



ACTIVO FIJO 155536

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA EN ELECTRICIDAD
Y COMPUTACIÓN**

**“ DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN INVERSOR
MONOFÁSICO TRANSISTORIZADO ”**

**TRABAJO
DE
GRADUACION**

Previa la obtención del Título de :

**INGENIERO EN ELECTRICIDAD
Especialización INDUSTRIAL**

Presentada por:

***TERESA CORDOVA ROMERO
JAVIER GAVILANEZ ORTEGA***

**GUAYAQUIL – ECUADOR
AÑO
2002**

AGRADECIMIENTO

A todas las personas que de uno u otro modo colaboraron en la realización de este trabajo y en especial a Christian.

DEDICATORIA

A Dios

A nuestros padres

Abuelitos

y hermanos.

TRIBUNAL DE GRADUACIÓN



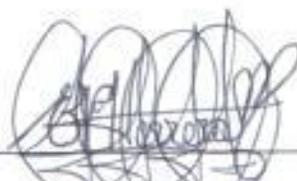
Ing. Carlos Monsalve
SUB-DECANO FIEC



Ing. Norman Chootong
DIRECTOR TOPICO



Ing. Alberto Manzur
MIEMBRO DEL TRIBUNAL



Ing. Efrén Herrera
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad del contenido de esta Tesis de grado, nos corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL)

Teresa Córdova R.

Teresa Córdova R.

Javier Gaviláñez O.

Javier Gaviláñez O.

RESUMEN

El trabajo que a continuación se expone es el "DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN INVERSOR MONOFÁSICO TRANSISTORIZADO". Es un convertidor DC/AC, con la finalidad de obtener una fuente de voltaje alterno para alimentar motores AC a partir de una fuente de voltaje DC.

El inversor que se presenta se basa en la utilización de transistores de potencia, los cuales operan en las regiones de corte y saturación.

Este proyecto se ha desarrollado en base al diseño de un circuito de control y un circuito de fuerza, con la implementación de transistores de potencia. Además se cuenta con una etapa acopladora, la cual sirve para generar ondas gemelas con diferentes referencias.

Para el funcionamiento de este "Inversor Monofásico Transistorizado" se necesita una configuración del inversor de puente completo, en donde los transistores funcionarán alternadamente y en parejas. Para lograr esto se necesitará saturarlos a través de un voltaje controlado de frecuencia y ancho de pulso, para lo cual se eligió un rango de frecuencia entre 50 a 300 Hz.

El circuito de control genera una onda cuadrada, cuando este voltaje es conectado entre base-emisor se obtiene la saturación del transistor de potencia.

Para que la primera pareja de los transistores funcione al mismo tiempo se debe obtener una señal gemela pero con otra referencia y así evitar un cortocircuito en la carga. En este momento el voltaje de la carga es igual a $V_s=12V$, voltaje de la batería.

Posteriormente las dos señales bajan a cero voltios y después de un tiempo entra a trabajar la otra pareja complementaria conectando el voltaje de la batería invertida a la carga. Este ciclo se repite sucesivamente.

El tiempo en que se realiza este ciclo depende de la frecuencia que se elija a través del potenciómetro (POT_1). Si acaso se desea más corriente a la carga se debe modificar el ancho de pulso.

En los capítulos posteriores se explicará detalladamente como se diseñó el "Inversor Monofásico Transistorizado" y se mostrará los resultados experimentales del proyecto.

ÍNDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN	vi
INDICE GENERAL	viii
INDICE DE ABREVIATURAS	xi
INDICE DE FIGURAS	xiv
INTRODUCCIÓN	xvii
CAPITULO 1	
CONVERTIDORES	1
1.1 Convertidores Tipo DC/AC	2
1.1.1 Convertidores Tipo DC/AC: Inversores	3
1.2 Proceso de inversión	6
CAPITULO 2	
TRANSISTORES DE POTENCIA	10
2.1 Generalidades	10
2.1.1 Principios básicos de funcionamiento	12
2.1.2 Tiempos de conmutación	13
2.2 Modos de Trabajo del Transistor	17
2.2.1 Avalancha Secundaria: Curvas SOA	19
2.3 Efecto Producido por Carga Inductiva. Protecciones	22
2.4 Protección del Transistor de potencia	26
CAPÍTULO 3	
CLASES DE INVERSORES MONOFÁSICO	32
3.1 Inversores con tiristores por Conmutación Forzada	32
3.1.1 Inversores con conmutación auxiliar	33

	Pág.
3.1.1.1 Modo 1	35
3.1.1.2 Modo 2	35
3.1.1.3 Modo 3	36
3.1.1.4 Modo 4	36
3.2 Inversores con transistores de potencia	38
3.2.1 Inversores monofásicos de medio puente	39
3.2.2 Inversores monofásicos en puente completo	43
3.3 Aplicaciones de los inversores	46
CAPITULO 4	
TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO	47
4.1 Clasificación de modulación	47
4.1.1 Modulación de un solo ancho de pulso	48
4.1.2 Modulación de varios anchos de pulso	49
4.1.3 Modulación Senoidal del ancho de pulso	54
4.1.4 Modulación Senoidal modificada de ancho de pulso	58
4.1.5 Control por deslizamiento de fase	60
CAPITULO 5	
DISEÑO DEL INVERSOR MONOFÁSICO	63
5.1 Diseño del inversor	63
5.1.1 Especificaciones generales del Inversor monofásico transistorizado	64
5.2 Diseño del circuito de fuerza	64
5.2.1 Cálculos para el diseño del circuito de fuerza	66
5.3 Circuito de control	67
5.3.1 Generador de onda triangular	70
5.3.1.1 Operación	70

	Pág.
5.3.1.2 Frecuencia	73
5.3.2 Inversor	75
5.3.3 Circuito del divisor de voltaje	76
5.3.4 Comparadores	79
5.3.4.1 Operación del Terminal de Salida	79
5.4 Acopladores	81
5.5 Elementos utilizados	83
5.5.1 Circuito de Fuerza	83
5.5.2 Circuito de control	83
5.5.2.1 Generador de onda triangular	83
5.5.2.2 Etapa de inversores	84
5.5.2.3 Etapa de divisor de voltaje	84
5.5.2.4 Etapa de comparadores	84
5.5.3 Acopladora	85
5.5.4 Otros Elementos	85
CAPITULO 6	
RESULTADOS EXPERIMENTALES	86
6.1 Pruebas	86
6.2 Fotografías de las pruebas experimentales	89
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	
ANEXO A	
MANUAL DEL USUARIO	
BIBLIOGRAFIA	

ÍNDICE DE ABREVIATURAS

- A_c : Amplitud de la onda triangular
- A_r : Amplitud de la onda rectangular
- C : Capacitor
- C_1 : Capacitor
- C_m : Capacitor del circuito de fuerza
- D_1 : Diodo 1
- D_2 : Diodo 2
- D_3 : Diodo 3
- D_4 : Diodo 4
- D_i : Diodo i
- D_m : Diodo de paso libre de la carga
- f : Frecuencia del motor AC
- f_c : Frecuencia de la señal portadora
- f_o : Frecuencia de la señal de salida
- Hz** : Hertz
- i_c : Corriente del capacitor
- i_m : Corriente de la carga del motor
- i_m : Corriente de la carga (motor)
- i_o : Corriente de la carga
- i_p : Corriente pico
- i_s : Corriente de la fuente

L_1 : Inductancia 1

L_2 : Inductancia 2

L_i : Inductancia i

L_m : Inductancia del circuito de fuerza

M : Índice de modulación

m_f : Relación de la modulación de frecuencia

n_{ac} : Velocidad sincrónica del motor AC

n_p : Número de pulsos por medio ciclo

p : Números de polos del motor AC

POT_1 : Variador de frecuencia

POT_2 : Variador del ancho de pulso

Q_1 : Tiristor 1

Q_2 : Tiristor 2

Q_3 : Tiristor 3

Q_4 : Tiristor 4

R : Carga resistiva

R_f : Resistencia del circuito de fuerza

R_i : Resistencia que fija frecuencia

RL : Carga resistiva-inductiva

S_i : Interruptor iq

T_i : Tiristor

t_{off} : Tiempo de apagado del tiristor

- t_{on} : Tiempo de encendido del tiristor
- V : Voltaje
- V_{ci} : Voltaje del capacitor i
- V_{Li} : Voltaje del inductor i
- V_{LT} : Voltaje de pico negativo de la triangular
- V_{max} : Amplitud pico máxima de voltaje
- V_o : Voltaje de salida del Inversor
- V_{ref} : Voltaje de referencia
- V_s : Voltaje de la puente
- V_{s1} : Fuente de voltaje 1
- V_{s2} : Fuente de voltaje 2
- V_{sat} : Voltaje de saturación
- V_{UT} : Voltaje de pico positivo de la triangular
- α_m : Angulo de disparo del tiristor
- δ : Ancho de pulso de troceo
- ω_m : Frecuencia de oscilación del circuito

ÍNDICE DE FIGURAS

	Pág.
CAPITULO 1	
CONVERTIDORES	
1.1 Proceso de inversión	7
1.2 Onda de voltaje	8
CAPITULO 2	
TRANSISTORES DE POTENCIA	
2.1 Pico de potencia disipada	13
2.2 Intervalos de t_{on} y t_{off}	15
2.3 Polarización del transistor	18
2.4 Curva de la avalancha secundaria o segunda ruptura	20
2.5 Área de funcionamiento seguro en régimen continuo y pulsante	21
2.6 Circuito con carga inductivo y características de transferencia para el transistor en conmutación con carga inductiva	22
2.7 Circuito para la protección del transistor	23
2.8 Efectos que se producen con la red snubber	24
2.9 Señal de entrada y circuito propuesto para poder logra la conmutación de un transistor de potencia sea más rápido y con menores pérdidas	27
2.10 Gráfica de la corriente de base	27
2.11 Circuito de protección para la anti-saturación de los transistores	30
CAPÍTULO 3	
CLASES DE INVERSORES MONOFÁSICOS	
3.1 Inversor monofásico con conmutación auxiliar	33
3.2 Formas de onda del inversor Monofásico con conmutación auxiliar	34

	Pág.
3.3 Inversor monofásico de medio puente	40
3.4 Inversor monofásico puente	45

CAPITULO 4

TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO

4.1 Modulación de un solo ancho de pulso	48
4.2 Modulación de varios anchos de pulso	51
4.3 Generación de la señal de excitación	54
4.4 Modulación senoidal del ancho de pulso	55
4.5 Voltaje de pico fundamental de salida en función del índice de modulación M	58
4.6 Modulación senoidal modificada del ancho de pulso	59
4.7 Control por desplazamiento de fase	61

CAPITULO 5

DISEÑO DEL INVERSOR MONOFÁSICO

5.1 Diagrama del circuito de fuerza del "Inversor Monofásico Transistorizado"	65
5.2 Diagrama del circuito de control del "Inversor Monofásico Transistorizado"	69
5.3 Circuito del generador bipolar de onda triangular	72
5.4 Diseño del inversor	76
5.5 Circuito del divisor de voltaje	78
5.6 Diseño de los comparadores	81
5.7 Etapa acopladora del "Inversor Monofásico Transistorizado"	82

	Pág.
CAPITULO 6	
RESULTADOS EXPERIMENTALES	
6.1 Implementos a utilizar para el funcionamiento del Inversor Monofásico Transistorizado"	90
6.2 Placas del Inversor Monofásico Transistorizado	91
6.3 Vista de la Onda Triangular	92
6.4 Vista de la Onda del Modulador	93
6.5 Ondas del los Generadores de pulsos	94
6.6 Generador de ondas de la Etapa acopladora 1	95
6.7 Generador de ondas de la Etapa acopladora 2	96
6.8 Vista de la onda generada por la carga resistiva	97
6.9 Vista de la onda generada por la carga R-L	98
6.10 Vista del equipo del Inversor Monofásico Transistorizado	99

INTRODUCCION

Los inversores pueden proporcionar voltajes monofásicos y trifásicos de ca a partir de cd fijo o variable.

Existen varias técnicas de voltaje que evitan que se produzca señales armónicas en el voltaje de salida, la utilizada en este proyecto es la modulación de ancho de pulso.

Este proyecto fue diseñado con la finalidad de poder controlar la velocidad del motor AC a través del control de la frecuencia del voltaje de salida del circuito de fuerza.

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

Donde:

n_{AC}: Velocidad el motor AC

f: Frecuencia del voltaje de alimentación

p: número de pares de polos del motor

Por lo que si se desea controlar la velocidad del motor se deberá controlar primeramente la frecuencia de salida del voltaje que llega a los terminales del motor. Como se muestra en la ecuación anterior la frecuencia es directamente proporcional a la velocidad del motor. Siendo esa la función del "Inversor Monofásico Transistorizado" que se presenta a continuación.

CAPÍTULO 1

CONVERTIDORES

Los devanados de un motor se encuentran conectados directamente a la línea de alimentación, debido a que en la mayoría de las operaciones de tipo industrial, los motores son alimentados directamente desde la fuente de alimentación AC o DC.

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

La carga del motor es de gran importancia debido a que de ella depende la operación del mismo para un voltaje de alimentación fijo, y el operador no tiene control sobre su operación.

Para poder tener control sobre la velocidad de los motores se tiene de ayuda los dispositivos llamados CONVERTIDORES, los cuales se clasifican de la siguiente forma:

- Convertidores DC/DC o *Troceadores*
- Convertidores DC/AC o *Inversores*
- Convertidores AC/DC o *Rectificadores*
- Convertidores AC/AC y *Cicloconvertidores*

En este informe hará mas énfasis en lo relacionado a los convertidores DC/AC, debido que es el tema de objeto de estudio.

1.1 Convertidores Tipo DC/AC

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

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

(1-1)

De esta manera:

- n_{AC} : Velocidad del motor AC
- f : Frecuencia del voltaje de alimentación
- p : Número de pares de polos del motor

Para controlar electrónicamente la velocidad de los motores AC, se varía la frecuencia del voltaje aplicado a la bobina de inducción.

Los procedimientos para obtener un voltaje AC de frecuencia variable para el control de un motor son los siguientes:

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

1.1.1 Convertidores Tipo DC/AC: Inversores

La función básica de un inversor es cambiar un voltaje de entrada DC a un voltaje simétrico de salida AC, con una magnitud y frecuencia deseada, y dicho voltaje de salida así como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si acaso se llega a modificar el voltaje de entrada DC y la ganancia del inversor se

mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida.

Si acaso el voltaje de entrada DC es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor; esto por lo general se lo hace controlando la modulación del ancho de pulso (PWM) en el inversor.

La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en AC y el voltaje de entrada en DC. En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser sinusoidales. Sin embargo, en los inversores reales estas señales de voltaje no son sinusoidales y contienen cierto porcentaje de armónicos.

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

Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida

mediante las técnicas de conmutación. La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente voltaje DC.

Las salidas monofásicas típicas son.

- 120V a 60 Hz
- 220V a 50 Hz

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

- 220/380V a 50Hz
- 120/208V a 60 Hz

Los inversores se pueden clasificar básicamente en dos tipos:

- a. Inversores monofásicos
- b. Inversores trifásicos

Cada tipo puede utilizar dispositivos con activación y desactivación controlada, es decir elementos electrónicos tales como: BJT, MOSFET, IGBT, MCT, SIT, GTO o tiristores de conmutación forzada según sea la aplicación. Estos inversores

usan por lo general señales de control PWM, para producir un voltaje de salida en AC.

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

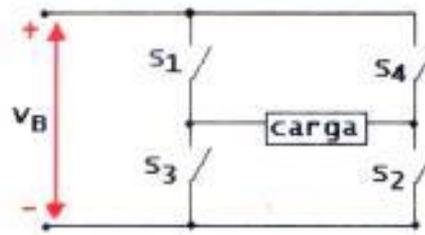
1.2 Proceso de Inversión

Como se explicó anteriormente, el inversor es un convertidor de potencia, en el cual la potencia de corriente continua se convierte en potencia de corriente alterna.

Esta conversión puede ser lograda con el uso de interruptores, con lo cual se controla la conducción de corriente, debido a que alternadamente se conecta la carga a los polos positivos y negativo de la alimentación de voltaje continuo.

Para poder observar el proceso de inversión, se puede valer de cuatro interruptores S_1 , S_2 , S_3 y S_4 , además de una carga resistiva, como se muestra en la Figura 1.1.

Figura 1.1 Proceso de inversión



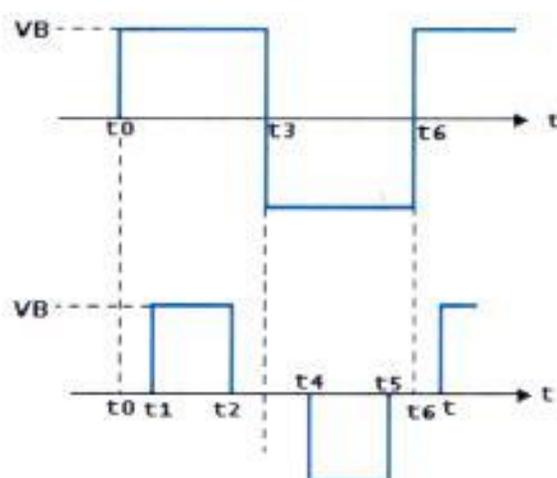
Los interruptores son operados a una velocidad apropiada para obtener la frecuencia deseada.

Si al tiempo t_0 los interruptores S_1 y S_2 son cerrados simultáneamente mientras S_3 y S_4 permanecen abiertos, el voltaje en la carga es positivo e igual al de la fuente.

Si en t_3 los interruptores S_1 y S_2 son abiertos, mientras que los interruptores S_3 y S_4 son cerrados, el voltaje en la carga es negativo y permanece así hasta un tiempo después en que se repite el ciclo.

Si el tiempo en que permanecen cerrados S_1 y S_2 es el mismo en el que S_3 y S_4 permanecen cerrados, entonces se podrá obtener una onda de voltaje cuadrada a la salida con un ancho de pulso de 180° eléctricos y además una amplitud pico que corresponde a la de la alimentación. En la Figura 1.2 se ilustra la Forma de onda de voltaje.

Figura 1.2 Onda de voltaje



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

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

Así la ganancia del inversor se define como la relación del voltaje de salida de corriente alterna al voltaje de entrada de corriente directa en el inversor.

CAPÍTULO 2

TRANSISTORES DE POTENCIA

2.1 Generalidades

El funcionamiento y utilización de los transistores de potencia es idéntico al de los transistores normales, teniendo como características especiales las altas tensiones e intensidades que pueden soportar y, por tanto, las altas potencias a disipar.

Los transistores de potencia tienen características controladas de activación y desactivación. En lo referente a los transistores que se utilizan como elementos conmutadores, estos operan en la región de saturación, por lo cual se obtiene como resultados una caída de voltaje pequeño en estado activo.

La utilización de los transistores de potencia tiene algunas ventajas y desventajas en comparación con los tiristores, como es el caso de que la velocidad de conmutación de los transistores modernos es mucho mayor que la de los tiristores por lo que se utilizan en forma amplia en convertidores AC-DC y DC-AC, con diodos conectados en paralelo inverso para proporcionar el flujo

de corriente bidireccional.

Sin embargo, las especificaciones de voltaje y de corriente son menores que la de los tiristores, por lo que el transistor se utiliza en aplicaciones de baja a media potencia.

Dentro de las clasificaciones de los transistores de potencia se presentan las siguientes como son:

- a) Transistores de unión bipolar (BJT)
- b) Transistores semiconductores de metal oxido de efecto de campo (MOSFET)
- c) Transistores de inducción estática (SIT)
- d) Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT)

Lo primordial es que el transistor se parezca, lo más posible, a un elemento ideal con pequeñas fugas, alta potencia, bajos tiempos de respuesta (t_{on} , t_{off}), para conseguir una alta frecuencia de funcionamiento, además de una alta concentración de intensidad por unidad de superficie del semiconductor, que el efecto avalancha se produzca a un valor elevado (V_{CE} máxima elevada) y que no se produzcan puntos calientes (grandes di/dt).

Una limitación importante de todos los dispositivos de potencia y concretamente de los transistores bipolares, es que el paso de bloqueo a conducción y viceversa no se hace instantáneamente, sino que siempre hay un retardo (t_{on} , t_{off}). Las causas fundamentales de estos retardos son las capacidades asociadas a las uniones colector-base y base-emisor y los tiempos de difusión y recombinación de los portadores.

2.1.1 Principios básicos de funcionamiento

La diferencia entre un transistor bipolar y un transistor unipolar o FET es el modo de actuación sobre el terminal de control. En el transistor bipolar hay que inyectar una corriente de base para regular la corriente de colector, mientras que en el FET el control se hace mediante la aplicación de una tensión entre puerta y fuente. Esta diferencia se encuentra determinada por la estructura interna de ambos dispositivos, que son substancialmente distintas.

Es una característica común, sin embargo, el hecho de que la potencia que consume el terminal de control (base o puerta) es siempre más pequeña que la potencia manejada en los otros dos terminales. En resumen, se destaca tres cosas fundamentales:

- En un transistor bipolar I_B controla la magnitud de I_C .
- En un FET, la tensión V_{GS} controla la corriente I_D .

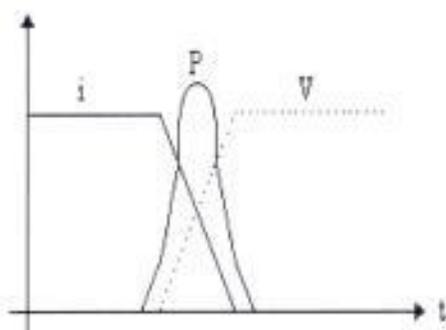
En ambos casos, con una potencia pequeña puede controlarse otra bastante mayor.

2.1.2 Tiempos de conmutación

Cuando el transistor está en saturación o en corte las pérdidas son despreciables. Pero si se tiene presente los efectos de retardo de conmutación, al cambiar de un estado a otro se produce un pico de potencia disipada, debido a que en esos instantes el producto $I_C \times V_{CE}$ va a tener un valor apreciable, por lo que la potencia media de pérdidas en el transistor va a ser mayor, como se ilustra en la Figura 2.1.

Estas pérdidas aumentan con la frecuencia de trabajo, debido a que al aumentar ésta, también lo hace el número de veces que se produce el paso de un estado a otro.

Figura 2.1 Pico de la potencia disipada



Se puede distinguir entre tiempo de excitación o encendido (t_{on}) y tiempo de apagado (t_{off}). A su vez, cada uno de estos tiempos se puede dividir en otros dos, como se muestra en la Figura 2.2.

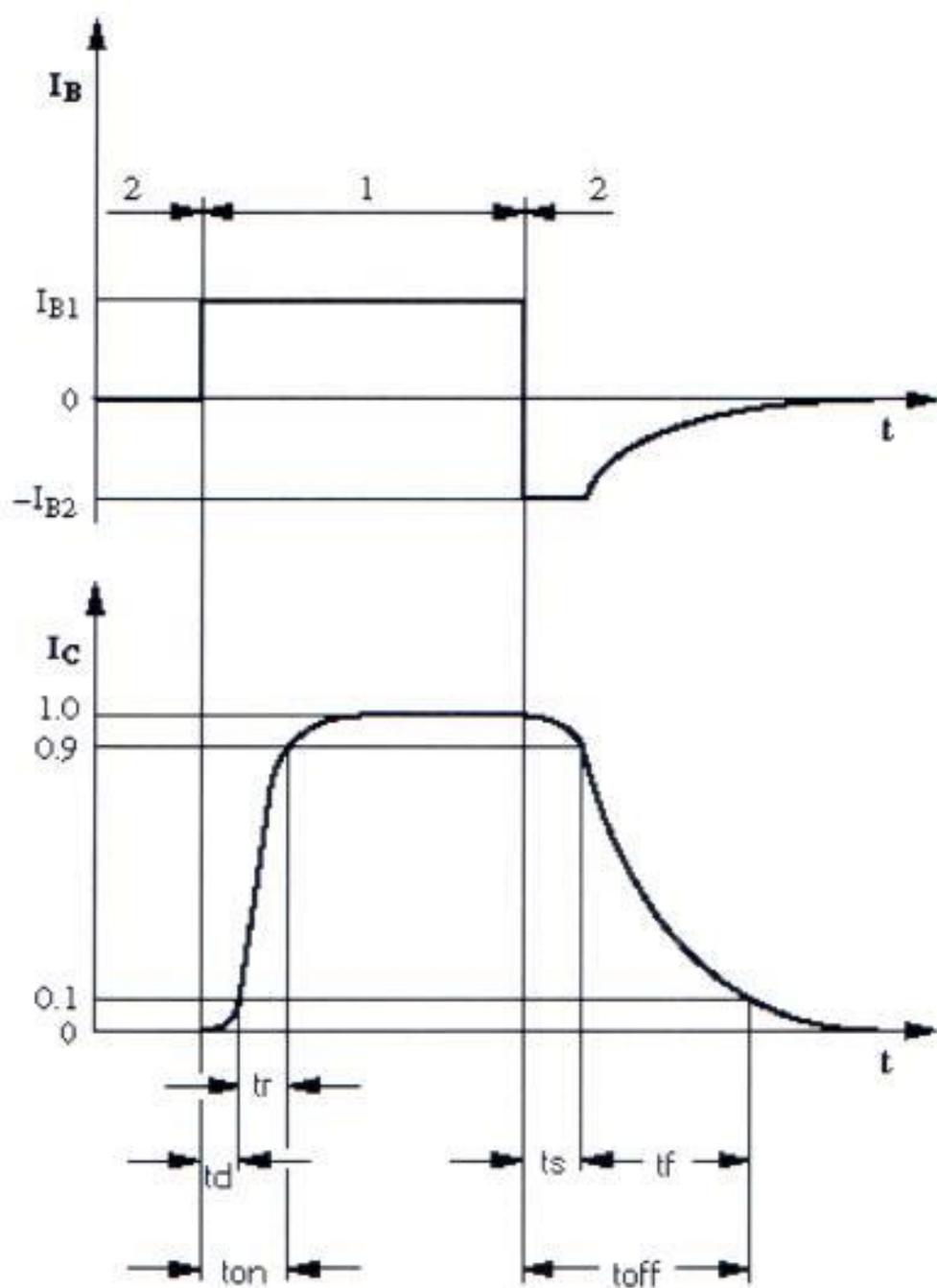
- **Tiempo de retardo (Delay Time, t_d):** Es el tiempo que transcurre desde el instante en que se aplica la señal de entrada en el dispositivo conmutador, hasta que la señal de salida alcanza el 10% de su valor final.
- **Tiempo de subida (Rise time, t_r):** Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 10% y el 90% de su valor final.
- **Tiempo de almacenamiento (Storage time, t_s):** Tiempo que transcurre desde que se quita la excitación de entrada y el instante en que la señal de salida baja al 90% de su valor final.
- **Tiempo de caída (Fall time, t_f):** Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 90% y el 10% de su valor final.

Por tanto, se pueden definir las siguientes relaciones:

$$t_{on} = t_d + t_r$$

$$t_{off} = t_s + t_f$$

(2-1)

Figura 2.2 Intervalos de t_{on} y t_{off} 

Es de hacer notar el hecho de que el tiempo de apagado (t_{off}) será siempre mayor que el tiempo de encendido (t_{on}).

Los tiempos de encendido (t_{on}) y apagado (t_{off}) limitan la frecuencia máxima a la cual puede conmutar el transistor:

$$F_{max} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}}$$

(2-2)

Entre otros parámetros se tiene presente la corriente media, corriente máxima, tensión entre los terminales colector y base, tensión entre los terminales emisor y base, tensión máxima, estado de saturación, potencia máxima de disipación en saturación y relación corriente de salida; como se desarrolla a continuación.

- *Corriente media*: es el valor medio de la corriente que puede circular por un terminal (ej. I_{CAV} , corriente media por el colector).
- *Corriente máxima*: es la máxima corriente admisible de colector (I_{CM}) o de drenador (I_{DM}). Con este valor se determina la máxima disipación de potencia del dispositivo.
- V_{CBO} : tensión entre los terminales colector y base cuando el emisor está en circuito abierto.
- V_{EBO} : tensión entre los terminales emisor y base con el colector

en circuito abierto.

- *Tensión máxima*: es la máxima tensión aplicable entre dos terminales del dispositivo (colector y emisor con la base abierta en los BJT, drenador y fuente en los FET).
- *Estado de saturación*: queda determinado por una caída de tensión prácticamente constante. V_{CEsat} entre colector y emisor en el bipolar y resistencia de conducción R_D son en el FET. Este valor, junto con el de corriente máxima, determina la potencia máxima de disipación en saturación.
- *Relación corriente de salida - control de entrada*: h_{FE} para el transistor bipolar (ganancia estática de corriente) y g_{ds} para el FET (transconductancia en directa).

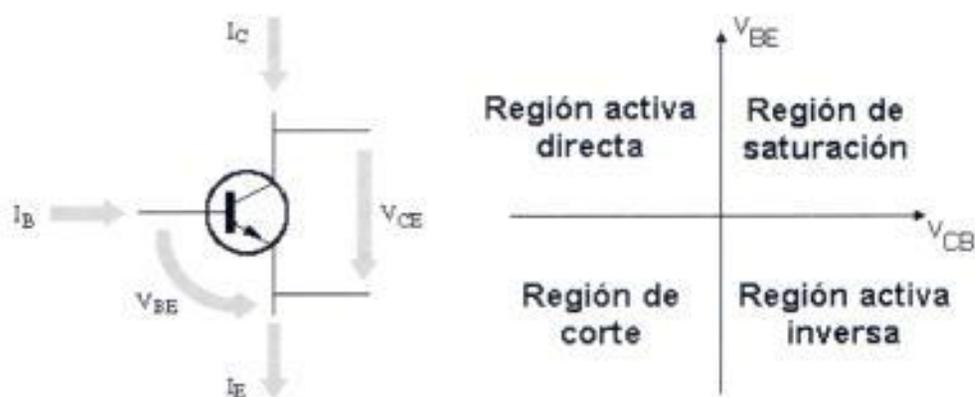
2.2 Modos de Trabajo del Transistor

Existen cuatro condiciones de polarización posibles (Figura 2.3). Dependiendo del sentido o signo de los voltajes de polarización en cada una de las uniones del transistor pueden ser:

- *Región activa directa*: Corresponde a una polarización directa de la unión emisor - base y a una polarización inversa de la unión colector - base. Esta es la región de operación normal del transistor para amplificación.

- *Región activa inversa:* Corresponde a una polarización inversa de la unión emisor - base y a una polarización directa de la unión colector - base. Esta región es usada raramente.
- *Región de corte:* Corresponde a una polarización inversa de ambas uniones. La operación en ésta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo apagado, pues el transistor actúa como un interruptor abierto.
- *Región de saturación:* Corresponde a una polarización directa de ambas uniones. La operación en esta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo encendido, pues el transistor actúa como un interruptor cerrado.

Figura 2.3 Polarización del transistor



2.2.1 Avalancha Secundaria. Curvas SOA

Si se sobrepasa la máxima tensión permitida entre colector y base con el emisor abierto (V_{CBO}), o la tensión máxima permitida entre colector y emisor con la base abierta (V_{CEO}), la unión colector - base polarizada en inverso entra en un proceso de ruptura similar al de cualquier diodo, denominado avalancha primaria.

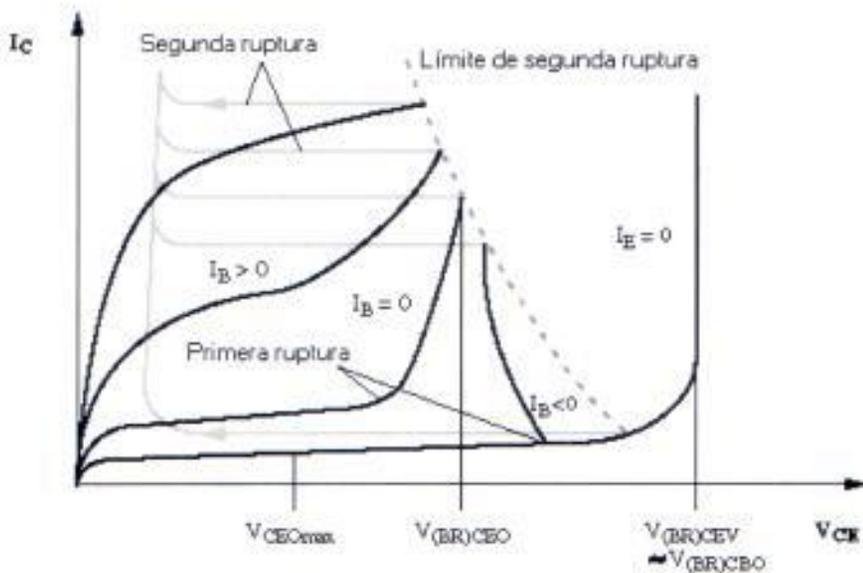
Sin embargo, puede darse un caso de avalancha cuando se está trabajando con tensiones por debajo de los límites anteriores debido a la aparición de puntos calientes (focalización de la intensidad de base), que se produce cuando se tiene polarizada la unión base - emisor en directo. En efecto, con dicha polarización se crea un campo magnético transversal en la zona de base que reduce el paso de portadores minoritarios a una pequeña zona del dispositivo (anillo circular).

La densidad de potencia que se concentra en dicha zona es proporcional al grado de polarización de la base, a la corriente de colector y al V_{CE} , alcanzando cierto valor, se produce en los puntos calientes un fenómeno degenerativo con el consiguiente aumento de las pérdidas y de la temperatura. A este fenómeno,

con efectos catastróficos en la mayor parte de los casos, se le conoce con el nombre de avalancha secundaria (o también segunda ruptura).

El efecto que produce la avalancha secundaria sobre las curvas de salida del transistor es producir unos codos bruscos que desvian la curva de la situación prevista, como se muestra en la Figura 2.4.

Figura 2.4 Curva de la avalancha secundaria o segunda ruptura



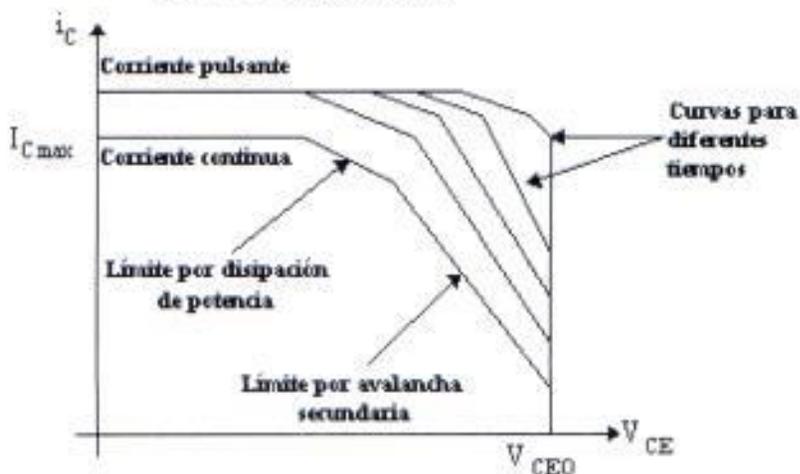
El transistor puede funcionar por encima de la zona límite de la avalancha secundaria durante cortos intervalos de tiempo sin que se destruya. Para ello el fabricante suministra unas curvas límites en la zona activa con los tiempos límites de trabajo,

conocida como una área de operación segura en polarización directa (FBSOA).

Se puede ver como existe una curva para corriente continua y una serie de curvas para corriente pulsante, cada una de las cuales es para un ciclo concreto, como se ilustra en la Figura 2.5. Todo lo descrito anteriormente se produce para el t_{on} del dispositivo.

Durante el t_{off} , con polarización inversa de la unión base-emisor se produce la focalización de la corriente en el centro de la pastilla de Si, en una área más pequeña que en polarización directa, por lo que la avalancha puede producirse con niveles más bajos de energía. Los límites de I_C y V_{CE} durante el t_{off} vienen reflejado en las curvas del área en operación segura en polarización inversa (RBSOA), las cuales son dadas por el fabricante.

Figura 2.5 Área de funcionamiento seguro en régimen continuo y pulsante



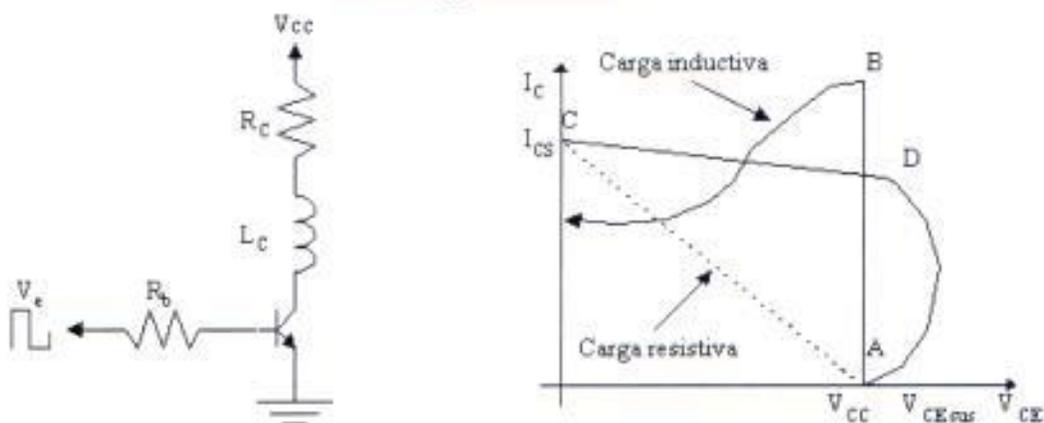
2.3 Efecto Producido por Carga Inductiva. Protecciones

Las cargas inductivas someten a los transistores a las condiciones de trabajo más desfavorables dentro de la zona activa. En la Figura 2.6 se han representado los diferentes puntos idealizados de funcionamiento del transistor en corte y saturación.

Para una carga resistiva, el transistor pasará de corte a saturación por la recta que va desde A hasta C, y de saturación a corte desde C a A. Sin embargo, con una carga inductiva como en el circuito anterior el transistor pasa a saturación recorriendo la curva ABC, mientras que el paso a corte lo hace por el tramo CDA.

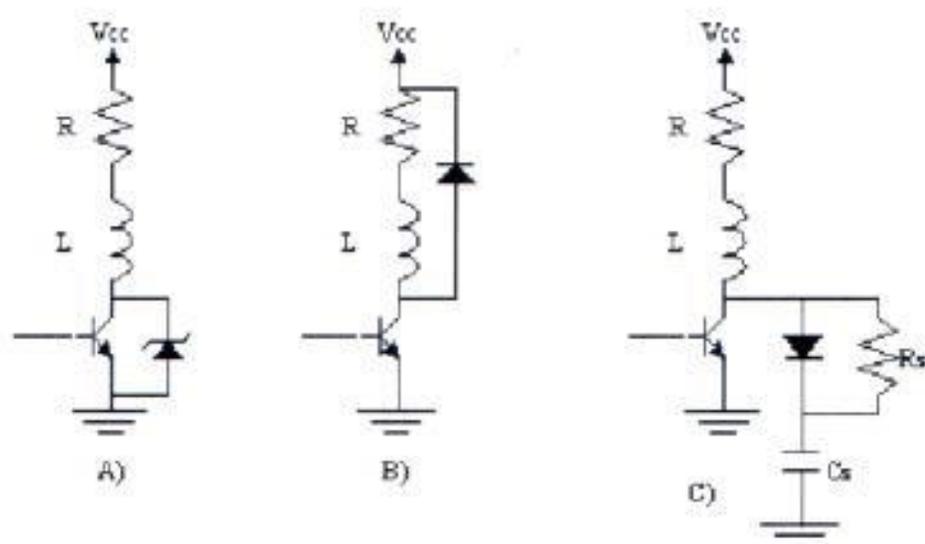
Puede verse que este último paso lo hace después de una profunda incursión en la zona activa que podría fácilmente sobrepasar el límite de avalancha secundaria, con valor V_{CE} muy superior al valor de la fuente (V_{CC}).

Figura 2.6 Circuito con carga inductiva y característica de transferencia para el transistor en conmutación con carga inductiva



Para proteger al transistor y evitar su degradación se utilizan en la práctica varios circuitos, que se muestran en la Figura 2.7.

Figura 2.7 Circuitos para la protección del transistor



Como se muestra en la Figura 2.7 a), se utiliza como protección un diodo zéner en paralelo con el transistor (la tensión nominal zéner ha de ser superior a la tensión de la fuente V_{cc}).

En la Figura 2.7 b), se utiliza un diodo en antiparalelo con la carga R-L, mientras que en la Figura 2.7 c) es una red R-C polarizada en paralelo con el transistor (red snubber).

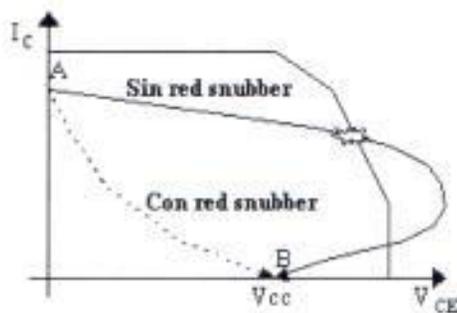
Las dos primeras limitan la tensión en el transistor durante el paso de saturación a corte, proporcionando a través de los diodos un

camino para la circulación de la corriente inductiva de la carga.

En la tercera protección, al cortarse el transistor la corriente inductiva sigue pasando por el diodo y por el condensador C_S , el cual tiende a cargarse a una tensión V_{CC} . Diseñando adecuadamente la red R-C se consigue que la tensión en el transistor durante la conmutación sea inferior a la de la fuente, alejándose su funcionamiento de los límites por disipación y por avalancha secundaria. Cuando el transistor pasa a saturación el condensador se descarga a través de R_S .

El efecto producido al incorporar la red snubber es la que se puede apreciar en la Figura 2.8, donde se puede observar que con esta red, el paso de saturación (punto A) a corte (punto B) se produce de forma más directa y sin alcanzar valores de V_{CE} superiores a la fuente V_{CC} .

Figura 2.8 Efecto que se produce con la red snubber



Para el cálculo de C_s se puede suponer, despreciando las pérdidas, que la energía almacenada en la bobina L antes del bloqueo debe haberse transferido a C_s cuando la intensidad de colector se anule.

Por lo tanto :

$$\frac{1}{2} * L * I_{C(sat)}^2 = \frac{1}{2} * C_s * V_{CC}^2$$

$$C_s = \frac{L * I_{C(sat)}}{V_{CC}^2}$$

(2-3)

De donde :

$$t_s = R_s * C_s \leq \frac{\text{tiempo con BJT saturado}}{5}$$

Para calcular el valor de R_s se debe tener presente que el condensador ha de estar descargado totalmente en el siguiente proceso de bloqueo, por lo que la constante de tiempo de R_s y C_s ha de ser menor (por ejemplo una quinta parte) que el tiempo que permanece en saturación el transistor.

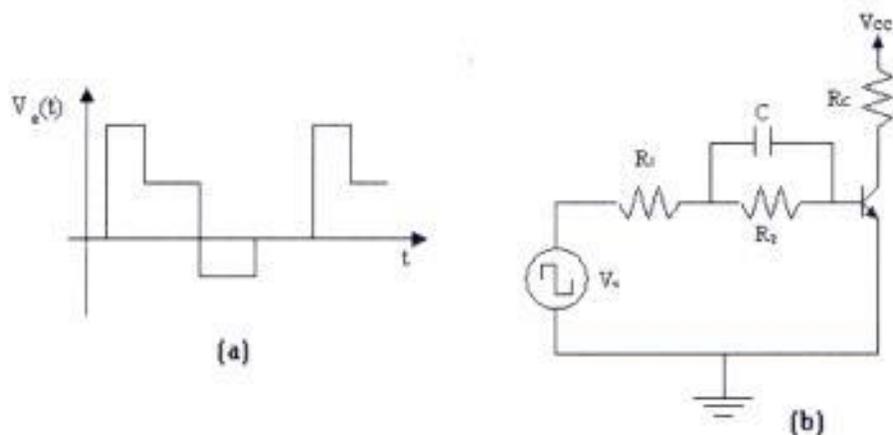
2.4 Protección del Transistor de Potencia

Los tiempos de conmutación limitan el funcionamiento del transistor, por lo que interesaría reducir su efecto en la medida de lo posible. Los tiempos de conmutación pueden ser reducidos mediante una modificación en la señal de base, tal y como se muestra en la Figura 2.9a.

Puede verse cómo el semiciclo positivo está formado por un tramo de mayor amplitud que ayude al transistor a pasar a saturación (y por tanto reduce el t_{on}) y uno de amplitud suficiente para mantener saturado el transistor (de este modo la potencia disipada no será excesiva y el tiempo de almacenamiento no aumentará). El otro semiciclo comienza con un valor negativo que disminuye el t_{off} , y una vez que el transistor está en corte, se hace cero para evitar pérdidas de potencia.

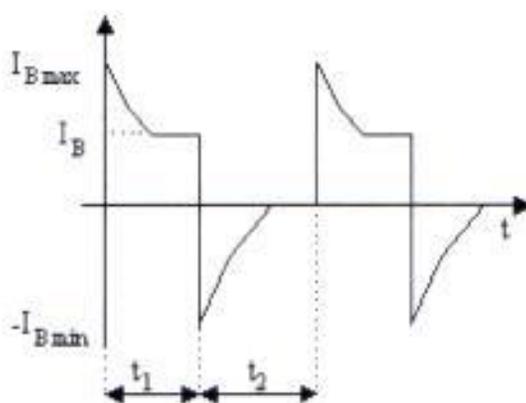
En consecuencia, si se desea que un transistor que actúa en conmutación lo haga lo más rápidamente posible y con menores pérdidas, lo ideal sería atacar la base del dispositivo con una señal como el de la Figura 2.9a. Para esto se puede emplear el circuito que se muestra en la Figura 2.9b.

Figura 2.9 Señal de entrada y circuito propuesto para poder lograr la conmutación de un transistor de potencia de la manera más rápida y con menores pérdidas



En estas condiciones, la corriente de base aplicada tendrá la forma indicada en la Figura 2.10.

Figura 2.10 Gráfica de la corriente de base



Durante el semiperiodo t_1 , la tensión de entrada (V_e) se mantiene a un valor $V_{e(\text{máx})}$. En estas condiciones la V_{BE} es de 0.7 V y el condensador C se carga a una tensión V_C debido a que las resistencias R_1 y R_2 actúan como un divisor de tensión. V_C se calcula como se indica en la ecuación 2-4.

$$V_C = R_2 * \frac{V_{e(\text{máx})} - 0.7}{R_1 + R_2} \quad (2-4)$$

La constante de tiempo con que se cargará el condensador será aproximadamente como se calcula en la ecuación 2-5.

$$\tau_1 = C * \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} \quad (2-5)$$

Con el condensador ya cargado a V_C , la intensidad de base se estabiliza a un valor I_B como el de la ecuación 2-6.

$$I_B = \frac{V_{e(\text{máx})} - 0.7}{R_1 + R_2} \quad (2-6)$$

En el instante en que la tensión de entrada pasa a valer $-V_{e(\text{mín})}$, se tiene que el condensador cargado a V_C , y $V_{BE}=0.7$ V. Ambos

valores se suman a la tensión de entrada, lo que produce el pico negativo de intensidad $I_{B(\min)}$ como se muestra en la ecuación 2-7.

$$I_{B(\min)} = \frac{V_{e(\max)} + V_C + 0,7}{R_1 + R_2} \quad (2-7)$$

A partir de ese instante el condensador se descarga a través de R_2 con una constante de tiempo de valor R_2C . Para que todo lo anterior sea realmente efectivo, debe cumplirse lo que se muestra en la ecuación 2-8.

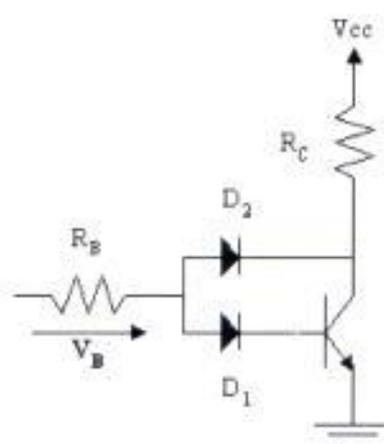
$$\begin{aligned} 5 * \tau_1 * &\leq t_1 \\ 5 * \tau_2 * &\leq t_2 \end{aligned} \quad (2-8)$$

Con lo expuesto anteriormente lo se asegura es que el condensador se encuentre cargado cuando se aplique la señal negativa. Así, se obtiene finalmente una frecuencia máxima de funcionamiento que se ilustra en la ecuación 2-9.

$$f_{\max} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{5 * \tau_1 + 5 * \tau_2} = \frac{0,2}{\tau_1 + \tau_2} \quad (2-9)$$

Otro de los puntos a considerar en este ítem es el control de la anti-saturación, para poder explicar este contexto se procederá a explicar a partir del circuito que se ilustra en la Figura 2.11.

Figura 2.11 Circuito de protección para la anti-saturación de los transistores



El tiempo de saturación (t_s) será proporcional a la intensidad de base (ecuación 2-10) y mediante una suave saturación se logrará a reducir t_s .

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (2-10)$$

Inicialmente se tiene que I_B (ecuación 2-11)

$$I_B = \frac{V_B - V_{D1} - V_{BE}}{R_B} \quad (2-11)$$

En estas condiciones conduce D_2 , con lo que la intensidad de colector pasa a tener un valor como se muestra en la ecuación 2-12.

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{D1} - V_{BE} + V_{D2}}{R_C}$$

(2-12)

Si se impone como condición que la tensión de codo del diodo D_1 sea mayor que la del diodo D_2 , se podrá obtener que I_C sea mayor que I_L como se puede observar a continuación (ecuación 2-13).

$$I_C = \beta * I_B$$

$$\beta * I_B * I_C > V_{CE} - V_{D1} + V_{D2}$$

(2-13)

CAPÍTULO 3

CLASES DE INVERSORES MONOFÁSICOS

3.1 Inversores con tiristores por Conmutación Forzada

Si bien es cierto en los inversores se puede utilizar diversos dispositivos para la conmutación, entre ellos los transistores de potencia, los cuales son muy aplicables para circuitos de potencia media o baja.

En lo referente a los tiristores de conmutación rápida, se necesitan con especificaciones de alto voltaje y de alta corriente por lo cual son muy usados en aplicaciones de alta potencia. Para desactivarlos se requiere de circuitos adicionales de conmutación.

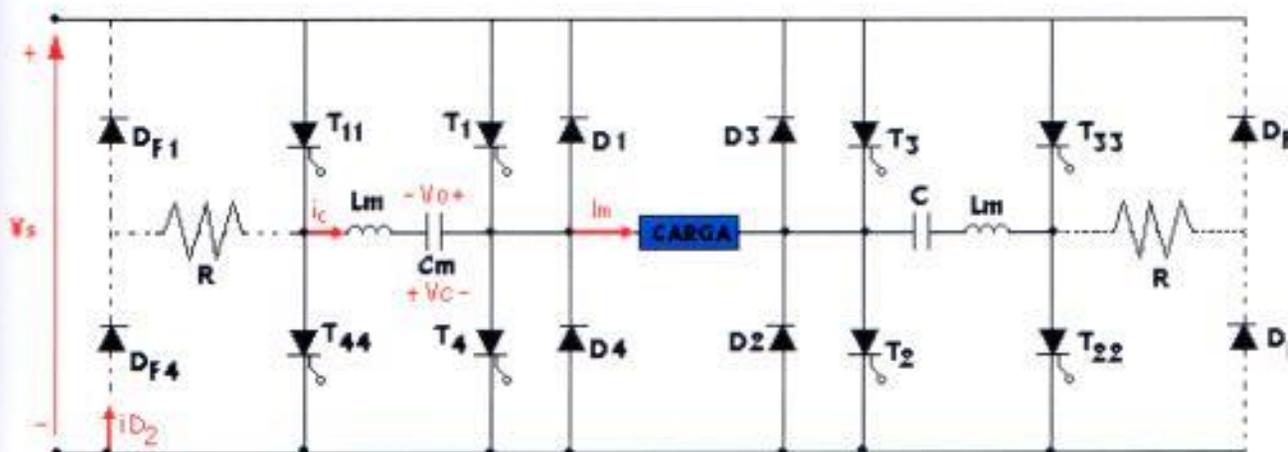
En las distintas aplicaciones de inversores se tiene dos tipos de circuitos de conmutación los cuales son:

- a. Inversores con conmutación auxiliar
- b. Inversores con conmutación complementaria

3.1.1 Inversores con Conmutación Auxiliar

Un inversor de tiristor monofásico de puente completo como se ilustra en la Figura 3.1 con conmutación auxiliar, será la base para la explicación de este ítem debido a que posee un circuito de conmutación compartido por dos tiristores.

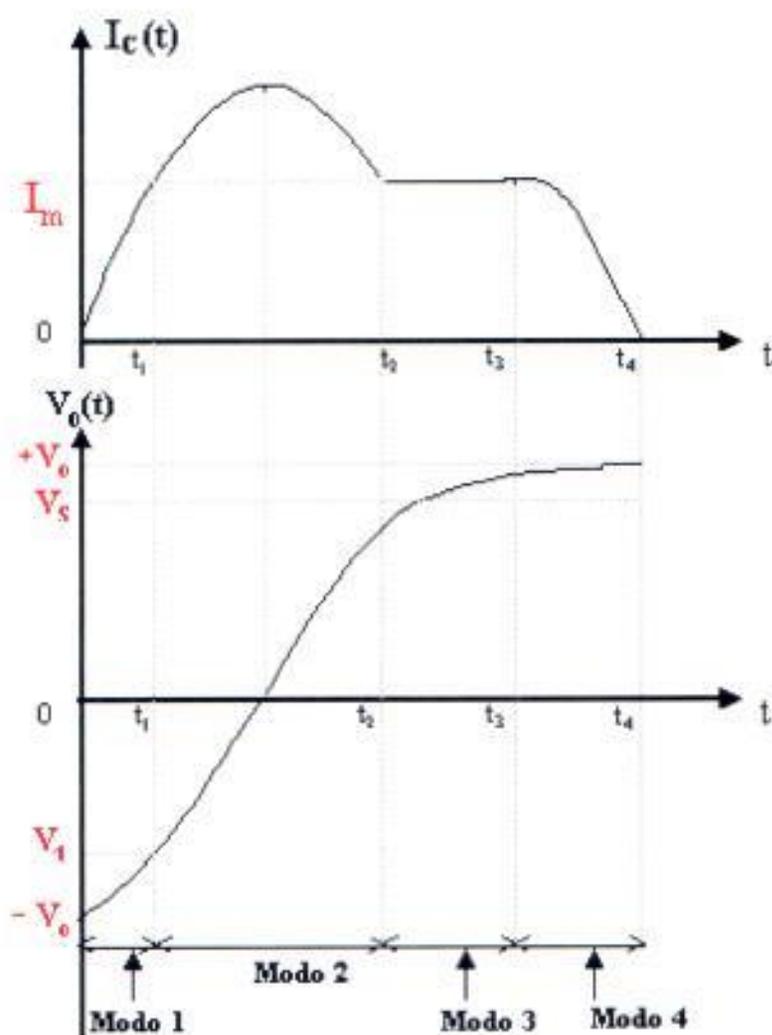
Figura 3.1 Inversor monofásico con conmutación auxiliar



Si se parte de que el tiristor T_1 conduce y suministra la corriente pico de carga I_m , y que el capacitor C_m se encuentra cargado hasta V_o con polaridad según como se puede observar en la Figura 3.1.

Las formas de onda del voltaje y de la corriente del capacitor se muestran la Figura 3.2, pudiendo concluir que el proceso de conmutación es similar al del circuito de pulso resonante.

Figura 3.2 Formas de onda del inversor monofásico con conmutación auxiliar



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

3.1.1.1 Modo 1

Empieza cuando se dispara el tiristor T_{11} para desactivar al tiristor T_1 que estaba conduciendo. El disparo de T_{11} provoca un flujo resonante de corriente a través del capacitor de T_1 . Esto se puede considerar como una corriente inversa a través del circuito formado por L_m , C_m , D_1 y T_{11} . Este modo termina cuando la DC de T_1 se abate hasta cero y la corriente del capacitor se eleva hasta la corriente de carga I_m en el tiempo $t = t_1$.

3.1.1.2 Modo 2

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

3.1.1.3 Modo 3

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

3.1.1.4 Modo 4

Inicia cuando el voltaje del capacitor tiende a hacerse mayor que V_s , y D_4 tiene polarización positiva. La energía almacenada en el inductor L_m se transfiere al capacitor, y hace se sobrecargue con respecto al voltaje de la alimentación, V_s . Este modo termina cuando la corriente del capacitor vuelve a abatirse a cero y el voltaje del capacitor se invierte en relación con la polaridad original. El capacitor está ahora listo para activar a T_4 en caso de que T_4 se dispare.

Este tipo de inversor se conoce comúnmente como inversor Mc Murray. La operación del circuito es similar a la de la Figura 3.1. Son aplicables a este circuito inversor las ecuaciones

3-1, relativas al tiempo de desactivación disponibles y a las condiciones de diseño.

$$t_{off} = \sqrt{L_m C_m} \left(\pi - 2 \operatorname{sen}^{-1} \frac{1}{x} \right) \quad (3-1)$$

Donde:

$$x = \frac{V_o}{I_m} \sqrt{\frac{C_m}{L_m}} \quad (3-2)$$

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

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

Al conectar los diodos, el exceso de energía se puede devolver a la fuente DC tal y como se muestra en la Figura 3.1 mediante líneas punteadas. Una parte de la energía se disipará en la resistencia R, mismo que puede reemplazarse por un embobinado de retroalimentación.

3.2 Inversores con transistores de potencia

La misión básica de este circuito es el de cambiar en 180° la fase de una señal. Por lo general se utiliza en las amplificaciones, como excitadores de las etapas de salida en contrafase. Por lo cual se deberá suministrar dos tensiones de igual magnitud y de polaridad opuesta (desfasada 180°).

No presentan estos inconvenientes los inversores de fase con tubos de vacío, los cuales se funden dentro del tubo de vacío, y se producen con cambios de fase de 180° entre la tensión de entrada de rejilla y la tensión de salida de placa.

En algunos de estos circuitos se aprovecha la igualdad de fase entre la tensión de entrada de rejilla y la que aparece sobre la resistencia del cátodo.

Entre los inversores monofásicos con transistores se puede citar dos circuitos:

1. Inversores monofásicos de medio puente
2. Inversores monofásicos de puente completo

3.2.1 Inversores monofásicos de medio puente

En la figura 3-3a se ilustra un inversor monofásico de medio puente, que se encuentra conformado por dos pulsadores. Cuando sólo el transistor Q_1 está activo durante el tiempo $T_o/2$, el voltaje instantáneo a través de la carga V_o es $V_s/2$. Si sólo el transistor Q_2 está activo durante el tiempo $T_o/2$, aparece el voltaje $-V_s/2$ a través de la carga.

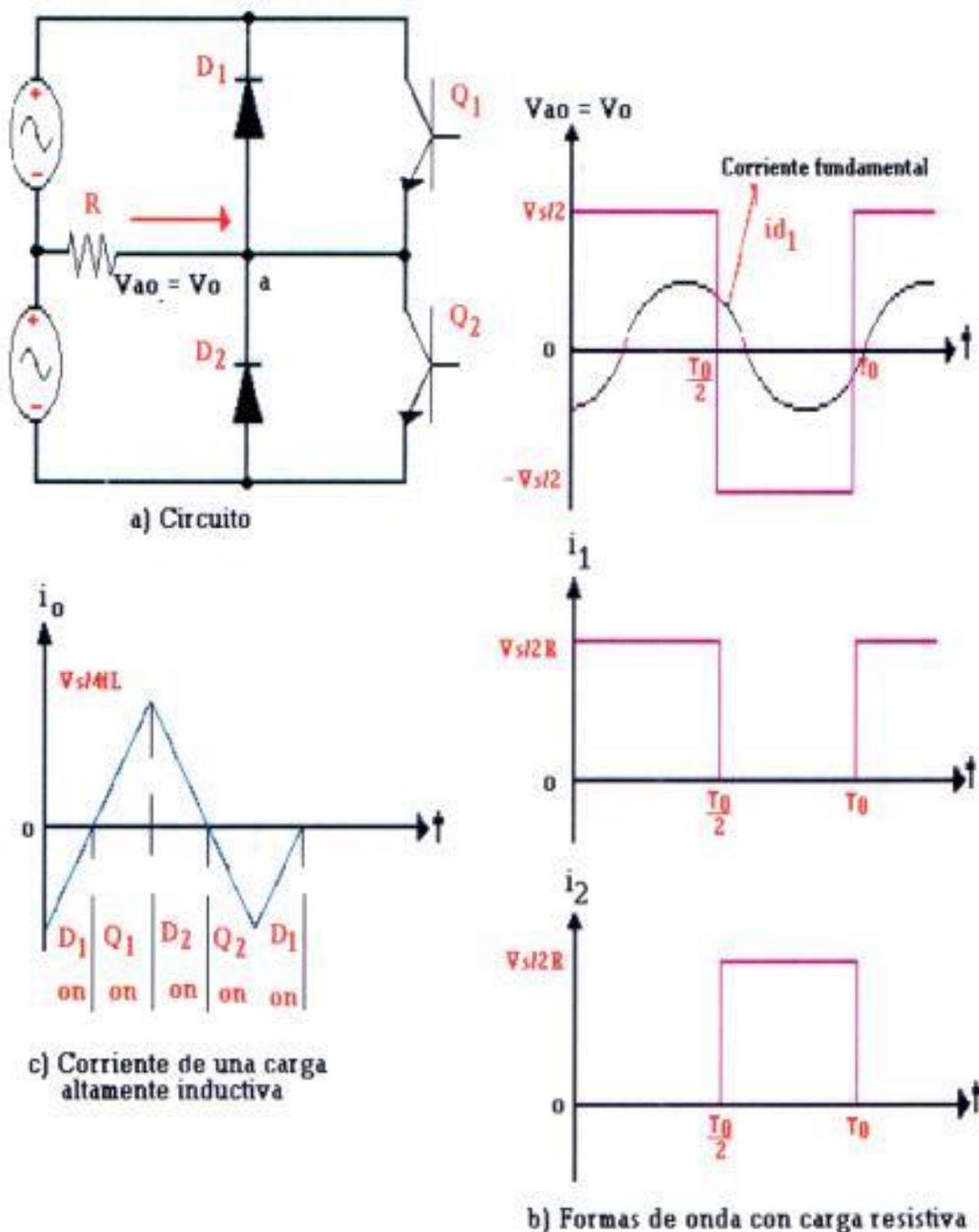
En la Figura 3.3b se puede observar las formas de onda para los voltajes de salida y las corrientes de los transistores en el caso de una carga resistiva. Este inversor requiere de una fuente DC de tres conductores, cuando un transistor está inactivo, su voltaje inverso es V_s , en vez de $V_s/2$. Este inversor es conocido como inversor de medio puente.

El voltaje RMS de salida se puede encontrar a partir de :

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \frac{V_s}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2}$$

(3-4)

Figura 3.3 Inversor monofásico de medio puente



El voltaje instantáneo de salida se puede expresar en una serie de Fourier como en la ecuación 3-5.

$$v_o = \sum_n \frac{2V_s}{n\pi} \text{Sen } n\omega t = 0$$

(3-5)

Para $n = 2, 4, \dots$

Donde $\omega = 2\pi f_o$ es la frecuencia del voltaje de salida en radianes por segundo. Para $n = 1$, la ecuación proporciona el valor RMS de la componente fundamental como en la ecuación 3-6.

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.45 V_s$$

(3-6)

Para una carga inductiva, la corriente de la carga no puede cambiar inmediatamente con el voltaje de salida. Si Q_1 es desactivado en $t = T_o/2$, la corriente de la carga seguirá fluyendo a través de D_2 , la carga y la mitad inferior de la fuente de DC, hasta que la corriente llegue a cero.

En forma similar, cuando Q_2 se desactiva en $t = T_o$, la corriente de la carga fluye a través de D_1 , la carga y la mitad inferior de la fuente DC. Cuando cualquiera de los dos diodos conducen, la energía es retroalimentada por la fuente DC por lo que se conocen como diodos de retroalimentación.

La Figura 3.3c muestra la corriente y los intervalos de conducción de los dispositivos para una carga puramente inductiva. Se puede observar que para una carga puramente inductiva un transistor conduce únicamente durante $T_c/2$ (es decir 90°). Dependiendo del tipo de potencia de la carga, el período de conducción de un transistor varía desde 90° hasta 180° .

Para una carga R-L, la corriente instantánea de la carga i_o , se puede determinar a partir de:

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{2 V_s}{n \pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{Sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (3-7)$$

Donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Si I_{o1} es la corriente rms de la componente fundamental de la carga, la potencia de la componente fundamental de salida (para $n = 1$) es:

$$P_{o1} = V_1 I_{o1} \cos \theta_1 = I_{o1}^2 R$$

$$P_{o1} = \left[\frac{2 V_s}{\sqrt{2\pi} \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \right]^2 R \quad (3-8)$$

3.2.2 Inversores monofásicos en puente completo

Un inversor monofásico en puente como el que se ilustra en la Figura 3.4a está formado por cuatro pulsadores.

Cuando los transistores Q_1 y Q_2 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q_3 y Q_4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, y adquiere el valor $-V_s$.

La forma de onda para el voltaje de salida se muestra en la Figura 3-4b.

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

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (3-9)$$

Se puede expresar el voltaje instantáneo de salida en una serie de Fourier como:

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{Sen } n\omega t \quad (3-10)$$

y para $n=1$, la ecuación proporciona el valor RMS de la componente fundamental como:

$$V_1 = \frac{4 V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.90 V_s \quad (3-11)$$

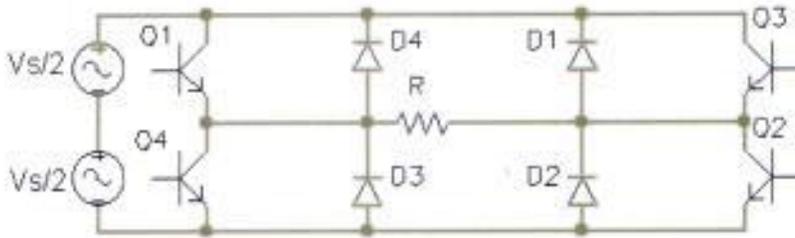
Al usar la ecuación, la corriente instantánea de la carga i_o para una carga R-L se convierte en:

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 V_s}{n \pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{Sen}(n\omega t - \theta_n)$$

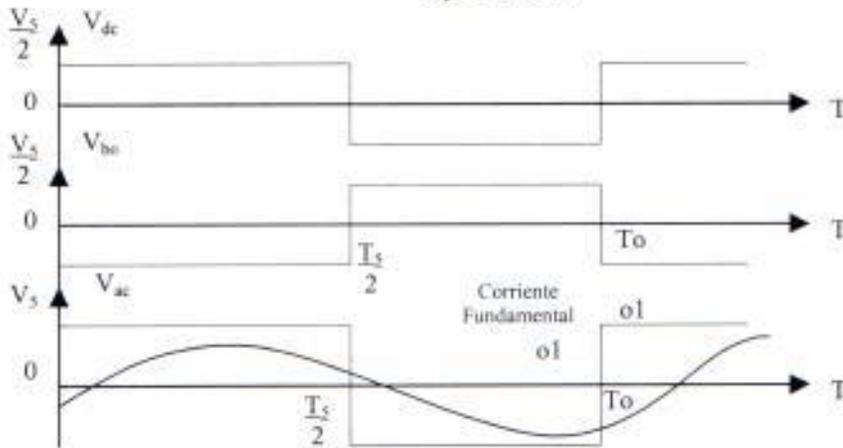
$$\theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{n\omega R}{L}\right)$$

(3-12)

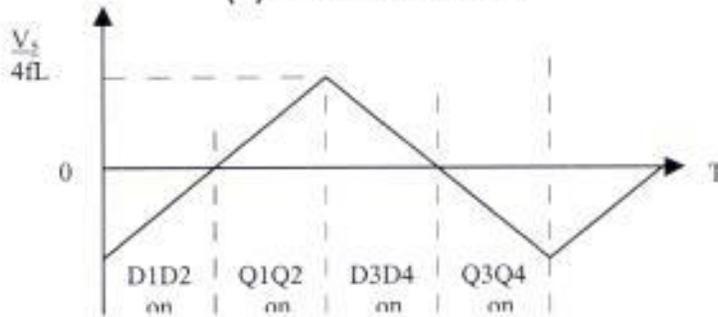
Figura 3.4 Inversor monofásico puente



a) Circuito



(b) Formas de onda



(c) Corriente de la carga con una carga altamente inductiva

3.3 Aplicación de los Inversores

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

- Propulsión de motores de AC de velocidad variable
- La calefacción por inducción
- Las fuentes de respaldo y las de poder
- Alimentaciones ininterrumpibles de potencia para computadoras
- Standby aircraft
- Transmisión de alto voltaje DC

CAPÍTULO 4

TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO

4.1 Clasificación de Modulación

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

Son varias las técnicas que hay para lograr modificar la ganancia de un inversor. Se puede decir que uno de los métodos más eficaces de controlar la ganancia (y el voltaje de salida) es el poder admitir en los inversores el control de modulación del ancho de pulso (PWM).

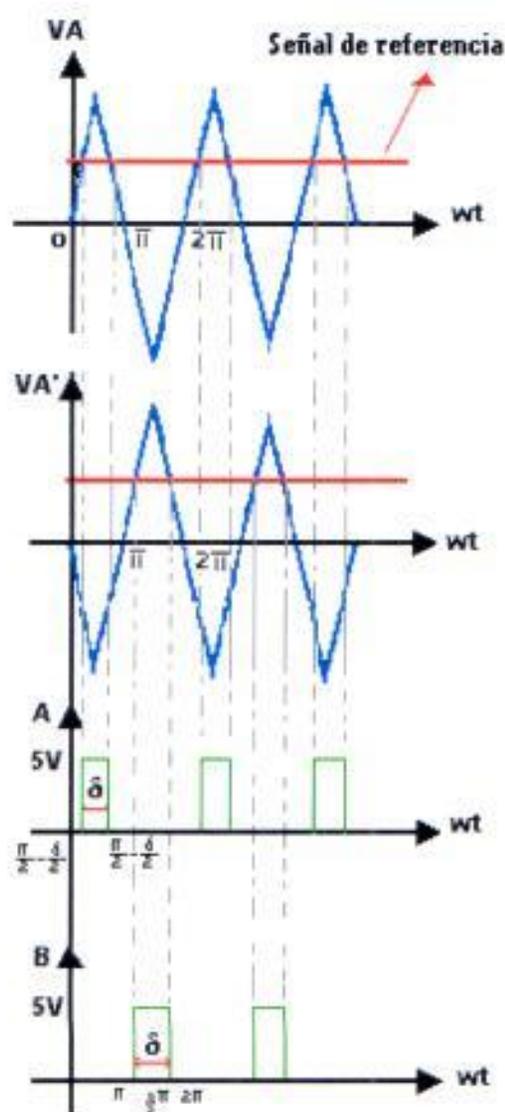
Las técnicas utilizadas frecuentemente son las siguientes:

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

4.1.1 Modulación de un Solo Ancho de Pulso

En el control por modulación de un solo ancho de pulso por cada ciclo, el ancho de pulso se hace variar, a fin de controlar el voltaje de salida del inversor. La Figura 4.1 muestra la generación de las señales de excitación y el voltaje de salida para los inversores monofásicos en puente completo.

Figura 4.1 Modulación de un solo ancho de pulso



La modulación de ancho de pulso se obtiene a partir de la comparación de una señal triangular bipolar y una señal DC positiva, la cual puede variar su valor de acuerdo al ancho de pulso que se desee obtener.

Por lo tanto si el voltaje DC llega a su valor mínimo del rango seleccionado el ancho de pulso que se tendrá será el más amplio, mientras que si es el máximo valor, se obtendrá un ancho de pulso más delgado.

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

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (4-1)$$

Aplicando la serie de Fourier al voltaje de salida se obtiene:

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

4.1.2 Modulación de Varios Anchos de Pulso

En lo referente al contenido armónico se puede reducir con la utilización de varios pulsos en cada medio ciclo de voltaje de salida. La generación de señales de excitación para activar y desactivar los transistores se puede apreciar en la Figura 4.1,

mediante la comparación de una señal de referencia con una onda portadora triangular.

La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida, f_o , y la frecuencia de la portadora, f_c , determina el número de pulsos por cada ciclo np . El índice de modulación controla el voltaje de salida. Este tipo de modulación se lo suele conocer como **modulación uniforme de ancho de pulso** (UPWM). El número de pulsos por medio ciclo puede ser determinado a partir de la ecuación 4-4.

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

donde:

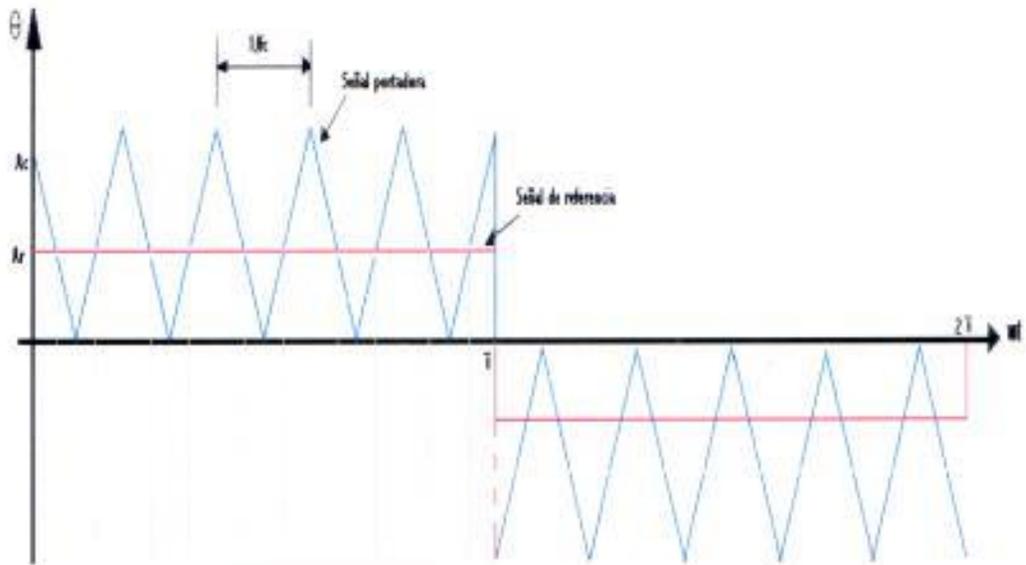
$$m_f = f_c / f_o \quad (4-5)$$

definiéndose como la relación de modulación de frecuencia.

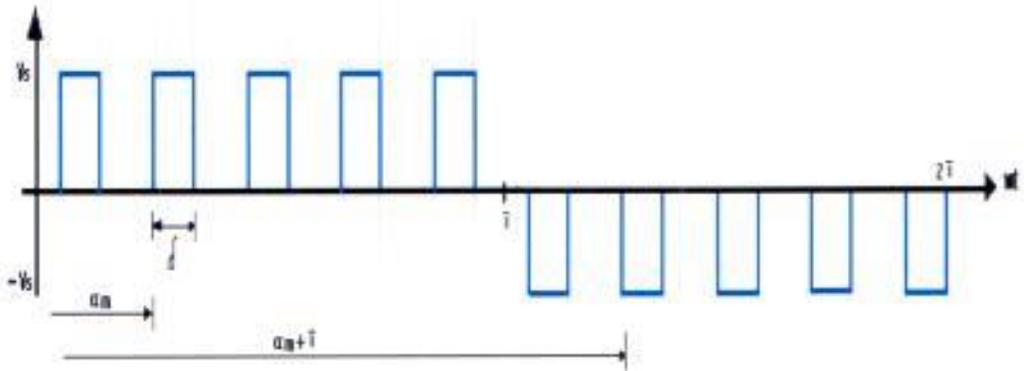
La variación del índice de modulación M desde 0 hasta 1 varía el ancho de pulso desde 0 hasta π/p y el ancho del voltaje de salida desde 0 hasta V_s .

El voltaje de salida para los inversores monofásicos se ilustra en la Figura 4.2.

Figura. 4.2 Modulación de varios anchos de pulso



a) Generación de la señal de excitación



b) Voltaje de salida

Si δ es el ancho de cada pulso, el voltaje rms de salida se puede determinar a partir de la ecuación 4-6.

$$V_0 = \left(\frac{2\rho}{2\pi} \int_{\frac{(\pi/\rho-\delta)}{2}}^{\frac{(\pi/\rho+\delta)}{2}} V_s^2 d(\omega x) \right)^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{\rho\delta}{\pi}} \quad (4-6)$$

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

$$v_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \text{sen } n\omega t \quad (4-7)$$

En la relación con el coeficiente B_n de la ecuación 4-7 se puede determinar si se considera un par de pulsos, y de ésta forma se tiene un pulso positivo de duración δ el cual inicia en $\omega t = \alpha$, mientras que el pulso negativo del mismo ancho inicia en $\omega t = \pi + \alpha$. Esto se puede observar en la Figura 4.2.

Para obtener el voltaje efectivo de salida se puede combinar los efectos de todos los pulsos. Si el pulso positivo del par δ orden m se inicia en $\omega t = \alpha m + \pi$, el coeficiente de Fourier para un par de pulsos se encuentra determinado como se indica en la ecuación 4-8.

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha_n}^{\alpha_n + \delta} \cos(n\alpha x) d(\alpha x) - \int_{\pi + \alpha_n}^{\pi + \alpha_n + \delta} \cos(n\alpha x) d(\alpha x) \right) \quad (4-8)$$

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

A partir de las ecuaciones 4-8 se podrá obtener el coeficiente B_n añadiendo los efectos de todos los pulsos como se muestra en la ecuación 4-9.

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2} \left(\operatorname{sen} n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \operatorname{sen} n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right) \quad (4-9)$$

Debido al gran número de conmutaciones de los transistores de potencia las pérdidas aumentan. Con valores de p mayores, las amplitudes de las armónicas de menor orden, serán menores pero se incrementará la amplitud de algunas armónicas de orden más alto.

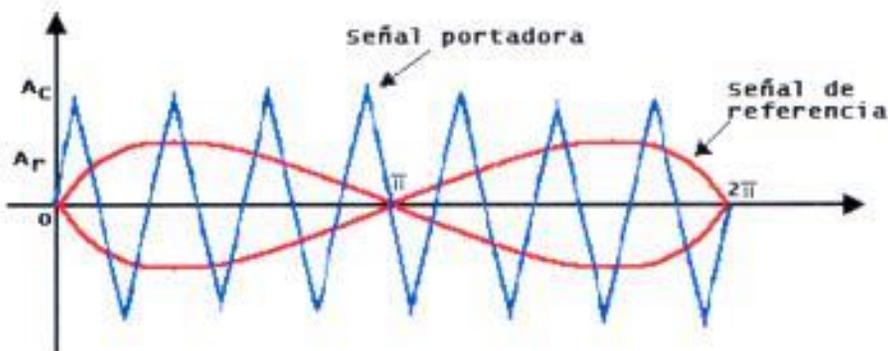
Sin embargo, estas armónicas de orden más alto producen componentes ondulatorias despreciables o pueden ser filtradas fácilmente.

4.1.3 Modulación Senoidal del Ancho de Pulso

En esta clase de modulación se tiene que el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso.

Es un tipo de modulación comúnmente aplicado en el campo industrial y suele abreviarse SPWM. En la modulación senoidal se tiene la reducción significativa del factor de distorsión y las armónicas de menor orden. Las señales de compuerta, según se muestran en la Figura 4.3, se generan al comparar una señal senoidal con una onda portadora triangular de frecuencia f_c .

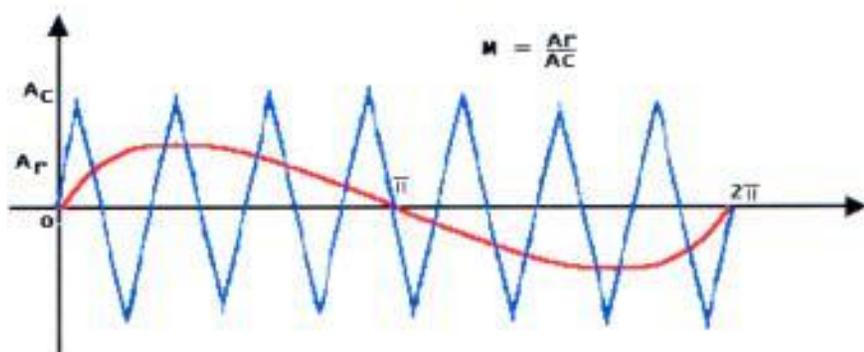
Figura. 4.3 Generación de la señal de excitación



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

De la frecuencia portadora depende el número de pulsos por medio ciclo, además, las señales de excitación pueden ser generadas si se utiliza una onda portadora triangular unidireccional como se puede observar en la Figura 4.4.

Figura 4.4 Modulación senoidal del ancho de pulso



Si se logra variar el índice de modulación M , se podrá controlar el voltaje rms de salida. El área de cada pulso corresponde aproximadamente al área bajo la onda senoidal entre

los puntos medios adyacentes de los periodos inactivos de las señales de excitación. Si acaso el ancho de pulso de orden m se tiene lo siguiente:

$$V_o = V_s \left(\sum_{m=1}^p \frac{\delta m}{\pi} \right)^{1/2}$$

(4-10)

El factor de distorsión se ha reducido significativamente en comparación con el de la modulación de múltiples pulsos. Por lo que vale recalcar que esta clase de modulación elimina todas las armónicas menores que 0 iguales a $2p-1$. Así se tiene que para $p=5$, la armónica menor es la novena.

Como se conoce el voltaje de salida de un inversor posee armónicas. El PWM empuja las armónicas al rango de las altas frecuencias del valor de conmutación f_c y sus múltiplos, es decir, alrededor de las armónicas mf , $2mf$, $3mf$ y así sucesivamente. Las frecuencias a las cuales ocurren las armónicas de voltaje se pueden relacionar por medio de la ecuación 4-11.

$$fn = (jm_r \pm k) fc$$

(4-11)

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

$$n = (jm_r \pm k)$$

$$n = (2jp \pm k) \text{ para } j = 1, 2, 3, \dots \text{ y } k = 1, 3, 4, \quad (4-12)$$

Ahora se podrá calcular el voltaje pico aproximado de la fundamental de salida para el control PWM y SPWM a partir de la relación que se muestra en la ecuación 4-13.

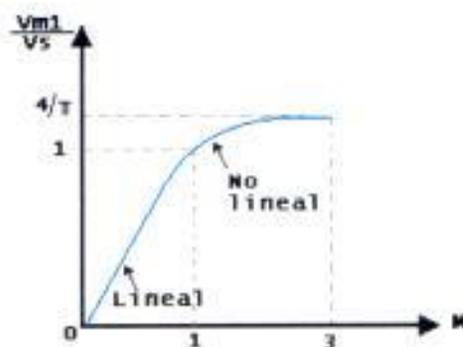
$$V_{m1} = dV_s \quad \text{para } 0 \leq d \leq 1.0 \quad (4-13)$$

Para una mejor explicación se parte por ejemplo que para un $d=1$ la ecuación 4-13 da la amplitud pico máxima del voltaje fundamental de salida como $V_{m1(\max)} = V_s$. Pero $V_{m1(\max)}$ puede ser tan alto como $4V_s/\pi = 1.278 V_s$ para una salida de onda cuadrada.

Con la finalidad de obtener un aumento de voltaje fundamentalmente de salida, d se tendrá que incrementar a un valor mayor de 1.0, a está la operación se conoce con el nombre de "sobremodulación".

El valor de d en el cual $V_{m1(\max)}$ se iguala a $1.278 V_s$ depende del número de pulsos por cada medio ciclo p , y es aproximadamente 3 para un valor de $p=7$, tal como se muestra en la Figura 4.5

Figura 4.5 Voltaje de pico fundamental de salida en función del índice de modulación M



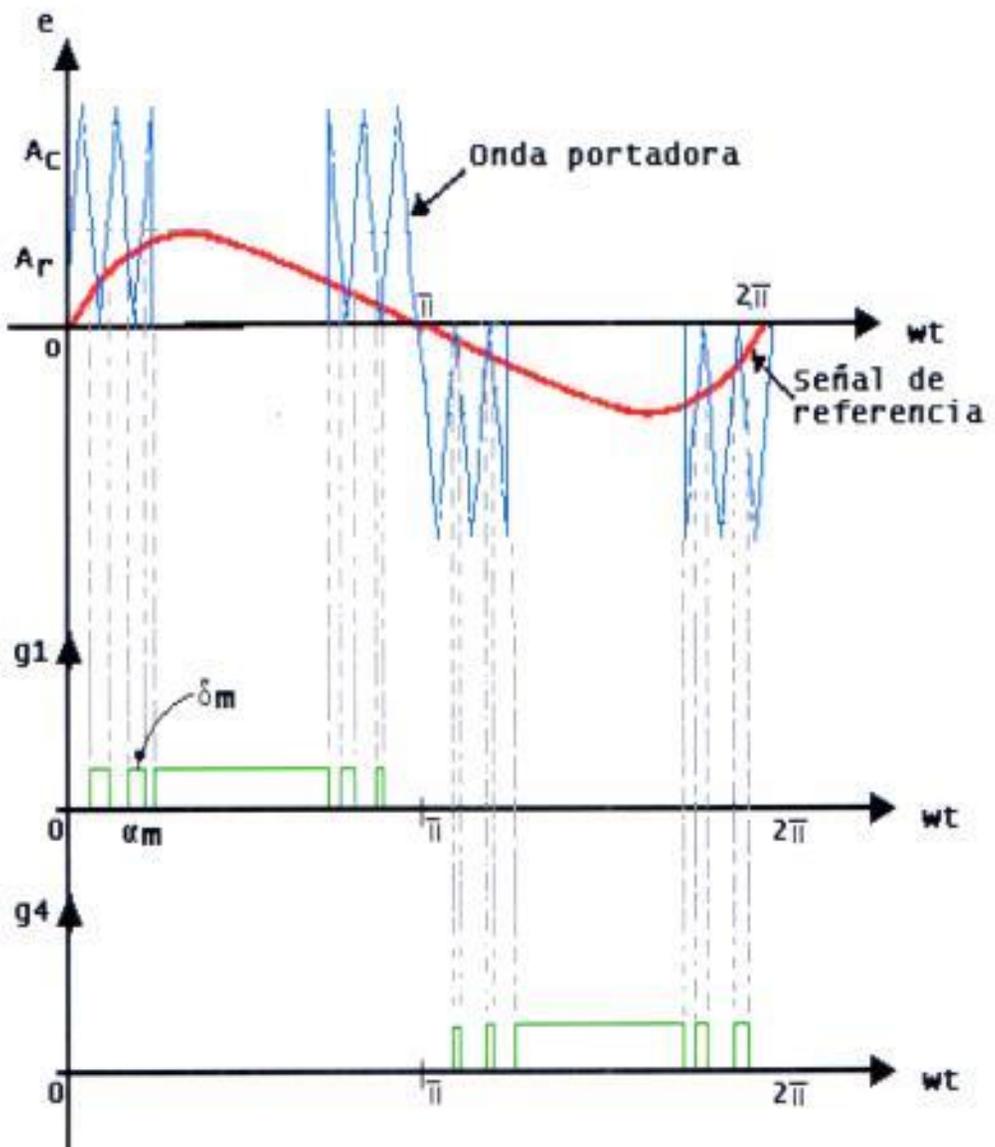
En sí la sobremodulación básicamente conlleva a una operación de onda cuadrada y añade más armónicas en comparación con la operación en el rango lineal (con $d \leq 1.0$). La sobremodulación suele evitarse en aplicaciones que se requieren de baja distorsión, como las fuentes ininterrumpibles de poder (UPS).

4.1.4 Modulación Senoidal modificada de Ancho de Pulso

Este tipo de modulación se conoce como MSPWN, como se puede observar en la Figura 4.6. Las figuras anteriores indican que los anchos de los pulsos más cercanos al pico de la onda

senoidal no cambian en forma significativa con la variación del índice de modulación. Esto se debe a las características de una onda senoidal. La técnica SPWM se puede modificar de tal manera que la onda portadora se aplique durante el primero y último intervalo de 60° de cada medio ciclo (es decir, de cero a 60° y de 120° a 180°).

Figura 4.6 Modulación senoidal modificada del ancho de pulso



En esta modulación la componente fundamental se incrementa, mientras las características armónicas suelen mejorar y de esta manera se reduce el número de conmutaciones de los dispositivos de potencia y las pérdidas de conmutación.

En el período de 60° el número de pulso que se relaciona por lo general con la relación de frecuencias, esto ocurre particularmente en los inversores trifásicos, mediante la fórmula 4-14.

$$\frac{f_c}{f_o} = 6q + 3$$

(4-14)

4.1.5 Control por deslizamiento de Fase

El control del voltaje utilizando inversores se puede obtener sumando el voltaje de salida de los inversores individuales. Es posible percibir un inversor monofásico de puente completo como el que se puede observar en la Figura 4.7.

Se puede determinar el voltaje rms de salida, por medio de la siguiente ecuación:

$$V_o = V_s \sqrt{\frac{\beta}{\pi}}$$

(4-15)

Si

$$V_{oo} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{Sen } n\omega t$$

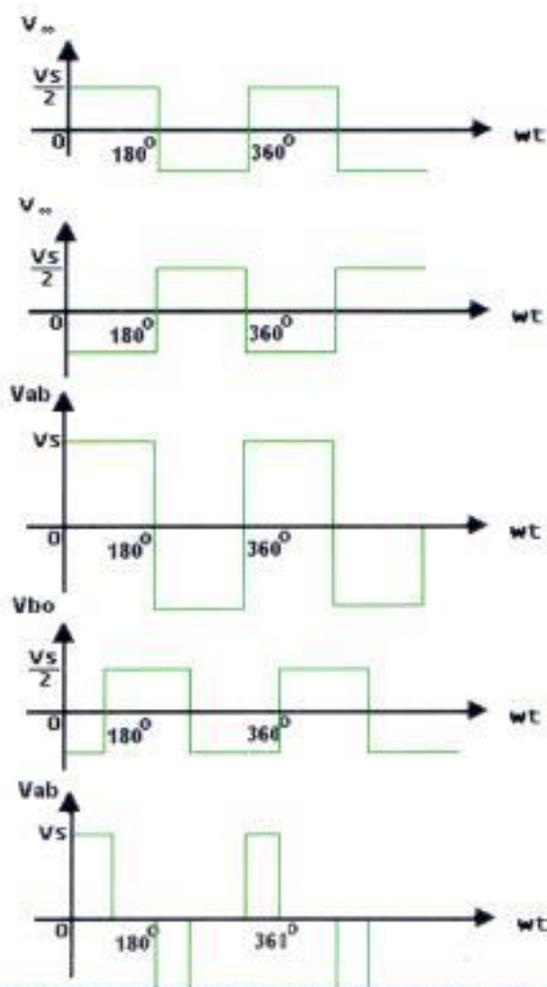
(4-16)

Entonces

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

(4-17)

Figura 4.7 Control por desplazamiento de fase



Por lo tanto se tendría que el voltaje instantáneo de salida sería como se muestra en la ecuación 4-18.

$$V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} [\text{Sen } n\omega t - \text{Sen } n(\omega t - \beta)] \quad (4-18)$$

Se podría simplificar la ecuación (4-18) como se muestra a continuación con la ayuda de la relación en donde $\text{sen } A - \text{sen } B = 2 \text{ sen } [(A-B)/2]$.

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

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

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

Con la ecuación (4-19) se puede indicar que el voltaje de salida puede variar si se modifica el ángulo de desplazamiento o el de retraso.

Cabe mencionar que este tipo de control es útil en aplicaciones de alta potencia que requieran un gran número de transistores en paralelo.

CAPÍTULO 5

DISEÑO DEL INVERSOR MONOFÁSICO

5.1 Diseño del Inversor

Para diseñar el Inversor Monofásico, primero se tuvo que partir por el análisis teórico del tema, el cual se divide en tres etapas como son:

- Circuito de Fuerza
- Circuito de Control
- Etapa acopladora

El circuito de fuerza fue diseñado con la base teórica, mientras que el circuito de control que se presenta se encuentra conformado de circuitos totalmente analógicos; vale recalcar que no se utilizó ningún elemento digital.

5.1.1 Especificaciones Generales del Inversor Monofásico Transistorizado

a) Especificaciones de la Carga

Tipo de motor:	AC
Voltaje de la carga:	12 V
Corriente (I_o):	6 amp

b) Especificaciones de Operación

Frecuencia de Operación:	50 – 300 Hz
--------------------------	-------------

c) Especificaciones de los transistores de potencia

Corriente:	8 amp
Voltaje de ruptura:	400 V

5.2 Diseño del Circuito de Fuerza

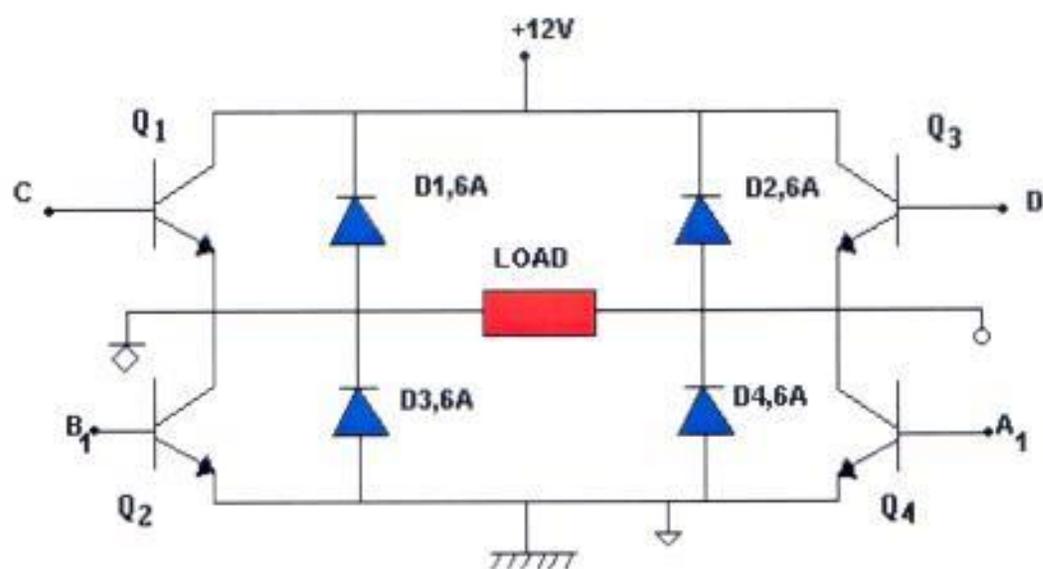
Para realizar el diseño de este circuito se partió de las especificaciones generales y se realizó los cálculos respectivos para saber con que elementos se debe trabajar.

El diseño del inversor monofásico en puente se presenta en la Figura 5.1, el cual se encuentra conformado por cuatro transistores de potencia, en donde los transistores Q_1 y Q_4 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_s aparece a través

de la carga. Si los transistores Q_2 y Q_3 se activan al mismo tiempo el voltaje a través de la carga se invierte y adquiere el valor de $-V_s$.

Este circuito genera una onda de voltaje alterno de 12 Vp; para las corrientes de recuperación se utilizó una configuración de diodos de potencia.

Figura 5.1 Diagrama del circuito de Fuerza del "Inversor Monofásico Transistorizado"



5.2.1 Cálculos para el Diseño del Circuito de Fuerza

Se parte por determinar el voltaje rms de salida a partir de la siguiente ecuación:

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (5-1)$$

Con la ecuación 5-1 se comprueba que el voltaje pico de la carga V_o es igual al voltaje de la batería V_s .

Además el voltaje instantáneo de salida se puede expresar en una serie de Fourier como se muestra en la ecuación 5.2.

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

El valor de V_o para $n=2,4,6,\dots$ es igual a cero, mientras que para $n=1$ la ecuación 5-2 proporciona el valor de rms de la componente fundamental como:

$$V_1 = \frac{4 V_s}{\sqrt{2} \pi} = 0.90 V_s \quad (5-3)$$

Donde V_S es de 12 V, a partir de la ecuación 5-3, se podrá obtener:

$$V_1 = 0.90 V_S = 0.90(12) = 10.8 V$$

En este caso a partir de la corriente nominal del motor i_o que se da en las especificaciones generales, se pudo determinar que el valor de la corriente de los transistores de potencia en saturación y los diodos de potencia, tendría que ser mayor de 6 amperios o mayor a la corriente del motor.

Posteriormente con este valor se pudo buscar en el Manual ECG la característica específica de los elementos que se necesitan para diseñar el circuito de fuerza. Para la configuración se basó en el diseño del Inversor monofásico en puente.

Cuando los diodos D_1 y D_4 conducen, se retroalimenta la energía a la fuente DC por lo que se dice D_2 y D_3 son diodos de retroalimentación.

5.3 Circuito de Control

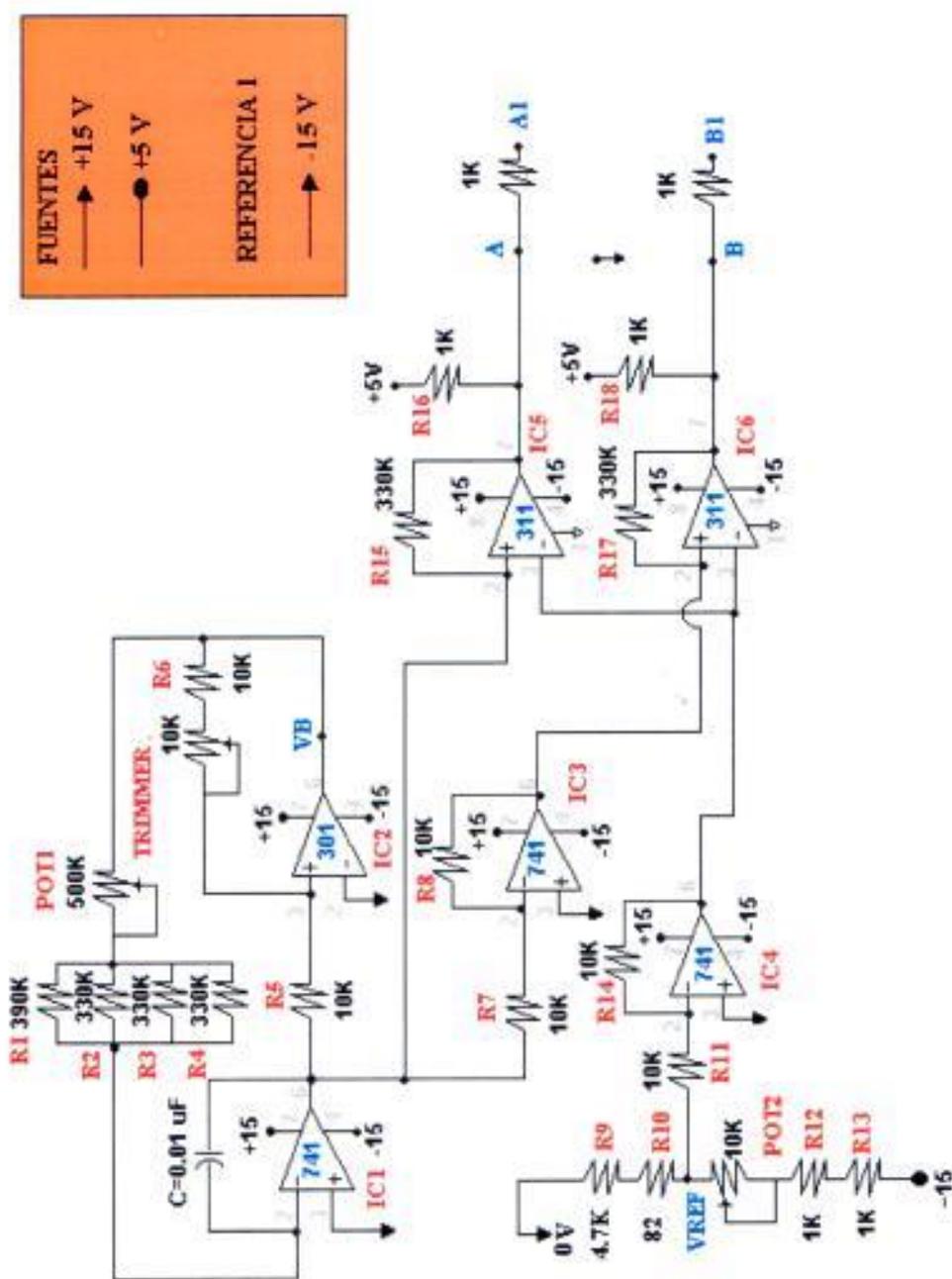
El circuito de control del Inversor monofásico, que se presenta en este proyecto se encuentra diseñado como se muestra en la Figura 5.2.

Este circuito se encuentra diseñado en su totalidad con opamp's, y conformado por un generador de Onda triangular, una aislador de ganancia negativa, divisor de voltaje y dos comparadores.

Su funcionamiento consiste en:

1. Generar una onda triangular bipolar de frecuencia variable.
2. Posteriormente la onda triangular pasa por un inversor de ganancia negativa, para poder obtener otra onda triangular desfasada a 180° eléctricos.
3. La señal del divisor de voltaje, se la hace pasar por un inversor, para así no tener perdidas de corriente.
4. Luego se compara la señal de divisor de voltaje con la onda triangular bipolar del ítem 1.
5. Al mismo tiempo se compara la señal del divisor de voltaje con la señal desfasada a 180° del ítem 2
6. Al final se obtienen dos señales cuadradas de control de 5 Vp desfasadas 180° y con modulación de ancho de pulso.

Figura 5.2 Diagrama del circuito de Control del "Inversor Monofásico Transistorizado"



5.3.1 Generador de Onda Triangular

5.3.1.1 Operación

La onda triangular está disponible en la salida del circuito integrador 741 (IC1). En la salida del comparador 301 (IC2) está disponible una señal de onda cuadrada, V_B , adicional. Para entender la operación del circuito, se debe referir al intervalo determinado por el rango de la frecuencia escogida en el momento de la Figura 5.3.

En el circuito de la Figura 5.3, se encuentra la resistencia que fija la frecuencia (R_i) dada por un sistema de resistencia y potenciómetro.

Donde :

$$R_i = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)^{-1} + POT_1$$

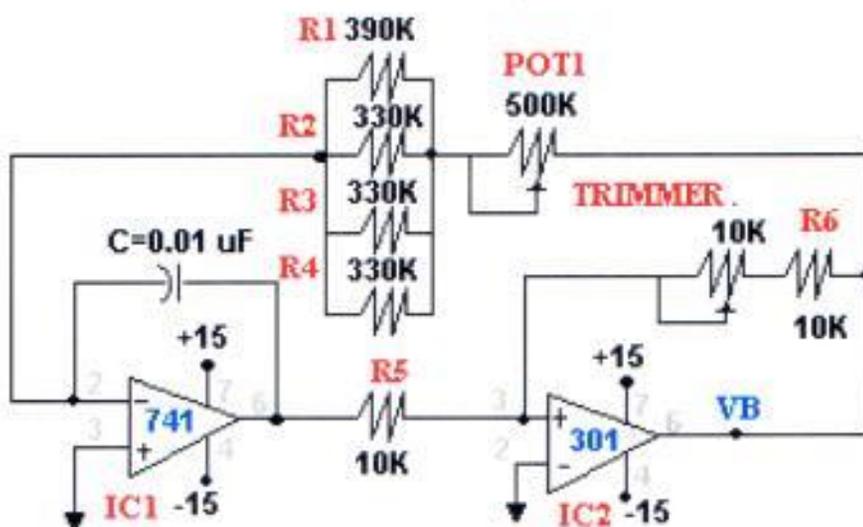
Si se asume que V_B es alto en $+V_{sat}$, esto forza una corriente constante (V_{sat}/R_i) a través de C (izquierda a derecha) para llevar al voltaje de la onda triangular al pico negativo (V_{LT}). Cuando llega a V_{LT} , la terminal 2 del 301 pasa a negativo y V_B cambia súbitamente a $-V_{sat}$ y cuando $t=1/2T$. Cuando V_B se

encuentra en $-V_{sat}$ fuerza una corriente constante (derecha a izquierda) a través de C para llevar el voltaje de la onda triangular hacia el pico positivo (V_{UT}).

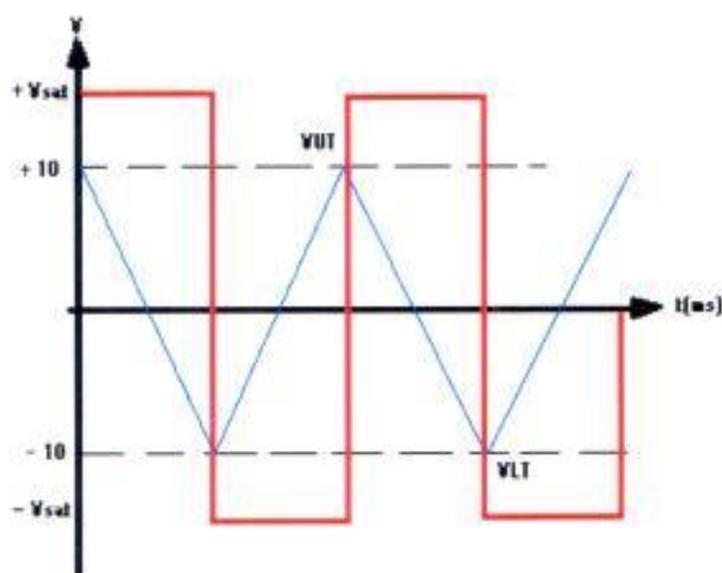
Cuando el voltaje de la onda triangular llega a V_{UT} en $t = T$, la terminal 3 del 301 pasa a positivo y V_B cambia súbitamente a $+V_{sat}$. Esto inicia el siguiente ciclo de oscilación.

Figura 5.3 Circuito del generador bipolar de onda triangular

- a) Circuito integrador 741 y circuito comparador 301 conectados para el generador de onda triangular bipolar



- b) Forma de la onda triangular



5.3.1.2 Frecuencia

Los valores pico de la onda triangular se establecen por la relación entre las resistencias pR , R y los voltajes de saturación.

Dichos valores se encuentran dados por:

$$V_{LT} = -\frac{V_{sat}}{p} \quad (5-4)$$

$$V_{LT} = \frac{+V_{sat}}{p} \quad (5-5)$$

De donde:

$$p = -\frac{pR}{R} \quad (5-6)$$

Si los voltajes de saturación son razonablemente iguales, la frecuencia de oscilación, f esta dada por :

$$f = -\frac{p}{4 R_1 C} \quad (5-7)$$

En el caso de este proyecto se partió desde la obtención de los valores básicos para poder obtener un generador de onda triangular que oscile entre una frecuencia de 50 a 300 Hz.

Se deberá realizar el cálculo de la relación de p de las resistencias del comparador que controla los voltajes pico de salida de onda triangular, V_{UT} y V_{LT} . $+V_{sat}$ es prácticamente +14.2 V y $-V_{sat}$ es por lo general -13.8 V para una fuente de ± 15 V. Además el valor de pico de la onda triangular (V_{UT}) es de 10 V.

Se despeja p de la ecuación 5.4 de donde se obtiene:

$$p = -\frac{-V_{sat}}{V_{UT}} = -\frac{-13.8}{13} = 1.06$$

Se elige un $R = 10 \text{ K}\Omega$, se despeja pR de la ecuación 5.6.

$$pR = (p)R = 1.06 * 10 \text{ K}\Omega = 10.6 \text{ K}\Omega$$

Vale anotar que los valores teóricos nunca son exactos, por tal motivo y para evitar inconvenientes en la práctica se utiliza una resistencia fija de $10 \text{ K}\Omega$ más la ayuda de un potenciómetro multivoltas de $10 \text{ K}\Omega$ y así poder fijar el valor de p .

Con la variación de frecuencia de 50 a 300 Hz, que se trabaja en este proyecto, se deberá a continuación seleccionar un valor tentativo de $C = 0.01 \mu f$, para luego calcular el valor de R_i , a partir de la ecuación 5.7.

Si $f = 50$ Hz, se tiene un valor de R_i :

$$R_i = \frac{P}{4fC} = \frac{1.06}{4(50 \text{ Hz})(0.01 \mu f)}$$

$$R_i = 530 \text{ K}\Omega$$

Si $f = 300$ Hz, se tiene un valor de R_i :

$$R_i = \frac{P}{4fC} = \frac{1.06}{4(300 \text{ Hz})(0.01 \mu f)}$$

$$R_i = 88.3 \text{ K}\Omega$$

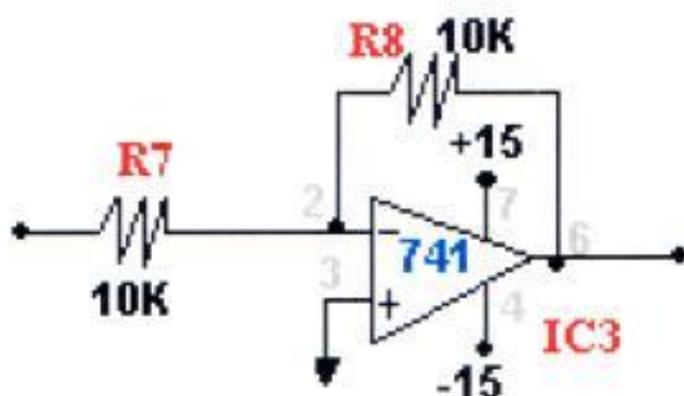
En el mercado no se podrá encontrar un valor exacto de $500 \text{ K}\Omega$ sino de un valor aproximado de $450 \text{ K}\Omega$, por lo cual se ayuda de un potenciómetro como se comentó anteriormente.

5.3.2 Inversor

La utilización del amplificador de ganancia negativa, básicamente es para poder aislar el voltaje de la onda triangular de los comparadores y así poder ganar corriente para separar el circuito que genera con el circuito que compara. Entre otras ventajas de su utilización se tiene el desfase de las dos ondas

triangulares a 180° . En el diseño de este circuito conformado por IC3 e IC4, como se ilustra en la Figura 5.4.

Figura 5.4 Diseño del inversor



5.3.3 Circuito del Divisor de Voltaje

El circuito del divisor de voltaje sirve para comparar con la onda triangular bipolar el rango de voltaje que se puede obtener variando POT_2 y así poder provocar la modulación del ancho de pulso. El circuito se ilustra en la Figura 5.5.

Primeramente se parte eligiendo un rango de voltaje, que para este caso es de -10.58 V a -5.32 V , para lo cual se necesitara:

$$R_a = R_{12} + R_{13}$$

$$R_b = R_9 + R_{10}$$

$$POT_2 = 10k\Omega$$

Como se desea obtener un voltaje positivo después del inversor, entonces la referencia de voltaje debe ser de $-15V$ y la referencia superior de $0V$.

Se parte por calcular lo siguiente:

$$V_{ref} = -15 + \frac{15(R_b + POT_2)}{R_a + R_b + POT_2} \quad (5-8)$$

Si $POT_2 = 0\Omega$ entonces $V_{ref} = -10.58V$, a partir de la ecuación 5-8 se tiene:

$$-10.58 = -15 + \frac{15(R_b + 0)}{R_a + R_b + 0} \quad (5.9)$$

En cambio para $POT_2 = 6.7K\Omega$ entonces $V_{ref} = -5.32V$ por lo tanto :

$$-5.32 = -15 + \frac{15(R_b + 6.7K)}{R_a + R_b + 6.7K} \quad (5-10)$$

A partir de las ecuaciones 5-9 y 5-10. Se obtienen un sistema de ecuaciones con dos incógnitas, de los cuales se obtendrá el valor de R_a y R_b .

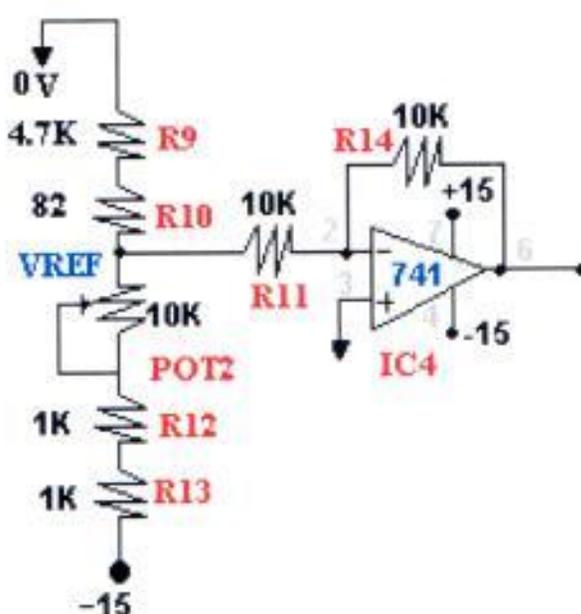
$$R_a = 4782 \Omega$$

$$R_b = 2000 \Omega$$

Se debe tener presente que los cálculos se han realizado con los valores prácticos mas no con los valores teóricos, específicamente en el uso de los potenciómetros.

Con la ayuda del inversor IC4 se podrá obtener a la salida un rango positivo de voltaje como es de +5.32 V a +10.58 V.

Figura 5.5 Circuito del divisor de voltaje



5.3.4 Comparadores

En la etapa del circuito de control se utilizó dos comparadores de precisión LM 311 (comercial), el cual es un circuito integrado que fue diseñado y optimizado para un alto rendimiento en aplicaciones como detector de nivel de voltaje.

El comparador 311 que es el utilizado en este proyecto fue elegido por su excelente versatilidad. Su salida se encuentra diseñada para *NO* presentar rebotes entre V_{sat} pero, puede cambiarse con bastante facilidad. De hecho, si está conectando a un sistema con una fuente de alimentación de voltaje diferente, simplemente se conecta la salida de la nueva fuente de alimentación de voltaje a través de una resistencia adecuada.

5.3.4.1 Operación del Terminal de Salida

El terminal de salida como el que se presenta en la Figura 5.6, conectado entre la terminal de salida del pin 7 y el 1, se comporta como un interruptor.

El pin 7 puede conectarse a cualquier voltaje V^{++} con magnitudes de hasta 40 V, (en este caso es de +5V) más positiva

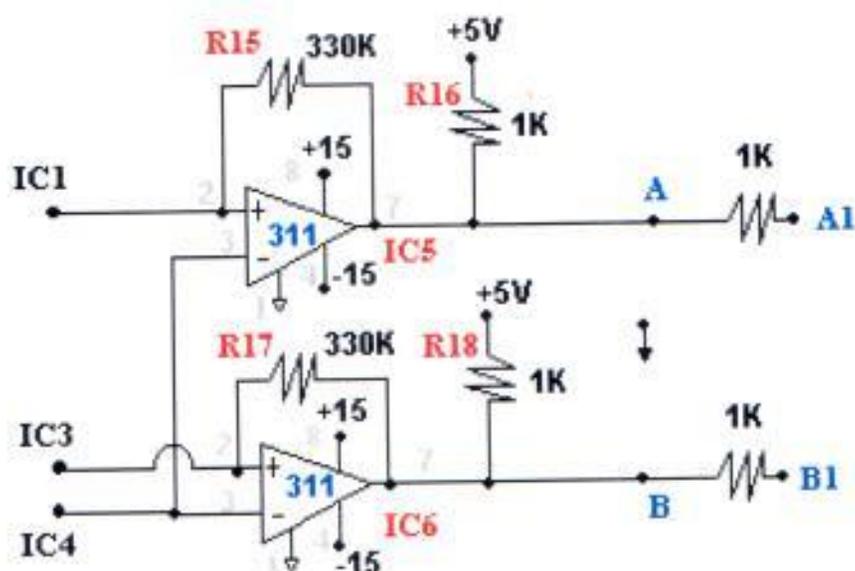
que la terminal de alimentación $-V$ (en este caso es de -15 V pin 4).

Cuando la entrada (+), terminal 2 es más positiva que la entrada (-) 3, el interruptor equivalente de salida del 311 se encuentra abierto, por lo tanto el valor de V_o se determina entonces igual al de V^{++} que sería de 5V .

Cuando la entrada (+) es menor que la entrada (-) el interruptor equivalente de salida del 311 se cierra y extiende la tierra del pin 1 hasta el pin 7 de salida.

Este es un circuito común de interfaz; esto es, los voltajes pueden variar entre los niveles de $+15\text{ V}$ y -15 V ; pero V_o está restringido dentro de $+5\text{ V}$ y 0V , los cuales son niveles típicos de las señales digitales. De modo que el 311 puede utilizarse para convertir niveles de voltaje analógico en niveles digitales (interfaces).

Figura 5.6 Diseño de los comparadores

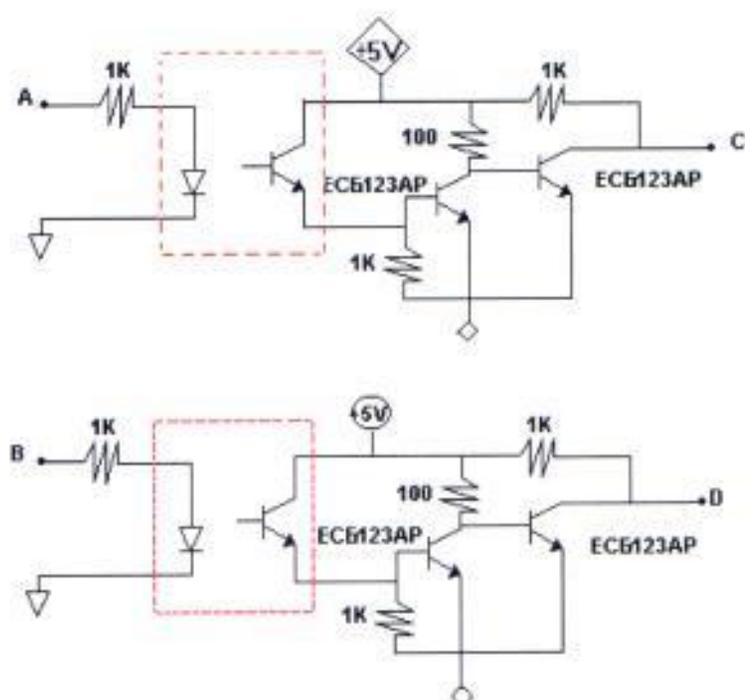


5.4 Acopladores

Los acopladores ópticos combinan a un diodo de emisor de luz infrarroja (LED) y un fototransistor de silicio. La señal de entrada se aplica al LED y la salida se forma del fototransistor. Los tiempos de elevación y de abatimiento de los fototransistores son muy cortos, con valores típicos de tiempo de activación $t_{on} = 2$ a $5 \mu s$ y un tiempo de abatimiento $t_{off} = 300$ ns. Estos tiempos de activación y de abatimiento restringen las aplicaciones de alta frecuencia.

El circuito de la Figura 5.7 es el realizado en este proyecto; es un circuito de aislamiento de compuerta mediante un fototransistor. El fototransistor podría ser un par Darlington. Los fototransistores requieren de una alimentación de energía por separado, por lo cual su utilización presenta complejidad, gran costo y un peso en los circuitos de oscilación.

Figura 5.7. Etapa acopladora del "Inversor Monofásico Transistorizado"



5.5 Elementos Utilizados

5.5.1 Circuito de Fuerza

Elemento	Cantidad	Características
Diodos, D ₁ , D ₂ , D ₃ y D ₄	4	6 amp
Transistores de potencia	4	TIP 122
Fuente	1	Batería de 12V
Breaker	1	Monofásico AC 7 amp

5.5.2 Circuito de Control

5.5.2.1 Generador de Onda Triangular

Elemento	Cantidad	Características
Condensador	1	0.01 μ f
Potenciómetro	1	500 K Ω
Trimmer	1	10K Ω
Opamp	1	741
Opamp	1	LM301
Resistencia	3	330 K Ω
Resistencia	1	390 K Ω
Resistencia	2	10K Ω

5.5.2.2 Etapa de Inversores

Elemento	Cantidad	Características
Opamp	2	741
Resistencia	4	10 K Ω

5.5.2.3 Etapa de Divisor de Voltaje

Elemento	Cantidad	Características
Potenciómetro	1	10 K Ω
Resistencia	1	82 Ω
Resistencia	1	4.7 K Ω
Resistencia	2	1 K Ω

5.5.2.4 Etapa de los Comparadores

Elemento	Cantidad	Características
Opamp	2	LM311
Resistencia	2	330 K Ω
Resistencia	4	1 K Ω

5.5.3 Etapa Acopladora

Elemento	Cantidad	Características
Optoacopladores	2	P521
Transistores	4	ECG 123AP
Resistencia	2	100 Ω
Resistencia	6	1K Ω

5.5.4 Otros Elementos

Elemento	Cantidad	Características
Fuentes DC	2	5 V
Fuente DC	1	± 15 y 5 V
Fusible	1	3 amp
Porta fusible	1	-----
Interruptor	1	6 amp -120 V
Cable	----	#16 - #18
Bornera	1	-----
Enchufe	1	-----

CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1 Pruebas

Para realizar las pruebas del Inversor Monofásico Transistorizado, se necesitan varias cargas como son: resistiva (R) y resistiva-inductiva ($R-L$).

Se observó en sí los valores de frecuencia que se obtenían del circuito de control y fuerza a partir de la variación de los potenciómetros POT_1 (variación de frecuencia) y POT_2 (potenciómetro que controla el ancho de pulso).

Para comprobar si el circuito se encontraba trabajando dentro del rango de frecuencia deseado, se utilizó un osciloscopio, para poder así observar la lectura en la pantalla del mismo y monitorear la señal del circuito de control y del circuito de fuerza o de la carga.

En las siguientes tablas se presentan los valores experimentales obtenidos.

CARGA R		
R: 100 Ω		
POT₁ (KΩ)	f_{Control} (Hz)	f_{Fuerza} (Hz)
0	312	312
100	147.06	147.06
200	102.04	102.04
300	80.65	80.65
400	60.61	60.61
450	58.82	58.82
CARGA R		
R: 50 Ω		
POT₁ (KΩ)	f_{Control} (Hz)	f_{Fuerza} (Hz)
0	312.5	312.5
100	149.25	149.25
200	96.15	96.15
300	92.59	92.59
400	62.5	62.5
450	50	50

CARGA R-L		
R: 50 Ω		
L: 307.24 mH		
POT ₂ (K Ω)	f _{Control} (Hz)	f _{Fuerza} (Hz)
0	263.16	263.16
100	125	125
200	80.65	80.65
300	78.125	78.125
400	64.52	64.52
450	45.45	45.45

Los valores de las frecuencias del circuito de control y fuerza que se encuentran dentro del rango de 50 a 300 Hz, fueron obtenidos a partir de la variación de los potenciómetros del circuito de control con el POT₁ en un rango de 0 a 450 K Ω .

En los resultados que se obtuvieron con las distintas cargas no se presentó ninguna variación entre las frecuencias del circuito de control y fuerza. Mientras que al realizar la prueba con la carga R-L se presenta una señal de voltaje con la forma de onda esperada para el diseño del circuito de control de este proyecto.

Además se pudo realizar la prueba para la obtención de la corriente de la carga, a partir de la toma de datos de V_{rms} con la variación del POT_2 , como se muestra en la tabla siguiente:

CARGA R		
R: 50 Ω		
f: 250 Hz		
POT₂ (KΩ)	V_{rms} (V)	I_{carga} (m amp)
0	5.36	107.2
5	8.61	172.2
6.70	9.21	184.2

6.2 Fotografías de las Pruebas experimentales

A continuación se presentan las fotografías obtenidas de las formas de onda obtenidas con los datos experimentales presentados en el ítem anterior.

Figura 6.1 Implementos a utilizar para el funcionamiento del "Inversor Monofásico Transistorizado"

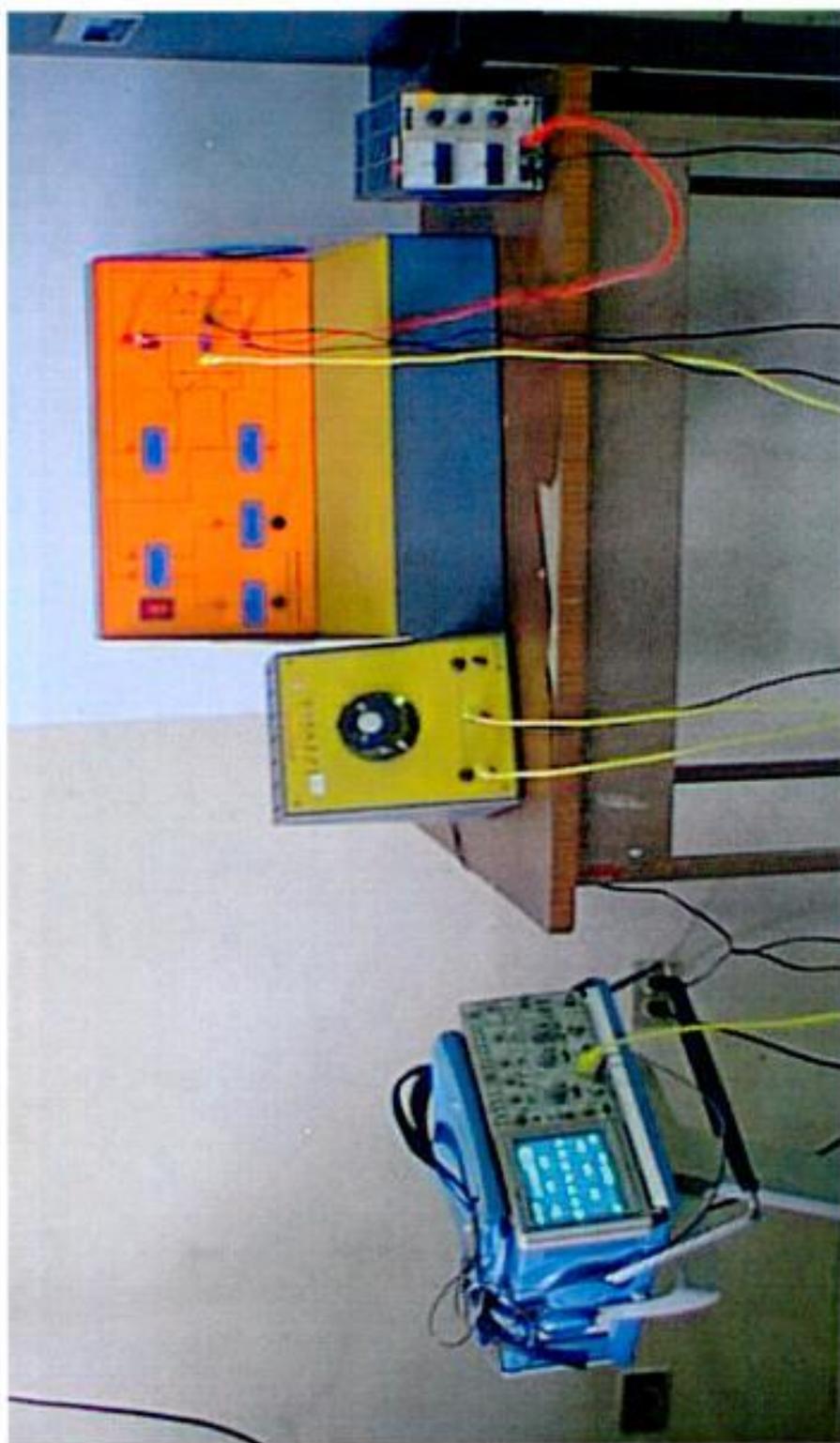


Figura 6.2 Placas del Inversor Monofásico Transistorizado

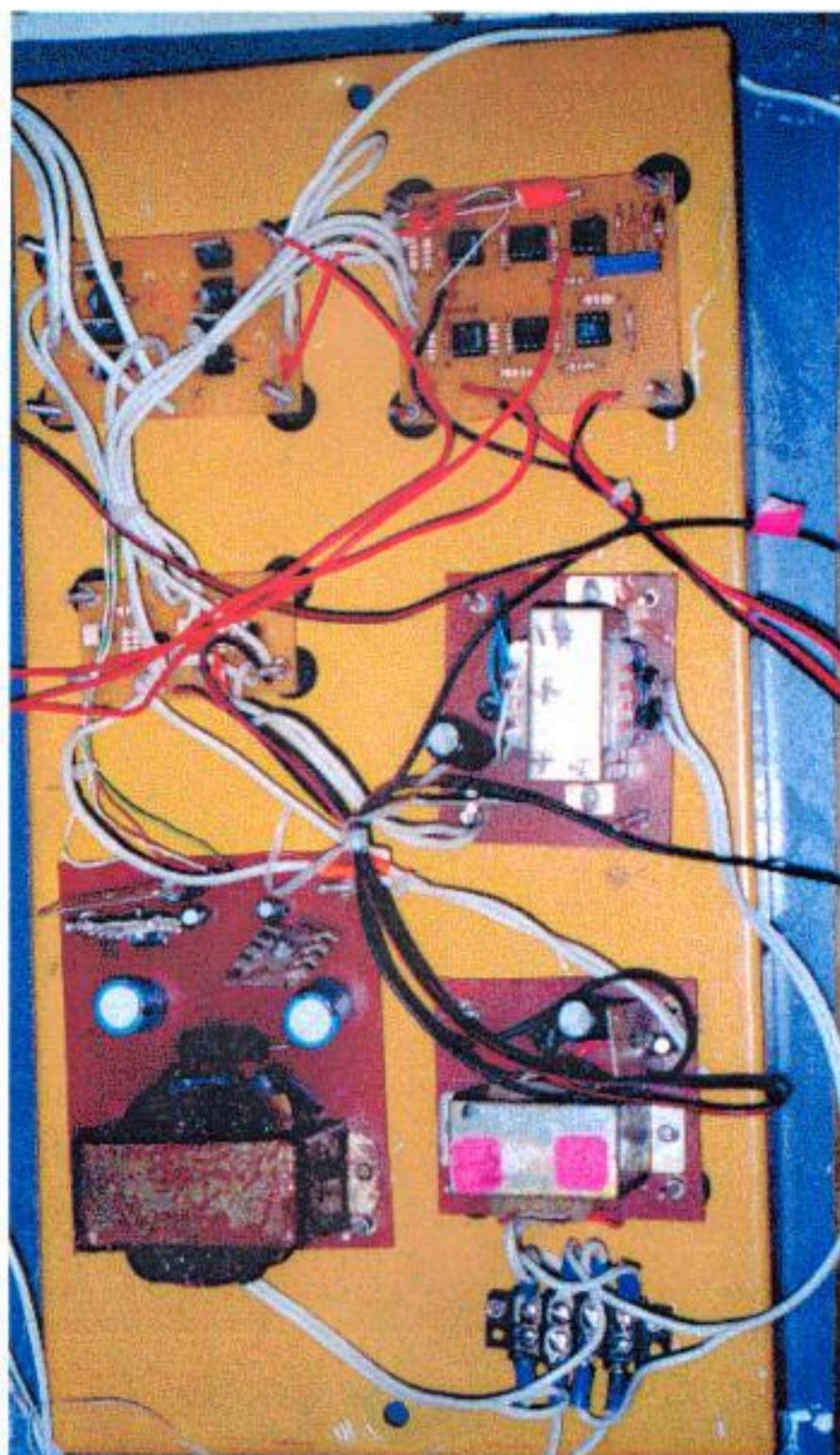


Figura 6.3 Vista de la Onda Triangular

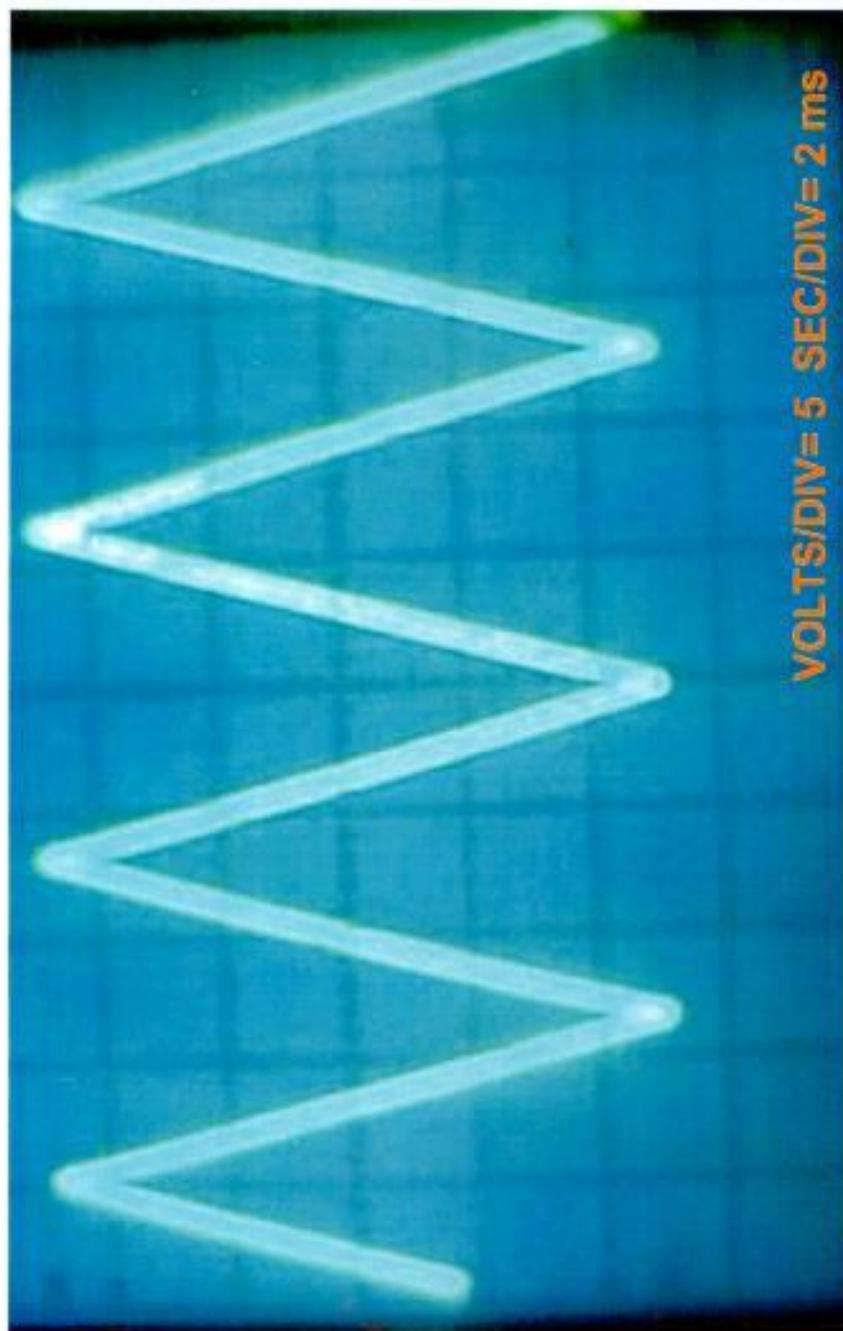


Figura 6.4 Vista de la Onda del Modulador

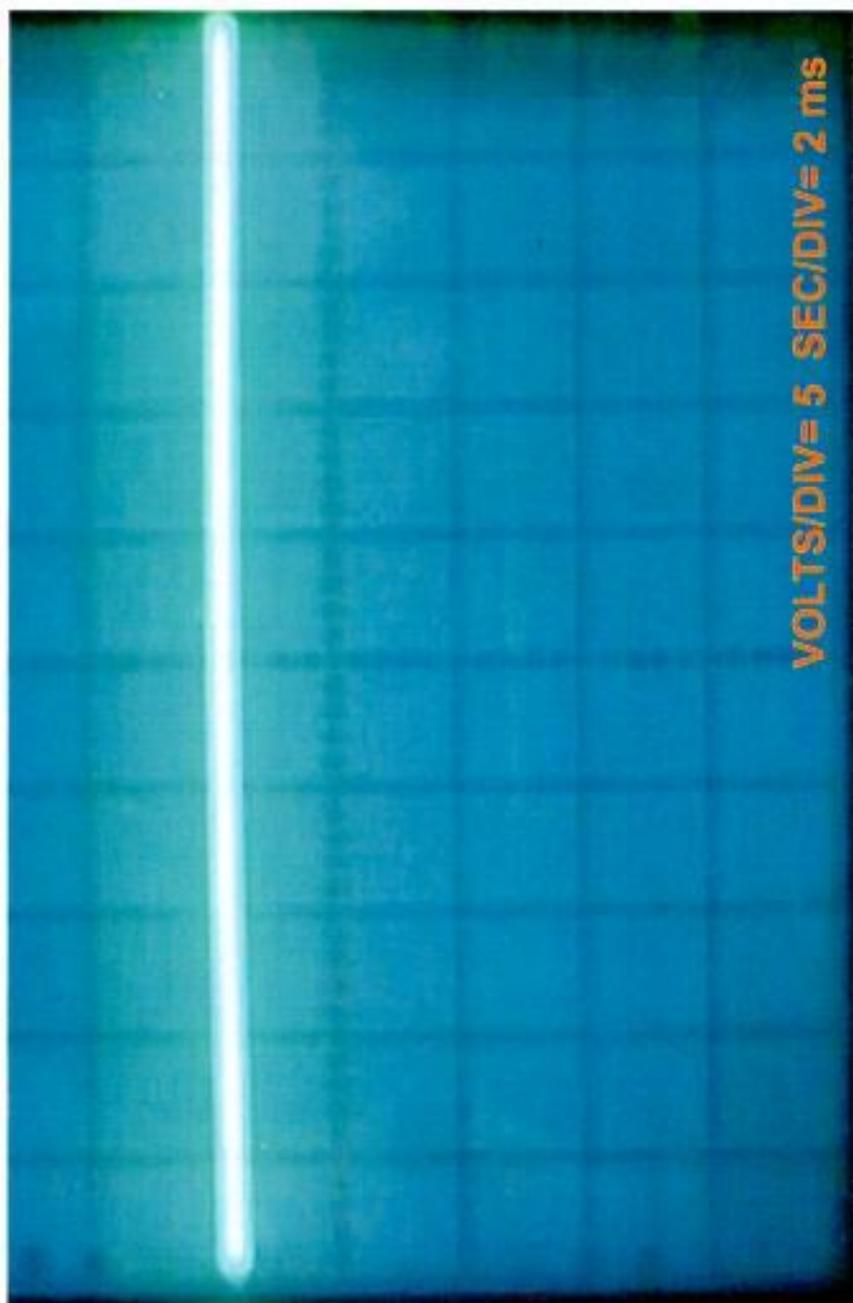


Figura 6.5 Ondas de los Generadores de pulsos

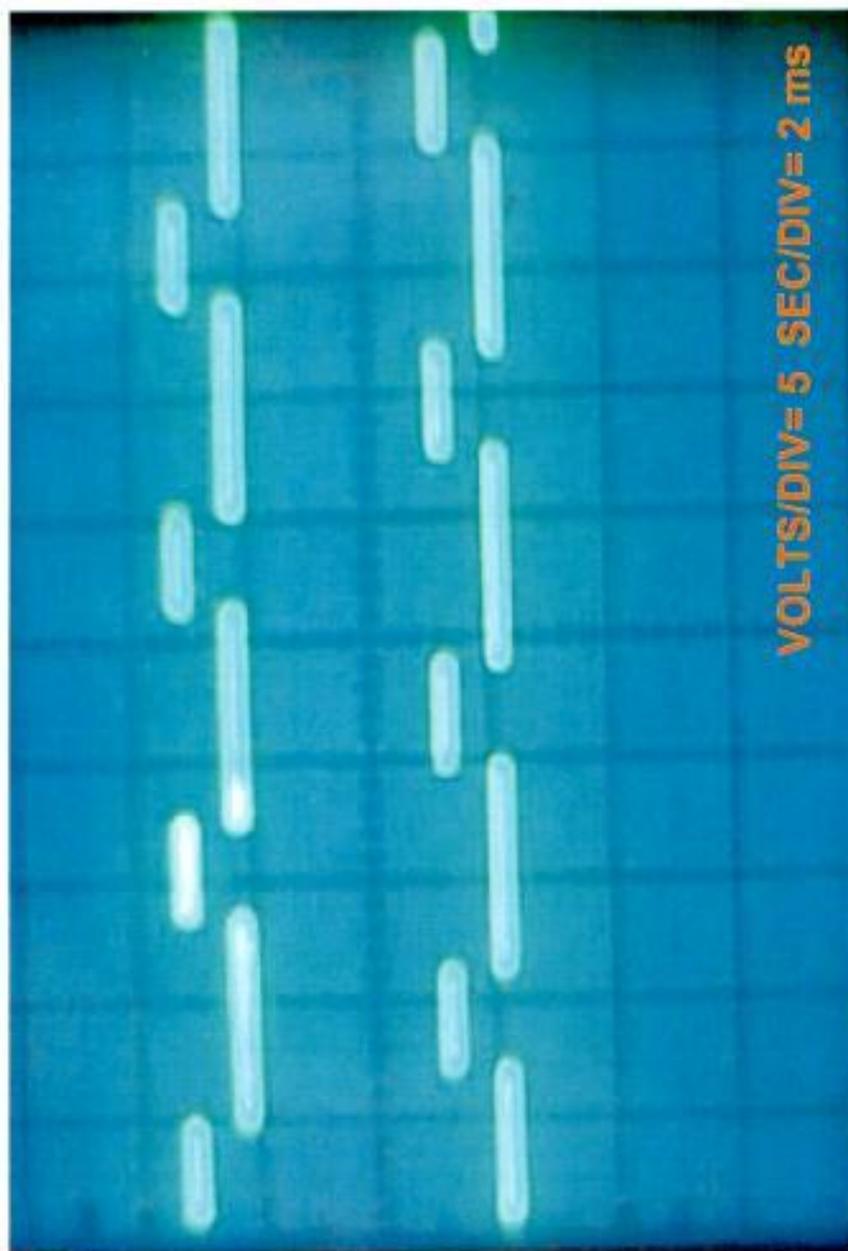


Figura 6.6 Generador de ondas de la Etapa acopladora 1

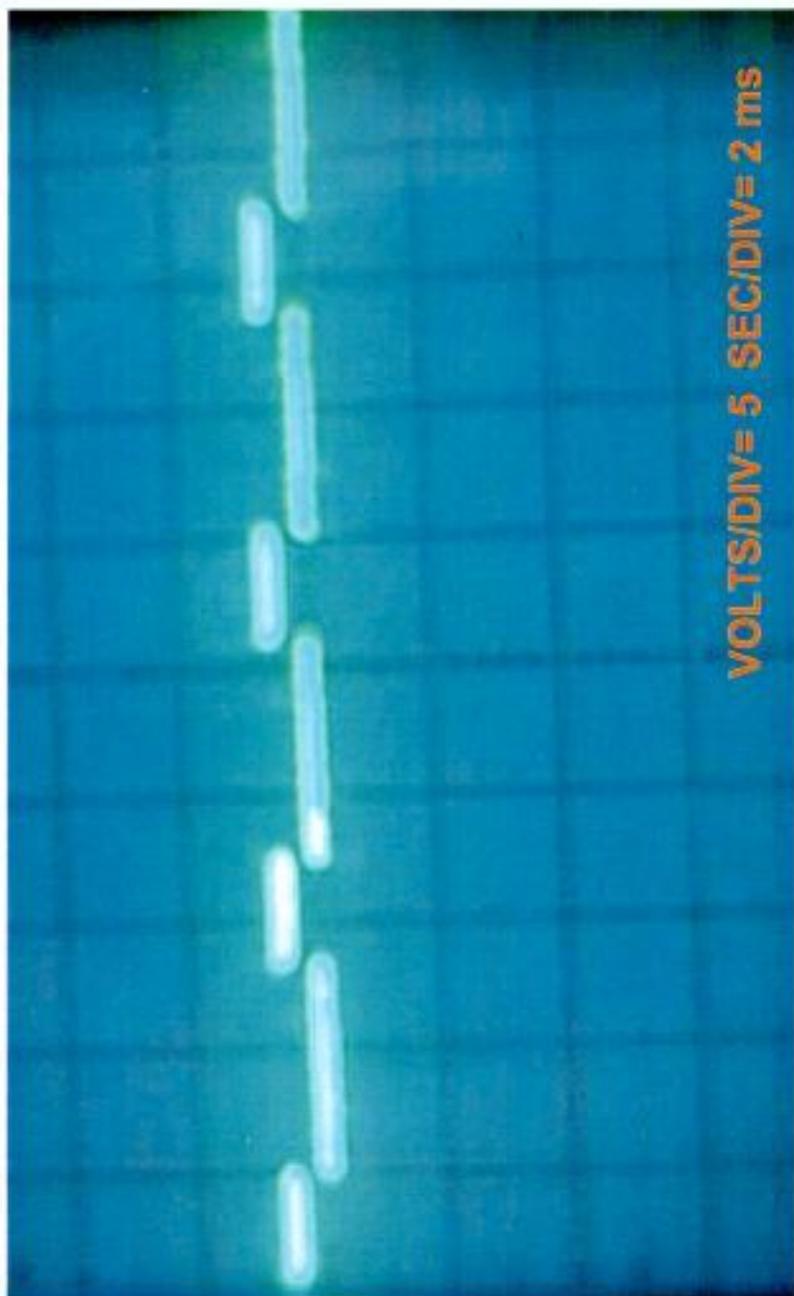


Figura 6.7 Generador de ondas de la Etapa acopladora 2

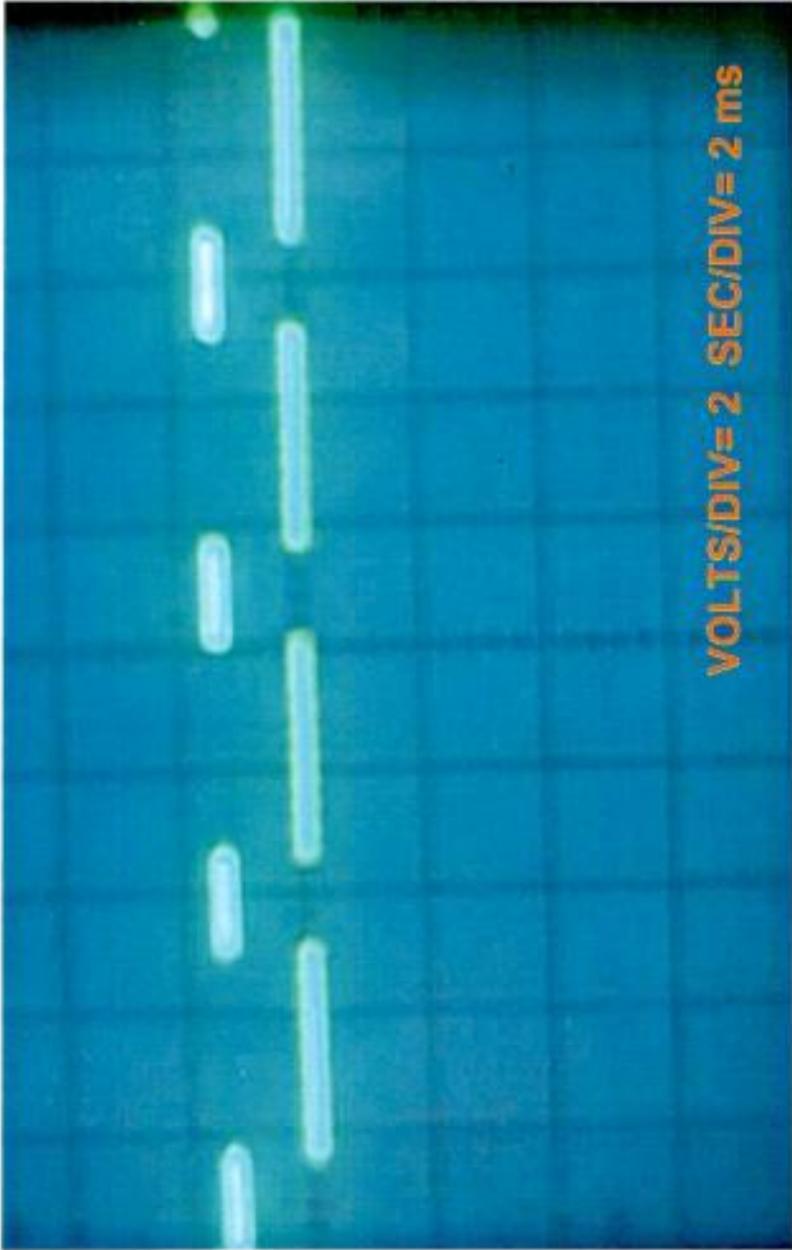


Figura 6.8 Vista de la onda generada por la carga resistiva

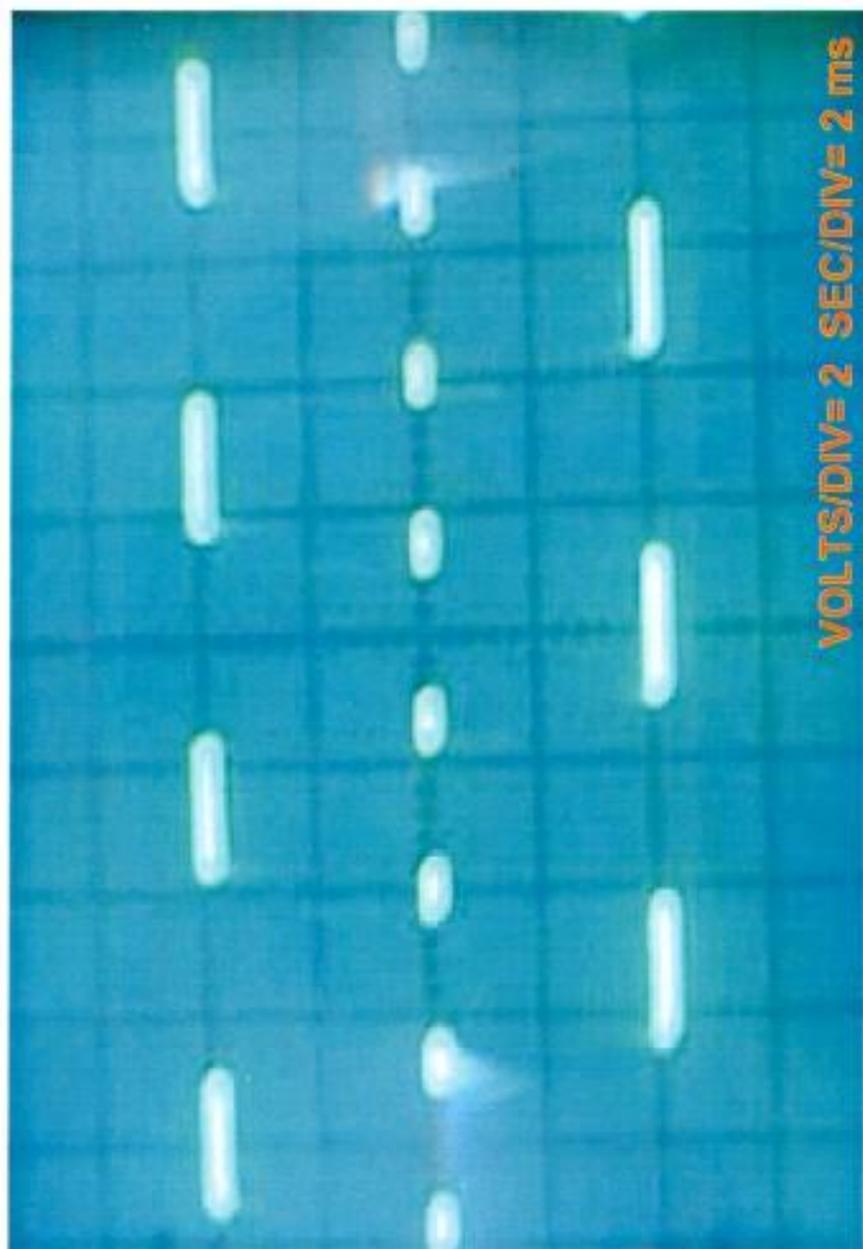


Figura 6.9 Vista de la onda generada por la carga R-L

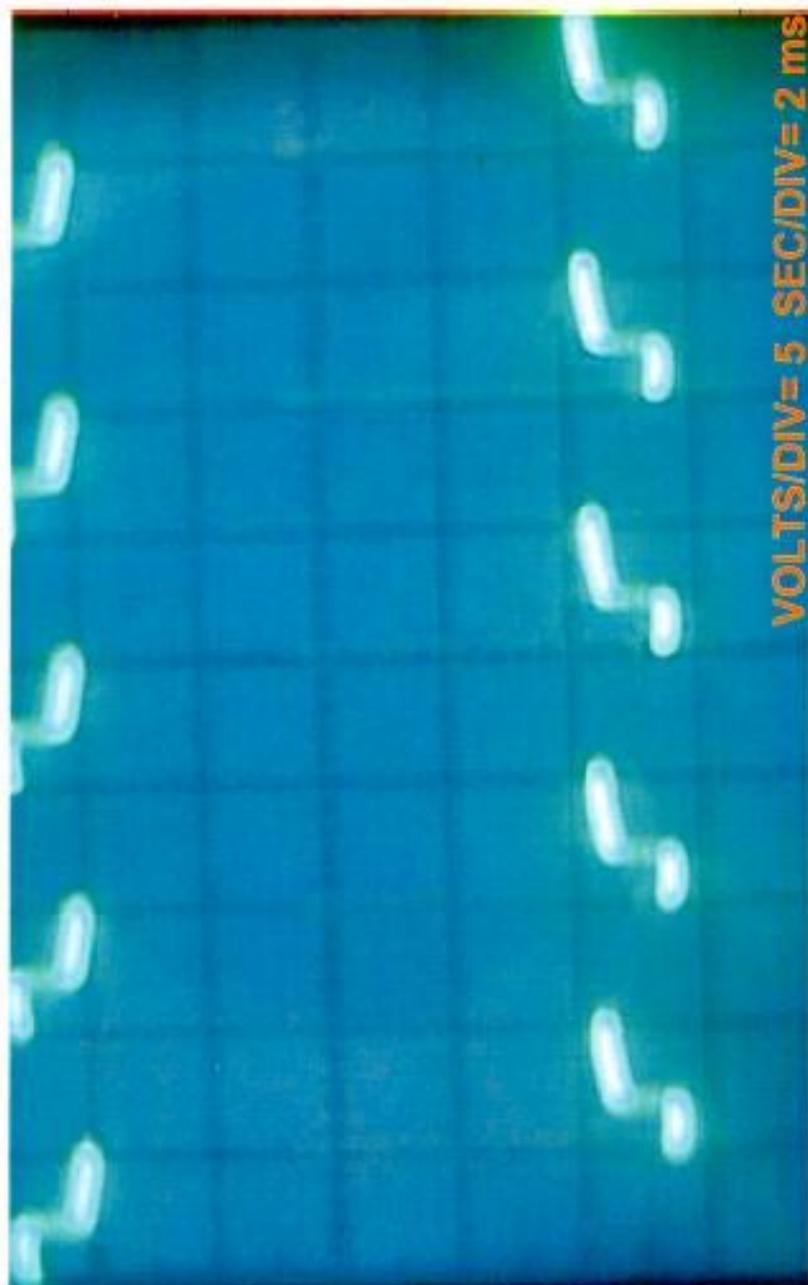
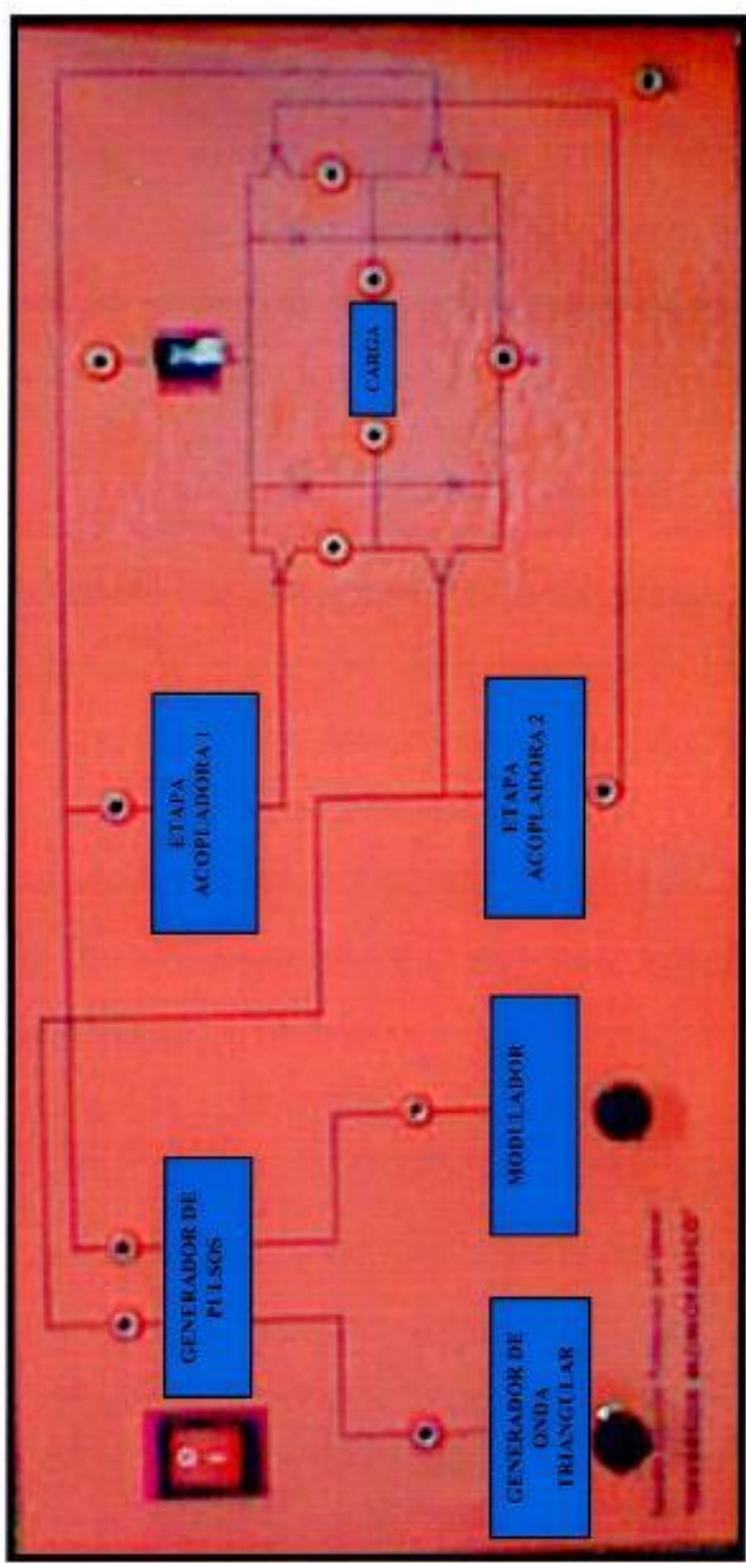


Figura 6.10 Vista del equipo del "Inversor Monofásico Transistorizado"



CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- Este proyecto se basa en la utilización de transistores de potencia, los cuales presentaron en su aplicación ventajas y desventajas. Entre las ventajas que se presentaron fue la velocidad de conmutación, por lo cual se los utiliza en forma amplia en los convertidores CA-CD y CD-CA.
- Este diseño es para cargas medianas y bajas, porque los transistores de potencia no están diseñados para manejar altas intensidades que demandan las cargas altas, a diferencia de los tiristores que pueden manejar altas corrientes.
- El circuito de control diseñado es totalmente analógico, el cual no presenta ningún inconveniente dentro del rango de frecuencia de trabajo que es de 50 - 300 Hz.
- En la implementación del circuito de fuerza no existió ningún problema en su funcionamiento, debido a que los elementos escogidos a través de los valores teóricos fue el adecuado.
- Se debe tener presente que al realizar los cálculos para la obtención de los valores de resistencia se obtuvieron valores que

no se encuentran en el mercado. Por tal motivo se necesitó la ayuda de potenciómetros de precisión como se presentan en los circuitos diseñados.

- En este proyecto también es primordial la etapa acopladora la cual sirve para obtener una señal igual a la de ingreso pero con diferente referencia con el objetivo de no producir un cortocircuito en el circuito de fuerza.
- La modulación simple de ancho de pulso se logra a través de comparación de voltajes entre una red variable divisora de voltaje con el voltaje de control, siendo ésta la alternativa más sencilla y conveniente.
- Al realizar las pruebas con la carga R-L se presenta una forma de onda de voltaje propia del diseño del circuito de control de éste proyecto.
- La carga de un motor se ha simulado con una carga R-L, como se conoce la presencia de armónicos provoca inconvenientes en el voltaje de salida, por lo cual se utilizó la modulación de ancho de pulso simple para así evitarlos.

ANEXO A

MANUAL PARA EL USUARIO

En la utilización del Inversor Monofásico Transistorizado se puede realizar la práctica de laboratorio de inversión de voltaje monofásico con un pico de 12 V, para una carga resistiva (R) y carga resistiva-inductiva (R-L).

- **Título de la Práctica:**

"Inversor Monofásico Transistorizado Controlado de Onda completa"

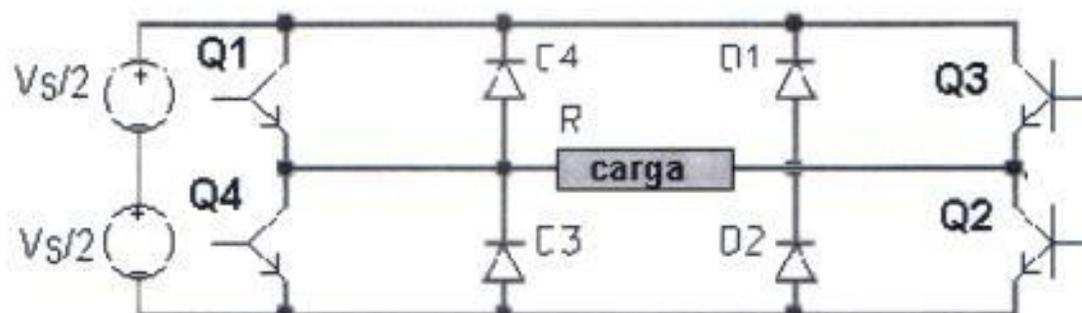
- **Objetivo :**

Analizar el comportamiento y señales de onda de voltaje del Inversor Monofásico Transistorizado de onda completa, con carga resistiva pura y resistiva-inductiva.

- **Equipo y materiales a utilizar**

- ✓ 1 Batería de 12V
- ✓ 1 Osciloscopio
- ✓ 1 Multímetro
- ✓ Carga R o R-L
- ✓ Cables para conexión
- ✓ Equipo Inversor Monofásico

- **Diagrama del circuito**



- **Procedimientos**

Para poder obtener el correcto funcionamiento del "Inversor Monofásico Transistorizado", se debe realizar los siguientes pasos:

- Antes de realizar cualquier conexión, verifique que tanto el interruptor como el breaker se encuentran en la posición **off**
- Con el uso de una batería, conecte la terminal positiva en +12V y la terminal negativa de la batería en 0V
- Conecte la carga a la cual desea hacerle la inversión, teniendo presente que la carga no sea menor a 4Ω , en el caso de carga resistiva.
- Conecte la tierra del osciloscopio a la terminal 0V del panel de control
- Proceda a colocar el interruptor del panel de control y el breaker en la posición **on**, respectivamente. Posteriormente podrá observar las señales del panel de control

- f. Para observar la señal de la carga, se debe tener presente que la tierra del osciloscopio debe ser conectada al terminal 1 de la carga, mientras que la punta de prueba colóquela en el terminal 2
- g. Si se desea cambiar de carga al inversor, entonces coloque el breaker en la posición **off**, y una vez efectuado el cambio ponga de nuevo el breaker en la posición **on** y proceda a observar las señales
- h. Realice las mediciones de voltaje DC y la corriente promedio (I_o) en la carga, para los siguientes valores de frecuencias.

CARGA R			
R: <u> </u> Ω			
$f_{Control}$ (Hz)	f_{Fuerza} (Hz)	V_{DC} (V)	I_o (amp)
60			
100			
150			
200			
250			
300			
CARGA R-L			
R: <u> </u> Ω L: <u> </u> mH			
$f_{Control}$ (Hz)	f_{Fuerza} (Hz)	V_{DC} (V)	I_o (amp)
60			
100			
150			
200			
250			
300			

- i. Comparar los valores de frecuencia de la onda triangular y el voltaje de carga.

- j. Comprobar que el voltaje rms de las cargas es igual al voltaje de la batería.

En la Figura A.1 se puede observar el diagrama de bloque del Inversor Monofásico Transistorizado a ser utilizado en esta práctica.

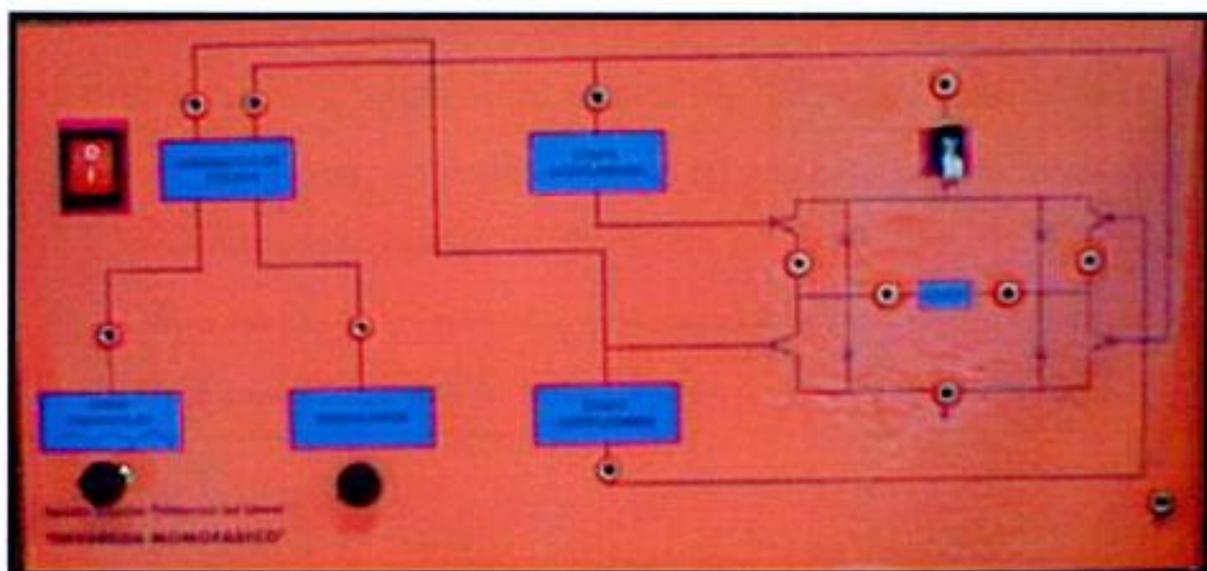


Figura A1. Panel frontal

PROCEDIMIENTO PARA DETECCIÓN Y REPARACIÓN DE AVERIAS PARA EL INVERSOR MONOFÁSICO TRANSISTORIZADO

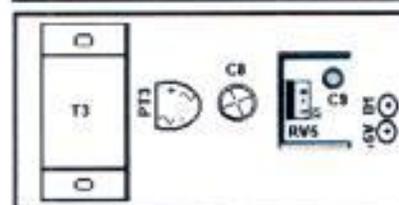
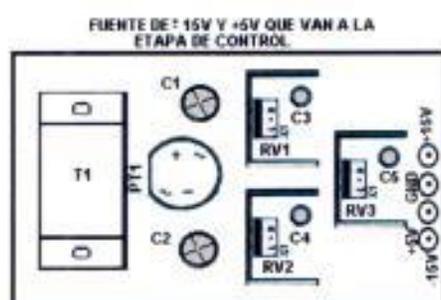
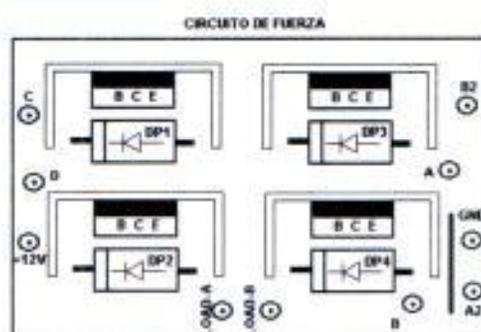
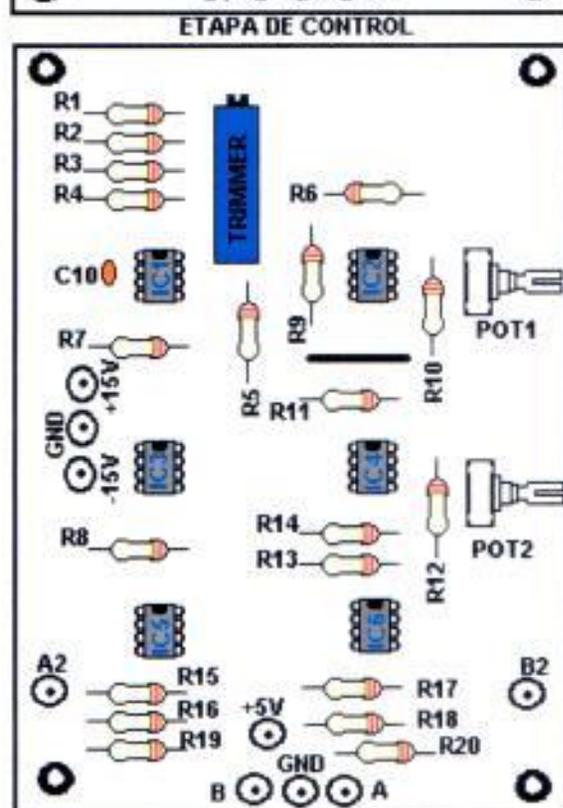
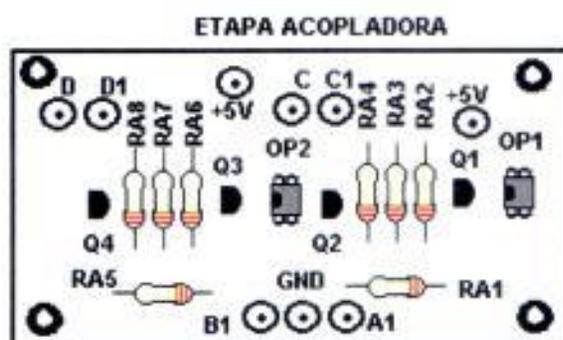
En caso de presentarse alguna falla en el equipo diseñado se recomienda seguir el siguiente procedimiento para la localización y corrección de fallas:

1. Revisar si el fusible que se encuentra en la parte posterior del panel de control está en buen estado.
2. Asegurarse de que ningún cable que conecta una placa con otra se encuentre en un punto de soldadura fría.
3. Si el fusible se encuentra en buen estado, proceda a quitar la parte posterior del equipo diseñado, esto con el fin de sacar la parte donde se encuentran las tarjetas de control y fuerza.
4. Con la ayuda de un multímetro verifique primeramente que la tarjeta de voltaje regulado da los correctos valores de voltaje en los siguientes puntos:
 - IC1 (pin 4) : -15V
 - IC1 (pin 7) : +15V
 - Acoplador 1 (pin 3): +5V
 - Acoplador 2 (pin 3): +5V
 - R18 (terminal no conectado al IC6) : +5V
- 5.- Si no obtiene esos resultados proceda a cambiar los integrados reguladores de voltaje o verificar si los capacitores se encuentran en perfecto estado, o que los transformadores se encuentren en perfecto orden.

6. Una vez que se ha comprobado que la placa de voltaje está en perfecto funcionamiento, proceda a revisar la placa de control, y con la ayuda de un osciloscopio. Se podrá observar las señales que proporcionan los circuitos integrados, de tal manera que se puede verificar si se encuentran funcionando correctamente, para esto se debe conectar la tierra del osciloscopio al terminal 0V del panel de control:
 - Observe la señal en el pin 6 del IC2 LM301, debe ser una señal oscilatoria entre +15 y -15 V. Si no es así varíe el Trimmer para ver si oscila la señal de lo contrario cambie el integrado.
 - Observe la señal en el pin 6 del IC1 LM741, este integrado nos proporciona la onda triangular, si no es así, cambie el integrado.
 - Observe la señal del pin 7 del IC5 LM311 y pin 7 del IC6 LM 311, debe ser una onda cuadrada, cuyo ancho de pulso responde cuando se varía el potenciómetro de ancho de pulso (POT₂), y que además debe responder a la variación de frecuencia que realiza el potenciómetro de variación de frecuencia (POT₁), además su valor está entre 0V y +5V, si no es así, proceda a cambiar el integrado.
7. Una vez que se ha comprobado que la placa de control está en perfecto funcionamiento, proceda a revisar la placa de fuerza, verificando que los transistores de potencia estén en perfecto funcionamiento, caso contrario, proceda a reemplazarlos.

GRAFICAS Y ELEMENTOS UTILIZADOS PARA LA IMPLEMENTACION Y DISEÑO DEL INVERSOR MONOFÁSICO TRANSISTORIZADO

1. Distribución General del circuito



2. Tarjetas utilizadas para la implementación del Inversor Monofásico Transistorizado

2.1 Tarjeta del circuito de fuente regulada $\pm 15V$ y $+5V$ que van a la etapa de control (Tarjeta 1)

En la Figura A2 se ilustra la tarjeta del circuito de fuente regulada $\pm 15V$ y $+5V$ que van a la etapa de control.

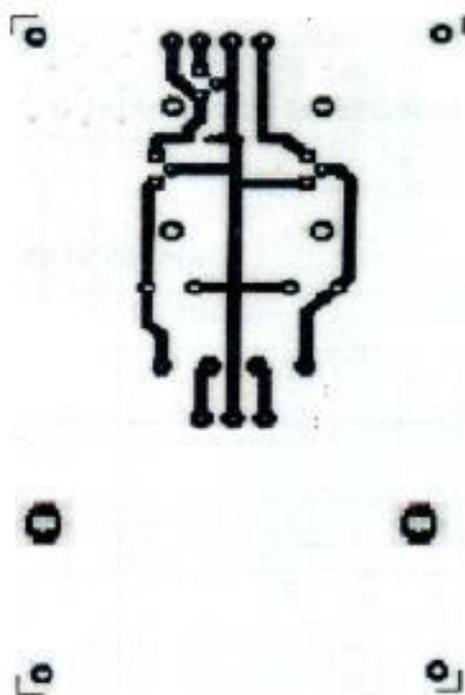


Figura A2. Tarjeta del circuito de fuente regulada $\pm 15V$ y $+5V$ que van a la etapa de control (Tarjeta 1)

La disposición de los elementos de la tarjeta del circuito de fuente regulada $\pm 15V$ y $+5V$ se ilustran en la Figura A3 que van a la etapa de control.

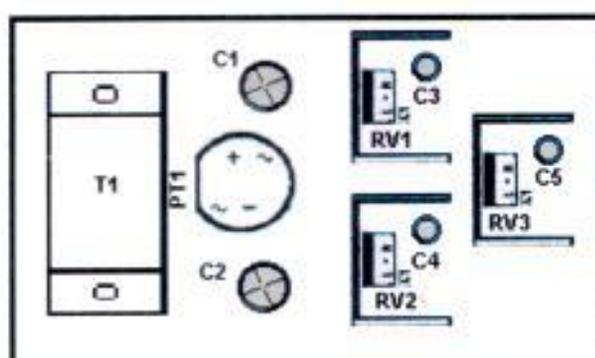


Figura A3. Disposición de los elementos en la Tarjeta 1

2.1.1 Elementos de la Tarjeta 1

Elemento	Cantidad	Característica
Transformador	1	50 V, con tap central
Puente rectificador	1	6 amp
Capacitor	2	3300 μ F
Capacitor	3	100 μ F
Regulador	1	78LM15
Regulador	1	79LM15
Regulador	1	78LM05

2.2 Tarjeta del circuito de fuente +5V (Tarjeta 2 y Tarjeta 3)

En la Figura A4 se ilustra la tarjeta del circuito de una fuente +5V que van a los circuitos acopladores 1 y 2.

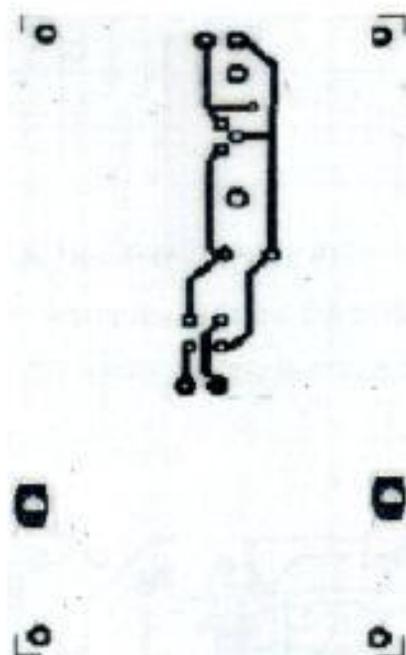


Figura A4. Tarjeta del circuito de la fuente de +5V

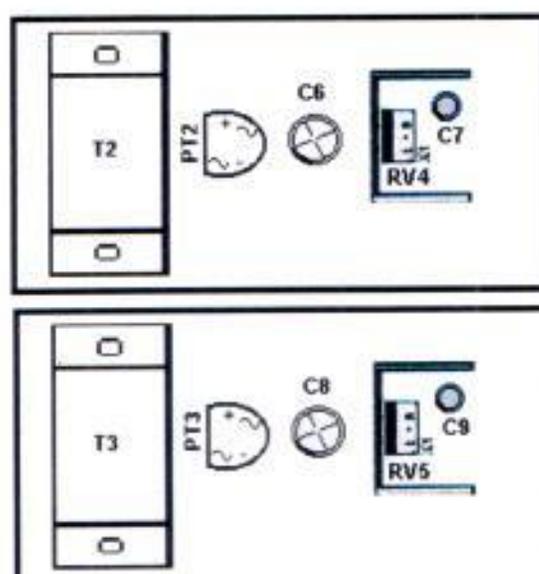


Figura A5. Disposición de los elementos en la Tarjeta 2 y Tarjeta 3

2.2.1 Elementos de la Tarjeta 2 y Tarjeta 3

Elemento	Cantidad	Característica
Transformador	2	120-9 V de salida
Puente rectificador	2	6 amp
Capacitor	2	3300 μF
Capacitor	2	100 μF
Regulador	2	78LM05

2.3 Tarjeta del circuito del control (Tarjeta 4)

En la Figura A6 se muestra las tarjetas del sistema de control. En la cual se encuentra la etapa acoplador y la etapa de control en sí.

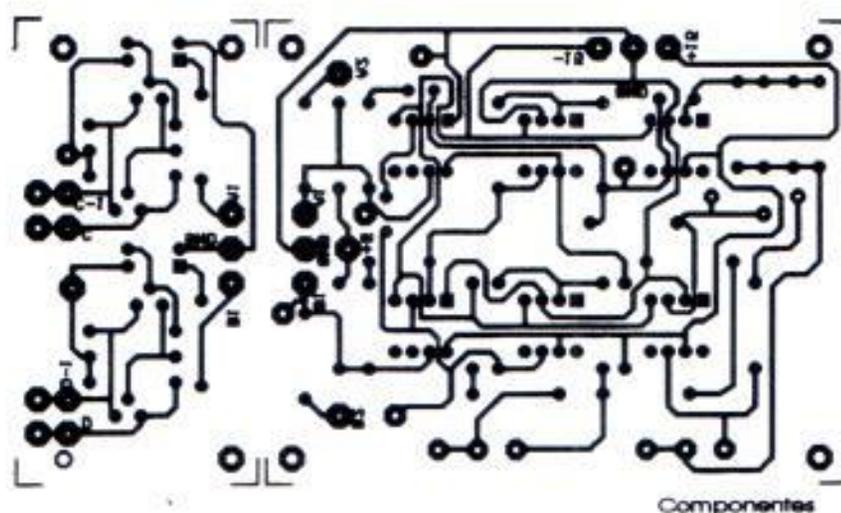


Figura A6. Tarjeta del circuito de control

En la Figura A7 se muestra la disposición de los elementos del sistema de control.

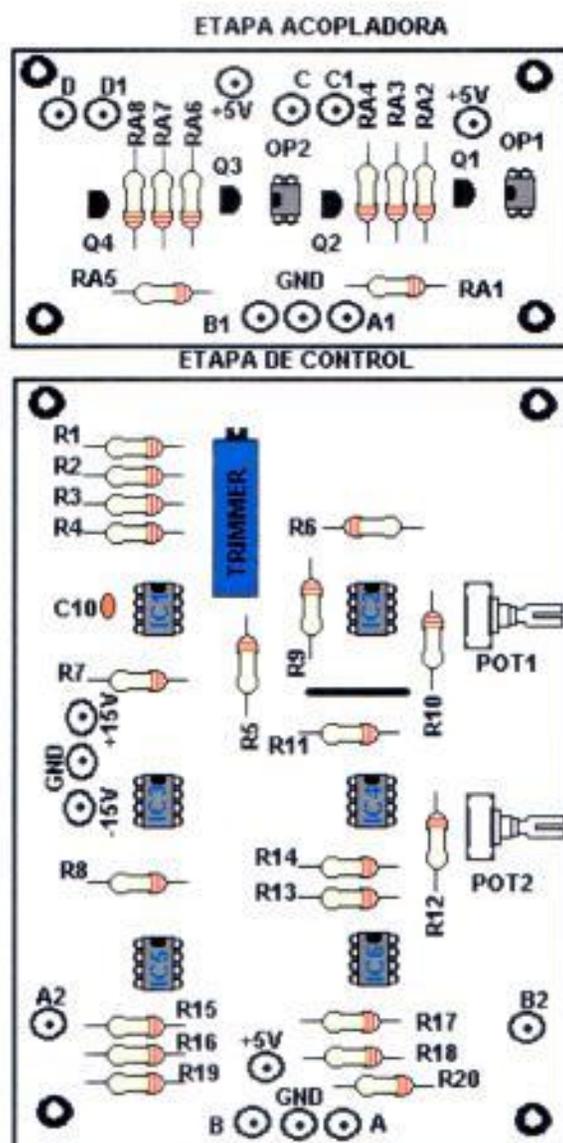


Figura A7. Disposición de los elementos en el circuito de control

2.3.1 Elementos de la Tarjeta 4

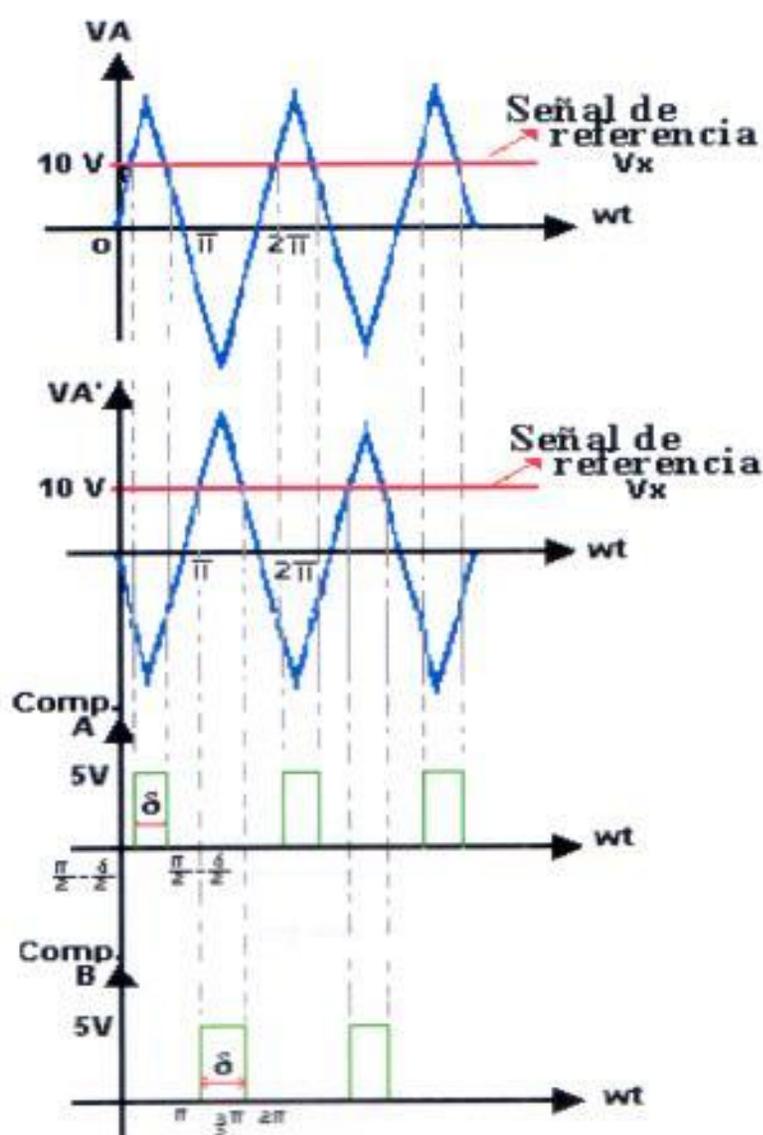
Elemento	Cantidad	Característica
Generador de Onda triangular		
Condensador	1	0.0 μ 1f
Potenciómetro	1	500 K Ω
Trimmer	1	10K Ω
Opamp	1	741
Opamp	1	LM301
Resistencia	3	330 K Ω
Resistencia	1	390 K Ω
Resistencia	2	10K Ω
Etapas de Inversores		
Opamp	2	741
Resistencia	4	10 K Ω
Etapas de Divisor de Voltaje		
Potenciómetro	1	10 K Ω
Resistencia	1	82 Ω
Resistencia	1	4.7 K Ω
Resistencia	2	1 K Ω
Etapas de los Comparadores		
Opamp	2	LM311
Resistencia	2	330 K Ω
Resistencia	4	1 K Ω
Etapas de Acopladora		
Optoacopladores	2	P521
Transistores	4	ECG 123AP
Resistencia	2	100 Ω
Resistencia	6	1K Ω

2.3.2 Gráficas que se pueden obtener de la Tarjeta 4 y Tarjeta 5

Para obtener V_a se debe colocar la punta del osciloscopio en el pin 6 del IC1, mientras que V_a' se la puede obtener en el pin 6 del IC3. La señal de referencia ayuda para la que para la obtención y la modulación del pulso se la puede obtener del pin 6 del IC4.

Las señales comparadoras Comp. A y Comp. B, se las obtiene del pin 7 del IC5 y del pin 7 del IC6 respectivamente.

Las señales que salen de la etapa acopladora son iguales a Comp. A y Comp. B con diferente referencia, la primera se encuentra en el colector de Q2 y se toma en referencia el emisor del Q1, y la segunda se encuentra en el colector de Q4 y se toma en referencia el emisor del Q3.



2.4 Tarjeta del circuito de fuerza (Tarjeta 6)

En la Figura A7 se ilustra la tarjeta 6 perteneciente al circuito de fuerza del Inversor Monofásico.

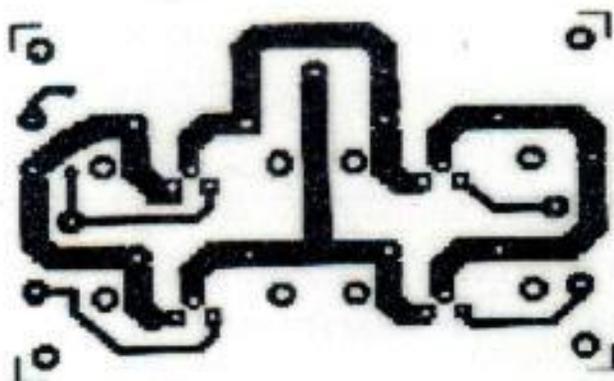


Figura A7. Tarjeta del circuito de fuerza

En la Figura A8 se muestra los elementos de la Tarjeta 6.

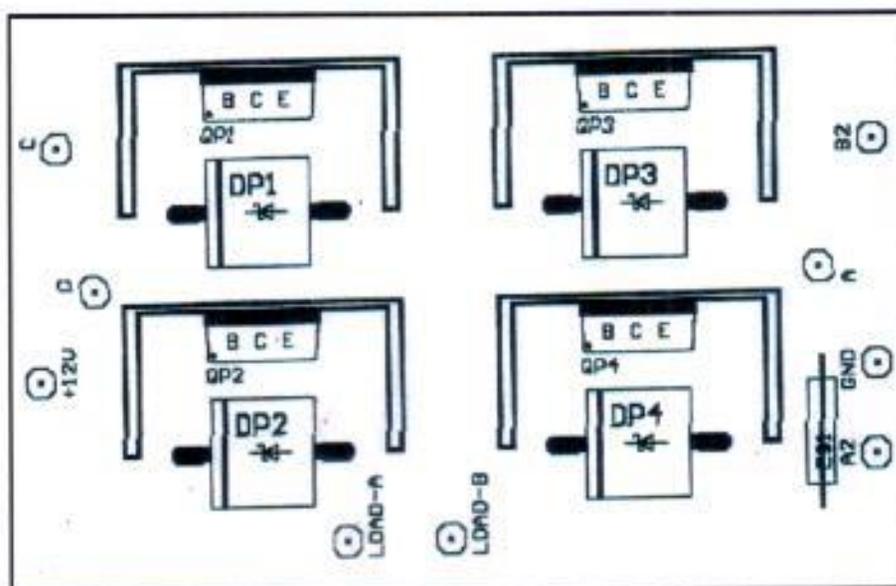


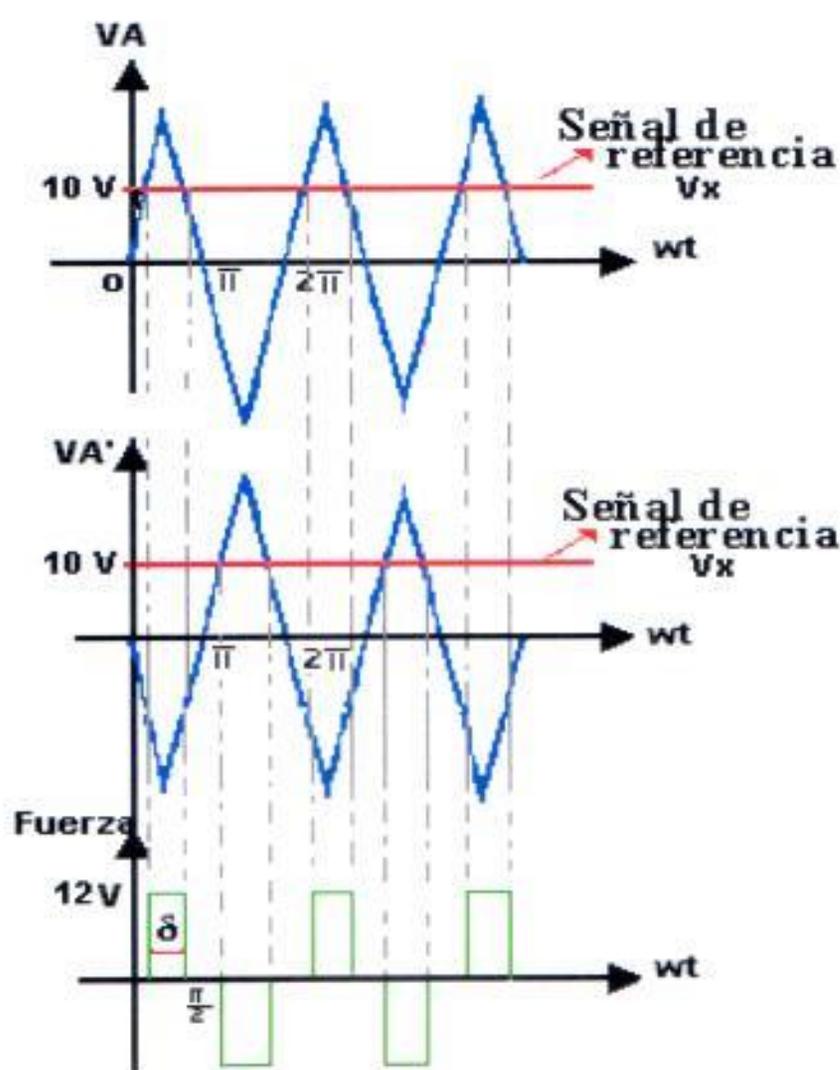
Figura A8. Disposición de los elementos en la tarjeta de fuerza

2.4.1 Elementos de la Tarjeta 6

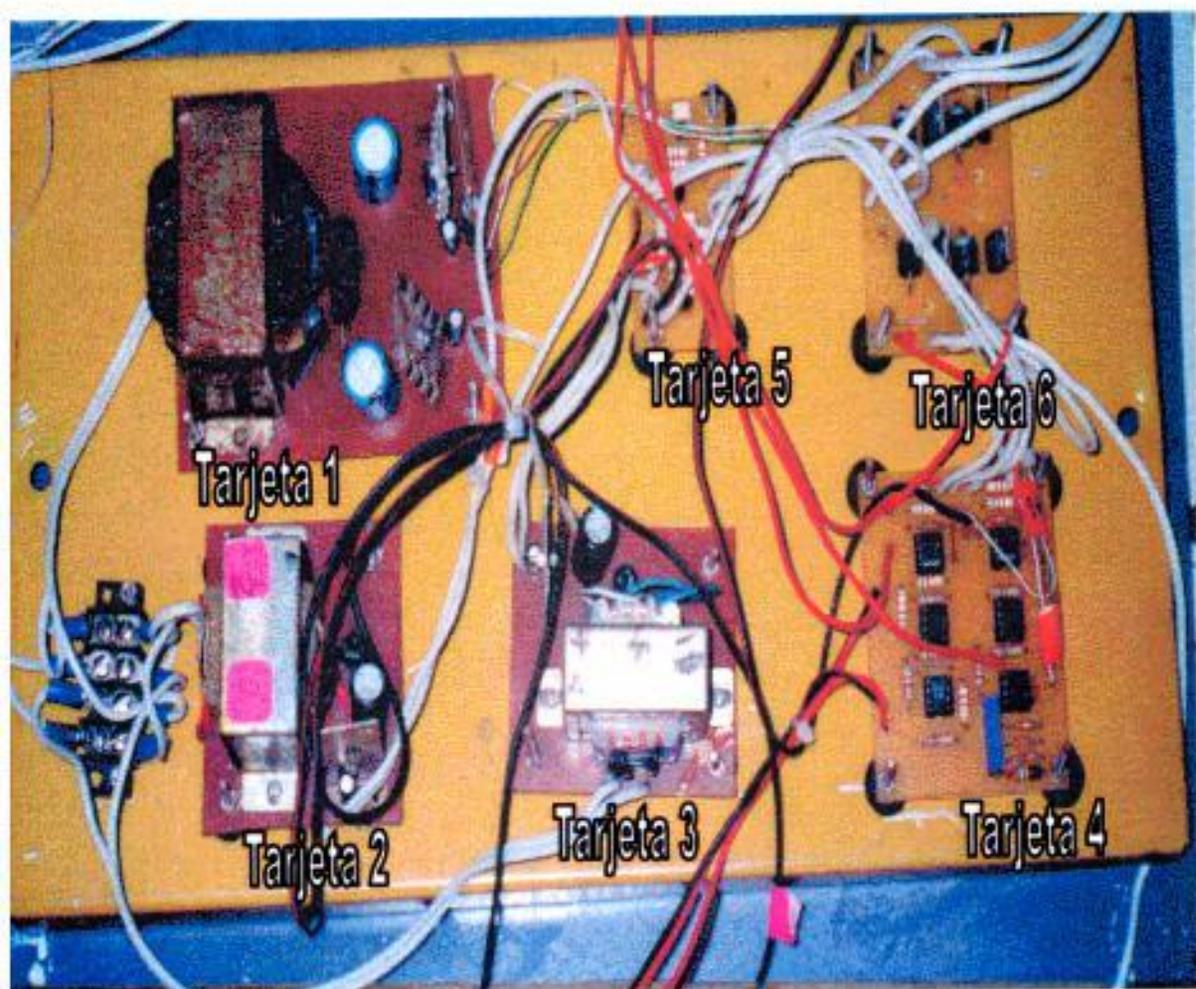
Elemento	Cantidad	Característica
Diodos, D_1 , D_2 , D_3 y D_4	4	6 amp
Transistores de potencia	4	TIP 122
Fuente	1	Batería de 12V
Breaker	1	Monofásico AC 7 amp

2.4.2 Gráficas que se pueden obtener de la Tarjeta 6

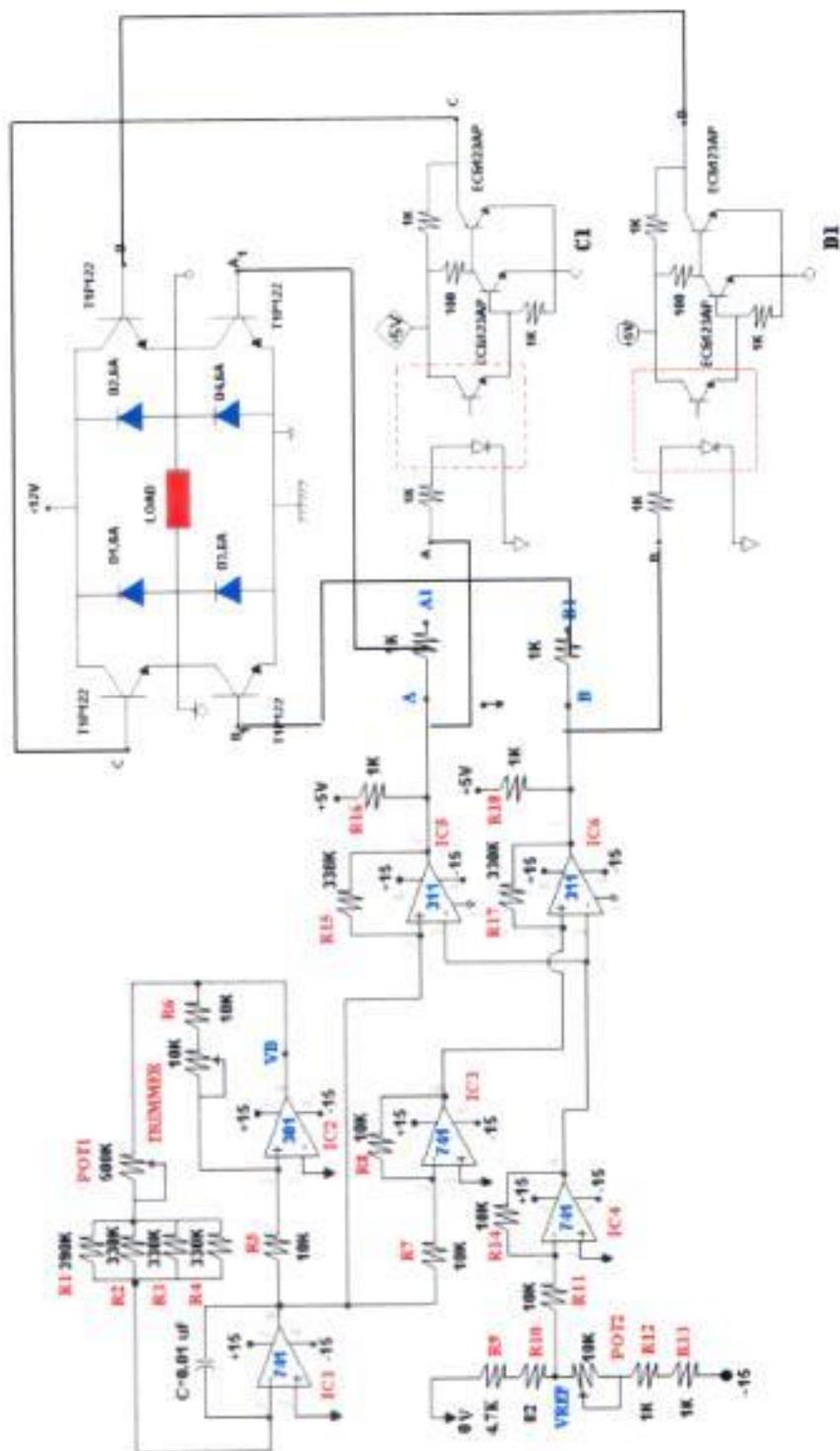
El voltaje que se obtiene a la salida es de 12V AC, y se muestra en la gráfica siguiente.



3. Ubicación de las tarjetas dentro del banco



4. Diagrama general del circuito del "Inversor Monofásico Transistorizado"



BIBLIOGRAFIA

- Dewan, S. And Straughen, A., "POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS", John Wiley & Sons, Indianapolis, 1975.
- Rashid, Mamad M. "ELECTRÓNICA DE POTENCIA", Prentice Hall Hispanoamericana, 1995.
- Coughlin Robert & Drsicoll Frederick, "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados", Cuarta edición.
- www.vulkanusa.com/espanol/acoplador.html
- www.atenea.uindustrial.edu.co/estudiantes/jmayorga/cuarta.html
- www.voltio.ujaen.es/esp/transis.html