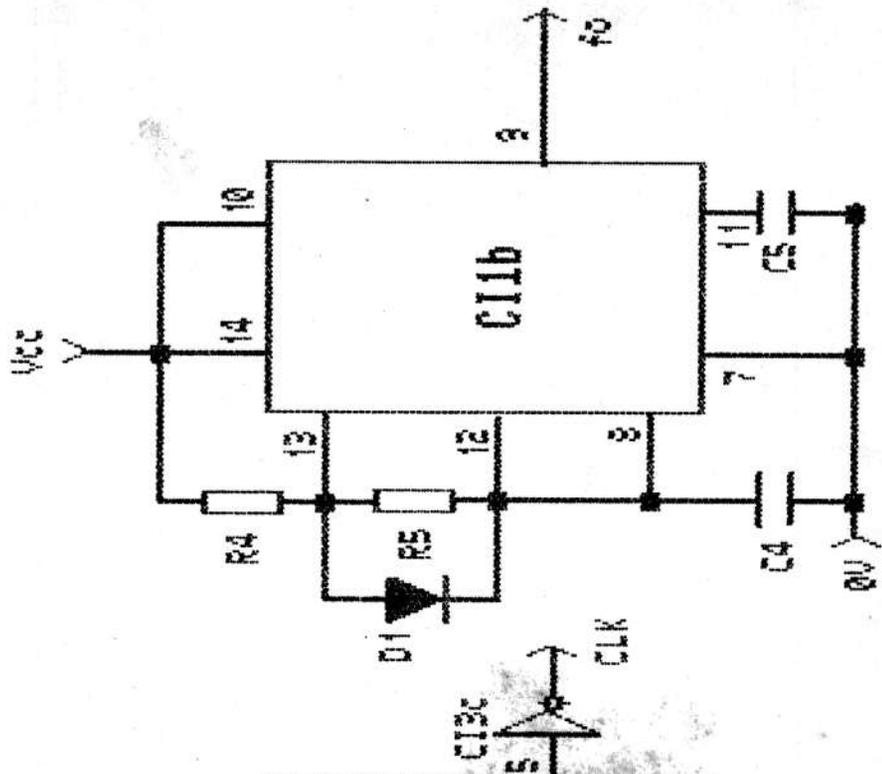


FIG. 3.3 GENERADOR DE PULSOS DE DISPARO PARA LOS TIRISTORES

El circuito generador de secuencia que se observa en la figura 3.4, muestra a una puerta lógica del tipo NAND de 4 entradas (CI4a), conectada a las salidas del contador binario 74161 (CI2); directamente a las salidas Fd y Fc, las salidas Fb y Fa, deben previamente invertir sus niveles lógicos utilizando para este objetivo el inversor 7414 (CI3a,b); de esta manera se esta sensando la combinación 1100. El bit más significativo generado por el contador binario (CI2) le corresponde a la señal Fd.

Cuando la secuencia llegue a 1100, la salida de la puerta NAND (CI4a), pasará de un nivel alto a bajo de voltaje encerrando las salidas del contador binario (CI2), y reiniciando de esta manera la secuencia. El circuito formado por R6,C6 sirve para estabilizar la señal de encerramiento y evitar ruido en el sistema.

Las salidas del contador binario (CI2) se encuentran conectadas en forma directa a las entradas del circuito decodificador 4 a 16 (CI5), el cual por cada combinación binaria que genere el contador (CI2), permite que una de las señales de salida cambie su nivel lógico de alto a bajo.

Si el interruptor S1 se encontrara abierto, se detendría la generación de secuencia y cargaría el contador binario a un valor de 1101. Encendiendo al diodo emisor de luz (LED), y visualizar que el inversor no se

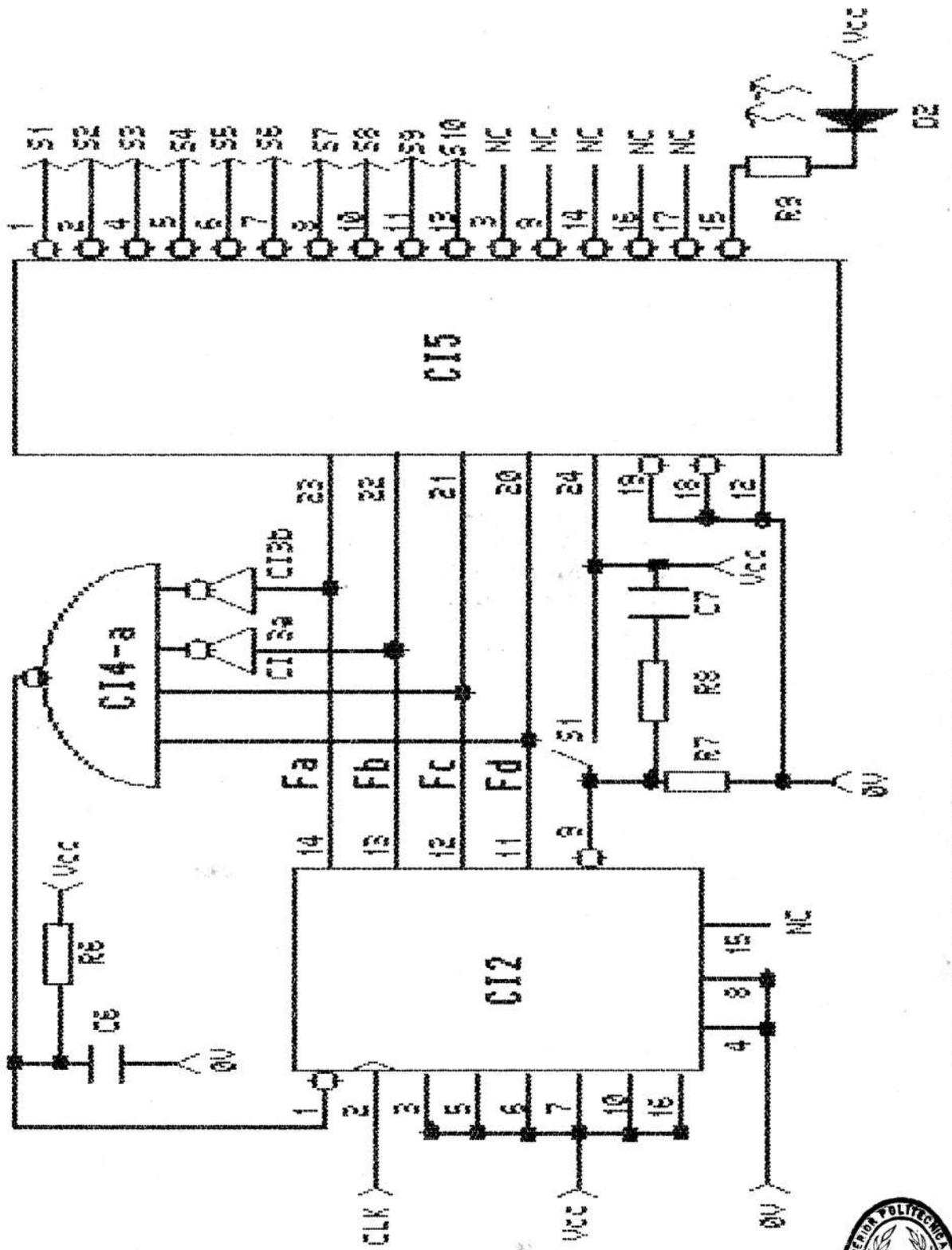


FIG. 3.4 CIRCUITO GENERADOR DE SECUENCIA



encuentra operando. La resistencia R9 sirve para limitar el valor de la corriente que pasa por el indicador.

El contador binario permanecerá en este estado hasta que el interruptor S1 sea nuevamente cerrado y poder reiniciar la generación de la secuencia. El circuito formado por R8,C7 sirve para amortiguar el rebote producido por la conmutación de S1, mientras que R7 sirve para polarizar a nivel bajo de voltaje la entrada de carga del contador binario (CI2).

El cambio de nivel lógico en las salidas del decodificador 74154 (CI5), es lo que permite realizar la modulación de los pulsos de disparo. La modulación se realiza en las entradas de las puertas lógicas NOR (CI6-8), en el circuito mostrado en la figura 3.5., se observa que las entradas de la puerta NOR (CI6a) se encuentran conectadas a las señales provenientes de los pulsos de disparo (fo) y del decodificador 74154 (CI5); siendo la primera nombrada de alta frecuencia y la segunda de baja frecuencia.

Los pulsos de disparo obtenidos a la salida de las puertas NOR (CI6-8) tienen poca corriente, por lo cual se debe amplificar los pulsos de disparo; para lograr este objetivo, procedemos a colocar circuitos Darlington. Para limitar la corriente de base de dicho circuito se coloca la resistencia R11.

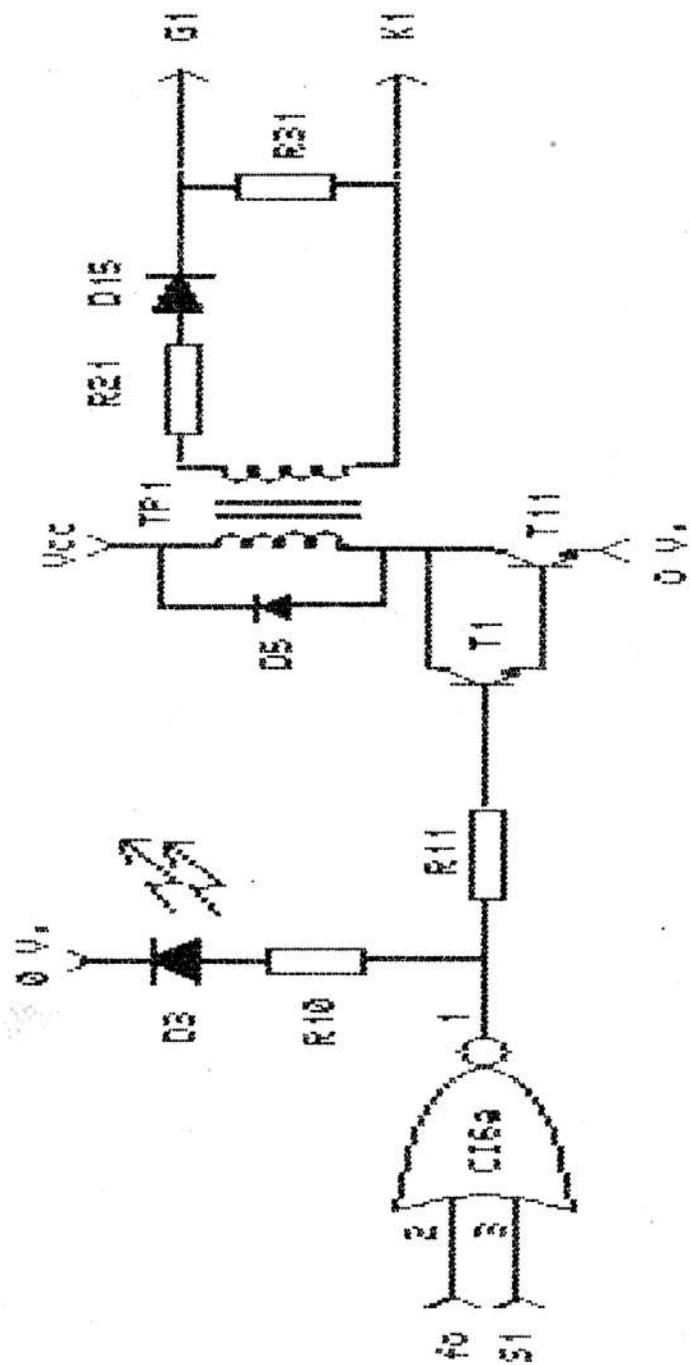
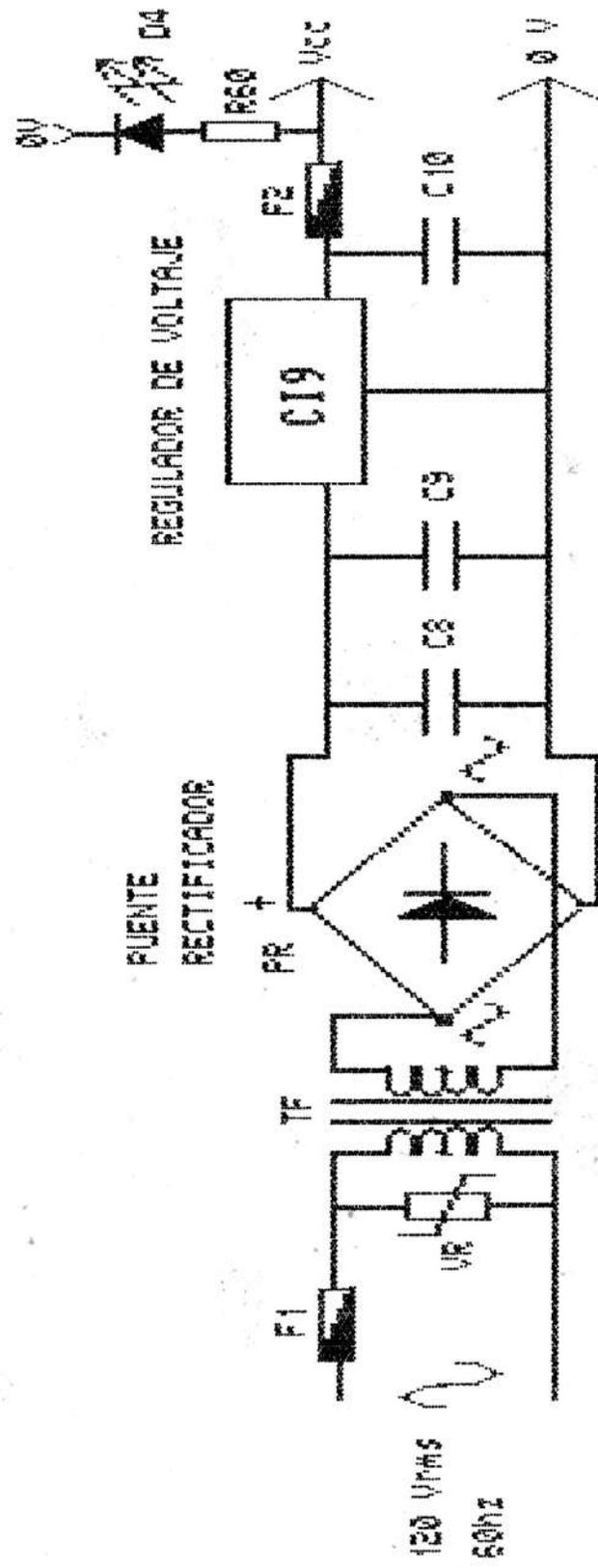


FIG. 3.5 CIRCUITO MODULADOR Y AMPLIFICADOR DE CORRIENTE PARA LOS PULSOS DE DISPARO APLICADOS EN LOS TIRISTORES.

Antes de conectar a los tiristores los pulsos de disparo, aislamos el circuito de control del de fuerza gracias a transformadores de pulsos del tipo miniatura (TP1); los cuales tienen conectado el primario al colector del circuito amplificador, junto con un diodo (D5), para evitar que la corriente almacenada en el transformador dañe a los transistores durante el periodo de corte. En el secundario se encuentra la resistencia R21 para evitar daño del transformador de pulsos (TP1) por el mal funcionamiento del tiristor, mientras que el diodo es para proteger al tiristor de corrientes negativas en la puerta. La resistencia R31 colocada en paralelo entre la puerta y cátodo del tiristor, sirve para evitar falsos disparos del mismo debido a ruido provenientes del sistema.

Todo el sistema de control se encuentra alimentado con una fuente regulada de voltaje de 5 voltios (CC), dicha regulación es proporcionada por el CI9. En la figura 3.6., se observa que la toma de voltaje se la realiza de la red de alimentación (120 VCA), donde TF1 reduce el voltaje a aproximadamente 12 VCA., los cuales son rectificadas en onda completa por el puente rectificador (PR). A la salida de la rectificación se coloca un filtro (C8) para obtener un voltaje continuo pero con rizado debido a la carga y descarga de dicho filtro. Para disminuir en un gran porcentaje el rizado se procede a colocar el regulador de voltaje ECG560 (CI9).



FUENTE RECTIFICADOR

REGULADOR DE VOLTAJE

FIG. 3.6 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA DE 5 VOLTIOS PARA EL CIRCUITO DE DISPARO

Los filtros C9 y C10 son para evitar ruidos, y se los escoge de acuerdo a los datos proporcionados por el fabricante. El diodo emisor de luz (D4) indica cuando la fuente se encuentra conectada a la red, mientras que la resistencia (R60) es limitadora de corriente.

Como circuito de protección se colocó el varistor ECG2V130 (VR) a la entrada del transformador de fuerza (TF1), para evitar picos de voltaje, así como también protege a el equipo si este es conectado a un voltaje mayor que el especificado.

Todos los componentes del circuito de disparo se encuentran con sus respectivos valores en la tabla II. La figura 3.7., muestra un diagrama de bloques del circuito de disparo, mientras que en las figuras 3.8. y 3.9., se observa los diagramas de conexiones de los circuitos integrados y condensadores respectivamente.

3.4 DISEÑO DE LOS TRANSFORMADORES PARA LA SINTESIS DE ONDA

Como se observa en la figura 2.9., los niveles de voltaje son diferentes para cada inversor. El inversor a ser disparado en los 150 grados, tiene un nivel de $2/\sqrt{3}V_i$; los disparados a 90 y 30 grados tienen un nivel de $1/\sqrt{3} V_i$; y los disparados a 0 y 120 grados tienen un nivel de V_i . Estos niveles de voltaje son necesarios para lograr la sintetización de la onda.

Si hallamos el valor promedio de voltaje (V_{rms}) de la

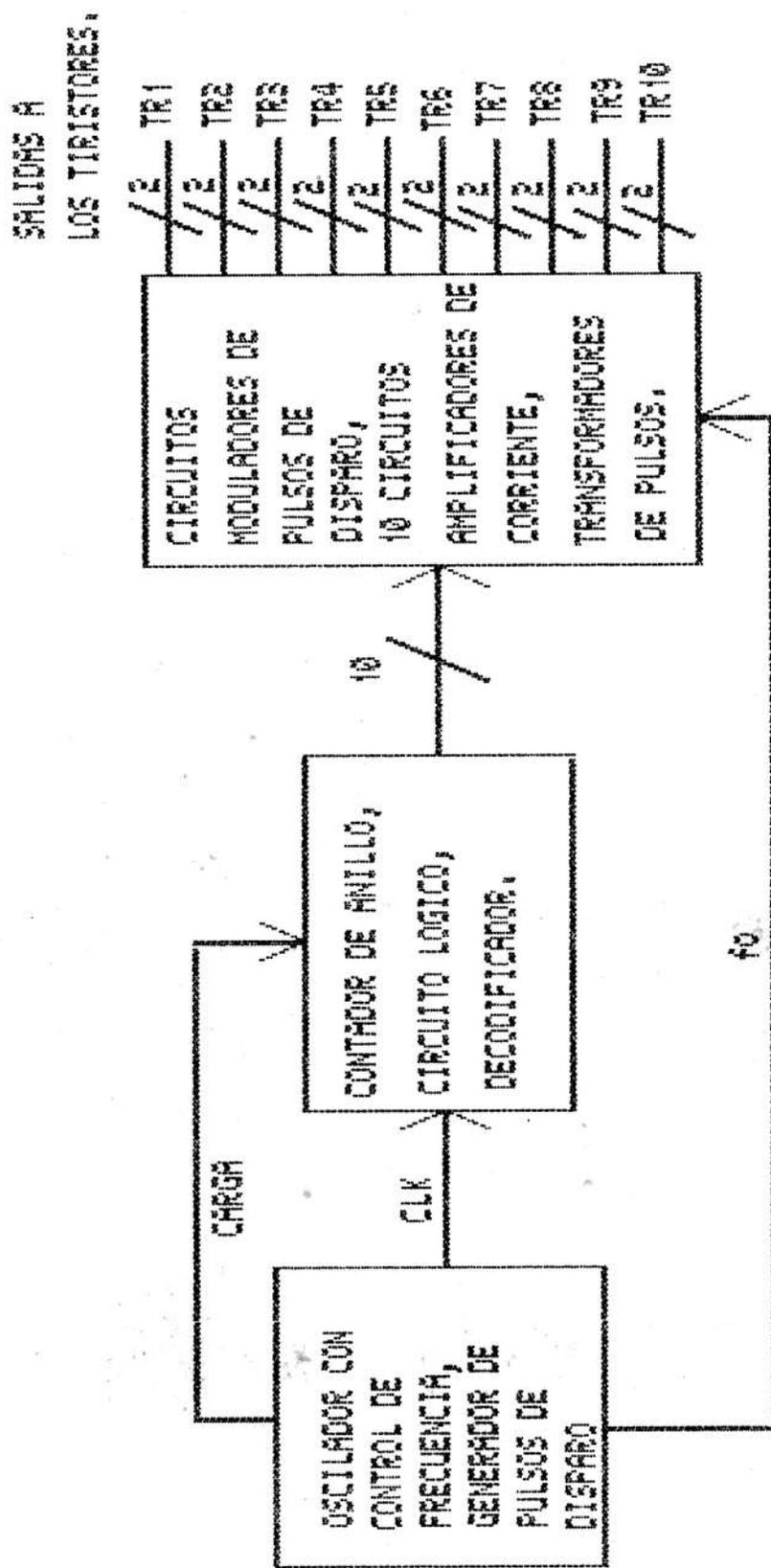


FIG. 3.7 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE DISPARO

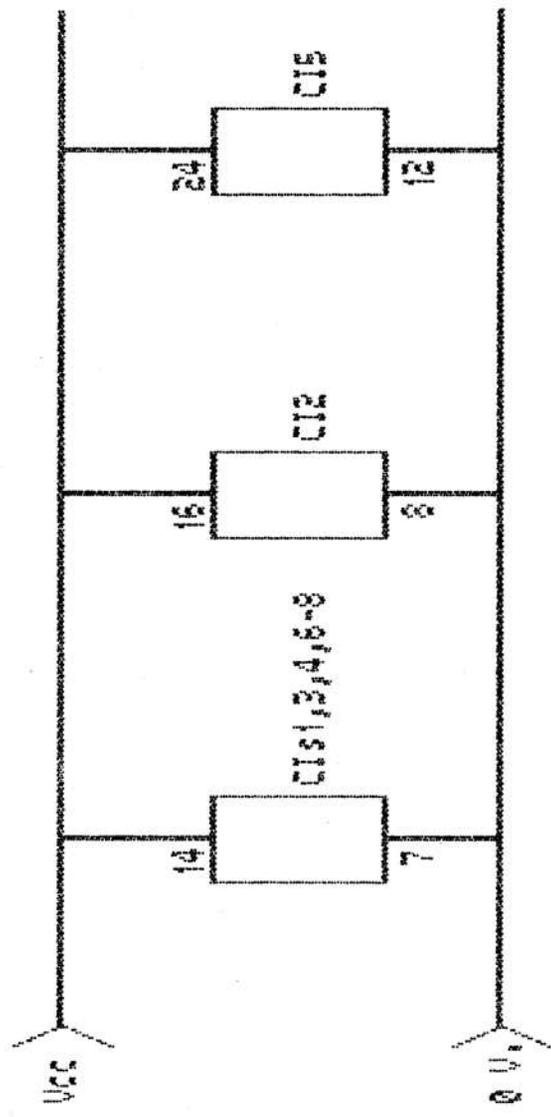


FIG. 3.8. CONEXIONES DE PODER DE CIRCUITOS INTEGRADOS

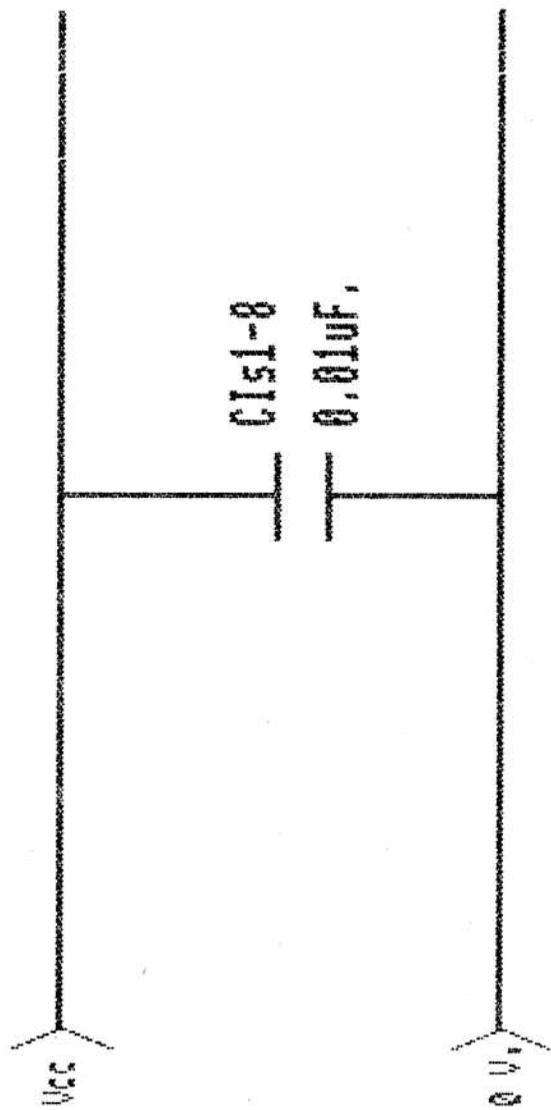


FIG. 3.9. CONEXIONES DE CONDENSADORES DE DESACOPLAMIENTO

onda de voltaje mostrada en la figura 2.10., se obtiene:

$$V_s = \sqrt{\frac{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2}{3}} \quad (3.3)$$

donde:

V_s : es el valor de voltaje promedio de la onda sintetizada.

V_i : es el valor de voltaje de salida de los inversores 1 y 5.

V_1 : es el valor de voltaje del primer nivel.

V_2 : es el valor de voltaje del segundo nivel.

V_3 : es el valor de voltaje del tercer nivel.

Si sumamos los valores de los niveles, obtenemos:

$$V_1 = \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) V_i \quad (3.4)$$

$$V_2 = \left(2 + \frac{2}{\sqrt{3}}\right) V_i \quad (3.5)$$

$$V_3 = \left(2 + \frac{4}{\sqrt{3}}\right) V_i \quad (3.6)$$



BIBLIOTECA

Si reemplazamos los valores de V_1 , V_2 , V_3 , en la ecuación (3.3), obtenemos:

$$V_s = 3.2 \text{ V}; \quad (3.7)$$

Para obtener un voltaje alterno promedio sintetizado de 120 V (rms), se debe tener los siguientes valores de voltaje a la salida de los inversores:

$$V_{st1} = V_{st4} = 37.97 \text{ V}. \quad (3.8)$$

$$V_{st2} = V_{st3} = 21.92 \text{ V}. \quad (3.9)$$

$$V_{st5} = 43.85 \text{ V}. \quad (3.10)$$

La fuente de alimentación disponible para la alimentación es de 125 voltios (CC), por tratarse de un inversor de tipo medio puente se debe realizar un divisor de voltaje a base de condensadores; por lo tanto, el voltaje disponible a la entrada del primario de los transformadores para la síntesis de onda, será de 62.5 voltios (CC).

La ecuación que relaciona el número de vueltas con respecto a el voltaje aplicado al devanado de un transformador es (4):

$$\frac{N}{V} = \frac{1}{4.44 B f A_{efec.}} \quad (3.11)$$

donde:

N : número de vueltas aplicado a el devanado.

V : voltaje aplicado a el devanado.

B : Flujo magnético.

f : frecuencia de trabajo.

A : Area del núcleo del transformador en cm².

✓

En nuestro caso reemplazando valores, obtenemos:

$$\frac{N}{V} = \frac{41.71}{A_{efec.}} [V] \quad (3.12)$$

Con los valores obtenidos de las ecuaciones anteriores y tomando en cuenta que el motor a utilizarse consume a plena carga 1.4 amperios, diseñamos los transformadores con un valor promedio de 2 amperios de consumo en el secundario; ya que al realizar la síntesis de onda los devanados quedan conectados en serie, por lo tanto la corriente a circular por cada uno de los secundarios será la misma. Esto no ocurre en los devanados primarios debido a que los voltajes de salida son diferentes.

La potencia se la calcula de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$P = V \cdot I \quad (3.13)$$

DISEÑO DE LOS TRANSFORMADORES QUE FUNCIONAN A 0 Y 120 GRADOS.

De acuerdo a la ecuación (3.13), se obtiene que el valor de la potencia en el transformador es:

$$P_{t1} = P_{t4} = VI = 37.97(2) = 75.94 \text{ vatios.} \quad (3.14)$$

Se escogió un valor de 80 vatios.



Los núcleos de los transformadores escogidos tienen un área aproximada de 9.5 cm². Por lo tanto de la ecuación (3.12), obtenemos que el número de vueltas en el primario y secundario es:

$$N_{pt1} = N_{pt4} \approx 274 \text{ vueltas} \quad (3.15)$$

$$N_{st1} = N_{st4} \approx 167 \text{ vueltas} \quad (3.16)$$

El valor de la derivación del primario de los transformadores es (1).

$$\Delta N_{pt1} = \Delta N_{pt4} = 0.1(N_{pt1}) \approx 30 \text{ vueltas.} \quad (3.17)$$

La relación del número de vueltas del primario con respecto al secundario es:

$$a_{t1} = a_{t2} = \frac{62.5}{37.97} = 1.65 \quad (3.18)$$

Por lo tanto la corriente en el devanado primario será:

$$I_{pt1} = I_{pt4} = \frac{I_{st1}}{a_{t1}} = \frac{2}{1.65} = 1.21 \text{ amp.} \quad (3.19)$$

Se escogió alambre # 22 para el devanado primario y # 20 para el devanado secundario.

DISEÑO DE LOS TRANSFORMADORES QUE FUNCIONAN A 30 Y 90 GRADOS.

De acuerdo a la ecuación (3.13), se obtiene que el valor de la potencia en el transformador es:

$$P_{t2} = P_{t3} = VI = 21.92(2) = 43.84 \text{ vatios.} \quad (3.20)$$

Se escogió un valor de 50 vatios.

Los núcleos de los transformadores escogidos tienen un área aproximada de 7.5 cm². Por lo tanto con la ecuación (3.12), obtenemos que el número de vueltas en el devanado primario y secundario es:

$$N_{pt2} = N_{pt3} \approx 348 \text{ vueltas} \quad (3.21)$$

$$N_{st2} = N_{st3} \approx 122 \text{ vueltas} \quad (3.22)$$

El valor de la derivación del primario de los transformadores es (1):

$$\hat{N}_{pt2} = \hat{N}_{pt3} = 0.1(N_{pt2}) \approx 40 \text{ vueltas.} \quad (3.23)$$

La relación del número de vueltas del primario con respecto al secundario es:

$$a_{t2} = a_{t3} = \frac{62.5}{21.92} = 2.85 \quad (3.24)$$

Por lo tanto, la corriente en el devanado primario será:

$$I_{pt2} = I_{pt4} = \frac{I_{st2}}{a_{t2}} = \frac{2}{2.85} = 0.71 \text{ amp.} \quad (3.25)$$

Se escogió alambre # 24 para el devanado primario y # 20 para el devanado secundario.

DISEÑO DEL TRANSFORMADOR QUE FUNCIONA A 150 GRADOS.

De acuerdo a la ecuación (3.13), obtenemos que el valor



BIBLIOTECA

de la potencia para el transformador es:

$$P_{t5} = VI = 43.85(2) = 87.7 \text{ vatios.} \quad (3.26)$$

Se escogió un valor de 100 vatios.

El núcleo del transformador escogido tiene un área aproximada de 10 cm². Por lo tanto de la ecuación (3.12), se obtiene que el número de vueltas en el devanado primario y secundario es:

$$N_{pt5} \approx 261 \text{ vueltas} \quad (3.27)$$

$$N_{st5} \approx 183 \text{ vueltas} \quad (3.28)$$

El valor de la derivación del devanado primario del transformador es (2):

$$\hat{N}_{pt5} = 0.1(N_{pt5}) \approx 30 \text{ vueltas.} \quad (3.29)$$

La relación del número de vueltas del devanado primario con respecto al secundario es:

$$a_{t5} = \frac{62.5}{43.85} = 1.42 \quad (3.30)$$

Por lo tanto, la corriente en el devanado primario será:

$$I_{pt5} = \frac{I_{st5}}{a_{t5}} = \frac{2}{1.42} = 1.41 \text{ amperios.} \quad (3.31)$$

Se escogió alambre # 21 para el devanado primario y # 20 para el devanado secundario del transformador.

El inversor propuesto, conectado a la fuente de

alimentación se lo puede observar en la figura 3.10.

3.5 CONSIDERACIONES TECNICAS.

Debido a que los circuitos integrados utilizados en el circuito de control son de la tecnología TTL, se debe considerar siempre que el voltaje aplicado sea de 5 voltios (CC). Cada CI debe tener su correspondiente condensador de desacoplamiento, para evitar ruidos y pérdida del control.

Para evitar daños en el circuito de disparo por efecto de los transientes de sobrevoltaje, fue colocado un circuito de protección compuesto por un varistor en paralelo con el primario del transformador TF, a la vez este conjunto en serie con un fusible. De tal manera que al primer transiente presente en la línea se queme el fusible debido a la rápida respuesta del varistor.

Los transformadores de pulsos tienen una relación de vueltas típica. En nuestro caso se escogió 100:100.

El valor de la potencia de los transformadores para la síntesis de onda, tienen un exceso en potencia de aproximadamente 10 a 20 %; para compensar las pérdidas propias de los transformadores.

TABLA II

LISTA DE COMPONENTES PARA EL CIRCUITO DE DISPARO

COMPONENTE	# DEL CI	DETALLES ADICIONALES
CI1	ECG978	2 circuitos temporizadores.
CI2	ECG74161	contador binario de 4 bits.
CI3	ECG7414	6 inversores con disparadores de Smith.
CI4	ECG7420	2 puertas NAND de 4 entradas.
CI5	ECG74154	decodificador de 4 a 16.
CI6-8	ECG7402	4 puertas NOR de 2 entradas.
CI9	ECG960	regulador positivo de voltaje 5 voltios, 1 amperio.
T1-20	ECG128	transistor NPN de 1 amperio.
D1,5-24	ECG519	diodo de conmutación.
D2-4	----	diodo emisor de luz.
PR	ECG168	punteo rectificador de 400 voltios, 2 amperios.
VR	ECG2V130	supresor de transientes de de sobrevoltaje
R1,51-59	----	39 Ω , 2 vatios.
R2	----	variable de 10 K Ω , 1 vatio
R3	----	variable de 100 K Ω , 1 vatio
R4	----	1.2 K Ω , $\frac{1}{2}$ vatio.
R5	----	2.2 K Ω , $\frac{1}{2}$ vatio.
R6,7	----	1.2 K Ω , $\frac{1}{2}$ vatio.

Siguen.

Vienen...

R8	----	39 Ω , $\frac{1}{4}$ vatio.
R9, 10, 60	----	150 Ω , $\frac{1}{4}$ vatio.
R11, 20	----	3.3 K Ω , $\frac{1}{4}$ vatio.
R21-30	----	3 Ω , $\frac{1}{4}$ vatio.
R31, 50	----	22 K Ω , $\frac{1}{4}$ vatio.
Rp	----	potenciómetro de 10 K Ω , 2 vatios
C1, 11-19	----	0.1 μ F., 600 voltios.
C2	----	0.1 μ F., 50 voltios.
C3-5	----	0.01 μ F., 50 voltios.
C6, 7	----	0.047 μ F., 50 voltios.
C8	----	1000 μ F., 16 voltios.
C9, 10	----	0.22 μ F., 16 voltios.
TF	----	transformador de fuerza de 30 vatios.
TP1-10	----	transformador de pulsos.
S1	----	interruptor acoplado a Rp
F1	----	fusible de 250 miliamperios.
F2	----	fusible de 500 miliamperios

3.6 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL SISTEMA TOTAL.

Las figuras 3.10., y 3.11., nos muestran el diagrama circuital del inversor, tanto el circuito de control como el de fuerza, respectivamente. Conectados juntos y con todos sus componente electrónicos.

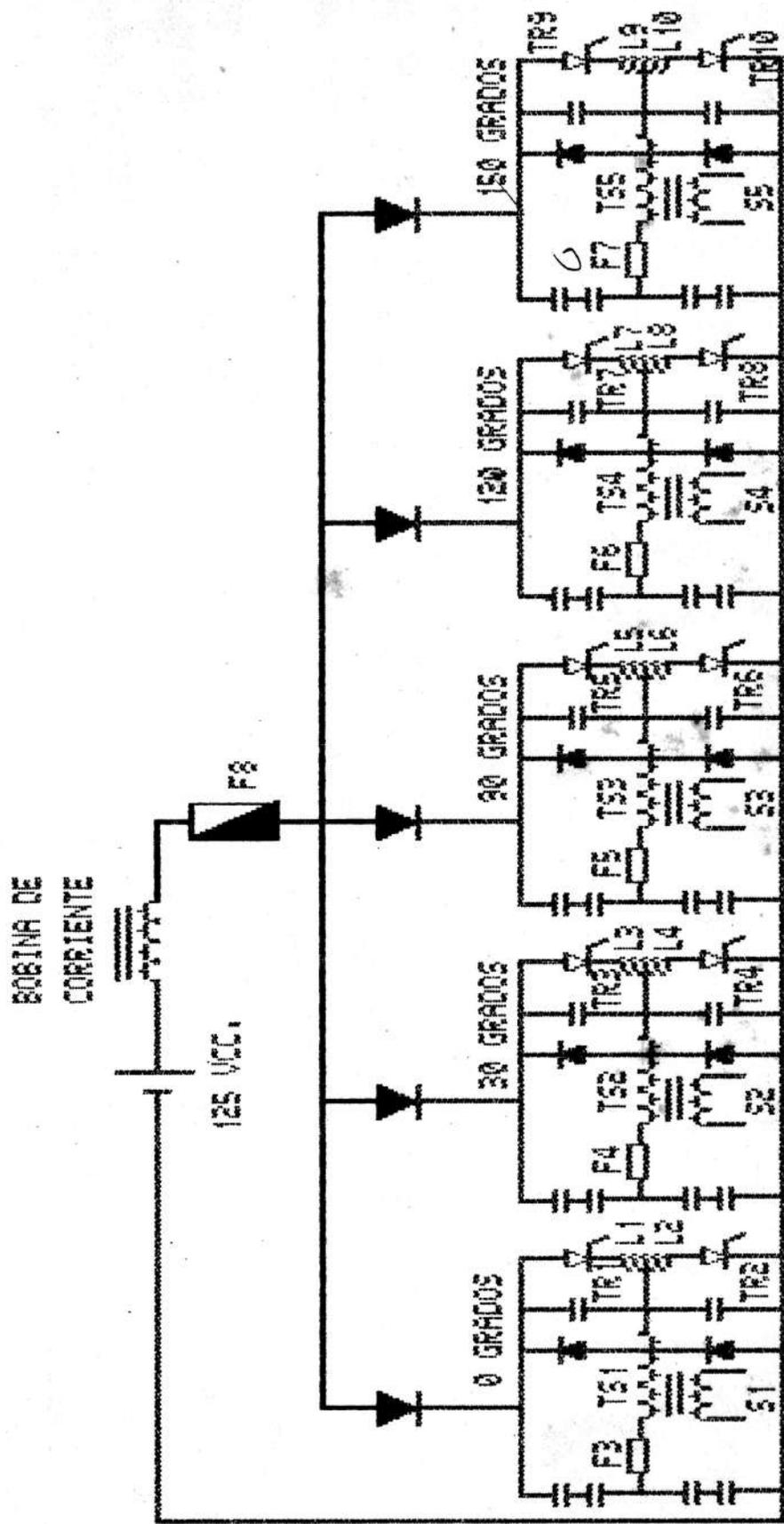


FIG. 3.10. DIAGRAMA DEL INVERSOR PROPUESTO

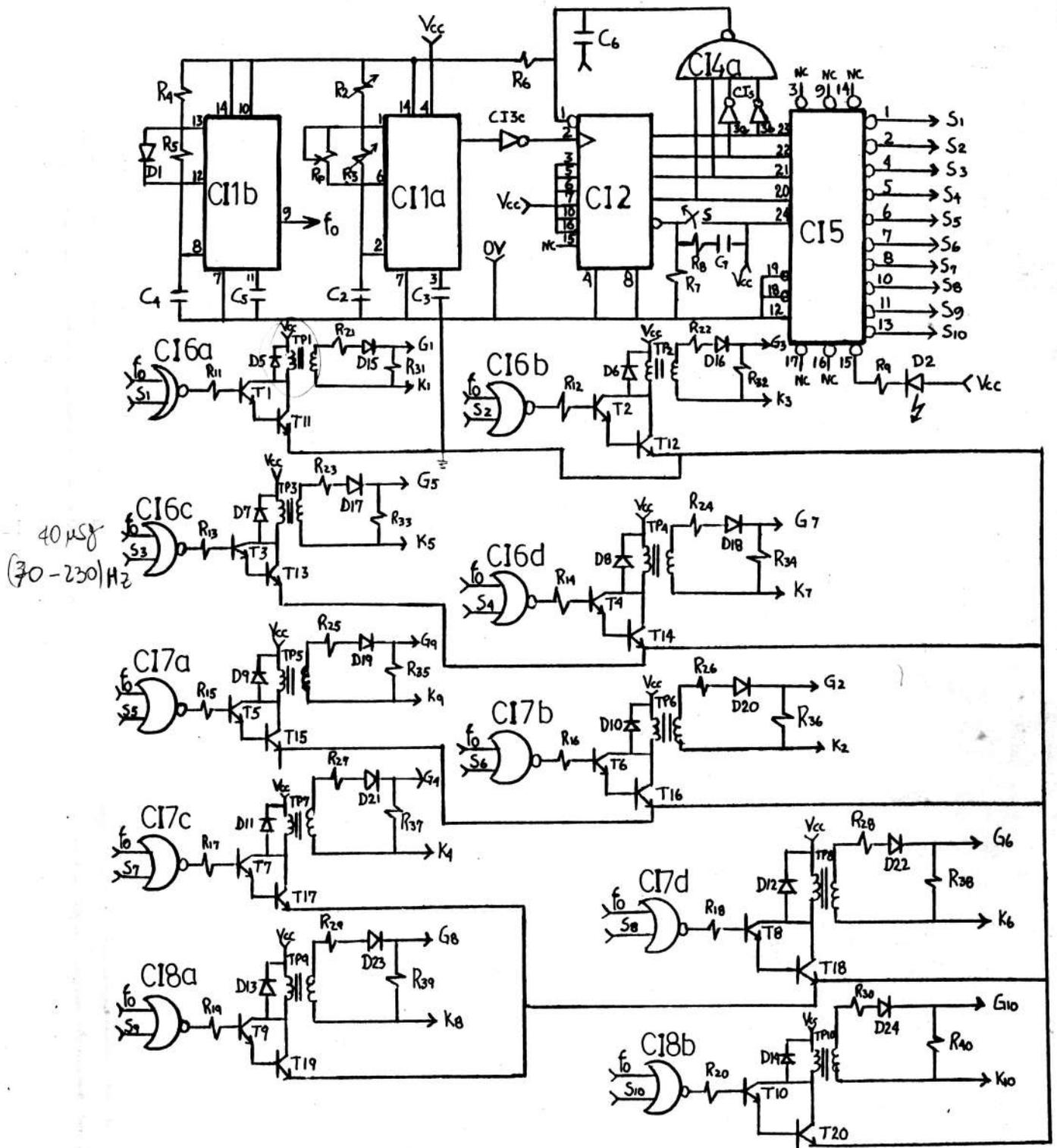


FIG. 3.11 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL SISTEMA TOTAL.



CAPITULO # 4

BIBLIOTECA

DESAROLLO DEL SISTEMA MODULAR.

Para desarrollar el sistema modular, se determinó dividirlo en dos partes : el módulo de fuerza y el de control.

El módulo de fuerza se lo construyó utilizando como base, material sintético (acrílico), el cual además de permitir la perforación para la colocación de los tornillos de sujeción de los elementos, presenta buena resistencia al peso de los materiales.

El circuito de control se lo construyó con el método de circuito impreso, para obtener una buena sujeción de los elementos necesarios para su implementación.

4.1 LISTA DE MATERIALES.

Además de los elementos que se encuentran en la tabla II, se necesitó de los materiales que procederá a detallar en la tabla III.

TABLA III

LISTA DE MATERIALES PARA LA CONSTRUCCION DEL INVERSOR.

COMPONENTE	# DEL CI	DETALLES ADICIONALES
TR1-10	F8J41	tiristores: 600 V., 10 amp.
Cd1-20	----	3300 μ F., 63 V.
Cc1-20	----	47 μ F., 200 V.
TS1-5	----	transformador para realizar la síntesis de onda.
I1-5	----	bobina de conmutación
ACR	----	plancha de acrílico.
DSP	----	disipadores para tiristores.
PF	----	portafusibles
F11-6	----	fusibles
-----	----	Regleta de conexiones
-----	----	terminales de conexiones
-----	----	postes para conexiones
-----	----	lámina de aluminio
-----	----	alambre #s 20, 22, 24, 38
-----	----	portacircuitos de 14 y 16 terminales
-----	----	cable multipar plano

4.2 CONSTRUCCION DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS, PARA EL CIRCUITO DE DISPARO DE LOS TIRISTORES.

Primeramente se procedió a colocar sobre una hoja de papel plano la ubicación de los elementos que integran el circuito de disparo, ayudado por transferibles de circuitos integrados y líneas de conexiones.

La figura 4.1., muestra el diseño del circuito de disparo visto del lado de los elementos y la figura 4.2., muestra el diseño visto del lado de soldadura.

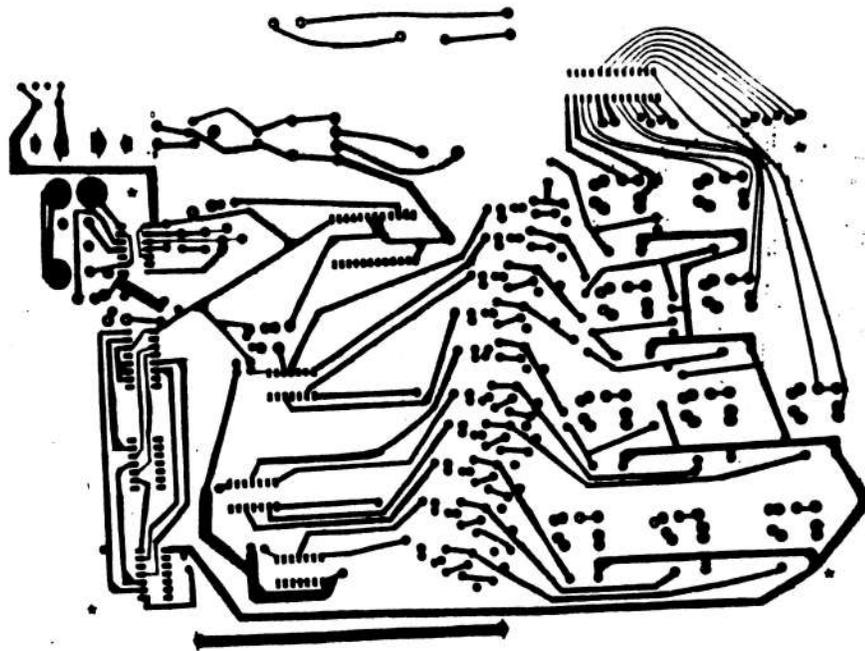


FIG. 4.1. ARTE DEL CIRCUITO IMPRESO VISTO DEL LADO DE LOS ELEMENTOS.



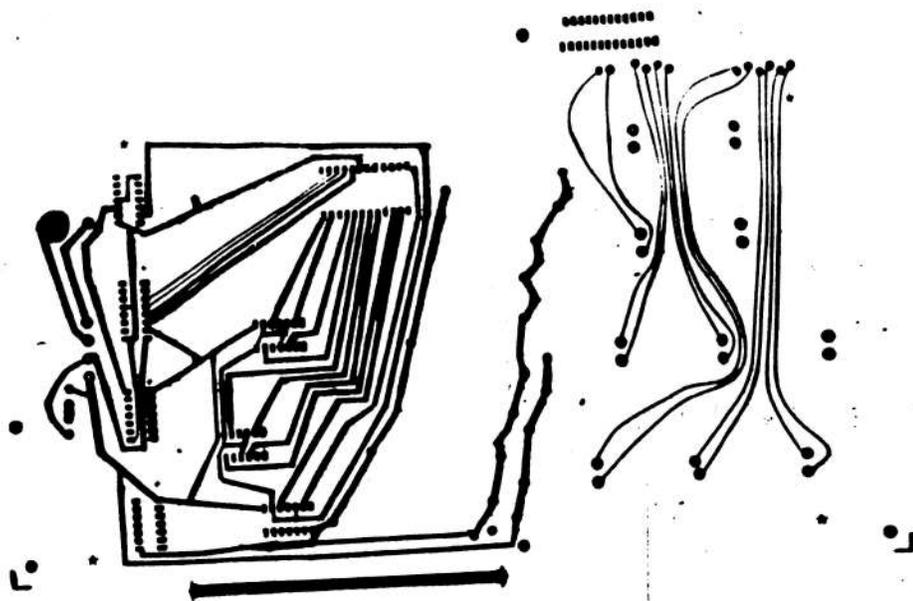


FIG. 4.2. ARTE DEL CIRCUITO IMPRESO VISTO DEL LADO DE SOLDADURA

El circuito impreso se lo obtuvo utilizando un baño de ácido. Dicho circuito impreso es construido a base de fibra de vidrio recubierto de una fina capa de cobre.

Las figuras 4.3. y 4.4 muestran la forma como quedó terminado el circuito de control con los elementos debidamente colocados y soldados sobre él. Es de anotar que se diseñó un pequeño circuito impreso que servirá para conectar los pulsos de disparo provenientes del circuito de control.

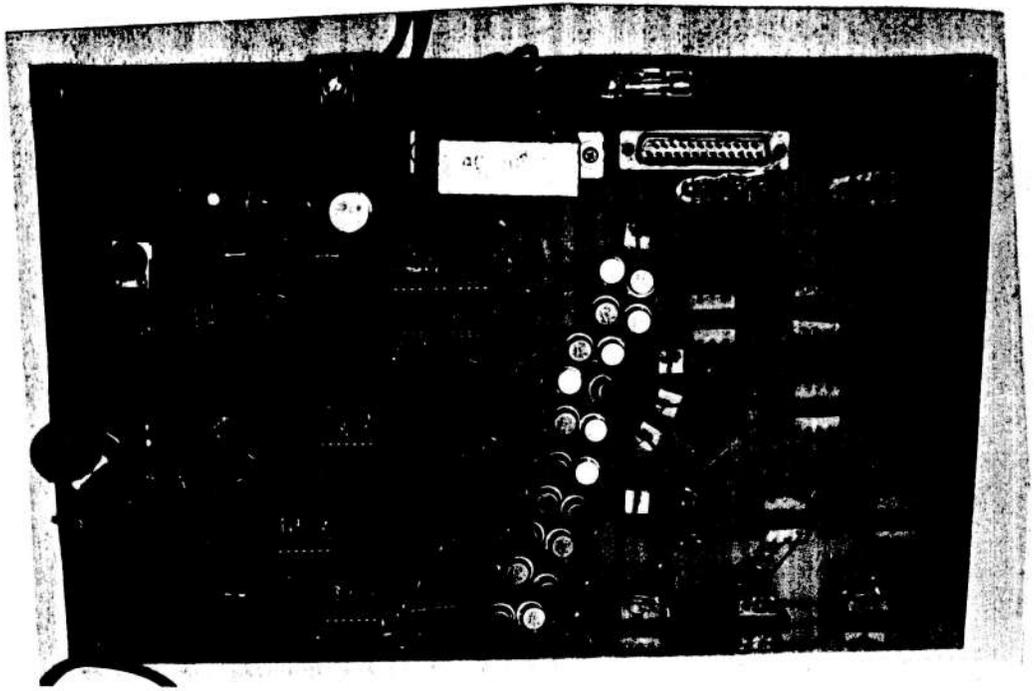


FIG. 4.3. CIRCUITO IMPRESO VISTO DEL LADO DE LOS ELEMENTOS.

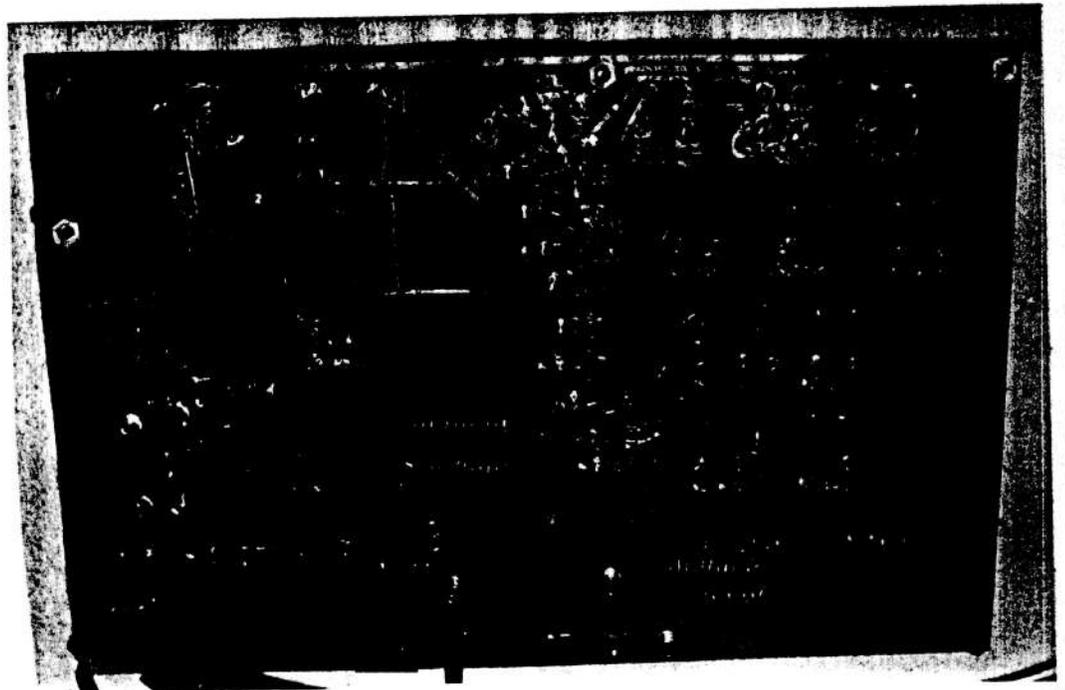


FIG. 4.4. CIRCUITO IMPRESO VISTO DEL LADO DE SOLDADURA.

4.3 CONSTRUCCION DE LOS TRANSFORMADORES PARA LA SINTESIS DE ONDA.

Las bobinas de los transformadores fueron construidas utilizando el análisis hecho anteriormente y con núcleos de hierro, de acuerdo a las especificaciones obtenidas previamente.

Para evitar interferencia del campo magnético provocado por la presencia de transformadores cercanos o las bobinas de conmutación, se procedió a colocar pantallas de aluminio entre cada bobina de conmutación.

4.4 ENSAMBLAJE DEL SISTEMA.

Para ensamblar el sistema previamente se probó un solo nivel de los inversores. La prueba se la realizó en el laboratorio de controles industriales electrónicos, una vez realizada esta se sabía que elementos se iban a necesitar procediendo a montar el inversor propuesto en una plancha de material sintético (acrílico), se lo dividió en seis partes, cinco de las cuales ocuparía el inversor, mientras que la restante serviría para colocar el impreso que llevaría las conexiones de los pulsos de disparo a los tiristores.

Se utilizó cable # 22 y 10 para las conexiones a realizarse en el inversor.

La figura 4.5 muestra la forma como fué ensamblado el inversor junto con el circuito de disparo.

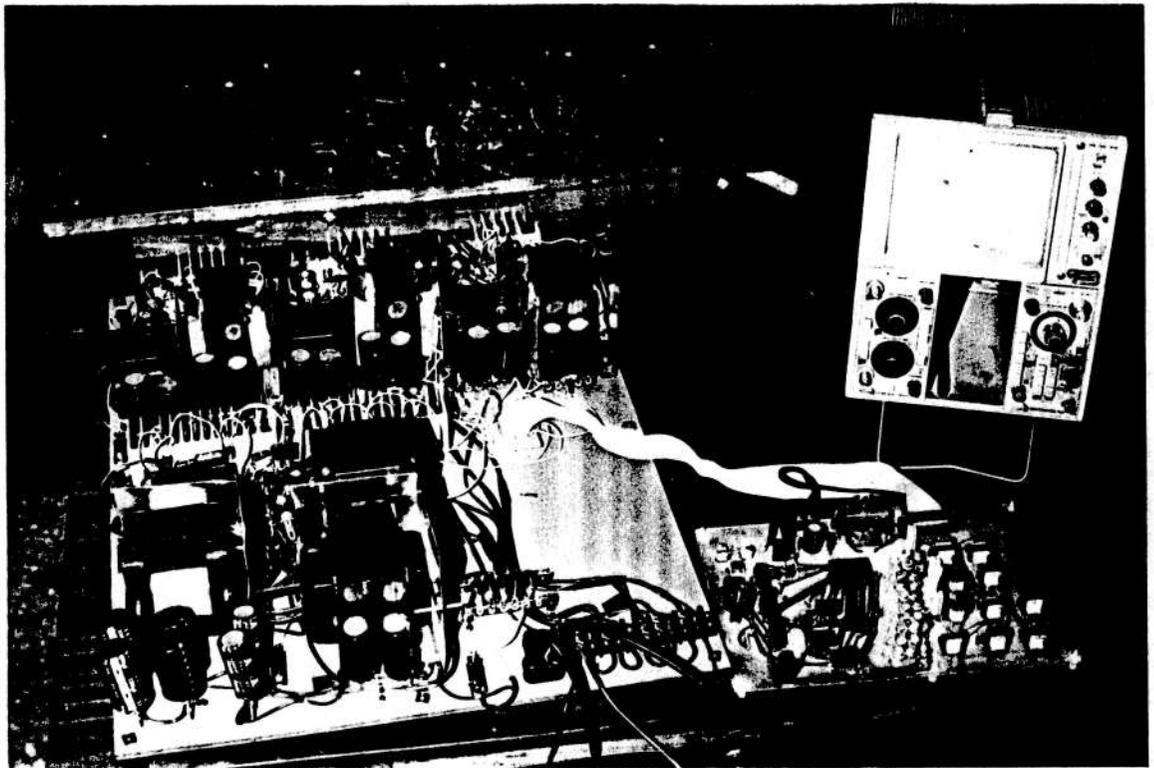


FIG. 4.5. INVERSOR PROPUESTO.

4.5 OPERACION.

El funcionamiento del inversor propuesto es muy sencillo y se inicia en el momento en que el interruptor de control de frecuencia se encuentra abierto, ya que de esta manera el circuito de control no genera la secuencia de los pulsos de disparo de los tiristores, debido a que el contador binario se encuentra cargando

una combinación fuera de dicha secuencia y permanecerá ahí hasta que el interruptor antes mencionado sea cerrado.

Una vez cerrado el interruptor del control de frecuencia, se produce la generación de la secuencia de los pulsos de disparo para los tiristores, iniciándose el encendido del primer inversor, luego del segundo y así sucesivamente hasta encender todos; la segunda parte de la secuencia permite la conmutación en ese mismo orden de los inversores. De esta manera obtenemos una forma de onda de voltaje de seis pasos, tres niveles positivos y tres negativos. El voltaje es proporcionado por un divisor de voltaje construido a base de condensadores; el divisor de voltaje se encuentra conectado a la fuente de voltaje continuo disponible en el laboratorio.

Al abrir el interruptor del control de frecuencia, se procede a suspender la generación de la secuencia y por lo tanto la forma de onda de salida del inversor.

Al encontrarse funcionando el inversor puede procederse a variar la frecuencia de salida del inversor utilizando para ello el control de frecuencia, dicha variación se encuentra entre los 54 Hz y 280 Hz.



BIBLIOTECA

CAPITULO V

PRUEBAS Y RESULTADOS.

En este capítulo se comprueba experimentalmente el funcionamiento del inversor, luego de realizado el análisis teórico en los capítulos anteriores. Para poder cumplir con este objetivo, se tomó fotografías de las señales en diferentes partes del equipo, tanto del módulo de fuerza como del de control.

SEÑALES OBTENIDAS EN LA SINTETIZACION DE LOS DIFERENTES NIVELES DE VOLTAJE DEL INVERSOR.

A continuación podemos observar en las figuras 5.1. y 5.2., la forma de onda de voltaje proporcionada por la sintetización de los niveles de voltajes de los inversores 1 y 2. (el inversor 1 a 0 grados, el inversor 2 a 30 grados).

La figura 5.1., muestra la sintetización de los dos inversores en forma teórica, mientras que la figura 5.2. muestra la forma de onda obtenida pero en forma experimental.

La frecuencia que se escogió como patrón fue de 60 Hz., la escala de tiempo es de 5 mseg./div., y la escala de voltaje es de 50 voltios/div.



BIBLIOTECA

La caída que se nota en la señal de voltaje se debe a la dificultad de los transformadores para funcionar con bajas frecuencia.

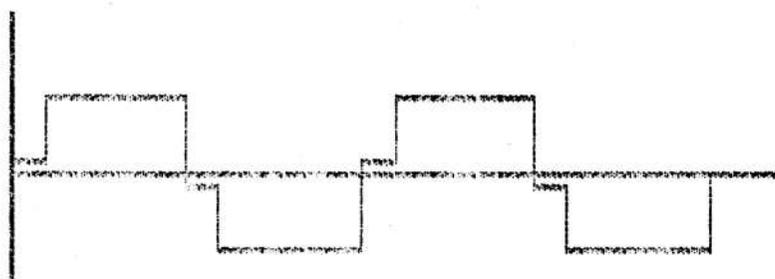
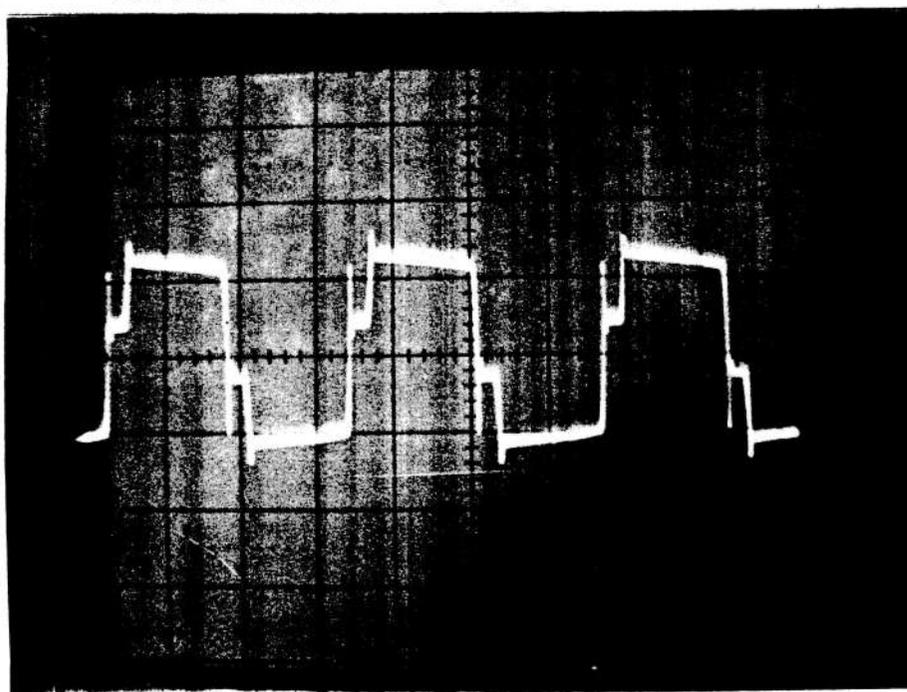


FIG. 5.1. SINTETIZACION TEORICA DE LOS NIVELES DE VOLTAJE EN LOS INVERSORES 1 y 2.



Esc. vert.: 50 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.2. SINTETIZACION EXPERIMENTAL DE LOS NIVELES DE VOLTAJE DE LOS INVERSORES 1 y 2.

En las figuras 5.3. y 5.4., se observa la forma de onda de voltaje proporcionada por la sintetización de los niveles de voltajes de los inversores 1, 2 y 3, (el inversor 1 a 0 grados, el inversor 2 a 30 grados y el 3 a 90 grados).

La figura 5.3., muestra la sintetización de los tres inversores en forma teórica, mientras que en la figura 5.4. se aprecia la forma de onda obtenida experimentalmente.

La caída que se nota en la señal de voltaje, al igual que en el caso anterior se debe a la dificultad de los transformadores para funcionar con bajas frecuencias.

Las conexiones se las realizó en los terminales de sintetización de la onda; es decir donde se unen en serie los devanados secundarios de los transformadores de fuerza de los inversores.



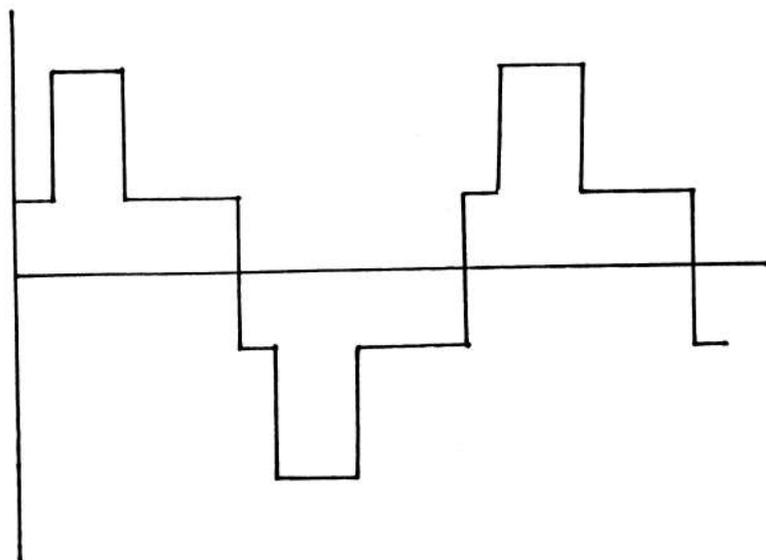
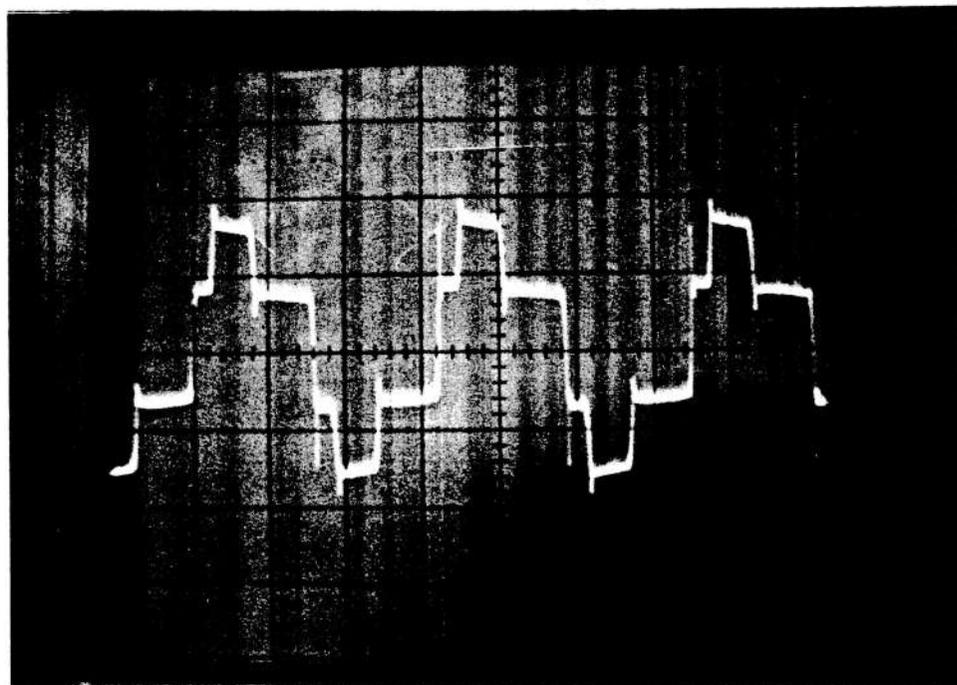


FIG. 5.3. SINTETIZACION TEORICA DE LOS NIVELES DE VOLTAJE DE LOS INVERSORES 1, 2 y 3.



Esc. vert.: 50 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.4. SINTETIZACION EXPERIMENTAL DE LOS NIVELES DE VOLTAJE DE LOS INVERSORES 1, 2 y 3.

En las figuras 5.5. y 5.6., se observa la forma de onda de voltaje proporcionada por la sintetización de los niveles de voltajes de los inversores 1, 2, 3 y 4 (el inversor 1 a 0 grados, el inversor 2 a 30 grados, el inversor 3 a 90 grados y el inversor 4 a 120 grados).

La figura 5.5. muestra la sintetización de los cuatro inversores en forma teórica, mientras que en la figura 5.4. se aprecia la forma de onda obtenida en forma experimental.

La caída que se nota en la señal de voltaje, al igual que en caso anterior se debe a la dificultad de los transformadores para funcionar con bajas frecuencias.

Las conexiones se las realizó en los terminales de sintetización de la onda; es decir donde se unen en serie los devanados secundarios de los transformadores de fuerza de los inversores.

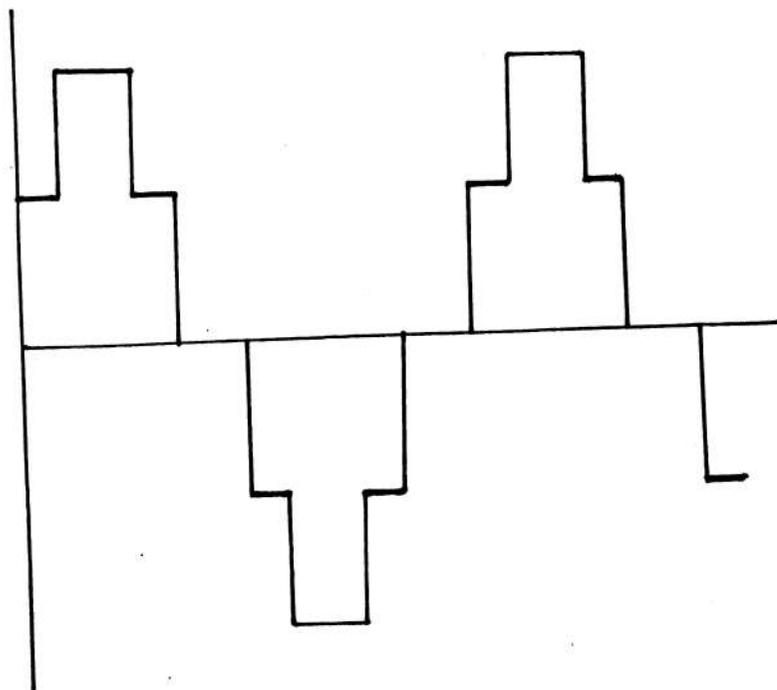
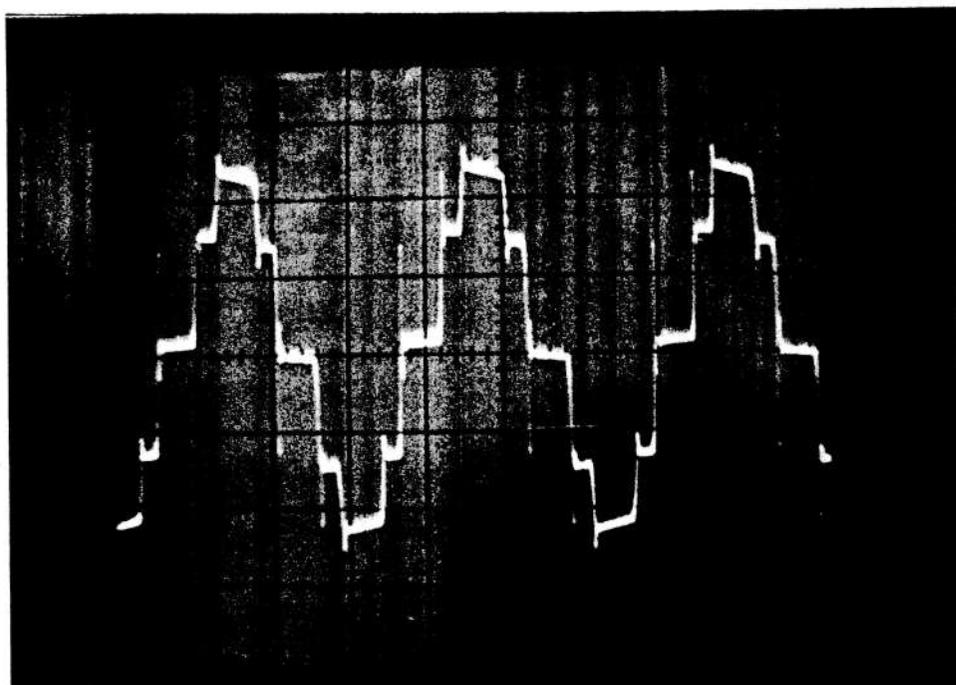


FIG. 5.5. SINTETIZACION TEORICA DE LOS NIVELES DE VOLTAJE DE LOS INVERSORES 1, 2, 3 y 4.



Esc. vert.: 50 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

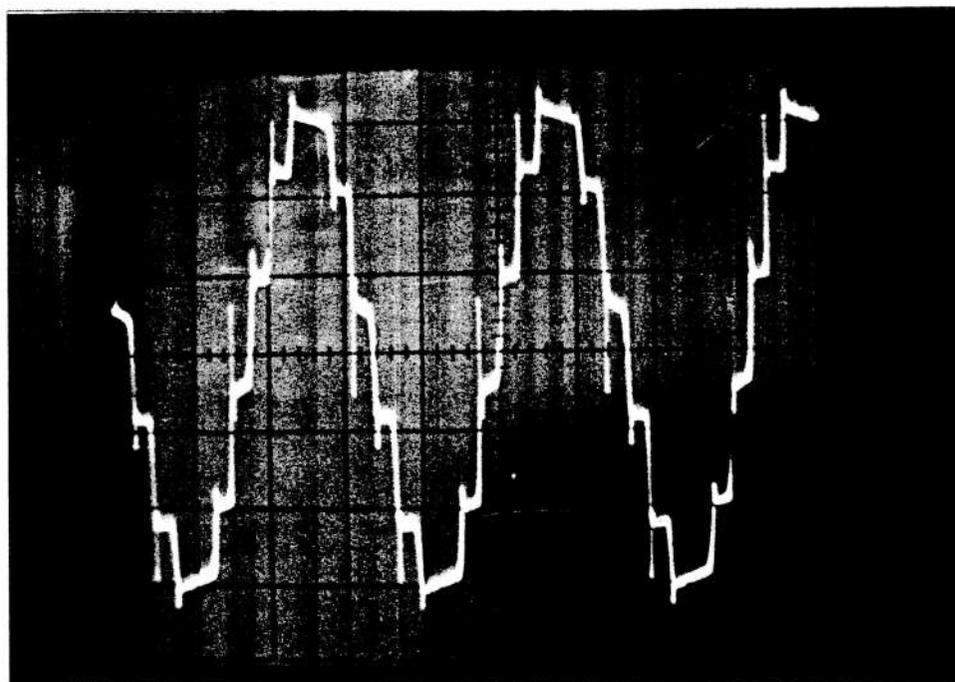
FIG. 5.6. SINTETIZACION EXPERIMENTAL DE LOS NIVELES DE VOLTAJE DE LOS INVERSORES 1, 2, 3 y 4.



BIBLIOTEC

La figura 5.7., muestra la forma de la onda de salida del inversor propuesto en la cual se puede apreciar claramente los seis pasos (tres niveles positivos y tres negativos).

Con ayuda del medidor de distorsión de armónicas existente en el laboratorio, se comprobó que la primera armónica o fundamental presente en la onda contribuye con el 88 % de la forma de onda obtenida; es decir, las demás armónicas solo contribuyen con el 12 %, con lo cual se comprueba lo eficiente que es el inversor a seis pasos.



Esc. vert.: 50 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.7. SEÑAL EXPERIMENTAL DE LA ONDA DE VOLTAJE, OBTENIDA A LA SALIDA DEL INVERSOR.

SEÑAL EXPERIMENTAL DE LA ONDA DE VOLTAJE SIN LA PRESENCIA DE LA FUNDAMENTAL.

Como sabemos la forma de onda de salida del inversor propuesto no es mas que un conjunto de armónicas o señales sinusoidales sumadas juntas para poder generar la forma de onda de la figura 5.7., con la ayuda del medidor de distorción de armónicas se logro eliminar la presencia de la fundamental y poder apreciar en forma experimental la suma de todas las demás armónicas presentes en dicha forma de onda de voltaje. En la figura 5.8., se aprecia la forma como influye la presencia de la armónica fundamental en la formación de la onda a seis niveles del inversor propuesto. Hay que tomar en cuenta que el medidor de distorción de armónicas nos permite observar sólo la forma de onda, ya que su magnitud se encuentra a escala.



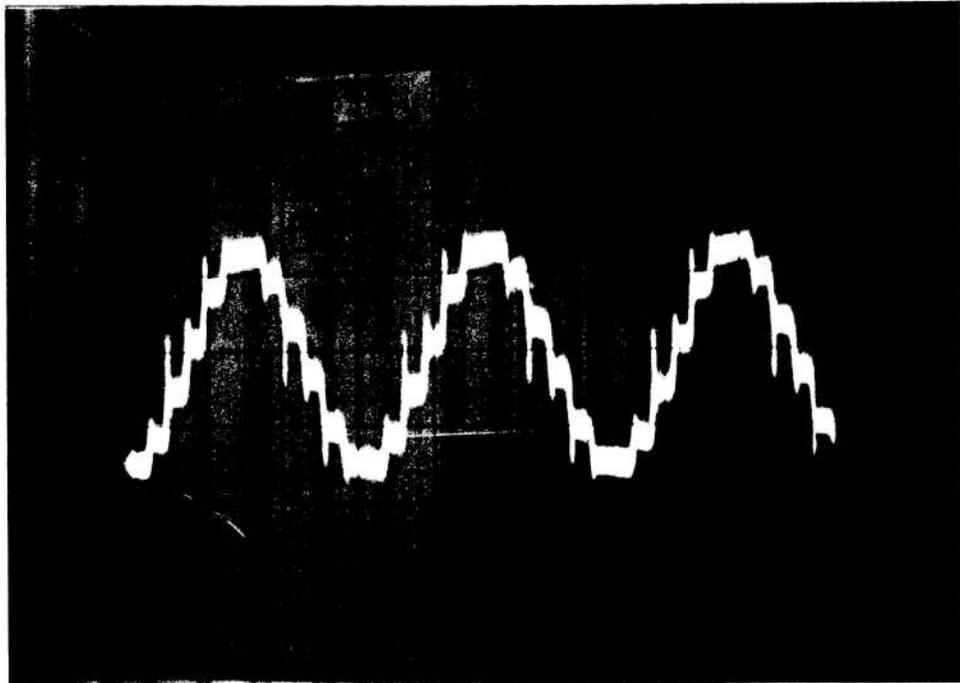
Esc. vert.: 100 mvolt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.8. SEÑAL EXPERIMENTAL DE LA ONDA DE VOLTAJE SIN LA PRESENCIA DE LA FUNDAMENTAL.

SEÑAL EXPERIMENTAL DE LA ONDA DE VOLTAJE SIN LA PRESENCIA DE LA SEGUNDA ARMONICA.

Usando el mismo procedimiento anterior, se eliminó la presencia de la segunda armónica en la forma de onda de salida del inversor obteniendo como resultado la figura 5.9.

En dicha figura se observa que la presencia de la segunda armónica no presenta influencia en la formación de dicha forma de onda. Igual efecto se pudo apreciar con la eliminación de la tercera y quinta armónica. Esto demuestra que dichas armónicas se encuentran presente en un bajo porcentaje.



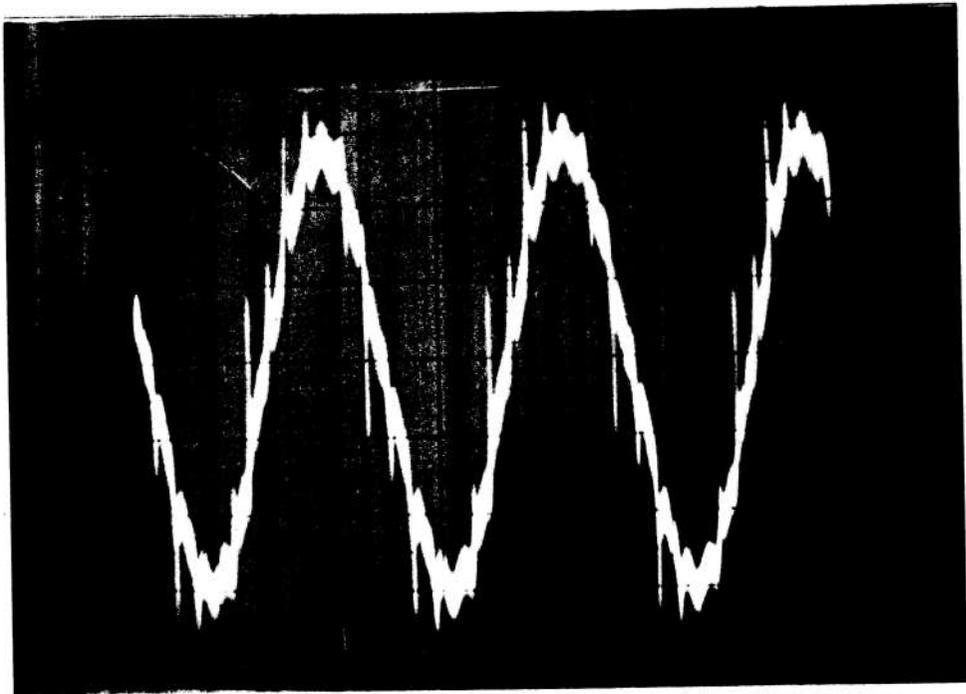
Esc. vert.: 100 mvolt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.9. SEÑAL EXPERIMENTAL DE LA ONDA DE VOLTAJE SIN LA PRESENCIA DE LA SEGUNDA ARMONICA.

SEÑAL EXPERIMENTAL DE LA ONDA DE VOLTAJE SIN LA PRESENCIA DE LA DECIMO PRIMERA ARMONICA.

Al eliminar la presencia de la décima primera armónica con el mismo procedimiento anterior, se obtuvo como resultado la forma de onda de la figura 5.10.

En dicha figura se observa que la presencia de la mencionada armónica presenta influencia en la formación de la onda sintetizada. Se observa que tiende hacia una forma sinusoidal; esta armónica es la primera en ejercer influencia y no representa problemas para las bobinas de los motores de inducción.

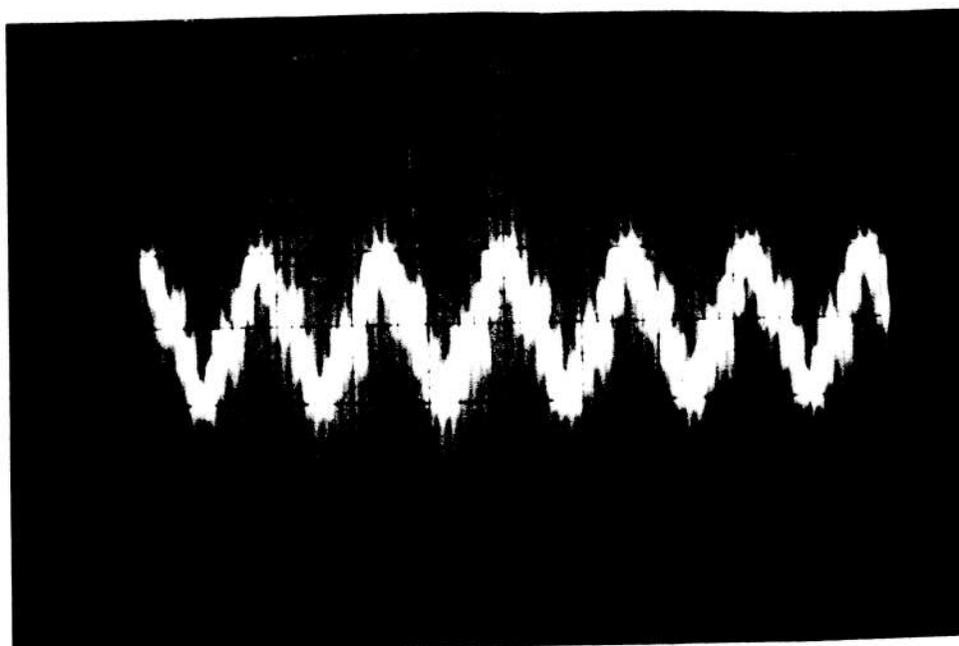


Esc. vert.: 50 mvolt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.10. SEÑAL EXPERIMENTAL DE LA ONDA DE VOLTAJE SIN LA PRESENCIA DE LA DECIMO PRIMERA ARMONICA..

SEÑAL OBTENIDA DE LA FORMA DE LA ONDA DE CORRIENTE DE OPERACION DEL MOTOR DE INDUCCION.

En la figura 5.11. se observa la forma de la onda de corriente con que opera el motor. Dicho motor se encuentra operando en lazo abierto con una frecuencia de 60 Hz. En dicha figura podemos observar la forma sinusoidal de la corriente debido a la forma del voltaje de alimentación.



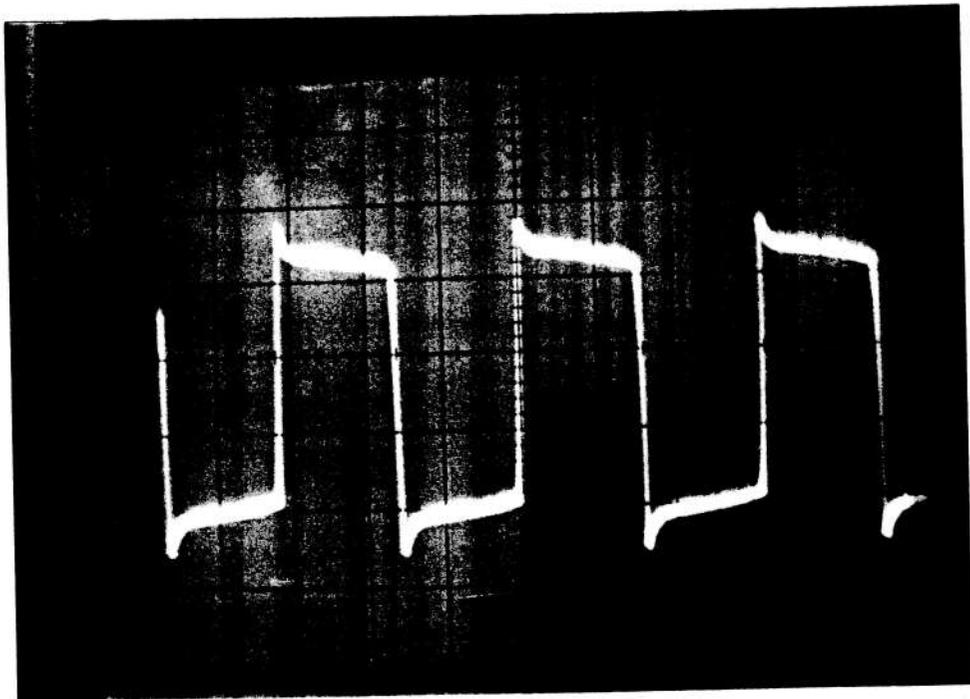
BIBLIOTECA

Esc. vert.: 500 mamp./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.11. SEÑAL OBTENIDA DE LA FORMA DE LA ONDA DE CORRIENTE DE OPERACION DEL MOTOR DE INDUCCION.

SEÑAL OBTENIDA DE LA FORMA DE LA ONDA DE VOLTAJE EN EL CONDENSADOR DE CONMUTACION.

En la figura 5.12., se observa la forma del voltaje en el condensador de conmutación; el cual se carga a un valor de voltaje igual al de la fuente de alimentación (125 VCC). En el instante de la conmutación se puede observar el pico de voltaje, el cual permite la conmutación.

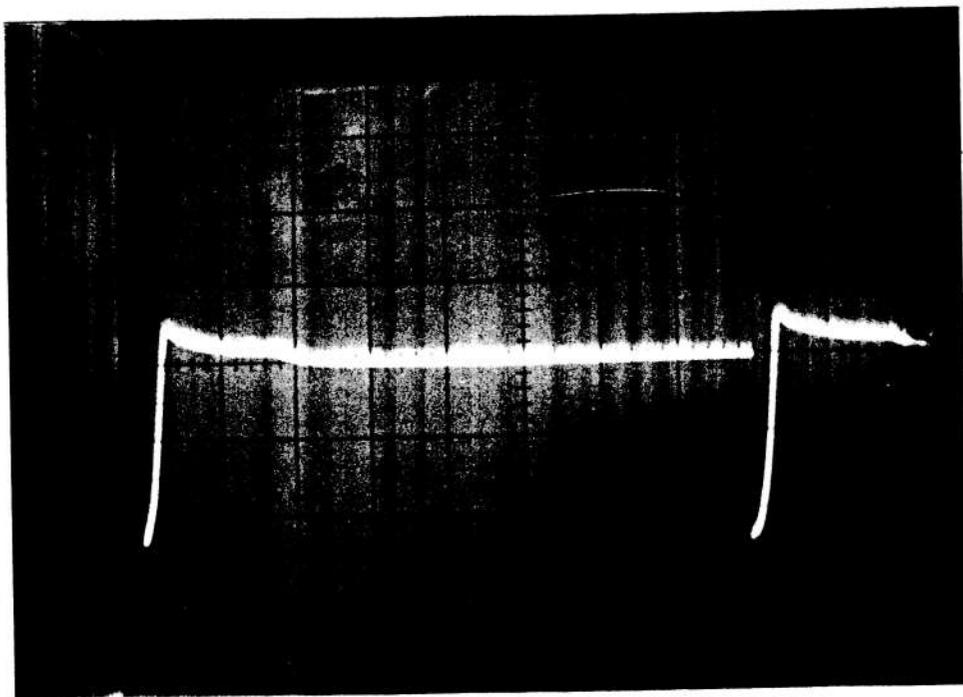


Esc. vert.: 20 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.12. FORMA DE LA SEÑAL DE VOLTAJE EN EL CONDENSADOR DE CONMUTACION.

SEÑAL OBTENIDA DE LA FORMA DE ONDA DE VOLTAJE EN LA BOBINA DE CONMUTACION.

En la figura 5.13., se observa la forma de la señal de voltaje en la bobina de conmutación, la cual produce picos de voltaje debido a que en la otra derivación de dicha bobina, se efectua la descarga del condensador de conmutación, induciendo un voltaje igual al de la descarga del condensador de conmutación.

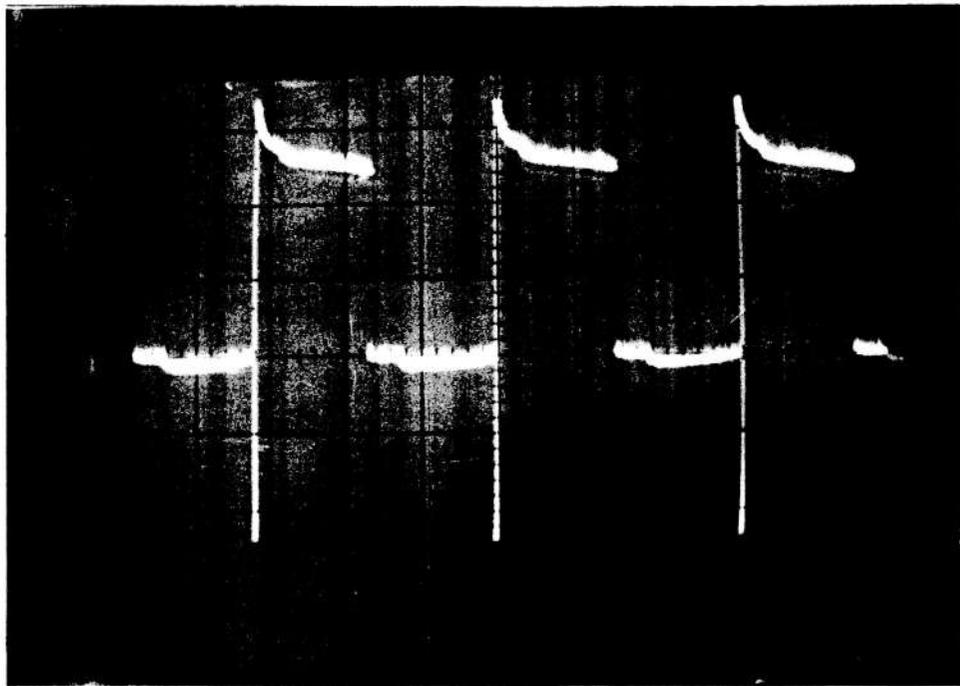


Esc. vert.: 50 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.13. FORMA DE LA SEÑAL DE VOLTAJE EN LA BOBINA DE CONMUTACION.

FORMA DE LA SEÑAL DE VOLTAJE ENTRE EL ANODO Y CATODO DE LOS TIRISTORES.

En la figura 5.14., se observa la forma de la señal de voltaje entre el ánodo y cátodo de uno de los tiristores del inversor. En los demás se produce, exactamente el mismo efecto. Puede observarse la conducción y no conducción del tiristor.



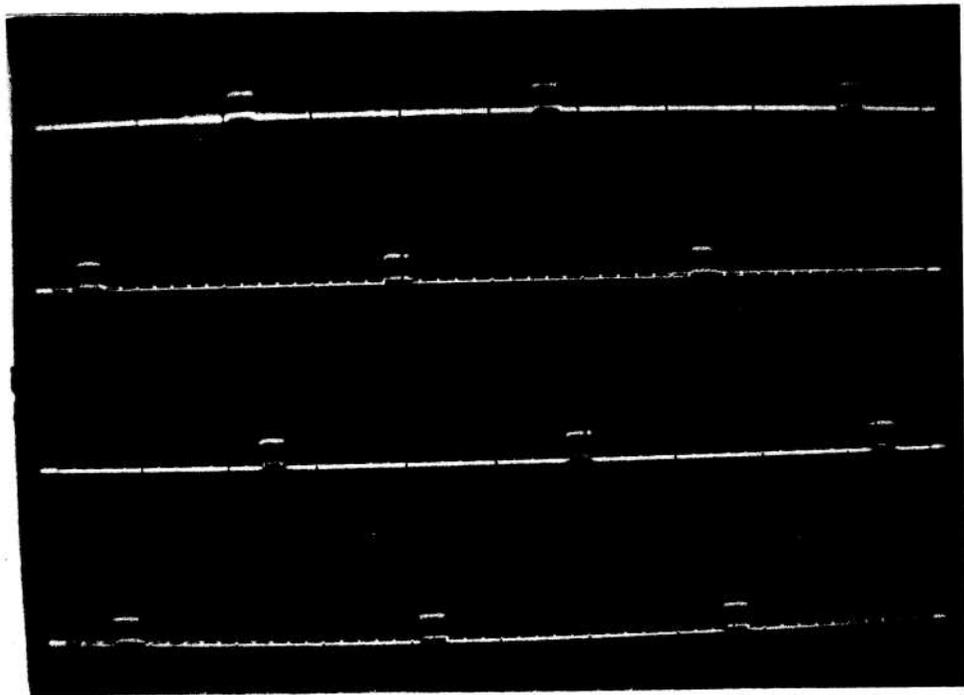
Esc. vert.: 50 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.14. FORMA DE LA SEÑAL DE VOLTAJE ENTRE EL ANODO Y CATODO DE LOS TIRISTORES.

PULSOS DE DISPARO PARA LOS TIRISTORES

En las figuras 5.15., 5.16., 5.17., 5.18., se muestra los trenes de pulsos de disparo a ser aplicados en los tiristores de los inversores 1, 2; 2, 3; 3, 4; y 4, 5, para finalmente en la figura 5.19., mostrar los pulsos de disparo con su período respectivo de duración.

En las gráficas antes mencionadas, puede observarse el desfase en tiempo existente entre los inversores.

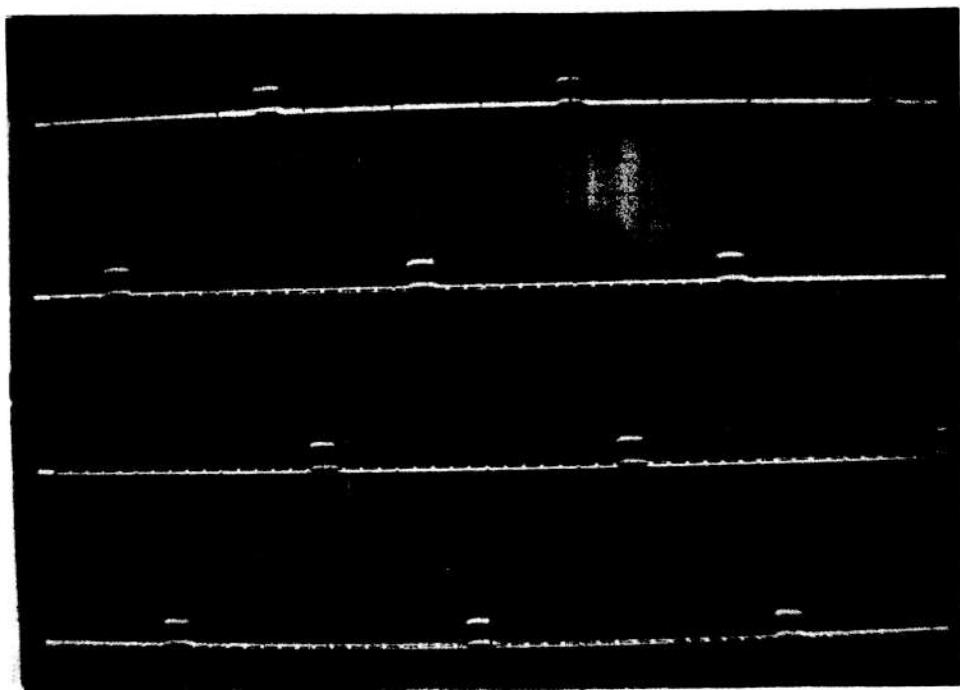


Esc. vert.: 10 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.15. TREN DE PULSOS DE DISPARO APLICADOS A LOS TIRISTORES DE LOS INVERSORES 1,2.

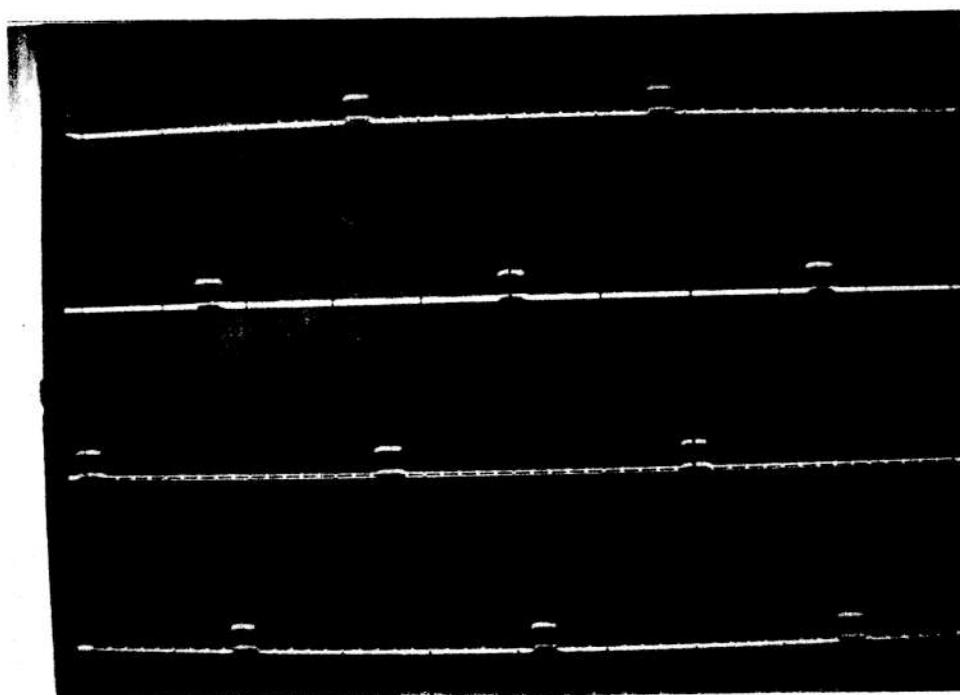


BIBLIOTECA



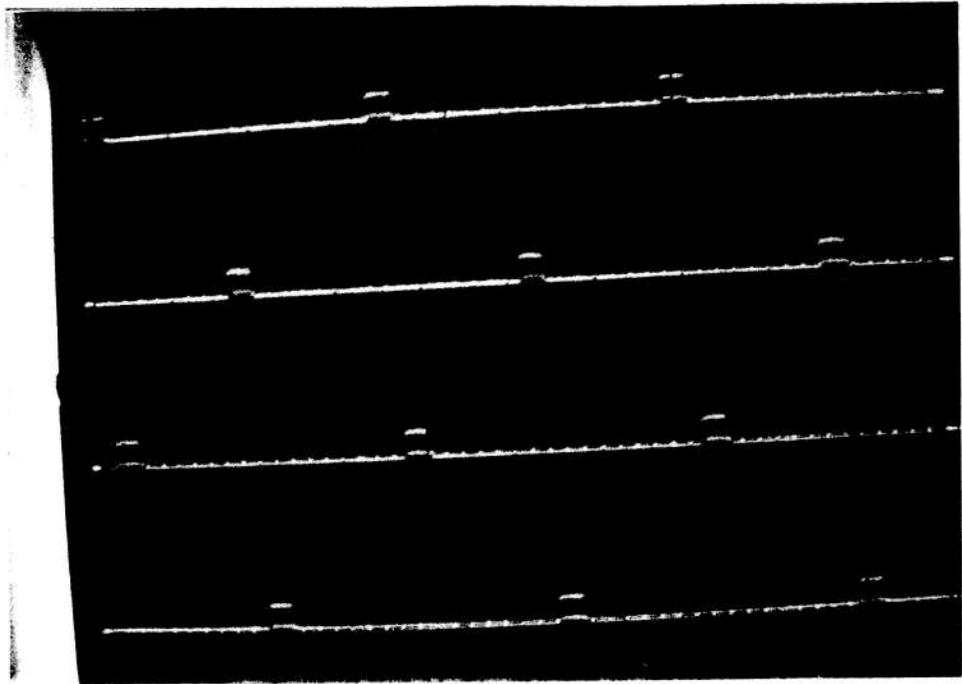
Esc. vert.: 10 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.16. TREN DE PULSOS DE DISPARO APLICADOS A LOS TIRISTORES DE LOS INVERSORES 2,3.



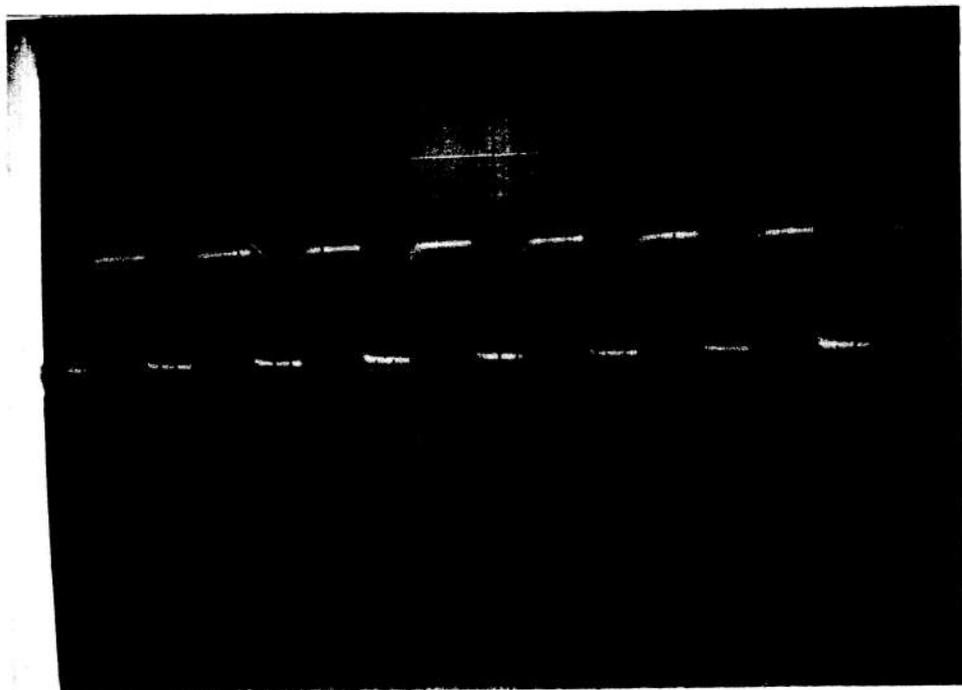
Esc. vert.: 10 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.17. TREN DE PULSOS DE DISPARO APLICADOS A LOS TIRISTORES DE LOS INVERSORES 3,4.



Esc. vert.: 10 volt./div. Esc. Hor.: 5 mseg./div.

FIG. 5.18. TREN DE PULSOS DE DISPARO APLICADOS A LOS TIRISTORES DE LOS INVERSORES 4,5.



Esc. vert.: 2 volt./div. Esc. Hor.: 50 pseg./div.

FIG. 5.19. PULSOS DE DISPARO APLICADOS A LAS PUERTAS DE LOS TIRISTORES.

La figura 5.20. muestra al motor que se utilizó como carga, el cual tiene acoplado a su eje un generador que funciona como carga del sistema.



BIBLIOTECA

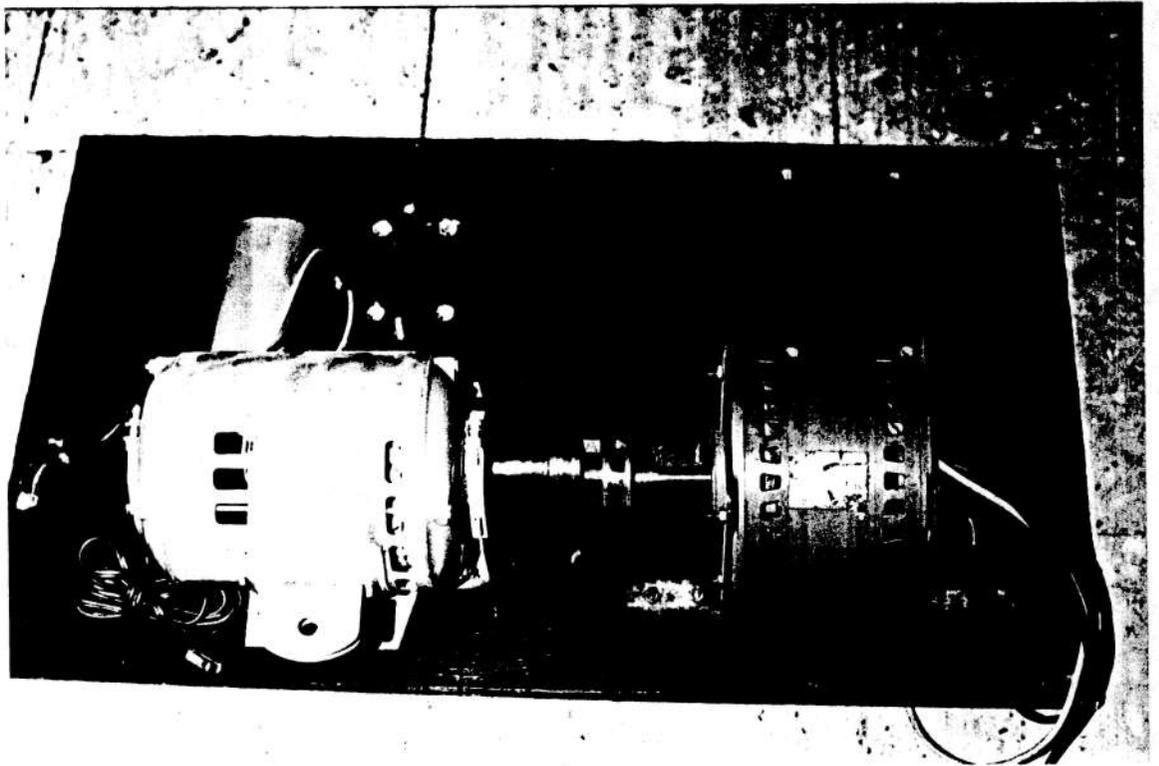


FIG. 5.20. MOTOR UTILIZADO EN LA PARTE EXPERIMENTAL CON GENERADOR ACOPLADO A SU EJE FUNCIONANDO COMO CARGA.

A la onda de voltaje de salida del inversor se le procedio a tomar valores en porcentajes de las siguientes armónicas: la fundamenta, la segunda, la tercera, cuarta quinta, la sexta, septima y décima primera. De las cuales se obtuvo los valores mostrados en la tabla IV.

TABLA IV

VALORES OBTENIDOS DE LA PRESENCIA DE LAS ARMONICAS EN LA ONDA DE SALIDA EN FORMA DE PORCENTAJES.

ARMONICAS	PORCENTAJE
1era.	88
2da.	2.8
3ra.	1.0
4ta.	1.8
5ta.	1.4
6ta.	1.9
7ma.	1.2
11ra.	1.7

Con los datos de la tabla IV, se procedio a realizar los gráficos mostrados en las figuras 5.21, y 5.22.

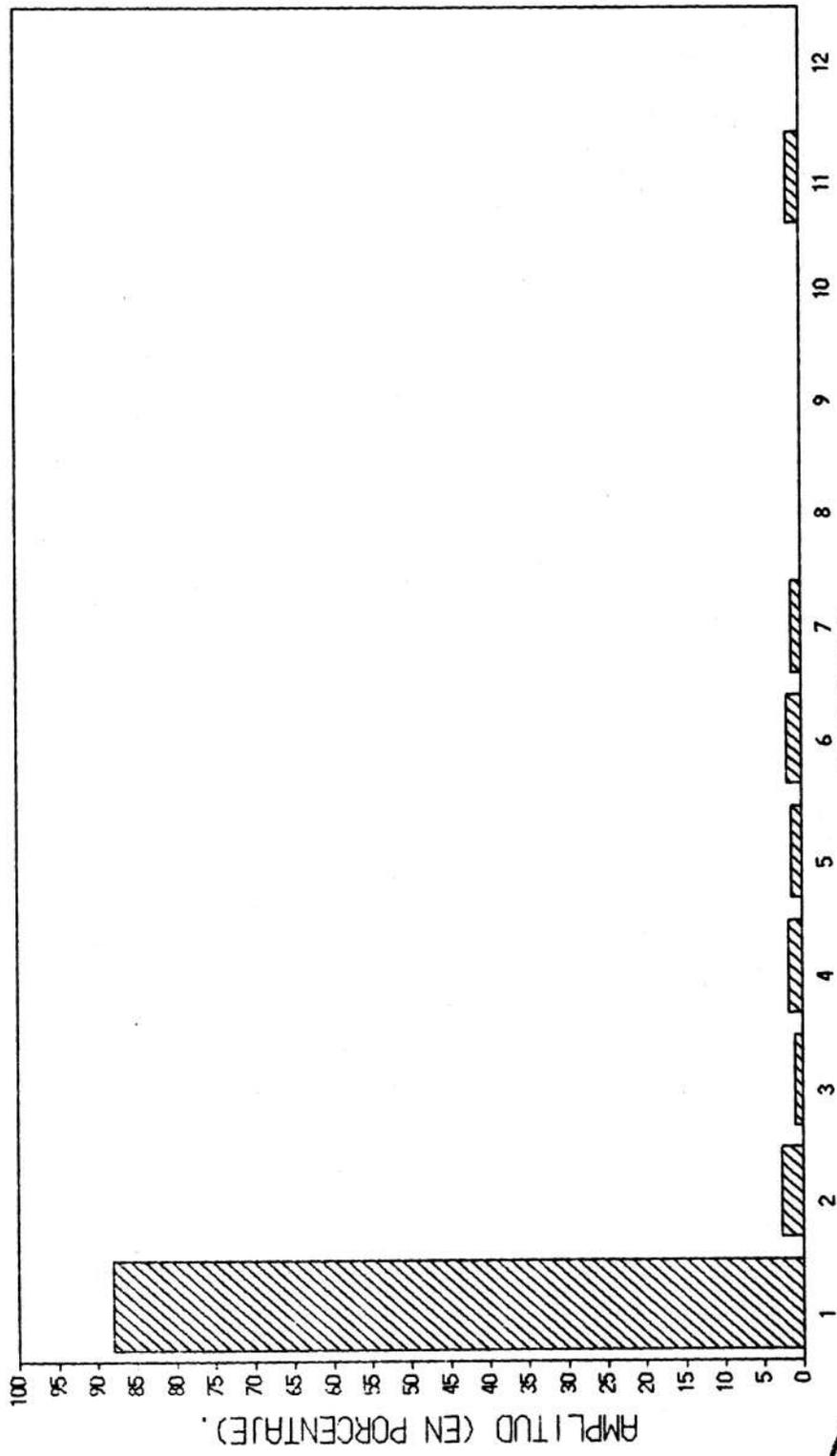


FIG. 5.21. AMPLITUD DE LAS ARMONICAS PRESENTES EN LA ONDA DE VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR: $V_0=115$ voltios.



BIBLIOTECA

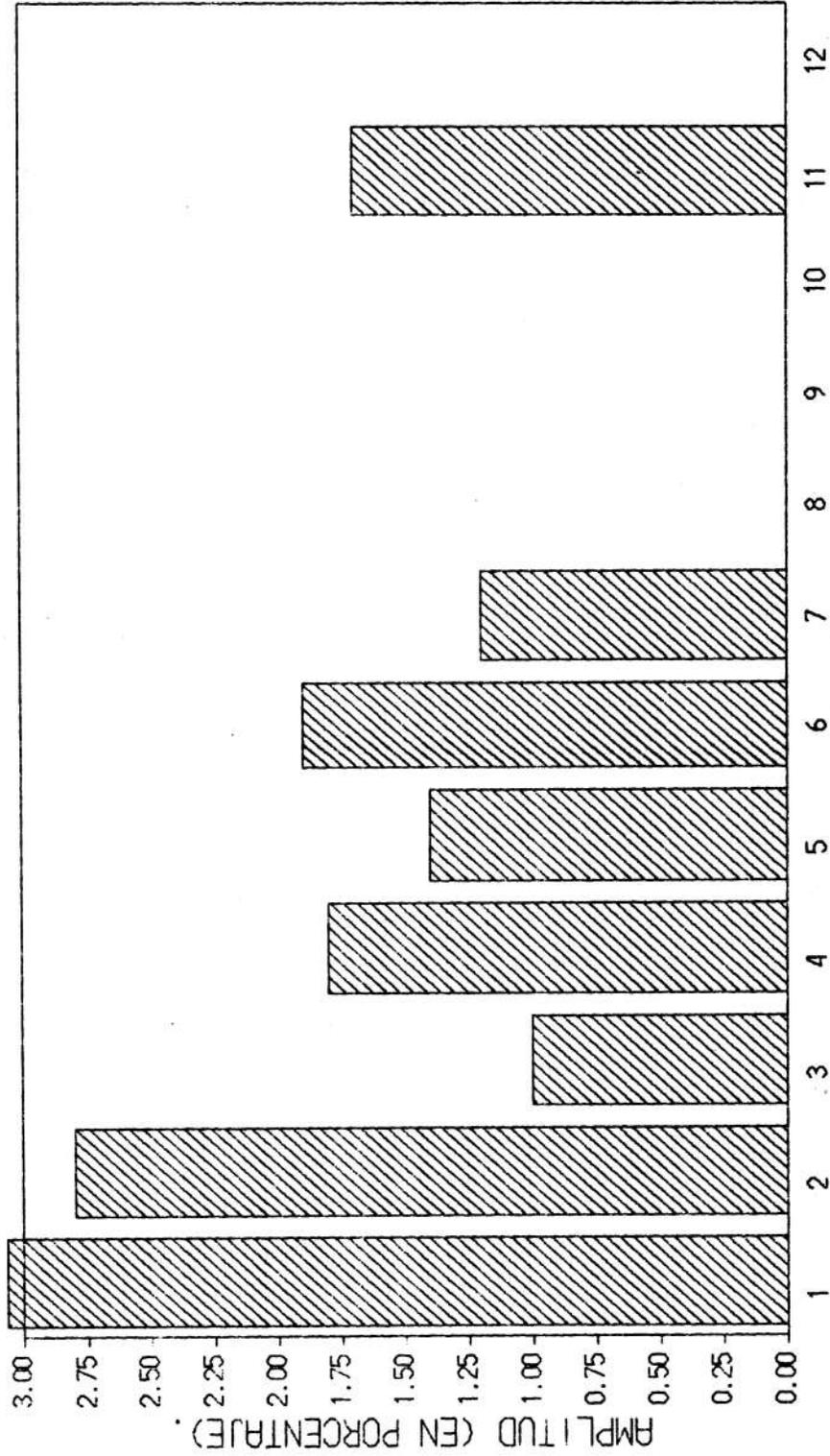


FIG. 5.22 AMPLITUD DE LAS ARMONICAS PRESENTES EN LA ONDA DE
 VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR: $V_0=115$ voltios.



CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES.

1. De los gráficos experimentales correspondientes a la forma de onda, se determina que el inversor tiene una gran aplicación para los motores de inducción, debido a que las armónicas causante de problemas en las bobinas de inducción se encuentran presente, pero en un pequeño porcentaje casi insignificante con respecto a la fundamental.
2. La máxima frecuencia de operación del inversor es de 310 Hertz, y la mínima de 54 Hz. Con lo cual obtenemos una velocidad máxima y mínima respectivamente.
3. La corriente de operación del motor es sinusoidal, debido a que la presencia de la armónica fundamental representa el 98%.
4. El principal problema consiste en el tamaño del inversor, debido a el número de pasos requerido para la la formación de la onda.



BIBLIOTECA

RECOMENDACIONES.

1. Rediseñar los transformadores para la síntesis de onda, agregándole dos devanados mas para de esta manera poder obtener una señal trifásica; además, debe incorporarse un inversor de Mc Murray-Bedford adicional, el cual funcionara en los 60 grados.
2. Cambiar los condensadores polarizados usados en la conmutación, por los del tipo no polarizado para mejorar la eficiencia del inversor.

APENDICES



BIBLIOTECA

A P E N D I C E A

PASOS PARA ENCENDER EL INVERSOR:

1. Revisar que el cable multipar plano se encuentre conectado a el circuito de control.
2. Conectar el circuito de control a la línea de alimentación (115 Vrms), y fijar el control de variación de la frecuencia en posición de apagado.
3. Conectar el circuito de fuerza a la línea de alimentación (125 Vcc).
4. Girar el control de variación de frecuencia para generar la señal deseada y tomar los datos deseados.
5. Si se desea conectar el motor de inducción, dicha conexión debe ejecutarse en los terminales extremos de la regleta para la síntesis de onda.

PASOS PARA APAGAR EL INVERSOR:

1. Girar el control de variación de frecuencia a la posición de apagado.
2. Desconectar de la red de alimentación el circuito de fuerza.

3. Desconectar de la red de alimentación el circuito de control.
4. Separar el circuito de fuerza del de control por medio de la desconexión del cable multipar.

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

- 1.- B. D. Bedford and R. G. Hoft - Principles of inverter circuits - Original edition - Robert E. Krieger Publishing company - Malabar Florida 1985.
- 2.- Robert F. Coughlin and Frederick F. Driscoll - Operational amplifiers and linear Integrated circuits - second edition - Prentice Hall, Inc. - Englewood Cliffs, N.J. 1982.
- 3.- Raymond Ramshaw - Power Electronics - First published - Printed in Great Britain by J. W. Arrowsmith Ltd. Bristol. 1973.
- 4.- Electrónica Industrial - Primera edición - Edita e imprime Departamento de Publicaciones E.T.S.I. de Telecomunicaciones - Ciudad universitaria, s/n Madrid - 3. 1983. 5.- S. B. Dewan, G. R. Slemon, A. Straughen - Power Semiconductor Drives - A Wiley Interscience Publication 1984.
- 6.- Pradeep M. Bhagwat and V. R. Stefanovic - Generalized Structure of a multilevel PWM inverter - IEEE Trans.

Ind. Appl., vol Ia 19, pp. IPCSD 82-9, Nov./Dic. 1983.

7.- Francesc Casanellas - Cálculo de los elementos pasivos
de conmutación en un inversor con scr - Mundo
electrónico # 144, 1984.



A.F. 141732