

T
624.381532
F363

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA



BIBLIOTECA

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN INVERSOR MONOFASICO
DE TIRISTORES, CON CIRCUITO DE DISPARO DIGITAL"



D-8082

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: ELECTRONICA

Presentada por:

GLADYS ZULEMA FERNANDEZ ZAMORA

GUAYAQUIL - ECUADOR

1987



BIBLIOTECA

AGRADECIMIENTO



BIBLIOTECA

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

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

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



BIBLIOTECA

DEDICATORIA

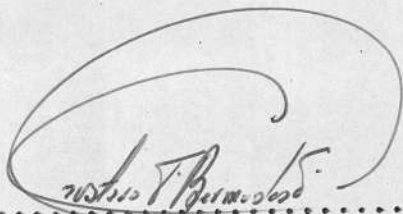


BIBLIOTECA

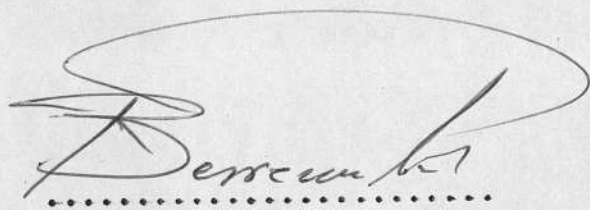
A JUAN



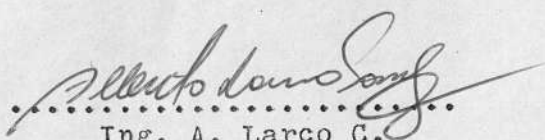
BIBLIOTECA



.....
Ing. G. Bermudez F.
SUB-DECANO



.....
Ing. R. Berrezueta P.
DIRECTOR DE TESIS



.....
Ing. A. Larco C.
M. PRINCIPAL

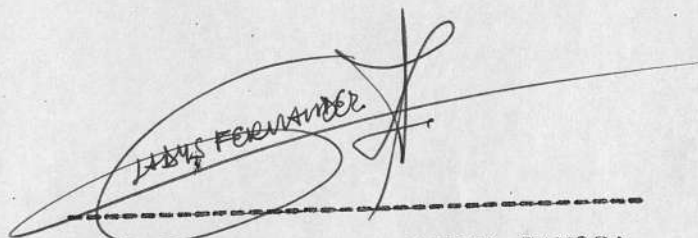


.....
Ing. N. Chootong Ch.
M. PRINCIPAL

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, written over a horizontal dashed line. The signature is stylized and appears to read 'GLADYS FERNANDEZ'.

GLADYS ZULEMA FERNANDEZ ZAMORA

R E S U M E N

En el presente trabajo de tesis se describe el diseño, construcción y pruebas de un convertidor DC-AC monofásico, conocido como inversor. En el desarrollo del mismo, primeramente se presenta una somera introducción teórica sobre la tecnología de circuitos inversores, la misma que servirá para sentar las bases del diseño del inversor objeto de esta tesis.

A continuación se presenta el diseño mismo del inversor, el cual es un inversor puramente estático y produce una señal de voltaje AC cuasicuadrada, de voltaje y frecuencia constante, su ministrando una potencia de 300 VA.

El equipo completo comprende: (a) La Etapa de Potencia que se caracteriza por presentar la configuración puente correspondiente a un inversor McMurray monofásico, con un transformador de salida que permite obtener el valor de voltaje deseado; y, (b) El Circuito de Disparo de los Tiristores, que genera los Pulsos para el disparo de manera secuencial, permitiendo obtener así la forma de onda de voltaje deseada y la frecuencia de salida.

Los detalles propios de la construcción pueden ser observados al apreciar las fotos de la tarjeta en que se ha montado el circuito de disparo, y las fotos correspondientes a la placa

en que se ha montado la etapa de potencia y el inversor en si.

El equipo fue probado con diversos tipos de carga, demostrando los resultados obtenidos la verdadera capacidad del sistema.

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

	Pág.
RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	VIII
INDICE DE FIGURAS	X
INTRODUCCION	14
I. GENERALIDADES	16
1.1 Introducción	16
1.2 Proceso de Inversión	16
1.2.1 Por qué el uso de Tiristores?	19
1.2.2 Conmutación de Corriente	22
1.2.3 Conmutación de Voltaje	26
1.3 Tipos de Inversores Monofásicos	29
1.3.1 Inversores de Conmutación de Línea	29
1.3.2 Inversores de Conmutación Forzada	31
1.4 Forma de onda del voltaje de salida del inver- sor	32
1.4.1 Técnicas de Modulación de ancho de pulso	33
1.4.2 Mejoras de la forma de onda del voltaje de salida	36
1.5 El Inversor McMurray Monofásico	39
1.5.1 Teoría del funcionamiento	41

	Pág.
II. DISEÑO DEL INVERSOR MONOFASICO	44
2.1 Especificaciones del Inversor	44
2.2 Diseño del circuito de disparo de los tiristo- res	45
2.3 Diseño de la etapa de Potencia	70
2.3.1 Especificaciones de los tiristores prin- cipales	70
2.3.2 Cálculo de la inductancia y capacitancia de conmutación	73
2.3.3 Especificaciones de los tiristores auxi- liares	75
III. RESULTADOS EXPERIMENTALES	83
3.1 Mediciones y forma de onda	83
3.1.1 Formas de onda del circuito de Disparo	83
3.1.2 Formas de onda del circuito de potencia	91
3.2 Aplicaciones del Inversor construído	108
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	109
APENDICE	112
BIBLIOGRAFIA	116

INDICE DE FIGURAS

No.	Pág.
1.1	18
1.2	23
1.3	25
1.4	27
1.5	28
1.6	30
1.7	36
1.8	38
1.9	39
1.10	40
1.11	41
2.1	45
2.2	46

	Pág.
2.3 Diagrama de bloques del circuito de disparo	47
2.4 Reloj	48
2.5 Divisor por 128 y Lógica Combinacional	50
2.6 Señal del Reloj y Salidas suministradas por el Divisor por 128	52
2.7 Diagrama de estados del Generador de Pulsos de Disparo	54
2.8 Señales de puertas de los tiristores principales y auxiliares; y señales que ayudan en su generación	56
2.9 Generación de las señales de puerta correspondien- te a los tiristores que intervienen en el apagado	60
2.10 Generador de Pulsos de Disparo	63
2.11 Circuito Amplificador de Pulsos	65
2.12 Vista superior del Circuito de disparo	68
2.13 Vista posterior del Circuito de disparo	69
2.14 Pulso de corriente de Conmutación	76
2.15 Vista Superior de la Etapa de Potencia	80
2.16 Vista Lateral del Circuito Inversor	81
2.17 Inversor en período de prueba	82
3.1 Formas de onda del Reloj y Salidas del Divisor por 128	84
3.2 Variables de estado del generador de pulsos de disparo	85
3.3 Señal de Reloj y Salidas del decodificador	86
3.4 Formación de la Señal Z_1	87
3.5 Señales que intervienen en la formación de la	

	Pág.
señal de puerta para el tiristor Th_1	88
3.6 Secuencias de pulsos de puerta para los tiristores principales y auxiliares	89
3.7 Señales de puerta que intervienen en el inicio del funcionamiento del inversor	90
3.8 Señales de puerta de un tiristor principal y de un tiristor auxiliar antes y después del amplificador de pulsos	91
3.9 Forma de onda del voltaje entre los terminales A y B del inversor	92
3.10 Formas de onda de voltaje y corriente en el inversor para carga resistiva	94
3.11 Formas de onda del voltaje y Corriente observadas en el primario del transformador	94
3.12 Formas de onda de corriente y voltaje en Th_4	95
3.13 Formas de onda de corriente en Th_3 y en la red de conmutación formada por C_1 y L_1	96
3.14 Formas de onda de voltaje de los condensadores de conmutación	97
3.15 Formas de onda de voltaje en los terminales A y B del inversor y, en los condensadores de conmutación	98
3.16 Voltaje ánodo-cátodo de un tiristor principal y pulso de corriente de conmutación	99
3.17 Voltaje en el condensador de conmutación y pulso de corriente de conmutación	100

	Pág.
3.18 Formas de onda de voltaje en la inductancia y en el condensador de conmutación	101
3.19 Forma de onda del Voltaje de Salida suministrado por el inversor	102
3.20 Distribución del Contenido de Armónicas de la forma de onda del voltaje de salida del inversor.....	103
3.21 Eficiencia vs Corriente de carga.....	106
3.22 Voltaje de salida vs Corriente de Carga	107

I N T R O D U C C I O N

La necesidad de tener suministros de potencia alterna de reserva, que en el caso de falla de la línea de alimentación entren a trabajar haciendo posible que se imparta un servicio ininterrumpido; así como también, el hecho de disponer de energía alterna en lugares donde no se dispone de ella; el requerimiento de potencia de corriente alterna con valores de voltaje y frecuencia diferentes a los básicos establecidos; ó, la estabilización del voltaje y la frecuencia, conducen al desarrollo de un sistema que satisfaga las condiciones expuestas: El Inversor.

Al diseñar un inversor son de interés e importancia los siguientes aspectos:

- Necesidad de eliminar el contenido de armónicas de la forma de onda de salida, este factor es disminuído al utilizar un método de modulación de ancho de pulso.
- El rango y tipos de cargas que serán conectadas al inversor. Los inversores pueden ser diseñados para soportar cualquier tipo de carga sean estas inductivas, resistivas o capacitivas, pero su rango influye en la determinación de los elementos que constituyen las redes de conmutación y la determinación de los tiristores en sí.

- Inmunidad al ruido; el proceso de conmutación de los tiristores, genera considerable ruido, radiado y transmitido eléctricamente.
- Considerable exactitud y estabilidad. Los cambios en las condiciones de operación, edad de los componentes, etc. determinan la operación óptima del sistema.

En este trabajo de tesis se realiza en el Capítulo I, una breve exposición teórica sobre la tecnología de circuitos inversores. En el Capítulo II, se presenta el diseño y construcción de un inversor específico. Y, en el Capítulo III, se presenta la puesta en funcionamiento, pruebas y resultados del inversor diseñado y construido.

CAPITULO I

GENERALIDADES

1.1 Introducción

La tecnología del inversor estático permaneció relativamente dormida desde su aparición por 1925 (2), hasta el descubrimiento de los dispositivos semiconductores controlados, de los cuales, el tiristor - descubierto en 1957 (2) - la impulsó grandemente, abriéndose así en forma ilimitada el campo de la Electrónica de Potencia. Parte de esta tecnología será tratada en este capítulo, poniendo así las bases del diseño del inversor objeto de esta tesis.

1.2 Proceso de Inversión

El Inversor es un Convertidor de Potencia en el cual, la Potencia de Corriente Continua se convierte en Potencia de Corriente Alterna (6). Este proceso de conversión puede ser realizado mediante el uso de interruptores o válvulas eléctricas, a través de los cuales la conducción de corriente puede ser controlada (2), ya que alternativamente conectan la carga a los polos positivo y negativo de un suministro de voltaje de corriente continua, haciendo posible la inversión.

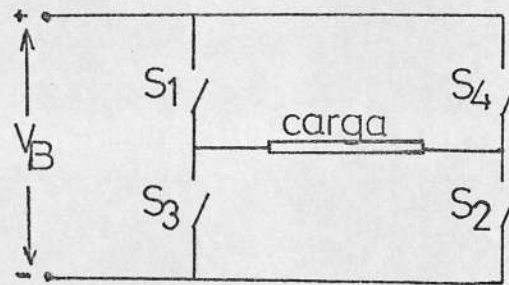
Un ejemplo del proceso de inversión es mostrado en la Fig. 1.1 utilizando cuatro interruptores S_1 , S_2 , S_3 y S_4 y una carga resistiva. Los interruptores son operados a una velocidad adecuada para obtener la frecuencia requerida.

Si en el tiempo t_0 los interruptores S_1 y S_2 son cerrados simultáneamente, mientras S_3 y S_4 permanecen abiertos, el voltaje en la carga es positivo e igual al del suministro. En t_3 los interruptores S_1 y S_2 son abiertos, y S_3 y S_4 son cerrados, el voltaje en la carga se conmuta a negativo y permanece en esta polaridad hasta que en un tiempo t_6 se repite otra vez el ciclo.

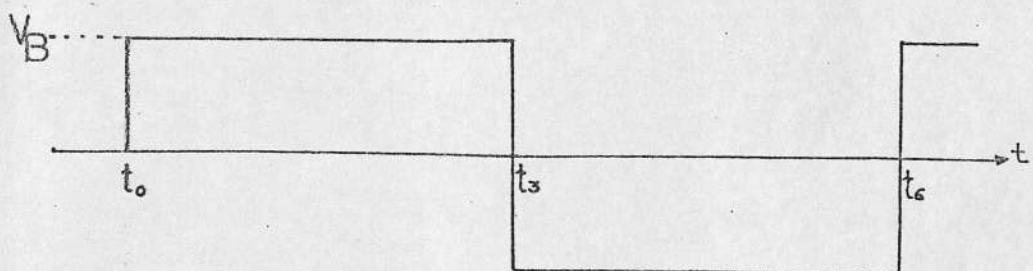
El voltaje de salida del inversor puede ser fijo o variable (1). Si el tiempo en que permanecen cerrados S_1 y S_2 es el mismo que el de S_3 y S_4 , se obtiene como resultado una forma de onda de voltaje de salida cuadrada con un ancho de pulso (media onda) de 180° eléctricos y una amplitud pico que corresponde a la del suministro, tal como se muestra en la Fig. 1.1(b).

Una forma de onda de voltaje de salida como la mostrada en la Fig. 1.1(c), puede ser obtenida si los interruptores S_2 y S_4 son operados con desplazamiento de tiempo (desplazamiento de fase) considerado a partir de la operación de S_1 en t_0 y de S_3 en t_3 respectivamente, de tal forma que, los interruptores conectados a una misma polaridad del suministro permanezcan cerrados durante el tiempo que dure

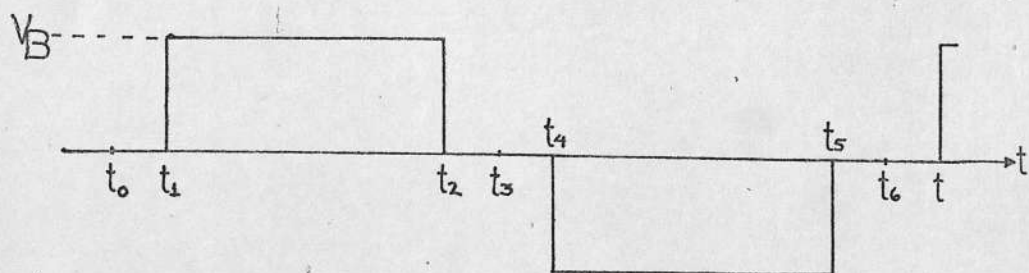
el desplazamiento de operación.



(a)



(b)



(c)

Fig. 1.1 Proceso de Inversión

En esta figura se puede apreciar que se obtienen intervalos de cero voltios y variación de la ganancia del inversor, a medida que se varíe el desplazamiento de operación

de los interruptores S_2 y S_4 con respecto a S_1 y S_3 . Siendo la ganancia del inversor definida como la relación del voltaje de salida de corriente alterna al voltaje de entrada de corriente directa en el inversor (2).

1.2.1 Por qué el uso de tiristores?

Dado que los circuitos inversores basicamente necesitan de interruptores o válvulas eléctricas donde se pueda controlar la conducción de corriente y que convenientemente operados realicen el proceso de inversión, el rectificador controlado de silicio (tiristor) es un elemento ideal para la operación requerida (1).

El rectificador controlado de silicio presenta las siguientes ventajas de carácter práctico sobre tipos previos de rectificadores controlados - como el tiratrón, el rectificador de arco de mercurio controlado por grilla - usados en inversores (1):

- Posee pequeño tamaño y peso con relación a la potencia manejada.
- Operación confiable y libre de mantenimiento, con un periodo de vida virtualmente ilimitado y, una robustez física que lo hace virtualmente inmune a los efectos de vibraciones y golpes mecánicos.
- Buenas características dinámicas, puede bloquearse

rápidamente y estar inmediatamente listo para operar.

Por lo tanto, por el empleo de tiristores, puede ser posible construir inversores estáticos que presenten ventajas como las de ser silentes, altamente eficientes, y que no requieran mantenimiento y, donde la frecuencia de salida no esté afectada por la carga y pueda ser mantenida con un alto grado de exactitud (1).

El rectificador controlado de silicio, dispositivo semiconductor de tres terminales (ánodo, cátodo y puerta) en sí es un interruptor unidireccional controlado, que para entrar en conducción dentro de una operación normal de trabajo, debe tener un voltaje de polarización directa de ánodo a cátodo y una corriente directa de puerta, este principio se lo aprovecha en el diseño, puesto que en un inversor los tiristores se encuentran polarizados directamente y entran en conducción cuando un pulso es aplicado en la puerta.

La conducción de los tiristores en el inversor dura el tiempo necesario para generar la frecuencia de operación y la forma de onda del voltaje de salida deseados. Una vez que un tiristor ha entrado en conducción, permanecerá en este estado - aunque la co-

corriente de puerta se haga cero - hasta que sea debidamente conmutado.

Para que un tiristor sea apagado correctamente, lo siguiente debe tomar lugar (3):

- La corriente del tiristor debe ser reducida a cero.

- Un voltaje inverso debe aparecer a través del tiristor por un tiempo más grande que su tiempo de apagado.

- La subsecuente reaplicación de voltaje directo debe ser a una razón menor que su rango dv/dt .

- Una trayectoria alternativa debe ser suministrada para la corriente de carga cuando esta es inductiva.

Entre las técnicas de conmutar un tiristor al estado bloqueo, se tiene (4): la conmutación natural conocida también como conmutación de línea, en donde el tiristor es apagado debido a la naturaleza sinusoidal del voltaje de entrada; y, la conmutación forzada, donde los tiristores son apagados por un circuito extra conocido como circuito de conmutación.

La conmutación forzada de los tiristores puede ser lograda mediante dos formas generales conocidas como conmutación de corriente y conmutación de voltaje.

1.2.2 Conmutación de Corriente

La conmutación forzada de corriente consiste en bloquear un tiristor mediante la reducción en forma intencional de su corriente de ánodo bajo el valor de la corriente de mantenimiento (8), haciendo que el dispositivo permanezca en este estado durante un tiempo mayor a su tiempo de apagado, se logra que recupere su capacidad de bloqueo directo, apagándolo.

En esta forma de conmutación, los circuitos de conmutación generalmente se comportan frente al tiristor a bloquear como una fuente inversa de corriente de valor elevado (10) y, se caracterizan por constar de un condensador C y una bobina L, formando un circuito oscilatorio que puede estar en serie o en paralelo con el dispositivo a bloquear.

Un circuito típico de esta forma de conmutación se muestra en la Fig. 1.2 y puede ser considerado como la forma más simple de proporcionar al tiristor una corriente inversa que lo bloquee, sin apreciable tensión inversa.

Se observa que el circuito de conmutación no va conectado directamente en paralelo a través del dispositivo a bloquear (tiristor principal), sino que se lo conecta a través de un dispositivo denominado auxiliar, al cual en la Fig. 1.2 se lo ha representado

como un interruptor S y que puede ser otro tiristor, dando origen así a lo que se denomina conmutación auxiliar.

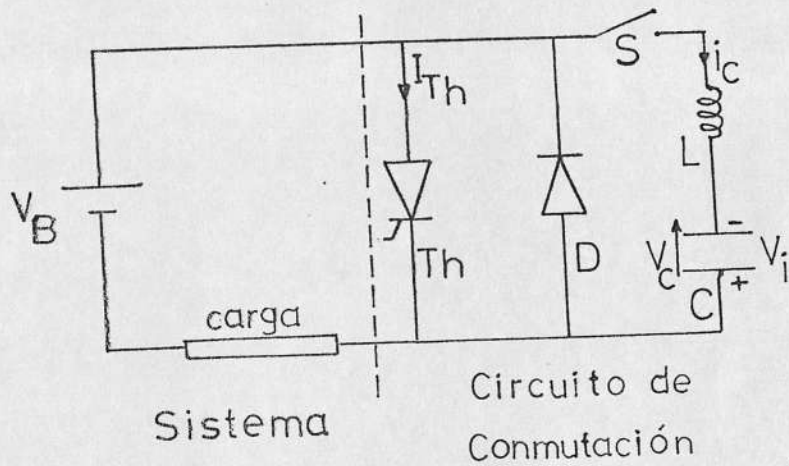


Fig. 1.2 Conmutación de Corriente

Inicialmente el condensador está cargado a un voltaje V_i con la polaridad que se muestra y, el tiristor Th está en el estado de conducción llevando la corriente de carga I_L . Supóngase que al instante t_0 el interruptor S se cierra, un pulso de corriente resonante circula en el circuito formado por L , C , Th y S . Debido a esta corriente resonante, la corriente directa del tiristor Th es reducida a cero en t_1 , cuando la corriente resonante iguala a la corriente de carga I_L . El exceso del pulso de corriente de conmutación sobre la corriente de carga fluye a través del diodo D , L , C y S hasta el instante t_2 y, durante este tiempo, la caída directa en el diodo aparece como un voltaje inverso a través del tiristor.

Durante este proceso el tiristor se apaga. Luego el tiristor soporta un voltaje directo que es el de alimentación.

Un segundo y mucho más pequeño impulso de corriente i_c irá desde el sistema a través de S, C y L, para reponer las pérdidas sufridas durante el primer impulso y completar la carga del condensador a la magnitud inicial pero con polaridad opuesta a la señalada en la Fig. 1.2. Si S es un tiristor auxiliar, en el tiempo t_3 tiene un voltaje inverso y deja de conducir.

La Fig. 1.3 muestra las formas de onda de las variables más importantes del circuito de la Fig. 1.2 en el momento de conmutación.

El tiempo de bloqueo $t_b = t_2 - t_1$, es mayor cuando el impulso y el período de i_c son mayores. Durante t_b , la tensión inversa aplicada al tiristor es solamente la caída directa sobre el diodo (1 a 2 V) por lo que debe tenerse mucho cuidado en la elección de t_b .

De los resultados obtenidos en el análisis presentado en la referencia (11) para el circuito de la Fig. 1.2 e idénticas condiciones iniciales, se concluye que los parámetros C y L óptimos para el bloqueo de una corriente I_L a partir de una tensión V_1 en el

condensador y para conseguir un tiempo de bloqueo t_b son:

$$C = 1.34 \frac{I_L t_b}{V_i}$$

$$L = 0.595 \frac{V_i t_b}{I_L}$$

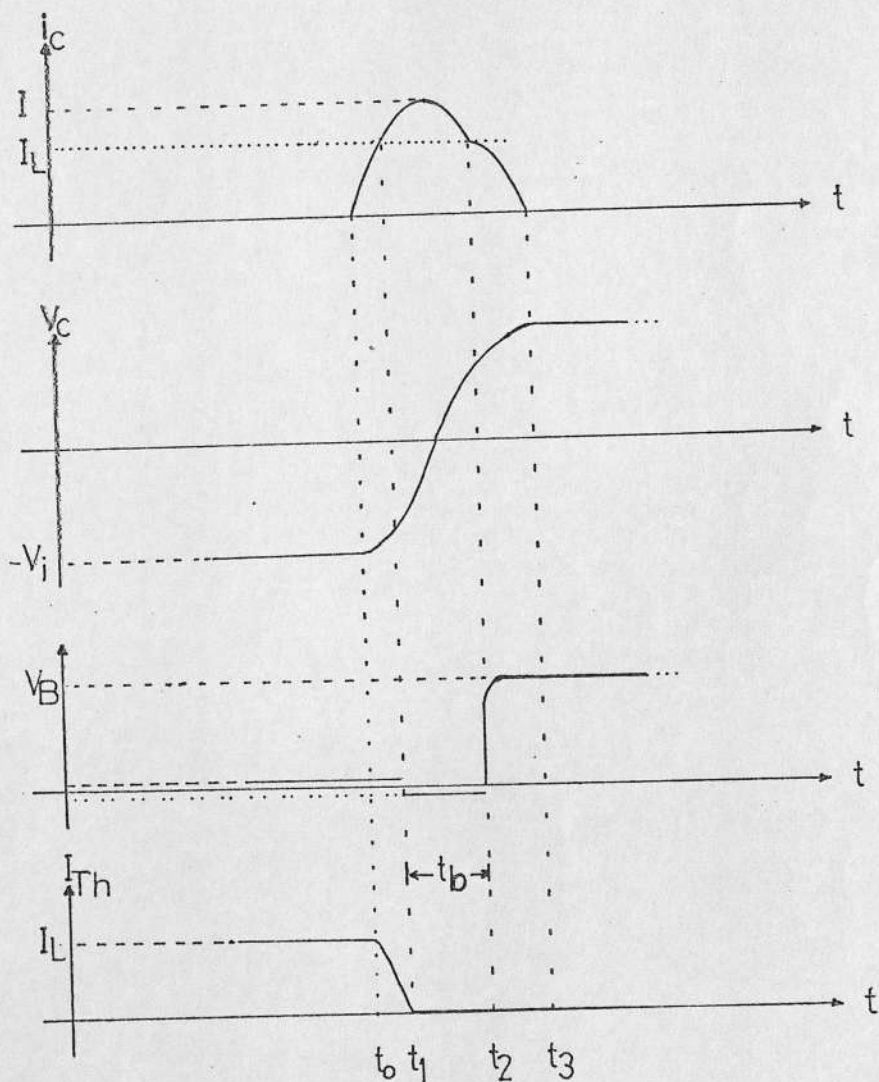


Fig. 1.3 Formas de onda de las variables más importantes del circuito de la Fig. 1.2

Con respecto a las características eléctricas de los elementos, se tiene: el tiristor principal está sometido a un alto dv/dt al final del periodo de bloqueo por lo que es necesario disponer de redes amortiguadoras R-C. El tiristor auxiliar está sometido a un di/dt moderado, normalmente tolerable, por lo que no son necesarias bobinas de protección.

1.2.3 Conmutación de voltaje

En la conmutación forzada de voltaje, un voltaje inverso es aplicado abruptamente a través del tiristor durante un tiempo al menos igual a su tiempo de apagado para así bloquearlo, con ayuda de los circuitos de conmutación.

Circuitos característicos de esta forma de conmutación utilizan condensadores y/o transformadores para aplicar el voltaje inverso al tiristor.

La forma más simple de someter al tiristor a una tensión inversa es aplicarle un condensador previamente cargado a una tensión V_i con la polaridad que se indica en la Fig. 1.4.

La descarga del condensador sobre el tiristor puede producirse mediante el cierre del interruptor S, el cual puede ser un tiristor auxiliar.

Asumiendo que inicialmente el tiristor Th está conduciendo la corriente de carga I_L . Si en t_0 , S se cierra, el tiristor Th es polarizado inversamente por el voltaje del condensador C . La polarización inversa se mantendrá durante el tiempo que dure la descarga del condensador ($t_1 - t_0$), esta constante de tiempo será función de los parámetros del circuito y para que la conmutación sea correcta, debe ser mayor que el tiempo de apagado del dispositivo a la razón de voltaje directo reaplicado. El condensador tenderá luego a cargarse en sentido contrario al inicial forzado por la fuente de alimentación.

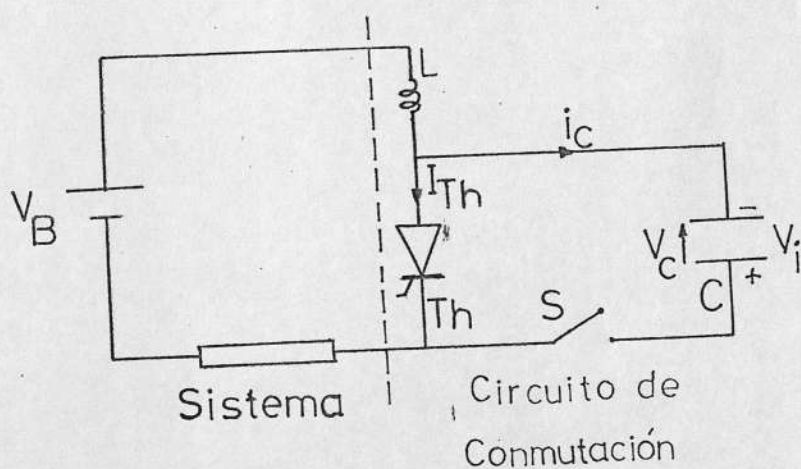


Fig. 1.4 Conmutación de voltaje

Las formas de onda de las variables más importantes del circuito son mostradas en la Fig. 1.5.

Si la carga es una resistencia o una inductancia pequeña, puede ocurrir que la duración del voltaje re-

verso no sea lo suficientemente largo, como para asegurar el bloqueo del tiristor, por lo que es necesario insertar una bobina L en el sistema, para que limite la velocidad de variación de la corriente de carga.

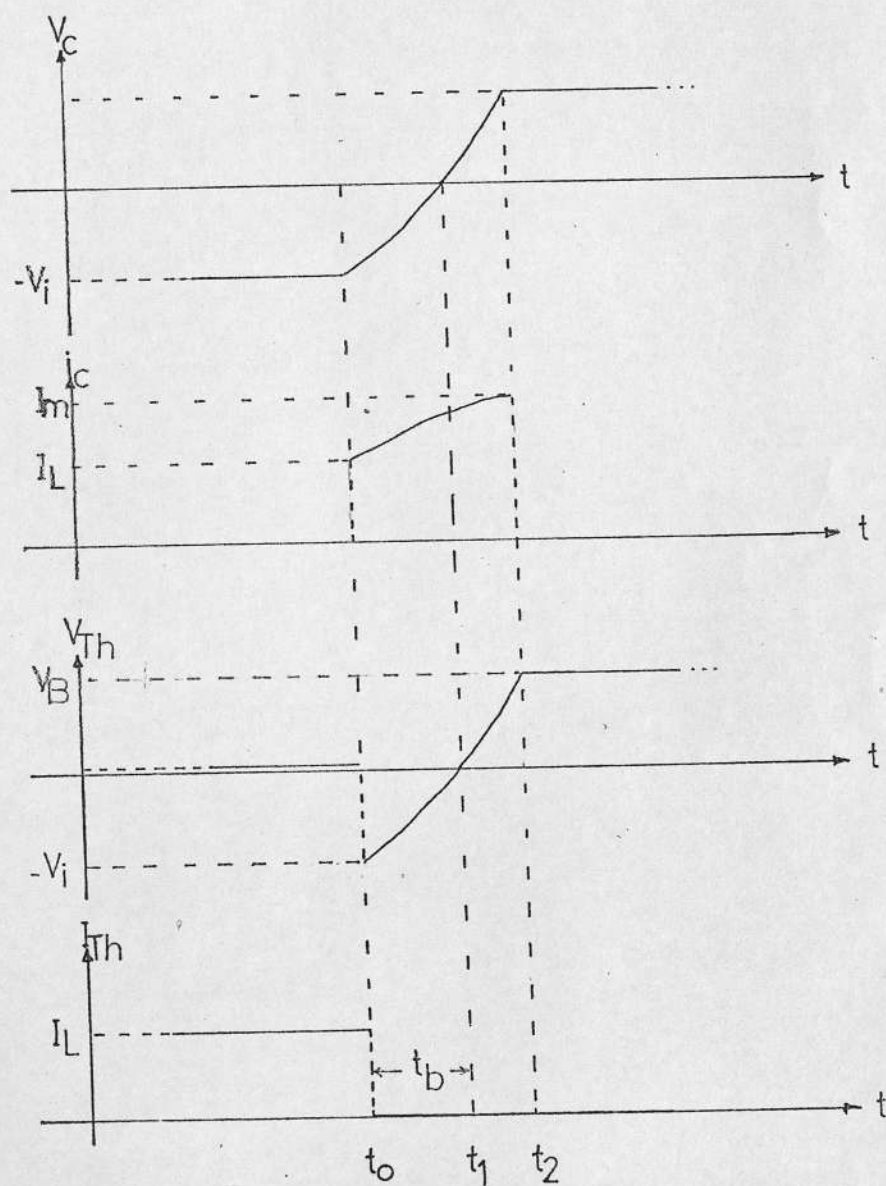


Fig. 1.5 Formas de onda de las variables más importantes del circuito de la Fig. 1.4

En cuanto a las características dinámicas, el tiristor principal está sometido a un dv/dt relativamente bajo y no requiere especiales precauciones; el tiristor auxiliar debe soportar un di/dt alto, limitado únicamente por la inductancia distribuida del circuito de bloqueo.

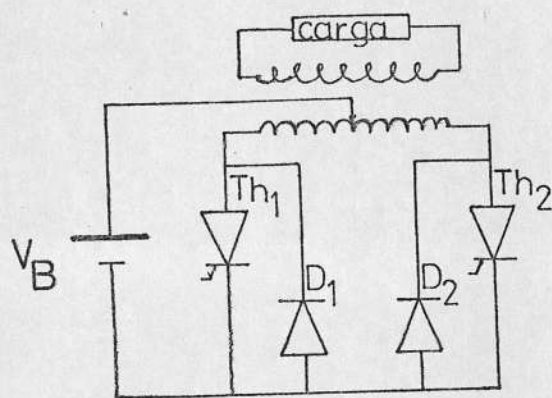
1.3 Tipos de Inversores Monofásicos

Al hablar del tipo de inversores monofásicos es importante conocer las configuraciones básicas que ellos presentan.

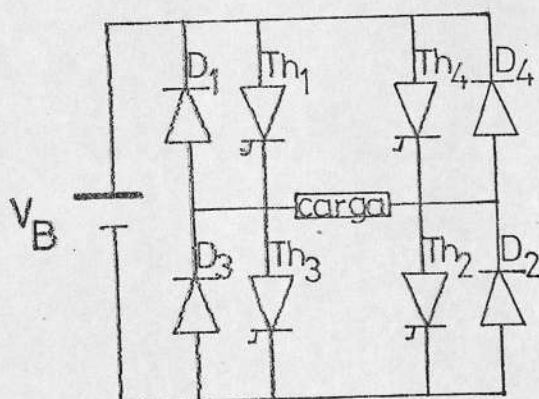
Según estas configuraciones, los inversores pueden ser: inversores con tiristores en contrafase e inversores puente, estos últimos a su vez se dividen en inversores de puente completo e inversores de puente medio. En estos circuitos, mostrados en la Fig. 1.6, mediante el encendido y apagado secuencial de los tiristores, el voltaje a través de la carga puede cambiar su polaridad cíclicamente para producir una corriente alterna.

Considerando estas configuraciones y además las técnicas de conmutar un tiristor al estado de bloqueo, se tiene un criterio de clasificación, dando como resultado diversos tipos de circuitos inversores, tal como se verá a continuación.

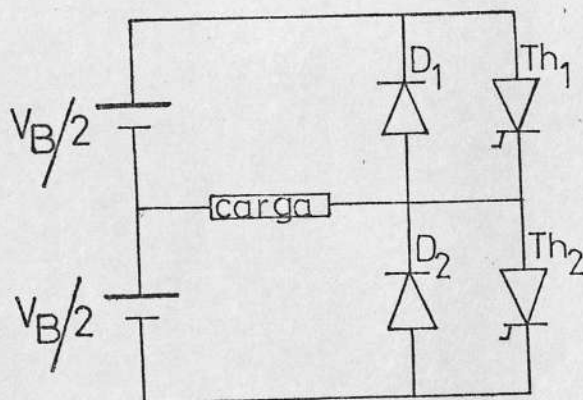
1.3.1 Inversores de Conmutación de Línea



(a) Inversor con tiristores en contrafase



(b) Inversor de puente completo



(c) Inversor de puente medio

Fig. 1.6 Configuraciones Básicas de Inversores

Estos circuitos se caracterizan por que en ellos se dispone tanto de un suministro de corriente continua como de la alimentación de corriente alterna (8). En ellos se transfiere potencia desde la fuente de corriente continua a la carga, que no es otra que la línea de alimentación alterna, por eso son conocidos como circuitos regenerativos. Su circuito en si, corresponde al de un rectificador en su operación inversora.

En los circuitos de conmutación de línea, a medida que el voltaje disponible a través del tiristor pasa por cero, apaga naturalmente al dispositivo. En este tipo de circuitos la forma de onda de voltaje es mantenida relativamente independiente de la operación del circuito. Son conocidos también como inversores síncronos (3).

1.3.2 Inversores de Conmutación Forzada

Se caracterizan por utilizar un circuito de conmutación para forzar el apagado del tiristor principal.

Dependiendo de la forma general de conmutación empleada, pueden ser: inversores conmutados por corriente e inversores conmutados por voltaje.

Los inversores conmutados por corriente, toman el nombre de autoconmutados o inversores serie, cuando

el circuito resonante LC se encuentra en serie con el tiristor a ser apagado y, se denominan inversores conmutados auxiliarmente cuando, al momento de apagar al tiristor principal, un tiristor auxiliar es encendido y el circuito resonante LC es conectado en paralelo al dispositivo.

Los inversores conmutados por voltaje, toman el nombre de inversores conmutados por condensador paralelo, cuando el voltaje del condensador de conmutación es aplicado directamente al tiristor que está siendo apagado; y, se denominan inversores complementarios o conmutados por pulso acoplado, cuando el voltaje de conmutación es acoplado a los tiristores por medio de un transformador o autotransformador, caracterizándose además en que el encendido de un tiristor apague al otro de la misma rama denominado complementario.

1.4 Forma de onda del voltaje de salida del inversor

La forma de onda del voltaje de salida del inversor guarda estrecha relación con el contenido de armónicas del voltaje de salida como, con los métodos de control de voltaje en el inversor.

La mayoría de los circuitos inversores presentan varios métodos de control de voltaje, los que, aparte de la variación del voltaje fundamental de corriente alterna, permi-

ten tener una medida de control sobre las armónicas en la forma de onda del voltaje de salida del inversor.

Un sistema inversor que emplea una batería como fuente de corriente continua y, requiere desarrollar un voltaje alterno constante al circuito de carga, debe poder eliminar el efecto de la variación de voltaje en la batería. Esto conlleva a la elaboración de un circuito de control que permita la variación de la ganancia del inversor.

Si el voltaje de entrada al inversor es controlado, el contenido de armónicas del voltaje de salida del inversor permanece constante para todo el rango de voltaje. Sin embargo, fallas en la conmutación pueden ocurrir, ya que, la capacidad de corriente de conmutación de un inversor con conmutación forzada es reducida a medida que el voltaje de entrada va decreciendo. El mejor método de control de voltaje es el que permite variar la relación entre el voltaje de salida de corriente alterna y el voltaje de entrada de corriente continua del inversor (4).

Hay varias técnicas con las cuales se puede lograr variación de la ganancia del inversor, todas contribuyen a reducir el voltaje de las armónicas mientras evitan excesiva complejidad en el circuito, son conocidas como técnicas de modulación de ancho de pulso.

1.4.1 Técnicas de Modulación de ancho de pulso

Con estas técnicas el voltaje de salida del inversor viene dado por una onda modulada por ancho de pulso y es controlado por la variación de la duración de los pulsos.

Las técnicas más usadas son: modulación de pulso simple, modulación de pulso múltiple y modulación de pulso sinusoidal (4).

A continuación se describe la modulación de pulso simple, pues es la técnica utilizada en este trabajo.

Modulación de pulso simple

Si con la ayuda de la Serie de Fourier se analiza una onda cuadrada típica de la salida de un inversor monofásico, como la indicada en la Fig. 1.7(a), se tiene que esta forma de onda puede ser descrita como:

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \text{Sen}(n\omega t) + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n \text{Cos}(n\omega t)$$

$$\text{Siendo, } a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V \text{Sen}(n\omega t) d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V \text{Cos}(n\omega t) d(\omega t), \quad n=1,3,5,\dots$$

De la misma manera se puede describir mediante serie de Fourier la forma de onda característica de un inversor monofásico donde la modulación de pulso simple ha sido aplicada; la cual se logra debido a que en el inicio cada pulso de voltaje es retrazado y su

fin es adelantado por intervalos angulares iguales de valor $(\pi - \delta)/2$, donde δ es el ancho de pulso. Hay un solo pulso por semiciclo y el ancho de pulso es variado para controlar el voltaje de salida del inversor. Se puede variar el ancho de pulso en el rango de 0 a π radianes (0° a 180°). Así para la forma de onda de la Fig. 1.7(b) le corresponde:

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_{(\pi - \delta)/2}^{(\pi + \delta)/2} V \text{Sen}(n\omega t) d(\omega t)$$

$$a_n = (4V/n\pi) \text{Sen}(n\delta/2) \quad , \quad y,$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{(\pi - \delta)/2}^{(\pi + \delta)/2} V \text{Cos}(n\omega t) d(\omega t)$$

$$b_n = 0$$

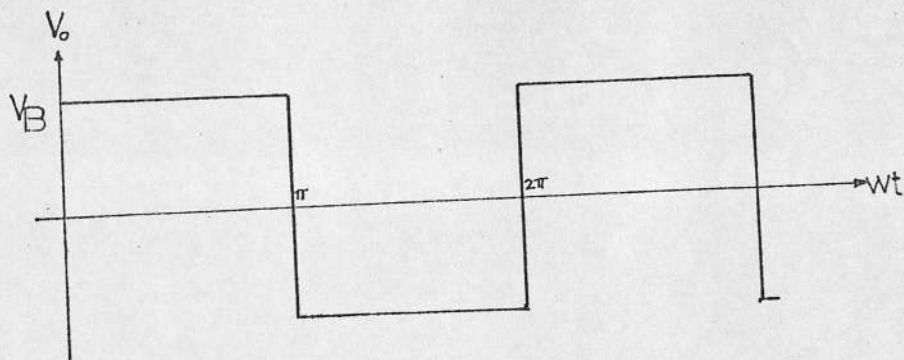
Así, para modulación de pulso simple, la forma de onda de salida viene descrita mediante serie de Fourier de la siguiente manera:

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \text{Sen}(n\omega t) \quad V$$

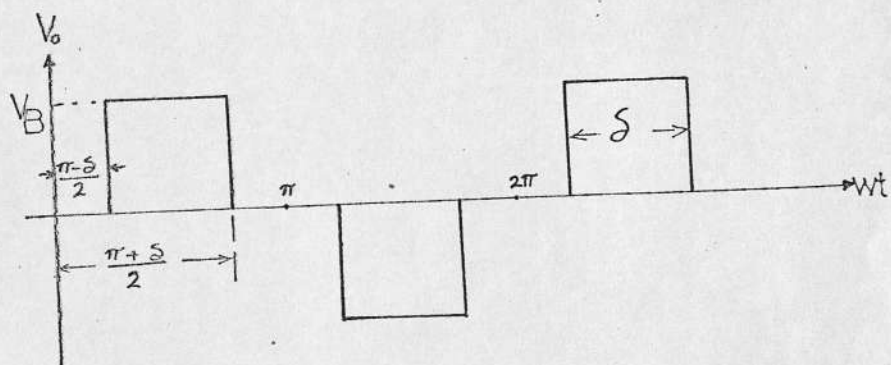
$$\text{Siendo, } a_n = (4V/n\pi) \text{Sen}(n\delta/2)$$

Si $n=1$, se tiene la amplitud de la componente fundamental para un valor δ dado, y si además se hace $\delta = \pi$, el valor obtenido para a_1 es el máximo que puede tomar la componente fundamental y corresponde

a la salida sin modular.



(a) Salida sin modulación



(b) Salida con Modulación de Pulso Simple

Fig. 1.7 Forma de onda del voltaje de salida de un Inversor Monofásico tipo Puente

La armónica dominante es la tercera armónica y el factor de distorsión aumenta significativamente para valores pequeños del voltaje de salida (4).

1.4.2 Mejoras de la forma de onda del voltaje de salida

La forma de onda del voltaje de salida de un inversor ideal debería ser sinusoidal. Sin embargo, la

forma de onda de un inversor práctico es no sinusoidal y en general puede ser considerada como una forma de onda cuadrada o cuasicuadrada, consistente de una fundamental con varias armónicas de diferente orden.

En algunas aplicaciones, una salida de voltaje de onda cuadrada desde un inversor es aceptable. Muchas veces sin embargo, formas de onda sinusoidales con baja distorsión son requeridas (6).

Comúnmente varias redes de filtros de segundo y tercer orden son usados para eliminar las armónicas indeseables desde la salida del inversor; pero todas tienden a ser grandes, pesadas, costosas y en general altamente dependientes de la carga. Por esta razón, es deseable suministrar una forma de onda del inversor, la cual esté desligada en lo más posible de las armónicas de bajo orden (6). Armónicas de orden más alto pueden luego ser filtradas con una red relativamente pequeña produciendo una forma de onda de salida la cual sea cercana a la sinusoidal.

Los métodos comúnmente usados para producir tales formas de onda desde inversores de onda cuadrada son: Neutrolización de armónicas por transformador y modulación de ancho de pulso (4).

La neutralización de armónicas por transformador, se basa en combinar por medio de un transformador, dos o más salidas de inversores de onda cuadrada, desplazadas en fase, cada una trabajando a la frecuencia fundamental, produciéndose así una forma de onda de voltaje combinado con menor contenido de armónicas que el de la forma de onda de un inversor individual.

La Fig. 1.8 muestra un arreglo con transformador para combinar las salidas de dos inversores cuyos voltajes están desfasados por un ángulo de $\pi/3$ rad. (60°).

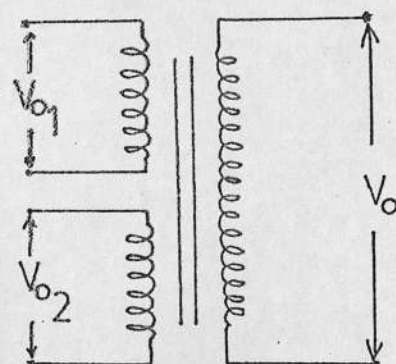


Fig. 1.8 Conexión de transformador para neutralización de armónicas

En la Fig. 1.8 se muestran las formas de onda de los voltajes de salida individuales y combinado para el arreglo de la Fig. 1.8, donde se observa que la ter-

cera armónica ha sido eliminada.

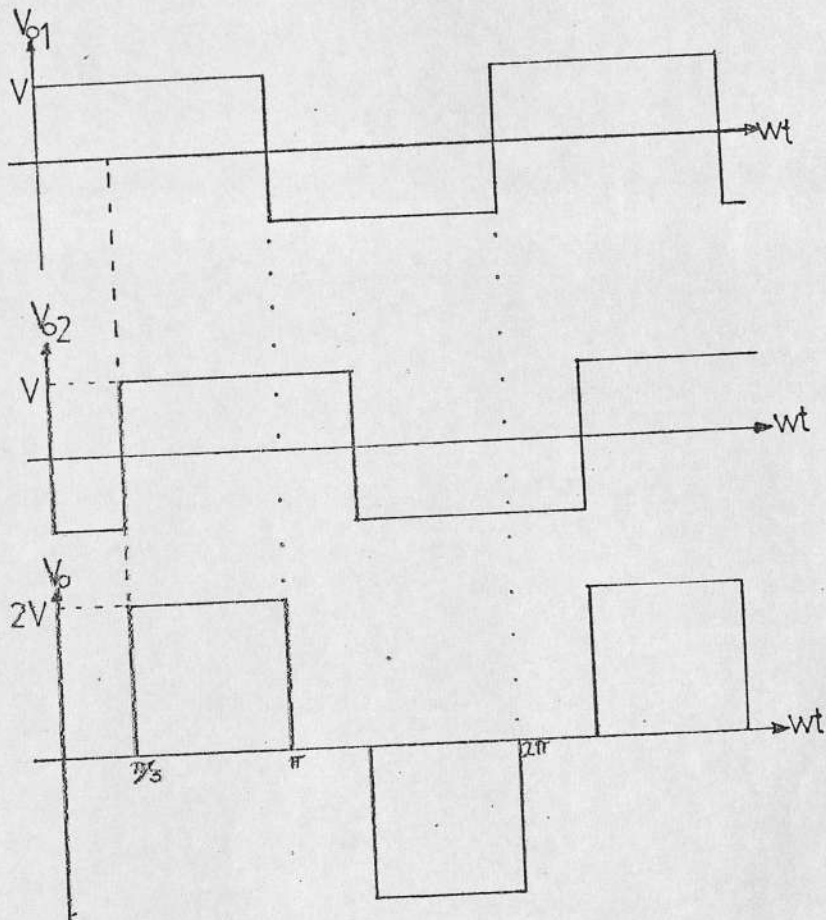


Fig. 1.9 Eliminación de la tercera armónica por
Conexión de Transformador

La modulación de ancho de pulso, suministra también mejoras a la forma de onda de salida, para lo cual se escoge un determinado patrón de modulación según el contenido de armónicas que se desee tener a la salida del inversor (4, 7).

1.5 El Inversor Mc Murray monofásico

El circuito mostrado en la Fig. 1.10 corresponde a un in-

versor monofásico de configuración puente conmutado auxili-
 liarmente, al que también se lo denomina inversor Mc Mu-
 rray tipo puente. En este circuito los tiristores princi-
 pales han sido enumerados en secuencia natural de disparo
 para obtener la forma de onda de la Fig. 1.11. Los tiris-
 tores auxiliares llevan adicionalmente un subíndice A.

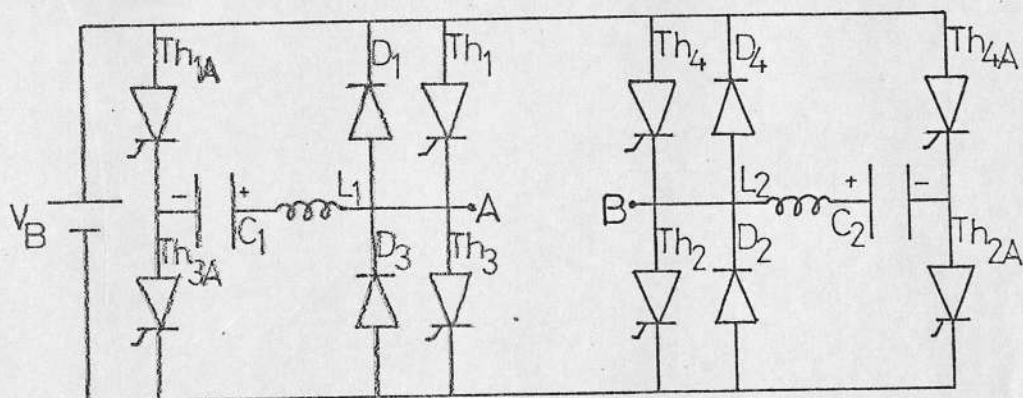


Fig. 1.10 Inversor Mc Murray Monofásico tipo Puente

En la descripción del funcionamiento del inversor que se
 realizará a continuación, se tendrá muy en cuenta la forma
 de onda deseada para el voltaje de salida y no se menciona-
 rán en detalle los intervalos de conmutación, ya que, para
 apagar a un tiristor que se encuentre en conducción se se-
 guirá el procedimiento señalado anteriormente en la conmu-
 tación de corriente y el cual satisfacen los inversores
 conmutados auxiliariamente, donde la conmutación de cada uno
 de los tiristores principales es lograda por medio de su
 correspondiente tiristor auxiliar y la red de condensador
 y bobina respectiva.

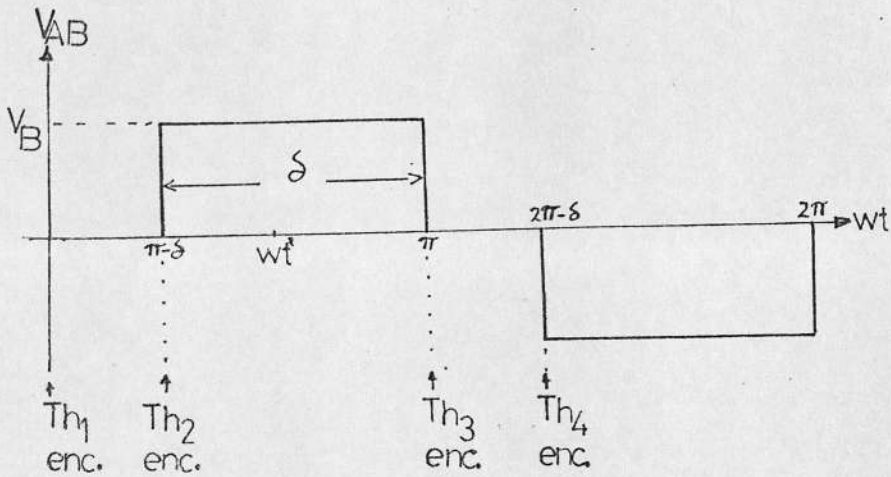


Fig. 1.11 Forma de onda de salida del circuito de la Fig. 1.10

Debe tenerse en consideración que de entrar en conducción dos tiristores en serie de cualquiera de los dos ramales, se formaría un cortocircuito para la fuente de alimentación, por lo que será necesario primero bloquear al tiristor en conducción antes de encender a su complementario (Th_1 complementario de Th_3 y viceversa, de igual forma, Th_2 complementario de Th_4 , lo mismo se cumple para los tiristores auxiliares).

1.5.1 Teoría del funcionamiento

Supóngase que a un tiempo t' los tiristores Th_1 y Th_2 están conduciendo una corriente de carga I_L desde la fuente hacia la carga conectada entre los terminales A y B. Supóngase también que los condensadores C_1 y C_2 se encuentran cargados a una tensión con

la polaridad como se indica en la Fig. 1.10, estas cargas han sido obtenidas en funcionamiento previo.

Para bloquear a Th_1 , Th_{1A} es encendido, pues el condensador C_1 tiene la carga con la polaridad deseada para el efecto. una vez que Th_1 es bloqueado y después de un tiempo $t_r = \pi\sqrt{LC}$ segundos a partir de que Th_{1A} fue disparado, se enciende el tiristor Th_3 con lo que el condensador C_1 se cargará a su voltaje inicial pero con la polaridad contraria a la mostrada en la Fig. 1.10.

Después de un tiempo $(\pi - \delta)/\omega$ del encendido de Th_3 y como la carga de C_2 es la apropiada, Th_{2A} es encendido para bloquear a Th_2 . Transcurrido el tiempo t_r a partir del encendido de Th_{2A} , Th_4 es disparado y C_2 es cargado al voltaje inicial y con polaridad contraria a la indicada, en la Fig. 1.10. En estos momentos Th_3 y Th_4 conducen la corriente de carga.

En la Fig. 1.11 se aprecia que para completar un ciclo o periodo de la forma de onda de voltaje, se necesitan cuatro estados, dos de los cuales se han detallado; los dos siguientes, es decir el encendido en secuencia de Th_1 y Th_2 se lo hará cambiando en la teoría de funcionamiento a los tiristores mencionados por sus respectivos complementarios, teniendo

presente que los condensadores C_1 y C_2 tienen en ese momento cargas con polaridad opuesta a las indicadas en la Fig. 1.10.

CAPITULO II

DISEÑO DEL INVERSOR MONOFASICO

2.1 Especificaciones del Inversor

Las características deseadas en el inversor son:

- Potencia de salida: 300 VA
- Voltaje de salida: 110 V
- Frecuencia de salida: 60 Hz
- Forma de onda del voltaje de salida: cuasicuadrada

El equipo estará constituido por dos módulos bien diferenciados:

El circuito de disparo de los tiristores.- Donde se realizará la generación de los pulsos de disparo usando circuitos integrados digitales. Siendo la amplificación de dichos pulsos lograda con ayuda de elementos discretos.

La etapa de potencia.- Constituida por los tiristores principales, sus circuitos de conmutación, redes de protección y el transformador de salida.

La Fig. 2.1 muestra en diagrama de bloques al inversor monofásico Mc Murray.

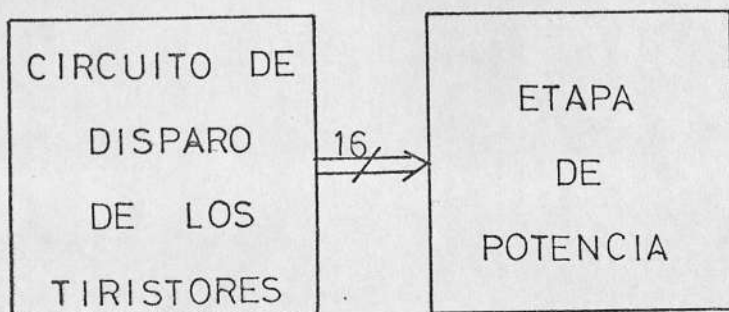


Fig. 2.1 Diagrama de Bloques del Inversor

2.2 Diseño del circuito de disparo de los tiristores

El circuito de disparo tiene como finalidad suministrar las señales adecuadas para las puertas de los tiristores del inversor monofásico mostrado en la Fig. 1.10.

Para obtener una forma de onda de voltaje de salida con reducido número de armónicas (4) como la indicada en la Fig. 2.2(a), a las puertas de los tiristores principales y auxiliares les corresponden las secuencias de pulsos mostradas en la Fig. 2.2(b) y (c) respectivamente.

Un aspecto de interés en el diseño del circuito de disparo es el valor que debe tomar el ancho de pulso δ , puesto que ello determina, el contenido de armónicas del voltaje alterno suministrado por el inversor y, la relación entre el máximo voltaje que se puede alcanzar en la salida del

inversor con respecto al voltaje de alimentación.

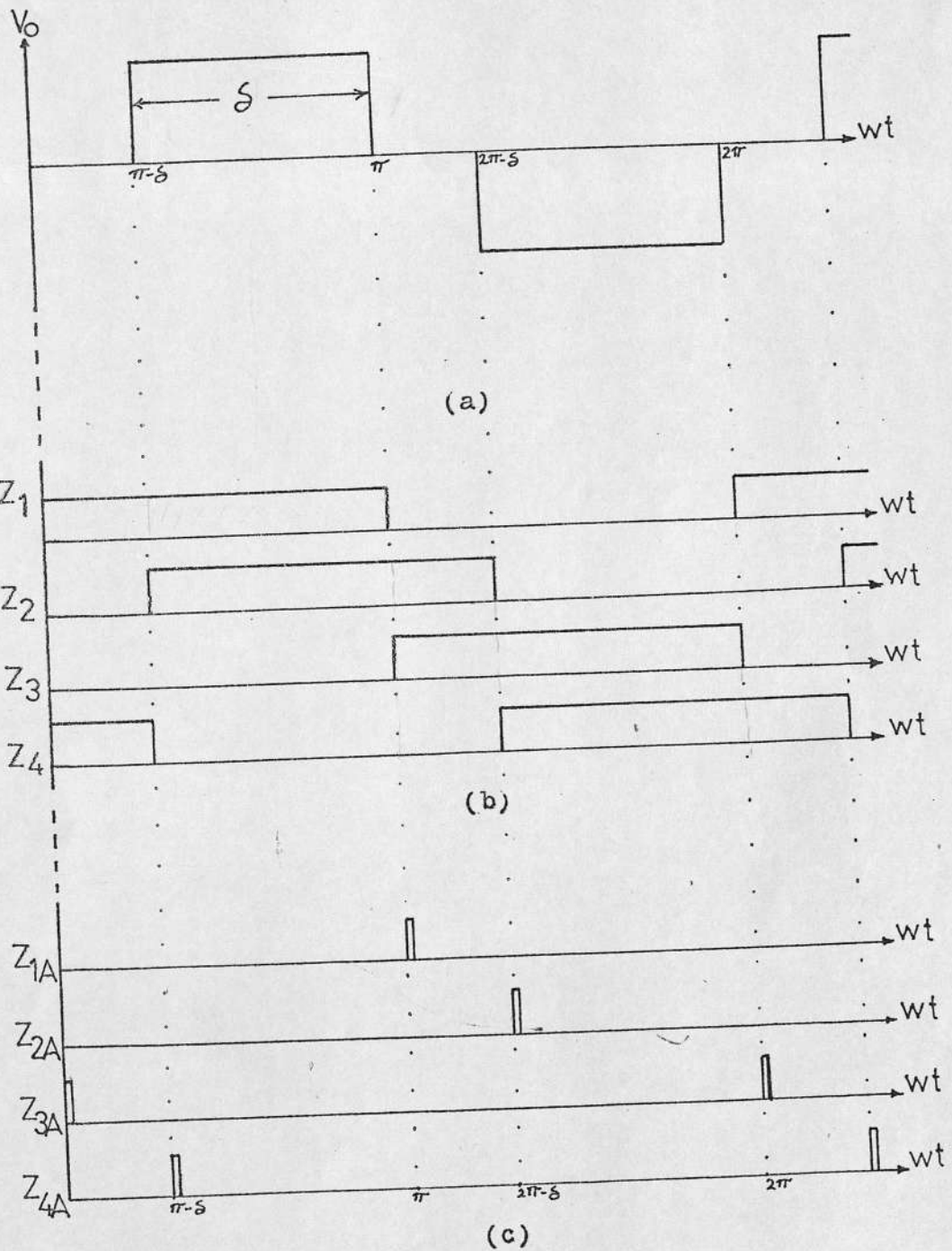


Fig. 2.2 Forma de onda del voltaje de salida y Señales de puerta de tiristores principales y auxiliares

La forma de onda de la Fig. 2.2(a) presenta como armónica dominante a la tercera armónica; de lo expuesto en la referencia (4) se concluye que si se le asigna al ancho de pulso δ un valor de $2\pi/3$ rad. (120°), el contenido de esta armónica en la forma de onda de salida del inversor se reducirá a cero, hecho que también se cumple con los valores de los respectivos múltiplos de la tercera armónica.

En la fig. 2.3 se presenta el diagrama de bloques del circuito de disparo, cuyo diseño de acuerdo a los requerimientos funcionales expuestos arriba se realiza a continuación.

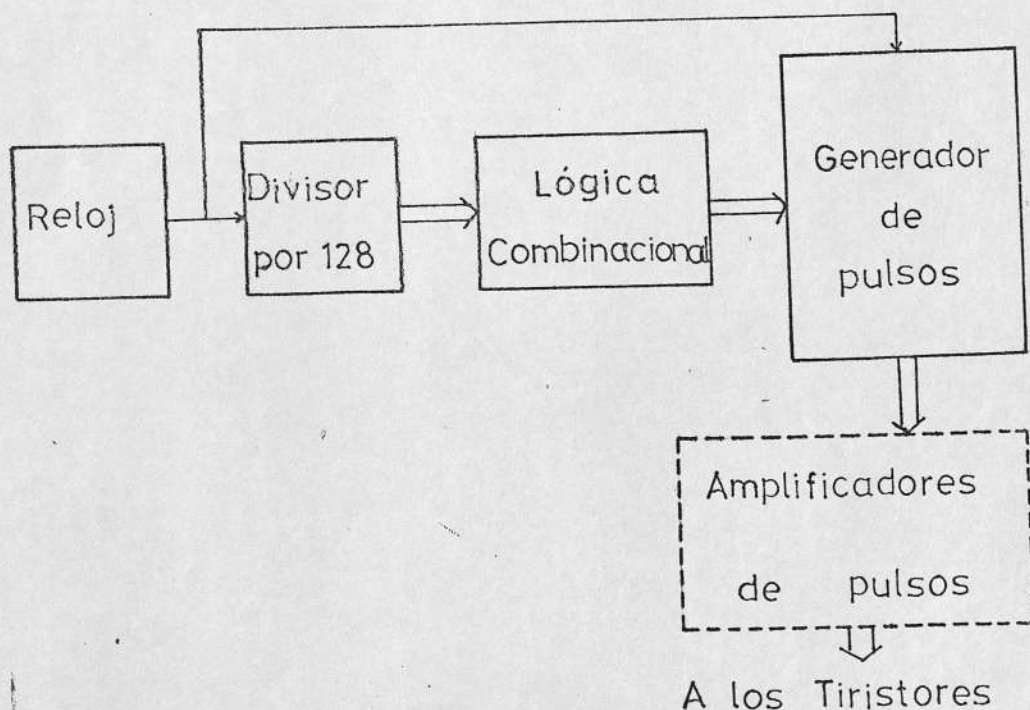


Fig. 2.3 Diagrama de bloques del circuito de disparo

Reloj

De las especificaciones que debe tener el inversor respecto a la frecuencia, esta debe ser de 60 Hz. Se ha considerado que el periodo correspondiente a esta frecuencia ($T = 16.67 \text{ ms}$) sea dividido en 128 muestras, de tal forma que el reloj suministre la frecuencia de oscilación de la que depende el trabajo del circuito de disparo para la generación de las secuencias de pulsos que se ilustran en la Fig. 2.2. El reloj oscilará a una frecuencia de 7680 Hz.

Considerando además que esta frecuencia de oscilación del reloj, presente razonable estabilidad ante variaciones de temperatura o edad de los componentes, e insensibilidad con respecto a las variaciones de voltaje de la fuente de alimentación (+ 5 V), se escogió como oscilador entre las diversas posibilidades, al temporizador 555 alambrado como multivibrador astable (13).

La Fig. 2.4 muestra al circuito integrado 555 para su funcionamiento como multivibrador astable.

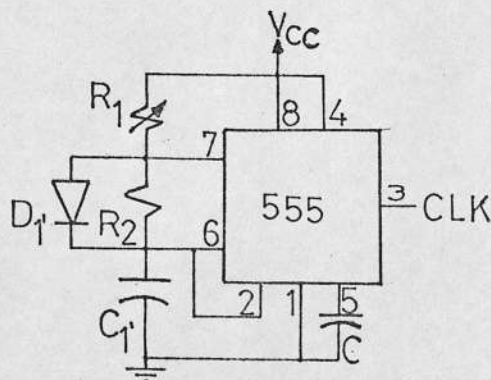


Fig. 2.4 Reloj

En el circuito de la Fig. 2.4 el diodo D_1 suministra una trayectoria independiente de la resistencia R_2 para la corriente de carga del condensador C_1 . La resistencia R_1 controla el periodo de salida alto del temporizador, mientras que la resistencia R_2 controla el periodo de salida bajo.

La frecuencia de oscilación del circuito está dada por la expresión (13):

$$f_{os} = \frac{1.443}{(R_1 + R_2)C_1}$$

Con $C_1 = 0.1 \mu\text{f}$, y como $f_{os} = 7680 \text{ Hz}$, se tiene que el valor de $R_1 + R_2 = 1879 \Omega$; haciendo $R_2 = 820 \Omega$, el valor de R_1 es 1059Ω y está dado por un potenciómetro de $2.2 \text{ K}\Omega$.

La frecuencia de oscilación fue comprobada experimentalmente, observándose que difería en un 8 % del valor esperado, por lo que fué necesario realizar ajustes con el potenciómetro R_1 .

Como se verá más adelante, esta señal de reloj es utilizada para modular a alta frecuencia los pulsos que van a las puertas de los tiristores principales, motivo por el cual su relación de ciclo se ha hecho lo más cercano posible al 50 %.

Divisor por 128

El divisor por 128 receipta la señal de reloj, le asigna a

cada muestra en que se ha dividido el periodo correspondiente a la frecuencia de operación del inversor, un código binario. Permite determinar el ancho de pulso de la forma de onda del voltaje de salida y fijar la frecuencia de operación del inversor, suministrando las señales de entrada al generador de pulsos de disparo.

El divisor por 128 está constituido por un contador binario de ocho bits, el cual se obtuvo a partir de dos circuitos integrados 74161 y una puerta inversora del integrado 7404, conectados en la forma que se presenta en la Fig. 2.5. Con el objeto de poder controlar la operación del divisor por 128, una puerta AND de dos entradas del integrado 7408 ha sido añadida al circuito.

Los diagramas de bloque funcional, secuencias de conteo, inhibición y recolocación, son proporcionadas por el fabricante (11).

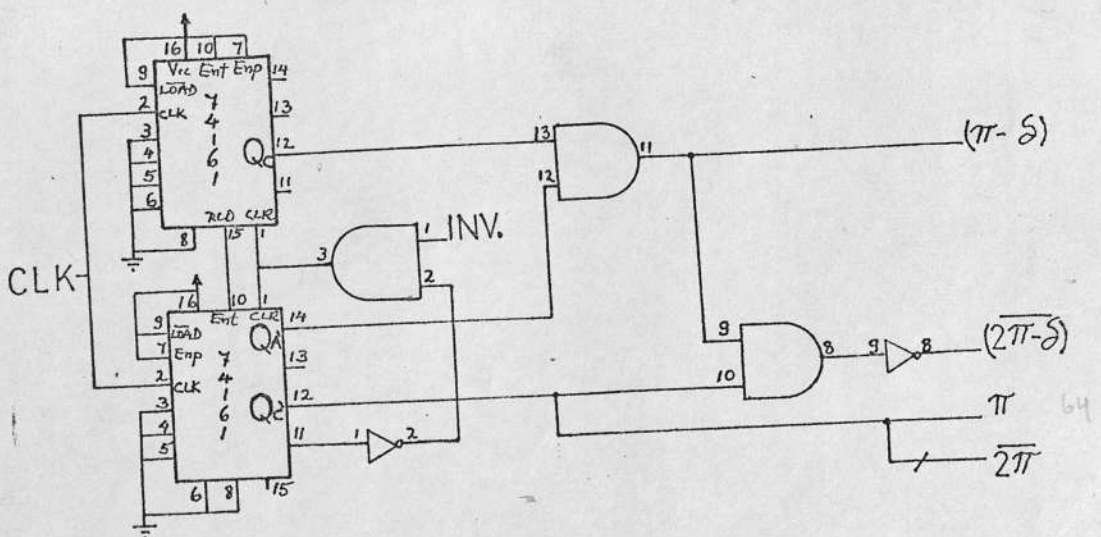


Fig. 2.5 Divisor por 128 y Lógica Combinacional

El ancho de pulso de la forma de onda de salida del inversor depende siempre de dos señales, a las que se ha denominado $(\pi - \xi)$ y (π) , si ξ corresponde al primer semiperíodo y, $(2\pi - \xi)$ y (2π) , si ξ corresponde al segundo semiperíodo

Para el ancho de pulso $\xi = 2\pi/3$ rad. (120°), estas señales son obtenidas a partir del divisor por 128 al ser sensadas las siguientes combinaciones binarias en sus salidas activas: 0010100 corresponde a $(\pi - \xi)$; 1000000 corresponde a (π) ; 1010100 corresponde a $(2\pi - \xi)$; y 0000000 corresponde a (2π) .

Las señales (π) y (2π) , indicadas arriba, fijan la frecuencia de operación del inversor.

Lógica Combinacional

La Fig. 2.6 muestra la señal del reloj y las salidas suministradas por el divisor por 128. En esta figura se indica el instante en que las señales de las que depende el ancho de pulso y la frecuencia de operación del inversor deben ser generadas.

Puede observarse que considerando sólo los niveles lógicos altos de las respectivas combinaciones binarias de las salidas del divisor por 128, se tendrá a partir de la función lógica AND las señales deseadas, es decir:

$$(\pi - \xi) = Q_C \cdot Q_A$$

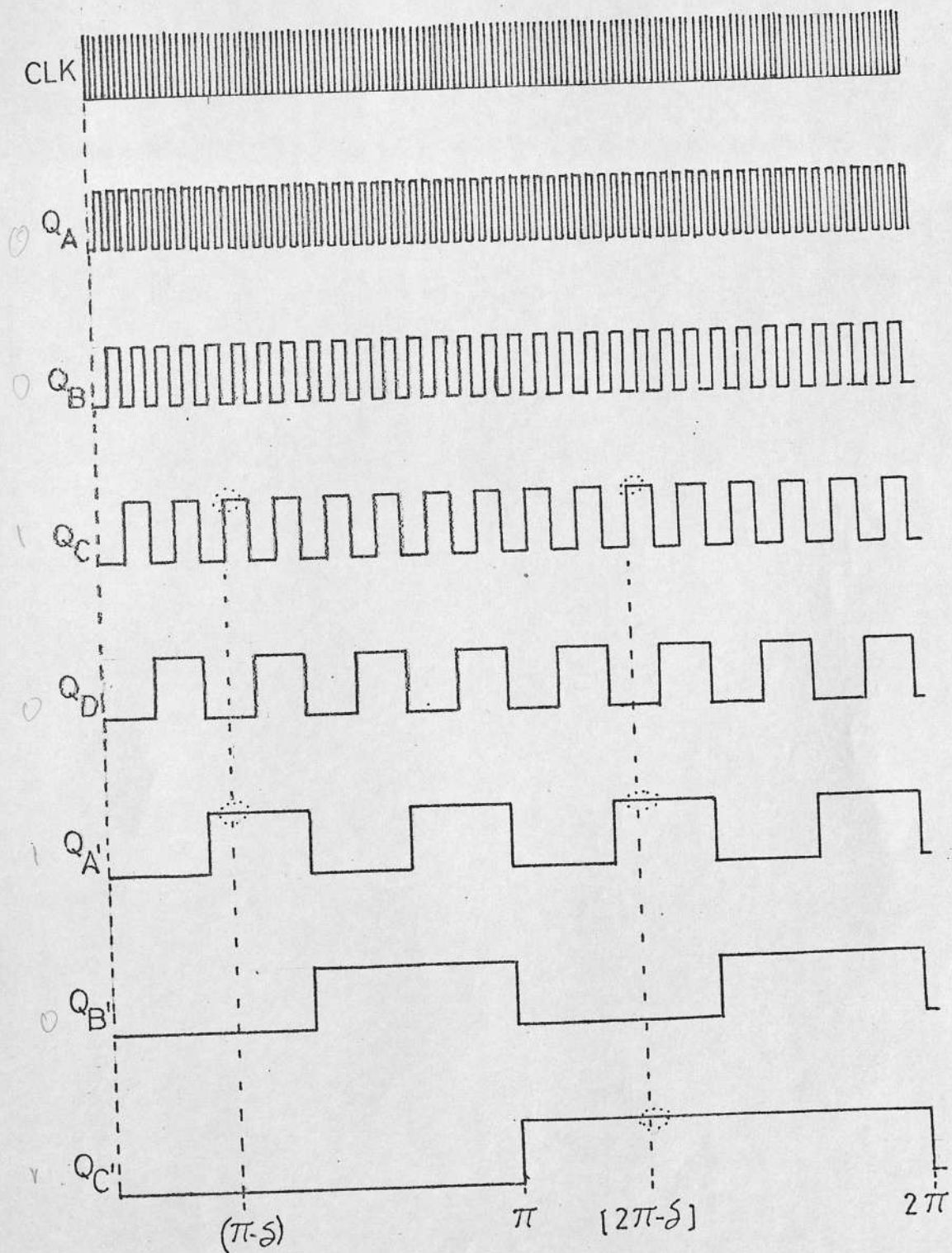


Fig. 2.6 Señal del Reloj y Salidas suministradas por el Divisor por 128

$$(2\pi - S) = Q_C \cdot (Q_C \cdot Q_A)$$

$$\text{mientras, } (\pi) = (\overline{2\pi}) = Q_C$$

Las dos puertas lógicas AND de dos entradas, requeridas por la lógica combinacional, fueron provistas por el circuito integrado 7408.

Como el generador de pulsos de disparo requiere del complemento de la señal $(2\pi - S)$, fue necesario hacer uso de una puerta inversora proveniente del circuito integrado 7404.

En la Fig. 2.5 además del alambrado del divisor por 128 se presenta la lógica combinacional.

Generador de Pulsos de Disparo

Usualmente el método de diseño de generadores de secuencias como lo es el generador de pulsos de disparo se basa en el uso de las técnicas de minimización por mapas de Karnaugh, mediante la utilización de los diagramas y mapas de estado.

El diagrama de estados del Generador de Pulsos de Disparo se muestra en la Fig. 2.7.

El Generador de Pulsos de Disparo recibe como entradas las señales que permiten determinar el ancho de pulso de la salida del inversor y la frecuencia de operación del inversor, suministrando como salidas las secuencias de pulsos

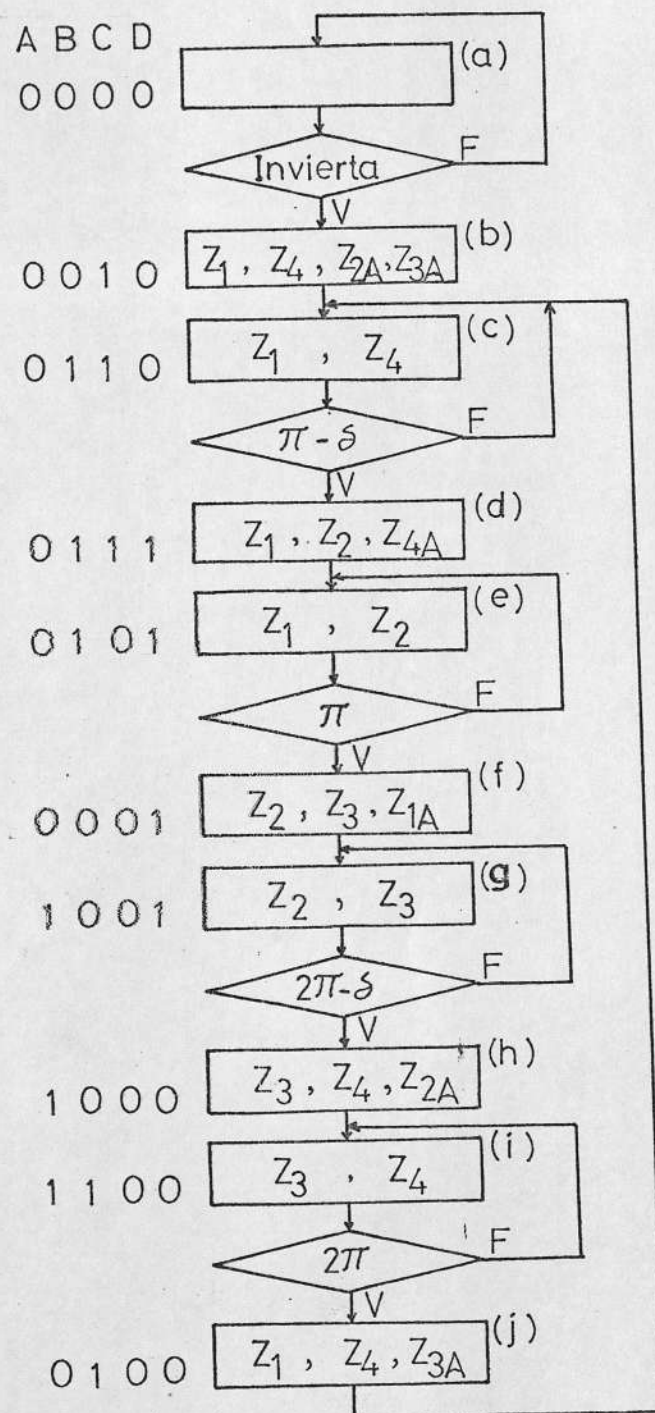


Fig. 2.7 Diagrama de estados del Generador de Pulsos de Disparo

para el disparo de los tiristores principales y auxiliares del inversor.

En el diseño presentado se utiliza la configuración de máquina secuencial con multiplexores (12). Los multiplexores son directamente usados para decodificar (direccionar) el estado presente de la máquina y seleccionar las apropiadas variables de ramificación condicional (entradas), las que determinan el próximo estado de la máquina. Los multiplexores utilizados son los circuitos integrados 74151 y 74153 (11).

Las variables de estado que se utilizan en el direccionamiento de los multiplexores son tomadas de las salidas de un banco de cuatro flip-flops tipo D, contenido en el circuito integrado 74175 (11).

Estas salidas son receptadas por el decodificador de binario a decimal, dado por el circuito integrado 7442, el cual para un código binario de entrada determinado (que representa un estado de la máquina) le asigna un nivel lógico bajo a una de las diez salidas del mismo, mientras las nueve restantes son mantenidas a uno lógico.

Las Fig. 2.8 (a) y (b) muestran las señales que debe haber en las puertas de los tiristores principales y auxiliares respectivamente. La Fig. 2.8 (c) en cambio, detalla las señales del reloj, de las salidas del banco de flip-flop (variables de estado) y las del decodificador.

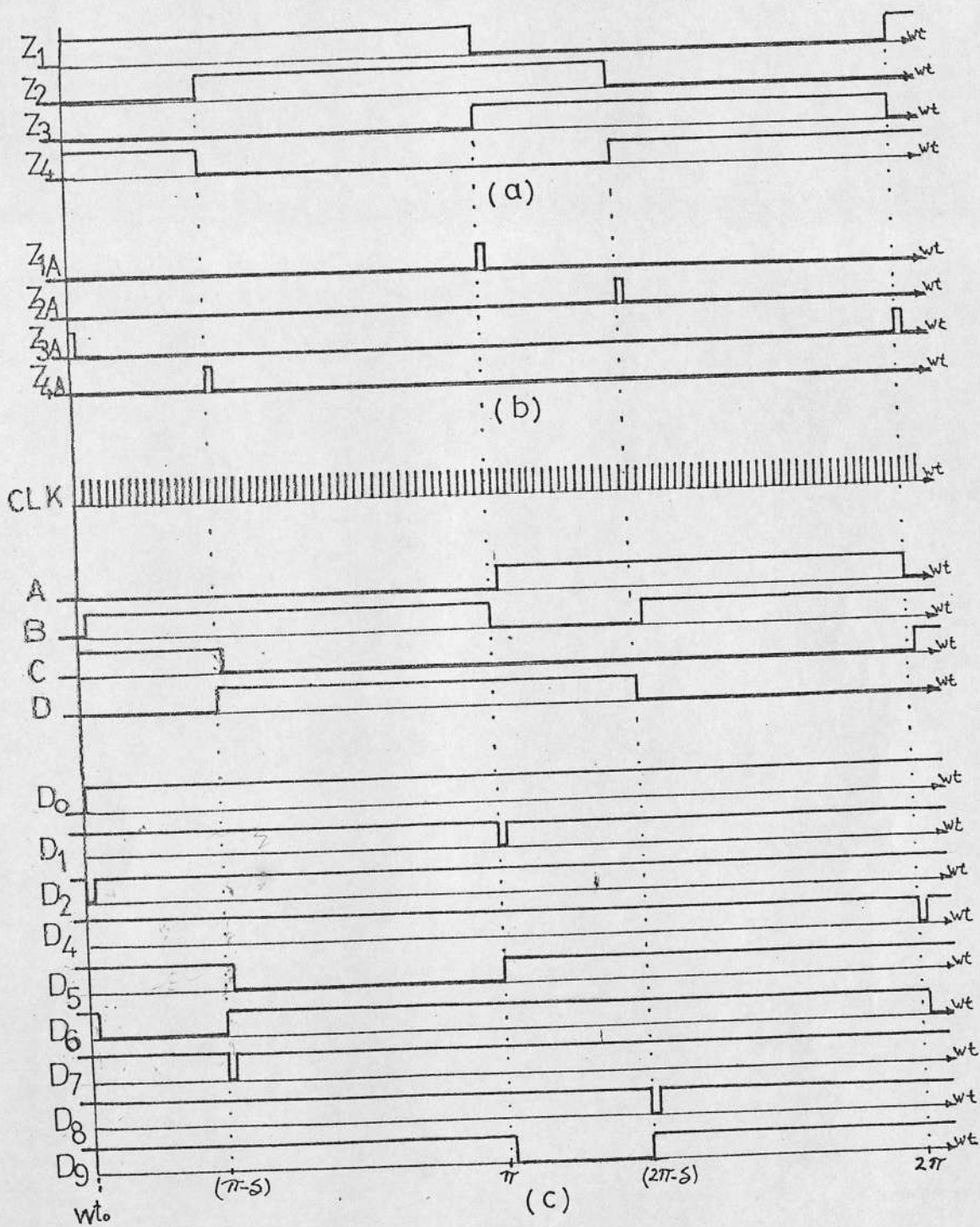


Fig. 2.8 Señales de puertas de los tiristores principales y auxiliares; y señales que ayudan en su generación.

Puede apreciarse que la señal de puerta para Th_1 (Z_1) se forma multiplicando las señales de salida del decodificador D_4 y D_5 complementadas, añadiendo a ese producto la variable de estado C . O sea $Z_1 = \overline{D_4 \cdot D_5} + C$ y, las señales de puerta para los otros tiristores principales serán:

$$Z_2 = D$$

$$Z_3 = \overline{Z_1}$$

$$Z_4 = \overline{D}$$

De la misma Fig. 2.8 se ve que los pulsos para las puertas de los tiristores auxiliares son:

$$Z_{1A} = \overline{D_1}$$

$$Z_{2A} = \overline{D_8}$$

$$Z_{3A} = \overline{D_4}$$

$$Z_{4A} = \overline{D_7}$$

Condiciones de iniciación y parada

En el capítulo anterior al explicar el funcionamiento del inversor, se vio que era necesario que los condensadores C_1 y C_2 tuvieran una carga inicial correcta. Pues bien, los condensadores C_1 y C_2 adquirirán dicha carga inicial al momento de comenzar el funcionamiento del inversor (cuando la señal INVIERTA sea acertada).

Supóngase que el funcionamiento del inversor se inicia a partir de t_0 , Fig. 2.8. Entonces, en ese momento deben estar disparados Th_1 y Th_4 , y para que estos sean posterior-

mente bloqueados los condensadores deben cargarse a una tensión con la misma polaridad que se muestra en la Fig. 1.10, lo cual se consigue disparando al tiempo t_0 : Th_{3A} y Th_{2A} .

Para formar el pulso de disparo de Th_{3A} , hay que multiplicar D_4 con D_2 y este producto complementarlo, entonces $Z_{3A} = \overline{D_2 \cdot D_4}$; y para formar la señal de disparo de Th_{2A} se multiplica D_8 con D_2 y este producto se complementa, quedando $Z_{2A} = \overline{D_2 \cdot D_8}$.

Para detener el funcionamiento del inversor no es necesario bloquear a todos los tiristores principales, sino únicamente a dos de ellos, ya sean los dos superiores: Th_1 y Th_4 ; ó los dos inferiores: Th_3 y Th_2 ; y, además suspender las señales de puerta de todos los restantes.

Para suspender el funcionamiento del inversor se lo hará bloqueando a los tiristores inferiores.

Considérese el caso en que Th_1 y Th_2 están conduciendo la corriente de carga, mientras Th_3 y Th_4 están apagados, al dar la señal de parada, sólo Th_1 será bloqueado, al extinguirse la corriente de carga, Th_2 también se apagará, por no tener una corriente de mantenimiento a través de él, y por desaparecer las señales de disparo en todas las puertas, ningún otro tiristor se encenderá, quedando así apagado el inversor.

La Fig. 2.8, muestra con líneas cortadas el estado de las señales para las puertas de los tiristores antes de t_0 . La condición de apagado no debe alterar dicho estado porque al hacerlo, fallaría la iniciación y funcionamiento del inversor.

La señal de apagado provendrá de un monoestable. La señal de entrada al monoestable es obtenida de un interruptor de encendido y apagado, provisto de un eliminador de rebotes hecho con dos puertas inversoras de un integrado 7404; y no es otra que la señal INVIERTA, la cual es sensada en su flanco negativo, para suministrar así la señal de apagado. El monoestable hará desaparecer la señal de apagado después de un tiempo preestablecido.

Las señales que intervienen en el apagado se muestran en la Fig. 2.9.

Por lo tanto, las señales de puerta de los tiristores auxiliares que intervienen en el apagado quedarán de la siguiente manera:

$$Z_{2A} = \overline{D_2 \cdot D_8 \cdot \overline{Q_a}}$$

$$Z_{3A} = \overline{D_2 \cdot D_4 \cdot \overline{Q_a}}$$

El monoestable del circuito de apagado está contenido en el circuito integrado 74123, que para esta aplicación funciona sólo con transiciones negativas.

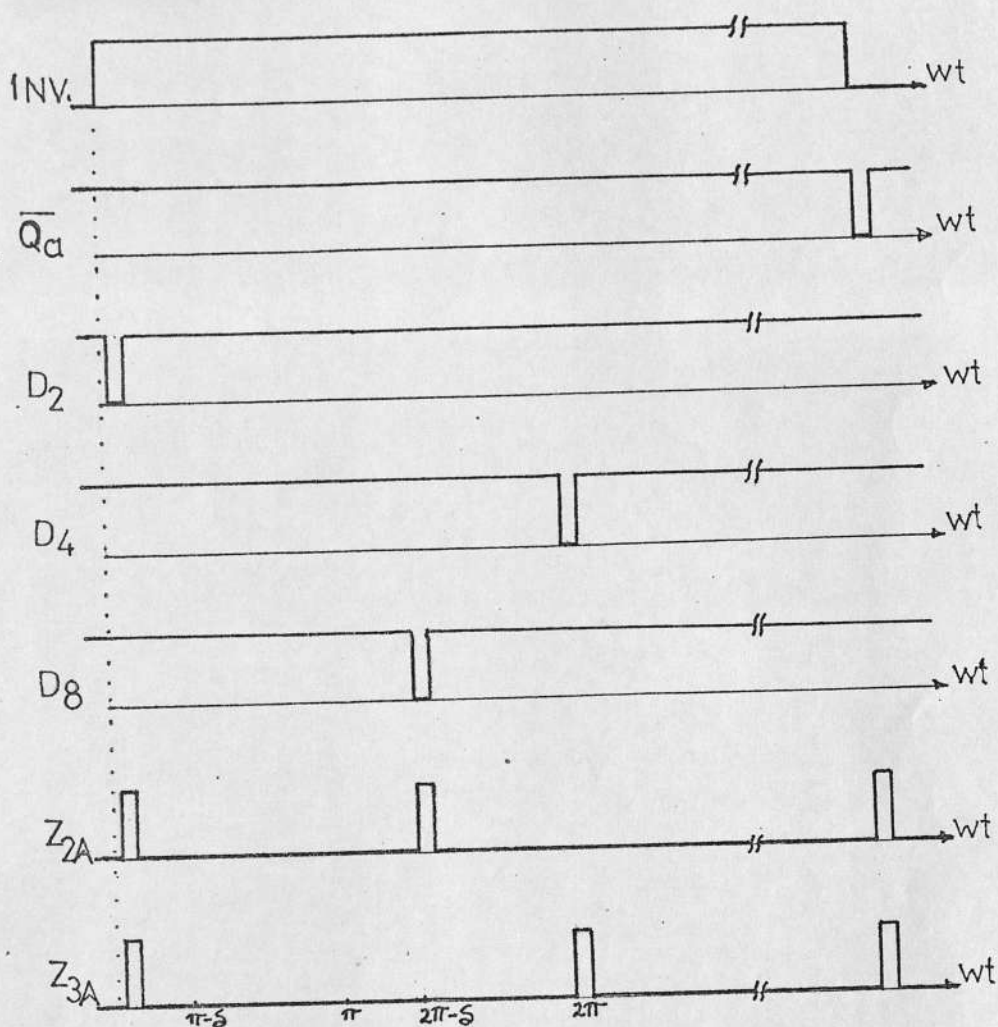


Fig. 2.9 Generación de las señales de puerta correspondiente a los tiristores que intervienen en el apagado

La duración del pulso del monoestable está dada por la expresión (11): $t_p = 0.45 R_{ext} C_{ext}$. En esta aplicación se ha escogido $C_{ext} = 0.1 \mu f$, $R_{ext} = 8.2 K\Omega$, dando un pulso de apagado $t_a = 0.369 \text{ ms}$.

Según la teoría de funcionamiento, sección 1.5 las señales de puerta de los tiristores principales deben retardarse

un tiempo t_r a partir del encendido de los tiristores auxiliares, necesario para evitar cortocircuitos que se formarían si dos tiristores complementarios conducen simultáneamente.

Estos retardos se los realiza con la ayuda de los monoestables del circuito integrado 74123, a los mismos que les llegan las señales que van a los tiristores auxiliares que son complementarios entre sí, suministrando t_r .

Haciendo que la resistencia externa sea dada por un potenciómetro de 6.8 K Ω y que el condensador sea de 0.1 μ f, se consigue variaciones del tiempo de retardo entre 0 y 0.3ms

Hasta ahora al referirse a las señales de puerta de los tiristores principales, se las ha considerado como parte integrante de una secuencia la cual ya ha sido generada. Un punto relevante de estas señales es que deben ser de duración sostenida, y esto implica la adición de una portadora de alta frecuencia a las mismas, razón por la cual al considerarse la conformación final de las señales de puerta de los tiristores principales, a las señales antes consideradas, además de los pulsos de retardo se les ha añadido la señal proveniente del reloj.

Finalmente las señales de puerta para los tiristores principales son:

$$G_1 = Z_1 \cdot t_{r1} \cdot CLK = (\overline{D_4 \cdot D_5} + C) \cdot t_{r1} \cdot CLK$$

$$G_2 = Z_2 \cdot t_{r2} \cdot \text{CLK} = D \cdot t_{r2} \cdot \text{CLK}$$

$$G_3 = Z_3 \cdot t_{r3} \cdot \text{CLK} \cdot D_0 = \overline{(D_4 \cdot D_5 + C)} \cdot t_{r3} \cdot \text{CLK} \cdot D_0$$

$$G_4 = Z_4 \cdot t_{r4} \cdot \text{CLK} \cdot D_0 = \overline{D} \cdot t_{r4} \cdot \text{CLK} \cdot D_0$$

Siendo D_0 , D_4 y D_5 salidas del decodificador; C , D y \overline{D} , salidas del banco de flip-flop, que representan las variables de estado; t_{r1} a t_{r4} son las señales de retardo producidas por los monoestables y, CLK es la señal del reloj.

En la conformación de las señales de puerta de los tiristores principales se utilizó puertas NAND de dos entradas (7400), puertas AND de tres entradas (7411), puertas AND de cuatro entradas (7421) y una puerta OR de dos entradas (7432).

A las señales de puerta de Th_3 y Th_4 se les ha añadido además el factor D_0 , ya que de esta manera se logra que antes de iniciar el funcionamiento del inversor todas las señales de puerta de los tiristores principales sean cero.

En cambio, las señales de puerta de los tiristores auxiliares quedan de la siguiente forma:

$$G_{1A} = Z_{1A} = \overline{D_1}$$

$$G_{2A} = Z_{2A} = \overline{D_2 \cdot D_8 \cdot Q_a}$$

$$G_{3A} = Z_{3A} = \overline{D_2 \cdot D_4 \cdot Q_a}$$

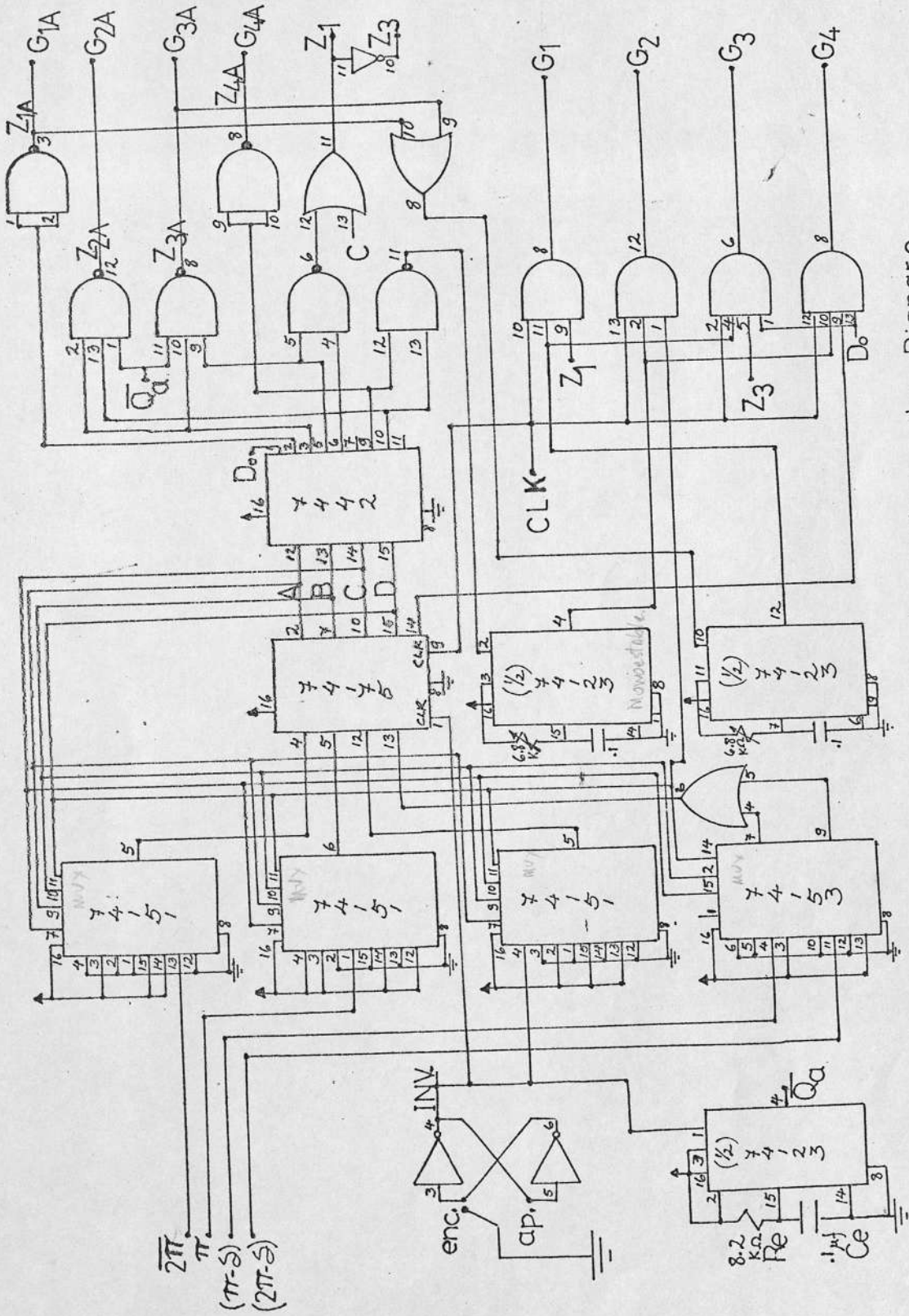


Fig. 2.10 Generador de pulsos de Disparo

$$G_{4A} = Z_{4A} = \overline{D_7}$$

Estas señales son conformadas con la ayuda de puertas NAND de dos y tres entradas provistas por los circuitos integrados 7400 y 7410 respectivamente.

La Fig. 2.10 muestra el diagrama completo del circuito generador de pulsos de disparo.

Amplificadores de Pulsos

Una vez que los pulsos de disparo son generados, no son aplicados directamente a los tiristores para su encendido; en primer lugar, porque no tienen la potencia suficiente requerida para el disparo de los tiristores y, en segundo lugar, porque es necesario aislar el circuito de disparo de la etapa de potencia. Por lo tanto, los amplificadores de pulsos constituyen realmente una interfase entre el circuito de disparo propiamente dicho y la etapa de potencia.

El aislamiento de las puertas de los tiristores se consiguió utilizando transformadores de pulsos, de tal forma que los pulsos modulados por las señales de disparo sean transferidos sin deformación.

Para la amplificación de cada señal de disparo, tanto en voltaje como en corriente, se utilizó el circuito amplificador de pulsos mostrado en la Fig. 2.11.

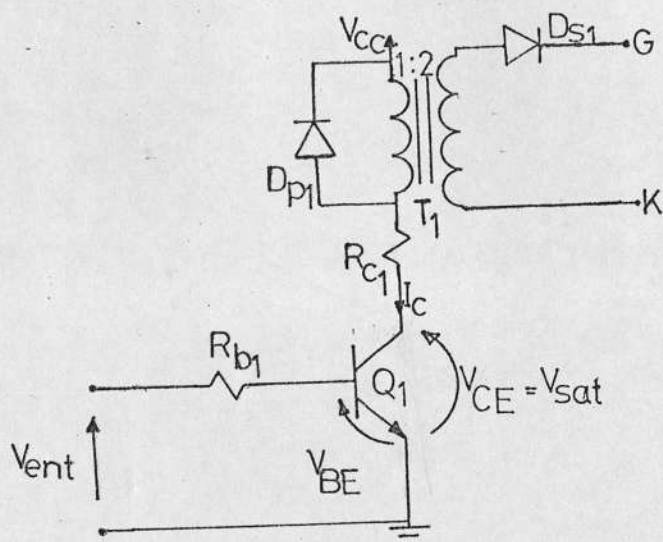


Fig. 2.11 Circuito Amplificador de Pulsos

El transistor Q_1 de la Fig. 2.11, trabaja como un interruptor, ya que va a saturación cuando la señal que recibe en su base es alta y, trabaja en corte cada vez que esta señal es baja.

El diodo D_{p1} sirve para descargar la energía almacenada en el transformador T_1 y proteger así al transistor Q_1 . Mientra que D_{s1} sirve para evitar que corrientes de fuga vayan desde la etapa de potencia al circuito de disparo, previniendo de esta forma disparos accidentales de los tiristores y protegiendo a su vez el circuito de disparo, cuando algún tiristor está dañado.

Con respecto a la determinación de los valores de R_{b1} y

R_{cl} , debe considerarse que el valor de corriente en el primario del transformador T_1 (I_c), sea tal que asegure el disparo de los tiristores, al satisfacerse las características de puerta suministradas por el fabricante. Y para asegurarse que el transistor utilizado se encuentre en el estado de saturación la siguiente condición debe cumplirse:

$$(V_{ent} - V_{BE}) \cdot \beta \cdot R_{cl} \geq (V_{cc} - V_{sat}) R_{pl}$$

Donde:

V_{cc} : es el voltaje de polarización del circuito (12 V)

V_{ent} : voltaje de salida alto en un C.I. ($V_{OH} = 3.4$ V)

V_{BE} : voltaje base-emisor (0.7 V)

V_{sat} : voltaje colector-emisor en saturación (0.2 V)

β : ganancia de corriente propia del transistor utilizado

R_{pl} : Resistencia de base

R_{cl} : Resistencia de colector

De acuerdo a las características de puerta dadas por el fabricante para los tiristores utilizados, los transistores empleados fueron los ECG 172A, y los valores de resistencia de base y colector son: $R_b = 8.2 \text{ k}\Omega$; $R_c = 39 \Omega$.

Los diodos utilizados son los 1N914.

Montaje

El circuito de disparo fue montado completamente en una tarjeta de baquelita perforada de 6x8 pulgadas cuadradas de dimensión.

Los circuitos integrados fueron colocados por medio de zócalos en la tarjeta y las distintas conexiones entre ellos se realizaron utilizando la técnica de alambre enroscado, ya que esta técnica facilita las modificaciones de diseño que muchas veces son requeridas durante la construcción de un prototipo. La conexión de componentes tales como resistencias, condensadores y diodos también se la realizó utilizando esta técnica.

Los amplificadores de pulsos fueron montados realizando uniones con soldadura entre los distintos elementos. La interconexión de los circuitos integrados a los amplificadores de pulsos se la realizó utilizando la técnica de alambre enroscado. En esta misma tarjeta constan también los elementos que sirven para suministrar la polarización de 5 v.

Las señales de polarización como de salida del circuito de disparo son conectadas desde la tarjeta por medio de cables a una regleta desde donde se realiza su distribución.

En la Fig. 2.12 se muestra una foto de la vista superior de la tarjeta que constituye el circuito de disparo.

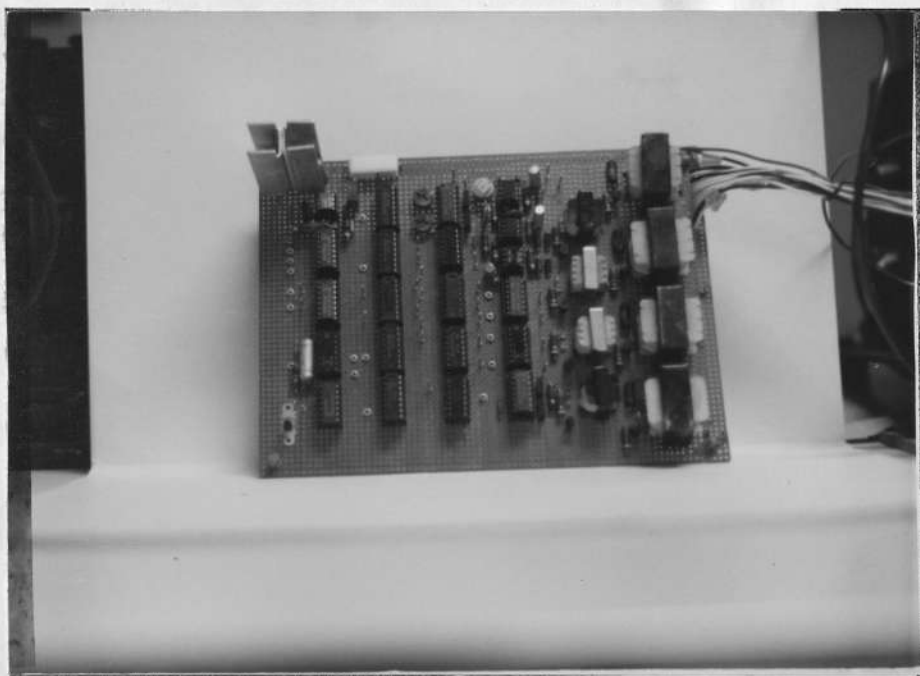


Fig. 2.12 Vista superior del circuito de disparo

En la Fig. 2.13 se presenta la foto de la parte posterior de la tarjeta que constituye el circuito de disparo, donde se aprecian las interconexiones realizadas.

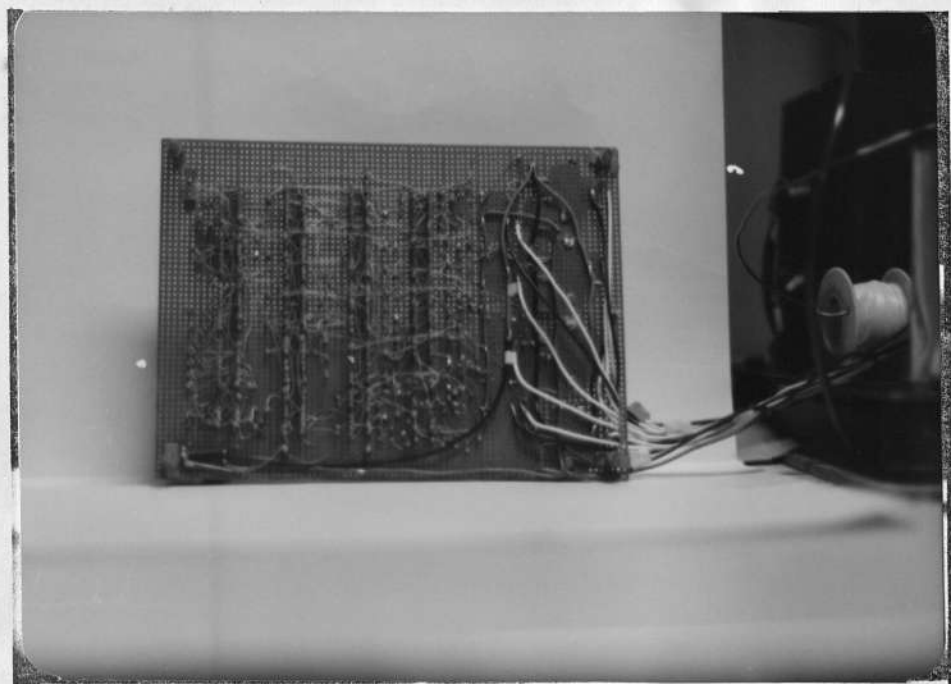


Fig. 2.13 Vista posterior del circuito de disparo

2.3 Diseño de la etapa de Potencia

En esta sección se establecerán las características para los tiristores principales, los elementos de conmutación L y C, y las especificaciones de los tiristores auxiliares.

Para la selección de los tiristores básicamente deben conocerse en forma previa los valores de voltaje inverso aplicado y las corrientes RMS y Promedio que llevan estos tiristores. Por consiguiente a continuación se calculan estos parámetros en base a las especificaciones nominales de la carga y bajo la asunción de que la corriente que circula por los tiristores es igual a la nominal.

2.3.1 Especificaciones de los tiristores principales

Para obtener un voltaje de 110 V eficaces considerando la forma de onda del voltaje a la salida del inversor, como se indica en la Fig. 1.11, con un ancho de pulso de $2\pi/3$ rad., se tiene que:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_B}{(a)}$$

Donde V_B representa el voltaje efectivo de la fuente de alimentación y que en este caso está dado por una batería de 24 V DC menos la caída de voltaje correspondiente a la conducción de dos tiristores; y, (a) es la relación de vueltas del transformador elevador conectado a la salida del inversor y tiene un valor de (1/7.5) al considerarse una caída de 2.5 V por ca

da tiristor que conduce. El transformador utilizado satisface esta relación de vueltas y además la característica de potencia suministrada por el inversor.

La potencia total que debe entregar el inversor es 300 VA, considerando una eficiencia en el transformador del 90 %, en el primario del mismo se debe tener 333 VA, esta potencia está dada por:

$$S = V_1 \cdot I_1$$

Donde:

V_1 : Voltaje RMS aplicado al primario del transformador. Está dado por $V_1 = \sqrt{2/3} V_B = 15.5 \text{ V}$.

I_1 : Corriente RMS en el primario del transformador.

Entonces:

$$I_1 = S/V_1 = (333/15.5) (\text{VA/V})$$

$$I_1 = 21.5 \text{ A}$$

Considerando que la carga sea resistiva pura, se tiene entonces que la forma de onda de corriente sigue a la forma de onda de voltaje, por lo tanto se puede deducir que:

$$I_{1\text{máx}} = \sqrt{3/2} I_1 = 26.3 \text{ A}$$

Luego la corriente RMS en cada tiristor es:

$$I_{\text{RMS(Th)}} = (\mathcal{S}/2\pi)^{\frac{1}{2}} I_{\text{lmáx}}$$

$$I_{\text{RMS(Th)}} = 15.2 \text{ A}$$

Siendo la corriente media en cada tiristor:

$$I_{\text{med(Th)}} = (\mathcal{S}/2\pi) I_{\text{lmáx}}$$

$$I_{\text{med(Th)}} = 8.8 \text{ A}$$

Cuando el tiristor principal se encuentre en estado de bloqueo tendrá un voltaje directo igual al de la fuente o sea 24 V. El voltaje inverso viene dado por el voltaje que soporta el tiristor al ser conmutado y corresponde al voltaje de un diodo cuando está polarizado directamente, es decir alrededor de 2 V.

Respecto al di/dt , en el peor de los casos este puede ser calculado a partir del tiempo en que el tiristor principal alcanza la corriente $I_{\text{lmáx}}$; o sea:

$$di/dt = I_{\text{lmáx}}(\text{A})/3 \text{ us} = 8.76 \text{ A/us}$$

En la realidad este valor es disminuído debido a la presencia de la inductancia propia del transformador.

Al final del periodo de conmutación el voltaje crece en forma rápida, típicamente en 1 us se alcanza el voltaje máximo.

Así:

$$dv/dt = 24 \text{ v/1 us} = 24 \text{ V/us}$$

Por lo tanto, entre otras, las características que deberán tener los tiristores principales son:

- Voltaje de bloqueo directo repetitivo máximo

$$V_{\text{DRM}} > 24 \text{ V}$$

- Voltaje de bloqueo inverso repetitivo máximo

$$V_{\text{RRM}} > 2 \text{ V}$$

- Corriente RMS: $I_{\text{T}} > 15.2 \text{ A}$

- Corriente media $I_{\text{AV}} > 8.8 \text{ A}$

- Corriente pico repetitivo máximo $> 26.3 \text{ A}$

- $di/dt > 876 \text{ A/us}$

- $dv/dt > 24 \text{ V/us}$

Considerando además que estos tiristores presenten un tiempo de apagado característico de los tiristores rápidos, de tal forma que se pueda obtener valores pequeños de elementos de conmutación, el tipo de tiristores utilizados como tiristores principales es el C140B, fabricados por la General Eléctric, siendo sus características presentadas en el apéndice.

2.3.2 Cálculo de la inductancia y capacitancia de conmuta-

ción.

Los elementos de conmutación L y C serán calculados a partir de las ecuaciones 1.1 y 1.2:

$$L = 0.595 \frac{V_i t_b}{I_T}$$

$$C = 1.34 \frac{I_T t_b}{V_i}$$

Donde:

I_T es la corriente que circula por el tiristor principal y en este caso es la máxima a conmutar.

V_i Es el voltaje al que se carga el condensador de conmutación.

t_b es el tiempo típico de apagado de los tiristores.

Así:

$$L = (0.595) \frac{(24 \text{ V})(35 \times 10^{-6} \text{ s})}{(26.3 \text{ A})} = 19 \text{ uh}$$

$$C = (1.34) \frac{(26.3 \text{ A})(35 \times 10^{-6} \text{ s})}{(24 \text{ V})} = 51.4 \text{ uf}$$

Para el caso del funcionamiento del inversor con carga inductiva, utilizando el análisis del período de conmutación y optimización de L y C, realizado en la referencia (2), se obtiene que el pulso de corriente de conmutación llega al valor I_T en $t_1 = 3\pi/4\omega$ con

lo que el voltaje en el condensador de conmutación llega a ser aproximadamente 2.5 veces el voltaje de la fuente de alimentación, siempre que se asuma para el circuito de conmutación un factor de calidad $Q=10$. Por lo tanto el voltaje que llegaría a soportar el condensador de conmutación sería 60 V.

Los valores L y C escogidos son:

$$L = 20 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C = 48 \text{ } \mu\text{F} / 300 \text{ V.}$$

2.3.3 Especificaciones de los tiristores auxiliares

Con los valores escogidos de L y C se obtiene un semiperíodo de oscilación de la corriente de conmutación de 97 μs ($\pi \sqrt{LC}$).

$$\text{Siendo } I_p = 1.5 I_{1\text{máx}} = 39.45 \text{ A}$$

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{2(97\mu\text{s})} = 32387 \frac{\text{rad.}}{\text{s}}$$

Como el pulso es sinusoidal esta función será:

$$i_c(t) = 39.45 \text{ Sen}(32387 \cdot t)$$

Para calcular la corriente RMS en los tiristores auxiliares se lo hará con la ayuda de la Fig. 2.14.

El período entre conmutaciones para un tiristor auxiliar es de 16.67 ms, el semiperíodo de la onda de co

riente es de 97 us.

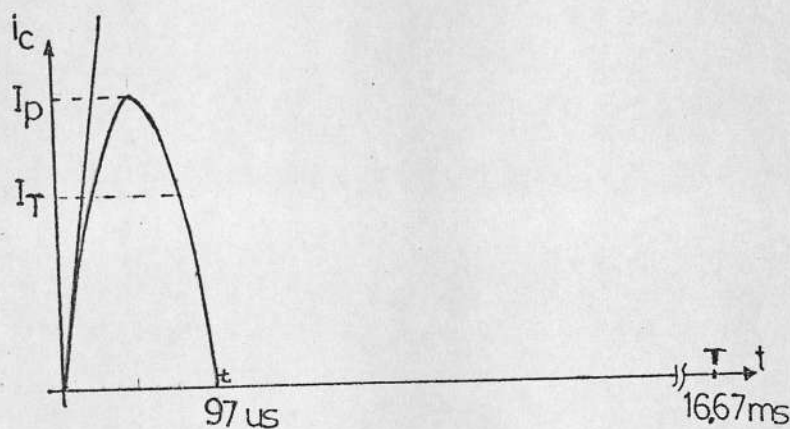


Fig. 2.14 Pulso de Corriente de Conmutación

Luego:

$$I_{RMS(Th_A)}^2 = \frac{1}{T} \int_0^t i_c^2(t) dt$$

$$= \frac{1}{16.67 \times 10^{-3}} \int_0^{t=97 \mu s} (39.45)^2 \text{sen}^2(32387t) dt$$

$$I_{RMS(Th_A)} = 4.5 \text{ A}$$

Para calcular el di/dt a que está sometido el tiristor auxiliar, se tiene que:

$$\frac{di_c(t)}{dt} = 32387 (39.45) \text{Cos}(32387t) \text{ A/s}$$

La pendiente a la función o di/dt máxima se tiene para $t=0$, como puede apreciarse en la Fig. 2.14

$$\text{Con lo que: } di/dt_{\text{máx}} = 1.27 \text{ A/us}$$

El voltaje reverso y directo que soportará el tiristor auxiliar corresponde al del condensador de conmutación.

En cuanto al dv/dt este será menor que el de los tiristores principales, ya que al final del periodo de conducción tiene un voltaje reverso mayor que permite una mejor recuperación y el crecimiento del voltaje directo se alcanzará en un tiempo mayor. Por lo tanto entre las características que deben satisfacer los tiristores auxiliares se tiene:

- Voltaje de bloqueo directo y reverso, repetitivo máximo $V_{DRM} \geq 60 \text{ V}$
- Corriente eficaz máxima $> 4.5 \text{ A}$
- Corriente pico repetitivo máxima $> 39.45 \text{ A}$
- $di/dt > 1.27 \text{ A/us}$
- $dv/dt > 15 \text{ v/us}$

Los tiristores auxiliares una vez que la conmutación de los tiristores principales ha ocurrido, se bloquean en forma natural, con lo que puede utilizarse casi siempre tiristores lentos pero con dv/dt adecuada. Por eso el tipo de tiristores auxiliares utilizado para el inversor es el 2N5204, cuyas características dadas por el fabricante se muestran en el apéndice.

En cuanto a los diodos antiparalelos del inversor, cuando este trabaja sin carga, se tiene que toda la corriente de conmutación es conducida por ellos. El máximo valor de corriente de conmutación está dado por la expresión:

$$I_c = V_c \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot e^{-\pi/4Q}$$

ecuación tomada del análisis presentado en la referencia (2). Para los valores calculados de L y C y $Q = 10$, se tiene que esta corriente es de 35 A.

Mientras, la corriente media que circula por los diodos depende de la forma de onda del voltaje de salida del inversor y del tipo de carga que se tiene conectado a sus terminales. Una buena aproximación es considerar el 90 % de la corriente media resultante para los tiristores. La tensión inversa a la que están sometidos los diodos antiparalelos es la de la fuente. Los diodos usados son de propósito general de corriente máxima RMS de 25 A y un voltaje de bloqueo directo de 400 v.

-Protecciones

Los tiristores utilizados satisfacen las características requeridas para su funcionamiento en el inversor, sin embargo protección fue suministrada a ellos al colocar directamente en paralelo con cada uno, u-

na red amortiguadora de voltaje compuesta por un condensador y una resistencia. Estas redes limitan el dv/dt que soportan estos semiconductores, protegiéndolos así de disparos accidentales. Los valores de R_s y C_s fueron escogidos de acuerdo a los típicos utilizados: $C_s = 0.22 \text{ uf}$; $R_s = 39 \Omega$.

Con respecto a protección de sobrecorrientes y corrientes de falla, fusibles fueron conectados en serie con la alimentación del equipo.

Construcción

La Etapa de Potencia fue montada en su totalidad sobre un tablero aislante, tal como se muestra en la foto de la Fig. 2.15.

Cada tiristor principal junto con su diodo antiparalelo fueron montados en un disipador. Mientras que los tiristores auxiliares fueron montados de dos en dos en sendos disipadores. En total se tiene 6 disipadores.

La unión entre los semiconductores y sus disipadores se realizó en forma indirecta mediante el uso de aislante de mica, sobre todo entre los tiristores auxiliares, donde por su montaje el aislamiento es primordial para prevenir cortocircuitos. Para una mejor transferencia de calor se hizo uso de grasa de

silicón entre las superficies en contacto con el ais-
lante.

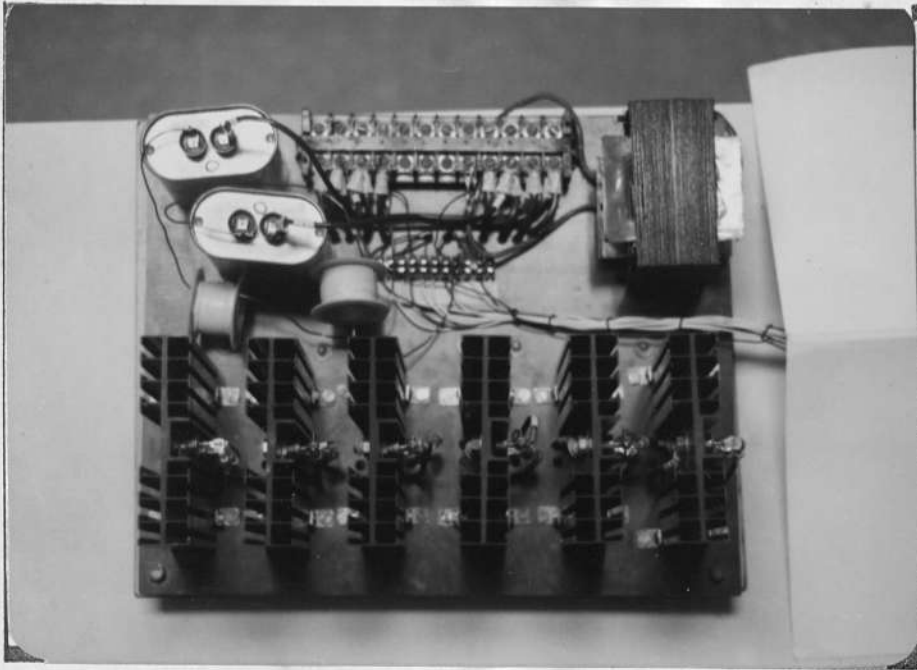


Fig. 2.15 Vista Superior de la Etapa de Potencia

La conexión a los cátodos de los tiristores se la re-
lizó mediante tornillos, eliminándose así la posibi-
lidad de daños a los semiconductores por el calenta-
miento excesivo durante la unión por soldadura.

La conexión de los tiristores entre sí y a los res-
pectivos elementos de conmutación L y C, se realiza
con ayuda de una regleta; en ella también se reali-
zan las interconexiones del transformador de salida.
Las redes de protección R-C fueron conectadas a tra-

vés de los tiristores y constan en la parte posterior del tablero aislante.

En la Fig. 2.15 también se aprecia la presencia de una pequeña regleta por medio de la cual se realizan las conexiones de las señales de disparo, provenientes del circuito de disparo, a las respectivas uniones puerta-cátodo de los tiristores.

La conexión de la fuente de alimentación (24 V) al inversor se realiza utilizando los dos primeros terminales de la regleta mayor (1 y 2). Por otro lado el voltaje de salida que entrega el equipo es tomado desde los terminales centrales de esta regleta (6 y 7).

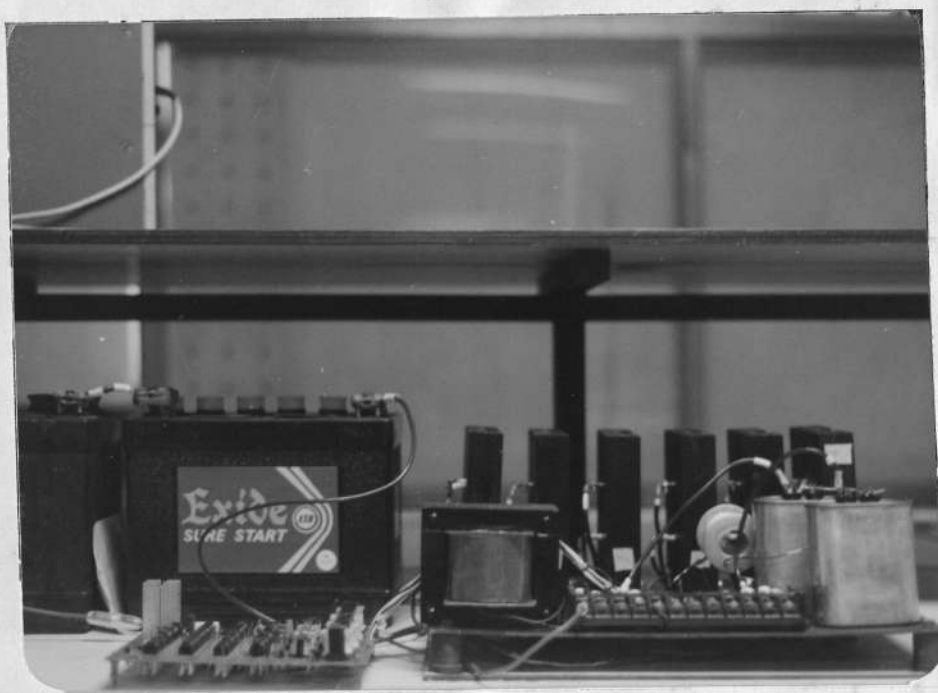


Fig. 2.16 Vista Lateral del Circuito Inversor

La Fig. 2.16 muestra una vista lateral del Circuito Inversor, en ella se puede apreciar tanto el Circuito de Disparo como la Etapa de Potencia.

En la Fig. 2.17 se presenta en cambio una foto del Inversor en periodo de pruebas.



Fig. 2.17 Inversor en período de prueba.

CAPITULO III

RESULTADOS EXPERIMENTALES

3.1 Mediciones y formas de Onda

3.1.1 Formas de onda del circuito de Disparo

Las figuras presentadas a continuación muestran las fotos de las diferentes formas de ondas obtenidas del circuito de Disparo, las mismas que fueron observadas en la pantalla de un osciloscopio. Para una mejor apreciación, en cada figura se indica el valor correspondiente a las escalas vertical y horizontal. Al indicar el orden de las señales se lo hará en forma descendente.

En la Fig. 3.1 se muestran las siguientes señales:

Reloj, Y,

Salidas del divisor por 128: Q_A, Q_B, Q_C, Q_D

Q_A', Q_B', Q_C'

Puede observarse que estas señales corresponden a las mostradas en el Fig. 2.6.

En la Fig. 3.2 se muestran las variables de estado

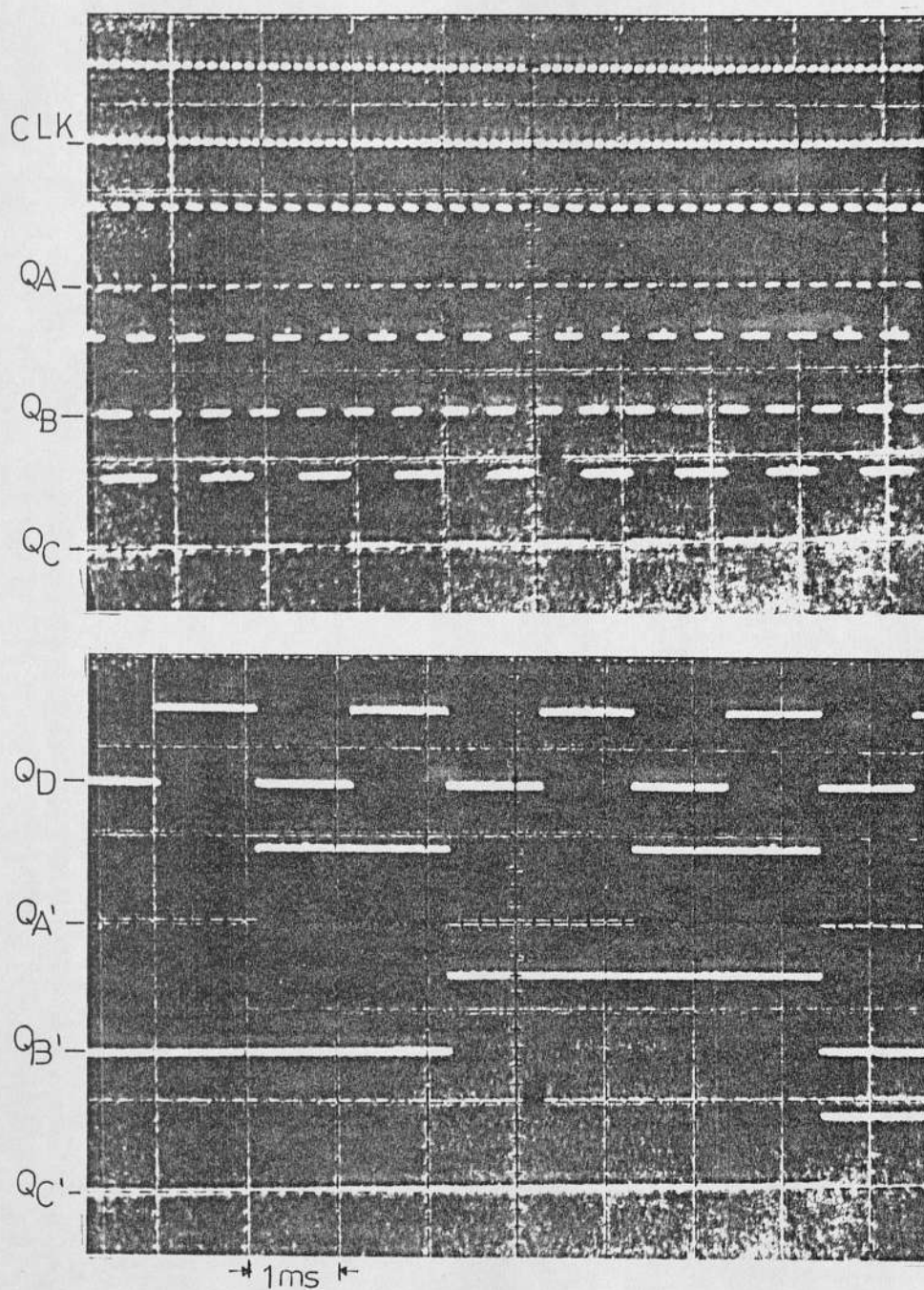


Fig. 3.1 Formas de onda del Reloj y Salidas del divisor por 128.

Escalas: Vertical: 5V/div.

Horizontal: 1 ms/div.

del generador de pulsos de disparo, que no son otras que las salidas del banco de flip-flop (A, B, C, D) suministradas por el circuito integrado 74175.

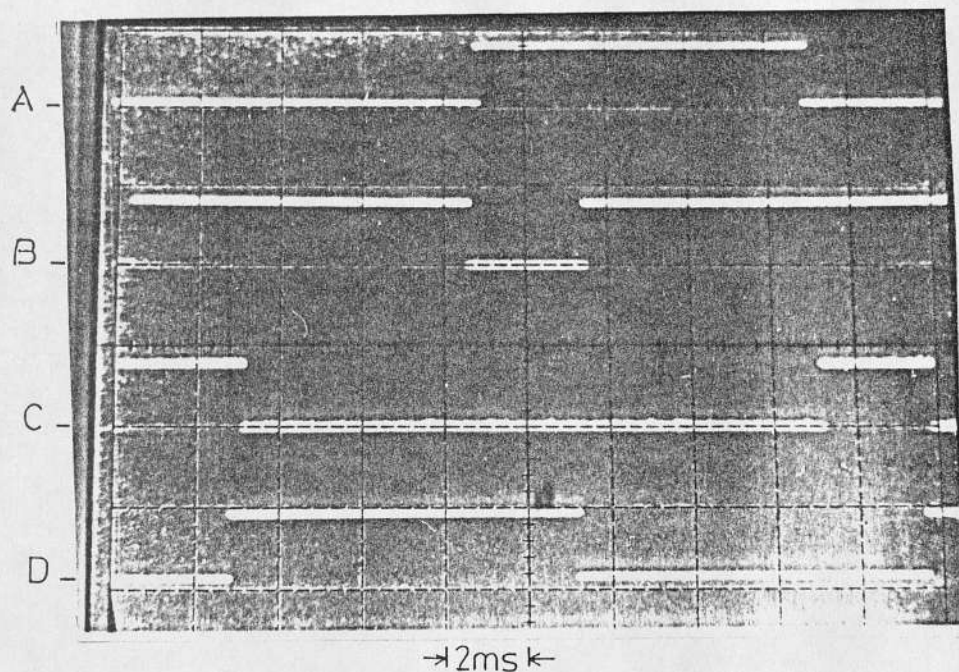


Fig. 3.2 Variables de estado del generador de pulsos de disparo.

Escala: Vertical: 5V/div.

Horizontal: 2 ms/div.

La Fig. 3.3 en cambio ilustra la señal de reloj y las señales de salida del decodificador: D_0 , D_1 , D_2 , D_4 , D_5 , D_6 , D_7 , D_8 y D_9 . A partir de estas señales y con ayuda de las variables de estado se realiza la conformación de los pulsos de puerta de los tiristores principales y auxiliares.

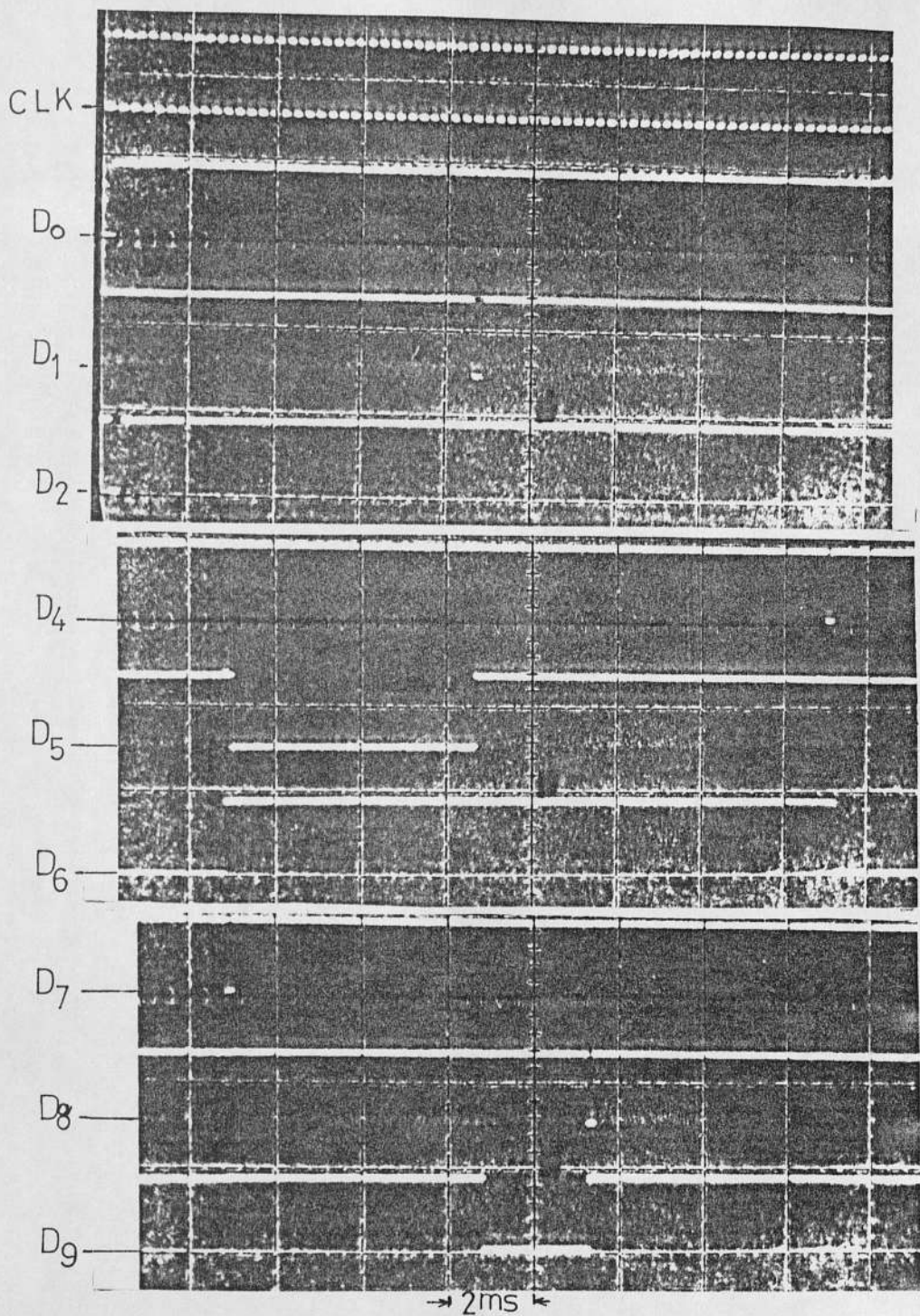


Fig. 3.3 Señal de Reloj y Salidas del decodificador

Escala: Vertical: 5V/div.

Horizontal: 2 ms/div.

En la Fig. 3.4 se muestran las siguientes señales:

D_4 y D_5 , salidas del decodificador

C , variable de estado y,

$Z_1 = \overline{D_4 \cdot D_5} + C$; señal de la que depende la formación del pulso de puerta para Th_1 .

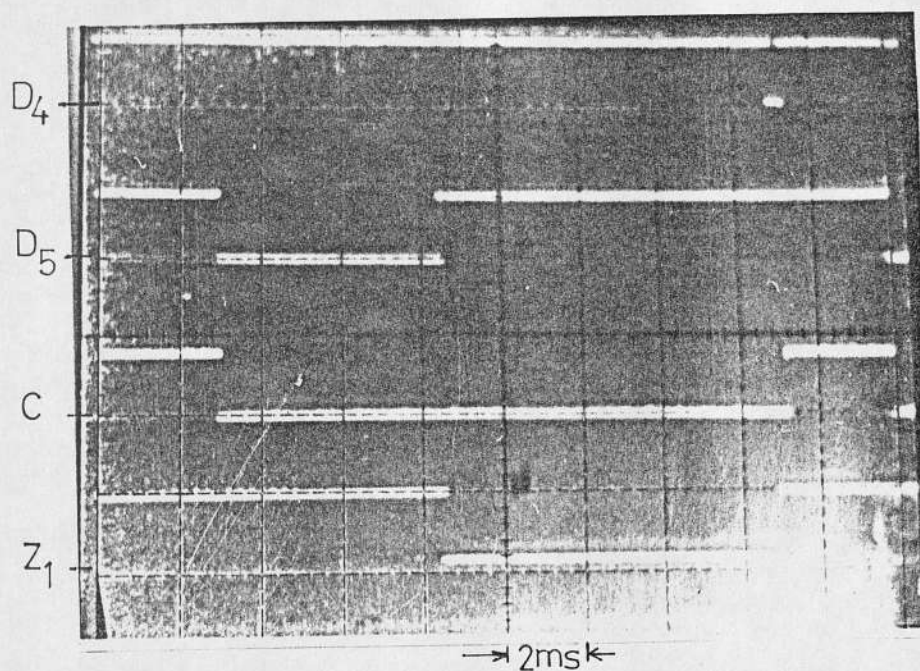


Fig. 3.4 Formación de la señal Z_1

Escalas: vertical: 5V/div.

Horizontal: 2 ms/div.

Por otro lado, en la Fig. 3.5 se aprecian las señales para la formación de la señal de puerta para el tiristor Th_1 , es decir:

CLK, señal de reloj

Z_1 , señal de puerta básica para Th_1

t_{r1} , retardo respecto a la señal G_{3A}

$G_1 = Z_1 \cdot t_{r1} \cdot \text{CLK}$; señal de puerta para Th_1

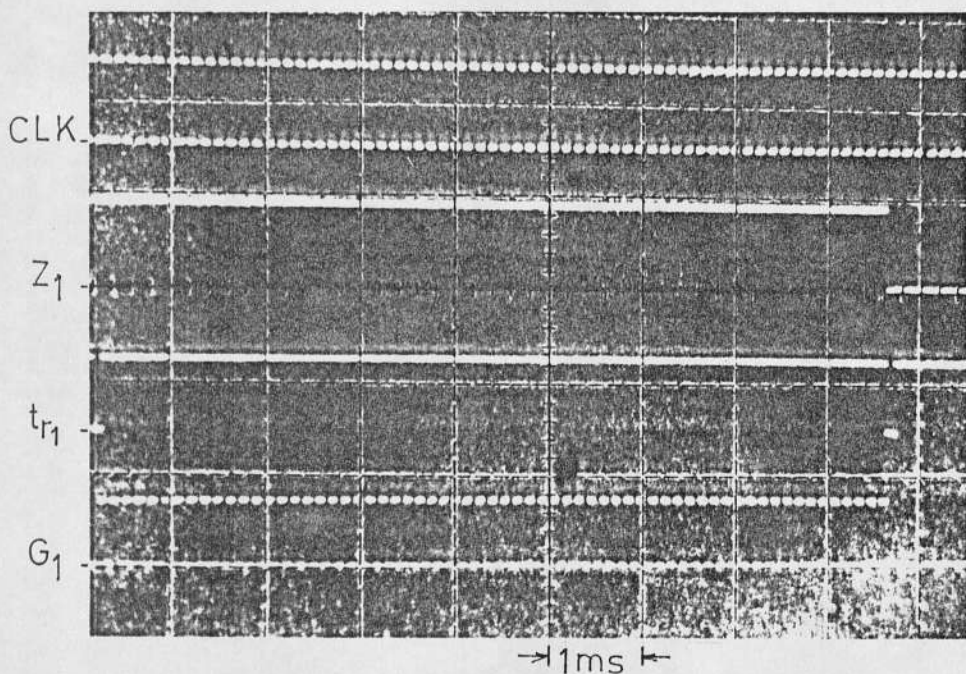


Fig. 3.5 Señales que intervienen en la formación de la señal de puerta para el tiristor Th_1 .

Escala: vertical. 5v/div.

Horizontal: 1 ms/div.

La Fig. 3.6 ilustra en (a) la secuencia de pulsos de puerta para los tiristores principales y en (b) la secuencia de pulsos de puerta para los tiristores auxiliares. Puede verse que al inicio del funcionamiento del inversor aparecen las señales. G_{2A} y G_{3A} que permiten suministrar las cargas iniciales a los condensadores del circuito de conmutación si, como

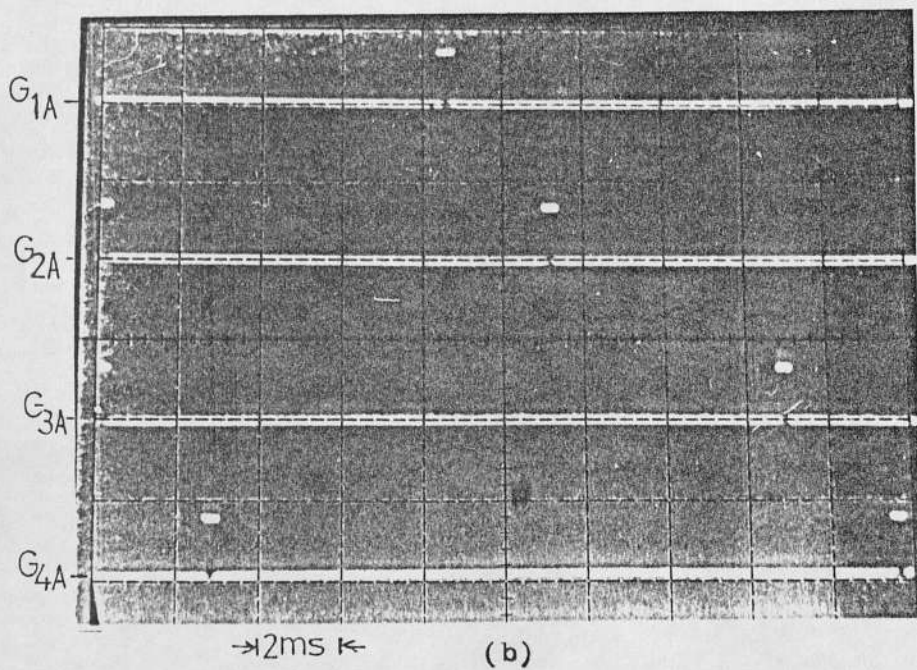
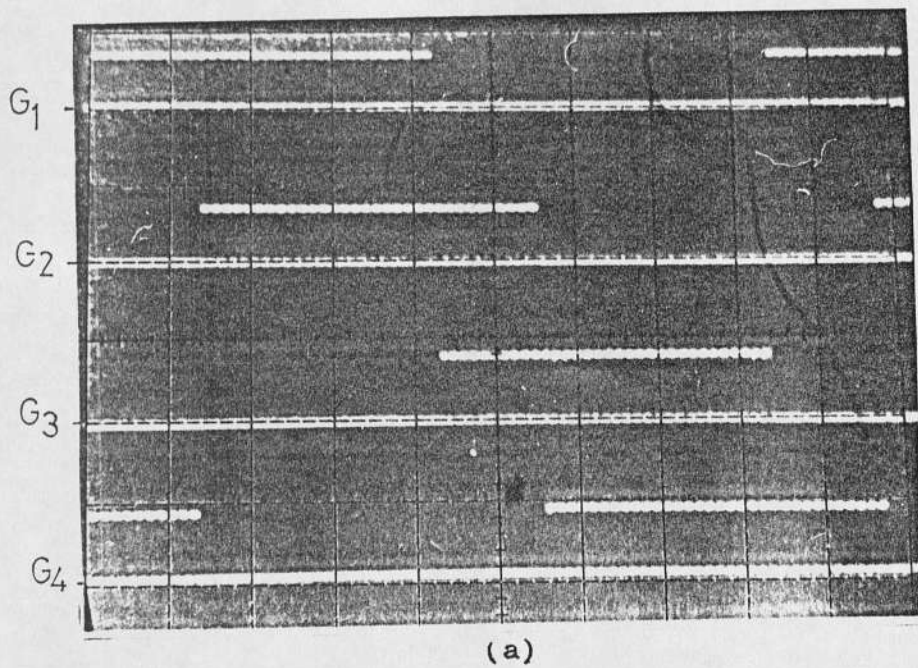


Fig. 3.6 Secuencias de pulsos de puerta para los tiristores principales y auxiliares.

Escala: Vertical: 5V/div.

Horizontal: 2 ms/div.

en efecto ocurre aparecen en el mismo instante las señales de los tiristores principales G_1 y G_4 . Lo que puede apreciarse en la Fig. 3.7 donde se indican G_1 , G_{2A} , G_{3A} y G_4 .

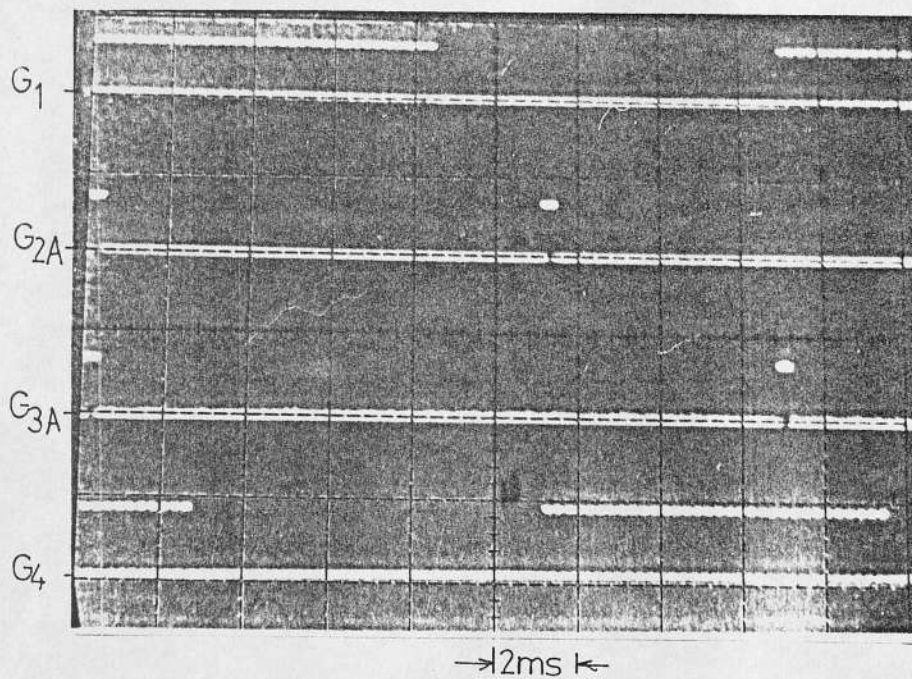


Fig. 3.7 Señales de puerta que intervienen en el inicio del funcionamiento del inversor.

Escalas: Vertical: 5V/div.
Horizontal: 2 ms/div.

La Fig. 3.8 muestra las señales de puerta de Th_1 y de Th_{1A} , antes y después del circuito amplificador de pulsos.

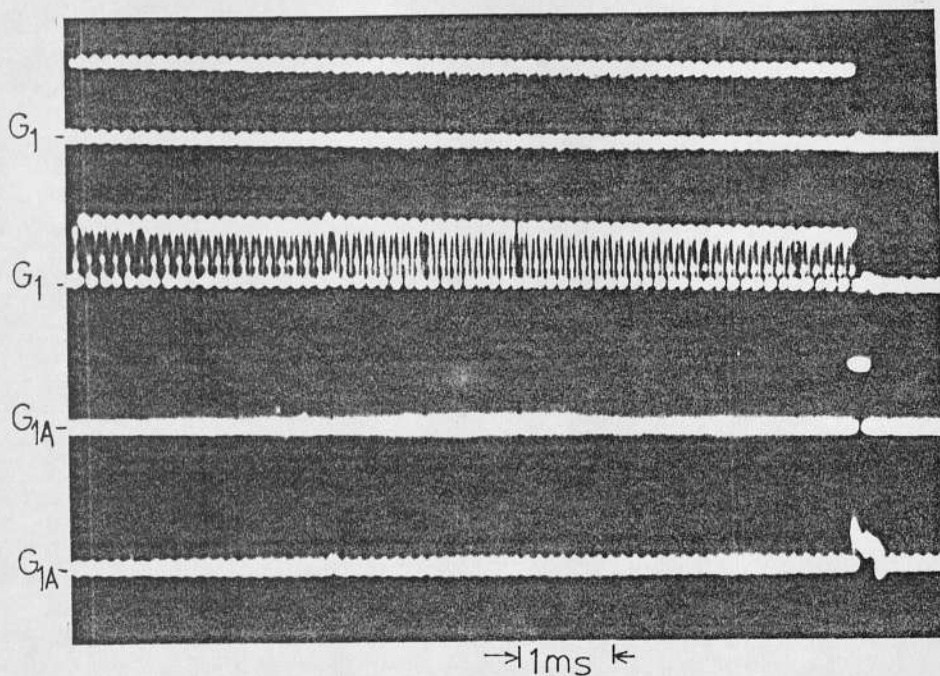


fig. 3.8 Señales de puerta de un tiristor principal y de un tiristor auxiliar, antes y después del amplificador de pulsos.

Escalas: Vertical: 5V/div.
Horizontal: 1 ms/div.

3.1.2 Formas de onda del circuito de potencia

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

La Fig. 3.9 muestra la forma de onda del voltaje entre los terminales A y B del inversor. En (a) el inversor en vacío y en (b) con carga resistiva conectada

da a sus terminales.

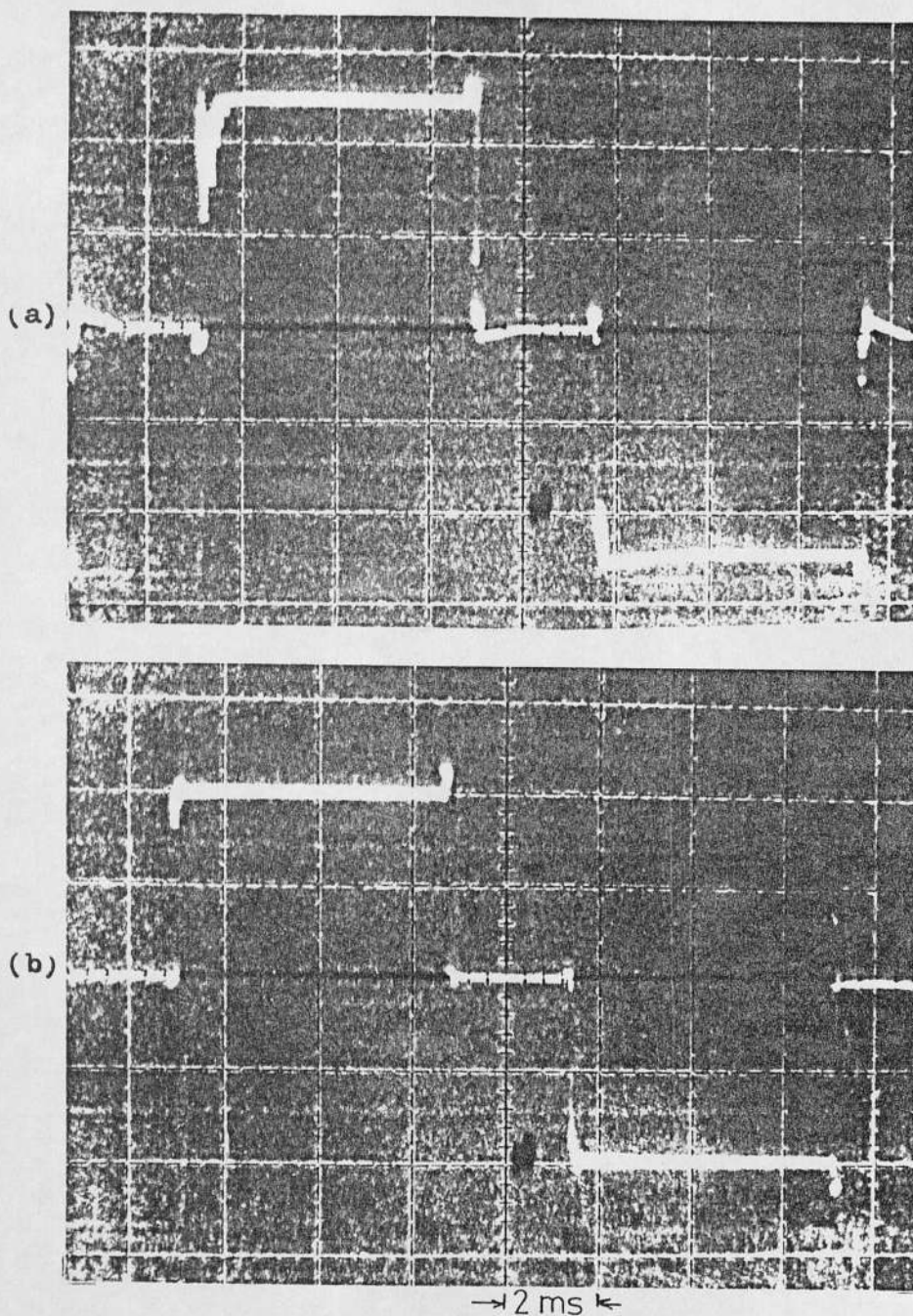


fig. 3.9 Forma de onda del voltaje entre los terminales A y B del inversor

Escalas: Vertical: 10 v/div.

Horizontal: 2 ms/div.

Se observa que esta forma de onda corresponde a la mostrada en la fig. 1.11 y es la típica onda de voltaje de un inversor con modulación de pulso simple, cuyo análisis de contenido de armónicas se hizo en la sección 1.4. En la forma de onda de la Fig. 3.9 (b), se aprecia el efecto de la conducción de los tiristores principales, puesto que la caída de voltaje que ellos presentan en estado de conducción (2 a 2.5 V), disminuye la amplitud del voltaje suministrado.

La Fig. 3.10 muestra las formas de onda del voltaje y de la corriente suministrados por el inversor cuando se tiene una carga resistiva entre los terminales A y B. La forma de onda de la corriente fue obtenida al observar el voltaje en una resistencia de 0.1Ω .

La Fig. 3.11 muestra las formas de onda del voltaje y de la corriente observados en el primario del transformador de salida, cuando este se conecta a los terminales A y B del inversor y, una carga resistiva es conectada en el secundario del transformador.

Comparando las figuras 3.10 y 3.11 se observa una ligera modificación en la forma de onda de voltaje suministrada por el inversor. Ya no se tienen intervalos de cero voltios cuando el transformador de salida es conectado, puesto que, debido a la energía al-

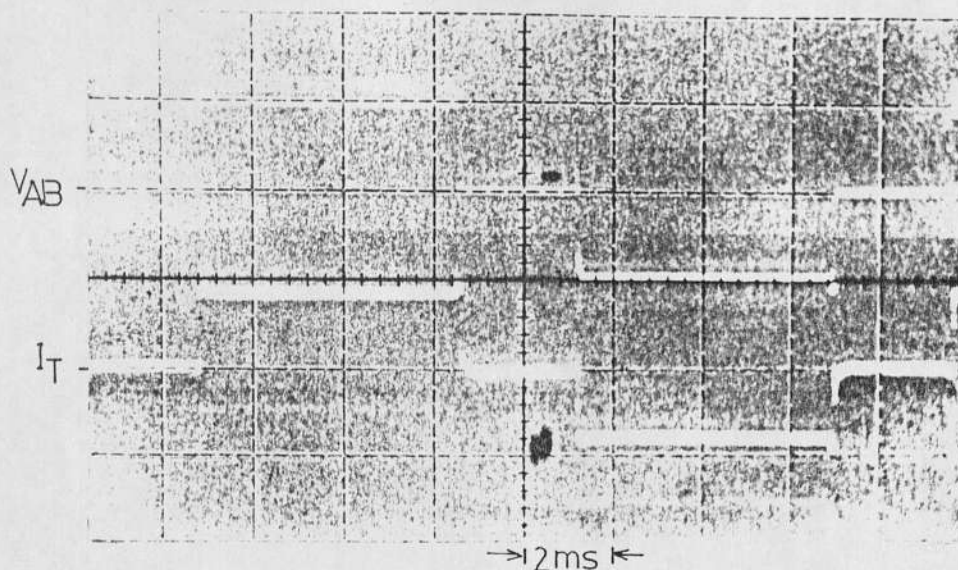


Fig. 3.10 Formas de onda de voltaje y corriente en el inversor para carga resistiva.

Escalas: Vertical: 1) 20 v/div.; 2) 10A/div.

Horizontal: 2 ms/ div.

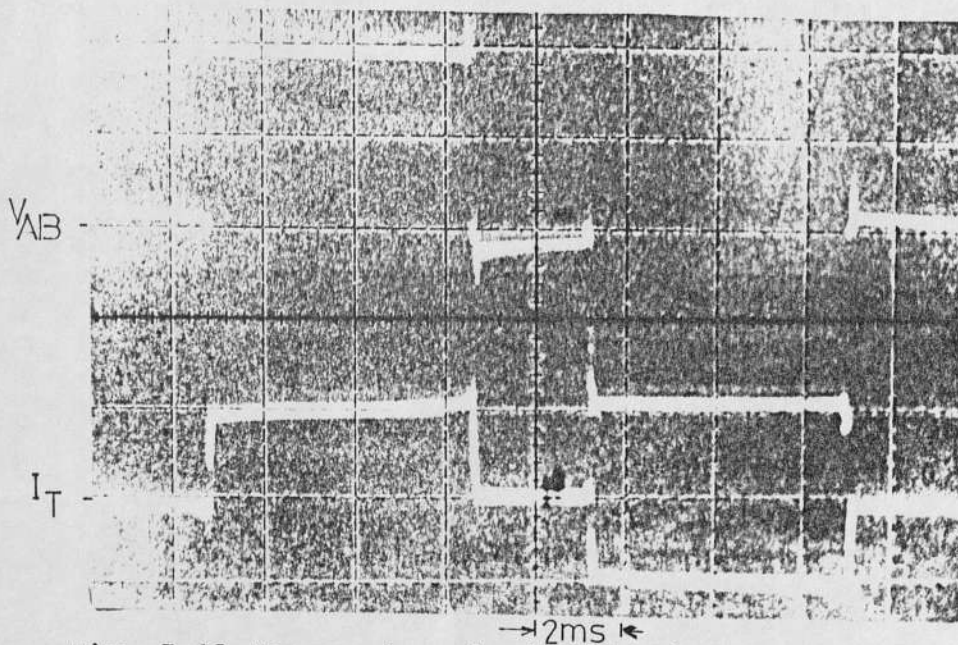


Fig. 3.11 Formas de onda de voltaje y corriente observados en el primario del transformador

Escalas: Vertical: 1) 10 V/div.; 2) 10A/div.

Horizontal: 2 ms/div.

macenada en sus devanados, un par tiristor-diodo entra a conducir (Th_2-D_3 ó Th_4-D_1), haciendo que aparezca un voltaje diferente de cero entre los terminales de los devanados del transformador y por consiguiente en la carga. Un efecto similar se observa cuando se tiene carga R-L.

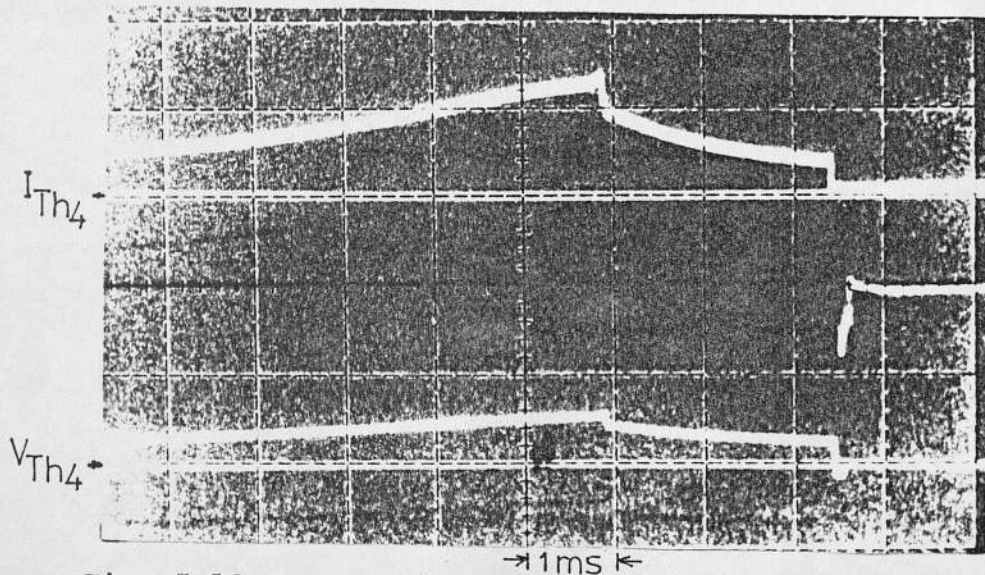


Fig. 3.12 Formas de onda de corriente y voltaje en Th_4 .

Escalas: Vertical: 1) 20A/div.; 2) 10 V/div.

Horizontal: 1 ms/div.

En la Fig. 3.12 se muestra la forma de onda de corriente para el tiristor principal Th_4 , observada en una resistencia de 0.1Ω ; y, la forma de onda de voltaje V_{A-K} de Th_4 , cuando en el secundario del trans-

formador de salida se encuentra conectada una carga R-L.

En la Fig. 3.13 se muestran en cambio, las formas de onda de corriente de ánodo de Th_3 y de la red de conmutación formada por C_1 , L_1 .

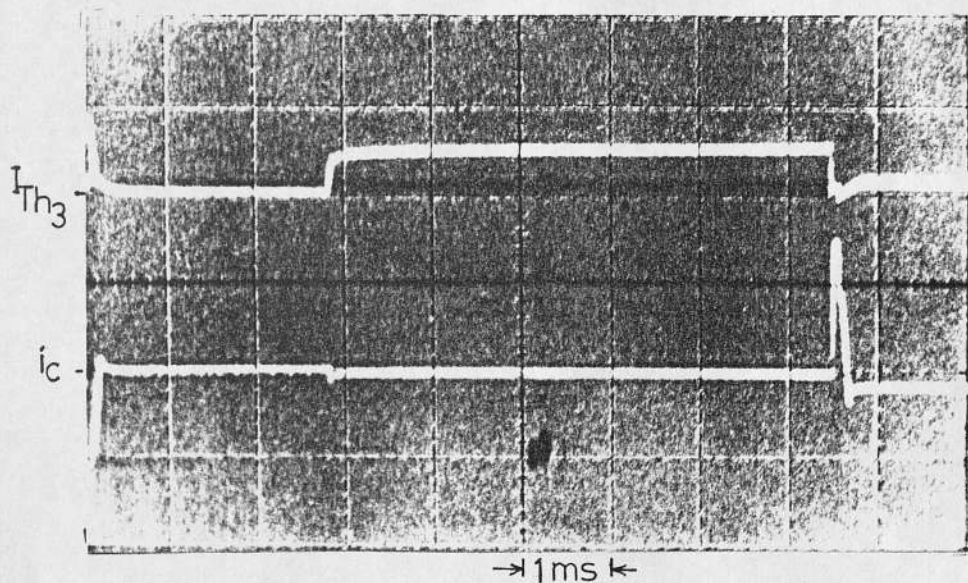


Fig. 3.13 Formas de onda de corriente en Th_3 y en la red de conmutación formada por C_1 y L_1 .

Escala: Vertical: 20A/div.

Horizontal: 1 ms/div.

De la comparación de las figuras 3.12 y 3.13 se comprueba que la corriente manejada por Th_4 (Th_2) es mayor que la manejada por el tiristor Th_3 (Th_1).

La fig. 3.14 muestra las formas de onda de voltaje de los condensadores de conmutación: V_{C1} y V_{C2} .

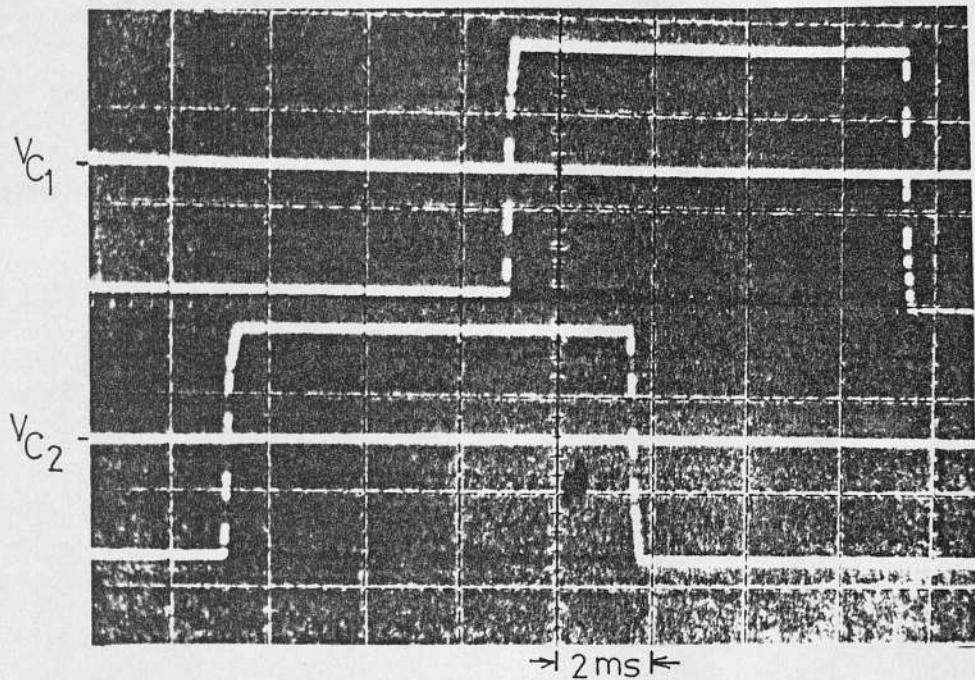


fig. 3.14 Formas de onda de voltaje de los condensadores de conmutación.

Escala: Vertical: 20 v/div.

Horizontal: 2 ms/div.

Estas formas de onda fueron obtenidas al inicio del funcionamiento del inversor, observándose que los condensadores se cargan alternativamente a un voltaje positivo y negativo respecto al de referencia, como se explicó en la teoría de funcionamiento del inversor.

La forma de onda del voltaje suministrado por el inversor en los terminales A y B, así como también las formas de onda de voltaje de los condensadores de la

red de conmutación, son presentadas en la Fig. 3.15.

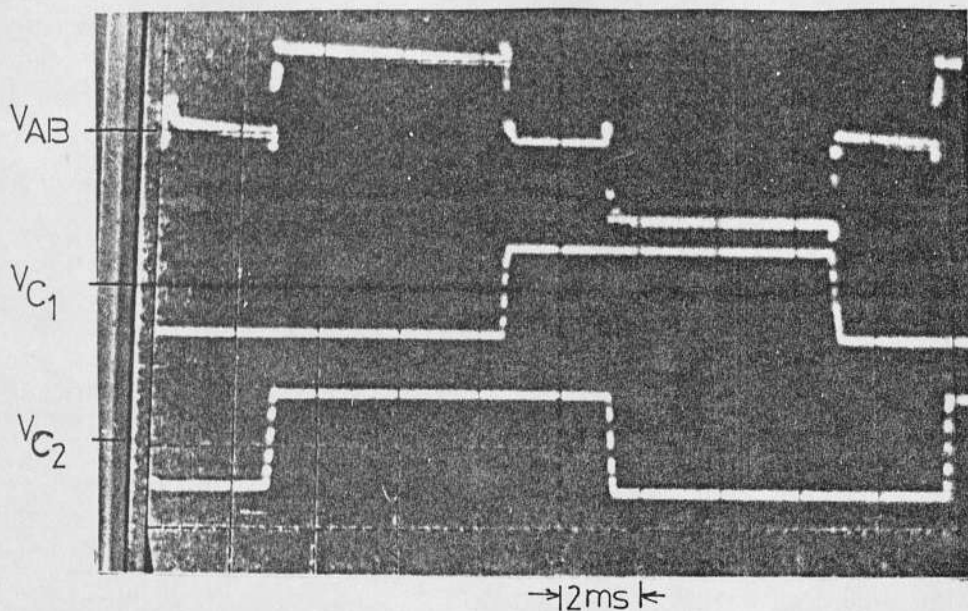


Fig. 3.15 Formas de onda de voltaje en los terminales A y B del inversor y, en los condensadores de conmutación.

Escalas: Vertical: 1) 20V/div.; 2 y 3) 50V/div.

Horizontal: 2 ms/div.

En la Fig. 3.16 se muestra el voltaje ánodo-cátodo de un tiristor principal y el pulso de corriente de conmutación que lo apaga.

En esta figura puede observarse que el tiristor principal no se apaga inmediatamente con el pulso de conmutación, justificándose así el retardo en la entrada a conducir del tiristor complementario al bloqueado.

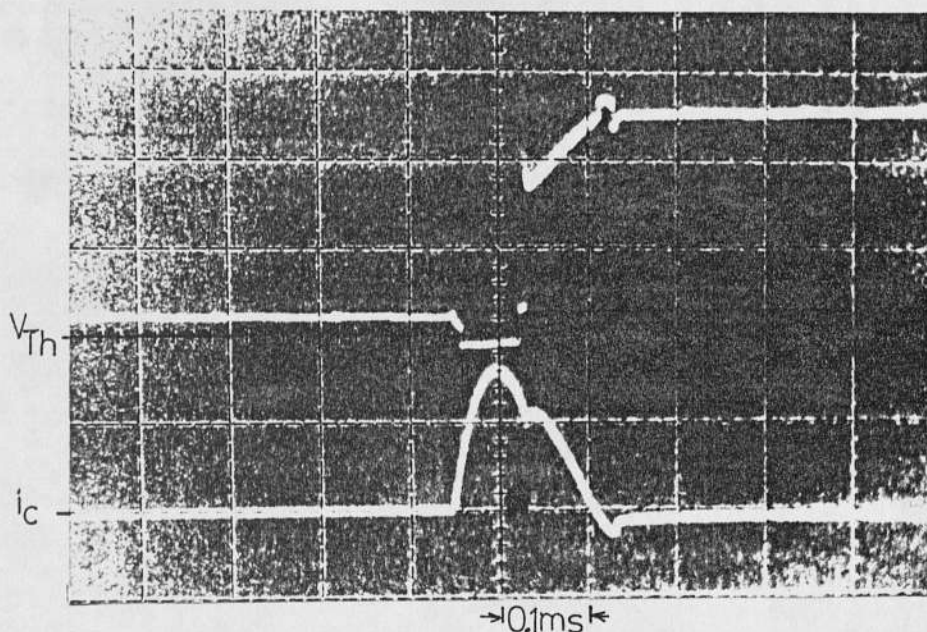


Fig. 3.16 Voltaje ánodo-cátodo de un tiristor principal y pulso de corriente de conmutación.

Escalas: Vertical: 1) 10 V/div.; 2) 20A/div.

Horizontal: 0.1 ms/div.

Puede verse claramente en la Fig. 3.16 el segundo y más pequeño pulso de corriente i_c que se da en el circuito de conmutación.

En la Fig. 3.17 se muestra la transición de voltaje de negativo a positivo en los bornes de un condensador de la red de conmutación y, el pulso de corriente suministrado por esa red de conmutación.

Si se comparan las formas de onda de las figuras 3.16 y 3.17 con las de la figura 1.3 veremos que es-

tas coinciden en su totalidad.

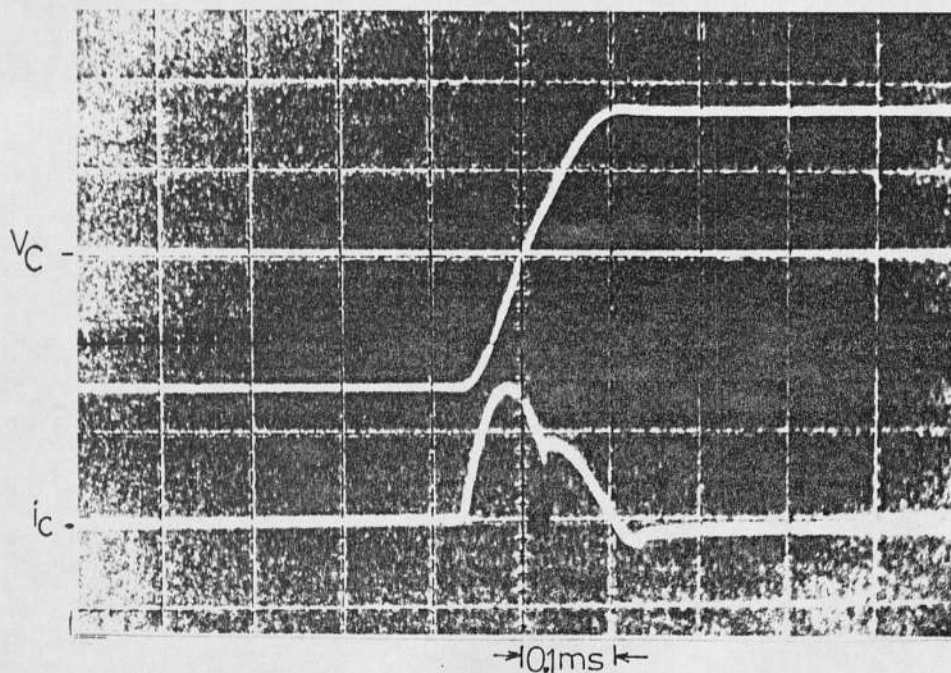


Fig. 3.17 voltaje en el condensador de conmutación y pulso de corriente de conmutación.

Escalas: Vertical: 1) 20V/div.; 2) 20A/div.

Horizontal: 0.1 ms/div.

Entre las formas de onda presentadas, se consideró de interés mostrar la forma de onda del voltaje en la inductancia de la red de conmutación; y, para una mejor apreciación, se la acompaña de la forma de onda del voltaje en el condensador de conmutación, las que se ilustran en la fig. 3.18

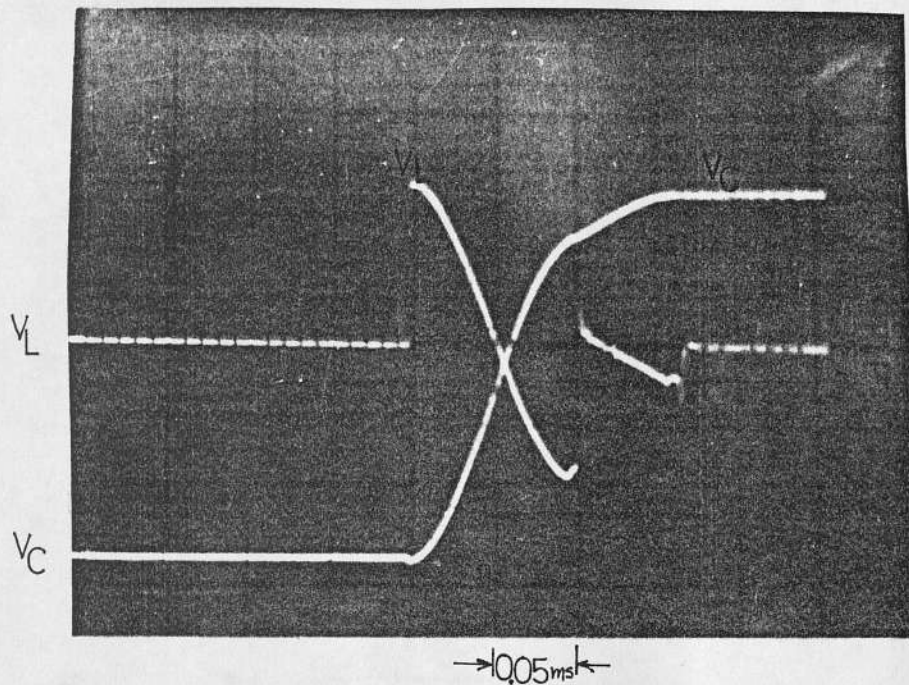


Fig. 3.18 Formas de onda de voltaje en la inductancia y en el condensador de conmutación.

Escalas: Vertical: 10 V/div.

Horizontal: 0.05 ms/div.

En la Fig. 3.19 se muestra la forma de onda del voltaje de salida suministrada por el inversor. Se puede apreciar en esta foto que no se tienen intervalos de cero voltios, lo cual modifica ligeramente el contenido de armónicas del voltaje de salida, puesto que la tercera armónica y sus múltiplos ya no son cero.

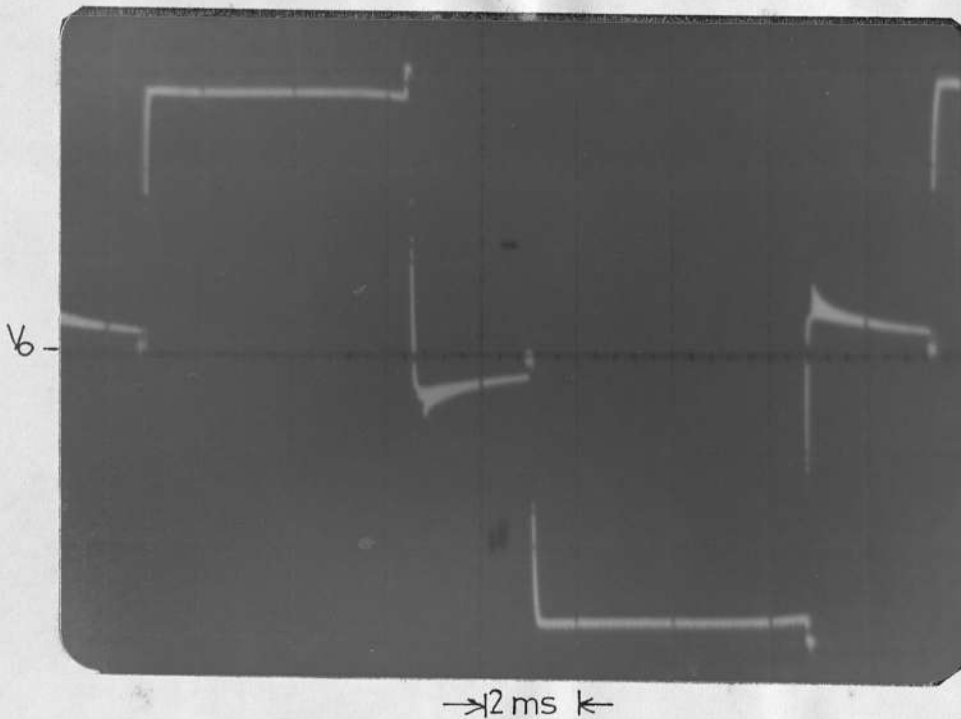


Fig. 3.19 Forma de onda del voltaje de salida suministrado por el inversor.

Escalas: Vertical: 50 V/div.

Horizontal: 2 ms/div.

La Fig. 3.20 ilustra la Distribución del Contenido de Armónicas del voltaje de salida del inversor.

Adicionalmente, utilizando un Analizador de Distorsión, se obtuvo que el valor de la Distorsión total de Armónicas de la forma de onda del voltaje de salida del inversor es el 34 %.

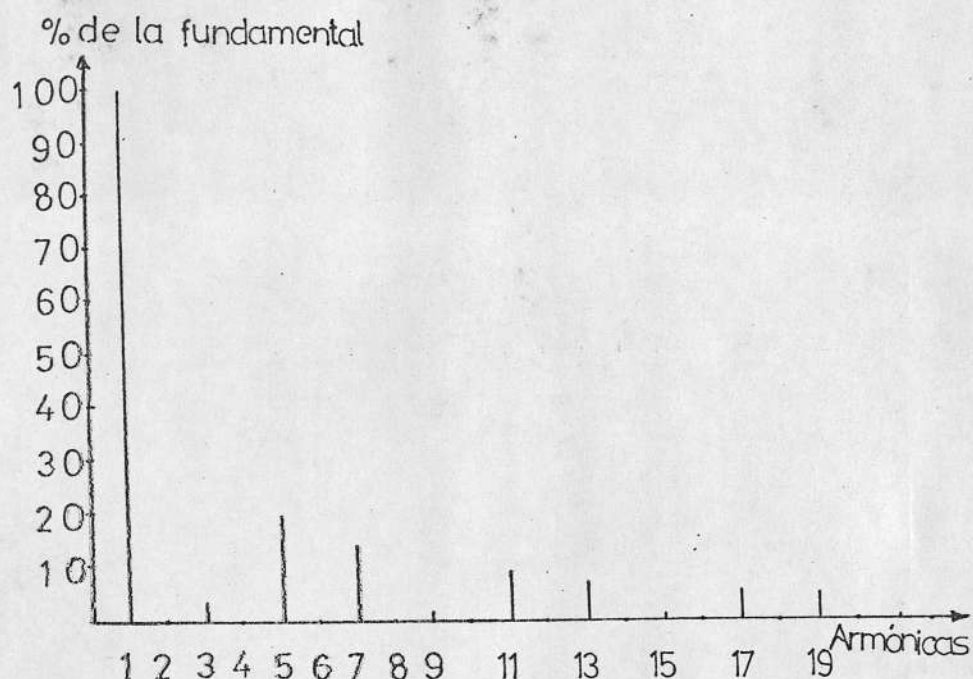


Fig. 3.20 Distribución del Contenido de Armónicas de la forma de onda del voltaje de salida del inversor.

Hasta ahora las pruebas realizadas en el equipo permiten poner a prueba sólo parte de las características deseadas para el inversor, como son la frecuencia de salida y la forma de onda del voltaje de salida; quedando por tanto a comprobarse las características de potencia y voltaje suministrados por el equipo. Con este propósito se observó el consumo que presentaba el inversor con diferentes valores de carga, tomándose datos del voltaje de entrada y corriente de entrada al equipo; así como también valores de

voltaje y corriente de salida suministrados por el inversor. A partir de estos valores se realizaron los cálculos de potencia de entrada y potencia de salida para así calcular también la eficiencia presentada por el equipo en cada paso de prueba. Los datos y valores obtenidos son presentados en la tabla que se muestra a continuación.

TABLA I

Prueba de carga del Inversor

V_{ent} (V)	I_{ent} (A)	V_o (V)	I_o (A)	P_{ent} (W)	P_o (W)	η %
24.55	2.05	138.5	0.23	50.44	32.49	64.4
23.80	3.40	132.5	0.46	80.92	61.61	76.0
23.75	3.89	130.4	0.59	92.38	77.20	83.5
23.69	4.73	128.9	0.68	112.0	87.26	77.9
23.62	5.00	127.7	0.78	118.1	99.09	83.9
23.56	5.40	126.6	0.87	127.2	110.1	86.6
23.51	5.81	125.4	0.92	136.8	115.4	84.4
23.43	6.53	124.0	0.98	152.9	121.7	79.6
23.37	6.93	122.7	1.05	161.9	129.3	79.9
23.31	7.32	121.4	1.13	170.8	137.3	80.4
23.23	7.78	120.1	1.20	180.8	144.5	79.9
23.16	8.18	119.6	1.25	189.5	149.0	78.6
23.09	8.33	118.0	1.33	192.3	156.9	81.6
23.02	8.67	116.9	1.39	199.6	162.8	81.5

Continuación de la Tabla I.

V_{ent} (V)	I_{ent} (A)	V_o (V)	I_o (A)	P_{ent} (W)	P_o (W)	η %
22.96	9.54	115.6	1.45	219.2	167.9	76.6
22.90	9.93	114.4	1.53	227.3	175.3	77.1
22.83	10.32	113.0	1.60	235.8	180.3	76.5
22.75	10.76	111.8	1.66	244.9	186.2	76.0
22.67	11.23	110.3	1.77	254.7	195.1	76.6
22.61	11.65	109.13	1.80	263.5	196.9	74.7
22.53	12.07	107.8	1.90	271.9	204.8	75.3
22.45	12.50	106.5	1.95	280.8	207.7	73.9
22.36	12.92	105.2	2.02	289.1	212.1	73.4
22.31	13.23	104.1	2.09	295.3	217.5	73.7
22.23	13.72	102.6	2.16	305.1	221.4	72.5
22.14	14.16	101.1	2.22	313.6	224.5	71.6
22.12	14.56	100.1	2.29	322.2	229.3	71.1
22.17	14.96	99.9	2.35	331.7	234.9	70.8
22.09	15.40	98.4	2.42	340.2	238.2	70.0
22.00	15.78	97.0	2.47	347.2	239.8	69.1
21.92	16.25	95.4	2.56	356.3	243.7	68.4
21.85	16.60	94.0	2.62	362.7	245.5	67.8
21.76	17.01	92.7	2.67	370.3	247.5	66.8
21.61	17.92	89.66	2.83	387.4	253.5	65.4
21.34	18.80	86.7	2.94	401.2	255.3	63.6
21.03	19.56	84.1	3.08	411.4	259.1	62.9
21.12	20.44	80.6	3.21	431.6	259.5	60.1

Con los datos presentados en la tabla I, se procedió a la elaboración de dos gráficos, el primero muestra la eficiencia presentada por el inversor a diferentes valores de la corriente de carga, mientras el segundo suministra información sobre la regulación del voltaje de salida del inversor al variar la corriente de carga. Estos gráficos son presentados a continuación en las figuras 3.21 y 3.22 respectivamente.

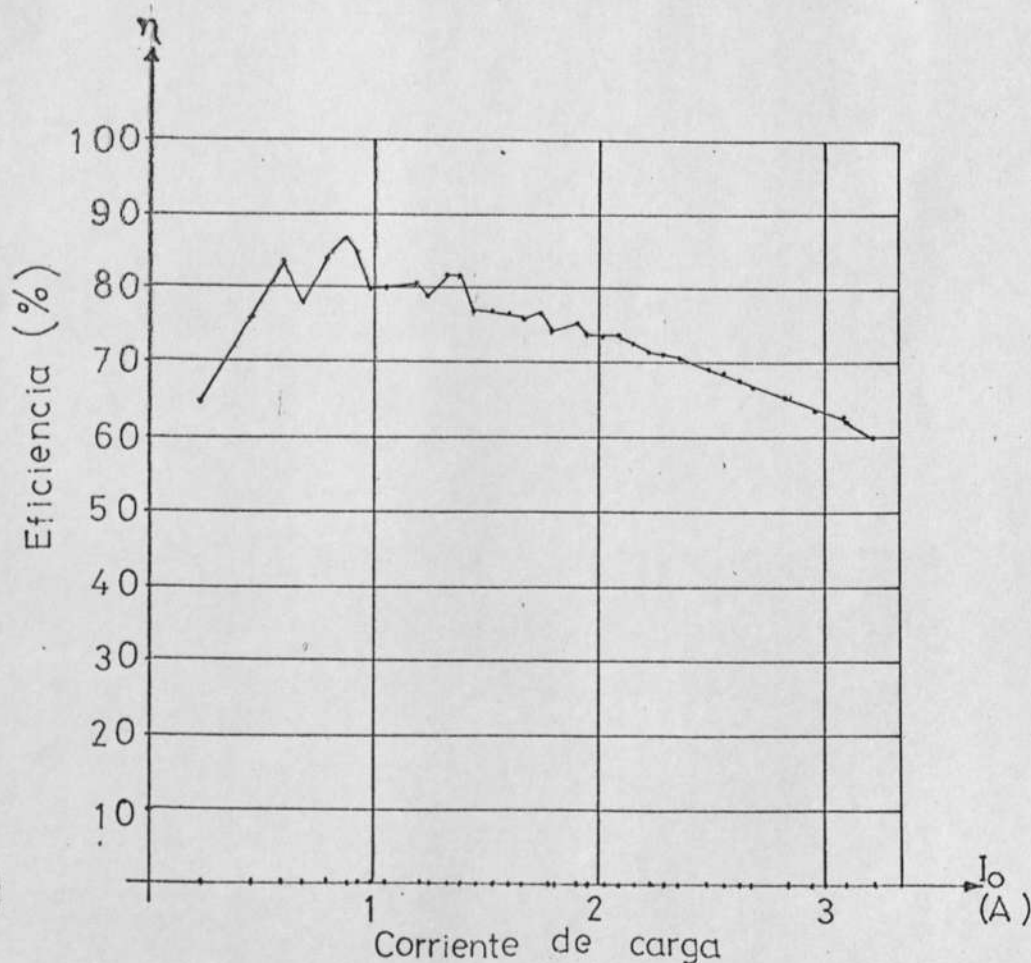


Fig. 3.21 Eficiencia vs Corriente de Carga

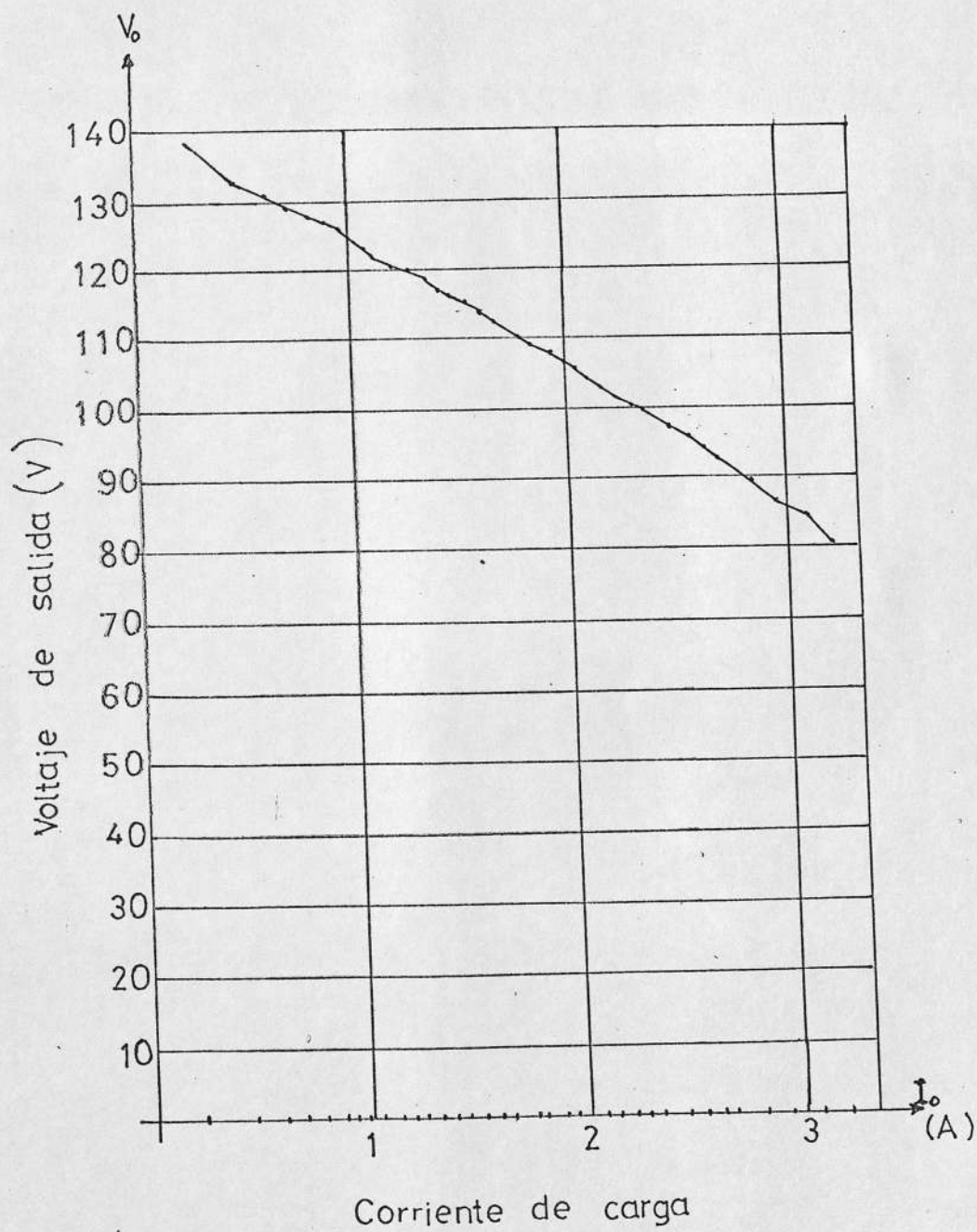


Fig. 3.22 Voltaje de salida vs Corriente de Carga

3.2 Aplicaciones del inversor construido

El equipo puede ser utilizado para trabajar de preferencia con cargas que no excedan los 200 watios, ya que como se vió en la curva de regulación de voltaje, su comportamiento desmejora a medida que la carga aumenta. Por otro lado para tener un funcionamiento aceptable del inversor, a este debe aplicársele como carga mínima unos 90 watios.

La carga conectada al inversor de preferencia debe ser de naturaleza resistiva, donde un voltaje estable no sea requerido y donde pueda ser aplicada una forma de onda cuasi cuadrada de voltaje.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones:

1. El circuito inversor utilizado presenta las características propias de todo inversor conmutado por impulso auxiliar, dv/dt relativamente altas, tensión inversa baja en los tiristores durante el bloqueo.
2. El di/dt en el encendido de los tiristores principales es limitado por la inductancia de fuga que presenta el transformador de salida. Mientras, el di/dt en los tiristores auxiliares es limitado por la inductancia que presenta la bobina de conmutación.
3. La operación del transformador de salida de la Etapa de Potencia, contribuye a la reducción de la eficiencia del circuito inversor. La eficiencia de operación del equipo está alrededor del 75 %.
4. La diferente caída de voltaje, presentada de ánodo a cátodo por los tiristores principales, puede llevar a efectos indeseables, como la saturación del transformador de salida, disminuyendo por tanto la capacidad de carga que el inversor puede manejar en sus terminales.

5. De la curva de regulación obtenida para el inversor, se deduce claramente que control de voltaje debe ser aplicado al circuito. De esta característica se aprecia que la carga máxima a la cual se obtendrá una operación aceptable de el inversor está alrededor de los 200 watos; mientras que la carga mínima para la cual se consigue que el inversor trabaje está alrededor de los 30 watos, aunque a este valor de carga se tendrá un 12 % de voltaje mayor al esperado.
6. El voltaje de salida del inversor presenta una Distorsión total de Armónicas del 34 %, valor que es aceptable al considerar la forma de onda obtenida.
7. El Circuito de Disparo utilizado suministra operación confiable al inversor y su consumo de potencia está cerca de los 8 watos.

Recomendaciones:

1. Se compare el funcionamiento de este inversor con el de otros inversores y a la vez se analice la forma de modulación presentada por este equipo con respecto a diferentes formas de modulación de pulso de salida que presentan otros equipos inversores.
2. Se añada un control de lazo cerrado al inversor, de tal manera que se pueda realizar el control tanto de la frecuencia de operación, voltaje de salida y forma de onda de salida.

lida.

Recomendación Personal:

1. Se considere y apoye el esfuerzo de los alumnos de proyectos y tesis, incentivando su labor, mediante la creación y asignación de laboratorios, con equipos adecuados para la investigación, donde sea posible que ellos realicen las etapas de experimentación que conlleva el desarrollo de una tesis.

A P E N D I C E

DATOS TECNICOS

En este equipo se han utilizado como tiristores principales a los de tipo C140B de la General Electric, cuyas características técnicas se enlistan a continuación:

Voltaje de Bloqueo Directo DC (V_{FO}).....	200 V
Voltaje Directo Pico (PFV).....	200 V
Voltaje Inverso DC (V_{RO}).....	200 v
Voltaje Inverso Pico no Repetitivo (V_{ROM} (no rep.)).....	300 V
Corriente Directa RMS.....	35 A
Corriente Directa DC	25 A
Corriente Límite en el encendido	400 A/us
Pico de Corriente Directa Accidental (I_{FM} (surge)).....	180 A
I^2t para fusión (para tiempo 1.0 ms).....	165 A ² s
Disipación de potencia de Puerta Pico, P_{GM}	40 W
Disipación de Potencia de Puerta Promedio, $P_{G(AV)}$	1 W
Voltaje de Puerta Inverso Pico, V_{GRM}	10 V
Corriente de Puerta Directa Pico, I_{GFM}	6.4 A
Energía de recuperación Inversa.....	0.002 W-s
Temperatura de Almacenamiento, T_{stg}	-65 a 150 °C
Temperatura de Operación, T_C	-65 a 120 °C
Tiempo de apagado, t_{off}	15 us

Corriente de Bloqueo DC, directo o inverso.....	6.0mAdc
Corriente de Disparo de Puerta máxima.....	180 mAdc
Voltaje de Disparo de Puerta máximo.....	3 Vdc
Voltaje máximo desarrollado en el encendido.....	2.05 V
Corriente de mantenimiento, I_{HO}	150 mAdc
Resistencia Térmica Efectiva (DC).....	1.7 °C/W
dv/dt que no encenderá al tiristor.....	200 V/us

Se utilizaron como tiristores auxiliares los del tipo 2N5204, que presentan las siguientes características:

voltaje de pico repetitivo directo e inverso.....	600 V
Corriente directa RMS máxima	25 A
Corriente directa accidental máxima	300 A
Corriente de Puerta máxima	80 mA
Voltaje de Puerta máximo	3 V
Potencia de Puerta máxima	11 W
dv/dt	100 V/us
Voltaje máximo en estado de encendido	2.3 V
Tiempo de apagado	40 us

Los diodos utilizados en la etapa de potencia del equipo presentan las siguientes especificaciones:

Código numérico.....	1N2160
Voltaje inverso de pico repetitivo	400 V
Corriente directa RMS máxima	25 A
Caída de voltaje en el encendido	1.47 V

A continuación se detalla la lista de los elementos:

INTEGRADOS:

IC- 1	Temporizador.....	RC555
IC- 2	Contador	74161
IC- 3	Contador	74161
IC- 4	Puertas And de dos entradas	7408
IC- 5	Inversores	7404
IC- 6	Multiplexor 8-1	74151
IC- 7	Multiplexor 8-1	74151
IC- 8	Cuatro Flip-Flop tipo D	74175
IC- 9	Multiplexor 8-1	74151
IC-10	Dos multiplexores 4-1	74153
IC-11	Dos monoestables	74123
IC-12	Puertas Nand de tres entradas	7410
IC-13	Decodificador binario a decimal	7442
IC-14	Puertas Nand de dos entradas	7400
IC-15	Puertas Or de dos entradas	7432
IC-16	Puertas And de tres entradas	7411
IC-17	Puertas And de cuatro entradas	7421
IC-18	Dos monoestables	74123

TRANSISTORES:

Q ₁ a Q ₈	172A
---------------------------------	-------	------

RESISTENCIAS:

R_1 Potenciómetro	2.2 K Ω , $\frac{1}{2}$ W
R_2	820 Ω , $\frac{1}{2}$ W
R_e	8.2K Ω , $\frac{1}{2}$ W
R_{e1} , R_{e2} Potenciómetros	6.8K Ω , $\frac{1}{2}$ W
R_{b1} a R_{b8}	8.2K Ω , $\frac{1}{2}$ W
R_{c1} a R_{c4}	39 Ω , 2.5 W
R_{s1} a R_{s8}	39 Ω , 2.5 W

CAPACITORES:

C_1 , C_e , C_{e1} , C_{e2}	0.1 uf-100 V
C	0.018uf-100 V
C_{s1} a C_{s8}	0.22 uf-200 V
C_1 , C_2	48 uf - 300 VAC

INDUCTORES:

L_1 , L_2	20 uh
---------------------	-------

DIODOS:

Todos los diodos utilizados en el circuito de disparo corresponden a los del tipo de diodos rápidos 1N914

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

1. AMREIM, F. and LEIMGRUBER, K., "Static Inverters", Brown Boveri Review, Baden, 1970, Volumen 57.
2. BEDFORD, B. and HOFT, R., "Principles of Inverter Circuits", John Wiley & Sons, New York, 1964.
3. DAVIS, REX M., "Power diode and thyristor circuits", Peter Peregrinus, England, 1979.
4. DEWAN, S. and STRAUGHEN, A., "Power Semiconductor Circuits", John Wiley & Sons, Indianapolis, 1975.
5. GENERAL ELECTRIC, "Semiconductor data handbook third edition", General Electric Company Semiconductor Products Department, New York, 1977.
6. HEINRICH, T. and OATES, R., "Inverters".
7. MAZDA, F. F., "Thyristor Control", London, Newnes-Butterworths, 1973.
8. KUMAR SUGANDHI, RAJENDRA and KRISHNA, "Thyristors, theory and applications", John Wiley & Sons.
9. RAM SHAW RAYMOND, "Power electronics", Chapman and Hall, London, 1977.

10. VERHOEFF, A., "Basic forced commutated inverters and their characteristics", IEEE - Trans I. A., Volumen 1A-9, número 5, 1973.
11. TEXAS INSTRUMENTS, "The bipolar digital integrated circuits data book", Texas Instruments, Dallas, 1983.
12. FLETCHER, W. I., "An engineering approach to digital design, Prentice Hall, New Jersey, 1980.
13. BERLIN, HOWARD M., "The 555 Timer Applications Source Book, Blacks Burg, 1982.



A.F. 142058