



T
621.381532
LAR
p.2

Escuela Superior Politécnica del Litoral

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

"Diseño y construcción de un inversor monofásico tipo puente con modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM) de dos niveles"

TOPICO DE GRADUACION

Previa la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: **INDUSTRIAL**



Presentada por:

René Oswaldo Lara Moscoso

Annel Sixto Reina Rojas

Guayaquil — Ecuador



**AÑO
2002**

AGRADECIMIENTO

A todas las personas que de uno u otro modo colaboraron en la realización de este trabajo y especialmente en el Ing. Norman Chootong Ching Director de Tópico, por su invaluable ayuda. Al Ing. Efrén Herrera Muentes que en todo momento nos brindo las facilidades de equipos para la culminación de este trabajo.

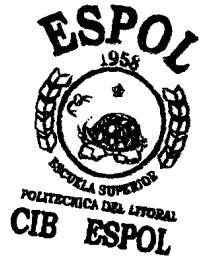


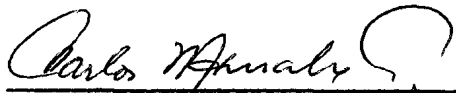
DEDICATORIA


A Dios por permitimos culminar este objetivo importante en nuestras vidas, por darnos la suerte de tener a nuestros padres compartiendo con nosotros esta alegría. A nuestros padres, por sus sacrificios y abnegaciones que hicieron posible cumplir con esta etapa de nuestras vidas. A nuestros hermanos como muestra de cariño.



TRIBUNAL DE GRADUACIÓN




Ing. Carlos Monsalve
SUBDECANO DE LA FIEC


Ing. Norman Chootong
DIRECTOR DE TÓPICO


Ing. Eirén Herrera.
MIEMBRO PRINCIPAL


Ing. Holguer Cevallos.
MIEMBRO PRINCIPAL

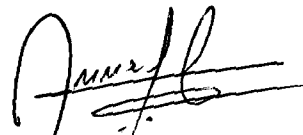


DECLARACIÓN EXPRESA



"La responsabilidad del contenido de este trabajo, nos corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual del mismo a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL".


René Lara Moscoso


Annel Reina Rojas



RESUMEN



El trabajo a desarrollarse en este proyecto de t3pico consiste en el dise1o y construcci3n de un inversor monof3sico tipo puente con t3cnica de modulaci3n por ancho de pulso senoidal (SPWM) de 2 niveles, utilizando el microcontrolador 87C52 de Intel que envía las se1ales de control que manejarán el funcionamiento de los transistores (BJTs) de potencia.

Se ha construido un m3dulo funcional cuya aplicaci3n permite efectuar las pruebas de las se1ales digitales generadas con distintas cargas, la comprobaci3n de la variaci3n de voltaje (índice de modulaci3n) y variaci3n de la frecuencia.

Inicialmente se plantean los fundamentos te3ricos indispensables para la mejor comprensi3n del inversor implementado, así como su aplicaci3n y utilidad. A continuaci3n se analizan los semiconductores seleccionados, los transistores BJT de potencia; para luego describir la modulaci3n senoidal de ancho de pulso como el m3todo más efectivo, acompañada de una explicaci3n de las otras t3cnicas de control.

El siguiente paso es el dise1o del m3dulo de potencia, protecciones, fuentes de alimentaci3n y dise1o de los controladores de base de los transistores.



Con estos antecedentes se deduce un algoritmo que permite generar las señales necesarias para sintetizar una onda senoidal de amplitud y frecuencia deseada mediante un módulo microprocesado, el mismo que facilita la manipulación del equipo de parte del usuario mediante un circuito digital que a su vez muestra las condiciones actuales de operación.



ÍNDICE GENERAL



	Pág.
RESUMEN.....	VI
ÍNDICE GENERAL.....	VIII
ABREVIATURAS.....	XIII
SIMBOLOGÍA.....	XVIII
INDICE DE FIGURAS.....	XIV
INTRODUCCIÓN.....	1
I. GENERALIDADES.....	3
1.1. El BJT en régimen de conmutación.....	4
1.1.1. Consideraciones.....	4
1.1.2. El transistor BJT de potencia.....	7
1.1.3. Breve análisis de la configuración darlington con transistores de potencia.....	20
1.2. Circuito de control para un BJT de potencia.....	24
1.2.1. Requerimientos.....	25
1.2.2. Circuito controlador de base para un BJT.....	26
1.3. Protección de los BJT en régimen de conmutación.....	30
1.3.1. Protección contra sobrecorrientes.....	33
1.3.2. Circuitos snubber.....	34



1.3.3.	Consideraciones para los disipadores de calor.....	44
1.4.	Operación básica de un convertor dc-ac.....	47
1.4.1.	Carga inductiva.....	48
1.4.2.	Diodos de conmutación.....	49
1.5.	Técnicas de control para convertidores dc-ac.....	50
1.5.1.	Generación de onda cuadrada.....	51
1.5.2.	Modulación por ancho de pulso único.....	53
1.5.3.	Modulación por ancho de pulso múltiple.....	55
1.5.4.	Modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM).....	59
1.5.5.	Modulación por ancho de pulso senoidal de dos niveles....	60
1.5.6.	Modulación por ancho de pulso senoidal de tres niveles....	64
1.5.7.	Modulación por onda trapezoidal o sobremodulación.....	68
1.5.8.	Modulación de ancho de pulso senoidal modificada.....	70
1.5.9.	Control de desplazamiento de fase.....	72
II.	DISEÑO DEL MODULO DE POTENCIA.....	75
2.1.	Descripción general y especificaciones del módulo de potencia.....	75
2.2.	Diseño de la fuente de alimentación para el módulo de potencia.....	77
2.3.	Dimensionamiento y selección de los dispositivos de potencia.....	81



2.3.1. Técnica de control de dos niveles con carga R.....	
2.3.2. Técnica de control de dos niveles con carga L.....	
2.3.3. Selección de los dispositivos de potencia.....	88
2.4. Protecciones.....	91
2.4.1. Protección contra sobrecorrientes.....	91
2.4.2. Circuitos snubber.....	95
2.4.3. Diodos zenner.....	98
2.4.4. Disipadores de calor.....	99
III. DISEÑO DEL MÓDULO DE CONTROL.....	102
3.1. Requerimientos del módulo de control.....	102
3.2. Circuito de control para el encendido y apagado del inversor monofásico.....	104
3.3. Tarjeta de control SPWM de dos niveles.....	107
3.3.1. Fuente para la tarjeta de control SPWM de dos niveles...	112
3.3.2. Breve descripción del microcontrolador 87C52 de INTEL.....	114
3.4. Circuitos de control de base.....	118
3.4.1. Circuito para los controladores de base.....	119
3.4.2. Fuentes de voltaje para el circuito controlador de base.....	125
3.4.3. Tarjetas de los controladores de base.....	130



3.5. Descripción y diagrama de bloques del software de control.....	134
3.5.1. Descripción del software de control.....	134
3.5.2. Diagrama de bloques del software de control.....	142
3.5.3. Diagrama de flujo del software de control.....	144
IV. PRUEBAS Y RESULTADOS.....	148
4.1. Características dinámicas de conmutación del inversor.....	148
4.2. Operación del módulo de control.....	151
4.3. Operación del inversor con diferentes tipos de carga.....	152
4.3.1. Pruebas en las señales SPWM del microcontrolador....	152
4.3.2. Pruebas en los circuitos controladores de base.....	156
4.3.3. Pruebas en la carga.....	159
4.4. Operación de los circuitos de protección.....	190
4.4.1. Protección contra sobrecorriente.....	190
4.4.2. Circuitos snubber y diodos zenner.....	192
4.5. Detalles constructivos del inversor.....	193
V. CONCLUSIONES.....	195
5.1. Evaluación técnico-económica	195
5.2. Discusión de resultados experimentales.....	197
5.2.1. Características dinámicas de	



conmutación del inversor.....	197
5.2.2. Operación del inversor con diferentes tipos de carga.....	198
5.2.3. Protección contra sobrecorrientes.....	202
5.3. Conclusiones y recomendaciones.....	202

ANEXOS.

BIBLIOGRAFÍA.



ABREVIATURAS



a:	Ancho de pulso.
A:	Anodo.
A_m :	Amplitud de la señal modulante.
A_p :	Amplitud de la señal portadora.
B:	Base.
BJT:	Transistor de juntura bipolar.
C:	Colector.
C_{BE} :	Capacitancia base-emisor interno.
C_{CB} :	Capacitancia colector-base.
C_{CBO} :	Capacidad colector-base, emisor abierto.
C_{OV} :	Capacitor del snubber de sobrevoltajes.
C_S :	Capacitor del snubber de apagado.
D_{Ls} :	Diodo del circuito snubber de encendido.
D_{OV} :	Diodo del circuito snubber de sobrevoltajes.
D_S :	Diodo del circuito snubber de apagado.
E:	Emisor.
E:	Fuente dc.
FBSOA:	Área directa de operación segura.
f_m :	Frecuencia de la señal modulante.
f_p :	Frecuencia de la señal portadora.

f_t :	Frecuencia de transición.
h_{FE} :	Ganancia estática de corriente en emisor común.
I_B :	Corriente continua de base, máxima.
I_{BM} :	Corriente de pico de base, máxima.
I_C :	Corriente continua de colector.
I_{CBO} :	Corriente de fuga de colector con emisor abierto (corriente de corte de colector).
I_{CEO} :	Corriente de corte colector- emisor con la base abierta.
I_{CER} :	Ídem, con la resistencia entre base y emisor.
I_{CES} :	Ídem, con la base cortocircuitada al emisor.
I_{CEV} :	Ídem, con la unión base-emisor inversamente polarizada.
I_{CM} :	Corriente de pico de colector, máxima
I_{EBO} :	Corriente de fuga de emisor con el colector abierto.
I_{EM} :	Corriente de pico de emisor, máxima.
I_m :	Índice de modulación.
I_o :	Corriente en la carga.
t_{rr} :	Tiempo de recuperación inversa.
I_R :	Corriente de bloqueo inverso o de fuga.
I_{rr} :	Corriente de recuperación inversa.
I_S :	Corriente de los switches de potencia.
K :	Cátodo.
L_S :	Inductor del snubber de encendido.

MD:	Darlington de potencia monolíticos.
MSPWM:	Técnica de control por modulación de ancho de pulso senoidal modificada.
N:	Números de pulsos por cada medio ciclo.
NC:	Terminales de un contacto normalmente cerrado
NO:	Terminales de un contacto normalmente abierto.
P_D:	Potencia total disipable, máxima.
P_{ON}:	Potencia de encendido.
PWM:	Modulación por ancho de pulso.
RBSOA:	Área inversa de operación segura.
R_c:	Resistencia del dopado de colector.
R_e:	Resistencia del dopado de emisor.
I_{B(ON)}:	Corriente de base en estado encendido
R_{LS}:	Resistencia del circuito snubber de encendido.
R_m:	Resistencia de monitoreo para el circuito contra sobrecorriente.
R_{OV}:	Resistencia del circuito snubber de sobrevoltaje.
SOA:	Área de operación segura.
SPWM:	Modulación por ancho de pulso senoidal.
β_D:	Ganancia de corriente para una configuración darlington.
T_{B-}:	Transistor que proporciona la corriente negativa para el apagado del transistor de potencia en el circuito controlador de base.
T_{B+}:	Transistor que proporciona la corriente positiva para el encendido



del transistor de potencia en el circuito controlador de base.

- $t_{d(ON)}$: Tiempo de retardo de encendido.
- t_d : Tiempo de retardo
- t_f : Tiempo de caída.
- t_{fv} : Tiempo de caída de voltaje.
- t_{OFF} : Tiempo de apagado (t_s+t_f).
- t_{ON} : Tiempo de excitación o de encendido (t_d+t_r).
- t_r : Tiempo de subida.
- t_{rv} : Tiempo de subida de voltaje.
- t_s : Tiempo de almacenamiento.
- UPWM**: Técnica de control por modulación de ancho de pulso uniforme.
- V_{BB+} : Voltaje de polarización positivo del opamp (comparador) en el circuito controlador de base.
- $V_{BC(SAT)}$: Voltaje base-colector de encendido.
- $V_{BE(ON)}$: Voltaje base-emisor de encendido.
- V_{CBO} : Voltaje de ruptura colector-base con el emisor abierto.
- $V_{CE\text{ sus}}$: Voltaje de sostenimiento colector-emisor para una determinada corriente de colector.
- $V_{CE(SAT)}$: Voltaje de saturación colector-emisor.
- V_{CEO} : Voltaje de ruptura colector-emisor con la base abierta.
- V_{CER} : Idem, con una resistencia entre base y emisor.
- V_{CES} : Idem, con la base cortocircuitada al emisor.

- $V_{CEV(SUS)}$: Voltaje de sostenimiento colector-emisor, para una determinada corriente de colector.
- V_{CEV} : Idem, con la unión base-emisor inversamente polarizada.
- V_d : Voltaje a través de la región drift.
- V_{Df} : Voltaje en los diodos de paso libre (diodos de conmutación).
- V_{EBO} : Voltaje emisor-base, con el colector abierto.
- V_{m1} : Voltaje de la fundamental para el inversor monofásico.
- V_o : Voltaje de carga.
- $V_{o DC}$: Voltaje promedio dc en la carga.
- $V_{o RMS}$: Voltaje en la carga eficaz.
- V_s : Voltaje de los switches (BJT en configuración darglington).



SIMBOLOGÍA

C:	Capacitor
F:	Frecuencia
I:	Corriente
L:	Inductor
Q:	Transistor
R:	Resistencia
T:	Período
t:	Tiempo
V:	Voltaje
W:	Energía
AC:	Corriente alterna
DC:	Corriente directa

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1-01:	Estructura vertical para un BJT de potencia npn.....	7
Fig. 1-02:	Características I-V de un BJT de potencia npn.....	9
Fig. 1-03:	Formas de ondas durante el encendido de un BJT de potencia.....	12
Fig. 1-04:	Formas de ondas durante el apagado de un BJT de potencia.....	14
Fig. 1-05:	Área directa de operación segura para un BJT de potencia.....	18
Fig. 1-06:	Área inversa de operación segura para un BJT de potencia.....	19
Fig. 1-07:	Configuración darlington en base a transistores de potencia.....	21
Fig. 1-08:	Formas de ondas durante el apagado de la configuración darlington con transistores de potencia	23
Fig. 1-09:	Circuito controlador de base para un BJT.....	27
Fig. 1-10:	Circuito controlador de base para un BJT con diodos de antisaturación y de base.....	28
Fig. 1-11:	Trayectorias de encendido y apagado de un transistor sin protección de los snubber.....	31
Fig. 1-12:	Circuito snubber de encendido.....	36

Fig. 1-13:	Formas de ondas de voltaje y corriente con snubber de encendido.....	37
Fig. 1-14:	Circuito snubber de apagado.....	38
Fig. 1-15:	Formas de ondas y trayectorias durante el apagado.....	40
Fig. 1-16:	Circuito snubber de sobrevoltaje.....	42
Fig. 1-17:	Formas de ondas con y sin snubber de sobrevoltaje.....	42
Fig. 1-18:	Rama del inversor tipo puente con snubber de encendido, apagado y sobrevoltaje.....	44
Fig. 1-19:	Inversor monofásico tipo puente con diodos de conmutación.....	48
Fig. 1-20:	Onda cuadrada entre los valores de la fuente E.....	51
Fig. 1-21:	Contenido armónico en la técnica de control por onda cuadrada.....	52
Fig. 1-22:	Formas de ondas para la modulación por ancho de pulso único.....	54
Fig. 1-23:	Contenido armónico para la técnica de control de modulación por ancho de pulso único.....	55
Fig. 1-24:	Modulación por ancho de pulso múltiple.....	56
Fig. 1-25:	Contenido armónico para la técnica de control de modulación por ancho de pulso múltiple.....	59
Fig. 1-26:	Modulación por ancho de pulso senoidal, control de dos niveles.....	61



Fig. 1-27:	Contenido armónico para la técnica de control SPWM control de dos niveles.....	63
Fig. 1-28:	Modulación por ancho de pulso senoidal, control de tres niveles.....	64
Fig. 1-29:	Contenido armónico para la técnica de control SPWM, control de tres niveles.....	67
Fig. 1-30:	Ondas obtenidas con la técnica de sobremodulación.....	69
Fig. 1-31:	Contenido armónico en la sobremodulación.....	70
Fig. 1-32:	Modulación de ancho de pulso senoidal modificada.....	71
Fig. 1-33:	Contenido armónico para la técnica SPWM modificada.....	72
Fig. 1-34:	Técnica de control de desplazamiento de fase.....	73
Fig. 2-01:	Fuente dc para el módulo de potencia.....	77
Fig. 2-02:	Filtro de sección en π	78
Fig. 2-03:	Formas de ondas de voltaje y corriente en el inversor monofásico tipo puente, con carga resistiva.....	82
Fig. 2-04:	Formas de ondas de voltaje y corriente en el inversor monofásico tipo puente, con carga inductiva.....	85
Fig. 2-05:	Circuito de protección contra sobrecorriente.....	92
Fig. 3-01:	Diagrama de bloques del módulo de control.....	103
Fig. 3-02:	Circuito de control para el encendido y apagado del inversor monofásico.....	105
Fig. 3-03:	Arquitectura del microcontrolador 87C52.....	114





Fig. 3-04:	Configuración utilizada con cristal de cuarzo o resonador cerámico.....	116
Fig. 3-05:	Configuración utilizada con señal externa de oscilador.....	116
Fig. 3-06:	Ciclo de máquina para el microcontrolador 87C52.....	117
Fig. 3-07:	Forma de onda típica de la corriente de base para la configuración darlington de potencia.....	119
Fig. 3-08:	Demostración y medición del tiempo muerto.....	136
Fig. 3-09:	Diagrama de bloques del software de control.....	143
Fig. 4-01:	Voltaje colector-emisor, sobrepico de voltaje en el encendido de la configuración darlington.....	149
Fig. 4-02:	Voltaje colector-emisor, tiempo de encendido de la configuración darlington	150
Fig. 4-03:	Voltaje colector-emisor, tiempo de apagado de la configuración darlington	150
Fig. 4-04_4-09:	Señales SPWM generadas por el microcontrolador a distintas frecuencias.....	153
Fig.. 4-10_4-15:	Señales de voltaje en la base del BJT de potencia.....	156
Fig. 4-16_4-24:	Señales de voltaje y de corriente para carga R a la salida del inversor.....	161





Fig..	Señales de voltaje y de corriente para carga R-L	
4-25_4-42:	a la salida del inversor.....	166
Fig..	Señales de voltaje y de corriente para carga L	
4-43_4-60:	a la salida del inversor.....	175
Fig..	Señales de voltaje y de corriente teniendo como carga	
4-61_4-65:	el motor de fase partida.....	185
Fig. 4-66:	Gráfico velocidad vs. frecuencia a un $I_m = 1$	188
Fig. 4-67:	Gráfico velocidad vs. I_m a $f = 60\text{Hz}$	189
Fig. 4-68:	Arranque a $f = 50\text{Hz}$ y un $I_m = 0.2$, medición del tiempo de arranque.....	189
Fig. 4-69:	Arranque a $f = 60\text{Hz}$ y un $I_m = 0.3$, medición del tiempo de arranque.....	190
Fig. 4-70:	Activación de la protección contra sobrecorriente durante el arranque a $f = 50\text{Hz}$ e $I_m = 0.3$	191
Fig. 4-71:	Activación de la protección contra sobrecorriente durante el arranque a $f = 60\text{Hz}$ e $I_m = 0.4$	192

INTRODUCCIÓN

Los inversores o conversores DC/AC tienen una gran cantidad de aplicaciones, entre las principales encontramos: las fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS) y el control de la velocidad de los motores eléctricos; al permitir variar en forma efectiva la magnitud y la frecuencia del voltaje AC de salida a partir de una fuente DC.

Los inversores pueden ser monofásicos, trifásicos o polifásicos y utilizan elementos semiconductores de potencia que pueden actuar como switches tales como: tiristores, IGBTs, BJTs de potencia, que pueden trabajar en régimen de conmutación de acuerdo a los requerimientos de diseño, que dependen del tipo o técnica de control a utilizar.

Los transistores BJT de potencia son los escogidos para este tipo de aplicaciones, porque permiten la conmutación en los tiempos apropiados de manera más sencilla que si utilizáramos tiristores. Las razones de esta selección se justificarán más adelante.

Idealmente se deben obtener voltajes y corrientes senoidales, desfasadas un ángulo \emptyset (dependiendo del tipo de carga utilizada); pero en la práctica los elementos de switcheo que se usan para la conversión trabajan en régimen de conmutación, por lo que, las formas de onda son no senoidales y

contienen ciertos armónicos, los cuales podrían reducirse con ayuda de filtros.

Para aplicaciones de mediana o baja potencia, los voltajes de onda cuadrada o rectangular pueden ser aceptables, en tanto que, para los de alta potencia o para cargas especiales se requieren formas de ondas senoidales de baja distorsión.



Capítulo 1

1. GENERALIDADES.

En la actualidad, el desarrollo de la tecnología moderna se encamina cada día al control automático de los procesos, gracias a la enorme ayuda que presentan los computadores y la microelectrónica en general, que se constituyen en instrumentos sumamente importantes cuando se requiere aumentar la calidad, eficiencia, rapidez y seguridad de cualquier sistema industrial. Los inversores también conocidos con el nombre de convertidores, tienen el objetivo de producir una salida senoidal AC de magnitud y frecuencia variables a partir de una fuente de entrada DC, utilizando dispositivos de potencia tales como: tiristores o transistores de potencia que trabajan en régimen de conmutación.

En circuitos rectificadores la conmutación de los dispositivos de potencia puede ser efectuada por la fuente AC de voltaje a través del proceso conocido como conmutación natural; sin embargo, en convertidores DC-AC, se requiere proveer de potencia AC a una carga desde una fuente DC, el estudio del sistema necesario para la conmutación en los tiempos correctos de los elementos de potencia difieren del elemento que se escoja, de la frecuencia de trabajo y de los niveles de corriente y voltaje que deben soportar.

1.1. El BJT en régimen de conmutación.

1.1.1. Consideraciones.

Entre las alternativas de elementos de conmutación considerables para circuitos inversores encontramos: los transistores bipolares de juntura, tiristores, transistores bipolares de efecto de campo, transistores darlington de potencia entre otros.

En los últimos años se ha dado prioridad al uso de transistores de potencia en la realización de inversores modulados por ancho de pulso, que es el objetivo de este proyecto, entre las características por las cuales se escoge el BJT se encuentra su capacidad de operación a altas

frecuencias, la facilidad de poder controlar su apagado y disminución de pérdidas en la conmutación; en comparación con la tecnología de tiristores. Para tener una operación confiable del BJT se debe tener cuidado en escoger la protección de los transistores de potencia, en el diseño del circuito controlador de base y la minimización de las pérdidas de conmutación. En el mercado se encuentran transistores de potencia modernos que operan a mayores frecuencias que los tiristores y traen diodos antiparalelos que permiten el flujo de la corriente en ambos sentidos, pero las capacidades de voltaje y corriente son menores en comparación con los tiristores; razón por la cual, los transistores son normalmente utilizados en aplicaciones de mediana y baja potencias (hasta 40 Kw aproximadamente).

Justificado el uso de transistores de potencia BJT en lugar de tiristores como elementos de conmutación, se pone en consideración los inconvenientes de su aplicación:

a) Un BJT posee una baja ganancia de corriente (β); esto implica tener una alta corriente de base que dependerá de la corriente que consuma la carga, existiendo una alta disipación de potencia.

b) Para reducir el tiempo de apagado del BJT, el circuito controlador de base debe proporcionar una corriente negativa en la base del BJT, con lo cual se logra reducir la disipación de potencia.

c) En aplicaciones donde sea necesario una alta capacidad de corriente, se puede colocar algunos transistores de potencia en paralelo con la condición de que el circuito controlador de base asegure el encendido y apagado sincronizado de los mismos.

Con los antecedentes mencionados y considerando la necesidad de poder manejar corrientes altas, elegimos para la realización de este proyecto la configuración darlington con transistores de potencia por su alto β y por su capacidad de manejar altas corrientes ya que un solo transistor de potencia no posee estas características.

Es necesario entonces conocer las principales características de un transistor de potencia, a continuación se detallan estas características, analizando la estructura de un BJT de potencia y como influye cada una de sus capas en las características del elemento.

1.1.2. El transistor BJT de potencia.

Estructura vertical.— En la figura 1-01 que se muestra a continuación se representa la estructura vertical de un transistor de potencia npn, la misma que consiste en 4 niveles de dopado alterno n-p [5].

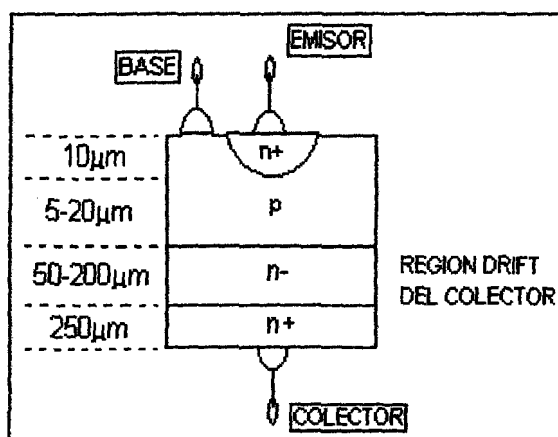


Fig. 1-01: Estructura vertical de un BJT de potencia npn.

Para la mayoría de las aplicaciones se cumple que el terminal de entrada es la base, el terminal de salida es el colector, y el emisor es común entre la entrada y la salida. Las razones por las que se prefiere la estructura vertical son:

- La Corriente del dispositivo atraviesa la máxima área transversal.
- Durante el encendido la resistencia es mínima.
- La potencia de disipación es mínima.

- La resistencia térmica es mínima.
- Los problemas de disipación de potencia permanecen bajo control.

Las características del dispositivo se ven afectadas de acuerdo a los niveles de dopado y espesor de cada uno de los estratos, un ejemplo es que el voltaje de ruptura del transistor depende del espesor y la resistividad de la región drift del colector (región deriva) [5]; a medida que se incrementa el espesor del drift del colector elevamos el voltaje de ruptura, pero disminuye la capacidad de corriente. Con la finalidad de obtener una buena capacidad de amplificación se debe dejar el espesor de la base lo más pequeño posible aunque esto comprometa el voltaje de ruptura. El espesor de la base hace que la ganancia de corriente ($\beta = I_c/I_B$) de los transistores de potencia sea baja, típicamente de 5 a 10.

Para poder reducir la disipación de potencia en el BJT debido a una disminución de la resistencia parásita en el camino de la corriente de base se ha tenido que elaborar los transistores de potencia de manera que sus emisores y bases queden separadas en forma de delgados dedos para reducir los efectos del agolpamiento de corriente, un fenómeno que

puede llevar a la segunda ruptura y a la posible destrucción del dispositivo.

Características de I-V.- Los transistores de potencia npn tienen sus características de salida (I_C Vs. V_{CE}) representadas en el siguiente grafico:

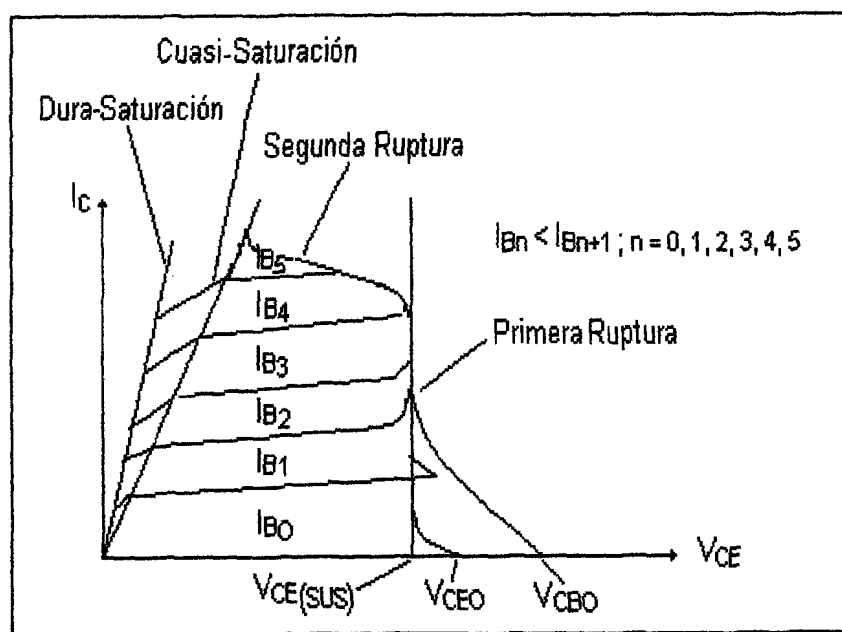


Fig. 1-02: Características I - V de un BJT de potencia npn.

Si comparamos los gráficos (I_C Vs. V_{CE}) de un transistor de potencia y uno de baja señal, encontraremos que los transistores de potencia tienen una región de cuasi-saturación a diferencia de los de baja señal, esto se debe a que los primeros poseen en su estructura la región drift del colector.

Cuasi-saturación.— En funcionamiento la inyección de portadores desde la base aumenta, la región drift es gradualmente cortocircuitada y el voltaje en el drift cae aunque la corriente de colector crece. Posteriormente la corriente de base es sostenida para mantener la inyección de portadores entrando a la zona de cuasi-saturación donde el valor de β efectivo decrece; por lo tanto, la corriente de colector también decrece. La disipación de potencia es mayor que cuando tenemos dura-saturación o saturación profunda, debido a que la región drift no está completamente cortocircuitada por el alto-nivel de inyección de portadores.

Dura-saturación.— Se alcanza cuando la densidad de portadores de la región drift llega al otro lado de la misma (lado n+), entonces la caída de voltaje a través de la región drift es pequeña y la potencia de disipación en estado-encendido es mínima comparada con cuasi-saturación. Estudiemos las principales características de conmutación para un BJT de potencia.

Características de conmutación.— Cuando el transistor cambia de un estado a otro, no lo hace inmediatamente, dependerá de las propiedades inherentes que son únicas para

cada tipo de transistor. Para el encendido existe un tiempo de retardo antes de que la corriente empiece a fluir, esto debido a las capacitancias internas (C_{CB} y C_{BE}). Este retardo es requerido para cargar las capacitancias de la juntura B-E (aprox. 0.7V), luego del cual la corriente de colector sube a su estado de encendido.

Para lograr apagar el BJT también debe transcurrir un tiempo llamado de almacenamiento (t_s) donde se remueve la carga de saturación de la base por medio de una corriente de base negativa, después del tiempo de almacenamiento la corriente de colector sube hasta el valor establecido por las especificaciones para ese transistor que a su vez será suministrada por el circuito externo.

El valor de corriente de colector establecido para cada transistor y los tiempos de vida de los portadores, particularmente en la región drift del colector, determinan la mínima cantidad de carga almacenada que debe ser mantenida en el BJT a fin de ser encendido. Si utilizamos la relación de ganancia de corriente (β) se puede establecer la mínima corriente de base (I_B) que debe ser provista para establecer y mantener esta distribución de carga almacenada.

A continuación en la figura 1-03 se ilustra la secuencia de encendido para un transistor de potencia [5].

A medida que la corriente de base empieza a fluir, el voltaje base-emisor (V_{BE}) que era negativo se va polarizando correctamente hasta que se fija (V_{BE} aproximadamente 0.7 V); esto lo realiza en un tiempo de retardo t_d . Existiendo la

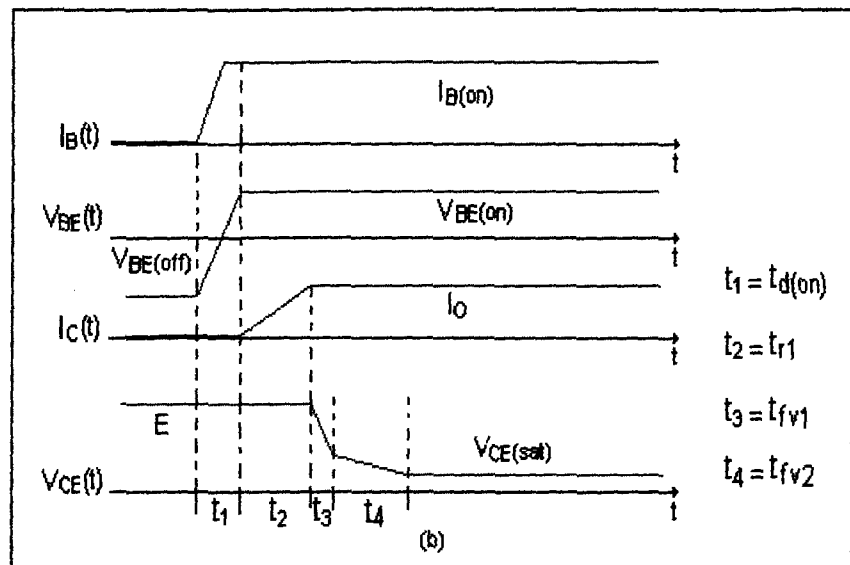
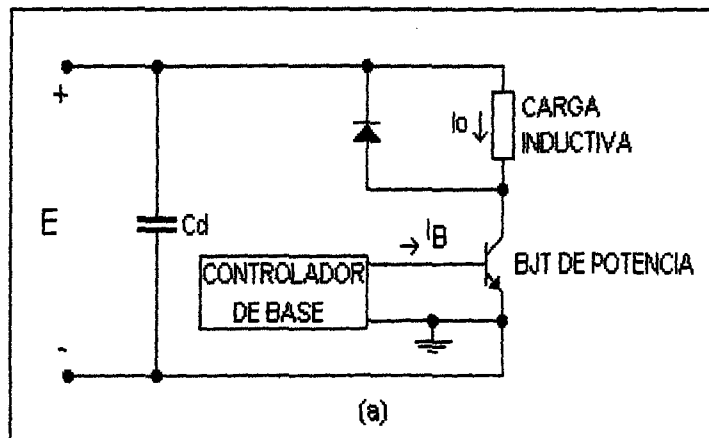


Fig. 1-03: Formas de onda durante el encendido de un BJT de potencia para el circuito mostrado en (a).



suficiente corriente de base y fijado el V_{BE} , la corriente de colector empezará a subir rápidamente hasta alcanzar su valor de estado-encendido; para este proceso ha transcurrido un tiempo de subida de corriente t_{r1} .

Durante todo este tiempo el voltaje colector-emisor (V_{CE}) no a variado, en el momento que la corriente de colector llega a su valor de estado-encendido el V_{CE} , experimenta una caída rápida durante un intervalo de tiempo conocido como tiempo de caída de voltaje t_{fv1} . Luego, entra en cuasi-saturación (t_{fv2}) a medida que la juntura C-B empieza con la inyección de portadores de manera más lenta debido a la reducción de β que acompaña la operación del transistor en esta situación. Se puede conocer que ha finalizado t_{fv2} porque todo el exceso de portadores se ha extendido completamente por la región drift ocurriendo entonces la dura-saturación.

Apagado del BJT.— Para lograr este objetivo se debe disminuir la corriente de base, pero para apagarlo en el menor tiempo posible, en la práctica, se aplica una corriente de base negativa para remover la carga más rápidamente. En la figura 1-04 se ilustra las variaciones de corriente y voltaje para el apagado del BJT.

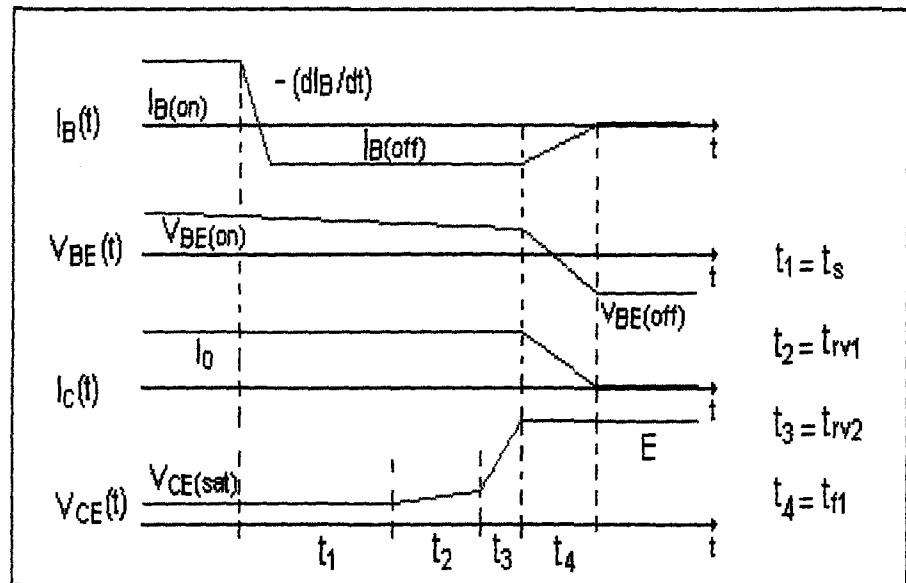


Fig. 1-04: Formas de onda durante el apagado de un BJT de potencia para el circuito mostrado en la Fig. 1-03.

En el momento en que la corriente de base (I_B) inicia o es instantáneamente cambiada a un valor negativo, se empieza a medir el tiempo ($t = 0$) para el apagado. Si I_B cambia en una rápida transición existen cambios significativos en la respuesta de corriente de colector.

La figura 1-04 muestra cuando la corriente de base tiene una transición controlada para pasar de un valor positivo a un valor negativo. El tiempo de apagado de un BJT será $t_{off} = t_s + t_f$; donde t_s es el tiempo de almacenamiento y t_f es el tiempo de caída de corriente de un 90% a un 10% del valor inicial de la corriente de colector.

Desde $t=0$ el voltaje colector-emisor (V_{CE}) permanece sin cambios durante un tiempo de almacenamiento (t_s), luego del cual el transistor de potencia entra en cuasi-saturación y el V_{CE} crece con una baja pendiente, simultáneamente la distribución de carga almacenada es reducida a cero en la juntura C-B al fin de la región drift durante un tiempo de subida de voltaje t_{rv1} . Después de t_{rv1} el transistor entra en la región activa y debido al incremento de β producido por la disminución de I_B y la permanencia de I_C en su valor encendido produce que el V_{CE} llegue hasta el voltaje de (t_{rv2}) con una mayor pendiente, cargando la capacitancia de la juntura C-B. Luego de t_{rv2} la I_C empieza a caer, hasta que llegue a cero durante un tiempo de caída de corriente (t_{r1}). El BJT entra en corte y la capacitancia de la juntura B-E se carga negativamente (V_{BE} negativo) [5].

Voltajes de Ruptura.— Estos voltajes se establecen cuando uno de los tres terminales del transistor esta abierto en conducción directa, inversa o cortocircuitada. La lectura del voltaje entre los dos terminales restantes son los voltajes máximos o de ruptura, bajo estas condiciones el voltaje permanece relativamente constante, pero la corriente crece rápidamente.

Al gran flujo de corriente y la convencional avalancha de la juntura C-B se la conoce como región de primera ruptura, condiciones que producen gran disipación de potencia razón por la que debe ser evitada.

Segunda Ruptura.— Los BJT, y en algún grado otros dispositivos, tienen un potencial modo de daño llamado segunda ruptura, debido al flujo de corriente por una pequeña porción de la base, produciendo puntos calientes localizados. Esto provoca una relación inversa entre el V_{CE} y la I_C , es decir, se producen precipitadas caídas del V_{CE} mientras la I_C se incrementa, experimentando un incremento en la disipación de potencia.

Esta potencia no es uniformemente distribuida sobre el dispositivo, sino concentrada en regiones que dan lugar a que la temperatura se incremente muy rápidamente, provocando la destrucción del dispositivo. Esto se puede evitar usando un rango controlado de cambio de I_B durante el apagado, uso de circuitos snubbers de protección, diodos de recuperación y ubicación de los parámetros de conmutación dentro del límite del Área de operación segura (SOA).

Pérdidas en estado-encendido.– Siempre que no se trabaje a muy altas frecuencias de conmutación, aproximadamente toda la potencia disipada en modo de operación de conmutación del BJT ocurre cuando el transistor está en estado de conducción, usualmente dura-saturación, entonces P_{ON} es:

$$P_{ON} = I_C \cdot V_{CE(SAT)} \quad (1-1)$$

El $V_{CE(SAT)}$ crece con la I_C . Algunas caídas de voltaje interno contribuyen al $V_{CE(SAT)}$ por lo cual:

$$V_{CE(SAT)} = V_{BE(ON)} - V_{BC(SAT)} + V_d + (R_e + R_c) \cdot I_C \quad (1-2)$$

Con el fin de establecer un incremento en el $V_{CE(SAT)}$ comparemos los voltajes $V_{BE(ON)}$ y $V_{BC(SAT)}$ que difieren uno del otro en 0.1 a 0.2 V dado que la juntura C-B es mucho más grande en área que la B-E y los niveles de dopado son mucho más bajos en la juntura B-C comparada con la B-E. Esta diferencia de voltajes es relativamente independiente de la corriente de colector, pero un voltaje que sí depende de I_C sobre todo a valores muy altos es la caída de voltaje en R_e y R_c , siendo la mayor contribución la caída de voltaje V_d a través de la región drift de colector.

Área Directa de Operación Segura (FBSOA) .- Cuando un transistor es excitado por una corriente de base para llegar a estado-encendido y mantenerse allí [3] estará disipando un determinado valor de potencia, la curva que define la capacidad para poder disipar esta potencia se muestra en la figura 1-05 y el área que se encuentra en el interior de esta toma el nombre de área directa de operación segura en régimen de conducción permanente.

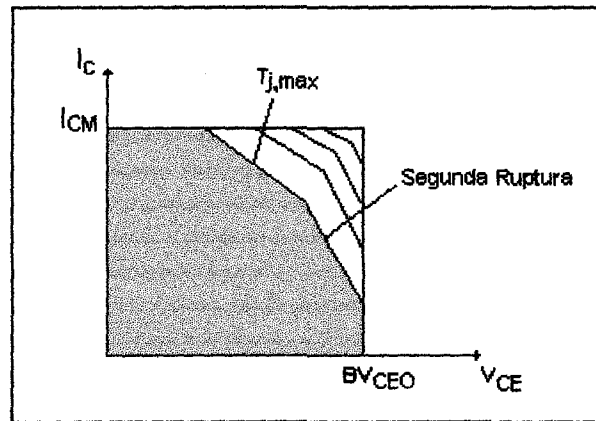


Fig. 1-05: Área directa de operación segura para un BJT de potencia.

Esta curva es provista por el fabricante para condiciones de pruebas específicas, además el área de operación segura se expande al trabajar en régimen pulsatorio, a menor duración del pulso el área se expande más. Esto implica que podemos salirnos del área siempre y cuando se trabajen con pulsos de corta duración caso contrario el BJT no debe

ser sometido a mayores potencias que aquellas mostradas en la curva FBSOA.

El daño del BJT puede ocurrir si se excede el límite máximo para la corriente o por sobrevoltajes que sobrepasen el límite de segunda ruptura en la curva para el FBSOA [3].

Área inversa de operación segura (RBSOA) .- Con el fin de poder apagar el BJT se debe proveer de una corriente negativa en la base, que trae como consecuencia la polarización inversa de la juntura B-E. La curva que indica la capacidad de un BJT para manejar altas corriente y voltajes con su juntura B-E polarizada inversamente se llama área inversa de operación segura (RBSOA).

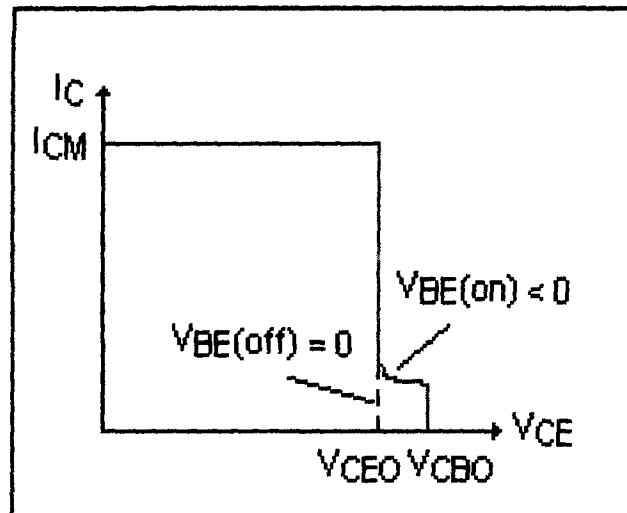


Fig. 1-06: Área inversa de operación segura para un BJT de potencia.

El transistor no debería operar fuera de esta curva, una razón por la cual se reduce la capacidad de esta curva es el uso de corrientes inversas de base muy altas, debido a que crean un voltaje interno que causa el crecimiento de la corriente bajo el centro de los emisores en forma de dedos.

1.1.3. Breve análisis de la configuración darlington con transistores de potencia.

Considerando las razones anteriormente mencionadas por las cuales se escogió la configuración darlington se presenta el gráfico para esta configuración que se utilizará en la realización de este proyecto de tópico. El transistor Q_1 es el auxiliar, mientras que el Q_2 es el principal. El transistor principal Q_2 es el que actúa en forma directa con la carga, mientras que el auxiliar servirá como soporte para el principal.

Esta configuración darlington posee tres terminales, de las cuales la base de Q_1 y el emisor de Q_2 se utilizan para control (conmutación), mientras el colector y el emisor de Q_2 son para manejar la carga (potencia).

Los circuitos que manejarán la base de la configuración darlington son iguales a las que controlan los BJTs de

potencia convencionales. La ganancia que maneja la configuración darlington con transistor de potencia se muestra a continuación:

$$\beta_{Q1Q2} = \beta_{Q1}\beta_{Q2} + \beta_{Q1} + \beta_{Q2} \quad (1-3)$$

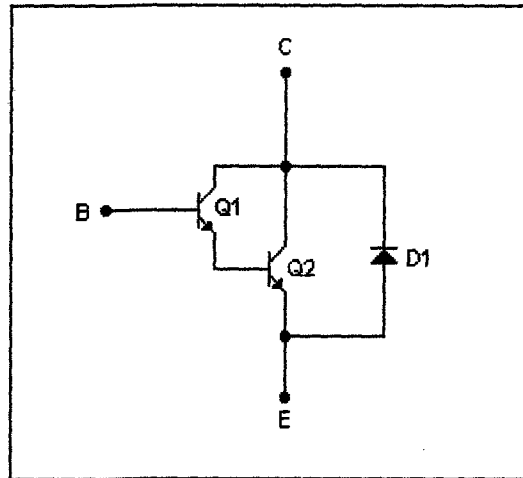


Fig. 1-07: Configuración darlington en base a transistores de potencia. D_1 sirve en aplicaciones tipo puente.

Donde β_{Q1} es la ganancia de corriente del transistor auxiliar y β_{Q2} es la ganancia del transistor principal. Para análisis de circuitos que manejen la base y circuitos de protección tales como redes snubber, se tomará en cuenta como si esta configuración darlington fuera un solo BJT de potencia ya que estos circuitos no sufren variación.

Conmutación de la Configuración Darlington.— El proceso de encendido de la configuración darlington cualitativamente

es igual al de un BJT, sin embargo hay dos importantes diferencias cuantitativas [5]:

- La potencia disipada es mayor que la de un BJT, ya que el transistor auxiliar no permite que el transistor principal entre en estado-encendido a la región de dura-saturación, sino que el transistor auxiliar fija un voltaje lo suficientemente grande entre C-B del transistor principal, permaneciendo en cuasi-saturación.
- La configuración darlington se encenderá con mayor rapidez puesto que el transistor principal es manejado por una corriente de base más grande que la necesaria para un simple BJT de potencia, siendo $(\beta+1)$ veces mayor.
- El tiempo de apagado será mayor en comparación con un solo BJT en el mismo circuito, entonces se debe usar un BJT de potencia de alta velocidad.

Las más importantes diferencias y las formas de onda durante la transición de apagado de la configuración darlington se presentan en la figura 1-08.

Una vez que el transistor auxiliar se apaga, la corriente de colector para este transistor debe ser cero, mientras que la

corriente de base del principal se hace negativa y la corriente de colector se incrementa ya que ahora debe llevar la corriente que circulaba por el colector del auxiliar.

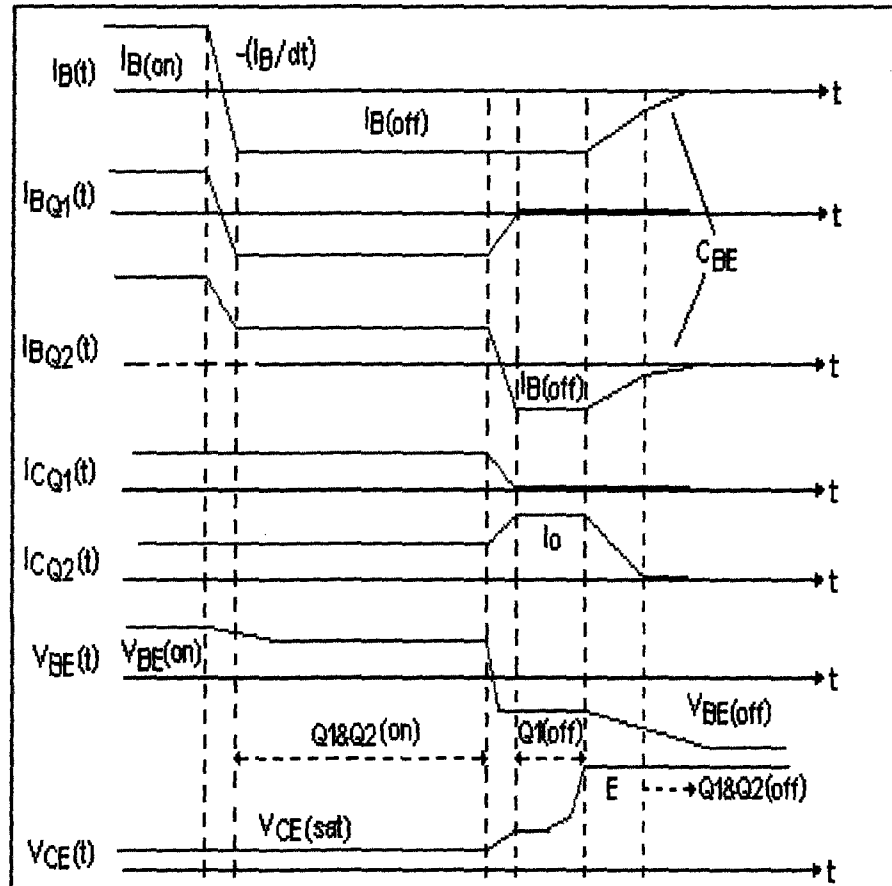


Fig. 1-08: Formas de onda durante el apagado de la configuración darlington con transistores de potencia para el circuito mostrado en la fig. 1-03.

Durante el tiempo que el transistor principal tiene en su base corriente negativa, descarga las regiones de la base y drift del colector de tal manera que la corriente de base y la corriente de colector del mismo caigan a cero, para que el transistor

principal se ponga en corte produciendo el apagado de la configuración darlington.

La configuración darlington que se utiliza para este proyecto de tópicos, posee transistores de potencia simples, otra alternativa que se encuentra en el mercado son los darlington de potencia monolíticos (MD), que no pueden ser usados en este tipo de aplicación porque traen una resistencia entre la base y el emisor del transistor principal la cual provee un camino de encendido en la región inversa del MD cuando se trabaja con carga inductiva, produciendo su destrucción cuando se llega a su voltaje de ruptura inverso, durante el proceso de apagado.

1.2. Circuitos de Control para un BJT de Potencia.

El semiconductor escogido (BJT de potencia) debe ser controlado por circuitos controladores de base (también conocidos como "drivers") [5], que deben administrar la corriente de base (I_B) que a su vez controla la corriente de colector de salida (I_C). El BJT tiene la característica de tener una baja resistencia en la conducción, que puede disminuir conforme la temperatura del mismo aumenta. Durante el encendido requiere elevadas corrientes de base y para el apagado necesita corriente de base negativa.

1.2.1. Requerimientos:

El diseño de los circuitos de control debe cumplir ciertos requerimientos, para manejar las bases de los transistores de potencia que garantizan el buen funcionamiento de la etapa de potencia, los cuales complican su realización:

- No se puede utilizar circuitos digitales que proporcionen directamente la corriente de base, sobre todo durante el encendido, ya que esta debe ser suficientemente grande para garantizar el encendido de la configuración darlington.
- Es necesario que la corriente de base para el apagado del transistor de potencia sea negativa, puesto que de no ser así el tiempo de apagado puede alargarse, lo que significaría una mayor disipación de potencia en los intervalos de conmutación.
- Si se utilizan algunos BJTs en paralelo para manejar la ganancia de corriente, se debe asegurar que el circuito de control los haga funcionar simultáneamente.
- La disipación de potencia en los drivers es significativa, por lo que deben tomarse las medidas preventivas para evitar daños a los elementos que lo conforman.

Cada controlador de base necesita sus fuentes auxiliares que deben tener su propia referencia aislada de las demás y conectada al emisor del transistor de potencia; de esta manera se logra el aislamiento de cada circuito de control mediante un transformador. De igual manera se debe proteger el microcontrolador aislándolo de cada circuito controlador de base utilizando un optoacoplador entre el microcontrolador y el controlador respectivo.

1.2.2. Circuito Controlador de Base para un BJT.

El circuito utilizado para controlar la base del transistor de potencia se muestra en la figura 1-09, su utilidad queda demostrada porque permite un rápido apagado de la configuración darlington de potencia. Para el intervalo de encendido del BJT de potencia, el comparador shmitt trigger LM339N de alta velocidad (de colector abierto) tiene su transistor de salida apagado, polarizando correctamente y permitiendo el encendido del transistor T_{B+} que proporciona la corriente de encendido ($I_{B(ON)}$) para el BJT de potencia, su cálculo se muestra a continuación:

$$I_{B(ON)} = \frac{V_{BB+} - V_{CE(SAT)(TB+)} - V_{BE(ON)}}{R_B} \quad (1-4)$$



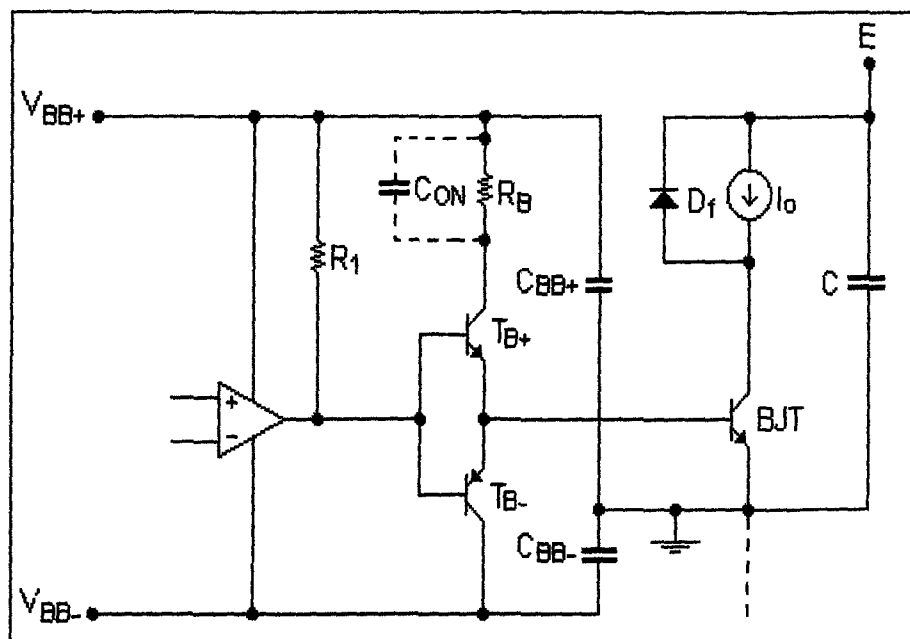


Fig. 1-09: Circuito Controlador de base para un BJT.

Se debe seleccionar el voltaje V_{BB-} menor que el voltaje de ruptura (5V - 7V) de la juntura B-E del BJT de potencia. La entrada de referencia aplicada al pin 4 del comparador, tendrá un voltaje fijo y será el voltaje medio entre V_{BB+} y el emisor del BJT de potencia, ya que la señal viene del optoacoplador NTE 3087 y es suministrada por medio de un circuito lógico conectado entre V_{BB+} y el emisor del BJT de potencia.

Entre las opciones que se pueden añadir al circuito tenemos el capacitor C_{ON} para acelerar el encendido, un diodo denominado de antisaturación entre el colector y la base del BJT de potencia y otro diodo en su base para mantener el V_{CE}

sobre su valor de saturación, este diodo hace que el BJT se mantenga ligeramente fuera de saturación reduciendo el tiempo de apagado, pero aumentando las pérdidas. Este diodo conectado en serie con la base del BJT de potencia permite incrementar las frecuencias de trabajo; es más si se desea trabajar a altas frecuencias se puede añadir mas diodos en serie en la base del BJT, estos diodos se muestran en la figura 1-10.

Nótese que para una configuración darlington con transistores de potencia el voltaje V_{CE} es el siguiente:

$$V_{CE(SAT)} = V_{BE(ON)Q2} + V_{CE(SAT)Q1} \quad (1-5)$$

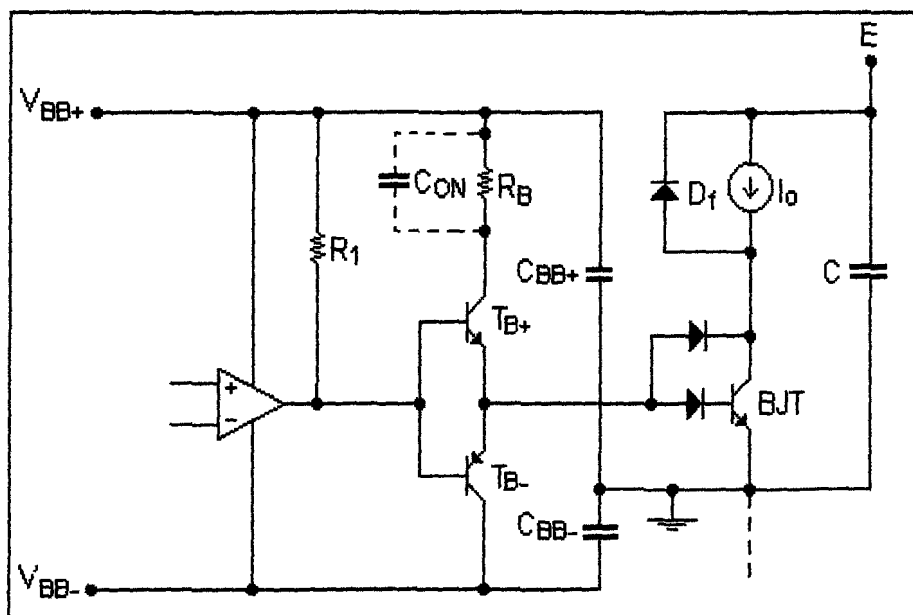


Fig. 1-10: Circuito Controlador de base para un BJT con diodos de antisaturación y de base.

Consideraciones del Circuito Deseado.

En algunos diseños, el circuito controlador de base es realizado en circuito impreso a cierta lejanía del BJT de potencia, en este caso, es recomendable entorchar el cable de tal manera, que el ruido inducido recogido sea mínimo así como también la inductancia estática entre emisor y tierra. Se recomienda que esta distancia sea lo más corta posible, de otra manera pueden ocurrir oscilaciones.

Con el fin de reducir la presencia de inductancias estáticas el BJT de potencia debe ser considerado como un dispositivo de cuatro terminales: el colector y el emisor serán los terminales de potencia y la base con el emisor serán los terminales de control. Además los circuitos controladores de base tienen que estar separados el uno del otro, para no inducir ruidos.

Es de considerar y de precautelar la aparición de posibles cortocircuitos, que pueden ocurrir en configuraciones donde trabajan en serie dos transistores de potencia en régimen de potencia, tal como la configuración del inversor monofásico tipo puente que posee dos ramas. Bajo esta situación es importante [5] suministrar un tiempo (zona muerta) tal que la entrada de control de encendido para un transistor se retarde

con respecto a la entrada de control de apagado del transistor que se encuentra en serie. Esta zona muerta se escoge mayor que el peor de los casos; es decir, para el máximo tiempo de almacenamiento. Hay que notar que el uso de la zona muerta introduce una no-linealidad en las características de transferencia del inversor.

La determinación del tiempo muerto se realiza con carga inductiva para evitar los posibles corto-circuitos que se producen al conmutar la corriente de un transistor de potencia y la conducción del diodo de paso libre del otro transistor de potencia en la misma rama. Con el uso de la zona muerta reducimos considerablemente los picos de corriente.

1.3. Protección de los BJT en régimen de conmutación

Para proteger los transistores de potencia BJT, ya sea que se encuentren en configuración normal (un solo elemento) o en Darlington (dos elementos), están expuestos a sobrevoltajes y sobrecorrientes que podrían exceder su capacidad de trabajo produciendo su destrucción. Su protección se lleva a cabo utilizando redes especiales para el encendido, apagado, sobrevoltaje y sobrecorriente principalmente.

En el análisis de las redes de protección también conocidos como SNUBBER, se asume que la corriente del transistor cambia linealmente en el tiempo con una constante di/dt , la cual es determinada por el transistor y el circuito de control del mismo, puede ser diferente para el encendido como para el apagado, pero estas protecciones deben actuar solo en caso de existir falla y no influir en el normal trabajo del BJT bajo condiciones de conmutación. De esta manera se puede trabajar en forma más simple para el diseño de los circuitos protectores del equipo a construir.

El diseño final y los valores a utilizar en la implementación del circuito de protección, están sujetas a las pruebas que se realizan en el laboratorio.

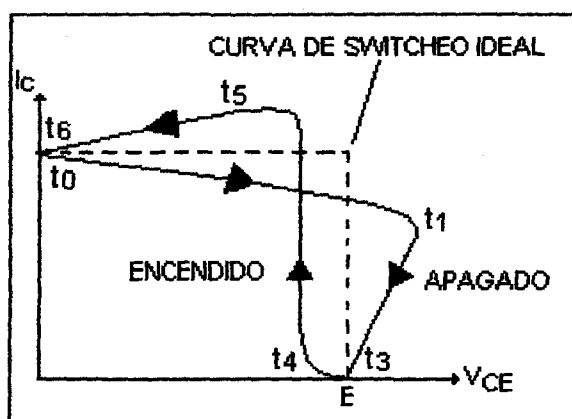


Fig. 1-11: Trayectorias de encendido y apagado de un transistor de potencia sin protección de snubbers.

En la figura 1-11 se muestra como serían la relación I_c vs V_{CE} en un BJT de potencia sin redes de protección. *Es necesario que el circuito*

controlador de base cumpla con los siguientes requerimientos para que se pueda lograr una buena protección:

1. El controlador de base debe hacer operar el transistor de potencia en estado de cuasi-saturación, es decir, tiene que ser entregada la suficiente corriente de base para saturarlo sin llegar a la sobresaturación, ya que daría tiempos de almacenamiento inaceptables incrementando las pérdidas en la conmutación.
2. La aplicación de un voltaje negativo entre la base y el emisor del BJT de potencia, es necesaria para tener corrientes de fuga pequeños y podría resistir altos voltajes (V_{CBO}) durante el apagado.
3. En el apagado, la corriente negativa tiene que ser aplicada después que el BJT salga de cuasi-saturación, caso contrario la aplicación de corriente de base negativa grande puede resultar un efecto extremo.
4. El circuito controlador de base debe sumar el voltaje C-E, de manera de prevenir cualquier exceso, de igual forma para la corriente de colector del BJT de potencia, estos valores deben ser limitados por valores fijos escogidos. En caso de exceder

los valores límites el circuito controlador de base debe apagar automáticamente el inversor.

1.3.1. Protección contra Sobrecorrientes

Para el caso de los transistores de potencia empleados en los diseños de alta frecuencia no se aconseja el uso de breakers por su respuesta lenta y por el arco que se presenta en los fusibles cuando operan, entonces la detección de sobrecorriente se debe realizar en el circuito controlador de base.

El circuito controlador de base se encarga de monitorear continuamente la corriente de carga de tal forma que en presencia de corrientes elevadas que puedan dañar los elementos se envía una señal al microcontrolador para que se tomen las medidas adecuadas, tal como el apagado inmediato de todo el circuito de potencia junto a la señalización visual que indicará al usuario de la falla que se ha producido.

Esta protección se encuentra censando la caída de voltaje a través de una resistencia de muy bajo valor (despreciable respecto a la carga) y se lo coloca en serie con el BJT de potencia a continuación del emisor. De esta forma una

sobrecorriente produce una mayor caída de voltaje en esta resistencia y entra en comparación con un nivel de voltaje de referencia dado por la corriente máxima permitida.

El comparador debe ser de alta velocidad para enviar la señal de sobrecorriente, la misma que tiene que ser aislada del circuito manejador de base por medio de un optoacoplador el cual manda esta señal al microcontrolador.

1.3.2. Circuitos Snubber.

Los circuitos snubber son utilizados para proteger a los transistores de potencia mejorando sus características de conmutación. Estos circuitos reducen las pérdidas en la conmutación, evitan que el transistor caiga en avalancha secundaria y controlan el dv/dt del mismo. Los tipos básicos de circuitos snubber son los siguientes:

- Circuito snubber de encendido.
- Circuito snubber de apagado.
- Circuito snubber de sobrevoltaje.

Para simplificar el análisis de los circuitos snubber, se asume que los intervalos de transición de los dispositivos son muy pequeños comparados con los periodos de conducción y

bloqueo del transistor. Por lo tanto, la corriente en la carga I_o se mantiene constante durante la conmutación.

Circuito Snubber de Encendido.

El objetivo de este circuito es reducir las pérdidas en el encendido. Esto se logra manteniendo el voltaje C-E mínimo, mientras la corriente en el transistor crece. La reducción en dicho voltaje se consigue utilizando un inductor (L_s) el cual provoca una caída de voltaje igual a:

$$\Delta V_{CE} = (L_s \cdot I_o) / t_{ri} \quad (1-6)$$

Donde t_{ri} es el tiempo de subida de la corriente, durante el momento del encendido, la corriente (I_o) fluye por el inductor (L_s), la misma que sirve para limitar el di/dt . En el instante del apagado, la energía almacenada en L_s se disipa a través de la resistencia (R_{LS}) con la ayuda del diodo (D_{LS}) que se pone en conducción. Ver figura 1-12.

Para seleccionar R_{LS} , debe considerarse que en el apagado se genera un sobrevoltaje a través del transistor de un valor igual a:

$$\Delta V_{CE-MAX} = R_{LS} \cdot I_o \quad (1-7)$$

Si $\Delta V_{CE-MAX} = 0.1E$, entonces se tiene que:

$$R_{LS} = 0.1E / I_o \quad (1-8)$$

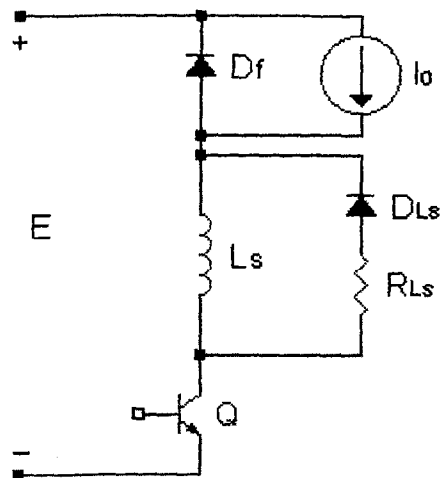


Fig. 1-12: Circuito snubber de encendido.

Para determinar L_s , se tiene que considerar que durante el apagado la corriente en el inductor debe caer a un valor bajo, por ejemplo $0.1I_o$, de manera que este snubber sea efectivo durante la siguiente transición de encendido. Así, el mínimo periodo para el apagado del transistor debe ser:

$$t_{\text{estado apagado min.}} > 3L_s / R_{Ls} \quad (1-9)$$

Conociendo el tiempo en estado apagado del transistor se encuentra el valor del inductor L_s :

$$L_s < (R_{Ls} \cdot t_{\text{estado-apagado min}}) / 3 \quad (1-10)$$

La figura 1-13, muestra las formas de onda del voltaje y la corriente para valores pequeños y grandes del inductor L_s . Para valores pequeños de L_s , figura 1-13a, la pendiente di/dt está determinada por el transistor y su circuito controlador de

base y es igual a que no existiera snubber de encendido, mientras que, para valores grandes de L_s , figura 1-13b, se puede controlar el di/dt y se reduce el pico de corriente de recuperación inversa del diodo; además, el V_{CE} es casi cero durante t_{ri} .

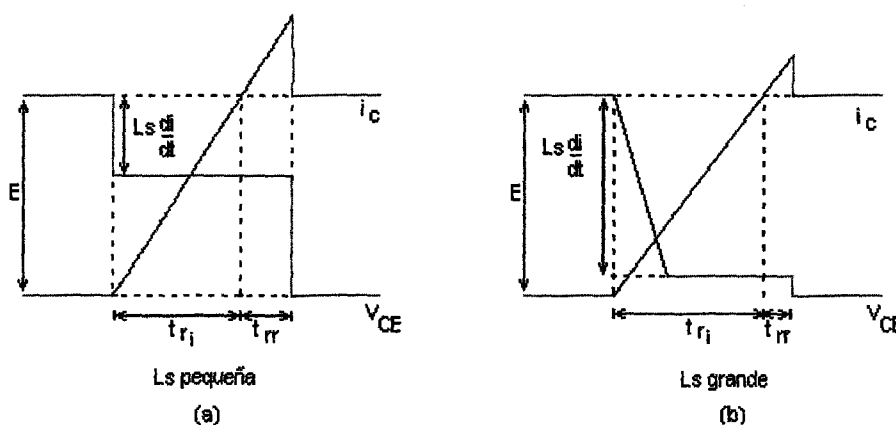


Fig. 1-13: Formas de onda del Voltaje y la corriente para el snubber de encendido.

Cabe señalar que al emplear un inductor grande se producen sobrevoltajes durante el apagado, de modo que el tiempo de apagado se alarga; lo cual no es conveniente.

Circuito Snubber de Apagado.

La meta de este circuito es de que exista un voltaje aproximadamente igual a cero a través del transistor, mientras la corriente disminuye. Esto se puede conseguir utilizando una red R-C-D como se muestra en la figura 1-14.

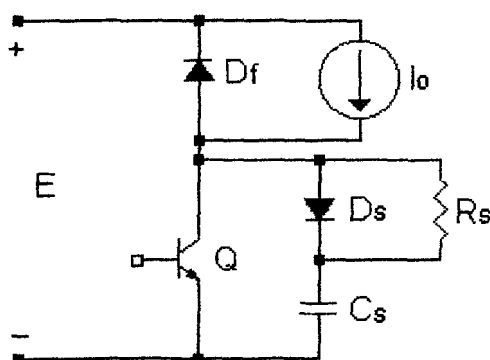


Fig. 1-14: Circuito snubber de apagado.

Para el diseño de este circuito se considera que, previo al apagado, la corriente del transistor es I_o y el voltaje en el transistor es cero.

En el momento del apagado, la corriente de colector i_c decrece con una constante di/dt , mientras que, la corriente i_{cs} que fluye a través del diodo (D_s) y el capacitor (C_s) comienza a crecer y es igual a $i_o - i_c$. Estas corrientes se expresan como:

$$i_c(t) = \begin{cases} I_o (1 - t/t_{ff}) & , 0 \leq t < t_{ff} \\ 0 & , t \geq t_{ff} \end{cases}$$

$$i_c(t) = \begin{cases} I_o - i_c(t) = (t/t_{ff}) I_o & , 0 \leq t < t_{ff} \\ I_o & , t_{ff} \leq t < t_x \\ 0 & , t \geq t_x \end{cases}$$

y el voltaje en el capacitor es expresado como:

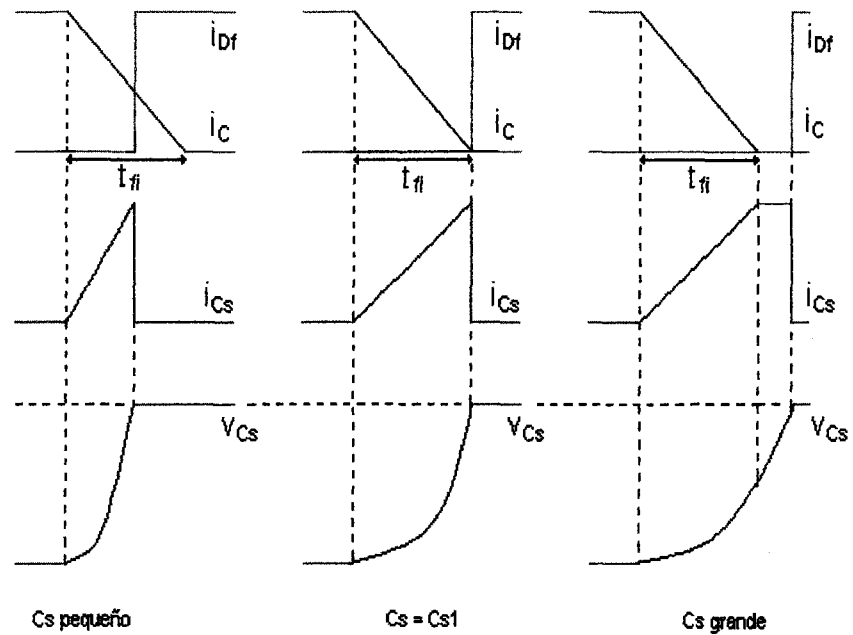
$$V_{cs}(t) = \begin{cases} \frac{1}{C} \int_0^t \frac{I_o t}{t_f} dt = \frac{I_o t^2}{2.C.t_f} & , 0 \leq t \leq t_{fi} \\ \int_0^t I_o dt + v_{cs}(t_f) = \frac{I_o}{C}(t - t_f) + \frac{I_o t_f}{2.C} & , t_{fi} \leq t \leq t_x \\ E & , t \geq t_x \end{cases}$$

La figura 1-15a muestra las formas de onda del voltaje y la corriente durante el transitorio en el apagado, el área sombreada, representa la carga en el capacitor C_S durante el apagado, la misma que será disipada en el próximo encendido. La figura 1-15b muestra la trayectoria durante el apagado para distintos valores de C_S , para valores pequeños de C_S , el voltaje en el capacitor alcanza al de la fuente antes de que la corriente del transistor sea cero. Para un valor de $C_S = C_{S1}$, el voltaje en el capacitor alcanza al de la fuente exactamente en el instante en que la corriente del colector es cero. El valor de C_{S1} se lo calcula de la siguiente manera:

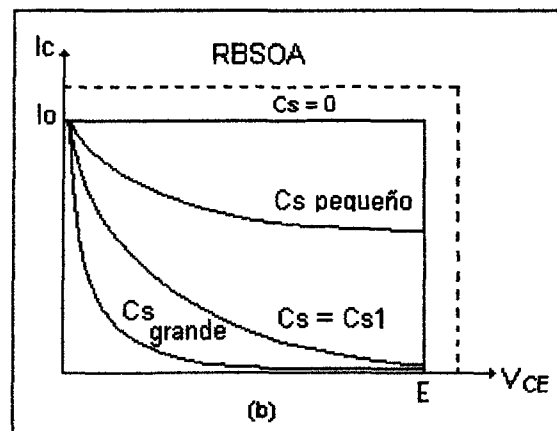
$$C_{S1} = I_o \cdot t_{fi} / 2E \quad (1-11)$$

Para valores grandes de C_S , el tiempo que se demora el capacitor en cargarse hasta la fuente E es mayor que t_{fi} . Por lo tanto, mientras mayor sea C_S más nos alejamos de las

regiones de peligro consideradas en la zona de operación segura de ruptura reversa (RBSOA).



(a)



(b)

Fig. 1-15: Formas de onda y trayectorias durante el apagado.

La presencia del capacitor C_s alarga el tiempo de caída del voltaje, de modo que aparece una energía adicional que es

disipada en el transistor durante el periodo de descarga del capacitor. Esta situación se corrige mediante el uso de una resistencia R_S en la cual se disipe la energía del capacitor en los instantes de encendido del transistor que es igual a:

$$W_R = C_S \cdot E^2 / 2 \quad (1-12)$$

Una condición adicional para escoger la resistencia, es que el pico de corriente que la atraviesa sea menor que la corriente de recuperación reversa del diodo de paso libre D_f , la cual puede limitarse a $0.2 I_o$, con lo cual R_S se calcula a partir de:

$$R_S = E / (0.2 I_o) \quad (1-13)$$

Bajo las anteriores consideraciones, el tiempo de descarga del capacitor C_S , para que el voltaje del mismo llegue a $0.1E$, corresponde a un intervalo de:

$$t_{\text{estado encendido min}} > 3R_S C_S \quad (1-14)$$

Circuito Snubber de Sobrevoltaje.

El efecto de las inductancias parásitas en las anteriores redes Snubber se ha omitido para facilidad del diseño, pero en este snubber se las tomará en cuenta debido a que se producen sobrevoltajes en el apagado del transistor. En la figura 1-16, se observa el snubber en mención, donde L_T representa la suma de todas las inductancias parásitas.



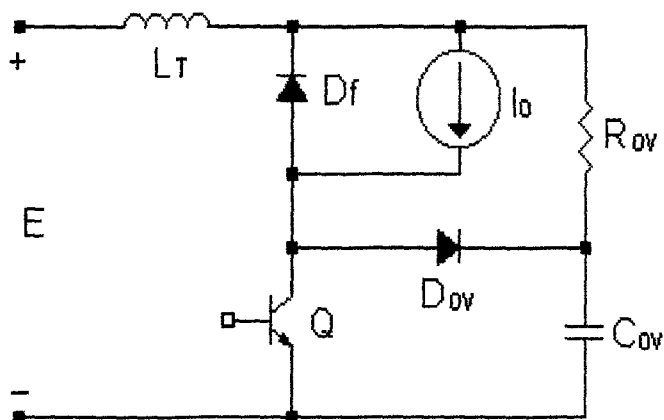


Fig. 1-16: Circuito snubber de sobrevoltaje.

La figura 1-17 muestra las formas de onda del voltaje y la corriente con y sin snubber de sobrevoltaje.

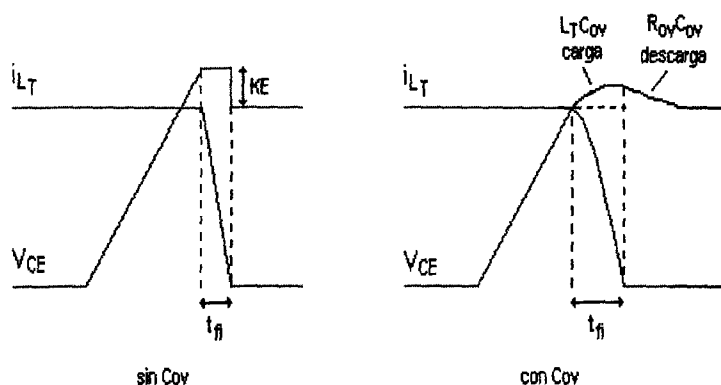


Fig. 1-17: Formas de onda con y sin snubber de sobrevoltaje.

En un comienzo el transistor está conduciendo, el voltaje en el capacitor C_{ov} es igual a E y la corriente a través de L_T es I_o . Durante el apagado la corriente del transistor disminuye a cero y la corriente por la carga se encierra en el diodo de paso libre

Dr, la energía almacenada en L_T se transfiere a C_{OV} por medio de D_{OV} cumpliéndose que:

$$(C_{OV} \cdot \Delta V_{CE MAX}) / 2 = (L_T \cdot I_o^2) / 2$$

Si aceptamos un sobrevoltaje igual a $0.1E$ y que $L_T \approx L_S$, tenemos entonces que:

$$C_{OV} = (100L_S \cdot I_o^2) / E^2 \quad (1-15)$$

y en términos de $C_S = C_{S1}$:

$$C_{OV} = (200L_S \cdot C_{S1} \cdot I_o) / (E \cdot t_{fi}) \quad (1-16)$$

Esta ecuación muestra que C_{OV} es mayor que C_{S1} . Siempre con un valor grande de C_{OV} , la energía disipada en R_{OV} es del mismo orden que la energía disipada en la resistencia R_S del snubber de apagado.

Circuito Snubber para configuración Tipo Puente.

Para inversores tipo puente controlados mediante técnica PWM podemos utilizar el circuito snubber que se muestra en la figura 1-18. Este circuito consta de una misma configuración de los tres tipos de snubbers utilizados y protege tanto a los transistores como a los diodos de recuperación.

El diseño del circuito snubber (R_S , C_S , C_{OV} , y L_S) para una rama del inversor, se realiza como si se tratara de snubbers independientes.

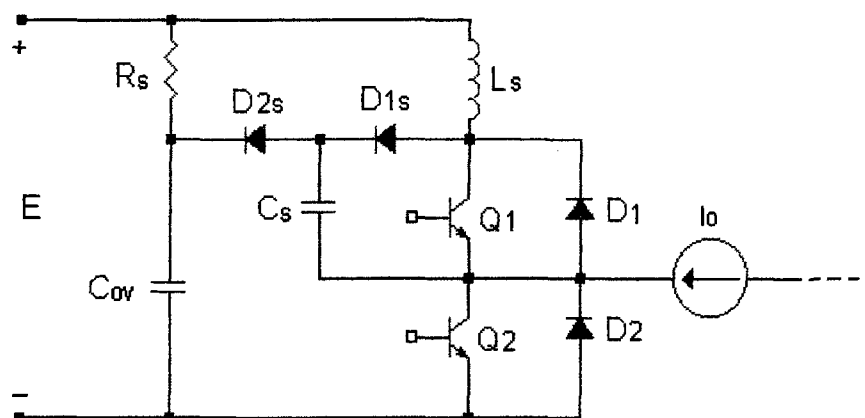


Fig. 1-18: Rama del inversor tipo puente con snubber de encendido, apagado y sobrevoltaje.

1.3.3. Consideraciones para los Disipadores de Calor.

En los elementos de estado sólido la disipación de potencia admisible máxima se encuentra limitada por la temperatura de la junta. Un parámetro útil en la disipación de potencia es la resistencia térmica.

La resistencia térmica (θ) se define en condiciones de estado estable y es la elevación de la temperatura de junta por encima de la temperatura de la carcasa, por unidad de potencia disipada en un dispositivo cuya configuración está armada. Esta información, junto con el régimen de máxima temperatura de junta, nos permite determinar el nivel de potencia máxima con el que el dispositivo puede operar sin riesgos, para una determinada temperatura de carcasa.

La resistencia térmica de la carcaza al aire θ_{CA} es notoriamente mayor en un dispositivo que no utilice disipador, con aquel que si lo utilice. Más aún será la diferencia entre la resistencia térmica de la carcaza al aire θ_{CA} y la resistencia térmica de la juntura a la carcaza θ_{JC} , al no tener disipador la resistencia térmica total neta de la juntura al aire estará dada principalmente por θ_{CA} . Más allá del límite de unos pocos cientos de miliwatts, resulta poco práctico aumentar el tamaño de la carcaza para hacer θ_{CA} comparable con θ_{JC} . Por lo tanto, el principal propósito de un disipador externo es aumentar la superficie efectiva de disipación de calor, de tal manera que los dispositivos de potencia son diseñados para usarse con disipador de calor externo.

Existe una condición que hace la resistencia térmica del disipador cero, aprovechando toda la capacidad de potencia de un dispositivo, para esto, no debe haber diferencia de temperatura entre la carcaza y el aire. En la practica no puede darse ya que para cumplir esta condición significaría tener el dispositivo montado sobre un disipador infinito. Los disipadores de calor utilizados en los equipos modernos compactos son resultado de experimentaciones con la

transferencia de calor mediante radiación, convección y conducción. A continuación la base de cada uno de ellos:

Conducción.- es un proceso de transferencia de calor en el cual la energía calórica pasa de un átomo al otro, mientras que los átomos que toman parte realmente en la transferencia permanecen en sus posiciones originales.

Convección.- es un término aplicado a la transferencia de calor por el movimiento físico del material caliente.

Radiación.- es un proceso de emisión de calor desde una superficie.

Los disipadores se producen en diversidad de tamaños, formas, colores y materiales. Tenemos tres categorías de disipadores:

- **Con aletas horizontales cilíndricas.-** Se utilizan en espacios reducidos para obtener máximo enfriamiento con mínimo volumen desplazado.
- **Con aletas verticales cilíndricas o radiales.-** Se los utiliza cuando se requiere máximo enfriamiento con mínimo desplazamiento lateral, usando convección natural.

- **Con aletas verticales planas.-** Son los mejores desde el punto de vista de enfriamiento por convección natural y tienen resistencia térmica razonable para la convección forzada con velocidades moderadas de circulación de aire.

Cuando la disipación de potencia no es muy grande se acostumbra utilizar la estructura mecánica existente o el chasis como disipador de calor.

1.4. Operación Básica de un convertidor dc-ac.

Los inversores dc-ac generan un voltaje alterno cuya forma de onda no es senoidal pura. La forma más sencilla para obtener un voltaje alterno monofásico es el inversor monofásico tipo puente que genera voltaje alterno cuya forma de onda es cuadrada. En la figura 1-19 se muestra el circuito del inversor monofásico tipo puente.

Los switches son encendidos y apagados en parejas en forma diagonal, es decir, S_1 con S_2 y S_3 con S_4 , el número de conmutaciones depende del tipo de técnica de control implementada. Para cada técnica se obtendrá una onda de voltaje de salida, cuadrada y alterna con armónicos de cierto orden, que dependerán de la técnica utilizada.

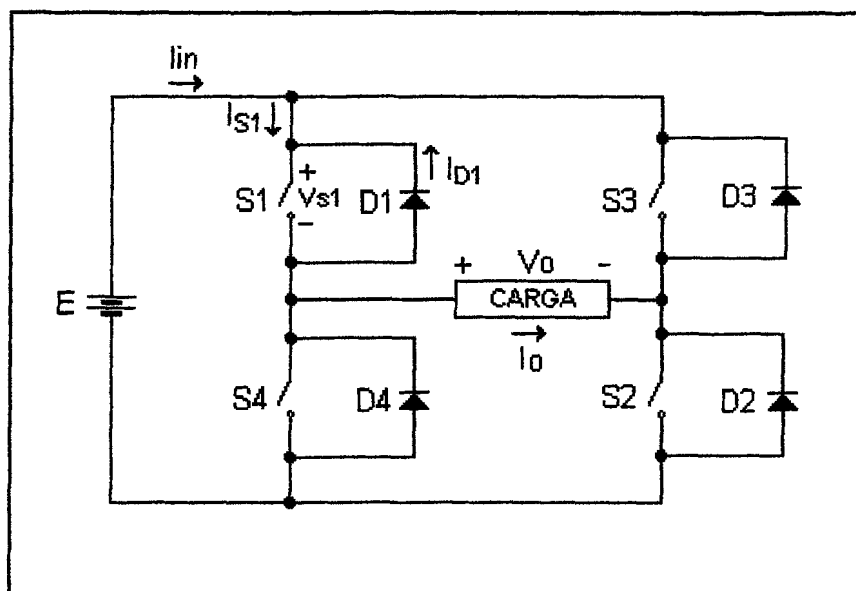


Fig. 1-19: Inversor monofásico tipo puente con diodos de conmutación.

En este trabajo de tópicos la técnica de control utilizada es la modulación por ancho de pulso senoidal, que a pesar de tener un voltaje de salida cuadrado tiene una fundamental senoidal.

1.4.1. Carga Inductiva.

Un inversor [3] cuando trabaja con cargas inductivas necesita de diodos que actúen en el instante en que se produce el apagado de un par de switches y el encendido del otro par. En el momento de la conmutación la carga deja de percibir la corriente que era conducida por el par de switches que se apagaron, los switches que se encendieron establecen una



corriente que empieza a crecer en otro sentido, entonces aparece una corriente de carga que tiende a mantener el sentido anterior, lo cual no podría ser conseguido sin los diodos que se encuentran en la figura 1-19 ya que los switches en la realidad son dispositivos unidireccionales.

La conmutación de la corriente de salida para cargas inductivas (cargas practicas), necesita de un camino alternativo en dirección contraria a la corriente del par de switches que estén conduciendo. Este camino es permitido por los diodos que se encuentran antiparalelos y por trabajar en el momento de la conmutación de los switches, son denominados "diodos de conmutación".

1.4.2. Diodos de Conmutación.

Los diodos a utilizar deben ser de rápida recuperación reversa, de no ser así, el peligro de formar un lazo de cortocircuito y un elevado pico de corriente pueden destruir el BJT [3], si se aplican altas frecuencias de trabajo el riesgo es mayor, ya que si sobrevivió el BJT al elevado pico de corriente, no podrá soportar la disipación de potencia. La conducción del diodo puede dar lugar a inevitables inductancias parásitas, que pueden ser reducidas escogiendo diodos que tengan un

pequeño di/dt durante la recuperación inversa que permite minimizar el pico de voltaje en el apagado de estos.

1.5. Técnicas de Control para Inversores

Si consideramos un inversor ideal, las formas de onda de voltaje de salida deberían ser senoidales, sin embargo los inversores para bajas o medianas potencias pueden trabajar con ondas de voltaje de salida cuadrada que contendrán ciertos armónicos los mismos que pueden ser minimizados [6] si se utilizan técnicas de control adecuadas. En aplicaciones de alta potencia se requieren formas de onda senoidales con baja distorsión. Las principales técnicas utilizadas en mediana y baja potencia son:

- Onda cuadrada
- Modulación del ancho de pulso único.
- Modulación de ancho de pulso múltiple.
- Modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM).
- Modulación por onda trapezoidal o sobremodulación.
- Modulación de ancho de pulso senoidal modificada (MSPWM).
- Control de desplazamiento de fase.

1.5.1 Generación de Onda Cuadrada

Es la forma más simple de control de un inversor, donde no se tiene ningún parámetro variable. El voltaje de salida eficaz $V_{O(RMS)}$ en la carga siempre se mantiene constante e igual al valor de la fuente de voltaje continuo E , constituyendo esta su principal desventaja.

$$V_{O(RMS)} = E \quad (1-17)$$

La forma de onda en la carga corresponde a la de la figura 1-20. Si trabajamos con este tipo de control se tiene la presencia de armónicos de orden impar. El contenido espectral para este tipo de técnica se muestra en detalle en la figura 1-21 donde se observa que en efecto aparecen los armónicos impares únicamente.

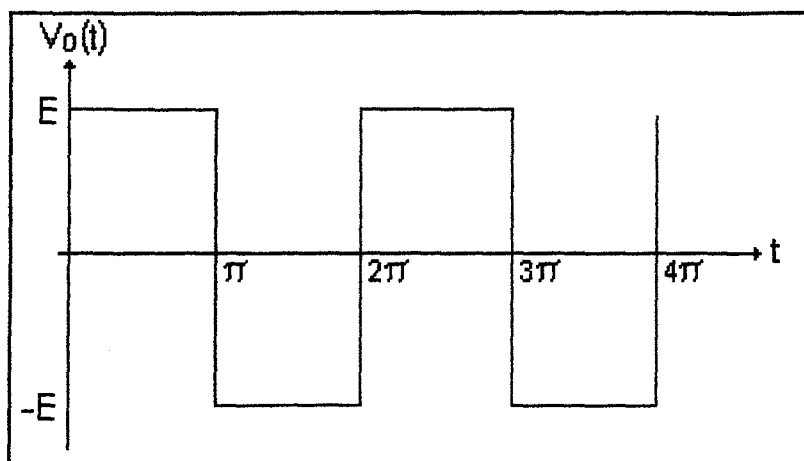


Fig. 1-20: Onda cuadrada entre los valores de la fuente E .

La descomposición de la forma del voltaje de salida en series de Fourier esta dada en la ecuación 1-18.

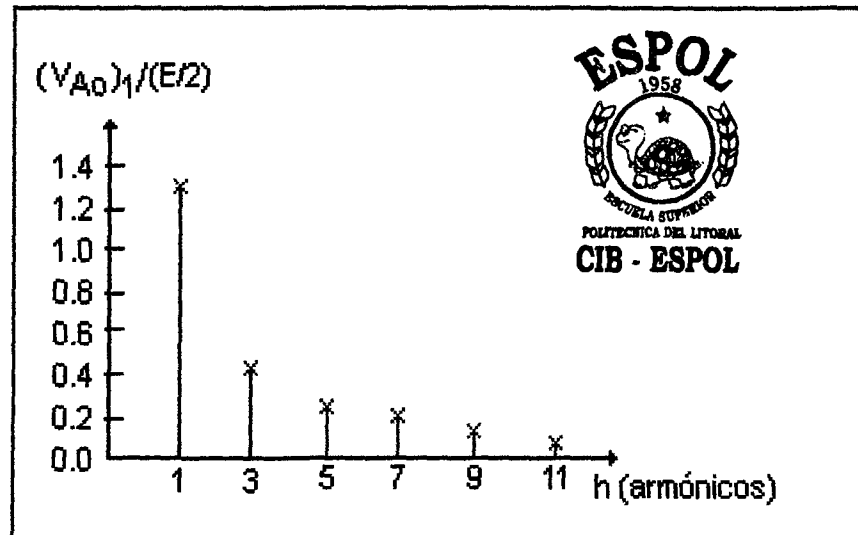


Fig. 1-21: Contenido armónico en la técnica de control por onda cuadrada.

$$V_o(t) = \sum \frac{4E}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad ; n=1,3,5, \dots \quad (1-18)$$

La ventaja de utilizar este control a altas potencias es que los semiconductores utilizados solo tendrán que hacer dos conmutaciones por cada ciclo. Si se desea tener un control en el nivel de voltaje y frecuencia en la señal de salida AC se debe considerar las otras alternativas mencionadas al inicio de este capítulo, donde si podemos hacer variaciones tanto en el voltaje como en la frecuencia y cuyos armónicos disminuyen o se empujan a valores de frecuencia altos.

1.5.2. Modulación por ancho de pulso único.

En este tipo de control se varía el ancho de pulso con el fin de modificar el voltaje a la salida del inversor. Cabe señalar que en esta modulación únicamente se tiene un pulso por cada medio ciclo [6].

La generación de las señales de control se logra comparando una señal rectangular de referencia de amplitud A_m , con una portadora triangular de amplitud A_p . La frecuencia fundamental del voltaje de salida viene dada por la frecuencia de la onda portadora.

La figura 1-22 nos detalla la modulación por ancho de pulso único. La relación de las amplitudes de la onda rectangular (modulante) respecto a la triangular (portadora) se define como INDICE DE MODULACIÓN (I_m), donde A_m puede variar desde 0 hasta A_p así:

$$I_m = \frac{A_m}{A_p} \quad ; \quad 0 < I_m < 1 \quad (1-19)$$

El voltaje de salida RMS puede ser calculado como:

$$V_o(RMS) = E \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad (1-20)$$

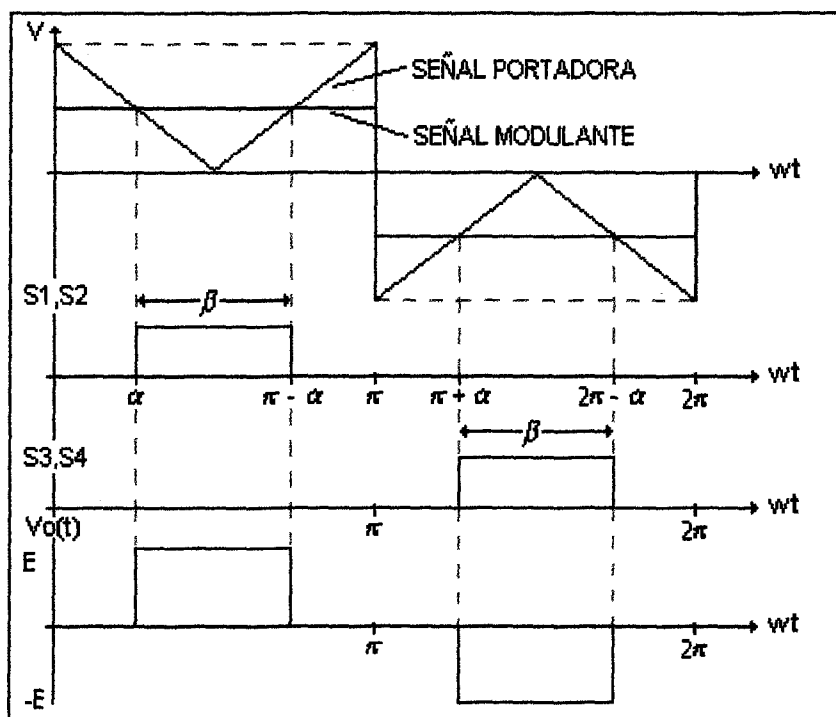


Fig. 1-22 Formas de onda para la modulación por ancho de Pulso único.

El voltaje de salida contiene todos los armónicos de orden impar en un rango infinito, como se puede observar realizando la descomposición de la forma de onda del voltaje de salida en series de Fourier:

$$V_o(t) = \sum \frac{4E}{n\pi} \text{Sen}\left(\frac{n\beta}{2}\right) \text{Sen}(nwt) ; n=1,3,5,\dots \quad (1-21)$$

Por este tipo de control podemos eliminar algunos armónicos. Si escogemos un ángulo de conducción (\$\beta\$) por Ej.: \$\beta = 120^\circ\$ eliminaría el tercer armónico dejando una zona muerta de \$60^\circ\$, la desventaja sería que el voltaje disminuye a medida que se

aumenta la zona muerta. La Figura 1-23, muestra el contenido armónico y el factor de distorsión (DF) que indica la cantidad de distorsión armónica que permanece en una determinada forma de onda luego de que los armónicos de dicha forma de onda han sido sujetos a una atenuación de segundo orden.

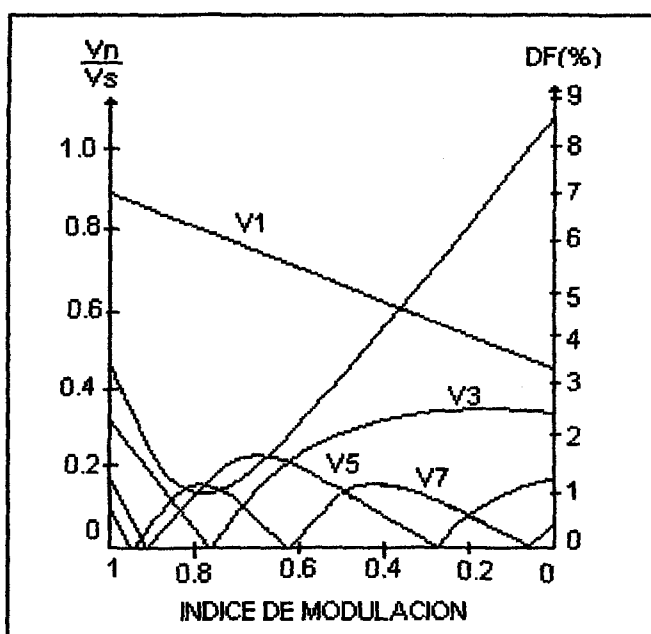


Fig. 1-23: Contenido armónico de la modulación por ancho de pulso único.

1.5.3. Modulación por Ancho de Pulso Múltiple o Uniforme (UPWM).

Esta técnica de control obtiene varios pulsos de igual ancho en cada medio ciclo, los anchos de los pulsos son variables para poder controlar el voltaje de salida del inversor [6]. Este

método resulta adecuado para la reducción del contenido armónico del voltaje de salida V_o .

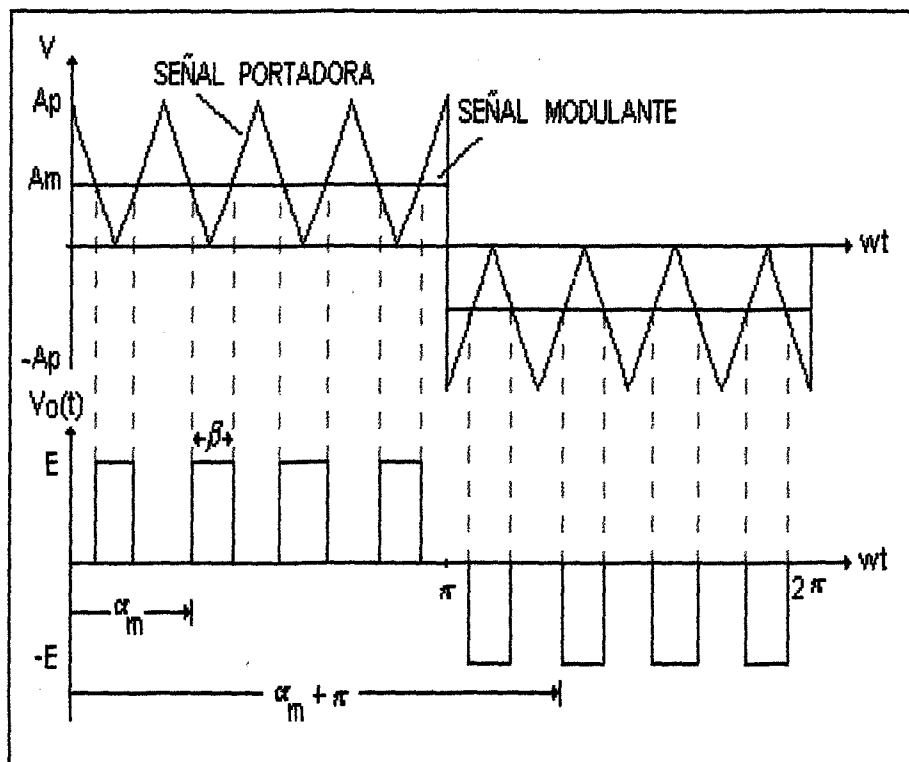


Fig. 1-24 Modulación por Ancho de Pulso Múltiple.

En la figura 1-24 se ilustra la forma en que se genera la señal de control para el encendido y apagado de los switches de potencia del inversor, igual que el caso anterior, esta señal se genera comparando una señal modulante rectangular con una portadora triangular. A diferencia con el caso anterior de pulso único, la frecuencia de la portadora (f_p) determina el número de pulsos por cada medio ciclo (N), en tanto que la frecuencia de la modulante (f_m) es la que fija la frecuencia de salida.

$$N = \frac{f_p}{2f_m} \quad (1-22)$$

Al variar el índice de modulación también varía el voltaje de salida (V_o), al comparar las amplitudes de las ondas portadora y modulante. Al variar I_m desde 0 hasta 1, el voltaje en la carga lo hace desde 0 hasta E y el ancho de pulso (β) varía desde 0 hasta π/n .

$$V_{O(RMS)} = E \sqrt{\frac{N\beta}{\pi}} \quad (1-23)$$

Para el voltaje de salida instantáneo, su expresión en series de Fourier es:

$$V_o(t) = \sum A_n \text{Sen}(n\omega t) + B_n \text{Cos}(n\omega t) \quad ; n=1,3,5... \quad (1-24)$$

Se puede determinar los coeficientes A_n y B_n de la ecuación 1-24, para esto se toma un par de pulsos, un pulso positivo de duración β y que empieza en $\omega t = \alpha$, mientras el pulso negativo posee el mismo ancho β y empieza en $\omega t = \pi + \alpha$. Para tener el voltaje efectivo de salida $V_{O(RMS)}$ se debe combinar el efecto de todos los pulsos.

Generalizando podemos considerar el m -ésimo par de pulsos, donde el positivo empieza en $\omega t = \alpha m$ y termina en $\omega t = \pi + \alpha m$, los coeficientes de Fourier para un par de pulsos serán:

$$a_n = \frac{4E}{n\pi} \text{Sen}\left(\frac{n\beta}{2}\right) \text{Senn}\left(\alpha m + \frac{\beta}{2}\right)$$

$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \text{Sen}\left(\frac{n\beta}{2}\right) \text{Cosn}\left(\alpha m + \frac{\beta}{2}\right)$$

Si añadimos el efecto de todos los pulsos se encuentra el valor de los coeficientes A_n y B_n ; así:

$$A_n = \sum_{m=1}^N \frac{4E}{n\pi} \text{Sen}\left(\frac{n\beta}{2}\right) \text{Senn}\left(\alpha m + \frac{\beta}{2}\right) \quad (1-25)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^N \frac{4E}{n\pi} \text{Sen}\left(\frac{n\beta}{2}\right) \text{Cosn}\left(\alpha m + \frac{\beta}{2}\right) \quad (1-26)$$

Si reemplazamos las ecuaciones 1-25 y 1-26 en la ecuación 1-24 obtenemos el voltaje de salida $V_o(t)$ descompuesto en series de Fourier. El orden de los armónicos es el mismo de la técnica anterior; mientras se presenta una reducción significativa en el factor de distorsión [6], pero las pérdidas aumentarán por el gran número de conmutaciones que realizan los BJTs de potencia. La figura 1-25 muestra el contenido armónico así como el factor de distorsión (DF) para este tipo de control.

Para este tipo de control se puede experimentar una disminución de las amplitudes de los armónicos de bajo orden y un incremento en las amplitudes de los armónicos de orden superior, pero, tales armónicos de orden superior producen rizados despreciables o fáciles de filtrar, todo esto si se tomase valores grandes para N.

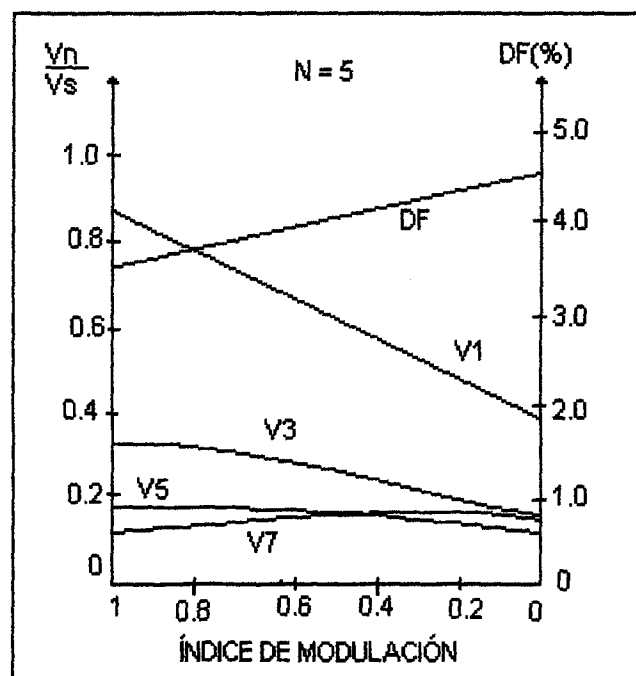


Fig. 1-25: Contenido armónico para la técnica de control Modulación por Ancho de Pulso Múltiple. [6]

1.5.4. Modulación por Ancho de Pulso Senoidal (SPWM).

Esta técnica de control puede presentar dos tipos variaciones en el voltaje de salida:

- Modulación por ancho de pulso senoidal de dos niveles.
- Modulación por ancho de pulso senoidal de tres niveles.

1.5.5. Modulación por Ancho de Pulso de dos Niveles.

A diferencia de los casos anteriores donde el ancho de pulso se mantiene constante para cada semiciclo [5], en la modulación senoidal PWM el ancho de cada pulso varía en forma proporcional a la amplitud de una onda senoidal con valor medio igual a la mitad de su valor pico-pico evaluada en el centro del mismo pulso. En la figura 1-26 se muestra la forma de onda del voltaje de salida (V_o) para esta técnica de control.

La duración de cada pulso se puede modular senoidalmente, lo cual se consigue encendiendo y apagando los switches del inversor, esta señal que controla los switches se la obtiene comparando una señal de referencia senoidal llamada "modulante" con una señal triangular denominada "portadora".

La frecuencia de la componente fundamental de voltaje en la salida (V_o) se encuentra determinada por la frecuencia de la señal modulante y la amplitud por el valor del índice de modulación (I_m). La frecuencia de conmutación de los

SWITCHS de potencia depende de la frecuencia de la señal de la portadora (f_p) que debe ser mayor que la frecuencia de la modulante (f_m).

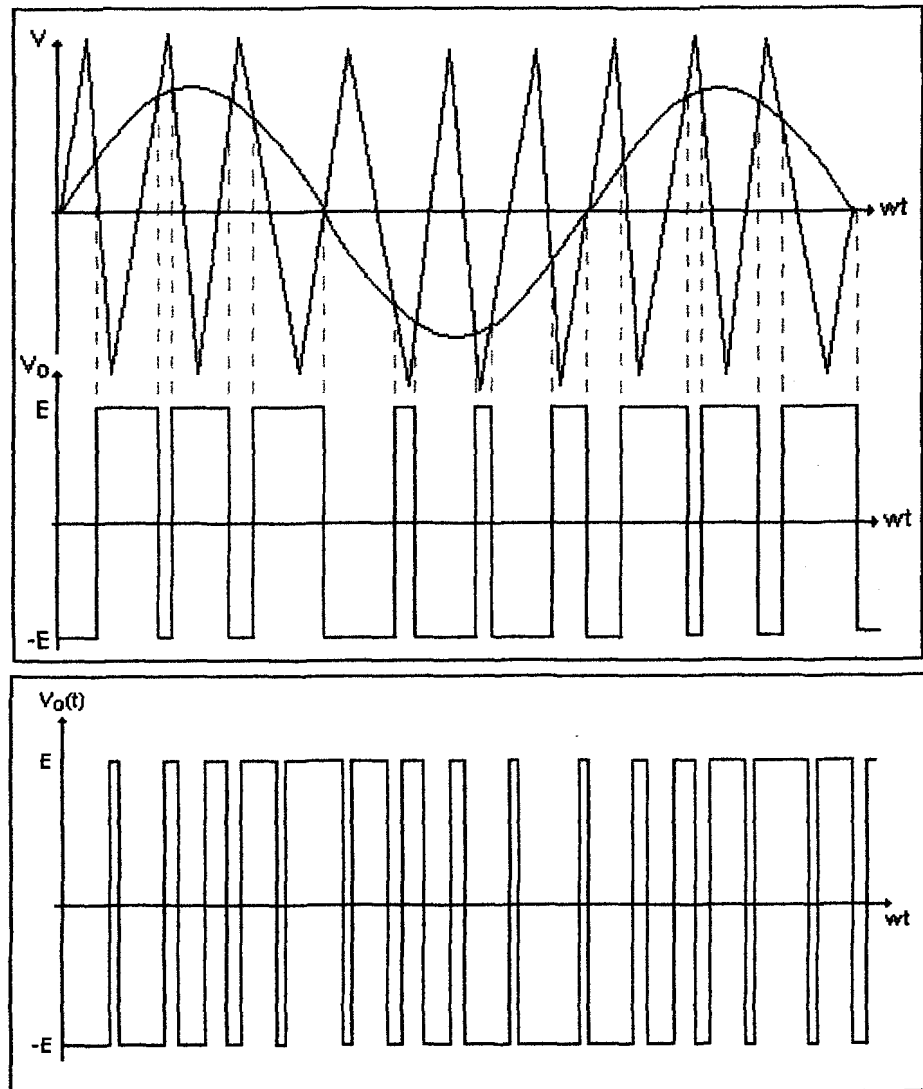


Fig. 1-26: Modulación por ancho de pulso senoidal.
Control de Dos Niveles.

La relación entre las amplitudes de la modulante y la portadora se conoce como Índice de modulación (I_m) ecuación 1-27,

mientras que la relación entre la frecuencia de la portadora y la frecuencia de la modulante se llama índice de frecuencias ecuación 1-28.

$$I_m = \frac{A_m}{A_p} \quad (1-27)$$

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (1-28)$$

Donde el índice de modulación debe ser menor que 1 para que haya control modulado senoidalmente, caso contrario ocurre la sobremodulación. El valor del índice de frecuencia también debe ser analizado, si es un número entero se tiene modulación senoidal PWM sincrónica de lo contrario será asincrónica, arrastrando problemas propios de este tipo de modulación.

A medida que se incremente el número de pulsos (N) por cada medio ciclo la aproximación a la onda senoidal deseada será más optima. El voltaje de la componente fundamental de frecuencia [5] esta dada por la ecuación 1-29:

$$V_{o1} = I_m \frac{E}{2} \text{sen}(w_1 t) \quad (1-29)$$

Donde $w_1 = 2\pi f_1$ (f_1 es la frecuencia de la fundamental o la frecuencia del primer armónico). Para este caso la frecuencia de la fundamental del voltaje de salida es igual a la frecuencia

de la modulante (f_m). El voltaje RMS de la componente fundamental del voltaje de salida varía linealmente con el índice de modulación siempre y cuando I_m sea menor que la unidad. Cuando I_m es mayor que la unidad se pierde la linealidad y en este caso se tiene sobremodulación.

La relación entre la frecuencia de la portadora y la modulante debe ser mayor que 21 para disminuir la amplitud de los armónicos en el voltaje de salida [5]. Los armónicos presentes en el voltaje de salida con un índice de modulación menor que la unidad aparecen en una banda cercana a la frecuencia de la portadora y sus múltiplos (f_p , $2f_p$, $3f_p$,), esto se puede apreciar en el gráfico 1-27.

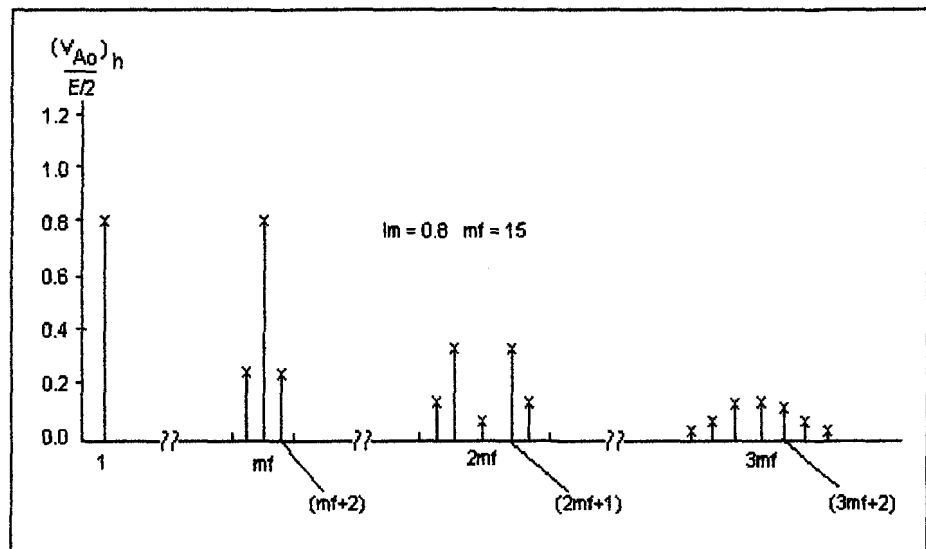


Fig. 1-27: Contenido armónico para la técnica de control SPWM. Control de dos niveles [5].

En el caso de existir sobremodulación el número de armónicos en el voltaje de salida será mayor.

1.5.6. Modulación por Ancho de Pulso Senoidal de Tres Niveles.

Esa técnica es muy similar a la SPWM de dos niveles, donde [6] también se modulan los anchos de pulso en proporción a la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso. La onda del voltaje de salida (V_o) tendrá tres diferentes niveles de voltaje (+E, 0, -E) como se muestra en la siguiente figura 1-28.

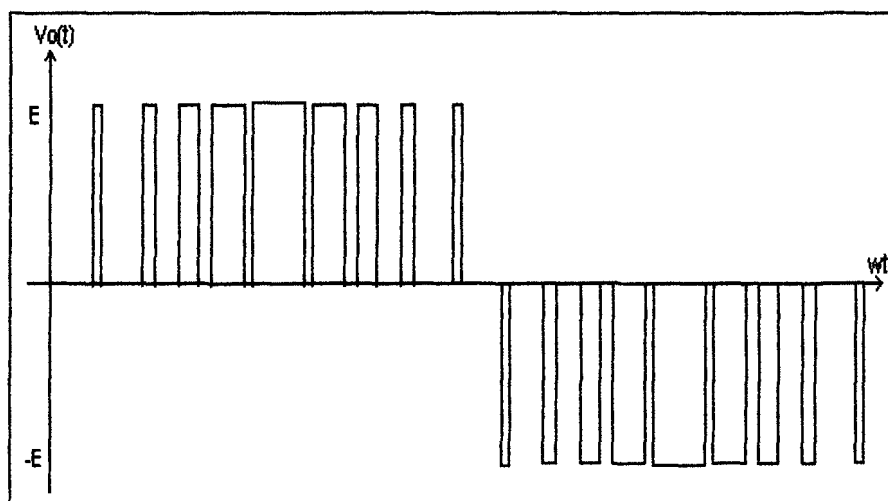


Fig. 1-28: Modulación por Ancho de Pulso Senoidal. control de Tres Niveles.

El procedimiento para tener este voltaje de salida es de comparar; una señal de referencia senoidal llamada modulante

con una señal triangular positiva para el primer semiciclo de cada periodo y negativa para el segundo semiciclo de dicho periodo

La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de V_o y su amplitud controla el índice de modulación y voltaje RMS de salida, mientras que la frecuencia de la portadora determina el número de pulsos por semiciclo.

Variando el índice de modulación (I_m) controlamos el nivel de voltaje ($V_{O(RMS)}$) en la salida ya que estaríamos variando los anchos de cada pulso. Si el ancho del m -ésimo pulso es β_m , la ecuación 1-23 puede extenderse para encontrar el voltaje RMS de salida para este tipo de control [6]:

$$V_{O(RMS)} = \left(\sum_{m=1}^N \frac{\beta_m}{\pi} \right) E \quad (1-30)$$

Las ecuaciones 1-25 y 1-26 pueden servir para encontrar los coeficientes de Fourier del voltaje de salida $V_o(t)$; por lo tanto, si el voltaje de salida está dado por:

$$V_o(t) = \sum A_n \text{Sen}(n\omega t) + B_n \text{Cos}(n\omega t); \quad n=1, 3, \dots \quad (1-31)$$

Sus coeficientes A_n y B_n serán:

$$A_n = \sum_{m=1}^N \frac{2E}{n\pi} [\text{Cos}n\alpha_m - \text{Cos}n(\alpha_m + \beta_m)] \quad (1-32)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^N \frac{2E}{n\pi} [\text{Senn}(\alpha_m + \beta_m) - \text{Senn}\alpha_m] \quad (1-33)$$

Esta técnica reduce significativamente el factor de distorsión y los armónicos de mas bajo orden, elimina todos los armónicos menores o iguales que $2N-1$ donde N es el número de pulsos; así por ejemplo: para $N=5$, el armónico de mas bajo orden será el noveno.

La frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia debería ser tan alta como sea posible de tal manera que facilite el filtrado de los armónicos, sin embargo, existe un inconveniente: las pérdidas dinámicas [5] en inversores se incrementan proporcionalmente con la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, en muchas aplicaciones, dicha frecuencia se selecciona menor de 6 khz por encima del rango audible.

Cuando existe sobremodulación hace que el voltaje de salida contenga mayor cantidad de armónicos en comparación con el rango lineal ($Im < 1$). Los armónicos con amplitudes dominantes en el rango lineal pueden no ser dominantes durante la sobremodulación más importante, con sobremodulación la amplitud de la componente fundamental

no varía linealmente con el I_m . En aplicaciones con UPS para minimizar la distorsión se evita la región de sobremodulación mientras que para manejar motores de inducción si se puede usar la sobremodulación.

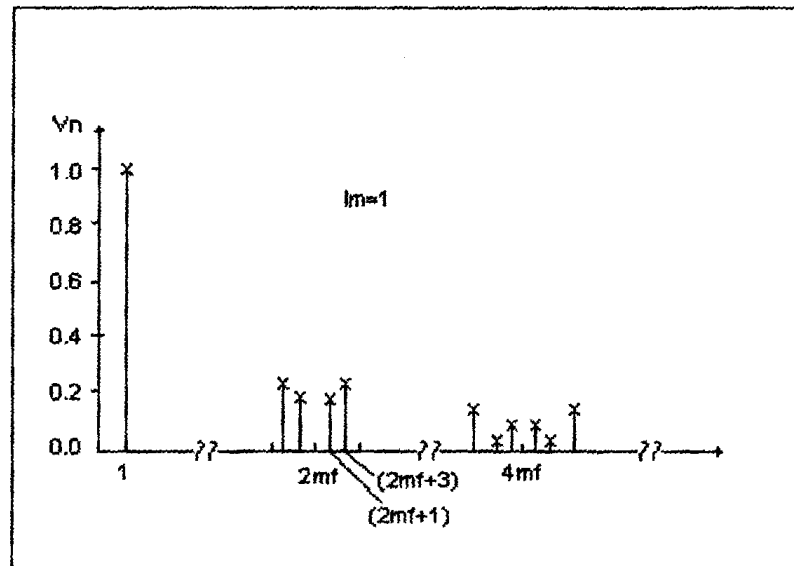


Fig. 1-29: Contenido armónico para la técnica de control SPWM. Control de tres niveles.

El PWM empuja las armónicas de las altas frecuencias alrededor del valor de conmutación (f_p) y sus múltiplos, es decir, alrededor de los armónicos m_f , $2m_f$, $3m_f$ y así sucesivamente. Las frecuencias a las cuales ocurren los armónicos de voltaje se pueden relacionar por:

$$f_n = (jmf \pm k)f_c \quad (1-34)$$

Donde la armónica de orden n se iguala a la banda lateral de orden k de j veces la relación frecuencia (índice de frecuencia) " m_f ".

$$n = j.m_f \pm k$$

$$n = 2.jN \pm k \quad \text{para } j = 1, 2, 3, \dots \text{ y } k = 1, 3, 5, \dots \quad (1-35)$$

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

$$V_{m1} = d.E \quad \text{para } 0 \leq d \leq 1 \quad (1-36)$$

Para $d=1$, la ecuación 1-36 da la amplitud pico máxima de voltaje fundamental de salida como $V_{m1(\max)} = E$. A fin de aumentar el voltaje fundamental de salida, d , deberá incrementarse más allá de 1 y se presentaría la sobremodulación.

1.5.7. Modulación por Onda Trapezoidal o Sobremodulación.

Para la técnica SPWM que ya se trató se mencionó el término sobremodulación, este caso se presenta cuando se usa una señal modulante de amplitud mayor que la portadora ($I_m > 1$) perdiendo información en los intervalos en los cuales sucede

los mencionado, la figura 1-30 ilustra la forma de onda que se obtiene en este caso.

La presencia de distorsión en la modulante en caso de sobremodulación, es inevitable, empeorando el contenido armónico de la onda de salida, que ahora tiene forma trapezoidal. A medida que se incrementa el índice de modulación la salida del inversor presentará una onda cuadrada cada vez más grande.

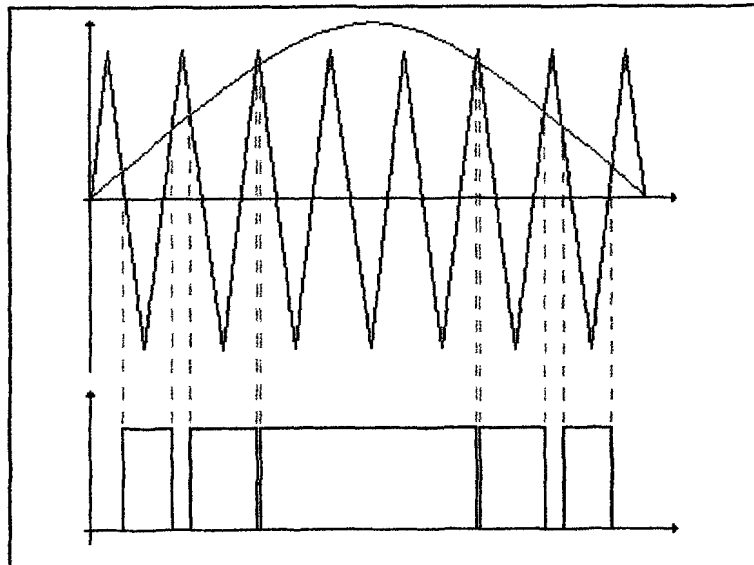


FIG. 1-30: Ondas para la técnica de sobremodulación.

El contenido armónico en la sobremodulación es mayor que el caso anterior tal como se muestra en la figura 1-31. Una ventaja de usar esta técnica, es el mejor aprovechamiento de la fuente DC (E), ya que es posible obtener voltajes eficaces a

la salida mas altas respecto a la PWM senoidal, considerando la misma fuente de alimentación. A mayor sobremodulación, el valor eficaz $V_{O(RMS)}$ en la carga se aproxima a la fuente DC (E). Si comparamos la técnica de control PWM senoidal con la sobremodulada, la amplitud del voltaje de la fundamental es en el mejor de los casos un 70% de E para PWM senoidal, en cambio en sobremodulación se puede conseguir hasta un 90% de E.

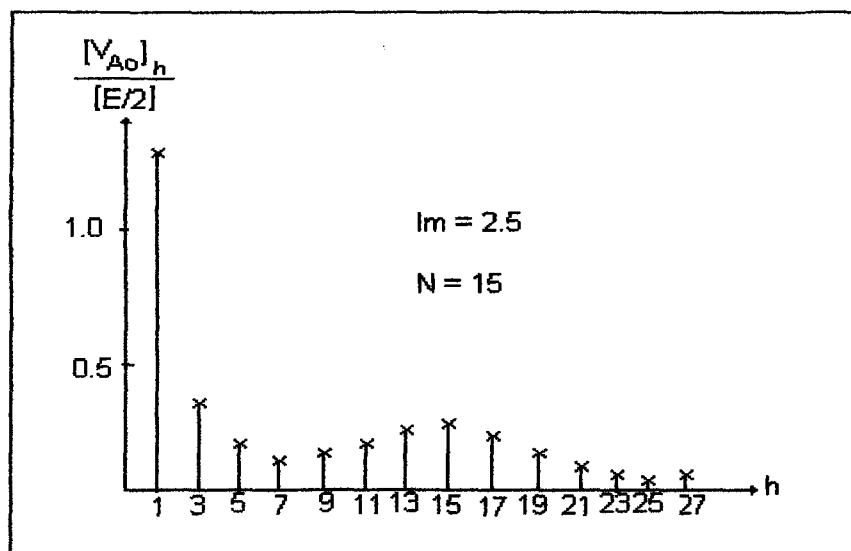


Fig. 1-31: Contenido armónico en la sobremodulación

1.5.8. Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Modificada.

Para la técnica SPWM, si fijamos un valor de frecuencia y variamos el índice de modulación, el ancho de los pulsos cambian pero aquellos pulsos que se encuentran cerca al pico

de la onda seno no sufren una variación significativa. Esta característica da lugar a una modificación en la aplicación de la onda portadora que aparecerá en los primeros y últimos 60° de cada medio ciclo. Este tipo de modulación se conoce como MSPWM y se la muestra en la figura 1-32.

Como se puede observar en la figura 1-32 el número de pulsos disminuye, es decir, se reduce el número de conmutaciones del transistor y por consiguiente disminuye en igual proporción las pérdidas dinámicas. La componente fundamental se incrementa y las características armónicas mejoran.

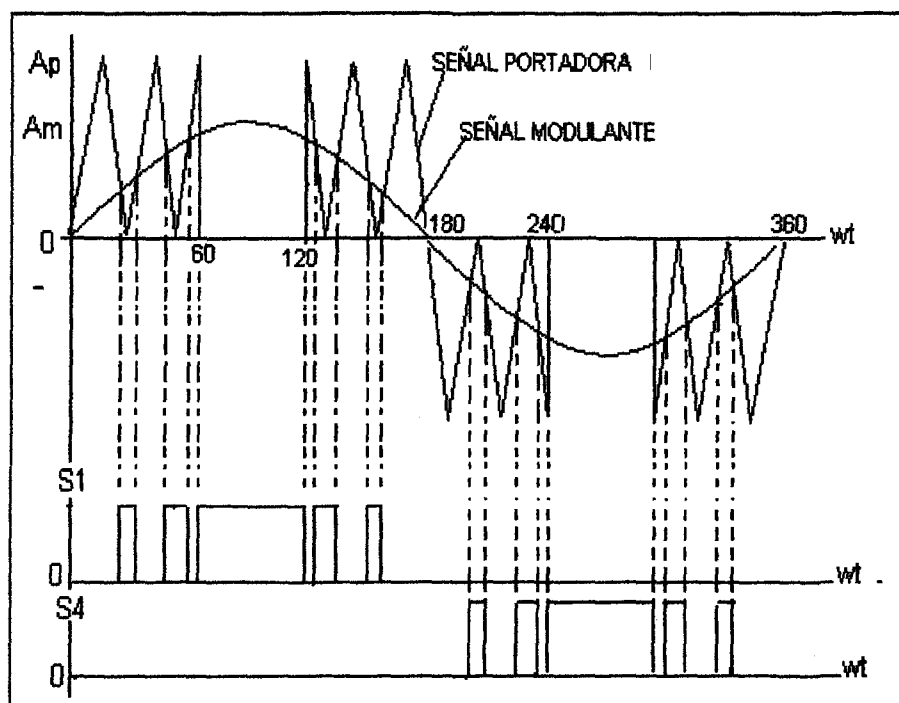


Fig. 1-32: Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Modificada.

El número de pulsos para el periodo de 60° (q), se relaciona con el índice de frecuencias (m_f), especialmente para inversores trifásicos, así:

$$m_f = 6q + 3 \quad (1-37)$$

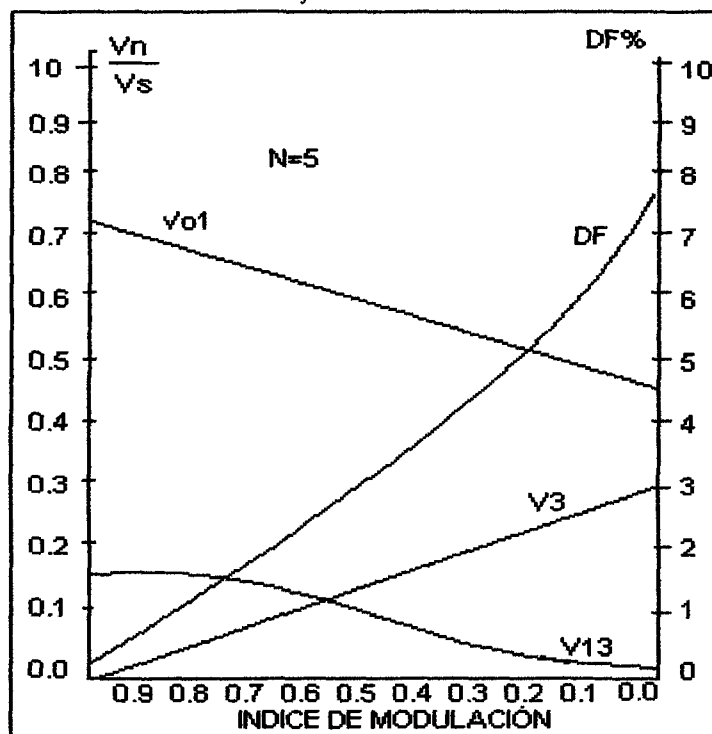


Fig. 1-33: Contenido armónico para la técnica SPWM modificada.

1.5.9. Control del Desplazamiento de Fase.

Esta técnica de control permite obtener un voltaje de salida producido por la suma de voltajes de salida de inversores individuales. Por ejemplo: un inversor trifásico se puede asumir como la suma de tres inversores monofásicos.

La figura 1-34 muestra el empleo de este control aplicado para un desfaseamiento de 180° donde las ondas de voltaje figura 1-34a y 1-34b son salidas de voltaje de inversores de medio puente y 1-34c muestra el voltaje de salida para este valor de desfase. Si se aplica un ángulo de desfaseamiento β en la figura 1-34d genera un voltaje indicado en la figura 1-34e. El voltaje de salida eficaz $V_{O(RMS)}$ para este tipo de control es:

$$V_{O(RMS)} = E \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad (1-38)$$

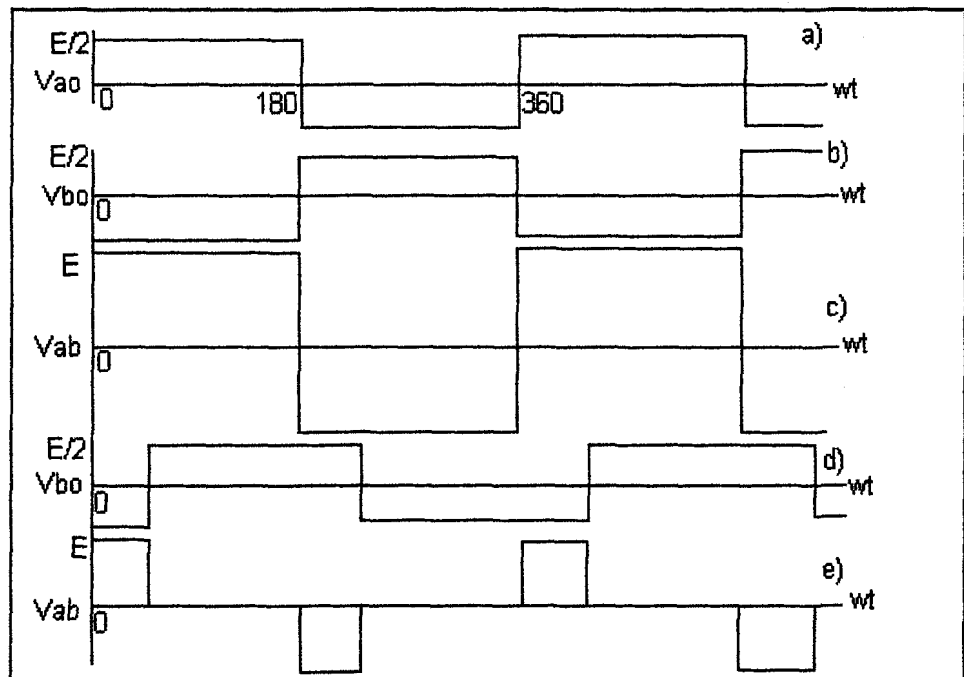


Fig. 1-34: Técnica del control de desplazamiento de fase.

Para el caso del puente monofásico constituido por dos inversores de media onda, del gráfico 1-19, los voltajes instantáneos son:

$$V_{ao} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2E}{n\pi} \text{Sen}(n\omega t) \quad (1-39)$$

$$V_{bo} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2E}{n\pi} \text{Sen}(n\omega t - \beta) \quad (1-40)$$

El voltaje de salida instantáneo corresponde a:

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \text{Sen}\left(\frac{n\beta}{2}\right) \text{Cosn}\left(\omega t - \frac{\beta}{2}\right) \quad (1-41)$$

El voltaje de salida eficaz de la fundamental queda:

$$V_1 = \frac{4E}{\sqrt{2}\pi} \text{Sen}\frac{\beta}{2} \quad (1-42)$$

En la ecuación 1-42 se observa que si se varía el ángulo de desfaseamiento (β), el voltaje de salida $V_{O(RMS)}$ también lo hace.

Este tipo de control es útil en aplicaciones de alta potencia, lo cual, es posible ubicando varios transistores en paralelo para mejorar su ganancia de corriente, ya que un elevado pico de corriente pueden destruir el BJT [3]. Si se aplican altas frecuencias de trabajo el riesgo es mayor, ya que si sobrevivió el BJT al elevado pico de corriente, no podrá soportar la disipación de potencia.



Capítulo 2

2. DISEÑO DEL MODULO DE POTENCIA.

Este trabajo de tópico esta formado por los módulos de control y de potencia, en este capítulo estudiaremos el diseño del módulo de potencia. El módulo de potencia consta de una fuente de voltaje continuo (E) que alimenta las 2 ramas del inversor tipo puente, cada una de las cuales se halla constituida por dos switches de potencia, que deben ser capaces de conducir corrientes de carga considerables y elevados voltajes; por lo tanto, tiene que estar provisto de protecciones cuyos elementos serán dimensionados en este capítulo.

2.1. Descripción General y Especificaciones del Módulo de Potencia.

El inversor monofásico utilizará como elementos de conmutación seleccionados: los transistores de potencia BJT, en configuración darlington para mejorar la ganancia de corriente, cada configuración tendrá su diodo de conmutación antiparalelo necesario para cargas

inductivas, como se muestra en la figura 1-19. Cada rama del inversor se protege por medio de redes snubber de encendido, apagado y sobrevoltaje que se encuentran integrados en un mismo circuito figura 1-18, para disminuir las pérdidas en el encendido, ayudar al apagado y proteger de sobrevoltajes, respectivamente. Además se protegerá de sobrepicos de voltaje por medio de diodos zener que recortan a un nivel seguro de voltaje evitando la destrucción de los elementos de potencia.

En los manejadores de base se ha colocado un circuito de monitoreo (R_m) para detectar sobrecorrientes, en cada camino formado por un par de switches donde circulará la corriente de carga. Se analiza con detalle la operación de esta protección en el numeral 1.3.1. El módulo de potencia ha sido diseñado y construido para que cumpla con las siguientes especificaciones:

- *Fuente dc de alimentación:* $E = 170 \text{ V.}$
- *Carga en KVA:* $S_0 = 1 \text{ KVA.}$
- *Frecuencia de Operación variable:* Desde 50 hasta 300 Hz.
- *Frecuencia máxima de conmutación*
De los elementos de potencia: $f = 3.6 \text{ KHz.}$
- *Voltaje de salida variable:* Índice de Modulación desde 0.1 a 1.
- *Corriente instantánea máxima:* $I_{\text{máx}} = 10.21 \text{ A.}$



2.2. Diseño de la Fuente de Alimentación para el Modulo de Potencia

Esta parte del equipo suministra el voltaje dc para el inversor, convirtiendo el voltaje de entrada alterno (toma 120V RMS) en una tensión prácticamente continua llamada "E" que es el voltaje dc para el modulo de potencia del inversor, se encuentra constituido por un rectificador de onda completa (tipo puente) y un filtro π (CLC) y se lo muestra en la figura 2-01.

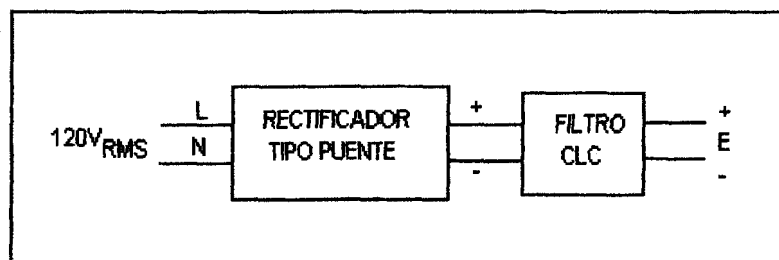


Fig. 2-01: Fuente dc para el Modulo de Potencia.

Este bloque consigue rectificar el voltaje AC en un voltaje DC y es donde se introducen componentes armónicos. Mediante el desarrollo en serie de Fourier se obtiene la expresión analítica de la onda de corriente de salida en un rectificador de onda completa. Entonces la corriente a la salida es:

$$i(t) = \text{Im} \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \sum_{k_{par} \neq 0} \frac{\cos(k\omega t)}{(k+1)(k-1)} \right] \quad (2-01)$$

En esta ecuación se observa que la frecuencia angular fundamental " ω " no aparece en la ecuación siendo " 2ω " la frecuencia mas baja en

la salida, es decir, el segundo armónico. Esto representa una notable ventaja a la hora de filtrar con efectividad la salida.

Filtro de sección en π (CLC).

Puede obtenerse una salida con un rizado muy pequeño utilizando un filtro que consta de dos condensadores separados por una inductancia, como se representa en la figura 2-02. Se utilizan si, para un transformador dado, se necesita una tensión mayor que la que puede obtenerse con un filtro en L (LC) y si se desea un factor de rizado inferior al de un filtro por condensador o de sección en L.

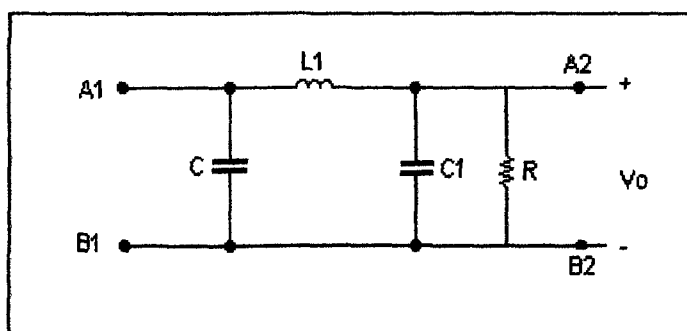


Fig. 2-02: Filtro de sección en π .

Puede comprenderse mejor el funcionamiento de un filtro de sección en π considerando la inductancia y el segundo condensador como un filtro en L que actúa sobre la onda triangular de la tensión de salida del primer condensador. Recordemos las ecuaciones de un rectificador con un filtro C:

$$V_r = \frac{I_{DC}}{2fC} \quad (2-02)$$

$$V_{r_{RMS}} = \frac{V_r}{2\sqrt{3}} \quad (2-03)$$

$$r = \frac{V_{r_{RMS}}}{V_{DC}} \quad (2-04)$$

$$V_{DC} = V_m - \frac{V_r}{2} \quad (2-05)$$

Donde : V_r : es el voltaje de rizo de pico a pico.

$V_{r_{RMS}}$: es el voltaje de rizo efectivo.

V_{DC} : es el voltaje dc en el primer capacitor "C".

F: es la frecuencia del voltaje de la toma de entrada.

V_m : es el voltaje máximo de entrada al rectificador.

La tensión de salida es, entonces, aproximadamente la del condensador de entrada "C", menos la caída de tensión continua en la inductancia ecuación 2-07. El rizado presente en esta salida se reduce por el filtro en L, las ecuaciones para dimensionar el filtro en sección π son:

$$R_L = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \quad (2-06)$$

$$V_{DC1} = V_{DC} - I_{DC}(R_{BOBINA}) \quad (2-07)$$

$$r = \frac{3300}{CC_1L_1R_L} \quad (2-08)$$

Para la ecuación 2-08 los valores de capacitancia están en μF y de inductancia en H. Si combinamos las ecuaciones 2-02, 2-03 y 2-04 obtenemos la ecuación 2-05 para dimensionar C:

$$C = \frac{1}{2\sqrt{3}(2f)r.R_L} \quad (2-09)$$

Si deseamos que $V_{DC1}=169.71$ V y la $I_{DC}=5.88$ A, entonces $R_L=28.86\Omega$ para tener un rizo del 5% tenemos que:

$$C = \frac{1}{2\sqrt{3}(2)(60)(0.05)(28.86)} = 1667.10\mu F$$

El valor fijado para C es de $C = 1500 \mu F$.

El filtro en sección π queda formado por el capacitor $C = 1500 \mu F$ como capacitor de entrada que proporciona el voltaje dc, la inductancia L_1 y el capacitor C_1 . Si la resistencia de L_1 es despreciable, entonces:

$$V_{DC1} = V_{DC} - I_{DC}(R_{L1}) = V_{DC}$$

El valor del rizo para el filtro " CL_1C_1 " dependen de los valores de L_1 y C_1 . Si escogemos un rizo de 0.05% la relación dada por la ecuación 2-08 queda expresada así:

$$L_1 = \frac{3300}{CC_1R_Lr} = \frac{3300}{600(1500)(28.86)(0.0005)} = 244mH$$

Al disponer de un capacitor $C_1=600 \mu F$ formado por dos capacitores en paralelo de $300 \mu F$ el valor de L_1 es de $L_1=0.244 H$, para lo cual se construyó una bobina de núcleo toroidal de alambre esmaltado de $L=220 mH$.

2.3. Dimensionamiento y Selección de los Dispositivos de Potencia.

Este trabajo de tópicos aplica la técnica de modulación por ancho de pulso senoidal de 2 niveles, por lo tanto, la selección de los dispositivos de potencia debería realizarse de acuerdo a esta técnica; sin embargo, tomando el peor de los casos (sin modulación senoidal $I_m=0.1$) y para simplificar el análisis se los dimensionará de acuerdo a las técnicas de control de generación de onda cuadrada de dos niveles. Calcularemos los valores de voltaje y corriente para los límites de operación, es decir, para carga resistiva R y para carga inductiva (L).

2.3.1. Técnica de control SPWM de dos Niveles con carga R.

La figura 2-03 muestra las formas de onda de voltaje y corriente en el inversor monofásico tipo puente, con carga resistiva y considerando que el voltaje de salida es una onda cuadrada de dos niveles por lo expuesto en el párrafo anterior.

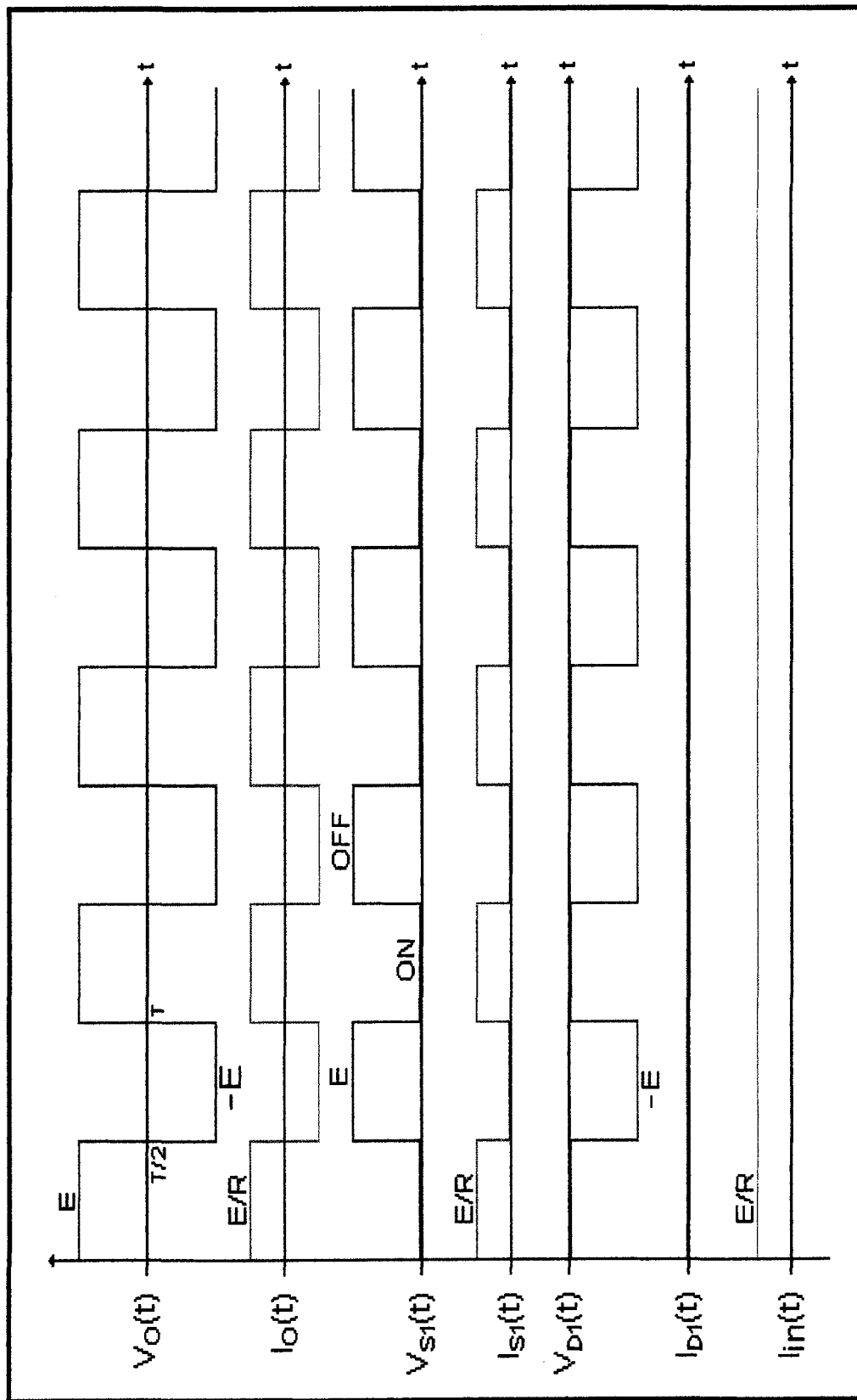


Fig. 2-03: Formas de ondas de voltaje y corriente en el inversor monofásico tipo puente, con carga resistiva.

Según las formas de onda para carga resistiva de la figura anterior podemos calcular la corriente de la carga eficaz y el valor de la resistencia:

$$\text{Voltaje de salida: } V_{O_{RMS}} = E = 169.71V$$

$$\text{Corriente de salida: } I_{O_{RMS}} = \frac{S_o}{V_{O_{RMS}}} = \frac{1KVA}{169.71V} = 5.89A.$$

$$\text{Carga resistiva: } R_{\min} = \frac{V_{O_{RMS}}}{I_{O_{RMS}}} = \frac{169.71V}{5.89A} = 28,86\Omega$$

La corriente de los switches (I_s) y de los diodos de conmutación (I_d) en dc, RMS y máxima serán:

$$I_{S_{DC}} = \frac{1}{2} I_{O_{RMS}} = 2.95A$$

$$I_{S_{RMS}} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{O_{RMS}} = 4.17A$$

$$I_{S_{MAX}} = I_{O_{RMS}} = 5.89A$$

$$I_{d_{DC}} = I_{d_{RMS}} = I_{d_{MAX}} = 0A.$$

La corriente en la entrada del inversor (I_{in}) en voltaje dc, RMS y ac son:

$$I_{in_{DC}} = I_{O_{RMS}} = 5.89A.$$

$$I_{in_{RMS}} = I_{O_{RMS}} = 5.89A.$$

$$I_{in_{AC}} = \sqrt{I_{in_{RMS}}^2 - I_{in_{DC}}^2} = 0A.$$

Se asume que la impedancia de la fuente dc es lo suficientemente baja para no tomar en cuenta el rizado de voltaje, de no ser así, las formas de onda de voltaje sufrirían modificaciones.

Los voltajes de los switches (V_s) y en los diodos de conmutación (V_d), se calculan de la siguiente manera:

$$V_{S_{DC}} = -Vd_{DC} = \frac{1}{2}E = 85V.$$

$$V_{S_{RMA}} = Vd_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}}E = 120.21V$$

$$V_{S_{MAX}} = -Vd_{MAX} = E = 170V.$$

2.3.2. Técnica de Control SPWM de Dos Niveles con Carga L.

La forma de onda de la corriente de salida con carga inductiva esta determinada por dos factores: la forma de onda del voltaje de salida y la magnitud de la impedancia de carga inductiva. La fase entre el voltaje y la corriente de salida determina la distribución de corriente entre los switches y los diodos de conmutación.

Para el inversor monofásico tipo puente con carga inductiva y onda de voltaje de salida cuadrada de dos niveles se muestran las señales de voltaje y de corriente en la carga, en los diodos y en la entrada del inversor, en la figura 2-04.

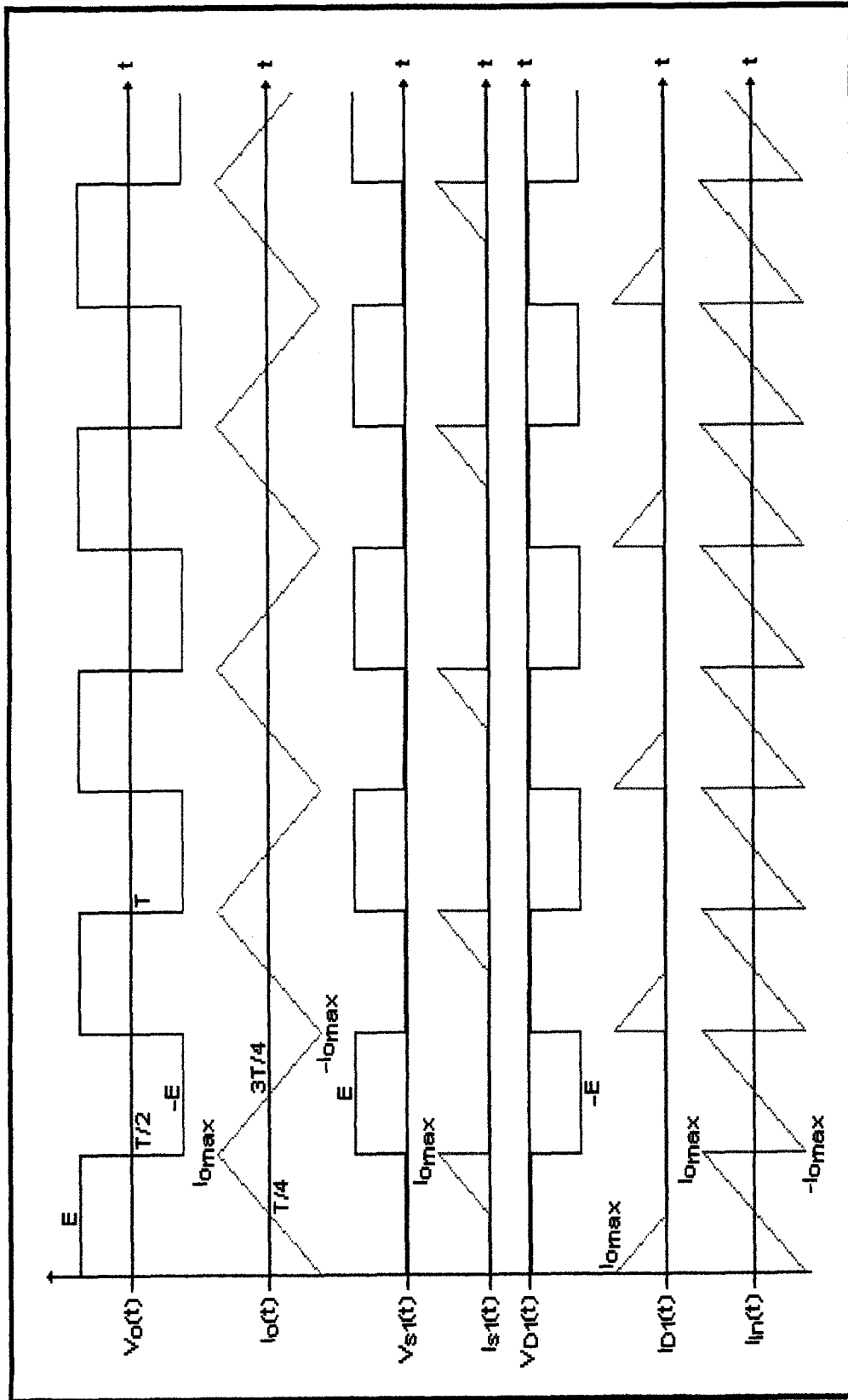


Fig. 2-04: Formas de ondas de voltaje y corriente en el inversor monofásico tipo puente, con carga inductiva.

Los cálculos teóricos de voltaje y corriente para carga inductiva de acuerdo al gráfico de la figura anterior son:

$$\text{Voltaje de salida: } V_{O_{RMS}} = 169.71V.$$

$$\text{Corriente de salida: } I_{O_{RMS}} = \frac{S_o}{V_{O_{RMS}}} = 5.89A.$$

Si analizamos la forma de onda de la corriente de carga en un período de conducción (T), notaremos que entre 0 y T/2 la corriente tiene pendiente positiva, mientras que para T/2 y T la corriente es la misma pero con pendiente negativa. Definiremos la ecuación de la forma de onda de la corriente por períodos dadas por las ecuaciones:

$$I_o(t) = \left(\frac{E}{L}\right)t - I_{O_{MAX}} \quad ; \quad 0 \leq t \leq T/2 \quad (2-10)$$

$$I_o(t) = -\left(\frac{E}{L}\right)t + I_{O_{MAX}} \quad ; \quad T/2 \leq t \leq T \quad (2-11)$$

$$T = \frac{1}{f}$$

Notemos entonces que la corriente de pico de salida es:

$$I_{O_{MAX}} = \frac{E}{4fL} \quad (2-12)$$

La relación entre $I_{O_{RMS}}$ y la $I_{O_{MAX}}$ es:

$$I_{O_{RMS}} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{O_{MAX}} \quad (2-13)$$

$$I_{O_{MAX}} = 10.21A.$$

Por lo tanto la carga inductiva debería ser:

$$X_L = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \left(\frac{E}{I_{O_{RMS}}} \right) = 26.12\Omega$$

Las corrientes para los switches (I_s) y diodos de conmutación (I_d) son:

$$I_{S_{DC}} = \frac{\sqrt{3}}{8} I_{O_{RMS}} = 1.28A$$

$$I_{S_{RMS}} = \frac{1}{2} I_{O_{RMS}} = 2.95A$$

$$I_{S_{MAX}} = I_{O_{MAX}} = \sqrt{3} I_{O_{RMS}} = 10.21A$$

$$I_{d_{DC}} = \frac{\sqrt{3}}{8} I_{O_{RMS}} = 1.28A$$

$$I_{d_{RMS}} = \frac{1}{2} I_{O_{RMS}} = 2.95A$$

$$I_{d_{MAX}} = I_{O_{MAX}} = \sqrt{3} I_{O_{RMS}} = 10.21A$$

Los voltajes que soportarán los switches (V_s) y diodos de conmutación (V_d) serán los mismos valores calculados para la carga resistiva entonces:

$$V_{S_{DC}} = -V_{d_{DC}} = \frac{1}{2} E = 84.85V.$$

$$V_{S_{RMS}} = V_{d_{RMS}} = \frac{1}{\sqrt{2}} E = 120.00V.$$

$$V_{S_{MAX}} = -V_{d_{MAX}} = E = 169.71V.$$

Las corrientes en la entrada del inversor son:

$$I_{in_{DC}} = 0A.$$

$$I_{in_{RMS}} = I_{O_{RMS}} = 5.89A.$$

$$I_{in_{AC}} = \sqrt{I_{in_{RMS}}^2 - I_{in_{DC}}^2} = 5.89A.$$

2.3.3. Selección de los Dispositivos de Potencia.

Para poder visualizar los resultados de los cálculos de voltaje y corriente para los diodos de conmutación y switches, obtenidos tanto para carga resistiva e inductiva con técnica de control SPWM de dos niveles, se los clasifica en la siguiente tabla:

PARÁMETRO	CARGA R	CARGA L
$V_{S_{DC}}$	84.85 V	84.85 V
$V_{S_{RMS}}$	120.00 V	120.00 V
$V_{S_{MAX}}$	169.71 V	169.71 V
$V_{d_{DC}}$	-84.85 V	-85.85 V
$V_{d_{RMS}}$	120.00 V	120.00 V
$V_{d_{MAX}}$	-169.71 V	169.71 V
$I_{S_{DC}}$	2.95 A	1.28 A
$I_{S_{RMS}}$	4.17 A	2.95 A
$I_{S_{MAX}}$	5.89 A	10.21 A
$I_{d_{DC}}$	0 A	1.28 A
$I_{d_{RMS}}$	0 A	2.95 A
$I_{d_{MAX}}$	0 A	10.21 A

De la tabla mostrada tenemos que escoger los valores máximos de corriente y de voltaje para los switches y diodos de conmutación, ya que estos son los valores que servirán para dimensionar los elementos de potencia que garantice la normal operación del equipo, los cuales son:

$V_{s_{DC}}$	84.85 V
$V_{s_{RMS}}$	120.00 V
$V_{s_{MAX}}$	169.71 V
$V_{d_{DC}}$	-84.85 V
$V_{d_{RMS}}$	120.00 V
$V_{d_{MAX}}$	-169.71 V
$I_{s_{DC}}$	2.95 A
$I_{s_{RMS}}$	4.17 A
$I_{s_{MAX}}$	10.21 A
$I_{d_{DC}}$	1.28 A
$I_{d_{RMS}}$	2.95 A
$I_{d_{MAX}}$	10.21 A



Cuando el índice de modulación es igual a uno el voltaje RMS en la carga es $E/\sqrt{2}$. Para elegir los elementos de potencia, escogemos un margen de seguridad del 50% de sobre-

dimensionamiento de los valores de corriente, mientras que para seleccionar los valores de voltaje, se considera el peor caso cuando los capacitores de los circuitos snubber se cargan hasta el doble de la fuente dc de voltaje; por lo tanto se sobredimensionan en aproximadamente tres veces el valor calculado por seguridad.

Por lo expuesto, los valores que se tomaran en cuenta para el dimensionamiento de los elementos de potencia, tales como, switches y diodos de conmutación serán:

SWITCHES	DIODOS DE CONMUTACIÓN
$I_{S_{DC}} = 4.43 \text{ A}$	$I_{d_{DC}} = 1.92 \text{ A}$
$I_{S_{RMS}} = 6.65 \text{ A}$	$I_{d_{RMS}} = 4.43 \text{ A}$
$I_{S_{MAX}} = 15.32 \text{ A}$	$I_{d_{MAX}} = 15.32 \text{ A}$
$V_{S_{DC}} = 254.55 \text{ V}$	$V_{d_{DC}} = -254.55 \text{ V}$
$V_{S_{RMS}} = 360.00 \text{ V}$	$V_{d_{RMS}} = 360.00 \text{ V}$
$V_{S_{MAX}} = 509.13 \text{ V}$	$V_{d_{MAX}} = -509.13 \text{ V}$

En el numeral 1.1.1. se explicó el motivo por el cual se hizo la elección de la configuración darlington con BJTs de potencia como el switch a utilizar, además la característica más

importante es que deben conmutar a una frecuencia máxima de 3.6K Hz a continuación se detalla los BJTs escogidos y los diodos de conmutación:

CONFIGURACIÓN DARLINGTON

BJT PRINCIPAL: NTE386

BJT AUXILIAR: NTE385

DIODOS DE CONMUTACIÓN: FR20-10

Las características de estos elementos se presentan en el Anexo 5.

2.4. Protecciones.

Estos circuitos fueron detallados en el numeral 1.3. y en esta sección serán dimensionados los elementos que forman parte de: las redes snubber, diodos zener, circuito contra sobrecorriente y disipador de calor.

2.4.1. Protección Contra Sobrecorriente.

El elemento utilizado para determinar si existe sobrecorriente es una resistencia de monitoreo (R_m), que se ubica en serie a continuación del emisor de la configuración darlington de los BJTs de potencia, por lo tanto, circula por ella la corriente de

colector fijando una caída de tensión. Este voltaje esta siendo siempre comparado con el voltaje V_{ref1} , determinado por la máxima corriente que puede conducir el transistor de potencia. A continuación se muestra la figura del circuito de protección contra sobrecorriente:

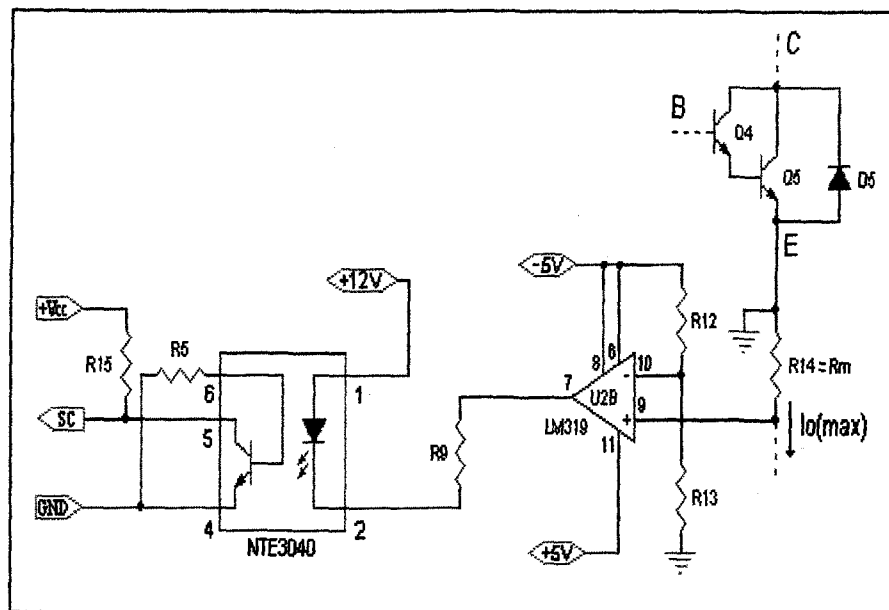


Fig. 2-05 Circuito de protección contra sobrecorrientes.

En el instante que exista sobrecorriente, la caída de voltaje en R_m será tal que a la salida del comparador (pin 12) se fija un nivel bajo de voltaje a $-5V$, entonces el optoacoplador enviará una señal al microcontrolador evitando el daño de los BJTs de potencia, pues se apagarán inmediatamente.

El valor de la resistencia de monitoreo (R_m) debe ser muy pequeño en comparación con el valor de la carga así:

$$R_m = R_{14} = 0.05 \Omega$$

La potencia de disipación máxima para R_m será:

$$P_{R_m} = I_{C_{RMS}}^2 \cdot R_m \quad (2-14)$$

Por diseño para precautelar el daño de los BJTs de potencia y no trabajar con corrientes muy grandes, tomamos el valor de la corriente de colector máxima de 6.06 A.

$$I_{C_{MAX}} = 10.21A \quad I_{C_{RMS}} = 5.89A$$

Entonces:

$$P_{R_m} = 1.73 W.$$

$$V_{ref_1} = -I_{C_{MAX}} \cdot R_m = -0.51V$$

Los valores de las resistencias en el divisor de voltaje serán:

$$R_{12} = 8.80 R_{13}$$

Por lo tanto si escogemos $R_{13} = 2k$ el valor de R_{12} será igual a 17.61k Ω entonces:

$$R_{12} = 18 k \Omega$$

$$R_{13} = 2 k. \Omega$$

Faltaría por dimensionar R_9 que permite el encendido del led del optoacoplador, que necesita 15 mA, entonces:

$$R_9 = \frac{(12V - 0.7V + 5V)}{15mA} = 1086\Omega$$

Un valor normalizado sería:

$$R_9 = 1 \text{ K } \Omega$$

El optoacoplador utilizado es el NTE 3040 se encarga de recibir la señal de sobrecorriente y enviarla al microcontrolador protegiéndolo y aislándolo del circuito. Las características de este optoacoplador se encuentran en el ANEXO 5.

El comparador utilizado es el LM319N que trabaja con altas frecuencias, el CI. Consta de 2 comparadores: el empleado en esta sección y el otro en el manejador de base del BJT de potencia analizando en el numeral 2.4 , las características de este comparador se pueden observar en el ANEXO 5. A continuación se presentan los valores para la implementación de este circuito:

$$R_{12} = 18 \text{ K } \Omega$$

$$R_{13} = 2 \text{ K } \Omega$$

$$R_9 = 1 \text{ K } \Omega$$

$$R_{14} = 0.05 \Omega$$

Optoacoplador NTE3040

Comparador de voltaje LM319N

El circuito de protección contra sobrecorriente se muestra en el ANEXO 2, de la forma que se encuentra implementado en el módulo del inversor monofásico.

2.4.2. Circuito Snubber

En el numeral 1.1.2. se estudia las áreas de operación seguras para el transistor de potencia, ya que las redes snubber permiten que el BJT de potencia trabaja en estas áreas. [3] La red snubber de encendido debe mantener a los BJTs de potencia dentro del área directa de operación segura (FBSOA), mientras que la red snubber de apagado los debe mantener dentro del área inversa de operación segura (RBSOA).

El circuito Snubber a implementar fue deducido en el numeral 1.3.2. figura 1-18 donde encontramos el grafico de este circuito y las ecuaciones que se van a utilizar, de acuerdo a la ecuación 1-16:

$$R_{Ls} = \frac{0.1E}{I_o}$$

$$I_{o_{RMS-MAX}} = 5.89 A$$

entonces:

$$I_o = 5.89 A$$

Por lo tanto:

$$R_{Ls} = 2.88\Omega$$

Utilizaremos la ecuación 1-10 para dimensionar L_s , calcularemos el valor del tiempo de apagado mínimo de los BJTs de potencia, de tal manera, que para una frecuencia de 3600 Hz y una relación de trabajo máxima del 90% obtenemos un tiempo mínimo de apagado de:

$$t_{OFF-MIN,BJT} = 27.79\mu s$$

$$L_s < \frac{t_{OFF-MIN,BJT} \cdot R_{Ls}}{2.3} = 34.79\mu s$$

Se escoge un valor grande para L_s con el fin de controlar el di/dt de la corriente, entonces se escoge:

$$L_s = 30\mu H.$$

Para la configuración darlington se asumirá un tiempo de caída de corriente, t_{f1} , igual a 1 us. ANEXO 5, así el valor de C_s dado por la ecuación 1-11:

$$C_{s1} = C_s = \frac{I_o t_{f1}}{2E} = \frac{(5.89A)(1\mu s)}{2(170V)} = 0.017\mu F$$

El valor utilizado en la implementación es:

$$C_s = 0.018\mu F / 400V$$

El valor de R_s según la ecuación 1-13 será:

$$R_s = \frac{E}{0.2 \cdot I_o} = \frac{170V}{0.2(5.89A)} = 144.06\Omega$$

El valor normalizado más próximo es:

$$R_s = 150 \Omega$$

La potencia de R_s es [3]:

$$P_{R_s} = \frac{C_s \cdot E^2 \cdot F}{2} = \frac{(0.017 \mu F)(170^2)(3600 \text{ Hz})}{2} = 0.88 \text{ W}$$

$$P_{R_s} = 0.88 \text{ W}$$

Con los datos anteriormente considerado el tiempo mínimo en estado encendido ($t_{\text{ON-MIN,BJT}}$) igual a 27.79 us, realicemos la comparación según la ecuación 1-14:

$$27.79 \text{ us} > 2.3R_s.C_s$$

$$27.79 \text{ us} > 5.63 \text{ us}$$

Según la ecuación 1-15 el cálculo de C_{ov} será:

$$C_{\text{ov}} = \frac{100.L_s.J_o^2}{E^2} = \frac{(100)(34.79 \mu H)(5.89 A)^2}{170^2} = 4.19 \mu F$$

El valor normalizado más próximo es:

$$C_{\text{ov}} = 3.5 \mu F.$$

Los diodos D_{1s} y D_{2s} son de las mismas características que los diodos de conmutación, por lo tanto, se ha escogido los diodos FR20-10, en el ANEXO 5 se pueden apreciar sus principales características.

Los valores para la implementación de este circuito son:

$$R_s = 150 \Omega / 2 \text{ W}$$

$$C_s = 0.018 \mu F / 400 \text{ V}$$

$$C_{\text{ov}} = 3.5 \mu F$$

$$L_s = 30 \text{ uH.}$$

D_{1S} y D_{2S} son FR20-10

El grafico del circuito implementado en el equipo se encuentra en el ANEXO 2.

Se recomienda para la efectividad de la red snubber, que sea esta ubicada lo más cerca posible de los elementos de potencia a proteger.

2.4.3. Diodos Zener

Dada la susceptibilidad de los BJTs de potencia a los picos de voltaje, es necesario recortar estos picos mediante la utilización de diodos zener, con lo que, logramos limitar estos voltajes a valores que no causen daños, como se había visto para el caso de los dispositivos de potencia, el voltaje zener se sobredimensiona aproximadamente tres veces el valor de la fuente; por lo tanto, el voltaje zener será 450V. Si utilizaran tres diodos zener en serie de 150 V/ 5 W.

Diodos zener de 150 V; 5 W = 1N5383A

El ANEXO 2 muestra la forma como se conectan los diodos zener.

2.4.4. Disipadores de Calor

Aunque no existen fórmulas fijas de diseño que proporcionen las especificaciones de los disipadores para una determinada aplicación, existen varias reglas sencillas que permiten reducir el tiempo requerido para establecer el mejor diseño para un trabajo particular. Estas reglas sencillas son:

- La superficie del disipador debe ser lo más grande posible para permitir la máxima transferencia de calor.
- La superficie del disipador debe tener un valor de emisividad cercano a la unidad para obtener una transferencia de calor por radiación óptima. Se obtienen mejores resultados cuando el disipador tiene un acabado negro mate.
- La conductividad térmica del material del disipador debe ser tal que no se establezcan gradientes térmicos excesivos a través del disipador.
- Para lograr una eficiente disipación de calor, debe existir un contacto íntimo entre el disipador y por lo menos la mitad de la base de la cápsula. Si se emplea montaje mecánico (no se recomienda soldadura para los

transistores), se tiene que utilizar grasa-silicona entre el dispositivo y el disipador para eliminar los huecos superficiales, impedir el aumento del aislamiento debido a la oxidación y facilitar la conducción del calor a través de la superficie de contacto.

- La resistencia térmica del disipador puede reducirse al mínimo utilizando un material de alta conductividad, como el cobre o el aluminio.
- Finalmente, los factores económicos son también importantes en la selección de los disipadores. Frecuentemente es más económico utilizar un disipador con varios dispositivos de potencia adecuadamente colocados que utilizar un disipador para cada dispositivo.

Teniendo en cuenta estas reglas se han escogido disipadores de aluminio, tan grandes como ha sido posible y con aletas para mejorar la disipación. En cada disipador se montan mecánicamente por medio de tornillos dos BJTs de potencia en configuración darlington. Para evitar problemas de ruido en el cableado los disipadores se montan directamente sobre los respectivos circuitos impresos. Entre las carcasas de los BJTs de potencia y los disipadores se coloca grasa-siliconada de tal

manera que se prevenga los puntos calientes que aparecen debido a las irregularidades presentes en el área de contacto.

El área de contacto es extremadamente importante para minimizar la resistencia térmica. Las superficies deben ser planas, lisas y libres de polvo, corrosión y óxido.

Para tener una mejor disipación de calor, el equipo cuenta con rejillas de ventilación que ayudan a evacuar el aire caliente, permitiendo una disipación de calor aceptable para el equipo.

Capítulo 3

3. DISEÑO DEL MÓDULO DE CONTROL

La implementación del inversor monofásico tipo puente ha sido realizada mediante el microcontrolador 87C52 de la familia INTEL, el cual ha sido programado para aplicar la técnica de control de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) de dos niveles. El microcontrolador nos proporciona la forma de onda para el control con los tiempos correctos para la conmutación de los transistores de potencia en configuración darlington.

3.1. Requerimientos del Módulo de control.

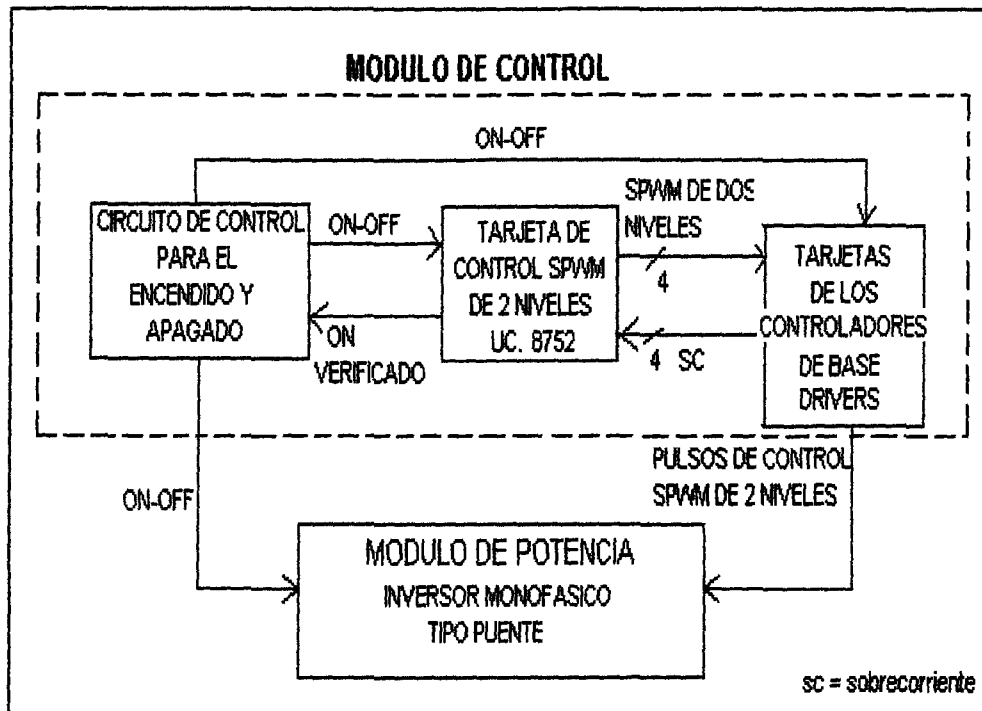


Fig. 3-01: Diagrama de bloques del módulo de control.

- Un encendido secuencial de protección.
- Manipulación del equipo mediante circuitos de señalización y mando que permiten la comunicación con el inversor implementado.
- Conmutación de los BJTs de potencia por la técnica de control SPWM de dos niveles.
- Puesta en marcha y paro del módulo de potencia con el tipo de carga seleccionada.
- Apagado secuencial de protección.

3.2. Circuito de Control para el Encendido y Apagado del Inversor Monofásico.

La importancia de este bloque de control es notoria al momento de necesitar un encendido que cumpla con el siguiente orden secuencial:

1. La tarjeta de control SPWM que contiene el microcontrolador debe ser energizada, una vez estabilizadas las salidas del microcontrolador, activará la bobina de un relé que garantice el encendido del microcontrolador.
2. El relé activado debe energizar las cuatro tarjetas controladoras de base para obtener las cuatro señales de control B_1 , B_2 , B_3 y B_4 .
3. Con el módulo de control encendido el módulo de potencia puede entrar en funcionamiento con la carga seleccionada.
4. El módulo de potencia podrá ser conectado y desconectado con su respectiva carga de la fuente dc (E), sin afectar el funcionamiento del módulo de control.
5. El momento de apagar el inversor el primer módulo en ser apagado es el de potencia y finalmente el módulo de control.

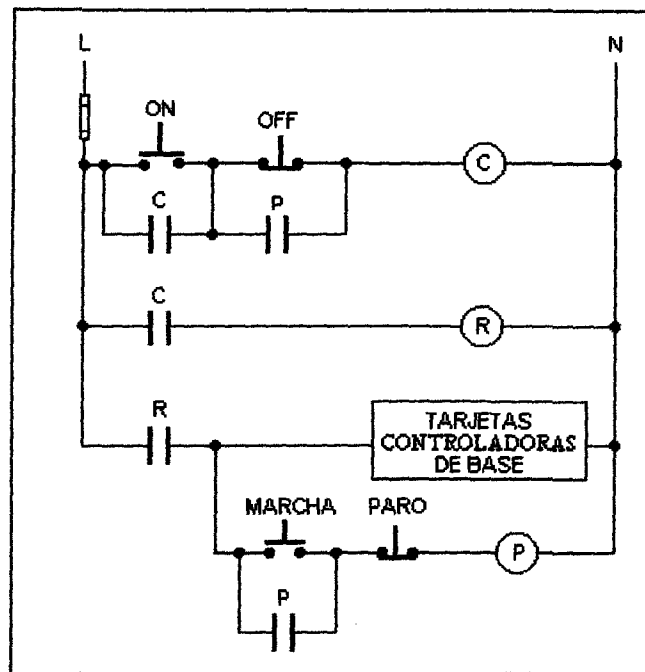


Fig. 3-02: Circuito de control para el encendido y apagado del inversor monofásico.

En la figura 3-2 se presenta el circuito de control implementado para el encendido y apagado del inversor, su análisis se llevará a cabo con la identificación de cada uno de los elementos del circuito:

- ON:** Botonera normalmente abierta para el encendido del módulo Control.
- OFF:** Botonera normalmente cerrada para el apagado del módulo de control y del inversor.
- C :** Relé auxiliar con dos contactos normalmente abiertos, permite el encendido de la tarjeta de control SPWM.

R: Relé con un contacto normalmente abierto ubicado en la tarjeta de control SPWM, permite el encendido de las cuatro tarjetas manejadoras de base y habilita la posibilidad de encender el módulo de potencia.

MARCHA: Botonera normalmente abierta, al ser pulsada conecta la fuente dc (E) al módulo de potencia.

PARO: Botonera normalmente cerrada que desconecta la fuente dc (E) del módulo de potencia.

P : Bobina de un contactor cuyo contacto normalmente abierto permite conectar la fuente dc al módulo de potencia.

Funcionamiento del Circuito de Control de Encendido y Apagado.

La botonera ON al ser pulsada permite energizar la bobina del relé C cuyo contacto realiza el enclavamiento que deja energizado este relé y a su vez por su segundo contacto energiza las tarjetas de control SPWM y por consiguiente el encendido del relé R. La energización del relé R permite por medio de su contacto normalmente abierto el encendido de las cuatro tarjetas manejadoras de base con sus respectivos indicadores (leds) y deja lista la opción de conectar el módulo de potencia.

Encendido el módulo de control el módulo de potencia con la carga seleccionada puede entrar en funcionamiento el momento de pulsar la botonera MARCHA que energiza la bobina del contactor P cuyos contactos normalmente abiertos permiten enclavar la excitación de la bobina P, conectar la fuente dc al módulo de potencia con la carga seleccionada mediante uno de sus contactos normalmente abierto y enclavar la energización de la bobina del relé "C" consiguiendo que aunque se aplaste la botonera OFF el módulo de control no se apague hasta que se realice lo correcto, que será apagar el módulo de potencia desenergizando "P" por la botonera PARO y pulsando OFF que apagará el inversor.

Note que con el módulo de control encendido usted podrá dar marcha y paro al módulo de potencia las veces necesarias hasta que decida apagar el inversor primeramente desenergizando el módulo de potencia y finalmente el módulo de control.

3.3. Tarjeta de Control SPWM de Dos Niveles.

El circuito de la tarjeta de control SPWM de dos niveles se encuentra graficada en el ANEXO 2 donde podemos visualizar las entradas y salidas con su respectivo circuito de señalización y mando, en esta sección explicaremos cada una de ellas:

REINICIAR: Botonera normalmente abierta (NO.) conectada al pin 9 del microcontrolador, cada vez que sea necesario resetear el equipo, se pulsará la botonera reiniciar que envía una señal de nivel alto de voltaje (+Vcc) con lo cual es activada mediante la programación del microcontrolador.

FRECUENCIA: Es una entrada activada mediante una botonera (NO) conectada al pin 10 del microcontrolador, normalmente existe un nivel alto de voltaje (+Vcc) presente en esta entrada, pero, al pulsar la botonera frecuencia se envía una señal de nivel bajo de voltaje (GND) con la que se activa según la programación del microcontrolador. Esta botonera de mando juega un papel importante en el momento de seleccionar una frecuencia de trabajo, tendrá que ser pulsada cada vez que se desee hacer un cambio en la frecuencia de operación y se puede verificar si esta listo para el cambio si el led de valor aceptado se apaga, debe seleccionar la frecuencia deseada con las botoneras sube y baja seguida de la botonera aceptar.

INDICE DE MODULACIÓN: Entrada activada por una botonera NO, conectada al pin 11 del microcontrolador. Cuando no es presionada existe un nivel alto de voltaje (+Vcc) en esta entrada, al ser pulsada la botonera índice de modulación se envía una señal de nivel bajo



(GND), activándose la entrada por la programación en el microcontrolador. Esta botonera de mando permite seleccionar el índice de modulación de trabajo y debe ser presionada cada vez que se desee cambiar el índice de modulación de operación, fijará el valor deseado por medio de las botoneras sube y baja seguida de la botonera aceptar.

SUBE: Es una entrada con botonera NO. Conectada al pin 15 del microcontrolador, esta entrada tiene un nivel alto de voltaje (+Vcc) cuando el equipo esta en operación y por más que sea pulsada esta botonera de mando no estará habilitada hasta que se pulse previamente o la botonera frecuencia o la botonera índice de modulación que habilita la botonera SUBE. Si se encuentra habilitada al ser pulsada se envía un nivel bajo (GND) hacia el microcontrolador incrementando en 50 Hz si escogió cambiar frecuencia o en 0.1 si escogió cambiar índice de modulación.

BAJA: Entrada activada por botonera (NO), conectada en el pin 13 del microcontrolador, esta entrada tiene un nivel alto (+Vcc) cuando el inversor esta trabajando y no podrá realizar ningún cambio, hasta que sea habilitada al ser pulsada ya sea la botonera frecuencia o la botonera índice de modulación. Si baja está habilitada cada pulsación envía un nivel bajo de voltaje (GND) hacia el

microcontrolador disminuyendo en 5 Hz si escogió cambiar frecuencia o en 0.1 si escogió cambiar índice de modulación, seguido de la botonera aceptar para fijar el nuevo valor de operación, caso contrario el cambio de valor no se realizará.

ACEPTAR: Entrada que se activa por una botonera (NO), conectada al pin 14 del microcontrolador . En operación normal el inversor en esta entrada tiene un nivel alto de voltaje (+Vcc) y al ser pulsada envía un nivel bajo (GND) que activa esta entrada por programación en el microcontrolador. Esta botonera de mando tiene que ser pulsada cada vez que se realice un cambio en frecuencia o en índice de modulación, de no ser así, el cambio no se efectúa y el led de valor aceptado no enciende.

SPWM1 y SPWM2: Salida del microcontrolador por el pin 1, posee la señal de control por ancho de pulso senoidal de dos niveles para los switches S_1 y S_2 . Esta señal pasa por dos inversores para tener la misma señal de salida del microcontrolador, pero, con mayor capacidad de corriente, será el inverso de PWM3 y PWM4.

SPWM3 y SPWM4: Es una salida enviada del pin 2 del microcontrolador, tiene la señal de control por ancho de pulso senoidal de dos niveles para los switches 3 y 4, de igual manera que el caso anterior debe pasar por 2 inversores para obtener la misma

señal de salida del microcontrolador, pero, con mayor capacidad de corriente, será el inverso de PWM1 Y PWM2.

SC1, SC2, SC3 y SC4: Son entradas enviadas de su respectiva tarjeta manejadora de base que al ingresar a la tarjeta de control pasan por el integrado 74LS21 que es una puerta AND que envía un nivel bajo de voltaje (GND) al microcontrolador que mediante programación activa la señal de sobrecorriente ordenando apagar los BJTs de potencia , encendiendo el led de sobrecorriente y encerrando los displays de frecuencia e índice de modulación.

CA1 y CA2: Son salidas de la tarjeta de control que pertenecen a los terminales de un contacto (NO), este contacto es de un relé activado por el pin 4 del microcontrolador que pasa por un inversor para tener un nivel alto de voltaje (+Vcc) y mayor capacidad de corriente en serie con una resistencia que gobierna la conmutación de la bobina del relé de este contacto. El contacto CA1 y CA2 garantizan que el microcontrolador este funcionando, es decir, que el módulo de control pueda comandar el módulo de potencia.

Vcc y GND: Entradas de la tarjeta de control SPWM, son los terminales de una fuente de +5V que polariza el microcontrolador y proporciona los niveles de voltaje TTL para pulsadores, leds y displays.

Los displays utilizados para indicar frecuencia e índice de modulación son ánodo común y su respectivo manejador es el 74LS47.

3.3.1. Fuente para la Tarjeta de control SPWM.

Para dimensionar los elementos de la fuente regulada +5V de la tarjeta de control SPWM que proporciona el voltaje para todos los elementos de esta tarjeta incluido el microcontrolador, por lo tanto necesitamos a la entrada del regulador un voltaje mínimo de +8V condición que debemos cumplir para el correcto funcionamiento del regulador (diferencia de voltaje entre la entrada y la salida +3V). Utilizaremos las ecuaciones 2-02, 2-03, 2-04 y 2-05 para el calculo de los elementos del rectificador y filtro necesarios.

Escogemos un factor de rizo del 5%, un voltaje V_{DC} de 9V y una corriente de 1A, entonces el voltaje de rizo de pico a pico y la resistencia de carga serán:

$$V_r = \%Fr \cdot (2\sqrt{3}) \cdot (V_{DC}) = 0.05 \cdot (2\sqrt{3}) \cdot (9) = 1.55V$$

$$R_L = \frac{9V}{1A} = 9\Omega$$

Entonces los voltajes máximos y mínimos del rizo son:

$$V_{\max} = 9V + 0.775V = 9.775V$$

$$V_{\min} = 9V - 0.775V = 8.225V$$

El ángulo en el cual el capacitor empieza a conducir es:

$$\omega t_1 = \text{Sen}^{-1}\left(\frac{8.225}{9.775}\right) = 57.29^\circ$$

El tiempo en el que empieza a conducir el capacitor será:

$$t_1 = \frac{0.999}{2\pi 60} = 2.6499 \text{mseg.}$$

Entonces el tiempo de conducción de los diodos y de carga del capacitor son T_1 y el tiempo de descarga del capacitor es T_2 así:

$$T_1 = \frac{1}{4}\left(\frac{1}{f}\right) - t_1 = 0.25 \cdot (1.66 \times 10^{-2}) - 2.6499 \times 10^{-3} = 1.5167 \text{mseg.}$$

$$T_2 = \frac{T}{2} - T_1 = 6.8166 \text{mseg}$$

El valor del capacitor que me asegure el voltaje deseado será:

$$C = \frac{T_2}{R \cdot \text{Ln}\left(\frac{9.775}{8.225}\right)} = 4387 \mu\text{F.}$$

El valor del capacitor normalizado ubicado en la fuente fue de $C=6800 \mu\text{F}$. El voltaje de pico en el secundario del transformador es:

$$V_{P_{SEC}} = 9.775 + 2 \cdot (0.7) = 11.175 \text{V}$$

$$I_{pico_{DIODO}} = \frac{I_{DC} T}{2T_1} = 5.494 \text{A}$$

Entonces los valores de los elementos escogidos son:

Capacitor de 6800 μF .

Transformador de 120V:9V / 1A.

Diodos con voltaje inverso de 9V y de 5.494 A de pico

Regulador de +5V escogido : 7805

3.3.2. Breve descripción del microcontrolador 87C52 de INTEL.

En la figura 3-03 se muestra la arquitectura básica del microcontrolador 8752, que nos da una idea del hardware asociado al μc necesario para la descripción del mismo.

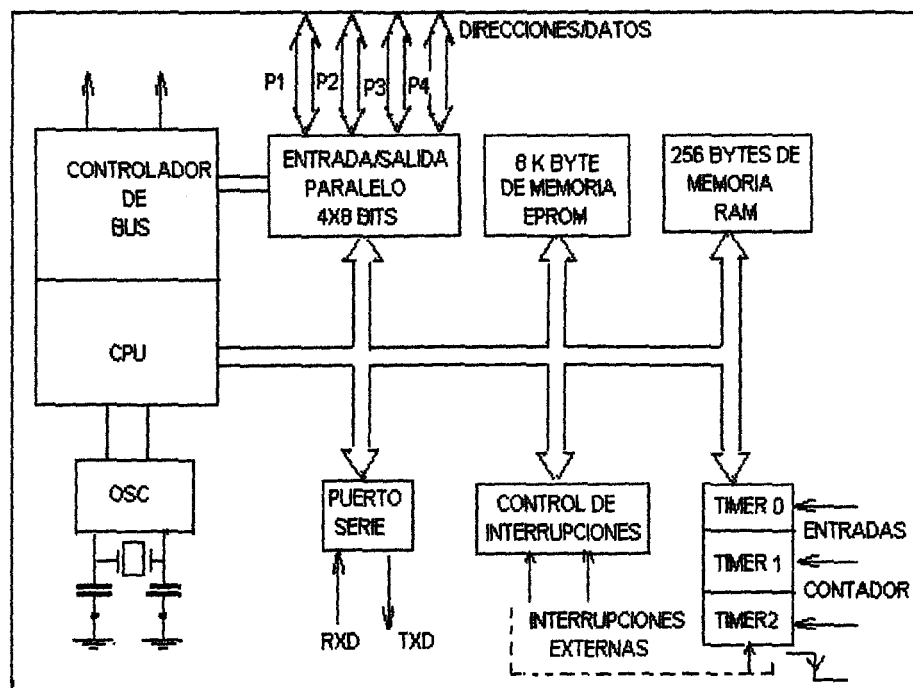


Fig. 3-03: Arquitectura del microcontrolador 87C52.

A continuación se menciona las características generales del microcontrolador 8752:

- CPU de 8 bits optimo para aplicaciones de control
- Un procesador booleano, ofrece la capacidad de realizar operaciones a nivel de bits.
- 256 bytes de memoria interna RAM útil para el usuario y 384 bytes en total considerando el área de los registros especiales (SFR).
- 8K bytes de memoria interna EPROM.
- Espacio de memoria de 64K bytes para programa externo.
- Espacio de memoria de 64K bytes para datos externos.
- 32 líneas bidireccionales de entrada y salida (I/O).
- Contiene 3 contadores-temporizadores (timers).
- Comunicación asincrónica full-duplex.
- Oscilador interno.
- 6 fuentes de interrupciones con niveles de prioridad.
 - 2 interrupciones externas.
 - 3 interrupciones de los timers.
 - 1 interrupción de la comunicación serie.

El manejo de los tiempos se realiza a través de una frecuencia de reloj que dependerá del oscilador a utilizar. Los pines 18 y 19 del microcontrolador son destinados para este fin, así el pin 18 (XTAL2) y el pin 19 (XTAL1) son la entrada y la salida,

respectivamente de un amplificador inversor que puede ser configurado para su uso como un chip oscilador figura 3-04. Se puede utilizar indistintamente un cristal de cuarzo o un resonador cerámico.

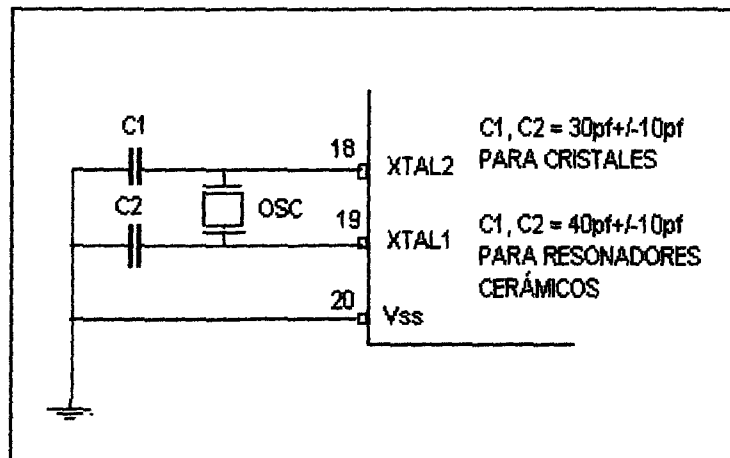


Fig. 3-04: Configuración utilizada con cristal de cuarzo o resonador cerámico.

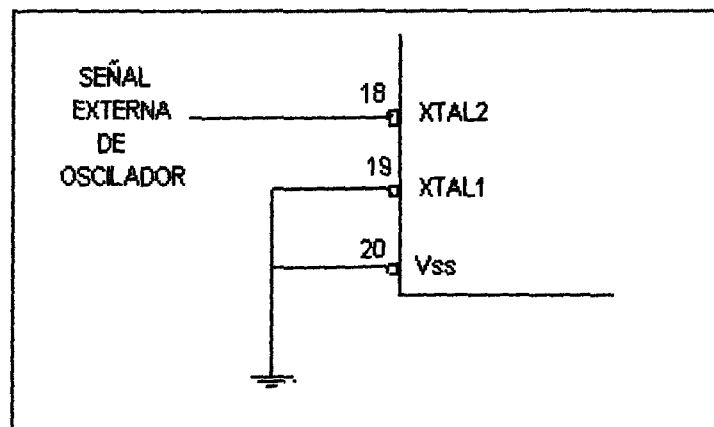


Fig. 3-05: Configuración utilizada con señal externa de oscilador.

Para que el microcontrolador sea conducido por un reloj externo, se debe conectar la entrada de reloj como se indica en la figura 3-05.

Para este proyecto se escogió la primera opción, a continuación ilustremos como se maneja los tiempos de acuerdo a la frecuencia de reloj seleccionada.

Ciclo de Máquina

Un ciclo de máquina, para este microcontrolador, consiste en una secuencia de 6 "estados", nombrados S1 a S6. Cada estado está formado por dos periodos de la señal de reloj que se denominan "fases" ($fase_1$ y $fase_2$).

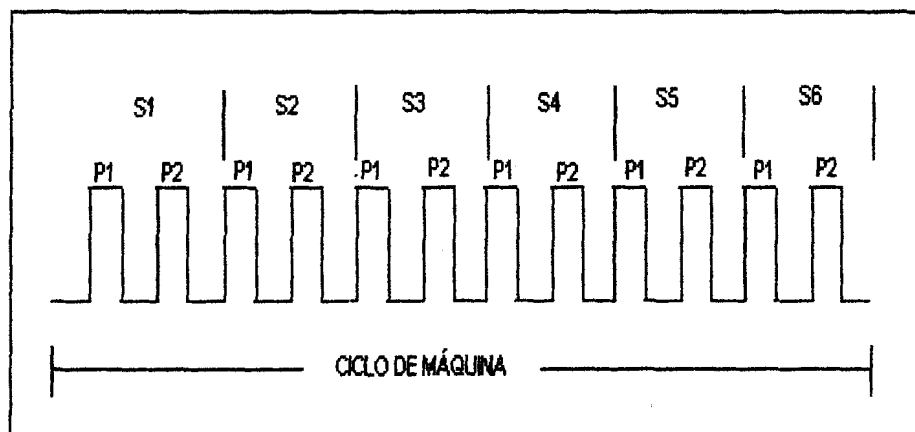


Fig. 3-06: Ciclo de Máquina para el microcontrolador 87C52.

Teniendo en cuenta que cada ciclo de máquina tiene 12 periodos (6 estados por 2 fases), si el oscilador genera una

señal de "reloj" de una frecuencia de 12 Mhz la duración del ciclo de máquina será de 1u seg. Figura 3-06.

Para este proyecto de tópico se seleccionó un cristal de 24 MHz, que brinda los tiempos correctos para la frecuencia de trabajo del inversor de 0.5 us por ciclo de máquina.

3.4. Circuitos de Control de Base.

En el numeral 1.2.1. figura 1-09 se propuso el circuito de control de base que se ha desarrollado en la figura 2-04, el gráfico muestra el circuito de control para cada configuración darlington con transistores de potencia y sus respectivas fuentes de polarización.

Existen fuentes de +5V y -5V para poder controlar las bases de los transistores Q_2 y Q_3 y porque se recomienda para la fuente negativa un voltaje ligeramente menor que el voltaje de ruptura B-E del BJT de potencia. Además se escoge una fuente negativa principalmente porque ayuda al apagado del transistor de potencia, al absorber la corriente de base logra que las capacitancias parásitas se descarguen rápidamente. La fuente de +12V fue implementada para poder conducir la mayor cantidad de corriente hacia la base de la configuración de los BJTs de potencia; de esta manera se logra

que el BJT de potencia que maneja la carga se sature rápidamente, a tal punto que las pérdidas dinámicas sean mínimas:

3.4.1. Circuito Controlador de Base para los BJTs de Potencia.

La forma de onda para la corriente de base de la configuración darlington de potencia se muestra en la figura 2-05. [3] Los factores que determinan la corriente directa de base, I_{B4} son:

- La ganancia
- El voltaje de saturación
- La velocidad de conmutación y
- La capacidad de cortocircuito.

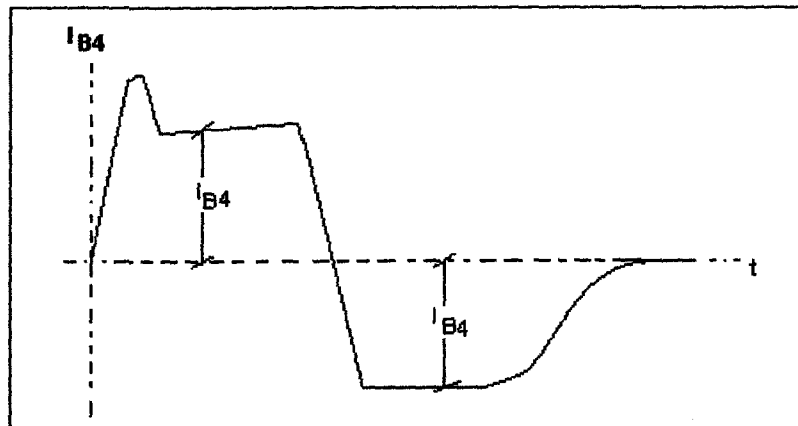


Fig. 3-07: Forma de onda típica de la corriente de base para la configuración darlington de potencia.

El sobre-pico observado en la figura 3-07 reduce el tiempo y las pérdidas en el encendido, pero, no es aceptable en

circuitos que emplean redes snubber de encendido para limitar el di/dt .

Para diseñar el circuito de control de base se toman en consideración los siguientes datos: la corriente a través de la configuración darlington: $I_c = 5.89 \text{ A}$ y la ganancia de corriente de los BJTs de potencia : $\beta_{Q4} = 8$ y $\beta_{Q5} = 10$.

El límite inferior [5] de I_{B4} está determinado por la ganancia de corriente del dispositivo de potencia. Cuando se utiliza BJTs de potencia operando en conmutación, la corriente directa de base es generalmente seleccionada por la ecuación:

$$I_{B4} = (1.5 \text{ a } 2.0) \left(\frac{I_c}{\beta} \right) \quad (3-1)$$

En esta ecuación β es la mínima ganancia de corriente. La ganancia de corriente para la configuración darlington de BJTs de potencia será calculada por la ecuación 1-3 entonces:

$$\beta_{Q4Q5} = \beta_{Q4} \cdot \beta_{Q5} + \beta_{Q4} + \beta_{Q5} = 98$$

Con esta ganancia equivalente se calculará el valor de I_{B4} :

$$I_{B4} = 2 \left(\frac{I_c}{\beta_{Q4Q5}} \right) = 120.20 \text{ mA}$$

La operación de los transistores Q_1 y Q_2 figura 2-04 conectados en configuración darlington mejoran su capacidad

de corriente y trabajan en la región activa normal (RAN) para rápidas conmutaciones. El ANEXO 5 muestra las especificaciones para Q₁ y Q₂.

Dado que el transistor Q₂ debería conducir la corriente I_{B1}:

$$I_{CQ2} = I_{B4}$$

Se debe cumplir que:

$$R_{11} = \frac{12V - V_{CEQ2} - V_{BE(on)(Q4Q5)}}{I_{B4}}$$

donde:

$$V_{CEQ2} \approx 2V(RAN)$$

$$V_{BE(on)Q4Q5} \approx 1.5V$$

por lo tanto:

$$R_{11} = 70.72 \Omega$$

$$P_{R11,PICO} = I_{B4}^2 \cdot R_{11} = 1.02W$$

Para minimizar las pérdidas en conducción [3], es conveniente incrementar I_{B4} para minimizar V_{CEsat} del BJT de potencia principal (Q5). En la práctica, el límite superior de I_{B4} ocurre cuando el V_{CEsatQ5} no se reduce significativamente, operando a la máxima corriente de colector. Para incrementar I_{B1}, se tiene que reducir el valor de R₁₁; por lo tanto:

$$R_{11} = 68 \Omega / 10 W$$

Las desventajas de incrementar I_{B1} es que compromete la capacidad de cortocircuito y alarga el tiempo de almacenamiento (ts).

La elección del comparador de voltaje CI: LM319N se realiza porque presenta una salida con flancos prácticamente perpendiculares y permite obtener la corriente negativa I_{B2} , consiguiendo que los tiempos de encendido y apagado sean los más pequeños posibles. Este CI. Consta de dos comparadores, uno se utiliza en el circuito manejador de base, mientras que el otro en el circuito de protección contra sobrecorrientes (numeral 2.3.1.). Las salidas de este comparador de voltaje son de colector abierto y sus especificaciones se pueden observar en el ANEXO 5.



Si aplicamos la ecuación 1-3 para la configuración darlington formado por los transistores Q_1 y Q_2 , obtenemos una ganancia igual a 440, aplicando la ecuación que relaciona la corriente de colector y de base tenemos que la corriente de base para Q_1 es:

$$I_{B1} = \frac{I_{CQ2}}{440} = \frac{I_{BA}}{440} = 0.273mA$$

Para poder establecer una corriente en la base del transistor Q_1 se fija el voltaje en la base mediante la salida de colector

abierto del comparador del CI. LM319N. Esta salida necesita de una resistencia R_{10} , por donde circulará aproximadamente la corriente de base de Q_1 (I_{BQ1}) que según el cálculo anterior es de 0.273 mA, entonces:

$$R_{10} = \frac{12V - V_{BE(ON)Q1} - V_{BE(ON)Q2} - V_{BE(ON)Q4Q5}}{0.273mA}$$

donde:

$$V_{BE(ON)Q2} = V_{BE(ON)Q1} \approx 0.6V$$

$$R_{10} = 34065.93 \Omega$$

Este es el valor teórico para R_{10} , para asegurar la saturación de esta configuración darlington escogemos el siguiente valor:

$$R_{10} = 39 K \Omega$$

Para obtener la corriente de base inversa de los transistores de potencia se utiliza el transistor Q_3 cuyas especificaciones se pueden observar en el ANEXO 5. Esta corriente permite reducir los tiempos de almacenamiento y de caída de corriente.

Como protección del microcontrolador se utiliza un optoacoplador, elemento que aísla la parte de control de la de potencia y que tendría que trabajar a la frecuencia máxima de operación de los BJTs de potencia igual a 3.6 kHz. El optoacoplador que cumple, con estos requerimientos es el

NTE3087, sus principales características se encuentran en el ANEXO 5.

La salida del optoacoplador es de colector abierto y opera con niveles de voltaje TTL, haciendo necesaria la presencia de una resistencia externa R_6 para conseguir el nivel de voltaje alto:

$$R_6 = \frac{5V}{I_{R6}}$$

donde:

$$I_{R6} \approx 10mA.$$

entonces:

$$R_6 = 500 \Omega$$

Llamemos a V^+ del comparador el voltaje V_{ref2} y a V^- el voltaje V_{ref3} que son las entradas del comparador. Los valores de operación del NTE3087 para un voltaje alto en la salida apaga el dispositivo de potencia y un nivel bajo los enciende.

Sea:

$$V_{ref2} = 2.5 V$$

Por lo tanto en el divisor de voltaje entre R_7 y R_8 tendría que darse:

$$R_7 = R_8$$

Entonces:

$$R_7 = R_8 = 10 k \Omega$$

El microcontrolador envía señales en niveles de voltaje TTL al circuito de mando, necesitando una resistencia R_1 que asegure el encendido del led del optoacoplador ($\approx 15mA$), así:

$$R_1 = \frac{5V - 0.7V}{15mA} = 287\Omega$$

Un valor normalizado próximo es:

$$R_1 = 270 \Omega$$

El ANEXO 2 muestra el circuito controlador de base implementado en el equipo. A continuación se muestran los valores dimensionados para el controlador de base:

$$R_1 = 270 \Omega$$

$$Q_1 = 2N3904$$

$$R_6 = 560 \Omega$$

$$Q_2 = \text{NEC D362}$$

$$R_7 = 10 \text{ k } \Omega$$

$$Q_3 = 2N2907A$$

$$R_8 = 10 \text{ k } \Omega$$

$$R_{10} = 3.9 \text{ k } \Omega$$

$$R_{11} = 68 \Omega$$

Optoacoplador NTE3087

Comparador de voltajes LM319N

3.4.2. Fuentes de Voltaje para el Circuito Controlador de Base.

El Transformador de voltaje reduce el voltaje de 110 V_{RMS} /60Hz a 18 V_{RMS} con tap central que permite tener los voltajes

de 9 V_{RMS} necesarios para el diseño de las fuentes de +12V, +5V y -5V. La cantidad de corriente demandada por el controlador de base es en su mayor parte la corriente de base de Q_4 que es mucho menor a 1 A, por lo tanto, el transformador es :

Transformador: 110V/18V con tap central, 1 A.

Una vez reducido el voltaje se procede a rectificarlo utilizando un rectificador de onda completa formado por los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4 que deben soportar un voltaje pico inverso mayor que 12 V y una corriente mayor que 1 A, siendo seleccionados los diodos 1N4007 cuyas características cumplen los requerimientos.

La filtración del voltaje esta a cargo de C_1 y C_2 , si calculamos el valor de C_1 usaremos la ecuación:

$$C_1 = \frac{1}{2\sqrt{3} \cdot R_{L1} \cdot f_1 \cdot r_1}$$

de donde:

$$R_{L1} = V_{O_{DC}} / I_{O_{DC}}$$

$$V_{O_{DC}} = 12 \text{ V} = \text{voltaje DC en C1}$$

$$I_{O_{DC}} \approx I_{B1} = 1 \text{ A corriente DC en C1}$$

$$f_1 = 120 \text{ Hz (rectificador de onda completa)}$$

r_1 = rizado de voltaje en C_1

entonces:

$$R_{L1} = \frac{12V}{1A} = 12\Omega$$

Si la fuente no va a ser regulado debemos considerar una regulación de voltaje de $r_1 < 10\%$ de esta forma:

$$C_1 = \frac{1}{2\sqrt{3} \cdot (12)(120)(0.1)} = 2004.68 \mu F$$

Entonces:

$$C_1 = 2200 \mu F .$$

Para calcular el capacitor C_2 utilizaremos la ecuación:

$$C_2 = \frac{1}{2\sqrt{3} \cdot R_{L2} \cdot f_2 r_2}$$

donde:

$$R_{L2} = \frac{-12V}{-1A} = 12\Omega$$

Para el capacitor C_2 que es utilizado solo para obtener la fuente de $-5V$, que es regulada por medio de un diodo zener se considerará un rizado mayor que para C_1 , el valor escogido es $r_2 = 15\%$, entonces C_2 será:

$$C_2 = \frac{1}{2\sqrt{3} \cdot (12) \cdot (120)(0.15)} = 1336.46 \mu F$$

Así:

$$C_2 = 1000 \mu F$$

De esta forma se ha obtenido la fuente de +12V para la polarización de los elementos que poseen salidas de colector abierto, tanto para los optoacopladores como para los comparadores, otra razón válida es que se puede entregar la cantidad de corriente necesaria en la base del transistor Q₄. De igual manera se puede aprovechar la existencia de este voltaje +12V para realizar las fuentes +5V y -5V.

Se puede obtener +5V y -5V produciendo una caída de voltaje por medio de resistencias R₃ y R₄, su dimensionamiento depende del voltaje en sus terminales y de la corriente que la atraviesa. Cada una de las fuentes posee una corriente de consumo aproximado de 20 mA, de esta manera los valores de R₃ y R₄ esta dado por:

$$R_3 = R_4 = \frac{12V - V_z}{(I_{consumo} + I_z)}$$

donde:

$$V_z = 5.1 V$$

$$I_{consumo} \text{ aproximadamente } 20 \text{ mA}$$

$$I_z = 10 \text{ mA}$$

Por lo tanto:

$$R_3 = R_4 = 230 \Omega$$

Un valor normalizado próximo será:

$$R_3 = R_4 = 220\Omega$$

La regulación del voltaje para las fuentes de +5V y -5V lo realizan los diodos zener; D_6 , que deben ser de 5.1V y 1W; por lo cual han sido escogidos los diodos zener 1N4733A que cumplen con estas características.

La presencia de los capacitores C_3 y C_4 es necesaria para filtrar el rizado que se produce al introducir la señal de control de frecuencia 3.6 kHz. Dado que filtran la misma frecuencia y los valores de voltaje DC son iguales (+5V y -5V), los dos capacitores son de igual valor $C_3 = C_4$, entonces se debe cumplir que:

$$X_{C3} \ll R_{L3}, \text{ a } f_s = 3.6 \text{ kHz}$$

$$R_{L3} = \frac{5V}{I_{CONSUMO}} = 250\Omega$$

$$X_{C3} = \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot C_s}$$

$$C_3 \gg \frac{1}{2\pi \cdot (3600\text{Hz}) \cdot (250\Omega)}$$

$$C_3 \gg 5.65 \mu F$$

así:

$$C_3 = C_4 = 10 \mu F$$

Entonces los valores implementados en las fuentes necesarias para el circuito controlador de base del equipo ANEXO 2 son:

$$R_3 = 220\Omega$$

$$R_4 = 220\Omega$$

$$C_1 = 2200 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 1000 \mu\text{F}$$

$$C_3 = 10 \mu\text{F}$$

$$C_4 = 10 \mu\text{F}$$

4 diodos 1N4007

Diodos zener: D_{z1} 1N4733 5.1V; 1W

D_{z2} 1N4733 5.1V; 1W

Transformador = 110V / 18V, tap central; 20VA

3.4.3 Tarjetas de los Controladores de Base.

El microcontrolador se encuentra aislado de los circuitos controladores de base y por ende del módulo de potencia, utilizando un optoacoplador (NTE3087), que recibe la señal del microcontrolador (señal SPWM de dos niveles) y la envía al circuito controlador de base. Este circuito recibe la señal SPWM y la convierte en los niveles correctos de voltaje y de corriente necesarios para realizar la conmutación de los BJTs de potencia.

Cada tarjeta de circuito de control (driver) posee 10 terminales de las cuales 7 son de control y 3 de potencia. A continuación se enumera los siete terminales de control y los 3 de potencia:

C1: terminal 1 del transformador de aislamiento

C2: terminal del tap central del transformador de aislamiento.

C3: terminal 2 del transformador de aislamiento.

C4: +5V de la fuente regulada del microcontrolador.

C5: señal SPWM de dos niveles del microcontrolador.

C6: salida de detección de sobrecorriente.

C7: GND de la fuente regulada del microcontrolador

P1: Terminal del colector de la configuración darlington, entrada de la corriente de carga.

P2: Terminal del emisor de la configuración darlington, salida de la corriente de carga.

P3: Terminal para las redes snubbers de protección.

De los terminales de control seis son entradas y la única salida de control es C₆ para cada driver que envía las señales de protección contra sobrecorriente que previamente pasó por un optoacoplador NTE3040 para aislar esta señal del circuito controlador de base y de la parte de potencia del microcontrolador ANEXO 2 (diagramas de los circuitos de

control de base para las tarjetas 1, 2, 3, y 4), que se encargará de enviar las señales de apagado de todos los elementos de potencia. El terminal C_5 recepta las señales SPWM enviadas desde el microcontrolador y pasan por el optoacoplador (NTE3087) que aísla el microcontrolador del circuito de control de base.

Las señales C_1 , C_2 , y C_3 pertenecen a los terminales del secundario del transformador, donde C_1 y C_3 son las líneas y C_2 es el tap central. Este transformador proporciona el voltaje AC necesario para la realización de las fuentes de polarización (+12V, +5V y -5V) de los elementos del circuito manejador de base, cada circuito de mando tiene su propio transformador ya que las fuentes deben proveer su propia referencia aislada para cada tarjeta de los circuitos controladores de base.

Los terminales C_4 y C_7 pertenecen a la fuente regulada de polarización del microcontrolador y de todos los elementos del circuito de mando y de señalización tales como pulsadores, displays, leds, etc. que permiten el ingreso de datos y la presentación de los parámetros escogidos para el funcionamiento. Un relé es activado cada vez que se encienda el microcontrolador indicándonos cuando se estabilizan las

salidas del microcontrolador. Este relé es normalmente abierto y permite que el módulo de potencia pueda entrar en funcionamiento.

Los tres terminales de potencia son utilizados para las protecciones tales como: redes snubber y protección contra sobrecorriente, el terminal P_1 es por donde va a ingresar la corriente de carga que van a pasar en primera instancia por L_s que pertenece tanto para la red de encendido como para la de sobrevoltaje y R_s que pertenece a la red snubber de encendido. El terminal P_2 es por donde sale la corriente de la carga que previamente pasa por R_m que es la resistencia de monitoreo contra sobrecorriente.

Finalmente tenemos a P_3 que es uno de los terminales de Cov que pertenece a la red snubber de sobrevoltaje y que va conectada a tierra. Hay que tomar en cuenta que solo las tarjetas de los circuitos de mando para los switches 1 y 3 posee redes snubbers de protección de sobrevoltaje y de encendido, ya que cualquiera que sea la pareja de switches (S_1 con S_2 y S_3 con S_4) que estén funcionando, están protegidos los dos caminos de la corriente de carga, por lo tanto las tarjetas de los circuitos manejadores de base de los

switches 2 y 4 que no poseen las redes snubber de sobrevoltaje, de encendido y apagado los terminales P_2 y P_3 son los mismos, ver ANEXO 2.

3.5. Descripción y Diagrama de Bloques del Software de Control.

3.5.1. Descripción del Software de Control.

Los pines 1 y 2 son los dos primeros bits del puerto uno (p1.0 y p1.1) del microcontrolador y poseen las dos señales de control por modulación de ancho de pulso . El pin p1.0 luego de pasar por dos inversores para mejorar la capacidad de corriente y mantener su lógica se convierte en los dos terminales SPWM1 y SPWM2 que son enviadas a la tarjeta de control de base 1 y 2 respectivamente para generar B_1 y B_2 que son las señales de control de base para cada configuración darlington. El mismo procedimiento se repite para el pin p1.1 que se convierte en los terminales SPWM3 y SPWM4 que son enviadas a las tarjetas de control de base 3 y 4 para generar B_3 y B_4 .

La señal de sobrecorriente son enviadas desde cada tarjeta de control de base y son recibidas en los terminales SC_1 , SC_2 , SC_3 y SC_4 de la tarjeta de control SPWM , estas entran a un

CI 74LS21 que es una puerta AND de 4 pines de entrada y cuya salida (pin 6) es la señal de sobrecorriente conectada al pin 12 del microcontrolador, siendo esta la entrada de interrupción externa INT0 del microcontrolador. Cada ocasión que se recibe un nivel bajo TTL se activará la interrupción de sobrecorriente apagando el módulo de potencia, encerrando los displays y encendiendo el led de sobrecorriente.

En las figuras del numeral 4.3.1 se muestran las señales SPWM1 y SPWM4 para varios valores de frecuencia y de índice de modulación, los cursores muestran los períodos de las ondas con los cuales se puede verificar la exactitud de la frecuencia de operación en comparación con los valores mostrados en los displays, que se indican en el pie del gráfico.

Para evitar el riesgo de posibles cortocircuitos en una rama S_1 y S_4 ó S_3 y S_2 figura 1-19, se genera una zona muerta mediante software, que además ayudará a disminuir las pérdidas de conmutación. La zona muerta figura 3-08 es un tiempo en el que las señales de control SPWM1 Y SPWM4 permanecen en alto, es decir una orden de apagado, recordemos que un alto de SPWM al entrar en la tarjeta de

control de base se convierte en una orden de apagado y el caso contrario una orden de encendido, revisar conexiones.

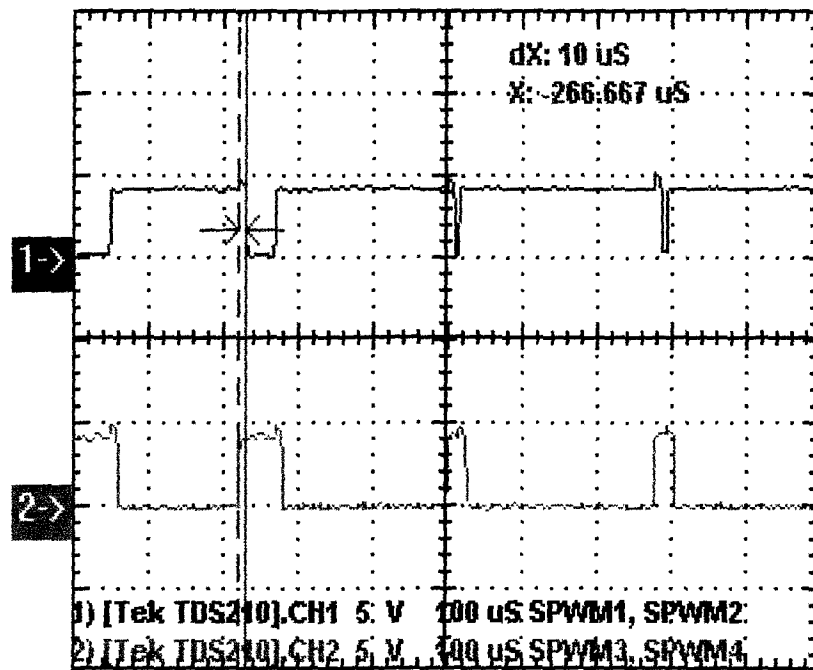


Fig. 3-08: Demostración y medición del tiempo muerto.

De esta forma si SPWM1 esta en un nivel bajo y SPWM4 en alto, para producirse el cambio deberán pasar los dos en alto durante un tiempo muerto de 10.5 useg, para que SPWM4 pase a nivel bajo. El valor utilizado para el tiempo muerto fue establecido mediante pruebas experimentales.

El módulo de control permite variar el índice de modulación desde 0.1 hasta 1 en pasos de 0.1 y la frecuencia desde 50 Hz hasta 300Hz en pasos de 5 Hz. Esto implica que la frecuencia de la modulante será de 50 Hz hasta 300 Hz y la

frecuencia de la portadora sería desde 600 Hz hasta 3600 Hz, debido al valor de índice de frecuencia de 12 escogido para el proyecto.

La fórmula utilizada para establecer los tiempos de permanencia en alto para SPWM1 y SPWM4 se obtiene mediante la siguiente fórmula:

$$\alpha = (1 + \text{Im} \cdot \text{Sen}\theta) \cdot \frac{T_p}{2} \quad (3-2)$$

Para saber los valores de θ para reemplazar en la fórmula debemos dividir los 360° que conforman la modulante para 12 que es el índice de frecuencia, obteniendo 30° que es el valor de un período de la portadora, para el primer medio ciclo de la portadora la modulante es menor mientras que en el segundo medio ciclo la modulante es mayor, durante este tiempo debe haber un pulso positivo de duración “a” ecuación 3-2, por lo tanto, los ángulos a reemplazar serán: 15° , 45° , 75° , 105° , 135° , 165° , 195° , 225° , 285° , 315° y 345° estos ángulos serán los mismos para cualquier frecuencia de operación.

Para realizar las operaciones de la ecuación 3-2, dicha ecuación ha sido ajustada para incluir el tiempo muerto, el valor del índice de modulación entre 1 y 10 (índice real por

10) en pasos de 1 , ya que en el programa no se pueden incluir números decimales y el valor de T_p que debe ser deducido para el valor de frecuencia de operación incluyendo el tiempo muerto , considerando que la frecuencia varía desde 10 hasta 60 en pasos de 1 (frecuencia real para 5). De esta forma la ecuación que utiliza el software para la generación de los tiempos de encendido para las configuraciones darlington, que tiene una exactitud de 16 bits mas significativos de los 32 bits de la ecuación 3-3:

$$a = \underbrace{\left[(1 + \text{Im. Sen } \theta) \frac{5000}{2} \right]}_1 \underbrace{\left[\left(\frac{1310720}{3F} - 576.7168 \right) \right]}_2 \quad (3-3)$$

El software implementa 5 tablas que son: tabla patrón, tabla "frec_perodo", "tabla1", tabla "displayfrec" y tabla "displayind", los procedimientos "actualiza tabla1" y "multiplicación" y la subrutina de interrupción cuando exista sobrecorriente. La tabla patrón contiene el primer factor de la multiplicación de la ecuación 3-3, la tabla frec_perodo contiene el segundo factor y finalmente el resultado de "a" será guardado en tabla1 que entonces contiene los tiempos que deben pasar en alto SPWM1 y SPWM4.

Tabla Patrón

Esta tabla se encuentra definida en la memoria EPROM del microcontrolador, para cada valor de índice de modulación le corresponde doce bytes; es decir, seis valores de 16 bits, entonces el primer valor se encuentra en la dirección #tabla patrón y el último en la dirección #tabla patrón + 77H.

Tabla Frecuencia-período

Esta tabla se encuentra definida en la memoria de programa del microcontrolador y posee la conversión del valor de frecuencia real a un factor multiplicador proporcional al período, contiene 61 valores de 16 bits y el primer valor se encuentra en la posición #frecuenciaperiodo+14 H, ya que los primeros valores son nada más de relleno para facilitar el acceso a los valores por Ej.: si deseo llegar al valor que le corresponde a una frecuencia de 20 Hz buscará el contenido de la dirección #frecuenciaperiodo + 40d .

Tabla 1

Se encuentra en la memoria de datos del microcontrolador y contiene valores dados en ciclos de máquina de 16 bits que

deben ser cargados en el timer 1, contiene 24 valores que son la duración en ciclos de maquina de los doce pulsos que deben estar encendido p1.0 y los 12 pulsos que deben estar encendido p1.1, por lo tanto contiene 48 bytes de memoria. El valor inicial se encuentra en la posición 40H y la última en la 6FH de la memoria RAM.

Cada vez que se escoja un nuevo valor de frecuencia o de índice de modulación, el programa principal llama al procedimiento actualiza tabla 1 para llenarla con los nuevos valores de operación, debido a que los valores de una onda seno son repetitivos por su simetría las multiplicaciones entre los dos factores de la ecuación 3-3 se reducen a solo 6 veces por período.

Descripción del Programa Principal

El programa principal empieza definiendo las direcciones en la memoria RAM para los valores que se debe ingresar, tales como la frecuencia, índice de modulación, etc. por medio de etiquetas y las direcciones de ciertos valores (variables internas) que se necesitan en el programa, de esta forma cuando deseemos saber aquellos valores simplemente recordaremos el nombre de la etiqueta. La subrutina

interrupción se encuentra definida en la dirección 03H de la memoria eprom, esta interrupción entra en funcionamiento cuando la señal de sobrecorriente haya sido activada procediendo a apagar el modulo de potencia, el led de valor aceptado y encendiendo los displays.

Debemos programar el modo de trabajo del timer1 como un temporizador de 16 bits, la interrupción externa INTO programada por flanco, mientras que los valores de frecuencia y de índice de modulación se inician con 10 (índice de modulación real por 10 y frecuencia real para 5). Los valores iniciales de operación son mostrados en los displays, cada valor que puede tomar la frecuencia se encuentra decodificada en la tabla displayfrec, de igual manera sucede con el índice de modulación que se encuentra decodificada en la tabla displayind, la primera tabla contiene 61 bytes y la segunda 10 bytes de memoria respectivamente.

El lazo infinito inv99 es el que envía las señales SPWM a las tarjetas controladores de base, es aquí donde se debe tomar en cuenta el tiempo que tarda la ejecución de las instrucciones seteando p1.1 y p1.0 (apagado de las configuraciones darlington), parando el timer1 y cargándolo

con el valor que corresponde a tener un nivel bajo en p1.0 (encendido de las configuraciones darlington 1 y 2) que se encuentra en la primera dirección de tabla 1, cuyo valor es el que tiene que cargarse en el timer para llegar a 65536d, es decir, el valor cargado en el timers es el 65536d menos el valor de encendido. De esta manera si ya se ha cumplido el tiempo muerto se habilita el timer que empieza el conteo enviando un bajo por p1.0.

Las operaciones descritas en el párrafo anterior se realizan 24 veces, pero con diferentes tiempos para p1.0 y p1.1, para cada valor de tabla1 que contiene los 12 tiempos de encendido de p1.0 y los 12 tiempos de p1.1. Al finalizar revisará la botonera para verificar si ha sido seleccionado algún cambio, de no ser así seguirá en el lazo anterior, caso contrario, se lee el valor seleccionado y una vez aceptado se llena la tabla con los nuevos valores por medio del procedimiento actualiza tabla1 y se repite lo anteriormente descrito para los nuevos valores.

3.5.2. Diagrama de Bloques del Software de Control.

Según la descripción del software realizado en el numeral anteriores, se puede deducir el siguiente diagrama de bloques que sintetiza el software de control en la figura 3-09.

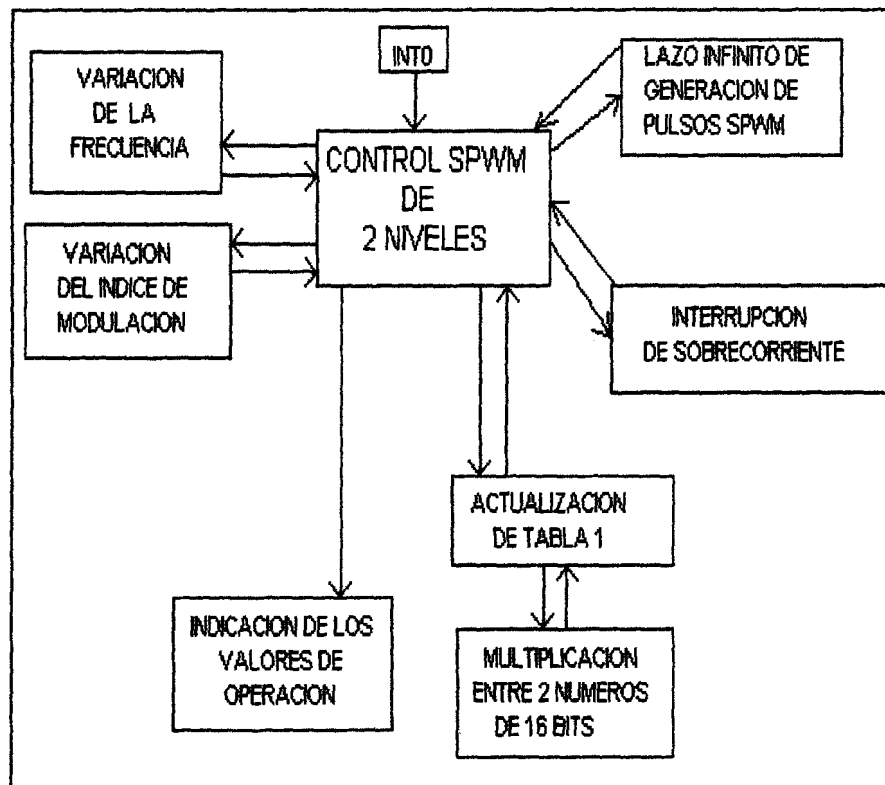
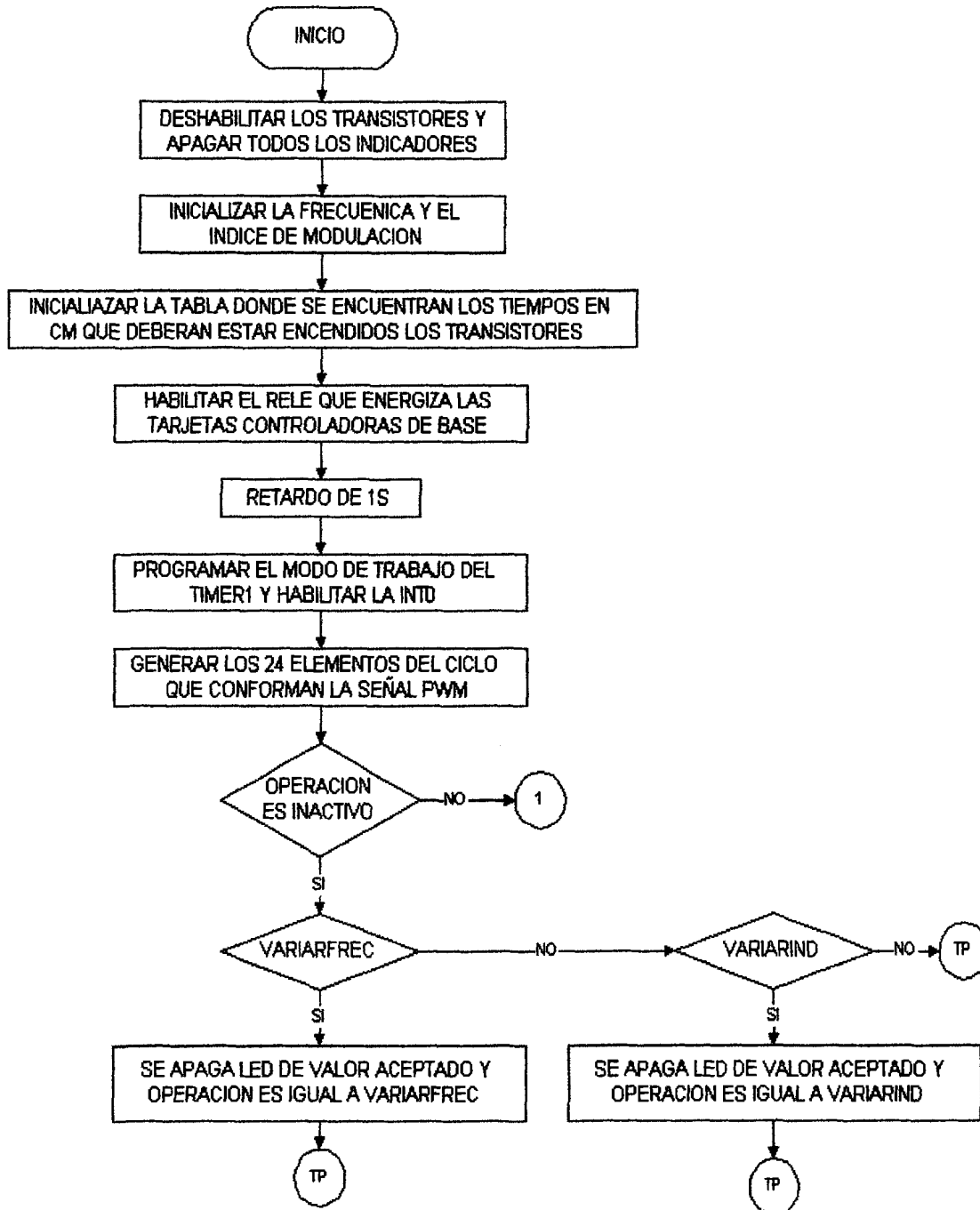
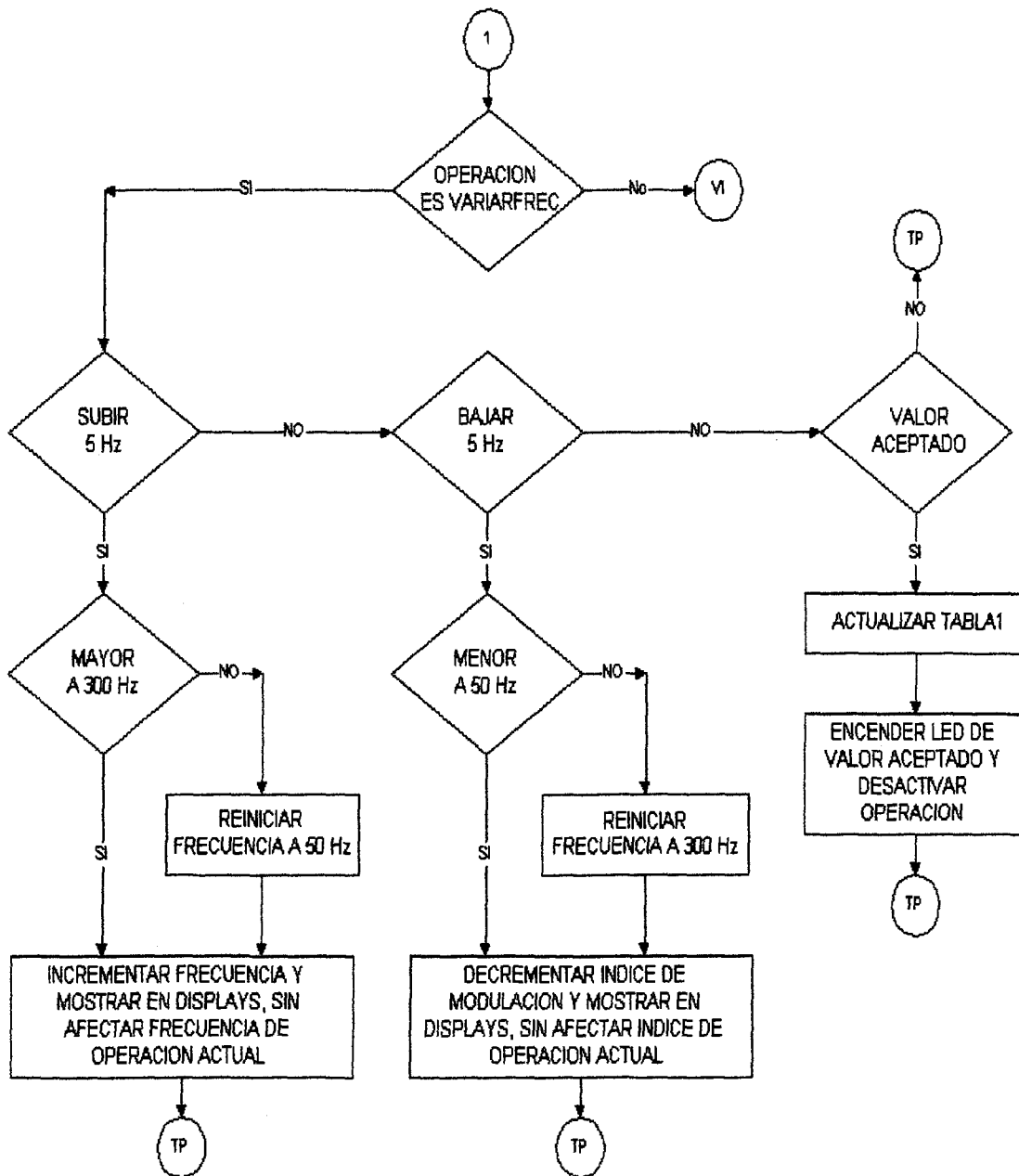
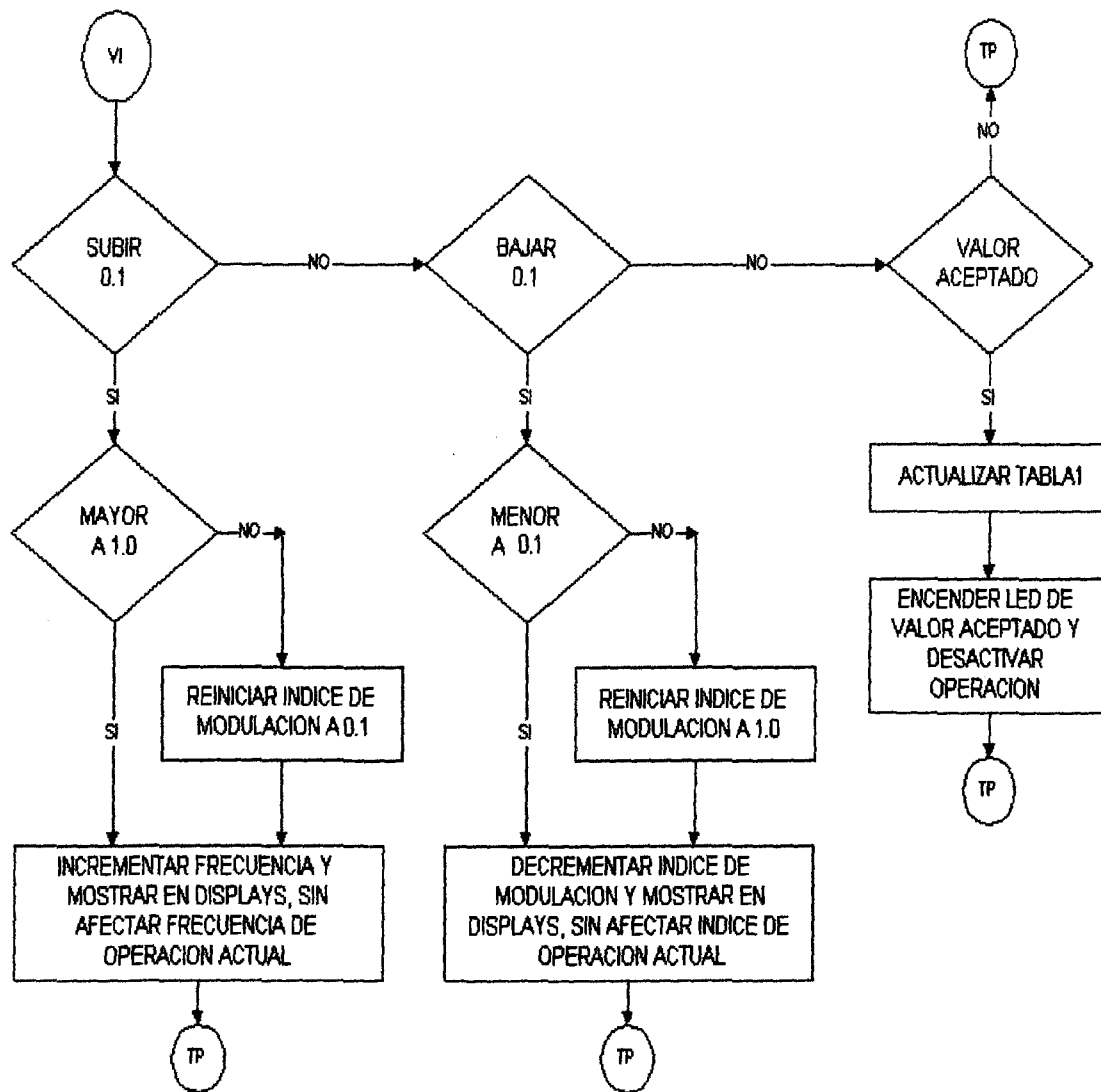


Fig. 3-09: Diagrama de Bloques del Software de Control.

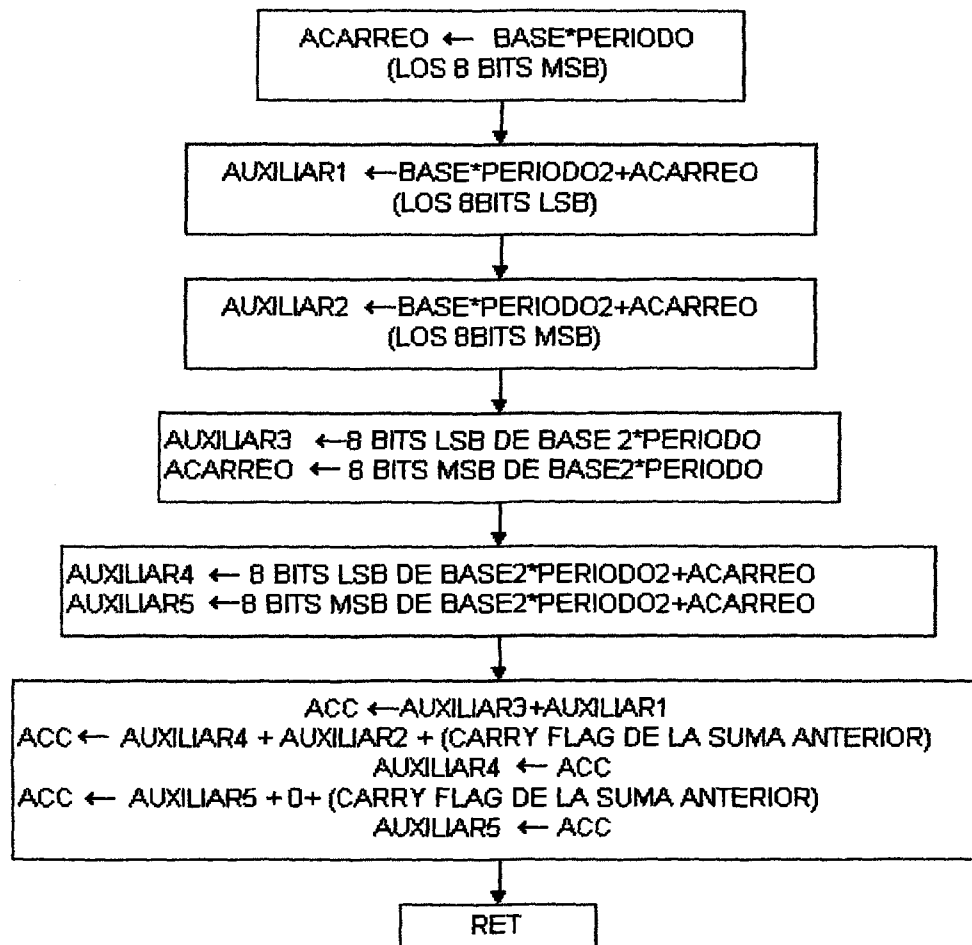
3.5.3. Diagrama de Flujo del Software de Control.



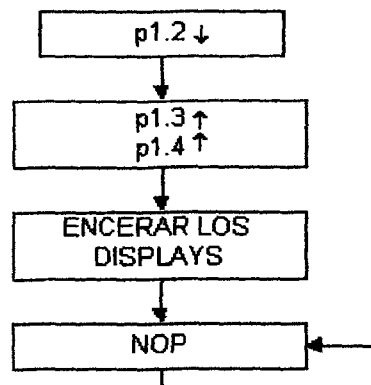




PROCEDIMIENTO MULTIPLICA



SUBROUTINA DE INTERRUPCIÓN (la que comienza en la dirección 03h del programa)



Capítulo 4

4.PRUEBAS Y RESULTADOS.

Una vez implementado el inversor se realizará pruebas con diferentes tipos de cargas, donde se podrá variar los parámetros conocidos como frecuencia e índice de modulación, con la finalidad de tomar datos que ayudarán a interpretar las características de operación del inversor monofásico. Estos datos serán útiles par sacar conclusiones del comportamiento del inversor con cada una de las cargas.

4.1. Características Dinámicas de Conmutación del Inversor.

Los elementos de conmutación escogidos se indican en el numeral 2.2.3, estos BJTs son switches de alta velocidad de operación, característica necesaria para conmutar en el rango de diseño. Sus

característica necesaria para conmutar en el rango de diseño. Sus tiempos de conmutación se muestran en el ANEXO 5, pero determinaremos estos valores realizando una prueba experimental.

Las características dinámicas del inversor serán determinadas utilizando un osciloscopio TEKTRONIX TDS-210, con el cual se capturarán las señales de análisis para este trabajo de tópicos. Las señales a tomar con este objetivo serán las formas de onda de: el voltaje colector-emisor y de la corriente de colector para la configuración darlington con BJTs de potencia. En las figuras que se presentan a continuación se puede determinar los tiempos de retardo en el encendido y en el apagado, así como las características en estado transitorio como el sobrepico de voltaje.

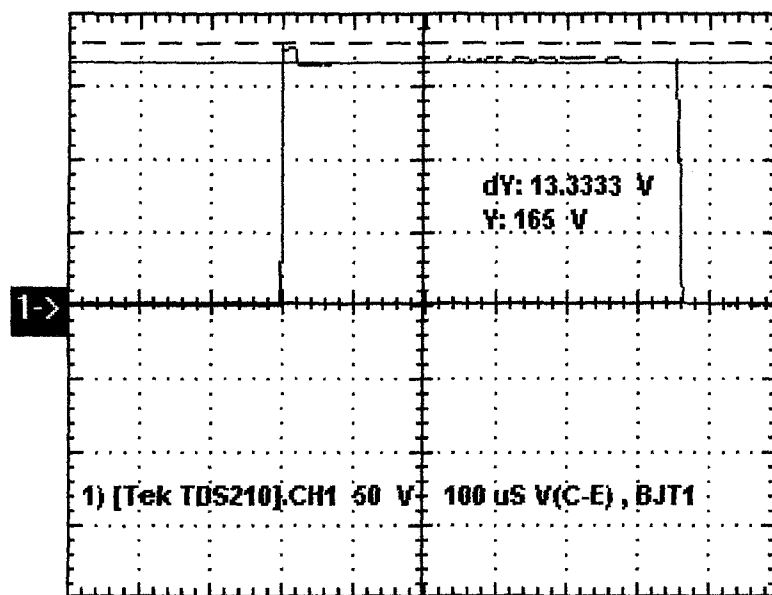


Fig. 4-01: Voltaje Colector-Emisor, sobrepico de voltaje en el encendido de la configuración darlington.

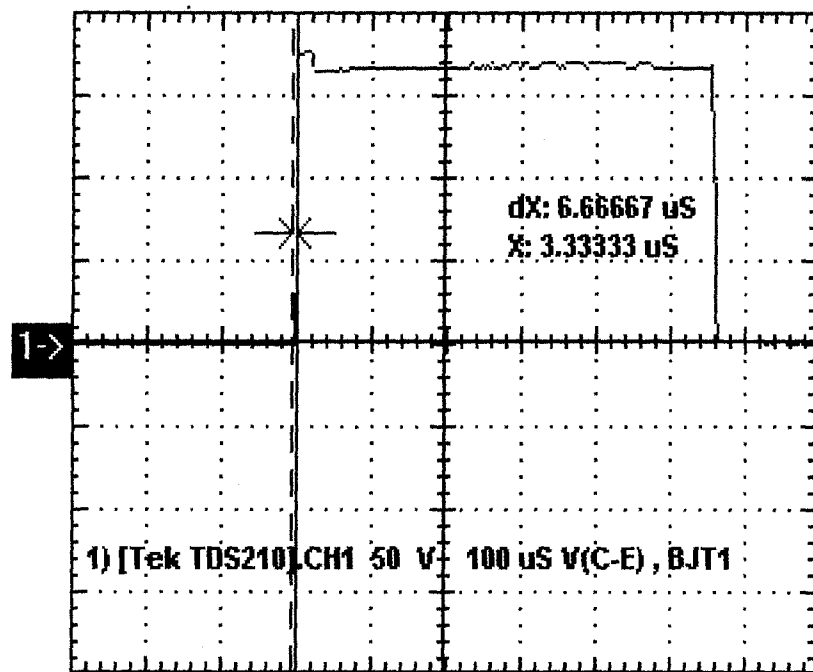


Fig. 4-02: Voltaje Colector-Emisor, tiempo de encendido de la configuración Darlington .

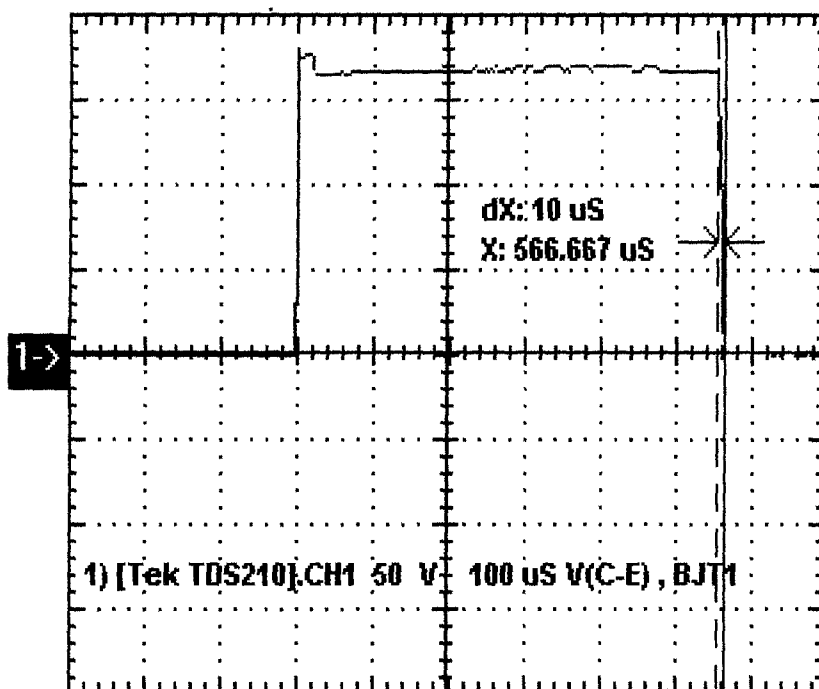


Fig. 4-03: Voltaje Colector-Emisor, tiempo de apagado de la configuración Darlington .

4.2. Operación del Módulo de Control.

En el ANEXO 3 en la foto 11 se puede observar el diseño gráfico del módulo del inversor (portada) en funcionamiento con el control programado y los parámetros de trabajo aceptados, en esta foto observamos el circuito de control de encendido y apagado (lado central izquierdo), el módulo de la tarjeta de control SPWM de dos niveles (parte superior central) y el bloque controlador de base (parte superior derecha), cada bloque con sus respectivos elementos de mando y de señalización. También podemos observar el módulo de potencia con el diagrama del inversor monofásico (toda la parte inferior de la portada del módulo del inversor).

La foto 1 en el ANEXO 3 muestra el estado de los elementos de señalización cuando el módulo de control recién ha sido encendido, con valores de índice de modulación $I_m = 1.0$ y frecuencia $f = 50$ Hz, mientras que el led central (tarjeta de control SPWM) indica que los parámetros mostrados están aceptados como valores actuales de operación y los leds del lado derecho (tarjetas manejadoras de base) indican que están en funcionamiento.

La foto 2 en el ANEXO 3 muestra el caso, en el cual se ha decidido cambiar, ya sea, frecuencia o índice de modulación, por lo tanto el led central (de color verde de la tarjeta de control SPWM) está apagado

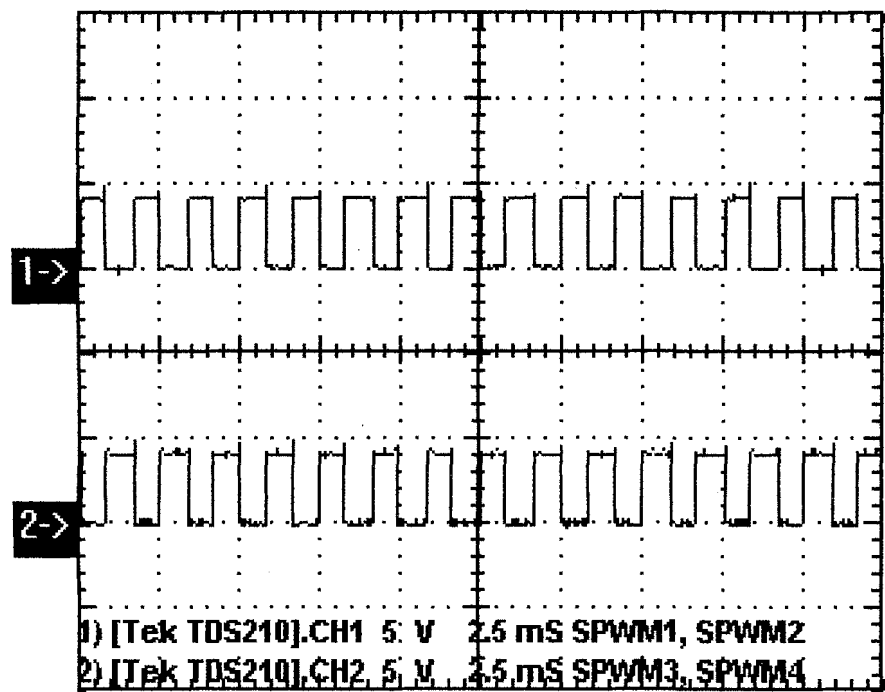


Fig. 4-04: Salidas de la Tarjeta de control SPWM
a $f = 50$ Hz, $I_m = 0.1$

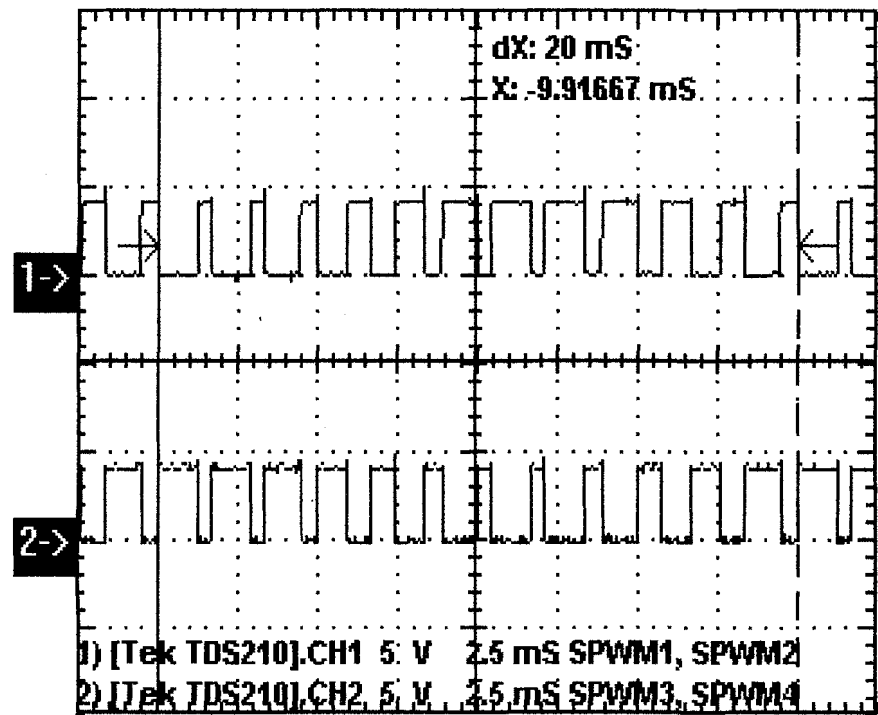


Fig. 4-05: Salidas de la Tarjeta de control SPWM
a $f = 50$ Hz, $I_m = 0.5$

indicando que debe realizar el cambio y aceptarlo solo entonces, encenderá el led anteriormente mencionado.

4.3. Operación del Inversor con Diferentes Tipos de Carga.

A fin de poder registrar el comportamiento de la señal de control, se realizarán pruebas en los circuitos controladores de base capturando las señales de voltaje en las bases de los BJTs de potencia con diferentes tipos de carga. La parte de potencia fue analizada en el numeral 4.1 donde se registran las características de conmutación para los elementos de potencia.

4.3.1. Pruebas en las Señales SPWM del Microcontrolador.

Las figuras que se muestran a continuación han sido tomadas para la verificación de la frecuencia real de operación, para lo cual, se indica en cada gráfico el valor de índice de modulación, la escala utilizada, identificación de las señales diferenciadas por colores y además los cursores que nos muestran el período de la onda de control. El lector podrá verificar la exactitud del período de la onda de control mostrada por el cursor “**dx**” y el valor que se indica en el pie del gráfico que corresponde a la lectura de los displays.

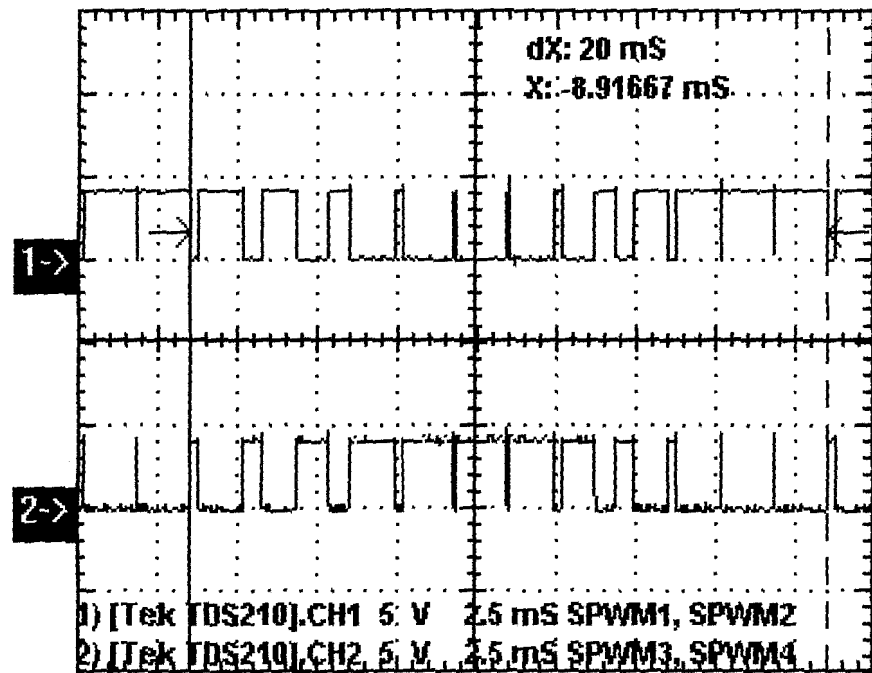


Fig. 4-06: Salidas de la Tarjeta de control SPWM
a $f = 50\text{Hz}$, $I_m = 1$.

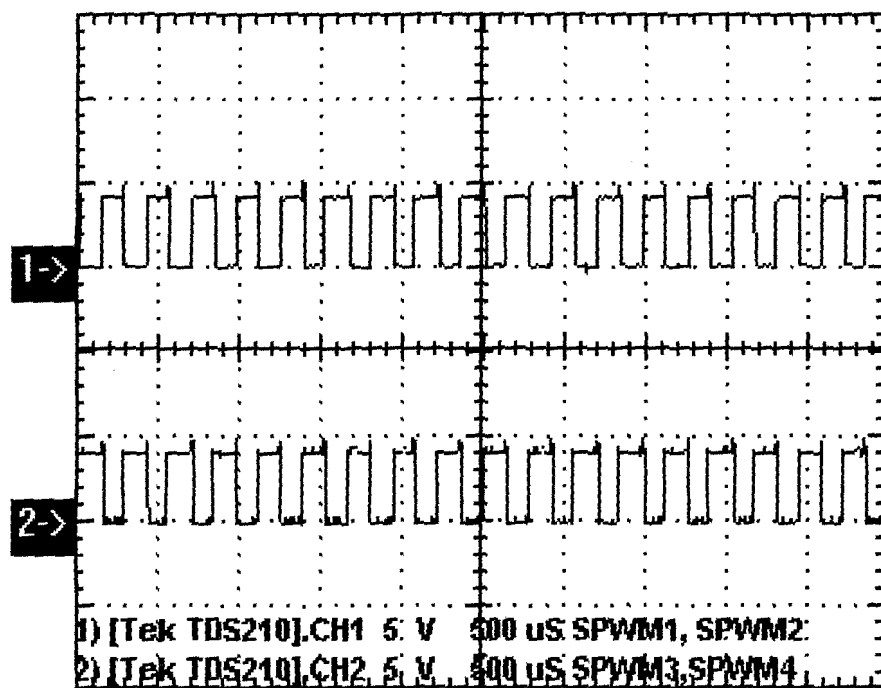


Fig. 4-07: Salidas de la Tarjeta de control SPWM
a $f = 300\text{Hz}$, $I_m = 0.1$

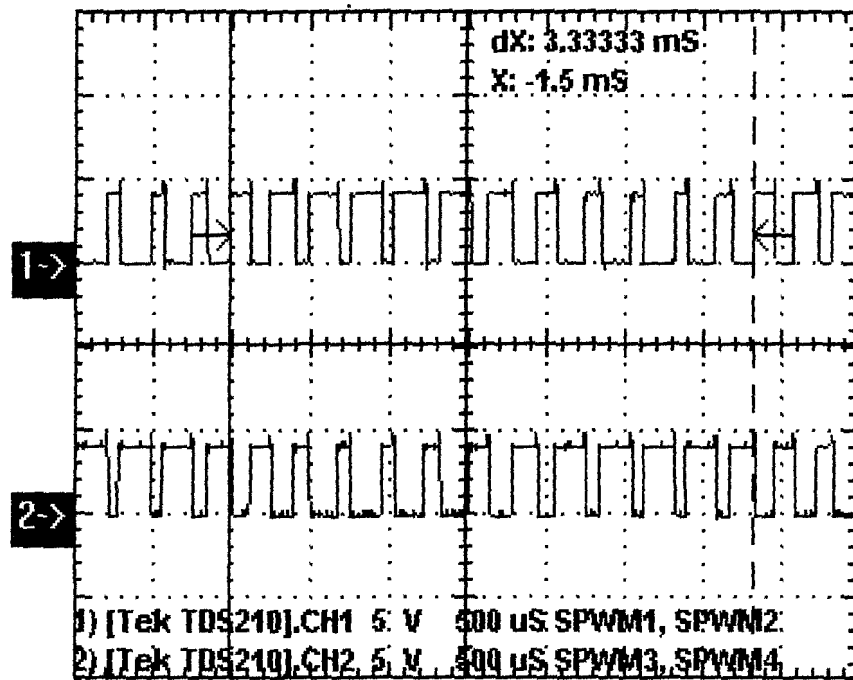


Fig. 4-08: Salidas de la Tarjeta de control SPWM
a $f = 300 \text{ Hz}$; $I_m = 0.5$

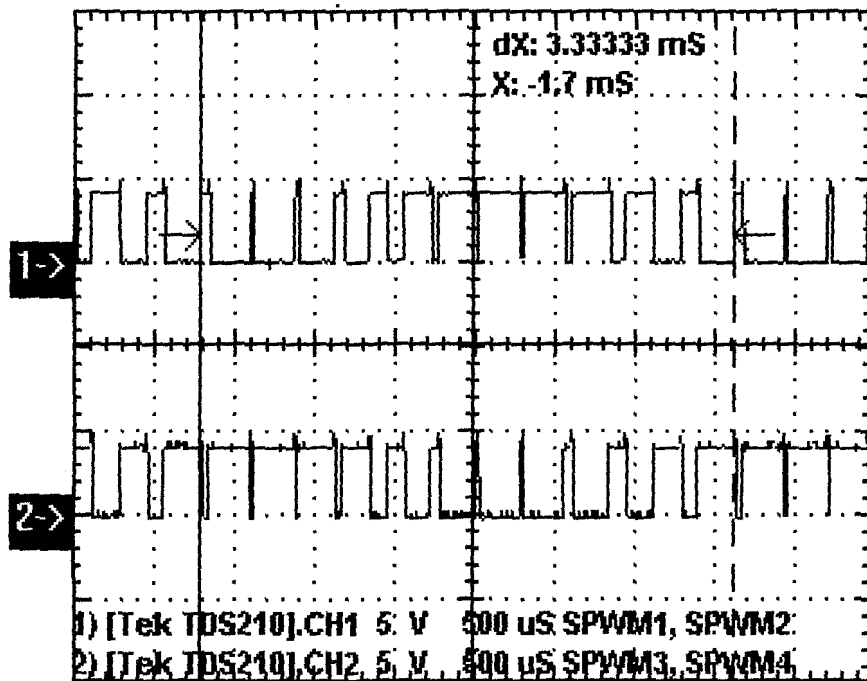


Fig. 4-09: Salidas de la Tarjeta de control SPWM
a $f = 300 \text{ Hz}$; $I_m = 1$

4.3.2. Pruebas en los Circuitos Controladores de Base.

Para el inversor monofásico tipo puente las pruebas se han realizado en la tarjeta 1, con los valores topes de frecuencia y tres valores de índice de modulación, igual que el caso anterior se presenta el cursor para verificar la exactitud de la frecuencia real de la señal de control en comparación a la indicada en los displays. Las figuras que se presentan a continuación pertenecen a la señal de control de base de la tarjeta 1 (B1) de los BJT's de potencia en configuración darlington que conforman el switch 1, la señal de control de base 2 (B2) debe tener la misma forma, debido a que los switches S1 y S2 trabajan en pareja.

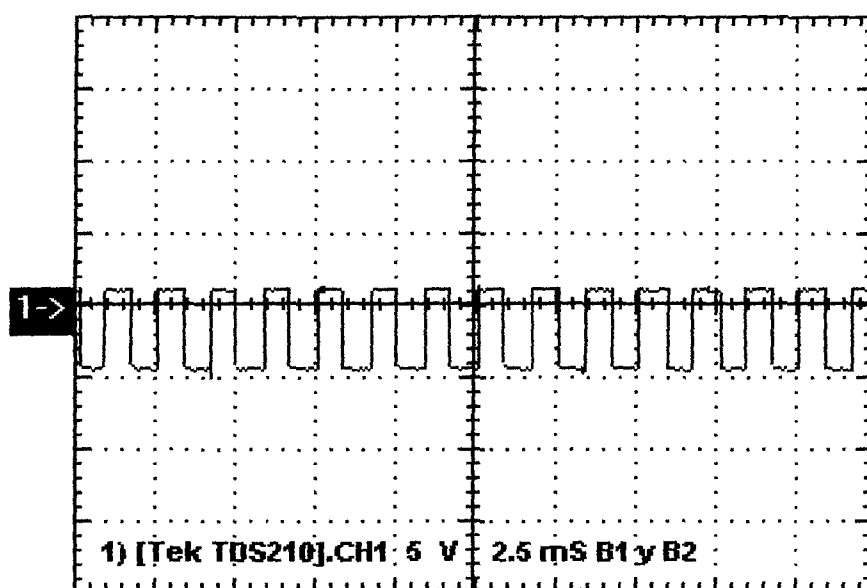


Fig. 4-10: Señal de control en la base del BJT de potencia a $f = 50 \text{ Hz}$; $I_m = 0.1$

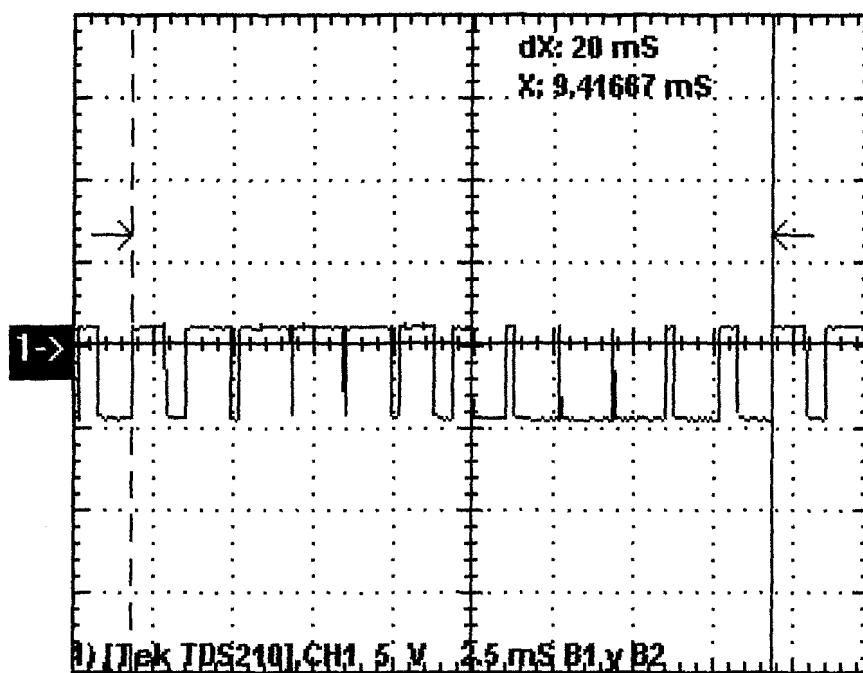


Fig. 4-11: Señal de control en la base del BJT de potencia a $f = 50 \text{ Hz}$; $I_m = 0.5$

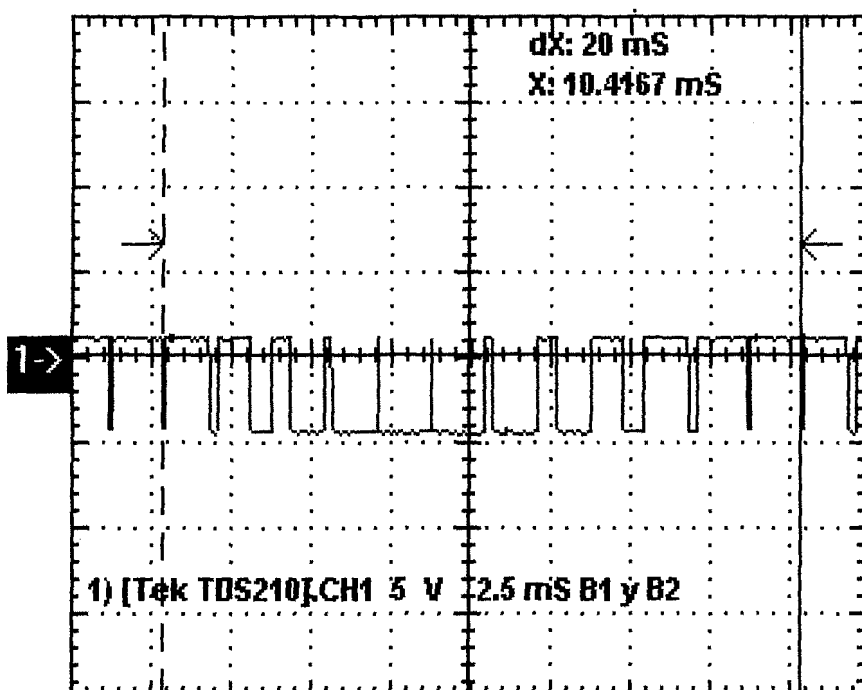


Fig. 4-12: Señal de control en la base del BJT de potencia a $f = 50 \text{ Hz}$; $I_m = 1$

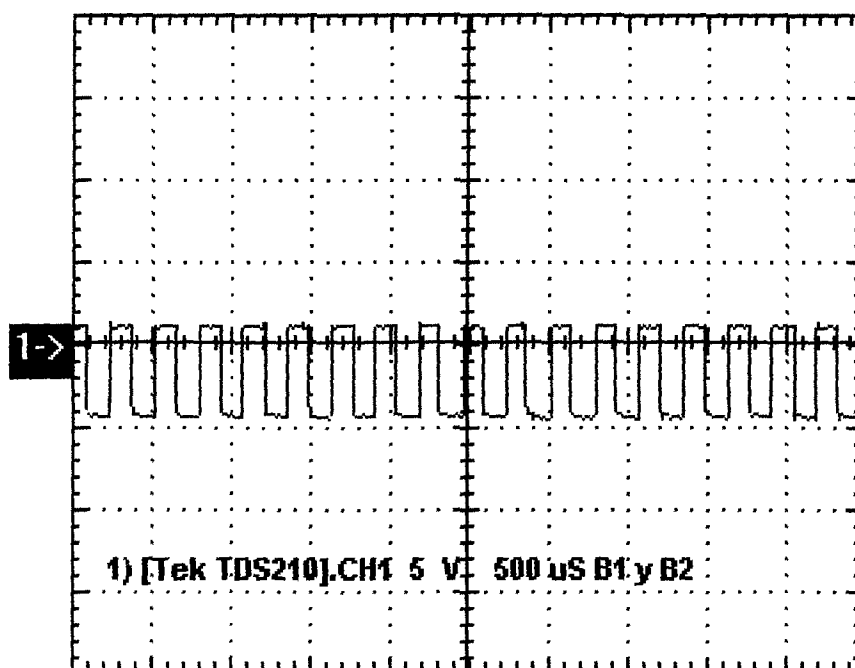


Fig. 4-13: Señal de control en la base del BJT de potencia
a $f = 300$ Hz ; $I_m = 0.1$

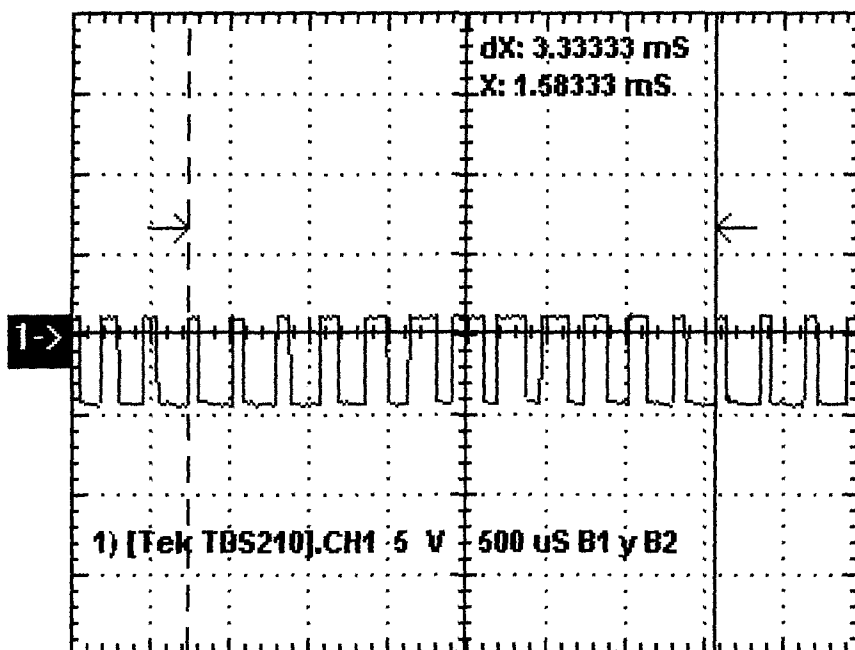


Fig. 4-14: Señal de control en la base del BJT de potencia
a $f = 300$ Hz ; $I_m = 0.5$

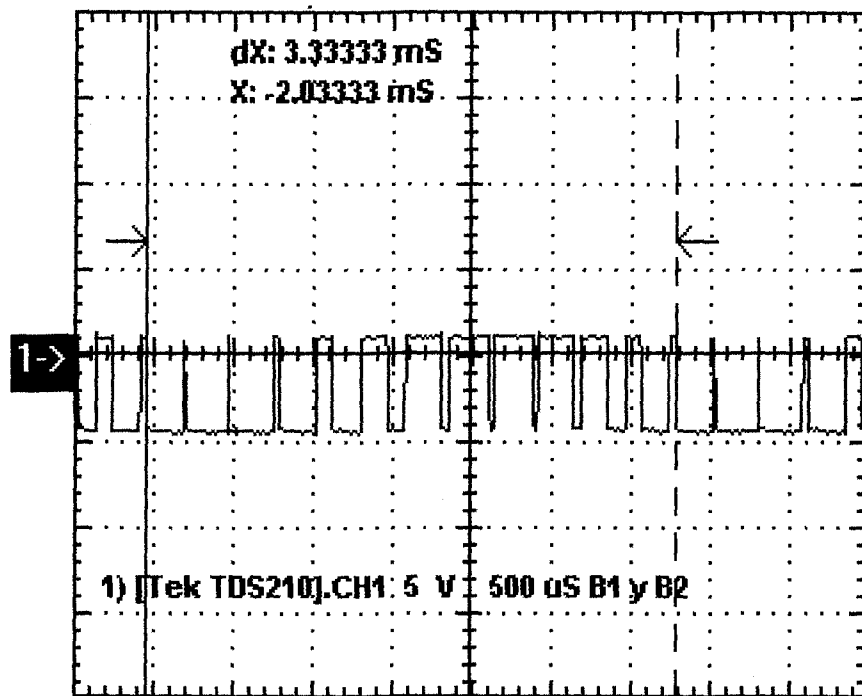


Fig. 4-15: Señal de control en la base del BJT de potencia a $f = 300 \text{ Hz}$; $I_m = 1$

4.3.3. Pruebas en la Carga.

A fin de saber el comportamiento del inversor, capturaremos las formas de onda para el voltaje y la corriente con diferentes cargas y con el inversor operando con los valores tope del rango de variación para frecuencia y de índice de modulación. La forma de onda de la corriente es tomada indirectamente, a través de una resistencia colocada en serie con la carga a la que se ha denominado resistencia de corriente de carga (R_c) $R_c = 0.1\Omega$, a la señal de voltaje capturada en esta resistencia se

la debe multiplicar por 10 para tener los valores de corriente correctos, para todas las figuras que se muestran a continuación la forma de onda en la parte superior corresponde al voltaje y la de la parte inferior a la de corriente. Además se realizan curvas de análisis donde se ha graficado corriente de carga VS. Índice de modulación para diferentes cargas.

Carga Resistiva.

Los gráficos que se muestran a continuación pertenecen a una carga resistiva $R = 200 \Omega$, en cada figura se indica la escala utilizada para la medición, el valor de índice de modulación y de frecuencia.

Carga R = 200Ω

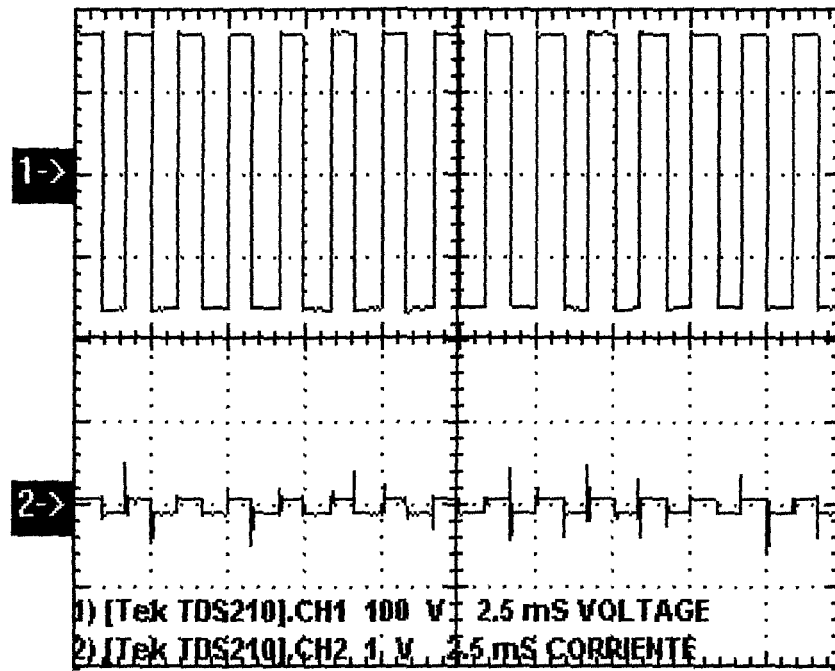


Fig. 4-16: $f = 50 \text{ Hz.}; I_m = 0.1$

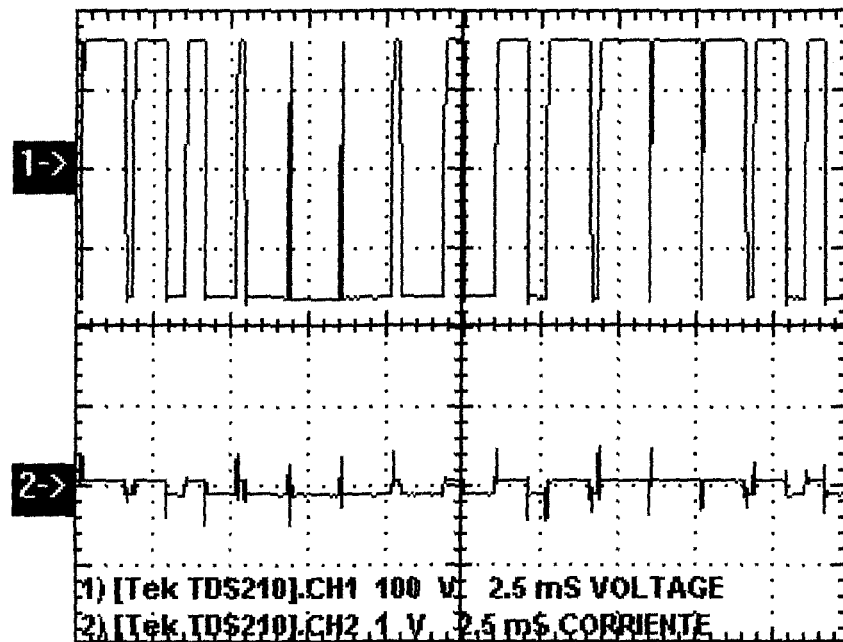


Fig. 4-17: Carga R: $f = 50 \text{ Hz.}; I_m = 0.5$

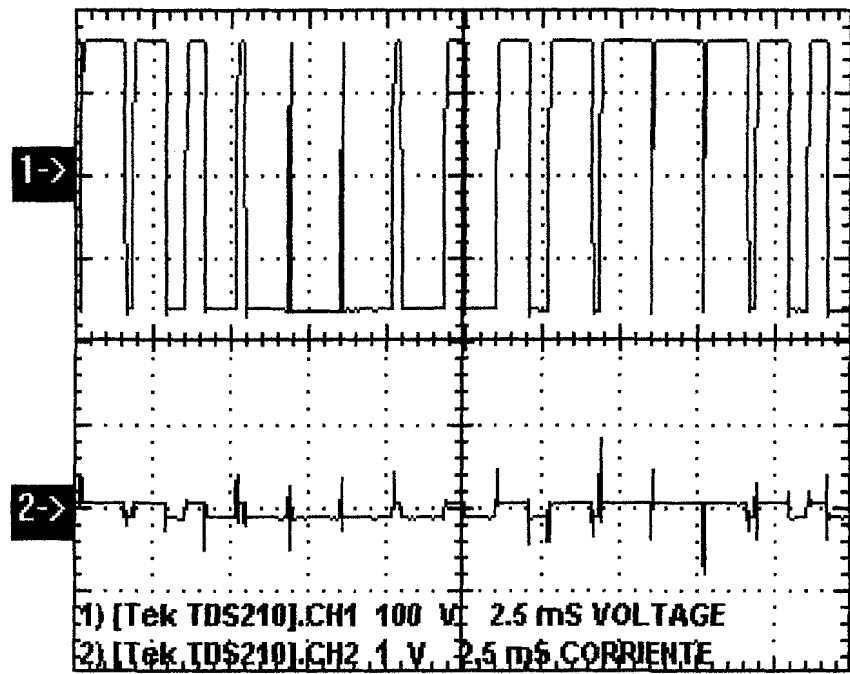


Fig. 4-18: Carga R: $f = 50 \text{ Hz.}$; $I_m = 1$;

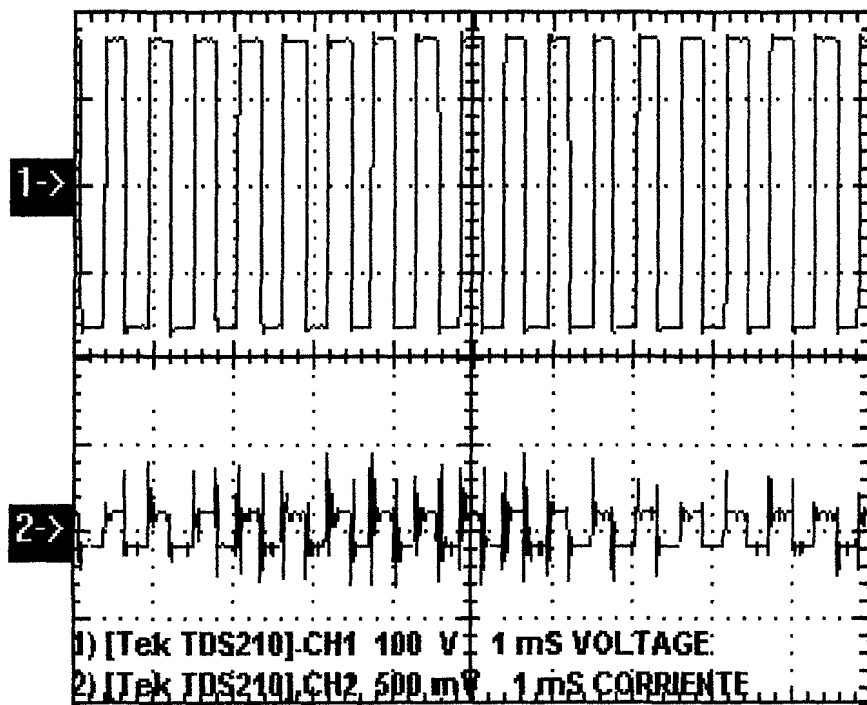


Fig. 4-19: Carga R: $f = 150 \text{ Hz.}$; $I_m = 0.1$

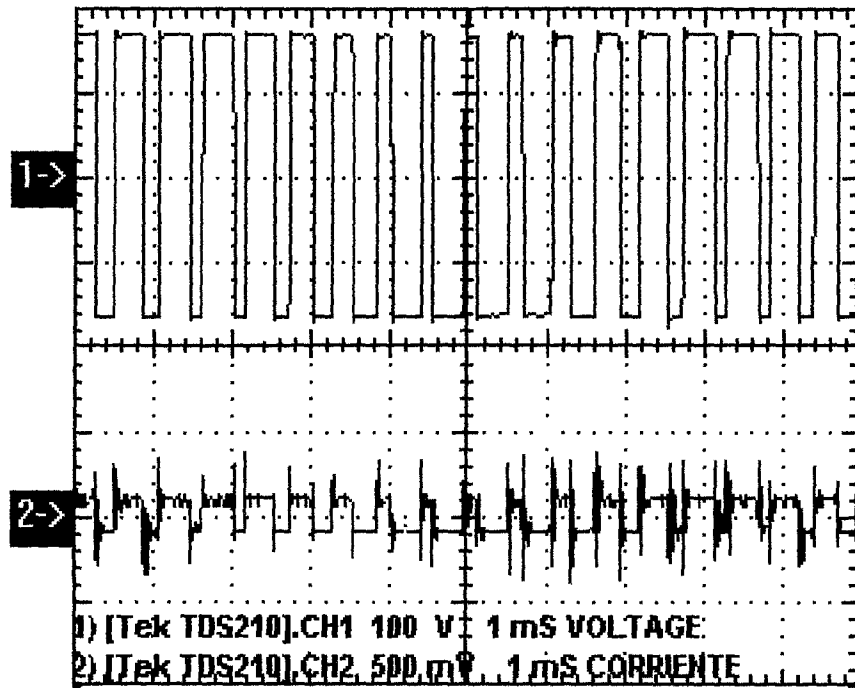


Fig. 4-20: Carga R: $f = 150 \text{ Hz.}; I_m = 0.5$

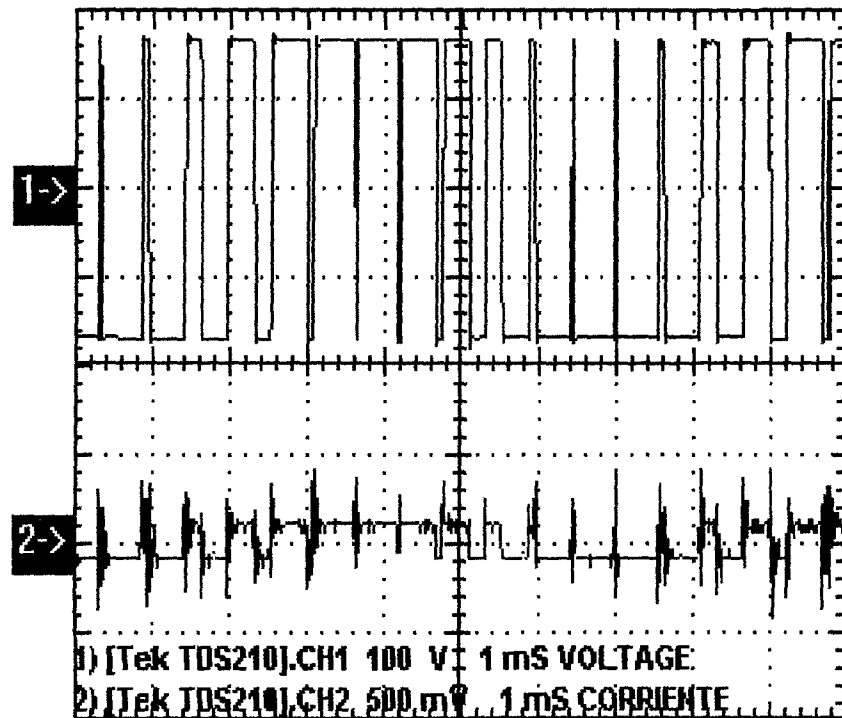


Fig. 4-21: Carga R: $f = 150 \text{ Hz.}; I_m = 1$

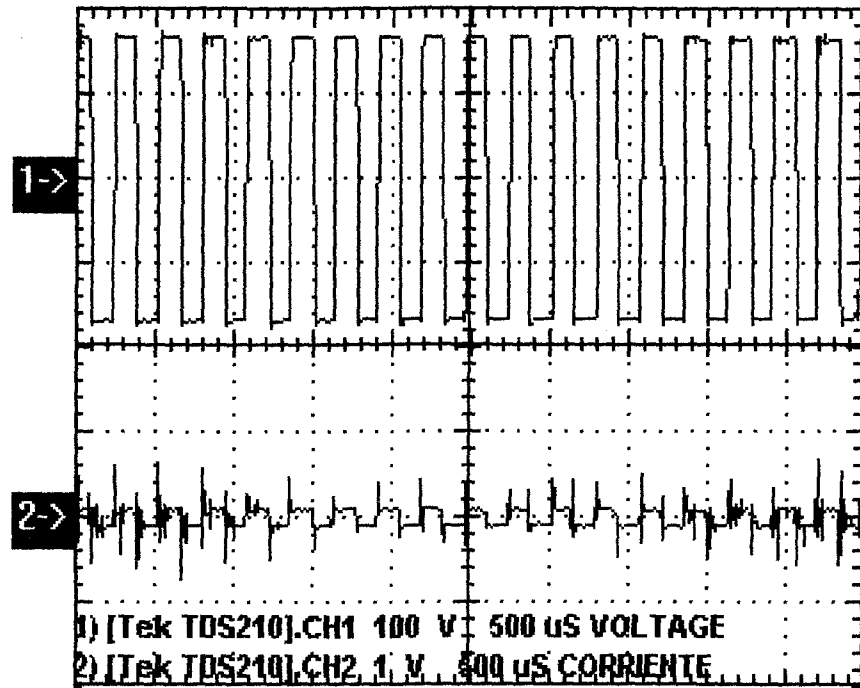


Fig. 4-22: Carga R: $f = 300$ Hz.; $I_m = 0.1$

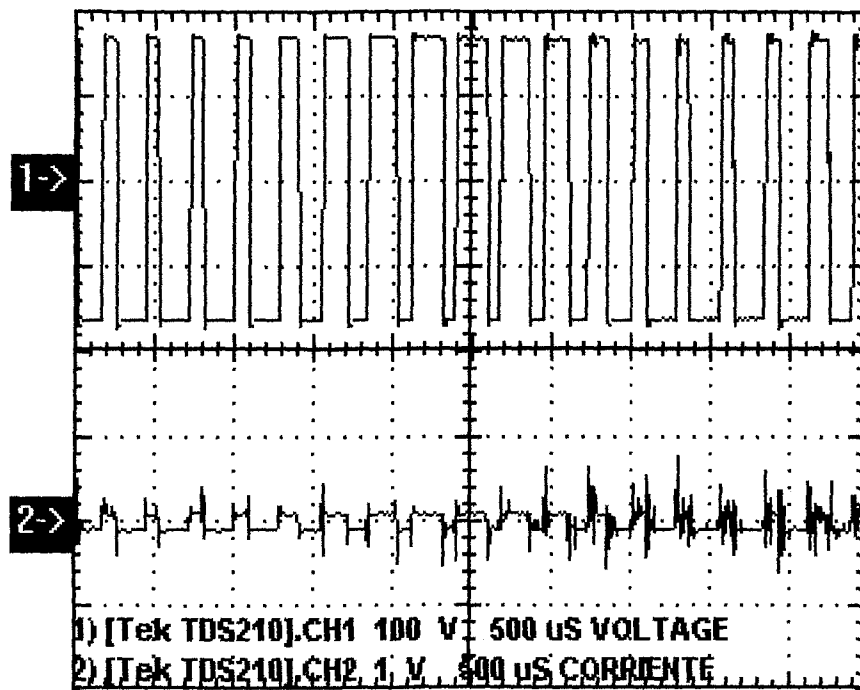


Fig. 4-23: Carga R: $f = 300$ Hz.; $I_m = 0.5$

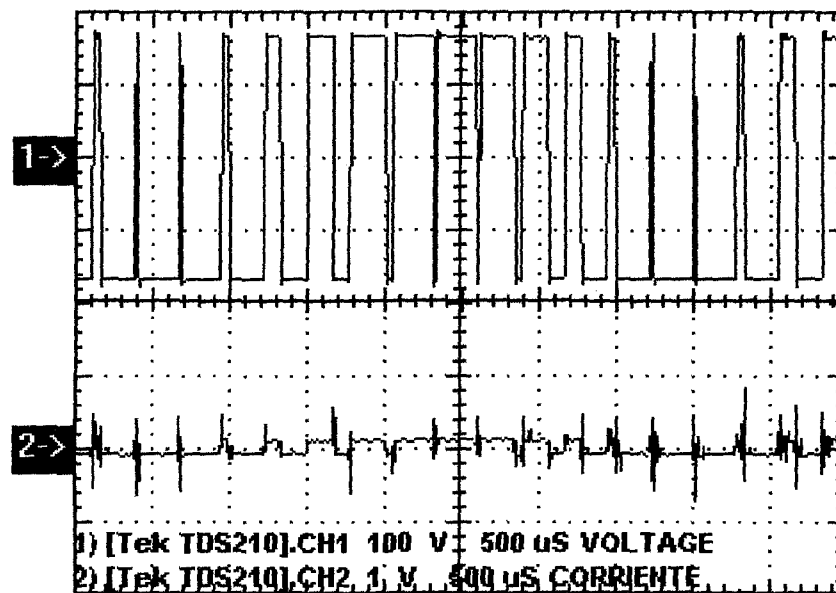


Fig. 4-24: Carga R: $f = 300 \text{ Hz.}; I_m = 1$

Carga R-L.

Los gráficos que se muestran a continuación pertenecen a una carga R - L, en cada figura se indica la escala utilizada para la medición, el valor de índice de modulación y de frecuencia. A fin de tener un a mayor visión de lo que ocurre al incrementar la inductancia con cargas R-L se han tomado un mayor número de gráficos indicando los valores de la carga. En algunas graficas se puede verificar la frecuencia real de trabajo de la señal de salida, utilizando los cursores que muestran el período de la onda **dx**, el lector puede verificar la exactitud del período en comparación con el valor que muestran los displays indicado en el pie de cada gráfico.

Carga $R = 200 \Omega$, $L = 86.5 \text{ mH}$

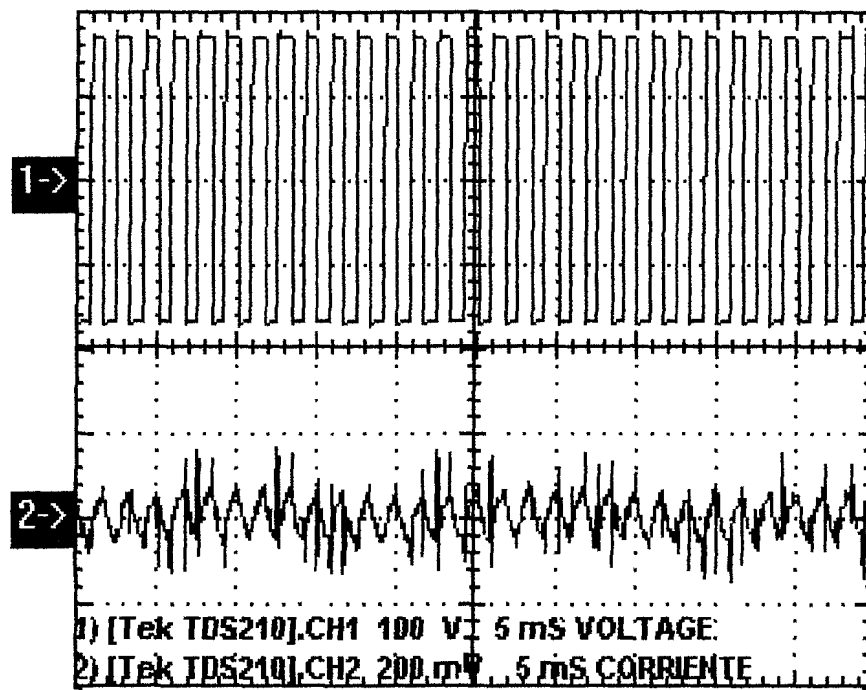


Fig. 4-25: Carga R-L: $f = 50 \text{ Hz}$; $I_m = 0.1$

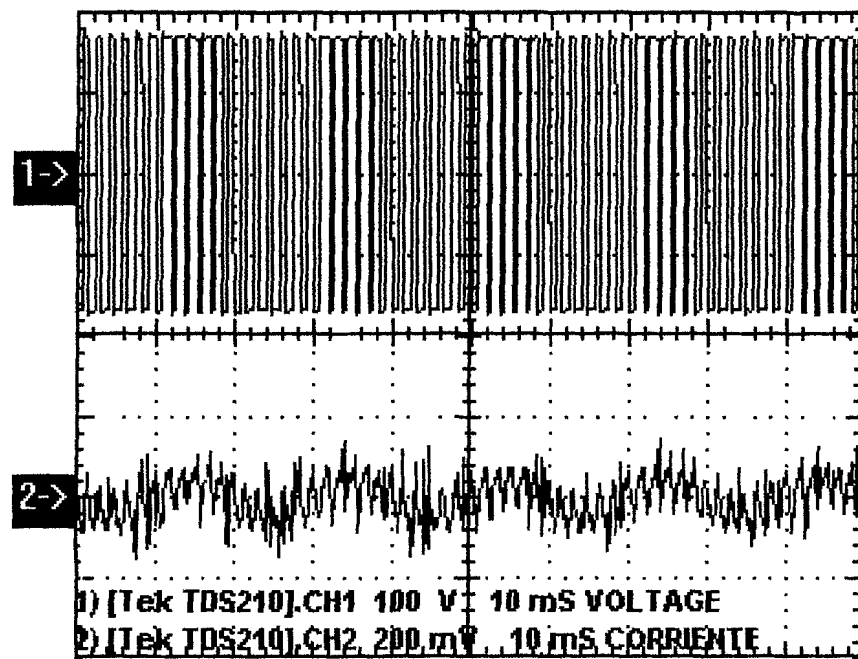


Fig. 4-26: Carga R-L: $f = 50 \text{ Hz}$; $I_m = 0.5$

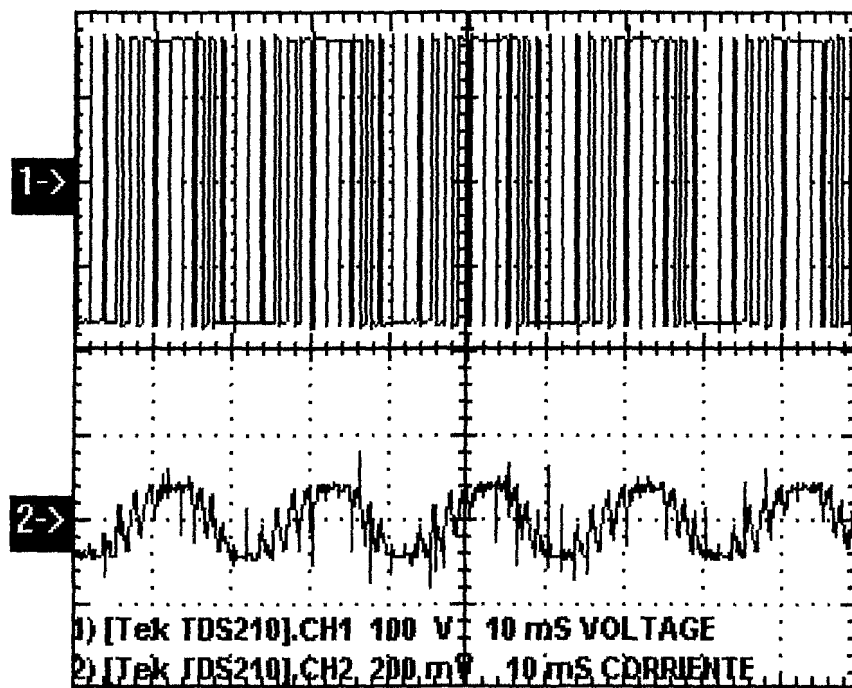


Fig. 4-27: Carga R-L: $f = 50 \text{ Hz.}; I_m = 1$

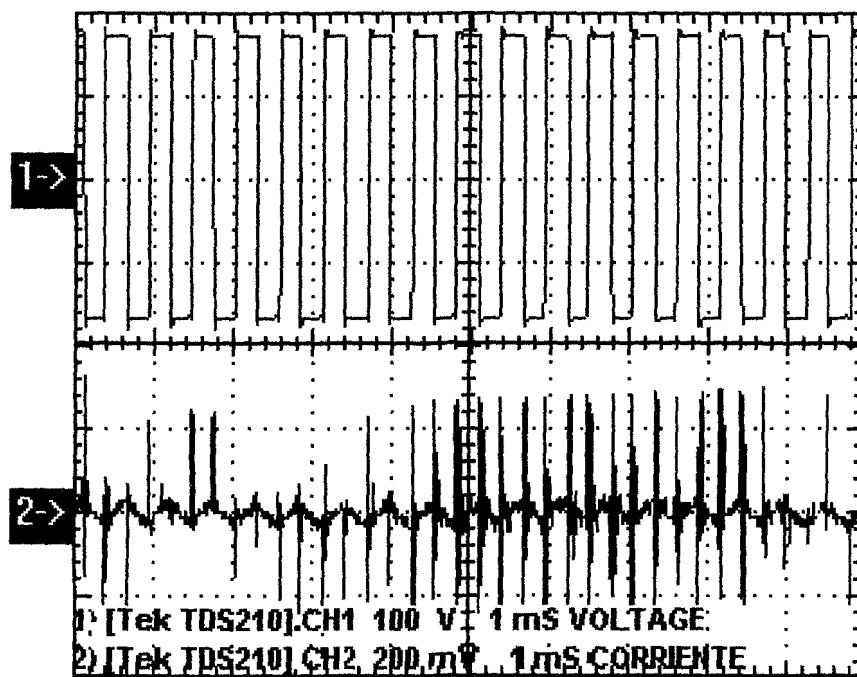


Fig. 4-28: Carga R-L: $f = 150 \text{ Hz.}; I_m = 0.1$

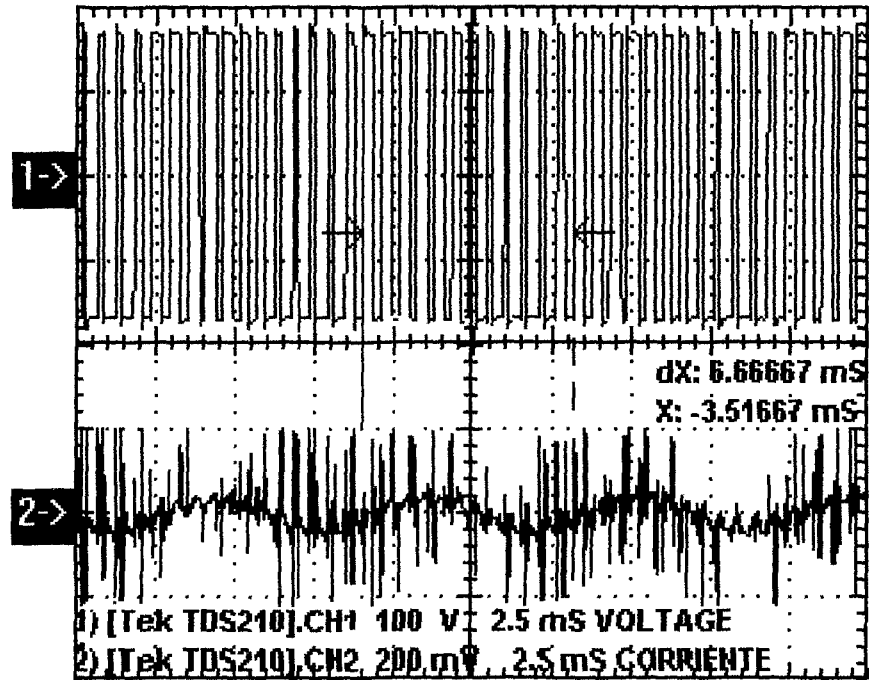


Fig. 4-29: Carga R-L: $f = 150 \text{ Hz}$; $I_m = 0.5$

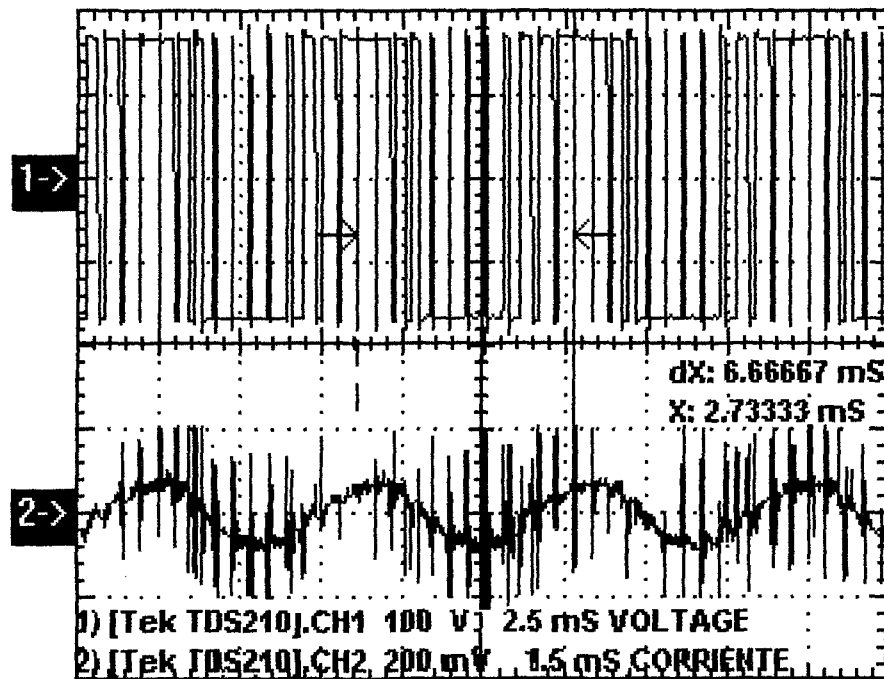


Fig. 4-30: Carga R-L: $f = 150 \text{ Hz}$; $I_m = 1$

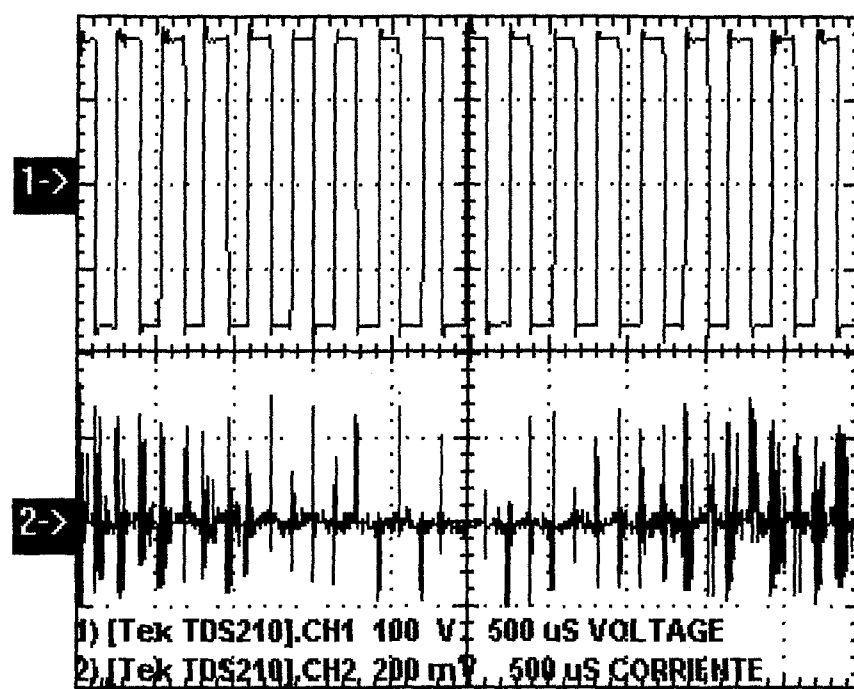


Fig. 4-31: Carga R-L: $f = 300$ Hz.; $I_m = 0.1$

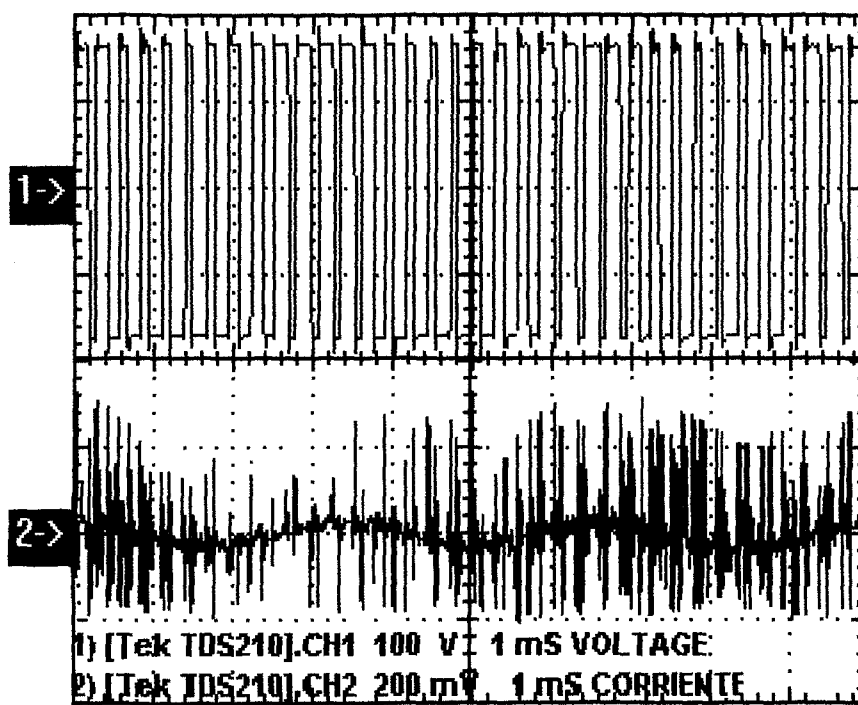


Fig. 4-32: Carga R-L: $f = 300$ Hz.; $I_m = 0.5$

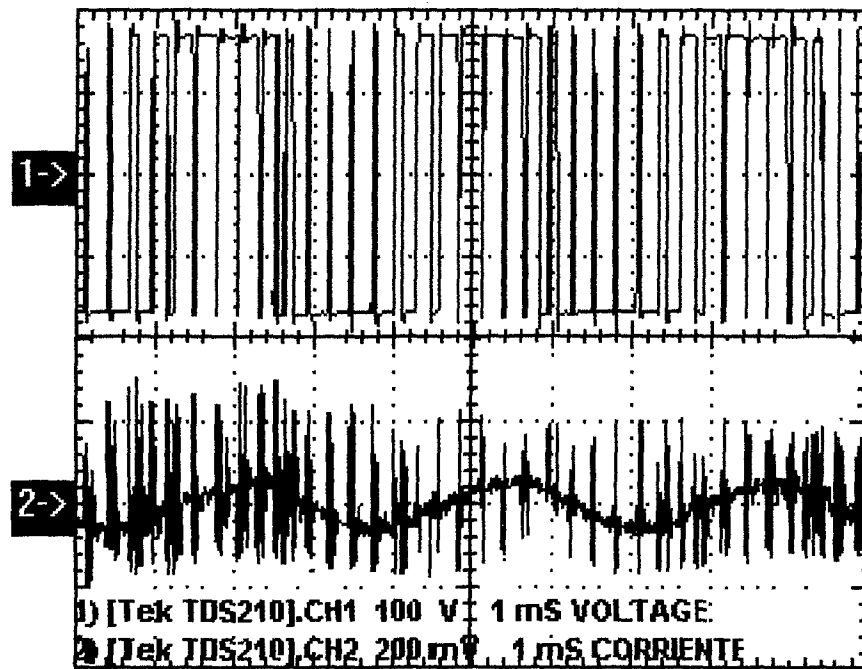


Fig. 4-33: Carga R-L: $f = 300 \text{ Hz.}; I_m = 1$

Carga $R = 200 \ \Omega ; L = 166.5 \text{ mH.}$

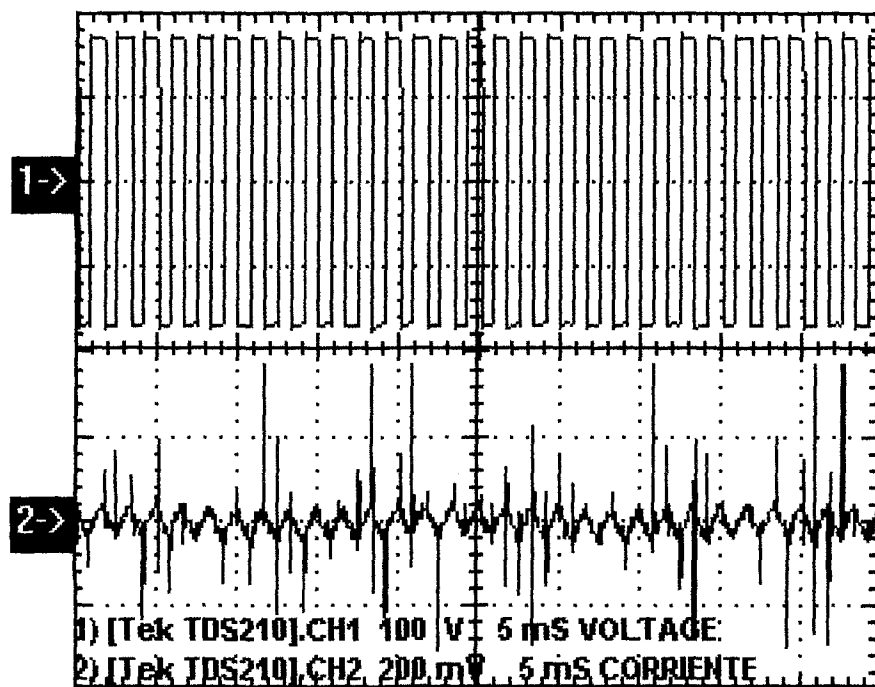


Fig. 4-34: Carga R-L: $f = 50 \text{ Hz.}; I_m = 0.1$

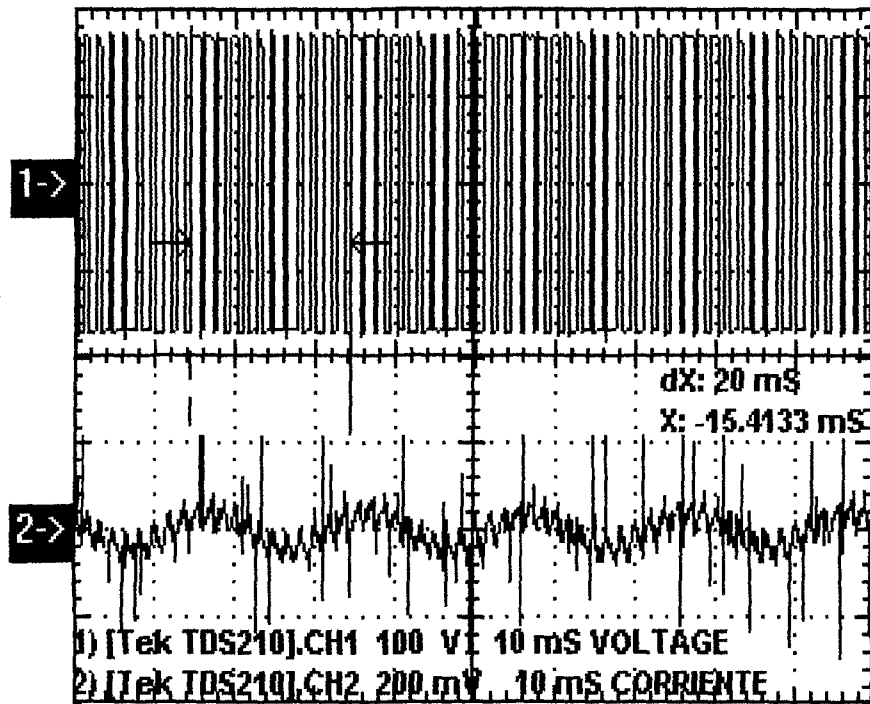


Fig. 4-35: Carga R-L: $f = 50 \text{ Hz.}; I_m = 0.5$

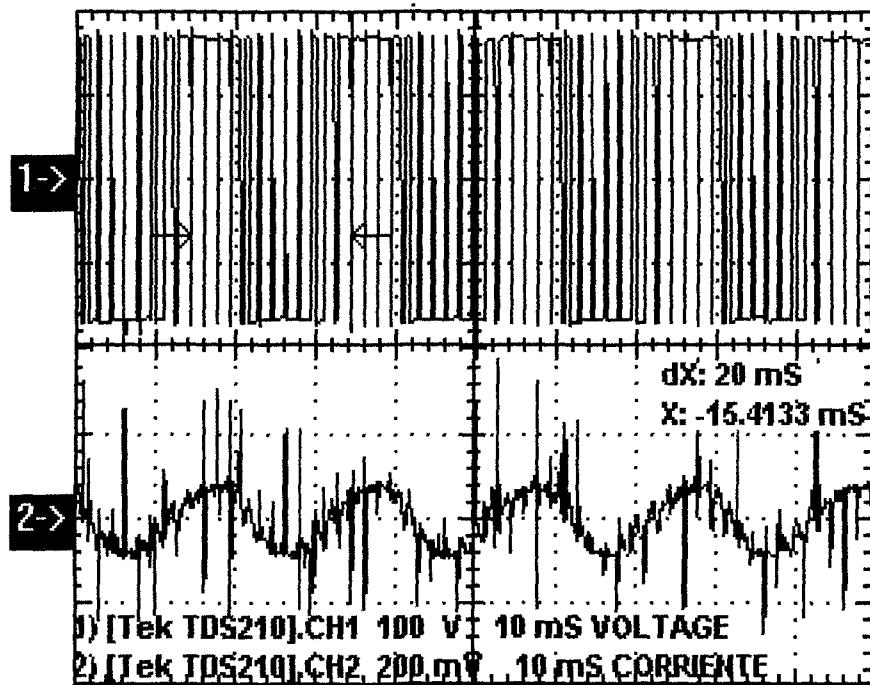


Fig. 4-36: Carga R-L: $f = 50 \text{ Hz.}; I_m = 1$

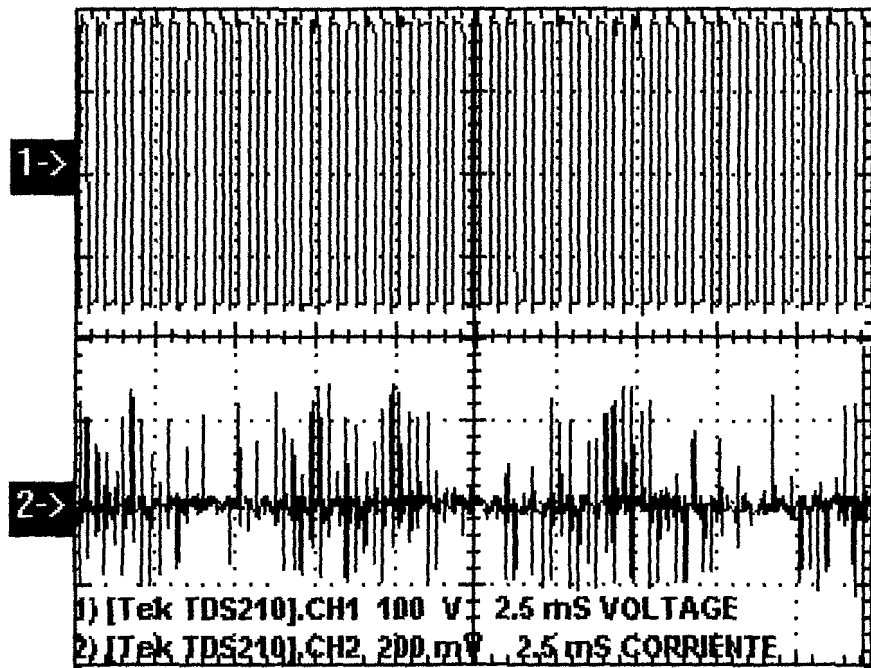


Fig. 4-37: Carga R-L: $f = 150 \text{ Hz.}$; $I_m = 0.1$

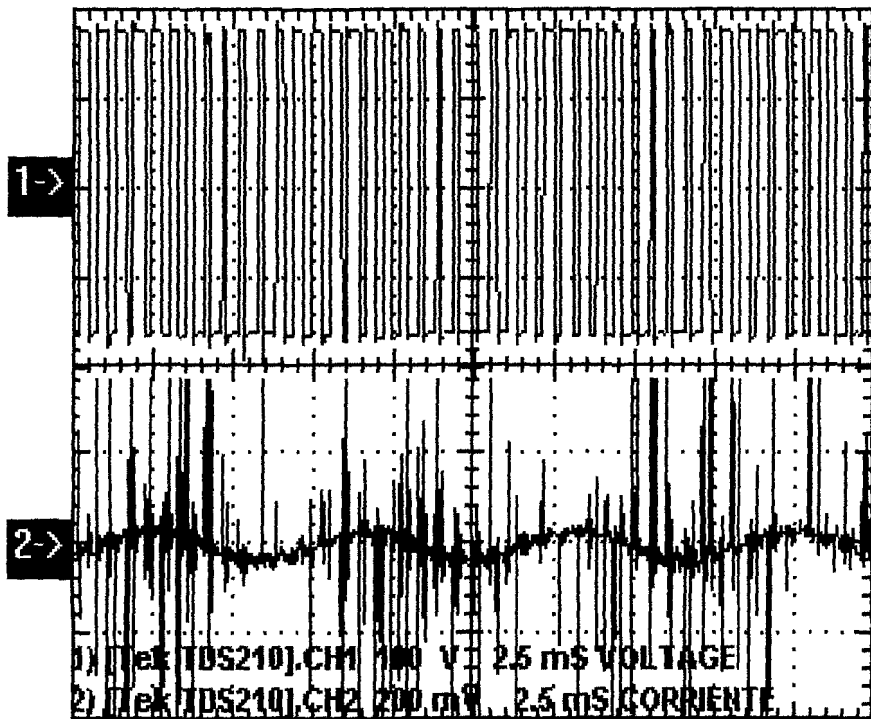


Fig. 4-38: Carga R-L: $f = 150 \text{ Hz.}$; $I_m = 0.5$

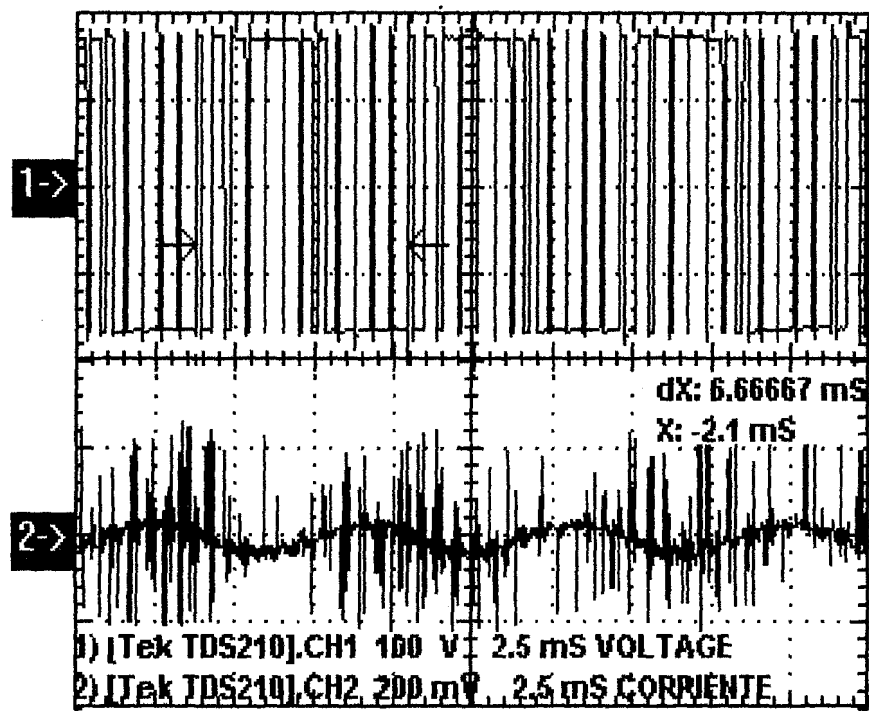


Fig. 4-39: Carga R-L: $f = 150 \text{ Hz.}; I_m = 1$

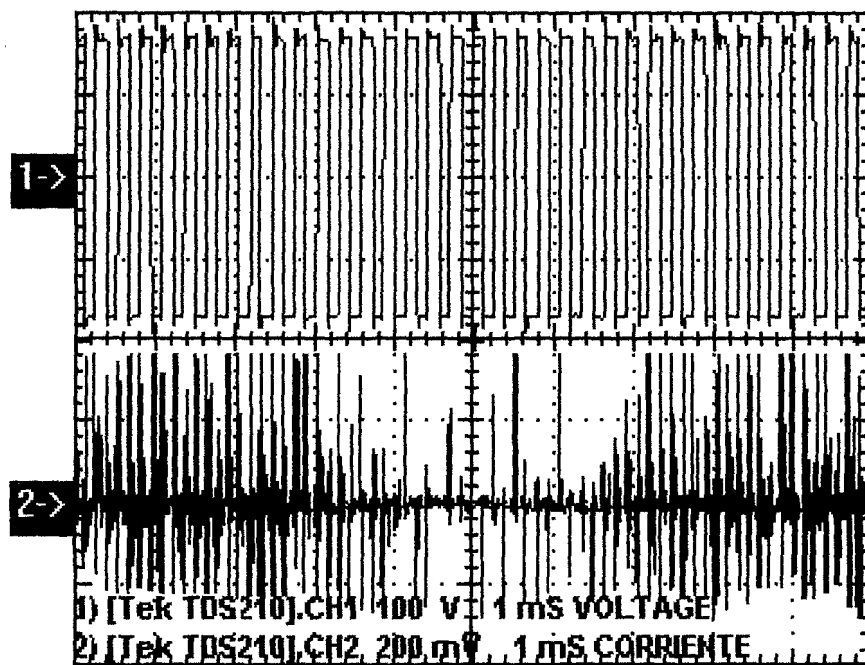


Fig. 4-40: Carga R-L: $f = 300 \text{ Hz.}; I_m = 0.1$

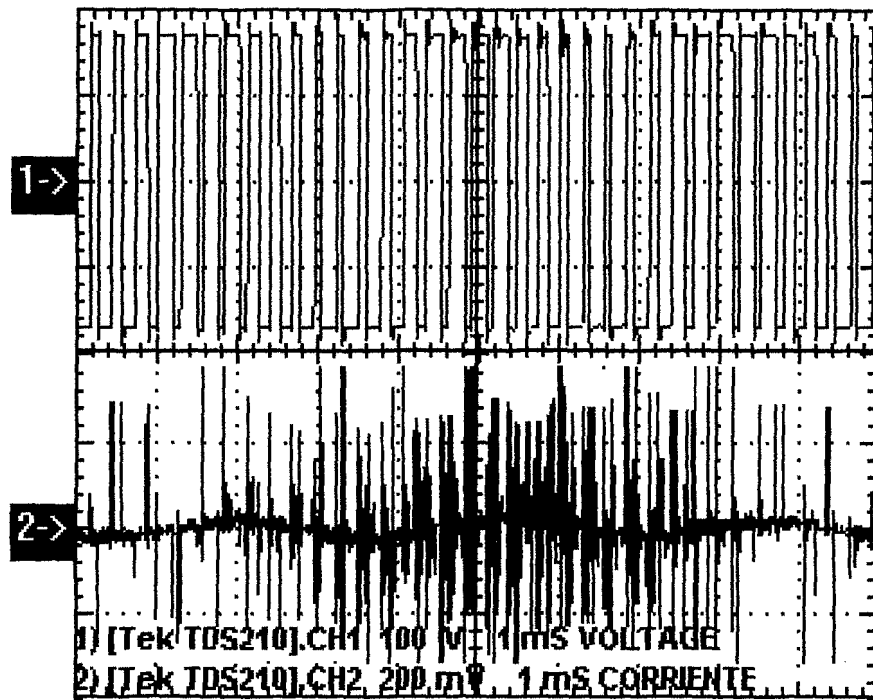


Fig. 4-41: Carga R-L: $f = 300 \text{ Hz}$; $I_m = 0.5$

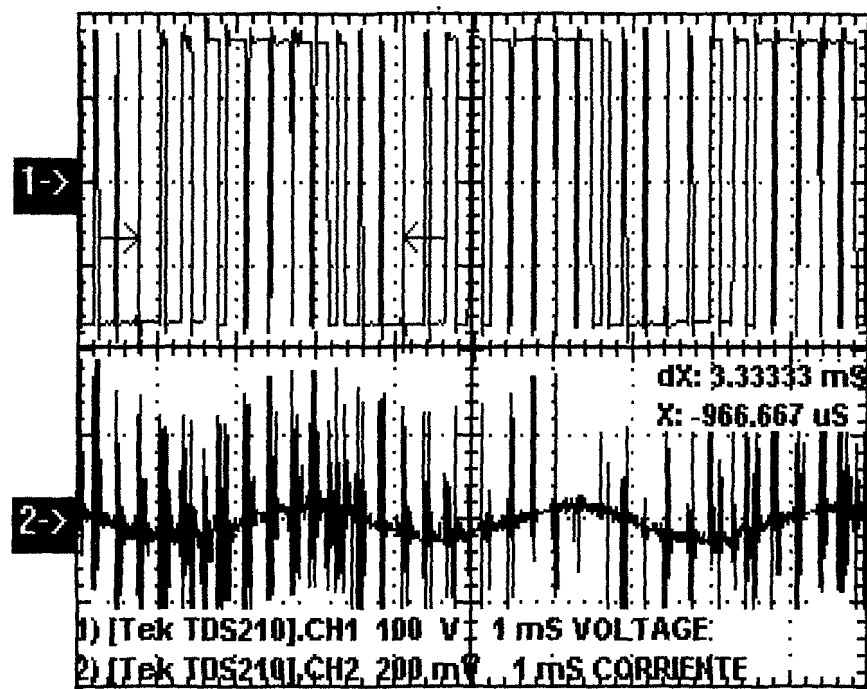


Fig. 4-42: Carga R-L: $f = 300 \text{ Hz}$; $I_m = 1$

Carga L.

Las figuras que se presentan a continuación pertenecen a una carga inductiva, en cada figura se indica la escala utilizada para la medición, el valor de índice de modulación y de frecuencia. Igual que se realizó en la carga anterior se va realizar para dos valores de carga diferentes para tener una mejor apreciación de lo que ocurre con la corriente.

CARGA: L = 166.5 mH.

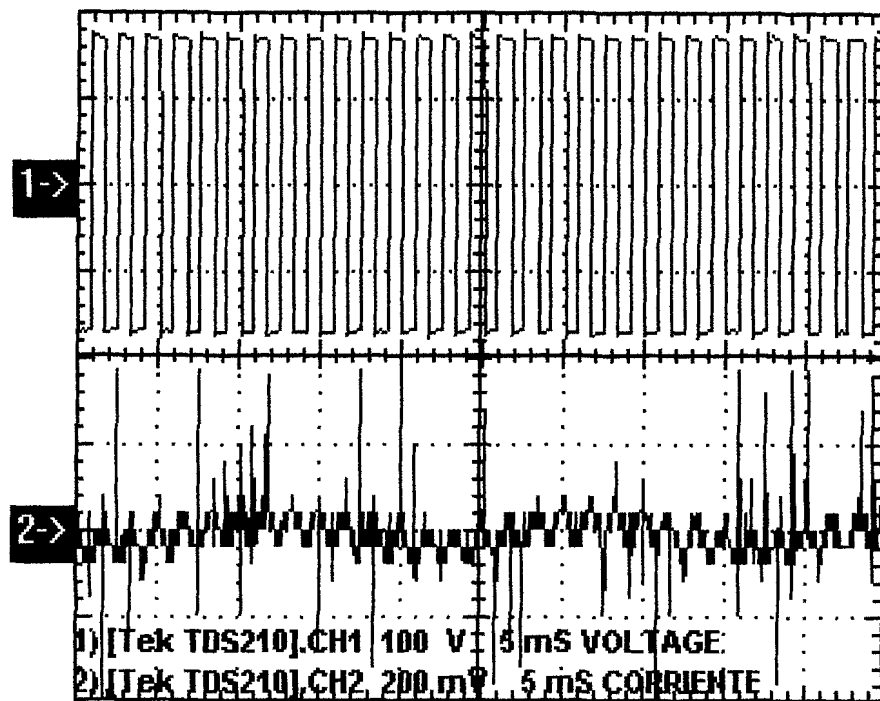


Fig. 4-43: Carga L: $f = 50 \text{ Hz.}$; $I_m = 0.1$

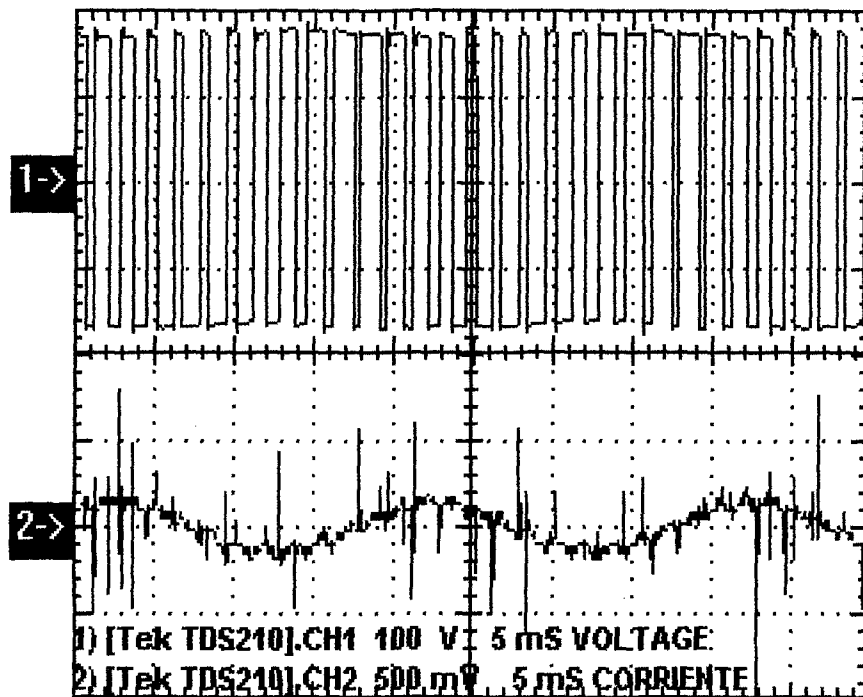


Fig. 4-44: Carga L: $f = 50 \text{ Hz.}; I_m = 0.5$

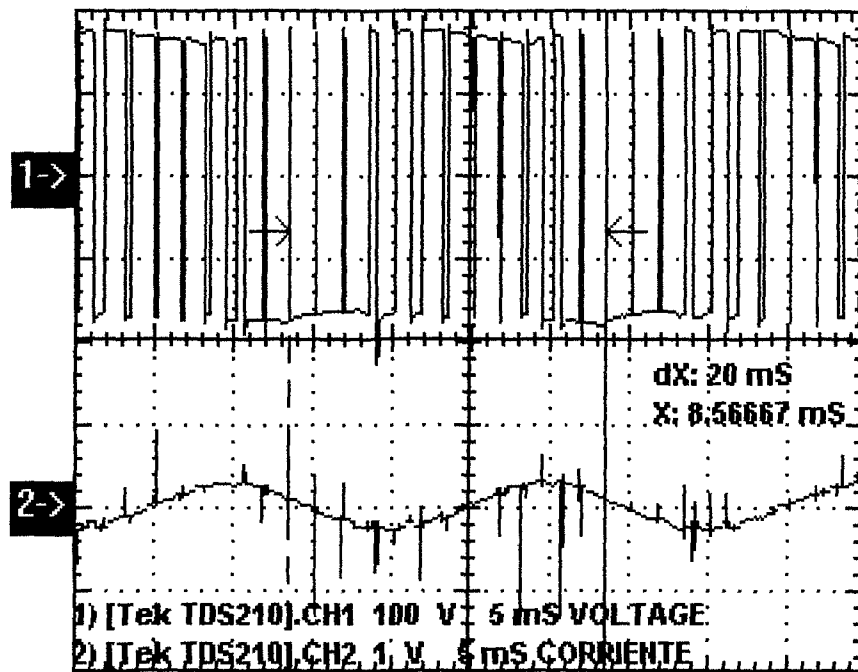


Fig. 4-45: Carga L: $f = 50 \text{ Hz.}; I_m = 1$

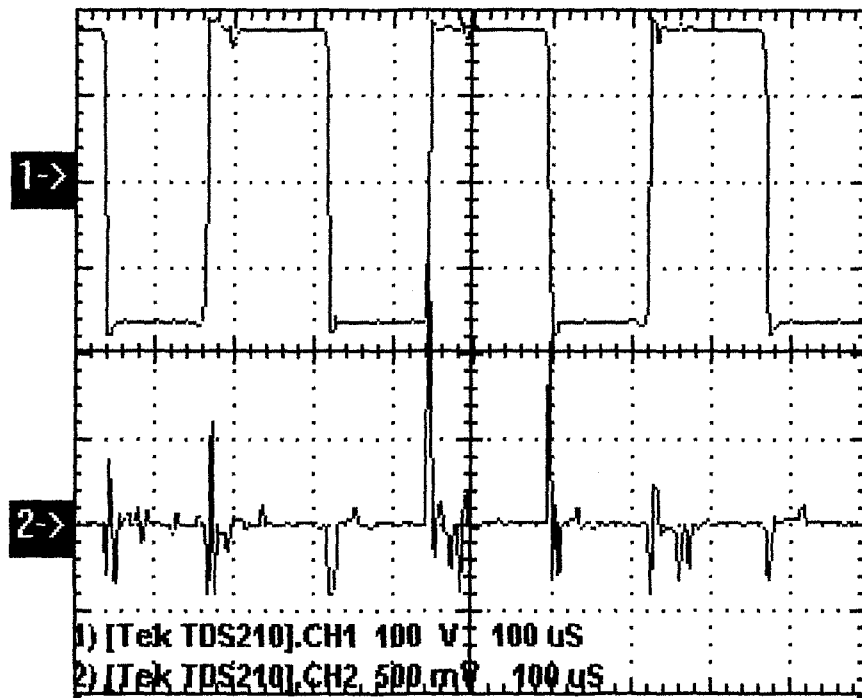


Fig. 4-46: Carga L: $f = 150$ Hz.; $I_m = 0.1$

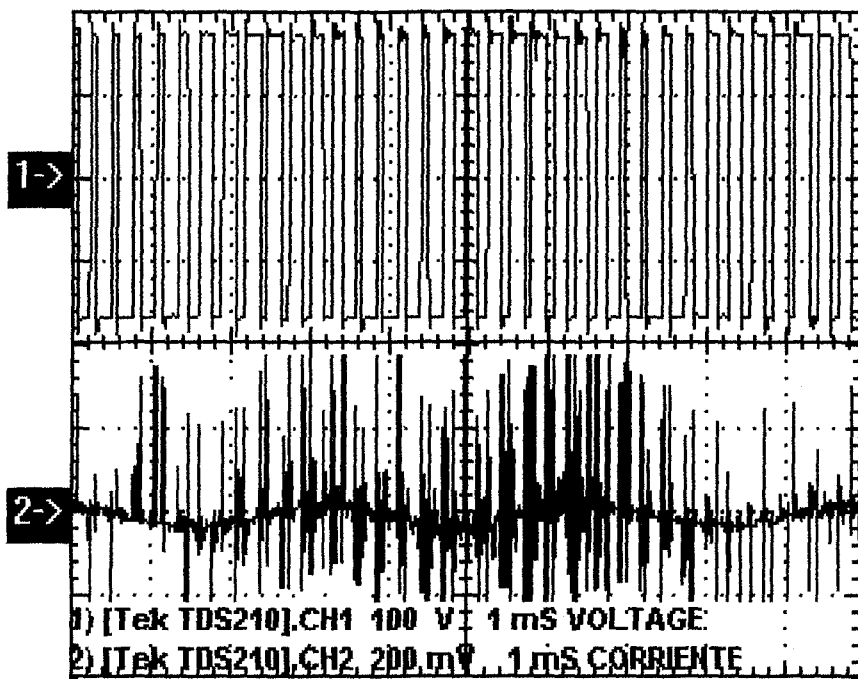


Fig. 4-47: Carga L: $f = 150$ Hz.; $I_m = 0.5$

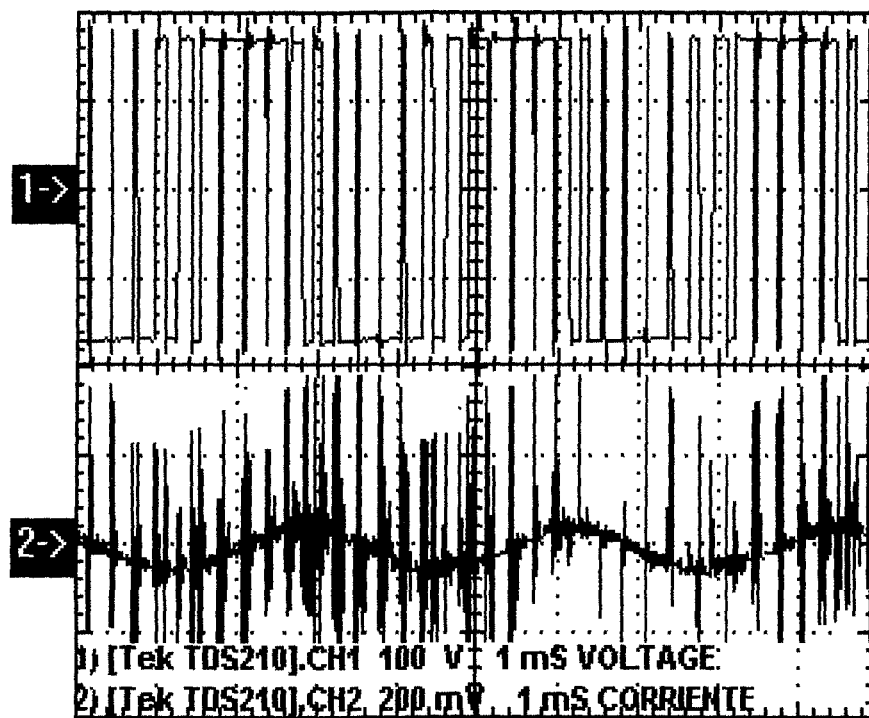


Fig. 4-48: Carga L: $f = 150 \text{ Hz.}; I_m = 1$

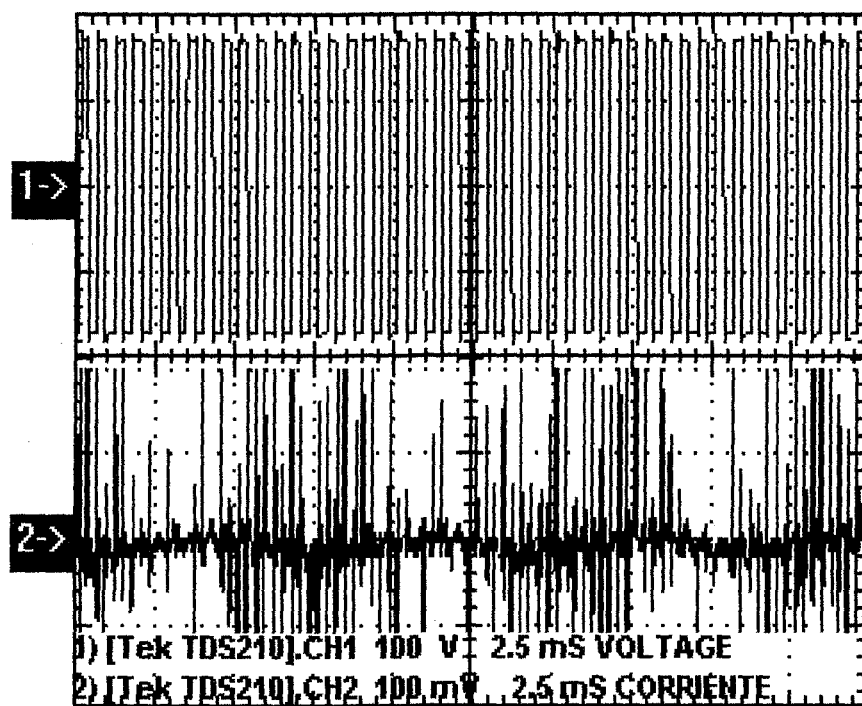


Fig. 4-49: Carga L: $f = 300 \text{ Hz.}; I_m = 0.1$

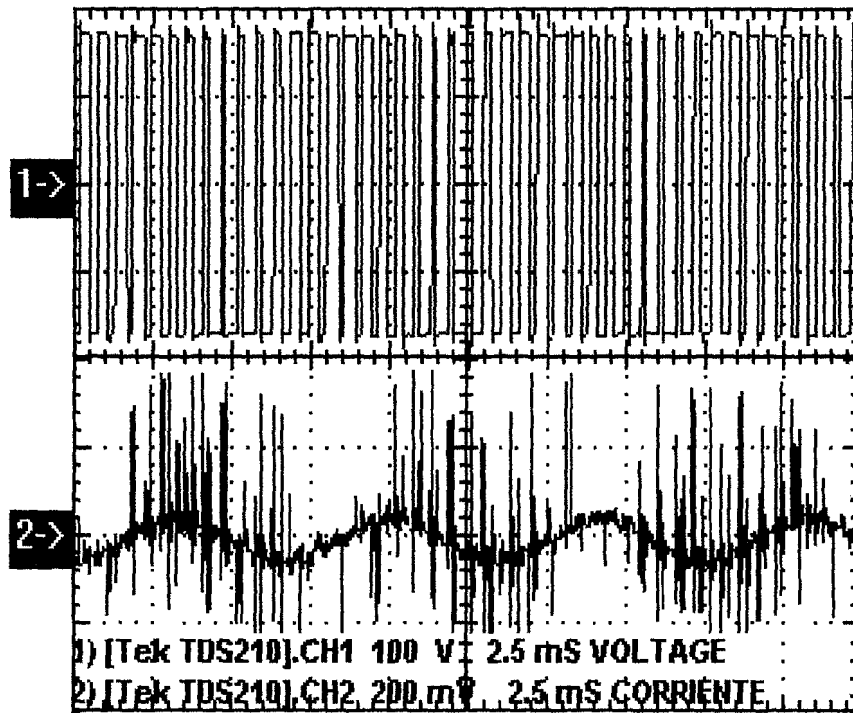


Fig. 4-50: Carga L: $f = 300 \text{ Hz.}; I_m = 0.5$

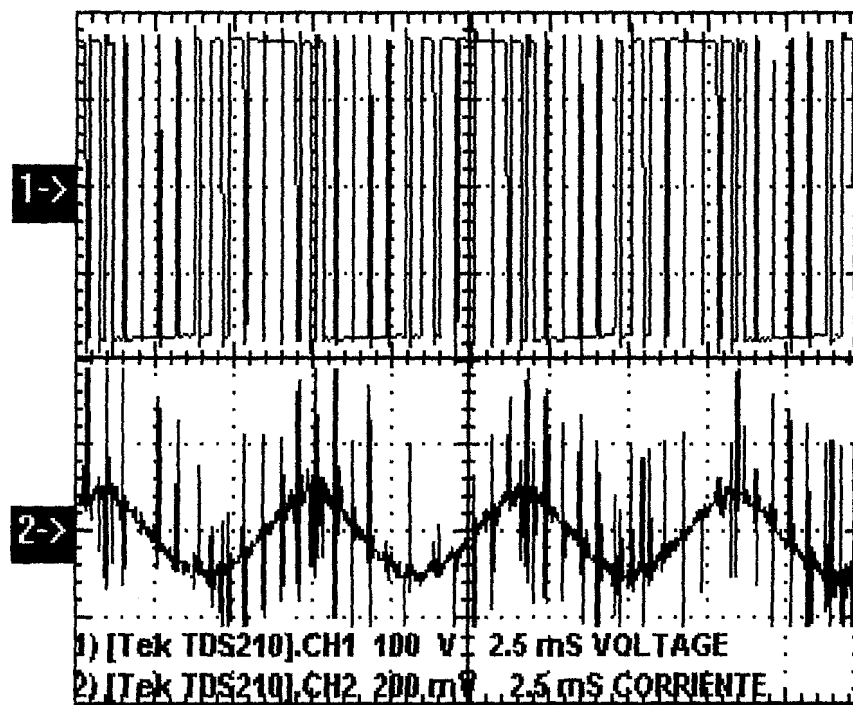


Fig. 4-51: Carga L: $f = 300 \text{ Hz.}; I_m = 1$

Carga: L= 230 mH.

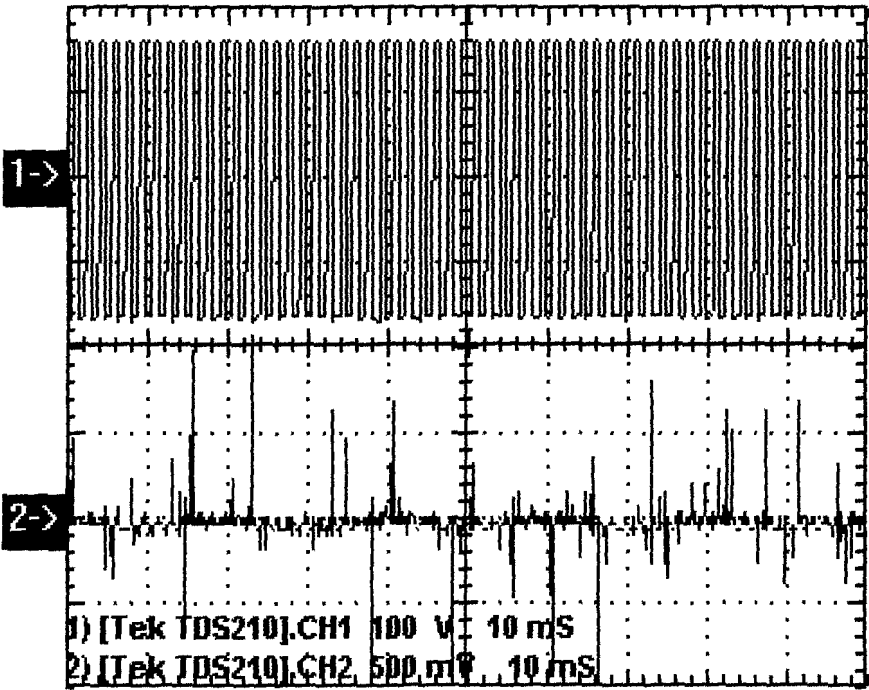


Fig. 4-52: Carga L: f = 50 Hz.; Im = 0.1

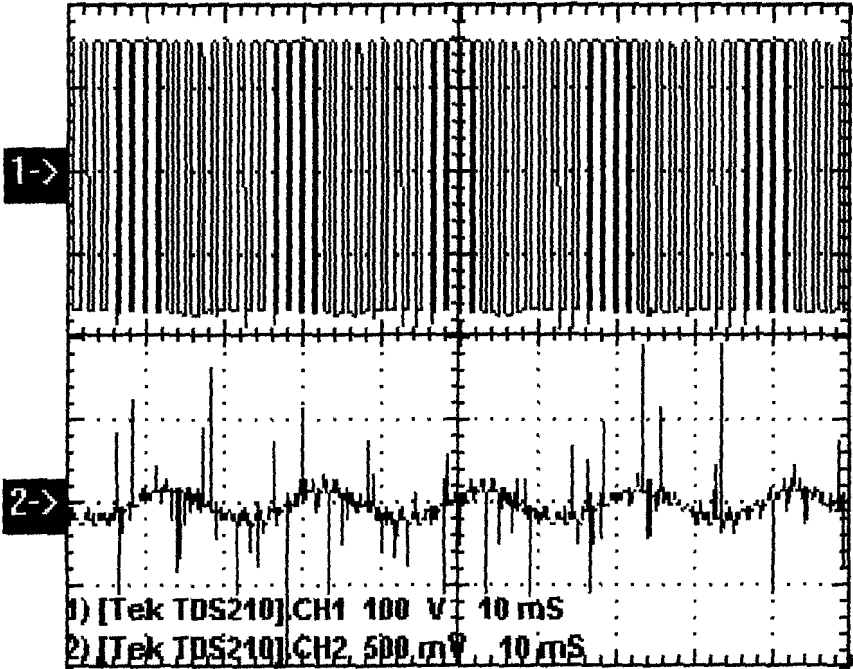


Fig. 4-53: Carga L: f = 50 Hz.; Im = 0.5

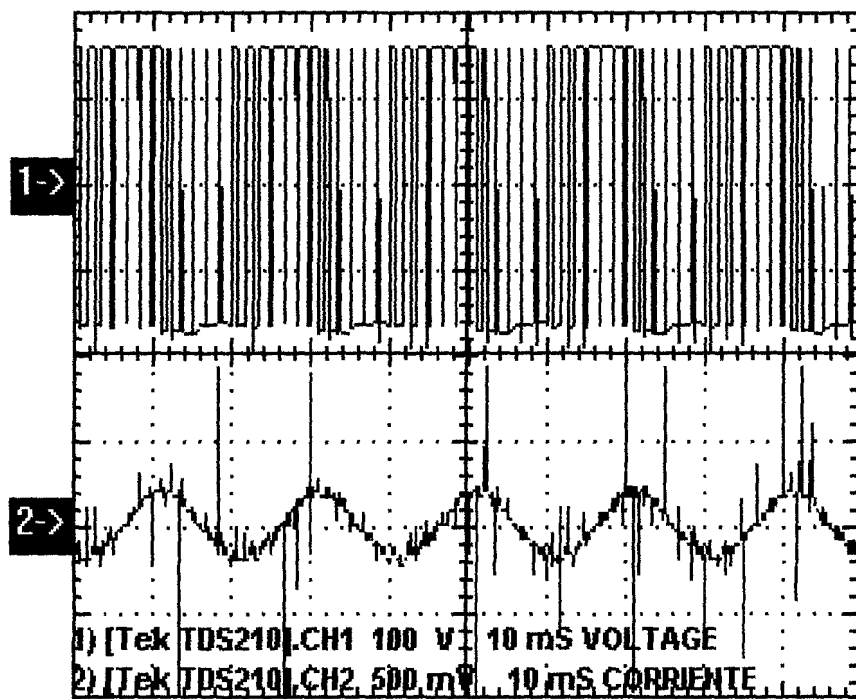


Fig. 4-54: Carga L: $f = 50 \text{ Hz.}; I_m = 1$

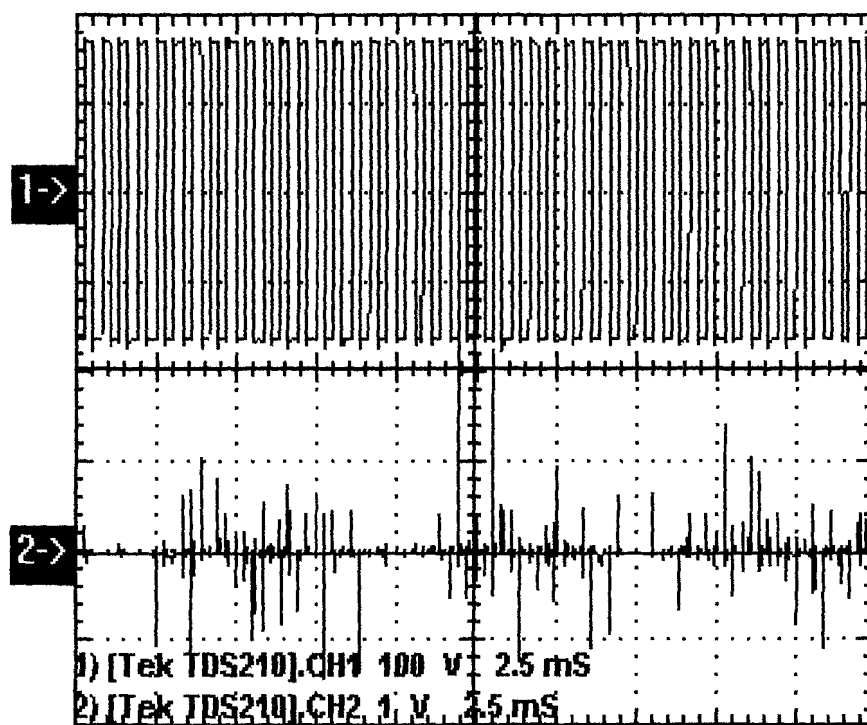


Fig. 4-55: Carga L: $f = 150 \text{ Hz.}; I_m = 0.1$

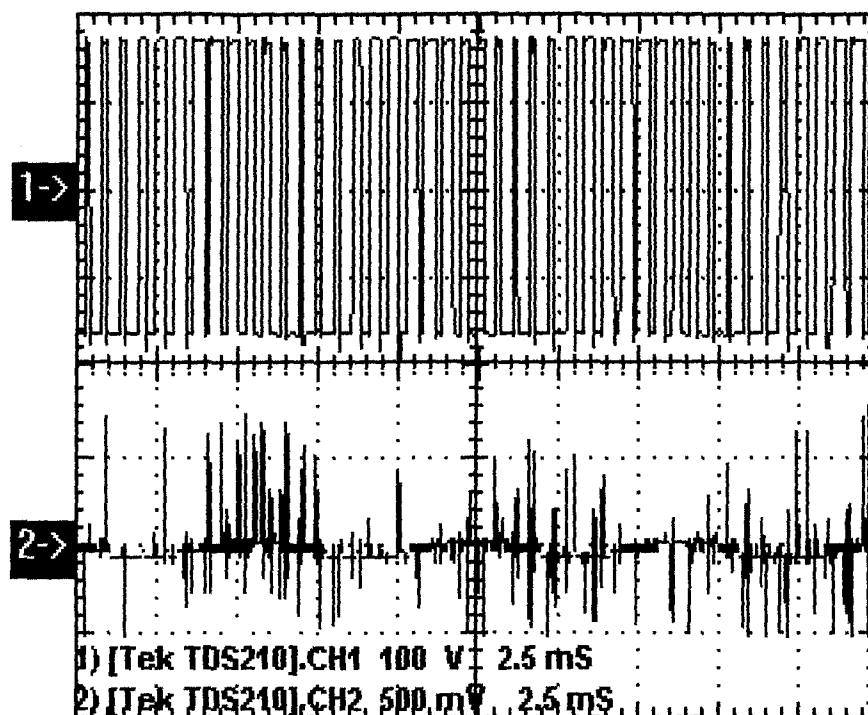


Fig. 4-56: Carga L: $f = 150 \text{ Hz}$; $I_m = 0.5$

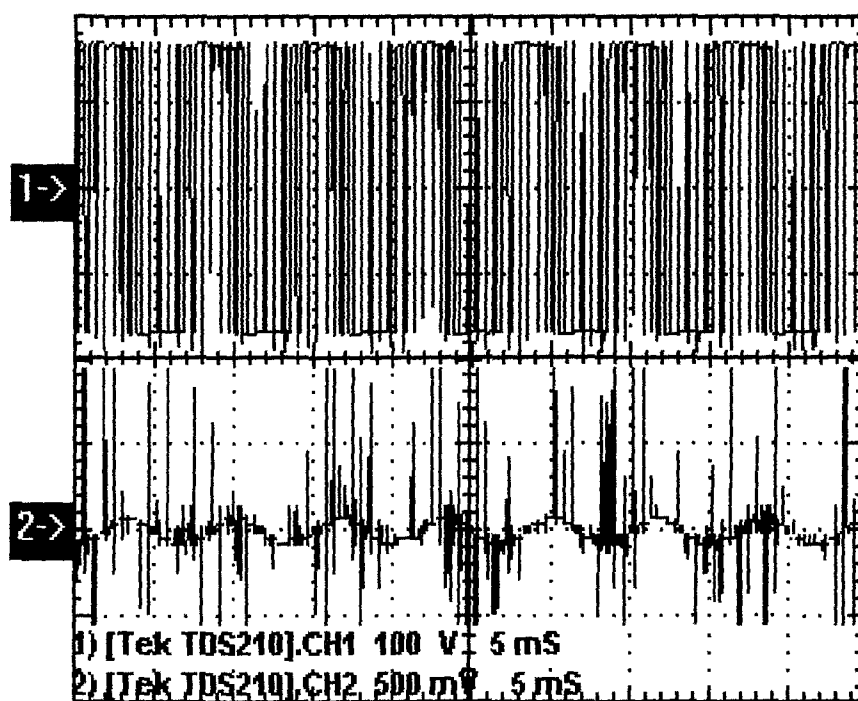


Fig. 4-57: Carga L: $f = 150 \text{ Hz}$; $I_m = 1$

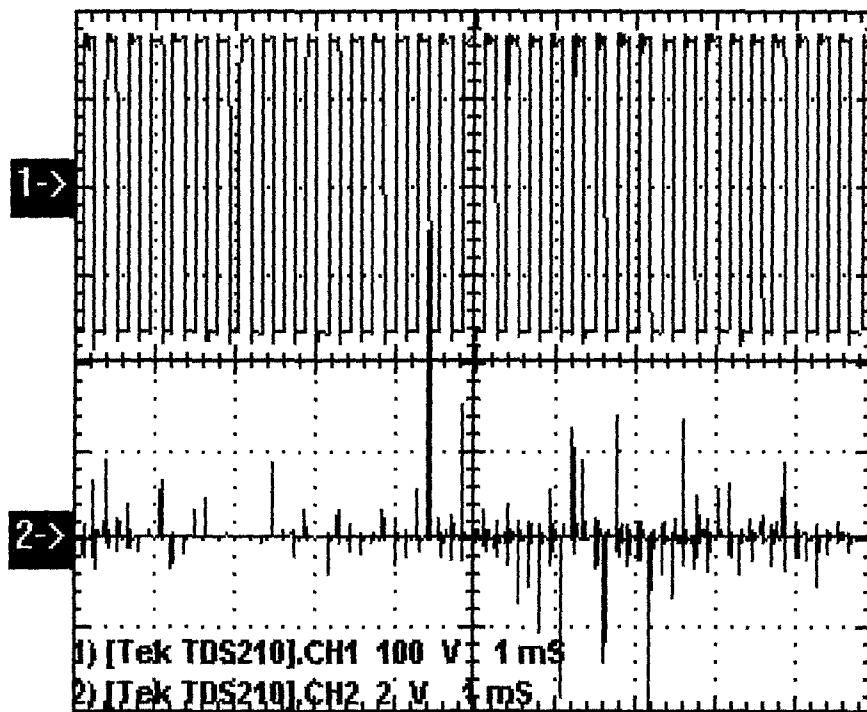


Fig. 4-58: Carga L: $f = 300 \text{ Hz.}; I_m = 0.1$

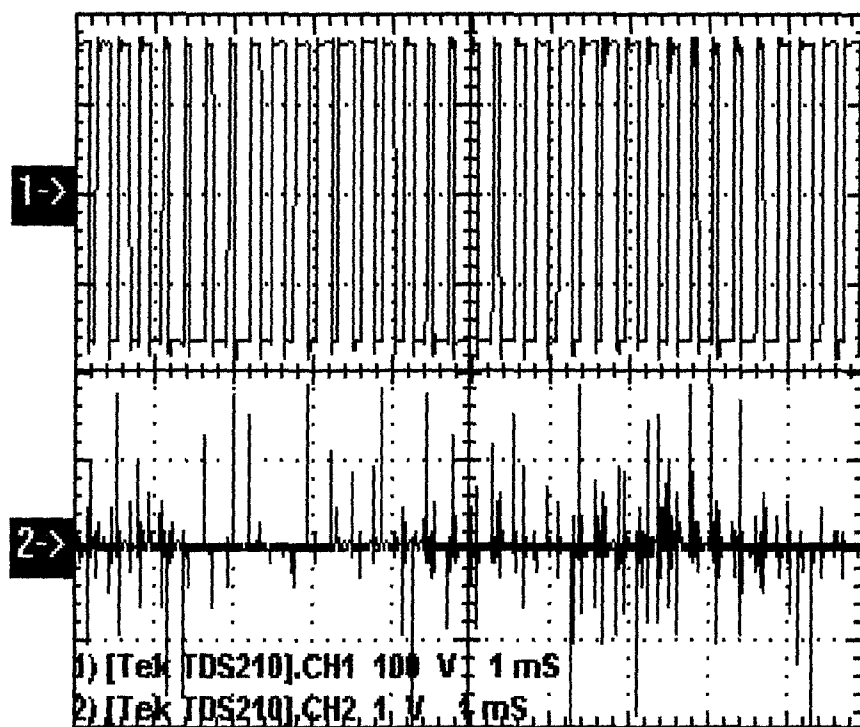


Fig. 4-59: Carga L: $f = 300 \text{ Hz.}; I_m = 0.5$

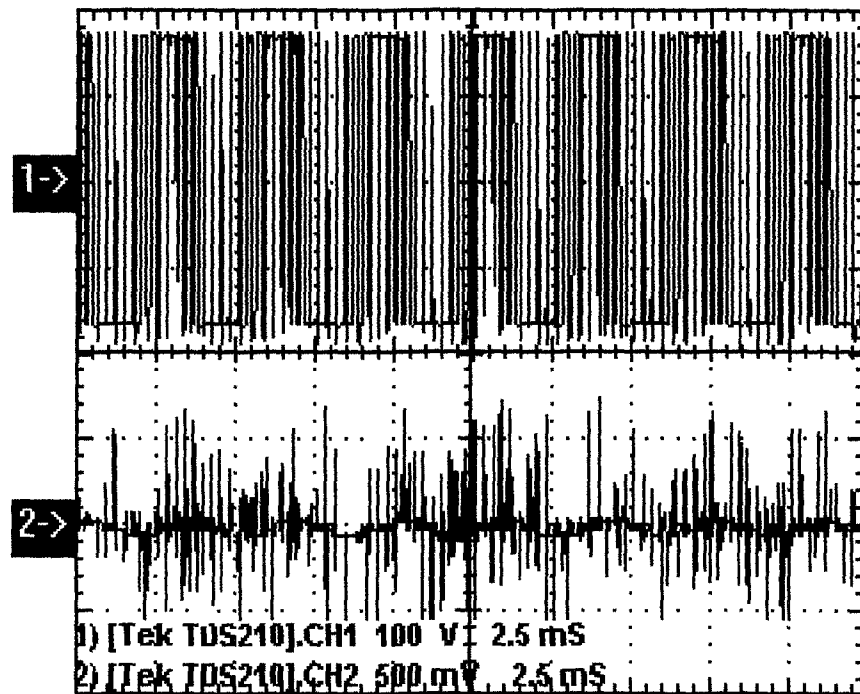


Fig. 4-60: Carga L: $f = 300 \text{ Hz}$; $I_m = 1$

Carga Motor de Inducción de Fase Partida.

Los gráficos que se muestran a continuación se obtienen al tener como carga un motor de inducción de fase partida, en cada figura se indica la escala utilizada para la medición, el valor de índice de modulación y la frecuencia seleccionada. El arranque correcto se obtiene programando el módulo de control para operar a una frecuencia de 60 Hz y un índice de modulación de 0.3, con estos valores se consigue un arranque a tensión reducida óptimo con una corriente de pico en el

arranque que no excede los 10 A y un tiempo de arranque de 20 s aproximadamente.

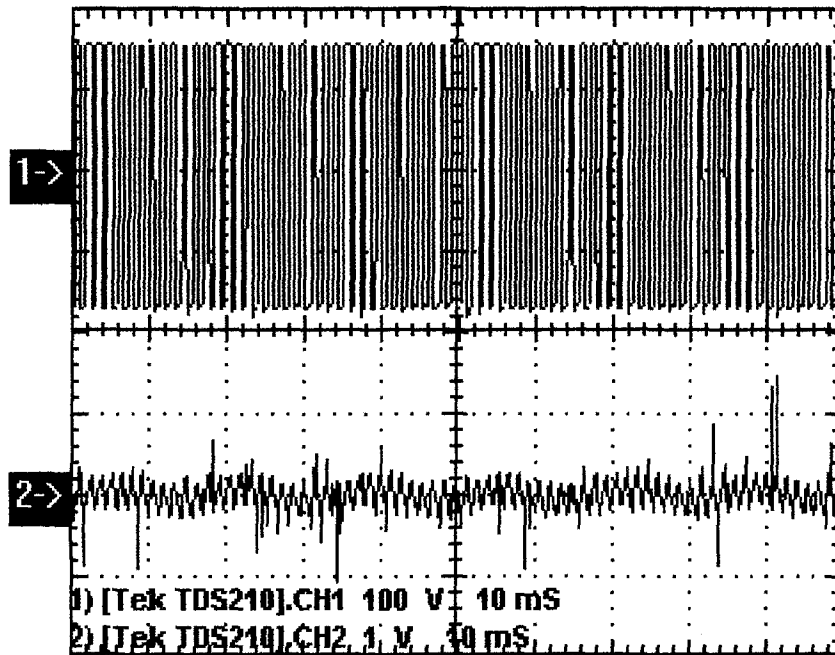


Fig. 4-61: Carga MOTOR: $f = 60$ Hz; $I_m = 0.1$.

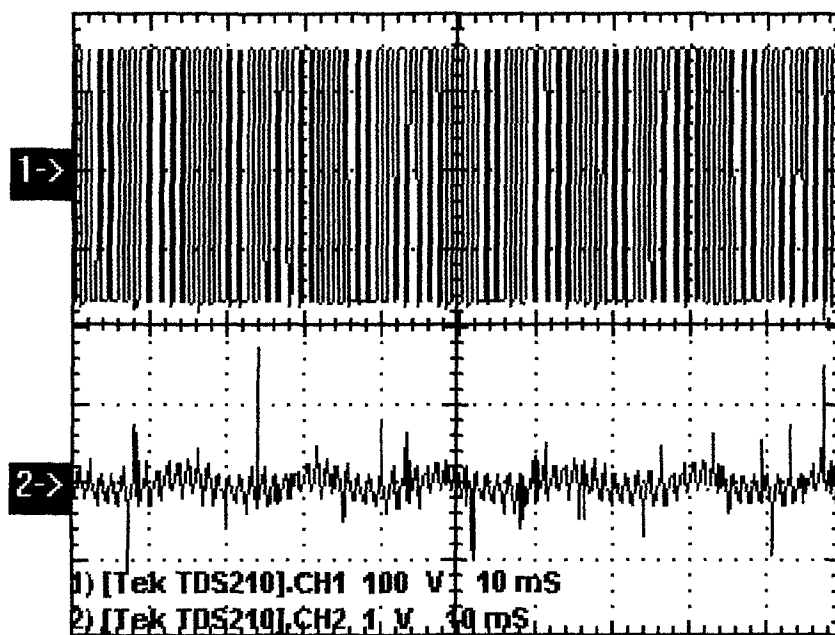


Fig. 4-62: Carga MOTOR: $f = 60$ Hz.; $I_m = 0.5$

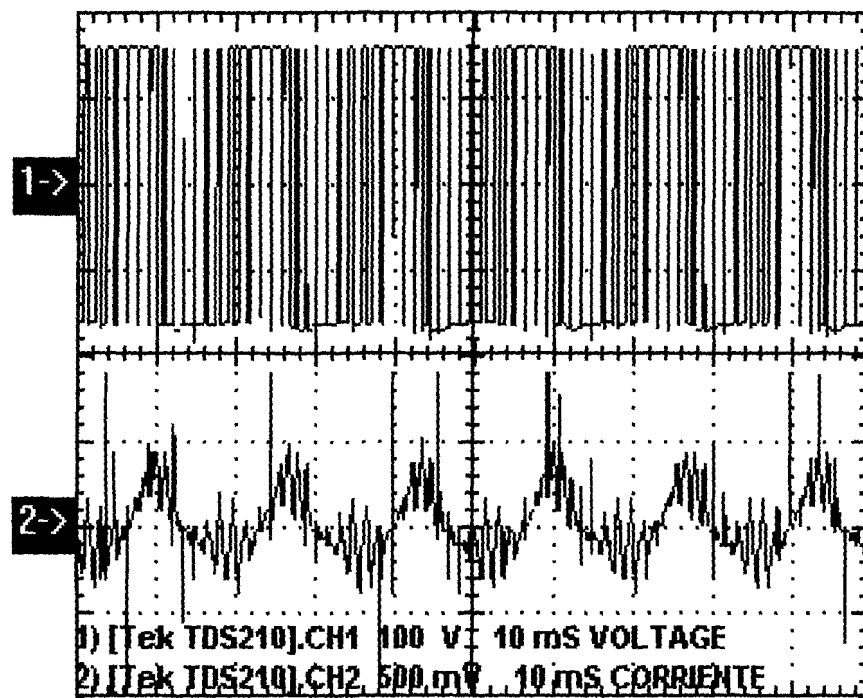


Fig. 4-63: Carga MOTOR: $f = 60 \text{ Hz}$; $I_m = 1$

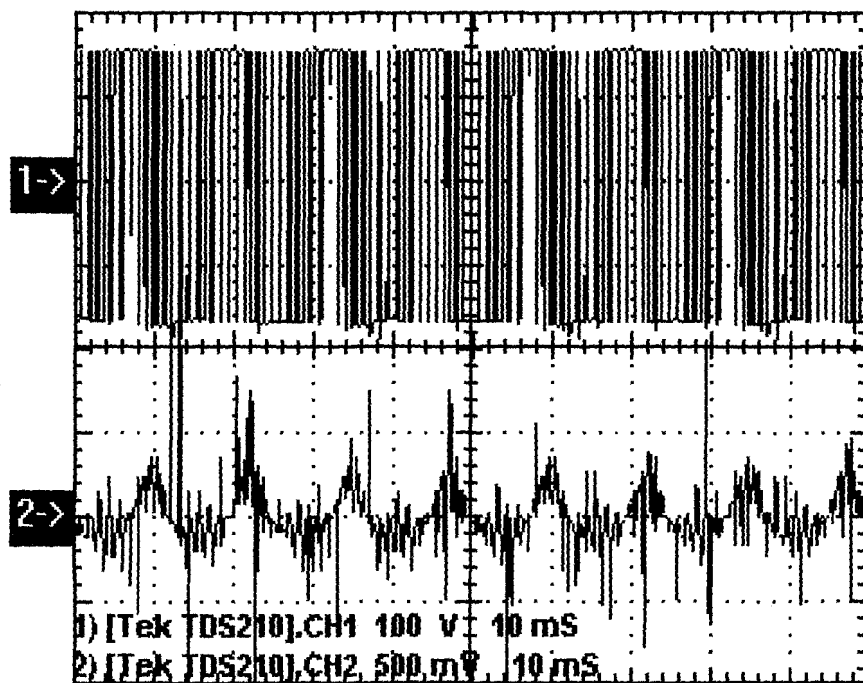


Fig. 4-64: Carga MOTOR: $f = 80 \text{ Hz}$; $I_m = 1$.

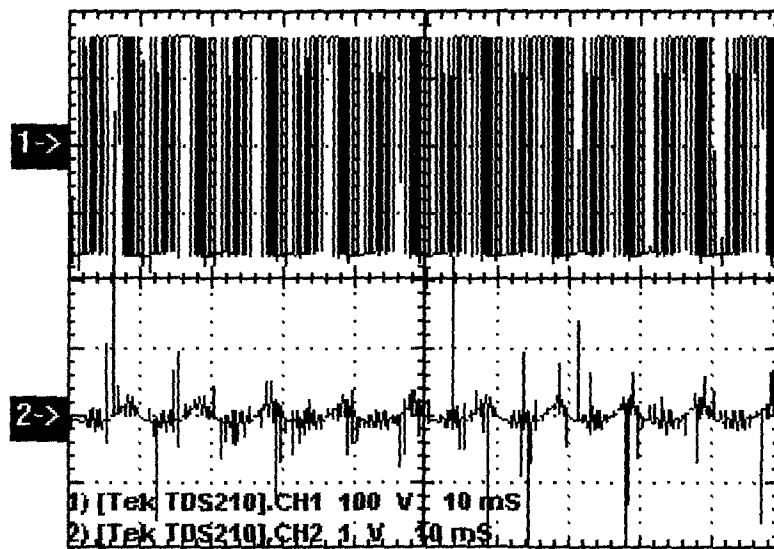


Fig. 4-65: Carga MOTOR: $f = 100 \text{ Hz}$; $I_m = 1$.

GRAFICO VELOCIDAD VS. FRECUENCIA a $I_m = 1$

FRECUENCIA	VELOCIDAD
50 Hz	1492 RPM
55 Hz	1645 RPM
60 Hz	1795 RPM
65 Hz	1943 RPM
70 Hz	2090 RPM
75 Hz	2240 RPM
80 Hz	2390 RPM
85 Hz	2540 RPM
90 Hz	2691 RPM
95 Hz	2836 RPM
100 Hz	2984 RPM

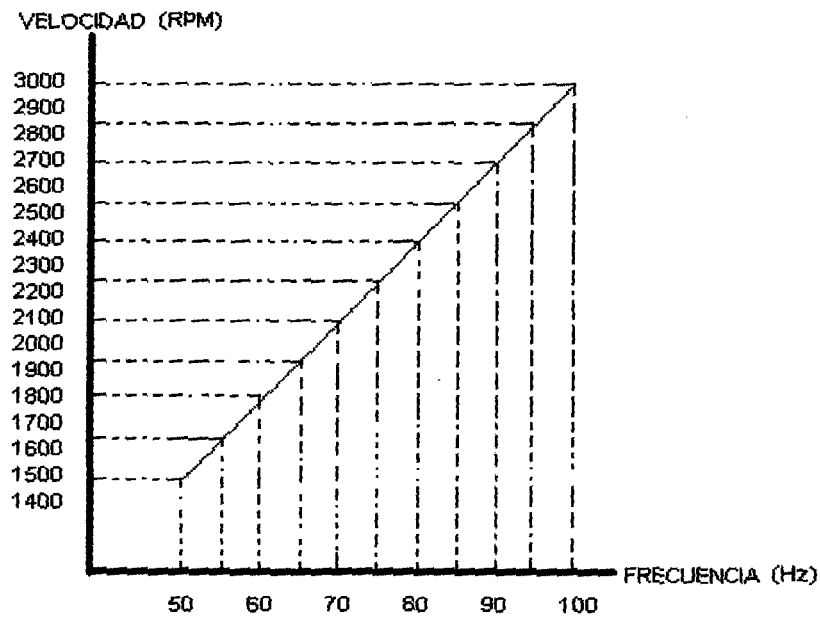


Fig. 4-66: Grafico velocidad vs. Frecuencia a un $I_m = 1$

GRAFICO VELOCIDAD VS I_m a $f = 60$ Hz

I_m	VELOCIDAD
0.2	1686 RPM
0.3	1762 RPM
0.4	1780 RPM
0.5	1786 RPM
0.6	1789 RPM
0.7	1790 RPM
0.8	1793 RPM
0.9	1794 RPM
1	1795 RPM

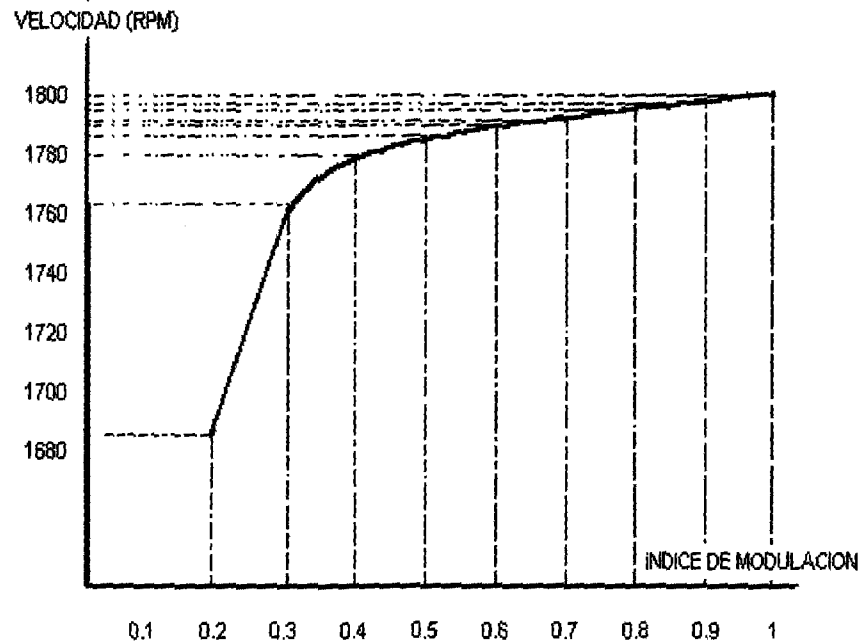


Fig. 4-67: Grafico velocidad vs. I_m a $f = 60\text{Hz}$.

GRAFICOS DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE.

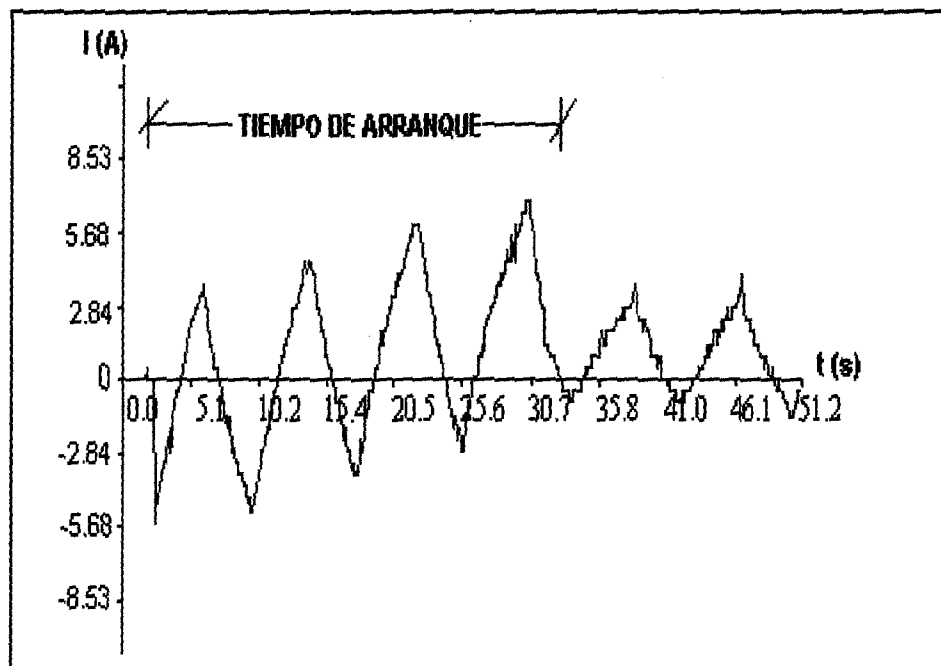


Fig. 4-68: Arranque a $f = 50\text{ Hz}$ y un $I_m = 0.2$, tiempo de arranque de 32 s aproximadamente.

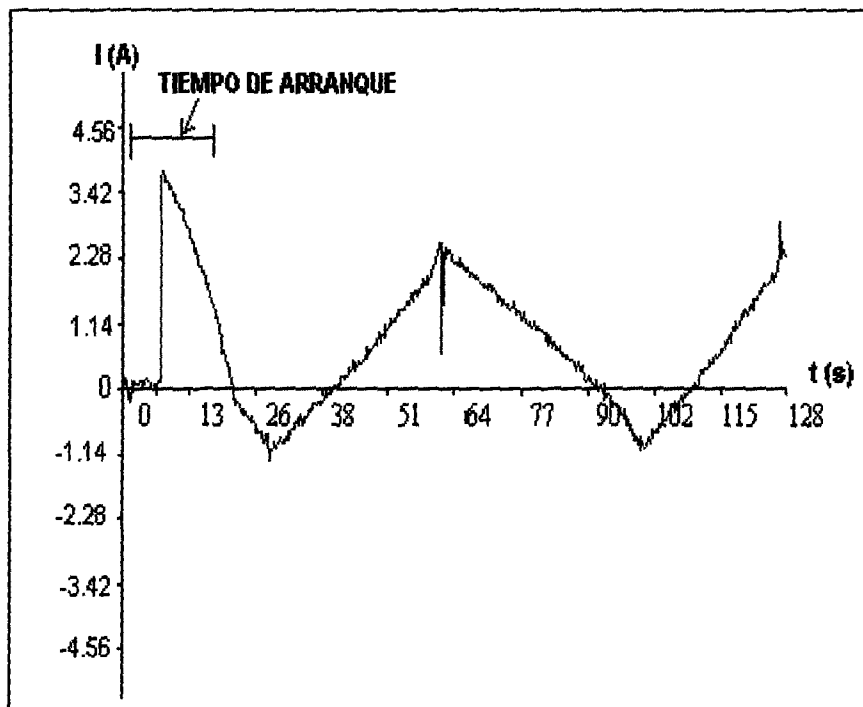


Fig. 4-69: Arranque a $f = 60$ Hz y un $I_m = 0.3$, tiempo de arranque de 20 s aproximadamente.

4.4. Operación de los Circuitos de Protección.

4.4.1. Protección contra Sobrecorriente.

La protección de sobrecorriente fue diseñada para actuar cuando la corriente de carga intente sobrepasar los 10 Amperios, la demostración práctica se lleva a cabo cuando se tiene como carga el motor de fase partida, en el momento del arranque del motor la corriente crece considerablemente, de tal manera, que según las pruebas realizadas el arranque a

tensión reducida produce una corriente inferior a los 10 A cuando se programa el control para operar a: $I_m = 0.2$ con $f = 50\text{Hz}$ o a $I_m = 0.3$ con $f = 60\text{ Hz}$. Si usted desea arrancar el motor con otros valores de control la protección de sobrecorriente no lo permitirá ya que produciría valores de corriente mayor a 10 A. A continuación se muestran los gráficos de corriente de arranque, en los cuales se puede observar el momento que se activa sobrecorriente, esto suceda al intentar arrancar el motor con valores de frecuencia e índice de modulación incorrectos, indicados al pie de cada gráfico.

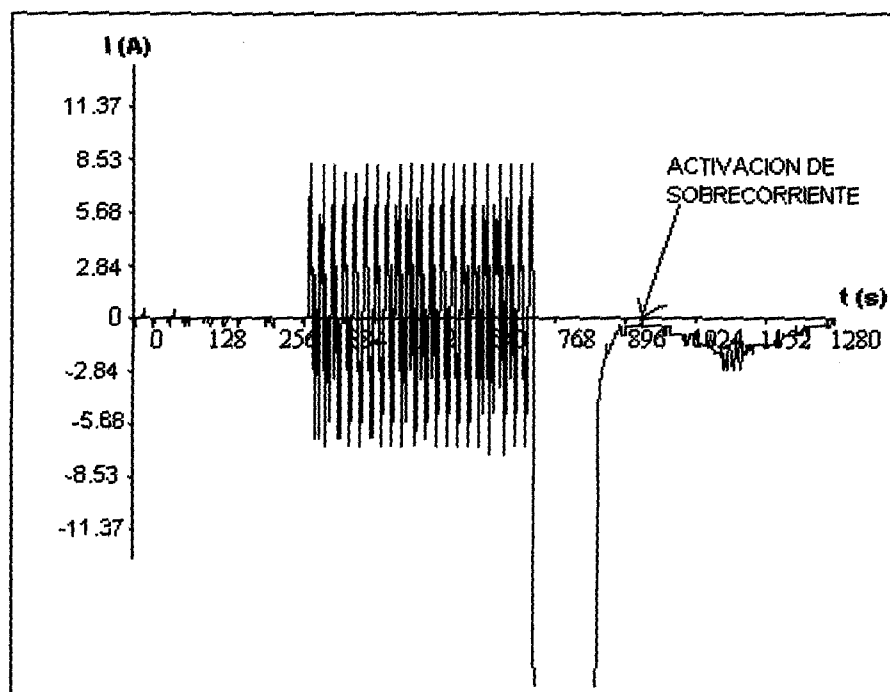


Fig. 4-70: Activación de sobrecorriente durante el arranque a $f = 50\text{ Hz}$ e $I_m = 0.3$

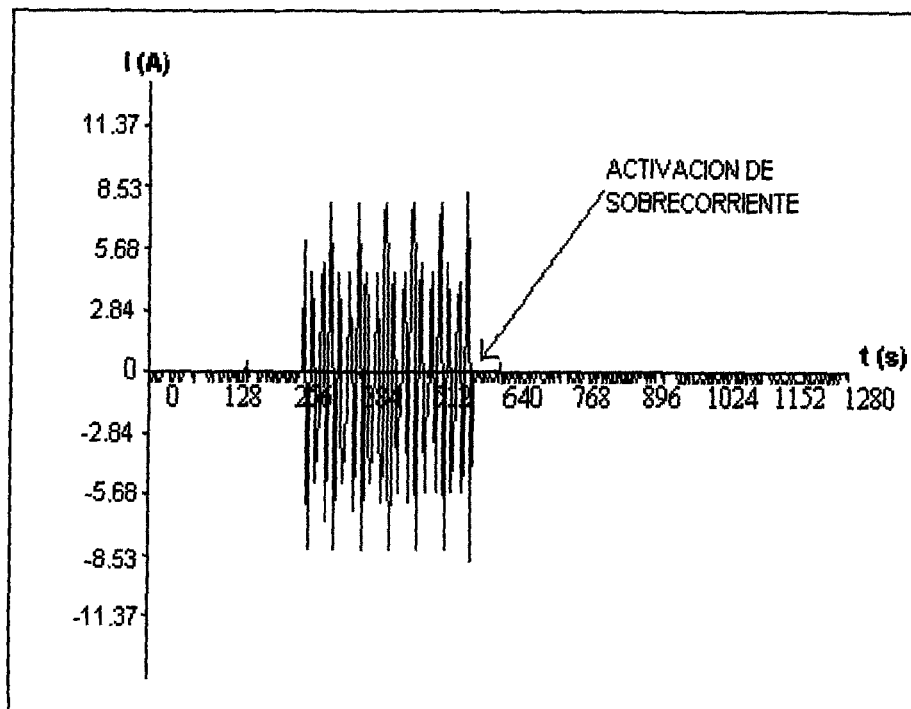


Fig. 4-71: Activación de sobrecorriente durante el arranque a $f = 60 \text{ Hz}$ e $I_m = 0.4$

4.4.2. Circuitos Snubber y Diodos Zener.

La implementación de los circuitos snubber a fin de reducir las pérdidas en la conmutación así como los sobre picos de voltaje colector-emisor en los BJT's de potencia. De acuerdo a los resultados obtenidos en la figura 4-01 se puede decir que el sobre pico de voltaje C-E es del 8.08% .

En caso de presentarse sobre picos de voltaje que intenten pasar el límite V_{CE-MAX} para los BJT's los diodos zeners actuaran recortándolos.

4.5. Detalles Constructivos del Inversor.

La foto 3 en el ANEXO 3 es una vista superior de una de las tarjetas controladoras de base con snubber en la que se puede identificar la bornera de control de 7 servicios (parte superior izquierda), la bornera de potencia de 3 servicios (parte inferior derecha), los dos BJTs de potencia (parte central) de la configuración darlington montados sobre su disipador de calor, las fuentes de polarización de +12V y $\pm 5V$ (parte superior izquierdo entre las borneras de control y los BJTs de potencia) con su puente rectificador y sus filtros, los dos optoacopladores que realizan el aislamiento (debajo de las fuentes de polarización) que a su lado derecho tienen el comparador LM319N, los transistores Q1, Q2 y Q3 (abajo del comparador) y la resistencia por la cual atraviesa la corriente de encendido de los BJTs de potencia (debajo de los optoacopladores) y del lado derecho de los BJTs de potencia los elementos de las redes snubber.

Las redes snubber se encuentran en las tarjetas manejadoras de base 1 y 3 de tal manera que se protege las dos ramas del inversor (1 con 4 y 2 con 3) y están lo más cerca posible de los elementos que se protegen. La foto 5 del ANEXO 3 es una vista del lado de la soldadura de la tarjeta controladora de base con circuito snubber.

La foto 7 del ANEXO 3 es una vista lateral izquierda del modulo del inversor en las que se puede identificar la toma de alimentación de 120 V y su respectivo fusible de 10 A. La foto 8 del ANEXO 3 muestra al equipo en funcionamiento junto al osciloscopio tektronix TDS 210 que sirvió para las tomas de las ondas y el motor de fase partida utilizado como carga.

Para tener una idea del cableado y de la ubicación interna de cada módulo dentro del inversor observamos la foto 9 en el ANEXO 3. Aquí podemos visualizar en la parte baja del inversor implementado la distribución de la alimentación 110 V (parte inferior derecha) para potencia y control, la fuente del inversor (E) con sus respectivos filtros (parte baja central) y la fuente regulada para la tarjeta de control SPWM (parte inferior izquierda). En la parte alta (centro) se encuentra el microcontrolador ubicado en la tarjeta de control SPWM.

En la foto 10 se indica las tarjetas controladoras de base y su ubicación vertical en el interior del inversor que se encuentran montadas sobre la plataforma metálica. Cada tarjeta puede ser fácilmente desmontada de la plataforma metálica.

Capítulo 5

5. CONCLUSIONES

5.1. Evaluación Técnico-Económica.

El costo del modulo del inversor en cuanto tiene que ver a los elementos electrónicos y a todos los accesorios utilizados para la implementación del equipo se encuentran detallados en el ANEXO 6.

El correcto funcionamiento del equipo implementado se logra en base a muchas pruebas llevadas a cabo en el laboratorio, donde es inevitable encontrarse con una serie de problemas en la

equipo. Al momento de realizar las primeras pruebas se compraron elementos que después fueron reemplazados o que no se utilizaron. Se ha estimado que el costo económico mostrado en el ANEXO 6 se incrementa aproximadamente un 25% por estas causas.

Además el modulo de control fue implementado por medio de un microcontrolador 87C52 que no se encontró en el mercado y que fue pedido por Internet a los EEUU, el envío representa un aumento del costo del microcontrolador. Esto implica un esfuerzo adicional en el estudio de su programación y el tiempo necesario para poder acoplarlo al sistema, el cual no representa un costo por lo que no se lo toma en cuenta, pero que indirectamente elevaría el costo del equipo.

También debe considerarse el costo de información que representa el 25% del costo del equipo. Por lo tanto debemos concluir que por los motivos ya expuestos se contempla un incremento del 50% del costo económico del equipo, entonces el costo total real aproximado sería igual a 982,89 dólares.

El alto costo en el desarrollo de este equipo es resultado de pérdidas de pruebas, en información necesaria acerca del diseño del inversor y de programación del microcontrolador. Sin dudas la reproducción del equipo representaría un costo mucho menor.

5.2. Discusión de Resultados Experimentales.

5.2.1. Características Dinámicas de Conmutación del Inversor.

Fueron determinadas experimentalmente las respuestas transitorias para el voltaje colector-emisor con $I_m = 1$ en la figura 4.01 donde se puede notar que el máximo sobrepico de voltaje es aproximadamente del 8% que fue operando con los valores topes, estos valores en la practica no podrían ocasionar ningún daño a los BJTs de potencia, ya que fueron seleccionados para que soporten hasta aproximadamente tres veces el valor de la fuente dc (E). Se puede afirmar que estos sobrepicos de voltaje no añaden disipación de potencia o pérdidas en la conmutación debido a que ocurren cuando la corriente de colector es prácticamente cero.

Los valores de sobrepico de corriente no deberían ser reducidos ya que una disminución de estos provocarían tiempos de encendido mucho más grandes, que resultan perjudiciales al momento de trabajar con las frecuencias más altas ya que los pulsos de voltaje en la carga empiezan a perderse.

La selección de los BJTs de potencia de alta velocidad junto con los circuitos de protección, nos permite obtener resultados

donde los márgenes para las pérdidas dinámicas son pequeñas, cabe mencionar que para la técnica de control de dos niveles donde el riesgo de cortocircuito en cada rama del puente (1 con 4 y 3 con 2) es eminente, se hace necesario el uso de un tiempo muerto entre el apagado de una configuración darlington y el encendido del otro en la misma rama.

5.2.2. Operación del Inversor con diferentes tipos de carga.

Pruebas en los Circuitos Controladores de Base.

En la figura 4-03 se observa las formas de onda de los controladores de base de los BJTs de potencia, estos resultados muestran aproximadamente 1.5V en nivel alto para conseguir el encendido de la configuración darlington y un nivel bajo de -5V para apagar dicha configuración. Con la configuración darlington como switch de potencia se consiguió mejorar la ganancia de corriente, que permite tener valores de corriente aceptables durante el encendido en las bases de cada configuración garantizando la saturación, de esta manera se reduce la disipación de potencia en las resistencias limitadoras de base (drivers) aproximadamente 2w.

Para lograr el apagado de cada configuración darlington se conecta un voltaje negativo en la base de cada configuración, que no exceda las especificaciones del voltaje de ruptura B-E para los BJTs de potencia, el voltaje negativo es entregado por la fuente de $-5V$ a través de un transistor de señal PNP. Se ha conseguido que los circuitos manejadores de base trabajan a la máxima frecuencia de la portadora que para este proyecto es de 3600 Hz, por medio del comparador de voltaje LM319N de elevada rapidez y el uso del optoacoplador NTE3087 que puede trabajar a altas frecuencias.

El mínimo retardo provocado en el circuito controlador de base, depende del optoacoplador que recibe la señal SPWM de dos niveles del microcontrolador, pero este es despreciable en comparación con los retardos ocasionados en los BJTs de potencia (configuración darlington) que son los que limitan la frecuencia de operación del inversor.

PRUEBAS EN LA CARGA.

Carga Resistiva.- Se puede observar que las formas de onda para el voltaje y la corriente son iguales (numeral 4.3.3), aunque la distorsión de la forma de onda de la corriente que se

manifiestan en pequeños picos es notoria por el transiente de tiempo que no existe corriente debido al tiempo muerto. A medida que se incrementa la carga R los valores de corriente disminuirán.

Carga R-L : Se puede apreciar para una frecuencia y una carga dada que al partir con un $I_m = 0.1$ (numeral 4.3.3) se pierde la modulación senoidal y el valor de corriente es pequeño en comparación con el $I_m = 1$ donde se aprecia el incremento de la corriente con forma senoidal (modulación senoidal). Esto sucede porque al incrementar el I_m se incrementa el voltaje (representado por los anchos de los pulsos de control de modulación senoidal) y los tiempos de conmutación se apegan más a la señal de la modulante (onda seno).

A medida que se incrementa la frecuencia el rizado de la corriente disminuye por el incremento de la impedancia de la bobina (filtro R-L).

Carga L : Se cumple que a un bajo I_m se pierde la modulación senoidal, la corriente experimenta un incremento, pero, su rizado disminuye en comparación con la carga R-L para el mismo índice de modulación, ya que la carga representa un filtro inductivo de corriente que disminuye la cantidad de

armónicos a la salida. Como característica general se observa que no se debe usar valores muy altos de inductancia ya que combinada con los valores altos de frecuencia producen una corriente demasiado pequeña.

Carga Motor de Fase Partida: Con los datos obtenidos en el numeral 4.3.3 se observa como característica general que el arranque posee dos alternativas: arranque con frecuencia de 50 Hz y un I_m de 0.2 con un tiempo de arranque de 32 s y arranque con frecuencia 60 Hz y un I_m de 0.3 con un tiempo de arranque de 20 s, en ambos casos la corriente no excede los 10 Amperios y la protección de sobrecorriente no se activa.

Una vez en funcionamiento el máximo valor de frecuencia de trabajo no debe sobrepasar los 100 Hz con un Índice de modulación 1, ya que el motor llega a su máxima velocidad aproximadamente 3000 RPM, luego de lo cual el motor empezará a perder velocidad despegándose el centrífugo de funcionamiento del motor.

Los resultados de velocidad vs. frecuencia manteniendo el I_m en 1 y velocidad vs I_m manteniendo constante la frecuencia a 60 Hz, permite realizar las siguientes observaciones: en el primer caso el rango de variación de velocidad es mayor desde

1491 RPM hasta 2984 RPM, es decir llega a duplicarla y el incremento en cada paso de 5Hz produce un aumento de 150 RPM manteniéndose así durante todo el rango de variación de frecuencia, mientras que en el segundo caso, el rango de velocidad es menor desde 1686 RPM hasta 1795 RPM, esto se produce debido a que la frecuencia de 60 Hz es la nominal del motor, por lo tanto, la máxima velocidad que se podía obtener es la nominal.

5.2.3. Protección Contra Sobrecorriente.

Se pudo comprobar la actuación de esta protección teniendo como carga el motor de fase partida, y la activación de la misma cuando se desea arrancar con otros valores que no sean, frecuencia 50 Hz y un I_m de 0.2 o frecuencia de 60 Hz y un I_m de 0.3 . Los valores mencionados son los óptimos para el arranque ya que lo hacen en un tiempo corto y con una corriente no excedente a los 10 A, que es el margen de seguridad para la corriente sin causar daño a los elementos de conmutación.

5.3. Conclusiones y Recomendaciones.

El diseño y construcción del inversor monofásico manejado por microcontrolador y realizado como proyecto de tópico, surgió del

deseo de brindar al Laboratorio de Electrónica de Potencia un equipo que permita realizar practicas, donde el estudiante pueda notar la utilidad y ventajas de esta técnica de control que lo diferencian de los otros equipos (inversores monofásicos) que actualmente se encuentran en el laboratorio. Este proyecto de tópico fue llevado a cabo mediante la investigación de la técnica de control, el diseño y la realización de muchas pruebas que permitieron tener en la actualidad (entrega del proyecto) este modulo inversor trabajando en optimas condiciones.

CONCLUSIONES:

La realización practica de un proyecto permite verificar la teoría referida al tema tratado, por la continua experimentación que esto implica. Las conclusiones que se presentan se las ha realizado tomando en cuenta las debilidades y fortalezas que tiene el equipo.

- El diseño de un inversor, implica mucho más que la generación de pulsos, es tan importante la parte de potencia, los circuitos auxiliares, circuitos de monitoreo y sobre todo el acoplamiento de todas estas partes, constituye un trabajo que requiere mucho cuidado ya que se trabaja con voltajes elevados que generan problemas, principalmente de ruidos, descargas estáticas, aislamientos, etc.

- La disipación de potencia en los BJT's de potencia hace necesario el montaje de disipadores de calor, ya que en ausencia de estos, la capacidad para soportar sobrecargas instantáneas es mínima, además el equipo consta de rejillas de ventilación que ayudan a evacuar el aire el aire caliente permitiendo un margen de disipación de calor aceptable, el otro elemento que disipa calor es la resistencia limitadora de la corriente de encendido (en los controladores de base), la misma que con un correcto dimensionamiento de potencia no tiene problemas de operación.

- La reducción de las pérdidas dinámicas en la configuración darlington fue posible haciéndolos trabajar en estado de cuasi-saturación, que garantiza la saturación (encendido) pero permite un rápido apagado (corte), a esto se añade la presencia de un voltaje negativo entre los terminales B-E para ayudar al apagado, que es donde más pérdidas se presentan.

- Las pérdidas dinámicas son reducidas con la utilización de los circuitos snubber que mejoran sus características de conmutación, controlando las variaciones de voltaje y corriente en parámetros aceptables, los dimensionamientos efectuados para los elementos de estos circuitos han sido mejorados con los resultados obtenidos en pruebas.

- En un inversor monofásico tipo puente utilizando la técnica de control SPWM de dos niveles, el riesgo de cortocircuito en un ramal es eminente, cuando una de las dos configuraciones darlington de un ramal se enciende y la otra se apaga, dado al retardo de tiempo de los BJTs de potencia desde que ha llegado la señal de control de apagado y esta configuración la cumple. Los cortocircuitos instantáneos son evitados usando un tiempo de zona muerta en el caso mencionado, tratando de no excederse en este tiempo para que no afecte al ancho de los pulsos de control (modulación senoidal).

- El uso del tiempo muerto quedaría restringido a una sola vez por ciclo de operación si se aplica la técnica de control SPWM de tres niveles, en lugar de hacerlo m veces por ciclo como en la SPWM de dos niveles, en la que si se pueden presentar estos tipos de cortocircuitos instantáneos tratados en el párrafo anterior.

- No se pueden utilizar darlington monolíticos en lugar de la configuración darlington con BJTs de potencia simples, porque con carga inductiva pura la resistencia entre base y emisor del transistor principal que permite un camino para la corriente de base cuando el transistor está polarizado inversamente (C-E); esto produce que el darlington monolítico se active en su región activa inversa que produce

su daño cuando el otro elemento de la rama del puente se ponga en conducción, ya que habría un instante en que ambos conducirían.

- La variación de velocidad es mayor cuando se varía la frecuencia, ya que un incremento de 5 Hz representa un aumento de 150 RPM manteniendo constante el m en 1, mientras que, un incremento del m en 0.1 representa una variación muy pequeña en la velocidad si la frecuencia permanece invariable.

- El rango de variación de la velocidad es mayor si se escoge variar la frecuencia, mientras que la variación del índice de modulación representa un menor rango de variación de velocidad.

- Debido a que en el inversor se usa un rectificador no controlado con filtro de entrada, el voltaje prácticamente no se distorsiona, pero la corriente de entrada es distorsionada debido a la presencia del filtro de entrada capacitivo, siendo en este caso necesario el uso de inductancias en la entrada del inversor para suavizar los picos de corriente.

RECOMENDACIONES:

- La elección de los elementos de conmutación para este trabajo de tópicos pudo haber sido transistores de potencia de efecto de campo o IGBTs que tendrían un mejor rendimiento a las frecuencias de operación. Esa opción fue descartada, ya que la operación de estos elementos es más delicada ante las constantes pruebas que necesita la realización de este proyecto, donde el factor económico también entra en juego por los posibles daños que pueden ocurrir. Esta recomendación debe ser considerada para futuros proyectos, siempre que se revise la operación de este equipo, a fin de mejorar su funcionamiento.
- La técnica de control utilizada puede ser reemplazada por la modulación de ancho de pulso senoidal de tres niveles, que disminuye el riesgo de cortocircuitos en cada una de las dos ramas del puente.
- Una opción para la realización de este proyecto es los circuitos manejadores de base para controlar los BJTs de potencia, que en la actualidad se pueden encontrar en Internet, las ventajas de utilizarlos llevan a la disminución del tamaño del equipo y del tiempo de implementación del inversor, con la desventaja de ocurrir un error en las pruebas para la realización del equipo el daño sería para todo el controlador, reemplazándolo en su totalidad.

- El uso de un microcontrolador que tenga incorporado salidas SPWM como el microcontrolador 80C196MC de INTEL, el cual genera salidas SPWM donde se puede variar directamente el índice de modulación y la frecuencia de la portadora requerida.
- Durante el tiempo de pruebas la realización de un proyecto de este tipo se recomienda revisar que las señales de control se encuentren en correcto funcionamiento, debido a que cualquier cortocircuito por muy pequeño que sea producen la destrucción del transistor de potencia.
- Se hace imprescindible el uso de un circuito de control que proporcione una secuencia de encendido correcto, tal que, permita el encendido siempre y cuando el módulo de control (microcontrolador) posea sus señales estabilizadas autorizando el encendido del módulo de potencia. De igual manera, se debe cumplir con una secuencia de apagado que apague primero potencia y por último control.

ANEXO 1

**PROGRAMA EN ASSEMBLER DEL
MICROCONTROLADOR 8752.**


```

; PROGRAMA PARA EL INVERSOR MONOFASICO,
; El cristal del microcontrolador es de 24.000000 Mhz.

; Tiempo muerto para este programa: 10 us.

; Los pines que proporcionaran las salidas son:
; p1.0 corresponde a los transistores 1 y 2 (que tienen la misma señal).
; p1.1 corresponde a los transistores 3 y 4.
; p1.2 es la salida SOBRECORRIENTE.
; p1.3 es la salida ENABLE_RELE.
; p1.4 es la salida VALOR_ACEPTADO.

; Se utilizaran 3 display de 7 segmentos para la frecuencia:

; DIGITO MENOS SIGNIFICATIVO (solo puede valer 0 o 5):
; p0.0 iran al pin 2 ("C") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos)
; y tambien al pin 7 ("A") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).
; pin 1 ("B") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos) a GND.
; pin 6 ("D") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos) a GND.

; DIGITO INTERMEDIO:
; p0.1 iran al pin 1 ("B") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).
; p0.2 iran al pin 2 ("C") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).
; p0.3 iran al pin 6 ("D") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).
; p0.4 iran al pin 7 ("A") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).

; DIGITO MAS SIGNIFICATIVO:
; p0.5 iran al pin 1 ("B") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).
; p0.6 iran al pin 7 ("A") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).
; pin 2 ("C") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos) a GND.
; pin 6 ("D") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos) a GND.

; Se utilizaran 2 display de 7 segmentos para el indice de modulacion:

; DIGITO MENOS SIGNIFICATIVO:
; p2.7 iran al pin 1 ("B") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).
; p2.6 iran al pin 2 ("C") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).
; p2.5 iran al pin 6 ("D") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).
; p2.4 iran al pin 7 ("A") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).

; DIGITO MAS SIGNIFICATIVO:
; p2.3 iran al pin 7 ("A") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos).
; pin 1 ("B") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos) a GND.
; pin 2 ("C") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos) a GND.
; pin 6 ("D") del 7447/7448 (decoder de display de 7 segmentos) a GND.

; CINCO teclas:
; Tecla conectada en p3.0 ----> CAMBIAR FRECUENCIA
; Tecla conectada en p3.1 ----> CAMBIAR INDICE DE MODULACION
; Tecla conectada en p3.5 ----> SUBIR EL VALOR
; Tecla conectada en p3.3 ----> BAJAR EL VALOR
; Tecla conectada en p3.4 ----> ACEPTAR

; p3.2 es la entrada de interrupcion que indica Sobrecorriente. (INT 0)

```

```
; Cuando el programa empieza, envia pulsos para que el motor gire a 50 Hz.  
; Indice de modulacion = 1.0  
; N=12.
```

```
IDLE equ 0  
VARIARFREC equ 1  
VARIARIND equ 2
```

```
frecuencia equ 30h ; valor entre 10 y 60 (frecuencia real para 5)  
frecuencial equ 31h ; valor entre 10 y 60 (frecuencia real para 5)  
indmodulacion equ 32h ; valor entre 1 y 10 (indice real por 10)  
operacion equ 33h  
contadorciclos equ 34h  
periodo equ 35h  
periodo2 equ 36h  
base equ 37h  
base2 equ 38h  
auxiliar1 equ 39h  
auxiliar2 equ 3ah  
auxiliar3 equ 3bh  
auxiliar4 equ 3ch  
auxiliar5 equ 3dh  
acarreo equ 3eh  
tabla1 equ 40h
```

```
;donde se almacenan los 48 bytes que corresponden a las longitudes de  
;los altos y bajos de los 12 pulsos que se envian a los transistores.
```

```
ljmp inicioprogram
```

```
org 03h ;donde debe estar ubicada subrutina de interrupcion para INT 0.
```

```
;Si en p3.2 se recibe pulso en bajo hay sobrecorriente y procedemos a  
;encender los displays, encender el led "sobrecorriente" conectado al  
;pin pl.2 y apagar el rele enviando un alto por el pin pl.3:
```

```
clr pl.2  
setb pl.3  
setb pl.4  
mov p0, #0  
mov p2, #0
```

```
inv46:
```

```
nop ;entro en este lazo infinito del que se sale reseteando.  
sjmp inv46
```

```
inicioprogram:
```

```
mov sp,#08h ;inicializo el puntero de la pila de memoria interna.  
;para que utilice el segundo banco de registros.  
;pues el programa utiliza el primer banco.
```

```
setb pl.0  
setb pl.1  
setb pl.2  
setb pl.3 ;todas las salidas son asertadas en bajo.  
setb pl.4
```

```

mov frecuencia    , #10    ;correspondiente a 50 Hz.
mov frecuencial   , #10    ;correspondiente a 50 Hz.
mov indmodulacion , #10    ;correspondiente a 1.0
mov operacion     , #IDLE

lcall actualizatabla1
;con frecuencia e indice de modulacion conocidos puedo actualizar
;tabla1 que contiene las 24 longitudes de los niveles altos y bajos.

;Lo siguiente envia los valores de frecuencia e indice a los displays:
mov a , frecuencia
mov DPTR,#displayfrec
movc a , @a+DPTR
mov p0 , a ; enviar la frecuencia decodificada a sus displays.

mov a , indmodulacion
mov DPTR,#displayind
movc a , @a+DPTR
mov p2 , a ; enviar el indice decodificado a sus displays.

setb p1.0
setb p1.1
setb p1.2
clr p1.3 ;habilito RELE.
clr p1.4 ;enciendo led "VALOR ACEPTADO".

mov a,#30
e24 mov r7,#150 ; producir un delay de 1.1342 seg. f=24.000 Mhz.
e23 mov r6,#240 ; tiempo del delay T = (((2*r5+3)*r6+3)*r7+3)*12/f.
e22 mov r5,a
djnz r5,e22
djnz r6,e23
djnz r7,e24

; Primero revisamos el pin p3.2 para ver si no hay sobrecorriente:
jb p3.2 , inv43
;Si p3.2 esta en bajo hay sobrecorriente y se toma la accion de
;encerrar los displays, encender el led "sobrecorriente" conectado al
;pin p1.2 y apagar el rele enviando un alto por el pin p1.3:
clr p1.2
setb p1.3
setb p1.4
mov p0, #0
mov p2, #0
inv44:
nop ;entro en este lazo infinito del que se sale reseteando.
sjmp inv44
inv43:

mov tmod , #10h ;programando modo de trabajo del Timer 1.
;para que trabaje como timer de 16 bits.

```

```
mov tcon      , #01  ;Se programa la INT 0 por flanco.
mov ie        , #81h ;Habilita interrupcion INT 0.
```

inv99:

```
; este es el lazo que se repite infinitas veces y que envia las senales
; a los transistores.
```

```
; las intrucciones desde "setb pl.1" hasta "clr pl.0" demoran
; 1+2+2+2 +1+10 +2+1 =
; 21 ciclos de maquina = 10.5 us en ser realizadas.
; Como son 24 porciones de onda, el tiempo total perdido en crear
; tiempos muertos es de 10.5 * 24 = 252 us.
```

```
setb pl.1      ;inhabilitar transistores 3 y 4.
mov tcon,#01h
mov t11,40h
mov th1,41h
mov r6,#5
inv47: djnz r6,inv47
mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
clr pl.0      ;habilitar transistores 1 y 2.
inv01:        ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 1 DE 24.
jnb tcon.7 , inv01
setb pl.0     ;inhabilitar transistores 1 y 2.
mov tcon,#01h
mov t11,42h
mov th1,43h
mov r6,#5
inv48: djnz r6,inv48
mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
clr pl.1      ;habilitar transistores 3 y 4.
inv02:        ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 2 DE 24.
jnb tcon.7 , inv02
setb pl.1     ;inhabilitar transistores 3 y 4.
mov tcon,#01h
mov t11,44h
mov th1,45h
mov r6,#5
inv49: djnz r6,inv49
mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
clr pl.0      ;habilitar transistores 1 y 2.
inv03:        ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 3 DE 24.
jnb tcon.7 , inv03
setb pl.0     ;inhabilitar transistores 1 y 2.
mov tcon,#01h
mov t11,46h
mov th1,47h
mov r6,#5
inv50: djnz r6,inv50
mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
clr pl.1      ;habilitar transistores 3 y 4.
inv04:        ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 4 DE 24.
jnb tcon.7 , inv04
setb pl.1     ;inhabilitar transistores 3 y 4.
mov tcon,#01h
mov t11,48h
```

```

    mov th1,49h
    mov r6,#5
inv51: djnz r6,inv51
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.0 ;habilitar transistores 1 y 2.
inv05: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 5 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv05
    setb pl.0 ;inhabilitar transistores 1 y 2.
    mov tcon,#01h
    mov t11,4ah
    mov th1,4bh
    mov r6,#5
inv52: djnz r6,inv52
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.1 ;habilitar transistores 3 y 4.
inv06: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 6 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv06
    setb pl.1 ;inhabilitar transistores 3 y 4.
    mov tcon,#01h
    mov t11,4ch
    mov th1,4dh
    mov r6,#5
inv53: djnz r6,inv53
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.0 ;habilitar transistores 1 y 2.
inv07: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 7 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv07
    setb pl.0 ;inhabilitar transistores 1 y 2.
    mov tcon,#01h
    mov t11,4eh
    mov th1,4fh
    mov r6,#5
inv54: djnz r6,inv54
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.1 ;habilitar transistores 3 y 4.
inv08: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 8 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv08
    setb pl.1 ;inhabilitar transistores 3 y 4.
    mov tcon,#01h
    mov t11,50h
    mov th1,51h
    mov r6,#5
inv55: djnz r6,inv55
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.0 ;habilitar transistores 1 y 2.
inv09: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 9 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv09
    setb pl.0 ;inhabilitar transistores 1 y 2.
    mov tcon,#01h
    mov t11,52h
    mov th1,53h
    mov r6,#5
inv56: djnz r6,inv56
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.1 ;habilitar transistores 3 y 4.
inv10: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 10 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv10
    setb pl.1 ;inhabilitar transistores 3 y 4.

```

```

    mov tcon,#01h
    mov t11,54h
    mov th1,55h
    mov r6,#5
inv57: djnz r6,inv57
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.0 ;habilitar transistores 1 y 2.
inv11: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 11 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv11
    setb pl.0 ;inhabilitar transistores 1 y 2.
    mov tcon,#01h
    mov t11,56h
    mov th1,57h
    mov r6,#5
inv58: djnz r6,inv58
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.1 ;habilitar transistores 3 y 4.
inv12: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 12 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv12
    setb pl.1 ;inhabilitar transistores 3 y 4.
    mov tcon,#01h
    mov t11,58h
    mov th1,59h
    mov r6,#5
inv59: djnz r6,inv59
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.0 ;habilitar transistores 1 y 2.
inv13: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 13 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv13
    setb pl.0 ;inhabilitar transistores 1 y 2.
    mov tcon,#01h
    mov t11,5ah
    mov th1,5bh
    mov r6,#5
inv60: djnz r6,inv60
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.1 ;habilitar transistores 3 y 4.
inv14: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 14 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv14
    setb pl.1 ;inhabilitar transistores 3 y 4.
    mov tcon,#01h
    mov t11,5ch
    mov th1,5dh
    mov r6,#5
inv61: djnz r6,inv61
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.0 ;habilitar transistores 1 y 2.
inv15: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 15 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv15
    setb pl.0 ;inhabilitar transistores 1 y 2.
    mov tcon,#01h
    mov t11,5eh
    mov th1,5fh
    mov r6,#5
inv62: djnz r6,inv62
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.1 ;habilitar transistores 3 y 4.
inv16: ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 16 DE 24.

```

```

    jnb tcon.7 , inv16
    setb pl.1      ;inhabilitar transistores 3 y 4.
    mov tcon,#01h
    mov t11,60h
    mov th1,61h
    mov r6,#5
inv63: djnz r6,inv63
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.0      ;habilitar transistores 1 y 2.
inv17:           ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 17 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv17
    setb pl.0     ;inhabilitar transistores 1 y 2.
    mov tcon,#01h
    mov t11,62h
    mov th1,63h
    mov r6,#5
inv64: djnz r6,inv64
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.1     ;habilitar transistores 3 y 4.
inv18:           ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 18 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv18
    setb pl.1     ;inhabilitar transistores 3 y 4.
    mov tcon,#01h
    mov t11,64h
    mov th1,65h
    mov r6,#5
inv65: djnz r6,inv65
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.0     ;habilitar transistores 1 y 2.
inv19:           ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 19 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv19
    setb pl.0     ;inhabilitar transistores 1 y 2.
    mov tcon,#01h
    mov t11,66h
    mov th1,67h
    mov r6,#5
inv66: djnz r6,inv66
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.1     ;habilitar transistores 3 y 4.
inv20:           ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 20 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv20
    setb pl.1     ;inhabilitar transistores 3 y 4.
    mov tcon,#01h
    mov t11,68h
    mov th1,69h
    mov r6,#5
inv67: djnz r6,inv67
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
    clr pl.0     ;habilitar transistores 1 y 2.
inv21:           ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 21 DE 24.
    jnb tcon.7 , inv21
    setb pl.0     ;inhabilitar transistores 1 y 2.
    mov tcon,#01h
    mov t11,6ah
    mov th1,6bh
    mov r6,#5
inv68: djnz r6,inv68
    mov tcon,#41h ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.

```

```

        clr pl.1          ;habilitar transistores 3 y 4.
inv22:      ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 22 DE 24.
        jnb tcon.7 , inv22
        setb pl.1        ;inhabilitar transistores 3 y 4.
        mov tcon,#01h
        mov t11,6ch
        mov th1,6dh
            mov r6,#5
inv69:     djnz r6,inv69
        mov tcon,#41h    ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
        clr pl.0        ;habilitar transistores 1 y 2.
inv23:      ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 23 DE 24.
        jnb tcon.7 , inv23
        setb pl.0        ;inhabilitar transistores 1 y 2.
        mov tcon,#01h
        mov t11,6eh
        mov th1,6fh
            mov r6,#5
inv70:     djnz r6,inv70
        mov tcon,#41h    ;para arrancar el timer1 utilizado para contar.
        clr pl.1        ;habilitar transistores 3 y 4.
inv24:      ;ELEMENTO DEL CICLO NUMERO 24 DE 24.
        jnb tcon.7 , inv24

```

```

; si no hubiera que revisar el teclado, iriamos directamente
; a la etiqueta "inv99" para repetir el lazo infinito.
; pero antes de realizar el salto a "inv99" procesamos el teclado
; (las 5 teclas) y los displays si debemos cambiar la frecuencia.

; el tiempo de ejecucion de las siguientes instrucciones
; (saltos normales) es de 1+2+2+2+2 = 9 ciclos de maquina = 4.5 us.

```

```

mov a, operacion
cjne a , #IDLE , inv25

```

```

;cuando estamos en "IDLE" debemos revisar la tecla 2 del teclado para
;indica que queremos cambiar la frecuencia, la tecla 3 indicaria que
;queremos cambiar el indice de modulacion.

```

```

        jb p3.0 , inv26
        setb pl.4
        mov operacion, #VARIARFREC
        mov contadorciclos , #0
        ljmp inv99
inv26:
        jb p3.1 , inv27
        setb pl.4
        mov operacion, #VARIARIND
        mov contadorciclos , #0
        ljmp inv99
inv27:
        ljmp inv99

inv25:
        cjne a , #VARIARFREC , inv39

```



```

jb p3.5 , inv32

;debemos incrementar la frecuencia.
inc contadorciclos
mov a,frecuencia ;un valor entre 10 y 60.
cjne a, contadorciclos , inv33
mov contadorciclos, #0
inc frecuencial
;se ha incrementado la frecuencia, ahora la enviamos al display.
mov a , frecuencial
cjne a , #61 , inv28
mov frecuencial , #10 ;cuando se pasa de 60 regresa a 10.
mov a , frecuencial
inv28:
mov DPTR,#displayfrec
movc a , @a+DPTR
mov p0 , a ; enviar la frecuencia decodificada a sus displays.
ljmp inv99

inv32:
jb p3.3 , inv33

;debemos decrementar la frecuencia.
inc contadorciclos
mov a,frecuencia ;un valor entre 10 y 60.
cjne a, contadorciclos , inv33
mov contadorciclos, #0
dec frecuencial
;se ha decrementado la frecuencia, ahora la enviamos al display.
mov a , frecuencial
cjne a , #09 , inv29
mov frecuencial , #60 ;cuando se pasa de 10 regresa a 60.
mov a , frecuencial
inv29:
mov DPTR,#displayfrec
movc a , @a+DPTR
mov p0 , a ; enviar la frecuencia decodificada a sus displays.
ljmp inv99

inv33:
jb p3.4 , inv41
; se ha presionado la botonera ACEPTAR:
mov a,frecuencial
mov frecuencia,a
lcall actualizatabla1
clr p1.4
mov operacion, #IDLE
inv41:
ljmp inv99

inv39:
cjne a , #VARIARIND , inv40

jb p3.5 , inv35

```



```

;debemos incrementar el indice de modulacion.
inc contadorciclos
mov a,frecuencia          ;un valor entre 10 y 60.
cjne a, contadorciclos , inv34
mov contadorciclos, #0
inc indmodulacion
;se ha incrementado el indice, ahora la enviamos al display.
mov a , indmodulacion
cjne a , #11 , inv36
mov indmodulacion , #1 ;cuando se pasa de 10 regresa a 1.
mov a , indmodulacion
inv36:
mov DPTR,#displayind
movc a , @a+DPTR
mov p2 , a ; enviar el indice decodificado a sus displays.
ljmp inv99

```

```

inv35:
jb p3.3 , inv34

;debemos decrementar el indice de modulacion.
inc contadorciclos
mov a,frecuencia          ;un valor entre 10 y 60.
cjne a, contadorciclos , inv34
mov contadorciclos, #0
dec indmodulacion
;se ha decrementado el indice, ahora la enviamos al display.
mov a , indmodulacion
cjne a , #00 , inv37
mov indmodulacion , #10 ;cuando se pasa de 1 regresa a 10.
mov a , indmodulacion

```

```

inv37:
mov DPTR,#displayind
movc a , @a+DPTR
mov p2 , a ; enviar el indice decodificado a sus displays.
ljmp inv99

```

```

inv34:
jb p3.4 , inv40
; se ha presionado la botonera ACEPTAR:
lcall actualizatabla1
clr p1.4
mov operacion, #IDLE

```

```

inv40:
ljmp inv99

```

actualizatabla1

```

;primero transformamos la frecuencia a su correspondiente periodo
;que es un valor de 16 bits (cargado en la tabla "frec_periodo").

```

```

mov a , frecuencia

```

```
rl a ;duplicamos ese valor de puntero porque son numeros de 16 bits.
mov DPTR,#frec_periodo
movc a , @a+DPTR
mov periodo , a ; 8 bits menos significativos.
```

```
mov a , frecuencia
rl a ;duplicamos ese valor de puntero porque son numeros de 16 bits.
inc a
mov DPTR,#frec_periodo
movc a , @a+DPTR
mov periodo2 , a ; 8 bits mas significativos.
```

```
mov a, indmodulacion
dec a
mov b,#12 ;cada tabla para cada indice de modulacion ocupa 12 bytes.
mul ab
```

```
mov DPTR,#tablapatron
add a,DPL
mov DPL,a
mov a,b
addc a,DPH
mov DPH,a
;En DPTR esta un puntero al inicio de la tabla que contiene los valores
;base que se van a multiplicar por [periodo2:periodo].
```

```
;Ahora rellenaremos "tabla1" realizando 6 multiplicaciones, debido a que
;cada valor de 16 bits de "tabla1" esta repetido 4 veces. Recordando que
;la tabla1 tiene 24 valores (de 16 bits).
```

```
; PRIMERA MULTIPLICACION:
```

```
mov a,#0
movc a , @a+DPTR
mov base , a ; 8 bits menos significativos.
mov a,#1
movc a , @a+DPTR
mov base2 , a ; 8 bits mas significativos.
```

```
;a continuacion realizamos la multiplicacion de dos numeros de 16 bits:
;[base2:base] por [periodo2:periodo].
```

```
lcall multiplica ;resultado en [auxiliar5:auxiliar4].
```

```
clr c
mov a,#255
subb a,auxiliar4
mov 40h , a ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov 54h , a ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov 5ah , a ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov 6eh , a ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov a,#255
subb a,auxiliar5
mov 41h , a ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.
mov 55h , a ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.
```

```
mov 5bh , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.  
mov 6fh , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.
```

```
mov a,6eh  
add a,#9  
mov 6eh,a  
mov a,6fh  
addc a,#0  
mov 6fh,a
```

```
; SEGUNDA MULTIPLICACION:
```

```
mov a,#2  
movc a , @a+DPTR  
mov base , a      ; 8 bits menos significativos.  
mov a,#3  
movc a , @a+DPTR  
mov base2 , a     ; 8 bits mas significativos.
```

```
;a continuacion realizamos la multiplicacion de dos numeros de 16 bits:  
;[base2:base] por [periodo2:periodo].
```

```
lcall multiplica ;resultado en [auxiliar5:auxiliar4].
```

```
clr c  
mov a,#255  
subb a,auxiliar4  
mov 42h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.  
mov 56h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.  
mov 58h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.  
mov 6ch , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.  
mov a,#255  
subb a,auxiliar5  
mov 43h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.  
mov 57h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.  
mov 59h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.  
mov 6dh , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.
```

```
; TERCERA MULTIPLICACION:
```

```
mov a,#4  
movc a , @a+DPTR  
mov base , a      ; 8 bits menos significativos.  
mov a,#5  
movc a , @a+DPTR  
mov base2 , a     ; 8 bits mas significativos.
```

```
;a continuacion realizamos la multiplicacion de dos numeros de 16 bits:  
;[base2:base] por [periodo2:periodo].
```

```
lcall multiplica ;resultado en [auxiliar5:auxiliar4].
```

```
clr c  
mov a,#255  
subb a,auxiliar4
```

```

mov 44h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabl1.
mov 50h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabl1.
mov 5eh , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabl1.
mov 6ah , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabl1.
mov a,#255
subb a,auxiliar5
mov 45h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabl1.
mov 51h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabl1.
mov 5fh , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabl1.
mov 6bh , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabl1.

```

; CUARTA MULTIPLICACION:

```

mov a,#6
movc a , @a+DPTR
mov base , a      ; 8 bits menos significativos.
mov a,#7
movc a , @a+DPTR
mov base2 , a     ; 8 bits mas significativos.

```

;a continuacion realizamos la multiplicacion de dos numeros de 16 bits:
[base2:base] por [periodo2:periodo].

lcall multiplica ;resultado en [auxiliar5:auxiliar4].

```

clr c
mov a,#255
subb a,auxiliar4
mov 46h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabl1.
mov 52h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabl1.
mov 5ch , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabl1.
mov 68h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabl1.
mov a,#255
subb a,auxiliar5
mov 47h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabl1.
mov 53h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabl1.
mov 5dh , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabl1.
mov 69h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabl1.

```

; QUINTA MULTIPLICACION:

```

mov a,#8
movc a , @a+DPTR
mov base , a      ; 8 bits menos significativos.
mov a,#9
movc a , @a+DPTR
mov base2 , a     ; 8 bits mas significativos.

```

;a continuacion realizamos la multiplicacion de dos numeros de 16 bits:
[base2:base] por [periodo2:periodo].

lcall multiplica ;resultado en [auxiliar5:auxiliar4].

```

clr c
mov a,#255

```

```

subb a,auxiliar4
mov 48h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov 4ch , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov 62h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov 66h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov a,#255
subb a,auxiliar5
mov 49h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.
mov 4dh , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.
mov 63h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.
mov 67h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.

```

; SEXTA MULTIPLICACION:

```

mov a,#10
movc a , @a+DPTR
mov base , a      ; 8 bits menos significativos.
mov a,#11
movc a , @a+DPTR
mov base2 , a     ; 8 bits mas significativos.

```

;a continuacion realizamos la multiplicacion de dos numeros de 16 bits:
;[base2:base] por [periodo2:periodo].

lcall multiplica ;resultado en [auxiliar5:auxiliar4].

```

clr c
mov a,#255
subb a,auxiliar4
mov 4ah , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov 4eh , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov 60h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov 64h , a      ; establezco 8 bits menos significativos en tabla1.
mov a,#255
subb a,auxiliar5
mov 4bh , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.
mov 4fh , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.
mov 61h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.
mov 65h , a      ; establezco 8 bits mas significativos en tabla1.

```

; aqui ya finalizo la actualizacion de "tabla1".

ret

multiplica

```

mov a , periodo
mov b , base
mul ab
mov acarreo, b

mov a , periodo2
mov b , base

```

```
mul ab
add a, acarreo
mov auxiliar1,a
mov a,b
addc a,#0
mov auxiliar2,a
```

```
mov a , periodo
mov b , base2
mul ab
mov auxiliar3,a
mov acarreo,b
```

```
mov a , periodo2
mov b , base2
mul ab
add a, acarreo
mov auxiliar4,a
mov a,b
addc a,#0
mov auxiliar5,a
```

```
mov a , auxiliar1
add a , auxiliar3
mov a , auxiliar2
addc a , auxiliar4
mov auxiliar4,a
mov a , auxiliar5
addc a , #0
mov auxiliar5,a
```

```
;los 16 bits mas significativos de la multiplicacion estan en
;[auxiliar5:auxiliar4] y son los que se cargaran en "tabla1".
```

```
ret
```

tablapatron

```
;Este grupo de bytes es para indice de modulacion=0.1
```

```
db 4
db 10
db 132
db 9
db 116
db 10
db 20
db 9
db 181
db 10
db 211
db 8
```

```
;Este grupo de bytes es para indice de modulacion=0.2
```

```
db 69
db 10
db 67
```

```
db 9
db 37
db 11
db 99
db 8
db 166
db 11
db 226
db 7
;Este grupo de bytes es para indice de modulacion=0.3
db 134
db 10
db 2
db 9
db 214
db 11
db 178
db 7
db 152
db 12
db 240
db 6
;Este grupo de bytes es para indice de modulacion=0.4
db 198
db 10
db 194
db 8
db 135
db 12
db 1
db 7
db 137
db 13
db 255
db 5
;Este grupo de bytes es para indice de modulacion=0.5
db 7
db 11
db 129
db 8
db 55
db 13
db 81
db 6
db 123
db 14
db 13
db 5
;Este grupo de bytes es para indice de modulacion=0.6
db 72
db 11
db 64
db 8
db 232
db 13
db 160
db 5
db 108
```



```
db 15
db 28
db 4
;Este grupo de bytes es para indice de modulacion=0.7
db 136
db 11
db 0
db 8
db 153
db 14
db 239
db 4
db 94
db 16
db 42
db 3
;Este grupo de bytes es para indice de modulacion=0.8
db 201
db 11
db 191
db 7
db 74
db 15
db 62
db 4
db 79
db 17
db 57
db 2
;Este grupo de bytes es para indice de modulacion=0.9
db 10
db 12
db 126
db 7
db 250
db 15
db 142
db 3
db 65
db 18
db 71
db 1
;Este grupo de bytes es para indice de modulacion=1.0
db 75
db 12
db 61
db 7
db 171
db 16
db 221
db 2
db 50
db 19
db 86
db 0
```

; A continuacion la tabla periodo versus frecuencia:

frec_periodo

db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	105	
db	168	;para frecuencia= 50
db	230	
db	152	;para frecuencia= 55
db	248	
db	139	;para frecuencia= 60
db	7	
db	129	;para frecuencia= 65
db	166	
db	119	;para frecuencia= 70
db	134	
db	111	;para frecuencia= 75
db	105	
db	104	;para frecuencia= 80
db	35	
db	98	;para frecuencia= 85
db	143	
db	92	;para frecuencia= 90
db	146	
db	87	;para frecuencia= 95
db	20	
db	83	;para frecuencia= 100
db	4	
db	79	;para frecuencia= 105
db	82	
db	75	;para frecuencia= 110
db	243	
db	71	;para frecuencia= 115
db	219	
db	68	;para frecuencia= 120
db	3	
db	66	;para frecuencia= 125
db	99	
db	63	;para frecuencia= 130

db 245
db 60 ;para frecuencia= 135
db 179
db 58 ;para frecuencia= 140
db 153
db 56 ;para frecuencia= 145
db 162
db 54 ;para frecuencia= 150
db 205
db 52 ;para frecuencia= 155
db 20
db 51 ;para frecuencia= 160
db 118
db 49 ;para frecuencia= 165
db 241
db 47 ;para frecuencia= 170
db 130
db 46 ;para frecuencia= 175
db 39
db 45 ;para frecuencia= 180
db 223
db 43 ;para frecuencia= 185
db 168
db 42 ;para frecuencia= 190
db 130
db 41 ;para frecuencia= 195
db 105
db 40 ;para frecuencia= 200
db 95
db 39 ;para frecuencia= 205
db 97
db 38 ;para frecuencia= 210
db 111
db 37 ;para frecuencia= 215
db 136
db 36 ;para frecuencia= 220
db 172
db 35 ;para frecuencia= 225
db 217
db 34 ;para frecuencia= 230
db 15
db 34 ;para frecuencia= 235
db 77
db 33 ;para frecuencia= 240
db 147
db 32 ;para frecuencia= 245
db 225
db 31 ;para frecuencia= 250
db 54
db 31 ;para frecuencia= 255
db 145
db 30 ;para frecuencia= 260
db 242
db 29 ;para frecuencia= 265
db 90
db 29 ;para frecuencia= 270
db 199
db 28 ;para frecuencia= 275

```
db 57
db 28 ;para frecuencia= 280
db 176
db 27 ;para frecuencia= 285
db 44
db 27 ;para frecuencia= 290
db 172
db 26 ;para frecuencia= 295
db 49
db 26 ;para frecuencia= 300
```

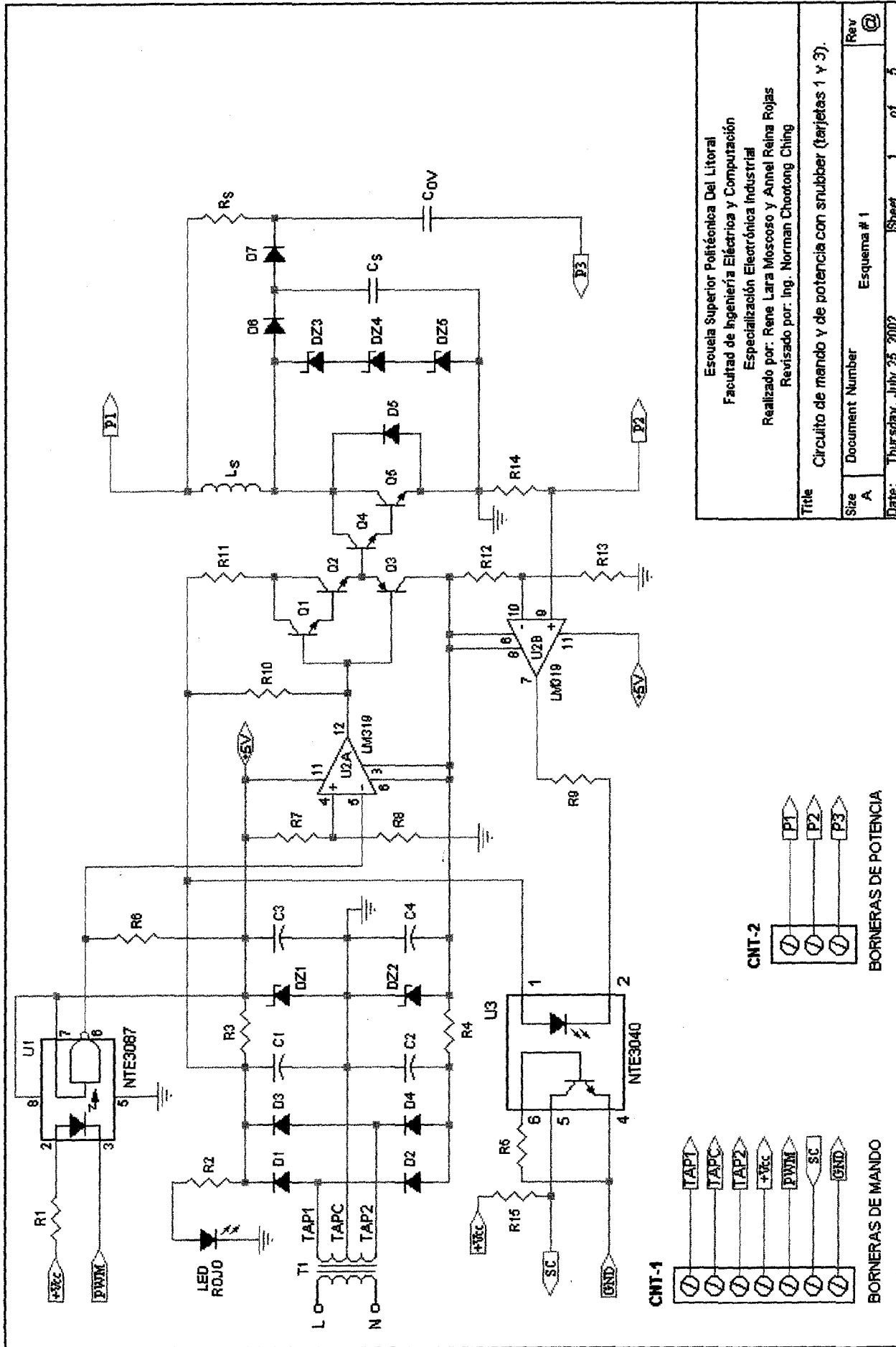
; A continuacion la tabla para los displays de frecuencia:

displayfrec

```
db 20 ;frecuencia de 50
db 20 ;frecuencia de 50
db 20 ;frecuencia de 50
db 20 ;frecuencia de 50
db 20 ;frecuencia de 50
db 20 ;frecuencia de 50
db 20 ;frecuencia de 50
db 20 ;frecuencia de 50
db 20 ;frecuencia de 50
db 20 ;frecuencia de 50
db 20 ;frecuencia de 50
db 21 ;frecuencia de 55
db 6 ;frecuencia de 60
db 7 ;frecuencia de 65
db 22 ;frecuencia de 70
db 23 ;frecuencia de 75
db 8 ;frecuencia de 80
db 9 ;frecuencia de 85
db 24 ;frecuencia de 90
db 25 ;frecuencia de 95
db 64 ;frecuencia de 100
db 65 ;frecuencia de 105
db 80 ;frecuencia de 110
db 81 ;frecuencia de 115
db 66 ;frecuencia de 120
db 67 ;frecuencia de 125
db 82 ;frecuencia de 130
db 83 ;frecuencia de 135
db 68 ;frecuencia de 140
db 69 ;frecuencia de 145
db 84 ;frecuencia de 150
db 85 ;frecuencia de 155
db 70 ;frecuencia de 160
db 71 ;frecuencia de 165
db 86 ;frecuencia de 170
db 87 ;frecuencia de 175
db 72 ;frecuencia de 180
db 73 ;frecuencia de 185
db 88 ;frecuencia de 190
db 89 ;frecuencia de 195
db 32 ;frecuencia de 200
db 33 ;frecuencia de 205
```


ANEXO 2

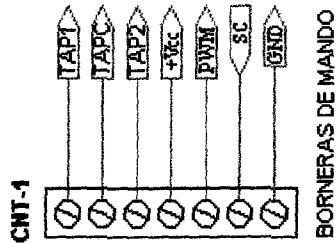
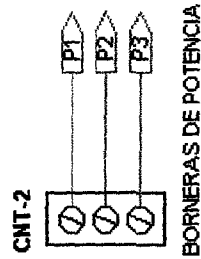
DIAGRAMAS CIRCUITALES DEL INVERSOR.

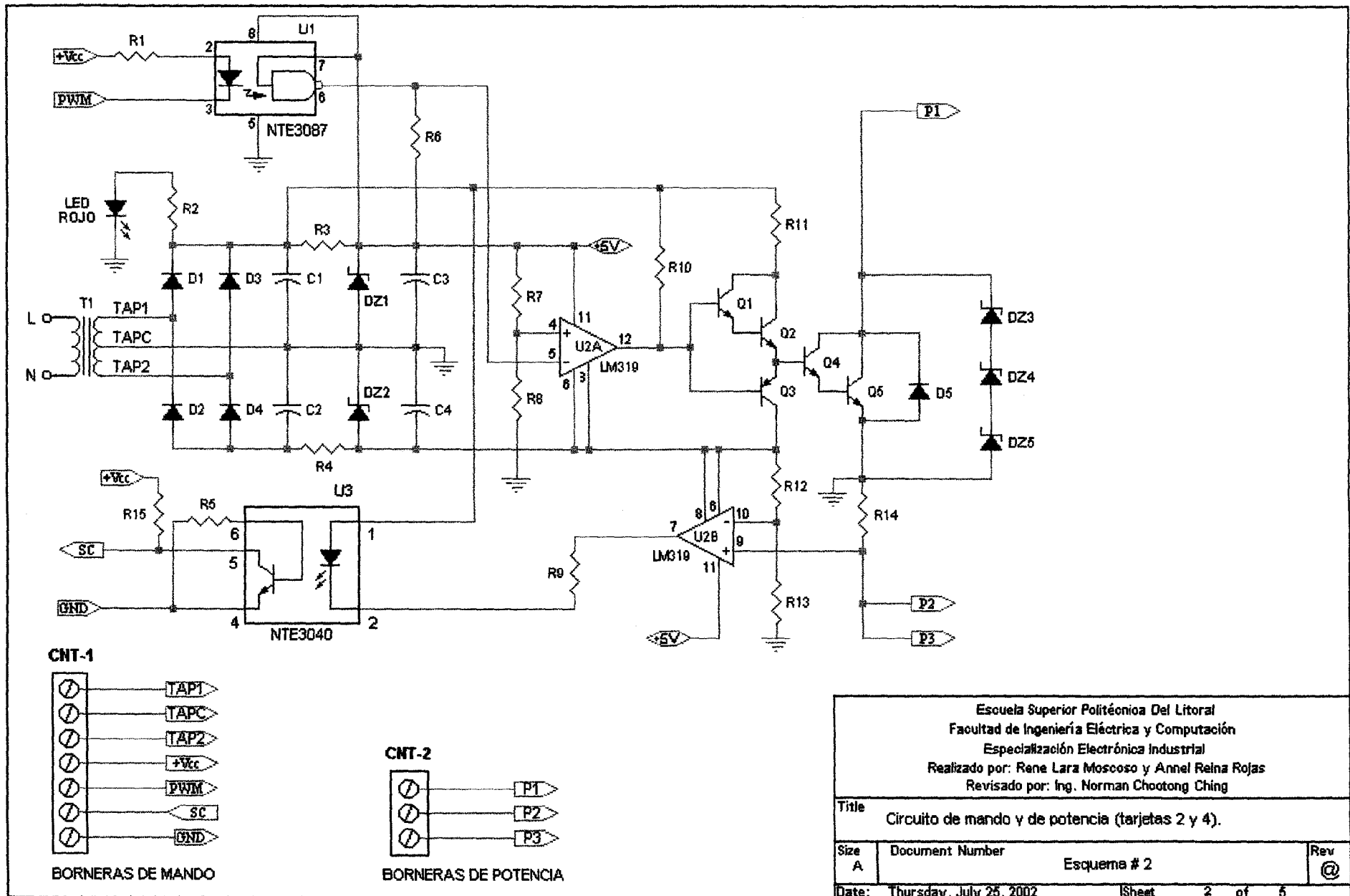


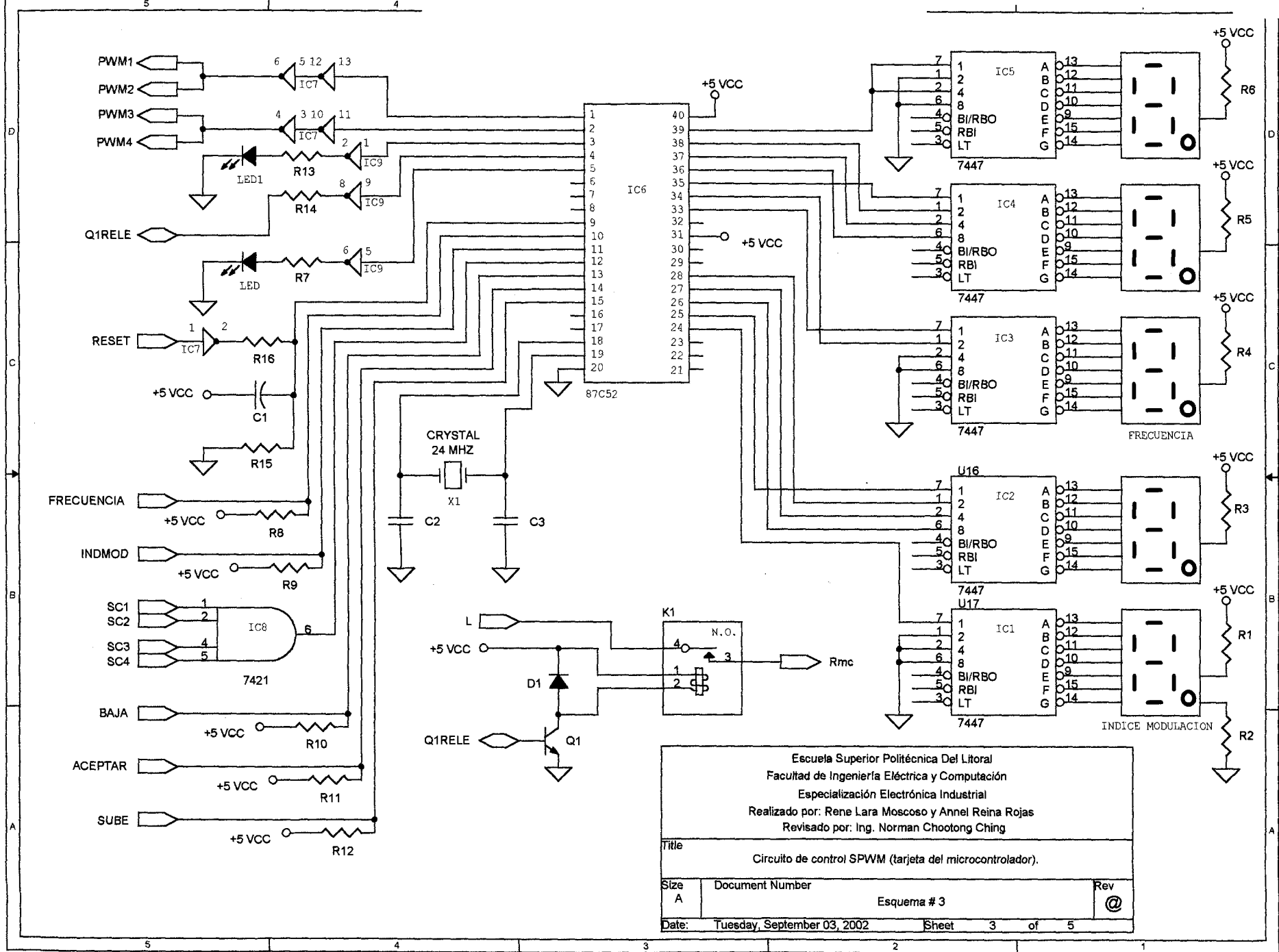
Escuela Superior Politécnica Del Litoral
 Facultad de Ingeniería Eléctrica y Computación
 Especialización Electrónica Industrial
 Realizado por: Rene Lara Moscoso y Annel Reina Rojas
 Revisado por: Ing. Norman Chontong Ching

Title: Circuito de mando y de potencia con snubber (tarjetas 1 y 3).

Size	Document Number	Esquema # 1	Rev
A			2
Date: Thursday, July 25, 2002			Sheet 1 of 3

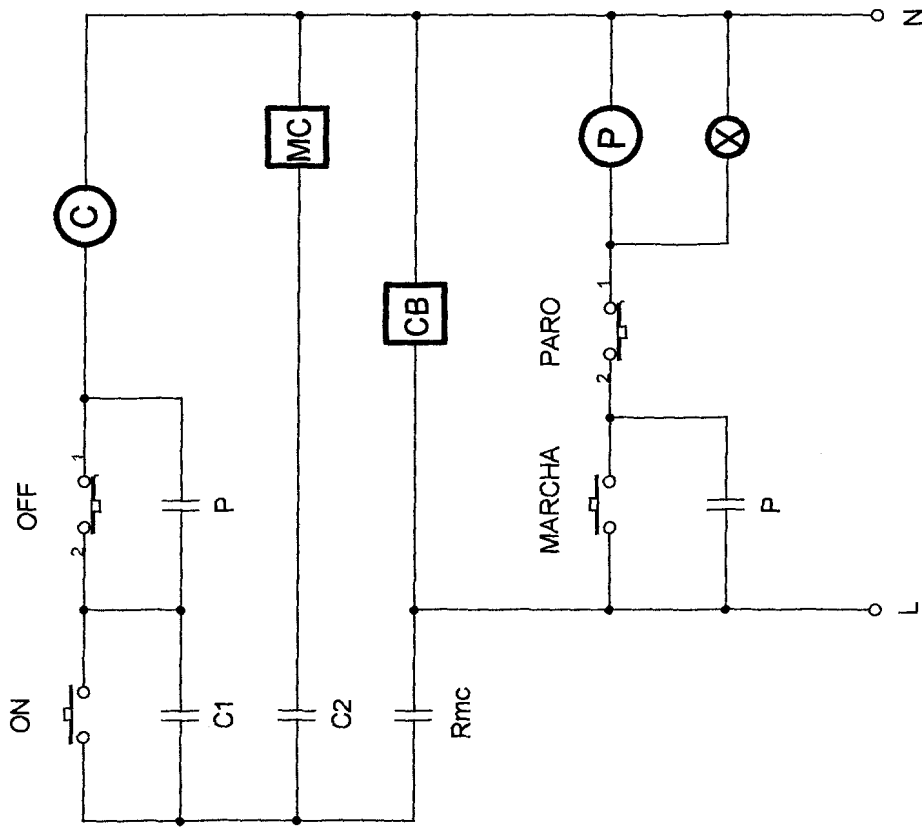






Escuela Superior Politécnica Del Litoral
 Facultad de Ingeniería Eléctrica y Computación
 Especialización Electrónica Industrial
 Realizado por: Rene Lara Moscoso y Annel Reina Rojas
 Revisado por: Ing. Norman Chootong Ching

Title		
Circuito de control SPWM (tarjeta del microcontrolador).		
Size	Document Number	Rev
A	Esquema # 3	@
Date:	Tuesday, September 03, 2002	Sheet 3 of 5



(C)

RELE DE CONTROL

(MC)

TARJETA DEL MICROCONTROLADOR

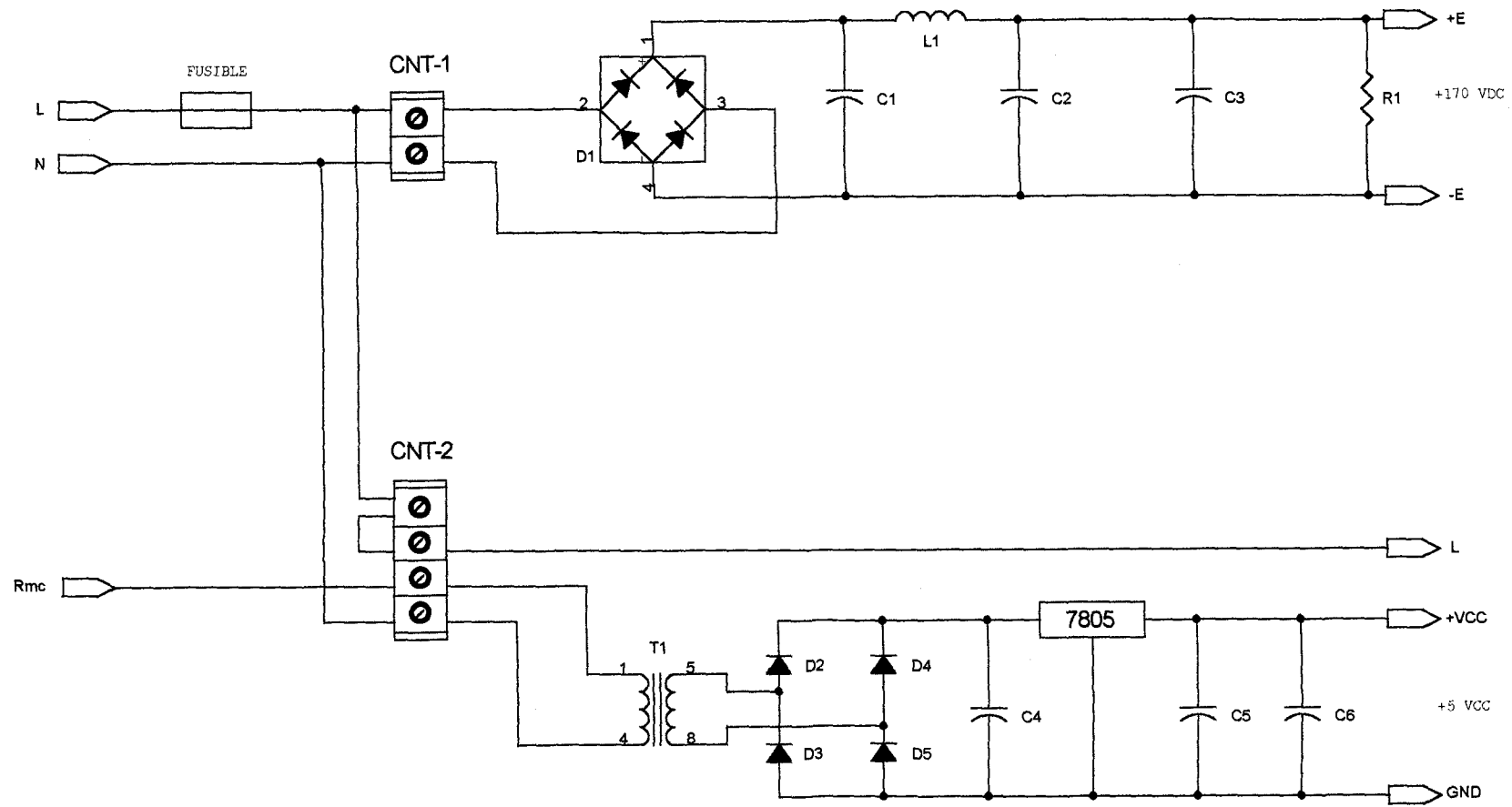
(CB)

TARJETAS CONTROLADORAS DE BASE

(P)

BOBINA DEL CONTACTOR DE LA FUENTE PRINCIPAL

Escuela Superior Politécnica Del Litoral Facultad de Ingeniería Eléctrica y Computación Especialización Electrónica Industrial Realizado por: Rene Lara Moscoso y Annel Reina Rojas Revisado por: Ing. Norman Chiodong Ching	
Title	Circuito de Encendido y Apagado del Módulo Inversor
Size	Document Number
A	Esquema # 4
Date: Tuesday, September 03, 2002	Sheet 4 of 5



Escuela Superior Politécnica Del Litoral Facultad de Ingeniería Eléctrica y Computación Especialización Industrial Realizado por: Rene Lara Moscoso y Annel Reina Rojas Revisado por: Ing. Norman Chootong Ching			
Title			
Circuito para las Fuentes de Potencia y de Control del Módulo Inversor			
Size	Document Number		Rev
A	Esquema # 5		@
Date:	Tuesday, September 03, 2002	Sheet	5 of 5

ANEXO 3
FOTOS DEL INVERSOR.

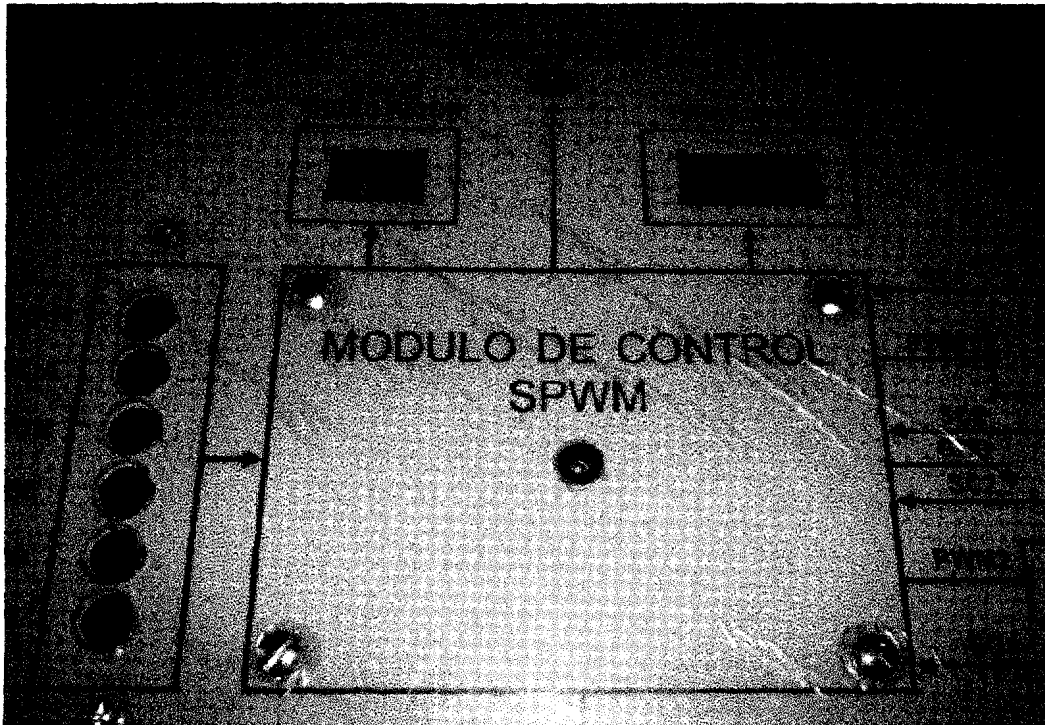


Foto 1: Parámetros iniciales cuando el módulo de control ha sido encendido.

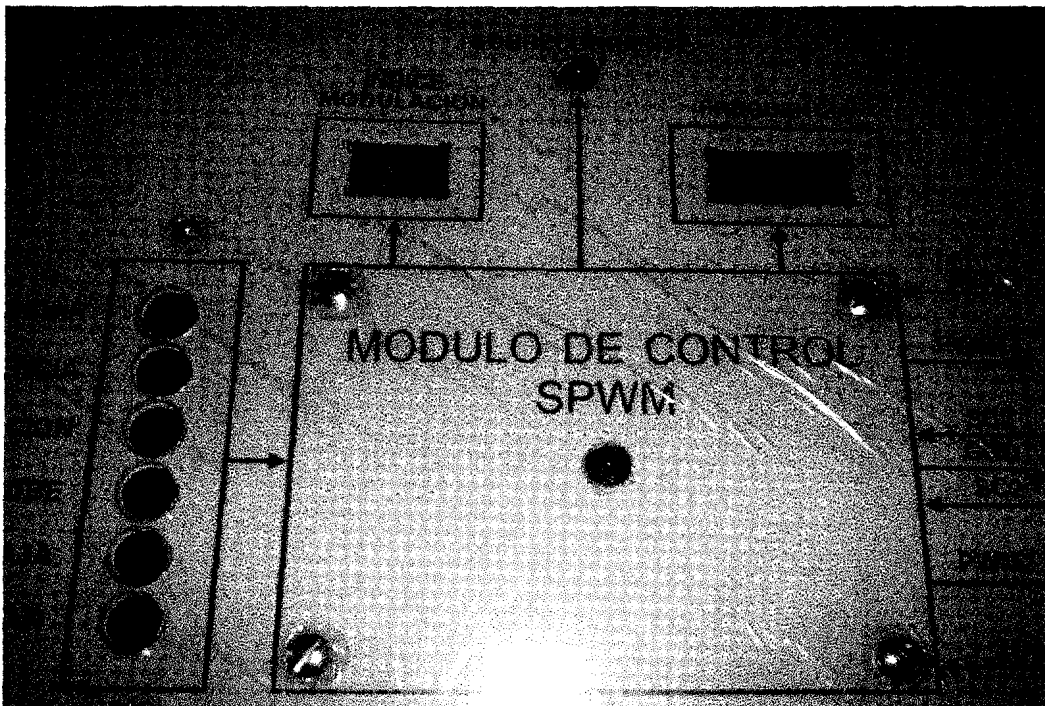


Foto 2: Módulo de control permitiendo variaciones de frecuencia o I_m .

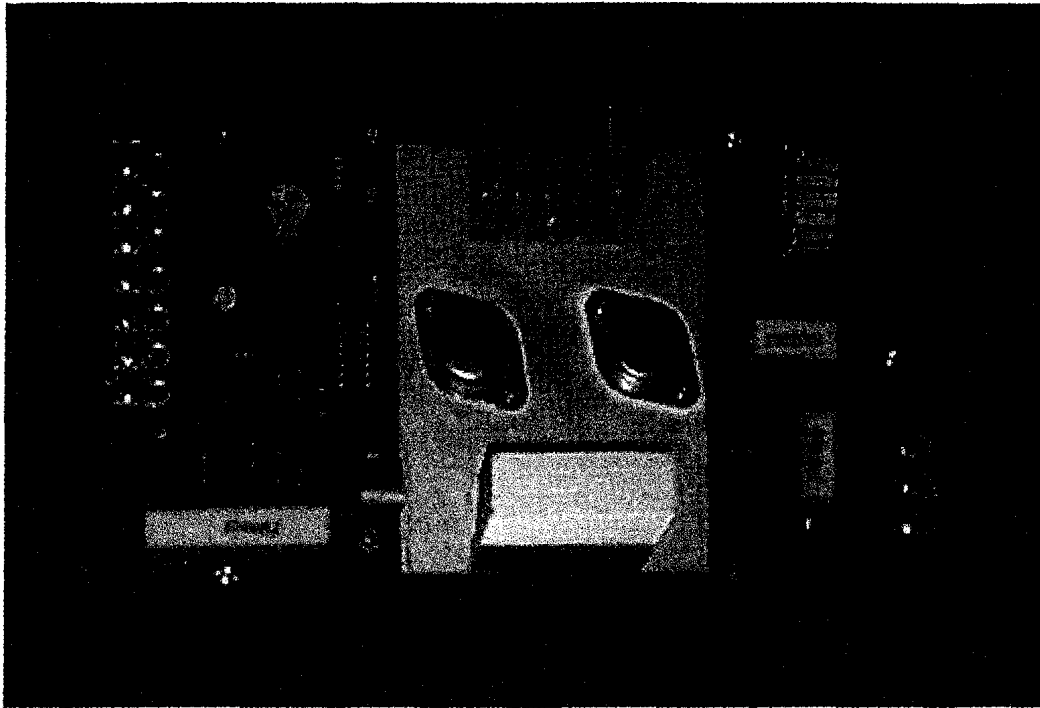


Foto 3: Tarjeta de Control de Base 1, con circuito Snubber.

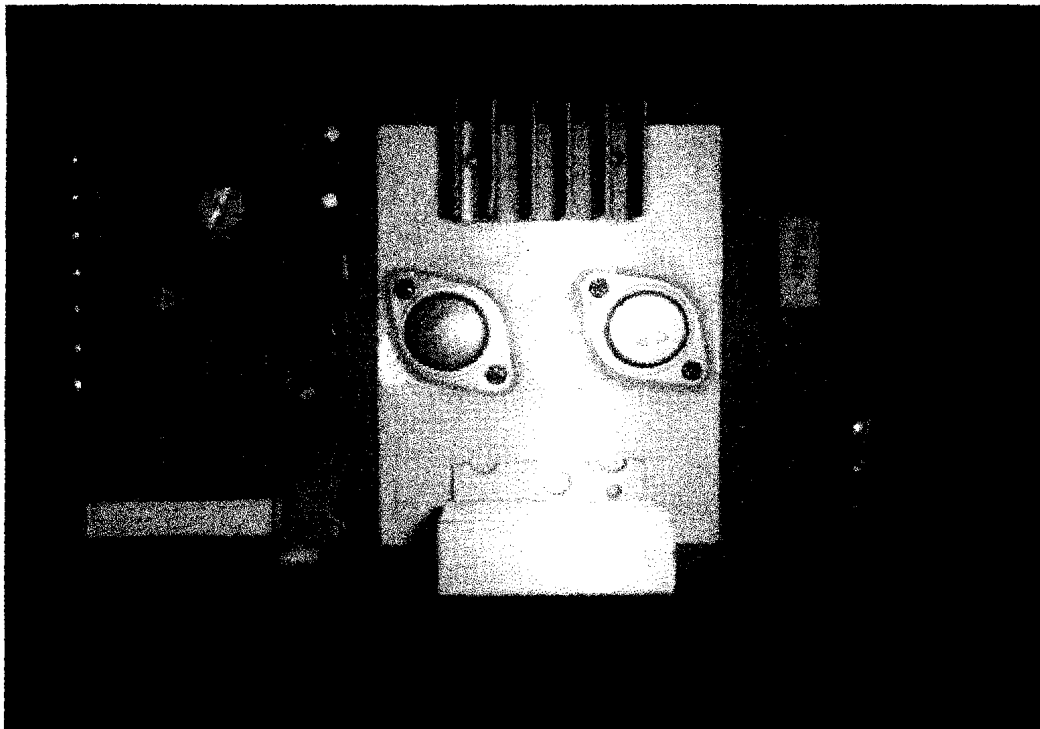


Foto 4: Tarjeta de Control de Base 2, sin circuito Snubber.

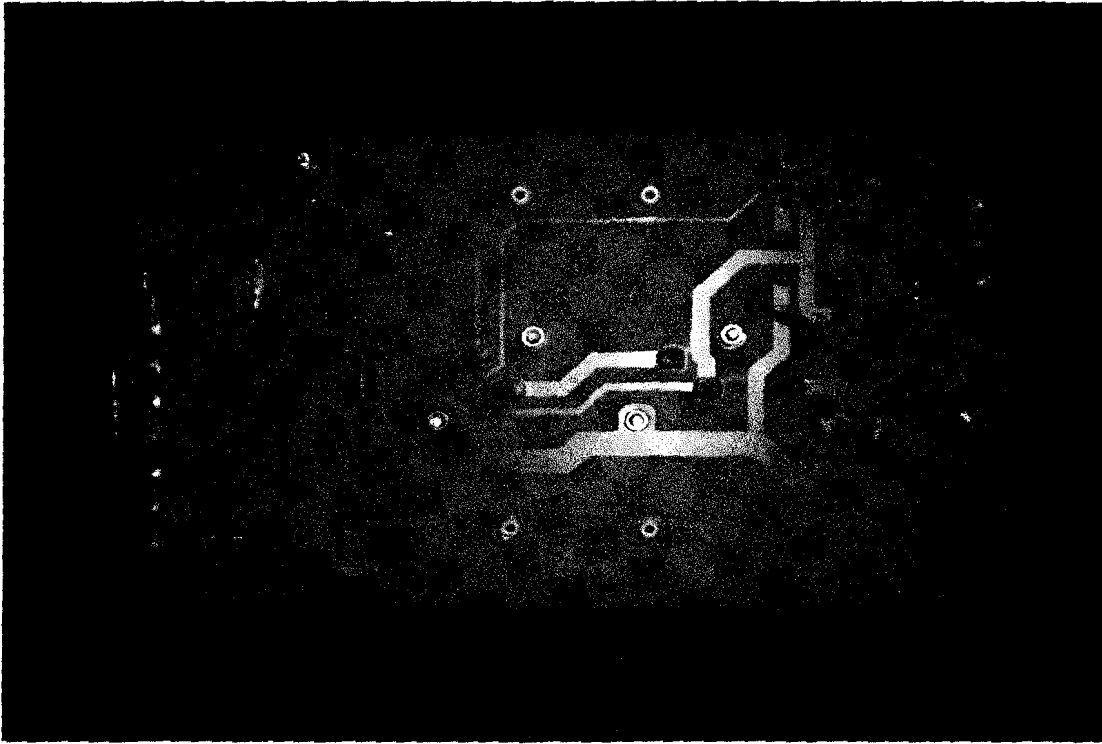


Foto 5: Vista del lado de la soldadura de la tarjeta 1.

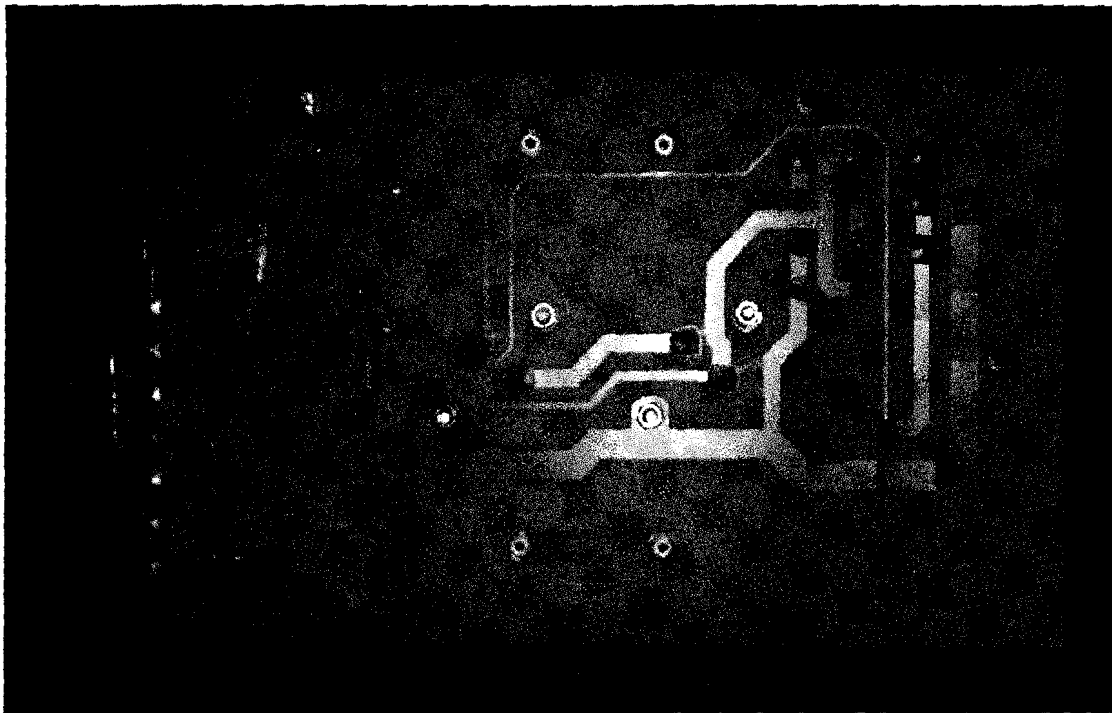


Foto 6: Vista del lado de la soldadura de la tarjeta 4.

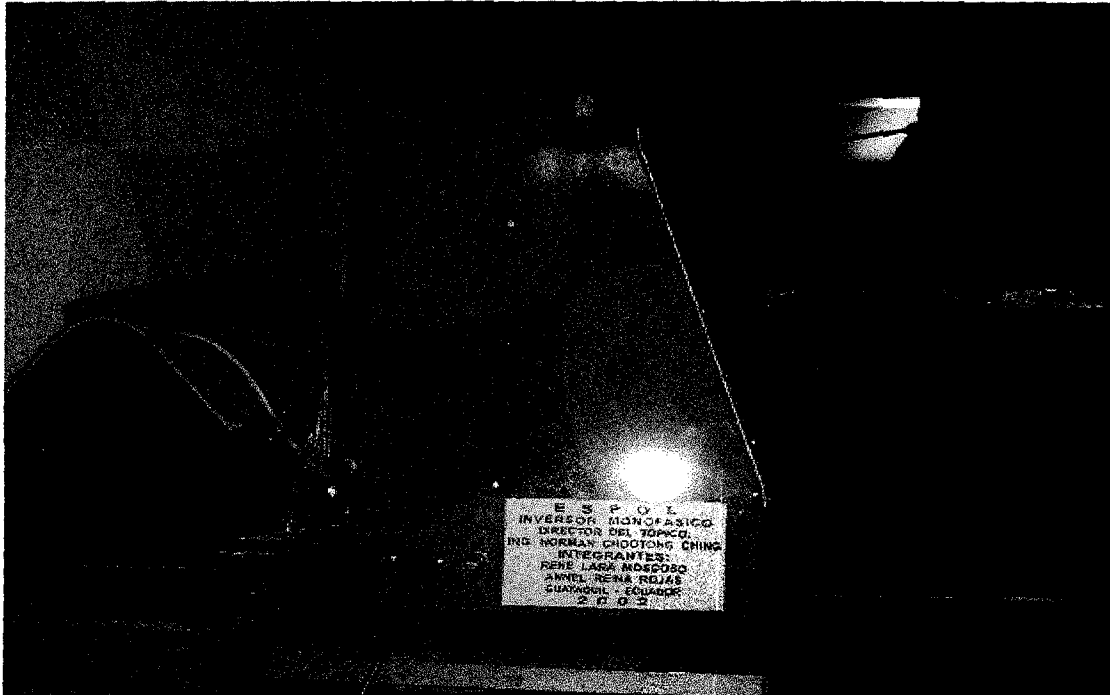


Foto 7: Vista lateral izquierda del modulo del inversor.

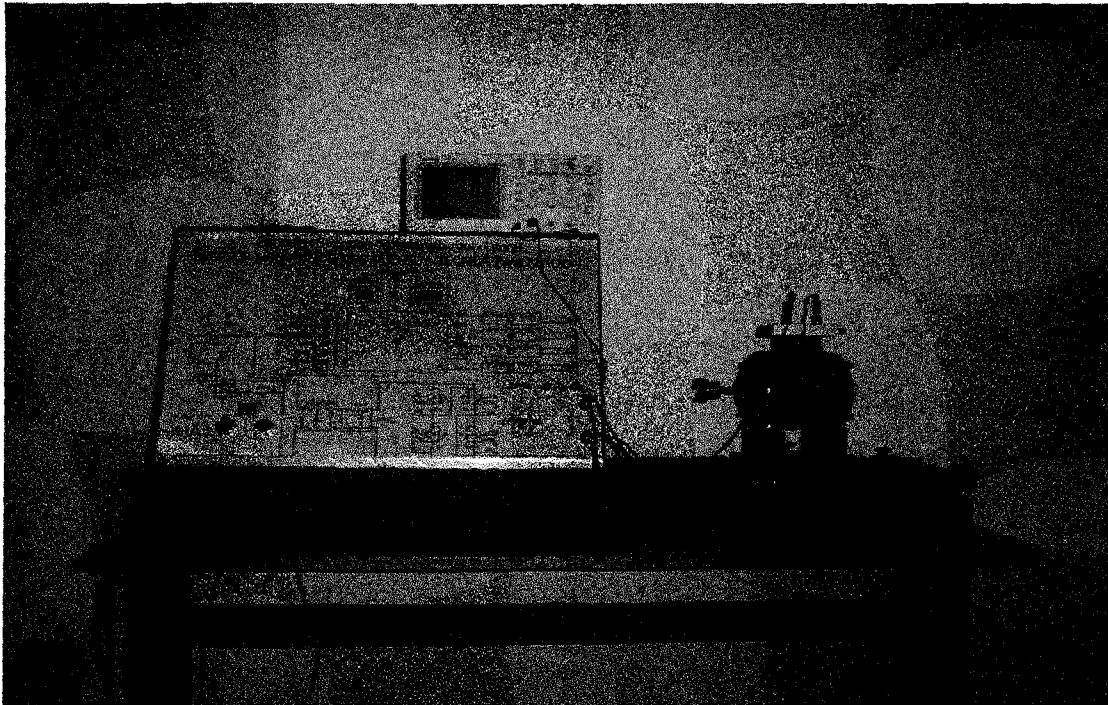


Foto 8: Equipo en funcionamiento junto al osciloscopio tektronix TDS 210 y el motor de Fase Partida.

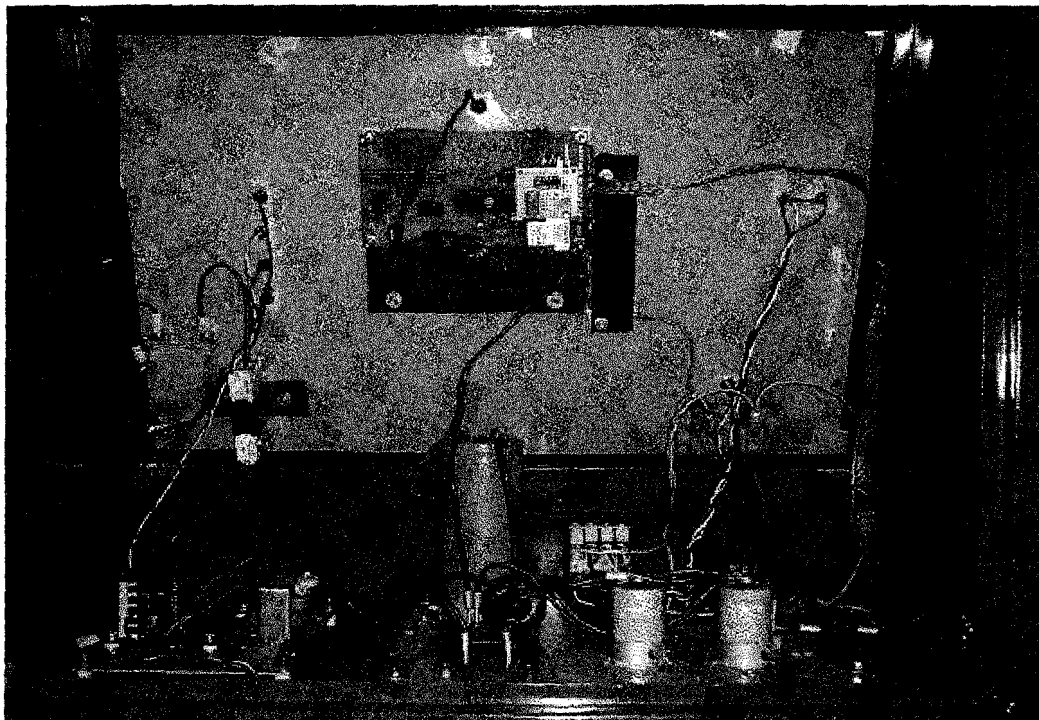


Foto 9: Vista interna del Módulo Inversor

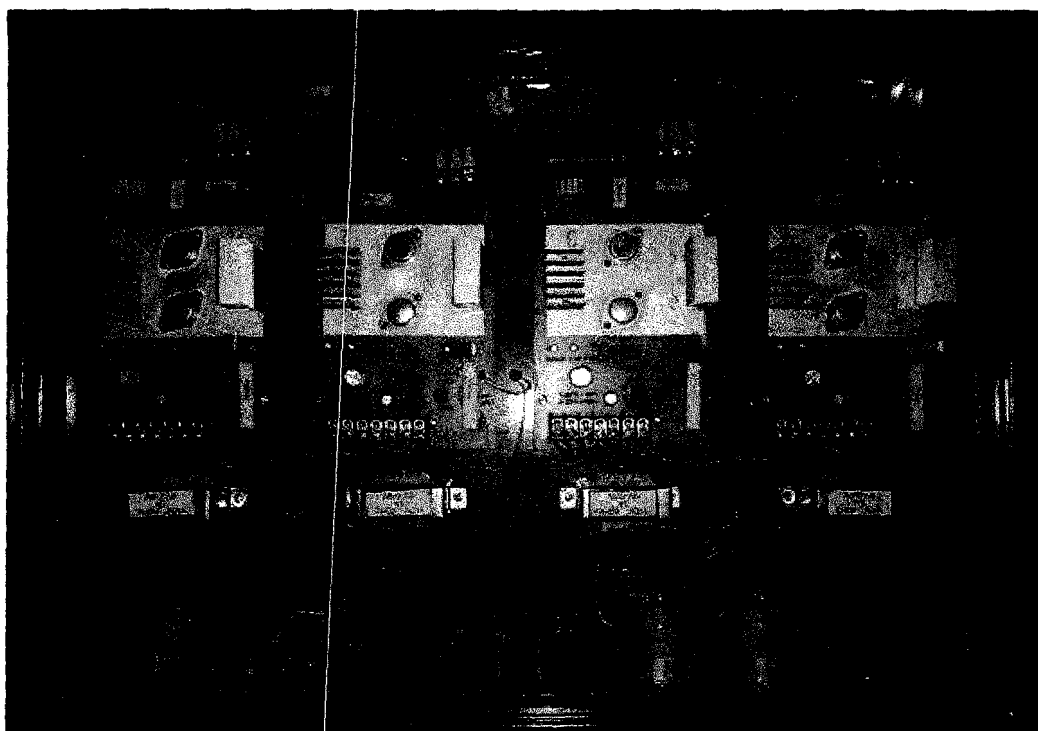


Foto 10: Montaje de las tarjetas controladoras de base.

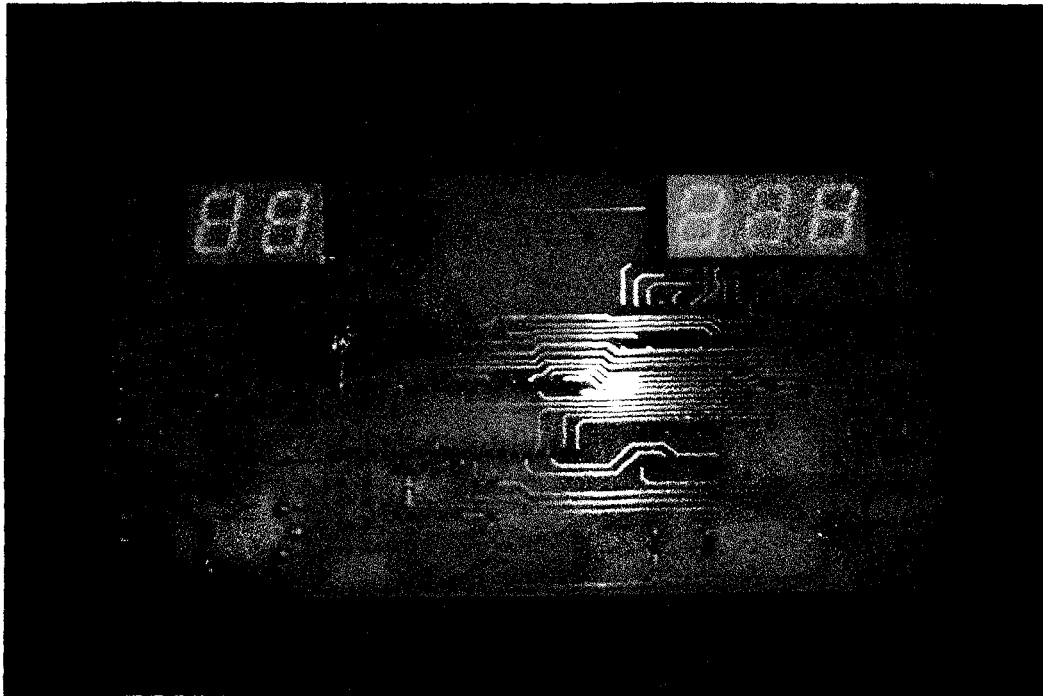


Foto 11: Vista de el lado de la soldadura de la tarjeta SPWM de dos niveles.

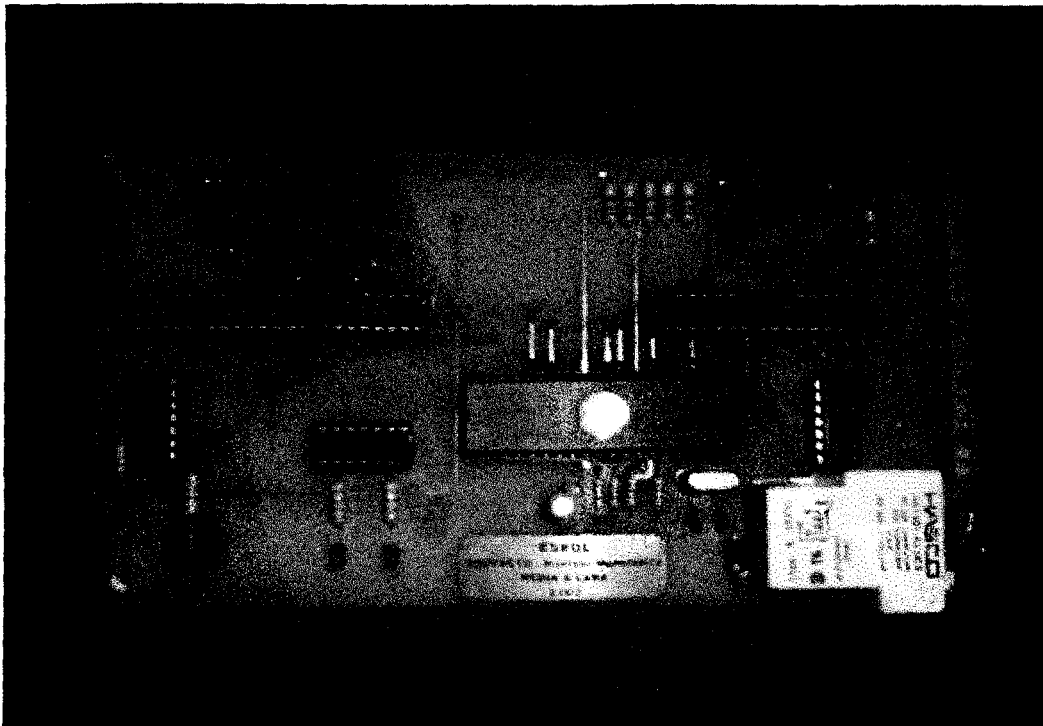


Foto 12: Tarjeta SPWM de dos niveles.

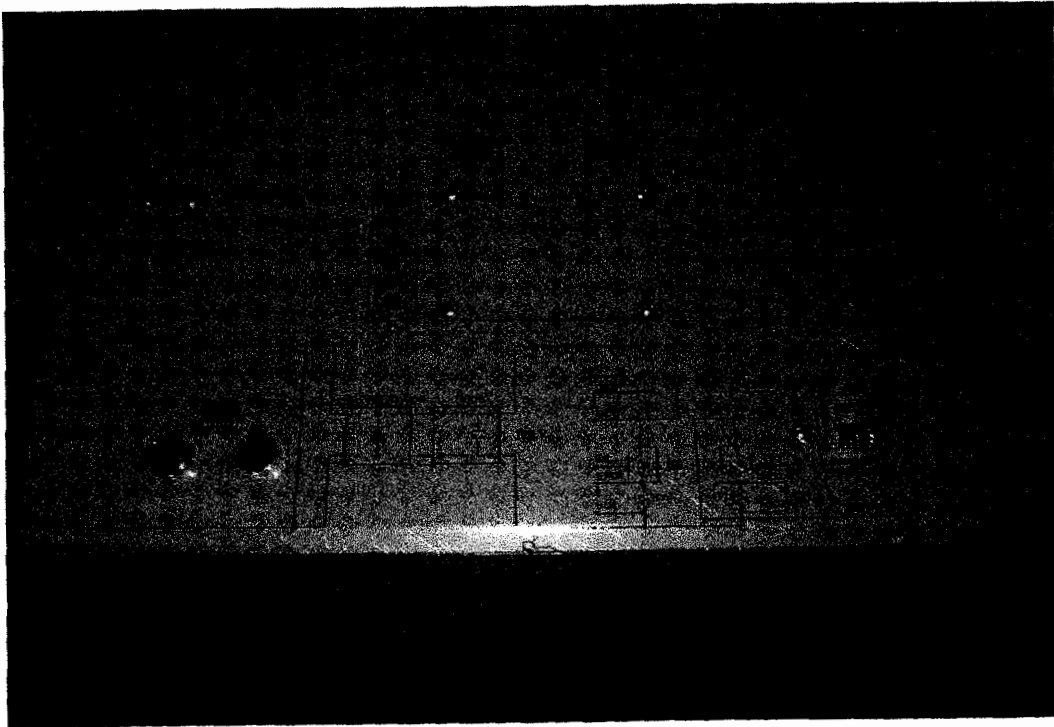


Foto 13: Vista frontal del modulo del inversor.

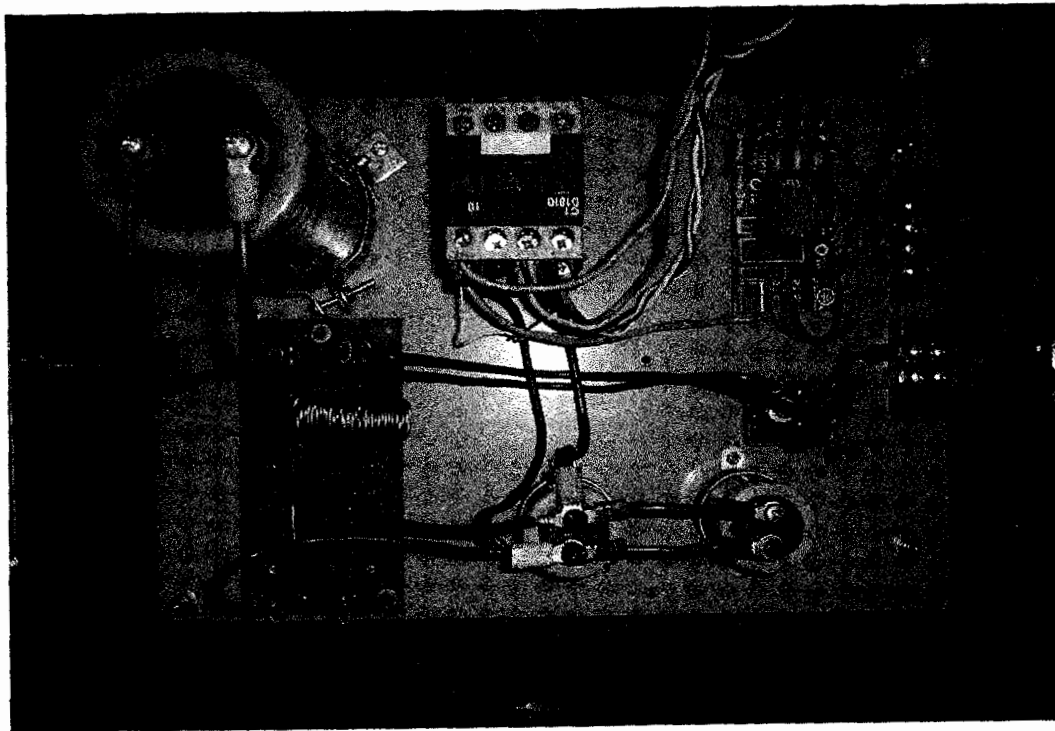
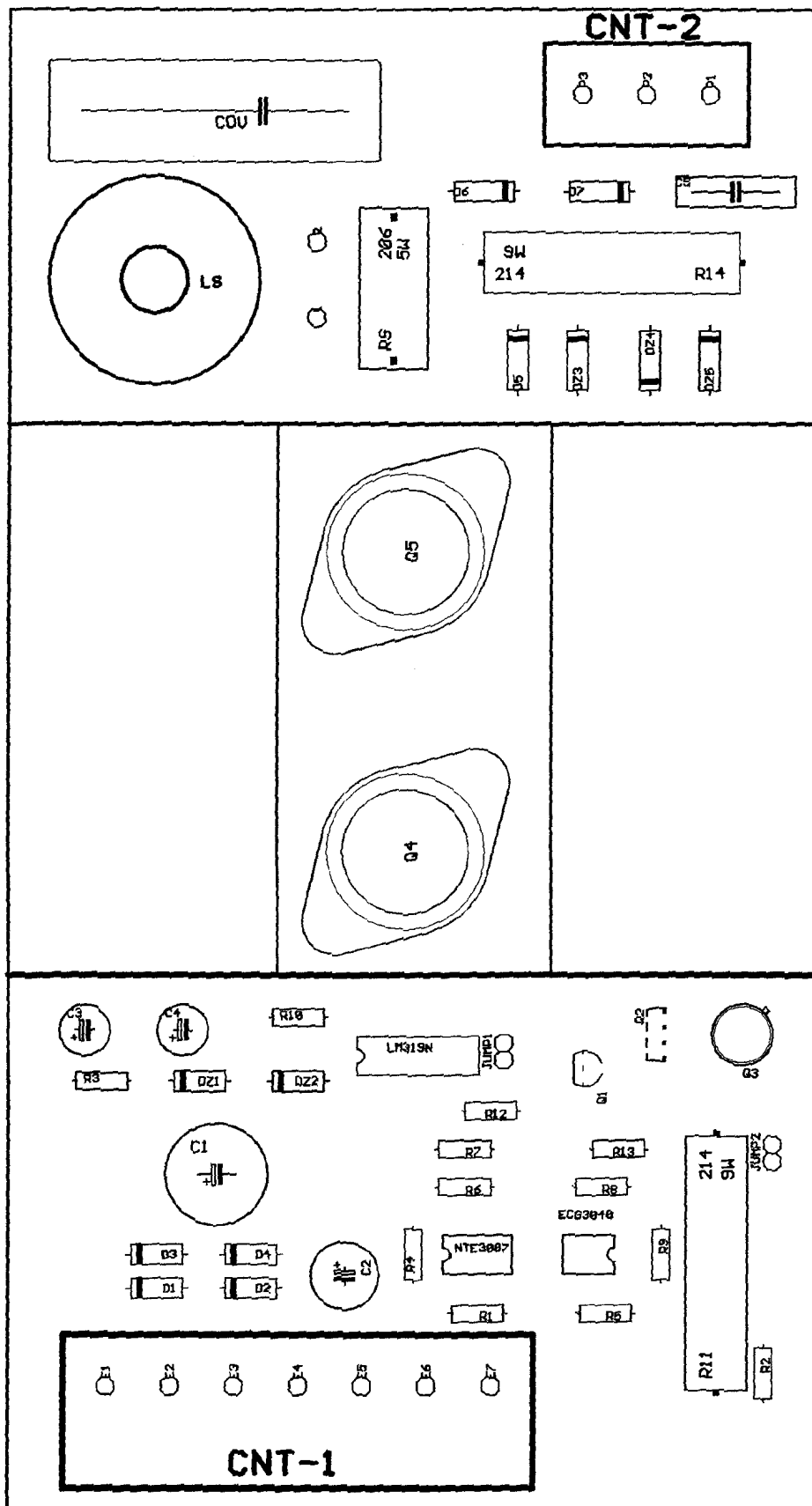


Foto 14: Fuente de voltaje para el módulo de potencia tipo puente.

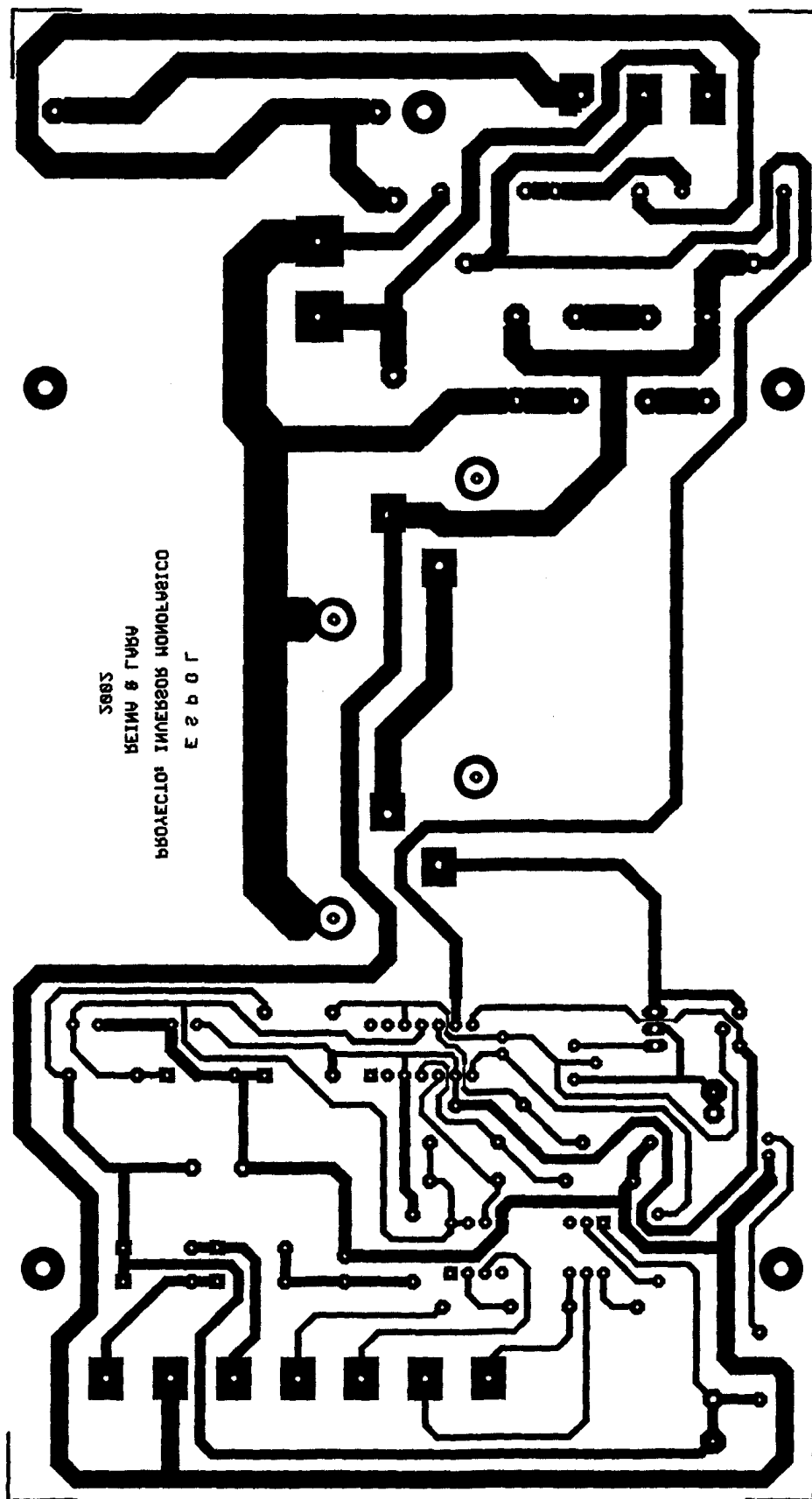


ANEXO 4

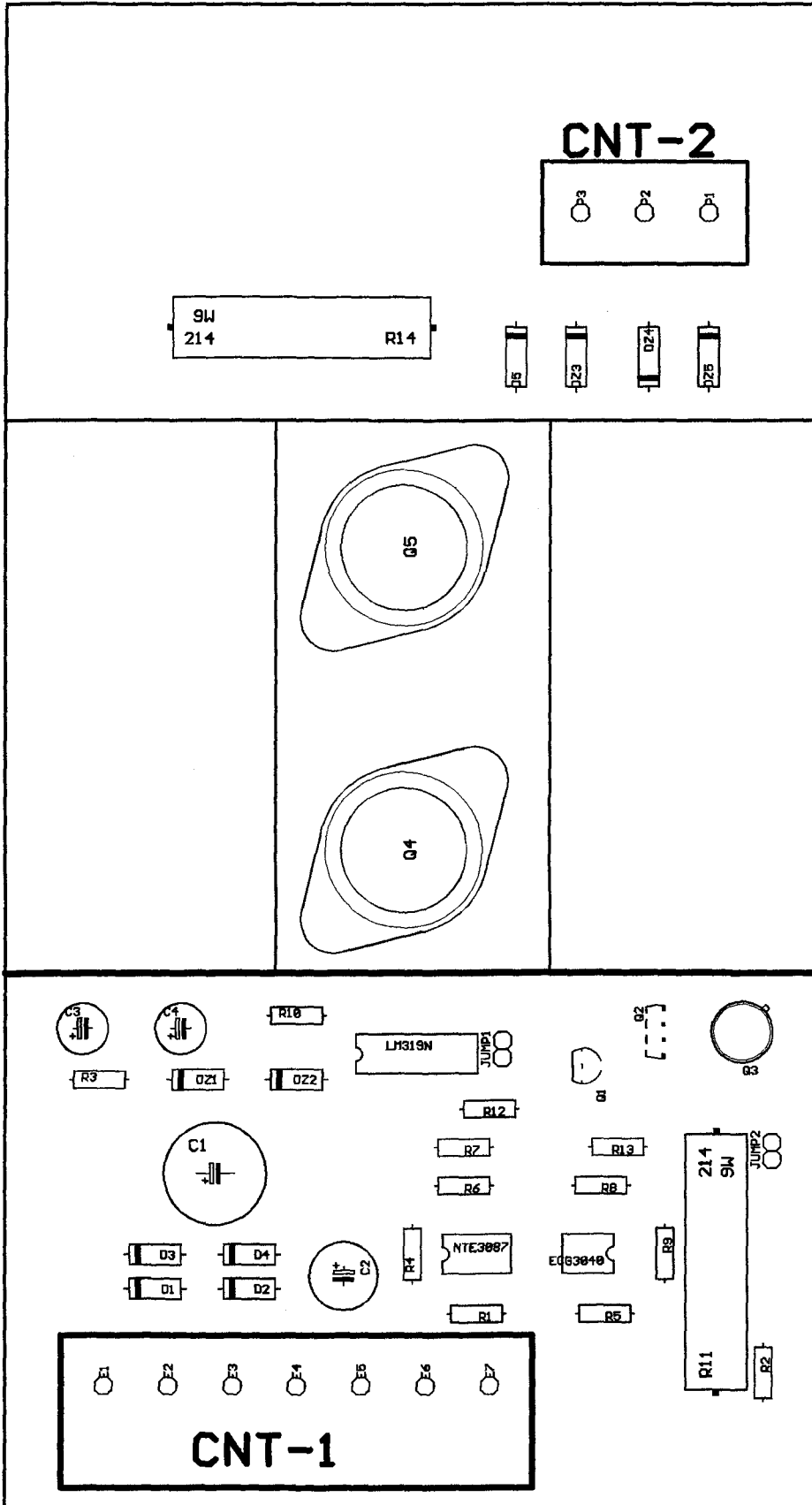
ESQUEMAS DE CIRCUITOS IMPRESOS.



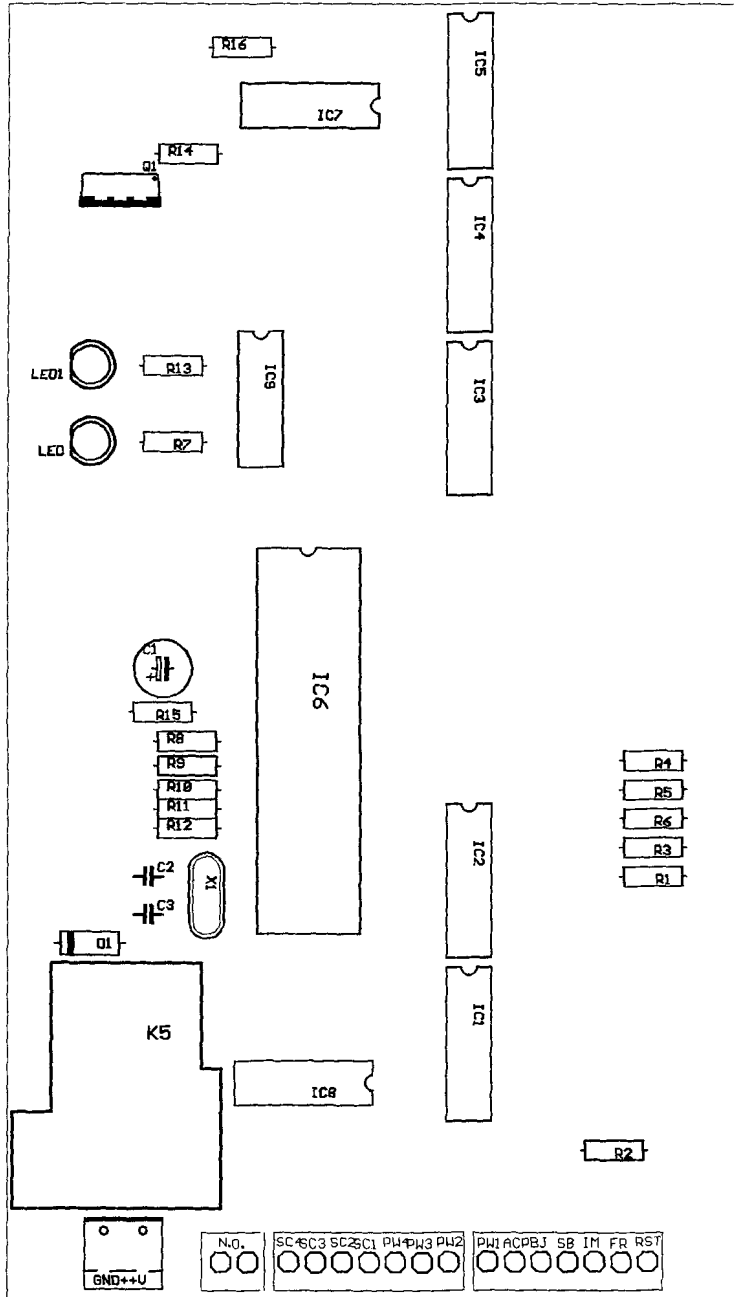
UBICACION DE COMPONENTES (TARJETAS 1 y 3)



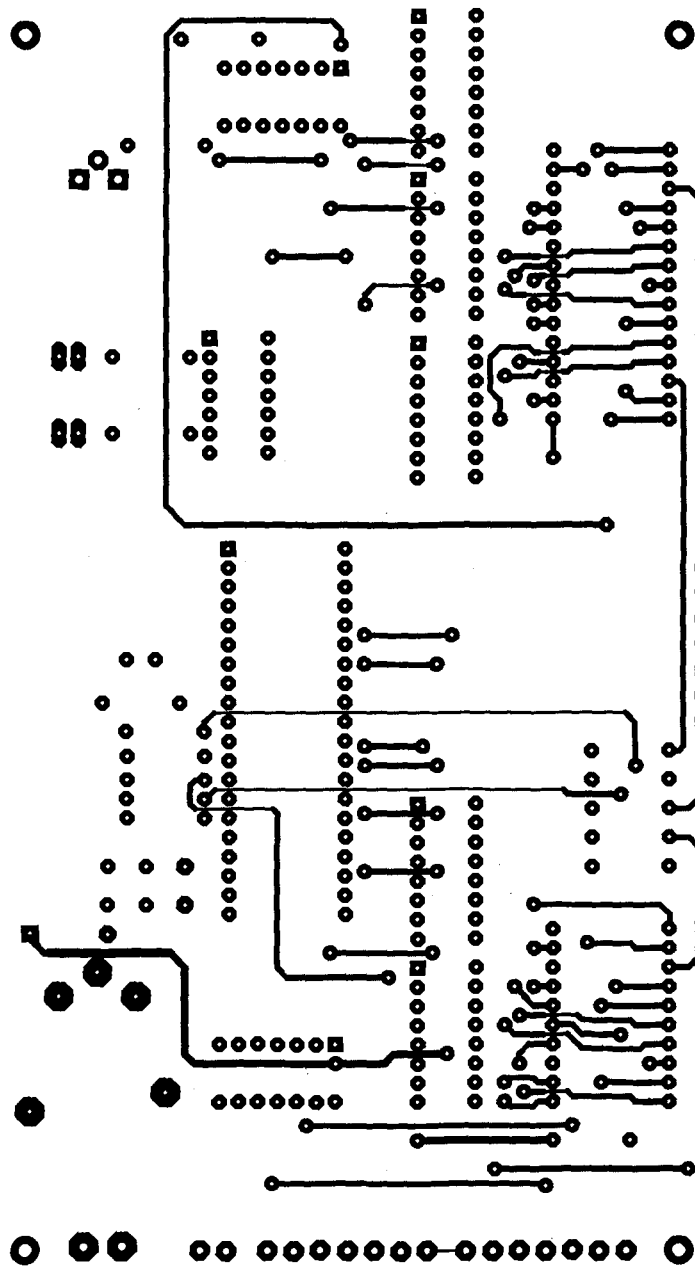
CIRCUITO IMPRESO (TARJETAS 1 y 3)



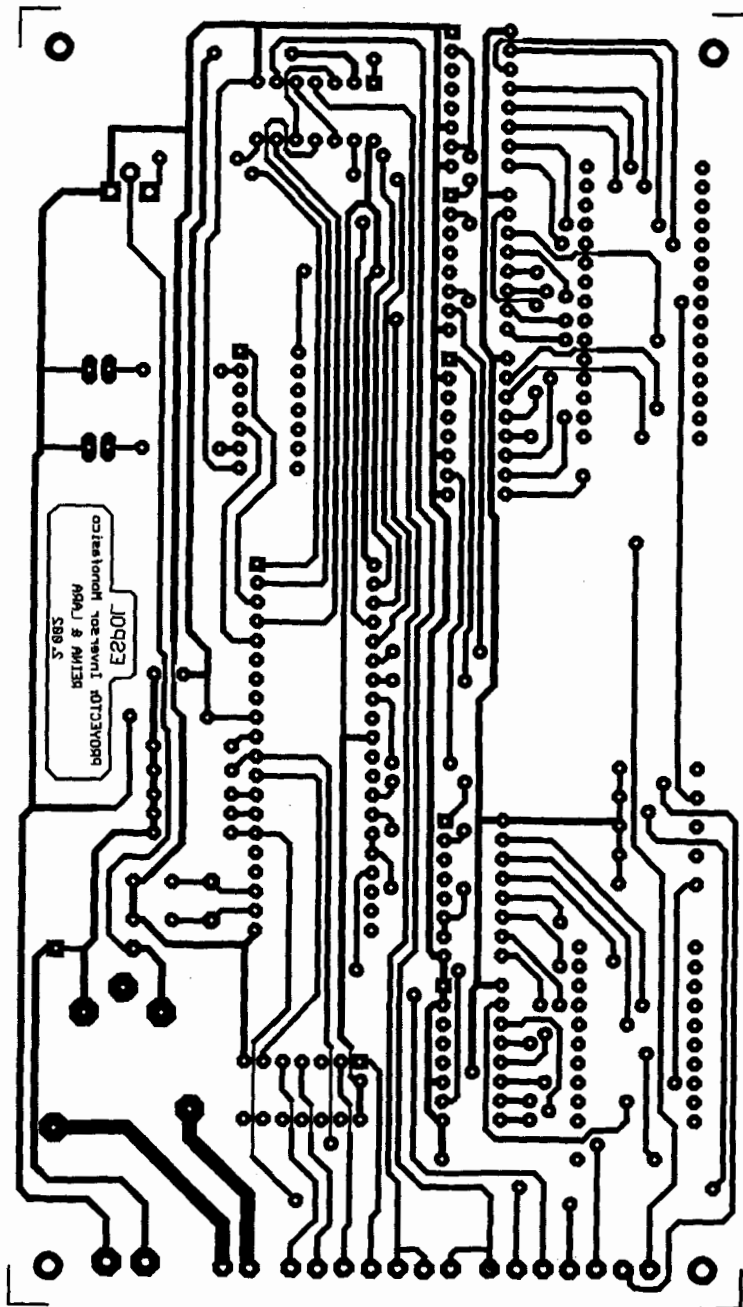
UBICACION DE COMPONENTES (TARJETAS 2 y 4)



UBICACION DE COMPONENTES DEL CONTROLADOR "SPWM"



CIRCUITO IMPRESO LADO DE COMPONENTES



011

CIRCUITO IMPRESO LADO DE COBRE

ANEXO 5

CARACTERÍSTICAS DE LOS ELEMENTOS UTILIZADOS.

NTE123AP
Silicon NPN Transistor
Audio Amplifier, Switch
(Compl to NTE159)

Absolute Maximum Ratings:

Collector-Emitter Voltage, V_{CEO}	40V
Collector-Base Voltage, V_{CB}	60V
Emitter-Base Voltage, V_{EB}	6V
Continuous Collector Current, I_C	600mA
Total Device Dissipation ($T_A = 25^\circ\text{C}$), P_D	350mW
Derate Above 25°C	2.8mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation ($T_C = 25^\circ\text{C}$), P_D	1.0W
Derate Above 25°C	8.0mW/ $^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature Range, T_J	-55° to $+150^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range, T_{stg}	-55° to $+150^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction to Case, $R_{\theta JC}$	125 $^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient, $R_{\theta JA}$	357 $^\circ\text{C}/\text{W}$

Electrical Characteristics: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

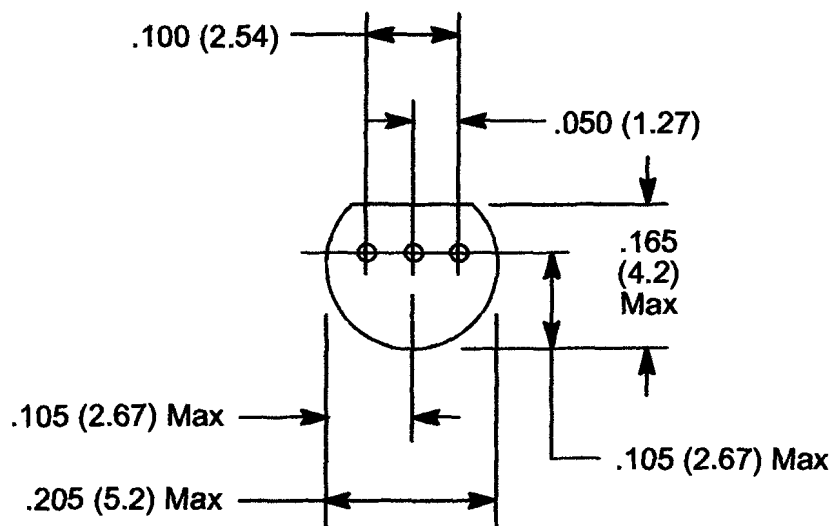
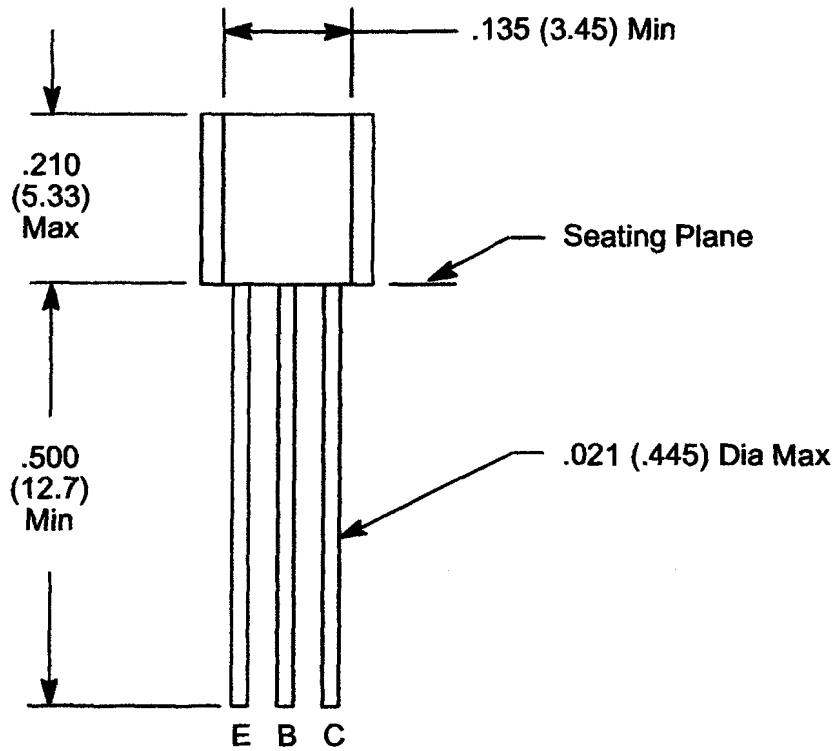
Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
OFF Characteristics						
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	$I_C = 1\text{mA}$, $I_B = 0$, Note 1	40	-	-	V
Collector-Base Breakdown Voltage	$V_{(BR)CBO}$	$I_C = 0.1\text{mA}$, $I_E = 0$	60	-	-	V
Emitter-Base Breakdown Voltage	$V_{(BR)EBO}$	$I_E = 0.1\text{mA}$, $I_C = 0$	6	-	-	V
Collector Cutoff Current	I_{CEV}	$V_{CE} = 35\text{V}$, $V_{EB(off)} = 0.4\text{V}$	-	-	0.1	μA
Base Cutoff Current	I_{BEV}	$V_{CE} = 35\text{V}$, $V_{EB(off)} = 0.4\text{V}$	-	-	0.1	μA
ON Characteristics (Note 1)						
DC Current Gain	h_{FE}	$V_{CE} = 1\text{V}$, $I_C = 0.1\text{mA}$	20	-	-	
		$V_{CE} = 1\text{V}$, $I_C = 1\text{mA}$	40	-	-	
		$V_{CE} = 1\text{V}$, $I_C = 10\text{mA}$	80	-	-	
		$V_{CE} = 1\text{V}$, $I_C = 150\text{mA}$	100	-	300	
		$V_{CE} = 1\text{V}$, $I_C = 500\text{mA}$	40	-	-	

Note 1. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

Electrical Characteristics (Cont'd): ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
DC Characteristics (Note 1) (Cont'd)						
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 150\text{mA}, I_B = 15\text{mA}$	–	–	0.4	V
		$I_C = 500\text{mA}, I_B = 50\text{mA}$	–	–	0.75	V
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C = 150\text{mA}, I_B = 15\text{mA}$	0.75	–	0.95	V
		$I_C = 500\text{mA}, I_B = 50\text{mA}$	–	–	1.2	V
Small-Signal Characteristics						
Current Gain-Bandwidth Product	f_T	$I_C = 20\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}, f = 100\text{MHz}$	250	–	–	MHz
Collector-Base Capacitance	C_{cb}	$V_{CB} = 5\text{V}, I_E = 0, f = 100\text{kHz}$	–	–	6.5	pF
Emitter-Base Capacitance	C_{eb}	$V_{CB} = 0.5\text{V}, I_C = 0, f = 100\text{kHz}$	–	–	30	pF
Input Impedance	h_{ie}	$I_C = 1\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}, f = 1\text{kHz}$	1.0	–	15	k Ω
Voltage Feedback Ratio	h_{re}	$I_C = 1\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}, f = 1\text{kHz}$	0.1	–	8.0	$\times 10^{-6}$
Small-Signal Current Gain	h_{fe}	$I_C = 1\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}, f = 1\text{kHz}$	40	–	500	
Output Admittance	h_{oe}	$I_C = 1\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}, f = 1\text{kHz}$	1.0	–	30	μmhos
Switching Characteristics						
Delay Time	t_d	$V_{CC} = 30\text{V}, V_{EB(off)} = 2\text{V}, I_C = 150\text{mA}, I_{B1} = 15\text{mA}$	–	–	15	ns
Rise Time	t_r		–	–	20	ns
Storage Time	t_s	$V_{CC} = 30\text{V}, I_C = 150\text{mA}, I_{B1} = I_{B2} = 15\text{mA}$	–	–	225	ns
Fall Time	t_f		–	–	30	ns

Note 1. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.





ELECTRONICS, INC.
 14 FARRAND STREET
 BLOOMFIELD, NJ 07003
 (973) 748-5089

NTE54 (NPN) & NTE55 (PNP) Silicon Complementary Transistors High Frequency Driver for Audio Amplifier

Description:

The NTE54 (NPN) and NTE55 (PNP) are silicon complementary transistors in a TO220 type case designed for use as a high frequency driver in audio amplifier applications.

Features:

- ▶ DC Current Gain Specified to 4A:
 $h_{FE} = 40 \text{ Min @ } I_C = 3A$
 $= 20 \text{ Min @ } I_C = 4A$
- ▶ Collector-Emitter Sustaining Voltage: $V_{CEO(sus)} = 150V \text{ Min}$
- ▶ High Current Gain-Bandwidth Product: $f_T = 30MHz \text{ Min @ } I_C = 500mA$

Absolute Maximum Ratings:

Collector-Emitter Voltage, V_{CEO}	150V
Collector-Base Voltage, V_{CBO}	150V
Emitter-Base Voltage, V_{EB}	5V
Collector Current, I_C	
Continuous	8A
Peak	16A
Total Power Dissipation ($T_C = +25^\circ C$), P_D	50W
Derate Above $25^\circ C$	0.04W/ $^\circ C$
Total Power Dissipation ($T_A = +25^\circ C$), P_D	2W
Derate Above $25^\circ C$	0.016W/ $^\circ C$
Operating Junction Temperature, T_J	-65° to $+150^\circ C$
Storage Temperature Range, T_{stg}	-65° to $+150^\circ C$
Thermal Resistance, Junction-to-Case, R_{thJC}	$+2.5^\circ C/W$
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient, R_{thJA}	$+62.5^\circ C/W$

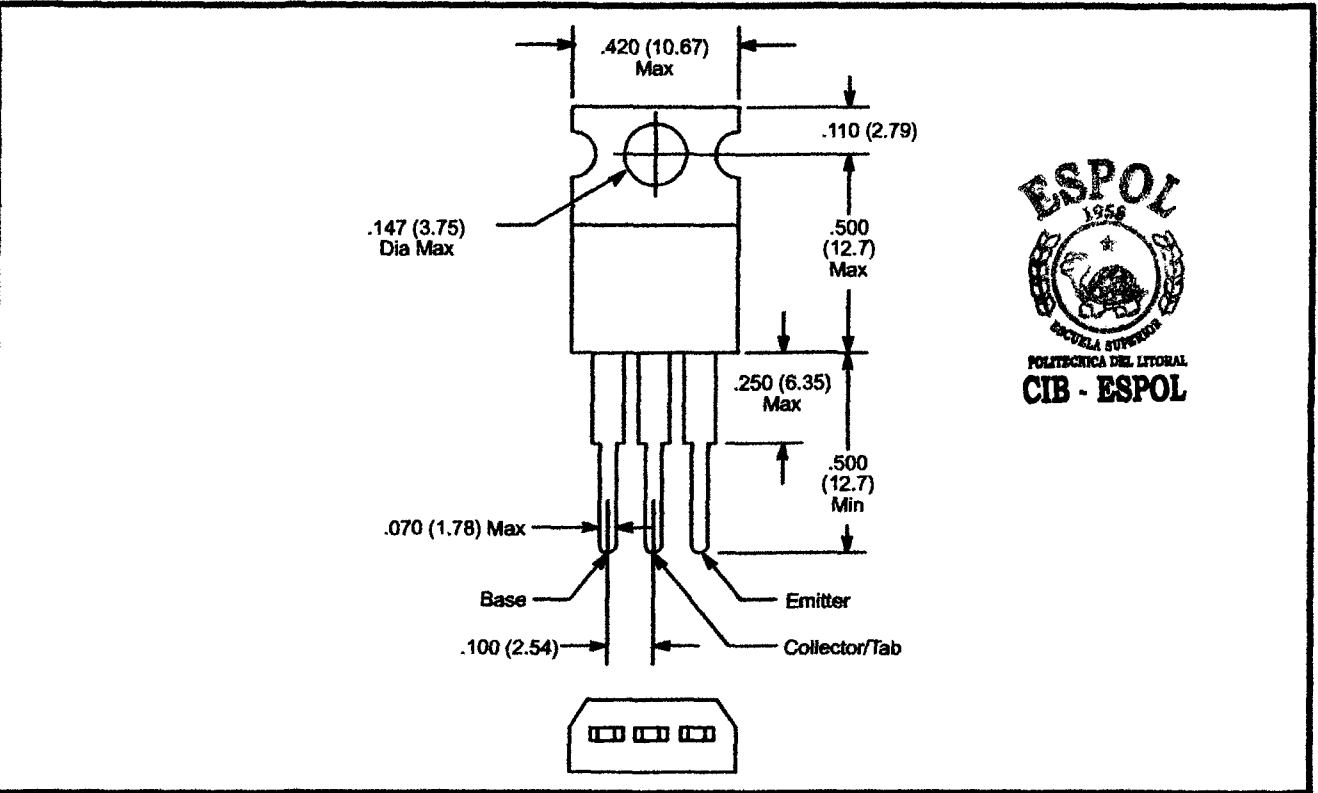
Note 1. Matched complementary pairs are available upon request (NTE55MCP). Matched complementary pairs have their gain specification (h_{FE}) matched to within 10% of each other.

Electrical Characteristics: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
OFF Characteristics						
Collector-Emitter Sustaining Voltage	$V_{CE(sus)}$	$I_C = 10\text{mA}, I_B = 0$, Note 2	150	-	-	V
Collector Cutoff Current	I_{CEO}	$V_{CE} = 150\text{V}, I_B = 0$	-	-	0.1	mA
	I_{CBO}	$V_{CE} = 150\text{V}, I_E = 0$	-	-	10	μA
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}	$V_{CE} = 150\text{V}, I_C = 0$	-	-	10	μA
ON Characteristics (Note 2)						
DC Current Gain	h_{FE}	$V_{CE} = 2\text{V}, I_C = 0.1\text{A}$	40	-	-	
		$V_{CE} = 2\text{V}, I_C = 2\text{A}$	40	-	-	
		$V_{CE} = 2\text{V}, I_C = 0.1\text{A}$	40	-	-	
		$V_{CE} = 2\text{V}, I_C = 0.1\text{A}$	20	-	-	
DC Current Gain Linearity	h_{FE}	V_{CE} from 2V to 20V, I_C from 0.1A to 3A	-	2	-	
		NPN to PNP	-	3	-	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 1\text{A}, I_B = 0.1\text{A}$	-	-	0.5	V
Base-Emitter ON Voltage	$V_{BE(on)}$	$V_{CE} = 2\text{V}, I_C = 1\text{A}$	-	-	1	V
Dynamic Characteristics						
Current Gain-Bandwidth Product	f_t	$V_{CE} = 10\text{V}, I_C = 500\text{mA},$ $f_{test} = 10\text{MHz}$, Note 3	30	-	-	MHz

Note 2. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

Note 3. $f_T = |h_{fe}| \cdot f_{test}$





LECTRONICS, INC.
 FARRAND STREET
 MOOREFIELD, NJ 07003
 (3) 748-5089

NTE123A (NPN) & NTE159M (PNP) Silicon Complementary Transistors General Purpose

Description:

The NTE123A (NPN) and NTE159M (PNP) are widely used "Industry Standard" complementary transistors in a TO18 type case designed for applications such as medium-speed switching and amplifiers from audio to VHF frequencies.

Features:

- Low Collector Saturation Voltage: 1V (Max)
- High Current Gain-Bandwidth Product: $f_T = 300\text{MHz}$ (Min) @ $I_C 20\text{mA}$

Absolute Maximum Ratings:

Collector-Emitter Voltage, V_{CE0}	
NTE123A	40V
NTE159M	60V
Collector-Base Voltage, V_{CBO}	
NTE123A	75V
NTE159M	60V
Emitter-Base Voltage, V_{EBO}	
NTE123A	6V
NTE159M	5V
Continuous Collector Current, I_C	
NTE123A	800mA
NTE159M	600mA
Total Device Dissipation ($T_A = +25^\circ\text{C}$), P_D	0.4W
Derate Above $+25^\circ\text{C}$	2.28mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation ($T_C = +25^\circ\text{C}$), P_D	
NTE123A	1.2W
Derate Above $+25^\circ\text{C}$	6.85mW/ $^\circ\text{C}$
NTE159M	1.8W
Derate Above $+25^\circ\text{C}$	10.3mW/ $^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range, T_J	-65° to $+200^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range, T_{stg}	-65° to $+200^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics: ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit	
OFF Characteristics							
Collector-Emitter Breakdown Voltage NTE123A	$V_{(BR)CEO}$	$I_C = 10\text{mA}, I_B = 0$	40	-	-	V	
NTE159M			60	-	-	V	
Collector-Base Breakdown Voltage NTE123A	$V_{(BR)CBO}$	$I_C = 10\mu\text{A}, I_E = 0$	75	-	-	V	
NTE159M			60	-	-	V	
Emitter-Base Breakdown Voltage NTE123A	$V_{(BR)EBO}$	$I_E = 10\mu\text{A}, I_C = 0$	6	-	-	V	
NTE159M			5	-	-	V	
Collector Cutoff Current NTE123A	I_{CEX}	$V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB(off)} = 3\text{V}$	-	-	10	nA	
NTE159M		$V_{CE} = 30\text{V}, V_{BE} = 500\text{mV}$	-	-	50	nA	
Collector Cutoff Current NTE123A	I_{CBO}	$V_{CB} = 60\text{V}, I_E = 0$	-	-	0.01	μA	
NTE159M		$V_{CB} = 60\text{V}, I_E = 0, T_A = +150^\circ\text{C}$	-	-	10	μA	
		$V_{CB} = 50\text{V}, I_E = 0$	-	-	0.01	μA	
		$V_{CB} = 50\text{V}, I_E = 0, T_A = +150^\circ\text{C}$	-	-	10	μA	
Emitter Cutoff Current (NTE123A Only)	I_{EBO}	$V_{EB} = 3\text{V}, I_C = 0$	-	-	10	nA	
Base Cutoff Current NTE123A	I_{BL}	$V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB(off)} = 3\text{V}$	-	-	20	nA	
NTE159M		$V_{CE} = 30\text{V}, V_{EB(off)} = 500\text{mV}$	-	-	50	nA	
ON Characteristics							
DC Current Gain NTE123A	h_{FE}	$V_{CE} = 10\text{V}$	$I_C = 0.1\text{mA}, \text{Note 1}$	35	-	-	
NTE159M			$I_C = 1\text{mA}$	50	-	-	
			$I_C = 10\text{mA}, \text{Note 1}$	75	-	-	
			$I_C = 10\text{mA}, T_A = -55^\circ\text{C}$	35	-	-	
			$I_C = 150\text{mA}, \text{Note 1}$	100	-	300	
		$V_{CE} = 1\text{V}, I_C = 150\text{mA}, \text{Note 1}$	50	-	-		
		$V_{CE} = 10\text{V}$	$I_C = 500\text{mA}, \text{Note 1}$	40	-	-	
			$I_C = 0.1\text{mA}$	75	-	-	
			$I_C = 1\text{mA}$	100	-	-	
			$I_C = 10\text{mA}$	100	-	-	
$I_C = 150\text{mA}, \text{Note 1}$	100		-	300			
$I_C = 500\text{mA}, \text{Note 1}$	50	-	-				
Collector-Emitter Saturation Voltage NTE123A	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 150\text{mA}, I_B = 15\text{mA}, \text{Note 1}$	-	-	0.3	V	
NTE159M		$I_C = 500\text{mA}, I_B = 50\text{mA}, \text{Note 1}$	-	-	1.0	V	
		$I_C = 150\text{mA}, I_B = 15\text{mA}, \text{Note 1}$	-	-	0.4	V	
		$I_C = 500\text{mA}, I_B = 50\text{mA}, \text{Note 1}$	-	-	1.6	V	

Note 1. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

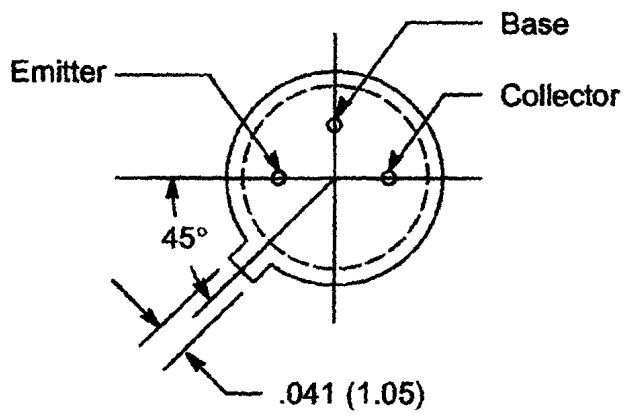
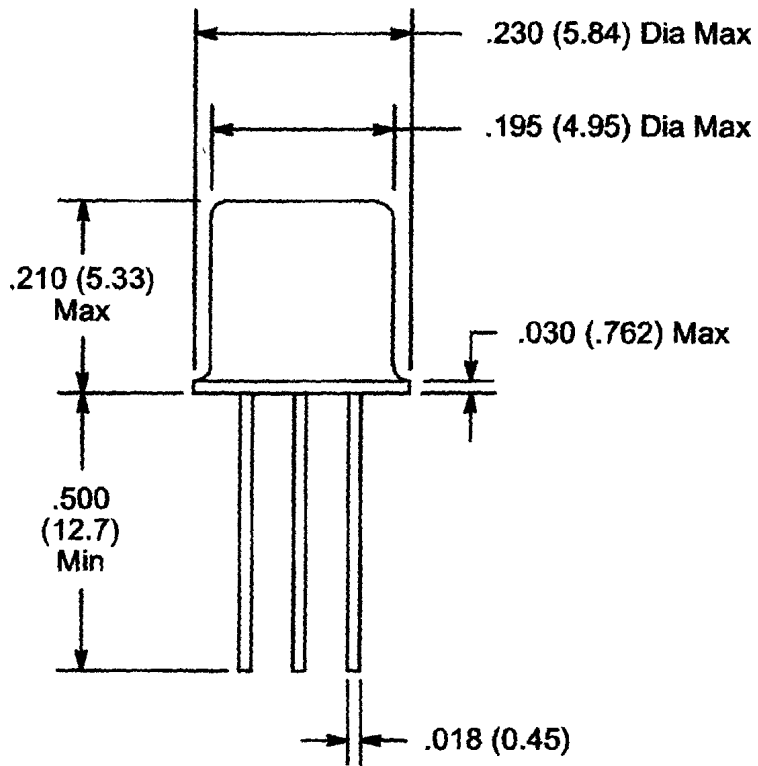


Electrical Characteristics (Cont'd): ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit	
DC Characteristics (Cont'd)							
Base-Emitter Saturation Voltage NTE123A	$V_{BE(sat)}$	$I_C = 150\text{mA}, I_B = 15\text{mA}, \text{Note 1}$	0.6	-	1.2	V	
		$I_C = 500\text{mA}, I_B = 50\text{mA}, \text{Note 1}$	-	-	2.0	V	
NTE159M		$I_C = 150\text{mA}, I_B = 15\text{mA}, \text{Note 1}$	-	-	1.3	V	
		$I_C = 500\text{mA}, I_B = 50\text{mA}$	-	-	2.6	V	
Small-Signal Characteristics							
Current Gain-Bandwidth Product NTE123A	f_T	$I_C = 20\text{mA}$	$V_{CE} = 20\text{V}, f = 100\text{MHz},$ Note 2	300	-	-	MHz
		NTE159M		$I_C = 50\text{mA}$	200	-	-
Output Capacitance	C_{obo}	$V_{CB} = 10\text{V}, I_E = 0, f = 100\text{kHz}$	-	-	8	pF	
Input Capacitance NTE123A	C_{ibo}	$V_{BE} = 0.5\text{V}$	$I_C = 0, f = 100\text{kHz}$	-	-	25	pF
		NTE159M		$V_{BE} = 2\text{V}$	-	-	30
Input Impedance (NTE123A Only)	h_{ie}	$I_C = 1\text{mA}$	$V_{CE} = 10\text{V}, f = 1\text{kHz}$	2.0	-	8.0	k Ω
		$I_C = 10\text{mA}$		0.25	-	1.25	k Ω
Voltage Feedback Ratio (NTE123A Only)	h_{re}	$I_C = 1\text{mA}$	$V_{CE} = 10\text{V}, f = 1\text{kHz}$	-	-	8	$\times 10^{-4}$
		$I_C = 10\text{mA}$		-	-	4	$\times 10^{-4}$
Small-Signal Current Gain (NTE123A Only)	h_{fe}	$I_C = 1\text{mA}$	$V_{CE} = 10\text{V}, f = 1\text{kHz}$	50	-	300	
		$I_C = 10\text{mA}$		75	-	375	
Output Admittance (NTE123A Only)	h_{oe}	$I_C = 1\text{mA}$	$V_{CE} = 10\text{V}, f = 1\text{kHz}$	5	-	35	μhos
		$I_C = 10\text{mA}$		25	-	200	μhos
Collector-Base Time Constant (NTE123A Only)	$r_b' C_c$	$I_E = 20\text{mA}, V_{CB} = 20\text{V}, f = 31.8\text{MHz}$	-	-	150	ps	
Noise Figure (NTE123A Only)	NF	$I_C = 100\mu\text{A}, V_{CE} = 10\text{V}, R_S = 1\text{k}\Omega,$ $f = 1\text{kHz}$	-	-	4	dB	
Real Part of Common-Emitter High Frequency Input Impedance (NTE123A Only)	$\text{Re}(h_{ie})$	$I_C = 20\text{mA}, V_{CE} = 20\text{V}, f = 300\text{MHz}$	-	-	60	Ω	
Switching Characteristics							
NTE123A	Delay Time	$V_{CC} = 30\text{V}, V_{BE(off)} = 500\text{mV},$ $I_C = 150\text{mA}, I_{B1} = 15\text{mA}$	-	-	10	ns	
	Rise Time		-	-	25	ns	
	Storage Time		$V_{CC} = 30\text{V}, I_C = 150\text{mA},$ $I_{B1} = I_{B2} = 15\text{mA}$	-	-	225	ns
	Fall Time			-	-	60	ns
NTE159M	Turn-On Time	$V_{CC} = 30\text{V}, I_C = 150\text{mA},$ $I_{B1} = 15\text{mA}$	-	26	45	ns	
	Delay Time		-	6	10	ns	
	Rise Time		-	20	40	ns	
	Turn-Off Time	$V_{CC} = 6\text{V}, I_C = 150\text{mA},$ $I_{B1} = I_{B2} = 15\text{mA}$	-	70	100	ns	
	Storage Time		-	50	80	ns	
	Fall Time		-	20	30	ns	

Note 1. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

Note 2. f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.





ELECTRONICS, INC.
 WARRAND STREET
 LOMFIELD, NJ 07003
 (3) 748-5089

NTE385 Silicon NPN Transistor Audio Power Amp, Switch

Description:

The NTE385 is a silicon NPN transistor in a TO3 type package designed for high voltage, high speed, power switching in inductive circuits where fall time is critical. It is particularly suited for line operated switch mode applications.

Features:

Fast Turn-Off Times

Absolute Maximum Ratings:

Collector-Emitter Voltage, $V_{CEO(sus)}$	400V
Collector-Emitter Voltage ($V_{BE} = -1.5V$), V_{CEX}	850V
Emitter-Base Voltage, V_{EB}	7V
Collector Current, I_C	
Continuous	15A
Peak (Note 1)	30A
Overload	60A
Base Current, I_B	
Continuous	5A
Peak (Note 1)	20A
Total Power Dissipation ($T_C = +25^\circ C$), P_D	175W
Derate Above $25^\circ C$	1.0W/ $^\circ C$
Total Power Dissipation ($T_C = +100^\circ C$), P_D	100W
Operating Junction Temperature Range, T_J	-65° to $+200^\circ C$
Storage Temperature Range, T_{stg}	-65° to $+200^\circ C$
Thermal Resistance, Junction-to-Case, R_{thJC}	1.0 $^\circ C/W$
Lead Temperature (During Soldering, 1/8" from case, 5sec), T_L	$+275^\circ C$

Note 1. Pulse test: Pulse Width = 5ms, Duty Cycle \leq 10%.

Electrical Characteristics: ($T_C = +25^\circ C$ unless otherwise specified)

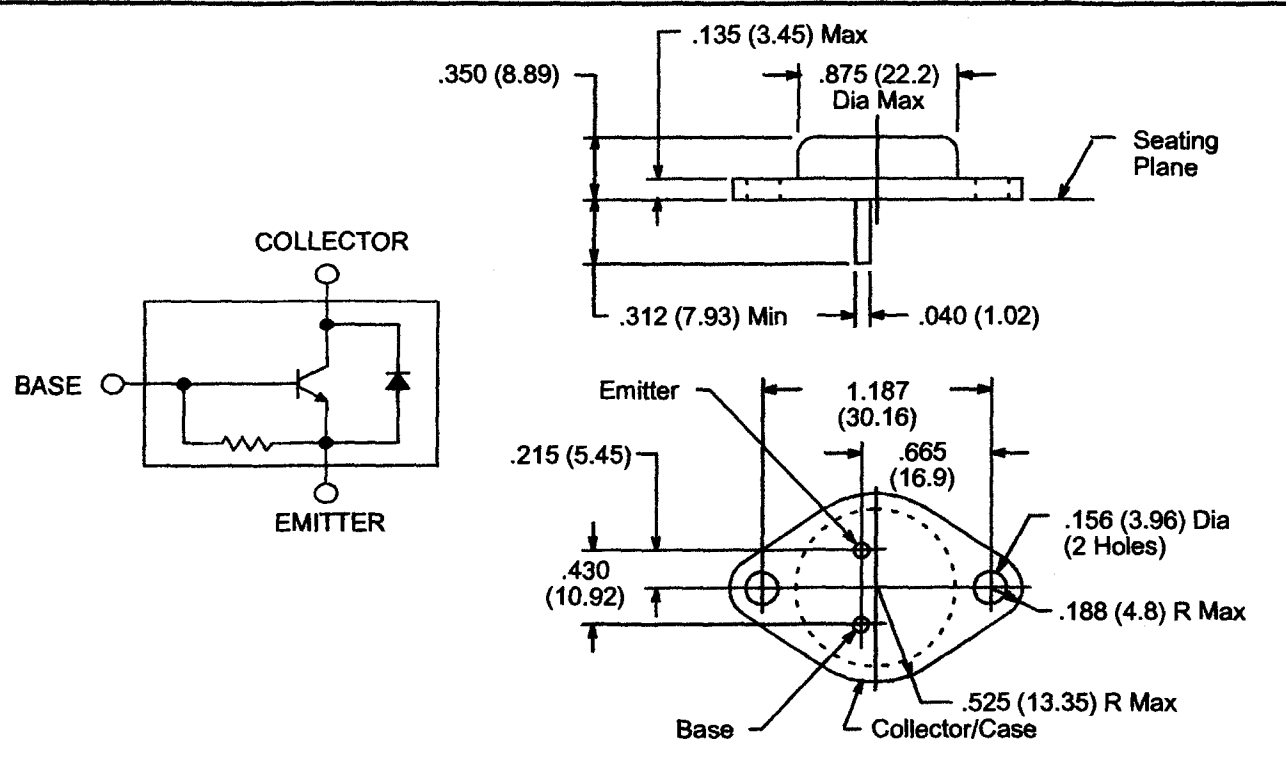
Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
OFF Characteristics (Note 2)						
Collector-Emitter Sustaining Voltage	$V_{CEO(sus)}$	$I_C = 200mA, I_B = 0, L = 25mH$	400	-	-	V
Collector Cutoff Current	I_{CEX}	$V_{CEX} = 850V, V_{BE(off)} = 1.5V$	-	-	0.2	mA
		$V_{CEV} = 850V, V_{BE(off)} = 1.5V, T_C = +125^\circ C$	-	-	2.0	mA
	I_{CER}	$V_{CE} = 850V, R_{BE} = 10\Omega$	-	-	0.5	mA
		$V_{CE} = 850V, R_{BE} = 10\Omega, T_C = +100^\circ C$	-	-	3.0	mA
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}	$V_{BE} = 5V, I_C = 0$	-	-	0.1	mA
Emitter-Base Breakdown Voltage	$V_{(BR)EBO}$	$I_E = 50mA, -I_C = 0$	7	-	-	V

Note 2. Pulse test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle \leq 2%, $V_{cl} = 300V, V_{BE(off)} = 5V, L_C = 180\mu H$.

Electrical Characteristics (Cont'd): ($T_C = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
DC Characteristics (Note 2)						
DC Current Gain	h_{FE}	$V_{CE} = 5V, I_C = 10A$	8	—	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 10A, I_B = 2A$	—	—	1.5	V
		$I_C = 10A, I_B = 2A, T_C = +100^\circ\text{C}$	—	—	2.0	V
		$I_C = 8A, I_B = 1.6A$	—	—	1.5	V
		$I_C = 8A, I_B = 1.6A, T_C = +100^\circ\text{C}$	—	—	2.0	V
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C = 10A, I_B = 2A$	—	—	1.6	V
		$I_C = 10A, I_B = 2A, T_C = +100^\circ\text{C}$	—	—	1.6	V
Dynamic Characteristics						
Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CB} = 10V, I_E = 0, f_{test} = 1\text{kHz}$	—	—	350	pF
Switching Characteristics (Resistive Load)						
Delay Time	t_d	$V_{CC} = 300V, I_C = 10A, I_B = 2A,$ $t_p = 30\mu\text{s}, \text{Duty Cycle} = 2\%,$ $V_{BE(off)} = 5V$	—	0.1	0.2	μs
Rise Time	t_r		—	0.4	0.7	μs
Storage Time	t_s		—	1.3	2.0	μs
Fall Time	t_f		—	0.2	0.4	μs
Switching Characteristics (Inductive Load, Clamped)						
Storage Time	t_{sv}	$I_C = 10A, I_{B1} = 2A, T_C = +25^\circ\text{C}$	—	1.3	—	μs
Fall Time	t_{fi}		—	0.06	—	μs
Storage Time	t_{sv}	$I_C = 10A, I_{B1} = 2A, T_C = +100^\circ\text{C}$	—	1.5	2.5	μs
Crossover Time	t_c		—	0.3	0.6	μs
Fall Time	t_{fi}		—	0.17	0.35	μs

Note 2. Pulse test: Pulse Width = $300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$, $V_{cl} = 300V$, $V_{BE(off)} = 5V$, $L_C = 180\mu\text{H}$.





LECTRONICS, INC.
 FARRAND STREET
 OOMFIELD, NJ 07003
 3) 748-5089

NTE386 Silicon NPN Transistor Audio Power Amp, Switch

Description:

The NTE386 is a silicon NPN power transistor in a TO3 type package designed for high voltage, high-current power switching in inductive circuit where fall time is critical. This device is particularly suited for line operated switchmode applications.

Applications:

- Switching Regulators
- Inverters
- Solenoid and Relay Drivers
- Motor Controls
- Deflection Circuits

Absolute Maximum Ratings:

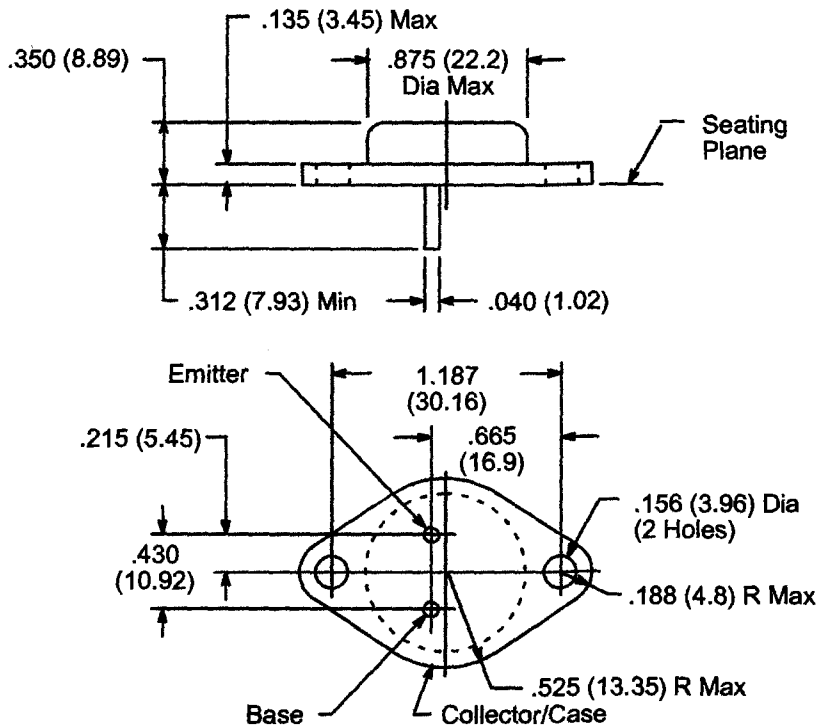
Collector-Emitter Voltage, $V_{CEO(sus)}$	500V
Collector-Emitter Voltage, V_{CEV}	800V
Emitter-Base Voltage, V_{EB}	6V
Collector Current, I_C	
Continuous	20A
Peak (Note 1)	30A
Base Current, I_B	
Continuous	10A
Peak (Note 1)	30A
Total Power Dissipation ($T_C = +100^\circ\text{C}$), P_D	100W
Total Power Dissipation ($T_C = +25^\circ\text{C}$), P_D	175W
Derate Above 25°C	1.0W/ $^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature Range, T_J	-65° to $+200^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range, T_{stg}	-65° to $+200^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case, R_{thJC}	1.0 $^\circ\text{C}/\text{W}$
Maximum Lead Temperature (During Soldering, 1/8" from case, 5sec), T_L	$+275^\circ\text{C}$

Note 1. Pulse Test: Pulse Width = 5ms, Duty Cycle \leq 10%.

Electrical Characteristics: ($T_C = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
FF Characteristics						
Collector-Emitter Sustaining Voltage	$V_{CEO(sus)}$	$I_C = 100\text{mA}, I_B = 0$	500	-	-	V
Collector Cutoff Current	I_{CEV}	$V_{CEV} = 800\text{V}, V_{EB(off)} = 1.5\text{V}$	-	-	0.25	mA
	I_{CER}	$V_{CE} = 800\text{V}, R_{BE} = 50\Omega, T_C = +100^\circ\text{C}$	-	-	5.0	mA
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}	$V_{BE} = 6\text{V}, I_C = 0$	-	-	1.0	mA
DN Characteristics (Note 2)						
DC Current Gain	h_{FE}	$V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 5\text{A}$	10	-	60	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 10\text{A}, I_B = 2\text{A}$	-	-	1.8	V
		$I_C = 20\text{A}, I_B = 6.7\text{A}$	-	-	5.0	V
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C = 10\text{A}, I_B = 2\text{A}$	-	-	1.8	V
Dynamic Characteristics						
Output Capacitance	C_{cb}	$V_{CB} = 10\text{V}, I_E = 0, f_{test} = 1\text{kHz}$	125	-	500	pF
Switching Characteristics (Resistive Load)						
Delay Time	t_d	$V_{CC} = 250\text{V}, I_C = 10\text{A}, I_{B1} = 2\text{A},$ $V_{BE(off)} = 5\text{V}, t_p = 10\mu\text{s},$ Duty Cycle $\leq 2\%$	-	0.02	0.1	μs
Rise Time	t_r		-	0.3	0.7	μs
Storage Time	t_s		-	1.6	4.0	μs
Fall Time	t_f		-	0.3	0.7	μs

Note 2. Pulse Test: Pulse Width = 300ms, Duty Cycle $\leq 2\%$.





ELECTRONICS, INC.
 FARRAND STREET
 MOOREFIELD, NJ 07003
 (732) 748-5089

NTE3040
Optoisolator
NPN Transistor Output

Description:

The NTE3040 is a gallium arsenide, infrared emitting diode in a 6-Lead DIP type package coupled with a silicon phototransistor.

Absolute Maximum Ratings: ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

Infrared Emitting Diode

Power Dissipation, P_D	200mW
Derate above 25°C ambient	2.6mW/ $^\circ\text{C}$
Forward Current (Continuous), I_C	60mA
Forward Current (Peak), I_C	3A
(Pulse Width 1 μsec , 300pps)	
Reverse Voltage, V_R	3V

Phototransistor

Power Dissipation, P_D	200mW
Derate above 25°C ambient	2.6mW/ $^\circ\text{C}$
Collector to Emitter Voltage, V_{CEO}	30V
Collector to Base Voltage, V_{CBO}	70V
Emitter to Collector Voltage, V_{ECO}	7V
Collector Current (Continuous), I_C	100mA

Total Device

Storage Temperature, T_{stg}	-55° to $+150^\circ\text{C}$
Operating Temperature, T_{opr}	-55° to $+100^\circ\text{C}$
Lead Soldering Temperature (10 seconds)	$+260^\circ\text{C}$
Surge Isolation Voltage (Input to Output)	
(Peak)	1500V
(RMS)	1060V

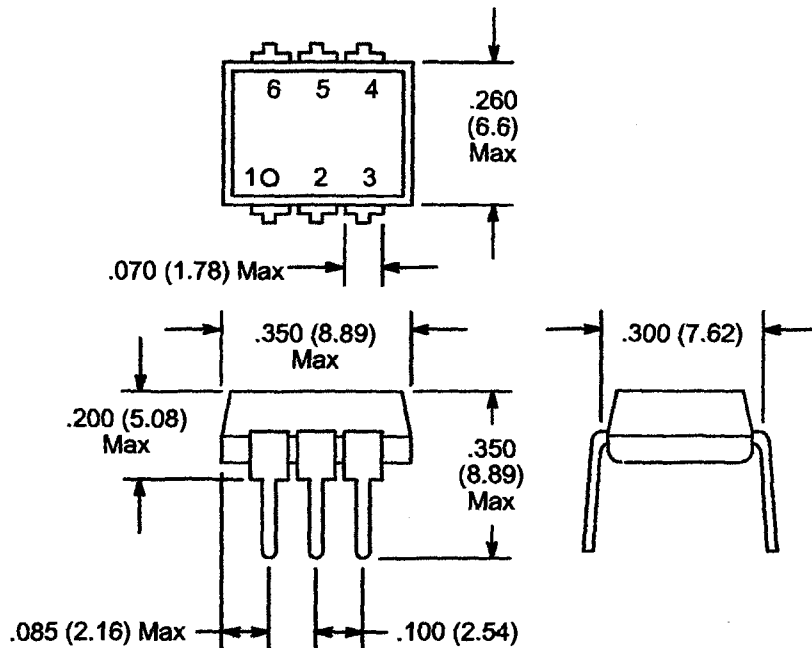
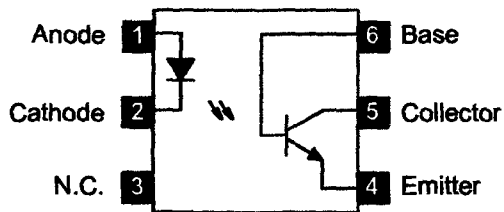
Electrical Characteristics: ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Infrared Emitting Diode						
Forward Voltage	V_F	$I_F = 10\text{mA}$	—	1.1	1.5	V
Reverse Current	I_R	$V_R = 3\text{V}$	—	—	10	mA
Capacitance	C_J	$V = 0, f = 1\text{MHz}$	—	50	—	pf

Electrical Characteristics (Cont'd): ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit	
Phototransistor							
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	$I_C = 10\text{mA}, I_F = 0$	30	-	-	V	
Collector-Base Breakdown Voltage	$V_{(BR)CBO}$	$I_C = 100\mu\text{A}, I_F = 0$	70	-	-	V	
Emitter-Collector Breakdown Voltage	$V_{(BR)ECO}$	$I_E = 100\mu\text{A}, I_F = 0$	7	-	-	V	
Collector Dark Current	I_{CEO}	$V_{CE} = 10\text{V}, I_F = 0$	-	5	50	nA	
Capacitance	C_J	$V_{CE} = 10\text{V}, f = 1\text{MHz}$	-	2	-	pf	
Coupled Characteristics							
DC Current Transfer Ratio	CTR	$I_F = 10\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$	6	-	-	%	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CEO(sat)}$	$I_F = 60\text{mA}, I_C = 1.6\text{mA}$	100	-	-	V	
Isolation Resistance	$R_{(I-O)}$	$V_{(I-O)} = 500V_{DC}$	100	-	-	$G\Omega$	
Input to Output Capacitance	$C_{(I-O)}$	$V_{(I-O)} = 0, f = 1\text{MHz}$	-	-	2	pf	
Switching Speeds	t_p, t_f	$V_{CE} = 10\text{V}, R_L = 100\Omega$	$I_{CE} = 2\text{mA}$	-	5	-	μs
			$I_{CB} = 50\mu\text{A}$	-	3	-	μs

Pin Connection Diagram



NTE3087
Optoisolator
High Speed, Open Collector, NAND Gate Output

Description:

The NTE3087 is an optoisolator which combines a GaAsP LED as the emitter and an integrated high gain multi-stage high speed photodetector. The output of the detector circuit is an open collector, Schottky clamped transistor capable of sinking 50mA. The open collector output provides capability for bussing, ORing and strobing. The NTE3087 is packaged in a plastic 8-pin mini-DIP.

Features:

- LSTTL/TTL Compatible: 5V Supply
- Ultra High Speed
- Guaranteed Performance Over Temperature
- High Isolation Voltage: 2500V_{rms}

Absolute Maximum Ratings: (T_A = 0°C to +70°C unless otherwise specified)

Input Forward Current (Note 2), I _F	20mA
Pulse Forward Current (Note 3), I _{FP}	40mA
Reverse Voltage, V _R	5V
Output Current, I _O	50mA
Output Voltage, V _O	7V
Supply Voltage (1 minute max), V _{CC}	7V
Enable Input Voltage (Not to Exceed V _{CC} by More than 500mV), V _{EH}	5.5V
Output Collector Power Dissipation, P _O	85mW
Operating Temperature Range, T _{opr}	0° to +70°C
Storage Temperature Range, T _{stg}	-55° to +125°C
Isolation Voltage (Note 3), BV _s	2500V _{rms}

- Note 1. Device considered a two-terminal device: Pin1, 2, 3, and 4 are shorted together, and Pin5, 6, 7, and 8 are shorted together.
- Note 2. 50% Duty Cycle, 1ms Pulse Width.
- Note 3. R.H. = 40 to 60%, AC/1min.

Recommended Operating Conditions:

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Input Current, Low Level (Each Channel)	I _{FL}		0	-	250	μA
Input Current, High Level (Each Channel)	I _{FH}		6.3	-	15.0	mA
Enable Voltage, Low Level (Output High)	V _{EL}		0	-	0.8	V
Enable Voltage, High Level	V _{EH}		2.0	-	V _{CC}	V
Operating Temperature	T _A		0	-	70	°C
Fan Out (TTL Load)	N		-	-	8	

Electrical Characteristics: ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$, Note 4 unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
High Level Output Current	I_{OH}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_O = 5.5\text{V}$, $I_F = 250\mu\text{A}$, $V_E = 2\text{V}$	–	1	250	μA
Low Level Output Voltage	V_{OL}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $I_F = 5\text{mA}$, $V_{EH} = 2\text{V}$, $I_{OL} = 13\text{mA}$	–	0.4	0.6	V
High Level Enable Current	I_{EH}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_E = 2.0\text{V}$	–	–1.0	–	mA
Low Level Enable Current	I_{EL}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_E = 0.5\text{V}$	–	–1.6	–2.0	mA
High Level Supply Current	I_{CCH}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $I_F = 0$, $V_E = 0.5\text{V}$	–	7	14	mA
Low Level Supply Current	I_{CCL}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $I_F = 10\text{mA}$, $V_E = 0.5\text{V}$	–	12	18	mA
Resistance (Input-to-Output)	R_{L-O}	$V_{L-O} = 500\text{V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$	–	10^{12}	–	Ω
Capacitance (Input-to-Output)	C_{L-O}	$f = 1\text{MHz}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$	–	0.6	–	pF
Input Forward Voltage	V_F	$I_F = 10\text{mA}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$	–	1.65	1.9	V
Input Reverse Breakdown Voltage	$V_{(BR)R}$	$I_R = 10\mu\text{A}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$	5.0	–	–	V
Input Capacitance	C_{IN}	$V_F = 0$, $f = 1\text{MHz}$	–	30	–	pF
Current Transfer Ratio	CTR	$I_F = 5\text{mA}$, $R_L = 10\Omega$	–	1000	–	%

Note 4. All typical values at $V_{CC} = 5\text{V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$.

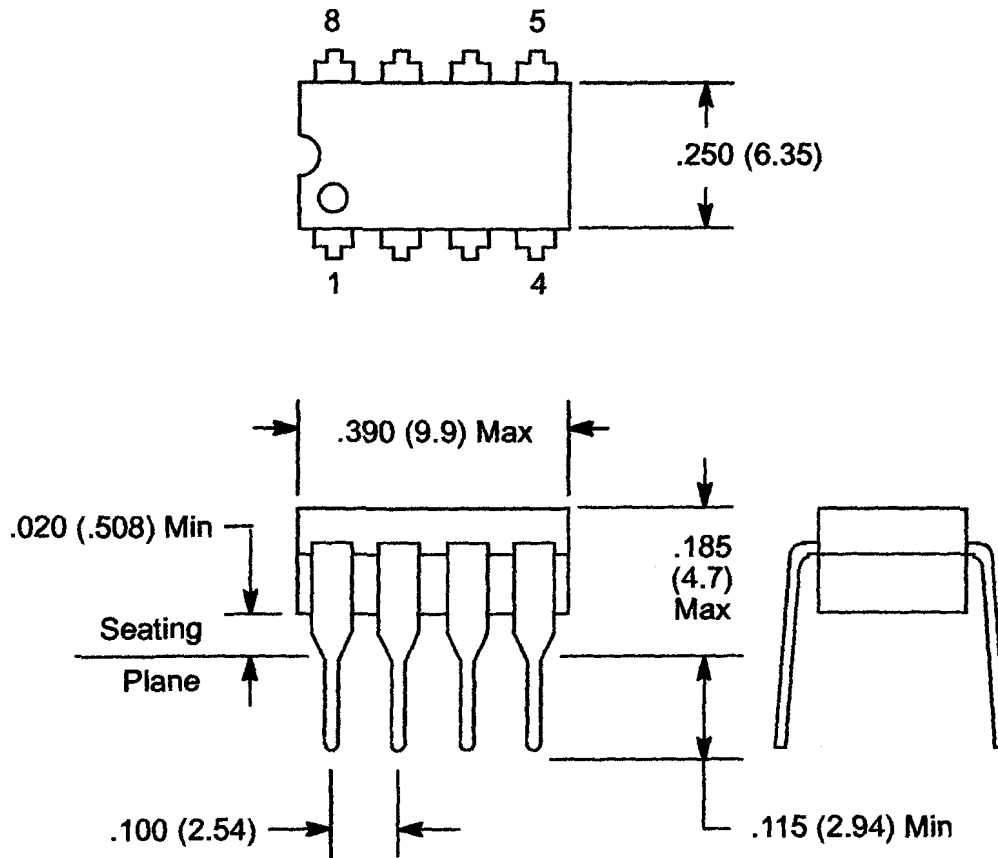
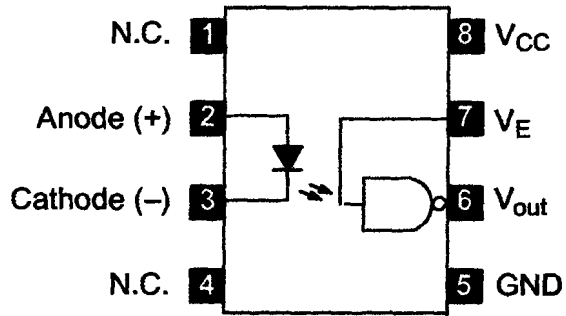
Switching Characteristics: ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Propagation Delay Time to High level Output	t_{PLH}	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$, $I_F = 7.5\text{mA}$	–	60	120	ns
Propagation Delay Time to Low level Output	t_{PLH}		–	60	120	ns
Output Rise-Fall Time (10% to 90%)	t_r , t_f	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$, $I_F = 7.5\text{mA}$	–	30	–	ns
Propagation Delay Time of Enable from V_{EH} to V_{EL}	t_{ELH}	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$, $I_F = 7.5\text{mA}$, $V_{EH} = 3\text{V}$, $V_{EL} = 0.5\text{V}$	–	25	–	ns
Propagation Delay Time of Enable from V_{EL} to V_{EH}	t_{EHL}		–	25	–	ns
Common Mode Transient Immunity at Logic High Output Level	CM_H	$V_{CM} = 10\text{V}$, $R_L = 350\Omega$, $V_{O(\min)} = 2\text{V}$, $I_F = 0\text{mA}$	–	150	–	V/ μs
Common Mode Transient Immunity at Logic Low Output Level	CM_L	$V_{CM} = 10\text{V}$, $R_L = 350\Omega$, $V_{O(\max)} = 0.8\text{V}$, $I_F = 5\text{mA}$	–	–150	–	V/ μs

Truth Table: (0.1 μF bypass capacitor must be connected between Pin8 and Pin5)

Input	Enable	Output
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H

Pin Connection Diagram



LM119/LM219/LM319 High Speed Dual Comparator

General Description

The LM119 series are precision high speed dual comparators fabricated on a single monolithic chip. They are designed to operate over a wide range of supply voltages down to a single 5V logic supply and ground. Further, they have higher gain and lower input currents than devices like the LM710. The uncommitted collector of the output stage makes the LM119 compatible with RTL, DTL and TTL as well as capable of driving lamps and relays at currents up to 25 mA.

The LM319A offers improved precision over the standard LM319, with tighter tolerances on offset voltage, offset current, and voltage gain.

Although designed primarily for applications requiring operation from digital logic supplies, the LM119 series are fully specified for power supplies up to $\pm 15V$. It features faster response than the LM111 at the expense of higher power dis-

sipation. However, the high speed, wide operating voltage range and low package count make the LM119 much more versatile than older devices like the LM711.

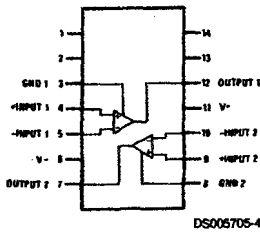
The LM119 is specified from $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, the LM219 is specified from $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, and the LM319A and LM319 are specified from $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

Features

- Two independent comparators
- Operates from a single 5V supply
- Typically 80 ns response time at $\pm 15V$
- Minimum fan-out of 2 each side
- Maximum input current of 1 μA over temperature
- Inputs and outputs can be isolated from system ground
- High common mode slew rate

Connection Diagram

Dual-In-Line Package



DS005705-4

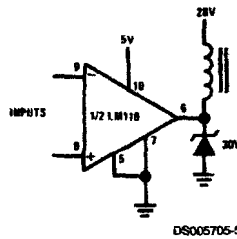
Top View

Order Number LM119J, LM119J/883 (Note 1),
LM219J, LM319J, LM319AM,
LM319M, LM319AN or LM319N
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

Note 1: Also available per SMD# 8601401 or JM38510/10306

Typical Applications (Note 2)

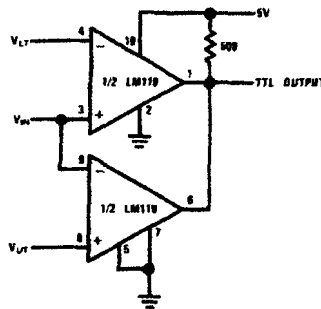
Relay Driver



DS005705-5

Note 2: Pin numbers are for metal can package.

Window Detector



DS005705-6

$V_{OUT} = 5V$ for $V_{LT} \leq V_{IN} \leq V_{UT}$
 $V_{OUT} = 0$ for $V_{IN} \leq V_{LT}$ or $V_{IN} \geq V_{UT}$



ESPOL
1958
ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL
CIB ESPOL

LM119/LM219/LM319 High Speed Dual Comparator

Absolute Maximum Ratings**LM319A/319** (Note 9)

Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	36V
Output to Negative Supply Voltage	36V
Input to Negative Supply Voltage	25V
Input to Positive Supply Voltage	18V
Differential Input Voltage	±5V
Input Voltage (Note 10)	±15V
Power Dissipation (Note 11)	500 mW
Output Short Circuit Duration	10 sec
Storage Rating (1.5 kΩ in series with 100 pF)	800V

Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Operating Temperature Range

LM319A, LM319	0°C to 70°C
---------------	-------------

Electrical Characteristics (Note 12)

Parameter	Conditions	LM319A			LM319			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Offset Voltage (Note 13)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 5\text{k}$		0.5	1.0		2.0	8.0	mV
Offset Current (Note 13)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		20	40		80	200	nA
Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		150	500		250	1000	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 15)	20	40		8	40		V/mV
Response Time (Note 14)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		80			80		ns
Input Voltage	$V_{IN} \leq -10\text{ mV}$, $I_{OUT} = 25\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5		0.75	1.5	V
Input Leakage Current	$V_{IN} \geq 10\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35\text{V}$, $V^+ = V_{GND} = 0\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.2	10		0.2	10	μA
Offset Voltage (Note 13)	$R_S \leq 5\text{k}$			10			10	mV
Input Offset Current (Note 13)				300			300	nA
Input Bias Current				1000			1200	nA
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$ $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0$	1	±13	3	1	±13	3	V
Input Voltage Range	$V^+ \geq 4.5\text{V}$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10\text{ mV}$, $I_{SINK} \leq 3.2\text{ mA}$		0.3	0.4		0.3	0.4	V
Differential Input Voltage				±5			±5	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0$		4.3			4.3		mA
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		8	12.5		8	12.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		3	5		3	5	mA

Note 10: For supply voltages less than ±15 the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 11: The maximum junction temperature of the LM319A and LM319 is 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H10 package must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to ambient, or 19°C/W, junction to case. The thermal resistance of the N14 and J14 package is 100°C/W, junction to ambient. The thermal resistance of the M14 package is 115°C/W, junction to ambient.

Note 12: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$, and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies. Do not operate the device with more than 16V from ground to V_S .

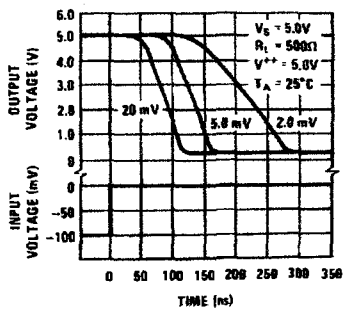
Note 13: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.

Note 14: The response time specified is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 15: Output is pulled up to 15V through a 1.4 kΩ resistor.

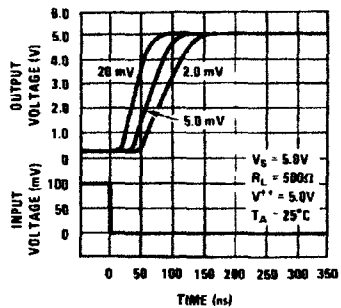
Typical Performance Characteristics LM319A, LM319 (Continued)

Response Time for Various Input Overdrives



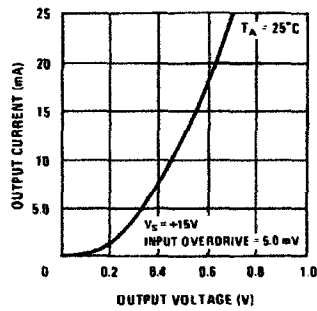
DS005705-28

Response Time for Various Input Overdrives



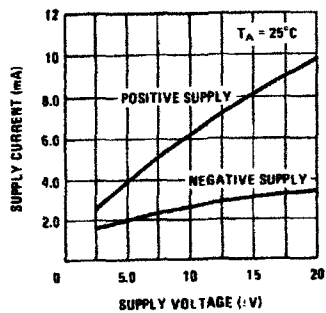
DS005705-29

Output Saturation Voltage



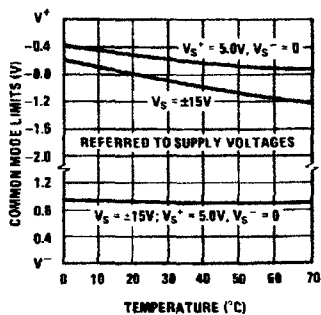
DS005705-30

Supply Current



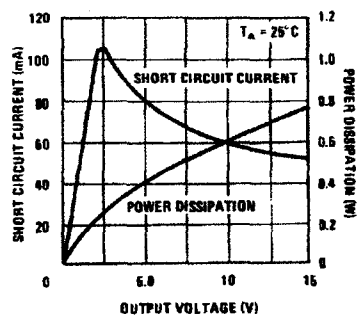
DS005705-31

Common Mode Limits



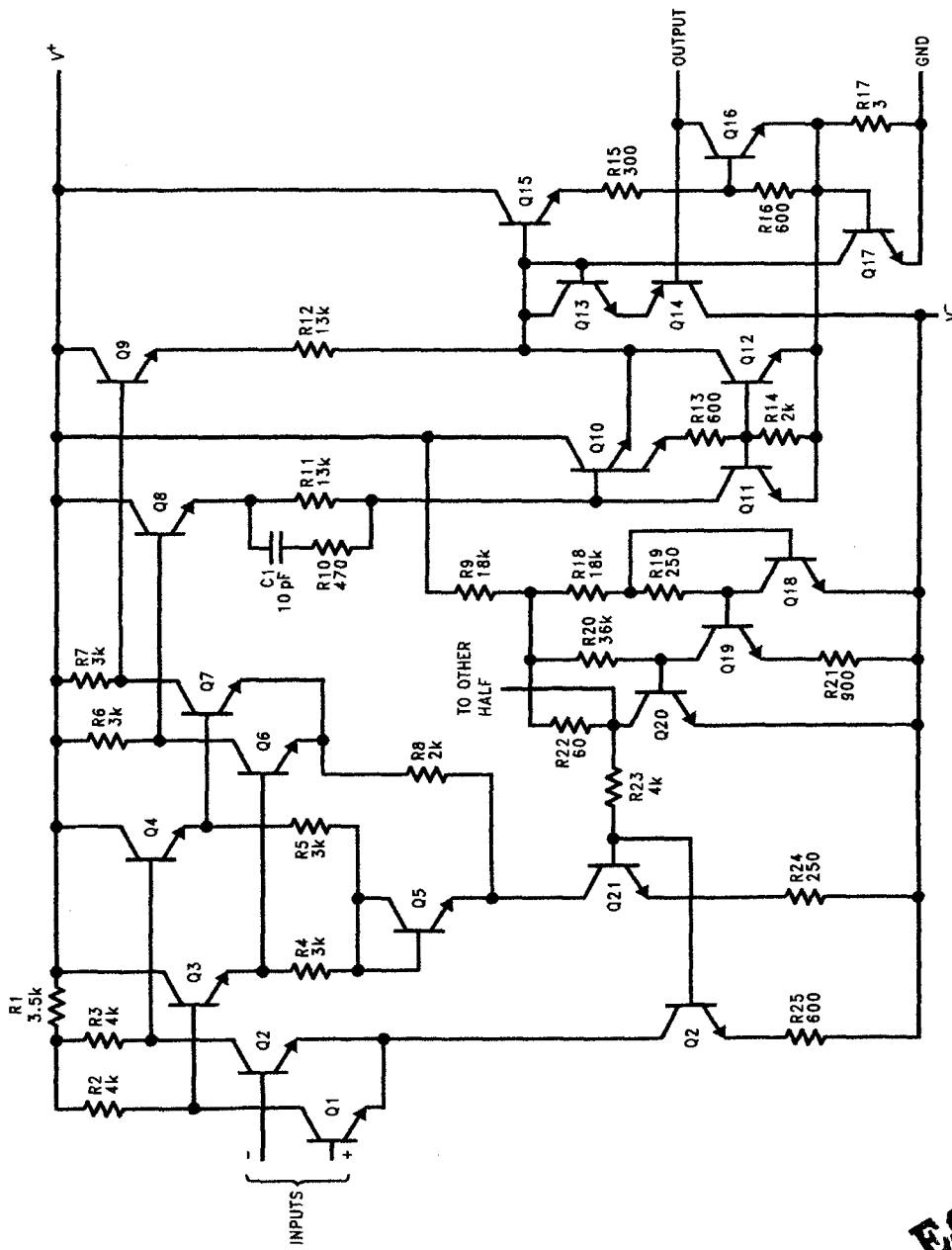
DS005705-32

Output Limiting Characteristics



DS005705-33

Schematic Diagram



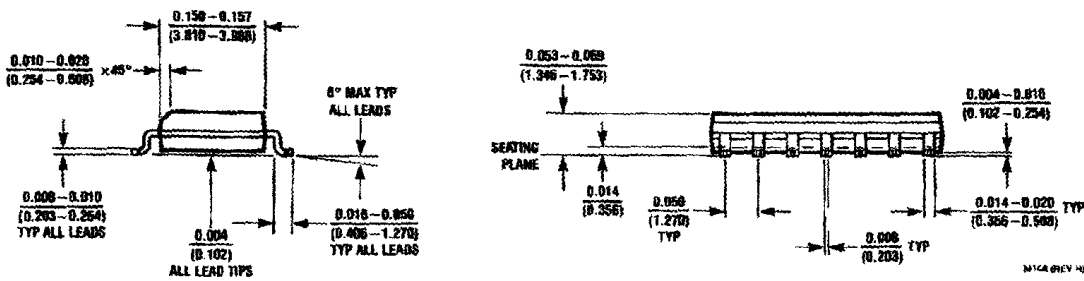
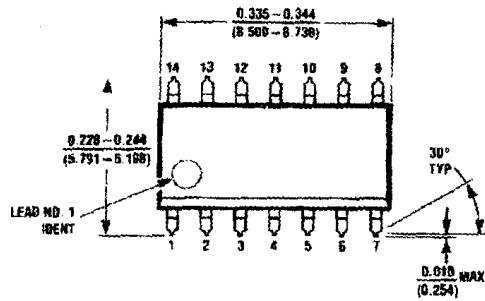
05005705-1

Do not operate the LM119 with more than 16V between GND and V+

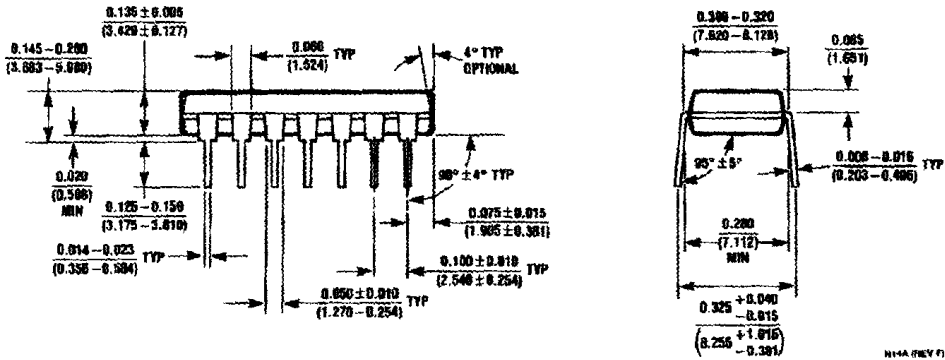
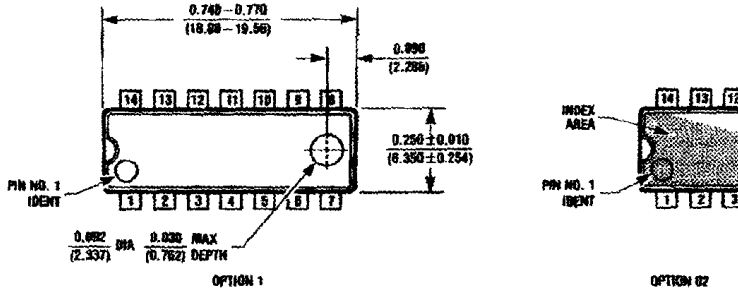


LM119/LM219/LM319

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Dual-in-Line Package (M)
Order Number LM319AM or LM319M
NS Package Number M14A



Molded Dual-in-Line Package (N)
Order Number LM319AN or LM319N
NS Package Number N14A

ANEXO 6

EVALUACION ECONOMICA DEL EQUIPO.

TARJETA CONTROLADORA DE BASE CON SNUBBER

UNIDAD.	ELEMENTO	P. UNITARIO.	TOTAL
15	Arandelas de porcelana	0.05	0.60
1	Bornera de 3 servicios	1.50	1.50
1	Bornera de 7 servicios	3.00	3.00
1	C.I. Comparador LM319N	2.50	2.50
1	Capacitor de 0,018 uF/ 630V	1.00	1.00
1	Capacitor de 0,1 uF/ 50V	0.10	0.10
1	Capacitor de 1000 uF/ 16V	0.50	0.50
1	Capacitor de 2200 uF/ 25V	0.80	0.80
1	Capacitor de 3,5 uF/ 440V	2.50	2.50
2	Capacitores de 10 uF/ 25V	0.10	0.20
4	Diodo 4007	0.30	1.20
3	Diodos FR20-10	1.00	3.00
2	Diodos Zeners 1N4733A	0.70	1.40
3	Diodos Zeners 1N5383A 150V/5W.	2.00	6.00
1	Diseño y Construcción de tarjeta	25.00	25.00
1	Disipador	2.00	2.00
1	Jumper hembra	0.05	0.05
1	Jumper macho	0.05	0.05
1	Led rojo	0.30	0.30
3	metros de alambre de cobre esmaltado	0.25	0.75
1	Núcleo toroidal de ferrita	1.00	1.00
1	Optoacoplador 4N27	2.00	2.00
1	Optoacoplador NTE3087	13.00	13.00
5	Pernos	0.08	0.40
4	Remaches	0.05	0.20

1	Resistencia 1K Ω / 1/2 W	0.05	0.05
1	Resistencia 680 Ω / 1/4 W.	0.05	0.05
1	Resistencia de 120 Ω / 5 W	0.40	0.40
1	Resistencia de 18K Ω / 1/2 W	0.05	0.05
1	Resistencia de 1K Ω / 1/2 W	0.05	0.05
1	Resistencia de 2K Ω / 1/4 W	0.05	0.05
1	Resistencia de 3,3M Ω / 1/2 W	0.05	0.05
1	Resistencia de 3,9K Ω / 1/2 W	0.05	0.05
1	Resistencia de 330 Ω / 1/2 W.	0.05	0.05
1	Resistencia de 68 Ω / 10 W.	0.50	0.50
1	Resistencia de 560 Ω / 1/4 W.	0.05	0.05
2	Resistencias de 0,1 Ω / 5 W	0.50	1.00
2	Resistencias de 10K Ω / 1/2 W.	0.05	0.05
2	Resistencias de 200 Ω / 1/2 W.	0.05	0.05
1	Zócalo de 3 pines por lado	0.10	0.10
1	Zócalo de 4 pines por lado	0.10	0.10
1	Zócalo de 7 pines por lado	0.10	0.10
16	Tomillos	0.08	1.28
1	Transformador 110 V/ 18 V de 1A con T.C.	3.50	3.50
1	Transistor 2N2907A	0.40	0.40
1	Transistor 2N3904	0.40	0.40
1	Transistor NTE385	3.00	3.00
1	Transistor C2139	4,10	4.10
1	Transistor NEC D362	1.20	1.20
	SUMA TOTAL:		85.68

El Costo total por las dos tarjetas con snubber es: $2 \times 85.68 = 171.36$

TARJETA CONTROLADORA DE BASE SIN SNUBBER

UNIDAD.	ELEMENTO	P. UNITARIO.	TOTAL
15	Arandelas de porcelana	0.05	0.60
1	Bornera de 3 servicios	1.50	1.50
1	Bornera de 7 servicios	3.00	3.00
1	C.I. Comparador LM319N	2.50	2.50
1	Capacitor de 0,1 uF/ 50V	0.10	0.10
1	Capacitor de 1000 uF/ 16V	0.50	0.50
1	Capacitor de 2200 uF/ 25V	1.00	1.00
2	Capacitores de 10 uF/ 25V	0.10	0.20
1	Diodo FR20-10	1.00	1.00
4	Diodos 4007	0.30	1.20
2	Diodos Zener 1N4733A	0.70	1.40
3	Diodos Zeners 1N5383A 150V/5W.	2.00	6.00
1	Diseño y Construcción de tarjeta	25.00	25.00
1	Disipador	2.00	2.00
1	Jumper hembra	0.05	0.05
1	Jumper macho	0.05	0.05
1	Led rojo	0.30	0.30
1	Optoacoplador 4N27	2.00	2.00
1	Optoacoplador NTE3087	13.00	13.00
5	Pernos	0.08	0.40
4	Remaches	0.05	0.20
1	Resistencia 1K Ω / 1/2 W	0.05	0.05
1	Resistencia 680 Ω / 1/4 W.	0.05	0.05
1	Resistencia de 18K Ω / 1/2 W	0.05	0.05
1	Resistencia de 1K Ω / 1/2 W	0.05	0.05

1	Resistencia de 2K Ω / ¼ W	0.05	0.05
1	Resistencia de 3,3M Ω / 1/2 W	0.05	0.05
1	Resistencia de 3,9K Ω / 1/2 W	0.05	0.05
1	Resistencia de 330 Ω / 1/2 W.	0.05	0.05
1	Resistencia de 68 Ω / 10 W.	0.50	0.50
1	Resistencia de 560 Ω / 1/4 W.	0.05	0.05
2	Resistencias de 0,1 Ω / 5 W	0.50	1.00
2	Resistencias de 10K Ω / 1/2 W.	0.05	0.10
2	Resistencias de 200 Ω / 1/2 W.	0.05	0.10
1	Zócalo de 3 pines por lado	0.10	0.10
1	Zócalo de 4 pines por lado	0.10	0.10
1	Zócalo de 7 pines por lado	0.10	0.10
16	Tomillos	0.08	1.28
1	Transformador 110 V/ 18 V de 1A con T.C.	3.50	3.50
1	Transistor 2N2907A	0.40	0.40
1	Transistor 2N3904	0.40	0.40
1	Transistor NTE385	3.00	3.00
1	Transistor C2139	4,10	4.10
1	Transistor NEC D362	1.20	1.20
	SUMA TOTAL		77.98

El costo total por las dos tarjetas sin snubber es: $2 \times 77.98 = 155.96$

Por lo tanto, el costo en realizar las cuatro tarjetas Controladoras de

base es $=171.36 + 155.96 = 327.32$ dólares.

TARJETA SPWM DE DOS NIVELES

UNIDAD.	ELEMENTO	P. UNITARIO	TOTAL
26	anillos de porcelana	0.05	1.30
20	Anillos metálicos	0.05	1.00
1	Bornera de control de 7 servicios	1.50	1.50
2	Borneras de control de 2 servicios	0.50	1.00
1	C.I. 74LS21P	1.00	1.00
5	C.I. 74LS47N	2.50	2.50
1	C.I.74HC14	2.00	2.00
2	C.I.74LS04	0.50	1.00
1	Capacitor de 47 uF/ 16V	0.10	0.10
2	Capacitores de 30 pF/ 16V	0.10	0.20
1	Cristal de 24M Hz.	3.00	3.00
1	Diodo GI9312	0.80	0.80
1	Diseño y Construcción de tarjeta	25.00	25.00
5	Displays de 7 segmentos ánodo común	2.50	12.50
2	Jumper machos	0.05	0.10
2	Jumpers hembras	0.05	0.10
1	Led de color rojo	0.30	0.30
1	Led de color verde	0.30	0.30
1	Microcontrolador 87C52	50.00	50.00
1	Relé de 5 V / 10 A.	6.00	6.00
1	Resistencia de 10K Ω / 1/4 W	0.05	0.05
1	Resistencia de 2K Ω / 1/4 W	0.05	0.05
1	Resistencia de 560 Ω / 1/2 W	0.05	0.05
8	Resistencias de 220 Ω / 1/2 W	0.05	0.40
5	Resistencias de 510 Ω / 1/4 W	0.05	0.25

1	Zócalo de 10 pines por lado	0.10	0.10
1	Zócalo de 15 pines por lado	0.10	0.10
3	Zócalos de 7 pines por lado	0.10	0.30
5	Zócalos de 8 pines por lado	0.10	0.50
10	Tornillos	0.08	0.80
1	Transistor D768K	1.20	1.20
	SUMA TOTAL		113.5

FUENTE DC DEL MODULO DE POTENCIA

UNIDAD.	ELEMENTO	P. UNITARIO	TOTAL
1	Bornera de 4 servicios / 10 A	2.00	2.00
1	Bornera de 2 servicios / 10 A	1.00	1.00
4	Bornera de 2 servicios / 3 A	0.50	2.00
1	Capacitor de 1500 μ F/ 500V	7.00	7.00
2	Capacitores de 300 μ F/ 500V	5.00	10.00
1	Contactador de 110 V/ 20 A	15.00	15.00
1	Fusible de 10 A	0.10	0.10
10	Metros de alambre esmaltado	0.25	2.50
1	Núcleo Toroidal	1.50	1.50
1	Puente rectificador monofásico KBPC 1508	4.00	4.00
1	Relé de 110 V/ 15 A	6.00	6.00
	SUMA TOTAL		51.10

FUENTE DC REGULADA DEL MICROCONTROLADOR.

UNIDAD.	ELEMENTO	P. UNITARIO	TOTAL
12	Arandelas de porcelana	0.05	0.60
1	Bornera de 2 servicios / 1 A	0.50	0.50
1	Capacitor de 10 uF/ 16 V	0.10	0.10
1	Capacitor de 6800 uF/ 16 V	0.80	0.80
4	Diodos 4007	0.30	1.20
1	Disipador	1.00	1.00
1	Regulador de 5V 7805	0.50	0.50
4	Tornillos	0.08	0.32
1	Transformador de 6 V	3.00	3.00
4	Tuercas	0.05	0.20
	SUMA TOTAL		8.22

MODULO DEL INVERSOR

UNIDAD	ELEMENTO	P. UNITARIO	TOTAL
1	Acrílico protector de 42x63 cm	12.00	12.00
48	Amarras plásticas	0.02	0.96
26	Anillos porcelana	0.05	1.30
42	Anillos metálicos	0.03	1.26
1	Botonera de seis servicios	5.00	5.00
1	Breaker de 230/ 400V - 6A.	6.00	6.00
1	Caja metálica	50.00	50.00
1	Diseño gráfico frontal (Portada)	35.00	35.00
1	Enchufe hembra y cable 110 V AC	3.00	3.00

1	Enchufe macho de 110 V AC	1.00	1.00
4	Jack	0.25	1.00
1	Lámina de 15x20 cm de acero	2.00	2.00
1	Lámina de 3x15 cm de acero	1.00	1.00
1	Luz piloto 110V/ color verde	0.80	0.80
10	Metros de cable #16	0.30	3.00
10	Metros de cable #12	0.40	4.00
4	Niveladores	1.00	4.00
1	Pulsador NO Pequeño	0.40	0.40
1	Pulsador NC grande 120 V/ 6 A color rojo	5.00	5.00
1	Pulsador NC Pequeño	0.40	0.40
1	Pulsador NO grande 120 V/ 6 A color verde	5.00	5.00
1	Resistencia de 0,1 Ω / 15 W	0.50	0.50
1	Súper Bonder	2.00	2.00
30	Terminales	0.10	3.00
50	Tornillos	0.08	4.00
2	Tornillos de 4x10 mm	0,15	0.30
64	Tuercas	0.05	3.20
	SUMA TOTAL		155.12

El Costo total del equipo es de :

$$319.72+113.5+51.1+8.22+155.12 = 655.26 \text{ dólares.}$$



BIBLIOGRAFÍA

- [1] González José A., INTRODUCCION A LOS MICROCONTROLADORES, Mc. Graw-Hill, 1992.
- [2] Gualda J., Martínez S., Martínez P., ELECTRONICA INDUSTRIAL: TECNICAS DE POTENCIA, Alfaomega, 1992.
- [3] Hart Daniel W., INTRODUCTION TO POWER ELECTRONICS, Prentice Hall International, 1997
- [4] Kosow Irving, MAQUINAS ELECTRICAS Y TRANSFORMADORES, Prentice-HallHispanoamericana S.A., 1974.
- [5] Mohan N., Robins W., POWER ELECTRONICS, John Wiley- Songs Ing., 1995.
- [6] Muhamed Rashid, ELECTRONICA DE POTENCIA, Prentice Hall Hispanoamericana S.A. , 1993.

