

**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL
FACULTAD DE INGENIERÍA EN ELECTRICIDAD Y COMPUTACIÓN**



**“ DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR DC/AC
TRIFASICO UTILIZANDO EL MICROCONTROLADOR PIC 16F84A ”**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

Previo a la obtención del título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD
Especialización Electrónica Industrial

Presentado por:

Mauricio Bastidas Toala

Jorge Dután Sarango

Pablo Peña Caicedo

Guayaquil-Ecuador

2004

AGRADECIMIENTO

A todas las personas que de una u otra forma nos ayudaron para la realización de este proyecto, en especial al Ing. Alberto Larco por aceptar ser nuestro nuevo Director de Tópico. Al Ing. Douglas Plaza por brindarnos las facilidades de utilizar los instrumentos del Laboratorio de Electrónica de Potencia para la realización de este trabajo.

DEDICATORIA

A Dios por permitirme tener a mis padres y hermano; a mis padres por apoyarme durante todas las etapas de mi vida, en especial a mi madre por su dedicación y consejos, y a mi hermano por su apoyo moral.

Jorge Eduardo Dután Sarango

DEDICATORIA

Agradezco primeramente a mis padres porque sin su apoyo durante todo este largo camino que aunque falta por recorrer me ha permitido alcanzar la culminación de mis estudios superiores. A mis hermanos ya que ellos en todo momento me han enseñado a ser una persona con más criterio con las cosas que pasan a nuestro alrededor. A mis sobrinos que de una u otra forma han hecho de mí un mejor ser humano.

Por último a mis compañeros de tópicos Jorge y Pablo que junto a ellos nos hemos brindado mutuo apoyo para llegar a la parte culminante de nuestra carrera.

A todos ellos muchas gracias.


Mauricio Bastidas

DEDICATORIA

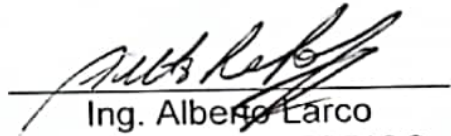
A todas las personas que de una ó de otra manera han contribuido a través del tiempo en mi desarrollo profesional integral, a todos mis amigos, a mi enamorada, a mis hermanos, y de una manera especial a mis padres, gracias a todos ustedes.

Pablo Peña Caicedo

TRIBUNAL DE GRADUACION



Ing. Miguel Yapur
SUBDECANO DE LA FIEC



Ing. Alberto Larco
DIRECTOR DE TOPICO



Ing. Alberto Manzur
MIEMBRO PRINCIPAL



Ing. Holger Cevallos
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".



Jorge Dután Sarango



Mauricio Bastidas Toala



Pablo Peña Caicedo

RESUMEN.

Debido al avance tecnológico que sucede actualmente en nuestro medio, especialmente en el campo de la electrónica, y a la proliferación de sistemas modernos de control, el grupo de Tópico de graduación propone construir un Convertidor DC/AC trifásico a frecuencia variable en una carga trifásica, utilizando el PIC (Interfase Controladora de Periféricos) 16F84A y una EPROM (Memoria de Solo Lectura Programable y Borrable) como Módulo de Control. El propósito del rango de frecuencia variable es solo para darnos a conocer de una manera educativa el comportamiento de distintos tipos de cargas a una frecuencia fija pero teniendo un amplio rango de selección.

La contribución de este equipo será la de complementar conocimientos teóricos, así como el desarrollo de prácticas para los estudiantes del Laboratorio de Electrónica de Potencia sobre los convertidores DC/AC, también conocidos como Inversores.

Al principio se describe los fundamentos teóricos básicos de los semiconductores utilizados, requerimientos del circuito de conmutación para el transistor, características, clases de inversores existentes, y el tipo de inversor implementado.

El siguiente paso consiste en el diseño de la etapa de potencia; fuentes de alimentación utilizadas, cálculos de corriente, descripción de los tipos de carga utilizadas. A continuación se describe las características del Módulo de

Control, el PIC escogido, y la función de los circuitos electrónicos utilizados en el diseño, la Etapa de Acoplamiento por medio de optoacopladores.

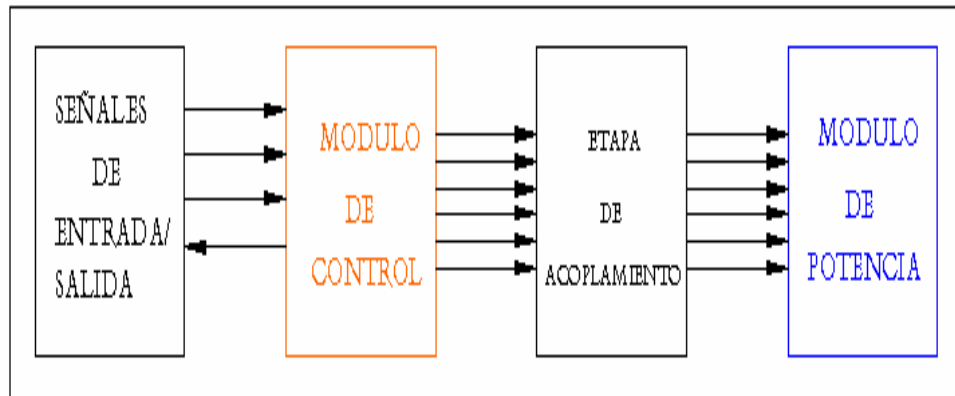


DIAGRAMA DE BLOQUES

Además se emplean los programas PSPICE versión 14 y PROTEUS-VSM versión 6.0 profesional que permiten simular el funcionamiento del proyecto, cuyas gráficas se pueden observar en el ANEXO 6; el primer programa fue escogido por su extensa difusión y utilización y el segundo por el interés que ha despertado por su gran capacidad de simular adecuadamente el funcionamiento de los microcontroladores más populares (PIC'S Microchip, ATMEL-AVR, MOTOROLA, 8051, etc), así como también se detalla los algoritmos utilizados que permiten que el PIC genere las diferentes frecuencias de operación que se pueden seleccionar y visualizar en el tablero de operación del equipo de trabajo que se encuentra montado en una estructura metálica.

INDICE GENERAL

	Pag.
RESUMEN	VIII
ÍNDICE GENERAL.....	X
ABREVIATURAS	XIII
SIMBOLOGÍA	XV
ÍNDICE DE FIGURAS.....	XVI
INTRODUCCIÓN	1
1. GENERALIDADES.....	2
1.1 El transistor en régimen de conmutación.....	3
1.1.1 Consideraciones.....	6
1.1.2 El transistor TIP 122.....	8
1.1.3 Breve análisis de la configuración Darlington con el TIP-122.....	8
1.1.4 Características Estáticas	16
1.1.5 Características Térmicas.....	18
1.2 Circuito de control para el Transistor	19
1.2.1 Requerimientos.....	19
1.3 Inversores	20

1.3.1	Monofásico: Concepto y clases.....	25
1.3.2	Trifásico: Concepto y clases	33
1.3.3	El inversor trifásico a utilizarse.....	35
2.	DISEÑO DEL MÓDULO DE POTENCIA.....	36
2.1.	Descripción General de la Etapa de Potencia	37
2.2.	Bloque de alimentación y elementos de conmutación.....	38
2.2.1.	Sistemas de Alimentación.....	38
2.2.2.	Selección de los dispositivos de conmutación.....	47
2.2.3.	Bloque de carga	48
3.	DISEÑO DEL MODULO DE CONTROL	57
3.1.	Arquitectura de la Unidad de Control	57
3.1.1.	Introducción.....	58
3.2.	Bloque Microcontrolador PIC 16F84A.....	60
3.2.1.	Puertos de Entrada / Salida	62
3.3	Temporizador utilizado en el diseño	64
3.3.1	Funcionamiento del temporizador integrado al PIC16F84A	64
3.3.2	Resumen de los valores cargados en los registros de control del temporizador utilizado en el diseño de la Unidad de Control	69

3.4 Bloque generador de pulsos de conducción.....	72
3.5 Bloque de Entrada / Salida de Datos	73
4. DISEÑO DE LA ETAPA OPTOACOPLADORA.....	84
4.1 Descripción de la etapa acopladora.....	85
4.2 El opto acoplador a utilizarse.....	87
4.2.1 Características eléctricas	89
4.2.2 Consideraciones en la configuración utilizada.....	91
5. CONSTRUCCIÓN DEL EQUIPO.....	93
5.1 Lista de Materiales	94
5.2 Distribución y ubicación de los componentes.....	97
6. PRUEBAS Y RESULTADOS	101
6.1 Operación del Inversor con diferentes tipos de carga.....	101
6.1.1 Pruebas en las señales del Microcontrolador.....	101
6.1.2 Pruebas en la Carga	102
6.1.3 Discusión de resultados experimentales	115
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	116
ANEXOS.	
BIBLIOGRAFÍAS.	

ABREVIATURAS

Hz:	Hertz.
β_Q :	Ganancia de corriente para el transistor.
Ic:	Corriente de colector.
IB:	Corriente de base.
VCE:	Voltaje colector-emisor.
ton:	Tiempo de encendido.
toff:	Tiempo de apagado.
td:	Tiempo de retardo.
tr:	Tiempo de subida.
ts:	Tiempo de almacenamiento
tf:	Tiempo de caída.
Ve:	Tensión de entrada.
ICAV:	Corriente media de colector.
ICM:	Corriente máxima de colector.
TJ:	Temperatura de juntura.
C.C:	Batería.
VAC:	Fuente de corriente alterna.
VDC:	Fuente de corriente continua.
VRMS:	Voltaje RMS.
Vrp-p:	Voltaje de rizo pico a pico

r:	Porcentaje de Rizado de Voltaje
$V_{r(rms)}$:	Voltaje de rizo rms
V_m :	Voltaje pico AC
BJT:	Transistor de juntura bipolar.
φ :	Angulo de retardo.
D:	Diodos.
T_{cm}	Ciclo de Máquina.
F_{osc}	Frecuencia de Oscilación externa.
TOSC	Frecuencia de oscilación del PIC.
RTMR0	Rango del divisor de frecuencia del PIC.
VCTMR0	Valor cargado en el TMR0.
TMR0	Temporizador del PIC.
F_{inv}	Frecuencia del Inversor.
F_{mic}	Frecuencia del PIC.
T_s :	Temperatura de almacenamiento.
TA:	Temperatura de operación.
IRED:	Diodos infrarrojos.

SIMBOLOGIA

C:	Capacitor
f:	Frecuencia
I:	Corriente.
Q:	Transistor.
R:	Resistencia.
T:	Período.
L:	Inductor
t:	Tiempo
V:	Voltaje.
W:	Potencia.
.	

INDICE DE FIGURAS

	Pag.
Fig. 1-01: Regiones de operación del transistor	3
Fig. 1-02: Area de Operación Segura en Polarización Directa del BJT ..	5
Fig. 1-03: Area de Operación segura en polarización inversa del BJT ...	6
Fig. 1-04: El TIP-122.....	8
Fig. 1-05: Diagrama Interno del TIP-122.....	9
Fig. 1-06: Comportamiento de Voltaje, corriente, potencia en el transistor	10
Fig. 1-07: Gráficas de I_B vs t e I_C vs t	11
Fig. 1-08: Circuito Auxiliar de Conmutación del Transistor	12
Fig. 1-09: I_B vs t en el Transistor	13
Fig. 1-10: Gráfica en Pspice de la corriente de base (I_b)	13
Fig. 1-11: Control Antisaturación.....	15
Fig. 1-12: Características Estáticas y otros parámetros del Transistor ..	17
Fig. 1-13: Dispositivos de Potencia.....	22
Fig. 1-14: Inversor de transformador con Toma Media	26
Fig. 1-15: Inversor con Batería de Toma Media.....	29
Fig. 1-16: Voltajes Q_1 , Q_2 , V_o y Corriente I_o de la Batería de toma media simulados en Pspice	29
Fig. 1-17: Inversor en Puente Monofásico	31

Fig. 1-18:	Formas de Onda de Tensión en el Inversor Monofásico Tipo Puente	32
Fig. 1-19:	Voltajes V_y , V_x , V_o y Corriente I_o en el Inversor Monofásico tipo puente simulados en Pspice	32
Fig. 1-20:	Inversor Trifásico	34
Fig. 2-01:	Diagrama de Bloque de las fuente DC.....	39
Fig. 2-02:	Voltaje en el Capacitor y Corriente del diodo.....	42
Fig. 2-03:	Corrientes del capacitor(I_c), de carga(I_o), Voltaje del Capacitor(V_c) en las Fuentes de Voltaje dc simulados en Pspice	45
Fig. 2-04:	Tarjeta de +12 V dc	46
Fig. 2-05:	Tiempos de conmutación en una carga resistiva	48
Fig. 2-06:	El transistor en corte y saturación.....	51
Fig. 2-07:	Circuitos de protección del transistor	52
Fig. 2-08:	Efecto de I_c con red snubber	53
Fig. 2-09:	Gráfica de potencia en el transistor con carga inductiva.....	54
Fig. 3-01:	Diagrama de bloques del módulo de control.....	59
Fig. 3-02:	Arquitectura del PIC 16F84A	60
Fig. 3-03:	Configuración utilizada con Cristal de Cuarzo	62
Fig. 3-04:	Ubicación del TrisA, TrisB, PuertoA, Puerto B en la memoria de datos	63

Fig. 3-05:	Diagrama de bloque del TMR0 registro OPTION	66
Fig 3-06:	Ciclo de Máquina en el PIC 16F84A.....	68
Fig. 3-07:	Configuración del Registro OPTION.....	70
Fig. 3-08:	Etapas de visualización de la frecuencia.....	76
Fig. 4-01:	Terminales de conexión de la tarjeta optoacopladora	86
Fig. 4-02:	Aspecto físico y configuración interna del optoacoplador 4N25	88
Fig. 6-01:	Conexión Estrella, carga resistiva VL-L 50Hz.....	103
Fig. 6-02:	Conexión Estrella, carga resistiva VL-N 50Hz	103
Fig. 6-03:	Conexión Estrella, carga resistiva VL-L 150Hz.....	104
Fig. 6-04:	Conexión Estrella, carga resistiva VL-L 300Hz.....	104
Fig. 6-05:	Conexión Estrella, carga resistiva VL-L, desfase línea A-C 120Hz	105
Fig. 6-06:	Conexión Estrella carga resistiva VL-L, desfase línea A-B 120Hz	105
Fig. 6-07:	Conexión Estrella, carga R - L VL-L 50 Hz.....	106
Fig. 6-08:	Conexión Estrella, carga R - L VL-L 150 Hz.....	106
Fig. 6-09:	Conexión Estrella, carga R - L VL-L 300 Hz.....	107
Fig. 6-10:	Conexión Delta, carga R - L VL-L 50 Hz.....	107
Fig. 6-11:	Conexión Delta, carga R - L VL-L 150 Hz.....	108
Fig. 6-12:	Conexión Delta, carga R - L VL-L 300 Hz.....	108

BIBLIOGRAFIA

- Muhammad Rashid, ELECTRONICA DE POTENCIA, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 1993.
- Angulo José M., MICROCONTROLADORES PIC, Mc. Graw-Hill, 2000.
- Whart Daniel, POWER ELECTRONICS, John Wiley-Songs Ing., 1995.
- Chapman Stephen J., MÁQUINARIAS ELÉCTRICAS, Mc. Graw-Hill, 2000.
- Boylestad Robert L., ELECTRONICA: TEORIA DE CIRCUITOS, Prentice Hall, 1997
- www.uv.es/~merinji/electro/transistores.html
- www.fie.umich.mx/Informacion/Pruebas/
- www.gte.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf
- <http://voltio.ujaen.es/te/enlinea/esp/transis/t6.htm>
- www.uv.es/~marinjl/electro/opto.htm

INTRODUCCION

Los inversores o convertidores DC/AC pueden ser monofásicos, trifásicos o polifásicos, estos utilizan semiconductores de potencia que pueden actuar como interruptores, entre estos tenemos: los BJTs, IGBTs, tiristores, entre otros, que pueden trabajar en régimen de conmutación de acuerdo al tipo de control utilizado o a los requerimientos del diseño.

Los inversores tienen diferentes tipos de aplicaciones en el campo de la electrónica de potencia y por ende en el área industrial entre las principales tenemos: fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS), control de velocidad de los motores eléctricos, generación fotovoltaica, etc.

Nuestro proyecto tiene aplicaciones didácticas y pretende dar a conocer a los estudiantes de manera real y no solo teórica todas las partes involucradas en lo que se refiere a su diseño, construcción y la aplicación de la tecnología de microcontroladores en el control de los elementos involucrados en la Electrónica de Potencia.

CAPITULO 1

GENERALIDADES

Los inversores en general son circuitos de potencia que permiten la conversión de Voltaje de entrada dc en voltaje simétrico de salida ac con la magnitud y frecuencias deseadas. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables si se modifica el voltaje de entrada dc y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida. Por otra parte si el voltaje de entrada en dc es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor esto por lo general se hace controlando la modulación del ancho de pulso dentro del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida ac y el voltaje de entrada dc.

[1]

1.1. EL TRANSISTOR EN REGIMEN DE CONMUTACIÓN.

Los transistores de potencia tienen características controladas de activación y desactivación. Los transistores que se utilizan como elementos conmutadores, se operan en la región de saturación lo que da como resultado en una caída de voltaje baja en estado activo. En un transistor existen tres regiones de operación: de corte, activa y de saturación que se pueden observar en la figura 1-01.

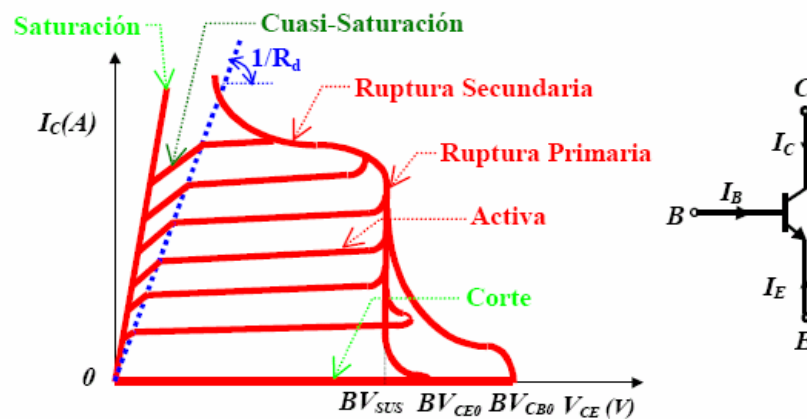


Fig. 1-01: Regiones de operación del transistor

En la **región de corte**, el transistor está desactivado o la corriente de base no es suficiente para activarlo teniendo ambas uniones polarización inversa. **En la región activa**, el transistor actúa como un amplificador, donde la corriente de 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. **En la región de saturación**, la corriente de base es lo

suficientemente alta para que el voltaje colector-emisor sea bajo y el transistor actúa como un interruptor.

[2]

Voltaje de Ruptura. O primera ruptura se define como el voltaje máximo absoluto entre los dos terminales, con la tercera terminal abierta, en cortocircuito o polarizada, ya sea directa o inversamente. En la ruptura el voltaje se conserva relativamente constante, en tanto que la corriente se eleva con rapidez.

Ruptura secundaria, SB. Es un fenómeno destructivo, resulta del flujo de corriente a una pequeña porción de la base, lo que produce puntos calientes localizados. Si la energía en estos puntos calientes es suficientemente grande, el calentamiento excesivo localizado puede dañar el transistor. Por lo tanto la SB es causada por un sobrecalentamiento térmico localizado, resultado de concentraciones altas de corriente. La concentración de corriente puede ser causada por defectos en la estructura del transistor. La ruptura secundaria ocurre en ciertas combinaciones de voltaje, corriente y tiempo. Dado que el tiempo está involucrado, la SB es básicamente un fenómeno que depende de la energía.

Area de Operación Segura en Polarización Directa, FBSOA. Durante la condición activa y en operación la temperatura promedio de la unión y la ruptura secundaria limitan la capacidad de manejo de potencia de un

transistor. Los fabricantes normalmente proporcionan curvas FBSOA bajo condiciones de pruebas especificadas. Las FBSOA indican los límites de $I_C - V_{CE}$ del transistor; para una operación confiable del mismo el transistor no debe ser sujeto a una disipación de potencia mayor que la que se muestra en la curva FBSOA de la figura 1-02.

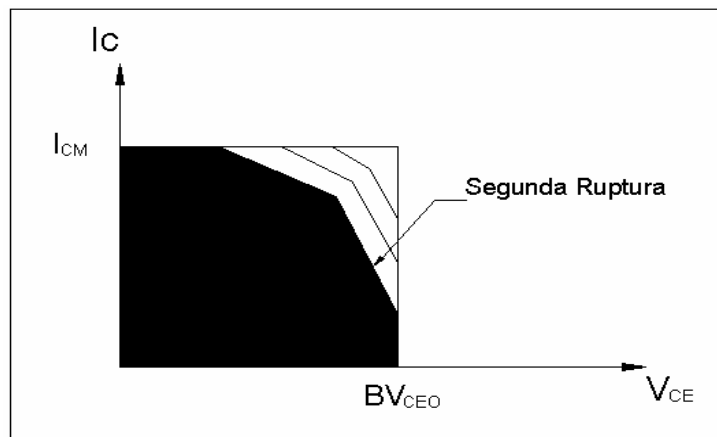


Fig. 1-02: Área de Operación segura en polarización directa del BJT

Área de Operación Segura en Polarización Inversa, RBSOA. Durante la desactivación, el transistor debe soportar una corriente y un voltaje alto, en la mayor parte de los casos con una unión base a emisor con polarización inversa. El voltaje colector-emisor debe mantenerse a un nivel seguro o por debajo de un valor especificado de la corriente del colector. Los fabricantes proporcionan límites para el $I_C - V_{CE}$ durante la desactivación con polarización inversa como el área de operación segura en polarización inversa cuya gráfica se observa en la figura 1-03.

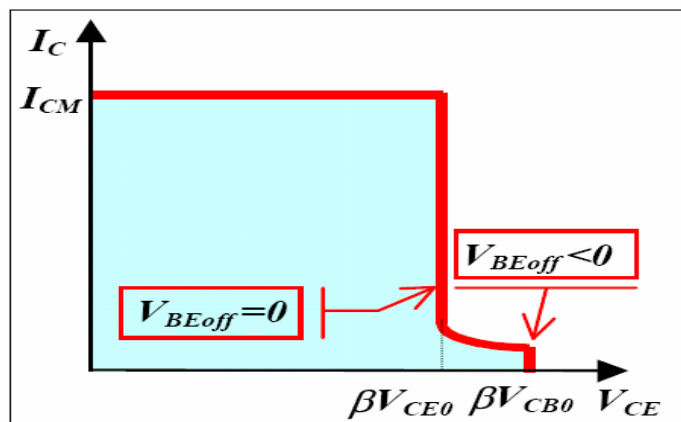


Fig 1-03: Area de Operación segura en polarización inversa del BJT

[3]

1.1.1. CONSIDERACIONES.

Al momento de empezar el desarrollo de este proyecto dentro de las alternativas de elementos de conmutación considerables para circuitos inversores encontramos: el Transistor de unión bipolar (BJT) y Darlington monolítico, Transistor de efecto de campo (FET), Transistor bipolar de puerta aislada (IGBT), Tiristor con puerta de cierre (GTO), Tiristores controlados MOS (MCT), cuyas características se explicarán más adelante.

La selección del dispositivo de conmutación para una particular aplicación no solo depende del voltaje y niveles de corriente sino también de las características de conmutación. Transistores y GTOs proporcionan control de encendido y apagado, SCRs de

prendido pero no de apagado. La velocidad de conmutación y las asociadas pérdidas de potencia son muy importantes en los circuitos electrónicos de potencia. El BJT es un dispositivo portador minoritario, mientras que el MOSFET es un dispositivo portador mayoritario el cual no tiene acumulación retardada de los portadores minoritarios, teniendo el MOSFET una ventaja en la velocidad de conmutación.

[4]

La velocidad de conmutación de los transistores modernos es mucho mayor que la de los tiristores por lo que se utiliza en forma amplia en convertidores de ac-dc y de dc-ac con diodos conectados en paralelo inverso para proporcionar un flujo de corriente bidireccional. Sin embargo las especificaciones de voltaje y corriente son menores que la de los tiristores y por lo que, los transistores se utilizan, por lo general en aplicaciones de baja y media potencia.

[5]

Un transistor de potencia tiene baja ganancia de corriente, pero requiere continuos pulsos de base durante las condiciones de trabajo pero no requiere forzosamente una circuitería de conmutación, además puede ser usado en altas frecuencias de

conmutación, permitiendo una reducción de tamaño en los componentes electromagnéticos, y puede proveer protección de corriente-límite por el circuito de pulso base. Por supuesto, no puede oponerse al voltaje reverso y aplicaciones, es por lo tanto un límite para el voltaje dc en inversores y troceadores.

[6]

1.1.2 EL TRANSISTOR TIP 122.

El TIP122 es un transistor NPN de potencia, montado en configuración Darlington monolítica, su tipo de empaquetamiento en plástico es TO-220.



TO-220

Fig. 1-04: TIP-122

Se lo utiliza en aplicaciones de potencia lineal y conmutación. Su transistor complementario PNP, es el TIP127.

1.1.3. Breve análisis de la configuración Darlington con el TIP-122.

La configuración Darlington consiste en una conexión cascada de dos transistores, que se colocan juntos para aumentar la ganancia de corriente del circuito y de esta manera hacer el circuito más

sensible. De acuerdo al diagrama interno del TIP-122 de la figura 1-05, el transistor Q1 es el auxiliar, mientras que el Q2 es el principal. El transistor Q2 es el que actúa en forma directa con la carga, mientras que el auxiliar servirá como soporte para el principal.

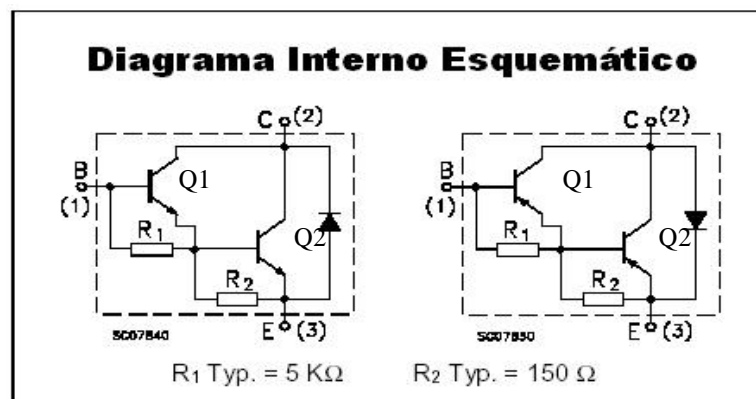


Fig. 1-05: Diagrama Interno del TIP- 122

Esta configuración Darlington posee tres terminales, de las cuales las bases de Q1 y el emisor de Q2 se utilizan para el control (conmutación), mientras el colector y emisor de Q2 son para manejar la carga (potencia). La ganancia que maneja la configuración Darlington en los transistores de potencia se muestra a continuación:

$$\beta_{Q1Q2} = \beta_{Q1}\beta_{Q2} + \beta_{Q1} + \beta_{Q2}$$

Donde β_{Q1} es la ganancia de corriente del transistor auxiliar y β_{Q2} es la ganancia del transistor principal.

Las resistencias R1 y R2 reducen la corriente de fuga y ayuda a estabilizar el voltaje bias a través de la unión base-emisor.

[6]
Tiempos de Conmutación.

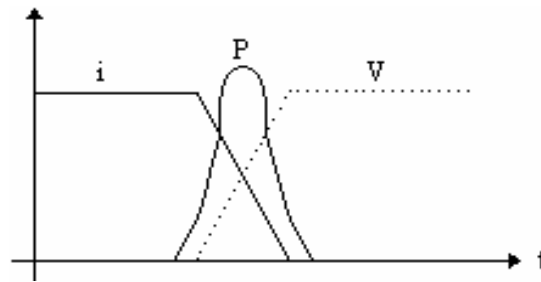


Fig. 1-06: Comportamiento del Voltaje, corriente, potencia en el transistor.

Cuando el transistor está en saturación o en corte las pérdidas son despreciables. Pero si tenemos en cuenta los efectos de retardo de conmutación, al cambiar de un estado a otro se produce un pico de potencia disipada, como se muestra en la figura 1-06, en esos instantes el producto $I_C \times V_{CE}$ va a tener un valor apreciable, por lo que la potencia media de pérdidas en el transistor va a ser mayor. Estas pérdidas aumentan con la frecuencia de trabajo, debido a que al aumentar ésta, también lo hace el número de veces que se produce el paso de un estado a otro. Podemos distinguir entre tiempo de excitación o encendido (ton) y tiempo de apagado (toff). A su vez, cada uno de estos tiempos se puede dividir en otros dos, que se muestran en la figura 1-07.

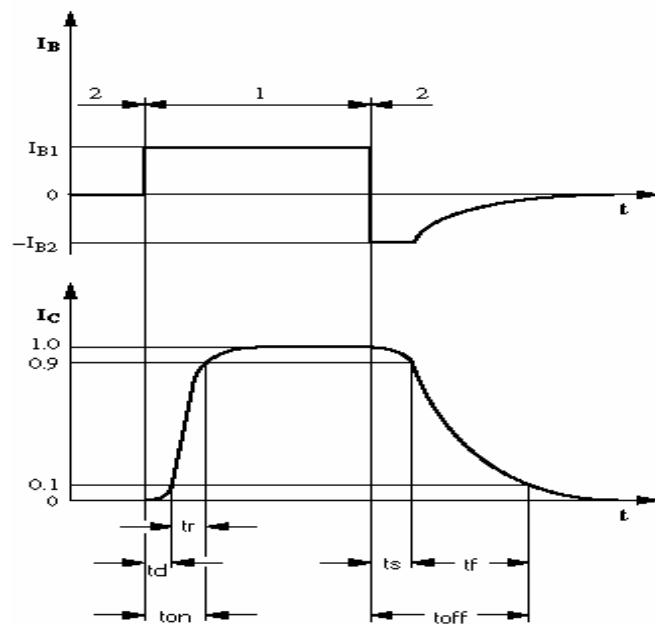


Fig. 1-07: Gráficas de I_B Vs t , I_C Vs t

Tiempo de retardo, t_d : Es el tiempo que transcurre desde el instante en que se aplica la señal de entrada en el dispositivo conmutador, hasta que la señal de salida alcanza el 10% de su valor final.

Tiempo de subida, t_r : Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 10% y el 90% de su valor final.

Tiempo de almacenamiento, t_s : Tiempo que transcurre desde que se quita la excitación de entrada y el instante en que la señal de salida baja al 90% de su valor final.

Tiempo de caída, t_f : Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 90% y el 10% de su valor final.

Por tanto, se pueden definir las siguientes relaciones:

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

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

Es de hacer notar el hecho de que el tiempo de apagado (toff) será siempre mayor que el tiempo de encendido (ton).

Los tiempos de encendido (ton) y apagado (toff) limitan la frecuencia máxima a la cual puede conmutar el transistor:

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

[7]

Protección del Transistor de Potencia.

Si queremos que un transistor que actúa en conmutación lo haga lo más rápidamente posible y con menores pérdidas, lo ideal sería enviar a la base del dispositivo una señal como el de la figura 1-09. Para esto se puede emplear el siguiente circuito:

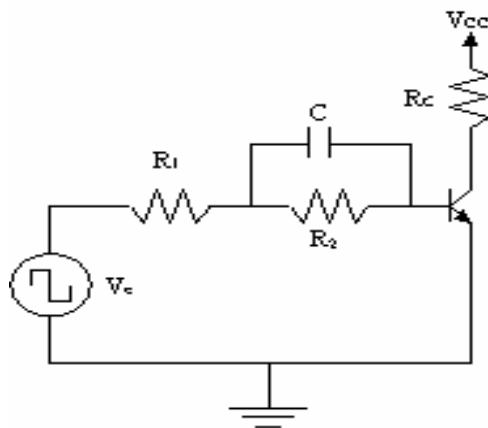


Fig.1-08: Circuito auxiliar de conmutación del transistor

En estas condiciones, la intensidad de base aplicada tendrá la forma indicada a continuación:

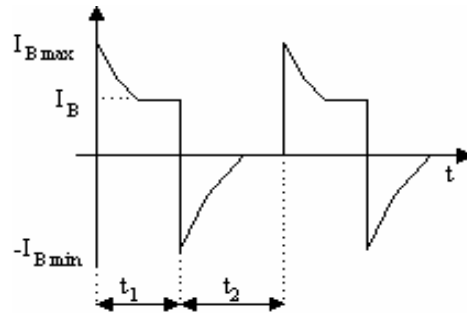


Fig 1-09: IB vs t en el Transistor

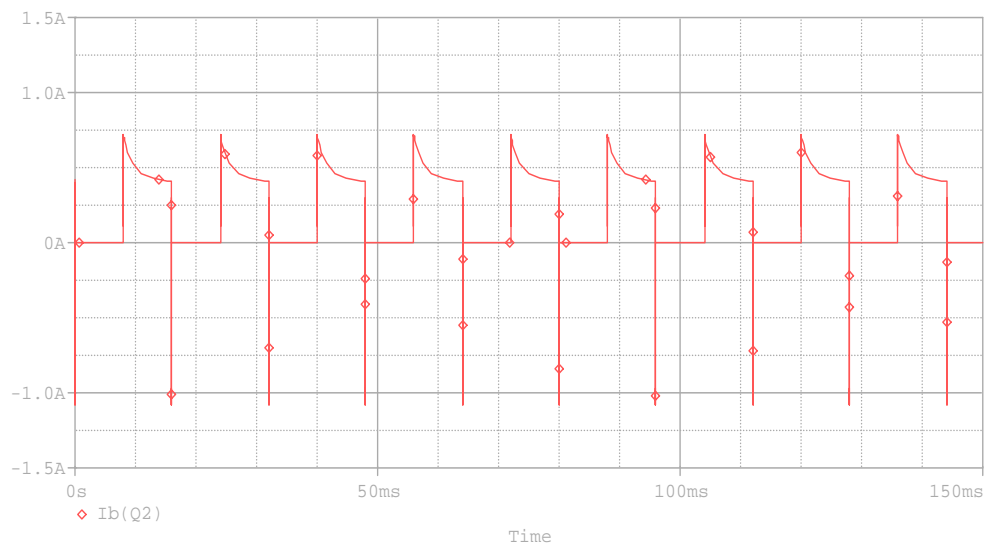


Fig. 1-10: Gráfica en Pspice de la corriente de base (Ib).

Durante el semiperíodo t_1 , la tensión de entrada (V_e) se mantiene a un valor V_e (máx). En estas condiciones la V_{BE} es de 0.7V y el condensador C se carga a una tensión V_C de valor:

$$V_C = R_2 \times \frac{V_{e(\max)} - 0.7}{R_1 + R_2}$$

Debido a que las resistencias R1 y R2 actúan como un divisor de tensión, la constante de tiempo con que se cargará el condensador será aproximadamente de:

$$\tau_1 \approx C \times \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Con el condensador cargado a V_C , la intensidad de base se estabiliza a un valor I_B que es:

$$I_B = \frac{V_{e(\max)} - 0.7}{R_1 + R_2}$$

En el instante en que la tensión de entrada pasa a valer $-V_{e(\min)}$, tenemos el condensador cargado a V_C , y $V_{BE}=0.7V$. Ambos valores se suman a la tensión de entrada, lo que produce el pico negativo de intensidad I_B (mín):

A partir de ese instante el condensador se descarga a través de R2 con una constante de tiempo de valor R_2C .

$$I_{B(\min)} = \frac{V_{e(\min)} + V_C + 0.7}{R_1 + R_2}$$

Para que ocurra esto, debe cumplirse que:

$$5 \times \tau_1 \leq t_1$$

$$5 \times \tau_2 \leq t_2$$

Con esto nos aseguramos que el condensador está cargado cuando apliquemos la señal negativa. Así, obtendremos finalmente una frecuencia máxima de funcionamiento:

$$f_{m\acute{a}x} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{5 \times \tau_1 + 5 \times \tau_2} = \frac{0.2}{l_1 + l_2}$$

[7]

Un circuito utilizado en el Control Antisaturación es el de la figura 1-11:

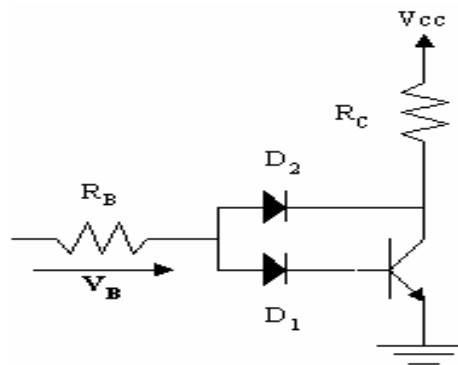


Fig. 1-11: Control Antisaturación

El tiempo de saturación (t_s) será proporcional a la intensidad de base, y mediante una suave saturación lograremos reducir t_s :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

Inicialmente tenemos que:

$$I_B = \frac{V_B - V_{D1} - V_{BE}}{R_B}$$

En estas condiciones conduce D2, con lo que la intensidad de colector pasa a tener un valor:

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

Si imponemos como condición que la tensión de codo del diodo D1 es mayor que la del diodo D2, obtendremos que I_C sea mayor que I_L :

$$I_C = \beta \times I_B$$

$$\beta \times I_B \times R_C > V_{CE} - V_{BE} - V_{D1} + V_{D2}$$

[7]

1.1.4. CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS.

Dentro de estas características consideramos los parámetros de acuerdo a la figura 1-12.

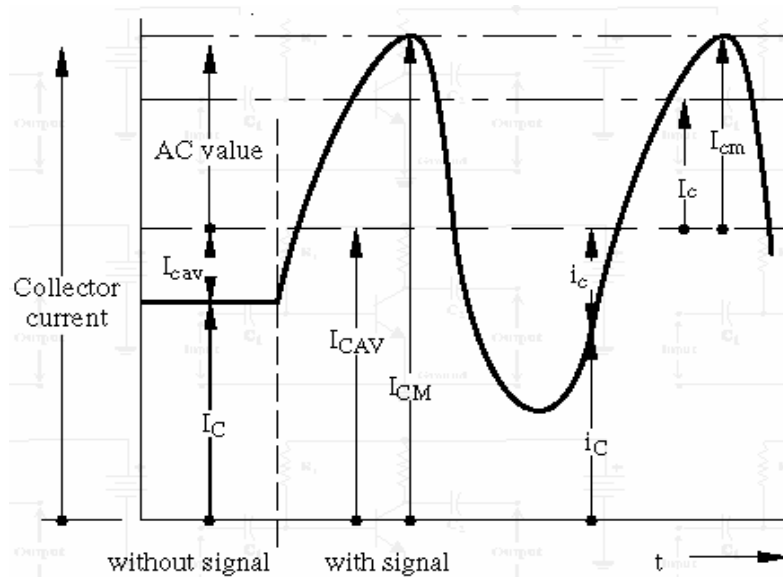


Fig. 1-12: Características estáticas y otros parámetros del transistor

Corriente media: es el valor medio de la corriente que puede circular por un terminal (ej. I_{CAV} , corriente media por el colector).

Corriente máxima: es la máxima corriente admisible de colector (I_{CM}) o de drenador (I_{DM}). Con este valor se determina la máxima disipación de potencia del dispositivo.

V_{CBO} : tensión entre los terminales colector y base cuando el emisor está en circuito abierto.

V_{EBO} : tensión entre los terminales emisor y base con el colector en circuito abierto.

Tensión máxima: es la máxima tensión aplicable entre dos terminales del dispositivo (colector y emisor con la base abierta en los bipolares, drenador y fuente en los FET).

Estado de saturación: queda determinado por una caída de tensión prácticamente constante. V_{CEsat} entre colector y emisor en el bipolar y resistencia de conducción R_{DSon} en el FET. Este valor, junto con el de corriente máxima, determina la potencia máxima de disipación en saturación.

Relación corriente de salida - control de entrada: h_{FE} para el transistor bipolar (ganancia estática de corriente) y g_{ds} para el FET (transconductancia en directa). [7]

1.1.5. CARACTERÍSTICAS TÉRMICAS.

En los elementos de estado sólido la disipación de potencia admisible máxima se encuentra limitada por la temperatura de juntura (T_J), que para el TIP-122 es de $150^\circ C$, un parámetro útil en la disipación de potencia es la resistencia térmica.

La resistencia térmica se define en condiciones de estado estable y es la elevación de la temperatura de juntura por encima de la temperatura de la carcasa, esta temperatura nos permite determinar el nivel de potencia máxima con el que el dispositivo puede operar sin riesgos, para una determinada temperatura de carcasa.

La resistencia térmica de la carcasa al aire es notoriamente mayor en un dispositivo que no utilice disipador, con aquel que si lo utilice;

más aún será la diferencia entre la resistencia térmica de la carcasa al aire y la resistencia térmica de la junta a la carcasa; por tanto, el principal propósito de un disipador externo es aumentar la superficie efectiva de disipación de calor, de tal manera que los dispositivos de potencia son diseñados para usarse con disipador de calor externo.

[8]

1.2. CIRCUITO DE CONTROL PARA EL TRANSISTOR.

El semiconductor escogido, es controlado por el módulo de control que le suministra los pulsos de corriente necesarios para realizar la conmutación, a continuación se explicarán los requerimientos que debe tener este módulo de control, el cual se estudiará de manera más detallada en el capítulo 3.

1.2.1. REQUERIMIENTOS.

El diseño del circuito de control debe cumplir con ciertos requerimientos, para manejar las bases de los transistores TIP-122 que garantizan el buen funcionamiento del módulo de potencia, entre estos requerimientos tenemos:

- Se debe eliminar la presencia de pulsos simultáneos de control para evitar problemas de cortocircuito en la carga por la

conmutación de más de tres transistores del módulo de potencia al mismo tiempo.

- No se puede utilizar circuitos digitales que proporcionen directamente la corriente de base durante el encendido, ya que esta debe ser suficientemente grande para garantizar el encendido de los transistores del módulo de potencia.
- Cada fuente del módulo de control y de potencia debe tener su propia referencia aislada de las demás, de igual manera se debe proteger el módulo controlador aislándolo del módulo de potencia utilizando un circuito optoacoplador.

1.3. INVERSORES.

Los Inversores se los puede clasificar de distintas formas, la primera clasificación se la hará de acuerdo a su fuente de alimentación.

Por el tipo de alimentación:

Inversores alimentados por voltaje (VFI).

Inversores alimentados por corriente (CFI).

En el inversor alimentado por voltaje, el integrado de potencia siempre permanece con alimentación directa, por lo que es necesario el uso de una conmutación forzada si se utilizan tiristores.

En el inversor alimentado por corriente, la corriente de salida se mantiene constante independientemente de la carga del inversor, y el voltaje de salida es obligado a cambiar. [9]

Por su configuración:

Se los puede clasificar a los Inversores según su configuración, listando los más importantes tenemos:

Configuración de toma media

Medio Puente.

Puente monofásico.

Puente trifásico.

Por el elemento de conmutación empleado:

De igual forma se puede hacer la clasificación de acuerdo a los elementos semiconductores empleados para la conmutación en las diferentes configuraciones, así tenemos:

Transistor Semiconductor de Metal de Oxido de Efecto Campo (MOSFET).

Transistores de Inducción Estática (SIT).

Transistor Bipolar de Puerta Aislada (IGBT).

Tiristor con Puerta de Cierre (GTO).

Tiristores Controlados MOS (MCT).

Por la salida:

Según su salida AC, existen dos tipos de inversores:

Inversores monofásicos.

Inversores trifásicos.

[10]

El **MOSFET**, figura 1-13(a), es un dispositivo controlado por voltaje, que requiere solo de una pequeña corriente de entrada. La velocidad de conmutación es muy alta siendo los tiempos de conmutación del orden de los nanosegundos, los MOSFET de potencia están encontrando cada vez más aplicaciones en los convertidores de altas frecuencias y baja potencia. Los MOSFET no tienen problemas de ruptura secundaria que tienen los BJT, sin embargo los MOSFET tienen problemas de carga electrostática, por lo que su manejo requiere de cuidados especiales. Además es relativamente difícil protegerlos bajo condiciones de falla por cortocircuito.

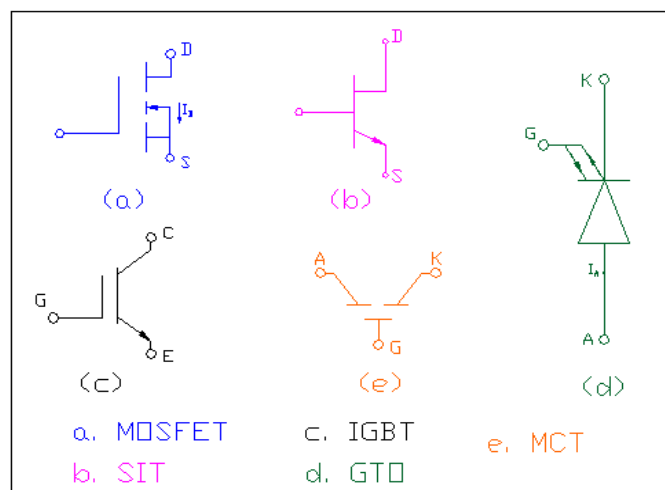


Fig. 1-13: Dispositivos de Potencia.

Un **SIT**, figura 1-13(b), es un dispositivo de alta potencia y alta frecuencia. Es esencialmente una versión en estado sólido de un tubo triodo al vacío, es adecuado para operaciones de alta potencia y en alta velocidad. Tiene bajo ruido, baja distorsión y una alta capacidad de potencia, tiene una baja resistencia en serie de compuerta. Los tiempos de activación y desactivación son muy pequeños en el orden de los $0.25\mu\text{s}$. Es un dispositivo normalmente activo, desactivado por un voltaje negativo en la compuerta.

[11]

El **IGBT**, figura 1-13(c), es similar al transistor de potencia, excepto que es controlado por un voltaje aplicado a la puerta en lugar de la corriente que fluye en la base del transistor de potencia. La impedancia de la puerta de control es muy alta en un IGBT, de modo que la cantidad de corriente que fluye en ella es en extremo pequeña, no presenta problemas de ruptura secundaria, como los BJT. El dispositivo es básicamente equivalente a la combinación de un MOSFET y un transistor bipolar. Puesto que el IGBT es controlado por un voltaje de puerta con un flujo de corriente muy pequeño, puede conmutar con mucha más rapidez que el transistor de potencia convencional. Los IGBT se utilizan en aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia.

Un **GTO**, figura 1-13(d), es un SCR que se puede apagar por pulso suficientemente negativo en su terminal de puerta, aun cuando la corriente I_D exceda a I_H . Estos dispositivos han llegado a ser más y más comunes en los paquetes de control de motores porque eliminan la necesidad de componentes externas para el apagado de los SCR en los circuitos dc. Un tiristor GTO requiere una corriente de encendido mayor que la de un SCR. Para dispositivos de alta potencia, se requieren corrientes de puerta de 10A o más. Para apagar el equipo, se requiere un pulso negativo grande de 20 a 30 μ s de duración. La magnitud del pulso de corriente negativa debe ser de un cuarto o un sexto de la corriente que fluye a través del dispositivo.

[12]

Un tiristor controlado por MOS (MCT), figura 1-13(e), combina las características de un tiristor regenerativo de cuatro capas y una estructura de compuerta MOS. La estructura de compuerta MOS se puede representar por un MOSFET de canal p y un MOSFET de canal n. El MCT se puede operar como dispositivo controlado por compuerta, si su corriente es menor que la corriente controlable pico. Intentar desactivar el MCT a corrientes mayores que su corriente controlable pico de especificación, puede provocar la destrucción del dispositivo. Para valores más altos de corriente, el MCT debe ser conmutado como un

SCR estándar. Los anchos de pulso de la compuerta no son críticos para dispositivos de corrientes pequeñas. Para corrientes mayores, el ancho del pulso de desactivación debe ser mayor. Además, durante la desactivación, la compuerta utiliza una corriente pico. En muchas aplicaciones, incluyendo inversores y pulsadores, se requiere, de un pulso continuo de compuerta sobre la totalidad del período de encendido/apagado a fin de evitar ambigüedad en el estado. Un MCT tiene una baja caída de voltaje directo durante la conducción: un tiempo de activado rápido, típicamente 0.4ms, y un tiempo de desactivado rápido, típicamente 1.25ms, para un MCT de 300A, 500v; bajas pérdidas de conmutación; una baja capacidad de bloqueo voltaje inverso y una alta impedancia de entrada de compuerta, lo que simplifica mucho los circuitos de excitación. Es posible ponerlo efectivamente en paralelo, para interrumpir corrientes altas, con sólo modestas reducciones en la especificación de corriente del dispositivo. No se puede excitar fácilmente a partir de un transformador de pulso, si se requiere de una polarización continua a fin de evitar ambigüedad de estado.

[13]

1.3.1. MONOFÁSICOS: CONCEPTO Y CLASES.

Destacaremos tres configuraciones: con transformador de toma media, con batería de toma media y configuración en puente.

Esta clasificación es independiente de los elementos semiconductores empleados y de su circuitería auxiliar de excitación y bloqueo.

Transformador de toma media

La manera más elemental de representar este circuito se la realiza con dos interruptores que se cierran y se abren alternamente.

La figura 1-14 representa dicho circuito y la forma de onda de las variables involucradas.

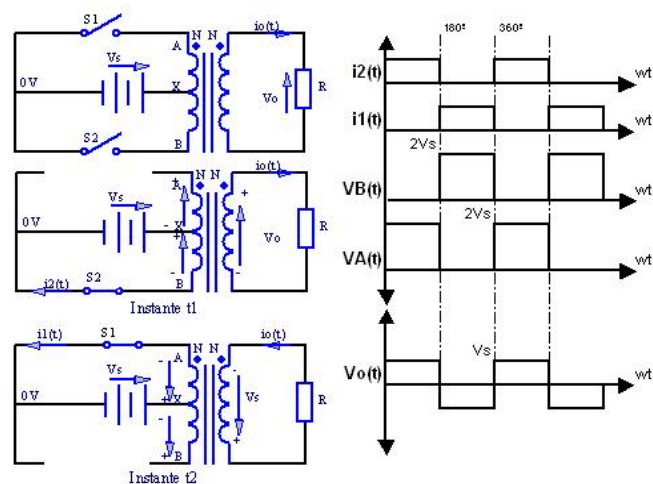


Fig. 1-14: Inversor de transformador con toma media

[14]

El sistema se alimenta con una fuente de C.C., conectado el polo positivo a la toma media del transformador. El polo negativo se lo utiliza como referencia para el primario del transformador, de este se conectan los interruptores S_1 y S_2 a cada uno de los extremos

del primario que los llamaremos respectivamente A y B respectivamente, tal como se muestra en la figura 1-14.

En los semiperíodos en que S_1 está abierto y S_2 cerrado, se tiene entre los terminales X-B del transformador una tensión V_s . Los devanados AX, XB y el secundario tienen el mismo N número de espiras, de lo cual resulta la tensión de salida es:

$$v_o(t) = V_s$$

Si asumimos para simplificar al máximo el ejemplo que se trata de una carga resistiva pura de valor R. La intensidad de salida será:

$$i_o(t) = \frac{v_o(t)}{R} = \frac{V_s}{R} = I_o$$

A su vez la tensión entre A y X es igual a V_s , por lo que S_1 queda sometido a una tensión de $2V_s$ entre sus terminales cuando está abierto.

Durante los semiperíodos en que S_1 está cerrado y S_2 abierto, los terminales del primario AX imprimen una tensión e intensidad a la salida que se deduce fácilmente de la figura 1-14, los cuales son:

$$v_o(t) = -V_s$$
$$i_o(t) = -\frac{V_s}{R} = -I_o$$

El interruptor S2 cuando está abierto tiene una tensión de $2V_S$. Es conveniente notar que los circuitos reales con tiristores ó transistores están sometidos a picos de voltaje todavía mayores a $2V_S$ debido a las oscilaciones que tiene lugar en las conmutaciones.

Por esto la configuración aquí tratada no es recomendable utilizar con tensiones de alimentación elevadas.

La tensión de salida es una onda cuadrada de amplitud V_S independiente de la intensidad para cualquier tipo de carga.

La frecuencia de este sistema está determinada por la velocidad de apertura y cierre de los interruptores ó semiconductores que se instale.

Batería con toma media.

En la configuración Bateria con toma media, de acuerdo a la figura 1-15, un terminal de la carga se conecta a la toma media de la batería o fuente de C.C (corriente continua), mientras que el otro terminal se conecta alternadamente a los polos positivo y negativo mediante semiconductores de potencia.

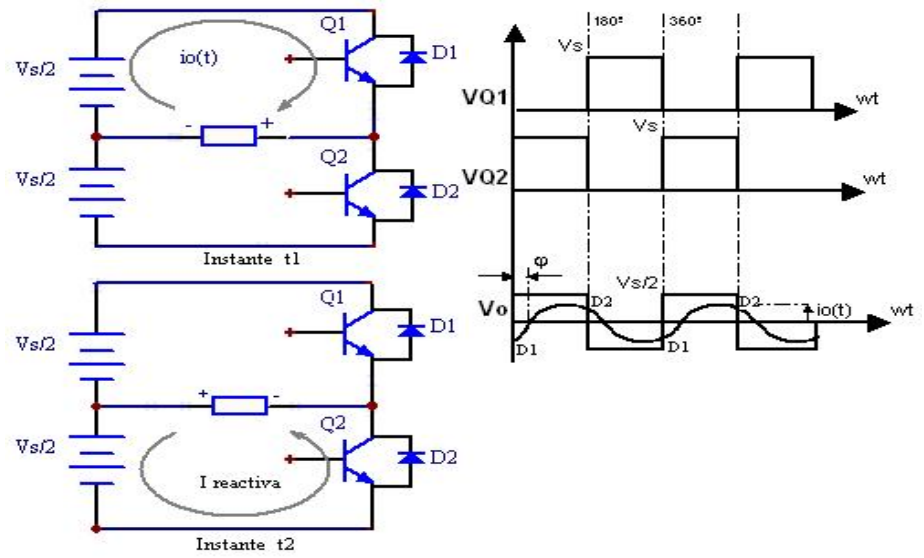


Fig. 1-15: Inversor con batería de toma media

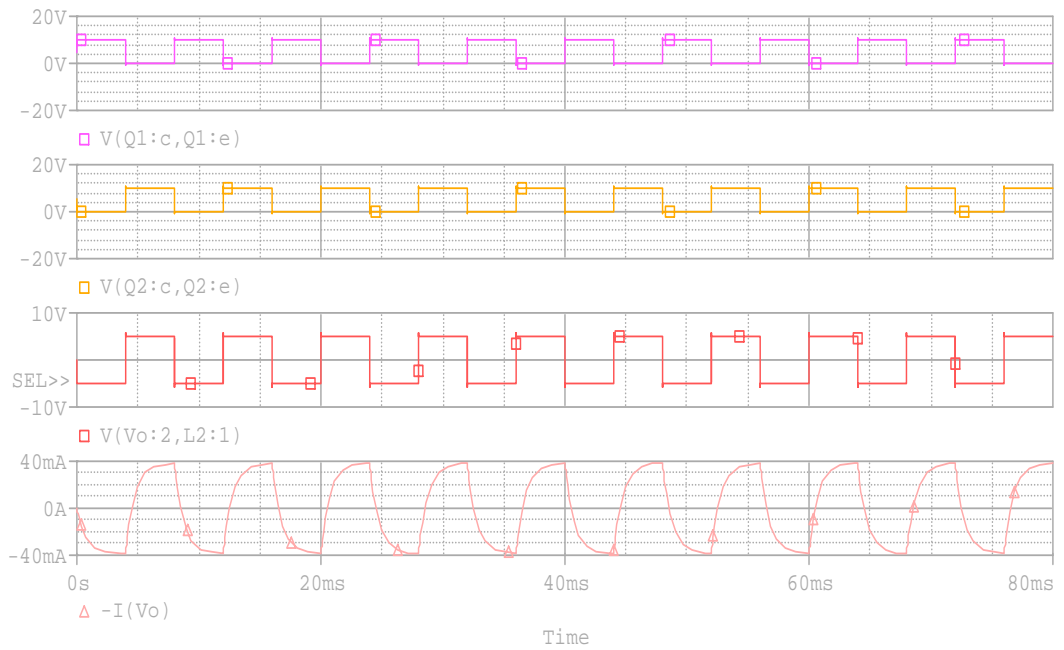


Fig. 1-16: Voltajes Q1, Q2, Vo y Corriente i_o de la Batería de toma media simulados en Pspice.

Usando transistores de potencia se explica su funcionamiento de la siguiente forma:

En el semiperíodo en que Q_1 está saturado, la carga se energiza con $+V_s/2$ respecto a la toma media de la batería. La caída de tensión debido al elemento semiconductor se la considera despreciable.

Para el semiperíodo en que se excita Q_2 , se tiene $-V_s/2$, por lo que se obtiene en la carga una onda cuadrada con magnitud $V_s/2$.

La tensión que soportan los elementos semiconductores de potencia es igual a la tensión de la batería o fuente de C.C., más las sobretensiones que se produzcan en los circuitos prácticos.

La configuración descrita, es más adecuada para tensiones altas de la fuente de C.C. que la configuración de toma media. Aquí sin embargo la carga sólo recibe la mitad de lo que hay en la batería.

Debido a la condición de retardo se requiere disponer de diodos en antiparalelo con los transistores que permitan el flujo de intensidad reactiva. Mientras conducen los diodos, la carga devuelve intensidad a la batería.

El ángulo ó período de conducción de los diodos coinciden con el ángulo φ de la impedancia de la carga. Siendo nulo para una carga resistiva pura, para la cual se podrían eliminar los diodos. El máximo desfase ó conducción máxima de los diodos se da con

carga reactiva pura, que podría ser esta tanto capacitiva como inductiva pura, donde existe un desfase de 90° para ambos casos.

[14]

Puente Monofásico

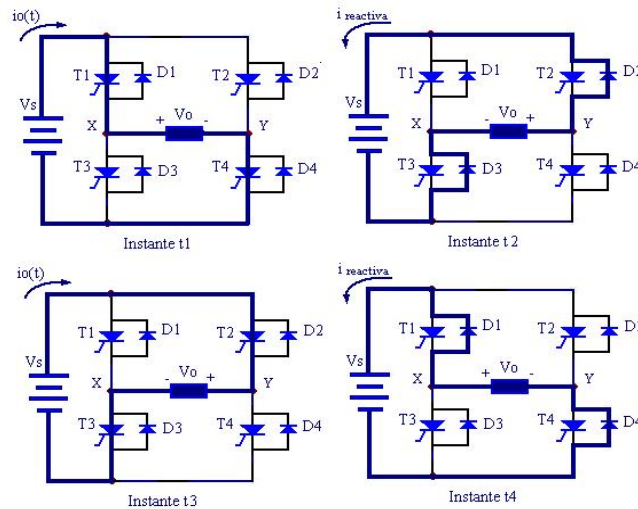


Fig. 1-17 Inversor en puente monofásico

La configuración del Puente monofásico se las especifica en la figura 1-17; está representada con tiristores de potencia con sus respectivos diodos antiparalelo para la conducción de intensidad reactiva.

Excitando los tiristores T_1 y T_4 (instante t_1), la carga queda sometida a un voltaje V_s . Luego bloqueando T_1 y T_4 y excitando T_2 y T_3 (instante t_3), se invierte la tensión en la carga. Repitiendo este proceso de manera cíclica se obtiene entre los terminales de la carga una tensión alterna cuadrada de amplitud V_s , el doble obtenido de la configuración con batería de toma media. Sin

embargo en esta configuración se utiliza el doble de semiconductores, lo que no es realmente una desventaja.

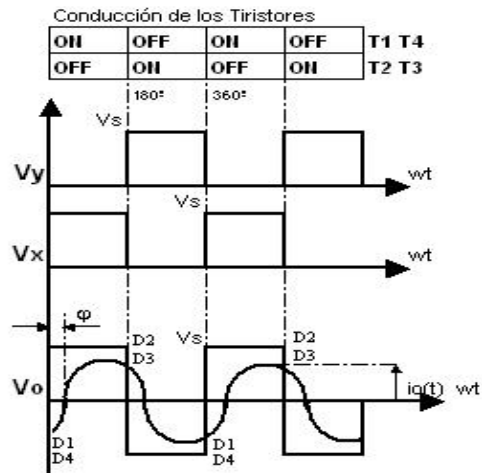


Fig. 1-18: Formas de onda de tensión en el inversor monofásico tipo puente

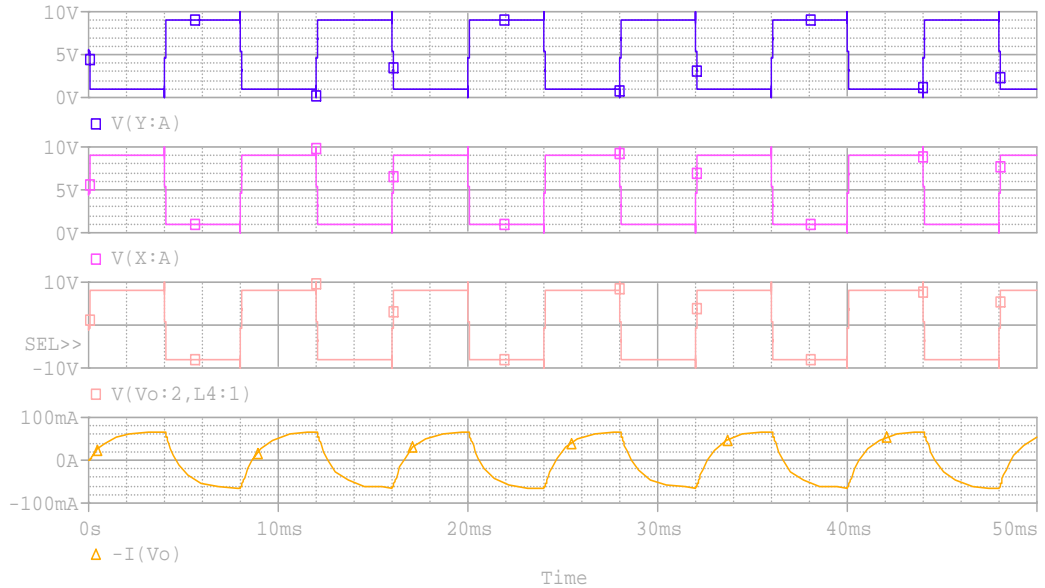


Fig. 1-19: Voltajes V_y , V_x , V_o y Corriente I_o en el Inversor Monofásico tipo puente simulados en Pspice.

La forma de onda en la carga del inversor monofásico se lo muestra en la figura 1-17. Cabe notar para el instante t_2 la carga tiene tensión positiva en el extremo "Y" y negativo en el "X" por lo tanto cede potencia a la batería a través de los diodos D_2 y D_3 , en el instante t_4 , esta se descargará a través de los diodos D_1 y D_4 ya que tienen la tensión contraria que la del instante t_2 .

En otras palabras la energía reactiva acumulada en la carga durante los instantes t_1 y t_3 se la libera en t_2 y t_4 respectivamente.

En cuanto al ángulo de retardo φ de la intensidad de la carga se ha tomado 60° para su representación.

En todos los inversores se toma este cuidado con los diodos, para asegurar que los semiconductores de potencia de una misma rama no conduzcan simultáneamente, lo que ocasionaría un cortocircuito en la fuente si sucediera.

[14]

1.3.2 INVERSORES TRIFÁSICOS: CONCEPTOS Y CLASES

Los inversores de tipo trifásico se los utiliza comúnmente para alimentar equipos que requieren elevada potencia.

La configuración de este inversor se la realiza como muestra la fig 1-20, que en este caso hemos utilizado transistores de potencia para su representación.

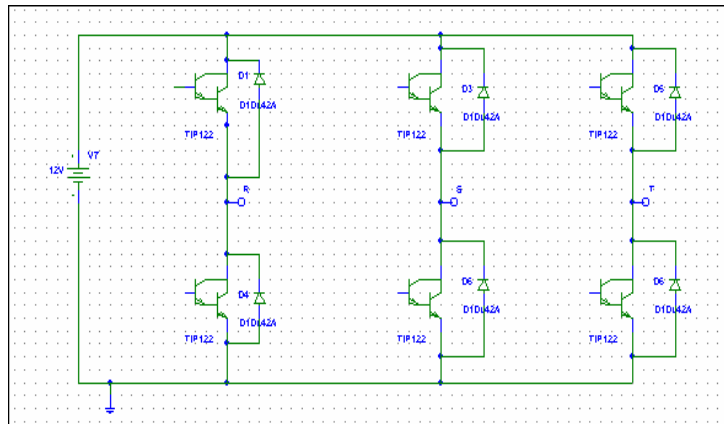


Fig. 1-20: Inversor trifásico

El orden de encendido de los transistores de potencia es Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 , Q_6 .

Existen dos tipos de señales de control de 120° ó de 180° de conducción.

La diferencia radica que en 180° conducen tres transistores a la vez, mientras que en 120° , conducen solamente dos.

En el inversor trifásico de 120° de conducción, hay un retardo de $\pi/3$ entre el corte de Q_1 y la conducción de Q_4 . Con esto se asegura que la fuente de continua no se cortocircuita al pasar de una pareja a otra.

En cada modo de operación uno de los tres terminales está abierto y los otros dos están conectados a la fuente continua. La tensión en el terminal abierto es impredecible y depende de las características de la carga.

[15]

1.3.3 INVERSOR TRIFÁSICO A UTILIZARSE

Se utilizará el inversor trifásico por conducción de 180°, en el cual utilizaremos transistores de potencia en vez de tiristores para su implementación debido a que lo hace al circuito menos voluminoso y pesado, más económico y permite trabajar a las frecuencias deseadas en el proyecto, a su vez se tiene que los circuitos de fuerza y control son más simples debido al bloqueo forzado que es necesario en el caso de los tiristores, en los transistores no es necesario.

Referencia:

- [1] Muhammad Rashid, Electrónica de Potencia, PAG. 356
- [2] Muhammad Rashid, Electrónica de Potencia, 263
- [3] Muhammad Rashid, Electrónica de Potencia, 274
- [4] Daniel Whart, Power Electronics, PAG.7
- [5] Muhammad Rashid, Electrónica de Potencia, PAG.262
- [6] Daniel Whart, Power Electronics, PAG.17
- [7] www.uv.es/~merinji/electro/transistores.html
- [8] <http://proton.ucting.udg.mx/~jmateos/disipa/Disipa.htm>
- [9] Muhammad Rashid, Electrónica de Potencia, PAG.400
- [10] http://www.gte.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf
- [11] Muhammad Rashid, Electrónica de Potencia, PAG.286).
- [12] Chapman, Máquinarias Eléctricas, PAG. 162)
- [13] www.fie.umich.mx/Informacion/Pruebas/
- [14] http://www.gte.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf
- [15] Muhammad Rashid, Electrónica de Potencia, PAG.364

CAPITULO 2

DISEÑO DEL MODULO DE POTENCIA

Los dispositivos de potencia están disponibles como unidades individuales como módulos. A menudo un convertidor de potencia requiere de dos, cuatro o seis dispositivos, dependiendo de su topología. Los módulos de potencia con dual(en configuración de medio puente), quad(en puente completo), o seis(trifásico) están disponibles para prácticamente todo los tipos de dispositivos de potencia. Los módulos ofrecen las ventajas de menores pérdidas en estado activo, altas características de interrupción de voltaje y corriente y una velocidad más que la de los dispositivos convencionales. Algunos módulos incluyen circuitería para la protección de transitorios y de la excitación de compuerta.

[1]

En este capítulo haremos mención de las características del módulo de potencia como: los elementos seleccionados para la conmutación del inversor, corrientes y voltajes de operación; sistemas de alimentación, diseño de las fuentes de poder del módulo de potencia y de la etapa optoacopladora. Además mencionaremos el efecto que tiene la potencia en los diferentes tipos de carga que puede manejar el inversor.

2.1. DESCRIPCION GENERAL DE LA ETAPA DE POTENCIA.

El inversor trifásico esta constituido por 6 elementos de conmutación que actúan como interruptores cada vez que reciben señal por parte del módulo de control; debido a las características de los elementos de conmutación que se mencionó en el capítulo 1 se escogió los transistores de potencia TIP-122, cada configuración tendrá su diodo de conmutación antiparalelo necesario para cargas inductivas. El módulo de potencia ha sido diseñado y construido para que cumpla con las siguientes especificaciones:

Fuente de alimentación:	12 V.
Frecuencia de operación variable:	Desde 50 hasta 300 Hz.
Corriente máxima de operación:	Hasta 4 A.

2.2. BLOQUE DE ALIMENTACION Y ELEMENTOS DE CONMUTACION.

2.2.1. SISTEMAS DE ALIMENTACIÓN.

El módulo de potencia está diseñado para funcionar con una batería de 12 Vdc que suministre hasta una corriente máxima de 4 A, además puede funcionar con fuentes de voltaje regulable dc teniendo cuidado de la capacidad de corriente a la que puede funcionar la fuente dependiendo del tipo de carga utilizada. Además el proyecto consta de un disyuntor trifásico de 4A en cual se conectará la carga de operación.

FUENTES DE VOLTAJE PARA LA ETAPA

OPTOACOPLADORA.

En esta etapa se requieren cuatros fuentes de +12V, 500mA, para la etapa de potencia y una fuente de +5V, 500mA, para la etapa de control, con este principio utilizamos el diagrama de bloques de la figura 2-01 el cual contiene los siguientes elementos:

- Transformador reductor voltaje.
- Rectificador de onda completa.
- Filtro.
- Circuito regulador.

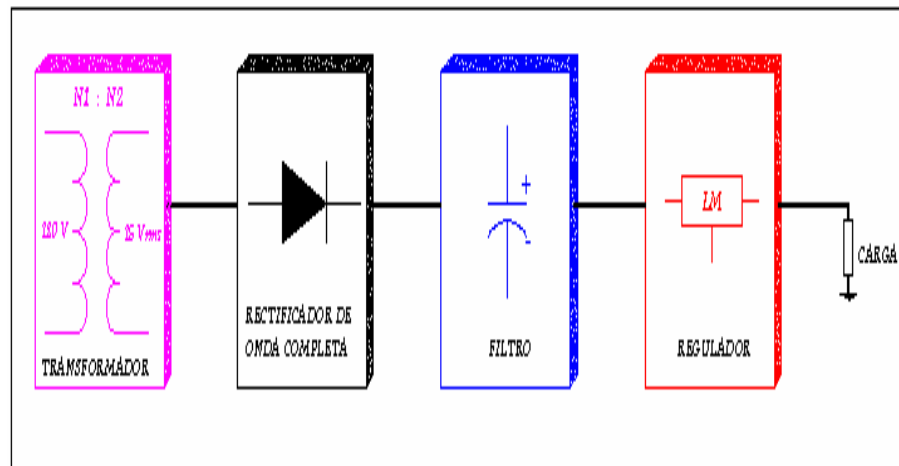


Fig. 2-01: Diagrama de Bloque de la fuente DC

Las características del transformador utilizado son:

- Entrada 110 VRMS
- Cuatro salidas de 17 VRMS, 500 mA, para la etapa optoacopladora.
- Una salida de 17 VRMS, 500 mA, para la fuente de la tarjeta de control.

Para filtrar el voltaje se utiliza un capacitor C para cada fuente, debido a que las características de las cuatro fuentes son las mismas basta con calcular una fuente, entonces para calcular el valor de C utilizamos la siguiente ecuación:

$$C = \frac{1}{2x\sqrt{3}(RL1xf1xr1)}$$

Donde:

$$RL1 = \frac{V_{dc}}{I_{dc}}$$

$$V_{dc} = 12V$$

$$I_{dc} \approx I_{B1} = 500mA$$

$$f = 120Hz$$

r1: rizado de voltaje

Se considera una regulación o rizado de voltaje de $r1 < 10\%$, desarrollando [2]:

$$RL1 = \frac{12}{500 \times 10^{-3}} = 24\Omega$$

$$c = \frac{1}{2\sqrt{3}(24 \times 120 \times 0.1)}$$

$$c = 1002\mu f$$

Entonces el valor más cercano encontrado fue de 2500 μF

Para calcular el valor dc de salida para un rectificador de onda completa se aplica la siguiente fórmula:

$$V_{dc} = V_m - \frac{4.17I_{dc}}{C}$$

Donde:

Vdc: Voltaje dc filtrado

Vm: Voltaje máximo AC

Idc: Corriente de carga en miliamperios

C: Capacitor en microfaradios.

Por lo tanto:

$$\begin{aligned}Vdc &= \sqrt{2} \times 17 - \frac{4.17 \times 500}{2500} \\Vdc &= 24.04 - 0.834 \\Vdc &= 23.2V\end{aligned}$$

Para calcular el voltaje de rizo rms utilizamos la fórmula:

$$Vr_{(rms)} = r \times Vdc$$

Donde:

$Vr_{(rms)}$: Voltaje de rizo rms

r: porcentaje de rizado

Vdc: Voltaje dc filtrado. [2]

Remplazando valores tenemos:

$$\begin{aligned}Vr_{(rms)} &= 23.2 \times 0.1 \\Vr_{(rms)} &= 2.32V\end{aligned}$$

Este valor lo utilizamos para calcular el voltaje de rizo pico a pico

(Vrp-p):

$$V_{rp-p} = 2\sqrt{3} \times V_{r(rms)}$$

Donde:

V_{rp-p} : Voltaje de rizo pico a pico

$V_{r(rms)}$: Voltaje de rizo rms.

$$V_{rp-p} = 2.32 \times 2 \times \sqrt{3}$$

$$V_{rp-p} = 8.03V$$

Se puede observar el voltaje del capacitor y la Corriente del diodo del puente rectificador en la figura 2-02:

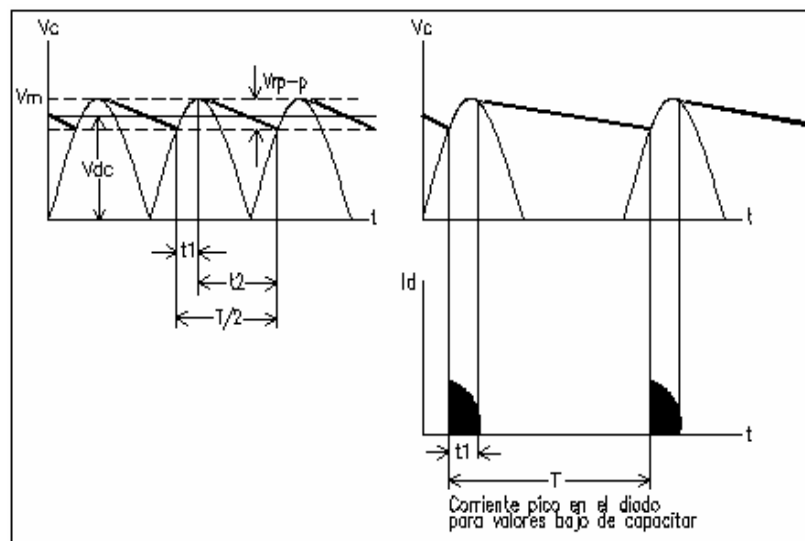


Fig. 2-02: Voltaje en el Capacitor y Corriente del diodo

Para calcular la corriente pico de los diodos tenemos que calcular primero el ángulo en el cual los diodos son polarizados directamente.

$$\theta_1 = \text{Sen}^{-1} \left(\frac{1 - \sqrt{3} \times r}{1 + \sqrt{3} \times r} \right)$$

Donde:

θ_1 : Angulo de inicio de polarización de los diodos

r: porcentaje de rizado. [2]

$$\theta_1 = \text{Sen}^{-1} \left(\frac{1 - \sqrt{3} \times 0.1}{1 + \sqrt{3} \times 0.1} \right)$$
$$\theta_1 = 44.8^\circ$$

Y

$$\theta_2 = \pi - \text{Tan}^{-1} \left(\frac{0.907}{(1 + \sqrt{3})r} \right)$$

Donde:

θ_2 : Angulo donde finaliza la polarización

r: porcentaje de rizo.

Para obtener el valor final de la corriente pico de los diodos

aplicamos la ecuación:

$$\frac{I_{pico}}{I_{dc}} = \frac{180^\circ}{\theta_1}$$

Donde:

I_{pico} : Corriente máxima consumida por los diodos

I_{dc} : Corriente de carga

θ_1 : Angulo de polarización de los diodos. [2]

$$\frac{I_{pico}}{I_{dc}} = \frac{180^\circ}{44.8^\circ}$$

$$\frac{I_{pico}}{I_{dc}} = 4$$

$$I_{pico} = 2 A$$

Finalmente utilizamos el regulador de voltaje 7812 que nos permite tener una señal dc pura de +12V para la polarización de los optoacopladores.

Para las fuentes de alimentación de la etapa optoacopladora se muestran las señales de corriente del capacitor, corriente de carga, voltaje del capacitor en la figura 2-03 obtenidas al simular el Esquema 3 del ANEXO 2 en el simulador Pspice.

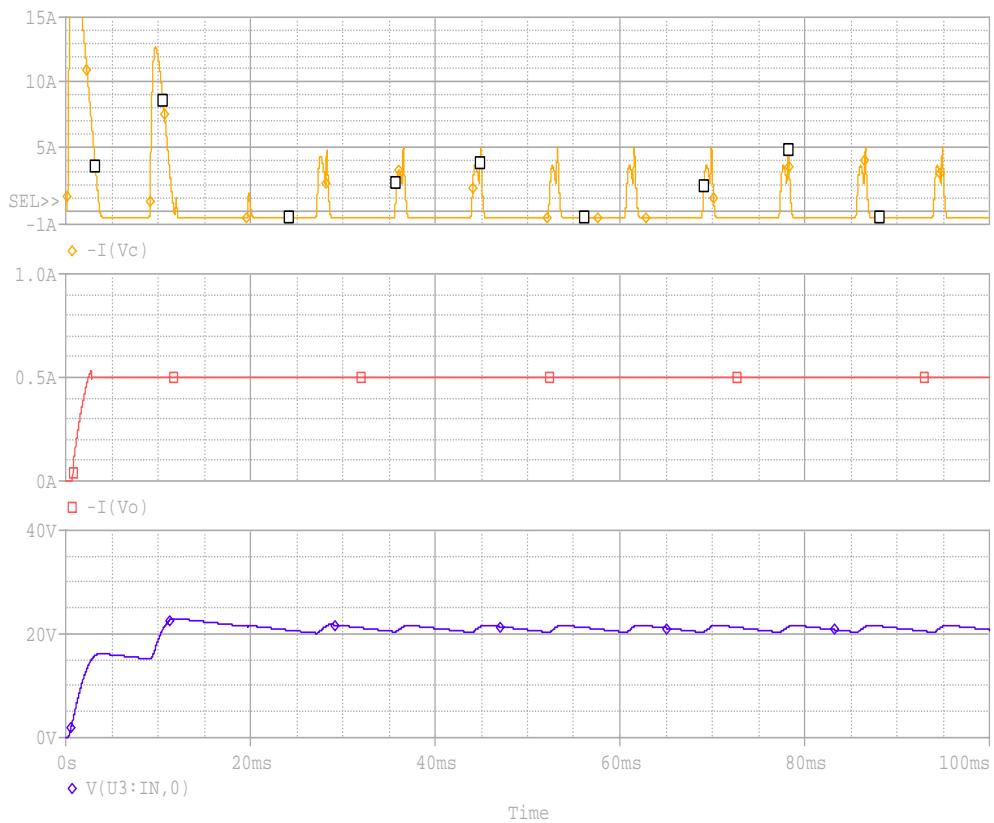


Fig. 2-03: Corrientes del capacitor(I_c), de carga(I_o), Voltaje del Capacitor(V_c) en las Fuentes de Voltaje dc simulados en Pspice.

Una vez descrito los elementos de las fuentes dc procedemos a describir las terminales que forman parte de las tarjetas de las fuentes de la figura 2-04, son 16 terminales que a continuación enumeramos:

M1 a M8: terminales del secundario del transformador de voltaje

O1 – O2: terminales de +12V del optoacoplador 1.

O3 – O4: terminales de +12V del optoacoplador 2.

O5 – O6: terminales de +12V del optoacoplador 3.

O7 – O8: terminales de +12V del optoacoplador 4.

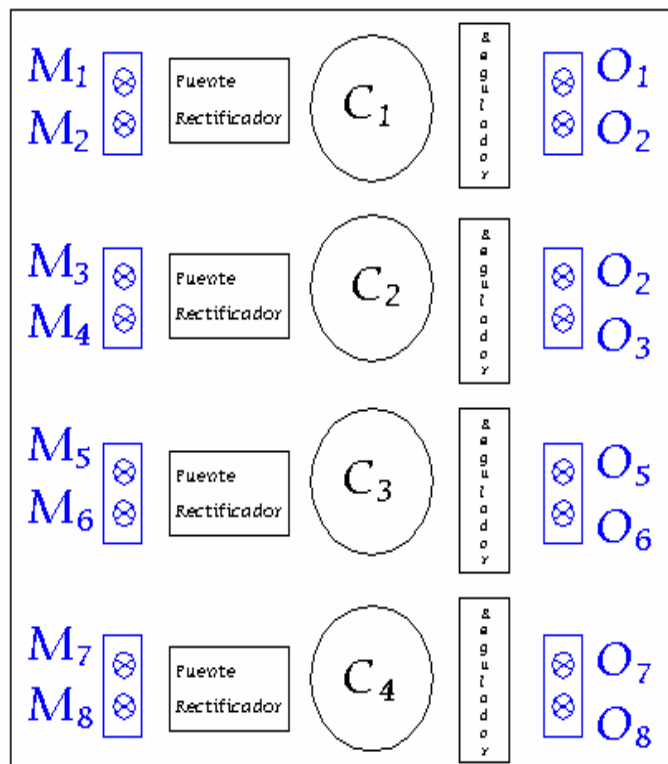


Fig. 2-04: Tarjeta de +12 V dc.

2.2.2. SELECCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DE CONMUTACIÓN.

En el capítulo anterior se han mencionado varias características de los dispositivos eléctricos que se pueden utilizar en la conmutación, en particular el transistor y la forma en que actúa la configuración Darlington, de tal modo se escogió el TIP-122 que es un transistor que tiene internamente una configuración Darlington, que nos permite suministra corrientes pequeñas por parte de la etapa de control al módulo de potencia para lograr la conmutación de los transistores, evitando el uso de amplificadores de corriente en la etapa optoacopladora, lo cual reduce el tamaño del proyecto.

Otras características de la configuración Darlington son:

Con esta conexión se consigue una ganancia de corriente muy alta. Esta conexión se emplea cuando se requiere una gran impedancia de entrada y una impedancia de salida baja, conservando una ganancia de voltaje próxima a uno. Una desventaja es que la corriente de fuga del primer transistor es amplificada por el segundo.

[3]

Además de los transistores el módulo de potencia se encuentra formado por seis diodos que se encuentran en paralelo con cada

transistor, la función principal de estos es de protección de los transistores cuando se trabaja con carga inductiva.

2.2.3 BLOQUE DE CARGA.

A continuación explicaremos la potencia disipada en un transistor en régimen de conmutación con cargas inductiva, resistiva.

CARGA RESISTIVA.

La gráfica de la figura 2-05 muestra las señales idealizadas de los tiempos de conmutación (t_{on} y t_{off}) para el caso de una carga resistiva.

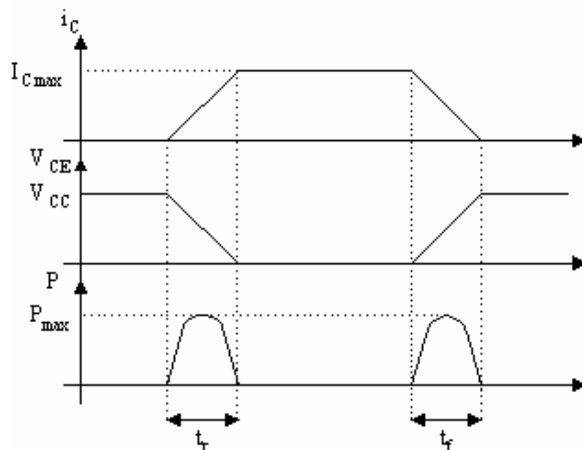


Fig 2-05: Tiempos de conmutación en una carga resistiva

Supongamos el momento origen en el comienzo del tiempo de subida (t_r) de la corriente de colector. En estas condiciones ($0 < t < t_r$) tendremos:

$$i_C = I_{Cm\acute{a}x} \times \left(\frac{t}{t_r} \right)$$

Donde I_C máx. vale:

$$I_{Cm\acute{a}x} = \frac{V_{CC}}{R}$$

También tenemos que la tensión colector - emisor viene dada como:

$$V_{CE} = V_{CC} - R \times i_C$$

Sustituyendo, tendremos que:

$$V_{CE} = V_{CC} - R \times \frac{V_{CC}}{R} \times \left(\frac{t}{t_r} \right) = V_{CC} \times \left(1 - \frac{t}{t_r} \right)$$

Nosotros asumiremos que el V_{CE} en saturación es despreciable en comparación con V_{CC} . Así, la potencia instantánea por el transistor durante este intervalo viene dada por:

$$p = V_{CE} \times i_C = V_{CC} \times I_{Cm\acute{a}x} \times \left(\frac{t}{t_r} \right) \times \left(1 - \frac{t}{t_r} \right)$$

La energía, W_r , disipada en el transistor durante el tiempo de subida está dada por la fórmula:

$$W_r = \left(\frac{V_{CC} \times I_{Cm\acute{a}x}}{4} \right) \times \left(\frac{2 \times t_r}{3} \right)$$

De forma similar, la energía (W_f) disipada en el transistor durante el tiempo de caída, viene dado por:

$$W_f = \left(\frac{V_{CC} \times I_{Cm\acute{a}x}}{4} \right) \times \left(\frac{2 \times t_f}{3} \right)$$

La potencia media resultante dependerá de la frecuencia con que se efectúe la conmutación:

$$P_{AV} = f \times (W_r + W_f)$$

Un último paso es considerar t_r despreciable frente a t_f , con lo que no cometeríamos un error apreciable si finalmente dejamos la potencia media, tras sustituir, como:

$$P_{C(AV)} = \frac{V_{CC} \times I_{Cm\acute{a}x} \times t_f \times f}{6}$$

[4]

Carga inductiva.

Las cargas inductivas someten a los transistores a las condiciones de trabajo más desfavorables dentro de la zona activa. En el diagrama de la figura 2-06 se han representado los diferentes puntos idealizados de funcionamiento del transistor en corte y saturación.

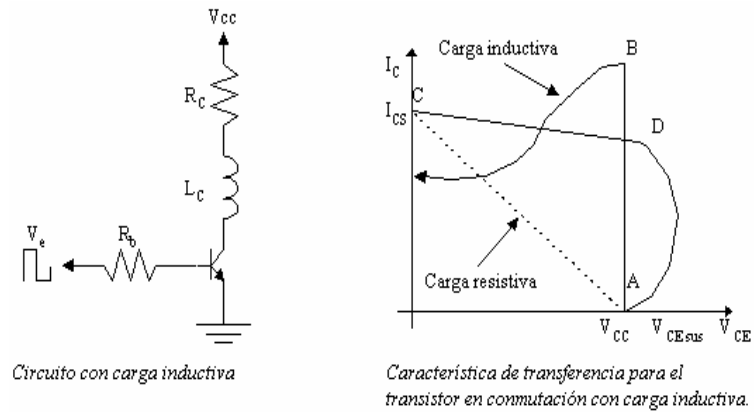


Fig. 2-06: El transistor en Corte y Saturación

Para una carga resistiva, el transistor pasará de corte a saturación por la recta que va desde A hasta C, y de saturación a corte desde C a A.

Sin embargo, con una carga inductiva como en el circuito anterior el transistor pasa a saturación recorriendo la curva ABC, mientras que el paso a corte lo hace por el tramo CDA. Puede verse que este último paso lo hace después de una profunda incursión en la zona activa que podría fácilmente sobrepasar el límite de avalancha secundaria, con valor V_{CE} muy superior al valor de la fuente (V_{CC}).

Para proteger al transistor y evitar su degradación se utilizan en la práctica varios circuitos, que se muestran a continuación:

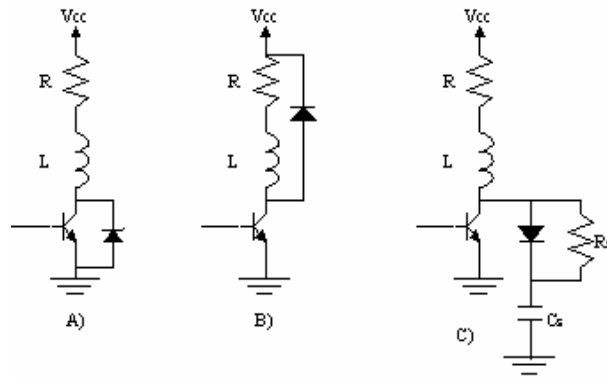


Fig. 2-07: Circuitos de protección del transistor

a) Diodo Zéner en paralelo con el transistor (la tensión nominal zéner ha de ser superior a la tensión de la fuente Vcc).

b) Diodo en antiparalelo con la carga RL.

c) Red RC polarizada en paralelo con el transistor (red snubber).

Las dos primeras limitan la tensión en el transistor durante el paso de saturación a corte, proporcionando a través de los diodos un camino para la circulación de la intensidad inductiva de la carga. En la tercera protección, al cortarse el transistor la intensidad inductiva sigue pasando por el diodo y por el condensador CS, el cual tiende a cargarse a una tensión Vcc. Diseñando adecuadamente la red RC se consigue que la tensión en el transistor durante la conmutación sea inferior a la de la fuente, alejándose su funcionamiento de los límites por disipación y por avalancha secundaria. Cuando el transistor pasa a saturación el condensador se descarga a través de RS.

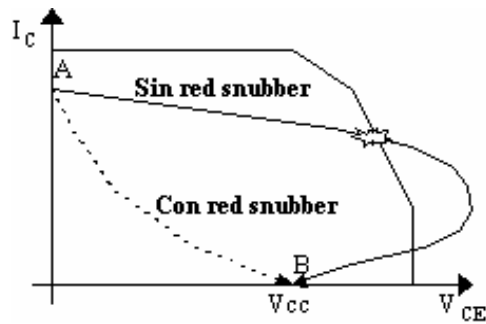


Fig. 2-08 Efecto de Ic con red snubber

El efecto producido al incorporar la red snubber es la que se puede apreciar en la figura 2-08, donde vemos que con esta red, el paso de saturación (punto A) a corte (punto B) se produce de forma más directa y sin alcanzar valores de V_{CE} superiores a la fuente V_{CC} .

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

Por tanto:

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

De donde:

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

Para calcular el valor de R_S hemos de tener en cuenta que el condensador ha de estar descargado totalmente en el siguiente proceso de bloqueo, por lo que la constante de tiempo de R_S y C_S ha de ser menor (por ejemplo una quinta parte) que el tiempo que permanece en saturación el transistor:

$$\tau_S = R_S \times C_S \leq \text{Tiempo con BJT saturado} / 5$$

[4]

Potencia en carga inductiva.

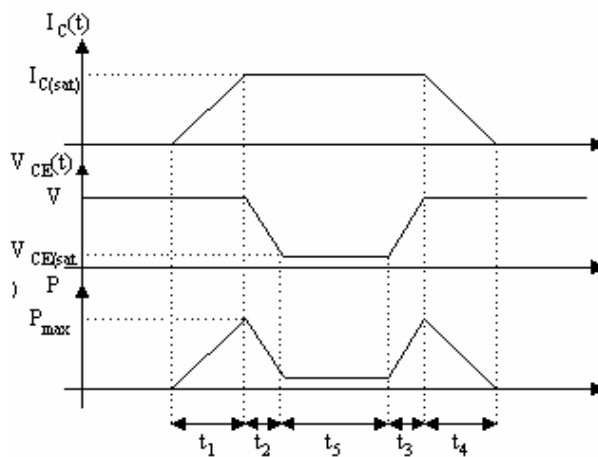


Fig. 2-09: Gráfica de potencia en el transistor con carga inductiva

En la figura 2-09 podemos ver la gráfica de la $i_C(t)$, $V_{CE}(t)$ y $p(t)$ para carga inductiva. La energía perdida durante ton viene dada por la ecuación:

$$W_{ton} = \frac{1}{2} \times V \times I_{C(sat)} \times (t_1 + t_2)$$

Durante el tiempo de conducción (t_5) la energía perdida es despreciable, puesto que V_{CE} es de un valor ínfimo durante este tramo. Durante el toff, la energía de pérdidas en el transistor viene dada por la ecuación:

$$W_{toff} = \frac{1}{2} \times V \times I_{C(sat)} \times (t_3 + t_4)$$

La potencia media de pérdidas durante la conmutación es por lo tanto:

$$P_{TOI(AV)} = \frac{W_{ton} + W_{toff}}{T} = f \times (W_{ton} + W_{toff})$$

Si lo que queremos es la potencia media total disipada por el transistor en todo el período debemos multiplicar la frecuencia con la sumatoria de pérdidas a lo largo del período (conmutación + conducción). La energía de pérdidas en conducción es:

$$W_{cond} = V_{C(sat)} \times I_{C(sat)} \times t_s$$

[4]

Referencias:

- [1] Muhammad Rashid, Electrónica de Potencia, PAG. 16
- [2] Boylestad Robert L, Electrónica: Teoría de Circuitos, PAG 808-812.
- [3] <http://voltio.ujaen.es/te/enlinea/esp/transis/t6.htm>
- [4] www.uv.es/~merinji/electro/transistores.html

CAPITULO 3

DISEÑO DEL MODULO DE CONTROL

3.1. ARQUITECTURA DE LA UNIDAD DE CONTROL.

La arquitectura de la unidad de control o módulo de control lo constituye los circuitos integrados: 74LS00, M2716, 74LS47, 74LS175, 74LS160, conjunto de visualizadores de 7 segmentos y el PIC 16F84A (Interfase Controladora de Periféricos), que cumplen con los siguientes requerimientos:

- Generación de seis pulsos secuenciales de disparo para la conmutación de los seis transistores TIP-122 (uno para cada transistor T1, T2, T3, T4, T5, T6) ubicados en el modulo de potencia.

- Circuito de visualización para las diferentes frecuencias de trabajo del inversor trifásico.
- Manipulación del equipo mediante un circuito de entrada que permite efectuar el cambio de las frecuencias de trabajo.
- Generación de una frecuencia variable de 50 a 300Hz y viceversa.

El rango de frecuencia seleccionado es solo para darnos a conocer de una manera educativa el comportamiento de la corriente y voltaje en distintos tipos de cargas a una frecuencia fija, pero teniendo un amplio rango de selección.

3.1.1 INTRODUCCION

El uso del PIC nos permite tener un mayor control de manera digital en la variación de frecuencia del inversor trifásico a través del empleo de su temporizador integrado configurando su registro de trabajo de acuerdo a las características del programa y requerimientos del módulo de potencia y se acopla de manera fácil con los circuitos digitales TTL(Lógica de Transistor a Transistor), además nos permite a través de sus puertos de entrada y salida interactuar con el estudiante empleando un conjunto de botoneras externas que nos permite seleccionar una frecuencia variable de trabajo.

El módulo de control se encuentra formado por tres bloques que se pueden observar en la figura 3-01:

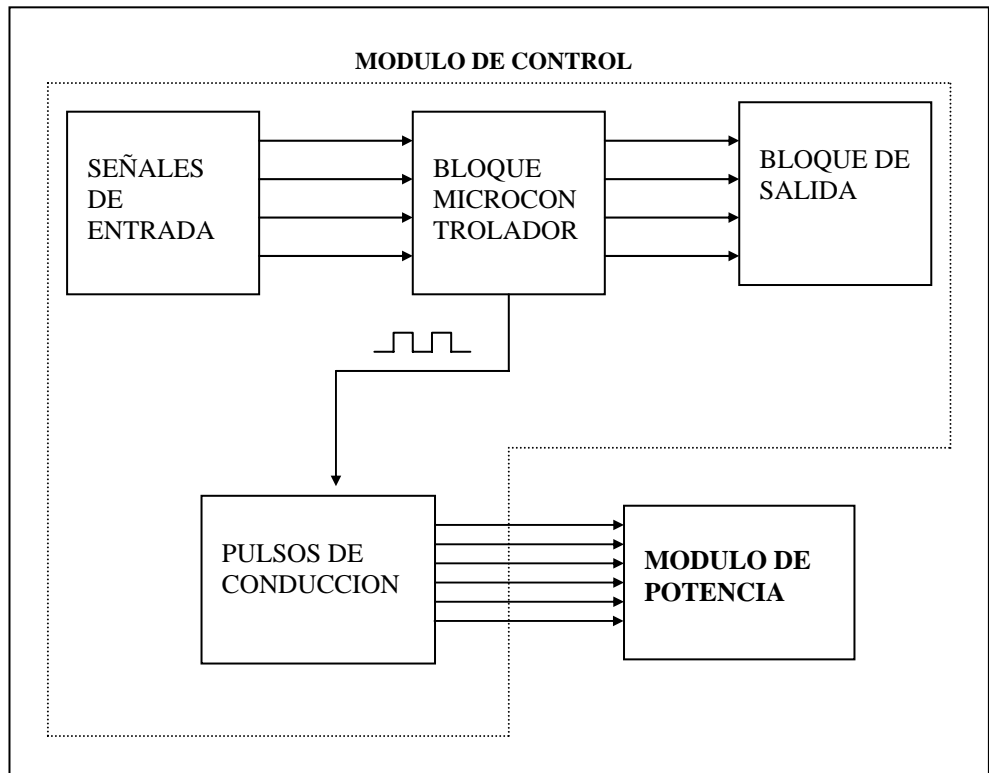


Fig 3-01: Diagrama de bloques del módulo de control

- Bloque microcontrolador.
- Bloque de entradas y salidas.
- Bloque generador de pulsos de conducción.

Estos bloques son encargados respectivamente de:

- Generar las frecuencias de trabajo para el circuito inversor de acuerdo a los valores ingresados.
- Recibir y enviar las señales de operación para la selección de las frecuencias de trabajo y su respectiva visualización.

- Conmutación de los transistores del módulo de potencia.

3.2. BLOQUE MICROCONTROLADOR.

Lo constituye el PIC el cual es un microcontrolador que pertenece a la gama media de los microcontroladores Microchip, este es un circuito integrado programable encargado de generar las diferentes frecuencias de trabajo del inversor mediante un programa que reside en su memoria. En la figura 3-02 se muestra la arquitectura básica del microcontrolador 16F84A.

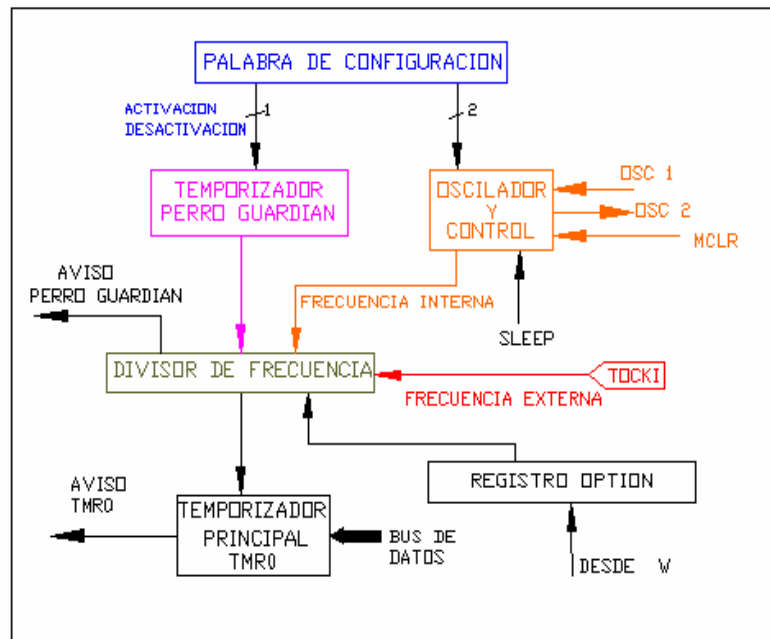


Fig. 3-02. Arquitectura del PIC 16F84A

A continuación se menciona las características generales del PIC utilizado:

- Treinta y cinco instrucciones en su repertorio.
- Todas las instrucciones se realizan en un solo ciclo de reloj a excepción de las instrucciones de salto que se realizan en dos ciclos de reloj.
- Memoria de programa de 1024 palabras.
- Pila de ocho niveles de profundidad.
- Memoria RAM (Memoria de Solo Lectura) de 68 bytes.
- Memoria EEPROM (Memoria de Solo Lectura Programable y Borrable Eléctricamente) de 64 bytes.
- Trece pines de entrada y salida con dirección de control individual.
 - Corriente máxima de salida por el PuertoA: 50mA, PuertoB: 100mA.
 - Corriente máxima de entrada por el PuertoA: 80mA, PuertoB: 150mA.
- Un temporizador de 8 bits (TMR0).
- Cuatro fuentes de interrupción:
 - Pin externo RB0/INT.
 - Sobreflujo del temporizador TMR0.
 - Interrupción a través de los pines 4 y 7 del puertoB.
 - Escritura completa de la memoria de datos EEPROM.
- Palabra de instrucción de 14 bits.
- Un solo registro de trabajo W. [1]

El manejo de los tiempos se realiza a través de una frecuencia de reloj que dependerá del oscilador externo. Los pines 15 y 16 son utilizados para este propósito los cuales se pueden observar en la figura 3-03.

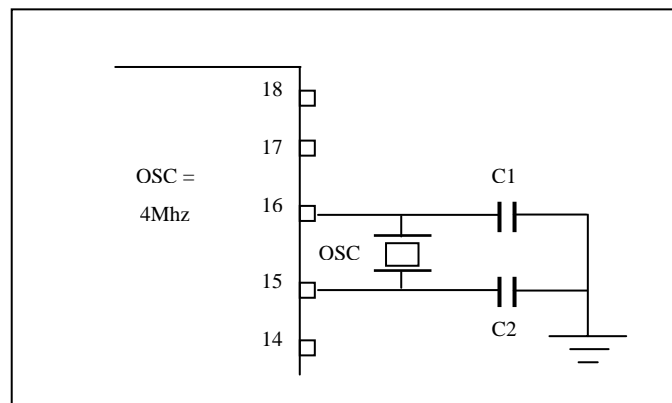


Fig. 3-03: Configuración utilizada con Cristal de Cuarzo

3.2.1 PUERTOS DE ENTRADA Y SALIDA.

El PIC 16F84A solo dispone de dos puertos de entrada y salida. El puerto A posee cinco líneas, y una de ellas soporta dos entradas multiplexadas, se trata del pin RA4/TOCK1, que puede actuar como línea de entrada y salida, y también sirve como pin por el que se reciben los impulsos que debe contar el TMR0. El puerto B tiene ocho líneas, RB0-RB7, y también tiene una con dos funciones multiplexadas, la RB0/INT, que además de línea de entrada y salida, también sirve como pin por el que se reciben los impulsos externos que provocan una interrupción. Cada línea de los puertos puede configurarse de manera independiente como entrada o como salida, según se ponga a 1 o 0, respectivamente, el bit asociado del

registro de configuración de cada puerto (TRISA y TRISB). Se llaman PUERTOA y PUERTOB los registros que guardan la información que entra o sale por el puerto, y ocupan las direcciones 5h y 6h del banco 0 de la memoria de datos. Los registros de configuración TRISA y TRISB ocupan las mismas direcciones pero en el banco 1.

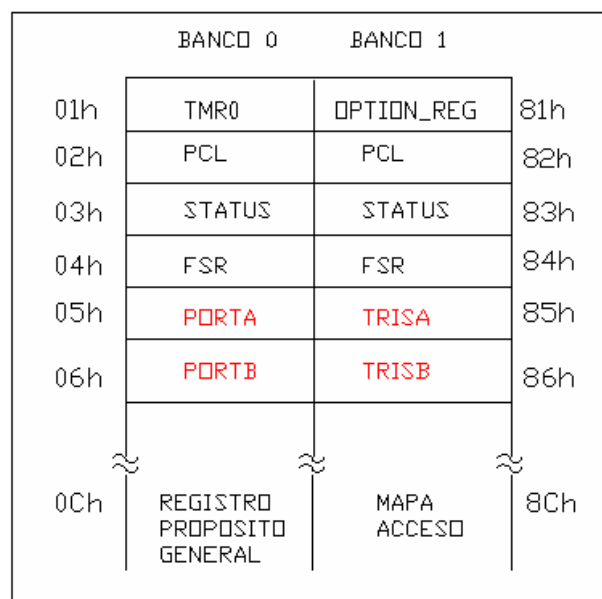


Fig. 3-04: Ubicación del TrisA TrisB, PuertoA Puerto B en la memoria de datos

[2]

Las siguientes instrucciones nos permite configurar los puertos del PIC tanto las entradas como las salidas:

```

bsf ESTADO,5      ;Selecciona el BANCO 0
movlw 0x00        ;Configura el PuertoA como salidas
movwf PUERTOA

```

```
movlw 0xF0      ;Configura el PUERTO B como entrada y salida.  
movwf PUERTO B
```

Ejecutadas estas instrucciones tendremos:

- Selección del banco de configuración de los puertos.
- RA0 a RA4 actúan como señales de salida del PIC.
- RB0 a RB3 actúan como señales de salida del PIC.
- RB4 a RB7 actúan como señales de entrada al PIC.

3.3. TEMPORIZADOR UTILIZADO EN EL DISEÑO.

En el diseño se utilizó un sólo temporizador (TMR0) integrado al PIC, cuya función es el de producir diferentes señales de reloj mediante la configuración del registro de trabajo del PIC con diferentes valores almacenados en variables que residen en la memoria del programa del microcontrolador, con el objeto de enviar estas señales al bloque generador de pulsos de conducción para así obtener la señal AC del inversor trifásico.

3.3.1. FUNCIONAMIENTO DE LOS TEMPORIZADORES UTILIZADOS EN EL DISEÑO.

TMR0: Es el temporizador/contador primario que incluyen los Microcontroladores PIC'S que poseen temporizadores, el cual tiene las siguientes especificaciones técnicas.

Puede ser programado como temporizador ó contador de 8 BITS ascendente.

- El conteo ó temporización se lleva en el registro (TMR0), que se puede leer y escribir.
- Posee un "pre-escala" programable de 8 BITS.
- Fuente de reloj seleccionable (interna o externa), según se trabaje como temporizador o contador.
- Genera una interrupción por desbordamiento del registro TMR0 de FFh a 00h, lo cual coloca en 1 el TOIF del registro INTCON.

El TMR0 actúa de dos maneras diferentes:

- Como contador de sucesos, que están representados por los impulsos que se aplican al pin RA4/TOCKI. Al llegar al valor FFh se desborda el contador, y con el siguiente impulso, pasa a 00h, advirtiendo ésta circunstancia activando un señalizador y provocando una interrupción.
- Como temporizador, cuando se carga el registro que implementa al recurso un valor inicial se incrementa con cada ciclo de instrucción hasta que se desborda, es decir, pasa de FFh a 00h y avisa poniendo en alto un bit señalizador provocando una interrupción.

REGISTRO OPTION.

La misión principal de este registro es controlar el TMR0 y el divisor de frecuencia. Ocupa la posición 81h de la memoria de datos que equivale a la dirección 1 del banco 1, selecciona en el multiplexor M1 de la figura 3-05, la procedencia de los impulsos de reloj, que pueden ser los del oscilador interno ($F_{osc}/4$) o los que se aplican desde el exterior por el pin TOCKI. El bit TOSE elige el tipo de flanco activo en los impulsos externos. Si $TOSE = 1$ el flanco activo es el descendente y si $TOSE = 0$ el flanco activo es el ascendente.

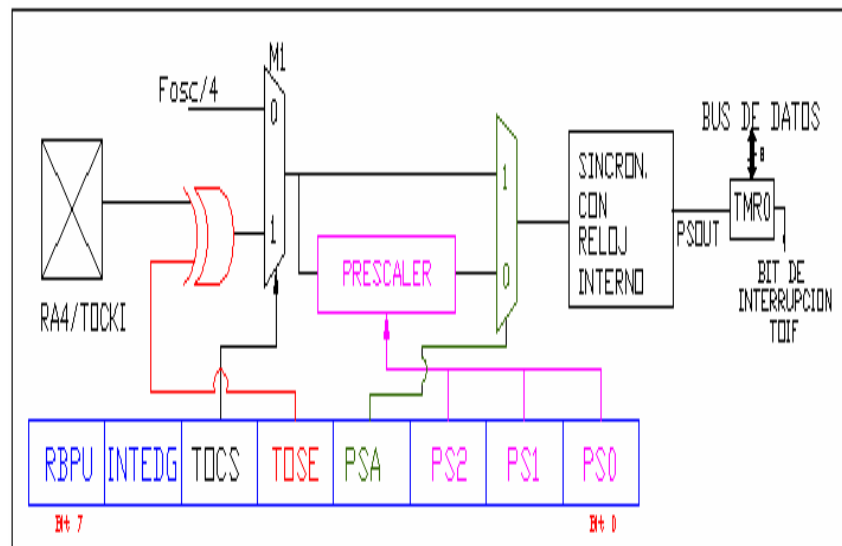


Fig 3-05 Diagrama de bloque del TMR0 registro OPTION.

El bit PSA asigna el divisor de frecuencia al TMR0 cuando $PSA=0$ o al WDT (perro guardián) cuando $PSA=1$.

Los 3 bits $PS2$, $PS1$, $PS0$, seleccionan el rango por el que divide el divisor de frecuencia los impulsos que se le aplican en su entrada.

El bit INTEDG sirve para determinar el flanco activo que provocará una interrupción externa a aplicarse en el pin RB0/INT, un 1 si es ascendente, un 0 si es descendente.

El bit RBPU permite activar si vale 0, o desactivar si vale 1, las resistencias Pull-Up que pueden conectarse en las líneas del PuertoB.

[4]

CICLO DE MÁQUINA.

Un ciclo de máquina para este microcontrolador consiste en cuatro ciclos de reloj nombrados de Q1 a Q4. Los impulsos de reloj que se puede observar en la figura 3-06, entran por el pin OSC1/CLKIN (pin 16) se dividen por cuatro internamente, dando lugar a las señales Q1, Q2, Q3, Q4 mostradas en la figura 3-06.

Durante un ciclo de máquina que comprenden las cuatro señales antes mencionadas, se desarrollan las siguientes operaciones:

- Q1:** Se incrementa el Contador de Programa.
- Q2:** Se produce la decodificación de la instrucción.
- Q3:** Se ejecuta la instrucción.
- Q4:** Se busca el código de la instrucción en la memoria del programa y se carga en el Registro de Instrucciones.

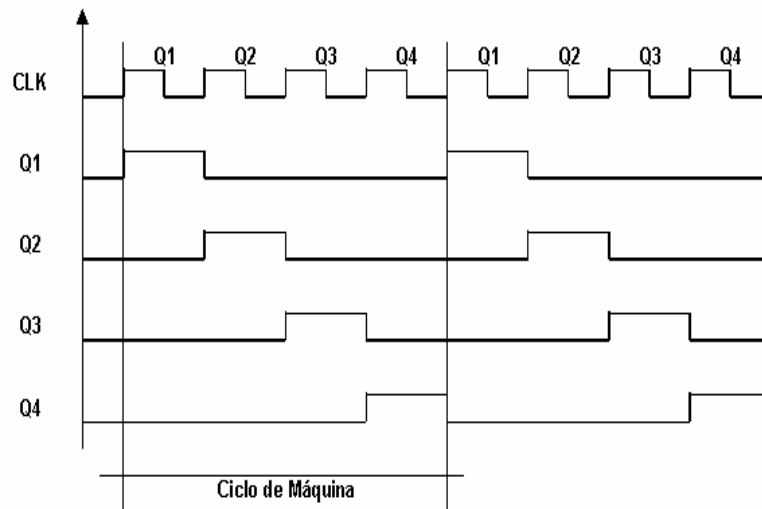


Fig. 3-06: Ciclo de Máquina en el PIC 16F84A

Para calcular el tiempo de cada Ciclo de Máquina, basado en un dispositivo oscilador, se utiliza la siguiente fórmula:

Donde:

$$T_{CM} = \frac{1}{\left(\frac{f_{osc}}{4}\right)}$$

T_{CM} - Ciclo de Máquina

f_{osc} - Frecuencia de Oscilación externa.

[5]

Debido a los valores de las frecuencias de trabajo requeridos para este proyecto se utilizó un oscilador de cristal de cuarzo de 4Mhz que nos permite obtener valores aproximados de las frecuencias requeridas:

$$T_{CM} = \frac{1}{\frac{4 \times 10^{-6}}{4}} = 1 \times 10^{-6}$$

Por medio de esta fórmula tenemos que el Ciclo de Máquina para cada instrucción es de $1\mu\text{s}$, excepto para las instrucciones de salto que son de $2\mu\text{s}$.

3.3.2. RESUMEN DE LOS VALORES CARGADOS EN LOS REGISTROS DE CONTROL DE LOS TEMPORIZADORES.

En el cálculo de las frecuencias de trabajo del inversor se utilizó la siguiente fórmula:

$$\text{Temporización} = 4 \times T_{OSC} \times VC_{TMR0} \times R_{TMR0}$$

Donde :

T_{OSC} es la frecuencia de oscilación del PIC,

R_{TMR0} es el rango del divisor de frecuencia determinado por el valor cargado en PS2, PS1, PS0.

VC_{TMR0} es el valor cargado en el TMR0.

La siguiente instrucción nos permite configurar el registro de control del TMR0(registro OPTION):

```
movlw 0xD4.
```

```
movwf OPCION.
```


Con el valor D4h cargado en el registro de control del temporizador, este actúa de la siguiente manera:

- Divisor de frecuencia de 1:32 (bit 0 al bit 2)
- Asignación del divisor de frecuencia al TMR0 (bit 3)
- Incremento del TMR0 con cada flanco descendente (bit 4)
- Pulso del reloj interno del temporizador (bit 5)
- Interrupción externa activada con el flanco ascendente (bit 6)
- Resistencias pull-up del PUERTO B desactivadas (bit 7)

La siguiente figura nos indica la configuración del registro OPTION.

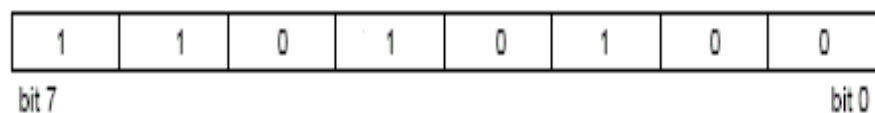


Fig. 3-07: Configuración del registro OPTION

La creación de las frecuencias del inversor, es la unión de procedimientos que tienen retardos de tiempos diferentes, estos procedimientos se denominan CONSTANTE. Por ejemplo para generar la frecuencia de 50 Hz, se utiliza el siguiente procedimiento:

```
FREC1
A49
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0
    call CONSTANTE6
    bcf PUERTO A,0
    call CONSTANTE5
```

```
call CONSTANTE3
goto A49
return
```

Donde el tiempo de cada constante se determina por la fórmulas:

Constante 3:

$$\text{Temporización} = (1 \times 10^{-6}) \times 8 \times 32 = 256 \mu s$$

Constante 5:

$$\text{Temporización} = (1 \times 10^{-6}) \times 32 \times 32 = 1.024 ms$$

Constante 6:

$$\text{Temporización} = (1 \times 10^{-6}) \times 64 \times 32 = 2.048 ms$$

El período y frecuencia del PIC es :

$$T_{mic} = 256 \mu s + 1.024 ms + 2.048 ms = 3.328 ms$$

$$F_{mic} = \frac{1}{(3.328 \times 10^{-3})} = 300.48 Hz$$

Entonces la frecuencia del inversor es:

$$F_{INV} = \frac{300.48}{6} = 50.08 Hz$$

A continuación se detalla el contenido del registro TMR0 con sus respectivas temporizaciones de tiempo para cada procedimiento constante:

PROCEDIMIENTO	REGISTRO TMR0	TIEMPO
Constante 0	00000001	32 μ s
Constante 1	00000010	64 μ s
Constante 2	00000100	128 μ s
Constante 3	00001000	256 μ s
Constante 4	00010000	512 μ s
Constante 5	00100000	1.024 ms
Constante 6	01000000	2.048 ms

3.4. BLOQUE GENERADOR DE LOS PULSOS DE CONDUCCION.

Este bloque está formado 74LS160, M2716 y 74LS00 que en conjunto con el PIC generan las diferentes frecuencias de trabajo del circuito inversor por conducción 180°.

Las diferentes señales de reloj generadas por el PIC son enviadas al pin 2 del 74LS160 para que empiece a trabajar como un contador ascendente que genera un código diferente de cuatro dígitos en cada etapa de cuenta, desde cero (0000)₂ hasta cinco (0101)₂, este código se convierte en señales de entrada para el M2716 (EPROM, Memoria de Solo Lectura Programable y Borrable), que por medio de un programa que reside en el se logra generar los pulsos para que los transistores

conmuten y produzcan la señal AC trifásica. Debido a esta cuenta que realiza el 74LS160 para que conmuten los transistores, la señal de frecuencia del microcontrolador es 6 veces la señal de frecuencia del inversor trifásico, teniendo la siguiente fórmula:

$$F_{MIC} = 6 F_{INV}$$
$$F_{INV} = \frac{F_{MIC}}{6}$$

Cabe notar que para garantizar que el contador no supere el valor de cinco (0101)₂ y reinicie su cuenta, se colocó una puerta NAND (74LS00) entre sus pines 14 y 12 (Q1 y Q3 respectivamente), la cual produce un nivel alto de voltaje (+5 V) en su entrada sincrónica de carga (LD) pin 9.

3.5. BLOQUE DE ENTRADAS Y SALIDAS.

El circuito de la tarjeta de control se encuentra en el esquema 1 del ANEXO 2, donde podemos visualizar las diferentes entradas y salidas del presente proyecto, en esta sección explicaremos cada una de ellas.

REINICIAR: Botonera normalmente abierta que se encuentra conectada en el pin 4 (\overline{MCLR}) del microcontrolador y GND a través de una resistencia de $1K\Omega$, actúa como una señal de entrada, mientras no este presionada la botonera este pin se encuentra a +5V.

En el caso que el microcontrolador no responda a causa de una falla ó quede fijo en una frecuencia se debe presionar esta botonera para

reiniciar el funcionamiento del circuito con lo cual se envía un nivel bajo de voltaje (GND) al PIC.

INCREMENTAR: Es una entrada con botonera normalmente abierta conectada al pin 10 (RB4), permite incrementar la frecuencia de trabajo del inversor desde (50 a 300)Hz en pasos de uno, mientras no se presione la botonera este pin se encuentra conectado a GND a través de una resistencia, una vez presionada la botonera ingresa un nivel alto de voltaje + 5V.

DECREMENTAR: Entrada con botonera normalmente abierta, conectada al pin 11 (RB5), permite disminuir la frecuencia de trabajo del inversor desde (300 a 50) Hz en pasos de uno, mientras no se presione la botonera este pin se encuentra conectado a GND a través de una resistencia, una vez presionada la botonera ingresa un nivel alto de voltaje + 5V, que permite el decremento de la frecuencia.

ACEPTAR: Entrada activada por una botonera normalmente abierta, conectada al pin 12 (RB6), en condiciones normales este pin esta conectado a GND, al ingresar un nivel alto de voltaje por este pin se activa esta entrada. Esta botonera debe ser pulsada para aceptar una nueva frecuencia seleccionada, caso contrario el cambio de frecuencia no se efectúa.

FF1: Es una señal de salida conectada en el pin 18(RA1), ésta tiene un período de 1ms y es la encargada de activar el registro de sostenimiento

que controla el visualizador de 7 segmentos que visualiza el dígito de las unidades del valor de la frecuencia.

FF2: Es una señal de salida conectada en el pin 1 (RA2), ésta tiene un período de 1ms y es la encargada de activar el registro de sostenimiento que controla el visualizador de 7 segmentos que visualiza el valor de decenas de la frecuencia.

FF3: Es una señal de salida conectada en el pin 2 (RA3), ésta tiene un período de 1ms y es la encargada de activar el registro de sostenimiento que controla el visualizador de 7 segmentos que visualiza el valor de centenas de la frecuencia.

FRECUENCIA: Señal de salida conectada al pin 17 (RA0), ésta señal varía dependiendo del valor ingresado por las botoneras incrementar y decrementar, y es la que va a permitir que el inversor pueda trabajar a diferentes frecuencias.

DISPLAYS: Señales de salida conectada a los pines 6-7-8-9 (RB0 a RB3 respectivamente), éstas actúan de manera simultánea y son las encargadas de llevar los valores de las frecuencias de trabajo que se observarán en los visualizadores de 7 segmentos.

Además de las señales de entrada y salida que maneja el microcontrolador, tenemos un conjunto de circuitos digitales que nos permiten visualizar las frecuencias seleccionadas.

En la figura 3-08 observamos que las salidas del microcontrolador de RB0 a RB3 se conectan en paralelo a tres registros de sostenimiento(74LS175), las señales por medio de tres decodificadores BCD-decimal(74LS47) iluminan los 3 visualizadores de frecuencia utilizados, esta conexión en paralelo de los 74LS175 nos permite activar secuencialmente cada uno de los visualizadores por medio de tres señales de reloj de un periodo de 1ms, que activan de manera secuencial los registros de sostenimiento.

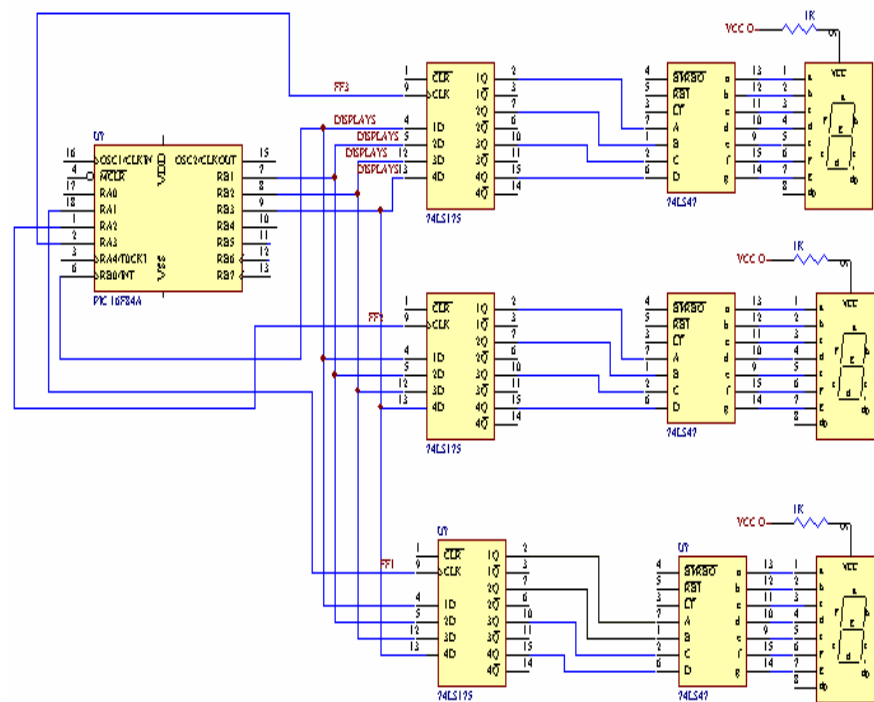


Fig. 3-08: Etapa de visualización de la frecuencia

DESCRIPCION DEL PROGRAMA.

Al inicio del programa se define las variables de trabajo en las cuales se guarda y se trabaja las señales de incremento, decremento, aceptación de las frecuencias, visualización, etc. A continuación se configura los registros de trabajo del microcontrolador, en este caso configuramos todos los pines del PUERTOA como salidas y los pines del PUERTOB como entradas y salidas, además el temporizador lo hemos configurado con pulsos de reloj interno del temporizador, divisor de frecuencia 1:32, incremento del temporizador con cada flanco descendente.

Los valores iniciales de las frecuencias del inversor son mostrados en los visualizadores de 7 segmentos, y son manejados por los procedimientos DISPLU, DISPLD, DISPLC que controlan los visualizadores de 7 segmentos de unidad, decena y centena respectivamente; los valores de las diferentes frecuencias se encuentran limitadas por variables de trabajo, éstas variables por medio de procedimientos de comparación con los valores ingresados activan la frecuencia escogida, para visualizar estos valores se maneja un código de cuatro dígitos que se decodifican a la salida del microcontrolador por medio de circuitos digitales para finalmente llegar a los visualizadores de 7 segmentos.

En la selección de las opciones de incremento, decremento y aceptar, se estableció un lazo infinito A50 cuya función es mantener la frecuencia en

un menú de opciones hasta que se elija la nueva frecuencia deseada, se sale de este lazo una vez que se presiona la botonera aceptar, con esto el programa permite incrementar y decrementar la frecuencia sin salirse del lazo; otros lazos utilizados son A79 y A78 que se encuentran dentro de las instrucciones de los procedimientos incremento y decremento respectivamente, estos lazos permiten eliminar los rebotes de las botoneras al momento que el microcontrolador detecta la entrada de un pulso alto por uno de sus pines.

Los procedimientos FREC se encargan de generar las frecuencias de operación utilizando la combinación de procedimientos llamados CONSTANTE, estas constantes además de tener definidos valores de tiempo dentro del programa, manejan tiempos reales por medio del temporizador del microcontrolador cuyo registro de trabajo, se verifica a cada instante en la ejecución del programa para comprobar si ha llegado a la frecuencia establecida por las botoneras de opciones del proyecto. Estos procedimientos CONSTANTE también nos permite además de manejar las frecuencias de trabajo, manejar los pulsos de reloj que controlan los registros de sostenimiento que controlan los visualizadores de 7 segmentos.

DIAGRAMA ASM DE LA EPROM

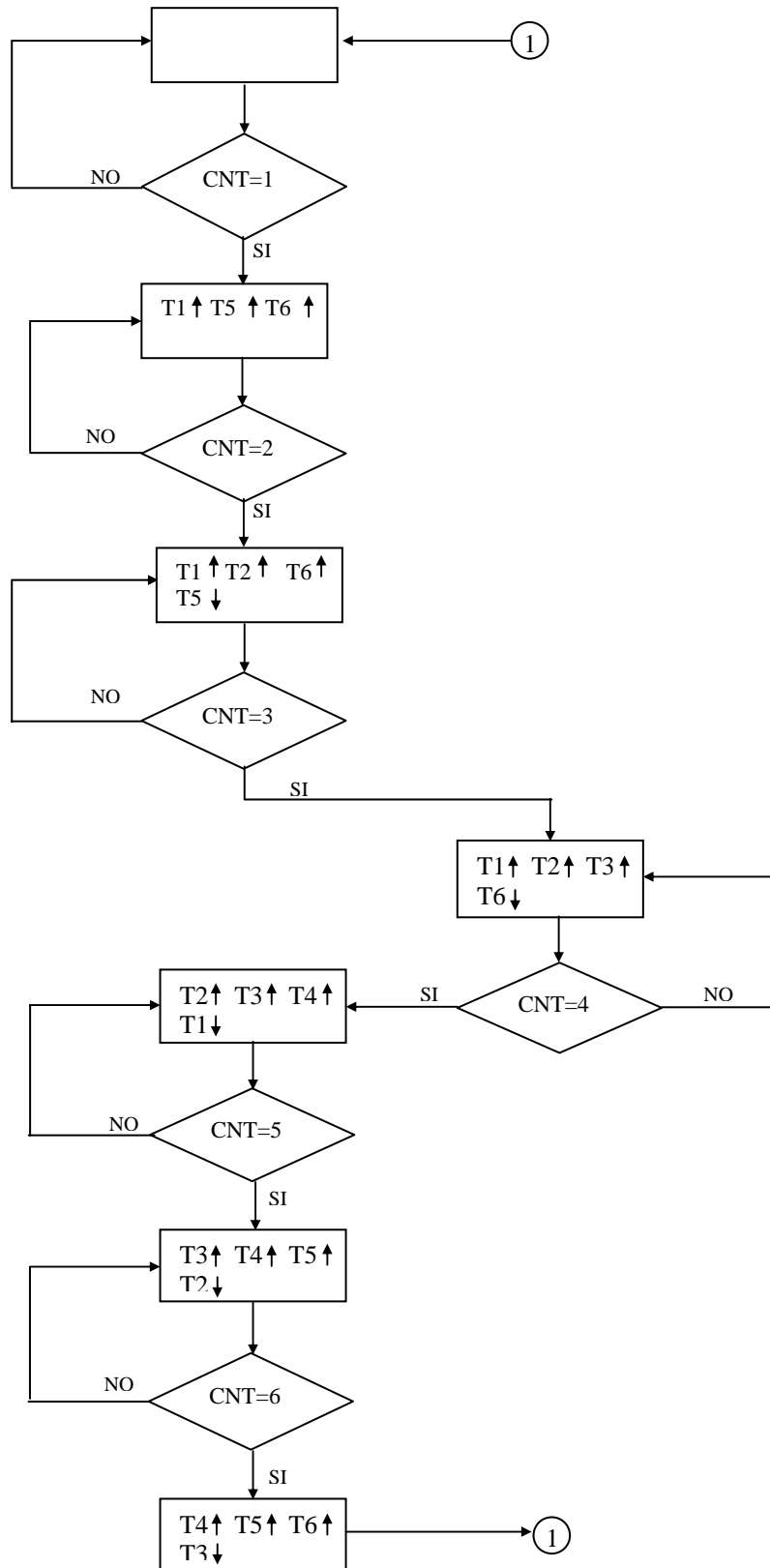
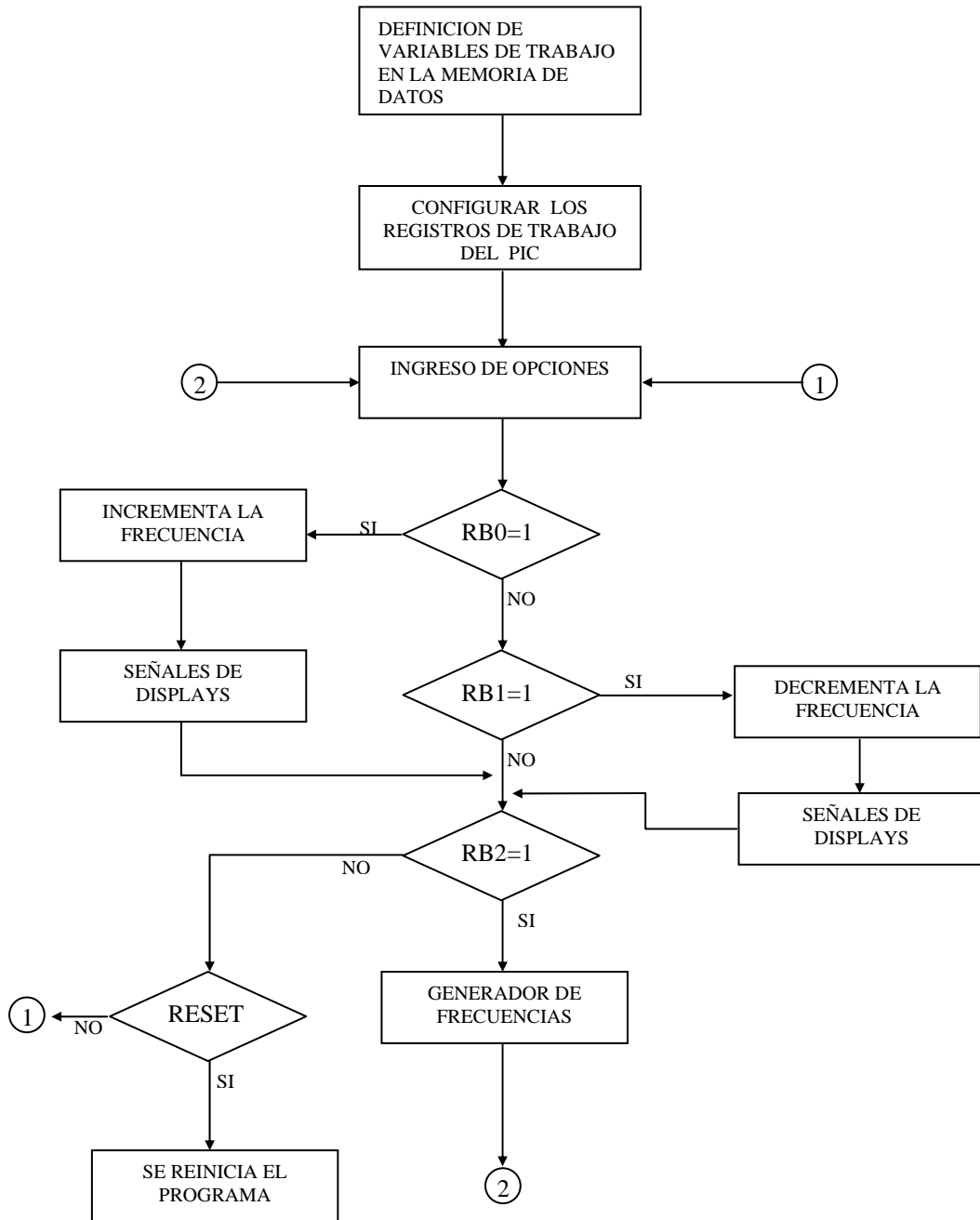
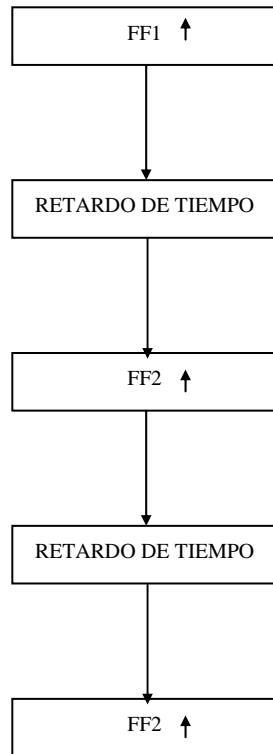


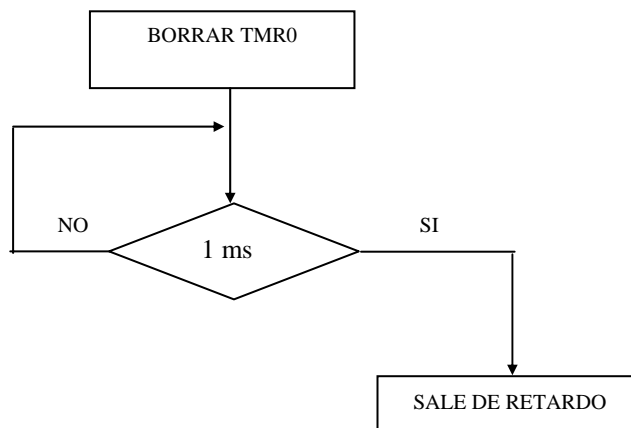
DIAGRAMA DE FLUJO DEL SOFTWARE DE CONTROL.



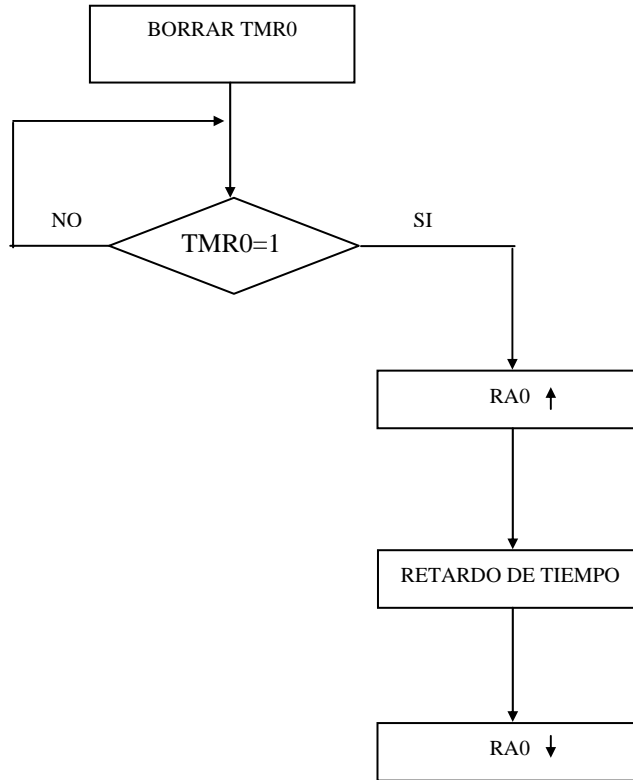
SUBROUTINA SEÑALES DE LOS VISUALIZADORES DE 7 SEGMENTOS.



RETARDO DE TIEMPO



Subrutina Generador de frecuencias.



Referencia:

[1] Pic-Micro, Datasheet 16F84A

[2] Usategui José Angulo, Microcontroladores PIC, PAG 99

[3] Usategui José Angulo, Microcontroladores PIC, PAG 94

[4] Usategui José Angulo, Microcontroladores PIC, PAG 96

[5] Usategui José Angulo, Microcontroladores PIC, PAG 53).

CAPITULO 4

DISEÑO DE LA ETAPA OPTOACOPLADORA

Para poder operar los transistores de potencia como interruptores, debe aplicarse un voltaje apropiado de compuerta o una corriente apropiada de base, y excitar los transistores al modo de saturación para un voltaje activo bajo. El voltaje de control deberá aplicarse entre las terminales de compuerta o fuente o entre las terminales de base y emisor. Los convertidores de potencia por lo general requieren de varios transistores por lo que cada transistor debe excitarse individualmente.

[1]

En este capítulo nos referiremos al tipo de optoacoplador utilizado, sus características eléctricas e identificación de las terminales de conexión de la tarjeta optoacopladora.

4.1. DESCRIPCION DE LA ETAPA OPTOACOPLADORA.

El módulo de control se encuentra aislado del módulo de potencia utilizando circuitos optoacopladores.

Estos circuitos optoacopladores reciben las señales del módulo de control y las convierte en los niveles correctos de voltaje y corrientes necesarios para realizar la conmutación de los transistores del módulo de potencia.

La tarjeta del circuito optoacoplador que se muestra en la figura 4-01, posee siete terminales para la conexión del módulo de control y diez terminales para el módulo de potencia, a continuación enumeramos cada una de ellas:

TERMINALES DE CONTROL

I1: Señal para el optoacoplador 1

I2: Señal para el optoacoplador 2

I3: Señal para el optoacoplador 3

I4: Señal para el optoacoplador 4

I5: Señal para el optoacoplador 5

I6: Señal para el optoacoplador 6

I7: Señal de referencia para el circuito de control

TERMINALES DE POTENCIA

T1: Salida para transistor 1

T2: Salida para transistor 2

T3: Salida para transistor 3

T4: Salida para transistor 4

T5: Salida para transistor 5

T6: Salida para transistor 6

T7: Señal de referencia para transistor 1

T8: Señal de referencia para transistor 3

T9: Señal de referencia para transistor 5

T10: Señal de referencia para transistores 2,4 y 6.

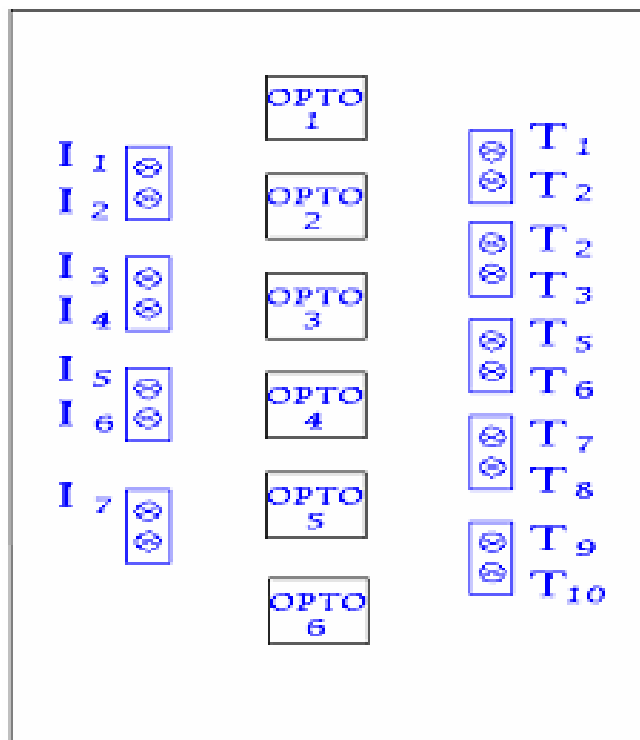


Fig. 4-01: Terminales de conexión de la tarjeta optoacopladora

El que los transistores 2,4 y 6 tengan una misma señal de referencia es fácilmente entendible si observamos el diagrama esquemático del circuito de fuerza del Esquema 2 en el ANEXO 2, en el que observamos que estos transistores tienen sus emisores conectados entre sí, lo que no ocurre con los transistores 1,3 y 5 los cuales no tienen sus emisores conectados entre sí.

4.2. EL OPTOACOPLADOR A UTILIZARSE.

Existen muchas aplicaciones en la que la información debe ser transmitida entre dos circuitos eléctricamente aislados uno de otro. Este aislamiento puede ser conseguido mediante relés, transformadores de aislamiento y receptores de línea.

Existe, no obstante, otro dispositivo que puede ser utilizado de manera igualmente efectiva para resolver estos problemas. Este dispositivo es el optoacoplador. Su empleo es muy importante en aplicaciones en las que el aislamiento de ruido y de alta tensión y el tamaño son características determinantes.

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 de tipo DIP.

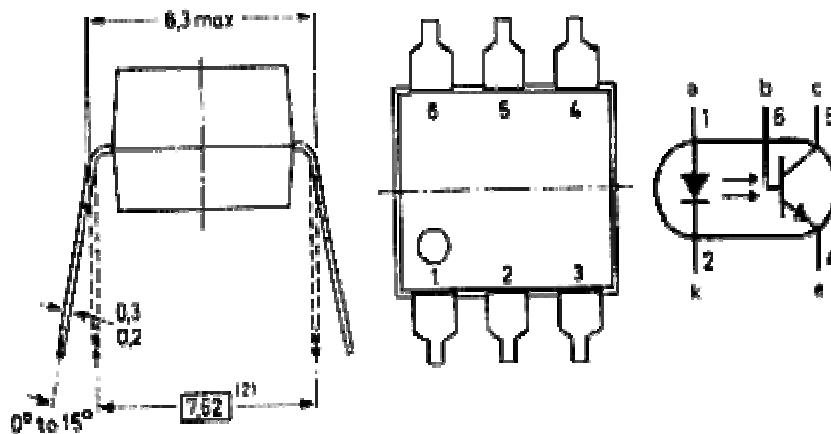


Fig. 4-02: Aspecto físico y configuración interna del optoacoplador 4N25

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.

Los fotoemisores que se emplean en los optoacopladores de potencia son diodos que emiten rayos infrarrojos (IRED) y los fotorreceptores pueden ser tiristores o transistores. Cuando aparece una tensión sobre los terminales del diodo IRED, este emite un haz de rayos infrarrojos que transmite a través de una pequeña guía-onda de plástico ó cristal hacia el

fotoreceptor, La energía luminosa que incide sobre el fotoreceptor hace que este genere una tensión eléctrica a su salida. Este responde a las señales de entrada, que podrían ser pulsos de tensión.

[2]

4.2.1. CARACTERISTICAS ELECTRICAS.

A continuación se describen algunas de las características del optoacoplador utilizado:

Temperatura de almacenamiento, T_S	-55°C a +150°C
Temperatura de operación, T_A	-55°C a + 100°C
Corriente de polarización, I_F	80mA
Voltaje inverso de entrada, V_R	6V
Disipación de potencia de Entrada, P_I	150mW
Corriente de Colector, I_C	100mA
Voltaje Colector Emisor, V_{CEO}	30V
Voltaje Emisor Colector, V_{ECO}	7V
Voltaje Colector Base, V_{CBO}	70V
Potencia disipada del colector	150mW
Potencia total disipada	250mW
Voltaje de aislamiento, V_{ISO}	2500V _{RMS}

Todos estos valores son máximos.

A continuación se realiza el cálculo práctico de la corriente de entrada I_F

$$I_F = \frac{V_i - V_f}{R_i};$$

$$V_i = 4.8V$$

$$V_f = 1.5V$$

$$R_i = 470 \Omega$$

$$I_F = \frac{4.8V - 1.5V}{470 \Omega}$$

$$I_F = 7mA$$

La corriente del colector I_C es:

$$I_C = \frac{V_{cc}}{R_L + R_{be}}$$

Donde: $V_{cc} = 12v$

$R_L = 10k$

$R_{be} = \text{Resistencia Base-Emisor } 1.2k$

Remplazando:

$$I_C = \frac{12V}{10k + 1.2k}$$

$$I_C = 1.07mA$$

Y el voltaje colector emisor V_{CE} es:

$$V_{ce} = V_{be}$$

Donde: V_{be} = Voltaje Base Emisor

Como estamos trabajando con un transistor en configuración Darlington el voltaje Base Emisor es 1.4 V por los 2 diodos presentes en dicha configuración.

Por lo tanto:

$$V_{ce} = 1.4V$$

Para los cálculos anteriormente realizados podemos utilizar el 4N35 o el 4N25 ya que de acuerdo a la hoja de especificación de dichos integrados tienen características eléctricas algo diferente pero igualmente aceptable para nuestro proyecto.

4.2.2. CONSIDERACIONES EN LA CONFIGURACION UTILIZADA.

Después de que la etapa de control genera las salidas TTL, estas ingresan a la etapa de acoplamiento. Esta etapa es necesaria por dos motivos:

- AISLAR NIVELES DE REFERENCIAS.- Como el circuito implementado es un inversor trifásico el cual posee 6 transistores, 3 de los cuales tienen sus emisores conectados a distintos niveles de referencias y los 3 emisores restantes están conectados a una misma referencia, se necesita 4 niveles de referencias los que nuestro circuito de control no las posee.
- GANANCIA DE VOLTAJE Y CORRIENTE.- La configuración utilizada en los optoacopladores esta basada en el uso de una fuente independiente conectada a su dispositivo de salida en este caso un fototransistor. Si esta fuente es de mayor voltaje y puede suministrar un mayor corriente obtendremos una ganancia en ambos valores.

[2]

Referencia:

[1] Electrónica de Potencia Muhammad Rashid PAG.294

[2] www.uv.es/~marinjl/electro/opto.htm

CAPITULO 5

CONSTRUCCION DEL EQUIPO

En este capítulo se procede a detallar la lista de los componentes utilizados en las tarjeta de control, tarjetas de acoplamiento y de fuerza, para la construcción del inversor trifásico; en el valor total no se considera la caja donde se encuentra el proyecto ni los elementos que se encuentran en el exterior de la misma, además se presenta de manera gráfica la ubicación de cada circuito en las tarjetas del módulo de control y de potencia.

**5.1. LISTA DE COMPONENTES UTILIZADOS EN LA CONSTRUCCION
DEL INVERSOR TRIFASICO.**

CANTIDAD	COMPONENTES	P. UNITARIO	TOTAL
4	Botoneras	0.15	0.6
3	Displays	1	3
1	74160	0.8	0.8
1	7400	0.4	0.4
3	7447	0.7	2.1
3	74175	0.7	2.1
1	Eprom	10.00	10.00
1	PIC 16F84A	6.00	6.00
4	Resistencias 1K	0.08	0.32
3	Resistencias 120	0.05	0.15
6	Resistencias 470	0.05	0.30
2	Capacitares 20pf	0.05	0.1
1	Zócalo de 24 pines	0.10	0.10
9	Zócalo de 18 pines	0.10	0.90
1	Cristal de 4 Mhz	1.00	1.00
1	Diseño y construcción de tarjeta	25.00	25.00

TARJETA DE ACOPLAMIENTO

6	Optoacopladores 4N25	0.8	4.8
6	Resistencias 10K	0.08	0.48
16	Terminales de borneras	0.3	4.8
6	Zócalos de 8 pines	0.10	0.60
1	Diseño y construcción de tarjeta	10.00	10.00

TARJETA DE FUERZA

6	Diodos 6 A	0.2	1.2
6	Transistores	0.50	3.0
6	Disipadores de calor	1	6
8	Terminales de Borneras	0.3	2.4
3	Conectores	0.50	1.50

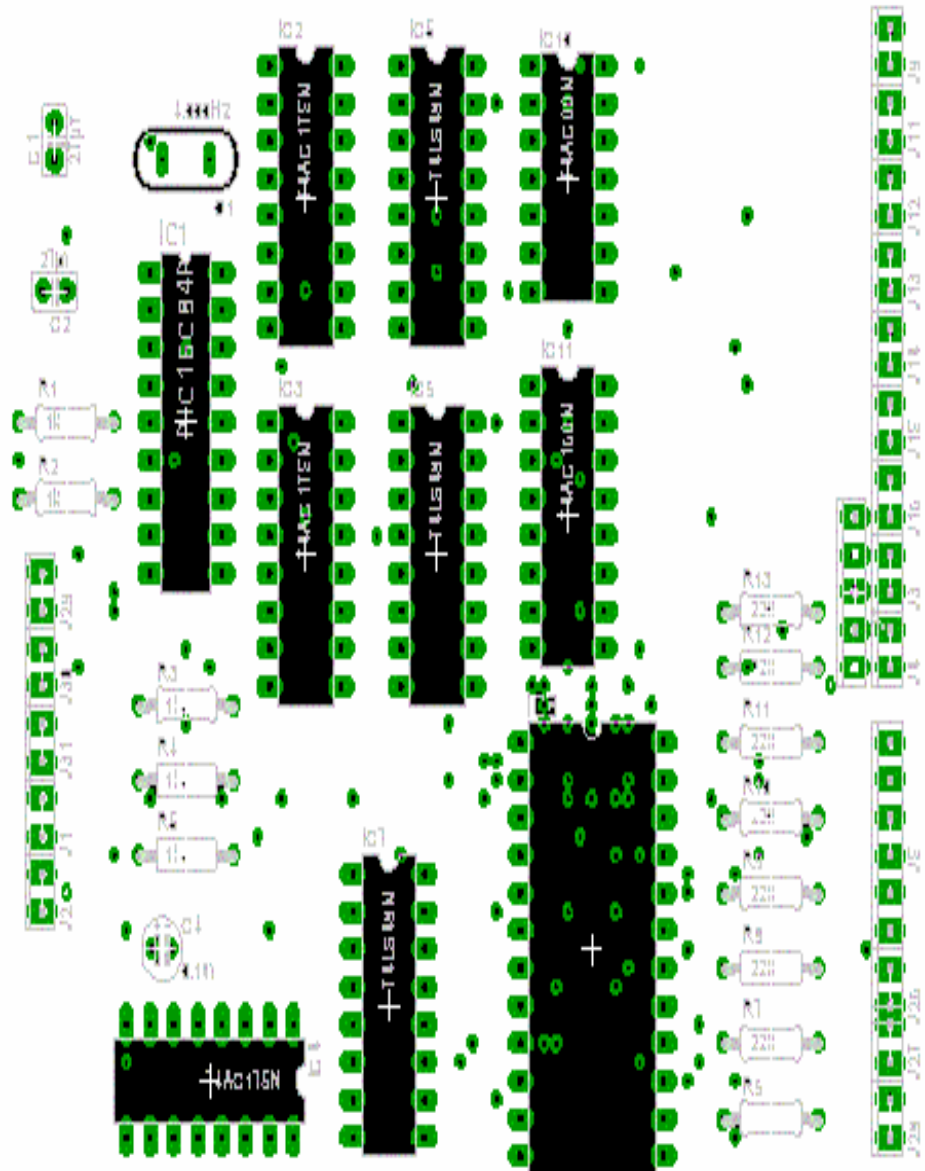
TARJETAS DE FUENTES.

1	Transformador 30VA	17	17
24	Diodos 1N4001	0.08	1.92
4	Capacitores 3300uf/25V	0.35	1.4

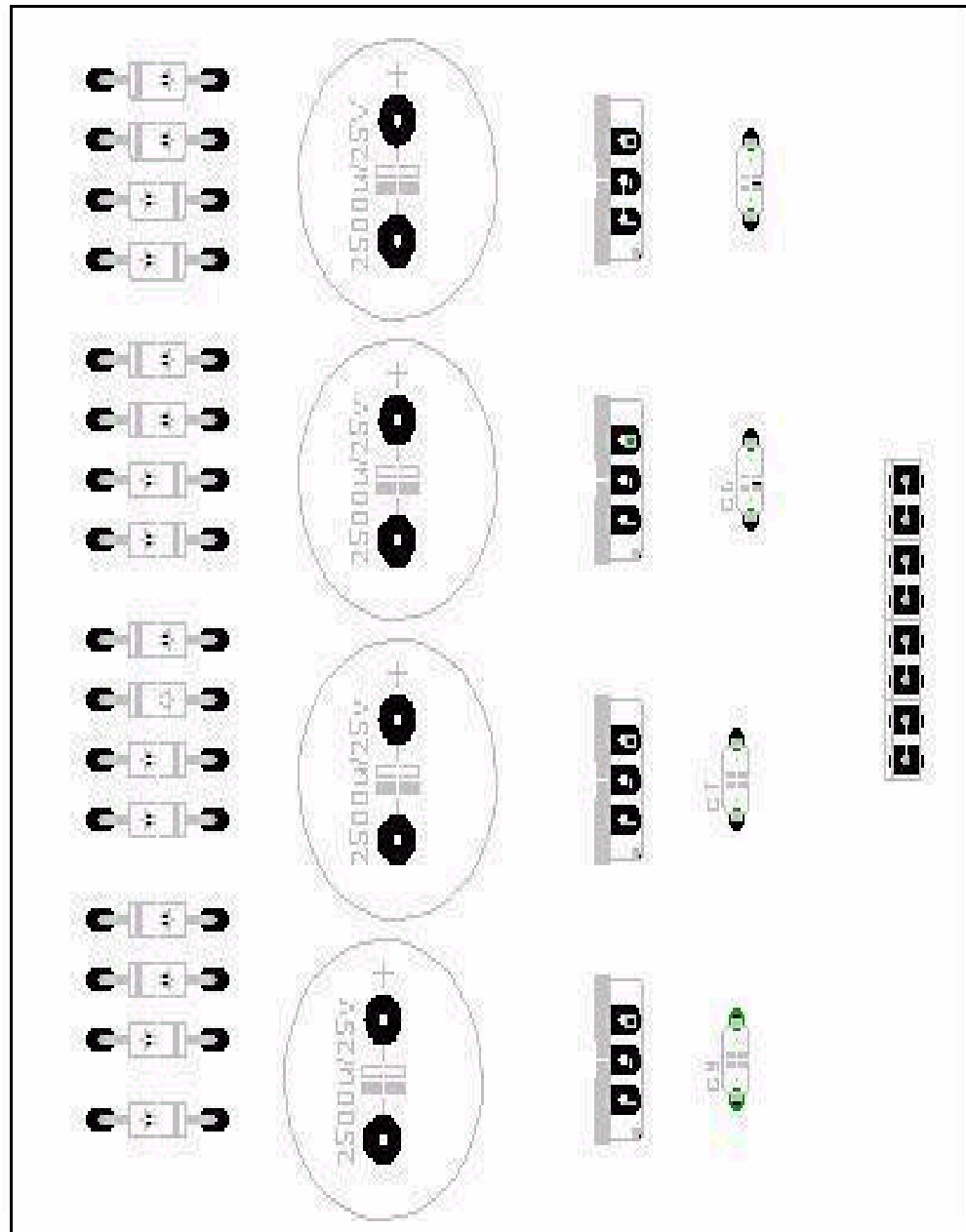
1	Capacitor 2500uf/25	0.35	0.35
5	Capacitores 0.01uf	0.05	0.25
Suma total			107.97 USD

5.2. DISTRIBUCION Y UBICACIÓN DE LOS COMPONENTES.

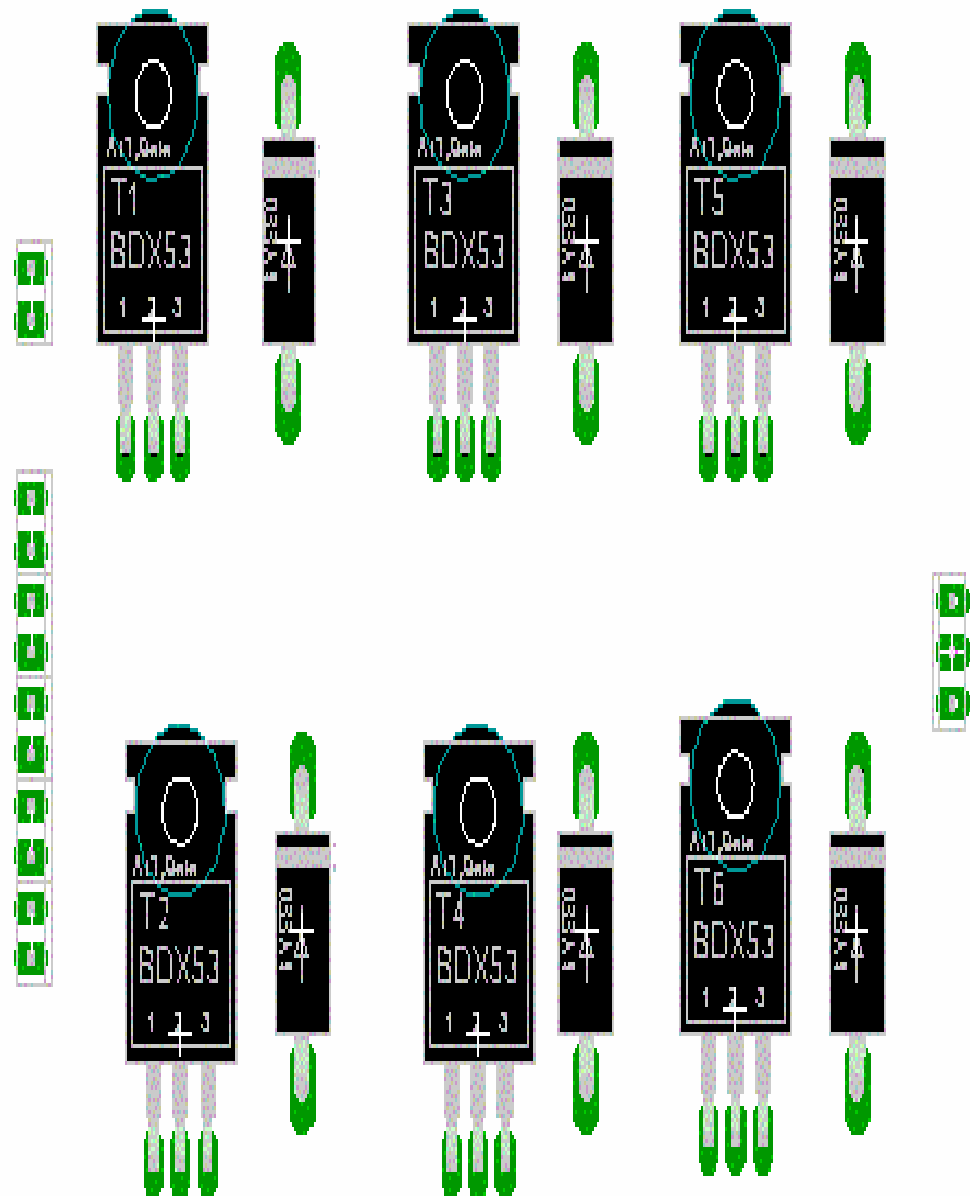
TARJETA DE CONTROL



TARJETA DE FUENTES DE +12 V.



TARJETA DE FUERZA.



TARJETA OPTOACOPLADORA.



CAPITULO 6

PRUEBAS Y RESULTADOS

6.1. OPERACIÓN DEL INVERSOR CON DIFERENTES TIPOS DE CARGA.

Una vez implementado el inversor se procederá a realizar pruebas con diferentes tipos de cargas, donde se podrá variar la frecuencia, con la finalidad de tomar datos que ayudarán a interpretar las características de operación del inversor trifásico. Estos datos recopilados serán de gran utilidad para concluir acerca del funcionamiento de los módulos de potencia y control con cada una de las cargas.

6.1.1. PRUEBAS EN LAS SEÑALES DEL MICROCONTROLADOR.

El bloque microcontrolador al momento de su operación, de acuerdo al ANEXO 5, genera lo siguiente:

- Una señal de trabajo de frecuencia variable.

- Tres señales de habilitación para tres registros de sostenimiento independientes entre sí, que habilitan a los visualizadores de 7 segmentos.
- Cuatro señales paralelas que llevan el dato de la frecuencia de operación que se observara en los visualizadores de 7 segmentos.

6.1.2. PRUEBAS EN LA CARGA.

En el inversor trifásico se hicieron pruebas con carga resistiva e inductiva-resistiva, a diferentes valores de frecuencia y configuraciones de la carga, utilizando el osciloscopio analógico TEKTRONIK. Se tomaron mediciones de voltaje entre fase y fase, fase y neutro, además se tomaron gráficas de los desfases de voltaje línea a línea y línea a neutro.

CARGA RESISTIVA.

En esta prueba se utilizó un banco de resistencia trifásico de 4Ω , conectado en configuración estrella, el voltaje de alimentación es de 12V dc.

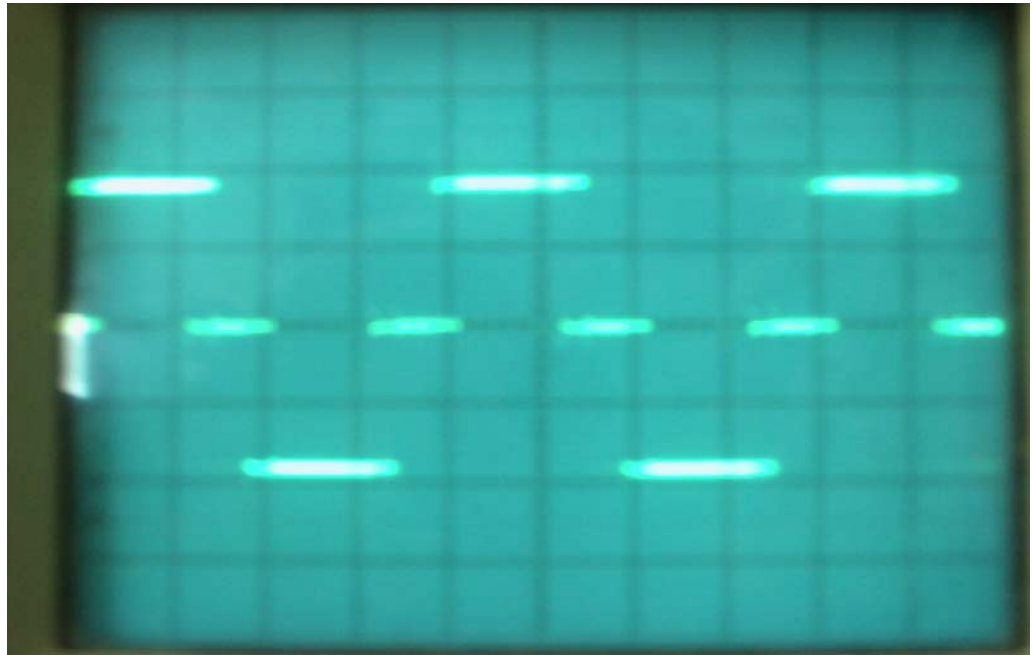


Fig 6-01: V L-L 50 Hz Escala 5V- 5ms x división

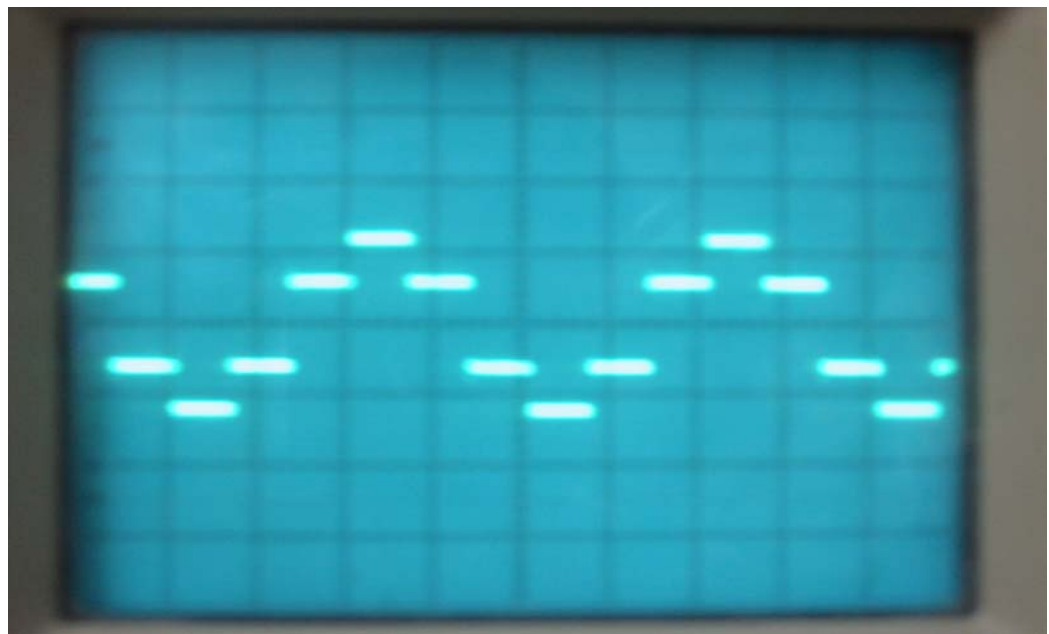


Fig 6-02: V L-N 50 Hz Escala 5V- 5ms x división

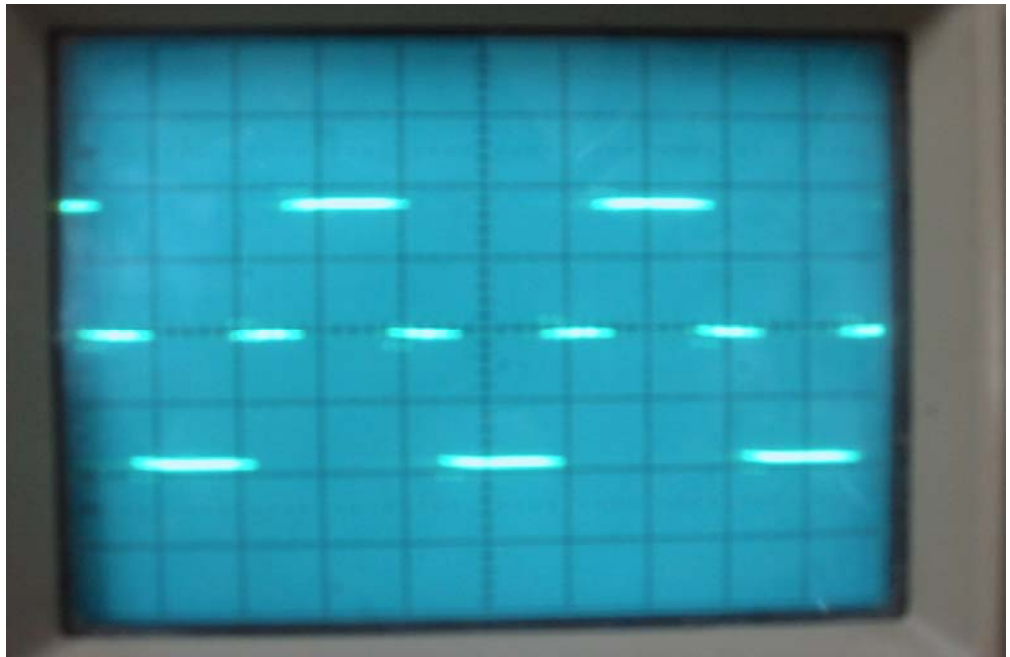


Fig 6-03: V L-L 150 Hz. Escala 5 V - 2ms x división

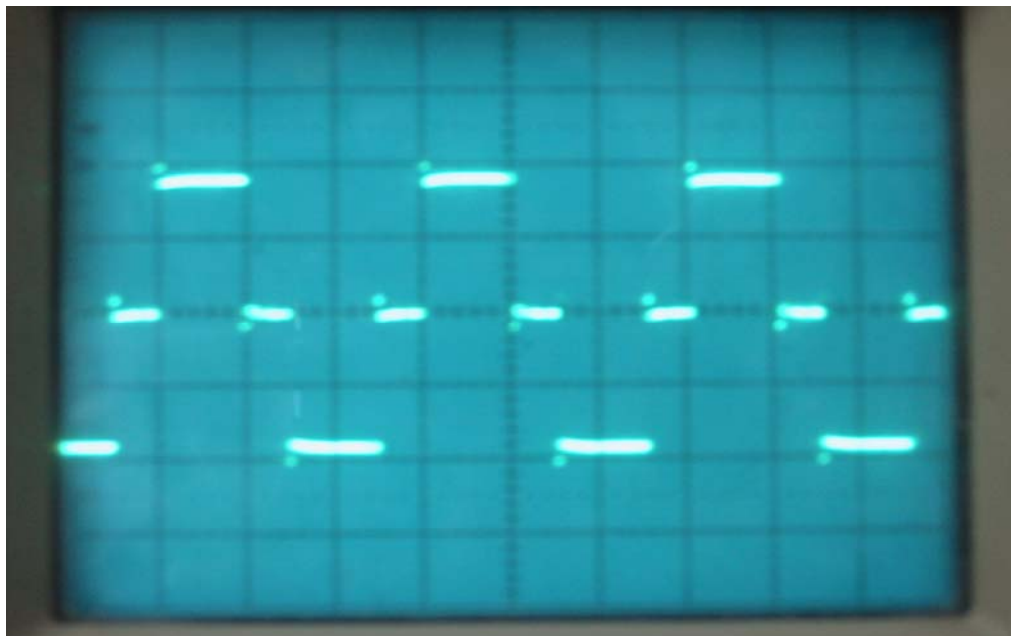


Fig 6-04: V L-L 300 Hz. Escala 5 V - 1ms x división

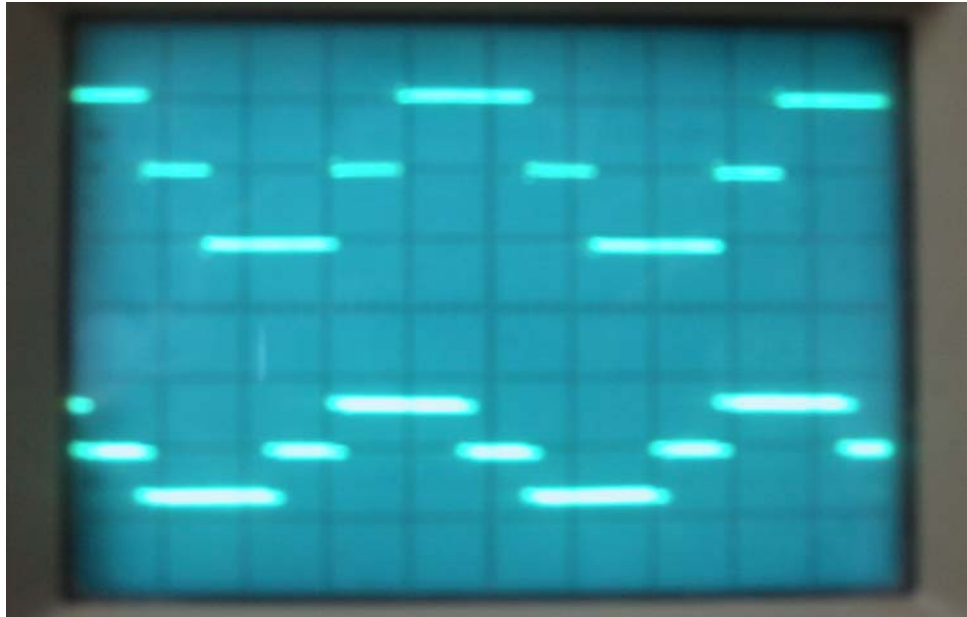


Fig 6-05: Desfase de los V L-L 120 Hz. Línea A – C. Escala 10V – 2ms x división.

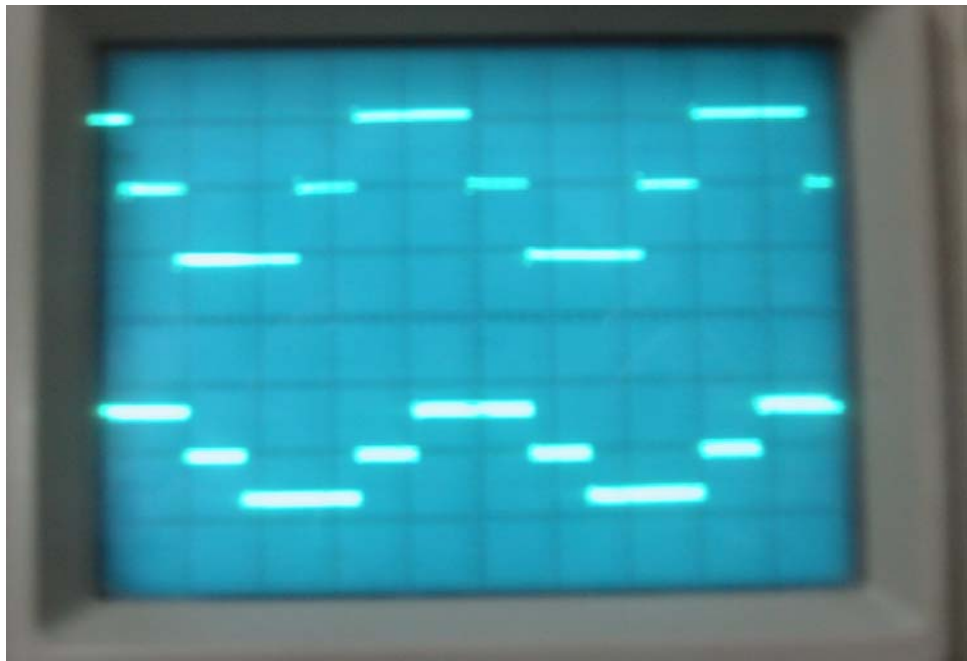


Fig 6-06: Desfase de los V L-L 120 Hz. Línea A - B. Escala 10V – 2ms x división.

Carga Resistiva-Inductiva

En esta prueba se utilizó un banco de resistencia e inductancia trifásico de 4Ω y 154mH cada uno respectivamente, conectados en configuración estrella, el voltaje de alimentación es de 12V dc .

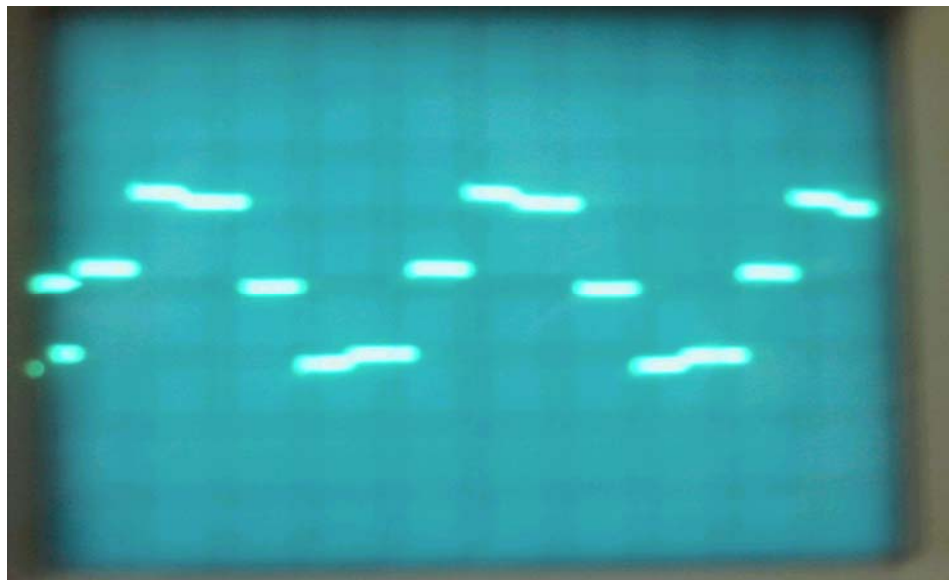


Fig 6-07: V L-L 50Hz. Escala 10V-5ms x división

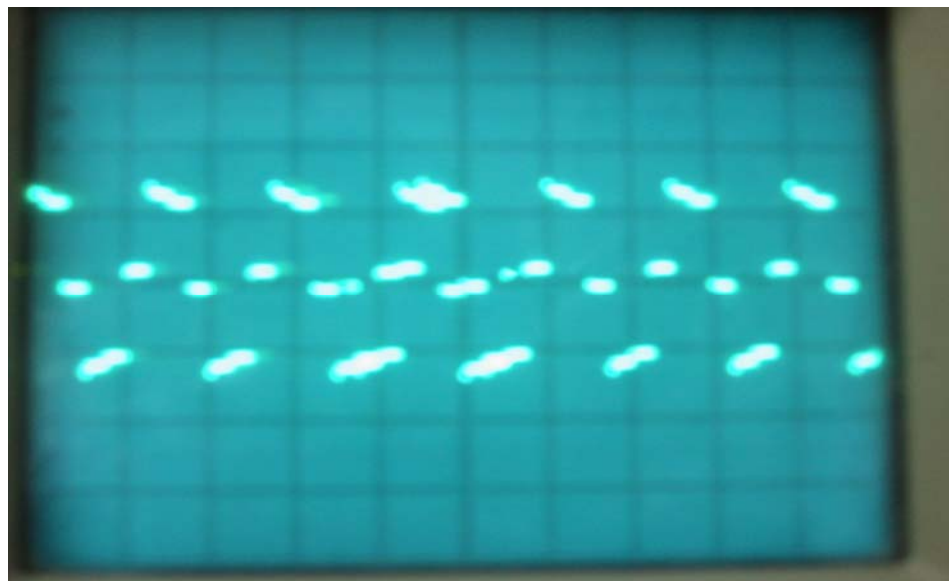


Fig 6-08: V L-L 150Hz. Escala 10 V – 5ms x división

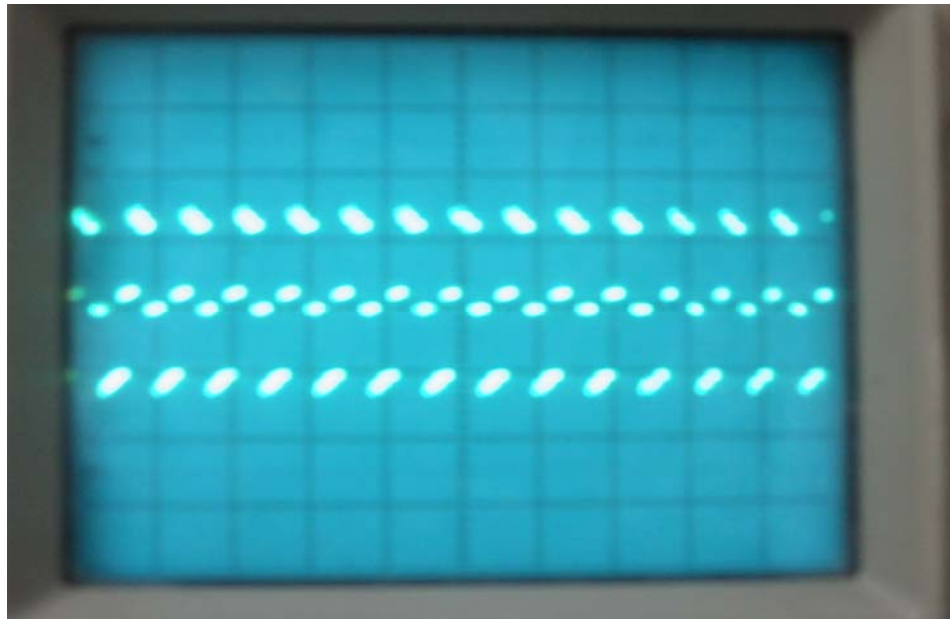
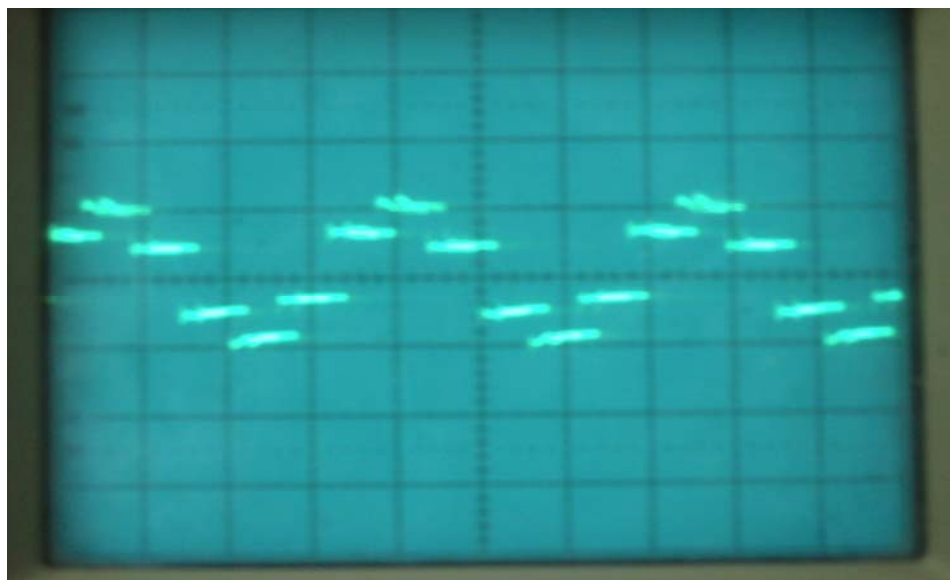


Fig 6-09: V L-L 300Hz. Escala 10 V 5 ms x división

En esta prueba se utilizó un banco de resistencia e inductancia trifásico de 4Ω y 154mH cada uno respectivamente, conectados en configuración delta, el voltaje de alimentación es de 12V dc.



En las figuras 6-10 V L-L 50Hz. Escala 10 V - 5 ms x división.

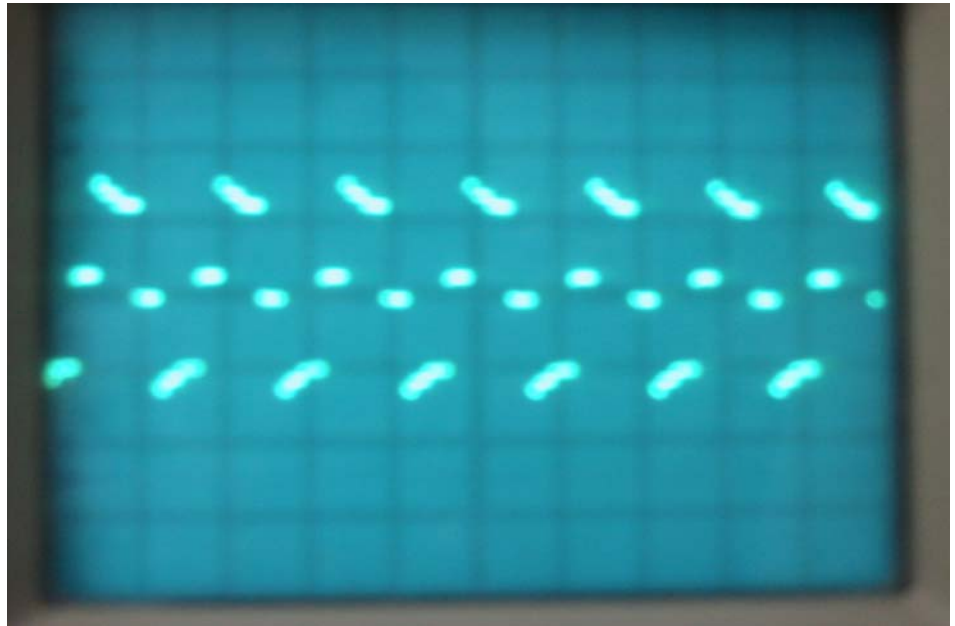


Fig 6-11: V L-L 150Hz. Escala 10 V - 5ms x división.

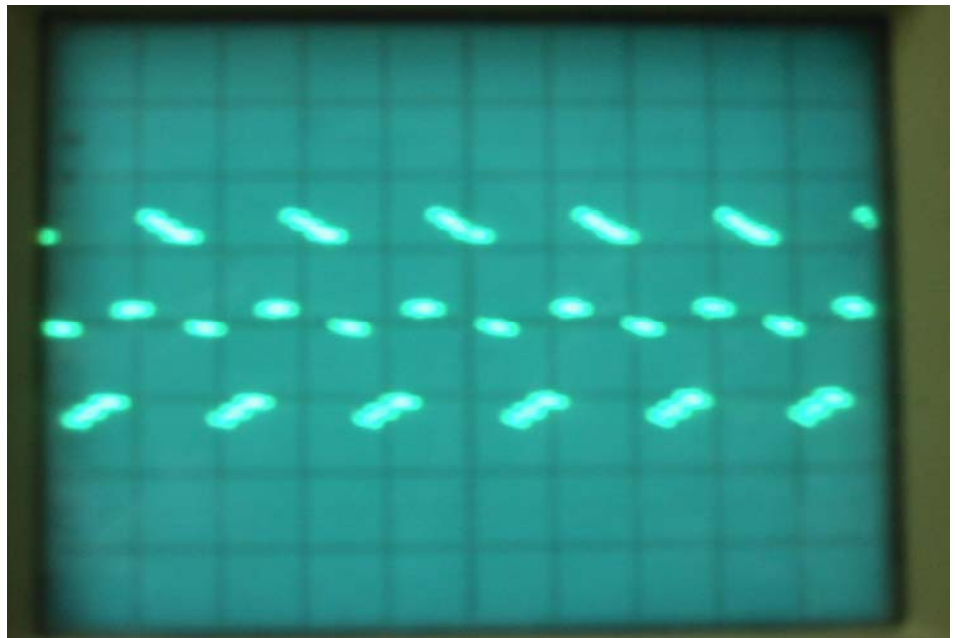
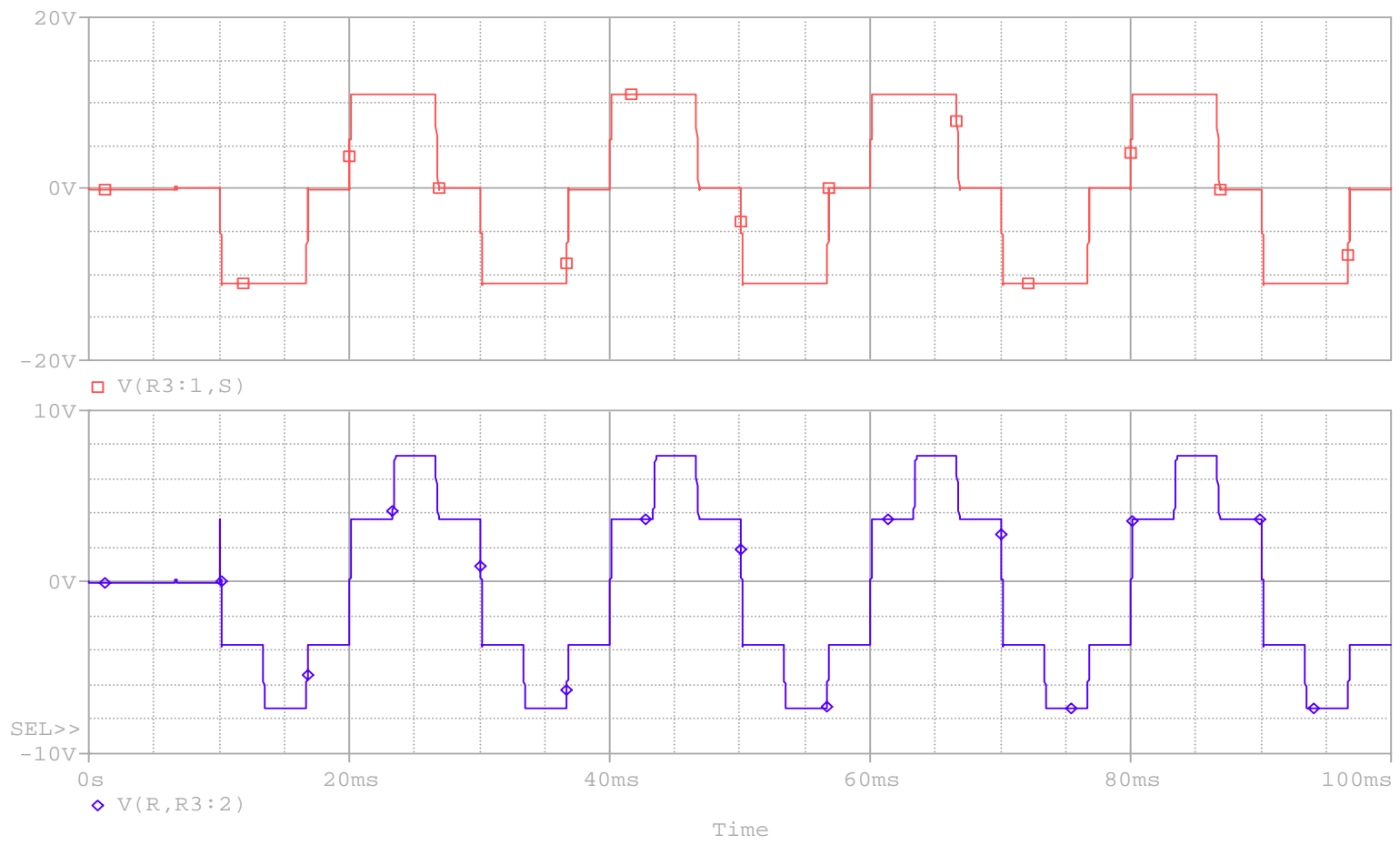
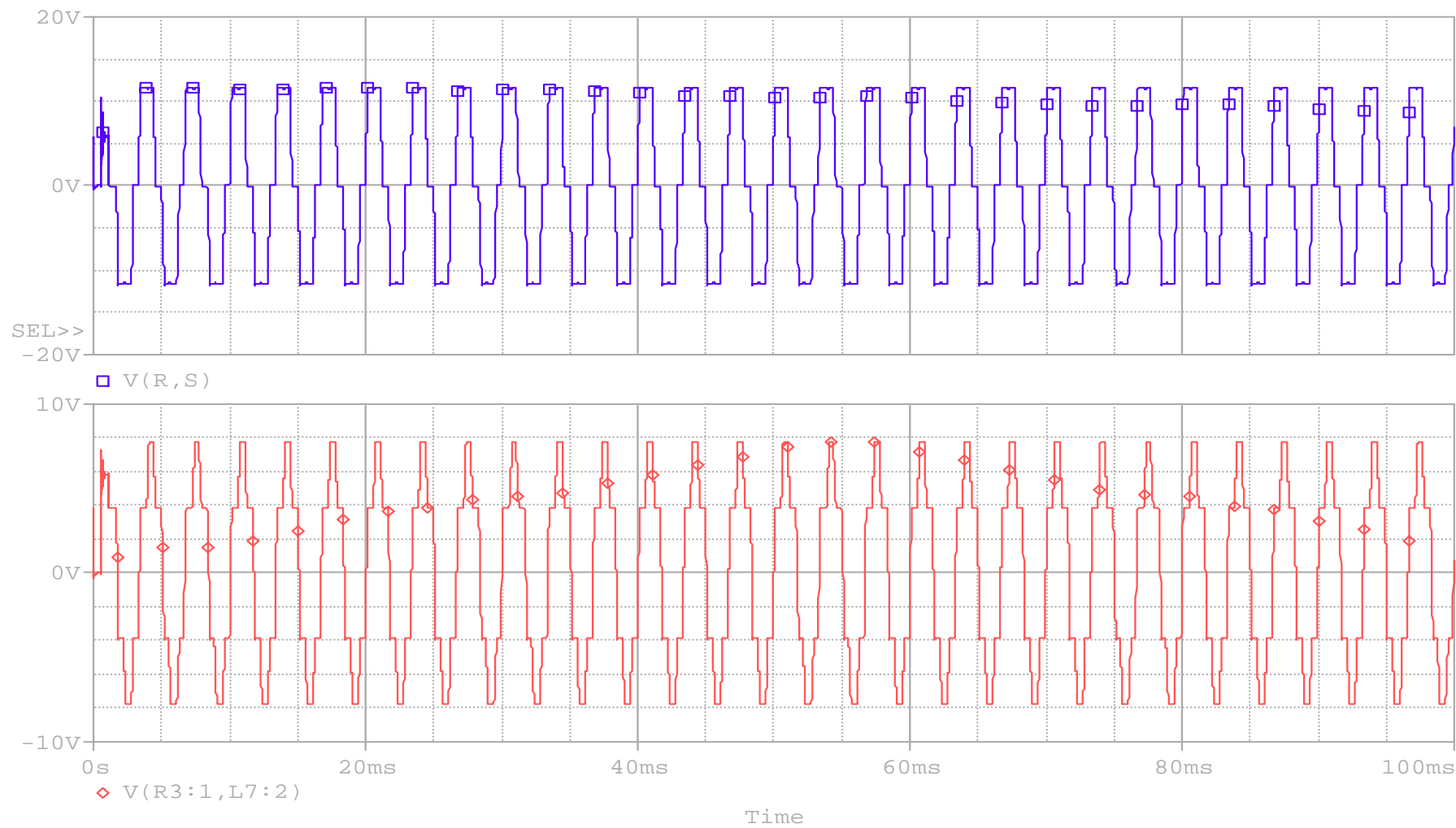


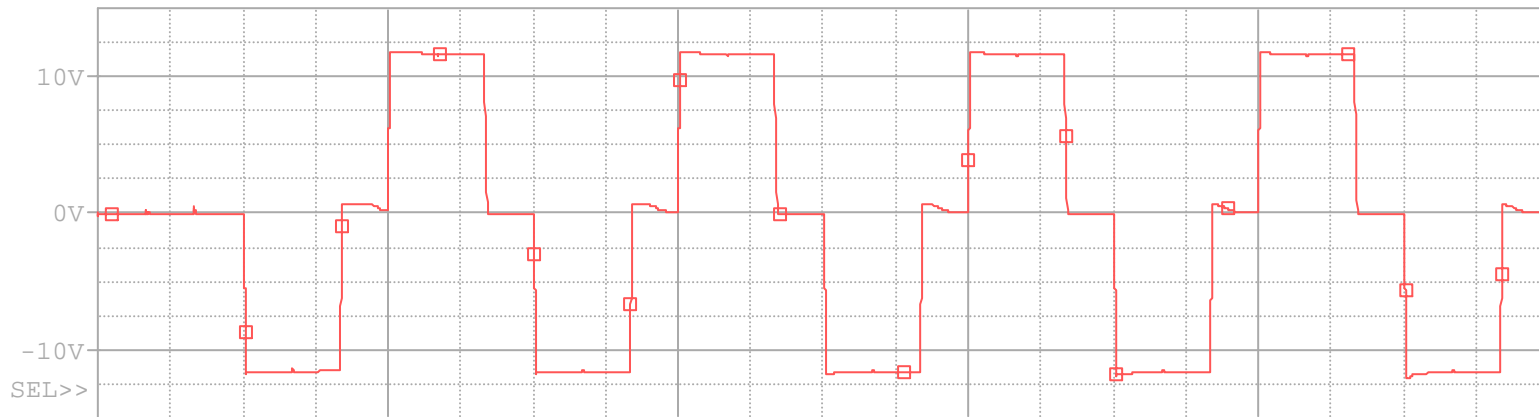
Fig 6-12: V L-L 300Hz. Escala 10V - 2 ms x división.



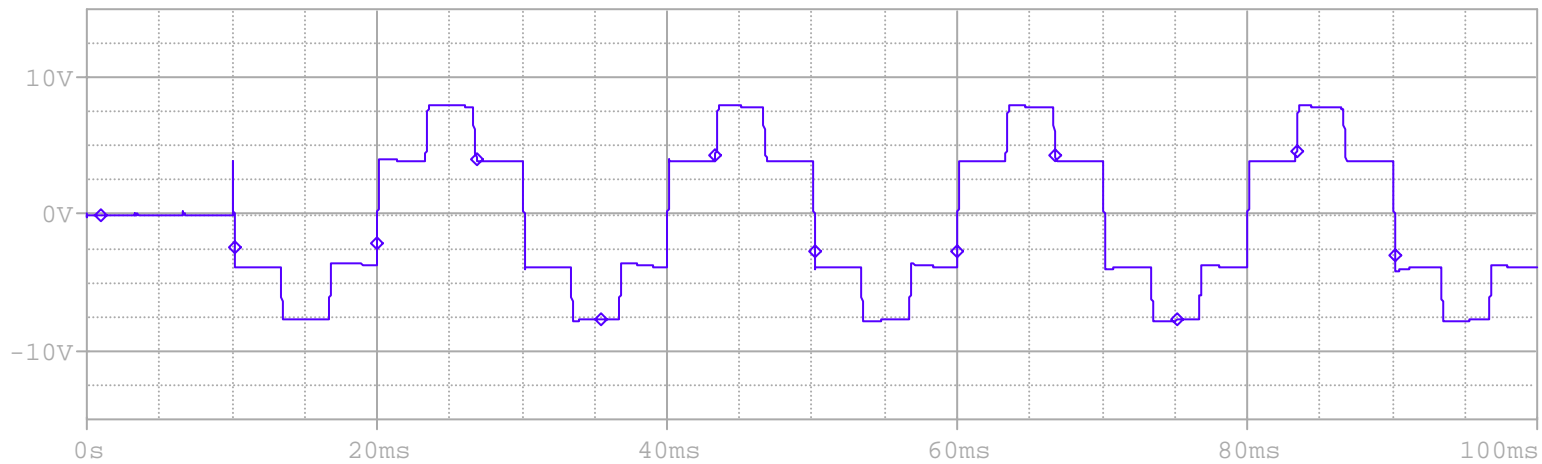
$V_{L-L}, V_{L-N} R = 4\Omega, f=50 \text{ Hz}, \text{ Conexión Estrella.}$



VL-L, VL-N R = 4 Ω , f=300 Hz, Conexión Y.

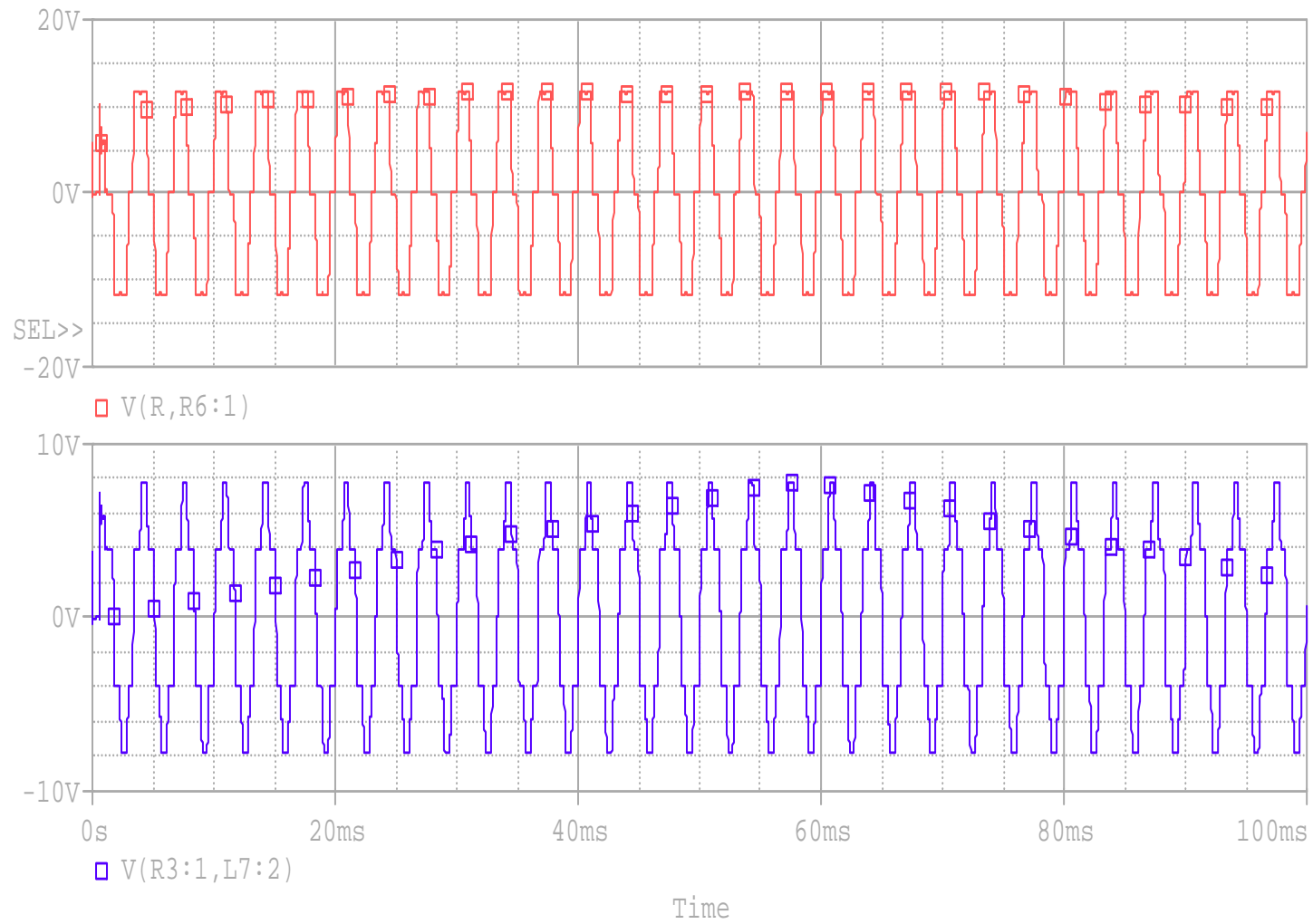


□ V(R3:1,R6:1)

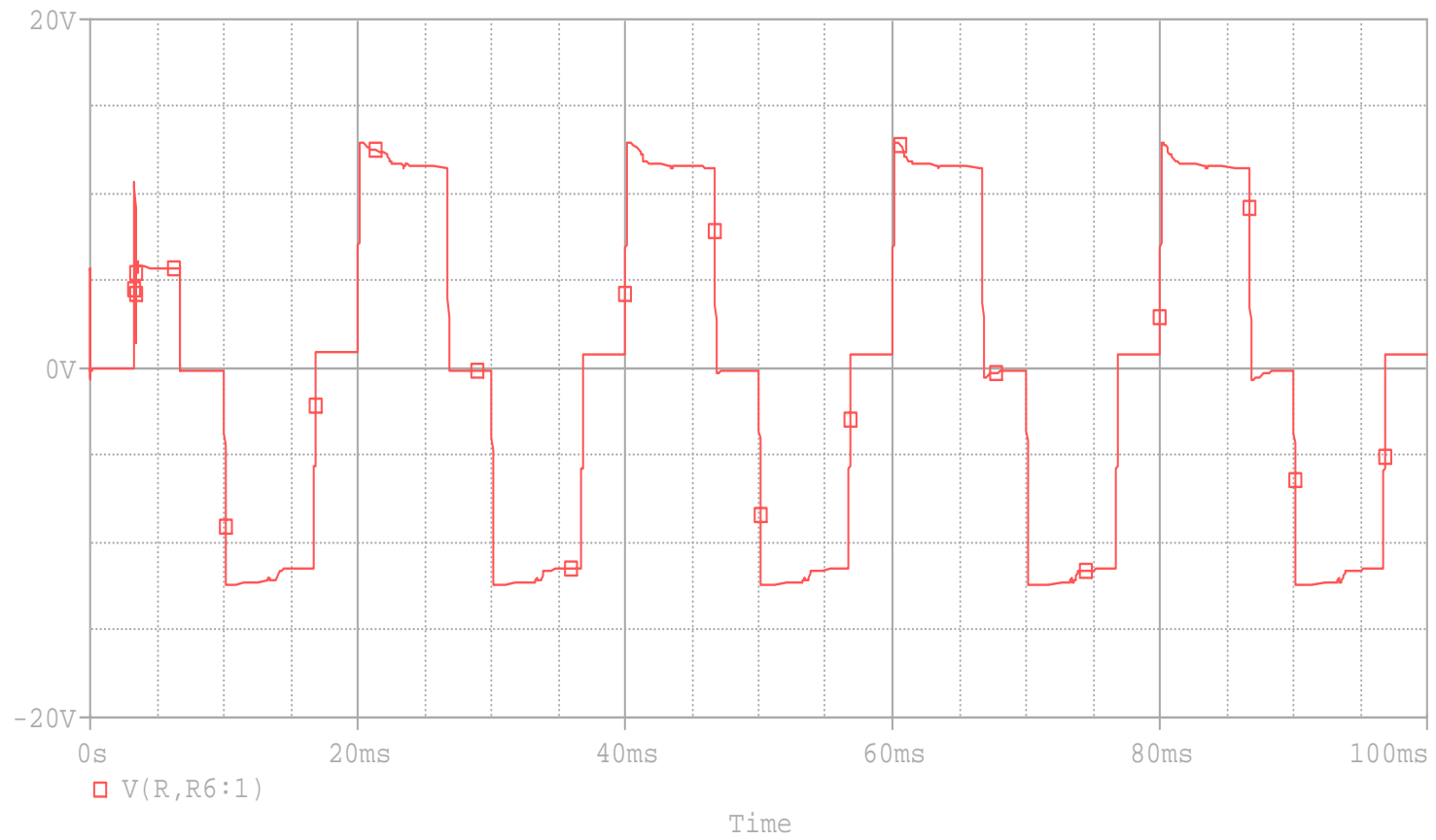


◇ V(R,L7:2)

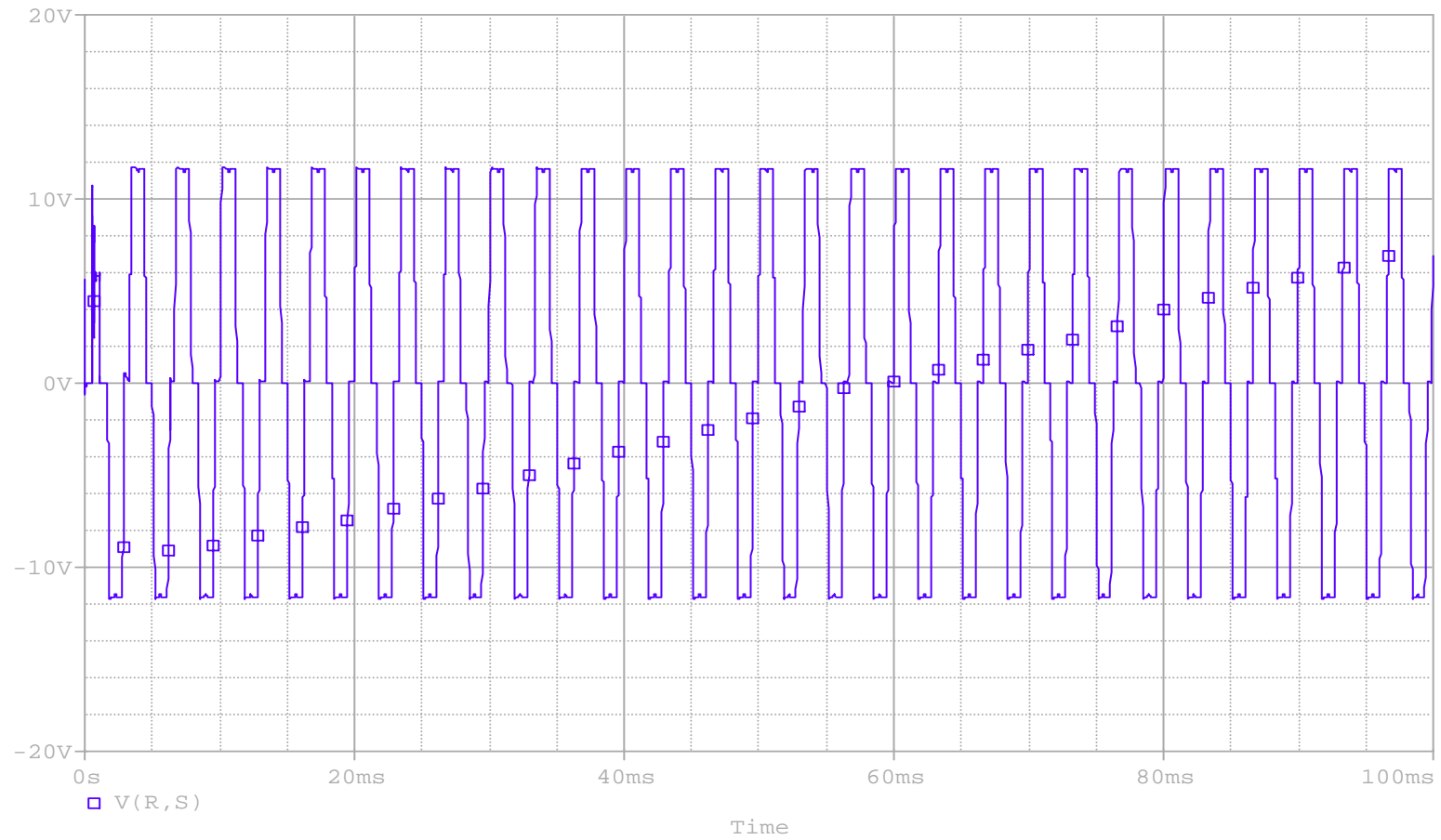
V_{L-L}, V_{L-N}, R = 4Ω, L = 154mH, f = 50 Hz, Conexión Estrella.



V_{L-L} , V_{L-N} $R = 4\Omega$, $f=300$ Hz, Conexión Estrella.



V_{L-L} , $R = 4\Omega$, $L = 154\text{mH}$, $f = 50\text{ Hz}$, Conexión Delta.



V_{L-L} , $R = 4\Omega$, $L = 154\text{mH}$, $f=300\text{Hz}$, Conexión Delta.

6.1.3. DISCUSIÓN DE RESULTADOS EXPERIMENTALES.

- La forma de onda que se observa es de manera escalonada, esto se debe a las caídas de tensión en cada lado de la fuente dc cuando conducen los transistores ya que los voltajes en los ramales de la carga no siempre son iguales porque siempre se encuentran cortocircuitadas dos fases en cualquier secuencia lo cual provoca que dos cargas queden en paralelo y se reduzca la caída de tensión de esa fase en ese momento.
- Cuando nosotros colocamos una carga puramente resistiva y variamos gradualmente la frecuencia dentro del rango establecido 50-300Hz en nuestro caso, podemos observar que el valor de la corriente no aumenta con el aumento de la frecuencia. Por otra parte cuando colocamos una carga inductiva pura o resistiva inductiva en conexión serie como en las pruebas realizadas podremos observar una disminución de corriente con un aumento de la frecuencia ya que el inductor en corriente alterna presenta una reactancia inductiva dada por:

$$XL = \omega L;$$

$$\omega = 2\pi f$$

Y con una resistencia en serie la impedancia del circuito es:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

CONCLUSIONES.

- ✓ El diseño y construcción del inversor trifásico manejado por el microcontrolador PIC16F84A y realizado como proyecto de tópico, surgió del deseo de brindar al Laboratorio de Electrónica de Potencia un equipo que permita realizar prácticas, donde el estudiante pueda notar la utilidad y ventajas de esta técnica de control que lo diferencian de los otros equipos (inversores trifásicos) que actualmente se encuentran en el laboratorio.
- ✓ El uso del Microcontrolador PIC permite hacer más compacto el tamaño del sistema de control en comparación con circuitos digitales TTL debido a que la programación interna del mismo PIC permite identificar señales de entrada, decodificar datos binarios a visualizarse y manejar tiempos reales a través de sus temporizadores, evitando el uso de circuitos digitales adicionales que harían más amplio el circuito de control.
- ✓ Con el uso del programa PROTEUS hemos podido verificar que las señales que recibe y envía el bloque controlador al módulo de potencia, en el momento de operación, son correctas, al comprobarse que no se produce un cortocircuito por un envío erróneo de los pulsos de conmutación

RECOMENDACIONES.

- ✓ Para garantizar el correcto funcionamiento de este proyecto el orden de encendido debe ser en primer lugar el módulo de control y a continuación el módulo de potencia.
- ✓ Durante el tiempo de pruebas de este proyecto se recomienda revisar que las señales de control se encuentren en correcto funcionamiento, debido a que cualquier cortocircuito por muy pequeño que sea produce un daño en los transistores del módulo de potencia.

ANEXO 1

PROGRAMA EN ASSEMBLER DEL

PIC 16F84A

```
.*****  
,
```

```
LIST P=16F84A  
RADIX HEX
```

```
.*****  
,
```

```
;DEFINICION DE LAS VARIABLES DE TRABAJO EN LA MEMORIA DE  
DATOS
```

```
ESTADO    equ 0x03  
OPCION    equ 0x01  
TMR0      equ 0x01  
PUERTOA   equ 0x05  
PUERTOB   equ 0x06  
DATO      equ 0x0C  
DATO1     equ 0x0D  
DATO2     equ 0x0E  
BANDERA   equ 0x0F  
DATO3     equ 0x10  
NUMERO    equ 0x11  
BAND1     equ 0x12  
NUEVE     equ 0x13  
TRES      equ 0x14  
UNIDAD    equ 0x15  
DECENA    equ 0x16  
CENTENA   equ 0x17  
CERO      equ 0x18  
DATO4     equ 0x19  
DATO5     equ 0x1A  
DATO6     equ 0x1B  
DATO7     equ 0x1C  
DATO8     equ 0x1D  
DATO9     equ 0x1E  
DATO10    equ 0x1F  
DATO11    equ 0x20  
VALOR     equ 0x21  
DATO12    equ 0x22  
DATO13    equ 0x23
```

```

DATO14 equ 0x24
DATO15 equ 0x25
DATO16 equ 0x26
DATO17 equ 0x27
DATO18 equ 0x28
DATO19 equ 0x29
DATO20 equ 0x2A
DATO21 equ 0x2B
DATO22 equ 0x2C
DATO23 equ 0x2D
DATO24 equ 0x2E
DOS    equ 0x2F
DATO25 equ 0x30
DATO26 equ 0x31
DATO27 equ 0x32
DATO28 equ 0x33
DATO29 equ 0x34
DATO30 equ 0x35

```

ORG 0

```

goto INICIO
org 5

```

```

;*****
;
;   INICIO DEL PROGRAMA
;*****
;

```

INICIO

```

    bsf ESTADO,5 ;SELECCION DEL BANCO 0
    movlw 0x00 ;CONFIGURA EL PUERTO A COMO SALIDA
    movwf PUERTOA
    movlw 0xF0 ;CONFIGURA EL PUERTO B COMO ENTRADA Y
SALIDA
    movwf PUERTOB
    movlw 0xD4 ;CONFIGURA EL REGISTRO DE CONTROL DEL
TEMPORIZADOR.
    movwf OPCION
    bcf ESTADO,5 ; SELECCION DEL BANCO 1.
    clrf PUERTOA ;LIMPIEZA DE LOS PUERTOS Y VARIABLES DE
    clrf PUERTOB ;TRABAJO
    clrf BANDERA
    clrf VALOR

```

clrf NUMERO

,***** ASIGNACION DE VALORES A LAS VARIABLES DE TRABAJO *****

```
movlw 0x05
movwf DATO
movlw 0x00
movwf UNIDAD
movwf CENTENA
movwf CERO
movlw 0x05
movwf DECENA
movlw 0x09
movwf NUEVE
movlw 0x03
movwf TRES
movlw 0x0F
movwf DATO1
movlw 0x1B
movwf DATO2
movlw 0x23
movwf DATO3
movlw 0x2F
movwf DATO4
movlw 0x36
movwf DATO5
movlw 0x40
movwf DATO6
movlw 0x4E
movwf DATO7
movlw 0x52
movwf DATO8
movlw 0x5A
movwf DATO9
movlw 0x61
movwf DATO10
movlw 0x71
movwf DATO11
movlw 0x77
movwf DATO12
movlw 0x82
movwf DATO13
movlw 0x95
movwf DATO14
```

```
movlw 0x9C
movwf DATO15
movlw 0xA4
movwf DATO16
movlw 0xAD
movwf DATO17
movlw 0xB8
movwf DATO18
movlw 0xC1
movwf DATO19
movlw 0xD0
movwf DATO20
movlw 0xDC
movwf DATO21
movlw 0xE6
movwf DATO22
movlw 0xF0
movwf DATO23
movlw 0xFA
movwf DATO24
movlw 0x0A
movwf DATO25
movlw 0x01
movwf DATO26
movlw 0x02
movwf DOS
movlw 0x14
movwf DATO27
movlw 0x69
movwf DATO28
movlw 0x7C
movwf DATO29
movlw 0x8C
movwf DATO30
```

```
;**** VISUALIZACION DE LA FRECUENCIA INICIAL DE TRABAJO EN LOS
DISPLAYS
```

```
call DISPLU ; Llama al procedimiento DISPLU
call DISPLD ; Llama al procedimiento DISPLD
call DISPLC ; Llama al procedimiento DISPLC
```

```
;**** VERIFICACION DE LAS ENTRADAS POR TECLADO
A50 clrf TMR0 ;LIMPIEZA DEL TMR0
```

```

    btfsc PUERTOB,4    ;VERIFICA LA BOTONERA INCREMENTO DE
FRECUENCIA
    call INCREMENTO
    btfsc PUERTOB,5    ;VERIFICA LA BOTONERA DECREMENTO DE
FRECUENCIA
    call DECREMENTO
    btfsc PUERTOB,6    ;VERIFICA LA BOTONERA ACEPTAR
    call RELOJ
    goto A50

```

```

;***** PROCEDIMIENTO QUE PERMITE INCREMENTAR EL VALOR DE
LOS DISPLAY
;    LA VARIABLE QUE CONTROLA LA FRECUENCIA *****

```

INCREMENTO

```

A78  btfsc PUERTOB,4  ;INSTRUCCION QUE ELIMINA
                                LOS REBOTES DE LAS BOTONERAS

    goto A78
    btfsc BANDERA,0
    goto A77
    incf VALOR,1        ;INCREMENTA EL CONTENIDO DE VALOR EN
PASO DE 1
    call DISPASCEND
A77  return

```

```

;*** PROCEDIMIENTO QUE PERMITE DECREMENTAR EL VALOR DE LOS
DISPLAYS Y
;    LA VARIABLE QUE CONTROLA LA FRECUENCIA *****

```

DECREMENTO

```

    clrf BANDERA        ; limpia la variable bandera
A79  btfsc PUERTOB,5  ; INSTRUCCION QUE ELIMINA LOS REBOTES
    goto A79            ; DE LAS BOTONERAS
    movf DATO26,0
    subwf VALOR,0
    btfsc ESTADO,0
    goto A3
    goto A4
A3   decf VALOR,1      ; DECREMENTA EL CONTENIDO DE VALOR EN
PASO DE 1
    call DISPDESC
A4   return

```

```

;***** PROCEDIMIENTO QUE SELECCIONA LAS DIFERENTES
; FRECUENCIAS
; DE TRABAJO *****
RELOJ
    movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO,0 ; de DATO
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A0
    goto A136
A0 call FREC1 ; Llama al procedimiento que genera la señal de
frecuencia
    goto A8 ; Sale del procedimiento RELOJ
A136 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO25,0 ; de DATO25
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A137
    goto A1
A137 call FREC26
    goto A8
A1 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO1,0 ;de DATO1
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A20
    goto A21
A20 call FREC2
    goto A8
A21 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO27 ;de DATO27
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A143
    goto A144
A143 call FREC27
    goto A8
A144 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO2,0 ;de DATO2
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A33
    goto A34
A33 call FREC3
    goto A8
A34 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO3,0 ;de DATO3
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A35

```

```
    goto A36
A35 call FREC4
    goto A8
A36 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO4,0 ;de DATO4
    btfsc ESTADO,0
    goto A37
    goto A38
A37 call FREC5
    goto A8
A38 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO5,0 ;de DATO5
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A39
    goto A40
A39 call FREC6
    goto A8
A40 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO6,0 ;de DATO6
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A41
    goto A42
A41 call FREC7
    goto A8
A42 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO7,0 ;de DATO7
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A43
    goto A44
A43 call FREC8
    goto A8
A44 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO8,0 ;de DATO8
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A45
    goto A46
A45 call FREC9
    goto A8
A46 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO9,0 ;de DATO9
    btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
    goto A47
    goto A75
A47 call FREC10
```



```

goto A8
A75 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
subwf DATO10,0 ;de DATO10
btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
goto A76
goto A108
A76 call FREC11
goto A8
A108 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
subwf DATO28,0 ; de DATO28
btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
goto A145
goto A146
A145 call FREC28
goto A8
A146 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
subwf DATO11,0 ;de DATO11
btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
goto A109
goto A110
A109 call FREC12
goto A8
A110 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
subwf DATO12,0 ;de DATO12
btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
goto A111
goto A112
A111 call FREC13
goto A8
A112 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
subwf DATO29,0 ;de DATO29
btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
goto A148
goto A149
A148 call FREC29
goto A8
A149 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
subwf DATO13,0 ;de DATO13
btfsc ESTADO,0 ; Verifica la frecuencia escogida
goto A113
goto A114
A113 call FREC14
goto A8
A114 movf VALOR,0 ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido

```

```

    subwf DATO30,0      ;de DATO30
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A150
    goto A151
A150 call FREC13
    goto A8
A151 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO14,0     ;de DATO14
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A115
    goto A116
A115 call FREC15
    goto A8
A116 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO15,0     ; de DATO15
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A117
    goto A118
A117 call FREC16
    goto A8
A118 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO16,0     ;de DATO16
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A119
    goto A120
A119 call FREC17
    goto A8
A120 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO17,0     ;de DATO 17
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A121
    goto A122
A121 call FREC18
    goto A8
A122 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO18,0     ;de DATO18
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A123
    goto A124
A123 call FREC19
    goto A8
A124 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO19,0     ;de DATO19
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida

```

```

    goto A125
    goto A126
A125 call FREC20
    goto A8
A126 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO20,0    ;de DATO20
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A127
    goto A128
A127 call FREC21
    goto A8
A128 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO21,0    ;de DATO21
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A129
    goto A130
A129 call FREC22
    goto A8
A130 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO22,0    ;de DATO22
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A131
    goto A132
A131 call FREC23
    goto A8
A132 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO23,0    ;de DATO23
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A133
    goto A134
A133 call FREC24
    goto A8
A134 movf VALOR,0      ;Compara la frecuencia ingresada con el contenido
    subwf DATO24,0    ;de DATO24
    btfsc ESTADO,0; Verifica la frecuencia escogida
    goto A135
    goto A8
A135 call FREC25
A8 return

```

;***** PROCEDIMIENTO QUE PERMITE COMPARAR CUANDO EL VALOR DEL DISPLAY SUPERA LA UNIDAD.

COMPARACION

```
    movf NUMERO,0
    subwf NUEVE,0
    btfsc ESTADO,0
    goto A25
    bsf BAND1,0
A25  return
```

```
;*****PROCEDIMIENTO QUE EVITA QUE SE SUPERE LOS 300 HZ EN
EL DISPLAY
```

```
COMPARAC1
    movf NUMERO,0
    subwf DOS,0
    btfsc ESTADO,0
    goto A26
    bsf BANDERA,0
    movf TRES,0
    movwf CENTENA
    call DISPLC
    movlw 0x00
    movwf UNIDAD
    movwf DECENA
    call DISPLU
    call DISPLD
    goto A27
A26  call DISPLC
A27  return
```

```
;**** PROCEDIMIENTO QUE EVITA QUE EL VALOR DEL DISPLAY NO
SEA MENOR QUE
;    CERO *****
```

```
COMPARAC2
    movf NUMERO,0
    xorwf CERO,0
    btfsc ESTADO,2
    bsf BAND1,0
    return
```

```
;***** PROCEDIMIENTO QUE VISUALIZA EL VALOR DE LA UNIDAD EN
EL DISPLAY
```

```
DISPLU
    movf UNIDAD,0
```

```

    movwf PUERTO B
    bsf PUERTO A,1
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTO A,1
    return
;***** PROCEDIMIENTO QUE VISUALIZA EL VALOR DE LA DECENA EN
EL DISPLAY
DISPLD
    movf DECENA,0
    movwf PUERTO B
    bsf PUERTO A,2
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTO A,2
    return

;***** PROCEDIMIENTO QUE VISUALIZA EL VALOR DE LA CENTENA EN
EL DISPLAY
DISPLC
    movf CENTENA,0
    movwf PUERTO B
    bsf PUERTO A,3
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTO A,3
    return

;***** PROCEDIMIENTO QUE PERMITE INCREMENTAR LA VARIABLE
QUE CONTROLA
; EL VALOR DE LOS DISPLAY *****
DISPASCEND
    clrf BAND1
    incf UNIDAD,1
    movf UNIDAD,0
    movwf NUMERO
    call COMPARACION
    btfsc BAND1,0 ; verifica si se activo BAND1
    goto A16
    call DISPLU
    goto A17
A16 incf DECENA,1
    clrf UNIDAD
    clrf BAND1
    call DISPLU
    movf DECENA,0
    movwf NUMERO

```

```

    call COMPARACION
    btfsc BAND1,0      ; verifica si se activo BAND1
    goto A18
    call DISPLD
    goto A17
A18  incf CENTENA,1
     clrf DECENA
     clrf BAND1
     call DISPLD
     movf CENTENA,0
     movwf NUMERO
     call COMPARAC1
A17  return

```

```

;***** PROCEDIMIENTO QUE PERMITE DECREMENTAR LA VARIABLE
;QUE CONTROLA
; EL VALOR DE LOS DISPLAY *****

```

```

DISPDESC
     clrf BAND1
     movf UNIDAD,0
     movwf NUMERO
     call COMPARAC2
     btfsc BAND1,0      ; verifica si se activo BAND1
     goto A19
     decf UNIDAD,1
     call DISPLU
     clrf BAND1
     goto A23
A19  movf NUEVE,0
     movwf UNIDAD
     call DISPLU
     clrf BAND1
     movf DECENA,0
     movwf NUMERO
     call COMPARAC2
     btfsc BAND1,0      ; verifica si se activo BAND1
     goto A22
     goto A24
A22  clrf BAND1
     movf NUEVE,0
     movwf DECENA
     call DISPLD
     decf CENTENA,1

```

```
    call DISPLC
    goto A23
A24  decf DECENA,1
    call DISPLD
A23  return
```

```
.;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0
; CUANDO LLEGA A 1
```

```
CONSTANTE0
    clrf TMR0
A74  btfss TMR0,0
    goto A74
    return
```

```
.;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0
; CUANDO LLEGA A 2
```

```
CONSTANTE1
    clrf TMR0
A60  btfss TMR0,1
    goto A60
    return
```

```
.;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0
; CUANDO LLEGA A 4
```

```
CONSTANTE2
    clrf TMR0
A61  btfss TMR0,2
    goto A61
    return
```

```
.;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0
; CUANDO LLEGA A 8
```

```
CONSTANTE3
    clrf TMR0
A28  btfss TMR0,3
    goto A28
    return
```

```
.;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0
; CUANDO LLEGA A 16
```

```
CONSTANTE4
```

```
    clrf TMR0
A29  btfss TMR0,4
      goto A29
      return
```

```
;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0
; CUANDO LLEGA A 32
```

```
CONSTANTE5
    clrf TMR0
A30  btfss TMR0,5
      goto A30
      return
```

```
;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0
; CUANDO LLEGA A 64
```

```
CONSTANTE6
    clrf TMR0
A31  btfss TMR0,6
      goto A31
      return
```

```
;***** PROCEDIMIENTO QUE PERMITE MANTENER CICLO DE
; VERIFICACION DEL INGRESO DE DATOS POR TECLADO *****
```

```
RUTINA
```

```
    btfsc PUERTOB,4 ;VERIFICA SI SE ESCOJIO INCREMENTO DE
FRECUENCIA
    call INCREMENTO
    btfsc PUERTOB,5 ;VERIFICA SI SE ESCOJIO DECREMENTO DE
FRECUENCIA
    call DECREMENTO
    btfsc PUERTOB,6 ;VERIFICA SI SE ESCOJIO ACEPTAR
    call RELOJ
    return
```

```
;***** PROCEDIMIENTOS QUE DETERMINAN LAS FRECUENCIAS DE
; TRABAJO
```

```
FREC1
```

```
A49
    call RUTINA ;LLAMA AL PROCEDIMIENTO RUTINA
    bsf PUERTO A,0 ;Envia un pulso alto por RA0
```



```
call CONSTANTE6
bcf PUERTO A,0 ;Envia un pulso bajo por RA0
call CONSTANTE5
call CONSTANTE3
goto A49
return
```

FREC2

A51

```
call RUTINA
bsf PUERTO A,0 ;Envia un pulso alto por RA0
call CONSTANTE6
bcf PUERTO A,0 ;Envia un pulso bajo por RA0
call CONSTANTE4
call CONSTANTE3
goto A51
return
```

FREC3

A52

```
call RUTINA
bsf PUERTO A,0 ;Envia un pulso alto por RA0
call CONSTANTE5
call CONSTANTE4
bcf PUERTO A,0 ;Envia un pulso bajo por RA0
call CONSTANTE4
call CONSTANTE3
goto A52
return
```

FREC4

A53

```
call RUTINA
bsf PUERTO A,0 ;Envia un pulso alto por RA0
call CONSTANTE5
bcf PUERTO A,0 ;Envia un pulso bajo por RA0
call CONSTANTE5
call CONSTANTE0
goto A53
return
```

FREC5

A54

```
call RUTINA
bsf PUERTO A,0 ;Envia un pulso alto por RA0
call CONSTANTE5
```

```

    bcf PUERTO A,0 ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE4
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE1
    call CONSTANTE0
    goto A54
    return
FREC6
A55
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0 ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE5
    bcf PUERTO A,0 ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE4
    call CONSTANTE2
    goto A55
    return
FREC7
A56
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0 ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE5
    bcf PUERTO A,0 ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE4
    goto A56
    return
FREC8
A57
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0 ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE5
    bcf PUERTO A,0 ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE1
    call CONSTANTE0
    goto A57
    return
FREC9
A58
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0 ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    call CONSTANTE3
    bcf PUERTO A,0 ;Envia un pulso bajo por RA0

```

```

    call CONSTANTE4
    goto A58
    return
FREC10
A59
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    call CONSTANTE3
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    call CONSTANTE0
    goto A59
    return
FREC11
A72
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    call CONSTANTE3
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    goto A72
    return
FREC12
A80
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE4
    goto A80
    return
FREC13
A83
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    call CONSTANTE1

```

```

    call CONSTANTE0
    goto A83
    return
FREC14
A85
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    call CONSTANTE0
    goto A85
    return
FREC15
A87
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE1
    call CONSTANTE0
    goto A87
    return
FREC16
A89
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE1
    goto A89
    return
FREC17
A91
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2

```

```

    call CONSTANTE0
    goto A91
    return
FREC18
A93
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    goto A93
    return
FREC19
A95
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE1
    call CONSTANTE0
    goto A95
    return
FREC20
A97
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    bcf PUERTO A,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE2
    call CONSTANTE2
    call CONSTANTE1
    goto A97
    return
FREC21
A99
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2

```

```

    bcf PUERTOA,0      ; ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE2
    call CONSTANTE2
    call CONSTANTE0
    goto A99
    return
FREC22
A101
    call RUTINA
    bsf PUERTOA,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    bcf PUERTOA,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE2
    call CONSTANTE2
    goto A101
    return
FREC23
A103
    call RUTINA
    bsf PUERTOA,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE3
    bcf PUERTOA,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE1
    call CONSTANTE0
    goto A103
    return
FREC24
A105
    call RUTINA
    bsf PUERTOA,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    bcf PUERTOA,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE2
    call CONSTANTE1
    goto A105
    return
FREC25
A107
    call RUTINA
    bsf PUERTOA,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE3

```

```

    bcf PUERTOA,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE0
    goto A107
    return
FREC26
A139
    call RUTINA
    bsf PUERTOA,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE6
    bcf PUERTOA,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE5
    goto A139
    return
FREC27
A138
    call RUTINA
    bsf PUERTOA,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE6
    bcf PUERTOA,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE4
    goto A138
    return

FREC28
A140
    call RUTINA
    bsf PUERTOA,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTOA,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE4
    call CONSTANTE1
    goto A140
    return
FREC29
A141
    call RUTINA
    bsf PUERTOA,0      ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTOA,0      ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    call CONSTANTE1
    goto A141

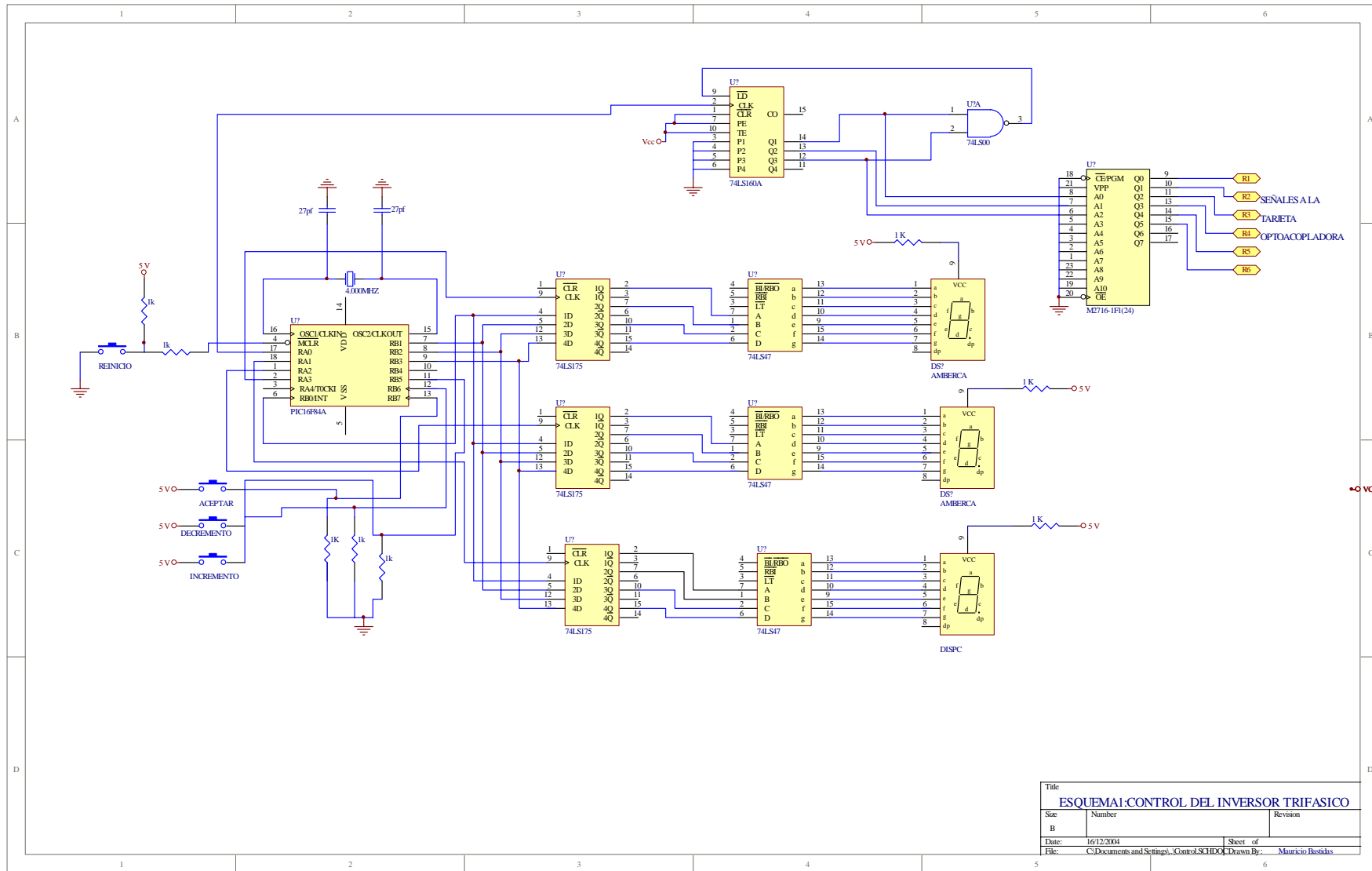
```

```
    return
FREC30
A142
    call RUTINA
    bsf PUERTO A,0    ;Envia un pulso alto por RA0
    call CONSTANTE4
    bcf PUERTO A,0    ;Envia un pulso bajo por RA0
    call CONSTANTE3
    call CONSTANTE2
    goto A142
    return

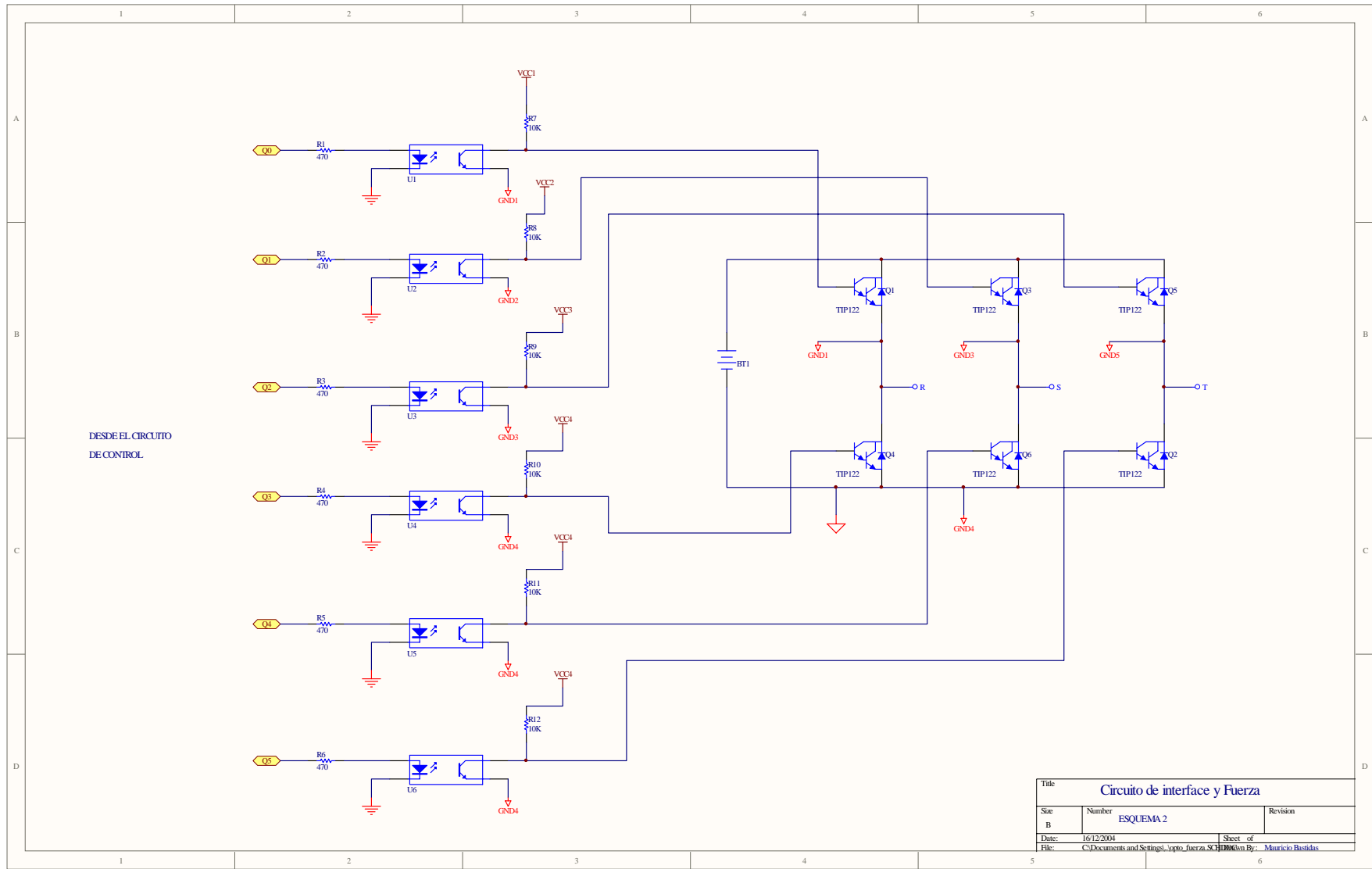
end          ;FIN DEL PROGRAMA
```


ANEXO 2

ESQUEMATICOS DEL INVERSOR

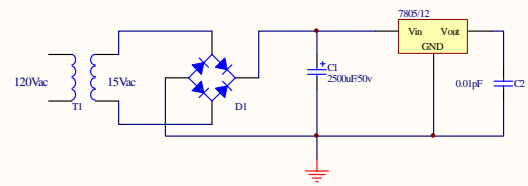


Title:		
ESQUEMA1: CONTROL DEL INVERSOR TRIFASICO		
Size:	Number:	Revision:
B		
Date:	16/12/2004	Sheet of:
File:	C:\Documents and Settings\...ControlSCH.DWG	Drawn By:
		Mauricio Bustos



DESDE EL CIRCUITO
DE CONTROL

Title		
Circuito de interface y Fuerza		
Size	Number	Revision
B	ESQUEMA 2	
Date:	16/12/2004	Sheet of
File:	C:\Documents and Settings\..._torta_fuerza.SCH	Drawn By: ...Mauricio Bustos

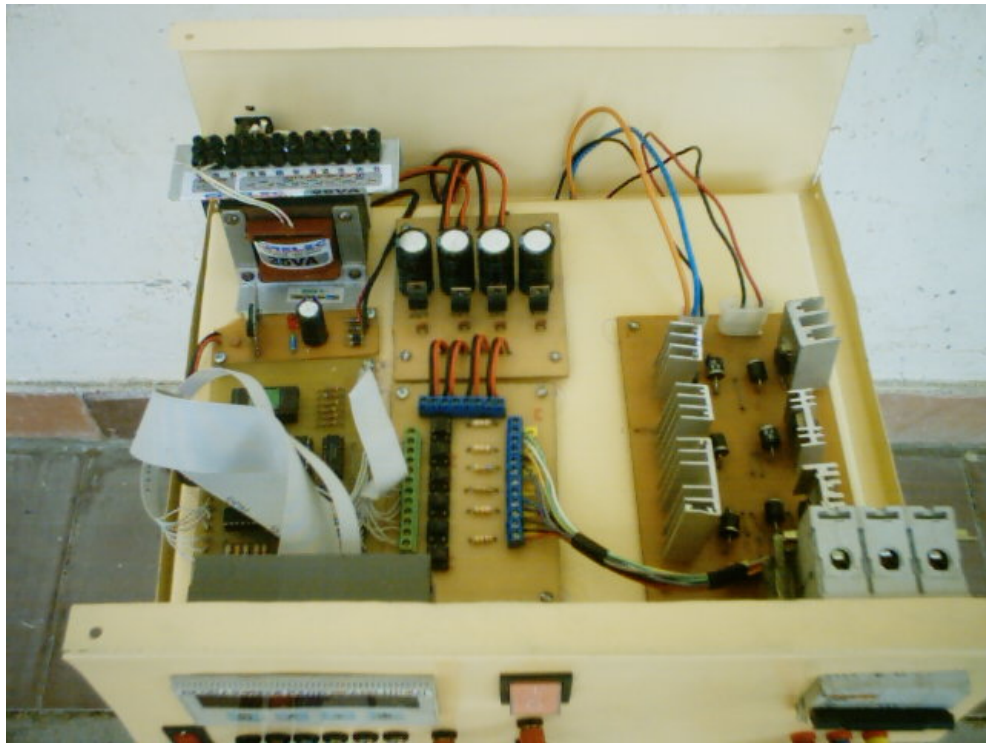


Title		
FUENTES DE VOLTAJE		
Size	Number	Revision
B	ESQUEMA 3	
Date:	16/12/2004	Sheet of
File:	C:\Documents and Settings\...Fuente.SCHDOC	Drawn By: Mauricio Bustidas

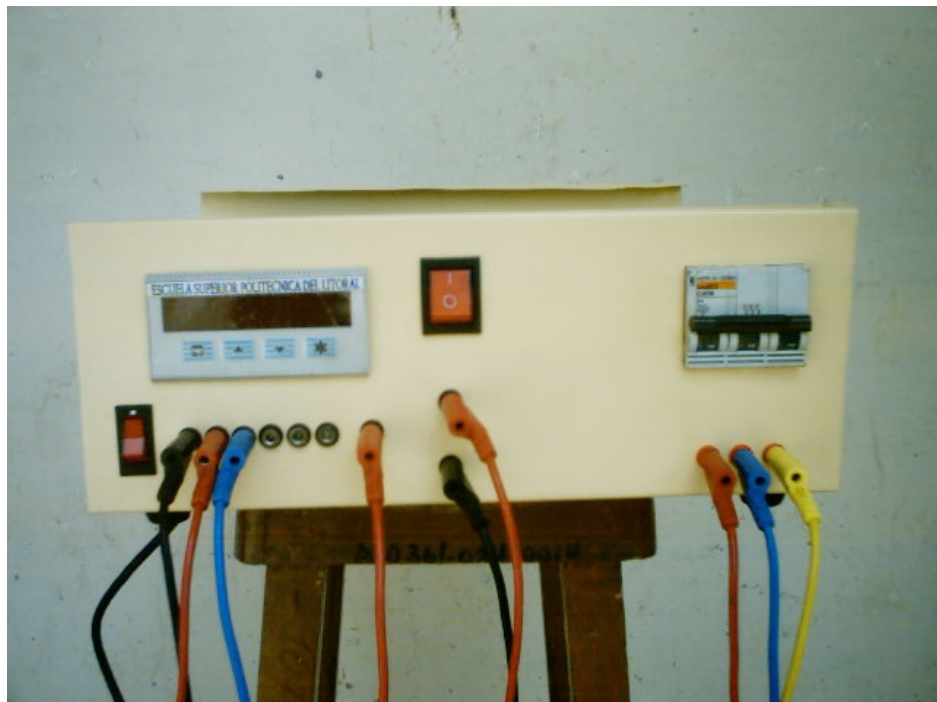
ANEXO 3

FOTOS DEL INVERSOR

VISTA SUPERIOR INVERSOR TRIFASICO



VISTA FRONTAL INVERSOR TRIFASICO

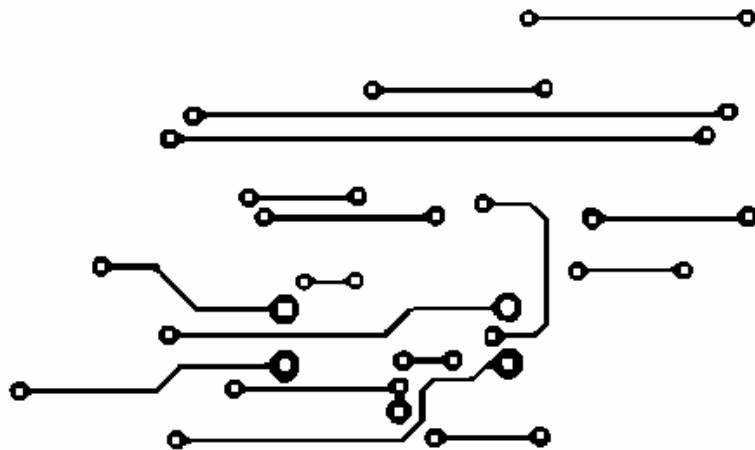
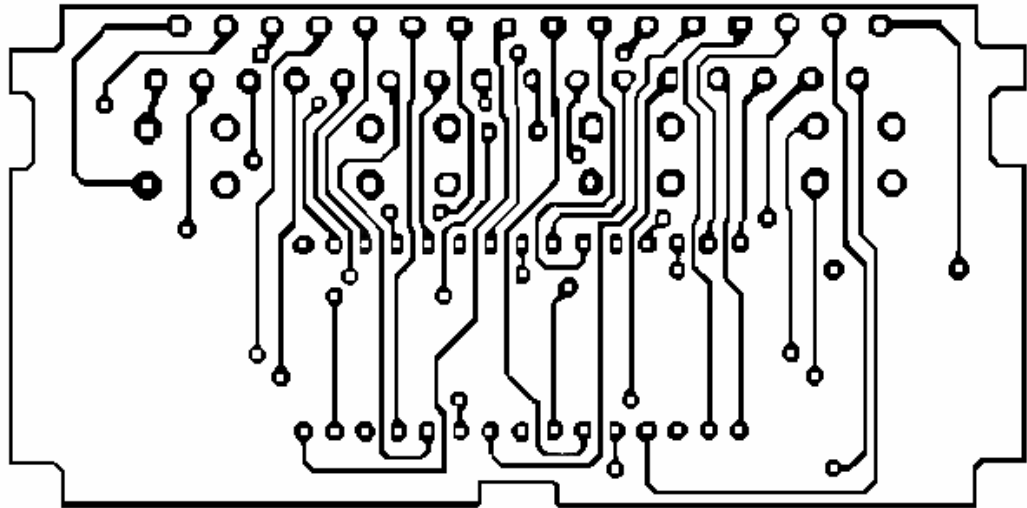


ANEXO 4

ESQUEMAS DE CIRCUITOS IMPRESOS

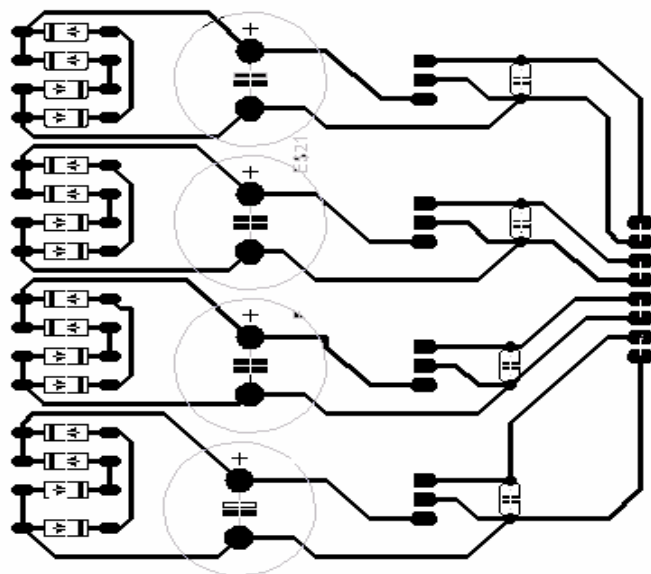
TARJETA DEL CIRCUITO IMPRESO:

VISUALIZADORES DE 7 SEGMENTOS



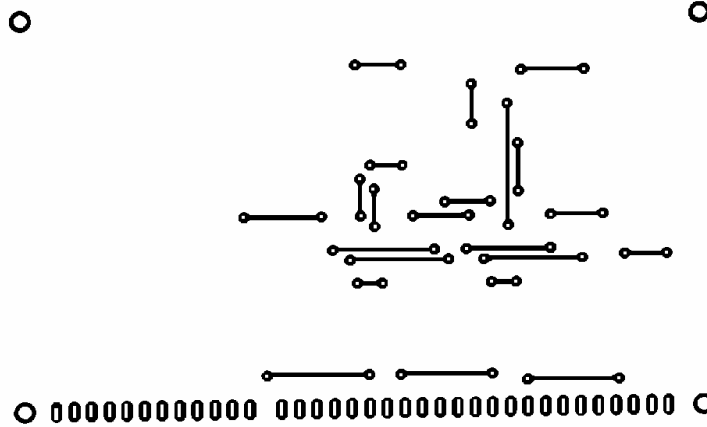
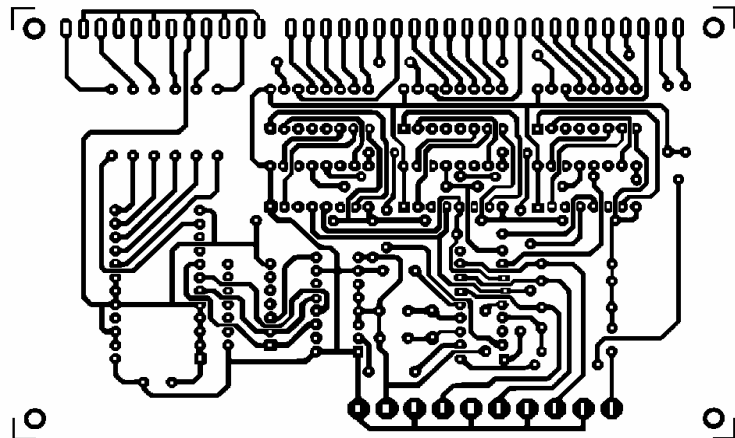
TARJETA DEL CIRCUITO IMPRESO:

FUENTES

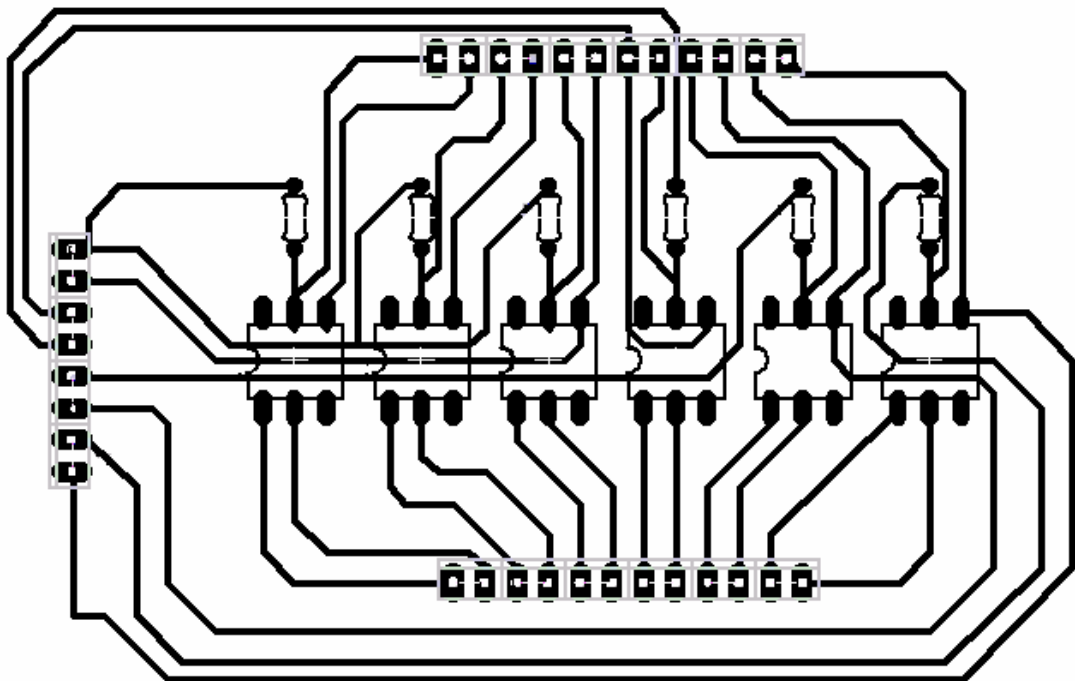


TARJETA DEL CIRCUITO IMPRESO:

ETAPA DE CONTROL



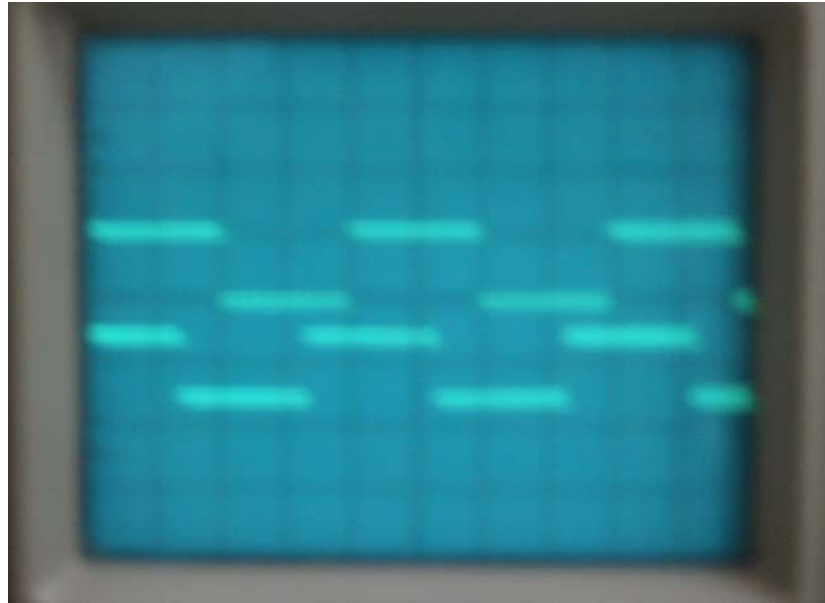
TARJETA DEL CIRCUITO IMPRESO:
OPTOACOPLADORES



ANEXO 5

SEÑALES DEL BLOQUE

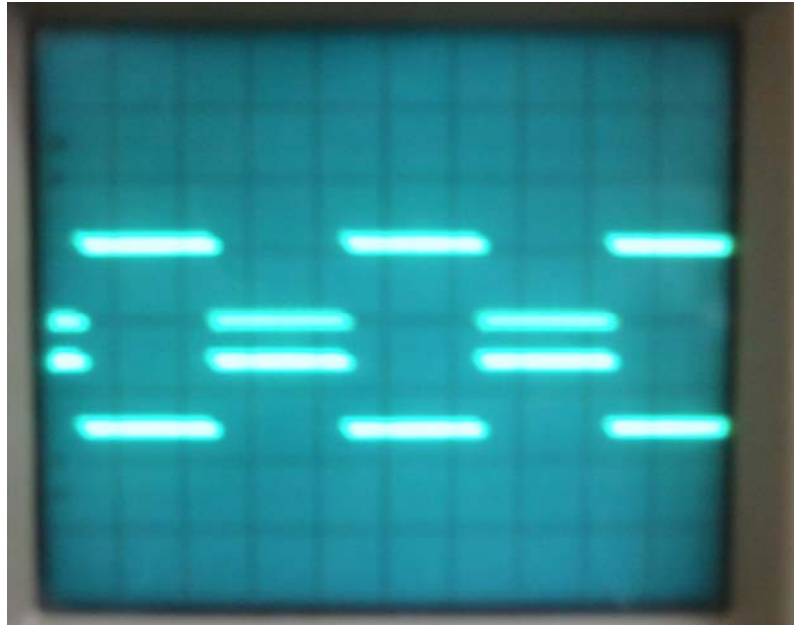
MICROCONTROLADOR



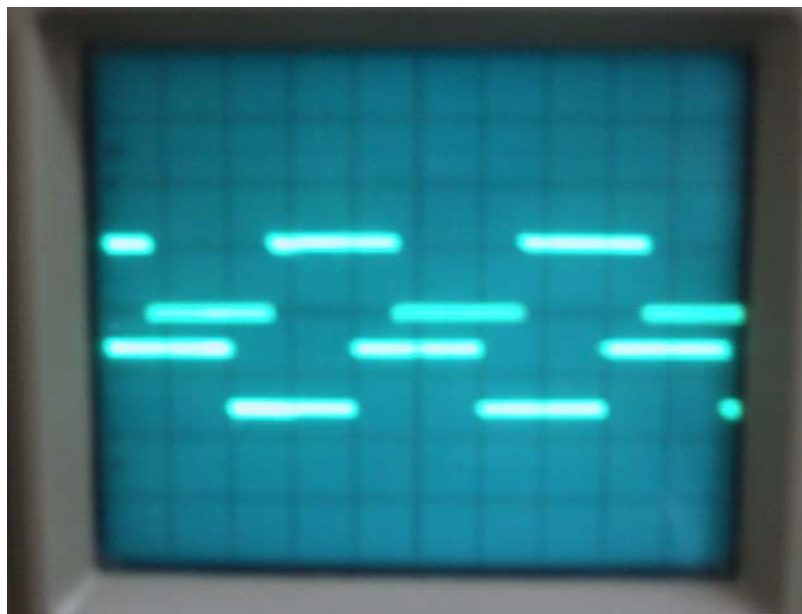
DEFASE DE PULSOS DEL TRANSISTOR1 CON EL TRANSISTOR2 1V-
DIV_T=5 ms.



DEFASE DE PULSOS DEL TRANSISTOR1 CON EL TRANSISTOR3 1V-
DIV_T=5 ms.



DEFASE DE PULSOS DEL TRANSISTOR1 CON EL TRANSISTOR4 1V-
DIV_T=5 ms.



DEFASE DE PULSOS DEL TRANSISTOR3 CON EL TRANSISTOR5 1V-
DIV_T=5 ms.

ANEXO 6

PRUEBAS

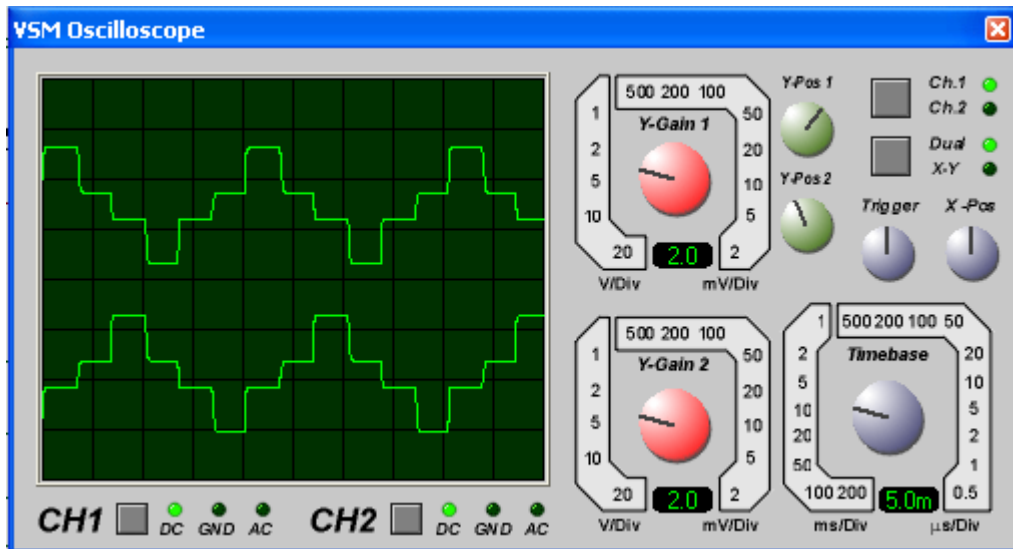
EN EL MODULO

DE

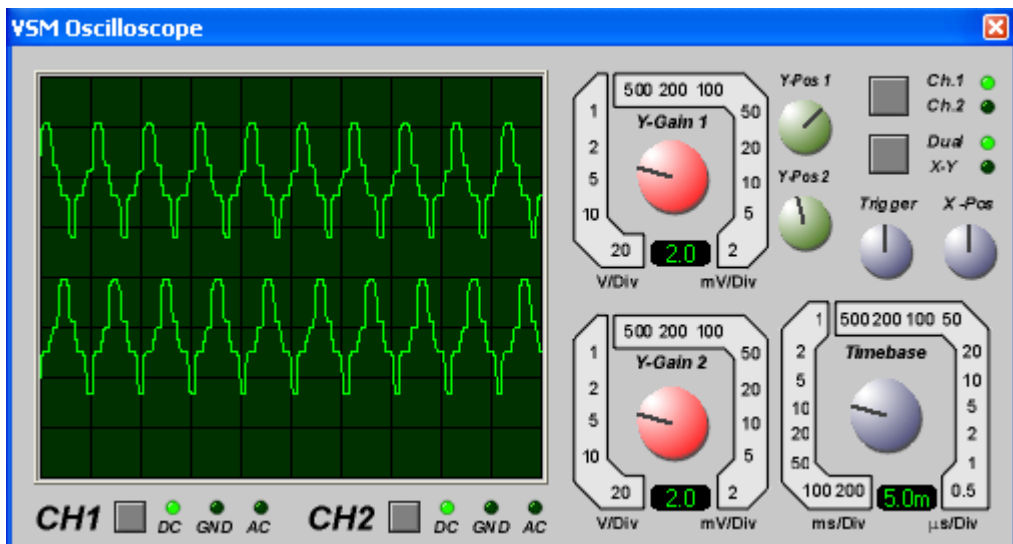
CONTROL Y POTENCIA

UTILIZANDO

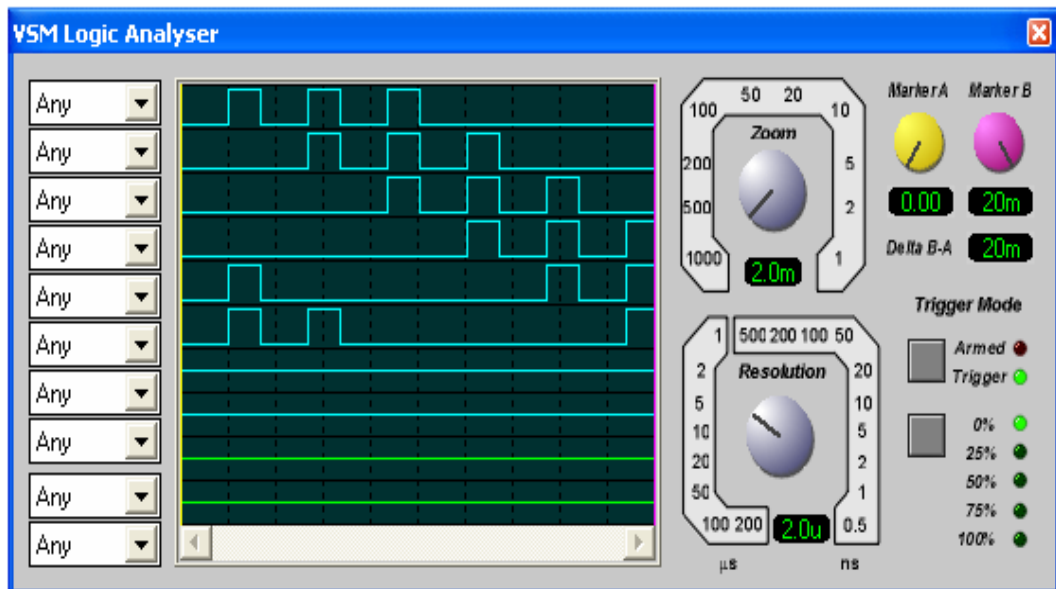
EL PROGRAMA PROTEUS



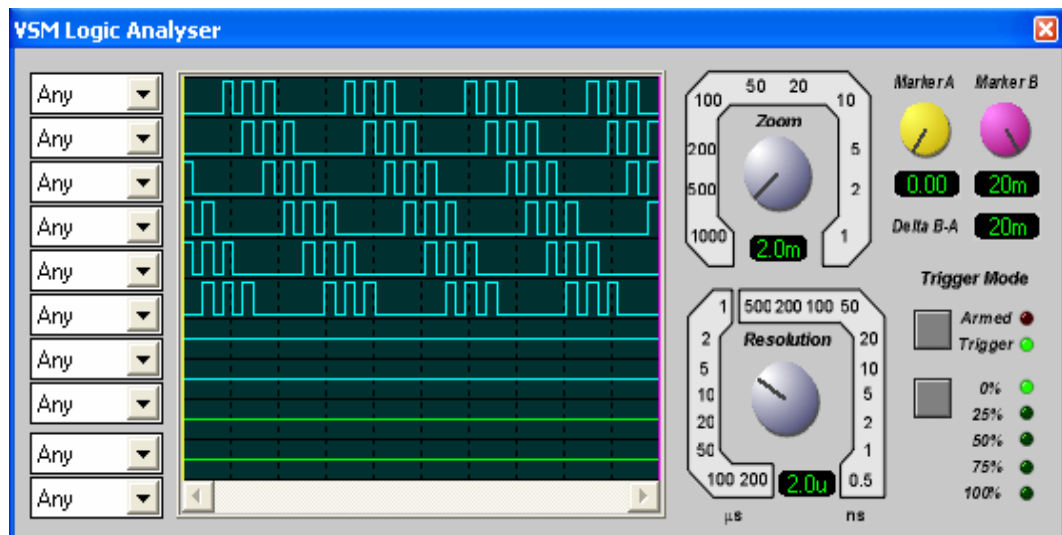
DESFASE DE LINEA R – S, A 50 Hz



DESFASE DE LINEA R – S, A 212 Hz



SEÑALES DE CONTROL A 50 Hz GENERADOS EN LA EPROM.



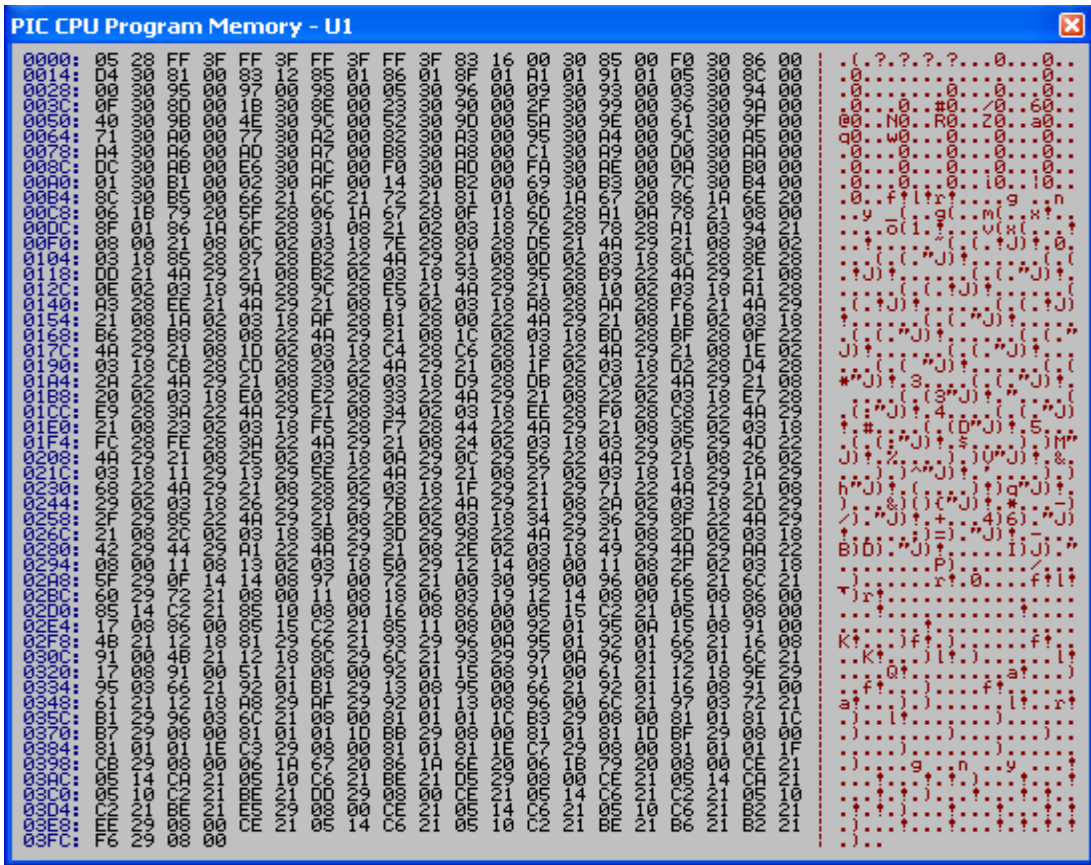
SEÑALES DE CONTROL A 212 Hz GENERADOS EN LA EPROM

Memory Contents - U10												
0000:	31	23	07	0E	1C	38	00	00	00	00	00	00
0008:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0018:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0024:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0030:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
003C:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0048:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0054:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0060:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
006C:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0078:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0084:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0090:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
009C:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00A8:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00B4:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00C0:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00CC:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00D8:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00E4:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00F0:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00FC:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0108:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0114:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0120:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
012C:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0138:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0144:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00

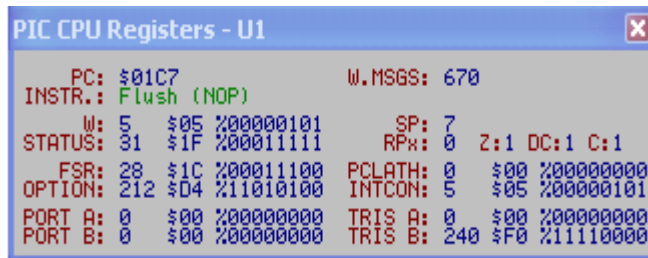
MEMORIA DE DATOS DE LA EPROM

PIC CPU Data Memory - U1												
0000:	00	01	00	1F	1C	00	00	00				
0008:	BF	31	00	05	05	0F	18	00
0010:	23	00	00	09	03	00	05	00	#.	.	.	.
0018:	00	2F	36	40	4E	52	5D	61	./	60NR2a	.	.
0020:	71	00	77	82	95	9C	D4	D0	q.w	.	.	.
0028:	B8	C1	D0	DC	E6	F0	FA	02
0030:	00	01	14	69	7C	8C	00	00
0038:	00	00	00	00	00	00	00	00
0040:	00	00	00	00	00	00	00	00
0048:	00	00	00	00	00	00	00	00
0050:	00	00	00	00	00	00	00	00
0058:	00	00	00	00	00	00	00	00
0060:	00	00	00	00	00	00	00	00

MEMORIA DEL PIC



MEMORIA DE PROGRAMA DEL PIC



REGISTRO DE ESTADO



PILA DEL PIC

```
PIC CPU Source Code - U1
..\inversor\INVERSOR.SDI

01B0      return
-----
;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0 CUANDO LLEGA A 8
01BE  CONSTANTE3
01BE      clr  TMR0
01BF  A28   btfss TMR0,3
01C0      goto A28
01C1      return
;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0 CUANDO LLEGA A 16
01C2  CONSTANTE4
01C2      clr  TMR0
01C3  A29   btfss TMR0,4
01C4      goto A29
01C5      return
-----
;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0 CUANDO LLEGA A 32
01C6  CONSTANTE5
01C6      clr  TMR0
01C7  A30   btfss TMR0,5
01C8      goto A30
01C9      return
-----
;***** PROCEDIMIENTO QUE CONTROLA EL REGISTRO DEL TMR0 CUANDO LLEGA A 64
01CA  CONSTANTE6
01CA      clr  TMR0
01CB  A31   btfss TMR0,6
01CC      goto A31
01CD      return
-----
;***** PROCEDIMIENTO QUE PERMITE MANTENER CICLO DE
; VERIFICACION DEL INGRESO DE DATOS POR TECLADO *****
01CE  RUTINA
01CE      btfsc PUERTOB,4 ;VERIFICA SI SE ESCOJIO INCREMENTO DE FRECUENCIA
01CF      call INCREMENTO
01D0      btfsc PUERTOB,5 ;VERIFICA SI SE ESCOJIO DECREMENTO DE FRECUENCIA
01D1      call DECREMENTO
01D2      btfsc PUERTOB,6 ;VERIFICA SI SE ESCOJIO ACEPTAR
01D3      call RELOJ
01D4      return
-----
```

EJECUCION DEL PROGRAMA DEL PIC

ANEXO 7

CALCULOS DEL VOLTAJE DE LINEA A LINEA RMS

INVERSOR TRIFÁSICO

El potencial en los terminales de salidas durante el período en el cual las señales de control son aplicadas a cada transistor se puede determinar y el voltaje línea a línea de salida puede ser obtenido. Estos voltajes no se ven afectados por la naturaleza de la carga, la cual puede ser una combinación de resistencias, inductancias y capacitancias.

La carga puede conectarse en estrella o en delta, en el caso de una carga conectada en delta, las corrientes de fase se obtienen directamente de los voltajes línea a línea. Una vez que se conocen las corrientes de fase, pueden determinarse las corrientes de línea. En caso de una carga conectada en estrella, los voltajes de línea a neutro deben determinarse a fin de encontrar las corrientes de línea o de fase

Para los distintos tipos de carga el voltaje RMS de salida es:

$$V_{ab} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} E^2 d\omega t} \quad \text{Ec.1}$$

$$V_{ab} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \times E^2 \times \frac{2\pi}{3}} = E \sqrt{\frac{2}{3}}$$

Aplicando esta fórmula tenemos que el voltaje teórico RMS de salida es:

$$V_{ab} = 9.79V$$

El voltaje instantáneo línea a línea V_{ab} se puede expresar en una serie de Fourier, reconociendo que V_{ab} está desplazada $\pi/6$ y las armónicas pares son cero.

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \times n \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad \text{Ec. 2}$$

V_{bc} y V_{ca} pueden determinarse a partir de la ecuación anterior mediante el desplazamiento de fase de V_{ab} en 120° y 240° , respectivamente.

$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \times n \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad \text{Ec. 3}$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \times n \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad \text{Ec. 4}$$

Se puede observar de las ecuaciones anteriores, que en los voltajes de línea a línea, las armónicas múltiplos de tres ($n= 3.9.15,\dots$) son cero.

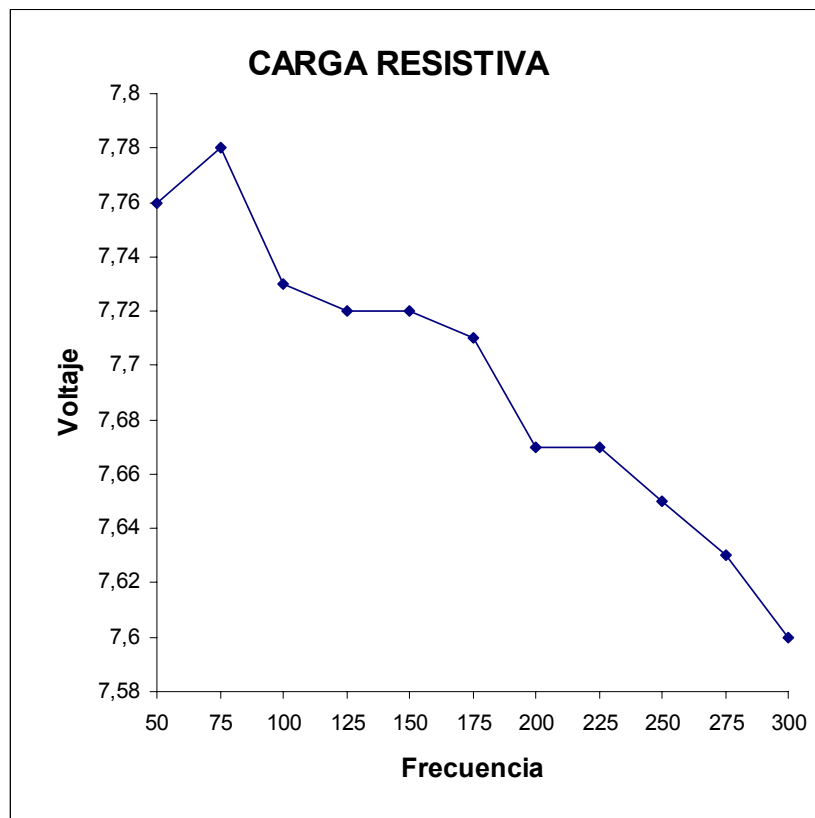
De la ecuación (2), la n ésima componente RMS del voltaje de línea es:

$$V_{Ln} = \frac{4E}{\sqrt{2n\pi}} \text{Cos} \frac{n\pi}{6} \quad \text{Ec. 5}$$

A continuación se presentan datos experimentales de los voltajes de línea a línea RMS de salida del inversor para diferentes cargas y su porcentaje de error.

VALORES DE VOLTAJE LÍNEA A LÍNEA RMS PARA UNA CARGA RESISTIVA DE 8Ω CONEXIÓN Y

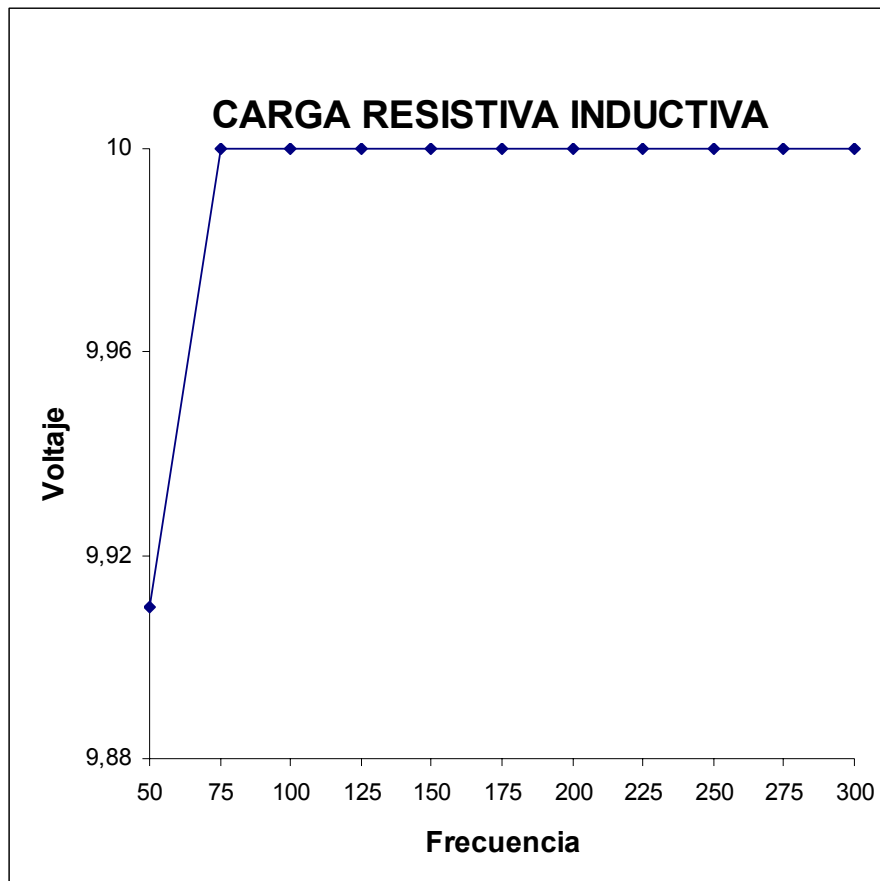
Frecuencia (Hz)	VLL (RMS)	%E
50	7,76	20,73
75	7,78	20,53
100	7,73	21,04
125	7,72	21,14
150	7,72	21,14
175	7,71	21,24
200	7,67	21,65
225	7,67	21,65
250	7,65	21,85
275	7,63	21,34
300	7,6	22,36



VALORES DE VOLTAJE LÍNEA A LÍNEA RMS PARA UNA CARGA RESISTIVA INDUCTIVA CONEXIÓN Y SERIE

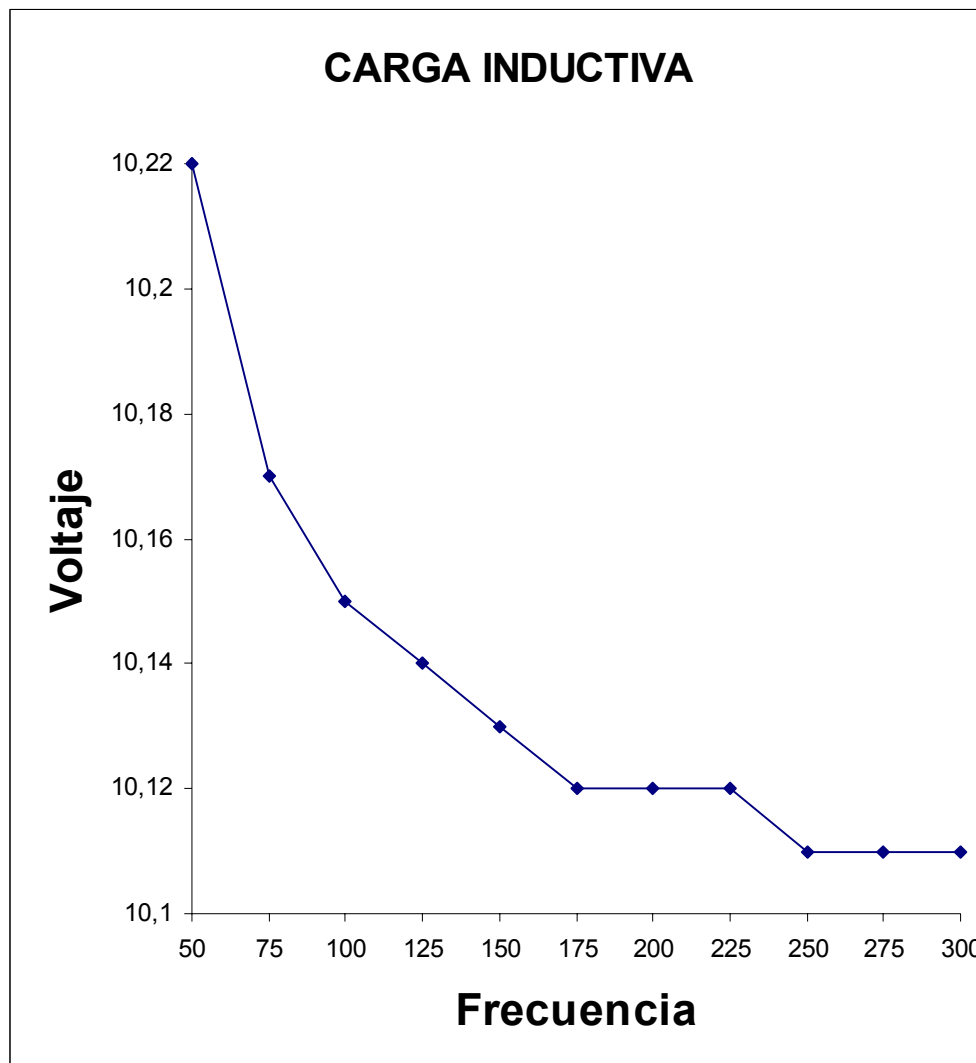
R: 8Ω
L: 90mH

Frecuencia (Hz)	VLL (RMS)	%E
50	9,91	1
75	10	2
100	10	2
125	10	2
150	10	2
175	10	2
200	10	2
225	10	2
250	10	2
275	10	2
300	10	2



VALORES DE VOLTAJE LÍNEA A LÍNEA RMS PARA UNA CARGA INDUCTIVA DE 90mH CONEXIÓN Y

Frecuencia (Hz)	VLL (RMS)	%E
50	10,22	4
75	10,17	3,8
100	10,15	3,67
125	10,14	3,57
150	10,13	3,47
175	10,12	3,37
200	10,12	3,37
225	10,12	3,37
250	10,11	3,26
275	10,11	3,26
300	10,11	3,26



VALORES DE VOLTAJE LÍNEA A LÍNEA RMS PARA UNA CARGA RESISTIVA DE 8 Ω CONEXIÓN Δ

Frecuencia (Hz)	VLL (RMS)	%E
50	4,6	53
75	4,75	51,48
100	4,75	51,48
125	4,77	21,27
150	4,76	50,86
175	4,75	51,48
200	4,77	51,27
225	4,77	51,27
250	4,8	50,97
275	4,79	51
300	4,8	50,97

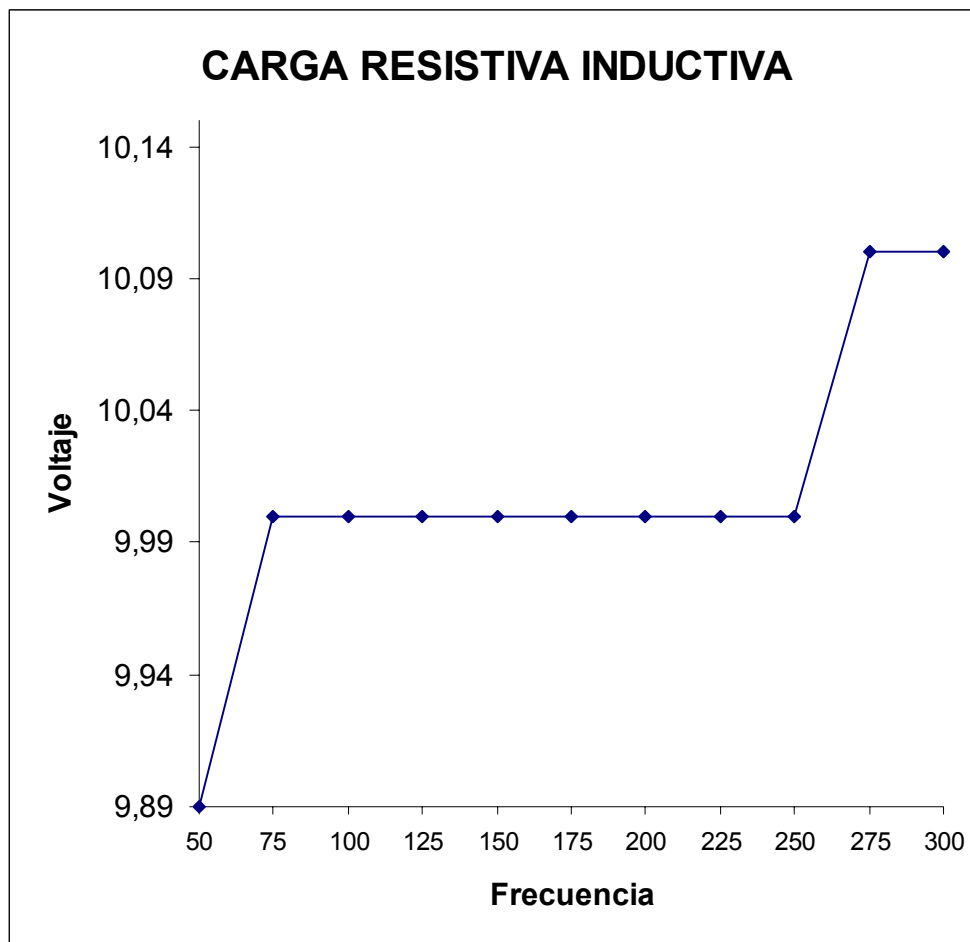


VALORES DE VOLTAJE LÍNEA A LÍNEA RMS PARA UNA CARGA RESISTIVA INDUCTIVA CONEXIÓN Δ SERIE

R: 8Ω

L: 90mH

Frecuencia (Hz)	VLL (RMS)	%E
50	9,89	1
75	10	2,14
100	10	2,14
125	10	2,14
150	10	2,14
175	10	2,14
200	10	2,14
225	10	2,14
250	10	2,14
275	10,1	3,16
300	10,1	3,16



VALORES DE VOLTAJE LÍNEA A LÍNEA RMS PARA UNA CARGA INDUCTIVA CONEXIÓN Δ

Frecuencia (Hz)	VLL (RMS)	%E
50	10,42	6,43
75	10,25	4,69
100	10,22	4,39
125	10,18	3,98
150	10,16	3,77
175	10,15	3,67
200	10,14	3,57
225	10,14	3,57
250	10,13	3,47
275	10,13	3,47
300	10,13	3,47

