

T  
621.381532  
ALC  
p.2



**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**

**FACULTAD DE INGENIERIA EN ELECTRICIDAD Y COMPUTACION**

**"DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL INVERSOR MONOFASICO  
DE MEDIO PUENTE Mc MURRAY --BEDFORD"**

**TRABAJO DE GRADUACION**

**Previo a la obtención del Título de:  
INGENIERO EN ELECTRICIDAD  
Especialización: INDUSTRIAL**

**Presentado por:**

**Giovanni Alcócer Cordero**

**Kathya Delgado Arevalo**

**Nadia Guevara Ortega**

**Tatiana Lara Tello**

**Manuel Rendón Maldonado**

**GUAYAQUIL - ECUADOR**



## **AGRADECIMIENTO**

En primer lugar, quisiéramos agradecerle a Dios, el cual nos ha dado la fuerza para trabajar y el espíritu para avanzar a lo largo de nuestra formación académica y personal; y que ha sido siempre la guía en cada momento de nuestras vidas.

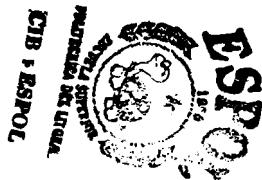
También agradecemos a nuestros compañeros, a los profesores, y a todas las personas que en mayor o menor grado nos han ayudado a desarrollar este trabajo.

A todos ellos un millón de gracias y que Dios los bendiga.

## DEDICATORIA

Dedicamos este trabajo y todo nuestro esfuerzo a nuestros padres, que siempre nos han dado su amor, respaldo y apoyo, valores sin los cuales no habríamos conseguido llegar a donde lo hemos hecho.

Para ellos va dedicada esta obra, pues les pertenece.



**TRIBUNAL**



**Ing. Carlos Monsalve**

**SUB-DECANO**



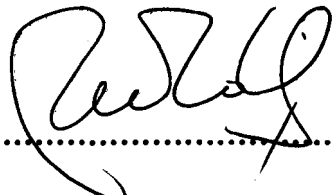
**Ing. Norman Chootong**

**DIRECTOR DE TOPICO**



**Ing. Alberto Manzur**

**M. PRINCIPAL**



**Ing. Washington Medina**

**M. PRINCIPAL**

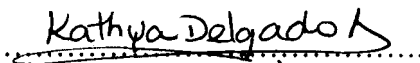
## DECLARACION EXPRESA

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

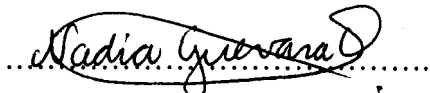
(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL).



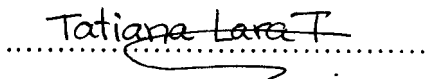
Giovanni Alcócer Cordero



 Kathya Delgado Arévalo



Nadia Guevara Ortega



Tatiana Lara Tello



Manuel Rendón Maldonado



## RESUMEN

El objetivo de desarrollar este proyecto de Tópico es diseñar, implementar, construir y poner en funcionamiento un circuito de Electrónica de Potencia llamado “INVERSOR MONOFASICO Mc MURRAY-BEDFORD”; siendo el mismo un convertidor DC/AC, cuyo objetivo es proporcionar una fuente de voltaje alterno para alimentar motores AC a partir de una fuente de voltaje DC.

Para lograrlo, el mismo utiliza tiristores de potencia en el circuito de fuerza, los mismos que realizan la función de interruptores electrónicos que permiten ajustar una fuente de voltaje DC y transformarla en una señal de voltaje AC. La intención de hacer esto es controlar la velocidad de dichos motores AC, o cual se logra variando la frecuencia de la señal que se obtiene a la salida del circuito.

El Inversor en cuestión utiliza dos tiristores principales, los cuales reciben señales de encendido alternadamente en forma de ráfagas de pulsos.

Cuando el primer tiristor recibe su señal de encendido, éste empieza a conducir, funcionando como cortocircuito, haciéndole llegar el voltaje de la fuente a las terminales del motor.

Transcurrido un tiempo prudencial el segundo tiristor recibirá su señal de encendido, la cual lo hará conducir y al mismo tiempo hará que el primer tiristor se

apague por la acción de elementos del circuito de conmutación tales como capacitores, inductancias y diodos.

Después de un pequeño lapso, el primer tiristor se habrá apagado y el segundo tiristor estará conduciendo haciéndole llegar voltaje de la fuente a las terminales del motor pero en una polaridad inversa a la del primer tiristor. Después de un tiempo igual al que estuvo conduciendo el primer tiristor, éste recibirá su señal de encendido, la cual lo hará conducir y al mismo tiempo hará que el segundo tiristor se apague por la acción de los capacitores, inductancias y diodos, repitiéndose el ciclo una y otra vez.

De esta forma, cada cierto tiempo el motor estará recibiendo en sus terminales voltaje positivo, y luego negativo en forma de una señal alterna de onda cuadrada. La frecuencia con que esto suceda va a depender única y exclusivamente de la frecuencia de disparo que se genera en el circuito emisor de pulsos de los tiristores; es decir que puede ser controlada a voluntad.

En los capítulos más adelante se explicará detalladamente cómo se diseñó el Inversor Monofásico Mc Muray - Bedford y se mostrarán los resultados experimentales del proyecto.

## INDICE GENERAL

RESUMEN	Pág. vi
INDICE GENERAL	Pág. viii
INDICE DE ABREVIATURAS	Pág. xii
INDICE DE FIGURAS	Pág. xvi
INTRODUCCION	
CAPITULO 1: CONVERTIDORES	Pág. 1
1.1 Convertidores tipo DC/AC	Pág. 2
1.1.1 Convertidores tipo DC/AC: Inversores	Pág. 3
1.2 Proceso de Inversión	Pág. 6
1.3 Por qué el uso de Tiristores	Pág. 8
CAPITULO 2: TECNICAS DE CONMUTACION DE UN TIRISTOR	Pág. 11
2.1 Conmutación Natural	Pág. 12
2.2 Conmutación Forzada	Pág. 12
2.2.1 Conmutación por Impulso	Pág. 13
2.2.2 Conmutación por Pulso Resonante	Pág. 17





<b>CAPITULO 3: TECNICAS DE MODULACION DE ANCHO DE PULSO</b>	<b>Pág. 23</b>
3.1 Tipos de Modulación	Pág. 23
3.1.1 Modulación de un solo ancho de pulso	Pág. 25
3.1.2 Modulación de varios anchos de pulso	Pág. 26
3.1.3 Modulación senoidal de ancho de pulso	Pág. 30
3.1.4 Modulación senoidal modificada de ancho de pulso	Pág. 35
3.1.5 Control por desplazamiento de fase	Pág. 36
<b>CAPITULO 4: TIPOS DE INVERSORES MONOFASICOS</b>	<b>Pág. 39</b>
4.1 Inversor con tiristores por conmutación forzada	Pág. 39
4.1.1 Inversores con conmutación auxiliar	Pág. 40
4.1.1.1 Modo I	Pág. 41
4.1.1.2 Modo II	Pág. 42
4.1.1.3 Modo III	Pág. 42
4.1.1.4 Modo IV	Pág. 42
4.2 Aplicaciones de los Inversores	Pág. 44
<b>CAPITULO 5: CARACTERISTICAS DEL INVERSOR DE MEDIO PUENTE Mc MURRAY - BEDFORD</b>	<b>Pág. 46</b>
5.1 Introducción	Pág. 46

5.2	Conmutación de Voltaje del Inversor de Medio Puente	Pág.	48
5.2.1	Período 1	Pág.	54
5.2.1	Período 2	Pág.	57
5.2.1	Período 3	Pág.	63
5.2.1	Período 4	Pág.	64
5.3	Formas de Onda del Voltaje de Salida del Inversor	Pág.	65

## CAPITULO 6: DISEÑO DEL INVERSOR DE MEDIO PUENTE

Mc MURRAY - BEDFORD Pág. 67

6.1	Diseño del Inversor	Pág.	67
6.2	Especificaciones Generales del Inversor	Pág.	68
6.3	Diseño del Circuito de Fuerza o de Potencia	Pág.	69
6.3.1	Cálculos de Diseño del Circuito de Fuerza	Pág.	70
6.3.2	Especificaciones de los Tiristores $Q_1$ y $Q_2$	Pág.	72
6.3.3	Especificaciones de los Capacitores $C_1$ y $C_2$	Pág.	73
6.3.4	Especificaciones de los Inductores $L_1$ y $L_2$	Pág.	73
6.3.5	Especificaciones de los Inductores $L_{E1}$ y $L_{E2}$	Pág.	73
6.3.5.1	Inductor $L_{E2}$	Pág.	73
6.3.5.2	Inductor $L_{E1}$	Pág.	74
6.3.6	Especificaciones de los Diodos $D1$ y $D2$	Pág.	74
6.3.7	Especificaciones de los Diodos $D11$ y $D22$	Pág.	74

<b>6.4</b>	<b>Diseño del Circuito de Control</b>	<b>Pág. 75</b>
<b>6.5</b>	<b>Elementos Utilizados</b>	<b>Pág. 80</b>
6.5.1	Circuito de Fuerza	Pág. 80
6.5.2	Circuito de Control	Pág. 81

<b>CAPITULO 7: RESULTADOS EXPERIMENTALES</b>	<b>Pág. 83</b>
--	----------------

7.1	Pruebas en Operación	Pág. 83
7.2	Fotografías de las Señales de Voltaje del Circuito	Pág. 88
7.3	Fotografías del Circuito de Fuerza y de Control	Pág. 101

**CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

**BIBLIOGRAFIA**

## INDICE DE ABREVIATURAS

- ◆  $n_{AC}$ : Velocidad sincrónica del motor AC.
- ◆  $f$ : Frecuencia del motor AC.
- ◆  $p$ : Número de polos del motor AC.
- ◆  $V_s$ : Voltaje de la fuente.
- ◆  $V_0$ : Voltaje de salida del Inversor.
- ◆  $L_i$ : Inductancia i.
- ◆  $C_i$ : Capacitor i.
- ◆  $V_{C_i}$ : Voltaje del Capacitor i.
- ◆  $V_{L_i}$ : Voltaje del Inductor i.
- ◆  $i_s$ : Corriente de la fuente.
- ◆  $i_m$ : Corriente de la carga (motor).
- ◆  $T_i$ : Tiristor i.
- ◆  $i_{g_i}$ : Corriente de compuerta del tiristor i.
- ◆  $t_{off}$ : Tiempo de apagado del tiristor.
- ◆  $D_i$ : Diodo i.
- ◆  $D_m$ : Diodo de paso libre de la carga.
- ◆  $S_i$ : Interruptor i.
- ◆  $\omega_m$ : Frecuencia de oscilación del circuito.
- ◆  $i_p$ : Corriente pico



- ◆  $\delta$ : Ancho de pulso de troceo.
- ◆  $A_r$ : Amplitud de la onda rectangular.
- ◆  $A_c$ : Amplitud de la onda triangular.
- ◆  $M$ : Índice de modulación.
- ◆  $f_0$ : Frecuencia de la señal de salida.
- ◆  $f_c$ : Frecuencia de la señal portadora.
- ◆  $m_f$ : Relación de modulación de frecuencia.
- ◆  $n_p$ : Número de pulsos por medio ciclo.
- ◆  $\alpha_m$ : Angulo de disparo del tiristor.
- ◆  $V_{max}$ : Amplitud pico máxima de voltaje.
- ◆  $Q$ : Número de pulsos en  $60^\circ$ .
- ◆  $i_c$ : Corriente del capacitor.
- ◆  $R_f$ : Resistencia del circuito de fuerza.
- ◆  $L_m$ : Inductancia del circuito de fuerza.
- ◆  $C_m$ : Capacitor del circuito de fuerza.
- ◆  $V_{S1}$ : Fuente de voltaje 1.
- ◆  $V_{S2}$ : Fuente de voltaje 2.
- ◆  $Q_1$ : Tiristor 1.
- ◆  $Q_2$ : Tiristor 2.
- ◆  $L_1$ : Inductancia 1.

- ◆  $L_2$ : Inductancia 2.
- ◆  $C_1$ : Capacitor 1.
- ◆  $C_2$ : Capacitor 2.
- ◆  $L_{E1}$ : Inductancia E1.
- ◆  $L_{E2}$ : Inductancia E2.
- ◆ D1: Diodo 1.
- ◆ D2: Diodo 2.
- ◆ D11: Diodo 11.
- ◆ D22: Diodo 22.
- ◆  $V_{ak1}$ : Voltaje ánodo-cátodo tiristor 1.
- ◆  $V_{ak2}$ : Voltaje ánodo-cátodo tiristor 2.
- ◆  $V_{L1}$ : Voltaje de la Inductancia  $L_1$ .
- ◆  $V_{L2}$ : Voltaje de la Inductancia  $L_2$ .
- ◆  $V_{C1}$ : Voltaje del Capacitor  $C_1$ .
- ◆  $V_{C2}$ : Voltaje del Capacitor  $C_2$ .
- ◆  $V_{LE1}$ : Voltaje de la Inductancia  $L_{E1}$ .
- ◆  $V_{LE2}$ : Voltaje de la Inductancia  $L_{E2}$ .
- ◆  $V_{D1}$ : Voltaje del diodo D1.
- ◆  $V_{D2}$ : Voltaje del diodo D2.
- ◆  $V_{D11}$ : Voltaje del diodo D11.

- ◆  $V_{D22}$ : Voltaje del diodo D22.
- ◆  $I_0$ : Corriente de la carga.
- ◆  $I_{S1}$ : Corriente de la fuente 1.
- ◆  $I_{S2}$ : Corriente de la fuente 2.
- ◆  $I_{Q1}$ : Corriente del tiristor 1.
- ◆  $I_{Q2}$ : Corriente del tiristor 2.
- ◆  $I_{C1}$ : Corriente del capacitor 1.
- ◆  $I_{C2}$ : Corriente del capacitor 2.
- ◆  $I_{LE1}$ : Corriente de la inductancia  $L_{E1}$ .
- ◆  $I_{LE2}$ : Corriente de la inductancia  $L_{E2}$ .
- ◆  $I_{D1}$ : Corriente del diodo D1.
- ◆  $I_{D2}$ : Corriente del diodo D2.
- ◆  $I_{D11}$ : Corriente del diodo D11.
- ◆  $I_{D22}$ : Corriente del diodo D22.
- ◆  $n$ : Relación de transformación del inductor.
- ◆ CLK1: Señal de reloj 1.
- ◆ CLK2: Señal de reloj 2.
- ◆ DT1: Señal de disparo del tiristor 1.
- ◆ DT2: Señal de disparo del tiristor 2.
- ◆ CLR: Señal de limpiar al contador 74161.



## INDICE DE FIGURAS

### CAPITULO 1

- |     |                      |      |   |
|-----|----------------------|------|---|
| 1.1 | Proceso de Inversión | Pág. | 6 |
| 1.2 | Onda de Voltaje      | Pág. | 7 |

### CAPITULO 2

- |      |   |      |    |
|------|---|------|----|
| 2.1  | Circuito de Conmutación por Impulso                 | Pág. | 13 |
| 2.2  | Circuito de Autoconmutación                         | Pág. | 14 |
| 2.3  | Circuito Equivalente y Formas de Onda               | Pág. | 15 |
| 2.4  | Circuito Conmutado por Impulso con Carga Acelerada  | Pág. | 17 |
| 2.5a | Circuito  | Pág. | 17 |
| 2.5b | Formas de Onda                                      | Pág. | 17 |
| 2.6  | Circuito de Tiristor Autoconmutado                  | Pág. | 19 |
| 2.7  | Conmutación de Pulso Resonante con Diodo Acelerador | Pág. | 22 |

### CAPITULO 3

- |     |                                       |      |    |
|-----|---------------------------------------|------|----|
| 3.1 | Modulación de un solo Ancho de Pulso  | Pág. | 25 |
| 3.2 | Modulación de Varios Anchos de Pulso  | Pág. | 28 |
| 3.3 | Generación de la Señal de Excitación  | Pág. | 31 |
| 3.4 | Modulación Senoidal de Ancho de Pulso | Pág. | 32 |



3.5	Voltaje Pico Fundamental de Salida en Función del Índice Modulación	Pág.	34
3.6	Modulación Senoidal Modificada del Ancho de Pulso	Pág.	35
3.7	Control por Desplazamiento de Fase	Pág.	37

#### CAPITULO 4

4.1	Inversor Monofásico con Conmutación Auxiliar	Pág.	40
4.2	Formas de Onda del Inversor Monofásico con Conmutación Auxiliar	Pág.	41

#### CAPITULO 5

5.1	Circuito Inversor Monofásico Mc Murray - Bedford	Pág.	48
5.2	Circuito Equivalente de Inductancias Acopladas $L_1$ y $L_2$	Pág.	49
5.3	Circuito Equivalente de Inductancias Acopladas $L_{E1}$ y $L_{E2}$	Pág.	50
5.4	Circuito Equivalente	Pág.	54
5.5	Circuito Equivalente Período 1	Pág.	55
5.6	Circuito Equivalente Período 2	Pág.	59
5.7	Formas de Onda Períodos 1 y 2	Pág.	61

#### CAPITULO 6

6.1	Circuito de Fuerza Inversor Monofásico Mc Murray - Bedford	Pág.	69
6.2	Circuito de Reloj CLK1	Pág.	75
6.3	Circuito de Reloj CLK2	Pág.	76

6.4	Circuito Generador de Pulsos de Disparo	Pág.	77
6.5	Circuito Amplificador de Pulsos de Disparo	Pág.	78
6.6	Circuito de Control Inversor Monofásico Mc Murray - Bedford	Pág.	79

## CAPITULO 7

7.1	Voltaje de Salida con Carga Resistiva a 60 Hz	Pág.	88
7.2	Voltaje de Salida con Carga Resistiva a 300 Hz	Pág.	89
7.3	Voltaje de Salida con Carga Resistiva - Inductiva a 60 Hz	Pág.	90
7.4	Voltaje de Salida con Carga Resistiva - Inductiva a 300 Hz	Pág.	91
7.5	Voltaje de Salida y Señal de Disparo DT1 del Tiristor 1	Pág.	92
7.6	Voltaje de Salida y Señal de Disparo DT2 del Tiristor 2	Pág.	93
7.7	Señal de Disparo a la Salida del Amplificador de Pulsos (Voltaje Gate – Cátodo de los Tiristores)	Pág.	94
7.8	Voltaje de la Inductancia $L_1$ ( $V_{L1}$ )	Pág.	95
7.9	Voltaje del Capacitor $C_1$ ( $V_{C1}$ )	Pág.	96
7.10	Voltaje de Salida y Voltaje del Capacitor $C_1$	Pág.	97
7.11	Voltaje Anodo – Cátodo del Tiristor 1 ( $V_{AK1}$ )	Pág.	98
7.12	Voltaje del Diodo 1 ( $V_{D1}$ )	Pág.	99
7.13	Voltaje del Diodo 11 ( $V_{D11}$ )	Pág.	100
7.14	Circuito Completo del Inversor Monofásico Mc Murray - Bedford	Pág.	101
7.15	Circuito de Fuerza del Inversor	Pág.	102



## INTRODUCCION

Poder controlar la velocidad de los motores y el rendimiento de los mismos es un factor de una significativa importancia en el ámbito industrial.

Para controlar motores AC tenemos que regirnos por la fórmula que nos da la velocidad de un motor de esta clase:

$$n_{AC} = \frac{120 * f}{p}$$

Donde:

$n_{AC}$ : Velocidad del motor AC

f: Frecuencia del voltaje de alimentación

p: número de pares de polos del motor

Por esto para controlar la velocidad de un motor AC es necesario regular la frecuencia de la onda de voltaje alterno que le llega a las terminales de dicho motor. Aumentando dicha frecuencia aumentará proporcionalmente la velocidad de nuestro motor, y disminuyéndola se obtendrá lo propio con el motor. Esto es lo que hace en resumen el Inversor Monofásico Mc Murray-Bedford.



## **Capítulo 1**

### **CONVERTIDORES**

En la mayoría de las operaciones de tipo industrial, los motores se encuentran funcionando alimentados directamente desde la fuente de alimentación AC o DC; por consiguiente los devanados del motor se encuentran conectados directamente a la línea de alimentación.

Bajo estas condiciones de funcionamiento el motor se encuentra operando regido por la naturaleza de la carga mecánica que se conecta a su eje. Si la carga es pequeña, el motor generará un pequeño torque que le permitirá girar a gran velocidad, si la carga es grande el motor entregará un gran torque y girará a una velocidad más baja.

Es claro que la operación del motor se encuentra sujeto a la naturaleza de la carga para un voltaje de alimentación fijo, y el operador no tiene control sobre su operación.

Para poder tener control sobre la velocidad de los motores es que necesitamos de la ayuda de dispositivos llamados CONVERTIDORES que se pueden clasificar de la siguiente manera:

- Convertidor DC/DC o **Troceador**.
- Convertidor DC/AC o **Inversor**.
- Convertidor AC/DC o **Rectificador**.
- Convertidor AC/AC o **Cicloconvertidor**.

En este capítulo nos interesa analizar un tipo específico, el Convertidor DC/AC.

## 1.1 CONVERTIDORES TIPO DC/AC

Como se sabe, los motores de inducción giran a una velocidad menor que la velocidad sincrónica del campo giratorio. La velocidad del campo giratorio está determinada por el número de polos del devanado de las bobinas de inducción y la frecuencia del voltaje AC aplicado.

De esta manera:

$$n_{AC} = \frac{120 * f}{p} \quad (1-1)$$

Donde:

$n_{AC}$ : Velocidad del motor AC

f: Frecuencia del voltaje de alimentación

p: Número de pares de polos del motor

Para controlar electrónicamente la velocidad de los motores AC, se varía la frecuencia del voltaje aplicado a la bobina de inducción, y así cambiamos la velocidad sincrónica del motor. Este cambio trae como consecuencia el cambio de la velocidad del motor.

Encontramos dos formas de obtener un voltaje AC de frecuencia variable para controlar un motor:

1. Cambiando la potencia DC en AC de frecuencia variable (inversores).
2. Cambiando la potencia AC de 60 Hz en potencia AC de frecuencia variable (Cicloconvertidores).

### **1.1.1 CONVERTIDORES TIPO DC/AC: INVERSORES**

La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en DC a un voltaje simétrico de salida AC, con una magnitud y frecuencias deseadas. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada DC y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida. Por otra parte, si el voltaje de entrada en DC es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor; esto por lo general se lo hace controlando la modulación del ancho del pulso (PWM) dentro del inversor.

La **ganancia del inversor** se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en AC y el voltaje de entrada en DC.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser sinusoidales. Sin embargo, en los inversores reales estas señales de voltaje no son sinusoidales y contienen cierto porcentaje de armónicos.

Para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada. Para aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda sinusoidales de baja distorsión.

Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida mediante las técnicas de conmutación. La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente voltaje DC.

Las salidas monofásicas típicas son:

- a. 120V a 60Hz
- b. 220V a 50Hz
- c. 115V a 400Hz



Para sistemas trifásicos de alta potencia, las salidas típicas son:

- a. 220/380 V a 50Hz
- b. 120/208 V a 60Hz
- c. 115/200 V a 400Hz

Los inversores se pueden clasificar básicamente en dos tipos:

- a. inversores monofásicos
- b. inversores trifásicos

Cada tipo puede utilizar dispositivos con activación y desactivación controlada, es decir elementos electrónicos tales como BJT, MOSFET, IGBT, MCT, SIT, GTO o tiristores de conmutación forzada, según la aplicación. Estos inversores usan por lo general señales de control PWM, para producir un voltaje de salida en AC.

Un inversor se llama *inversor alimentado por voltaje* (VFI) si el voltaje de entrada se conserva constante; *inversor alimentado por corriente* (CFI) si la corriente de entrada se conserva constante; e *inversor enlazado en DC variable* si el voltaje de entrada es controlable.



## 1.2 PROCESO DE INVERSIÓN

Como ya mencionamos el inversor es un Convertidor de Potencia en el cual la potencia de corriente continua se convierte en potencia de corriente alterna. Esta conversión puede ser lograda con el uso de interruptores, con lo cual se controla la conducción de corriente, ya que alternadamente se conecta la carga a los polos positivos y negativo de la alimentación de voltaje continuo, y es posible la inversión.

Para mostrar el proceso de inversión, podemos valernos de cuatro interruptores S1, S2, S3 y S4 y una carga resistiva como se muestra en la figura 1.1. Los interruptores son operados a una velocidad apropiada para obtener la frecuencia deseada.

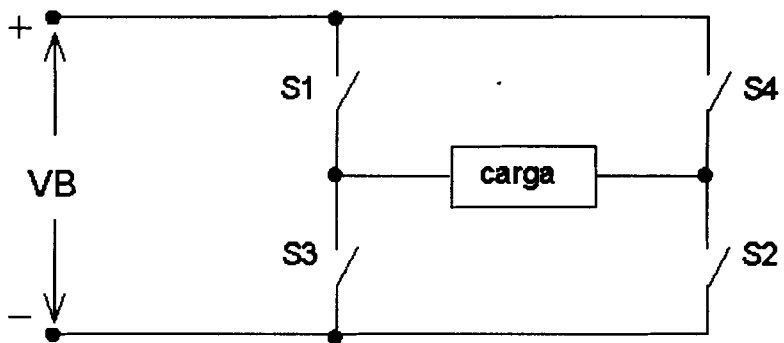
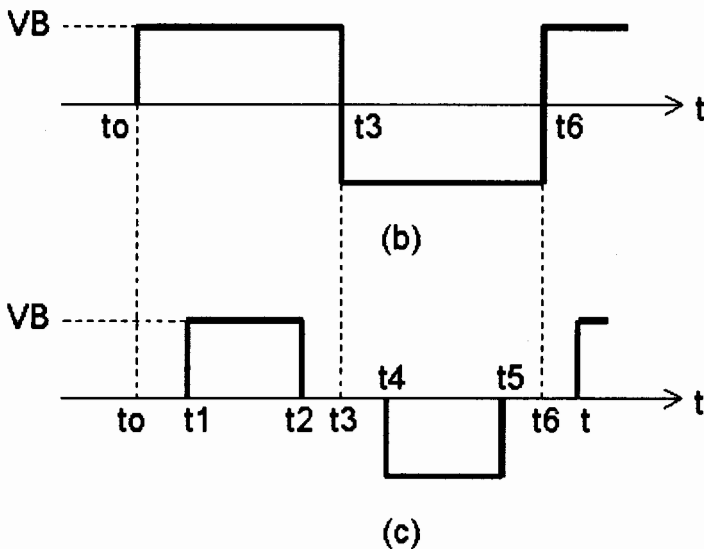


Fig. 1.1 Proceso de inversión

Si al tiempo  $t_0$  los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  son cerrados simultáneamente, mientras  $S_3$  y  $S_4$  permanecen abiertos, el voltaje que ve la carga es positivo e igual al de la fuente. Si en  $t_3$  los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  son abiertos y,  $S_3$  y  $S_4$  son cerrados, el voltaje que ve la carga es negativo y permanece así hasta un tiempo después en que se repite el ciclo.

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 una onda de voltaje cuadrada a la salida con un ancho de pulso de  $180^\circ$  eléctricos y una amplitud pico que corresponde a la de la alimentación, como se muestra en la figura 1.2.



**Fig. 1.2 Onda de voltaje**

Una forma de onda como la que se muestra en la figura 1.2 se puede obtener si los interruptores  $S_3$  y  $S_4$  son accionados con un retraso o desplazamiento de tiempo (desplazamiento de fase) a partir del accionamiento de  $S_1$  en  $t_0$  y de  $S_3$  en  $t_3$  respectivamente, de modo que los interruptores conectados a una misma polaridad de la fuente permanezcan cerrados durante el tiempo que dure el desplazamiento de la operación.

En estas figuras podemos observar que se obtienen intervalos de cero voltios y variación de la ganancia del inversor, conforme se vaya variando el desplazamiento de operación de los interruptores  $S_2$  y  $S_4$  con respecto a  $S_1$  y  $S_3$ . Así 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.

### 1.3 POR QUE EL USO DE TIRISTORES

Dado que los circuitos inversores básicamente necesitan de interruptores 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.

El rectificador controlado de silicio presenta las siguientes ventajas de carácter práctico sobre tipos previos de rectificadores controlados:



- 1.3.1 Posee pequeño tamaño y peso con relación a la potencia manejada.
- 1.3.2 Operación confiable y libre de mantenimiento, con un periodo de vida virtualmente ilimitado y una robustez física que lo hace casi inmune a los efectos de vibraciones y golpes mecánicos.
- 1.3.3 Buenas características dinámicas, puede apagarse rápidamente y estar inmediatamente listo para operar.

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

El rectificador controlado de silicio, dispositivo semiconductor de tres terminales (ánodo, cátodo y compuerta) 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 pulsos de disparo son aplicados en las compuertas.

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 corriente de compuerta se haga cero o hasta que sea debidamente conmutado.

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

- a. 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.
- b. La subsecuente reaplicación de voltaje directo debe ser a una razón menor que su rango  $dv/dt$ .
- c. Una trayectoria alternativa debe ser suministrada para la corriente de carga cuando esta es inductiva.

Ahora pasaremos a hablar de las distintas técnicas de conmutación de un tiristor.

## Capítulo 2

### TECNICAS DE CONMUTACION DE UN TIRISTOR

La conmutación es el proceso de desactivar o apagar un tiristor una vez que se han satisfecho los requerimientos de la carga; esto significa que ha cesado la conducción directa del tiristor y que la reaplicación de un voltaje positivo al ánodo no causara flujo de corriente, sin que haya la correspondiente señal de compuerta. Por lo general esta desactivación causa la transferencia del flujo de corriente a otras partes del circuito.

Normalmente se utilizan componentes adicionales en el circuito de conmutación, utilizando resonancia LC (o un circuito sub-amortiguado) para obligar a la corriente y/o al voltaje de un tiristor a pasar por cero, desactivando así el dispositivo.

Existen dos grupos de técnicas para conmutar un tiristor:

- a. Técnicas de conmutación natural.
- b. Técnicas de conmutación forzada.

## 2.1 CONMUTACION NATURAL

Se utiliza cuando el voltaje de alimentación es de AC, la corriente del tiristor pasa entonces por un cero natural, y a través del tiristor aparece un voltaje inverso. Así el tiristor queda desactivado en forma inmediata a causa de la naturaleza del voltaje de alimentación. Esto se conoce también como conmutación de línea. Este tipo de conmutación se utiliza en los convertidores de voltaje de AC, en rectificadores controlados por fase y en Ciclo-convertidores.

## 2.2 CONMUTACION FORZADA

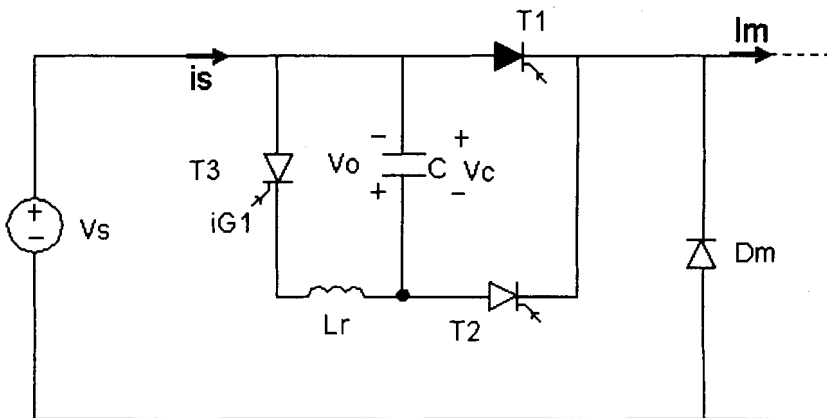
Cuando el voltaje de entrada o de alimentación es de voltaje DC. Para desactivar un tiristor, la corriente del mismo es obligada a pasar por cero utilizando un circuito adicional conocido como *circuito de conmutación*. La técnica de conmutación forzada se aplica comúnmente a los convertidores DC/DC y en convertidores de DC/AC (inversores). A su vez dentro de las técnicas de conmutación forzada existen siete formas que pueden clasificarse de acuerdo a la disposición de los elementos en el circuito de conmutación y a la forma en que se fuerza a cero la corriente del tiristor:



- Autoconmutación
- Conmutación por impulso
- Conmutación por pulso resonante
- Conmutación complementaria.
- Conmutación por pulso externo.
- Conmutación en el lado de la carga.
- Conmutación en el lado de la línea

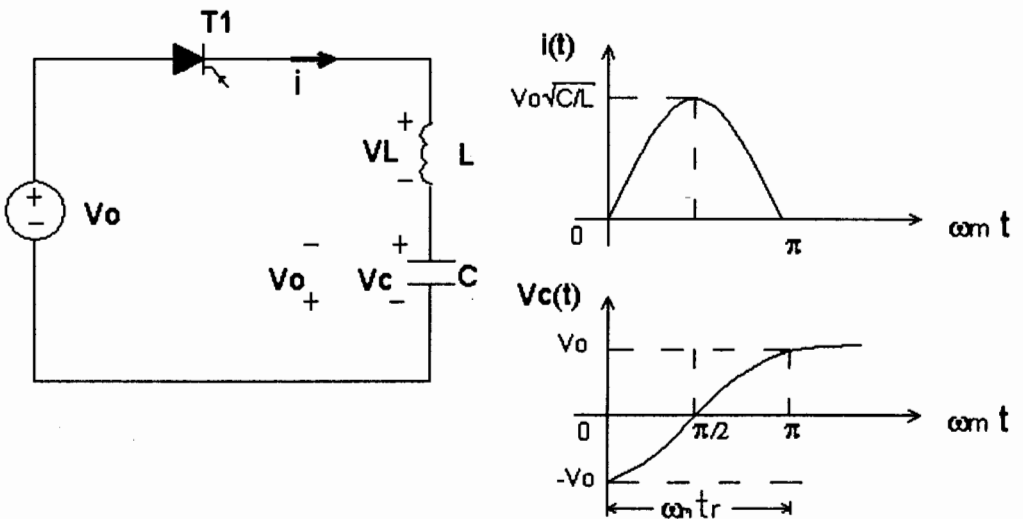
### 2.2.1 CONMUTACION POR IMPULSO

Para el análisis de un circuito conmutado por impulso suponemos que el capacitor está cargado inicialmente a un voltaje de  $-V_0$  con la polaridad que se muestra en la figura 2.1:



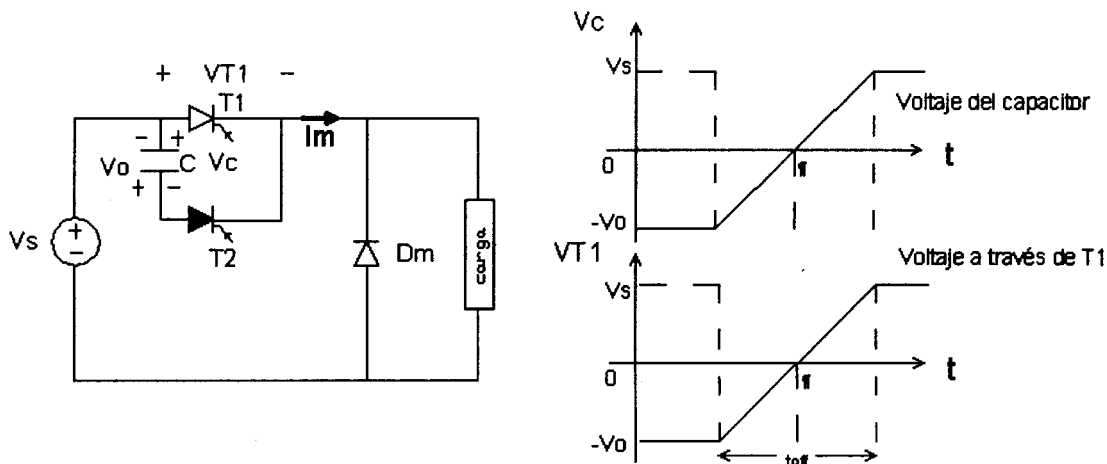
**Fig. 2.1** Circuito conmutado por impulso

Además que el tiristor  $T_1$  está inicialmente conduciendo y tiene una corriente de carga  $I_m$ . Cuando se dispara el tiristor auxiliar  $T_2$ , el tiristor  $T_1$  queda con polarización inversa, debido al voltaje del capacitor, y  $T_1$  se desactiva. La corriente a través del tiristor  $T_1$  dejará de fluir y el capacitor conducirá la corriente de carga. El capacitor se descargará desde  $-V_0$  hasta cero y a continuación cargará al voltaje de DC de entrada  $V_s$ , cuando la corriente del capacitor pase por cero y el tiristor  $T_2$  se desactive. La inversión de carga del capacitor desde  $V_0(=V_s)$  hasta  $-V_0$  ocurre entonces al disparar el tiristor  $T_3$ . El tiristor  $T_3$  es autoconmutado en forma similar al circuito de la figura 2.2.



**Fig. 2.2 Circuito de autoconmutación**

El circuito equivalente durante el período de conmutación aparece en la siguiente figura 2.3. Los voltajes del tiristor y del capacitor se muestran también.



**Fig. 2.3 Circuito equivalente y formas de onda**

El tiempo requerido para que se descargue el capacitor desde  $-V_o$  hasta cero se conoce como *tiempo de desactivación* del circuito  $t_{off}$  y debe ser mayor que el tiempo de desactivación del tiristor  $t_q$ . El tiempo  $t_{off}$  también se conoce como *tiempo disponible de desactivación*. El tiempo de descarga dependerá de la corriente de la carga. Suponiendo una corriente de carga constante  $I_m$ ,  $t_{off}$  está dado por:

$$V_o = \frac{1}{C} \int I_m dt = I_m t_{off} \quad (2-1)$$

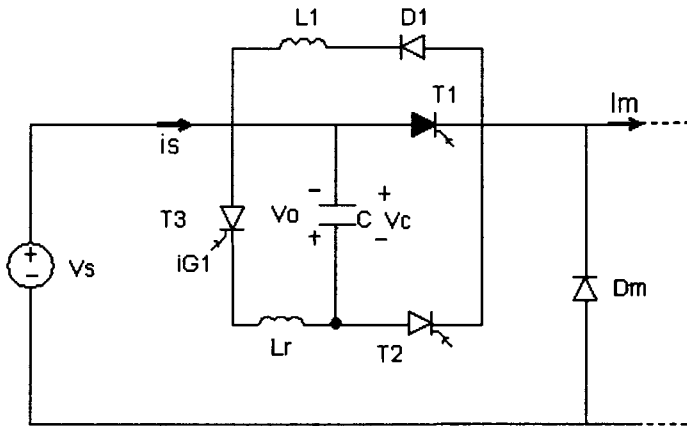
es decir,

$$t_{off} = \frac{V_o C}{I_m} \quad (2-2)$$

Dado que se aplica un voltaje inverso de  $V_o$  a través del tiristor  $T_1$  inmediatamente después del disparo del tiristor  $T_2$ , esto se conoce como *conmutación por voltaje*. Debido a la utilización del tiristor auxiliar  $T_2$ , este tipo de conmutación también se conoce como *conmutación auxiliar*.

El tiristor  $T_1$  a veces se denomina *tiristor principal* porque conduce la corriente de carga.

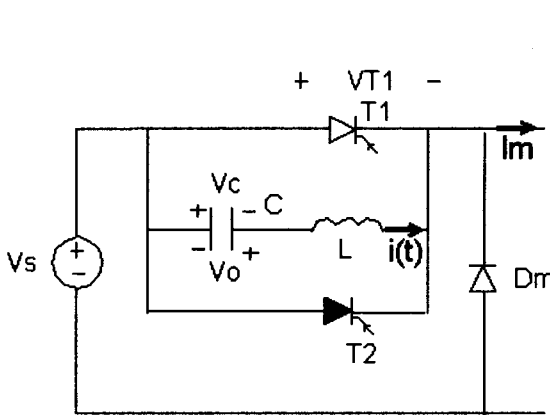
Se puede observar de la ecuación (2-1) que el tiempo de desactivación del circuito,  $t_{off}$ , es inversamente proporcional a la corriente de carga; así, para una carga muy pequeña (o una corriente de carga baja) el tiempo de desactivación será muy grande, y para una corriente de carga alta el tiempo de desactivación será pequeño. En un circuito ideal de conmutación, el tiempo de desactivación deberá ser independiente de la corriente de carga, a fin de garantizar la conmutación del tiristor  $T_1$ . La descarga del capacitor se puede acelerar conectando un diodo  $D_1$  y un inductor  $L_1$  a través del tiristor principal, tal como se muestra en la figura 2.4.



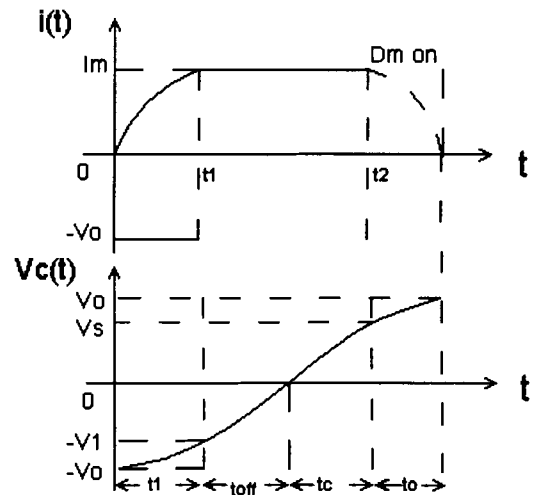
**Fig. 2.4 Circuito conmutado por impulso con recarga acelerada**

## 2.2.2 CONMUTACION POR PULSO RESONANTE

La conmutación por pulso resonante se puede explicar más fácilmente con el circuito de la figura 2.5a:



**Fig. 2.5a Circuito**



**Fig. 2.5b Formas de onda**

En la figura 2.5b se muestran las formas de onda para la corriente y el voltaje del capacitor. El capacitor se carga inicialmente con la polaridad como se muestra estando el tiristor  $T_1$  en modo de conducción, como una corriente de carga  $I_m$ .

Cuando se dispara el tiristor de conmutación  $T_2$ , se forma un circuito resonante constituido por  $L$ ,  $C$ ,  $T_1$ , y  $T_2$ . Se puede deducir la corriente resonante como:

$$\begin{aligned} i(t) &= V_o \sqrt{\frac{C}{L}} \text{Sin } \omega_m t \\ &= I_p \text{Sin } \omega_m t \end{aligned} \quad (2-3)$$

y el voltaje del capacitor es:

$$V_c(t) = -V_o \text{Cos } \omega_m t \quad (2-4)$$

donde  $I_p$  es el valor pico permisible de la corriente de resonancia.

Debido a la corriente de resonancia, la corriente en sentido directo del tiristor  $T_1$  se reduce a cero en  $t=T_1$ , cuando la corriente de resonancia se iguala con la corriente de carga  $I_m$ . El tiempo  $t_1$  debe satisfacer la condición  $i(t=t_1) = I_m$  en la ecuación (2), y se determina como:

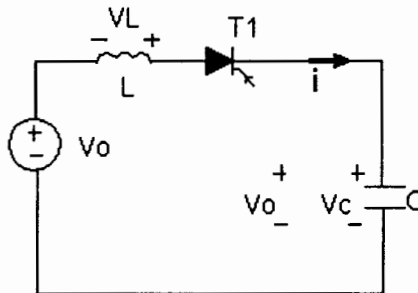
$$t_1 = \sqrt{LC} \text{Sen}^{-1} \left( \frac{I_m}{V_o} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \quad (2-5)$$

El valor correspondiente del voltaje del capacitor es:

$$V_c ( t = t_1 ) = - V_1 = -V_0 \text{Cos } \omega_m t_1 \quad (2-6)$$

La corriente a través del tiristor  $T_1$  dejará de fluir y el capacitor se volverá a cargar a una velocidad determinada por la corriente de carga  $I_m$ . El capacitor se descargará desde  $-V_1$  hasta cero y su voltaje empezará a elevarse hasta el voltaje en DC de la fuente  $V_s$ , en cuyo momento empezará a conducir el diodo  $D_m$  y tendrá lugar una situación similar a la del circuito a continuación con un tiempo igual a  $t_0$ .

Esto se muestra a continuación en la figura:



**Fig. 2.6. Circuito de tiristor autoconmutado**

La energía almacenada en el inductor  $L$  debido a la corriente de pico de la carga  $I_m$  se transfiere al capacitor, haciendo que se sobrecargue, y el voltaje del capacitor  $V_0$  puede calcularse a partir de la ecuación:

$$\begin{aligned}
 V_c(t = t_0) &= V_c = V_s + I_m \sqrt{\frac{L}{C}} \\
 &= V_s + \Delta V
 \end{aligned}
 \tag{2-7}$$

El voltaje del capacitor se invierte desde  $V_c(=V_o)$  hasta  $-V_o$  mediante el disparo de  $T_3$ .  $T_3$  está autoconmutado en forma similar al circuito de la figura 2.2.

Este circuito puede no ser estable debido a la acumulación de energía en el capacitor de conmutación. El circuito equivalente para el periodo de carga es similar al de la figura 2.3.

De la ecuación (1) el tiempo de desactivación del circuito es

$$t_{\text{off}} = \frac{V_1 C}{I_m}
 \tag{2-8}$$

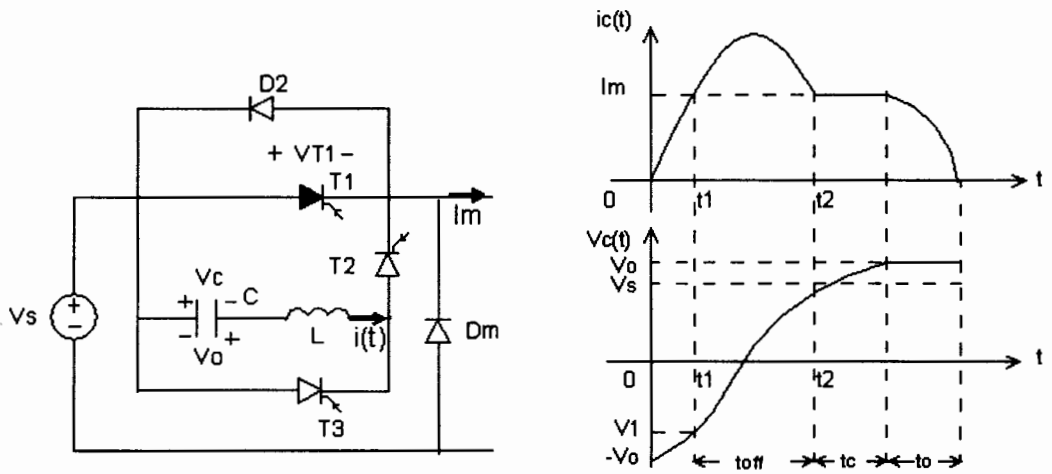
Definamos un parámetro  $x$  que es la relación entre la corriente de pico resonante  $I_p$  y la corriente de pico de carga  $I_m$ . Entonces:

$$x = \frac{I_p}{I_m} = \frac{V_o \sqrt{\frac{C}{L}}}{I_m}
 \tag{2-9}$$



Para reducir hasta cero la corriente hacia delante de  $T_1$ , el valor de  $x$  debe ser mayor que 1.0. En la práctica, se seleccionan los valores de  $L$  y  $C$  de tal forma que  $x = 1.5$ . El valor de  $t_1$  en la ecuación (4) es por lo general pequeño, y  $V_1 \approx V_o$ . El valor de  $t_{off}$  obtenido a partir de la ecuación (6) deberá aproximarse al obtenido en la ecuación (1). En el tiempo  $t_2$ , la corriente del capacitor baja hasta la corriente de carga  $I_m$ . Durante el tiempo  $t_c$ , se descarga el capacitor  $C$  y se recarga hasta el voltaje de alimentación  $V_s$ . Durante el tiempo  $t_o$ , la energía almacenada en el inductor  $L$  es devuelta al capacitor  $C$ , haciendo que se sobrecargue el capacitor con respecto al voltaje de alimentación  $V_s$ .

Debido al uso de un pulso resonante de corriente para reducir la corriente DC del tiristor  $T_1$  hasta cero, este tipo de conmutación también se conoce como *conmutación por corriente*. Se puede observar de la ecuación (6) que el tiempo de desactivación del circuito  $t_{off}$  también es dependiente de la corriente de carga. La descarga del voltaje del capacitor se puede acelerar, conectando el diodo  $D_2$  tal y como se muestra en la figura 2.7.



**Fig. 2.7. Conmutación de pulso resonante con diodo acelerador**

Sin embargo, una vez reducida la corriente del tiristor  $T_1$ , el voltaje inverso que aparece a través de  $T_1$  es la caída directa del voltaje del diodo  $D_2$ , que es pequeña. Esto reduce la velocidad de recuperación del tiristor y hace necesario un tiempo de polarización inversa más largo de no existir el diodo  $D_2$ . La corriente del capacitor  $i_c(t)$  y del voltaje del capacitor  $V_c(t)$  se muestra en la figura 2.7.

El problema es más severo en la conmutación por voltaje que en la conmutación por corriente. Un gran número de circuitos trocadores han sido diseñados utilizando los principios de la conmutación por voltaje la conmutación por corriente.

### Capítulo 3

#### TECNICAS DE MODULACION DE ANCHO DE PULSO

##### **3.1 TIPOS DE MODULACION**

En muchas aplicaciones industriales, a menudo es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores para hacer frente a las variaciones de entrada de voltaje DC, para la regulación del voltaje de los inversores y para los requisitos de control constante del voltaje y frecuencia.

Existen varias técnicas para modificar la ganancia del inversor. El método más eficiente de controlar la ganancia (y el voltaje de salida) es incorporar en los inversores el control de modulación del ancho de pulso (PWM).

Las técnicas comúnmente utilizadas son:

1. Modulación de un solo ancho de pulso.
2. Modulación de varios anchos de pulso.
3. Modulación senoidal del ancho de pulso.
4. Modulación senoidal modificada del ancho de pulso.
5. Control por desplazamiento de fase.

### 3.1.1 MODULACIÓN DE UN SOLO ANCHO DE PULSO

En el control por modulación de un solo ancho de pulso por cada medio ciclo, el ancho de pulso se hace variar, a fin de controlar el voltaje de salida del inversor. La figura 3.1 muestra la generación de las señales de excitación y el voltaje de salida para los inversores monofásicos en puente completo.

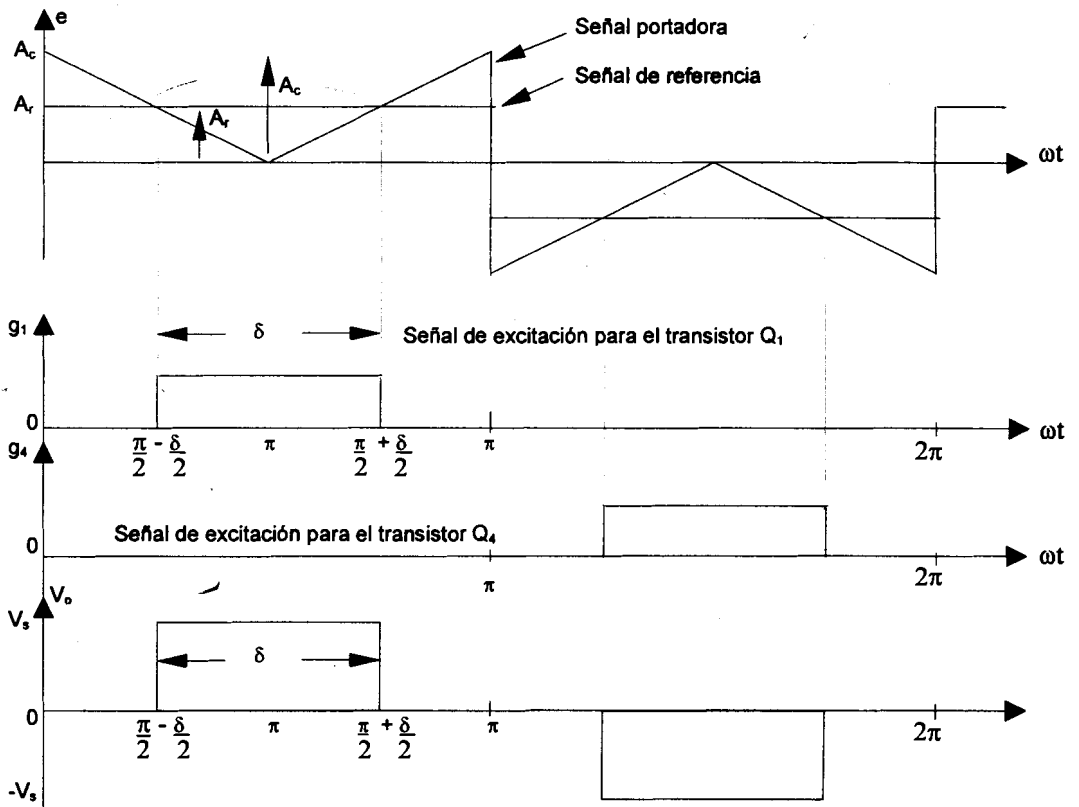


Fig. 3.1 Modulación de un solo ancho de pulso

Las señales de excitación se generan comparando una señal rectangular de referencia de amplitud  $A_r$  con una onda portadora triangular de amplitud



$A_c$ . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida. Si se varía  $A_r$  desde 0 hasta  $A_c$ , el ancho de pulso  $\delta$  puede modificarse desde 0 hasta  $180^\circ$ . La relación de  $A_r$  con  $A_c$  es la variable de control y se define como el *índice de modulación de la amplitud*, o simplemente *índice de modulación M*:

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (3-1)$$

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de:

$$V_o = \left( \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{(\pi-\delta)}{2}}^{\frac{(\pi+\delta)}{2}} V_s^2 d(\omega t) \right)^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (3-2)$$

Aplicando la serie de Fourier al voltaje de salida nos da:

$$V_o(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^x \frac{4V_s}{n\pi} \text{ sen } \frac{n\delta}{2} \text{ sen } n\omega t \quad (3-3)$$

### 3.1.2 MODULACIÓN DE VARIOS ANCHOS DE PULSO

Utilizando varios pulsos en cada medio ciclo de voltaje de salida puede reducirse el contenido armónico. La generación de señales de excitación para activar y desactivar los tiristores aparece en la figura 3.1, mediante la comparación de una señal de referencia con una onda portadora triangular.

La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida,  $f_o$ , y la frecuencia de la portadora,  $f_c$ , determina el número de pulsos por cada ciclo  $np$ . El índice de modulación controla el voltaje de salida. Este tipo de modulación también se conoce como *modulación uniforme de ancho de pulso* (UPWM). El número de pulsos por medio ciclo se determina a partir de:

$$np = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \quad (3-4)$$

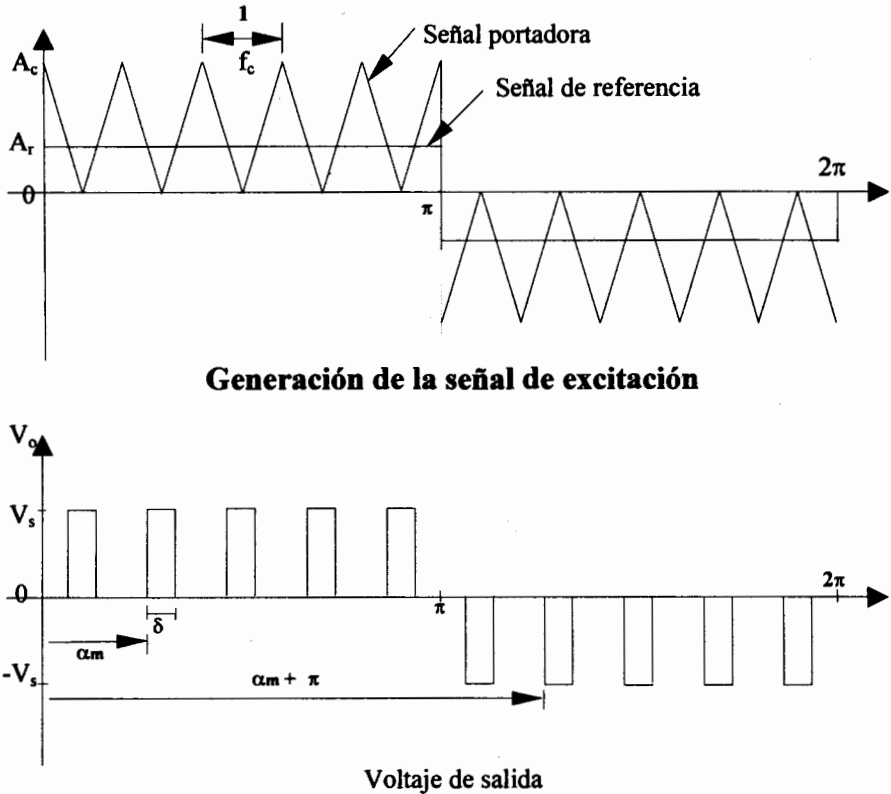
donde:

$$m_f = f_c / f_o \quad (3-5)$$

y se define como la relación de modulación de frecuencia.

La variación del índice de modulación  $M$  desde 0 hasta 1 varía el ancho de pulso desde 0 hasta  $\pi/p$  y el ancho del voltaje de salida desde 0 hasta  $V_s$ .

El voltaje de salida para los inversores monofásicos aparece en la siguiente figura:



**Fig. 3.2 Modulación de varios anchos de pulso**

Si  $\delta$  es el ancho de cada pulso, el voltaje rms de salida se puede determinar a partir de:

$$V_0 = \left( \frac{2\rho}{2\pi} \int_{\frac{(\pi/\rho-\delta)}{2}}^{\frac{(\pi/\rho+\delta)}{2}} V_s^2 d(\omega t) \right)^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{\rho\delta}{\pi}}$$



La forma general de una serie de Fourier para el voltaje instantáneo de salida es:

$$V_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^x B_n \operatorname{sen} n\omega t \quad (3-7)$$

El coeficiente  $B_n$  de la ecuación anterior puede determinarse considerando un par de pulsos, de tal forma que el pulso positivo de duración  $\delta$  se inicie en  $\omega t = \alpha$ , y el negativo del mismo ancho se inicie en  $\omega t = \pi + \alpha$ . Esto se muestra en la figura 3.2.

Se pueden combinar los efectos de todos los pulsos para obtener el voltaje efectivo de salida. Si el pulso positivo del par  $\delta$  orden  $m$  se inicia en  $\omega t = \alpha_m$  y termina en  $\omega t = \alpha_m + \pi$ , el coeficiente de Fourier para un par de pulsos es:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left( \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta} \cos(n\omega t) d(\omega t) - \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta} \cos(n\omega t) d(\omega t) \right)$$

$$b_n = \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2} \left[ \operatorname{sen} n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \operatorname{sen} n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (3-8)$$

El coeficiente  $B_n$  se puede encontrar a partir de las ecuaciones anteriores añadiendo los efectos de todos los pulsos:

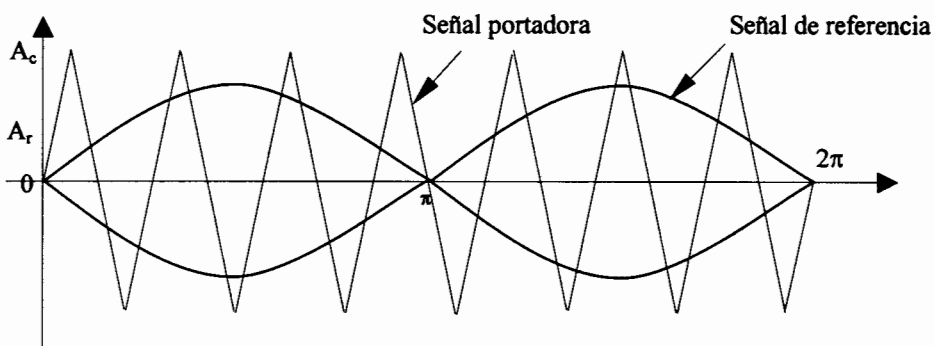
$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left( \sin n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n\pi \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right) \quad (3-9)$$

El factor de distorsión se ha reducido en forma significativa en comparación con el de la modulación de ancho de pulso. Sin embargo, debido al gran número de conmutaciones de los tiristores de potencia, las pérdidas por ese concepto aumentan. Con valores de  $p$  mayores, las amplitudes de las armónicas de menor orden, serán menores pero se incrementará la amplitud de algunas armónicas de orden más alto. Sin embargo, estas armónicas de orden más alto producen componentes ondulatorias despreciables o pueden ser filtradas fácilmente.

### 3.1.3 MODULACIÓN SENOIDAL DEL ANCHO DE PULSO

En vez de mantener igual el ancho de todos los pulsos, como en el caso de la modulación múltiple, el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso. El factor de distorsión y las armónicas de menor orden se reducen en forma significativa. Las señales de compuerta, según se muestran en la figura 3.3,

se generan al comparar una señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular de frecuencia  $f_c$ .



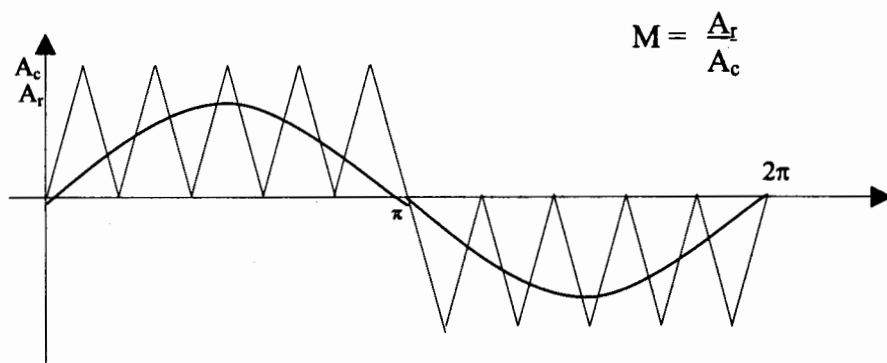
**Fig. 3.3 Generación de la señal de excitación**

Este tipo de modulación se utiliza por lo común en las aplicaciones industriales y se abrevia SPWM.

La frecuencia de la señal de referencia  $f_r$  determina la frecuencia de salida del inversor  $f_o$ , y su amplitud pico  $A_r$  controla el índice de modulación  $M$ , y en consecuencia el voltaje rms de salida  $V_o$ .

El número de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia portadora. Dentro de la restricción de que dos tiristores no pueden conducir simultáneamente, el voltaje instantáneo de salida se muestra en la figura 3.3.

Las mismas señales de excitación se pueden generar utilizando una onda portadora triangular unidireccional tal y como se muestra en la siguiente figura.



**Fig. 3.4 Modulación senoidal del ancho de pulso**

El voltaje rms de salida puede controlarse si se varía el índice de modulación  $M$ . Es fácil observar que el área de cada pulso corresponde aproximadamente al área bajo la onda senoidal entre los puntos medios adyacentes de los periodos inactivos de las señales de excitación. Si es el ancho de pulso de orden  $m$ :

$$V_n = V_s \left( \sum_{n=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (3-10)$$

El factor de distorsión se ha reducido significativamente en comparación con el de la modulación de múltiples pulsos. Este tipo de

modulación elimina todas las armónicas menores que o iguales a  $2p - 1$ . Para  $p = 5$ , la armónica menor es la novena.

El voltaje de salida de un inversor contiene armónicas. El PWM empuja las armónicas al rango de las altas frecuencias alrededor del valor de conmutación  $f_c$  y sus múltiplos, es decir, alrededor de las armónicas  $m_f$ ,  $2m_f$ ,  $3m_f$  y así sucesivamente. Las frecuencias a las cuales ocurren las armónicas de voltaje se pueden relacionar por:

$$f_n = (jm_f \pm k) f_c \quad (3-11)$$

donde la armónica de orden  $n$  se iguala a la banda lateral de orden  $k$  de  $j$  veces la relación frecuencia-modulación  $m_f$ .

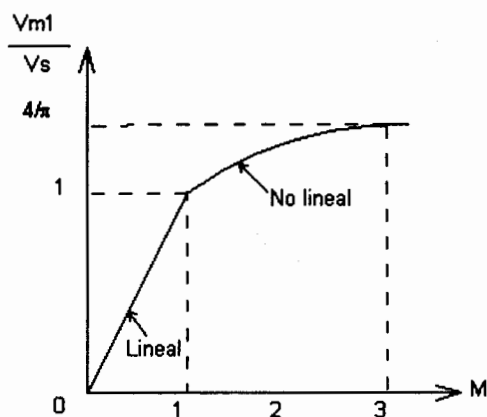
$$\begin{aligned} n &= jm_f \pm k \\ &= 2jp \pm k \quad \text{para } j = 1, 2, 3, \dots \text{ y } k = 1, 3, 5, \dots \end{aligned} \quad (3-12)$$

Se puede determinar el voltaje pico aproximado de la fundamental de salida para el control PWM y SPWM a partir de:

$$V_{m1} = dV_s \quad \text{para } 0 \leq d \leq 1.0 \quad (3-13)$$

Para  $d = 1$  la ecuación anterior da la amplitud pico máxima del voltaje fundamental de salida como  $V_{m1(\max)} = V_s$ . Pero  $V_{m1(\max)}$  puede ser tan alto

como  $4V_s/\pi = 1.278V_s$  para una salida de onda cuadrada. A fin de aumentar el voltaje fundamental de salida,  $d$  deberá incrementarse más allá de 1.0. La operación más allá de  $d = 1.0$  se llama sobremodulación. El valor de  $d$  en el cual  $V_{m1(max)}$  se iguala a  $1.278V_s$  depende del número de pulsos por cada medio ciclo  $p$ , y es aproximadamente 3 para  $p = 7$ , tal como se muestra en la siguiente figura:



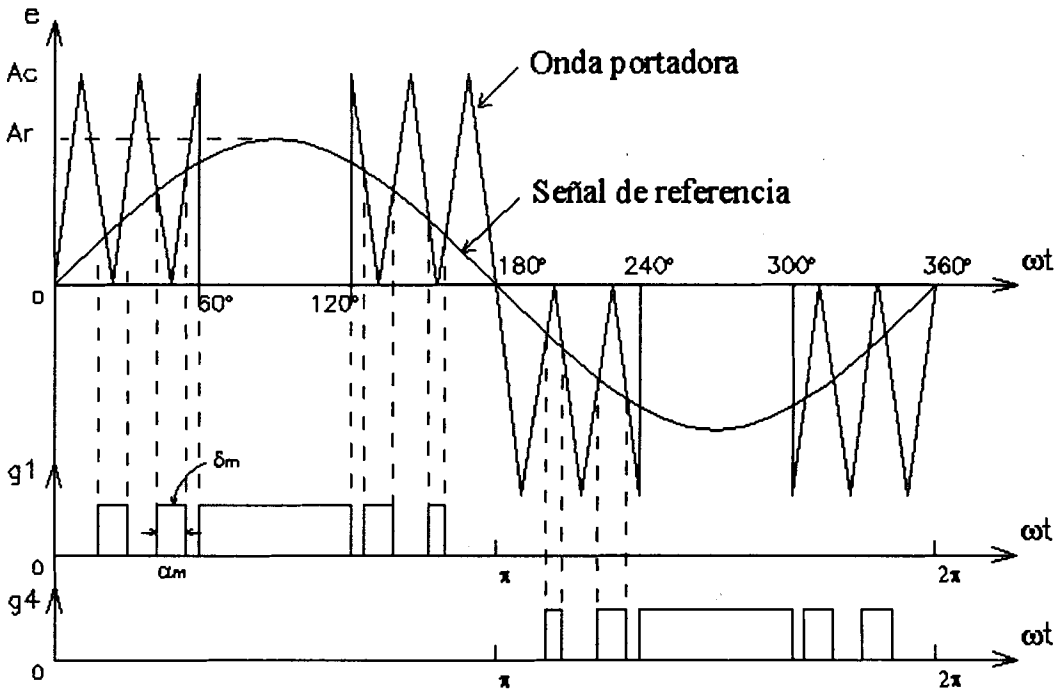
**Fig. 3.5 Voltaje de pico fundamental de salida en función del índice de modulación  $M$**

La sobremodulación básicamente lleva a una operación de onda cuadrada y añade más armónicas en comparación con la operación en el rango lineal (con  $d \leq 1.0$ ).

En aplicaciones que se requieren de baja distorsión [como las fuentes ininterrumpibles de poder (UPS)] la sobremodulación suele evitarse.

### 3.1.4 MODULACIÓN SENOIDAL MODIFICADA DE ANCHO DE PULSO

Las figuras anteriores indican que los anchos de los pulsos más cercanos al pico de la onda senoidal no cambian en forma significativa con la variación del índice de modulación. Esto se debe a las características de una onda senoidal, la técnica SPWM se puede modificar de tal manera que la onda portadora se aplique durante el primero y el último intervalo de  $60^\circ$  de cada medio ciclo (es decir de cero a  $60^\circ$  y de  $120^\circ$  a  $180^\circ$ ). Este tipo de modulación se conoce como MSPWM, y se muestra la siguiente figura.



**Fig. 3.6 Modulación senoidal modificada del ancho de pulso**

La componente fundamental se incrementa y las características armónicas mejoran. Esto reduce el número de conmutaciones de los dispositivos de potencia y las pérdidas de conmutación.

El número de pulsos,  $q$ , del período de  $60^\circ$ , por lo general se relaciona con la relación de frecuencias, en particular en los inversores trifásicos, mediante la fórmula:

$$\frac{f_c}{f_0} = 6q + 3 \quad (3-14)$$

### 3.1.5 CONTROL POR DESPLAZAMIENTO DE FASE

El control del voltaje se puede obtener utilizando varios inversores y sumando el voltaje de salida de los inversores individuales. Es posible percibir un inversor monofásico de puente completo como el de la figura 3.7.

El voltaje rms de salida,

$$V_0 = V_s \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad (3-15)$$

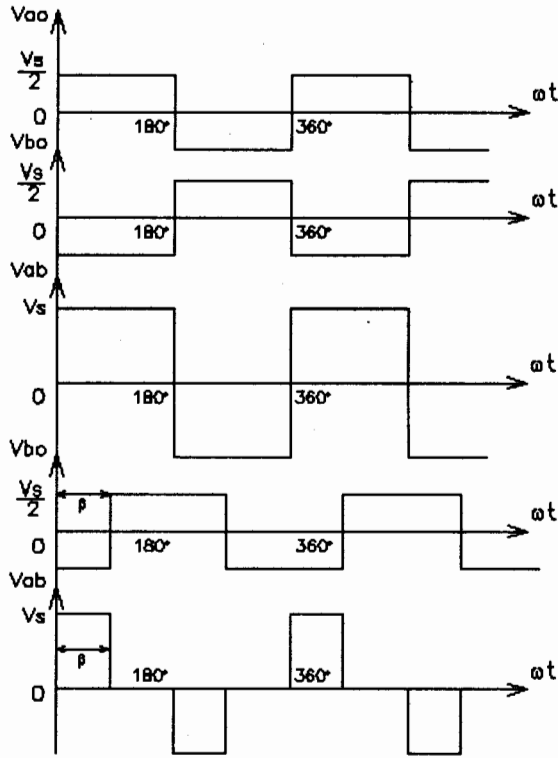
Si

$$v_{\omega\omega} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t \quad (3-16)$$



Entonces

$$v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen } n(\omega t - \beta) \quad (3-17)$$



**Fig.3.7 Control por desplazamiento de fase**

El voltaje instantáneo de salida

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} [\text{sen } n\omega t - \text{sen } n(\omega t - \beta)] \quad (3-18)$$

dado que  $\text{sen } A - \text{sen } B = 2 \text{ sen } [(A-B)/2] \cos [(A+B)/2]$ , la ecuación (3-18) se puede simplificar como:

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen} \frac{n\beta}{2} \cos n \left( \omega t - \frac{\beta}{2} \right) \quad (3-19)$$

El valor rms del voltaje de salida de la componente fundamental es:

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}} \text{sen} \frac{\beta}{2} \quad (3-20)$$

La ecuación (3-19) indica que el voltaje de salida se puede variar al modificar el ángulo de desplazamiento o de retraso. Este tipo de control es especialmente útil en aplicaciones de alta potencia que requieran un gran número de transistores en paralelo.

## Capítulo 4

### TIPOS DE INVERSORES MONOFASICOS

#### 4.1 ~~INVERSORES CON TIRISTORES~~ POR CONMUTACION FORZADA

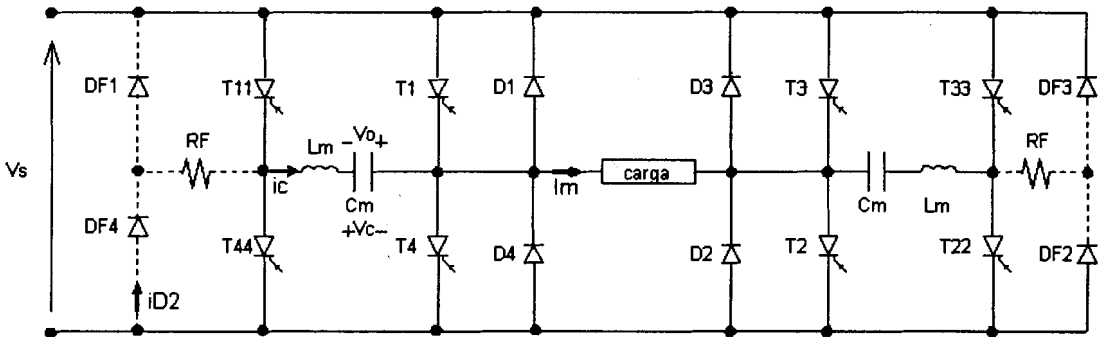
Aunque para los inversores se puede utilizar transistores además de otros dispositivos de conmutación, sobre todo se utilizan en aplicaciones de potencia media o baja. Los tiristores de conmutación rápida, disponibles en especificaciones de alto voltaje y de alta corriente resultan más adecuados para las aplicaciones de alta potencia. Sin embargo, para desactivar los tiristores, se requiere de circuitos adicionales de conmutación.

Dos tipos de circuitos de conmutación utilizados comúnmente en aplicaciones de inversores son:

- Inversores con conmutación auxiliar.
- Inversores con conmutación complementaria.

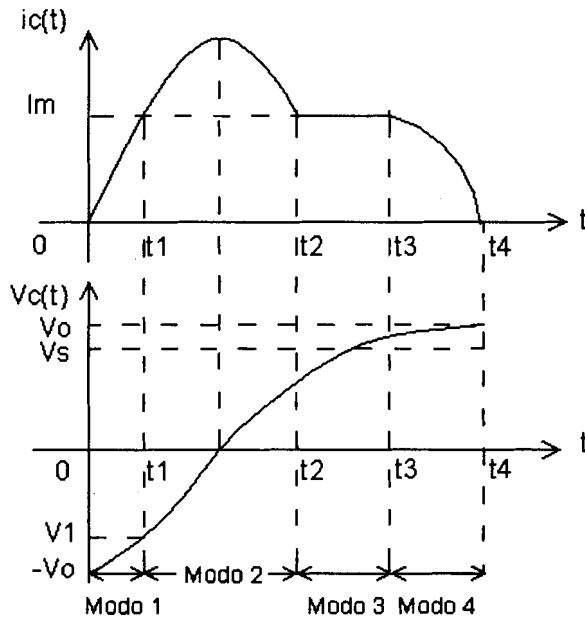
#### 4.1.1 INVERSORES CON CONMUTACION AUXILIAR

En la figura se muestra un inversor de tiristor monofásico de puente completo, con conmutación auxiliar. Un circuito de conmutación está compartido por dos tiristores:



**Fig. 4.1 Inversor monofásico con conmutación auxiliar**

Supongamos que el tiristor  $T_1$  conduce y suministra la corriente pico de carga  $I_m$ , y que el capacitor  $C_m$  está cargado hasta  $V_0$  con polaridad según se muestra. Las formas de onda del voltaje y de la corriente del capacitor aparecen en la siguiente figura. El proceso de conmutación es similar al del circuito de pulso resonante:



**Fig. 4.2 Formas de onda del inversor monofásico con conmutación auxiliar**

El proceso de conmutación del tiristor se puede dividir en cuatro modos:

#### 4.1.1.1 MODO I

Empieza cuando se dispara el tiristor  $T_{11}$  para desactivar al tiristor  $T_1$  que estaba conduciendo. El disparo de  $T_{11}$  provoca un flujo resonante de corriente a través del capacitor y obliga a que se abata la corriente de  $T_1$ . Esto se puede considerar como una corriente inversa a través del circuito formado por  $L_m$ ,  $C_m$ ,  $D_1$  y  $T_{11}$ . Este modo termina cuando la

DC de  $T_1$  se abate hasta cero y la corriente del capacitor se eleva hasta la corriente de carga  $M_i$  en el tiempo  $t = t_1$ .

#### 4.1.1.2 MODO 2

Comienza cuando el diodo  $D_1$  empieza a conducir y la oscilación resonante continúa a través de  $L_m$ ,  $C_m$ ,  $D_1$  y  $T_{11}$ . Este modo termina cuando la corriente del capacitor se reduce de nuevo a la corriente de la carga en  $t = t_2$  y el diodo  $D_1$  deja de conducir.

#### 4.1.1.3 MODO 3

Este modo inicia cuando  $D_1$  deja de conducir. El capacitor se vuelve a cargar a través de la carga a una corriente aproximadamente constante  $I_m$ . Este modo se termina cuando el voltaje de DC de la alimentación  $V_s$  en  $t = t_3$  y tiende a sobrecargarse debido a la energía almacenada en el inductor  $L_m$ .

#### 4.1.1.4 MODO 4

Inicia cuando el voltaje del capacitor tiende a hacerse mayor que  $V_s$ , y  $D_4$  tiene polarización positiva. La energía

almacenada en el inductor  $L_m$  se transfiere al capacitor, y hace se sobrecargue con respecto al voltaje de la alimentación,  $V_s$ . Este modo termina cuando la corriente del capacitor vuelve a abatirse a cero y el voltaje del capacitor se invierte en relación con la polaridad original. El capacitor está ahora listo para activar a  $T_4$  en caso de que  $T$  se dispare.

Este tipo de inversor se conoce comúnmente como inversor Mc Murray. La operación del circuito es similar a la de la figura. 4.1. Son aplicables a este circuito inversor las ecuaciones, relativas al tiempo de desactivación disponibles y a las condiciones de diseño.

$$t_{off} = \sqrt{L_m C_m} \left( -2 \operatorname{sen} \frac{1}{x} \right) \quad (4-1)$$

donde:

$$x = \frac{V_o}{I_m} \sqrt{\frac{C_m}{L_m}} \quad (4-2)$$

$$V_o = V_s + I_m \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \quad (4-3)$$

Como inversor, la corriente de la carga varía en función del tiempo, el circuito de conmutación debe diseñarse para la corriente pico de la carga. El voltaje del capacitor  $V_0$ , que depende de la corriente de la carga en el instante de la conmutación, aumenta las especificaciones de voltaje y de corriente de los dispositivos y componentes.

Al conectar los diodos, el exceso de energía se puede devolver a la fuente de DC tal y como se muestra en la figura mediante líneas punteadas. Una parte de la energía se disipará en la resistencia  $R$ , mismo que puede reemplazarse por un embobinado de retroalimentación como se analizó

El inversor que va a ser utilizado en el presente trabajo, es de tipo monofásico de medio puente de Mc Murray-Bedford con impulso de conmutación complementario, tal como se muestra en la figura 4.1.

## 4.2 APLICACIONES DE LOS INVERSORES

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como:

- Propulsión de motores de AC de velocidad variable.



- La calefacción por inducción.
- Las fuentes de respaldo y las de poder.
- Alimentaciones ininterrumpibles de potencia para computadoras.
- Standby aircraft.
- Transmisión de alto voltaje DC

## Capítulo 5

### CARACTERISTICAS DEL INVERSOR DE MEDIO PUENTE

Mc MURRAY - BEDFORD

#### **5.1 INTRODUCCION**

La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en DC a un voltaje simétrico de salida AC, con una magnitud y frecuencias deseadas. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada DC y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida. Por otra parte, si el voltaje de entrada en DC es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor; esto por lo general se lo hace controlando la modulación del ancho del pulso (PWM) dentro del inversor.

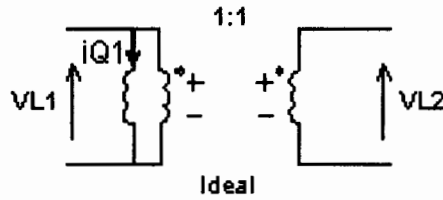
La *ganancia del inversor* se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en AC y el voltaje de entrada en DC.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser sinusoidales. Sin embargo, en los inversores reales estas señales de voltaje no son sinusoidales y contienen cierto porcentaje de armónicos.

Para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada. Para aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda sinusoidales de baja distorsión.

Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónicos del voltaje de salida mediante las técnicas de conmutación. La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente voltaje DC.





**Fig. 5.2 Circuito equivalente de inductancias acopladas  $L_1$  y  $L_2$**

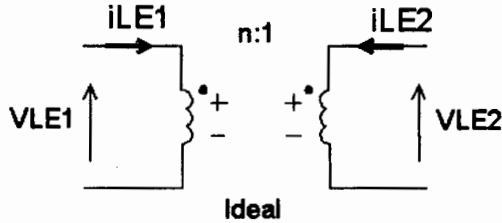
Así en todo tiempo  $V_{L1} = V_{L2} = V$ , Las inductancias construidas con la misma cantidad de vueltas pueden ser conectadas alrededor del transformador ideal a conveniencia, esto debe ser conectado en serie con cada tiristor.

Puesto que los dos tiristores no pueden conducir simultáneamente por esto que solo una de las inductancias del transformador conduce en un tiempo determinado, además la regla de que la corriente en un circuito inductivo no puede cambiar instantáneamente pasa a ser reemplazada en esta situación por la regla de que el flujo enlazado en un circuito no puede cambiar instantáneamente.

Esto significa que la fuerza magnética inducida por el flujo en el transformador no puede variar instantáneamente, la corriente en el circuito provisto puede hacerlo, mientras que la otra inductancia provee la fuerza magnética como un exacto reemplazo.

Los inductores  $L_{E1}$  y  $L_{E2}$  son también dibujados pero estas no contienen un transformador de vacío, las inductancias constituyen un transformador el cual

puede ser considerado como ideal, representado en el circuito equivalente de la figura 5.3.



**Fig. 5.3 Circuito equivalente de inductancias acopladas  $L_{E1}$  y  $L_{E2}$**

Lo natural de este transformador es que la corriente no puede fluir en una inductancia, a no ser que la corriente fluya en el otro, mientras en la malla la fuerza magnética en el centro sea cero.

Los diodos  $D_{11}$  y  $D_{22}$ , en unión con este transformador forman un circuito de recuperación de energía que devuelve a la fuente de voltaje  $V_{S1}$  y  $V_{S2}$  la energía almacenada en el instante de conmutación en los inductores  $L_1$  y  $L_2$ . La inductancia  $L_c$  del transformador de conmutación es del orden de los  $\mu H$ . Las inductancias  $L_{E1}$  y  $L_{E2}$  del transformador de recuperación de energía pueden ser del orden de los  $mH$ .

Una breve descripción de la operación del circuito durante el intervalo de conmutación vamos a analizar:



Cuando el tiristor  $Q_2$  es prendido en el comienzo del período I del intervalo de conmutación el voltaje del capacitor  $C_2$  es aplicado al inductor  $L_2$  y por tanto aparece en los terminales del inductor  $L_1$ , por el transformador. Esto conmuta al tiristor  $Q_1$  el cual se apaga instantáneamente ya que  $nQ_1 = nQ_2$ , como la corriente va en sentido contrario de  $Q_1$ , éste se apaga. La fuerza fmm en el centro de inductores  $L_1$  y  $L_2$  no puede sufrir cambios instantáneos, consecuentemente la corriente antes en inductor  $L_1$  es inmediatamente reemplazada por una corriente igual en inductor  $L_2$ , así no habrá variación instantánea de flujo pero si de corrientes, a esta corriente es adicionada una componente oscilatoria fluyendo en un circuito formado por capacitor  $C_2$  e inductor  $L_2$ .

Debido a la corriente oscilatoria, el voltaje de los inductores  $L_{E1}$  y  $L_{E2}$  varía y cuando  $V_{LE2}$  adquiere un valor negativo igual en magnitud a la combinación de los voltajes de las fuentes, los diodos  $D_2$  y  $D_{11}$  conducen. Esto es el fin del período I del intervalo de conmutación.

Durante el Período II del intervalo de conmutación, el voltaje de las 4 inductancias son fijadas, debido al flujo de corriente a través de los diodos  $D_2$  y  $D_{11}$  entre la fuente de voltaje constante.

La corriente en inductor  $L_2$  y tiristor  $Q_2$  caen uniformemente a cero y éste es el fin del período II del intervalo de conmutación, donde la energía almacenada en la inductancia  $L_2$  es recuperada y devuelta a las fuentes.

Un análisis detallado del circuito puede ahora iniciarse:

Cuando tiristor  $Q_1$  está conduciendo,  $I_{Q1} = I_0$  y puede verse en la forma de onda de la corriente de la fig. 5.3,  $di_{Q1}/dt$  puede ser grande al principio del ciclo de media onda, sin embargo un poco después,  $Q_1$  comienza a conducir el rango de cambio de corriente, el cual decrece considerablemente, así  $i_c$  es una pequeña inductancia.

El intervalo de conmutación comienza cuando el tiristor  $Q_2$  es prendido, este instante corresponde a  $t=T/2$  en la fig. 5.7 el cual puede ser tomado como el origen  $t=0$  en las curvas las variaciones del tiempo de las variables del circuito durante el segundo medio ciclo de  $V_0$  en la fig. 5.7 y en la discusión que sigue:

De este modo:

$$V_{c1}=0 \quad V_{c2}=V \quad t=0\text{-seg}$$

Y mientras el voltaje del capacitor tiene que alcanzar el valor dado en la ecuación  $V_{c2}=V$  y  $V_{c1}=0$ , algún tiempo antes  $Q_2$  es prendido.

$$i_0=I_0[A] \text{ en } t=0\text{-seg}$$



Para el nodo a del circuito de la figura.

$$I_0 - i_{C1} + i_{C2} - i_{Q1} + i_{Q2} + i_{LE1} = 0 [A] \quad (5-1)$$

Mientras  $i_{Q1} = i_0$  y  $i_{Q2} = 0$ , esto sigue  $i_{C1} = i_{C2} = 0$  así:

$$i_{LE1} = 0A \quad t = 0^- \text{seg}$$

y consecuentemente por la relación de transformación:

$$i_{LE2} = -n i_{LE1} = 0A \quad t = 0^- \text{seg} \quad (5-2)$$

Para la malla del circuito que comprende  $C_2$ ,  $L_2$  y  $Q_2$

$$V_{L2} = V_{L1} = 0 [V]$$

por la relación de transformación:

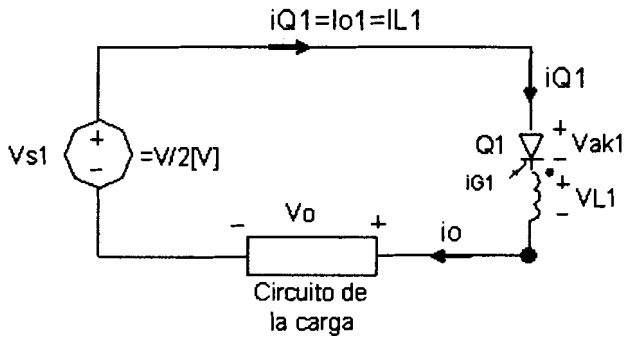
$$V_{L2} = 0 \text{ y } V_{L1} = 0$$

ya que:

$$V_{L1} = L_c \frac{di_{Q1}}{dt} \text{ y } i_{Q1} = i_0 = \text{cte}$$

y consecuentemente,

$$V_{ak2} = V_{c2} = V \quad t = 0^- \text{seg.}$$



**Fig. 5.4 Circuito equivalente**

### 5.2.1 PERIODO 1

En  $t=0$ , tiristor  $Q_2$  es prendido y  $V_{ak2}$  pasa a cero. Para la malla comprendida entre  $Q_2$ ,  $C_2$  y  $L_2$  tenemos:

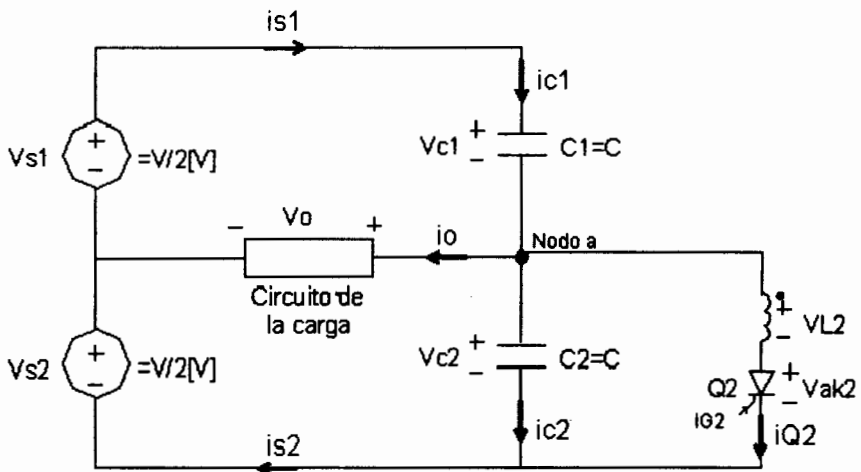
$$V_{L2} = V_{C2} = V$$

$$V_{ak2} = 0$$

$$t = 0^+ \text{ seg}$$

Además para la malla comprendida entre  $Q_1$ ,  $L_1$  y  $C_1$  tenemos:

Instantáneamente  $I_{Q1}$  se hace cero y  $I_{Q2}$  alcanza el valor que tenía  $I_{Q1}$  es decir  $I_{Q2}=I_{D1}$ , en  $t=0^+$  seg, esto indica que no fluirá corriente en  $t=0^+$  en alguno de los cuatro diodos.



**Fig. 5.5 Circuito equivalente período 1**

El circuito a ser considerado durante el Periodo I del intervalo de conmutación es el de la figura 5.5.

La solución para  $I_{Q2}$  en el Período I del intervalo de conmutación da:

$$I_{Q2} = 2I_{o1} * \text{Cos}(\omega_r * t) + V / (\omega_r L) * \text{Sen}(\omega_r * t) - I_{o1} \quad (5-3)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{2LC}} \left[ \frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right] \quad (5-4)$$

Además para la malla comprendida entre  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $V_{S2}$  y  $V_{S1}$  tenemos:

$$V_{C1} = V - V_{L2} = V - V \cos(\omega_r t) + 2 \omega_r L I_{O1} \sin(\omega_r t) = V_c \quad (5-5)$$

Y para la malla comprendida entre  $V_{S2}$ , el circuito de la carga y  $C_2$ :

$$V_o = -2 \omega_r L I_{O1} \sin(\omega_r t) + V \cos(\omega_r t) - V/2 \quad (5-6)$$

Para la malla del circuito comprendido entre  $Q_1$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $Q_2$ ,  $V_{S1}$  y  $V_{S2}$ , tenemos:

$$V_{ak1} = V + 4 (\omega_r L I_{O1}) \sin(\omega_r t) - 2V \cos(\omega_r t) \quad (5-7)$$

La inductancia del transformador de recuperación no puede conducir menos que  $V$

$$|V_{LE2}| \geq V$$

Si  $V_{LE2} \geq V$ , esto es, si  $V_{LE1} \geq nV$ , entonces:  $D_1$  y  $D_{22}$  conducen.

Si  $V_{LE2} \leq V$ , esto es, si  $V_{LE1} \leq nV$ , entonces:  $D_2$  y  $D_{11}$  conducen.

Cuando ninguno de los pares de diodos comienzan a conducir, estamos en Período I, el cual finaliza en  $t=t_1$ .

En la malla del circuito que comprende  $L_2$  y  $L_{E1}$  y  $V_{D2}$  pasa a ser cero, y  $D_2$  comienza a conducir cuando:

$V_{LE2} = -V$  en  $t=t_1$ . Conducen  $D_2$  y  $D_{11}$ .

Esto es cuando:  $V_{LE1} = V_{L2} = V_{L1} = -nV$  en  $t=t_1$

La solución para  $t_1$  da:

$$t_1 = \frac{1}{\omega r} \left[ \text{Sen}^{-1} \frac{nV}{\left[ (2\omega r L I_{o1})^2 + V^2 \right]^{\frac{1}{2}}} + \text{Tan}^{-1} \frac{V}{2\omega r L I_{o1}} \right] [\text{seg}] \quad (5-8)$$

En  $t=t_1$  tenemos que  $V_{L2} < 0$  y así Período I finaliza algún tiempo después que  $I_{Q2}$  ha pasado el valor de pico. Esta condición esta graficada en la figura, donde las variaciones en el tiempo de la corriente del circuito principal y voltajes durante el intervalo de conmutación son ilustradas.

## 5.2.2 PERIODO 2

Estamos en Período II, mientras  $D_2$  y  $D_{11}$  están conduciendo, todos los voltajes del circuito comienzan en el valor que alcanzan en  $t=t_1$ . Este período está entre  $0 < t' < t'_1$ , donde:  $t' = t - t_1$ .

Las condiciones iniciales para el Período II son:

Condiciones en  $t'=0^+$ .

$$I_o = I_{o1}$$

$$V_{c1} = V(1+n) \quad (5-9)$$

$$I_{o1} = 0$$



$$V_o = -V/2(1+2n) \quad (5-10)$$

$$V_{C2} = -nV$$

$$I_{C2} = 0$$

$$V_{L1} = V_{L2} = -nV \quad (5-11)$$

$$I_{Q1} = 0$$

$$V_{ak1} = V(1+2n) \quad (5-12)$$

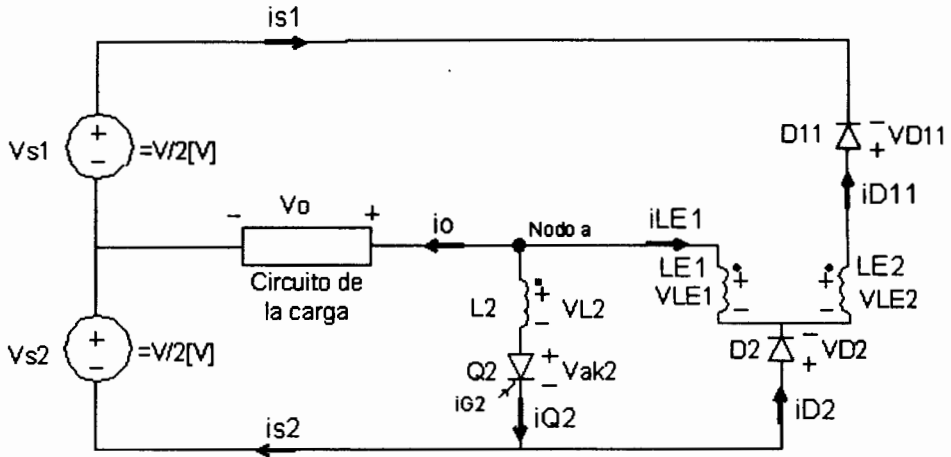
$$I_{LE1} = I_{L2} = 0$$

$$V_{L1} = -nV \quad (5-13)$$

$$V_{L2} = -V$$

Durante el Período II, los diodos  $D_1$  y  $D_{22}$  como el tiristor  $Q_1$ , no están conduciendo.

Las corrientes de los dos capacitores son también cero. Si la rama contiene esos 5 componentes y son removidos del circuito original se obtiene el siguiente circuito:



**Fig. 5.6 Circuito equivalente período 2**

La malla del circuito comprende  $D_{11}$ , las dos fuentes de voltaje y  $L_{E2}$ , el secundario del transformador, el cual debe ser referido al lado primario del transformador, da la equivalencia del circuito de la figura 5.6.

En este circuito equivalente diodo  $D'_{11}$  es diodo  $D_{11}$  referido al circuito primario y la fuente  $nV$  representa  $V_{S1}$  y  $V_{S2}$  en serie, también referida al circuito primario. Esto debe ser observando que la fuente  $nV$  en este circuito solo puede ser energía consumida, debido a la presencia de los diodos.

El voltaje  $V_{L2}$  es llevado al valor de  $-nV = V_{L2}$  en el Período II mientras  $D'_2$  y  $D'_{11}$  en el circuito de la figura anterior están conduciendo. Así:

$$I_{Q2} = -\frac{nV}{LC} t' + I_{Q2} \quad (5-14)$$

El Período II termina en  $t'=t'_1$  cuando  $I_{Q2}=0$ :

$$t'_1 = \frac{LC}{nV} * IQ_2 \quad (5-15)$$

Y la duración del intervalo de conmutación es:  $t_c=t_1+t'_1$ , es decir desde que se prende  $Q_2$  hasta que este se apaga.

La energía regresada a la fuente  $nV$  del inductor  $L_2$  durante el Período II es:

$$W = 0.5LCI_{Q2}^2 \quad (5-16)$$

Y esta cantidad de energía debe ser recuperada cada medio ciclo, tal que la potencia ahorrada es:

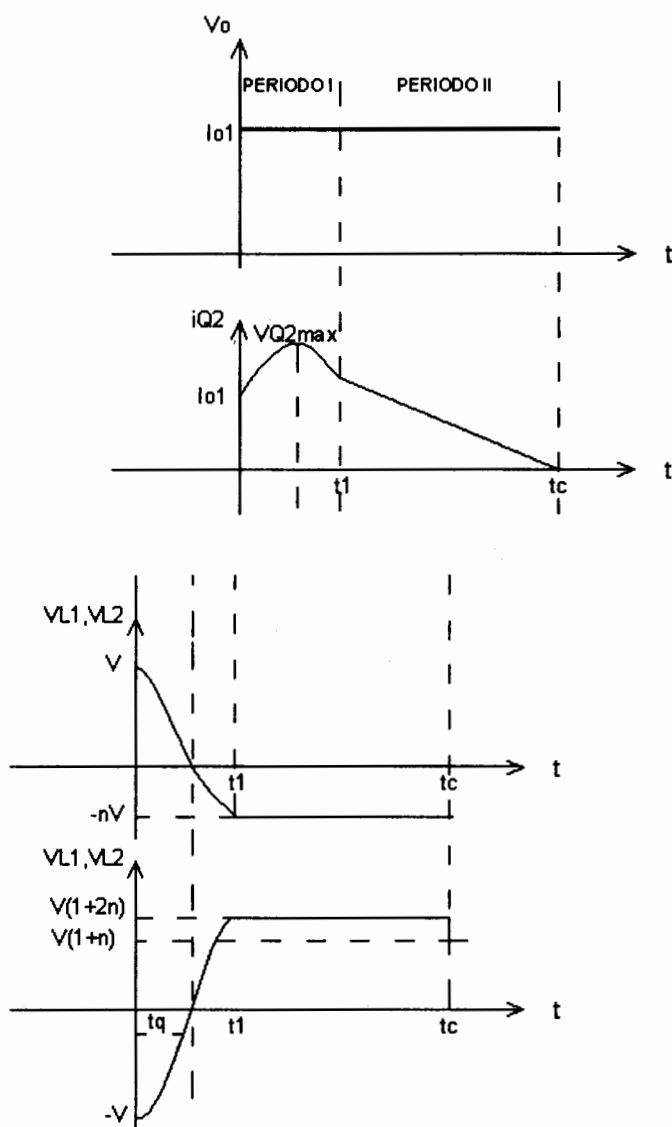
$$P_e = 2W/T \quad (5-17)$$

La corriente de carga  $I_{o1}$  constante es asumida al continuar fluyendo durante el Periodo II, esto es en la forma de un circuito reactivo AC normal, del circuito de carga es regresada la energía a la fuente durante esta parte del ciclo.

El tiempo  $t_q$  indicado para prender el tiristor  $Q_1$ , mostrado en las curvas de la figura 5.7.



Alternativamente  $t_q$  puede ser obtenida gráficamente de un análisis hecho a partir de la siguiente figura:



**Fig. 5.7 Formas de onda: Períodos 1 y 2**

En el fin del Período II debe ser asumido que  $I_o$  comienza a cambiar, primero llegando a cero y entonces incrementándose en una dirección negativa y alcanzando el valor de  $-I_{o1}$  en el comienzo del intervalo de conmutación para el tiristor  $Q_2$ .

El hecho de que  $I_o$  llegue a cero en algún instante después que  $Q_2$  ha sido encendido, conmutando  $Q_1$ , demuestra la necesidad de continuar encendiendo cada tiristor en su respectivo medio ciclo de conducción en el voltaje de salida  $V_o$ .

El intervalo de post-conmutación del medio ciclo puede ser dividido en los Periodos III y IV. Ambos son mucho más largos que los Períodos I y II de los intervalos de conmutación, como se ilustra en la figura.

Esos dos Periodos pueden ser definidos como sigue:

$$\text{Periodo III: } I_{o1} > I_o > 0, \quad 0 < I_o \leq I_{o1}, \quad t_c < t < t_2$$

$$\text{Periodo IV: } 0 > I_o > -I_{o1}; \quad t_2 < t < T/2$$

### 5.2.3 PERIODO 3

Para la malla del circuito comprendido entre  $Q_1$ ,  $L_1$ ,  $L_{E1}$ ,  $L_{E2}$  y  $D_{11}$ :

$$V_{ak1} = -V_{LE1} - V_{LE2} = (n+1)V \quad (5-18)$$

Y estos voltajes son fijados durante el Período III. Cuando la energía guardada en el inductor es agotada en el fin del Período, y  $I_{Q2}$  tiende a llegar a cero, el circuito de la carga libera la energía guardada en estas propias inductancias a las fuentes  $V_{S1}$  y  $V_{S2}$ .

Por un proceso exacto como el que se obtuvo la equivalencia del circuito en el Período II, la equivalencia del circuito para el Período III es obtenido como se muestra.

Así:

$$I_o = -V(1+2n)/2R + (I_{o1} + V(1+2n)/2R) * e^{-Rt''/L} \quad (5-19)$$

Durante el Período III, las corrientes de los diodos son:

$$I_{D2} = (n+1)I_o \quad (5-20)$$

$$I_{D11} = nI_o \quad (5-21)$$



#### 5.2.4 PERIODO 4

En  $t=t_2$ , las corrientes de todo el circuito son momentáneamente cero. Durante el Período IV, los diodos no conducen (ya que  $I_o < 0$ ), aunque tampoco conduce el tiristor  $Q_1$ .

El análisis de este circuito no es necesario. Es suficiente apreciar que en  $t=t_2^+$ , cuando  $Q_2$  comienza a conducir,  $V_{ak2}$  pasa a ser instantáneamente cero y  $V_{L2}$  adquiere el valor de  $-nV$ . El Voltaje del inductor decae exponencialmente tanto como  $I_o$  adquiere el valor de  $-I_{o1}$ , también exponencialmente; y  $V_o$  tiende a alcanzar el valor de  $-V/2$ . Esto ocurre en  $t=T/2$  seg.

Durante el intervalo  $t_2 < t < T/2$ , los voltajes de los capacitores decaen hacia los valores:

$$V_{c1}=V, \quad V_{c2}=0, \quad t=T/2 \quad (5-22)$$

Así, el voltaje ánodo cátodo del tiristor 1 VAK1 se aproxima al valor de  $V$ . Como vemos ahora para el semiciclo negativo  $C_1$  cumple el papel de  $C_2$ , y  $C_2$  cumple ahora el papel de  $C_1$ .  $Q_1$  cumple el papel de  $Q_2$  para apagar a  $Q_2$  y  $Q_2$  ahora cumple que antes ejecutaba  $Q_1$ .

### 5.3 FORMAS 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, permiten tener una medida de control sobre las armónicas en la forma de onda del voltaje de salida del inversor.

De esta forma se mejora la forma de onda de salida del inversor y es necesario que dicha forma de onda sea la que permita minimizar las pérdidas en la línea y en la carga.

Por lo tanto, es necesario lograr que la onda sea lo más aproximadamente posible parecida a la sinusoidal. 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 construcción de un circuito de control que permita la variación de la ganancia del inversor.

Si utilizamos la forma de onda de salida de un inversor monofásico para que alimente a un transformador con varias derivaciones, obteniendo a la salida una forma de onda de voltaje con pasos variables. Dependiendo del número de pasos por ciclos se logra tener una onda cercana a la sinusoidal.

El problema de este tipo de inversor radica en que el equipo es grande y costoso. Si el voltaje de entrada al inversor es controlado, el contenido de armónicas del voltaje de salida 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 la corriente del inversor.

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, y fueron tratadas en el Capítulo 3.

## Capítulo 6

### DISEÑO DEL INVERSOR DE MEDIO PUENTE Mc MURRAY – BEDFORD

#### 6.1 DISEÑO DEL INVERSOR

Para diseñar el Inversor Mc Murray-Bedford, primero debimos analizarlo teóricamente, ya que en el mismo existen dos módulos claramente diferenciables; y el tipo de diseño de estos módulos debe ser discutido antes de empezar a diseñar.

Los módulos son:

- ◆ Circuito de Fuerza; y
- ◆ Circuito de Control

El diseño del circuito de fuerza fue definido previamente con claridad en su parte teórica. Los cálculos de diseño son detallados más adelante.

El diseño del circuito de control puede hacerse de muchas maneras, pero nosotros decidimos hacerlo utilizando un circuito digital. Esto lo hicimos ya que de esta forma es más fácil monitorear cada etapa de la generación de pulsos de disparo, y presenta mayor fidelidad cuando se quiere variar la frecuencia de los mismos.

## 6.2 ESPECIFICACIONES GENERALES DEL INVERSOR

Especificaciones de la carga:

Tipo de motor:

~~AC~~ DC

Voltaje de las fuentes:

$V/2 = 12 \text{ Vp}$

12V

Corriente:

$I_0 = 4 \text{ A}$

6 AMP.

Especificaciones de Operación:

Frecuencia de operación:

60 - 300 Hz

✓ (?)

~~Especificaciones de los tiristores:~~

~~Corriente:~~

~~$I_Q = 10 \text{ A}$~~

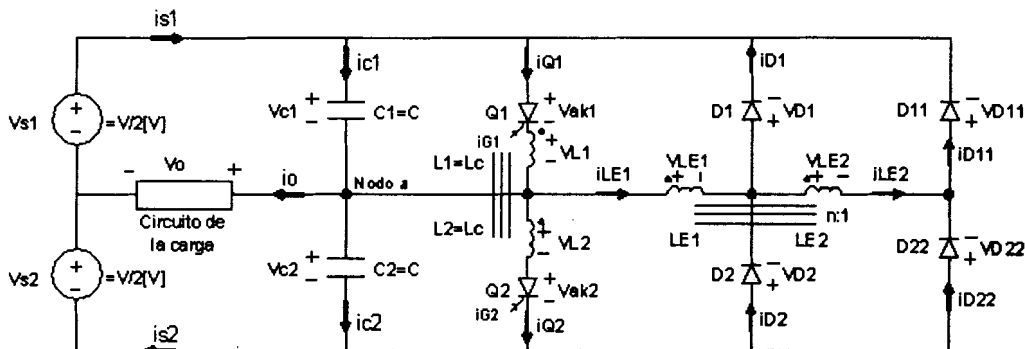
~~Tiempo de apagado:~~

~~$t_{\text{off}} = 5 \mu\text{seg}$~~



### 6.3 DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA O DE POTENCIA

Para diseñar el circuito de fuerza partimos de las especificaciones generales y realizamos los cálculos respectivos para hallar qué elementos debíamos conseguir.



**Fig. 6.1 Circuito de Fuerza Inversor Monofásico Mc Murray – Bedford**

Si observamos con atención la figura 6.1, notaremos que para generar una onda de voltaje alterno de 12 Vp, necesitamos valernos de dos fuentes de 12 Voltios cada una, a las que en la figura se les ha llamado  $V_{S1}$  y  $V_{S2}$ , que tienen, según se indica  $V/2$ . Por lo tanto, si  $V/2 = 12\text{ V}$ , entonces:

$$V = 24\text{ [V]}$$

Sabemos que:  $L_1 = L_2 = L$ , y que  $C_1 = C_2 = C$ .

De los tiristores sabemos que  $t_{off} = 5\text{ }\mu\text{seg}$ , pero para los cálculos vamos a asumir  $t_{off} = 15\text{ }\mu\text{seg}$ .

### 6.3.1 CALCULOS DE DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA

De la fórmula de voltaje ánodo-cátodo del tiristor 1 tenemos:

$$V_{ak1} = V - 2 V \cos \omega t + 4 \omega L I_{o1} \sin \omega t; \quad \omega = 1/[\sqrt{2LC}]$$

$$V_{ak1} = 24 - 48 \cos \omega t_{off} + 16 \frac{1}{\sqrt{2LC}} \sin \omega t_{off} = 0 \quad (6-1)$$

También sabemos que:

$$I_2 = \frac{V}{\omega L} \sin \omega t + 2 I_{o1} \cos \omega t - I_{o1} \quad (6-2)$$

$$I_2 = I_{Q2max} = 10 \text{ A}$$

$$V_{L2} = V \cos \omega t - 2I_{o1}\omega L \sin \omega t$$

$$V_{L2} = 24 \cos \omega t_x - 81\omega L \sin \omega t_x$$

$$\operatorname{tg} \omega t_x = \frac{24}{8\omega L}$$

$$I_2 = \frac{V}{\sqrt{2LC}} \operatorname{Sen} \omega t_x + 8 \cos \omega t_x - 4 = 10 \text{ A}$$

$$\frac{24}{\omega L} * \frac{24}{\sqrt{576(64\omega L)^2}} * 8 \frac{8\omega L}{\sqrt{576(64\omega L)^2}} = 14$$

$$\sqrt{576(64x)^2} = 14x; \quad x = \omega L; \quad x^2 = 4,36; \quad x = 2,09 = \omega L$$

$$L = \frac{x}{\omega} \quad (6-3)$$

Reemplazando (6-3) en (6-1) tenemos:

$$24 - 48\cos \omega t_{\text{off}} + 33,44\text{sen} \omega t_{\text{off}} = 0$$

$$1 - 2\cos \omega t_{\text{off}} + 1,39\text{sen} \omega t_{\text{off}} = 0; \quad 1 + 1,39\text{sen} \omega t_{\text{off}} = 2\cos \omega t_{\text{off}}$$

$$1 + 2,78\text{sen} \omega t_{\text{off}} + 1,93\text{sen}^2 \omega t_{\text{off}} = 4 - 4\text{sen}^2 \omega t_{\text{off}}$$

$$5,93\text{sen}^2 \omega t_{\text{off}} + 2,78\text{sen} \omega t_{\text{off}} - 3 = 0$$

$$\text{sen} \omega t_{\text{off}} = 0,5139 \quad \omega t_{\text{off}} = 30,96^\circ \quad 30,96 \cdot \frac{\tau}{180} \cdot \frac{1}{15\mu} = 36024 \left[ \frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right]$$

De esta forma obtenemos los valores teóricos de L y C:

$$L = \frac{2,09}{36024} = 58,02\mu \text{ H}$$

$$\omega_2 = \frac{L}{2LC}; \quad C = \frac{1}{2L\omega_2} = \frac{1}{2(58,02\mu)(36024)^2} = 6,64\mu \text{ F}$$

Si queremos hallar  $t_1$  e  $I_2$ :

$$I_2 = 11,48 \operatorname{sen} \omega t + 8 \cos \omega t - 4; \quad V_{L2} = 24 \cos \omega t - 16,72 \operatorname{sen} \omega t$$

$$V_{AK1} = 24 - 48 \cos \omega t + 33,44 \operatorname{sen} \omega t$$

$$V_{L2} = -n V = -(0,1)(24)$$

$$-2,4 = 24 \cos \omega t_1 + 16,72 \operatorname{sen} \omega t_1$$

$$6,97 \operatorname{sen} \omega t_1 - 1 = 10 \cos \omega t_1$$

Resolviendo:

$$\omega t_1 = 59,83^\circ$$

$$t_1 = 59,83^\circ * \frac{\tau}{180} * \frac{1}{36024} = 28,98 \mu \operatorname{seg}$$

$$I_2 = 11,48 \operatorname{sen} 58,93^\circ + 8 \cos 58,93^\circ - 4 = 9,95 \text{ A}$$

### 6.3.2 ESPECIFICACIONES DE TIRISTORES $Q_1$ Y $Q_2$

$$\text{Corriente Directa} = I_Q = 10 \text{ A}$$

$$\text{Voltaje de Pico Inverso} = V(1+n) = 24 (1+2*0,1) = 28,8 \text{ V} \approx 30 \text{ V}$$

$$\text{Corriente de Compuerta} = I_G \approx 40 \text{ A}; \quad t_{\text{off}} = 5 \mu \operatorname{seg}$$

### 6.3.3 ESPECIFICACIONES DE LOS CAPACITORES $C_1$ Y $C_2$

$$\text{Capacitancia} = C = 6,64\mu\text{ F}$$

$$\text{Voltaje Máximo} = V_{\text{cmax}} = V (1+n) = 24 (1+0,1) = 26,4\text{ V}$$

$$\text{Corriente Máxima} = I_{\text{cmax}} = I_{o1} + I_{c2\text{max}} + I_{Q2\text{max}}$$

$$I_{c1} = -I_{c2}; \quad I_{c1\text{max}} = -I_{c2\text{max}}; \quad 2 I_{\text{cmax}} = 10+4=14\text{ A}$$

$$I_{\text{cmax}} = 7\text{ A}$$

### 6.3.4 ESPECIFICACIONES DE LAS INDUCTANCIAS $L_1$ Y $L_2$

$$\text{Inductancia} = L = L_1 = L_2 = 58,02\mu\text{ H}$$

$$\text{Voltaje Mximo} = V_{L1\text{max}} = V_{L2\text{max}} = 24\text{V}$$

$$\text{Corriente mxima} = I_{L1\text{max}} = I_{L2\text{max}} = I_{Q1} = I_{Q2} = 10\text{ A}$$

### 6.3.5 ESPECIFICACIONES DE LAS INDUCTANCIAS $L_{E1}$ Y $L_{E2}$ 0,1:1

#### 6.3.5.1 INDUCTANCIA $L_{E2}$

$$\text{Corriente Máxima} = I_{LE2\text{max}} = n (I_{Q2} + I_{o1}) = 0,1 (9,95 + 4) = 1,395\text{ A}$$

$$\text{Voltaje Mximo} = V_{LE2\text{max}} = V = 24\text{V}$$

$$I_{LE2} = -n \left( \frac{nV}{LC} t - I_{Q2} - I_{o1} \right)$$

$$V_{LE2} = L_{E2} \frac{dI_{LE2}}{dt}; \quad -24 = L_{E2} \frac{-n_2 V}{LC}$$

$$\text{Inductancia} = L_{E2} = \frac{LC}{n_2} = 100 LC = 100 (58,02\mu) = 5,8\text{m H}$$

### 6.3.5.2 INDUCTANCIA $L_{E1}$

$$\text{Inductancia} = L_{E1} = 0,1 (L_{E2}) = 580 \mu\text{H}$$

$$\text{Corriente Maxima} = I_{LE1\text{max}} = (I_{Q2} + I_{o1}) = (9,95 + 4) = 13,95 \text{ A}$$

$$\text{Voltaje Maximo} = V_{LE1\text{max}} = nV = 0,1(24) = 2,4 \text{ V}$$

### 6.3.6 ESPECIFICACIONES DE LOS DIODOS $D_1$ Y $D_2$

$$\text{Corriente Máx.} = I_{D1\text{max}} = I_{D2\text{max}} = (n+1) (I_{Q2} + I_{o1}) = 1,1 (9,95 + 4) = 15,345 \text{ A}$$

$$\text{Voltaje Pico Inverso} = V_{\text{inverso pico max}} = V (n+1) = 24 (1,1) = 26,4\text{V} \approx 30 \text{ V}$$

### 6.3.7 ESPECIFICACIONES DE LOS DIODOS $D_{11}$ Y $D_{22}$

$$\text{Corriente Máx.} = I_{D11\text{max}} = I_{D22\text{max}} = n (I_{Q2} + I_{o1}) = 0,1(9,95 + 4) = 1,4 \text{ A}$$

$$\text{Voltaje Pico Inverso} = V_{D11\text{max}} = V_{D22\text{max}} = V (n+1) = 24 (1,1) = 26,4\text{V} \approx 30 \text{ V}$$

## 6.4 DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

El circuito de control fue diseñado como circuito digital, y funciona de la siguiente forma:

6.4.1 Primero necesitamos dos señales de reloj, para lo cual nos valemos de dos circuitos integrados 555.

6.4.2 La primera señal de reloj (CLK1) la diseñamos con una frecuencia variable (60 a 300 Hz) por medio de un potenciómetro de 10 K. Esta señal va a funcionar al doble de la frecuencia a la que queremos que funcione nuestro inversor, ya que la empleamos para indicarle al circuito el momento de disparar de los dos tiristores. El circuito puede apreciarse en la figura 6.2:

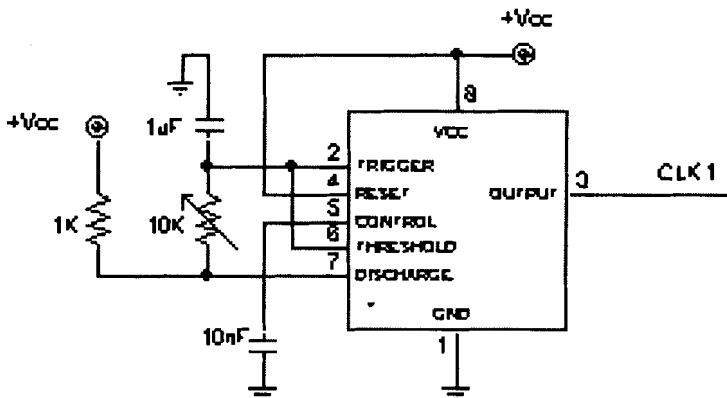


Fig. 6.2 Circuito del Reloj CLK1

6.4.3 La segunda señal de reloj (CLK2) va a darnos una frecuencia mucho más alta, y la usamos para que la señal de disparo de los tiristores sea en forma de una ráfaga de pulsos. Este circuito se muestra en la figura 6.3:

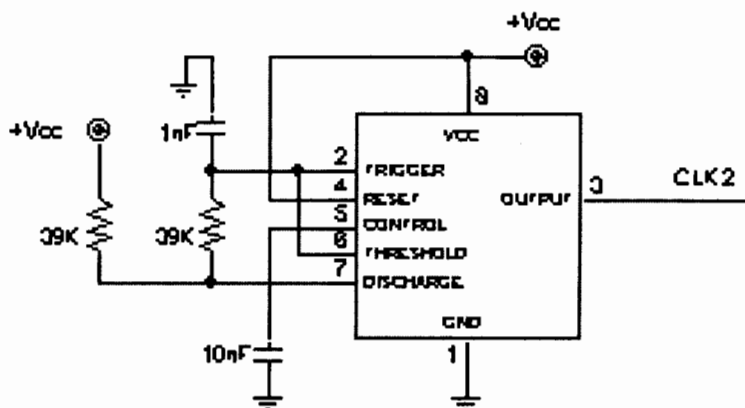
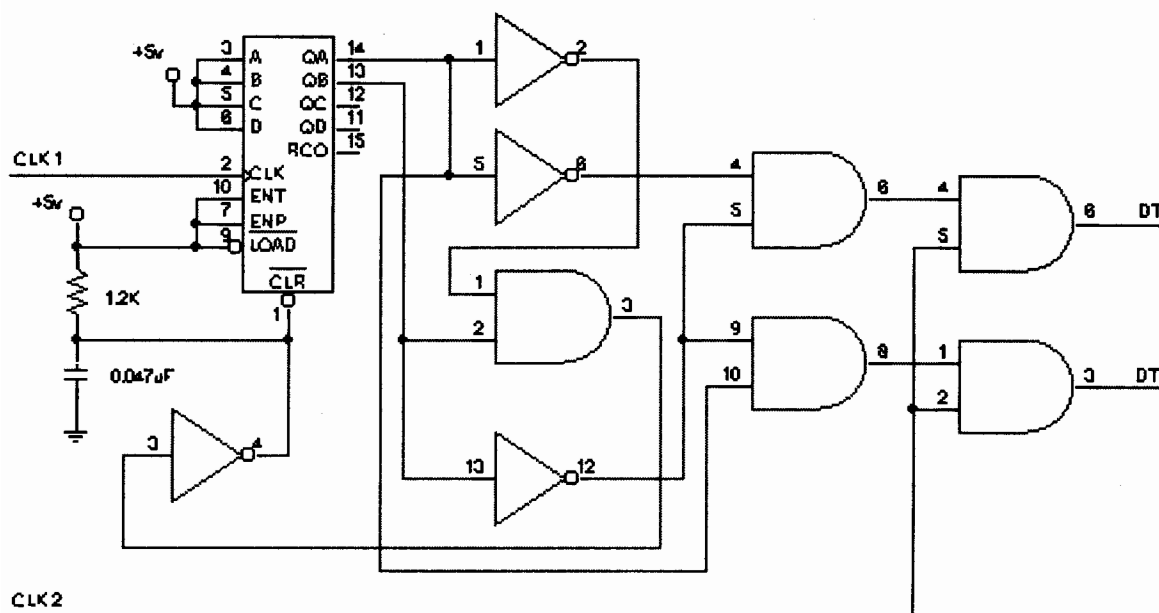


Fig. 6.3 Circuito del Reloj CLK2

6.4.4 Usamos un IC 74161 el cual es un contador digital de 4 bits, para dividir el período de la onda alterna que va a obtenerse a la salida del Inversor. Dicho integrado recibe la señal de reloj CLK1 y empieza a contar partiendo de cero. Con el contador en cero, se activa la señal que manda a disparar el tiristor 1. Luego de recibir un pulso de reloj el contador cuenta hasta 1 y le indica al circuito que es el momento de disparar el tiristor 2. Con el siguiente pulso de reloj el contador cuenta hasta 2, y en ese momento se activa la señal baja de CLR, la cual manda a limpiar el contador, volviendo éste a cero y así el ciclo empieza nuevamente.





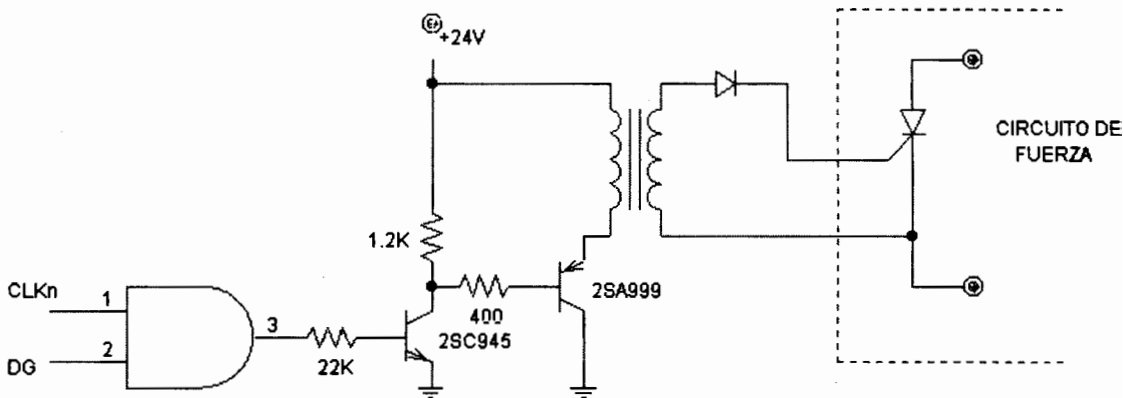
**Fig. 6.4 Circuito Generador de Pulsos de Disparo**

6.4.5 La señal de CLR no se manda directamente, sino que está conectada a un circuito RC, el cual le da un tiempo al contador para que éste se limpie correctamente y vuelva a cero. En la figura 6.4 se observa claramente lo expuesto.

6.4.6 Las salidas del 74161 se conectan a puertas inversoras de un 7404 y a puertas AND de un 7408, y nos dan las señales de disparo de los tiristores  $Q_1$  y  $Q_2$ . Estas señales permanecen en alto el tiempo que nosotros queremos que el inversor funcione emitiendo voltaje positivo y negativo en su onda alterna. Para transformarlas en ráfagas de pulsos las conectamos a las entradas de puertas AND junto con la señal de reloj CLK2. De aquí se obtienen las

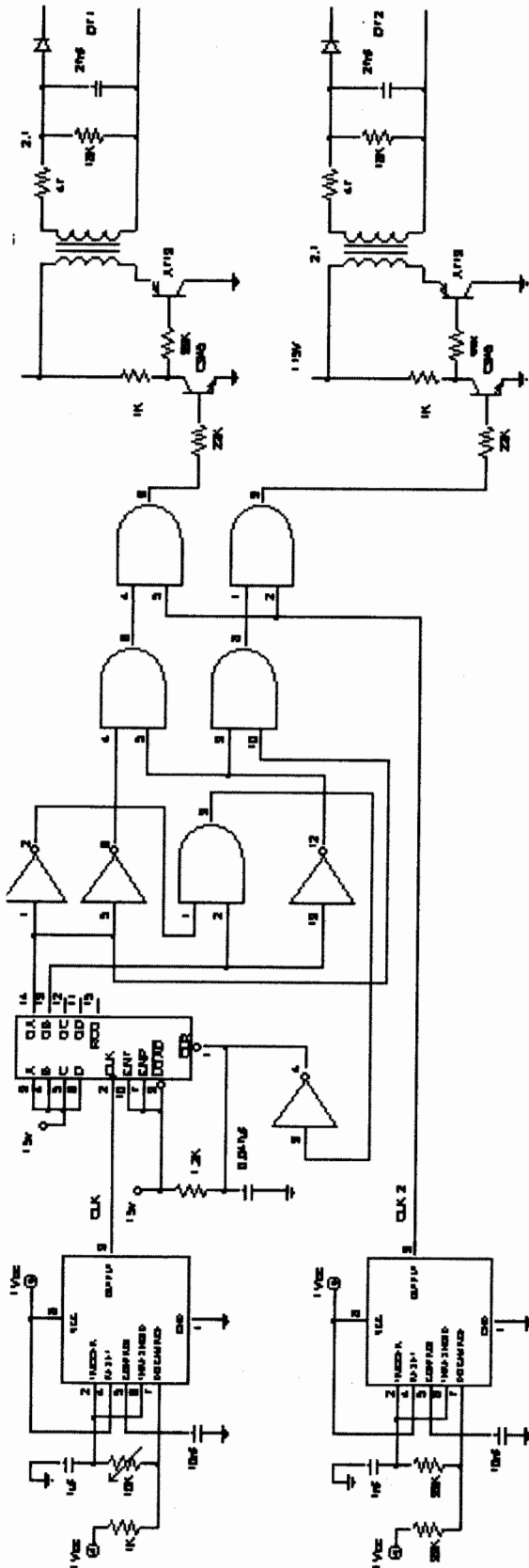
salidas de DT1 y DT2 que son las ráfagas de pulsos de disparo de los tiristores  $Q_1$  y  $Q_2$ .

6.4.7 Estas señales se conectan a dos circuitos amplificadores de pulsos como el mostrado en la figura 6.5. Este circuito toma la señal en forma de una ráfaga de pulsos, la amplifica utilizando una configuración con transistores NPN y PNP, y luego la conecta a un transformador aislador de pulsos cuya salida es conectada a las patas G y K del tiristor.



**Fig. 6.5 Circuito Amplificador de Pulsos de Disparo**

6.4.8 El circuito de control completo se muestra en la figura 6.6.



CIB + ESPOL

Fig. 6.6 Circuito de Control Inversor Mc Murray - Bedford

## 6.5 LISTA DE ELEMENTOS UTILIZADOS

### 6.5.1 CIRCUITO DE FUERZA

#### 1. Tiristores $T_1$ y $T_2$

Voltaje inverso de pico repetitivo directo e inverso.....	600 V
Corriente directa RMS máxima.....	5 A
Corriente de puerta máxima.....	40 mA
Tiempo de apagado.....	5 $\mu$ seg

#### 2. Capacitores $C_1$ y $C_2$ ..... 6 $\mu$ F-120 V

#### 3. Inductores

$L_1, L_2$ .....	58 $\mu$ H
$L_{e1}$ .....	580 $\mu$ H
$L_{e2}$ .....	5.8 mH

#### 4. Diodos.

##### Diodos $D_1$ y $D_2$

Voltaje inverso de pico repetitivo directo e inverso.....	400 V
Corriente directa RMS máxima.....	15 A

Diodos D11, D22.

Voltaje inverso de pico repetitivo directo e inverso..... 400 V

Corriente directa RMS máxima..... 2A

5. Fusibles .....10A

6. 2 Baterías..... 12 V

## 6.5.2 CIRCUITO DE CONTROL

### 1. Circuitos Integrados

1 Contador.....74161

2 Puertas And de dos entradas.....7408

1 Inversor.....7404

2 Temporizadores.....555

### 1. Transistores

2 Transistores.....2N3904 (C945)

2 Transistores.....A719(A708)

### 2. Amplificadores de Pulso

2 Amplificadores de pulso.....2:1

## 3. Resistencias

3 R.....	1 K
2 R.....	47 $\Omega$
2 R.....	22 K
2 R.....	33 K
2 R.....	18 K
2 R.....	39 K
1 R.....	1.2 K
1 Potenci3metro.....	10 K

## 4. Capacitores

2 C.....	27 n F
2 C.....	10 n F
1 C.....	1 $\mu$ F
1 C.....	1 n F
1 C.....	0.047 $\mu$ F

## 5. Diodos

2 D.....	1N914
----------	-------

## Capítulo 7

### RESULTADOS EXPERIMENTALES

#### **7.1 PRUEBAS EN OPERACION**

Las pruebas se realizaron utilizando diversos valores primero de carga resistiva, y luego de carga resistiva-inductiva; y observando para una frecuencia determinada de operación del circuito de control, la frecuencia a la cual trabajaba el circuito de fuerza.

Para determinar si nuestro circuito estaba trabajando a la frecuencia deseada, nos valimos de un osciloscopio. Observando la lectura en la pantalla del mismo pudimos monitorear la señal del circuito de control y el voltaje de salida del Inversor.

Con carga  $R = 18.3 \Omega$  , tenemos los siguientes resultados:

$R_{POT.} [K\Omega]$	f(Circuito de Control) [Hz]	f(Voltaje de Salida) [Hz]
10	60	60
8	72	72
6	90	90
4	120	120
2	180	180
0	360	360

**Tabla 7.1**

Con carga  $R = 25 \Omega$  , tenemos:

$R_{POT.} [K\Omega]$	f(Circuito de Control) [Hz]	f(Voltaje de Salida) [Hz]
10	60	60
8	72	72
6	90	90
4	120	120
2	180	180
0	360	360

**Tabla 7.2**



Con carga  $R = 40 \Omega$ , tenemos:

$R_{POT.} [K\Omega]$	f(Circuito de Control) [Hz]	f(Voltaje de Salida) [Hz]
10	60	60
8	72	72
6	90	90
4	120	120
2	180	180
0	360	360

Tabla 7.3

Con carga  $R = 50 \Omega$ , tenemos

$R_{POT.} [K\Omega]$	f(Circuito de Control) [Hz]	f(Voltaje de Salida) [Hz]
10	60	60
8	72	72
6	90	90
4	120	120
2	180	180
0	360	360

Tabla 7.4



Con carga resistiva - inductiva,  $R = 30 \Omega$ ,  $L = 5 \text{ m H}$  tenemos:

$R_{\text{POT.}} [\text{K}\Omega]$	f(Circuito de Control) [Hz]	f(Voltaje de Salida) [Hz]
10	60	60
8	72	72
6	90	90
4	120	120
2	180	180
0	360	360

**Tabla 7.5**

El valor de resistencia del potenciómetro ( $R_{\text{POT.}}$ ) corresponde al potenciómetro del circuito de reloj CLK1. En dicho circuito los valores de resistencias y capacitores están calculados para que la variación del potenciómetro desde cero hasta 10 K corresponda a una variación en la frecuencia del inversor desde 60 hasta 300 Hz.

Al realizar las pruebas, primero colocamos al potenciómetro en un valor de resistencia fijo. Luego revisamos la señal de pulsos de disparo del circuito de control con el osciloscopio, y luego la señal de voltaje de salida del Inversor. Comparamos la frecuencia de estas dos señales para verificar su correcto funcionamiento.

Para carga resistiva-inductiva, obtuvimos una distorsión en la forma de onda del voltaje de salida, debido a la mayor presencia de armónicos. Para carga resistiva obtuvimos una forma de onda completamente cuadrada, lo cual se indica una correcta elección en los valores de inductancias y capacitores en el circuito de fuerza.

En las tablas:

$$f(\text{Circuito de Control}) = f(\text{CLK1})/2 = 1.44 / [(R_{\text{pot.}} + 2(1\text{K}\Omega)) * 1\mu\text{F} * 2] \quad (7-1)$$

Es la mitad de la frecuencia de CLK1, debido a que dicha señal indica el disparo del Tiristor 1, y luego del 2; y la frecuencia que nos interesa es la del período completo de la señal de voltaje AC, el cual se da cuando han conducido ambos tiristores.

## **7.2 FOTOGRAFIAS DE LAS SEÑALES DE VOLTAJE DEL CIRCUITO**

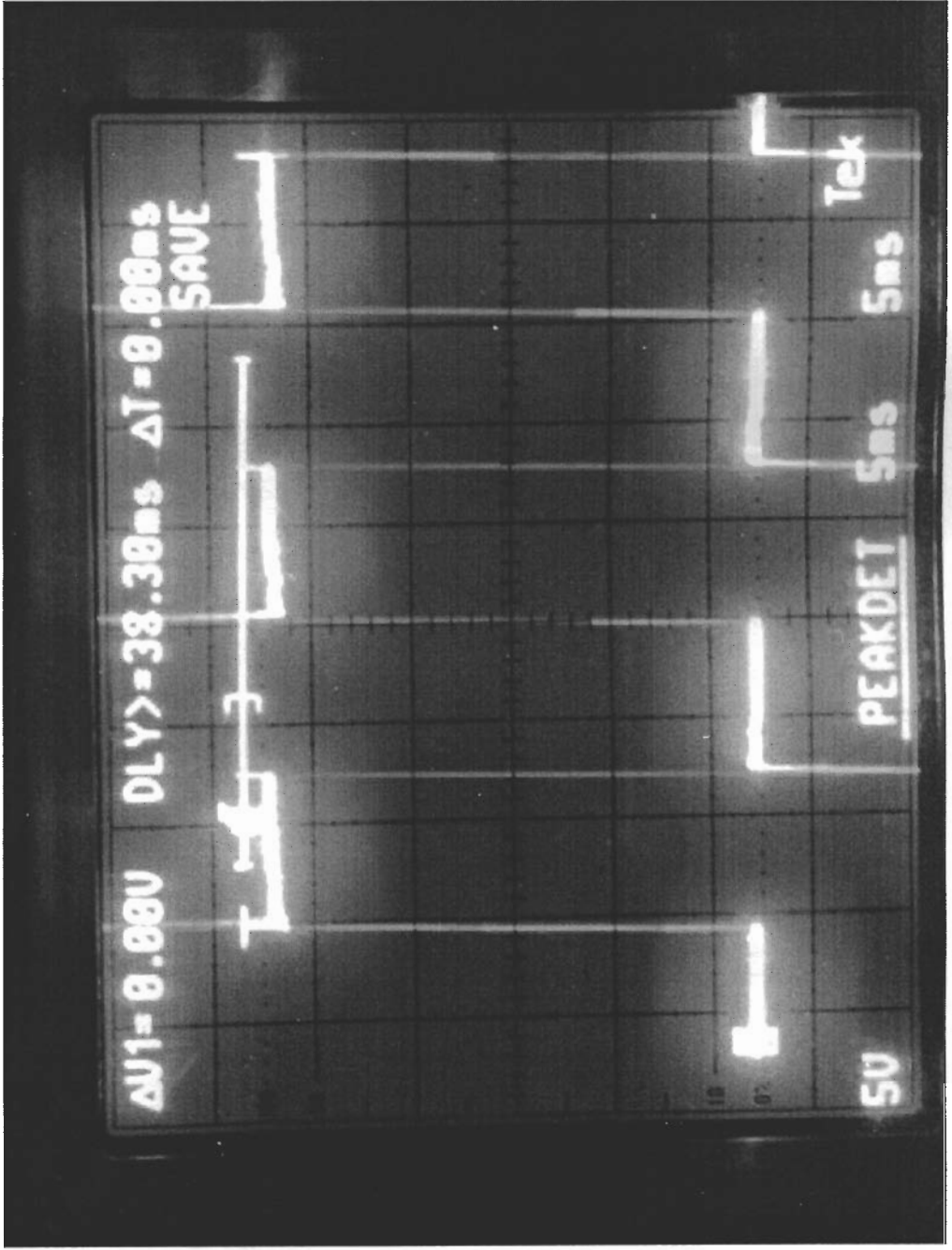


Fig. 7.1 Voltaje de Salida con Carga Resistiva a 60 Hz

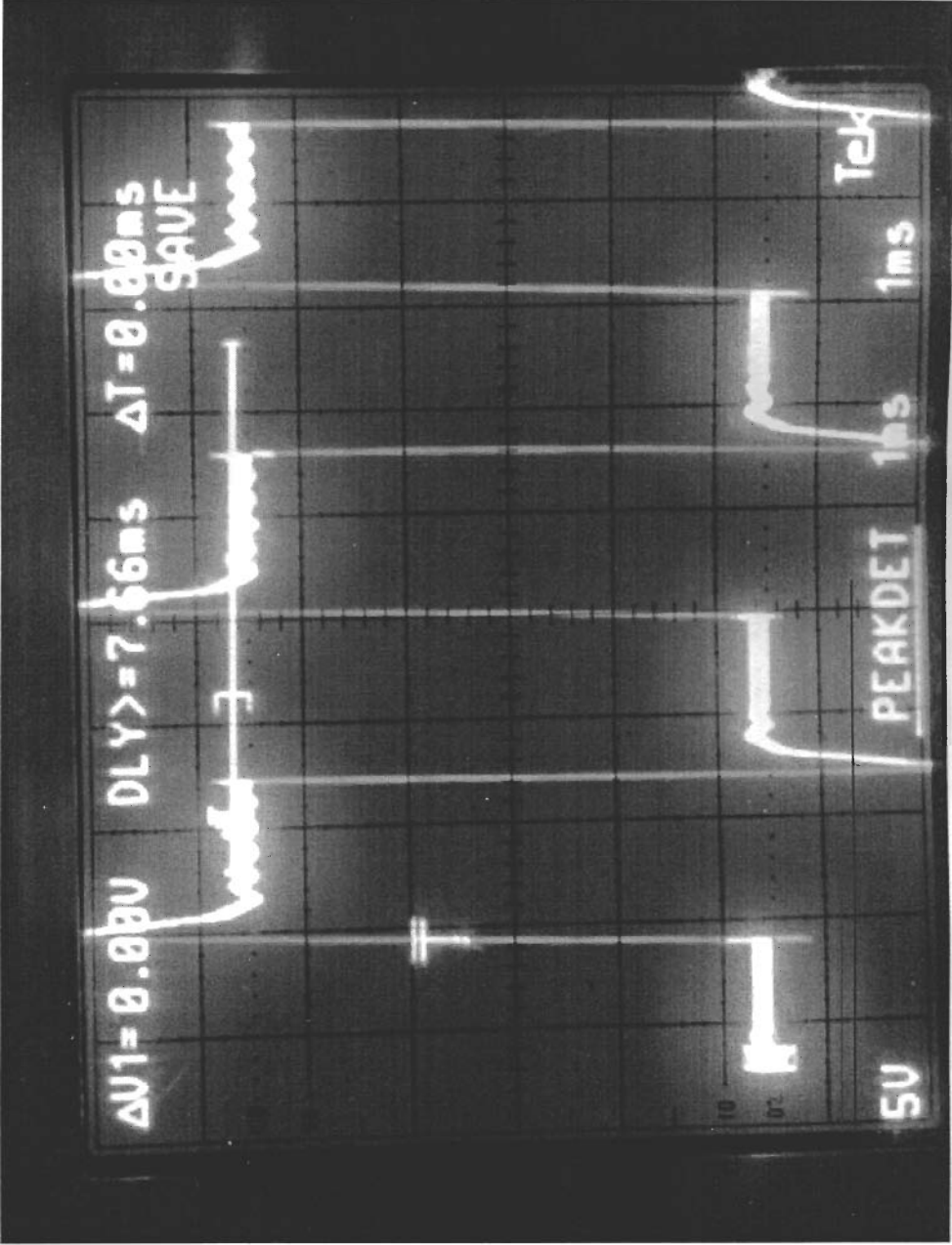


Fig. 7.2 Voltaje de Salida con Carga Resistiva a 300 Hz

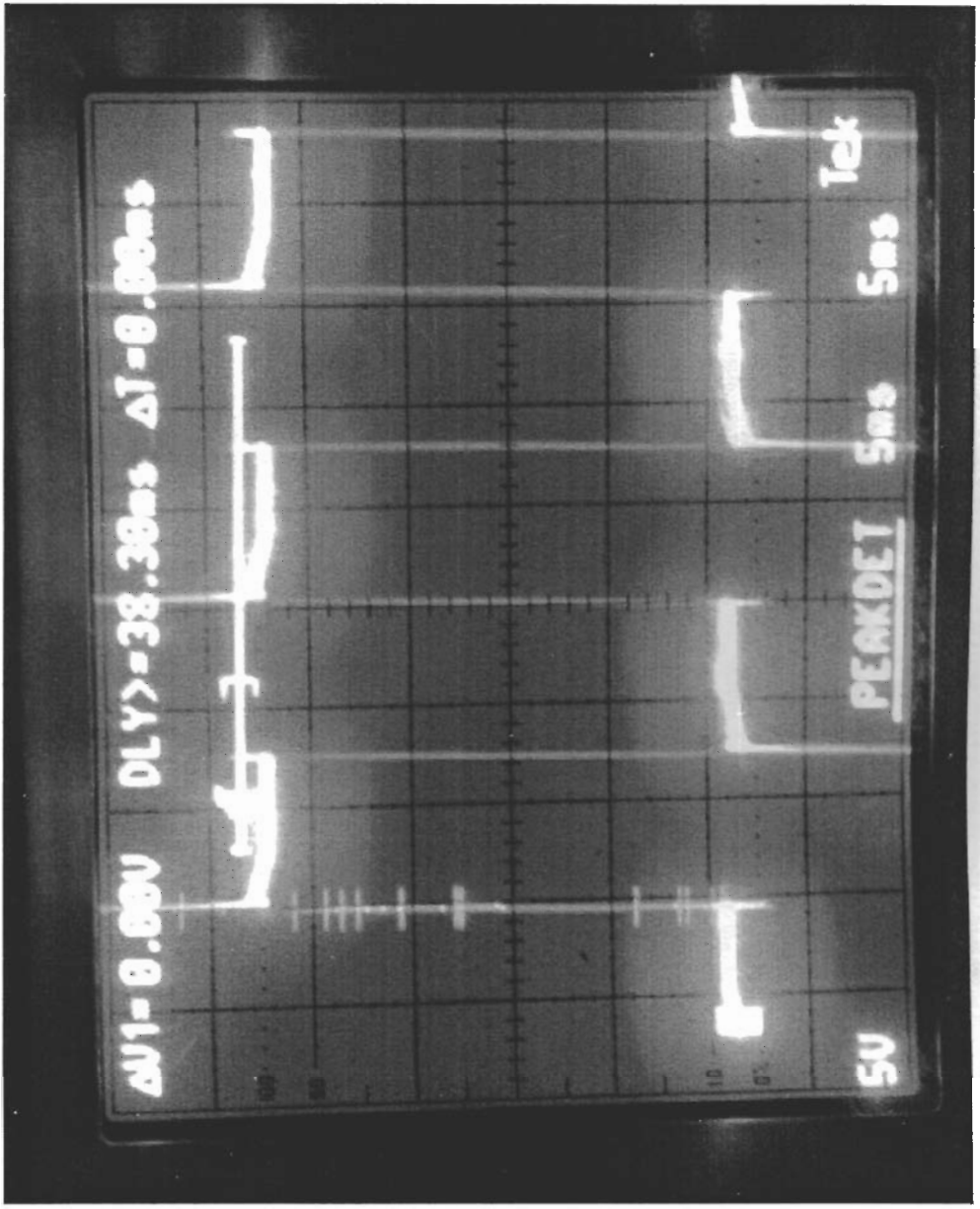


Fig. 7.3 Voltaje de Salida con Carga Resistiva - Inductiva a 60 Hz

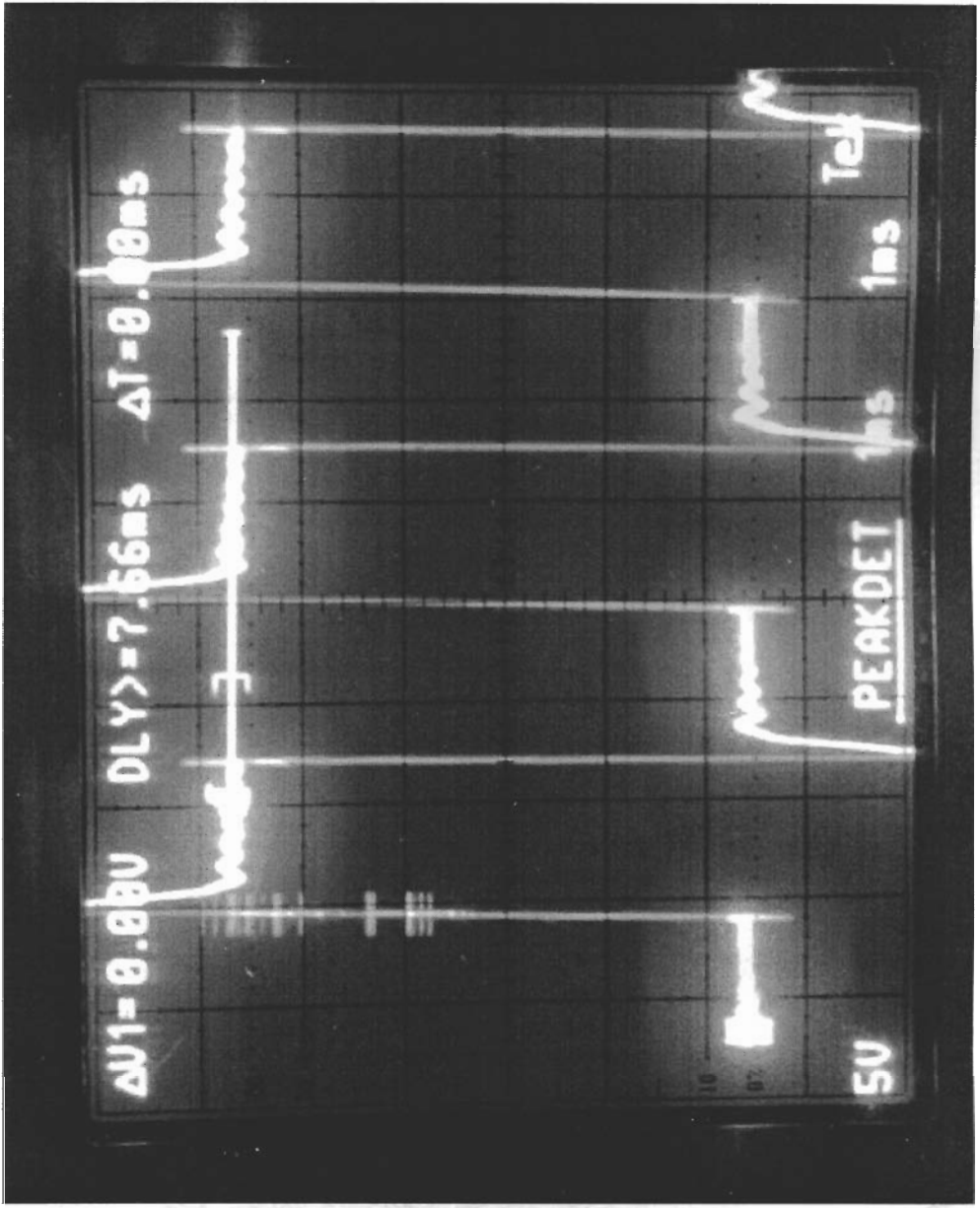


Fig. 7.4 Voltaje de Salida con Carga Resistiva - Inductiva a 300 Hz

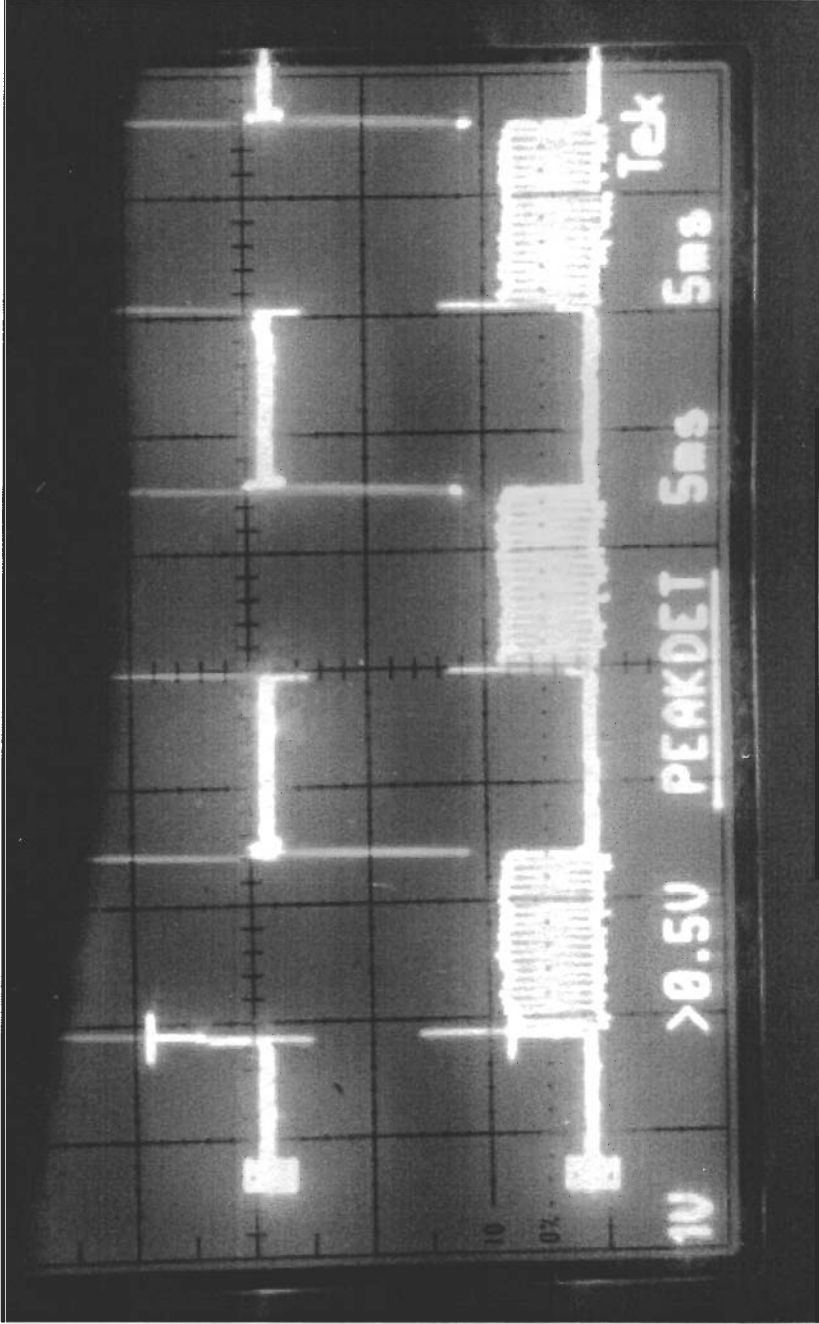


Fig. 7.5 Voltaje de Salida y Señal de Disparo DT1 del Tiristor 1



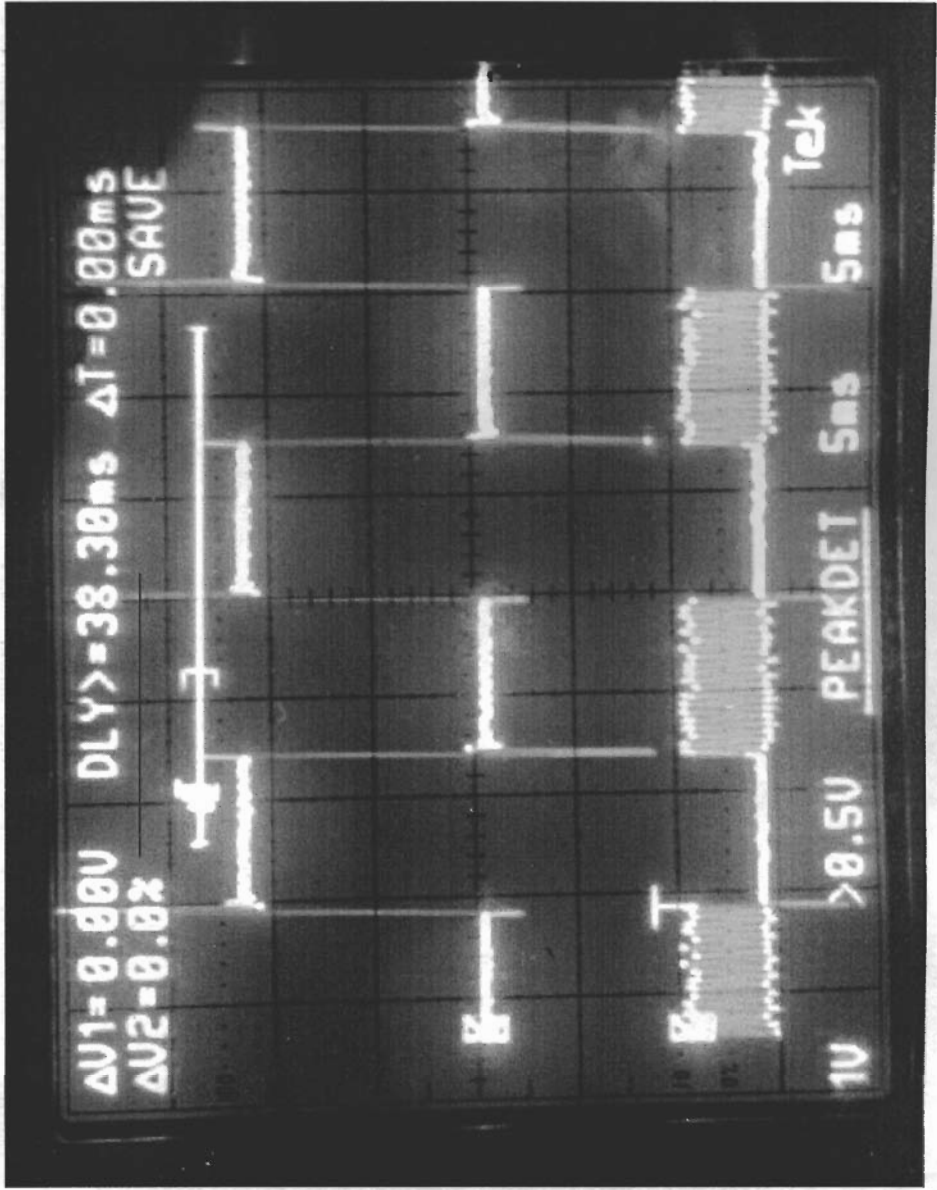


Fig. 7.6 Voltaje de Salida y Señal de Disparo DT2 del Tiristor 2

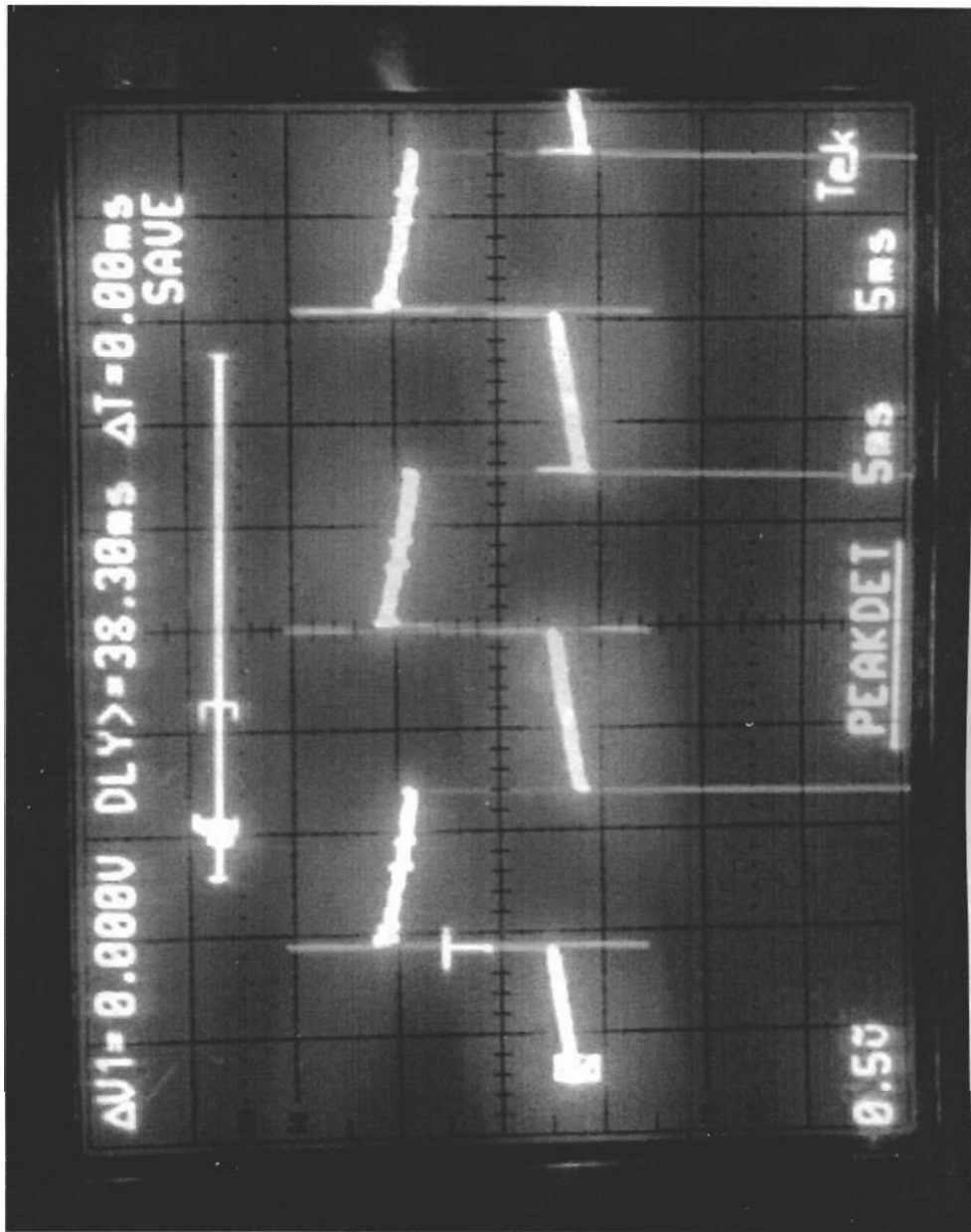


Fig. 7.7 Señal de Disparo a la Salida del Amplificador de Pulsos



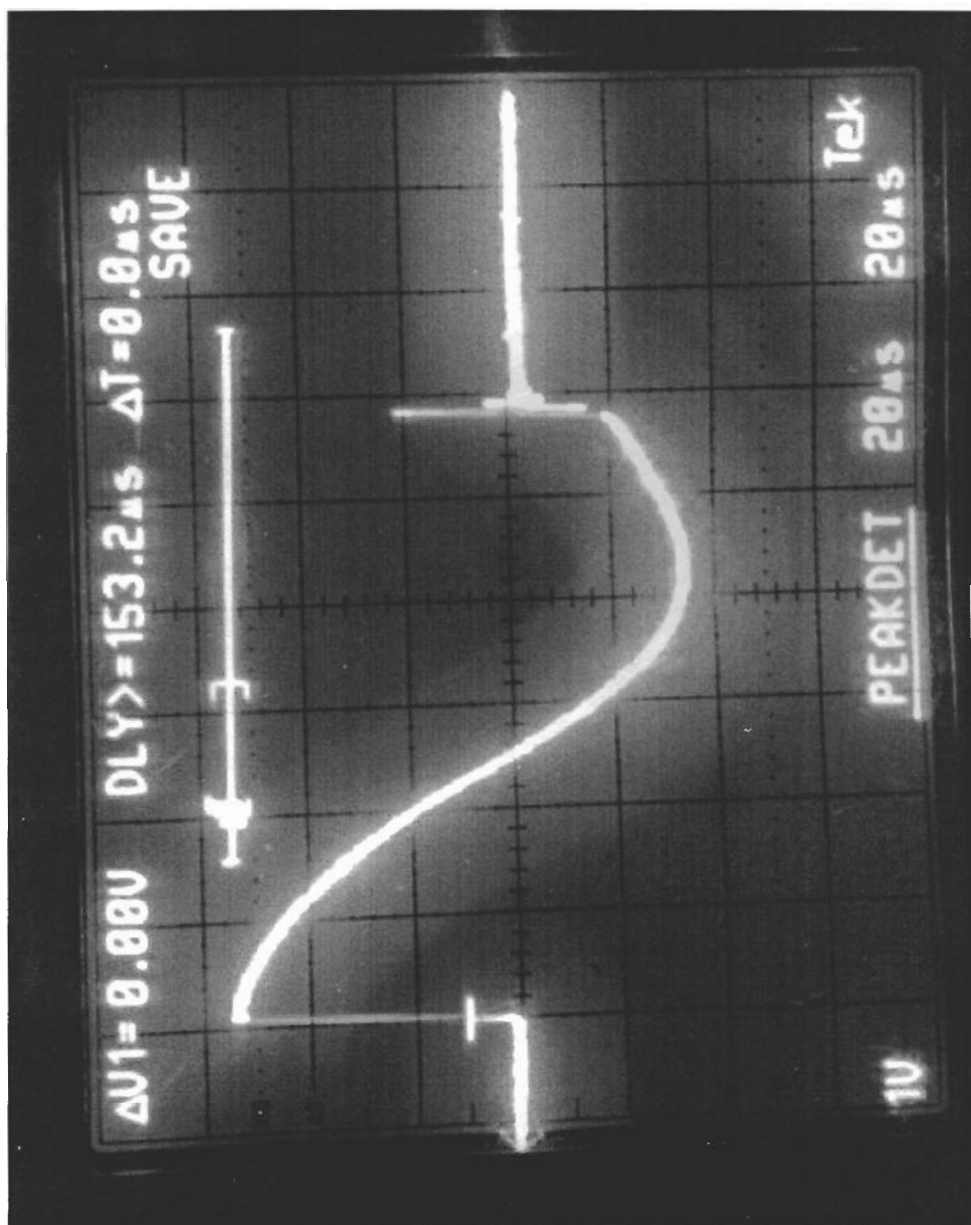


Fig. 7.8 Voltaje de la Inductancia  $L_1$  ( $V_{L1}$ )

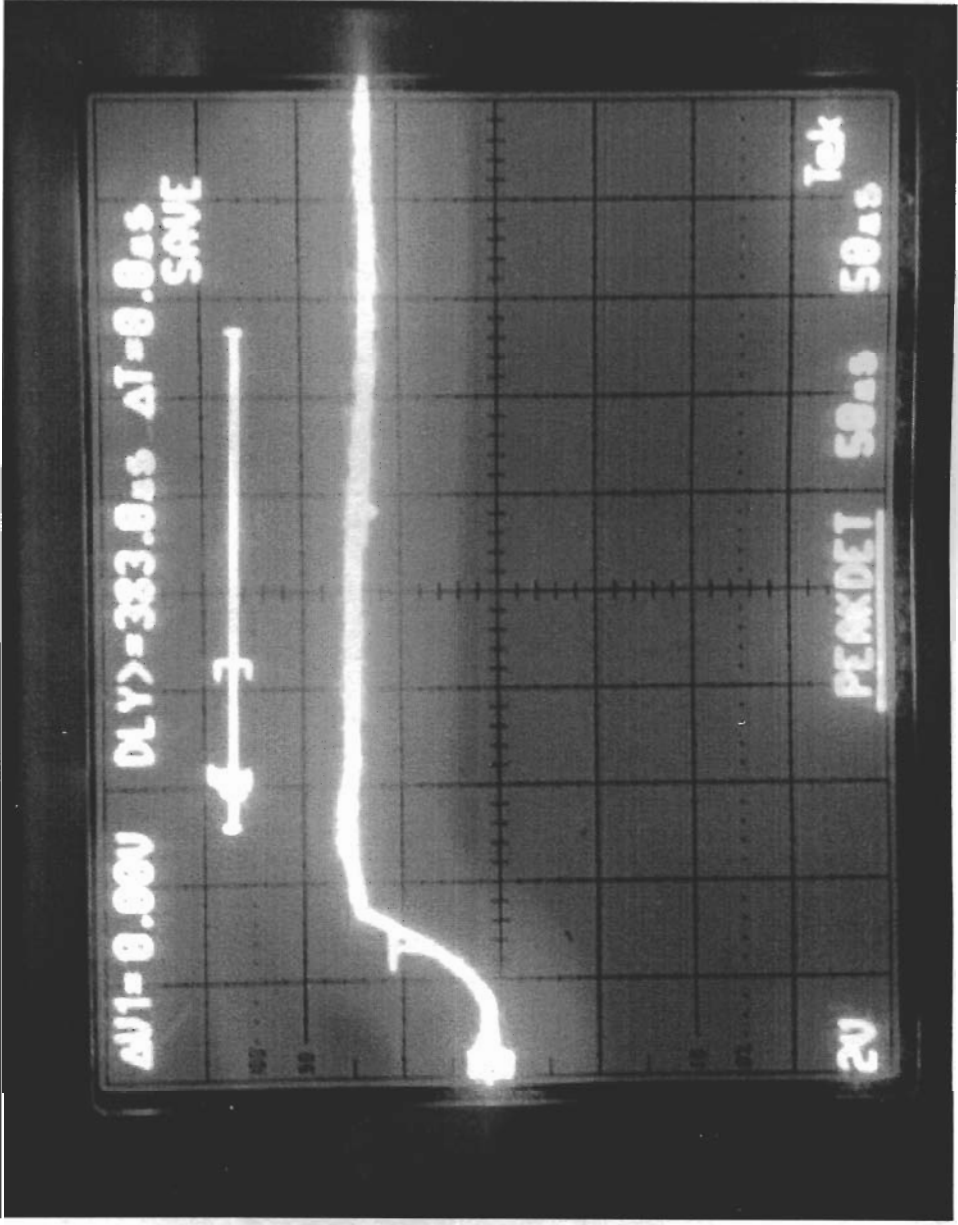


Fig. 7.9 Voltaje del Capacitor  $C_1$  ( $V_{C1}$ )

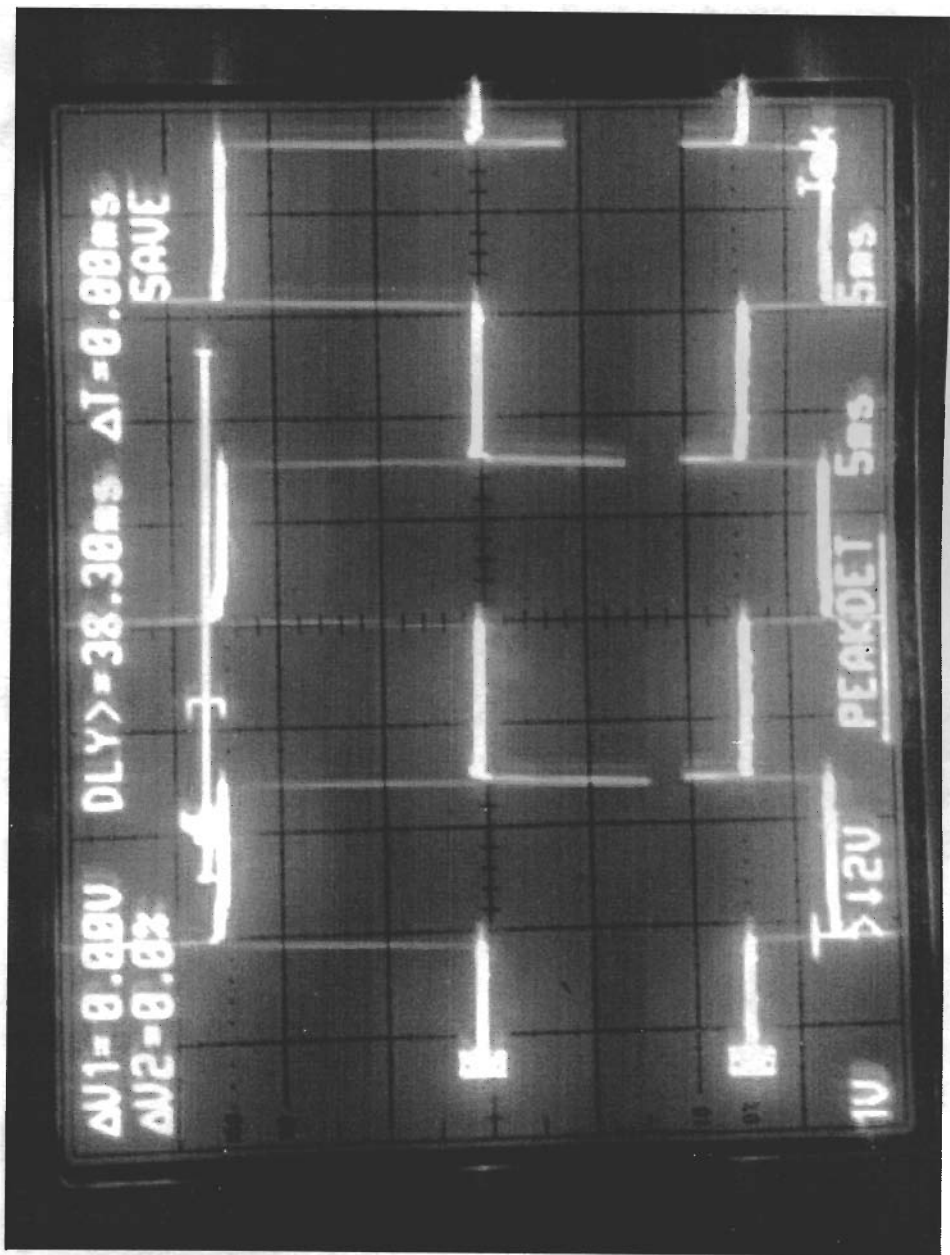


Fig. 7.10 Voltaje de Salida y Voltaje del Capacitor C1

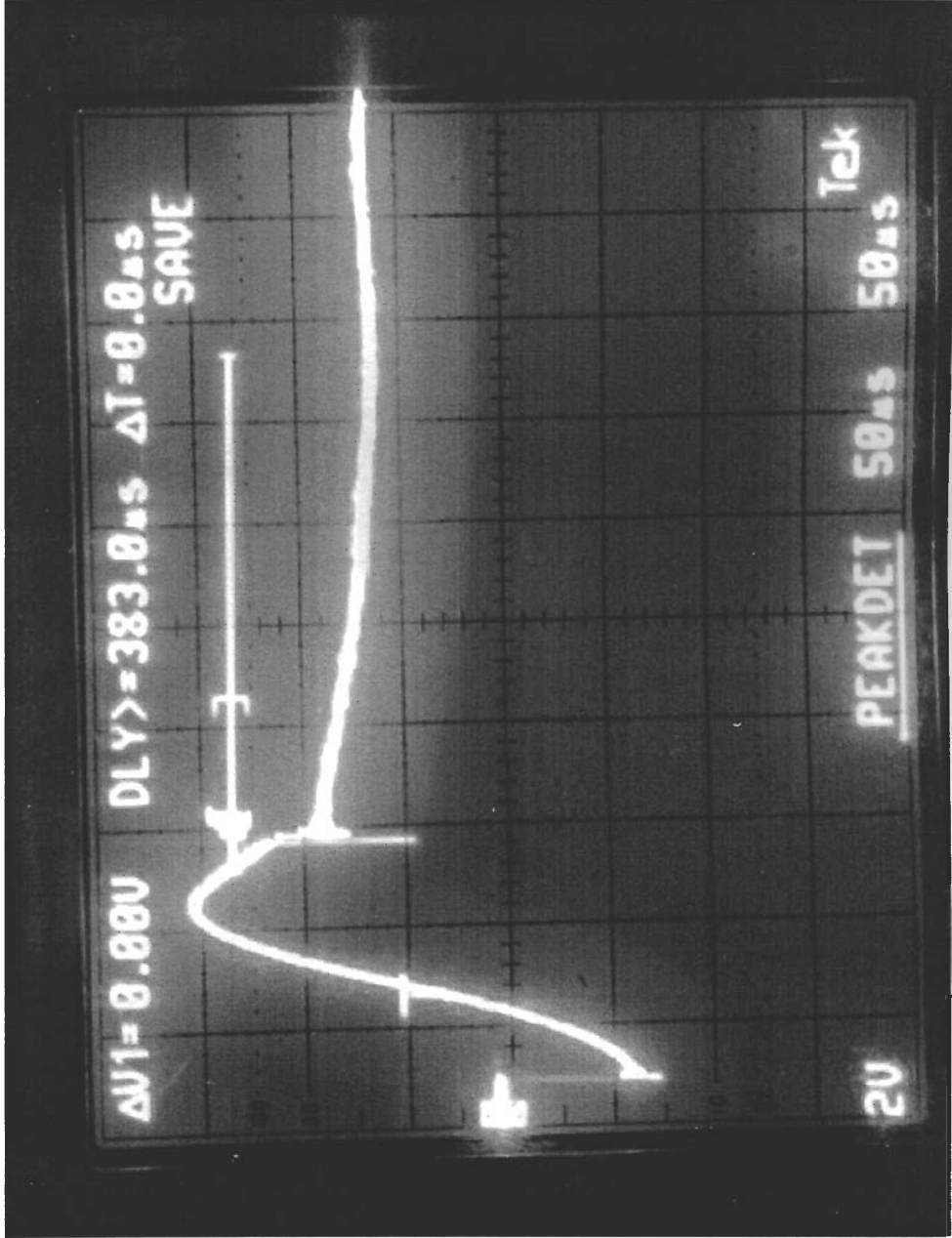


Fig. 7.11 Voltaje Anodo - Cátodo del Tiristor 1 ( $V_{AK1}$ )



Fig. 7.12 Voltaje del Diodo D1 ( $V_{D1}$ )

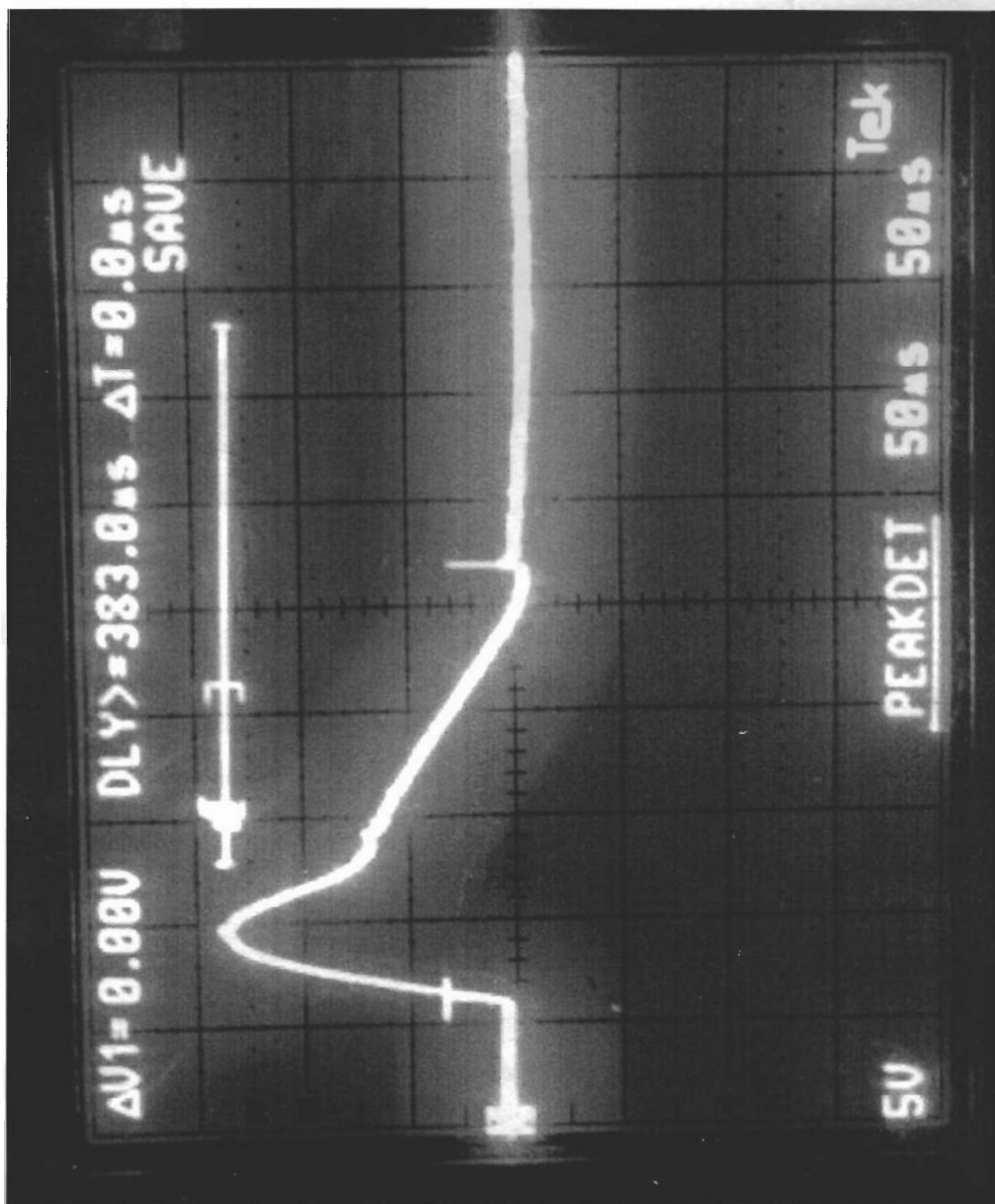


Fig. 7.13 Voltaje del Diodo D11 ( $V_{D11}$ )



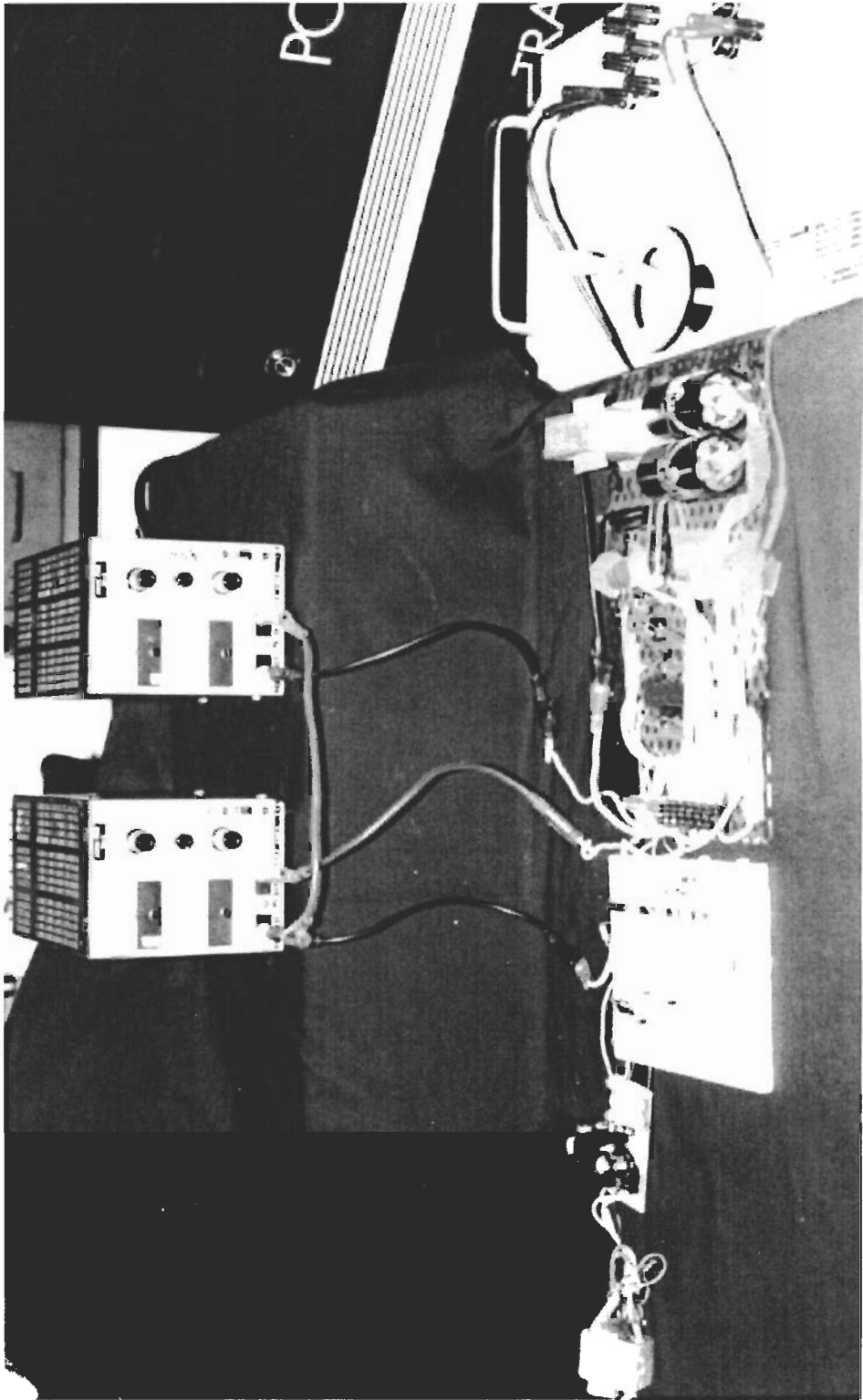


Fig. 7.14 Circuito Completo del Inversor Monofásico Mc Murray - Bedford

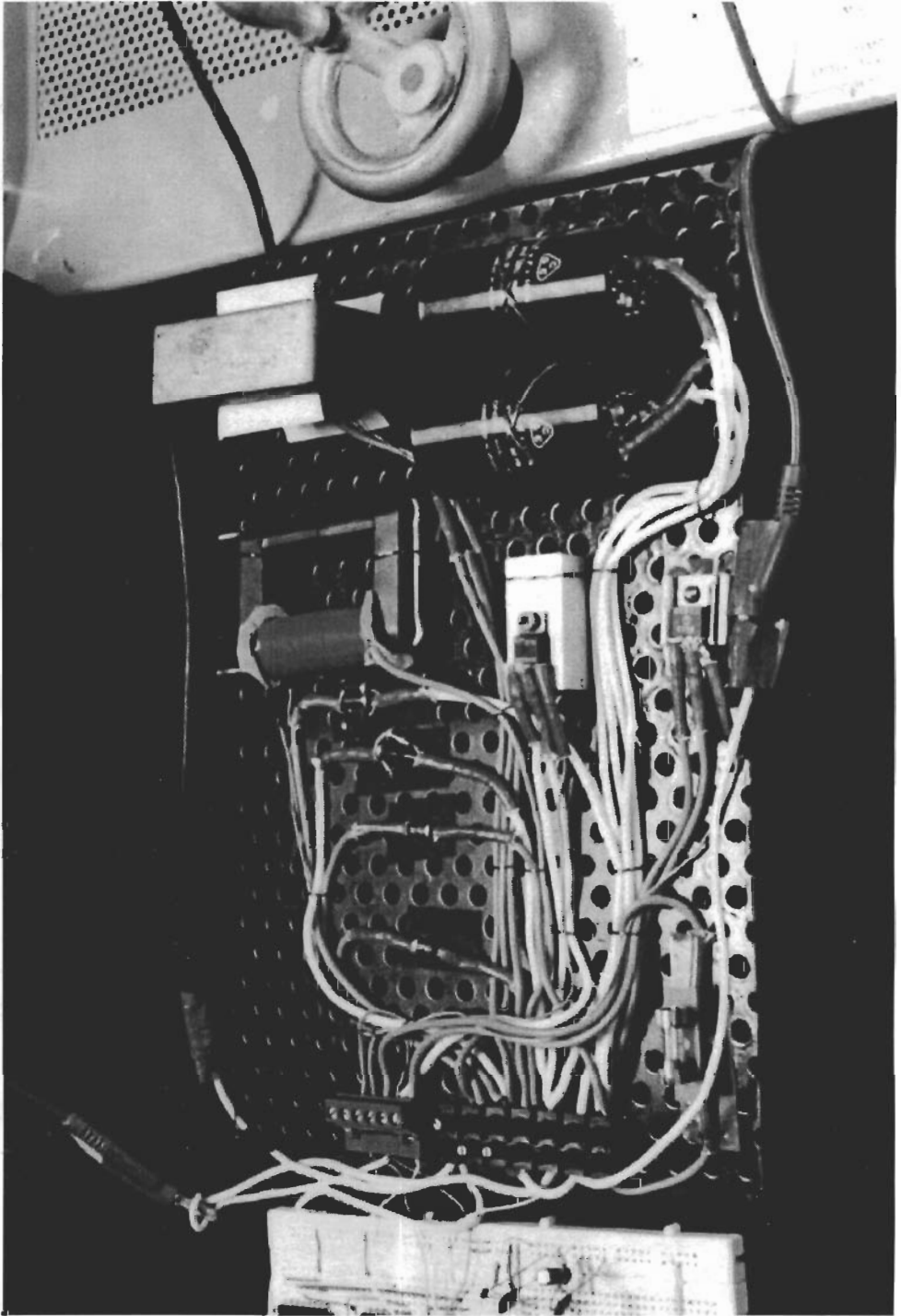


Fig. 7.15 Circuito de Fuerza del Inversor

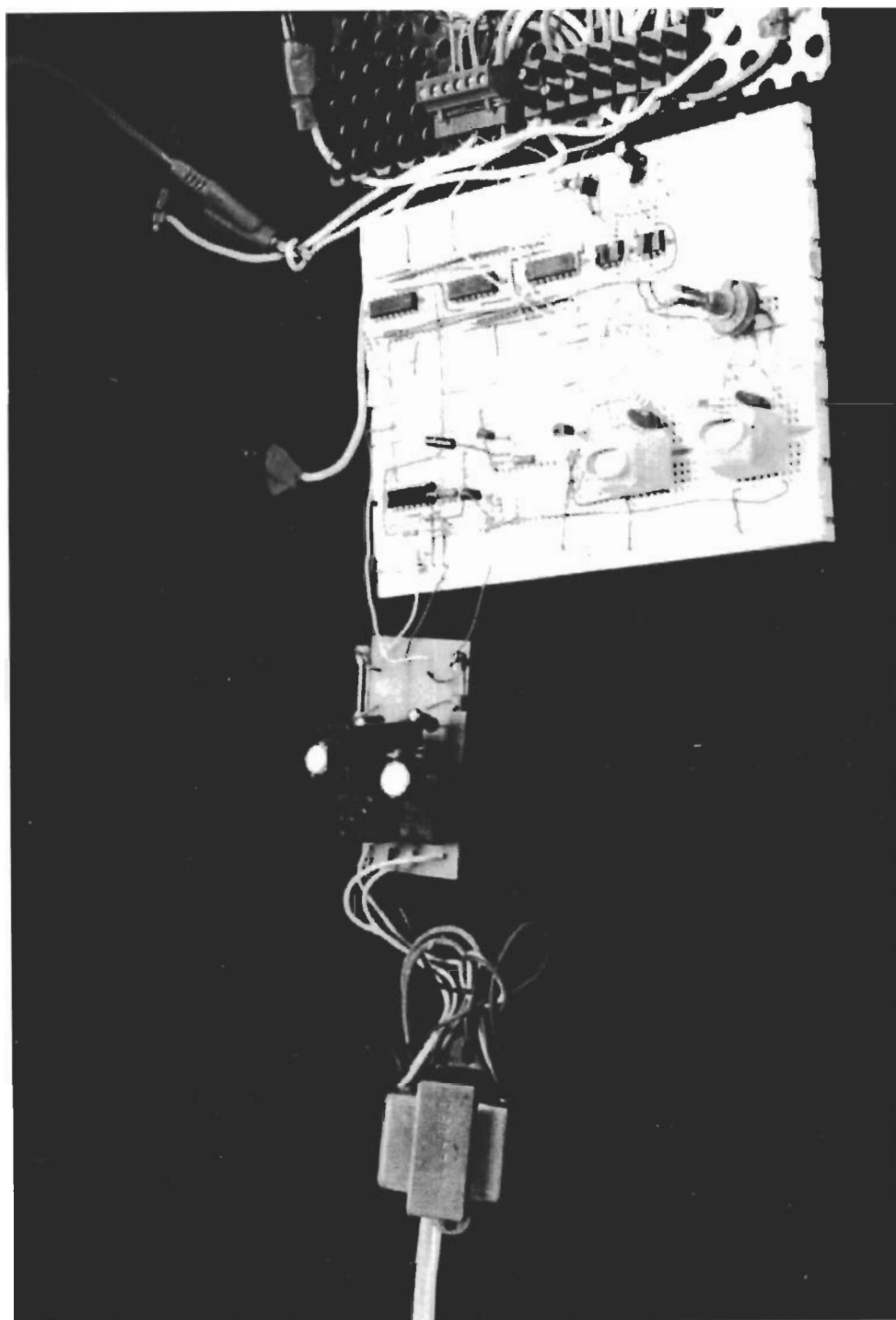


Fig. 7.16 Circuito de Control del Inversor

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1. El inversor implementado presenta un  $dV/dt$  alto, lo cual quiere decir un voltaje de pico inverso bajo en los tiristores durante la etapa de bloqueo. El  $di/dt$  en los tiristores se limita por la inductancia que presenta la bobina de inducción.
2. El circuito de fuerza no presentó ninguna clase de problemas, lo cual indica claramente que los valores de sus componentes fueron escogidos adecuadamente.
3. El circuito de control fue realizado por medio de un diseño digital, el cual tampoco presentó problemas. La frecuencia de funcionamiento fue implementada en el rango de 60 a 300 Hz.
4. El circuito de disparo nos da una operación confiable al inversor monofásico, con un pequeño consumo de potencia.
5. Notamos que en el Inversor Monofásico Mc Murray-Bedford se obtiene un desempeño casi perfecto si se configura el circuito emisor de pulsos de tal forma que los dos tiristores reciban la ráfaga de pulsos de disparo durante todo el tiempo de conducción. Dicha característica se debió considerar también en el Inversor Trifásico para obtener un resultado óptimo.

6. Para el Inversor Monofásico no se utilizó un diseño con estados digitales, como se lo hizo en el diseño de los Troceadores. En éste caso se diseñó con un contador digital de 4 bits, configurado como lazo para generar los períodos de disparo de los tiristores en forma periódica. Para dicho lazo se utilizó un retardo mediante un circuito RC.
7. Se podría mejorar el Inversor implementando un circuito de retroalimentación, en el cual se pueda controlar la velocidad y corriente del motor de inducción monofásico, así como se controla su velocidad.
8. Otra mejora podría ser utilizar la modulación de ancho de pulso, explicada anteriormente, para controlar la distorsión de la forma de onda del voltaje de salida. Es válido considerar esto, porque si bien no tuvimos problemas con nuestra carga simulada RL, sabemos que para motores de capacidad media y alta los inconvenientes causados por la presencia de armónicos en la señal de Voltaje pueden ser considerables.
9. Es recomendable se proporcione al Laboratorio de Electrónica de Potencia los equipos adecuados para la realización de los proyectos de este tipo, ya que la gran variedad de circuitos puede incentivar el ánimo de investigar en el estudiante.

## **BIBLIOGRAFIA.**

- ◆ Dewan, S. and Straughen, A., “POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS”, John Wiley & Sons, Indianapolis, 1975.
  
- ◆ “Sistemas Digitales” de Tocci.
  
- ◆ “Electrónica de Potencia” de Rashid.