



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“Diseño y construcción de un Convertidor DC/AC Trifásico utilizando la Técnica PWM y Control de Frecuencia mediante Microcontrolador”

TOPICO DE GRADUACION

Previa la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: Electrónica y Automatización Industrial

Presentada por:

Omar Castro Iturralde

Javier Guapisaca Lino

Christian Morales Duque

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO
2005

AGRADECIMIENTO

A Dios principalmente por habernos permitido terminar nuestros estudios y a nuestras familias que nunca dejaron de apoyarnos en todo

DEDICATORIA

A NUESTROS PADRES

A NUESTRAS FAMILIA

TRIBUNAL DE GRADUACION

Ing. Miguel Yapur.

SUBDECANO DE LA FIEC

Ing. Efrén Herrera.

DIRECTOR DE TOPICO

Ing. Holger Cevallos.

MIEMBRO PRINCIPAL

Ing. Alberto Larco.

MIEMBRO PRINCIPAL

DECLARACION EXPRESA

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

Omar Castro Iturralde.

Javier Guapisaca Lino.

Christian Morales Duque.

RESUMEN.

Los inversores o convertidores DC/AC son ampliamente utilizados en motores y fuentes de potencia ininterrumpidas (UPS) para equipos de computo, comunicaciones medicina etc. Las técnicas de PWM ofrecen un método conveniente de controlar tanto la amplitud como la frecuencia de salida, así como la distorsión armónica de este último.

El proyecto consiste en implementar un convertidor DC/AC o inversor trifásico transistorizado para desarrollar prácticas en el Laboratorio de Electrónica de Potencia.

El mismo consiste en un módulo de potencia cuya función básica es convertir la potencia DC entregada por la batería de 12 voltios, en potencia AC, esto lo logra al interactuar con el módulo de control, que además se encargará de manejar la velocidad de la carga si la misma fuera un motor de corriente alterna.

La implementación de este proyecto ayudará a reforzar los conocimientos teóricos aprendidos por los estudiantes sobre convertidores DC/AC en la materia de Electrónica de Potencia.

Al inicio de este documento se habla de los conceptos sobre convertidores existentes, tipos de convertidores, fundamentos básicos del inversor y tipos de inversores. Se hace una descripción del circuito de fuerza y sus características, selección de transistores y elementos de protección.

Además se detalla el diseño del módulo de control, características del mismo, la función de los circuitos integrados utilizados, microcontrolador seleccionado y tipo de acoplamiento utilizado que se basa en optoacopladores.

Finalmente se analiza la técnica de modulación de ancho de pulso, tipos de modulación y técnica utilizada. Seguido por la descripción del equipo, materiales utilizados, fuentes y distribución de componentes. Finalmente se realiza las pruebas y resultados experimentales.

INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN	VI
INDICE GENERAL.....	VIII
ABREVIATURAS	XII
SIMBOLOGIA	XIV
INDICE DE FIGURAS.....	XV
INDICE DE TABLAS	XX
INTRODUCCION	1
1. CONCEPTOS SOBRE CONVERTIDORES.....	3
1.1 Convertidores y tipos de convertidores.....	4
1.2 Convertidores DC-AC.....	7
1.3 Fundamentos básicos del inversor.....	8
1.4 Tipos de inversores.....	8
1.4.1 Inversores Monofásicos.....	12
1.4.1.1 Inversores monofásicos de medio puente.....	14
1.4.1.2 Inversores monofásicos de puente completo.....	19
1.5 Inversores Trifásicos.....	22
1.5.1 Inversores trifásicos de puente completo.....	23

2. CIRCUITO DE FUERZA DEL INVERSOR.....	34
21 Descripción General del circuito de fuerza.....	34
2.1.1 Análisis General de los transistores.....	36
2.2 Selección de los transistores de potencia del inversor.....	48
2.3. Tipo de alimentación DC y elementos de protección.....	53
3. DISEÑO DEL MODULO DE CONTROL.....	59
3.1 Introducción.....	59
3.2 Diagrama general de bloques.....	60
3.3 Bloque oscilador controlado por voltaje (VCO).....	61
3.3.1 Descripción del bloque.....	62
3.3.2 Formato de la onda de salida.....	63
3.4 Bloque comparador de señales.....	64
3.4.1 Generador de PWM.....	65
3.4.2 Selección de portadora.....	66
3.5 Bloque Microcontrolador PIC 16F84.....	72
3.5.1 Puertos de Entrada / Salida.....	79
3.5.2 Ondas de salida del microcontrolador.....	81
3.6 Características del Opto acopladores.....	86
3.6.1 Diferentes tipos de opto acopladores.....	87
3.6.2 Selección del opto acoplador.....	91

4. TECNICAS DE MODULACION DE ANCHO DE PULSO.....	93
4.1 Técnicas de modulación de ancho de pulso.....	93
4.1.1 Tipos de modulación.....	93
4.1.2 Modulación de 1 solo pulso.....	94
4.1.3 Modulación de varios pulsos.....	97
4.2 Selección de técnica de modulación a utilizarse.....	101
5. DESCRIPCION DEL EQUIPO.....	102
5.1 Diseño y descripción del Equipo.....	102
5.2 Diseño de la fuente de alimentación.....	102
5.2.1 Fuente de +15v y +5 v.....	103
5.2.2. Fuente de 15v.....	104
5.3 Lista de materiales.....	105
5.4 Distribución y ubicación de los componentes.....	108
6. PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	113
6.1 Fotografías de las señales de entrada del circuito de control...	113
6.2 Fotografías de las señales de salida del circuito de control.....	114
6.3 Fotografías de las señales de voltaje de salida.....	118
6.3.1 Carga resistiva.....	118
6.3.2 Carga resistiva inductiva.....	121

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....124

ANEXOS.

BIBLIOGRAFIAS.

ABREVIATURAS

Vs:	Voltaje de alimentación.
Vo:	Voltaje de salida.
VBE:	Voltaje Base-Emisor.
Io:	Corriente de salida a la carga.
VCE:	Voltaje colector-emisor.
To:	Tiempo de encendido.
w:	Frecuencia.
Van:	Voltaje fase A.
Vbn:	Voltaje fase B.
Vcn:	Voltaje fase c.
Vab:	Voltaje entre fase A y B.
Ic:	Corriente de colector
td:	Tiempo de retardo.
tr:	Tiempo de subida.
tf:	Tiempo de caída.
ton:	Tiempo de encendido.
toff:	Tiempo de apagado.
ts:	Tiempo de almacenamiento.
β_D :	Ganancia de transistor.
Vc:	Voltaje de onda cuadrada.

Vp:	Voltaje de onda triangular o portadora.
VM:	Voltaje de pulsos modulados rectangulares.
Vref:	Voltaje de referencia.
VCO:	Oscilador controlado por Voltaje
Pot:	Potenciómetro.
SP:	Selección de Portadora.
S1:	Interruptor 1.
S2:	Interruptor 2.
CTR:	Relación de transferencia de corriente.
g1-6:	Pulsos de disparo a la base de los transistores.
δ :	Ancho de pulso
p:	Número de pulsos.
fp:	Frecuencia de onda portadora
fm:	Frecuencia de onda modulante.
mf:	Relación de modulación.
Vcc:	Voltaje 5V
Vpp:	Voltaje 12V
Vccf:	Voltaje 15V

SIMBOLOGIA

D:	Diodo.
f:	Frecuencia
L:	inductancia
Q:	Transistor.
R:	Resistencia.
C:	Capacitor.
t:	Tiempo
V:	Voltaje.
W:	Potencia.

INDICE DE FIGURAS

	Pag.
Fig. 1-01: Convertidor DC/DC.....	4
Fig. 1-02: <i>Convertidor AC/DC</i>	6
Fig. 1-03: <i>Convertidor AC/AC</i>	7
Fig. 1-04: <i>Inversor Alimentado por Voltaje</i>	9
Fig. 1-05: <i>Inversor Alimentado por Corriente</i>	10
Fig. 1-06: <i>Características de inversor en Medio Puente</i>	10
Fig. 1-07: <i>Características de Inversor en Puente Completo</i>	11
Fig. 1-08: <i>Características de Inversor Trifásico</i>	11
Fig. 1-09: <i>Circuito del Inversor Monofásico de Medio Puente</i>	14
Fig. 1-10: <i>Gráfica de voltaje y corriente carga resistiva</i>	16
Fig. 1-11: <i>Gráfica de corriente de una carga inductiva</i>	17
Fig. 1-12: <i>Inversor monofásico de Puente completo</i>	19
Fig. 1-13: <i>Formas de onda de un inversor monofásico de puente</i>	21
Fig. 1-14: <i>Formas de onda de una carga inductiva</i>	22
Fig. 1-15: <i>Inversor trifásico de puente completo</i>	23
Fig. 1-16: <i>Formas de onda a 180°</i>	24
Fig. 1-17: <i>Formas de onda para voltajes de fases</i>	26
Fig. 1-18: <i>Circuitos equivalentes de la carga en estrella</i>	28

Fig. 1-19:	<i>Circuitos equivalentes de la carga en conducción a 120°</i>	31
Fig. 1-20:	<i>Formas de onda a 120° y voltaje línea a neutro</i>	32
Fig. 2-01:	<i>Circuito de Fuerza</i>	35
Fig. 2-02:	<i>Tipos de Transistores a) NPN b) PNP</i>	38
Fig. 2-03:	<i>Configuración Colector Común</i>	39
Fig. 2-04:	<i>Configuración Base Común</i>	40
Fig. 2-05:	<i>Configuración Emisor Común</i>	41
Fig. 2-06:	<i>Características de transferencia y operación de un BJT</i>	43
Fig. 2-07:	<i>Transistores en corte y saturación</i>	44
Fig. 2-08:	<i>Intervalos de ton y toff</i>	45
Fig. 2-09:	<i>Circuito Equivalente de el TIP 121</i>	50
Fig. 2-10:	<i>Valores Máximos del TIP 121</i>	52
Fig. 2-11:	<i>Características Eléctricas del TIP 121</i>	53
Fig. 2-12:	<i>Protecciones de los transistores</i>	56

Fig. 3-01:	<i>Diagrama general de bloque</i>	60
Fig. 3-02:	<i>Diagrama circuito oscilador VCO</i>	62
Fig. 3-03:	<i>Ondas de Salida del VCO</i>	63
Fig. 3-04:	<i>Diagrama circuito comparador</i>	64
Fig. 3-05:	<i>Patrones para generar PWM</i>	65
Fig 3-06:	<i>Selección de portadora SP= 6</i>	68
Fig. 3-07:	<i>Selección de portadora SP= 12</i>	69
Fig. 3-08:	<i>Selección de portadora SP= 18</i>	70
Fig. 3-09:	<i>Selección de portadora SP= 24</i>	71
Fig. 3-10:	<i>PIC Microcontrolador</i>	73
Fig. 3-11:	<i>Oscilador RC</i>	77
Fig. 3-12:	<i>Oscilador XT</i>	78
Fig. 3-13:	<i>Forma de onda para portadora 6</i>	82
Fig. 3-14:	<i>Forma de onda para portadora 12</i>	83
Fig. 3-15:	<i>Forma de onda para portadora 18</i>	84
Fig. 3-16:	<i>Forma de onda para portadora 24</i>	85
Fig. 3-17:	<i>Funcionamiento de un optoacoplador</i>	86
Fig. 3-18:	<i>Optoacoplador con salida por transistor BJT</i>	88
Fig. 3-19:	<i>Optoacoplador con salida por transistor en Darlington</i>	88

Fig. 3-20:	Optoacoplador con salida por puerta lógica NAND	89
Fig. 3-21:	Optoacoplador con salida por FET	89
Fig. 3-22:	Optoacoplador con salida por SCR	90
Fig. 3-23:	Optoacoplador con salida por TRIAC	90
Fig. 3-24:	Optoacoplador con salida por TRIAC de cruce por cero	91
Fig. 4-01:	<i>Gráfica de ondas para modulación de un solo pulso</i>	96
Fig. 4-02:	<i>Gráfica de ondas para modulación de pulso múltiple</i>	98
Fig. 5-01:	<i>Circuito fuentes +5 V y +12V</i>	103
Fig. 5-02:	<i>Fuente +15V</i>	104
Fig. 5-03:	<i>Circuito de control</i>	109
Fig 5-04:	<i>Etapa aisladora</i>	110
Fig. 5-05:	<i>Fuentes de Alimentación</i>	111
Fig. 5-06:	<i>Circuito de fuerza</i>	112
Fig. 6-01:	<i>Entrada al Pic16F84 Señal de Control de ancho de Pulso</i> ...	113
Fig. 6-02:	<i>Entrada del Pic16 F84 Señal de control de Frecuencia</i>	114
Fig. 6-03:	<i>Salida del Pic16 F84 Señal de Salida A</i>	114

Fig. 6-04:	<i>Salida del Pic16 F84 Señal de Salida B</i>	115
Fig. 6-05:	<i>Salida del Pic16 F84 Señal de Salida C</i>	115
Fig. 6-06:	<i>Salida del Pic16 F84 Señal de Salida A Negado</i>	116
Fig. 6-07:	<i>Salida del Pic16 F84 Señal de Salida B Negado</i>	116
Fig. 6-08:	<i>Salida del Pic16 F84 Señal de Salida C Negado</i>	117
Fig. 6-09:	<i>Carga Resistiva Voltaje Fase A</i>	118
Fig. 6-10:	<i>Carga Resistiva Voltaje Fase B</i>	118
Fig. 6-11:	<i>Carga Resistiva Voltaje Fase C</i>	119
Fig. 6-12:	<i>Carga Resistiva Voltaje VAB</i>	119
Fig. 6-13:	<i>Carga Resistiva Voltaje VAC</i>	120
Fig. 6-14:	<i>Carga Resistiva Voltaje VBC</i>	120
Fig. 6-15:	<i>Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VA</i>	121
Fig. 6-16:	<i>Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VB</i>	121
Fig. 6-17:	<i>Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VC</i>	122
Fig. 6-18:	<i>Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VAB</i>	122
Fig. 6-19:	<i>Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VAC</i>	123
Fig. 6-20:	<i>Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VBC</i>	123

INDICE DE TABLAS

	Pag.
Tabla. 3-01: Descripción de pines de PIC.....	74
Tabla. 3-02: <i>Capacidad de corriente del PIC</i>	76
Tabla. 5-01: <i>Lista elementos del circuito de control</i>	105
Tabla. 5-02: <i>Lista elementos de etapa aisladora</i>	107
Tabla. 5-03: <i>Lista elementos de la fuente</i>	107
Tabla. 5-04: <i>Lista elementos del circuito de fuerza</i>	108

INTRODUCCION

Los inversores tienen grandes aplicaciones, entre las principales encontramos: las fuentes de alimentación ininterrumpidas y el control de la velocidad de los motores AC al permitir variar la frecuencia en el voltaje de salida que alimenta el motor.

En nuestro proyecto se realiza un módulo de control que es el encargado de realizar la modulación de ancho de pulso y esta basado en un VCO (Oscilador Controlado por Voltaje), circuito comparador y microcontrolador PIC 16F84, el cual se encargará de recibir dos señales.

La primera es una señal cuadrada V_c que proviene directamente del VCO. La segunda es una señal cuadrada llamada V_m (onda moduladora), que es el resultado de la comparación de una señal de referencia obtenida en un divisor de voltaje V_{ref} y una señal triangular V_p que proviene del VCO

Aquí se puede aclarar que el VCO genera una onda cuadrada V_C y una triangular V_p , y las ondas que ingresan al PIC son la onda cuadrada V_c y la onda modulada V_m .

Para su operación el convertidor requiere ser alimentado por fuentes independientes de 5V y 12 V para el módulo de control y de 15 V para la etapa aisladora. Para la etapa de fuerza se utilizará una batería externa de 12 Voltios DC.

La etapa de fuerza esta constituida por seis transistores TIP 121 de potencia, los cuales se encuentran gobernados por las señales A, B, C y sus respectivos complementos $-A$, $-B$, $-C$.

CAPITULO 1

CONCEPTO SOBRE CONVERTIDORES

Los Convertidores son dispositivos utilizados actualmente en las operaciones de tipo industrial donde se requiere el uso de motores, ya sean estos AC como DC. Anteriormente los motores funcionaban conectados directamente a la fuente de alimentación AC o DC, con estas condiciones el motor se encuentra operando sujeto a la naturaleza de la carga para un voltaje de alimentación fijo, es por eso el uso de Convertidores en la industria, los cuales tienen un voltaje que se ajusta a las necesidades y al tipo de carga que se va a manejar con un buen control de torque y ahorro de energía.

1.1 Convertidores y tipos de convertidores.

Existen algunos tipos de convertidores utilizados para diferentes aplicaciones industriales y se clasifican de la siguiente manera:

Convertidor DC-DC o Troceador: Conocido como Pulsador o regulador de conmutación el cual es mostrado en la siguiente figura

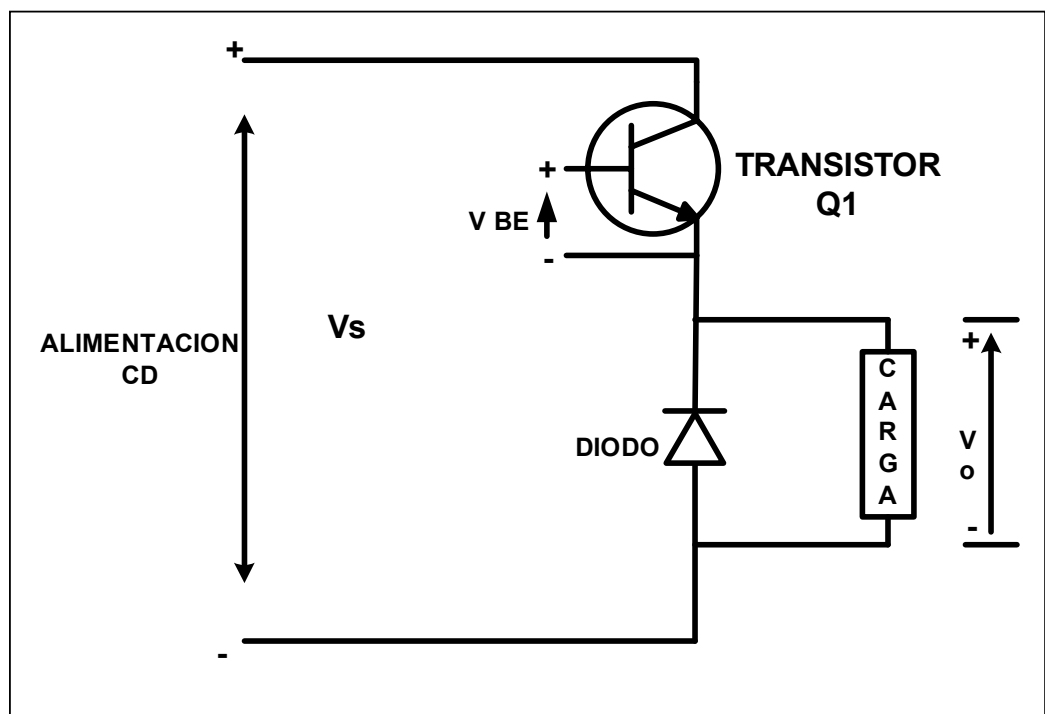


FIGURA 1.1 Convertidor DC/DC

El circuito tiene un voltaje de alimentación DC y un voltaje DC promedio en la salida. Esto se logra mediante la variación del tiempo de conducción del transistor Q1.

Convertidor DC-AC o Inversor: Consiste en obtener voltaje alterno de un voltaje de alimentación directa esto se logra mediante el uso de unos dispositivos de conmutación y la variación del tiempo de conducción de los mismos, mas adelante en este capítulo se tendrá detalles de este tipo de convertidores.

Convertidor AC-DC o Rectificador: Este circuito convierte voltaje alterno en directo, existen los no controlados que utilizan diodos y los controlados que utilizan tiristores en este caso el valor promedio del voltaje de salida se puede controlar variando el tiempo de conducción de los mismos.

El circuito es mostrado en la figura 1.2

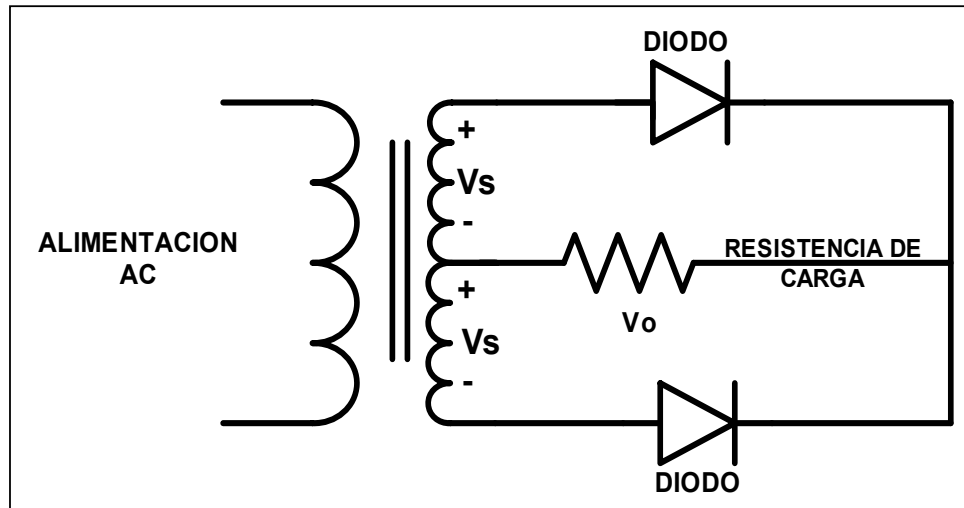


FIGURA 1.2 Convertidor AC/DC

Convertidor AC-AC o Ciclo Convertidores: Es un cambiador de frecuencia que convierte la potencia de ca a una frecuencia en potencia ac a otra frecuencia, mediante conversión de ca a ca, el circuito es mostrado en la figura 1.3.

La mayor parte de los ciclo convertidores son de conmutación natural, estando la frecuencia de salida máxima limitada a un valor que es solo una fracción de la frecuencia de la fuente. Como resultado la aplicación de mayor importancia de los ciclo convertidores son los motores ca de baja velocidad.

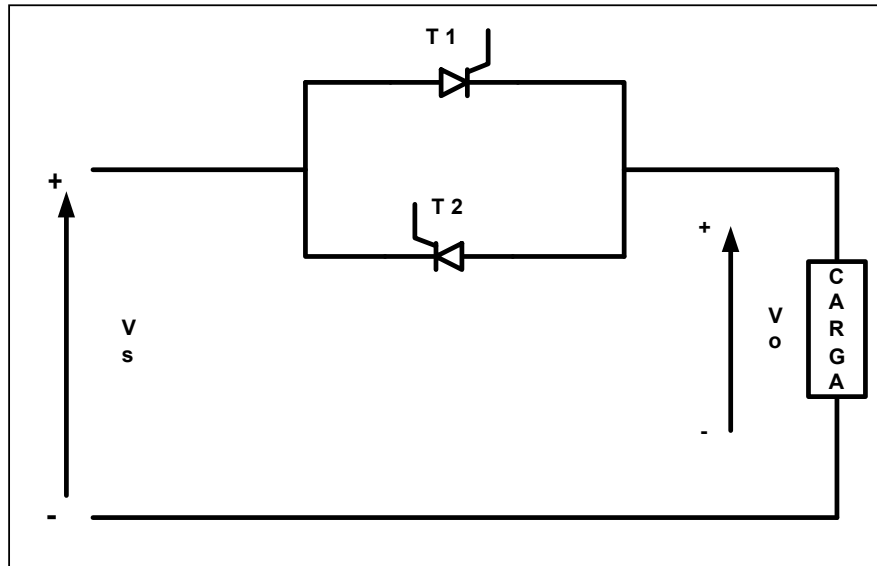


FIGURA 1.3 Convertidor AC/AC

1.2 Convertidores DC-AC

Los convertidores de DC-AC se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en DC a un voltaje salida AC.

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como la propulsión de motores de AC de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las alimentaciones ininterrumpidas de potencia.

1.3 Fundamentos básicos del Inversor

La función principal de un inversor es la de convertir un voltaje directo en alterno, esto se logra mediante el uso de semiconductores como los SCR, IGBT y transistores de potencia los cuales actúan como interruptores que permiten conectar la carga alternadamente a los polos positivos y negativos de la alimentación DC, con lo cual esta ve un voltaje alterno.

Para poder sincronizar el encendido y apagado de esos dispositivos se utiliza un bloque de control basado en circuitos analógicos, circuitos digitales o microcontroladores.

1.4 Tipos de inversores

Hemos clasificado los inversores de la siguiente manera:

Según su tipo de entrada:

- ***Inversor Alimentado por Voltaje*** o sus siglas VSI (Voltaje Source Inverters), son los más usados en el control de velocidad de motores y en sistema de respaldo de energía eléctrica. Los VSI

realizan el control por medio de la técnica de Modulación de Ancho de Pulso (PWM) y otros lo hacen por conmutación forzada.

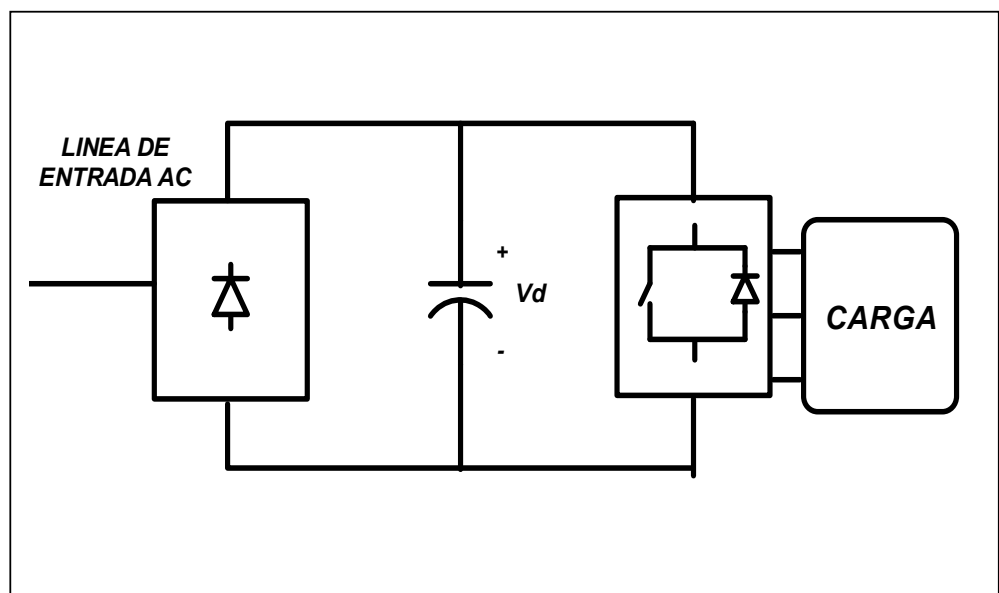


FIGURA 1.4 Inversor Alimentado por Voltaje

- **Inversor Alimentado por Corriente** o sus siglas CSI (Current Source Inverters), tiene su aplicación mas común en equipos que tienen una alta potencia donde se requiere un gran flujo de corriente para su funcionamiento.

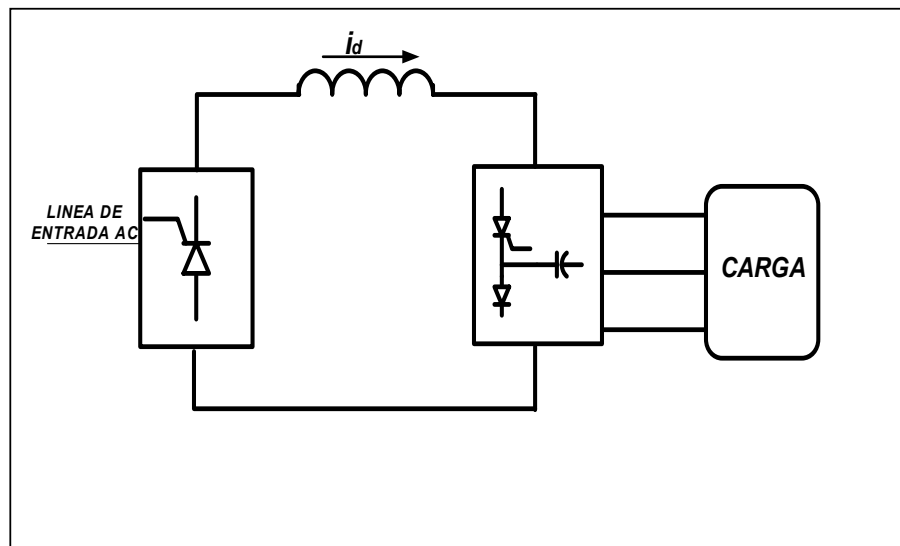


FIGURA 1.5 Inversor Alimentado por Corriente

Según el tipo de salida de voltaje alterno que tengan:

- **Inversores Monofásicos** los cuales tenemos:

Medio Puente

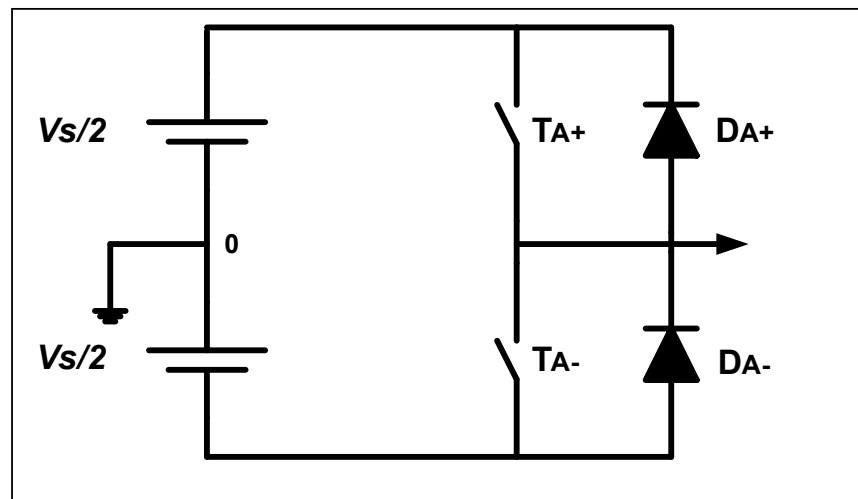


FIGURA 1.6 Características de inductor en Medio Puente

Puente Completo

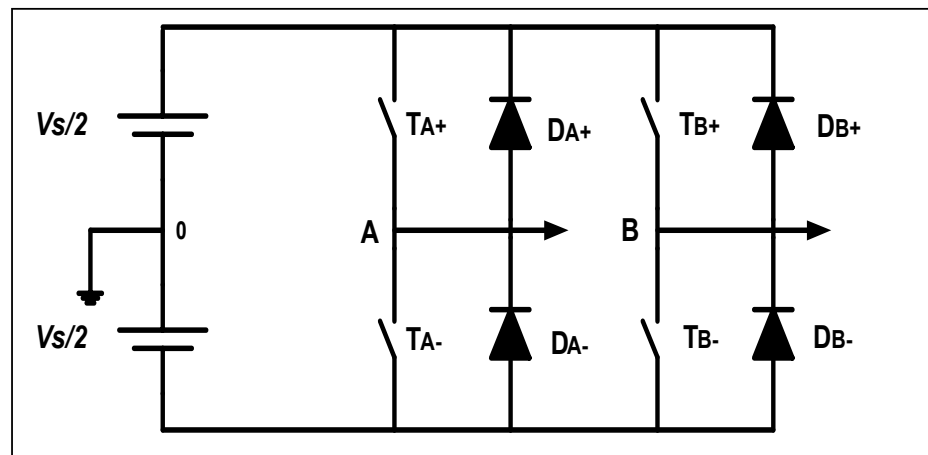


FIGURA 1.7 Características de Inversor en Puente Completo

- **Inversores Trifásicos**

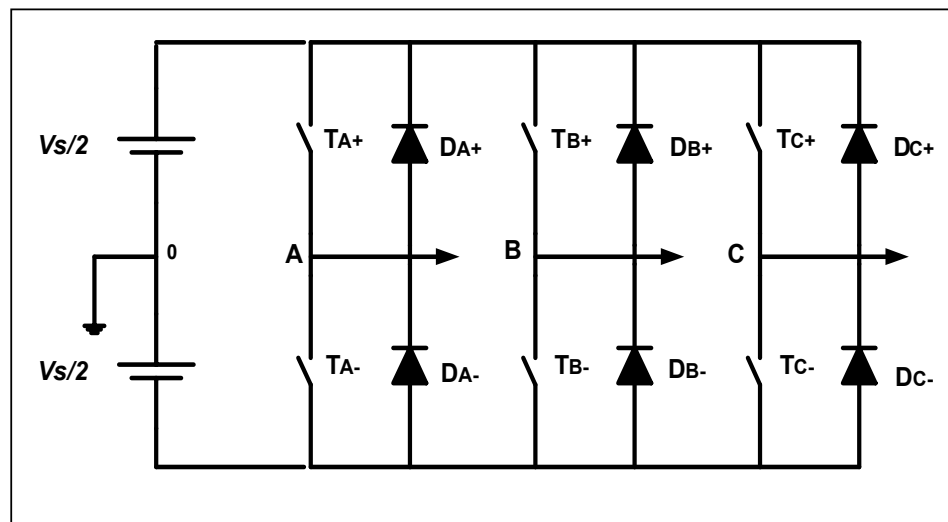


FIGURA 1.8 Características de Inversor Trifásico

Algunos clasifican a los inversores por el tipo de elementos semiconductores utilizados en su etapa de fuerza como los siguientes:

- Tiristores
- Transistores de Potencia
- Dispositivo MOS de Potencia
- GTO

Otros los clasifican de acuerdo a su configuración:

- Medio Puente
- Puente Completo

1.4.1 Inversores Monofásicos

Los convertidores de corriente directa a corriente alterna se los conoce como inversores, la función de estos es cambiar un voltaje de entrada en dc a un voltaje de salida en ac que sea con la magnitud, frecuencia deseada y además simétrico.

El voltaje y la frecuencia de salida tienen las características de fijas o variables dependiendo de su uso. Si el voltaje de entrada dc se

modifica y la ganancia del inversor se mantiene constante entonces es posible obtener en la salida un voltaje variable.

Otra forma de tener un voltaje variable a la salida es variando la ganancia del inversor y tener un voltaje dc en la entrada que sea fijo y no controlable.

La ganancia del inversor se la define como la relación entre el voltaje de salida en ac y el voltaje de entrada en dc. La variación de la ganancia del inversor se la logra mediante la modulación de ancho de pulso (PWM)

Idealmente el voltaje de salida en ac debe tener un forma senoidal, pero en la realidad no es así tiene una forma cuadrada o casi cuadrada y además contiene ciertas armónicas.

En aplicaciones de mediana y baja potencia la forma de onda cuadrada puede ser aceptada pero para aplicaciones de alta potencia no.

Para las aplicaciones de alta potencia se debe utilizar dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad y así obtener una onda con bajo contenido de armónicos.

Los inversores monofásicos se pueden clasificar básicamente en dos tipos:

Inversor monofásico de medio puente.

Inversor monofásico de puente completo.

1.4.1.1 Inversores monofásicos de medio puente

Los inversores monofásicos de medio puente esta constituido por dos interruptores los cuales pueden ser tiristores, transistores de potencia o IGBT. En este caso vamos a utilizar transistores de potencia.

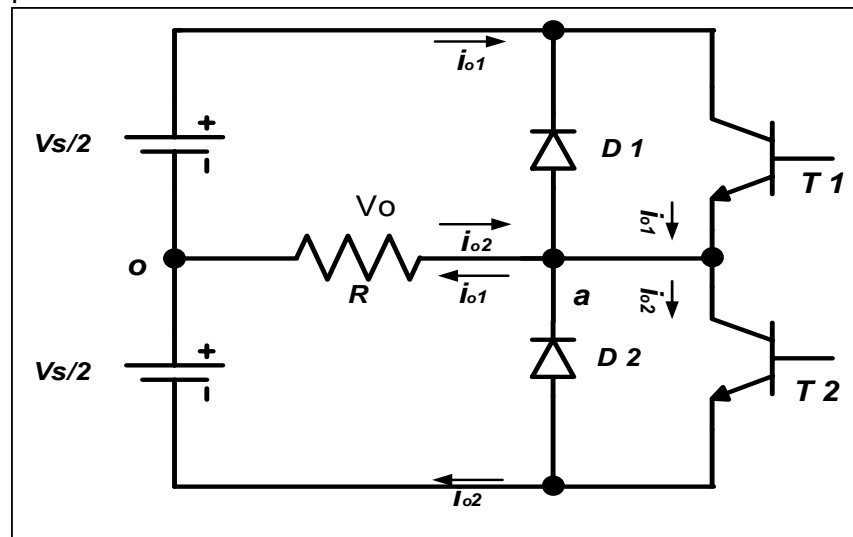


FIGURA 1.9 Circuito del Inversor Monofásico de Medio Puente

La figura 1.9 representa un inversor monofásico de medio puente transistorizado.

El inversor está constituido de dos transistores de potencia, cuando el transistor T1 se encuentra encendido y el transistor T2 apagado durante el tiempo $T_0/2$, el voltaje instantáneo a través de la carga V_0 es $V_s/2$. Cuando el transistor T2 está encendido y el transistor T1 apagado durante el tiempo $T_0/2$, el voltaje que aparece a través de la carga es $-V_s/2$.

El circuito de control debe diseñarse de tal forma que los transistores T1 y T2 no estén encendidos simultáneamente, debido a que este produciría un corto circuito.

Este tipo de inversor requiere de una fuente de corriente continua, cuando uno de los transistores está inactivo su voltaje inverso es V_s y no $V_s/2$.

Con la ecuación (1-1) se puede calcular el voltaje RMS de salida.

$$V_0 = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_s^2}{2} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (1-1)$$

La gráfica 1.10 representa las ondas de los voltajes de salida y las corrientes de los transistores cuando se está usando carga resistiva.

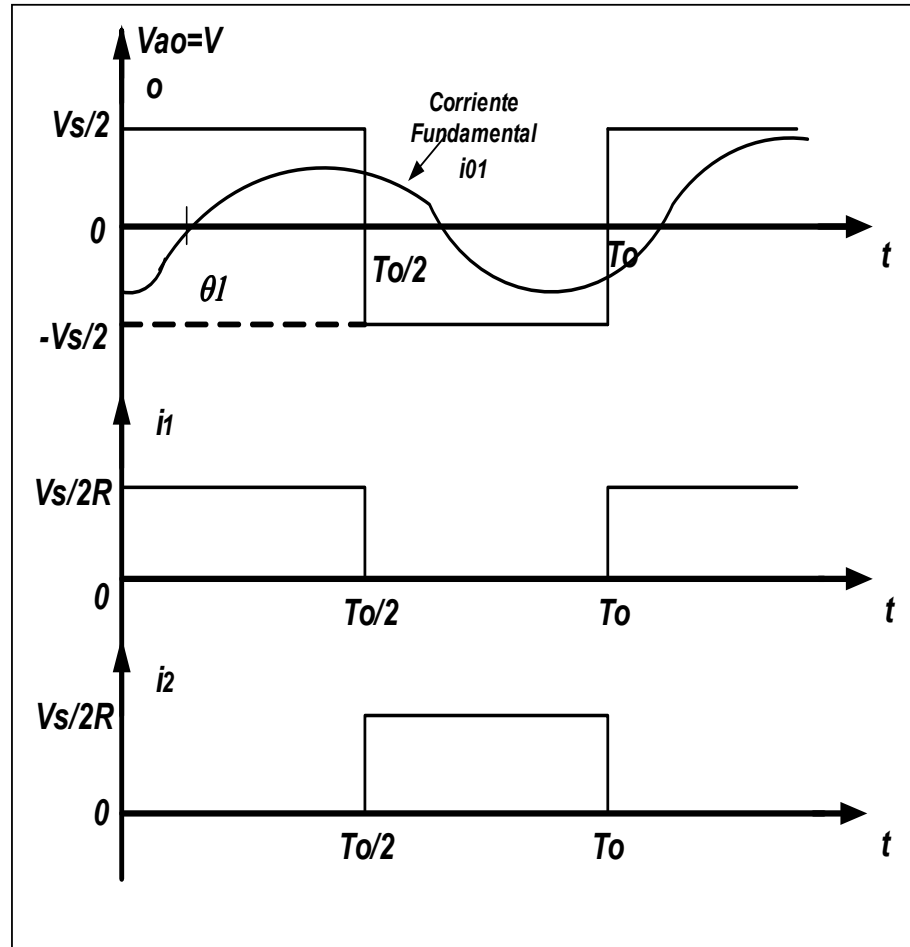


FIGURA 1.10 Gráfica de voltaje y corriente carga resistiva

Cuando la carga es inductiva la corriente no puede cambiar tan rápido con el voltaje de salida. Si T1 se desactiva en el tiempo $T_o/2$,

la corriente de la carga seguirá fluyendo a través del circuito formado por el diodo D2, la mitad inferior de la fuente de corriente directa y la carga, hasta que la corriente llegue a cero.

De la misma forma, cuando T2 se desactiva en el tiempo T_0 , la corriente de la carga seguirá fluyendo a través del circuito formado por el diodo D1, la mitad superior de la fuente de corriente directa y la carga.

Los diodos D1 y D2 son llamados *diodos de realimentación* debido a que cuando estos conducen la energía es realimentada a la fuente de corriente directa. La figura 1.11 representa la corriente de una carga inductiva y además muestra los intervalos de conducción tanto de los diodos como de los transistores.

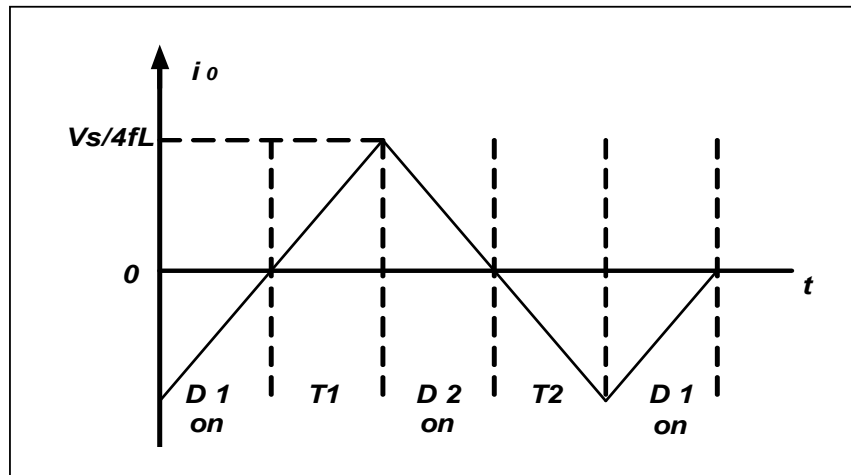


FIGURA 1.11 Gráfica de corriente de una carga inductiva

El voltaje instantáneo de salida se expresa en una serie de Fourier con la ecuación (1-2) donde $\omega = 2\pi f_0$ es la frecuencia del voltaje de salida en radianes/segundos.

El voltaje $V_0 = 0$ cuando $n = 2, 4, \dots$

$$V_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (1-2)$$

Para $n = 1$, la ecuación (1-2) proporciona el valor rms de la componente fundamental como

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

Para una carga RL, la corriente instantánea de la carga i_o se puede determinar a partir de la ecuación (1-3)

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

Cuando I_o es el valor de la corriente de la componente fundamental de la carga ($n = 1$) la ecuación (1-3) queda:

$$i_{o1} = \left(\frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \right)^2$$

1.4.1.2 Inversores monofásicos de Puente Completo

Este tipo de inversor tienen circuito el de fuerza formado por cuatro semiconductores los cuales pueden ser tiristores, transistores de potencia, IGBT y SCR entre otros, estos actúan como pulsadores y se encienden según el diseño de el circuito de control para su funcionamiento.

La figura 1.12 muestra el circuito de fuerza de un inversor monofásico de puente completo.

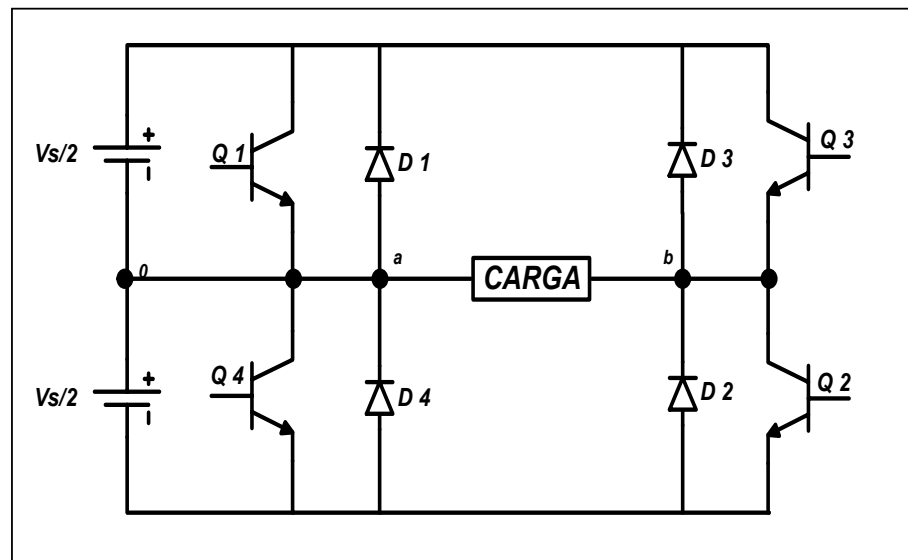


FIGURA 1.12 Inversor monofásico de Puente completo

Los transistores Q1 y Q2 se activan simultáneamente entonces en ese momento el voltaje de entrada V_s es el que esta presente en la carga. En cambio cuando Q3 y Q4 se activan, el voltaje a través de la carga es $-V_s$ que es el valor inverso del voltaje de entrada.

La ecuación (1-4) sirve para determinar el valor rms de el voltaje de salida.

$$V_0 = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (1-4)$$

La ecuación (1-5) es el valor de el voltaje instantáneo expresado como una serie de Fourier

$$V_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t \quad (1-5)$$

El valor rms de la componente fundamental se la calcula evaluando para $n=1$ la ecuación (1-5)

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.9v_s$$

La figura 1.13 representa las ondas de los voltajes de salida y las corrientes de los transistores cuando se esta usando carga resistiva.

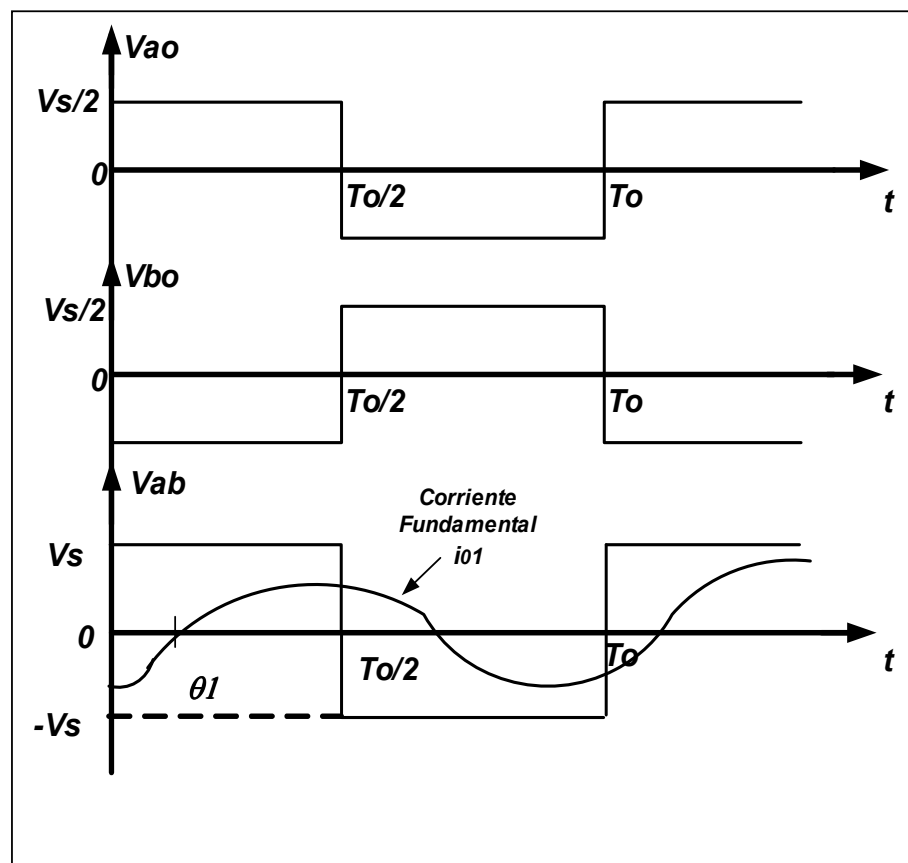


FIGURA 1.13 Formas de onda de un inversor monofásico de puente

La figura 1.14 muestra la forma de onda de una carga inductiva y además los intervalos de conducción de los diodos y transistores.

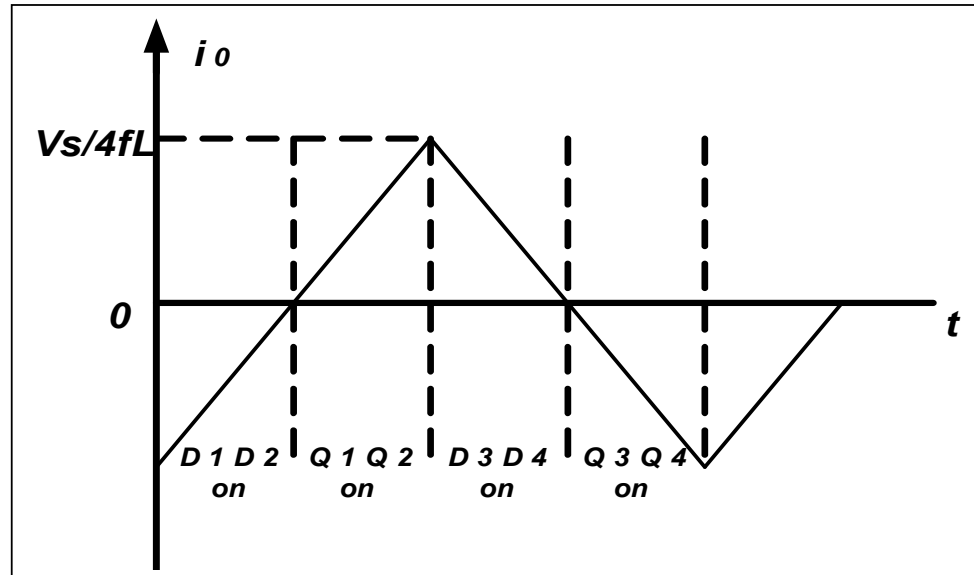


FIGURA 1.14 Formas de onda de una carga inductiva

1.5 Inversores Trifásicos

Los inversores trifásicos se utilizan en aplicaciones de alta potencia es decir para usos industriales o en el manejo de una carga de alta inercia en los cuales es necesario tener una disminución en las corrientes de arranque y una mayor eficiencia durante el funcionamiento del motor.

Se puede crear un inversor trifásico conectando en paralelo tres inversores monofásicos de medio puente o de puente completo las señales de compuerta entre los inversores monofásicos se deben

adelantarse o retrasarse 120 grados uno con respecto al otro para obtener un voltaje trifásico balanceado.

Esta configuración se la realiza con tres transformadores monofásicos donde los lados primarios se aíslan unos del otro y los secundarios se conectan en estrella.

Es más común utilizar una configuración de seis transistores y seis diodos para obtener una salida trifásica. En el mercado se encuentra una variedad de marcas con este tipo de configuración.

1.5.1 Inversores Trifásicos de Puente Completo

El inversor trifásico de puente completo formado por seis transistores y seis diodos es mostrado en la figura 1.15

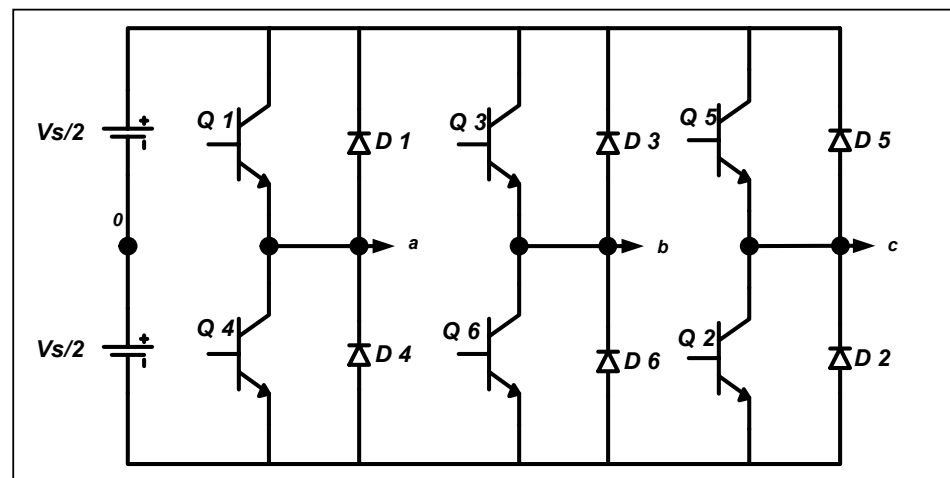


FIGURA 1.15 Inversor trifásico de puente completo

Generalmente a los transistores se les aplica dos tipos de señales de control. Estas son: conducción a 180° grados o conducción a 120° grados.

Conducción a 180° : En este caso la señal de control que se aplica hace que cada transistor conduzca durante 180° grados.

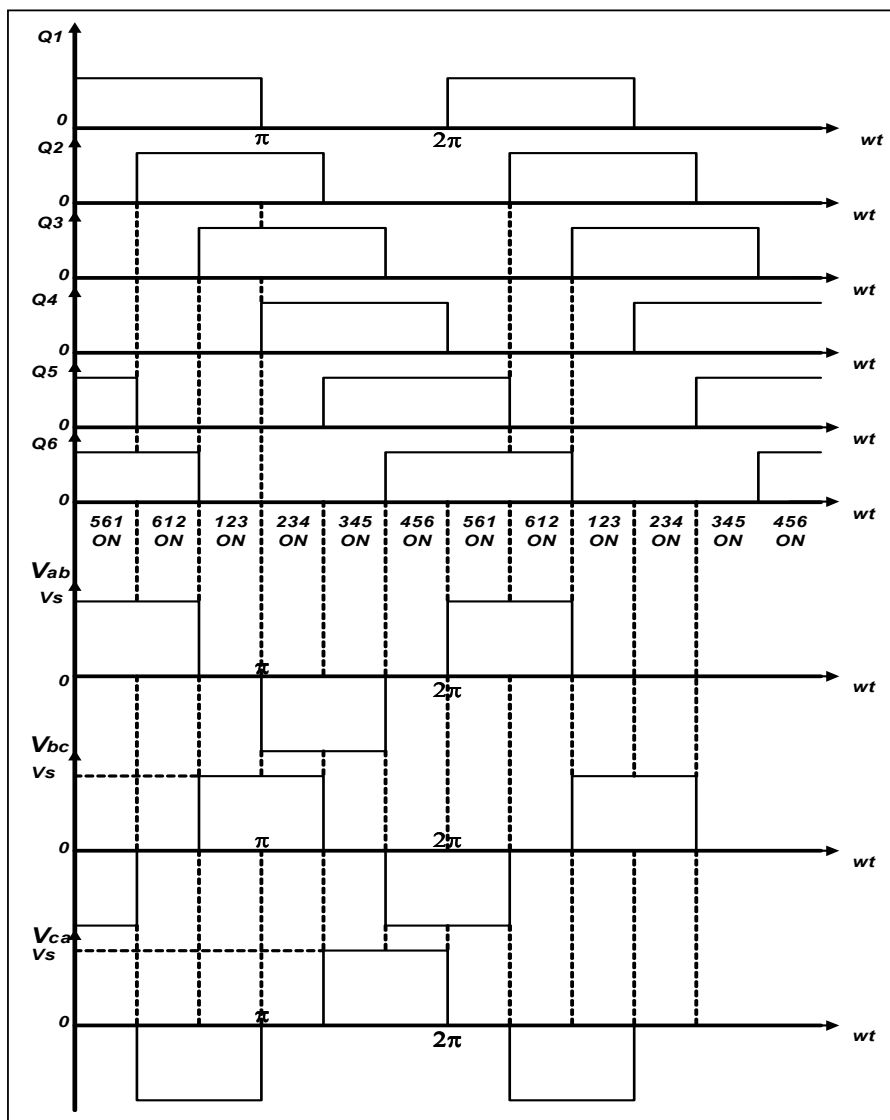


FIGURA 1.16 Formas de onda a 180°

En un instante de tiempo correspondiente a 180° se mantendrán encendidos tres transistores, en la figura 1.16 se observa las señales de excitación de cada transistor y los voltajes línea a línea que se forman.

Cuando es activado el transistor Q1 la terminal positiva de el voltaje de entrada se conecta con la terminal a en cambio cuando es activado el transistor Q4 la terminal negativa de el voltaje de entrada se conecta con la terminal a .

En cada ciclo que comprende 360° grados existen seis modos de operación, cada uno de estos modos dura 60° .

En la figura 1.16 se puede observar esto, en donde se representa cada modo numerando los transistores según su secuencia de excitación por ejemplo cuando están encendidos los transistores Q1, Q2 y Q3 se representa como 123 y esto es igual para todos los transistores.

En un ciclo los seis modos de excitación tienen la siguiente secuencia: 561, 612, 123, 234, 345, 456 y luego se repite de nuevo en el siguiente ciclo.

La carga puede ser conectada en estrella o en delta, conectando la carga en estrella podemos observar en cada modo la forma de onda

que se obtiene en el voltaje línea a neutro y además encontrar las corrientes correspondientes a cada línea.

En la figura 1.17 se observa los voltajes de línea a neutro o voltaje de fase.

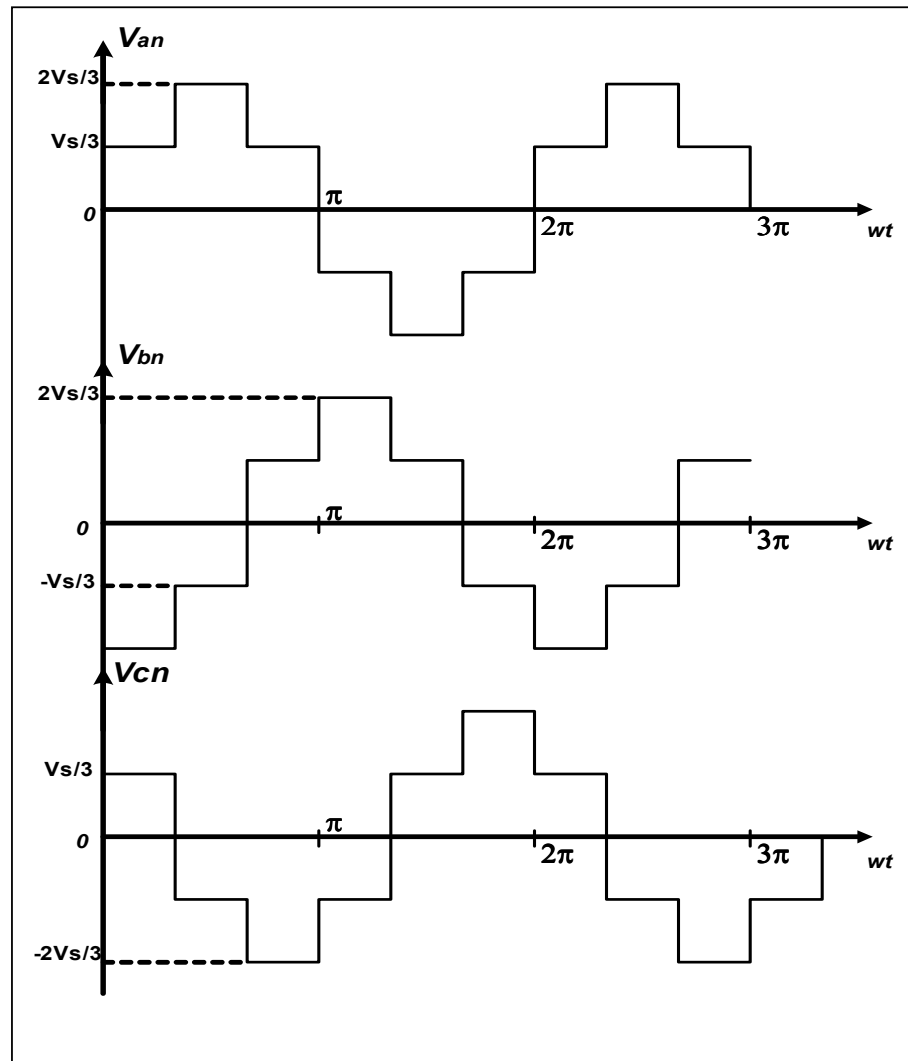


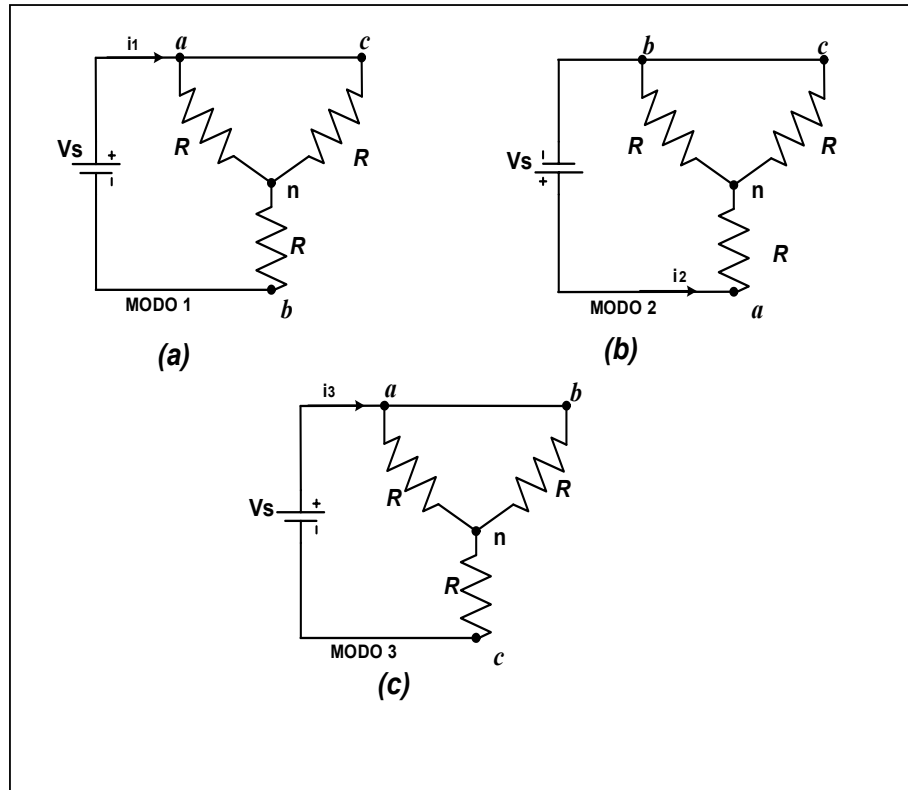
FIGURA 1.17 Formas de onda para voltajes de fases

El valor de los voltajes de fase se los obtiene por medio de los circuitos equivalentes de la carga conectada en estrella y analizados en un semiciclo, el cual esta formado por tres modos.

El modo 1 es cuando se encuentran encendidos los transistores 5,6 y 1, dura 60° grados es decir de 0° a $\pi/3$ en este modo las terminales a y c están conectadas a la terminal positiva de el voltaje de entrada y la terminal b al lado negativo, esto se observa en la figura 1.18(a).

El modo 2 es cuando se encuentran encendidos los transistores 6,1 y 2, dura de $\pi/3$ a $2\pi/3$ en este modo las terminales b y c están conectadas con la terminal negativa de la fuente de el voltaje de entrada y la terminal a con el lado positivo, esto se observa en la figura 1.18 (b).

El modo 3 es cuando se encuentran encendidos los transistores 1,2 y 3, dura de $2\pi/3$ a π en este modo las terminales a y b están conectadas a la terminal positiva de el voltaje de entrada y la terminal c al lado negativo, esto se observa en la figura 1.18(c).



Basándose en los circuitos equivalentes podremos obtener el valor de los voltajes de fase.

Los valores de las resistencias de la carga en cada fase son iguales entonces $R_1=R_2=R_3=R$

Como R_1 y R_2 están en paralelo y tienen el mismo valor entonces la resistencia equivalente para las dos es igual a $R/2$.

La resistencia equivalente de toda la carga es la suma de R_3 mas la resistencia equivalente que resulta de R_1 y R_2 .

$$R_{eq} = R_3 + \frac{R}{2} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

Con la resistencia equivalente vamos a obtener las corrientes de línea y luego los voltajes de fase.

Empezamos calculando la corriente de línea en cada modo y luego procedemos con los voltajes de fase.

Para el modo 1

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \quad \text{donde} \quad R_{eq} = \frac{3R}{2}$$

Con la corriente i_1 podemos obtener los voltajes de fase

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{bn} = -i_1 R = -\frac{2V_s}{3R} R = -\frac{2V_s}{3}$$

Para el modo 2

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_s}{3R} R = \frac{2V_s}{3}$$

$$v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_s}{3}$$

Para el modo 3

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{cn} = -i_3 R = -\frac{2V_s}{3R} R = -\frac{2V_s}{3}$$

Podemos expresar el voltaje instantáneo V_{ab} en una serie de Fourier reconociendo que esta desplazada en $\pi/6$ y las armónicas pares son cero en la ecuación (1-6).

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,..}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} \eta \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (1-6)$$

Los voltajes V_{bc} y V_{ca} están desplazados de V_{ab} en 120° y 240° respectivamente y se los representa en la ecuación (1-7) y (1-8)

$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5,..}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} \eta \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (1-7)$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,..}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} \eta \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (1-8)$$

El voltaje rms línea a línea se lo determina por la ecuación (1-9)

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} \eta \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (1-9)$$

La n ésima componente del voltaje de línea es

$$V_{Ln} = \frac{4V_s}{\sqrt{2n\pi}} \cos \frac{n\pi}{6} \quad (1-10)$$

Conducción 120° es cuando cada transistor conduce durante 120°

En cada instante de tiempo correspondiente a 120° solo conducen dos transistores.

La secuencia de conducción de los transistores es 61, 12, 23, 34, 45, 56, 61, en cada ciclo hay seis modos de operación.

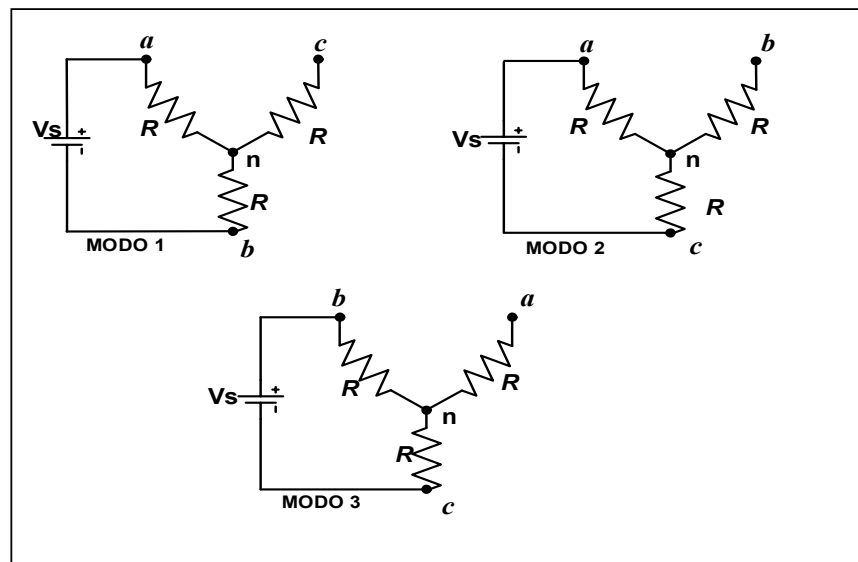


FIGURA 1.19 Circuitos equivalentes de la carga en conducción a 120°

Las señales de excitación y los voltajes de línea a neutro se muestran en la figura 1-20

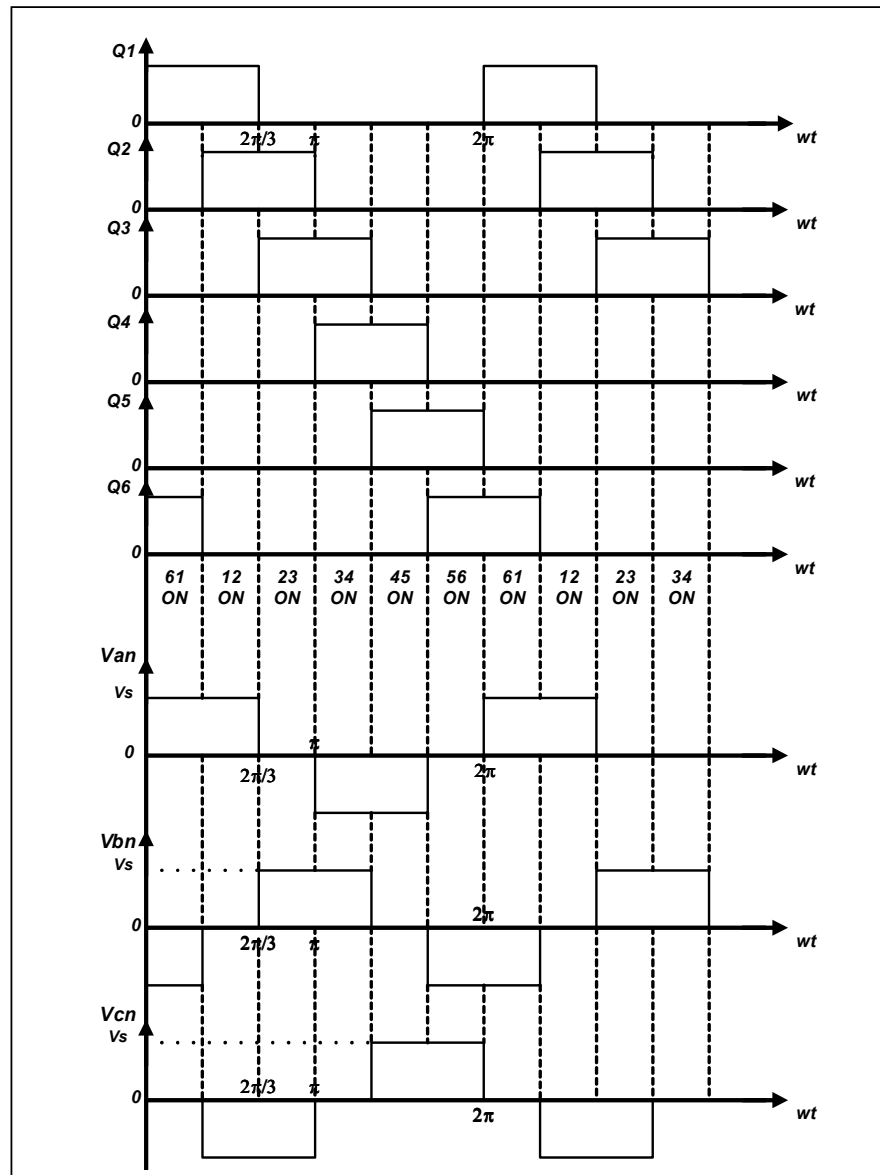


FIGURA 1.20 Formas de onda a 120° y voltaje línea a neutro

En cada medio ciclo hay tres modos de operación.

Para el modo 1 que dura de 0° a $\pi/3$ conducen los transistores Q1 y Q6 y los valores de los voltajes línea a neutro son:

$$V_{an}=V_s/2 \quad V_{bn}=-V_s/2 \quad V_{cn}=0$$

Para el modo 2 que tiene una duración de $\pi/3$ a $2\pi/3$ conducen los transistores Q1 y Q2 y los valores de los voltajes de línea a neutro son:

$$V_{an}=V_s/2 \quad V_{bn}=0 \quad V_{cn}= -V_s/2$$

Para el modo 3 que tiene una duración de $2\pi/3$ a π conducen los transistores Q2 y Q3 y los valores de los voltajes de línea a neutro son:

$$V_{an}=0 \quad V_{bn}= V_s/2 \quad V_{cn}= -V_s/2$$

Las formulas de los voltajes de línea a neutro están representadas en las siguientes ecuaciones:

$$v_{an} = \sum_{n=1,3,5,..}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \text{sem}\eta \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (1-11)$$

$$v_{bn} = \sum_{n=1,3,5,..}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \text{sem}\eta \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (1-12)$$

$$v_{cn} = \sum_{n=1,3,5,..}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \text{sem}\eta \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (1-13)$$

CAPITULO 2

CIRCUITO DE FUERZA DEL INVERSOR

A continuación haremos un análisis del circuito de fuerza el cual esta diseñado con transistores de potencia y diodos de protección

2.1 Descripción General del Circuito de Fuerza

El circuito de fuerza mostrado en la figura 2.1 esta constituido por:

- Seis transistores de potencia TIP 121 que son los elementos de conmutación, los cuales funcionan como interruptores y su funcionamiento depende de la señal que es enviada por el circuito de control.

- Seis Diodos de potencia conectados en paralelo con los transistores para protección de los mismos.
- Tiene una fuente de alimentación de 12 V

Mas adelante en este capitulo hablaremos sobre el transistor TIP 121

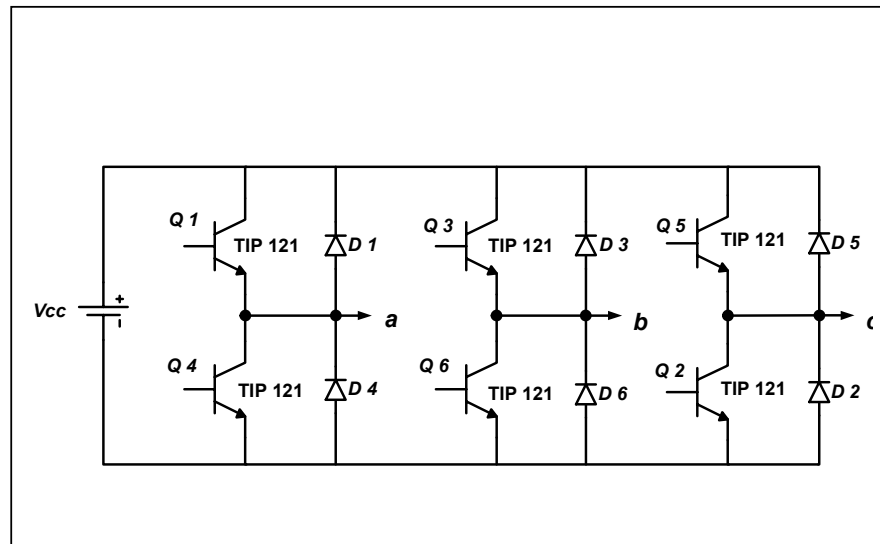


Figura 2.1 Circuito de Fuerza

2.1.1 Análisis General de los Transistores.

Los transistores a utilizar para el inversor son de potencia debido a la necesidad de soportar gran cantidad de corriente y disipar una mayor cantidad de potencia, pero estos en sus características de funcionamiento son iguales a los transistores de baja potencia porque su estructura interna está constituida de la misma manera.

Además estos tienen características controladas de activación y de desactivación, operan en la región de saturación, por lo tanto se obtiene como resultado una pequeña caída de voltaje en estado activo.

Una de las ventajas en el uso de los transistores de potencia es la velocidad de conmutación que es mayor a la de los tiristores. La desventaja en el uso de estos es que las especificaciones de voltaje y corriente son menores a la de los tiristores, otra desventaja esta en el paso de un estado a otro, es decir de corte a saturación, que no se hace instantáneamente sino a un retardo mayor comparada con otros elementos. Esto limita la aplicación del transistor a circuitos de baja potencia.

Lo más importante es que el transistor sea similar a un elemento ideal con bajos tiempos de respuesta, pequeñas fugas de energía y alta potencia, esto ayuda a conseguir una mayor frecuencia de funcionamiento y por lo tanto una mayor disipación de calor.

En el diseño de un inversor se puede emplear algunos elementos semiconductores para la conmutación como los siguientes:

- Transistores de unión bipolar (Bipolar Junction Transistor)
BJT
- Transistor de efecto de campo metal-oxido-semiconductor
MOSFET
- Transistor bipolar de compuerta aislada (Isolated Gate
Bipolar Transistor) IGBT

En este capítulo haremos un breve análisis de el transistor de unión bipolar BJT.

Transistor de Unión Bipolar BJT es un dispositivo semiconductor de tres capas que consiste en dos capas de material tipo n y una capa de tipo p , o bien, dos capas de material tipo p y una capa de tipo n . Llamados transistor *NPN* y transistor *PNP* respectivamente, estos se muestran en la figura 2.2

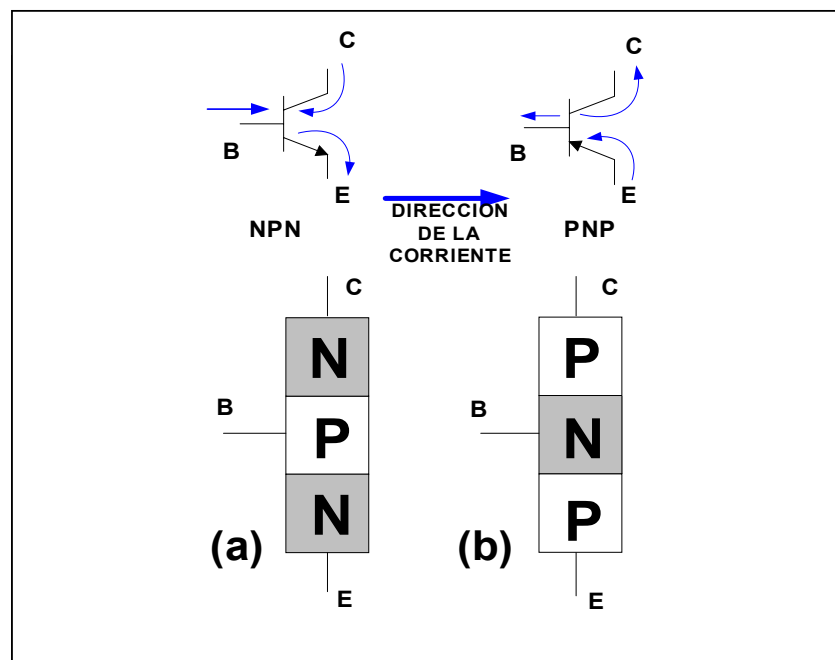


Figura 2.2 Tipos de Transistores a) NPN b) PNP

Como se muestra en la figura 2.2 el transistor BJT tiene tres terminales que son: Colector, Base y Emisor.

Existen tres tipos de configuraciones posibles:

Colector común que es ilustrada en la figura 2.3, en la cual el colector es común o hace referencia a las terminales tanto de entrada como de salida (común a la terminal de base como de emisor), esta configuración se la utiliza sobre todo para acoplamiento de impedancia, debido a que tiene una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida, contraria al de las otras configuraciones.

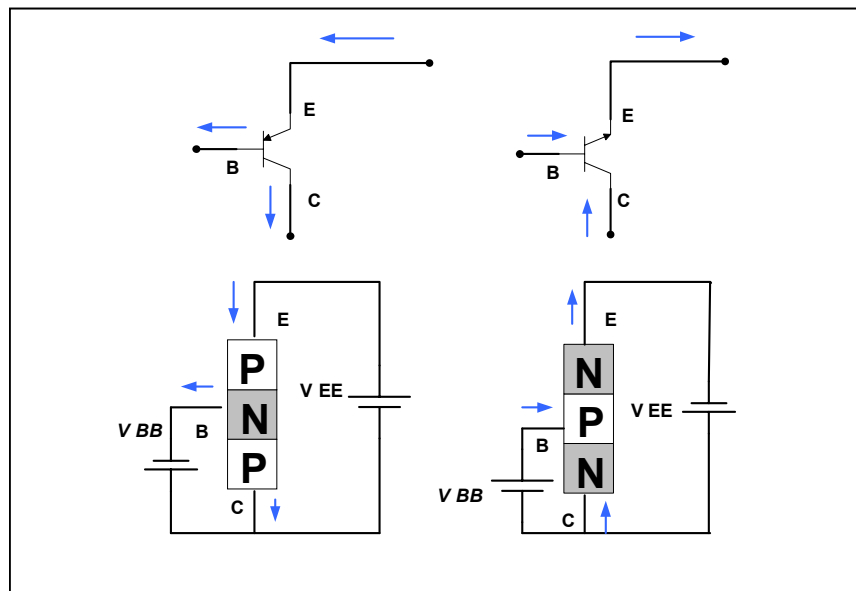


Figura 2.3 Configuración Colector Común

Base común que es ilustrada en la figura 2.4, en la cual la base es común tanto a la entrada como a la salida de la configuración y a su vez por lo regular la base es la terminal mas cercana a, o que se encuentra en, el potencial de tierra, además posee una baja impedancia de entrada y una alta impedancia de salida

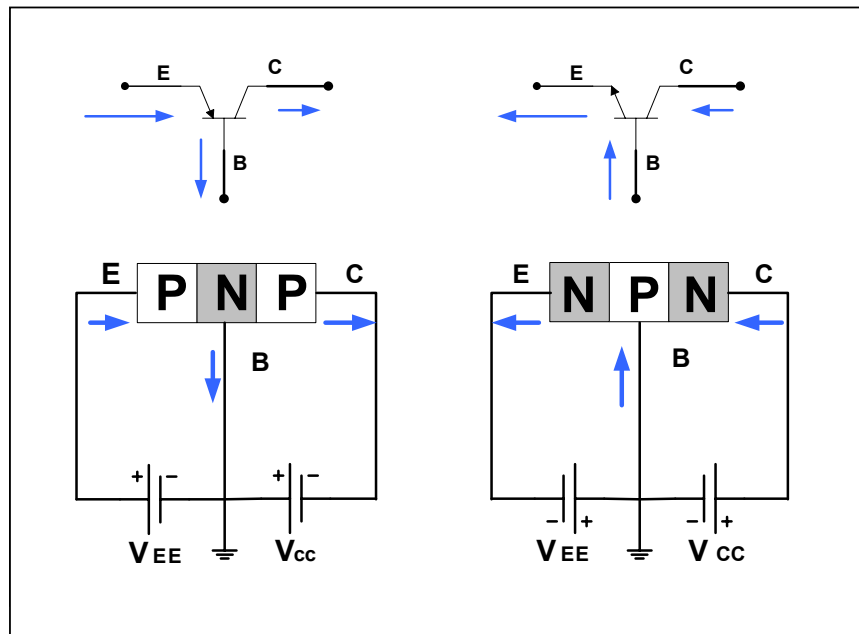


Figura 2.4 Configuración Base Común

Emisor común que es ilustrada en la figura 2.5, esta configuración es la que se encuentra más a menudo. Se denomina así debido a que el emisor es común o hace referencia tanto a las terminales de entrada como de salida (es común a la terminal de base como la de colector), para aplicaciones de conmutación esta configuración es la más utilizada.

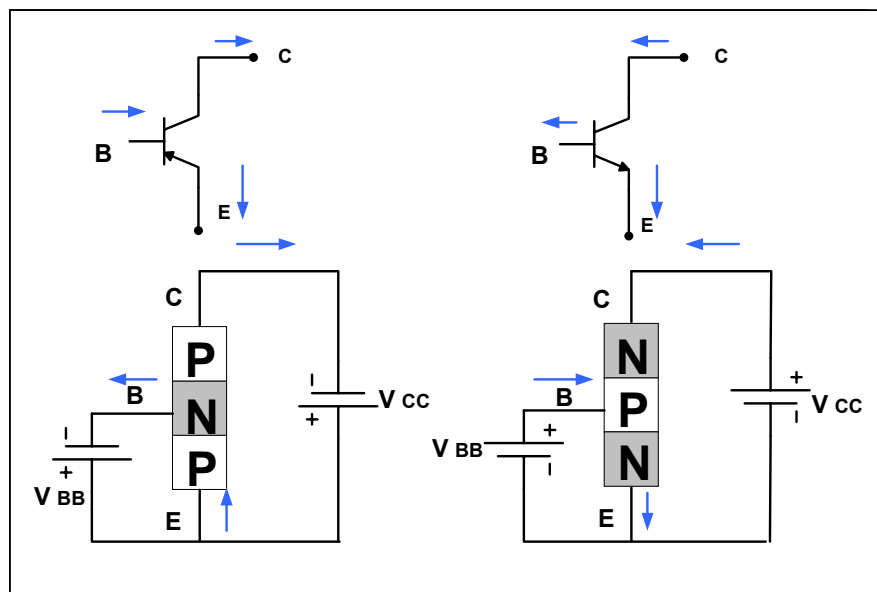


Figura 2.5 Configuración Emisor Común

La configuración utilizada en el circuito de fuerza del inversor es la de emisor común.

En un transistor hay tres modos o regiones de operación. En la figura 2.6, se muestra las características de transferencia del transistor BJT y además se detalla las regiones de operación.

Los modos o regiones de operación del transistor son los siguientes:

Región de corte aquí el transistor se encuentra desactivado o la corriente de base no es suficiente para activarlo teniendo ambas uniones polarización inversa. La operación en esta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo apagado, debido a que el transistor actúa como un interruptor abierto.

Región activa el transistor actúa como un amplificador, la corriente del colector queda amplificada mediante una ganancia y el voltaje colector emisor disminuye con la corriente de base. La unión colector base tiene polarización inversa y la base emisor polarización directa.

Región de saturación aquí la corriente de base es lo suficientemente alta para que el voltaje colector emisor V_{CE} sea bajo, entonces el transistor actúa como un interruptor cerrado, esto

para aplicaciones de conmutación corresponde a modo encendido. Las uniones colector base y emisor base, ambas tienen polarización directa.

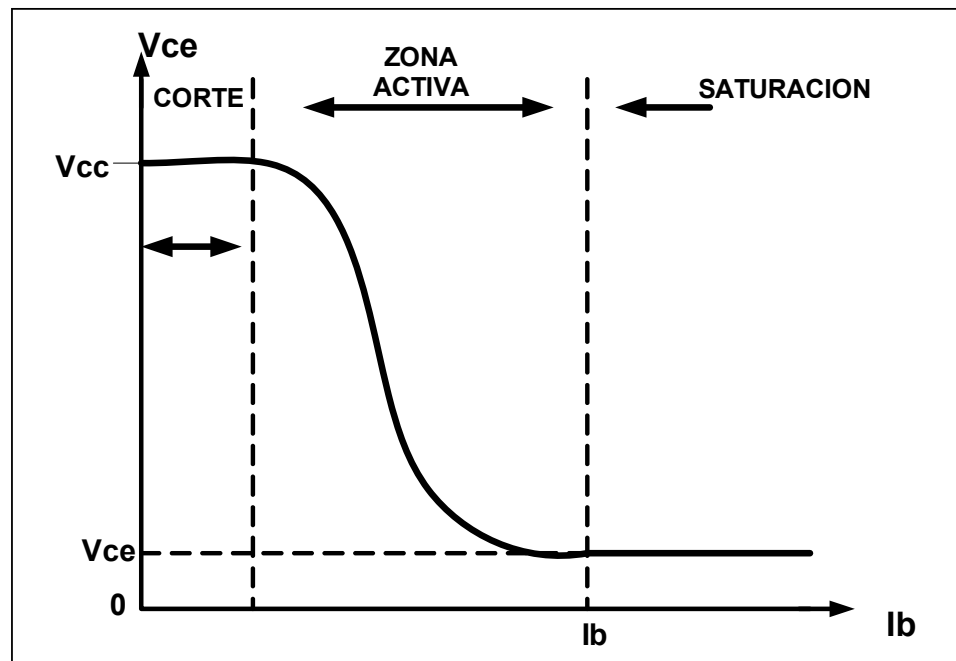


Figura 2.6 Características de transferencia y operación de un BJT

En el circuito de fuerza del inversor, el transistor actúa como un interruptor, ver figura 2.7, esto quiere decir que debe operar en la región de corte o de saturación y no opera en la región activa.

Cuando el transistor actúa como un interruptor cerrado quiere decir que está en la región de saturación, y cuando actúa como interruptor abierto está en la región de corte.

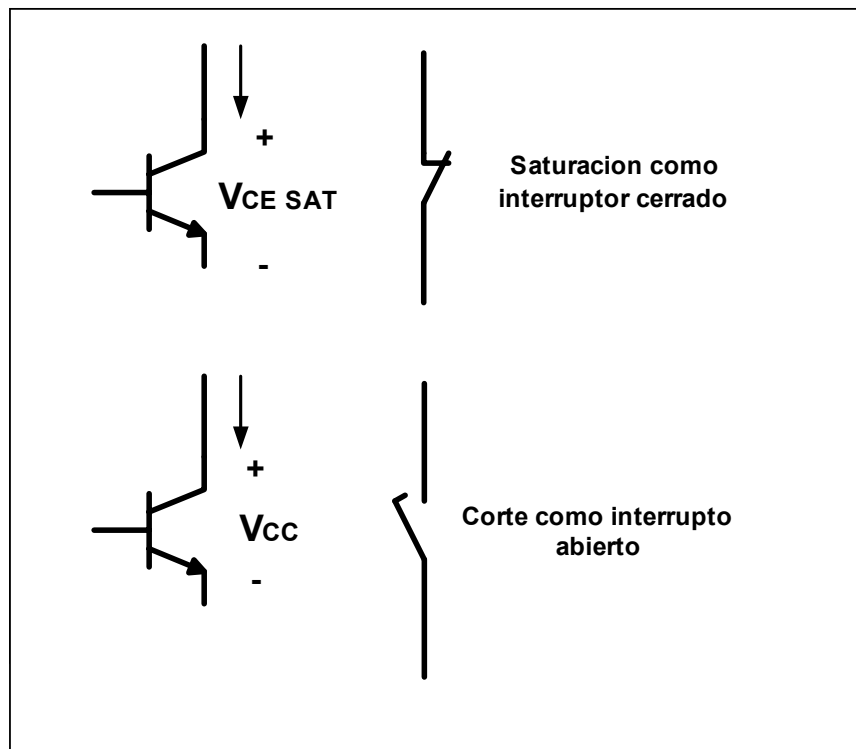


Figura 2.7 Transistores en corte y saturación

El transistor que está en estado de corte o de saturación tiene pérdidas despreciables, pero debido a los efectos de retardo de conmutación al cambiar de un estado a otro se produce un pico de potencia disipada, por lo que en esos instantes la multiplicación $I_C \times V_{CE}$ va a tener un valor apreciable por lo que la potencia media de pérdidas en el transistor va a ser mayor.

El retardo de la conmutación en el transistor es debido al tiempo de encendido t_{on} y al tiempo de apagado t_{off} del mismo.

En la figura 2.8 se observa la corriente de colector en función de los tiempos de encendido y apagado.

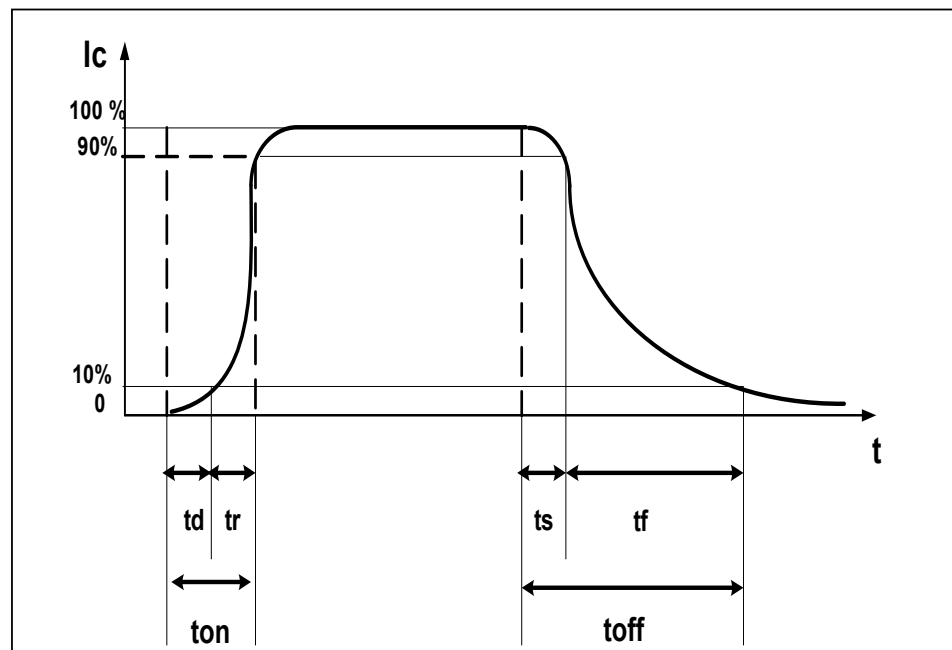


Figura 2.8 Intervalos de t_{on} y t_{off}

Tanto el tiempo de encendido como el de apagado se pueden dividir en otros dos cada uno.

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (2-1)$$

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (2-2)$$

Para que el transistor este funcionando es decir encendido, el tiempo que demora en ocurrir esto, esta constituido por:

Tiempo de retardo t_d Este tiempo es el que transcurre desde el momento en que se aplica la señal de excitación en la entrada, hasta que la señal de salida alcance aproximadamente un 10% de su valor final.

Tiempo de subida t_r Es el tiempo que emplea la señal de salida en crecer desde el 10% de su valor final hasta el 90% del mismo.

El tiempo de apagado es el que ocurre desde el momento en que se deja de aplicar la señal de excitación en la entrada del transistor hasta que la señal de salida sea cero, esta constituido por:

Tiempo de almacenamiento t_s Este tiempo es el que ocurre desde que se quita la excitación en la entrada de el transistor hasta que la salida baje al 90% de su valor final, cabe recalcar que este tiempo es el más largo, debido a que el valor en la salida se mantiene por unos instantes en el 100% antes de comenzar a caer.

Tiempo de caída t_f Es el tiempo que demora la señal de salida en bajar desde un 90% de su valor final hasta un 10% del mismo.

Observando la figura 2.8 se puede apreciar que el tiempo de encendido es mucho menor que el de apagado, esto se debe a que cuando el transistor esta funcionando mantiene su señal de salida por un instante así ya no tenga en la entrada la señal de excitación.

La frecuencia máxima con que puede conmutar un transistor esta limitada por los tiempos de encendido y apagado.

2.2 Selección de los Transistores de Potencia del Inversor

En nuestro circuito de fuerza la corriente máxima a circular es de 4 A, esto es una de las principales características a tomarse en cuenta en la selección de los transistores a usarse en el circuito, para que el dispositivo trabaje dentro de los límites de operación normal y no ocurra daños en el mismo.

Las características a tomar en cuenta en la selección de un transistor son:

- La corriente máxima de colector I_C debe manejar, que es la corriente de la carga y no debe de sobrepasar los 4A.
- El voltaje colector-emisor máximo V_{CE} que debe ser igual al de la fuente de 12V.
- La potencia máxima que disipa la cual se calcula por medio de la formula $P_D = V_{CE} \times I_C = 12 \times 4 = 48w$

Teniendo en cuenta la aplicación y las características del circuito como es la corriente máxima de colector I_C igual a 4A, el voltaje máximo colector emisor igual a 12V y la potencia máxima disipada de 48 W, entonces se utilizó el transistor TIP 121, el cual cumple con los requerimientos necesarios para el circuito.

Las características del TIP 121 son las siguientes:

- El máximo voltaje colector emisor $V_{CE_{max}} = 80v$
- La corriente máxima de colector $I_{C_{max}} = 8A$
- La máxima disipación de potencia $P_D = 65W$

Además los diodos seleccionados para protección de los transistores deben soportar una corriente igual a la I_{Cmax} , por eso se utiliza un diodo con una corriente máxima de 6A y voltaje máximo de 400V.

Transistor TIP 121 es un transistor de potencia, NPN; que internamente tiene una configuración en Darlington como se muestra en la figura 2.9.

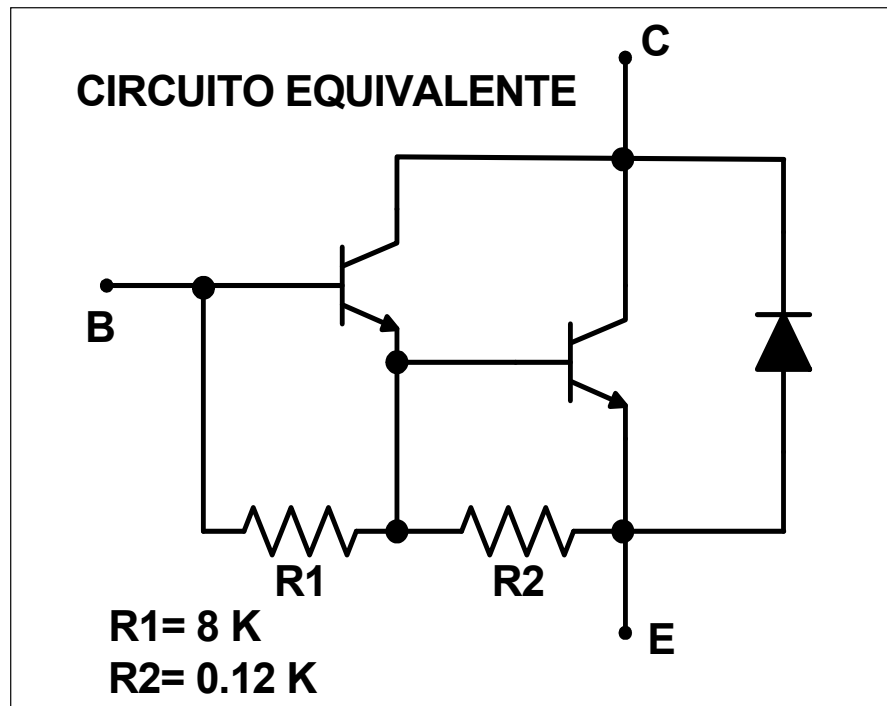


Figura 2.9 Circuito Equivalente de el TIP 121

La configuración en Darlington es una conexión muy popular de dos transistores de unión bipolar. La principal característica de esta conexión, es que el transistor actúa como una sola unidad, con una

ganancia de corriente, que es el producto de las ganancias de corrientes individuales.

Si la conexión se hace cuando se utilizan dos transistores separados que tengan ganancias de corriente β_1 y β_2 la conexión Darlington proporciona una ganancia de corriente de

$$\beta_D = \beta_1 \times \beta_2 \quad (2-3)$$

Si los dos transistores están pareados para que $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, la conexión Darlington da una ganancia de corriente de:

$$\beta_D = \beta^2 \quad (2-4)$$

Entonces podemos concluir que “una conexión Darlington de transistores proporciona un transistor que tiene una ganancia de corriente muy grande casi siempre de unos cuantos miles”, el encendido en esta configuración es mas rápido, y el tiempo de apagado es mayor en comparación con un solo BJT, por eso se debe usar BJT de potencia de alta velocidad.

Debido a que la conexión Darlington es muy popular, puede obtenerse un solo encapsulado que contenga en su interior dos BJT

conectados como transistor Darlington, como es el caso del TIP 121, además esta configuración permite que el circuito de control suministre cantidades de corriente relativamente pequeñas comparadas con las que se debe suministrar a un transistor que no tenga esta configuración.

Además en la figura 2.10 podemos observar la tabla que proporciona el fabricante sobre las características de los valores máximos de voltaje y corriente de los transistores TIP 120-121-122

NPN Epitaxial Darlington Transistor			
Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted			
Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP120	60	V
	: TIP121	80	V
	: TIP122	100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP120	60	V
	: TIP121	80	V
	: TIP122	100	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	5	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	8	A
I_B	Base Current (DC)	120	mA
P_C	Collector Dissipation ($T_a=25^\circ\text{C}$)	2	W
	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	65	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

Figura 2.10 Valores Máximos del TIP 121

Las características eléctricas de los transistores en Darlington TIP 120-121-122, son mostradas en la figura 2.11

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted					
Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CE0(sus)}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 100\text{mA}, I_B = 0$	60 80 100		V
	: TIP120				V
	: TIP121				V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 40\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 50\text{V}, I_B = 0$		0.5 0.5 0.5	mA
	: TIP120				mA
	: TIP121				mA
I_{CBO}	Collector Cut-off Current	$V_{CB} = 60\text{V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 80\text{V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 100\text{V}, I_E = 0$		0.2 0.2 0.2	mA
	: TIP120				mA
	: TIP121				mA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	$V_{BE} = 5\text{V}, I_C = 0$		2	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 0.5\text{A}$ $V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 3\text{A}$	1000 1000		
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 3\text{A}, I_B = 12\text{mA}$ $I_C = 5\text{A}, I_B = 20\text{mA}$		2.0 4.0	V V
$V_{BE(on)}$	* Base-Emitter ON Voltage	$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 3\text{A}$		2.5	V
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB} = 10\text{V}, I_E = 0, f = 0.1\text{MHz}$		200	pF

* Pulse Test : $PW \leq 300\mu\text{s}$, Duty cycle $\leq 2\%$

Figura 2.11 Características Eléctricas del TIP 121

2.3 Tipos de alimentación DC y elementos de protección

Alimentación

La alimentación del circuito de fuerza se la realiza con una batería de 12V, debido a que el circuito debe tener una corriente máxima de 4A y una fuente no le podría proporcionar esta cantidad de amperios.

Para que una fuente proporcione una mayor cantidad de corriente debería utilizar un gran transformador lo que provocaría que el tamaño de la misma sería demasiado grande para un uso práctico.

Elementos de protección

Los elementos de protección de los transistores de potencia BJT los ayudan a que no excedan su capacidad de trabajo lo que provocaría su destrucción, cuando están expuestos a sobrevoltaje y sobrecorriente.

La protección de los mismos se la realiza utilizando redes especiales para el encendido y apagado.

Cuando el transistor es conectado a cargas inductivas se somete a condiciones de trabajo mas desfavorables dentro de la zona activa.

Para proteger al transistor y evitar su degradación se utiliza en la práctica varios circuitos.

En la figura 2.12, en el circuito (1) se utiliza como protección un diodo zener en paralelo con el transistor, en el circuito (2) se utiliza

un diodo antiparalelo con la carga y en el circuito (3) se utiliza una red de snubber que consiste en una red R-C polarizada en paralelo con el transistor.

Los circuitos (1) y (2) limitan la tensión en el transistor durante el paso de saturación a corte, esto lo logran por medio de los diodos que proporcionan un camino para la circulación de la corriente inductiva de la carga.

El circuito (3) funciona de la siguiente manera, al estar en corte el transistor, la corriente inductiva sigue pasando por el diodo y por el condensador C, el cual se carga hasta el valor de el voltaje de la fuente Vcc. Con esta red se consigue que el voltaje en el transistor en la conmutación sea menor al de la fuente, y permitiendo un mejor funcionamiento de el mismo debido a que tiene una menor disipación, cuando el transistor pasa a saturación el condensador se descarga por medio de la resistencia R.

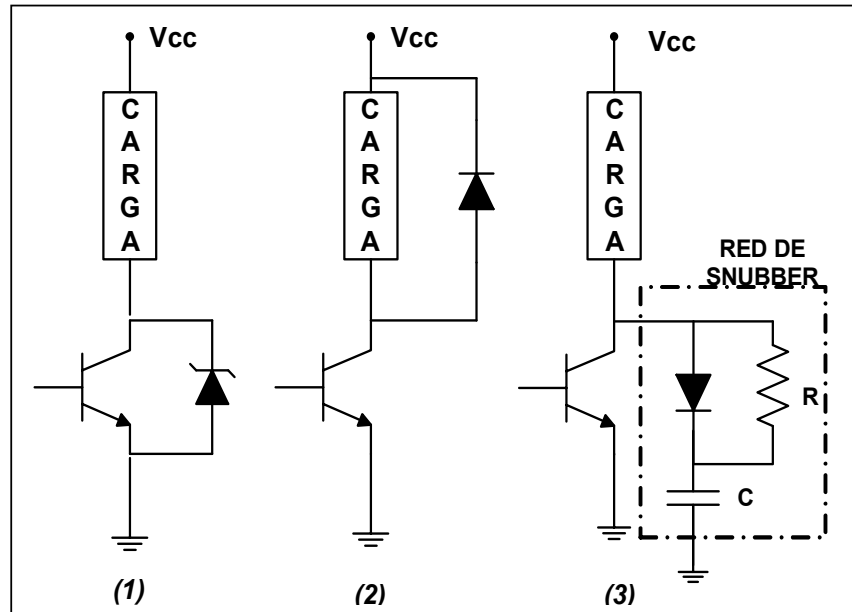


Figura 2.12 Protecciones de los transistores

Otra protección que tiene los transistores en un circuito de fuerza, son los disipadores de calor.

Para que un **disipador de calor** desarrolle la máxima transferencia de calor, su superficie debe ser lo mas grande posible, la resistencia térmica del mismo puede reducirse bastante utilizando un material de alta conductividad, como el cobre y el aluminio y el área de contacto es extremadamente importante para minimizar la

resistencia térmica. Las superficies deben ser planas, lisas y libres de polvo, corrosión y óxido.

El diseño de un disipador se lo realiza calculando la resistencia térmica del mismo, que la realizaremos con la siguiente formula:

$$T_J = P_D R_{JA} + T_A \quad (2-5)$$

Donde:

P_D es la potencia disipada y es igual a $P_D = V_{CE} \times I_C$

T_J es la temperatura de la unión en °C

T_A es la temperatura ambiente en °C

$$R_{JA} = R_{JC} + R_{CS} + R_{SA} \quad (2-6)$$

R_{JA} Resistencia térmica total (unión-ambiente)

R_{JC} Resistencia térmica del transistor (unión-encapsulado)

R_{CS} Resistencia térmica del aislamiento (encapsulado-disipador)

R_{SA} Resistencia térmica del disipador (disipador-ambiente)

Procedemos a calcular R_{JA} para el disipador del transistor TIP 121 teniendo los siguientes datos:

$$P_D = V_{CE} \times I_C = 12 \times 4 = 48$$

$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ dato del TIP 121 proporcionado por el fabricante

$T_A = 30 \text{ }^\circ\text{C}$ asumiendo esta temperatura para el ambiente

Despejando R_{JA} de la formula tenemos:

$$R_{JA} = \frac{T_j - T_A}{P_D}$$

Reemplazando los valores tenemos:

$$R_{JA} = \frac{150^\circ\text{C} - 30^\circ\text{C}}{48\text{W}} = 2.5^\circ\text{C}/\text{W}$$

Con los valores que provienen de las características de funcionamiento y de fabricación se obtuvo el valor de la resistencia térmica que es igual a 2,5 $^\circ\text{C}/\text{W}$.

CAPITULO 3

DISEÑO DEL MODULO DE CONTROL

3.1 Introducción

Los conversores o convertidores **DC-AC PWM** son ampliamente utilizados en motores y fuentes de potencias interrumpidas (UPS) para equipos de cómputo, comunicación medicina y electrodomésticos etc. La técnica PWM ofrece un método conveniente de controlar tanto la amplitud como la frecuencia del voltaje de salida. En este proyecto construiremos un inversor PWM que se alimenta a partir de una fuente DC de 12v, por ejemplo una batería de automóvil y produce un voltaje trifásico con PWM.

El esquema de modulación utilizado garantiza un mínimo número de conmutaciones por ciclo y una alta pureza de voltaje AC de salida

3.2 DIAGRAMA GENERAL DE BLOQUES

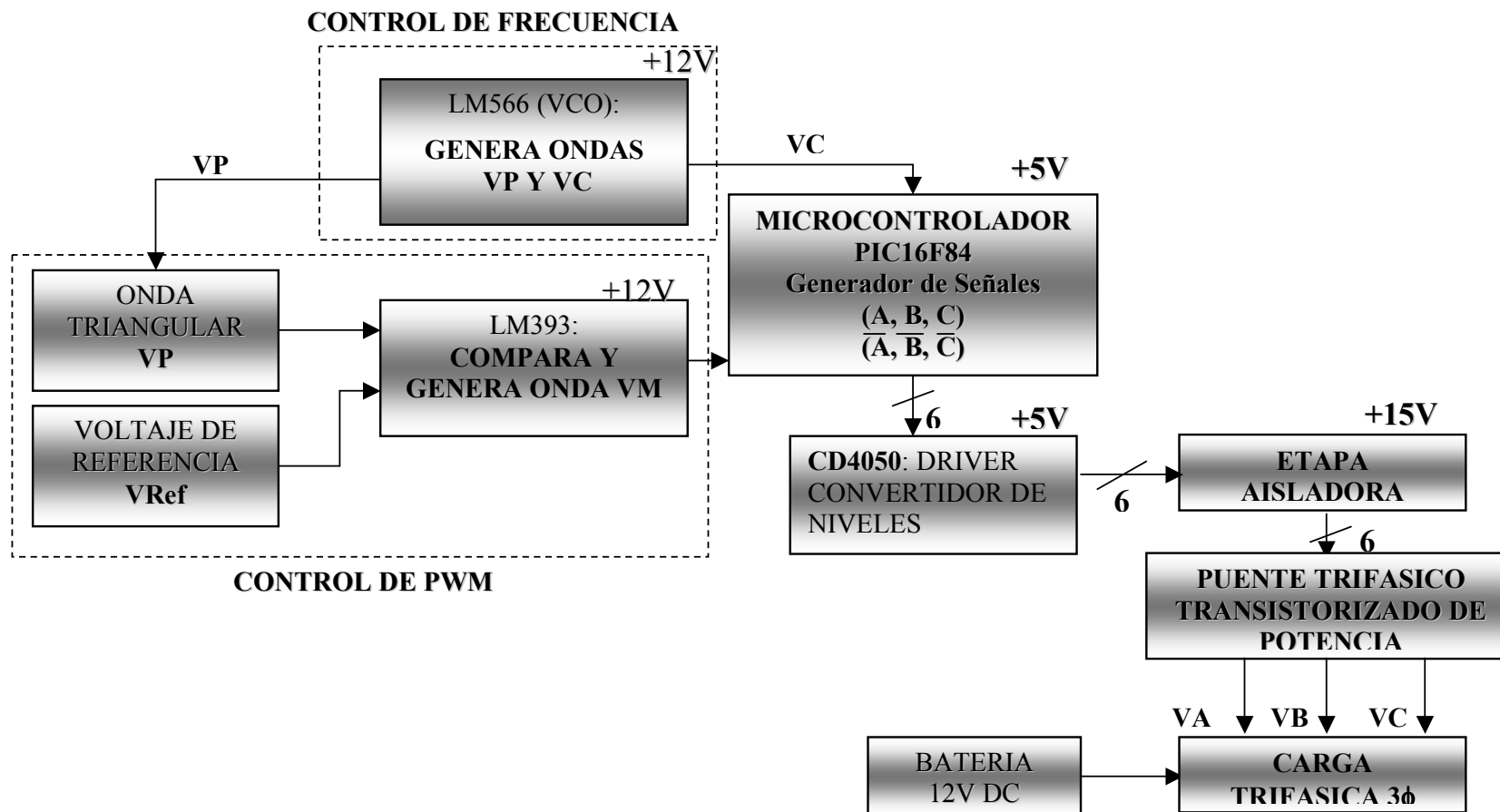


Figura 3.1 Diagrama general de bloques

El diagrama general de bloques del inversor PWM se muestra en la figura 3.1, básicamente consta de una fuente DC (batería), una etapa de potencia desarrollada a través de un puente trifásico transistorizado, la carga trifásica, una etapa aisladora y un circuito general de control. Este último formado por un oscilador controlado por voltaje (VCO), un comparador de voltaje, un microcontrolador PIC y un driver/convertidor de niveles.

3.3 BLOQUE OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE

En la figura 3.2 se muestra el diagrama general de circuito oscilador controlado por voltaje (**VCO**) el cual se encargará de generar las señales de onda cuadrada **VC** y onda triangular **VP** en sus salidas pines 3 y 4.

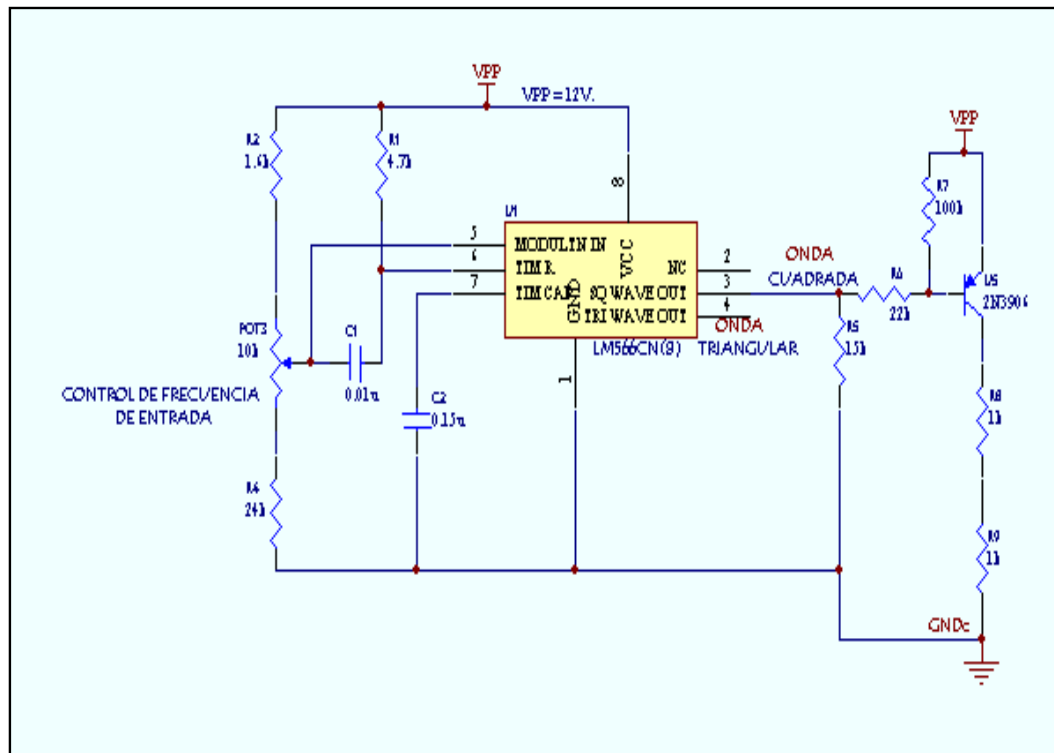


Figura 3.2 Diagrama circuito oscilador VCO

3.3.1 DESCRIPCION DEL BLOQUE

Este circuito se encargará del control en la frecuencia de entrada del inversor mediante el potenciómetro **POT3** y el capacitor **C2** externos y el voltaje aplicado en los terminales de control. La señal cuadrada generada a través del oscilador se amplifica por medio de un transistor U7 2n3906 en cual se encargara de amplificar la corriente en la salida de este.

3.3.2 FORMATO DE LA ONDAS DE SALIDA

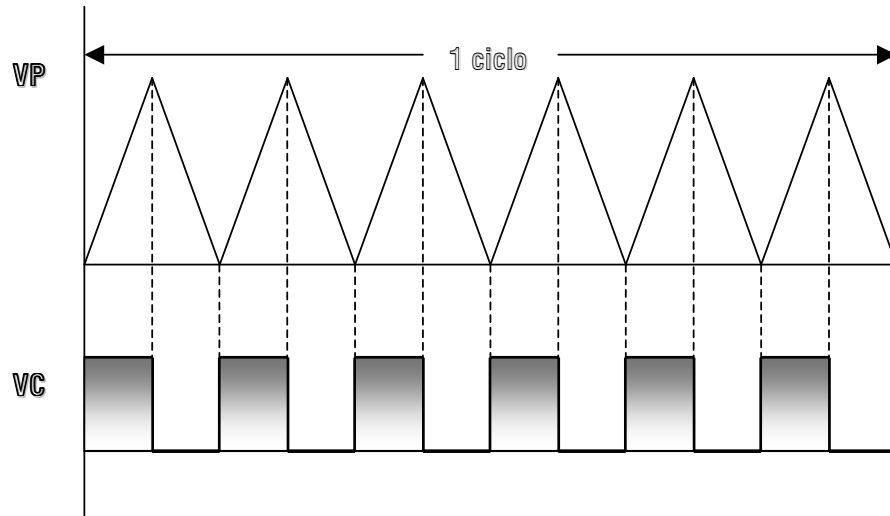


Figura 3.3 Ondas de Salida del VCO

El **VCO** (Oscilador controlado por voltaje) proporciona un tren de pulsos cuadrados **VC** sincronizados con los puntos de cambio de la pendiente de la portadora **VP**. y servirá como entrada al microcontrolador para el conteo de triángulos .

3.4 BLOQUE COMPARADOR DE SEÑALES

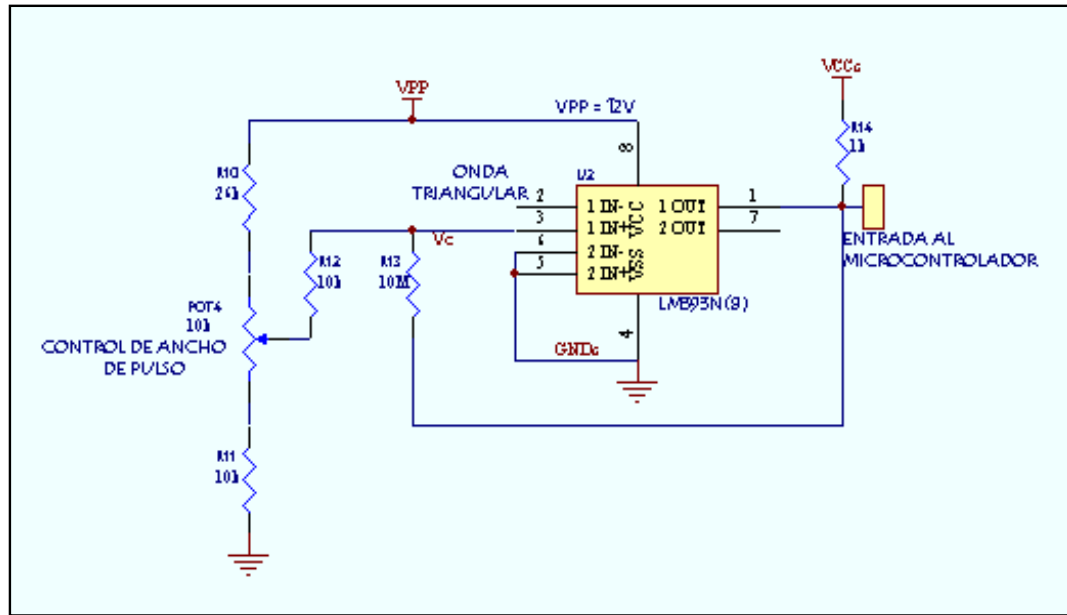


Figura 3.4 Diagrama circuito comparador

Como muestra la figura 3.4 el bloque comparador recibe en sus entradas dos señales la primera generada a través de divisor de voltaje gobernado por el **POT3** y la segunda generada por el **VCO** (oscilador controlado por voltaje): señal triangular **VP** (Triangular portadora), estas señales se encargarán de generar un tren de pulsos rectangulares modulados **VM**.

3.4.1 GENERADOR DE PWM

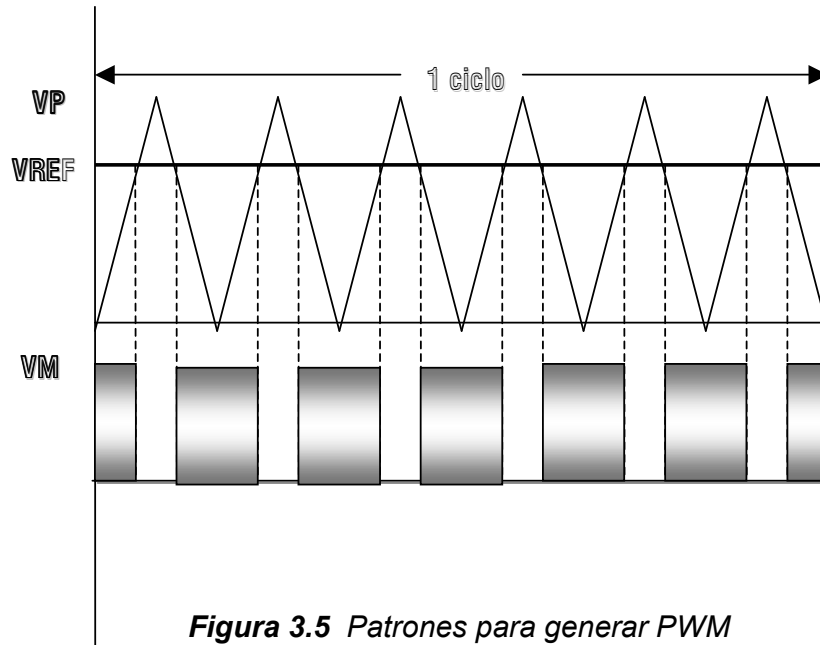


Figura 3.5 Patrones para generar PWM

En la figura 3.5 se ilustra el esquema de modulación utilizado para producir los patrones de conmutación PWM.

En este caso una onda triangular portadora (V_P), producido por un **VCO** LM566 (U1), se compara con un nivel DC de referencia **V_{REF}** , generada a través de un divisor de voltaje, para producir los pulsos rectangulares modulados **V_M** . Este control de ancho de pulso lo realizamos por medio del POT4 que es el que se encarga de aumentar o disminuir el voltaje de referencia cuyo valor oscila entre 0 y 5v.

3.4.2 METODO DE SELECCION DE PORTADORA

La selección de la relación de portadora (6, 12, 18,24) se efectúa mediante los interruptores S1 Y S2.

SELECCION DE PORTADORA SP=6

Los interruptores S1 Y S2 deben de estar a Gnd es decir $S1=0$ y $S2=0$.

Las formas de onda de voltaje de salida VA y VB y de la linea VAB obtenidas a la salida del puente trifásico y resultante de la estrategia PWM; utilizada se muestran en la figura 3.6.

SELECCION DE PORTADORA SP=12

Para la portadora SP=12 los interruptores S1 deben de estar a Vcc y S2 a Gnd es decir $S1=1$ y $S2=0$. las formas de onda de voltaje VA VB VC y de la linea VAB obtenidas a la salida del puente trifásico y resultante de la estrategia PWM; utilizada se muestran en la figura 3.7.

SELECCION DE PORTADORA SP=18

Para la portadora SP=18 los interruptores S1 deben de estar a Gnd y S2 a Vcc es decir S1=0 y S2=1 . las formas de onda de voltaje VA VB VC y de la linea VAB obtenidas a la salida del puente trifásico y resultante de la estrategia PWM; utilizada se muestran en la figura 3.8.

SELECCION DE PORTADORA SP=24

Para la portadora SP=24 los interruptores S1 Y S2 deben de estar a Vcc es decir S1=1 y S2=1 . las formas de onda de voltaje VA VB VC y de la linea VAB obtenidas a la salida del puente trifásico y resultante de la estrategia PWM; utilizada se muestran en la figura 3.9

SELECCION DE PORTADORA SP=6

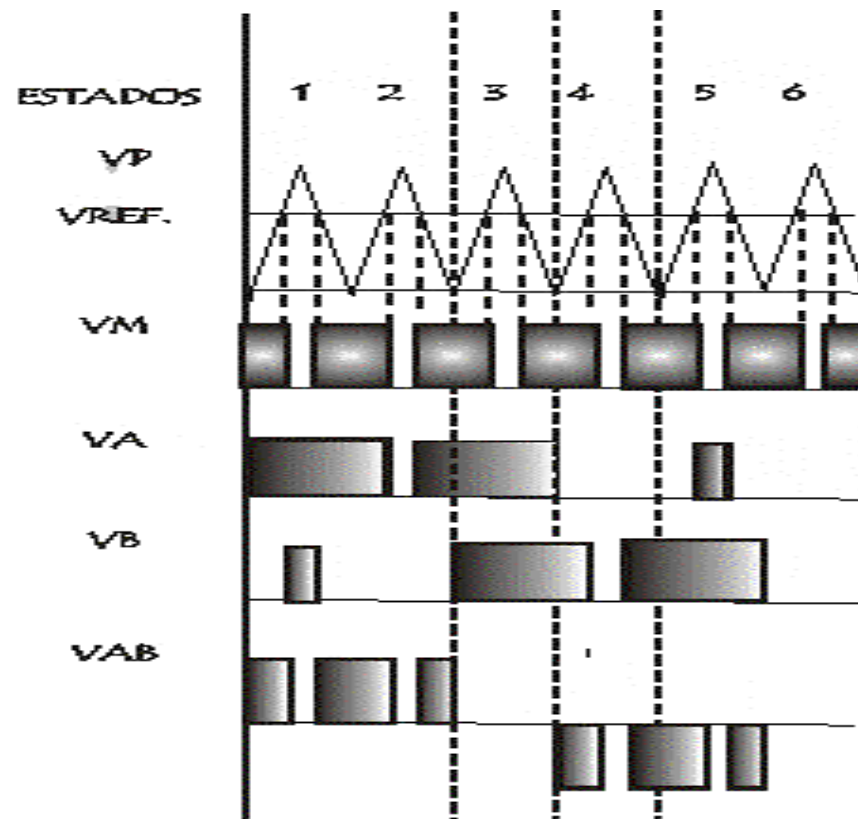


Figura 3.6 Selección de portadora $sp=6$

SELECCION DE PORTADORA SP=12

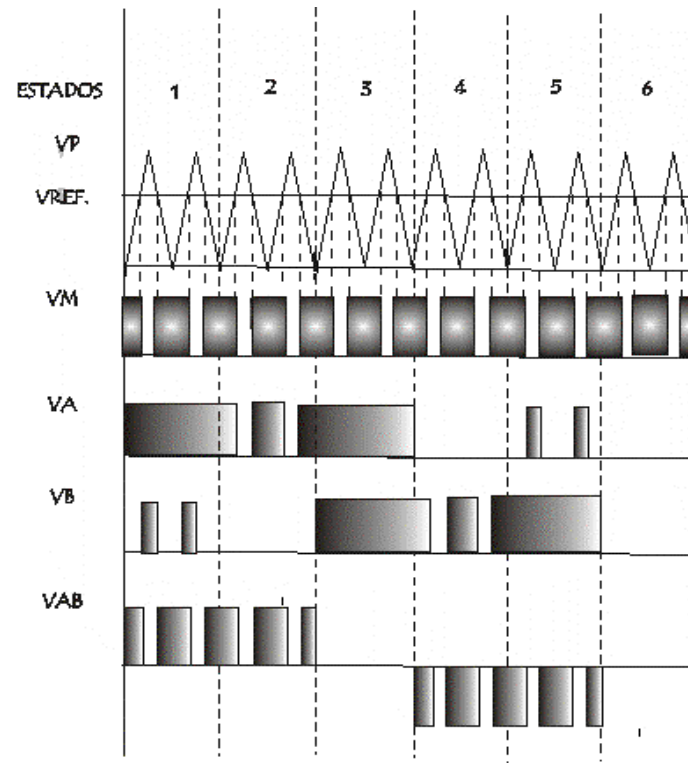


Figura 3.7 Selección de portadora SP= 12

SELECCION DE PORTADORA SP=18

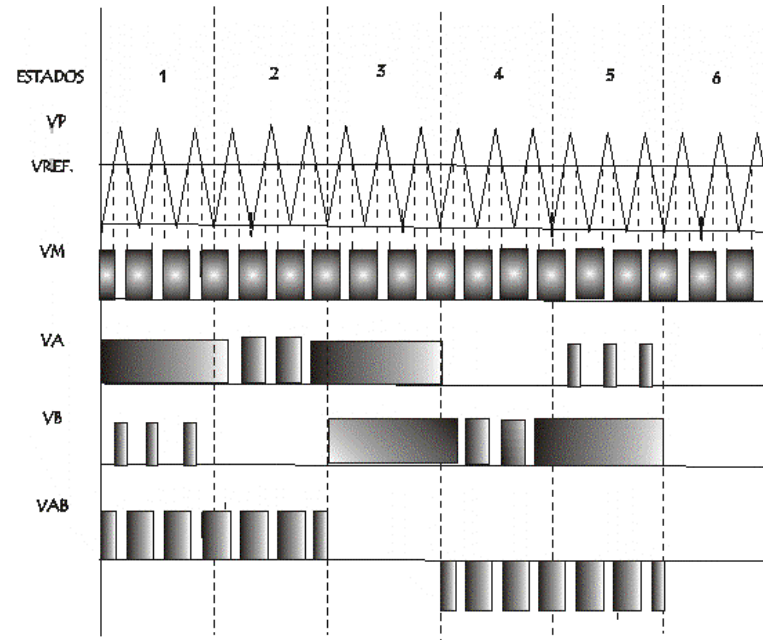


Figura 3.8 Selección de portadora SP= 18

SELECCION DE PORTADORA SP=24

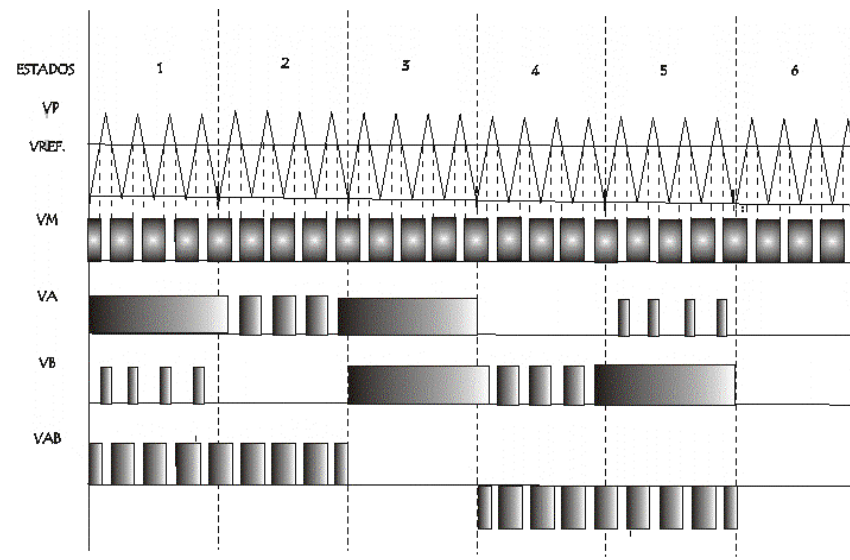


Figura 3.9 Selección de portadora SP= 24

3.5 BLOQUE MICROCONTROLADOR PIC16F84

En base a las señales de entrada al microcontrolador este se encarga de producir las señales moduladas, con sus respectivos complementos.

INTRODUCCION

Características generales:

- Memoria de 1k x 14. El PIC16F84 de tipo flash
- Memoria de datos EEPROM de 64 bytes
- Memoria RAM de propósito general de 68 bytes para el PIC16F84
- 13 líneas de entrada/salida con control individual de dirección.

- Frecuencia máxima de funcionamiento de 10MHz
- Temporizador/Contador TMRO programable de 8 bits
- Encapsulado Dip de 18 pines.

El primer paso importante es el ver el diagrama de pines del PIC16F84, en el cual se observa como están distribuidos sus pines. Este circuito integrado cuenta con 2 puertos configurables como entradas o salidas según sea el caso y consta de 18 pines las cuales se encuentran asignadas de la siguiente manera:

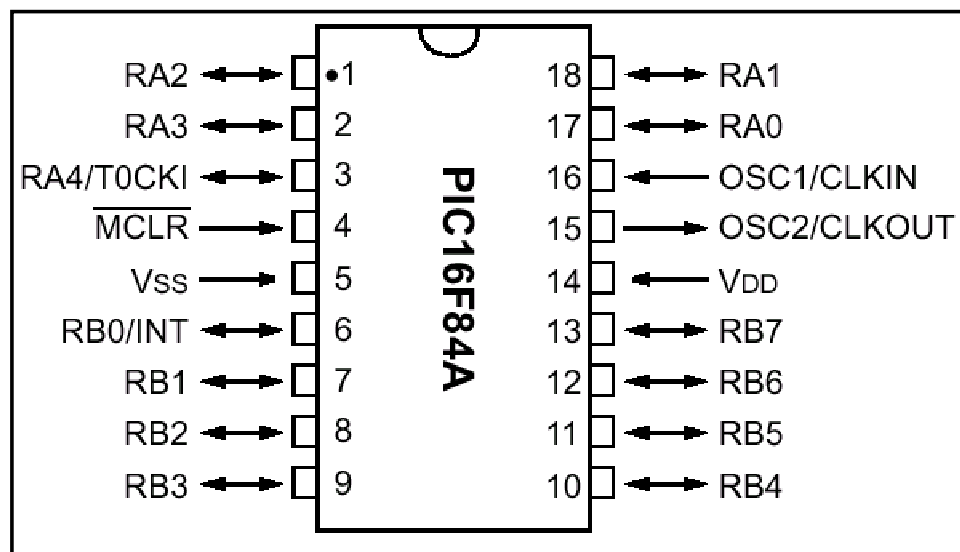


Figura 3.10 PIC

PIN	FUNCION
PIN1	RA2
PIN2	RA3
PIN3	RA4/TOCK1
PIN4	MCLR*/VPP
PIN5	VSS
PIN6	RBO/INT
PIN7	RB1
PIN8	RB2
PIN9	RB3
PIN10	RB4
PIN11	RB5
PIN12	RB6
PIN13	RB7
PIN14	VDD
PIN15	OSC2
PIN16	OSC1
PIN17	RA0
PIN18	RA1

Tabla 3.1 Descripción de los pines:

El puerto A, el cual tiene sólo cinco pines que se pueden configurar como entrada o salida. El Rin 3, o sea, RA4/TOCK1 puede ser configurado a su vez como **entrada / salida** o como **temporizador / contador**. Cuando es salida se comporta como colector abierto, por lo tanto debemos poner una resistencia Pull - up a Vcc de 1 Kohm.

Cuando es configurada como entrada, funciona como disparador Schmitt Trigger por lo que puede reconocer señales con un poco de distorsión. Además si se configura como salida esta actúa en **lógica** negada es decir si lo cargamos al registro de control del puerto con un 1 a la salida existirá un 0.

El puerto B, y tiene ocho pines que igualmente se pueden configurar como entrada o salida. Los pines 15 y 16 son únicamente para el oscilador externo el cual estudiaremos con más detalle más adelante. El pin 4, o sea, el Reset se debe conectar con una resistencia de 10 Kohm a Vcc para que el PIC funcione, si lo queremos aplicar un Reset al Pic entonces pondremos un micro pulsador con una resistencia de 100 Ohm a tierra.

La máxima capacidad de corriente para los puertos se muestra en la siguiente tabla:

	PUERTO A	PUERTO B
MODO SUMIDERO	80mA	150mA
MODO FUENTE	50mA	100mA

Tabla 3.2 Capacidad de corriente en el PIC

Por último tenemos los pines 14 y 5 que son la alimentación la cual no debe sobrepasar los 5 Voltios. Para esto nos aseguramos poniendo un regulador de voltaje (7805) en nuestro circuito.

Es importante denotar que los pines de los puertos no utilizados los debemos conectar a +5V (Vcc) con una resistencia de 10 Kohm.

Oscilador Externo: Es necesario para que nuestro PIC pueda funcionar, puede ser conectado de cuatro maneras diferentes. En la siguiente tabla encontrarás los diagramas necesarios para su conexión y una breve descripción de cada uno de ellos.

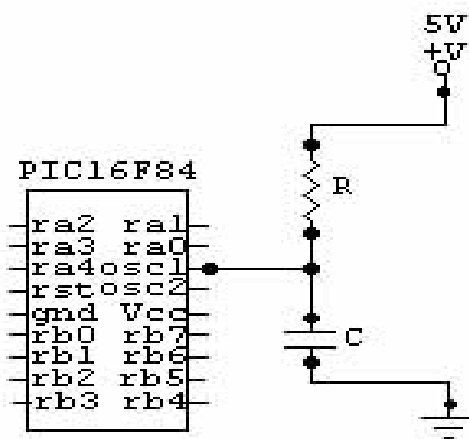


Figura 3.11 Oscilador RC

RC: Oscilador compuesto por una resistencia y un condensador, es empleado en los casos donde la precisión de los tiempos no es un factor clave.

XT: Oscilador compuesto por un cristal y dos capacitores.

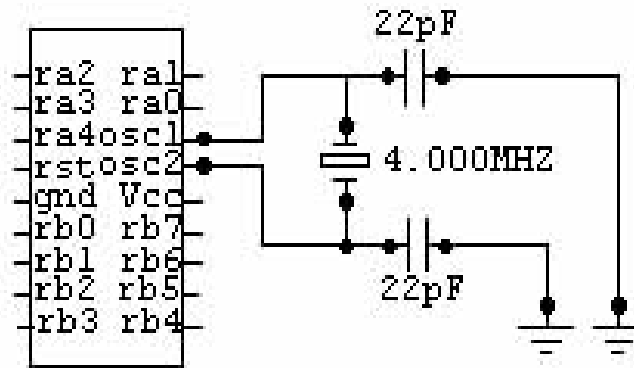


Figura 3.12 Oscilador XT

HS: Oscilador compuesto por un cristal de alta velocidad.

LP: Oscilador Compuesto por un cristal de baja frecuencia y bajo consumo.

El tipo de configuración XT es la más adecuada por lo que decidimos implementarla en nuestro proyecto.

3.5.1 PUERTOS DE ENTRADA / SALIDA

Hay dos puertos de entrada salida: Puerto A, Puerto B.

PUERTO A:

- Consta de 5 líneas denominadas RA4-RA0
- RA3-RA0 actúan como líneas de E/S salidas digitales configurables de forma independiente.
- RA4/TOCK1, además de línea E/S, puede funcionar como entrada de los impulsos del reloj para el TMRO.
- Si el bit TRISA se pone a 1, la línea de E/S correspondiente a la puerta A actúa como entrada y se pone en 0 actúa como salida.
- Al leer la entrada se lee el estado actual de ese pin.
- En las líneas de salida se mantiene el último valor que se ha sacado.
- Tras un reset todos los bits de TRISA se ponen a 1 y las líneas de la puerta A quedan configuradas como entrada.
- Cada línea de la puerta A suministra una corriente máxima de 20mA y puede absorber hasta 25mA. La corriente

máxima total que puede absorber la puerta A es de 80ma y la que puede suministrar es de 50ma.

PUERTO B:

- Cuando las líneas de la puerta B se configuran como entrada es posible acoplarlas a una resistencia , poniendo a cero el bit 7 del registro option .
- La puerta B puede absorber una corriente máxima de 150ma y suministrar un total de 100ma.
- RBO/INT también puede actuar como línea de petición de interrupción.
- RB7-R puede programarse para soportar una misión especial cuando estan configuradas como entradas. Si cambia el estado lógico de una de ellas se provoca una interrupción similar.
- Para la grabación de el PIC se usa el pin RB6 para los impulsos del reloj y el pin RB7 para la entradas de datos.

3.5.2 FORMAS DE ONDAS DE SALIDA DEL MICROCONTROLADOR

Las formas de onda de salida del microcontrolador son tres señales cuadradas moduladas **(A,B,C)** con sus respectivos complementos **(-A,-B,-C)**, estas señales se excitan a través de un buffer CMOS no inversor **4050B (U4)**. Las ondas de salida del microcontrolador varían de acuerdo a la selección de la relación de portadora SP.

Para la selección de portadora SP=6 las formas de onda de salida en el microcontrolador son:

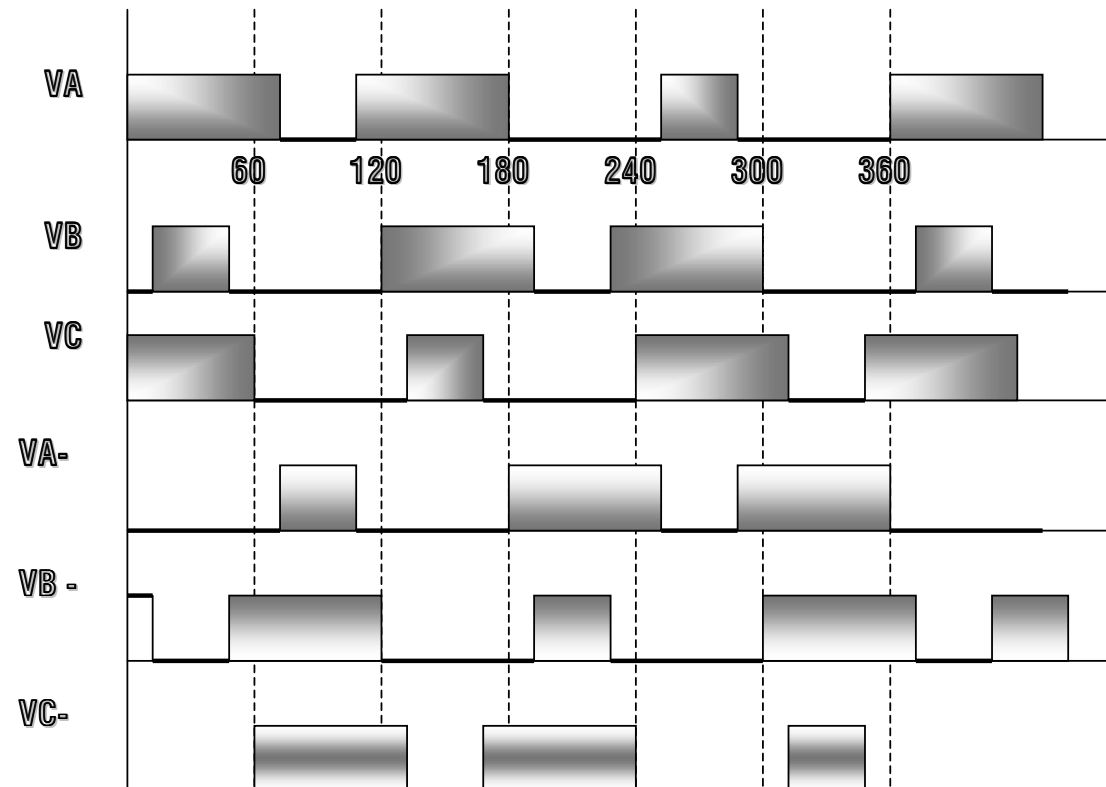


Figura 3.13 Formas de onda para portadora 6

Para selección de Portadora SP=12 las formas de onda en la salida del microcontrolador son:

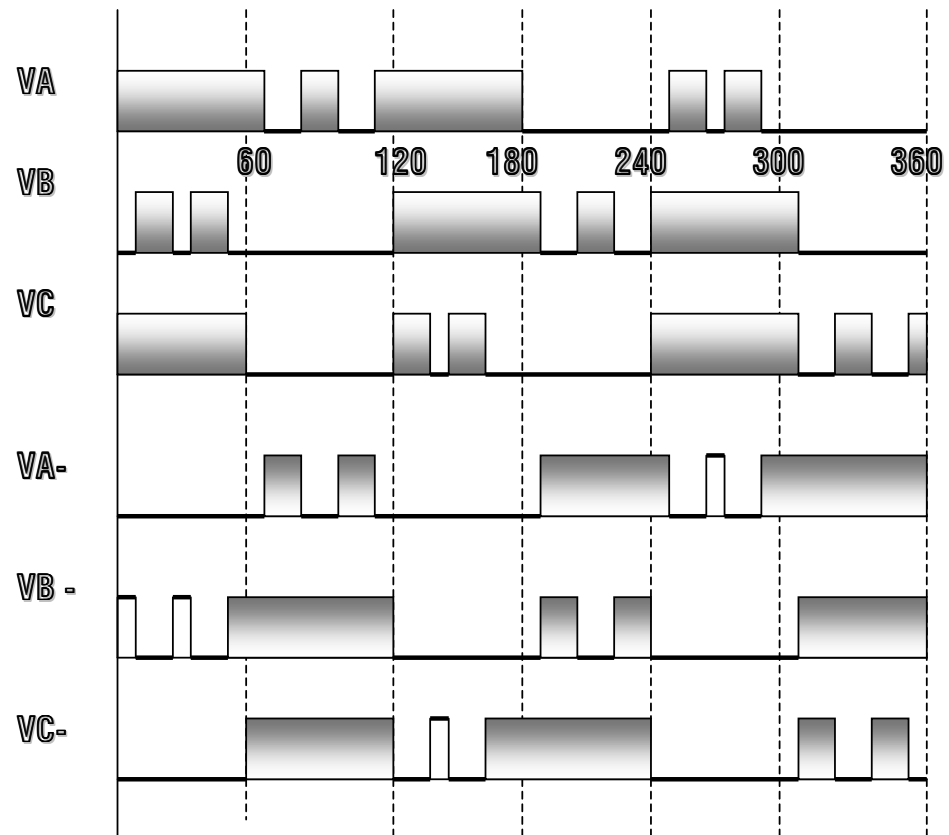


Figura 3.14 Formas de onda para portadora 12

Para selección de portadora SP=18 las formas de ondas de salida del microcontrolador son:

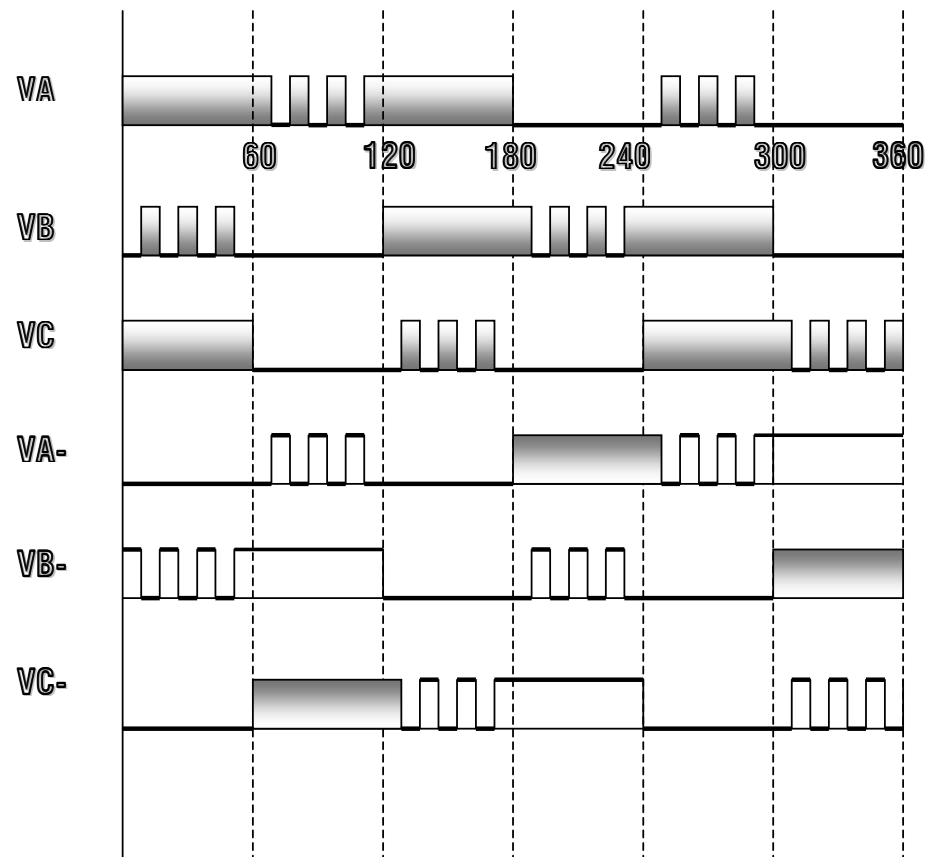


Figura 3.15 Formas de onda para portadora 18

Para la selección de la portadora $SP=24$ las formas de onda de salida del microcontrolador son:

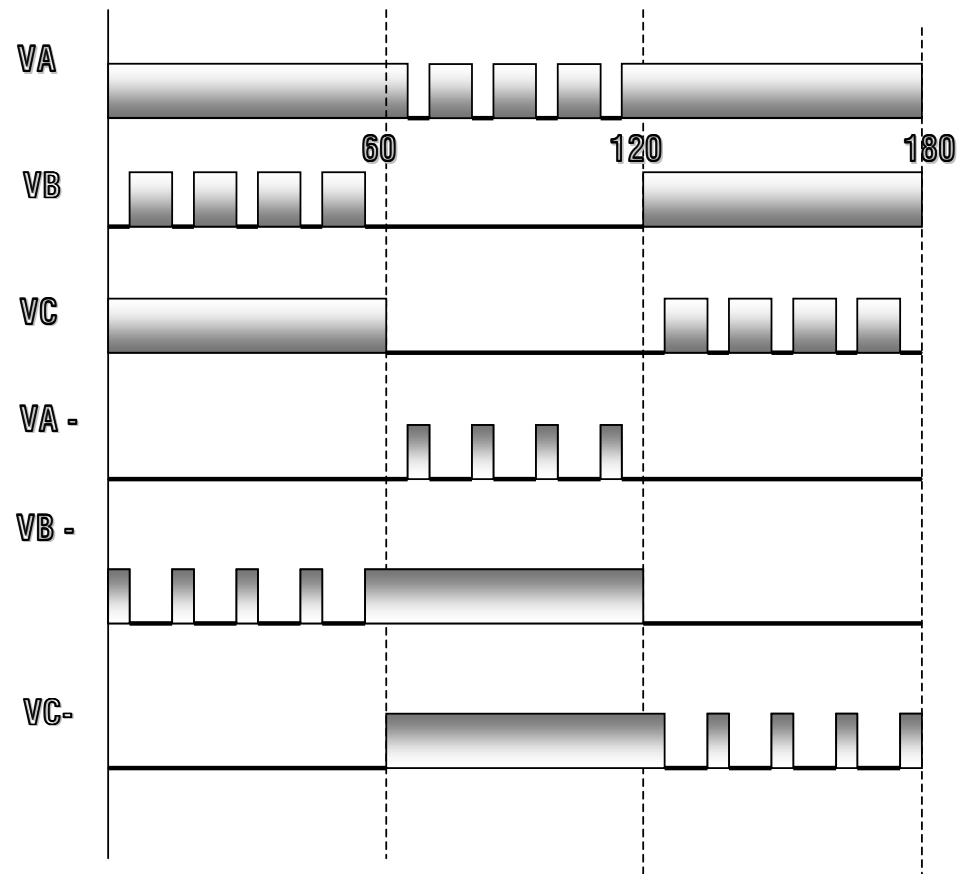


Figura 3.16 Formas de onda para portadora 24

3.6 CARACTERISTICAS DEL OPTOACOPLADOR

Un optoacoplador combina un dispositivo semiconductor formado por un fotoemisor, un fotoreceptor y entre ambos hay un camino por donde se transmite la luz. Todos estos elementos se encuentran dentro de un encapsulado que por lo general es del tipo DIP.

La señal de entrada es aplicada al fotoemisor y la salida es tomada del fotoreceptor. Los optoacopladores son capaces de convertir una señal eléctrica en una señal luminosa modulada y volver a convertirla en una señal eléctrica. La gran ventaja de un optoacoplador reside en el aislamiento eléctrico que puede establecerse entre los circuitos de entrada y salida.

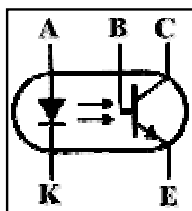


Figura 3.17 *Funcionamiento de un optoacoplador*

Los optoacopladores son utilizados para separar o aislar la etapa de control con la etapa de fuerza.

Este dispositivo está basado en la propiedad de las uniones de semiconductor de emisión de fotoelectrones y de variar las características de conductividad de dichas uniones al recibir una radiación de fotoelectrones.

Cuando una corriente atraviesa una unión, se produce un fenómeno de emisión. Tal emisión cuando incide a su vez en otra unión polarizada convenientemente, produce una variación de la corriente que es una función de la cantidad de radiación recibida.

El conjunto emisor/receptor puede, en determinadas condiciones transmitir información, no existiendo conexión alguna entre ellas. Físicamente se dispone el uno en las proximidades del otro y comercialmente el conjunto se puede obtener en forma de chip de medidas normalizadas.

3.6.1 DIFERENTES TIPOS DE OPTOACOPLADORES

La diferencia de los optoacopladores radica en el elemento que se utiliza en la etapa de salida del mismo.

Los tipos de optoacopladores son los siguientes:

Optoacoplador con salida por medio de transistor BJT, este dispositivo utiliza en su etapa de salida un transistor BJT, esto se observa en la figura 3.18.

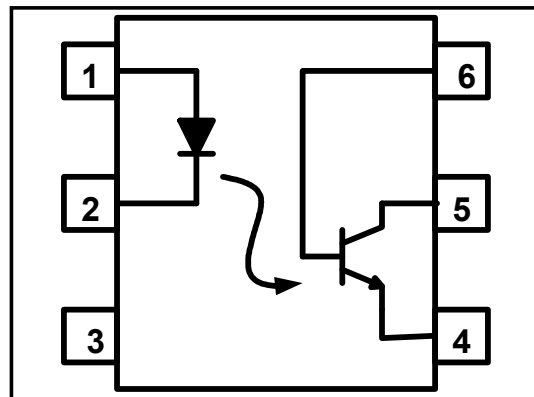


Figura 3.18 Optoacoplador con salida por transistor BJT.

Optoacoplador con salida por medio de transistor con configuración en Darlington, esto lo observamos en la figura 3.19.

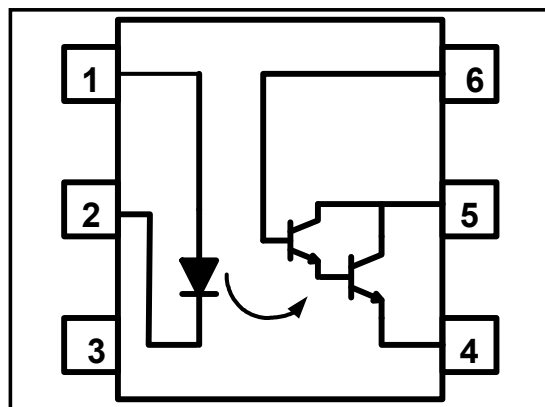


Figura 3.19 Optoacoplador con salida por transistor en Darlington.

Optoacoplador con salida por medio de puerta lógica NAND

esta es muy utilizado cuando se necesita acoplar a circuitos TTI, lo podemos observar en la figura 3.20.

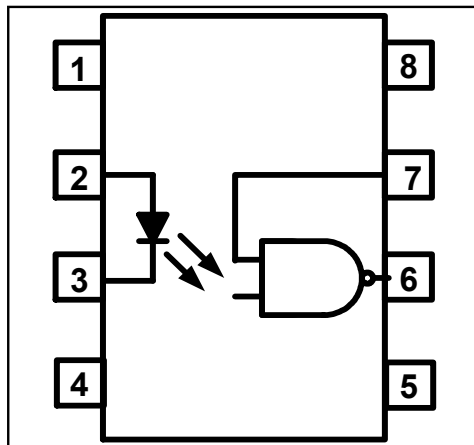


Figura 3.20 Optoacoplador con salida por puerta lógica NAND.

Optoacoplador con salida por medio de FET, el cual se lo observa en la figura 3.21.

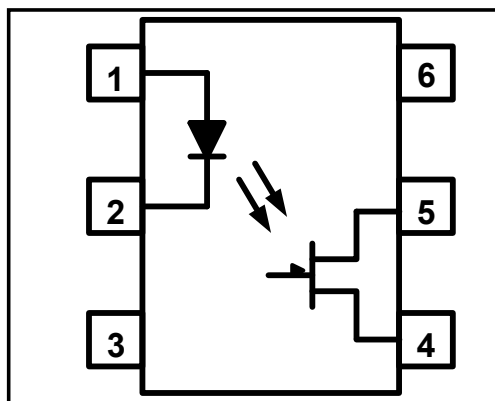


Figura 3.21 Optoacoplador con salida por FET.

Optoacoplador con salida por SCR, se lo puede observar en la figura 3.22.

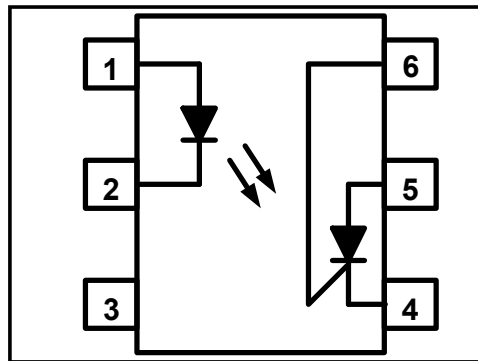


Figura 3.22 Optoacoplador con salida por SCR.

Optoacoplador con salida por TRIAC, se lo puede observar en la figura 3.23.

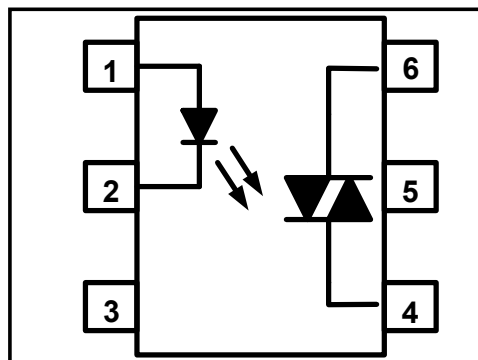


Figura 3.23 Optoacoplador con salida por TRIAC.

Optoacoplador con salida por TRIAC de cruce por cero, se lo puede observar en la figura 3.24.

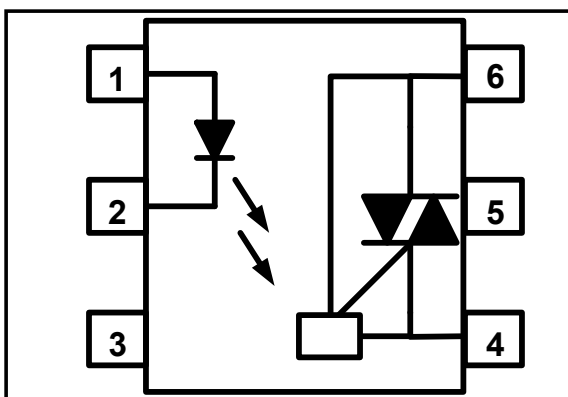


Figura 3.24 Optoacoplador con salida por TRIAC de cruce por cero

3.6.2 SELECCION DEL OPTOACOPLADOR

A primera vista, el optoacoplador podría parecer el medio ideal para acoplamiento/aislamiento y, en efecto, es un dispositivo notable por su pequeño tamaño, bajo costo, capacidad de acoplar señales desde DC hasta altas frecuencias, pero hay que tener en cuenta algunos factores claves, para que su implementación resulte eficiente y satisfactoria.

El parámetro más importante en la definición de las características de un optoacoplador, es una relación de transferencia de corriente (CTR). Esta es la relación entre la corriente de salida y la corriente de entrada y obviamente determina la calidad de la información transferida: al tener en cuenta esta característica nos decidimos por el MOC8113 cuya Hoja característica se muestra en los anexos.

CAPITULO 4

TECNICAS DE MODULACION DE ANCHO DE PULSO

4.1 Técnicas de modulación de ancho de pulso

En la práctica es necesario controlar el voltaje de salida o ganancia de los inversores, debido a que existen muchas variaciones en el voltaje DC de la entrada y para tener un control de voltaje y frecuencia más constante.

4.1.1 Tipos de modulación

El método más utilizado que sirve para modificar la ganancia del inversor es la de control de modulación de ancho de pulso, las técnicas mas utilizadas son:

- Modulación de un solo ancho de pulso
- Modulación de varios anchos de pulso
- Modulación senoidal del ancho de pulso
- Modulación senoidal modificada del ancho de pulso
- Control por desplazamiento de fase

En este capítulo hablaremos de las dos primeras.

4.1.2 Modulación de un solo pulso

En este tipo de modulación, por cada medio ciclo existe un solo pulso, se hace variar el ancho de pulso para controlar el voltaje de salida de el inversor

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

El Índice de Modulación se define como la relación de la amplitud de la onda rectangular con respecto a la amplitud de la onda triangular.

$$\text{INDICE DE MODULACION} = \text{AMP RECTANGULAR} / \text{AMP TRIANGULAR}$$

La onda rectangular es la modulante y la onda triangular es la portadora, la amplitud de la onda rectangular puede variar desde cero hasta tener igual valor que la amplitud de la onda triangular.

Por lo tanto si la amplitud de la onda rectangular llega al valor mínimo del rango seleccionado, el ancho de pulso que se tendrá será el más amplio, mientras que si la amplitud de la onda rectangular llega al valor máximo se obtendrá un ancho de pulso más delgado.

En la figura 4.1 se puede observar la onda triangular, la señal de referencia, la generación de los pulsos de excitación y el voltaje de salida para un inversor.

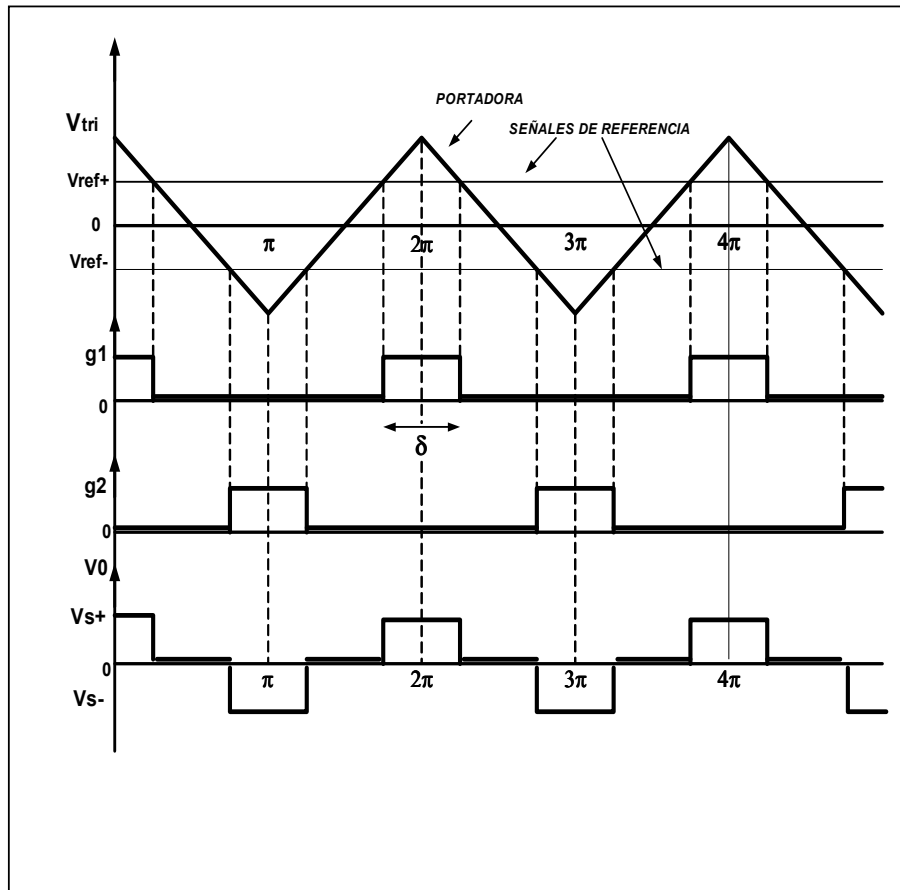


Figura 4.1 Gráfica de ondas para modulación de un solo pulso

El voltaje en la salida tiene los armónicos de orden impar en un rango infinito, como se puede observar al realizar la descomposición de la onda del voltaje de salida por medio de las series de Fourier:

$$V_o(t) = \sum \frac{4V}{n\pi} \text{Sen} \frac{n\delta}{2} \text{Sen}(n\omega t) ; n=1,3,5,\dots \quad (4-1)$$

Por este tipo de modulación podemos eliminar algunos armónicos.

4.1.3 Modulación de varios pulsos

En este tipo de modulación se obtienen varios pulsos de igual ancho en cada medio ciclo, los anchos de los pulsos son variables para poder controlar el voltaje de salida del inversor. Este método resulta adecuado para la reducción del contenido armónico del voltaje de salida V .

En la figura 4.2 se ilustra la forma en que se genera los pulsos de la señal de control para el encendido y apagado de los transistores de potencia del inversor, de la misma forma que el caso anterior, esta señal se genera comparando una señal modulante rectangular con una portadora triangular.

A diferencia del caso anterior de pulso único, la frecuencia de la onda triangular o portadora (f_p) determina el número de pulsos por cada medio ciclo (p), en tanto que la frecuencia de la onda rectangular o modulante (f_m) es la que fija la frecuencia de salida.

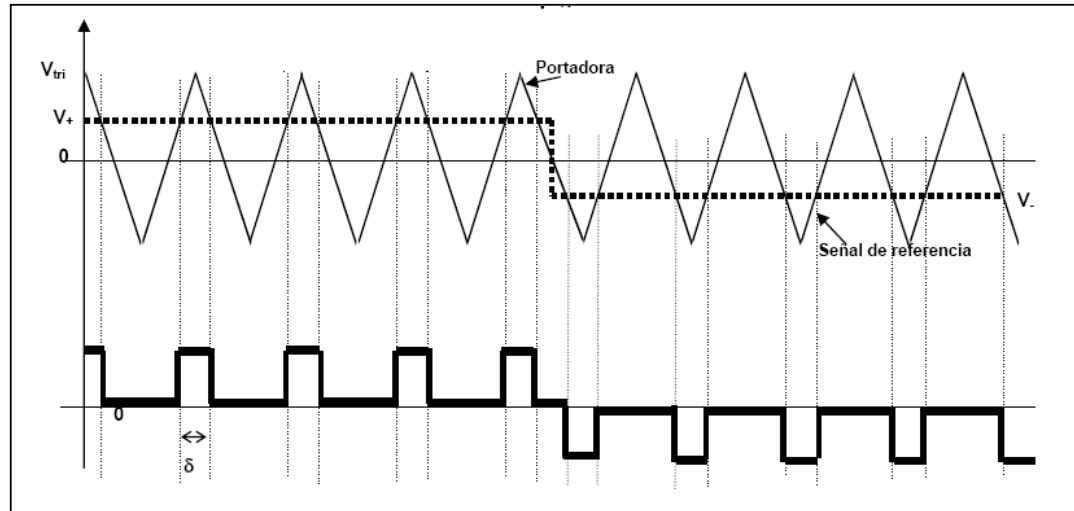


Figura 4.2 Gráfica de ondas para modulación de pulso múltiple

El número de pulsos por cada medio ciclo puede ser determinado a partir de la ecuación 4.2

$$p = \frac{m_f}{2} \quad (4.2)$$

La relación de modulación de frecuencia esta dado por la ecuación

4.3

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (4.3)$$

Al variar la relación de modulación también varía el voltaje de salida (V_o), al comparar las amplitudes de las ondas portadora y modulante.

Al variar m_f desde 0 hasta 1, el voltaje en la carga lo hace desde 0 hasta V y el ancho de pulso (δ) varía desde 0 hasta π/p

El voltaje rms de salida se lo puede calcular a partir de la ecuación 4.4, donde δ es el ancho de pulso.

$$V_o = V \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (4.4)$$

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

$$V_o(t) = \sum B_n \text{Sen}(n\omega t) \quad ; n=1,3,5 \quad (4.5)$$

Se puede determinar el coeficiente B_n de la ecuación 4.5, para esto se toma un par de pulsos, un pulso positivo de ancho δ y que empieza en $\omega t = \alpha$, mientras el pulso negativo posee el mismo ancho δ y empieza en $\omega t = \pi + \alpha$. Para tener el voltaje efectivo de salida V_o rms se debe combinar el efecto de todos los pulsos.

Generalizando, el pulso positivo par empiezan en $\omega t = \alpha_m$ y termina en $\omega t = \pi + \alpha_m$, expresando esto en la ecuación tenemos

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen} \frac{n\delta}{2} \left[\text{sen} \eta \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \text{sen} \eta \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (4.6)$$

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

4.2 Selección de técnica de modulación a utilizarse

La técnica de modulación que se utiliza es la modulación de pulsos múltiples, en este tipo de modulación se obtienen varios pulsos de igual ancho en cada medio ciclo, los anchos de los pulsos son variables para poder controlar el voltaje de salida del inversor.

Estas señales que se generan son los pulsos de control para el encendido y apagado de los transistores de potencia del inversor, de la misma forma que el caso anterior, esta señal se genera comparando una señal modulante rectangular con una portadora triangular.

CAPITULO 5

DESCRIPCION DEL EQUIPO

5.1 DISEÑO Y DESCRIPCION DEL EQUIPO

Para la realización de nuestro proyecto el cual esta compuesto por su etapa de control, etapa aisladora, fuentes de alimentación y circuito de fuerza, se elaboró una tarjeta para cada una de estas etapas las cuales fueron dispuestas en la caja.

5.2 DISEÑO DE LAS FUENTES DE LA ALIMENTACION

Para la construcción del inversor trifásico transistorizado se necesitaron de fuentes de alimentación para diferentes etapas del inversor. Para la etapa de control fue necesario diseñar fuentes de control de salida de 5v y 12v así como para la etapa de

acoplamiento se necesitó del diseño de una fuente de 15v los cuales servirían para alimentar las salida de los optoacopladores.

5.2.1 FUENTES DE 5V Y 12V.

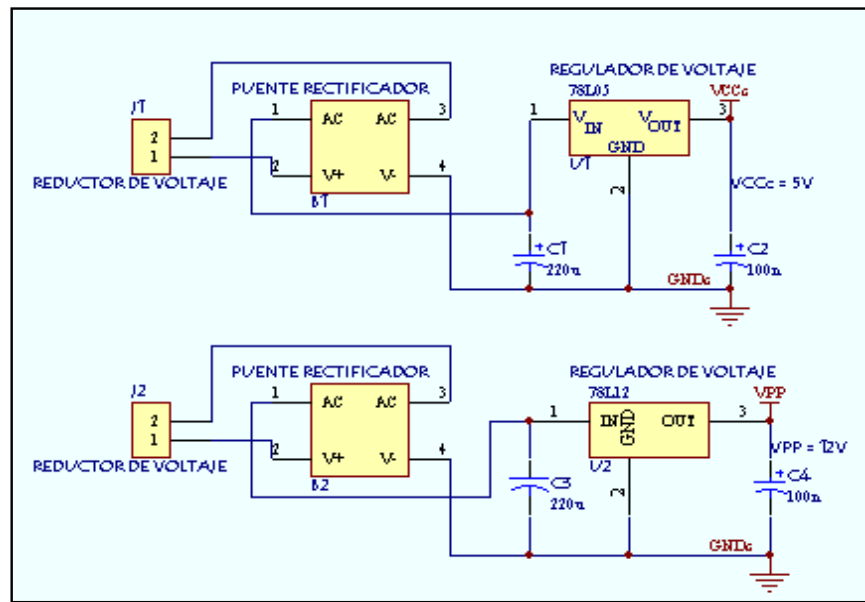


FIGURA 5.1 Circuito fuentes +5 V y +12V

Como se ve en la figura para el diseño de las fuente se utilizó dos reguladores L7805 y L7812; cuya salida proporcionaría +5v en la salida del regulador L7805 (VCCc) y + 12v en la salida regulador LM7812 (VPP), que servirán para la alimentación de la etapa de control. La salida de +12v se utilizará para la alimentación del oscilador controlado por voltaje (VCO) LM566 así como para el comparador LM393, Los +5v será para la alimentación del microcontrolador PIC16F84.

5.2.2 FUENTE DE +15V

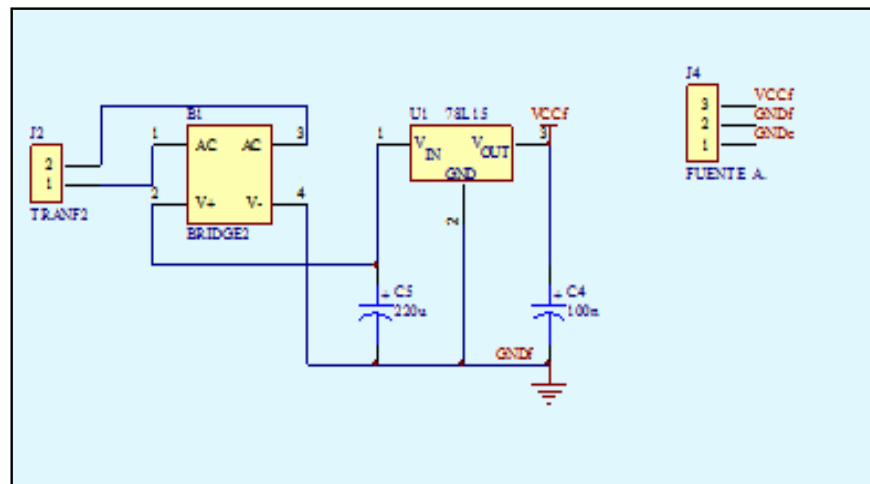


FIGURA 5.2 Fuente +15V

La fuente de alimentación de +15v como se ve en la figura de la salida del regulador L7815 proporcionaría +15V (VCCf) que servirán para la alimentación de la etapa aisladora.

Este nivel de voltaje servirá de referencia para las señales que llegan a la base de los transistores principales A,B,C y de la base de los transistores auxiliares A,B,C, los cuales forman el puente trifásico transistorizado.

5.3 LISTAS DE MATERIALES

CIRCUITO DE CONTROL

Tabla 5.1

CANTIDAD	ELEMENTO	DESCRIPCIÓN
1	vco (U1)	LM566
1	comparador (U2)	LM393
1	microcontrolador(U3)	PIC16F84
1	buffer (U4)	CD4050
2	Potenciómetros (Pot3,Pot4)	10k
1	resistor (R15)	470

3	resistor (R8,R9,R14)	1k
1	resistor (R2)	1.6k
1	resistor (R1)	4.7k
7	resistor (R11, R12, R16, R17, R18)	10k
1	resistor (R5)	15k
1	resistor (R6)	22k
1	resistor (R4)	24k
1	resistor (R10)	26k
1	resistor (R7)	100k
1	resistor (R13)	10M
2	capacitor (C1,C3)	0.01u
1	capacitor (C2)	0.15u
1	capacitor (C4)	10u
2	capacitares (C5,C6)	22p
1	capacitor cristal (Y1)	400Mhz
1	diodo (D1)	1A
1	botonera (S3)	
2	swichts (S1,S2)	

ETAPA AISLADORA***Tabla5.2***

CANTIDAD	ELEMENTO	DESCRIPCION
6	Opto acopladores (A1- A6)	MOC8113
6	Transistor	2N3904
17	Resistor (R1-R7,R9,R12, R13,R15,R16,R18,R19,R21, R22, R24)	1k
6	Resistor (R8,R11,R14,R17,R20,R23)	680

FUENTES***Tabla 5.3***

CANTIDAD	ELEMENTO	DESCRIPCION
2	Puente Rectificador	
1	Regulador de voltaje	7805
1	Regulador de voltaje	7812
1	Regulador de voltaje	7815

2	CAPACITOR	220uf
3	Capacitor	100n

CIRCUITO DE FUERZA

Tabla 5.4

CANTIDAD	ELEMENTO	DESCRIPCION
6	Transistores de Potencia	TIP 121
6	Diodos de Potencia	
6	Disipadores de Calor	

5.4 DISTRIBUCION Y UBICACION DE LOS COMPONENTES

Para la distribución y ubicación de los componentes las siguientes figuras muestran su posicionamiento en cada tarjeta.

A continuación mostramos la posición de cada componente en las tarjetas de control, aisladora y fuente de alimentación.

CIRCUITO DE CONTROL

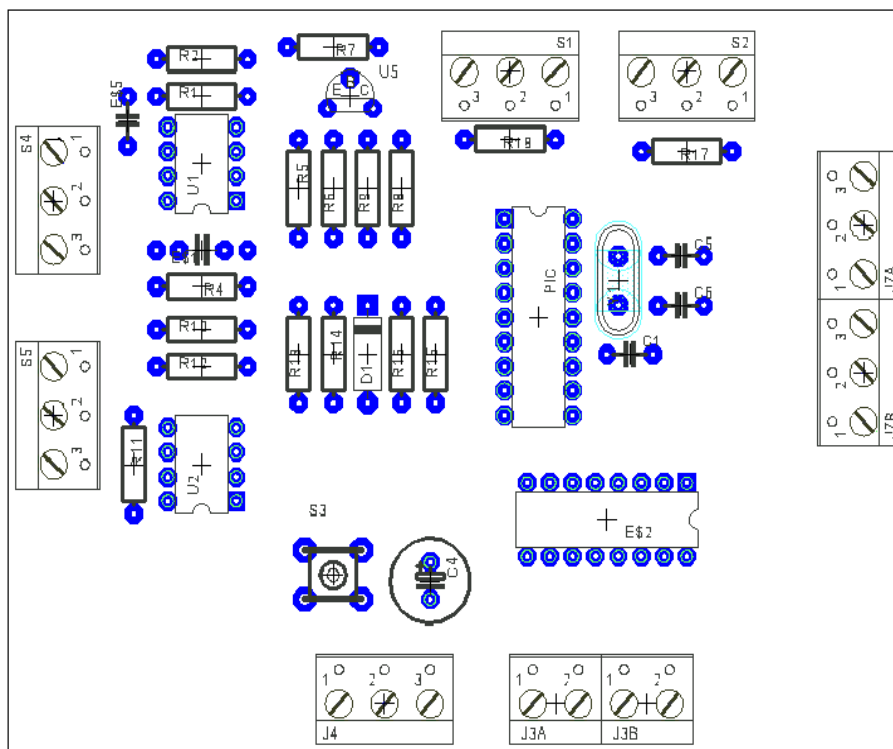


FIGURA 5.3 Circuito de control

ETAPA AISLADORA

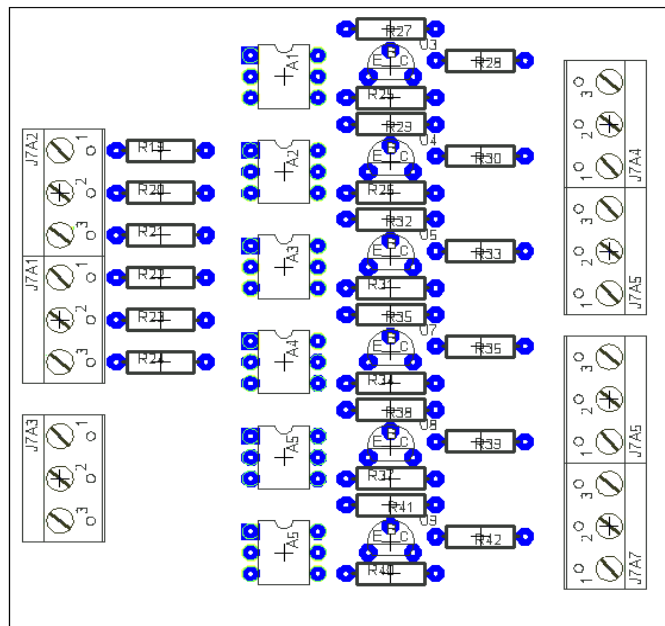
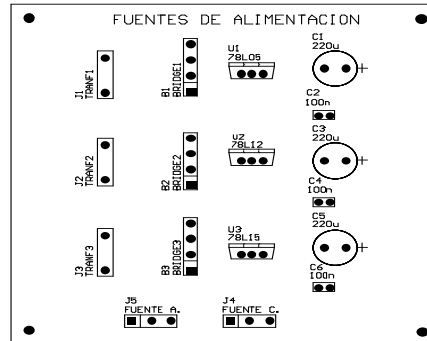


FIGURA 5.4 Etapa aisladora

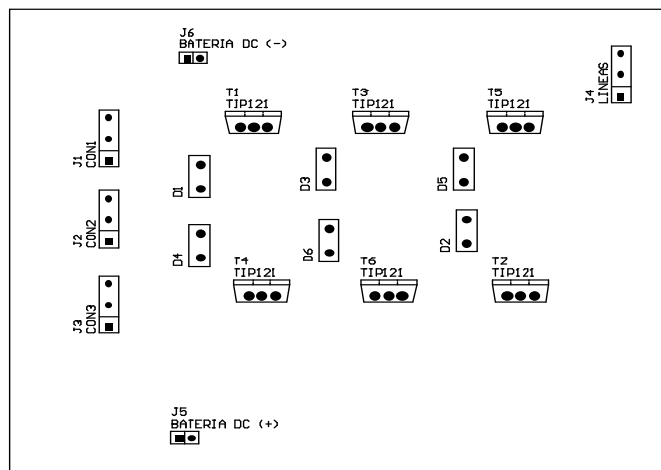
FUENTES DE ALIMENTACION

**FI
GU
RA
5.5
Fu
ent
es**



.GTO

CIRCUITO DE FUERZA



.GBC

FIGURA 5.6 Circuito de fuerza

CAPITULO 6

PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1 Fotografías de las señales de entrada del circuito de control



FIG. 6.1 Entrada al Pic16F84 Señal de Control de ancho de Pulso

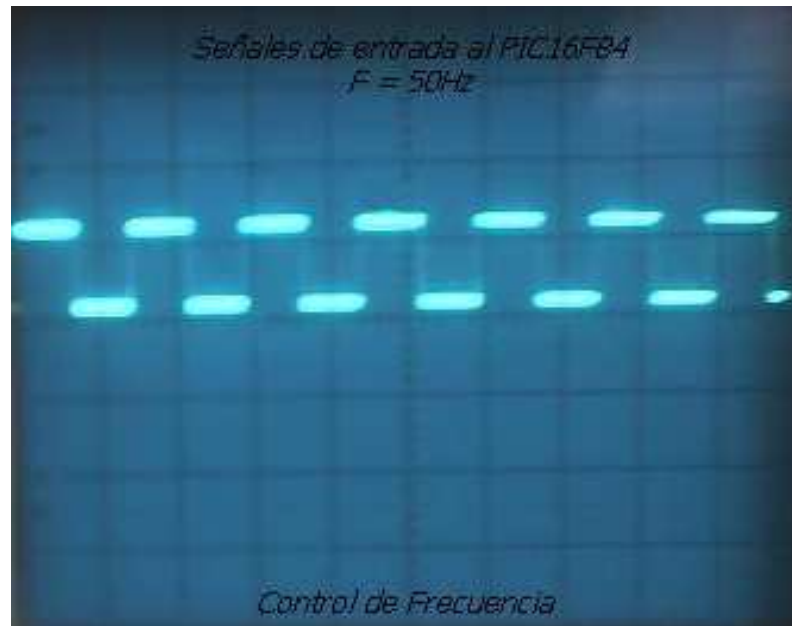


FIG 6.2 Entrada del Pic16 F84 Señal de control de Frecuencia

6.2 Fotografías de las señales de Salida del PIC16F84

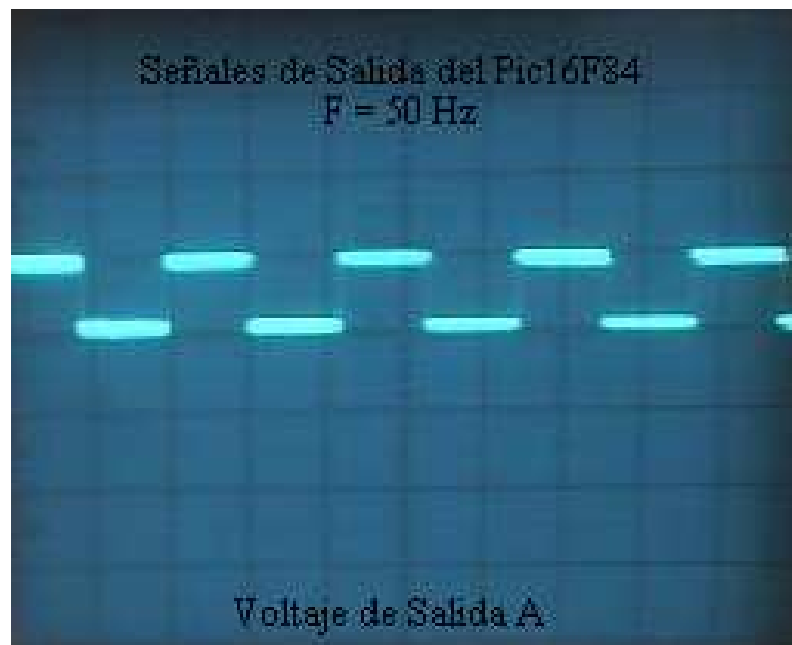


FIG 6.3 Salida del Pic16 F84 Señal de Salida A



FIG 6.4 Salida del Pic16 F84 Señal de Salida B



FIG 6.5 Salida del Pic16 F84 Señal de Salida C



FIG 6.6 Salida del Pic16 F84 Señal de Salida A Negado



FIG 6.7 Salida del Pic16 F84 Señal de Salida B Negado

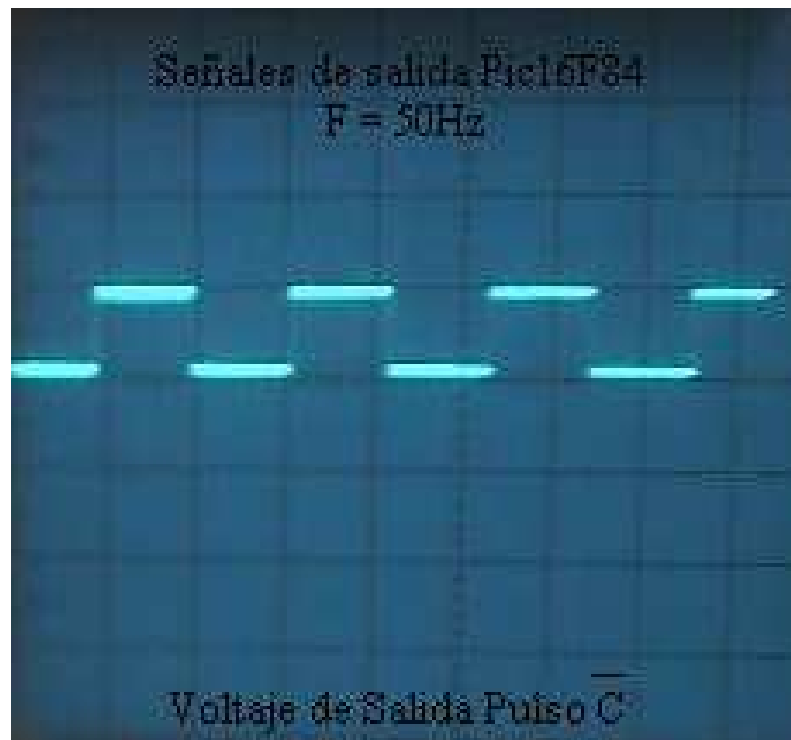


FIG 6.8 Salida del Pic16 F84 Señal de Salida C Negado

6.3 Fotografías de las señales de voltaje de salida

6.3.1 Carga Resistiva

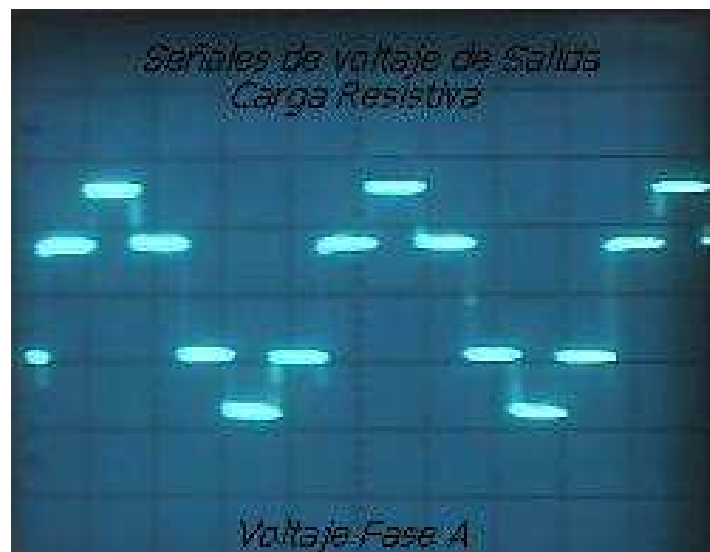


FIG 6.9 Carga Resistiva Voltaje Fase A



FIG 6.10 Carga Resistiva Voltaje Fase B

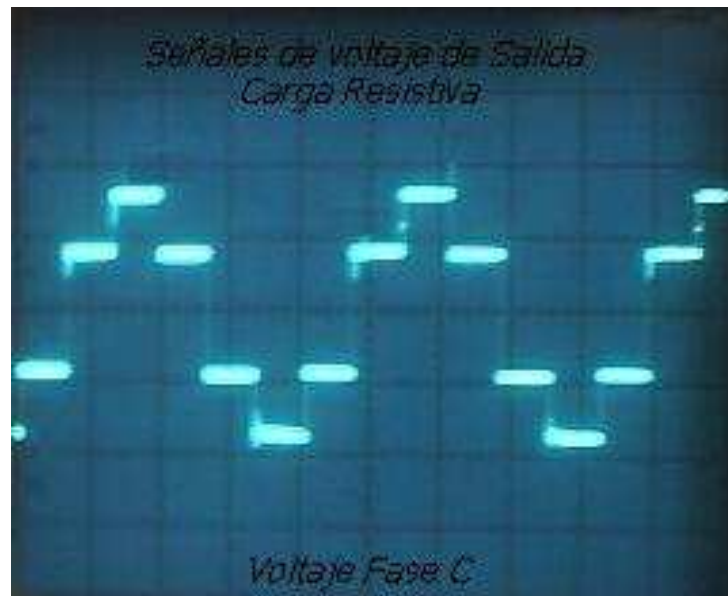


FIG 6.11 Carga Resistiva Voltaje Fase C



FIG 6.12 Carga Resistiva Voltaje VAB



FIG 6.13 Carga Resistiva Voltaje VAC



FIG 6.14 Carga Resistiva Voltaje VBC

6.3.2 Carga Resistiva - Inductiva



FIG 6.15 Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VA

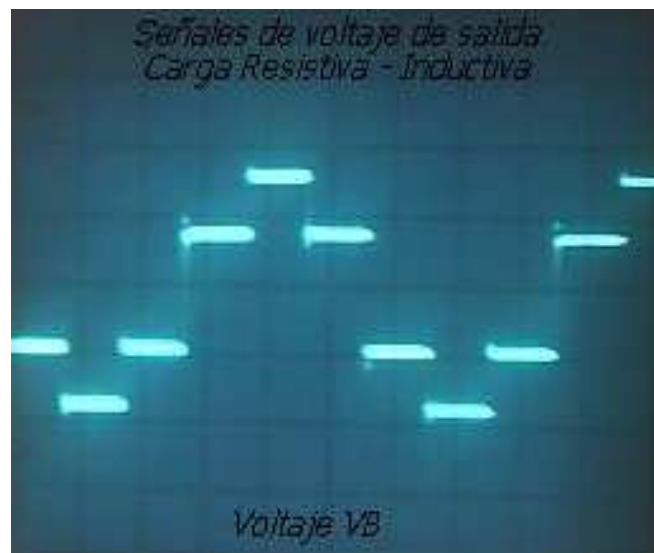


FIG 6.16 Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VB

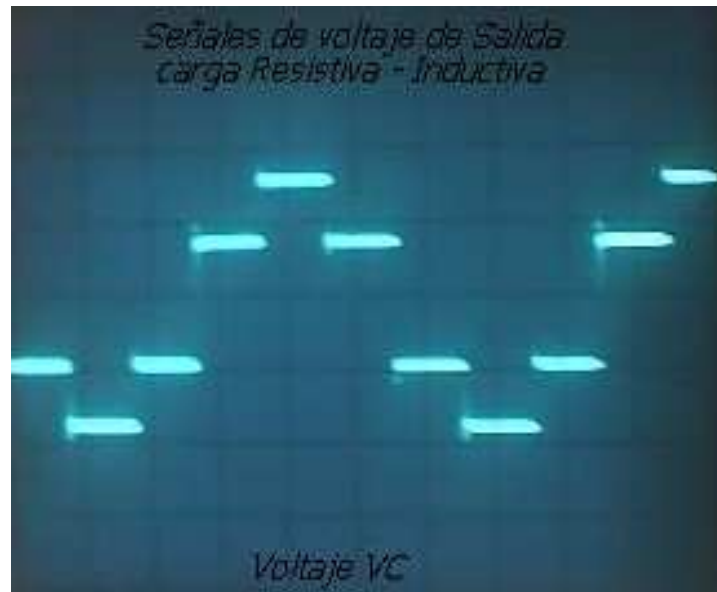


FIG 6.17 Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VC



FIG 6.18 Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VAB



FIG 6.19 Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VAC

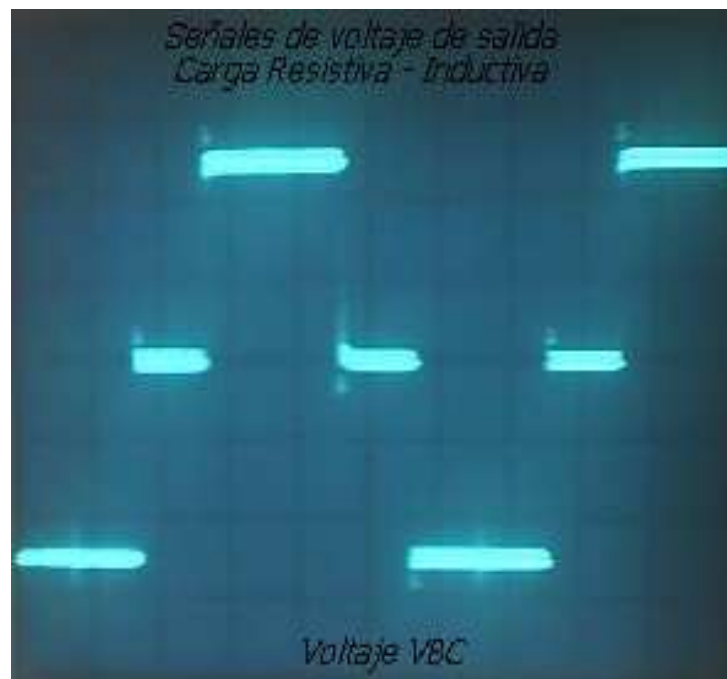


FIG 6.20 Carga Resistiva - Inductiva Voltaje VBC

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Se puede concluir:

El proyecto consiste en un inversor trifásico transistorizado con modulación de ancho de pulso.

El equipo construido sirve para reforzar las prácticas del laboratorio de Electrónica de Potencia.

Los inversores son muy utilizados como variadores de frecuencia, los cuales sirven para controlar la velocidad en los motores de corriente alterna y también como fuentes de alimentación ininterrumpidas o UPS, que sirven para el funcionamiento de equipos de computo, comunicaciones, medicinas y electrodomésticos, cuando existe falla o en lugares donde no llega la red de energía eléctrica.

Los circuitos de control y etapa aisladora no presentaron ningún problema, lo cual indica que los elementos seleccionados para su diseño fueron los adecuados.

El circuito de control tiene muy poco consumo de potencia, es el encargado de realizar la modulación PWM, los elementos mas importantes que lo constituyen son un VCO (Oscilador Controlado por Voltaje), circuito comparador y un microcontrolador.

En el circuito de control el VCO genera dos señales, una señal V_c (onda cuadrada) y una señal V_p (onda triangular).

Otra señal existente es la señal V_M que es el resultado de comparar una señal de referencia V_{ref} con la onda triangular V_p

Las señales que ingresan al pic son V_c y V_M .

La señal V_c es un tren de pulsos cuadrados, sincronizado con los puntos de cambio de la pendiente de la portadora.

La señal V_p es una onda triangular portadora.

La señal V_M es un tren de pulsos rectangulares modulados.

En la etapa aisladora se utilizó optoacopladores para aislar el circuito de control del de fuerza, debido a que son fáciles de conseguir y su conexión es sencilla.

Los transistores de la etapa de fuerza son gobernados por las señales de la etapa de control A,B,C y sus respectivos complementos.

El circuito de fuerza diseñado para este proyecto es sencillo y de muy fácil diseño, el mismo está constituido por seis transistores con sus respectivos diodos de protección.

Las recomendaciones son:

Se debe tener en cuenta que todos los pulsos de la etapa de control lleguen a la etapa de fuerza, debido a que si uno falla esto provocará un cortocircuito y que algún transistor se dañe.

La etapa de control debe ser alimentada con 5V dc para el microcontrolador y 12V dc para los demás circuitos integrados, teniendo mucho cuidado de no sobrepasar esos valores de voltaje y teniendo un GND común entre las dos fuentes.

La etapa aisladora es alimentada con 15V dc a la salida de la misma.

La etapa de fuerza es alimentada con una fuente externa de 12V dc.

La carga en la salida no debe exceder más de 5 A su consumo de corriente.

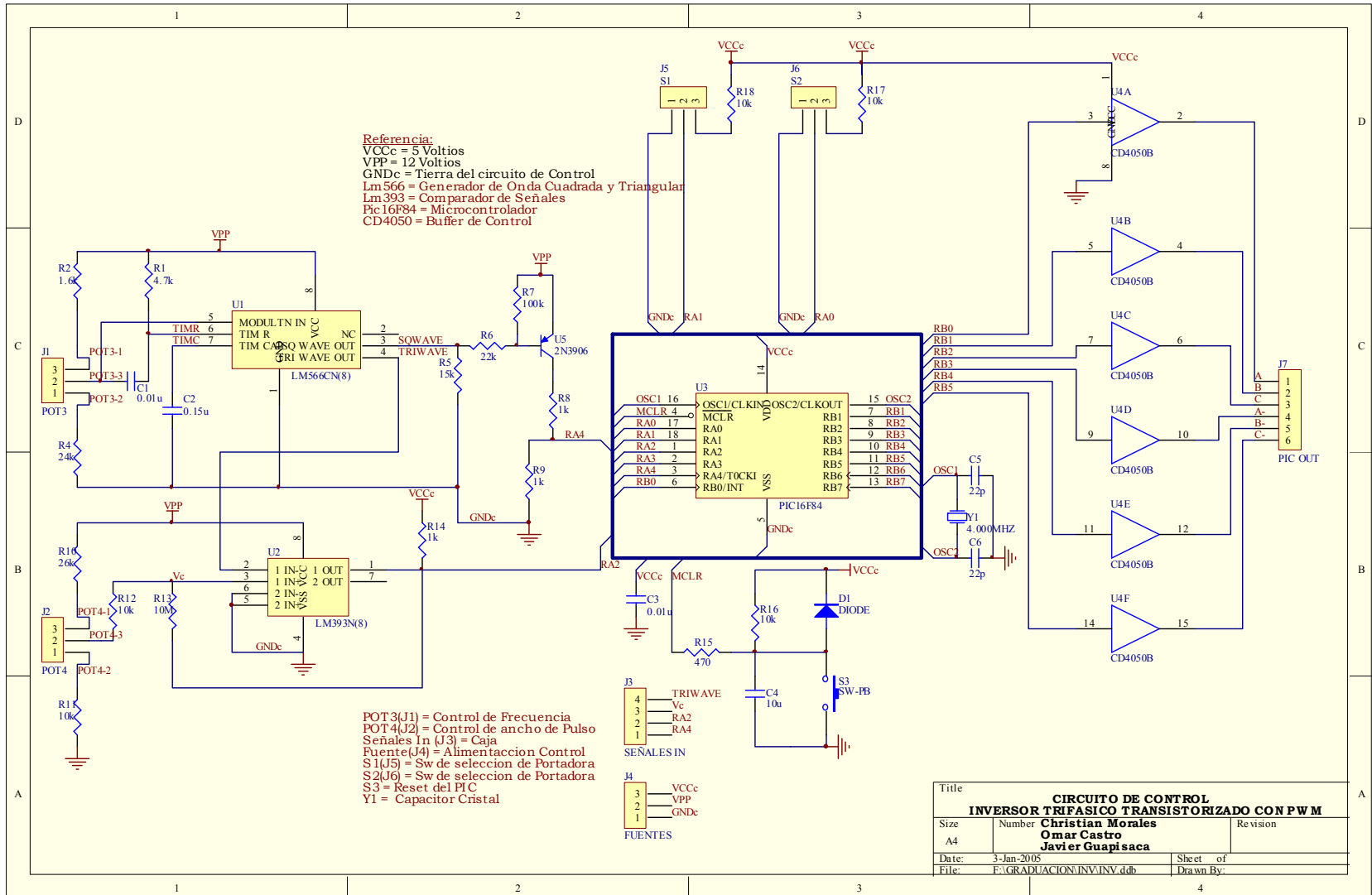
La disipación de potencia en los transistores TIP 121 hace necesario el montaje de disipadores de calor, ya que en ausencia de estos, la capacidad de disipar el calor es muy poca, además el equipo consta de rejillas de ventilación que ayudan a evacuar el aire el aire caliente permitiendo un margen de disipación de calor aceptable.

ANEXO A

Esquemáticos del circuito de control del inversor

ANEXOS

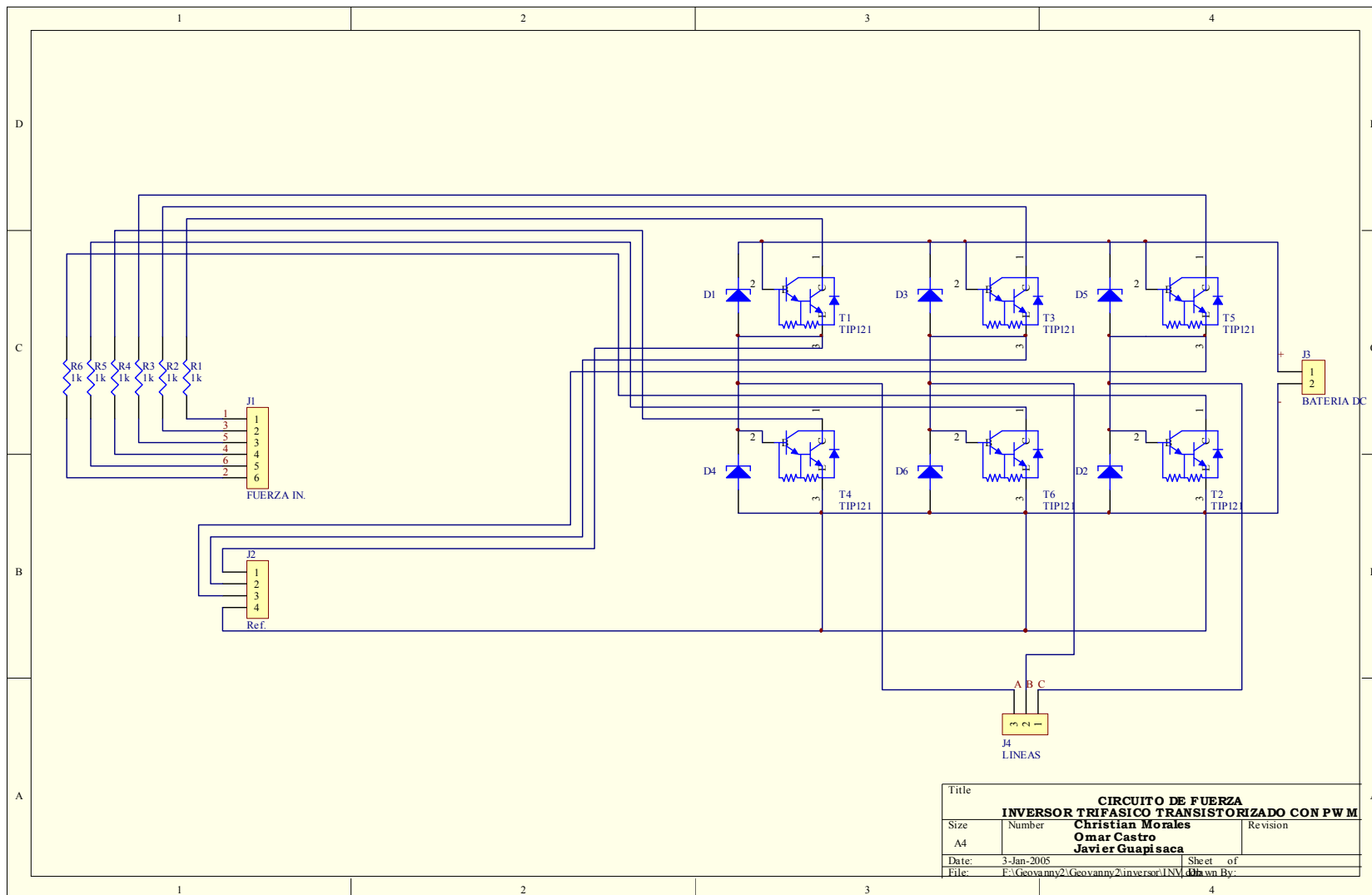
A. Esquemático del Circuito de control del Inversor



ANEXO B

Esquemáticos del circuito de Fuerza del inversor

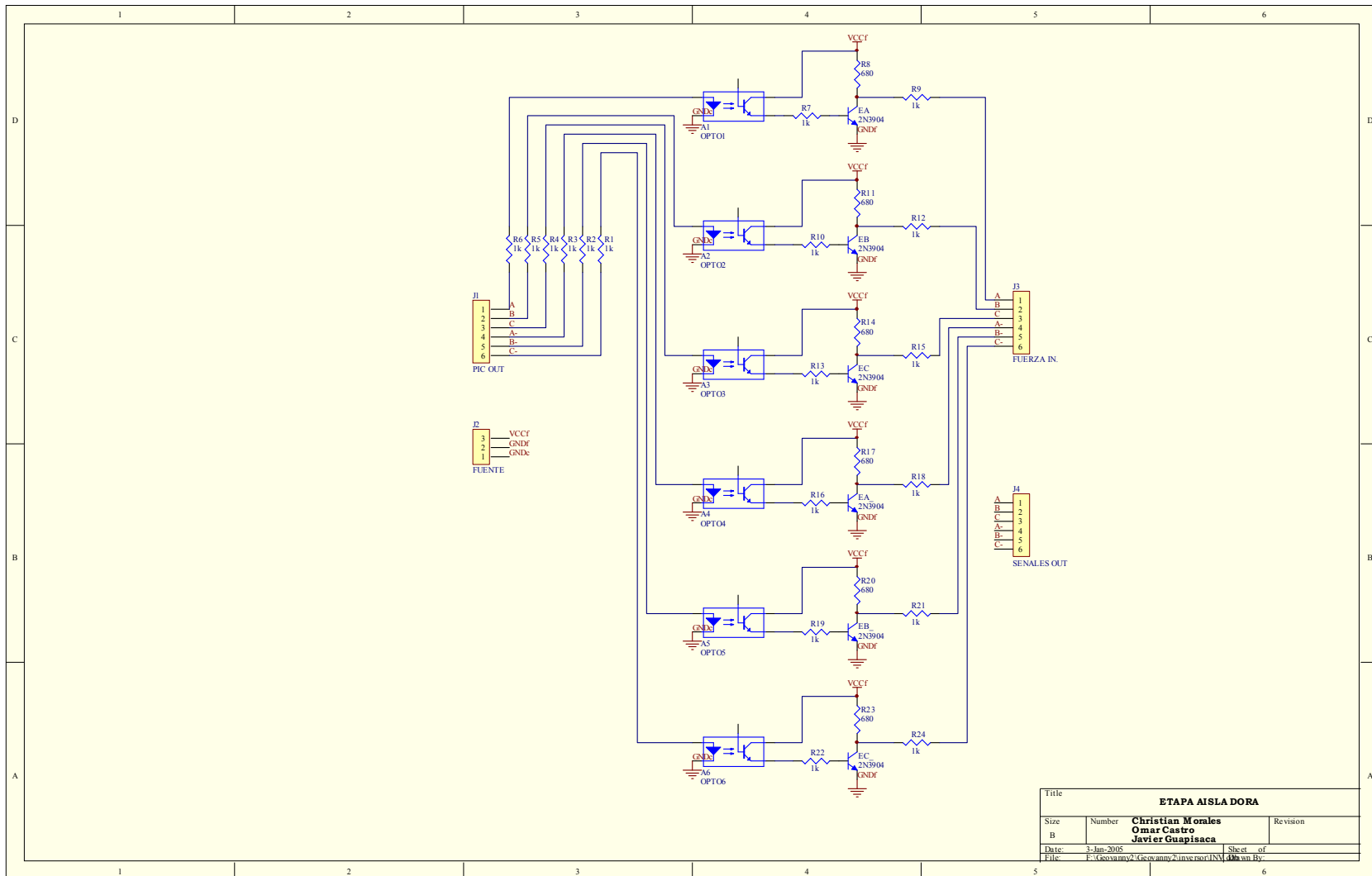
B Esquemático del Circuito de Fuerza del Inversor



ANEXO C

Esquemáticos de la Etapa Aisladora del inversor

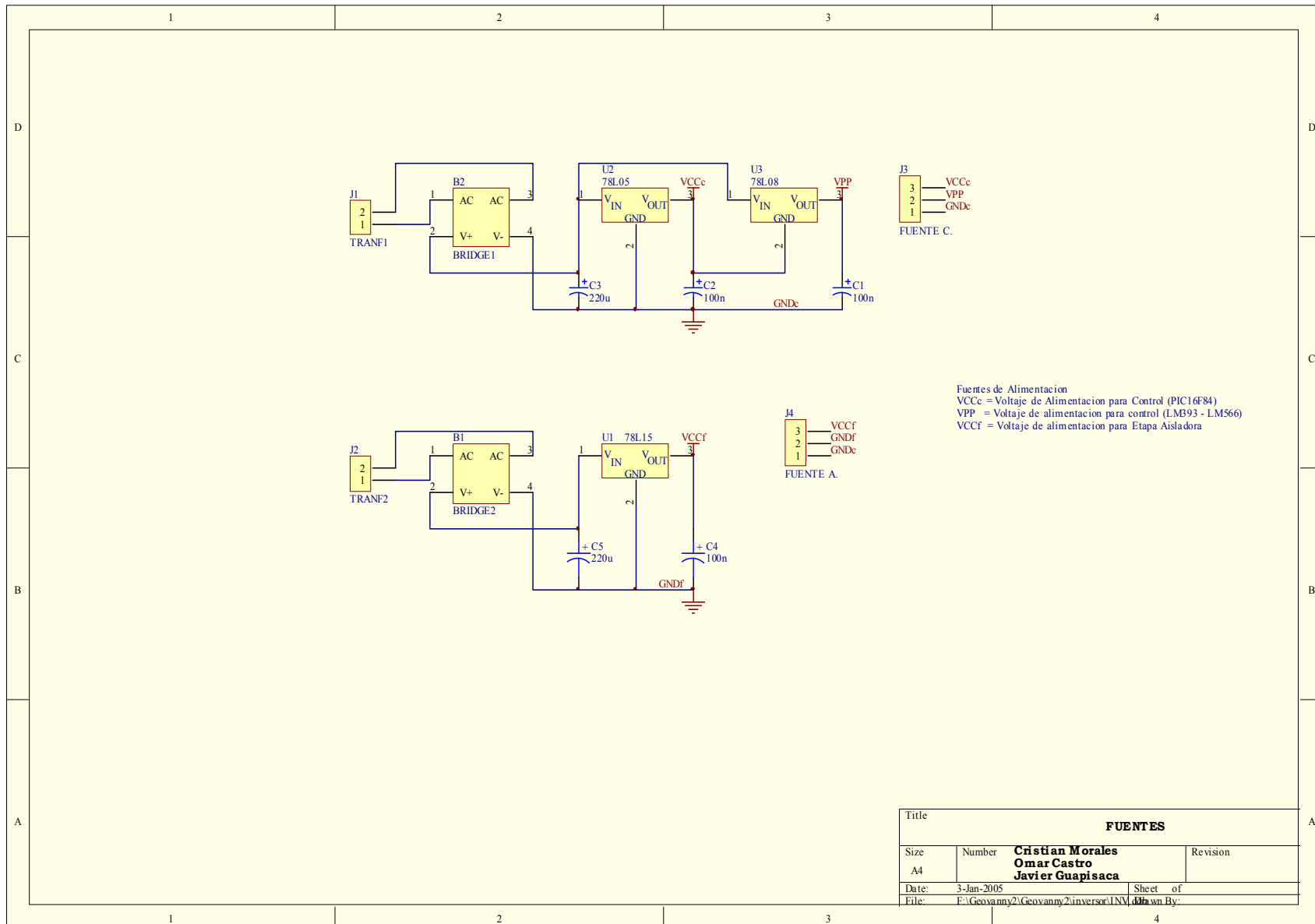
C. Esquemático de la etapa aisladora del Inversor



ANEXO D

Esquemáticos de las Fuentes

D. Esquemático de las fuentes



ANEXO E

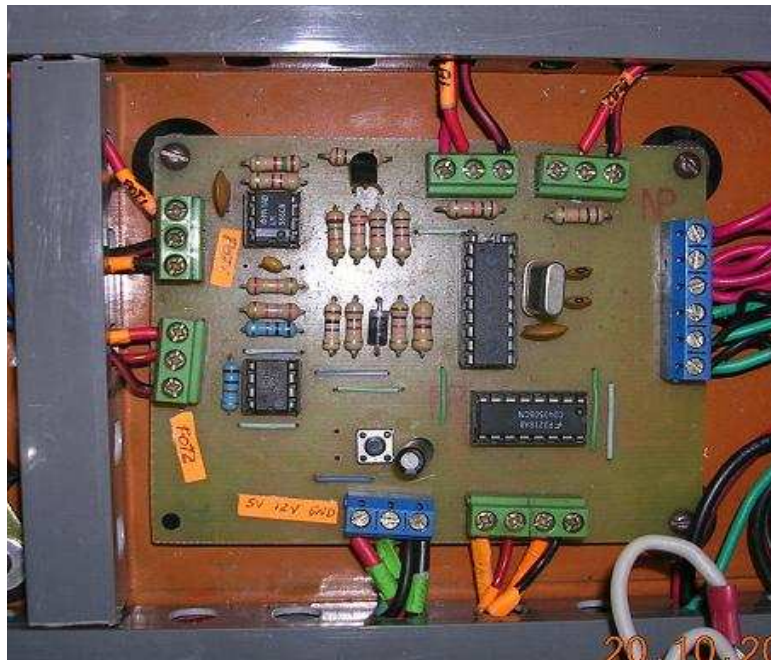
Fotos del Inverso

E. Fotos del Inversor



Vista externa del inversor

Tarjeta de la Etapa de Control



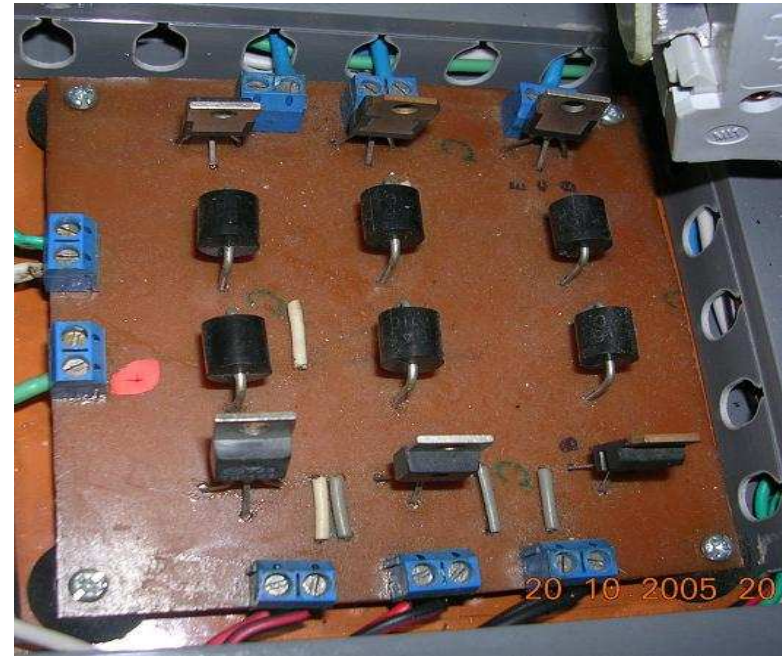
Tarjeta de la Etapa Aisladora



Tarjeta de Fuentes



Tarjeta de la Etapa Fuerza



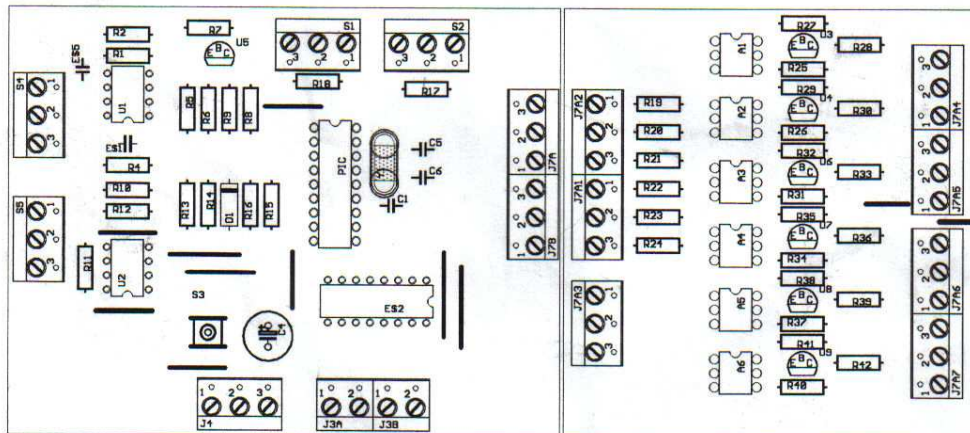
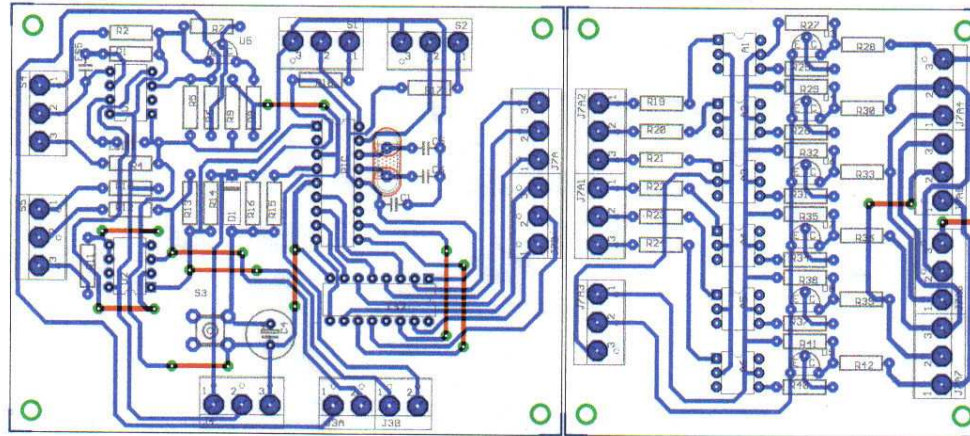
Vista Superior de la ubicación de las tarjetas en el interior de la caja del inversor



ANEXO F

Esquema de Circuitos Impresos

F.- Esquema de Circuitos Impresos



ANEXO G

Programa del microcontrolador 16F84

G. Programa en Assembler del microcontrolador 16F84

```
*****
;
;PROGRAMA PARA EL INVERSOR TRIFASICO TRANSISTORIZADO
;ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
;AUTORES
;    OMAR CASTRO ITURRALDE
;    CHRISTIAN MORALES DUQUE
;    JAVIER GUAPISACA LINO
;FECHA
;
*****
    list    p=16c84
    radix   hex
;-----
;mapa de direcciones
w    equ   0
f    equ   1
;-----
;mapa de memoria de la cpu
tmr0 equ   01    ;se lo utiliza como contador
pc    equ   02
porta equ   05
portb equ   06
estado equ   03
conta1 equ   10    ;carga el valor a contar
conta2 equ   11    ;carga el valor a contar
conta3 equ   12    ;carga el valor a contar
conta4 equ   13    ;carga el valor a contar
conta5 equ   14    ;carga el valor a contar
conta6 equ   0f    ;carga el valor a contar
conta equ   0c
temp  equ   0e    ;operan con RA0 y RA1
conf  equ   0d    ;operan con RA0 y RA1
trisa equ   85
trisb equ   86
;-----
reset org    0
      goto   inicio
      org    5
;-----
; tabla de secuencias
;-----
tabla addwf pc
```

```

retlw b'00000001';Valores a cargar por los cont si RA1=0 RA0=0
retlw b'00000010'
retlw b'00000011'
retlw b'00000100'
retlw b'00000101'
retlw b'00000110';6
retlw b'00000010';Valores a cargar por los cont si RA1=0 RA0=1
retlw b'00000100'
retlw b'00000110'
retlw b'00001000'
retlw b'00001010'
retlw b'00001100';12
retlw b'00000011';Valores a cargar por los cont si RA1=1 RA0=0
retlw b'00000110'
retlw b'00001001'
retlw b'00001100'
retlw b'00001111'
retlw b'00010010';18
retlw b'00000100';Valores a cargar por los cont si RA1=1 RA0=1
retlw b'00001000'
retlw b'00001100'
retlw b'00010000'
retlw b'00010100'
retlw b'00011000';24
inicio bsf estado,5
movlw b'00011111'
movwfrisa
movlw b'10000000'
movwfrisb
bcf estado,5
clrf portb
movlw b'00000011'
movwf temp
clrf estado
bcf portb,0
bcf portb,1
bcf portb,2
bsf portb,3
bsf portb,4
bsf portb,5

```

```

config
;      goto    qq
;      btfss   portb,7
;      goto    s
;      goto    n
;s     bsf     portb,6
;      nop
;      nop
;      bcf     portb,6
;      goto    qq
;n     bcf     portb,6

qq     movf    porta,w ;carga en W el valor del puertoA
       andwf   temp,w ;detecta secuencia de teclas RA0 y RA1
       movwf   conf ;en conf se almacena la secuencia ingresada
;-----
;asignacion del valor de los contadores
;-----
ciclo  movlw   b'00000000' ;pregunta si RA1=0 y RA0=0
       subwf   conf,w
       btfss   estado,2
       goto    sigo ;si es falso pregunto por las demas secuencias
       movlw   b'00000000' ;6 si es verdadero cargo los cont para esta secuencia
       movwf   conf
       goto    valor
sigo   movlw   b'00000001' ;pregunta si RA1=0 y RA0=1
       subwf   conf,w
       btfss   estado,2
       goto    sigo1 ;si es falso pregunto por las demas secuencias
       movlw   b'00000110' ;12 si es verdadero cargo los cont para esta secuencia
       movwf   conf
       goto    valor
sigo1  movlw   b'00000010' ;pregunta si RA1=1 y RA0=0
       subwf   conf,w
       btfss   estado,2
       goto    sigo2 ;si es falso pregunto por las demas secuencias
       movlw   b'00001100' ;13 si es verdadero cargo los cont para esta secuencia
       movwf   conf
       goto    valor

```

```

sigo2 movlw b'00000011' ;pregunta si RA1=1 y RA0=1
      subwf conf,w
      btfss estado,2
      goto sigo ;si es falso pregunto por las demas secuencias
      movlw b'00010010' ;19 si es verdadero cargo los cont para esta secuencia
      movwf conf

```

```

;-----
;procedimiento para cargar los cont de acuerdo a la secuencia presionada
;-----

```

```

valor movf conf,w
      call tabla
      movwf conta1
      incf conf,1
      movf conf,w
      call tabla
      movwf conta2
      incf conf,1
      movf conf,w
      call tabla
      movwf conta3
      incf conf,1
      movf conf,w
      call tabla
      movwf conta4
      incf conf,1
      movf conf,w
      call tabla
      movwf conta5
      incf conf,1
      movf conf,w
      call tabla
      movwf conta6

```

```

;-----
;creacion de las señales de control
;-----

```

```

cicla clrf tmr0
      clrwdt ;hay que tener en cuenta al wdt al grabar el pic
      movlw b'01101111' ;configuracion de la palabra de control
      option
      clrf tmr0
      movlw 0x01;*****ojo
      movwftmr0;*****ojo

```

```

comp  movf  tmr0,w      ;cargó en W el valor de conteo del TMR0
      subwf conta1,w
      btfss estado,0   ;pregunto si el valor de tmr0 es igual a conta
      goto  estado2    ;si es falso voy a ESTADO2
estado1 bsf   portb,0   ;si es verdadero voy a ESTADO1
      bsf   portb,2
      nop
      nop
      bcf   portb,3
      bcf   portb,5
      btfss porta,2   ;al finalizar el procedimiento pregunto por R
      goto  uno       ;si es cero me voy a UNO
      goto  dos       ;si es uno me voy a DOS
uno    bsf   portb,1
      nop
      bcf   portb,4
      goto  comp      ;al finalizar UNO regreso a COMP
dos    bcf   portb,1
      bsf   portb,4
      goto  comp      ;al finalizar DOS regreso a COMP
estado2 movf  tmr0,w    ;vengo de COMP con la condicion falsa
      subwf conta2,w
      btfss estado,0   ;pregunto si el valor de tmr0 es igual a conta2
      goto  estado3    ;si es falso voy a ESTADO3
      bcf   portb,1    ;si es verdadero realizo esta secuencia
      bcf   portb,2
      bsf   portb,4
      bsf   portb,5
      btfss porta,2   ;al finalizar esta secuencia pregunta por RA2
      goto  tres      ;si es falso voy a TRES
      goto  cuatro    ;si es verdadero voy CUATRO
tres   bcf   portb,0
      ;,nop
      bsf   portb,3
      goto  estado2   ;al finalizar TRES regreso a ESTADO2
cuatro bsf   portb,0
      nop
      bcf   portb,3
      goto  estado2   ;al finalizar CUATRO regreso a ESTADO2
estado3 movf  tmr0,w    ;vengo de ESTADO2 con la condicion falsa
      subwf conta3,w

```

```

                btfss estado,0      ;pregunto si el valor del tmr0 es igual a conta3
                goto estado4      ;si es falso voy a ESTADO4
                bsf portb,0        ;si es verdadero realizo esta secuencia
                bsf portb,1
                nop
                nop
                bcf portb,3
                bcf portb,4
                btfss porta,2      ;al finalizar esta secuencia pregunto por RA2
                goto cinco        ;si es falso voy a CINCO
                goto seis         ;si es verdadero voy a SEIS
cinco          bsf portb,2
                nop
                bcf portb,5
                goto estado3      ;al finalizar CINCO retorno a ESTADO3
seis          bcf portb,2
                ;nop
                bsf portb,5
                goto estado3      ;al finalizar SEIS retorno a ESTADO3

estado4       movf tmr0,w         ;vengo de ESTADO3 con la condicion falsa
                subwf conta4,w
                btfss estado,0    ;pregunto si el valor del tmr0 es igual a conta4
                goto estado5      ;si es falso voy ESTADO5
                bcf portb,0        ;si es verdadero realizo esta secuencia
                bcf portb,2
                bsf portb,3
                bsf portb,5
                btfss porta,2      ;al finalizar esta secuencia pregunto por RA2
                goto siete        ;si es falso voy a SIETE
                goto ocho         ;si es verdadero voy a OCHO
siete        bcf portb,1
;            nop
                bsf portb,4
                goto estado4      ;al finalizar SIETE retorno a ESTADO4
ocho         bsf portb,1
                nop
                nop
                bcf portb,4
                goto estado4      ;al finalizar OCHO retorno a ESTADO4

```



```

estado5    movf  tmr0,w      ;vengo de ESTADO4 con la condicion falsa
           subwf conta5,w
           btfss estado,0   ;pregunto si el valor del tmr0 es igual conta5
           goto  estado6    ;si es falso voy a ESTADO6
           bsf   portb,1    ;si es verdadero realizo esta secuencia
           bsf   portb,2
           nop
           nop
           bcf   portb,4
           bcf   portb,5
           btfss porta,2   ;al finalizar esta secuencia pregunto por RA2
           goto  nueve     ;si es falso me voy a NUEVE
           goto  diez      ;si es verdadero me voy a DIEZ
nueve     bsf   portb,0
           nop
           bcf   portb,3
           goto  estado5
diez      bcf   portb,0
           ;,nop
           bsf   portb,3
           goto  estado5   ;al finalizar NUEVE retorno ESTADO5
estado6   movf  tmr0,w      vengo de ESTADO5 con la condicion falsa
           subwf conta6,w
           btfss estado,0   ;pregunto si el valor del tmr0 es igual a conta6
           goto  ciclo1    ;si es falso voy a ciclo1
           bcf   portb,0    ;si es verdadero realizo esta secuencia de instrucciones
           bcf   portb,1
           bsf   portb,3
           bsf   portb,4
           btfss porta,2   ;al finalizar esta secuencia pregunto por RA2
           goto  once      ;si es falso voy a ONCE
           goto  doce      ;si es verdadero voy a DOCE
once     bcf   portb,2
           bsf   portb,5
           goto  estado6   ;al finalizar retorno a ESTADO6
doce     bsf   portb,2
           nop
           nop
           bcf   portb,5
           goto  estado6
ciclo1   ;clrf tmr0
           ;bcf portb,6    ;al finalizar retorno a ESTADO6
           goto  config ;cicla
           end

```

ANEXO H

Hojas técnicas de los elementos utilizados

2N3904

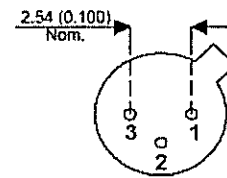
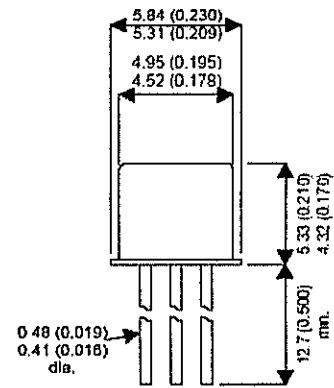
NPN transistor

INFORMACION MECANICA
Dimensiones en mm (Pulgadas)

CARACTERISTICAS
· Bajo corriente (max. 200 mA)
· Bajo voltage (max. 40 V).

APLICACIONES
· switch de alta velocidad.

DESCRIPCION
switching transistor NPN en un TO-92;
SOT54 paquete plastico.
PNP complemento: 2N3906.



CIB-ESPOL

TO-18 PAQUETE de METAL
PIN 1- Emisor PIN 2- Base PIN 3- Colector

CARACTERISTICAS ELECTRICAS

Parámetros	Condiciones de pruebas	Min	Max	Tipico	Unidad
V(BR)CEO* Colector - Emisor Voltaje de Falla	IC = 1mA IB = 0	40			V
V(BR)CBO Colector - Base Voltaje de Falla	IC = 10mA IE = 0	60			V
V(BR)EBO Emisor - Base Voltaje de Falla	IE = 10mA IC = 0	6			V
IBL Base corriente de apagado	VCE = 30V			50	nA
ICEX Colector - Emisor Corriente de apagado	VEB = 3V			50	nA
Ptot potencia de disipación	Tamb £ 25 °C		500		mW
Tstg temperature promedio		-65	150		°C
Tj junction temperatura			150		°C
Tamb temperatura ambiente		-65	150		°C

2N3906

PNP transistor

INFORMACION MECANICA
Dimensiones en mm (Pulgadas)

CARACTERISTICAS

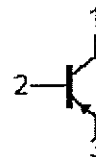
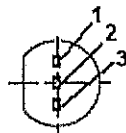
- Bajo corriente (max. 200 mA)
- Bajo voltage (max. 40 V).

APLICACIONES

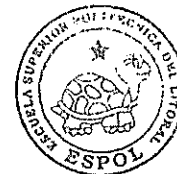
- switch de alta velocidad.

DESCRIPCION

NPN switching transistor en un TO-92; SOT54 paquete plastico. PNP complemento: 2N3904.



MAM220



CIB-ESPOL

TO-18 PAQUETE de METAL
PIN 1– Emisor PIN 2– Base PIN 3– Colector

CARACTERISTICAS ELECTRICAS

Parámetros	Condiciones de pruebas	Min	Max	Tipico	Unidad
V(BR)CEO* Colector – Emisor Voltage de Falla	IC = 1mA IB = 0	40			V
V(BR)CBO Colector – Base Voltage de Falla	IC = 10mA IE = 0	60			V
V(BR)EBO Emisor – Base Voltage de Falla	IE = 10mA IC = 0	6			V
IBL Base corriente de apagado	VCE = 30V			50	nA
ICEX Colector – Emisor Corriente de apagado	VEB = 3V			50	nA
Ptot potencia de disipación	Tamb £ 25 °C		500		mW
Tstg temperature promedio		-65	150		°C
Tj junction temperatura			150		°C
Tamb temperatura ambiente		-65	150		°C

MOC8113

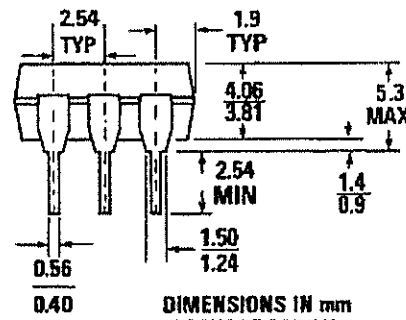
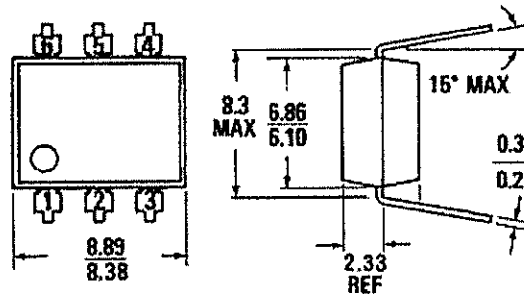
Optoacoplador con salida de Fototransistor

APLICACIONES

- Reguladores de fuente de poder
- Entradas lógicas digitales
- Entradas al microprocesador
- Controles industriales

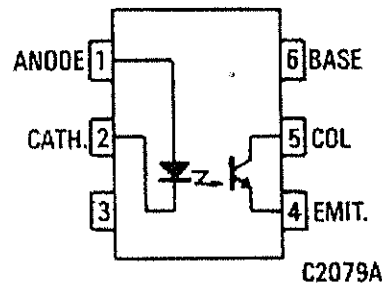
DESCRIPCION

Alto aislamiento de voltaje
 5300Vac RMS – 1 minuto
 Alto Vbceo minimo 70V
 Proporción de corriente de
 trasferencia en grupo
 seleccionados:
 MOC8113 100%



DIMENSIONS IN mm
 PACKAGE CODE K

ST1603A



Equivalent Circuit

Paquete Total

Promedio de temperatura.....-55 °C a 150°C
 Temperatura de Operación.....-55 °C a 100°C

Diodo de entrada

Corriente DC..... 90ma
 Voltaje de reversa.....6V
 Disipación de potencia..... 135mW

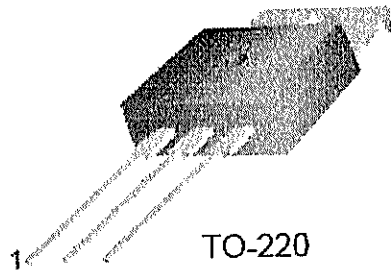
Transistor de salida

Disipación de potencia..... 200mW

TIP121

Transistor de Potencia

Switch de Aplicacion Lineal de Medio Poder
 • Complementario de TIP125/126/127



CIB-ESPOL

PIN 1- Base PIN 2- Emisor PIN 3 - Colector
CARACTERISTICAS ELECTRICAS

Simbolos	Condiciones de pruebas	Min	Max	Tipico	Unidad
VCEO(sus)	C = 100mA, IB = 0				V
ICEO	VCE = 40V, IB = 0		0.5		mA
ICBO	VCB = 80V, IE = 0		0.2		mA
IEBO	VBE = 5V, IC = 0			2	nA
hFE	VCE = 3V, IC = 0.5A	1000			
VCE(sat)	IC = 3A, IB = 12mA			2.0	V
VBE(on)	VCE = 3V, IC = 3A		2.5		V
Cob	VCB = 10V, IE = 0, f = 0.1MHz		200		pF

Comparador de Voltaje Dual de Baja Tensión LM393/A

DESCRIPCIÓN

La serie LM193 consiste en dos comparadores de voltaje de precisión con una especificación de voltaje offset tan bajo como 2 mV máximo para dos comparadores que fueron diseñados específicamente para operar con una fuente de poder por arriba de una amplia gama de voltajes.

Operación de corte de poder también es posible, y el bajo suministro de corriente drenador es independiente de la magnitud del suministro de voltaje. Estos comparadores también tienen una única característica en que el entrada común-modo de rango de voltajes incluye conexión con tierra, aunque opera con un solo voltaje de suministro de poder.

La serie LM193 fue diseñada como interface directa con TTL y CMOS.

CARACTERÍSTICAS

- Un amplio suministro de rangos de voltajes de 2 a 32 VDC o doble suministro de voltaje de +/- 1 VDC a +/- 16 VDC.
- Muy baja corriente de drenador (0.8 mA) independiente del suministro de voltaje (2 mW comparados con 5 VDC).
- Baja entrada de corriente "biasing" 25 nA.
- Baja entrada de corriente "offset" +/- 5 nA y un "offset" de voltaje de +/- 2mV.
- Entrada de rangos de voltaje o "común-modo" incluye tierra.
- El diferencial de entrada de rangos de voltajes es igual al suministro de voltaje.
- Baja salida de voltaje de saturación de 250 mV a 4 mV.
- Salidas de voltaje compatibles con TTL, DTL, ECL, MOS y CMOS de sistemas lógicos.

APLICACIONES

- Convertidores Análogos/ Digitales.
- Amplio rangos de VCO.
- Generador de señal de "Clock" de MOS .

PIN CONFIGURATION

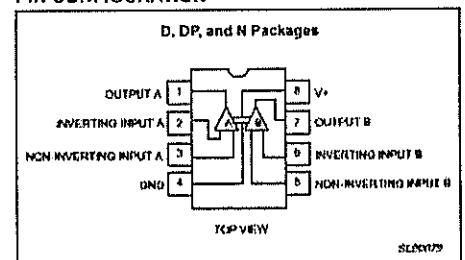


Figure 1. Pin configuration.

EQUIVALENT CIRCUIT

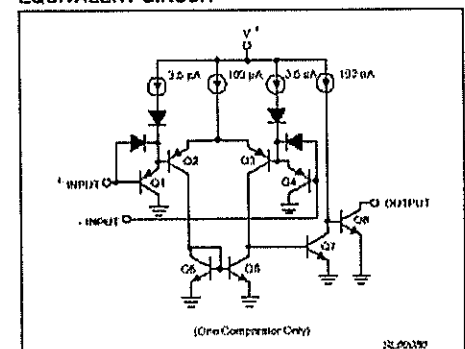


Figure 2. Equivalent circuit.



CIB-ESPOL

LM566 Oscilador Controlado por Voltaje

DESCRIPCION GENERAL

El LM566 es un Oscilador Controlado por Voltaje de propósito general el mismo que puede ser usado para generar una onda cuadrada y otra triangular, la frecuencia es una función lineal de un voltaje de control. La frecuencia también es una función de la resistencia externa y un capacitor. El LM566 se especifica para el funcionamiento encima del 0°C a +70°C de temperatura.

Características

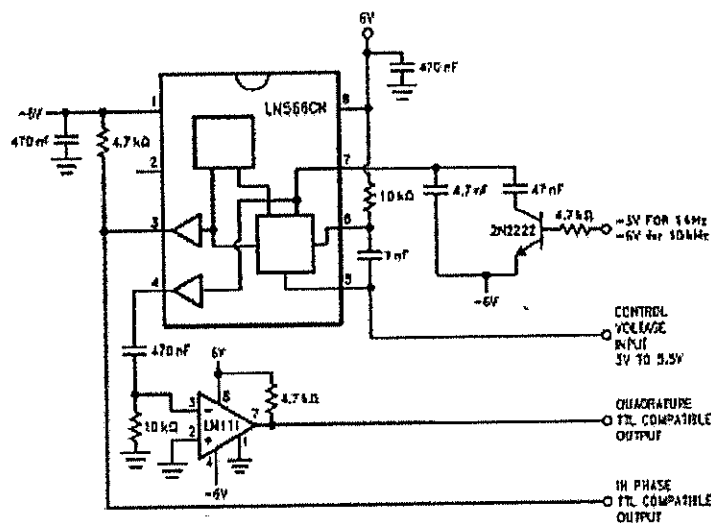
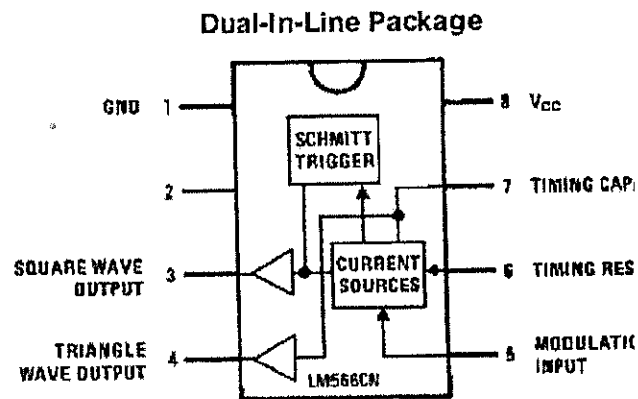
- Rango de voltaje de alimentación: 10V a 24V
- Características lineales de modulación
- Estabilidad en altas temperaturas
- Frecuencia programable por medio del voltaje, resistencia o capacitor

Aplicaciones

- Modulación FM
- Generador de funciones
- Generador de tonos



Diagrama de Conexiones



Típica Aplicación

BIBLIOGRAFIA

- Muhammad Rashid, ELECTRONICA DE POTENCIA, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 1993.
- Boylestad Robert L, Electrónica Teoría de Circuitos, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 1997
- Coughlin Robert F, Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 1996
- Angulo José M., Microcontroladores PIC, Mc. Graw-Hill, 2000.
- Whart Daniel, POWER ELECTRONICS, John Wiley-Songs Ing., 1995.
- <http://www.uv.es/~marinji/electro/transistores.html>.
- <http://www.fie.utp.ac.pa/bolanos/eindustrial/opto1.html>
- http://www.gte.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf.
- <http://voltio.ujaen.es/esp/transis/.htm>
- <http://marcelo.memebot.com/electronica/transistor/transistor02.html>