

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



"POR MI PATRIA Y POR MI BIEN"

**“CONVERTIDOR MATRICIAL TIPO PUENTE COMPLETO”**

**TESIS**

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:  
**MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

PRESENTA:

**ING. EDUARDO DANIEL DELGADO MADRIGALES**  
**G08071234**

ASESOR:

**M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ**

CD. MADERO, TAMAULIPAS, MÉXICO.

DICIEMBRE 2017



"Año del Centenario de la Promulgación de la Constitución Política de los Estados Unidos Mexicanos"

Cd. Madero, Tamps., 04 de Diciembre de 2017

**OFICIO No.:** U2.138/17  
**ÁREA:** DIVISIÓN DE ESTUDIOS  
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN  
**ASUNTO:** AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN DE TESIS

**C. ING. EDUARDO DANIEL DELGADO MADRIGALES**  
**NO. DE CONTROL G08071234**  
**PRESENTE**

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su examen de grado de Maestría en Ingeniería Eléctrica, el cual está integrado por los siguientes catedráticos:

PRESIDENTE :	DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE
SECRETARIO :	M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
VOCAL :	M.C. HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS
SUPLENTE :	M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
DIRECTOR DE TESIS :	DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE
CO-DIRECTOR DE TESIS	M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ

Se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

**"CONVERTIDOR MATRICIAL TIPO PUENTE COMPLETO"**

Es muy satisfactorio para esta División compartir con Usted el logro de esta meta, esperando que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

**ATENTAMENTE**

"POR MI PATRIA Y POR MI BIEN"®

**DRA. ADRIANA ISABEL REYES DE LA TORRE**  
**JEFA DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS**  
**DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



c.c.p.- Archivo  
Minuta

AIRT 'REG' Minuta\*



Ave. 1° de Mayo y Sor Juana I. de la Cruz Col. Los Mangos, C.P. 89440 Cd. Madero, Tam.  
Tel. (833) 357 48 20. e-mail: itcm@itcm.edu.mx  
www.itcm.edu.mx



# *Dedicatoria*

*A mis padres por apoyarme en el transcurso de la  
maestría.*

*Y a todos mis amigos.*

# *Agradecimientos*

A mi familia por haberme apoyado en el transcurso de la maestría ya que son un gran apoyo para mí.

A mis amigos que también apoyaron de alguna forma, debido a que intercambiábamos consejos útiles para aprobar las materias de la maestría y con los que convivía durante toda la semana.

Un gran agradecimiento al maestro Aarón González Rodríguez, ya que él tuvo buenas ideas para poder ejecutar el proyecto, también por ser un gran maestro debido a su forma de enseñar que facilita el aprendizaje.

A Dios.

A todos los maestros de la maestría en ingeniería eléctrica.

# **Convertidor Matricial Tipo Puente Completo.**

## **Resumen**

Presenta: Eduardo Daniel Delgado Madrigales

Asesor: M.C. Aarón González Rodríguez

Se presenta un trabajo en cual se elaboró un convertidor de CA-CA y este tiene en su salida la frecuencia de 120 Hz y 60 Hz. Su entrada es una frecuencia de 60 Hz y un voltaje máximo de 127 Volts RMS a 220 Volts RMS

Primero se hacen pruebas donde la fuente de CA es un transformador reductor con un voltaje de entrada 127 Volts y 9 Volts en su salida a una corriente de 500 mA, por seguridad y no estropear dispositivos electrónicos. Ya que se haya logrado un funcionamiento y desempeño seguro con el transformador se conecta a la red eléctrica con un voltaje de 127 Volts RMS, 60 Hz.

Los semiconductores que se usaron en la etapa de potencia son MOSFETs gracias a su versatilidad de pasar de un estado OFF-ON (Corte- Saturación) e inverso ON-OFF(saturación-Corte).

Ya que los SCR no tienen esa capacidad nata ya que hay que agregar más circuitería para poder hacer eso.

Obviamente se muestran también las demás etapas que conforman el convertidor, etapa de control, etapa de aislamiento y acoplamiento.

También se muestran las formas de onda de salida con carga resistiva e inductiva del convertidor.

# **Full Bridge Type Matrix Converter.**

## **Abstract**

Presents: Eduardo Daniel Delgado Madrigales

Advisor: M.C. Aarón González Rodríguez

A work is presented in which an AC-AC converter was been developed and this have a frequency of 120 Hz and 60 Hz at its output. Its input be a frequency of 60 Hz and a maximum voltage of 127 Volts RMS at 220 Volts RMS

First tests are made where the AC source is a step-down transformer with an input voltage of 127 Volts and 9 Volts in its output at a current of 500 mA, for safety and not to damage electronic devices. Once safe operation and performance has been achieved with the transformer, it is connected to the power grid with a voltage of 127 Volts RMS, 60 Hz.

The semiconductors that be used in the power stage be MOSFETs thanks to their versatility of going from an OFF-ON (Cut-Saturation) and an ON-OFF state.

Since the SCRs do not have that natural ability you have to add more circuitry to be able to do that.

Obviously it also shows the other stages that make up the converter, control stage, isolation and coupling stage.

It also shows the output waveforms with resistive and inductive load of the converter.

# Contenido

<b>DEDICATORIA</b> .....	<b>I</b>
<b>AGRADECIMIENTOS</b> .....	<b>II</b>
<b>RESUMEN</b> .....	<b>III</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>IV</b>
<b>CONTENIDO</b> .....	<b>V</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	<b>VII</b>
<b>LISTA DE TABLAS</b> .....	<b>X</b>
<b>CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>1</b>
<b>1.1. ANTECEDENTES DEL PROBLEMA</b> .....	<b>2</b>
<b>1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA</b> .....	<b>4</b>
<b>1.3. JUSTIFICACIÓN</b> .....	<b>4</b>
<b>1.4. OBJETIVOS</b> .....	<b>5</b>
<b>1.4.1. Objetivo general</b> .....	<b>5</b>
<b>1.4.2. Objetivos específicos</b> .....	<b>5</b>
<b>1.5. HIPÓTESIS</b> .....	<b>5</b>
<b>1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES</b> .....	<b>5</b>
<b>1.6.1 Alcances</b> .....	<b>5</b>
<b>1.6.2. Limitaciones</b> .....	<b>5</b>
<i>Referencias capítulo 1</i> .....	<b>6</b>
<b>CAPÍTULO 2 : MARCO TEÓRICO</b> .....	<b>7</b>
<b>2.1. Convertidores</b> .....	<b>8</b>

<b>2.2. Convertidor de ciclo.....</b>	<b>8</b>
<b>2.3. Semiconductores de potencia. ....</b>	<b>9</b>
2.3.1. Tiristores.....	10
2.3.2. SCR. ....	10
2.3.3. Formas de onda de un SCR. ....	11
2.3.4. MOSFET.....	13
2.3.5. IGBT. ....	16
2.3.6. Diodo rectificador. ....	18
<b>2.5. Motor eléctrico. ....</b>	<b>20</b>
2.5.1. Motor de inducción Monofásico. ....	20
<b>2.6. Relación voltaje-frecuencia en un motor de corriente alterna. ....</b>	<b>21</b>
<b>2.7 Etapa de acoplamiento.....</b>	<b>22</b>
<b>7.8. Microcontrolador.....</b>	<b>23</b>
<i>Referencias capítulo 2</i> .....	<b>25</b>
<b><i>CAPÍTULO 3: DISEÑO DEL CONVERTIDOR MATRICIAL MONOFÁSICO.</i></b> .....	<b>26</b>
<b>3.1. Análisis del convertidor para optar su armado.....</b>	<b>27</b>
<b>3.2. Etapa de potencia. ....</b>	<b>28</b>
3.2.1 Topología usada en la etapa de potencia. ....	28
<b>3.3. Explicación teórica del funcionamiento de la etapa de potencia para generar 120Hz. ....</b>	<b>30</b>
<b>3.4. Explicación teórica del funcionamiento de la etapa de potencia para generar 60Hz. ....</b>	<b>34</b>
<b>3.4. Etapa de control del convertidor matricial .....</b>	<b>35</b>
3.4.1. Dispositivos que conforman el cruce por cero.....	37
3.4.2. Amplificador operacional TL084. ....	37
3.4.3. Transistor NPN BC547.....	38
3.4.4. Funcionamiento del detector de cruce por cero. ....	39
3.4.5. Desfasador. ....	41
3.4.6. El Microcontrolador Atmega328p. ....	46



3.4.7. Explicación del programa del microcontrolador para generar 120 Hz.....	48
3.4.8. Programa del microcontrolador para generar 60 Hz.....	54
3.5. Etapa de acoplamiento del convertidor matricial monofásico. ....	57
3.5.1. Convertidor CD-CD RI-1212S como fuente flotante.....	61
3.5.3 Optoacoplador 4N25.....	63
3.4. Etapa de potencia del convertidor monofásico tipo puente completo. ....	63
3.5.4. MOSFET IRFP460. ....	64
3.5.5. Diodo rectificador 6A10. ....	65
<i>Referencias capítulo 3</i> .....	66
<b><i>CAPÍTULO 4: CONSTRUCCIÓN DEL CONVERTIDOR MATRICIAL TIPO PUENTE COMPLETO Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.</i></b> .....	67
4.1. Diseño del circuito impreso.....	68
4.2. Resultados experimentales.....	69
<b><i>CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES.</i></b> .....	75
5.1 Conclusiones.....	76
<b><i>CAPÍTULO 6: ANEXOS.</i></b> .....	77
<i>Apendice A</i> .....	78

## *Lista de figuras*

<b>Figura 1.1</b> Cicloconvertidor monofásico. [2] .....	2
Figura 1.2 Señal de entrada, ángulos de disparo del SCR y señal equivalente de salida. ....	3
Figura 2.1 Símbolo esquemático y nombres de las terminales de un SCR. ....	10
Figura 2.2 Relación de circuito entre el suministro de voltaje, un SCR y la carga. ....	11

<b>Figura 2.3</b> Formas de onda del voltaje VAK en las terminales del SCR b) voltaje de carga para un ángulo de retardo de disparo de 60°, ángulo de conducción de 120°.	13
Figura 2.4 Estructura del MOSFET. La compuerta está separada del cuerpo por medio de una capa de aislante (blanco).	14
Figura 2.5 Se forma un canal de tipo N al lograr la inversión del sustrato, y la corriente fluye de drenador a surtidor.	15
<b>Figura 2.6</b> La región blanca indica que no existen portadores libres en esta zona, debido a que los electrones son repelidos del canal.	16
<b>Figura 2.7</b> Corte transversal de un IGBT.	17
<b>Figura 2.8</b> a) Circuito equivalente del IGBT b) Circuito simplificado del IGBT.	17
<b>Figura 2.9</b> Diodo: a) símbolo, b) característica $i-v$ c) característica idealizada, d) recuperación inversa $t_{rr}$ .	18
Figura 2.10 Curvas par-velocidad para velocidades por debajo de la velocidad base, suponiendo que el voltaje de línea disminuye linealmente con la frecuencia.	22
Figura 3.1 Interruptor bidireccional conformado por 2 diodos y 2 MOSFETs. con sus debidas conexiones.	28
Figura 3.2 Topología del convertidor matricial usada, se muestra los 4 interruptores bidireccionales, conformado por 8 MOSFETs canal N de enriquecimiento y 8 diodos.	29
Figura 3.3 Funcionamiento de la topología para generar los 120 Hz.	30
Figura 3.4 Voltaje de salida teórico del convertidor.	31
Figura 3.5 Voltaje de entrada del convertidor.	32
Figura 3.6 Secuencia de pulsos que activaran a los MOSFETs para generar la frecuencia de 120Hz.	33
Figura 3.7 Forma de onda de salida de 60 Hz.	34
Figura 3.8 Secuencia de pulsos que activarán a los MOSFETs para generar la frecuencia de 60Hz.	35
Figura 3.9 Etapa de control del convertidor.	36
Figura 3.10 Valores de Voltaje máximos del TL084. [1]	37
Figura 3.11 Distribución de pines del TL084. [1]	38
Figura 3.12 Distribución de pines del BC547 y símbolo con sus nombres de las terminales. [2]	38
Figura 3.13 Cruce por cero empleado en el circuito.	39
<b>Figura 3.14</b> Señal resultante del amplificador operacional comparada con la señal del transformador.	40
<b>Figura 3.15</b> Señal resultante (Vot0) del BC547 comparada con la señal del transformador. Se ve que está en fase con el ciclo positivo de la onda senoidal.	41
<b>Figura 3.16</b> Circuito desfasador. $R_{17}=R_i$ , $R_{14}$ y $R_{19}$ son las resistencias del mismo valor, $C_3=C_i$ , $R_{15}$ es la resistencia de carga.	43
Figura 3.17 Desfasamiento de onda de aproximadamente 90°.	44
Figura 3.18 Circuito Desfasador y detector de cruce por cero.	45
<b>Figura 3.19</b> Señal del transformador comparada con el voltaje Vot2.	45
Figura 3.20 Señales Vot0 y Vot2 adaptadas para el microcontrolador.	46
<b>Figura 3.21</b> Configuración de pines del Atmega328p. [5]	47

<b>Figura 3.22</b> Señales generadas por el Atmega328p. PB0 y PB1 solo se pudieron capturar dos pulsos debido a que el osciloscopio es de 2 canales.....	49
<b>Figura 3.23</b> Señal del pin PB0 comparada con la señal del transformador.....	50
<b>Figura 3.24</b> Señal del pin PB1 comparada con la señal del transformador.....	51
<b>Figura 3.25</b> Señal del pin PB2 comparada con la señal del transformador.....	52
Figura 3.26 Señal del pin PB3 comparada con la señal del transformador.....	53
<b>Figura 3.27</b> Señales generadas por el Atmega328p. PB0 y PB1 con el retraso de 100 $\mu$ s.....	54
Figura 3.28 Micro controlador con arreglo anti ruido e interruptor para cambio de función.....	55
<b>Figura 3.29</b> Señales generadas por el Atmega328p. PB0 y PB3 con el retraso de 100 $\mu$ s. para generar la onda de 60 Hz.....	56
Figura 3.30 Etapa de acoplamiento y aislamiento del convertidor matricial.....	58
Figura 3.31 Fuente A RI-1212s conectada al optoacoplador para aislar la etapa de potencia con la de control.....	60
Figura 3.32 Fuente flotante.....	61
Figura 3.33 Distribución de pines del RI-1212S.....	61
Figura 3.34 Etapa de potencia del convertidor matricial.....	64
<b>Figura 3.35</b> De lado izquierdo de la imagen encapsulado TO-247, del lado derecho de la imagen símbolo de un MOSFET canal tipo N de enriquecimiento.....	65
Figura 3.36 Apariencia física del diodo rectificador 6A10.....	65
<b>Figura 4.1</b> Interface del PROTESUS 8 PROFESIONAL para desarrollar de esquemáticos (Etapa de control).....	68
<b>Figura 4.2</b> Interface del PROTESUS 8 PROFESIONAL para el desarrollo de circuito impreso, Etapa de potencia.....	68
<b>Figura 4.3</b> Forma de onda con frecuencia de 120 Hz, carga resistiva con transformador como fuente de CA.....	69
Figura 4.4 Forma de onda con frecuencia de 60 Hz, carga resistiva con Transformador como fuente de CA. Después de que se probó satisfactoriamente el funcionamiento del convertidor con el transformador se procedió con utilizar la toma de 127 volts y 60 Hz de CFE como fuente de CA..	70
<b>Figura 4.5</b> Forma de onda con frecuencia de 120 Hz con carga resistiva, utilizando como fuente de CA la toma de corriente de 127 Volts y 60hz.....	71
Figura 4.6 Forma de onda con frecuencia de 60 Hz con carga resistiva, utilizando como fuente de CA la toma de corriente de 127 Volts y 60hz.....	72
Figura 4.7 Forma de onda con frecuencia de 120 Hz con carga inductiva, utilizando como fuente de CA la toma de corriente de 127 Volts y 60hz. Se puso una carga resistiva de 40 watts en paralelo para evitar la patada de la bobina.....	73
Figura 4.8 Forma de onda con frecuencia de 60 Hz con carga inductiva, utilizando como fuente de CA la toma de corriente de 127 Volts y 60hz. Se puso una carga resistiva de 40 watts en paralelo para evitar la patada de la bobina.....	74

# *Lista de tablas*

<b>Tabla 3.1</b> Características eléctricas del RI-1212S. [6] .....	62
<b>Tabla 3.2</b> Características eléctricas del IRFP460.[8] .....	64

# *Capítulo* **1**

---

## *Introducción*

El presente capítulo muestra una introducción al trabajo desarrollado en el cual se muestra los antecedentes del problema, el planteamiento del problema, la justificación del mismo, así como los objetivos, la hipótesis, los alcances y las limitaciones.

## 1.1. ANTECEDENTES DEL PROBLEMA.

La electrónica de potencia se basa principalmente en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. Con el desarrollo de la tecnología de los semiconductores de potencia, las capacidades de manejo de potencia y la rapidez de conmutación de los dispositivos ha mejorado en forma considerable. [1]

Un cicloconvertidor es un Convertidor estático de potencia que convierte un voltaje AC, como es el suministro que ofrece la red eléctrica, a otro voltaje AC sin la necesidad de una etapa intermedia de CC. La amplitud y la frecuencia del voltaje de entrada tienden a ser fijas, mientras que tanto la amplitud como la frecuencia del voltaje de salida pueden ser variables dependiendo del control.[2]

El esquema tradicional de un cicloconvertidor monofásico se muestra en la figura 1.1.

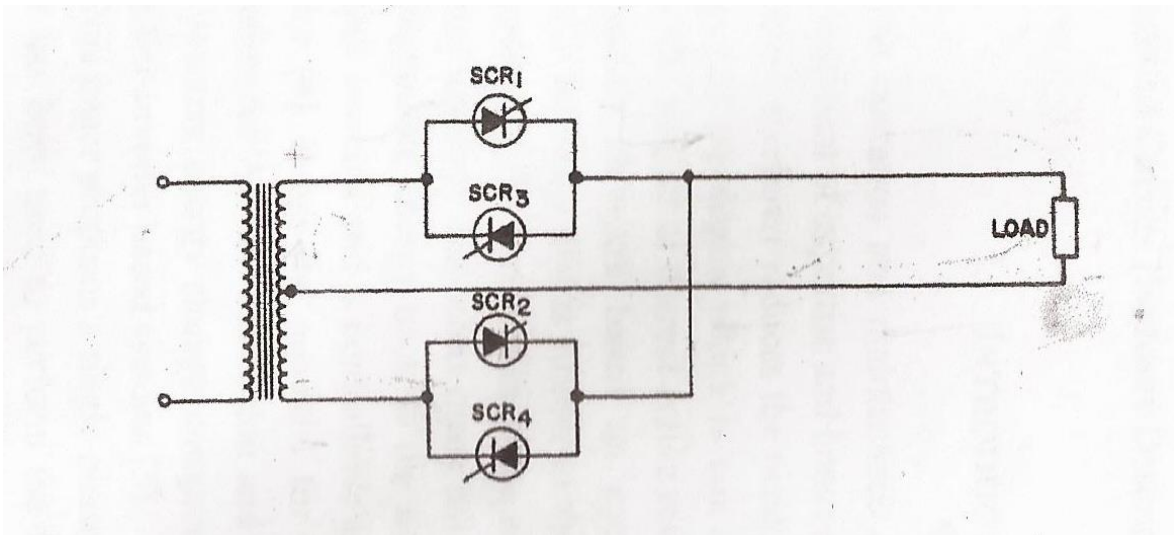


Figura 1.1 Cicloconvertidor monofásico. [2]

En el circuito mostrado en la figura 1.1 se detalla un cicloconvertidor monofásico con tiristores SCR's. Contiene 4 SCR's en conjuntos de pares. Colocados en antiparalelo. [2]

El funcionamiento es el siguiente, cuando el ciclo positivo de la onda senoidal polarice directamente el ánodo de  $SCR_1$  y este se dispara a un ángulo específico, la carga tendrá un voltaje positivo con respecto a la derivación central del transformador. [2]

Cuando el ciclo negativo polarice directamente el ánodo del  $SCR_2$ , éste puede ser disparado en el ángulo deseado, esto ocasionará que haya un voltaje positivo en la carga, Teniendo como referencia el devanado central del transformador. [2]

Para obtener un voltaje negativo en la carga. Cuando el ciclo negativo polarice directamente el cátodo del  $SCR_3$ , y se dispare en un ángulo específico, la carga tendrá un voltaje negativo, con respecto a la derivación central. [2]

Por último, durante el ciclo positivo, el cátodo del  $SCR_4$  tendrá un potencial negativo con respecto al devanado central del transformador, siendo polarizado directamente y si es disparado, para que conduzca la carga tendrá un voltaje negativo.

Explicando el funcionamiento del cicloconvertidor, se obtiene como resultado que, se puede controlar la polarización de la carga. También se puede variar el voltaje RMS, gracias a los ángulos de disparos de conducción del SCR. Y por último la frecuencia, solo que es más baja que la de la entrada.[2]

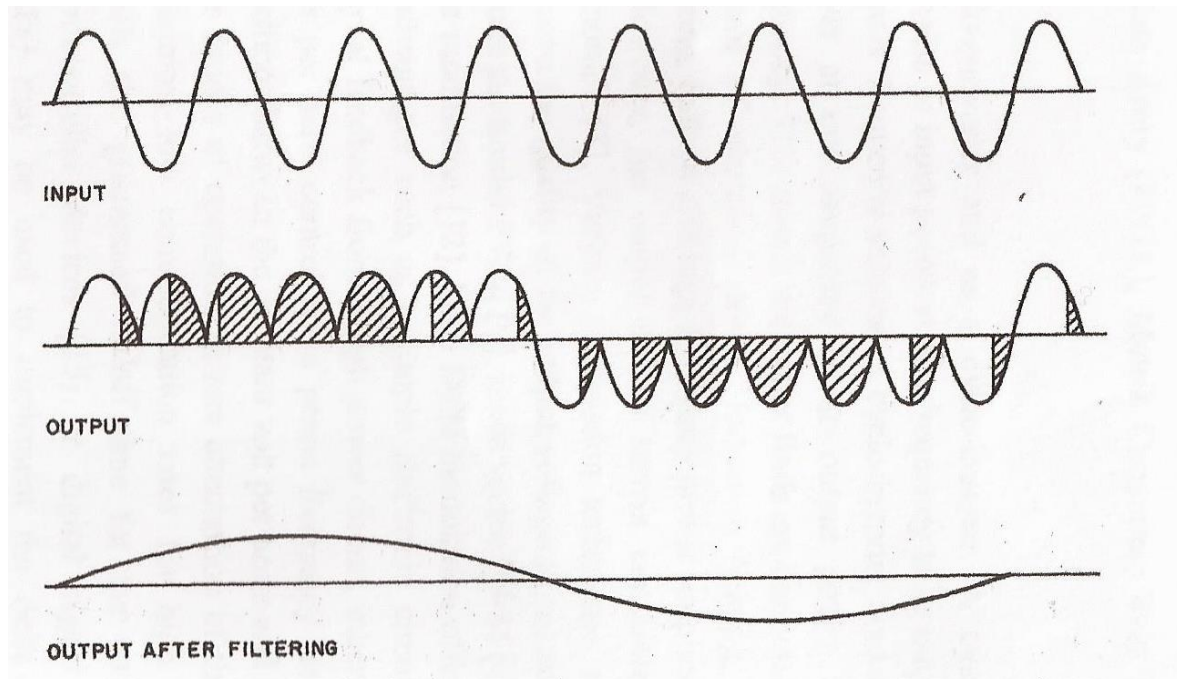


Figura 1.2 Señal de entrada, ángulos de disparo del SCR y señal equivalente de salida.

## **1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.**

En el esquema de la figura 1.1 se tienen dos circunstancias que se podrían mejorar: Una es que la frecuencia a la salida del cicloconvertidor, solo puede ser más baja, que la frecuencia de la línea de alimentación, en virtud de su principio de funcionamiento ya explicado anteriormente.

La segunda es el uso de SCR's ; los cuales son dispositivos antiguos y controlables solamente del estado de no conducción al de conducción, éstos pueden ser sustituidos por semiconductores de potencia más modernos y completamente controlables, como los MOSFETs o los IGBT's .

Lo anterior, por supuesto, requerirá de un nuevo esquema en el circuito de potencia, y también en el correspondiente circuito de control Llamado convertidor Matricial.

## **1.3. JUSTIFICACIÓN.**

En muchas de las industrias, en alguna parte de su proceso, es frecuente encontrar motores eléctricos a los cuales se necesita variar su velocidad. Para ello, se debe disponer de un circuito de potencia de CA controlado en frecuencia o de frecuencia variable.

Una opción ampliamente usada es el uso de inversores (convertidores estáticos de potencia de CD-CA), alimentados por una fuente de corriente directa obtenida por rectificación y filtrado de una fuente de corriente alterna primaria.

Una segunda opción, con menos componentes de semiconductores de potencia y más económica, es el uso del cicloconvertidor, el cual entrega a su salida una corriente alterna de una frecuencia diferente a la de la corriente alterna primaria, sin pasar por una conversión intermedia de CA-CD y su correspondiente filtrado.

La ventaja que presenta la opción del inversor, es que la frecuencia en su salida puede ser mayor que la de la entrada.

Con el diseño del convertidor matricial que se pretende realizar en este proyecto, esta ventaja existiría, lo cual, justifica su desarrollo.



## **1.4. OBJETIVOS.**

### **1.4.1. Objetivo general.**

Diseñar un convertidor matricial (convertidor de C.A a C.A), capaz de proporcionar en la carga una corriente alterna de frecuencia mayor a la de la fuente de alimentación de CA de entrada.

### **1.4.2. Objetivos específicos.**

1.- Sustituir los SCR's tradicionales en un convertidor matricial por dispositivos semiconductores de potencia totalmente controlables.

2.-Diseñar el circuito de control correspondiente para activar o desactivar a los dispositivos de potencia.

## **1.5. HIPÓTESIS.**

Es posible desarrollar un convertidor de CA a CA matricial, capaz de convertir una fuente de entrada eléctrica de CA, de frecuencia y voltajes constantes, a una fuente de CA de frecuencia mayor en su salida.

Los motores de corriente alterna pueden cambiar la velocidad de giro con un convertidor de ciclo si lo que se necesita es tener un motor que trabaje a velocidades distintas y mayores a la proporcionada por la red eléctrica.

## **1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES.**

### **1.6.1 Alcances.**

El presente proyecto incluye el diseño de un convertidor matricial con la característica, ya mencionada de proporcionar una frecuencia superior a la fuente de alimentación de C.A y así como, la implementación de un prototipo del mismo.

### **1.6.2. Limitaciones.**

La fuente de alimentación será de 60 Hz y proveniente de un transformador reductor de voltaje cuyo primario irá conectado a una línea convencional de 127 volts. La carga estará representada por una resistencia y un inductor.

# *Referencias capítulo 1*

[1] H. Rashid, Muhammad. *Electrónica de potencia circuitos, dispositivos y aplicaciones*. 3ª edición, Pearson Educación, 2004.

[2] D.R Grafham, J.C. Hey. SCR Manual, FIFTH EDITION general electric company 1972.

# *Capítulo* **2**

---

---

## *Marco teórico*

En este capítulo se presentan los fundamentos teóricos para el desarrollo de este proyecto, cómo están formados los semiconductores usados y elementos reactivo y de control.

## **2.1. Convertidores.**

Un convertidor de energía es un sistema o equipo electrónico que tiene por objetivo la conversión de energía eléctrica entre dos formatos diferentes. Por ejemplo, obtener corriente continua a partir de corriente alterna. El concepto inicial de convertidor puede extenderse para incluir aspectos como: eficiencia, reversibilidad, volumen o tecnología por citar las más importantes. [1]

Esta conversión de energía se lleva a cabo por circuitos denominados convertidores de potencia. Dichos convertidores están clasificados por.[1]

1.-Convertidores CA/CD o rectificadores. Este tipo de convertidores transforman corriente alterna, monofásica o trifásica, en continua.

2.- Convertidores CD/CD. Este tipo de convertidores transforman un determinado valor de corriente continua de entrada en uno distinto de salida. [1]

3.-Convertidores CD/CA. Este tipo de convertidores reciben también el nombre de inversores. Básicamente, realizan una conversión de corriente continua en corriente alterna, con la posibilidad de poder controlar tanto la frecuencia como el valor eficaz de la tensión o intensidad de salida. [1]

4.-Convertidores CA/CA. Este tipo de convertidores se utilizan ampliamente en el diseño de arrancadores suaves para reducir la intensidad demandada durante el arranque de los motores de inducción. En su estructura de control más básico, su función es modificar el valor eficaz de la tensión de entrada, conservando su frecuencia, aunque también puede conseguir una tensión de salida con una frecuencia submúltiplo de la de entrada. En este último caso reciben el nombre específico de cicloconvertidores. [1]

## **2.2. Convertidor de ciclo.**

Es un dispositivo capaz de convertir corriente alterna con una frecuencia determinada a corriente alterna con una frecuencia menor a la inicial, cambiándola de manera directa sin un enlace intermedio de conexión, regulando además la cantidad de voltaje de salida que se entrega a la carga. El convertidor de ciclo es un convertidor CA a

CA directo ya que no necesita una etapa intermedia (conversión de CA a CD y luego CD a CA) para lograr su conversión.

La mayor parte de los convertidores de ciclo tienen conmutación natural, y la frecuencia máxima de salida se limita a un valor que solo es una fracción de la frecuencia de la fuente. En consecuencia, la principal aplicación de los convertidores de ciclo se da en el control a baja velocidad de grandes motores de CA de hasta 15000 kW, con frecuencias de 0 a 20Hz., donde es preciso variar la amplitud de la tensión proporcionalmente a la frecuencia.

Actualmente, la conversión de energía de CA a CA usa interruptores de semiconductores de dos formas diferentes: 1) en dos etapas (CA a CD y posteriormente de CD a CA) con una conexión a un convertidor de CD. 2) en una etapa (CA a CA) llamados convertidores de ciclo. Los convertidores de ciclo son usados en aplicaciones que requieren gran potencia. Estos usualmente ocupan tiristores para el control de fase debido a su doble función como rectificador y como interruptor.[1]

### **2.3. Semiconductores de potencia.**

El desarrollo de los convertidores electrónicos de potencia está ligado al desarrollo de los dispositivos de estado sólido con que se construyen. A pesar de que la historia de la electrónica de potencia comenzó hacia el año 1900 con el desarrollo del rectificador de arco de mercurio, no fue hasta la década de los años cincuenta cuando comienza un desarrollo espectacular motivado por la invención del transistor de silicio en los laboratorios Bell de la mano de Bardeen, Brattain y Shockley, que recibieron el premio Nobel de física por ello. A partir de este hito fundamental se producen otros de gran importancia como el desarrollo del tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR) en 1956. A partir de esta década, la electrónica de potencia va a estar dominada casi exclusivamente por la electrónica de estado sólido. A pesar de que hoy en día existe una gran variedad de tecnologías de

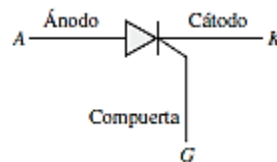
conmutación de potencia para la fabricación de convertidores, todas ellas persiguen el mismo objetivo, que puede resumirse en las características que presenta un elemento ideal.[2]

### 2.3.1. Tiristores.

Tanto los TRIACs como los SCRs son miembros de la familia de los tiristores. El término tiristor abarca todos los dispositivos semiconductores que muestran un comportamiento de ENCENDIDO-APAGADO inherente, contrario a permitir el cambio gradual en la conducción. Todos los tiristores son dispositivos de conmutación regenerativos que no pueden funcionar de una manera lineal. Por tanto, un transistor no es un tiristor debido a que, a pesar de que puede operar como ENCENDIDO-APAGADO, ésta no constituye su naturaleza inherente; para un transistor es posible operar de modo lineal.[2]

### 2.3.2. SCR.

Un rectificador controlado de silicio (SCR, por sus siglas en inglés; Silicon-Controlled Rectifier) es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar corrientes más bien grandes a una carga. El símbolo esquemático para un SCR se muestra en la figura 2.1, junto con las abreviaciones y los nombres de sus terminales.

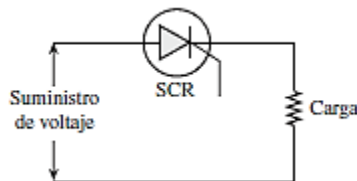


**Figura 2.1** Símbolo esquemático y nombres de las terminales de un SCR.

Un SCR actúa en gran parte como un interruptor. Cuando se enciende, se presenta una trayectoria de baja resistencia para el flujo de corriente del ánodo al cátodo; después actúa como un interruptor cerrado. Cuando se apaga, no puede fluir corriente del ánodo al cátodo, entonces actúa como un interruptor abierto. Debido a que se trata de un dispositivo de estado sólido, su acción de conmutación es muy rápida. El flujo de corriente promedio a una carga se puede controlar al colocar un SCR en serie con la carga. [2]

Si el voltaje de alimentación es CA, el SCR invierte una cierta parte del tiempo del ciclo en el estado encendido y el resto del tiempo en el estado apagado. Para una alimentación de 60 Hz de CA, el tiempo del ciclo es de 16.67 ms, el cual se divide entre el tiempo transcurrido en encendido y el tiempo transcurrido en apagado.

Como su nombre lo sugiere, el SCR es un rectificador, así que transfiere corriente sólo durante los medios ciclos positivos de la alimentación de CA. El medio ciclo positivo es el medio ciclo en el cual el ánodo del SCR es más positivo que el cátodo. Esto significa que el SCR de la figura 2.2 no se puede encender por más de la mitad del ciclo. Durante la otra mitad del tiempo del ciclo la polaridad del suministro es negativa, y esta polaridad negativa provoca que el SCR se polarice inversamente, lo cual impide que fluya corriente alguna a la carga. [2]



**Figura 2.2** Relación de circuito entre el suministro de voltaje, un SCR y la carga.

### 2.3.3. Formas de onda de un SCR.

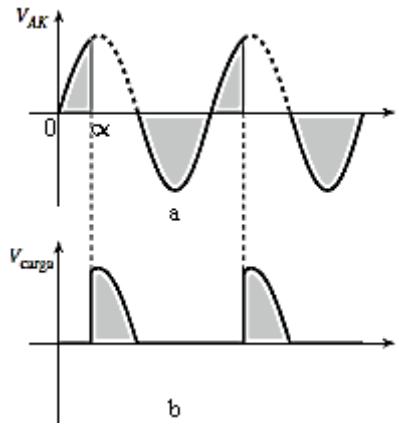
Los términos más utilizados para describir el funcionamiento de un SCR son el ángulo de conducción y ángulo de retardo de encendido. El ángulo de conducción es el número de grados de un ciclo CA, durante los cuales el SCR está encendido. El ángulo de retardo de encendido es el número de grados de un ciclo CA que transcurren antes de que el SCR se encienda. La figura 2.3 muestra la forma de onda para un circuito de control SCR para un ángulo de retardo de encendido. Se observa el momento en que el ciclo de CA comienza su alternancia positiva, el SCR se apaga. Por tanto, éste tiene un voltaje

instantáneo a través de sus terminales de ánodo a cátodo equivalente al voltaje de alimentación. Esto es justo lo que se observaría si se colocara un interruptor abierto dentro del circuito en lugar del SCR. Dado que el SCR bloquea totalmente el voltaje de alimentación, el voltaje a través de la carga ( $V_{carga}$ ) será cero durante este tiempo. La forma de onda en el rango de 0 a  $\alpha$  de la figura 2.3b ilustra este hecho. Al final del rango de 0 a  $\alpha$ , la figura 2.3a muestra el voltaje de ánodo a cátodo (VAK) descendiendo a cero después de cerca de un tercio del medio ciclo positivo; éste es el punto de  $\alpha = 60^\circ$ . Cuando VAK cae a cero, el SCR se habrá “disparado” o encendido. Por tanto, en este caso el ángulo de retardo de encendido es de  $60^\circ$ . Durante los siguientes  $120^\circ$  el SCR actúa como un interruptor cerrado sin voltaje alguno a través de sus terminales. El ángulo de conducción es  $120^\circ$ . La suma total del ángulo de retardo de encendido y el ángulo de conducción siempre es de  $180^\circ$ . [2]

La forma de onda del voltaje de carga de la figura 2.3b muestra que cuando el SCR se enciende, el voltaje de suministro es aplicado a la carga. El voltaje de carga entonces sigue al voltaje de suministro a través del resto del medio ciclo positivo, hasta que el SCR nuevamente se apaga. El apagado ocurre a medida que el voltaje de suministro atraviesa por cero.

En general, estas formas de onda muestran que antes de que el SCR se encienda, el voltaje de suministro completo se bloquea a través de las terminales del SCR, y la carga observa voltaje cero. Después de que el SCR se dispara, el voltaje de suministro total cae a través de la carga, y el SCR cae a voltaje cero. EL SCR se comporta justo como un interruptor de acción rápida. [2]



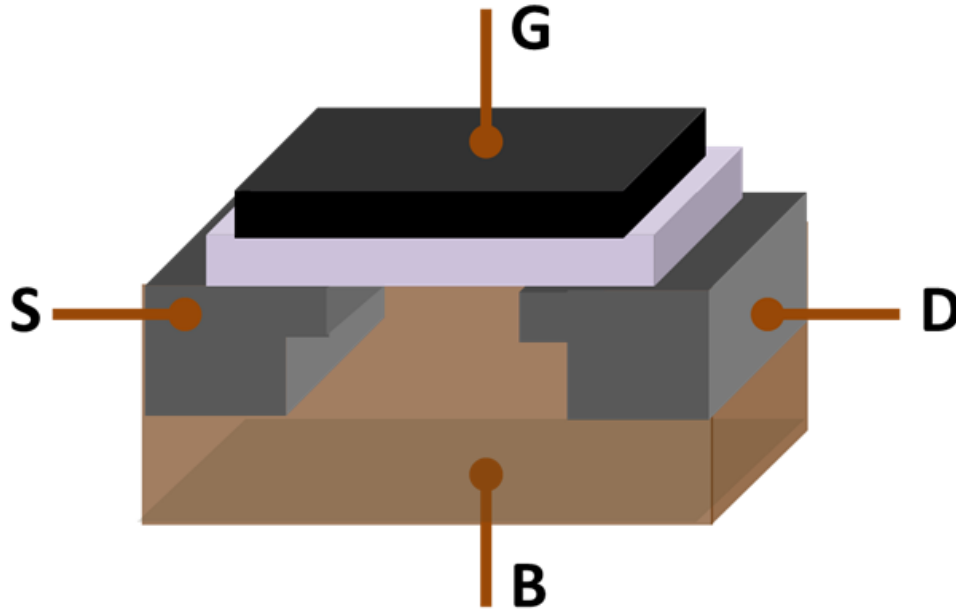


**Figura 2.3** Formas de onda del voltaje VAK en las terminales del SCR b) voltaje de carga para un ángulo de retardo de disparo de  $60^\circ$ , ángulo de conducción de  $120^\circ$ .

#### 2.3.4. MOSFET.

El transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor o MOSFET (en inglés Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor) es un transistor utilizado para amplificar o conmutar señales electrónicas.

El MOSFET es un dispositivo de cuatro terminales llamados surtidor (S), drenador (D), compuerta (G) y sustrato (B). Sin embargo, el sustrato generalmente está conectado internamente al terminal del surtidor, y por este motivo se pueden encontrar dispositivos MOSFET de tres terminales. La estructura del MOSFET se muestra en la figura 2.4.[8]



**Figura 2.4** Estructura del MOSFET. La compuerta está separada del cuerpo por medio de una capa de aislante (blanco).

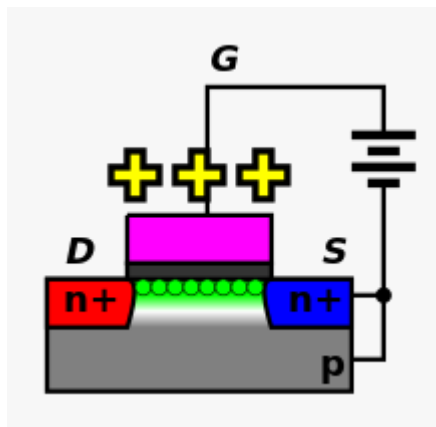
Existen dos tipos de transistores MOSFET, ambos basados en la estructura MOS. Los MOSFET de enriquecimiento se basan en la creación de un canal entre el drenador y el surtidor, al aplicar una tensión en la compuerta. La tensión de la compuerta atrae portadores minoritarios hacia el canal, de manera que se forma una región de inversión, es decir, una región con dopado opuesto al que tenía el sustrato originalmente. El término enriquecimiento hace referencia al incremento de la conductividad eléctrica debido a un aumento de la cantidad de portadores de carga en la región correspondiente al canal. El canal puede formarse con un incremento en la concentración de electrones (en un nMOSFET o NMOS), o huecos (en un pMOSFET o PMOS). De este modo un transistor NMOS se construye con un sustrato tipo p y tiene un canal de tipo n, mientras que un transistor PMOS se construye con un sustrato tipo n y tiene un canal de tipo p. [8]

Los MOSFET de empobrecimiento tienen un canal conductor en su estado de reposo, que se debe hacer desaparecer mediante la aplicación de la tensión eléctrica en la compuerta, lo cual ocasiona una disminución de la cantidad de portadores de carga y una disminución respectiva de la conductividad.

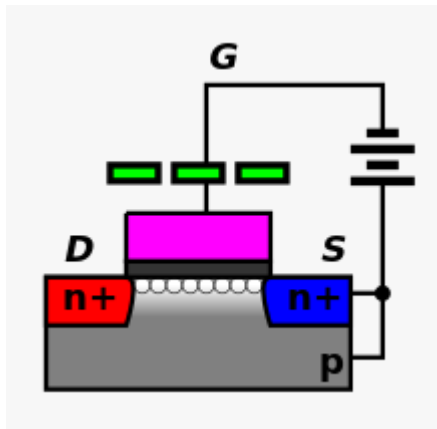
Un transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET) se basa en controlar la concentración de portadores de carga mediante un condensador MOS existente entre los electrodos del sustrato y la compuerta. La compuerta está localizada encima del

sustrato y aislada de todas las demás regiones del dispositivo por una capa de dieléctrico, que en el caso del MOSFET es un óxido, como el dióxido de silicio. Si se utilizan otros materiales dieléctricos que no sean óxidos, el dispositivo es conocido como un transistor de efecto de campo metal-aislante-semiconductor (MISFET). Comparado con el condensador MOS, el MOSFET incluye dos terminales adicionales (surtidor y drenador), cada uno conectado a regiones altamente dopadas que están separadas por la región del sustrato. Estas regiones pueden ser de tipo p o n, pero deben ser ambas del mismo tipo, y del tipo opuesto al del sustrato. El surtidor y el drenador (de forma distinta al sustrato) están fuertemente dopadas y en la notación se indica con un signo '+' después del tipo de dopado. [8]

Si el MOSFET es de canal N (NMOS) entonces las regiones de dopado para el surtidor y el drenador son regiones 'n+' y el sustrato es una región de tipo 'p'. Si el MOSFET es de canal p (PMOS) entonces las regiones de dopado para el surtidor y el drenador son regiones 'p+' y el sustrato es una región de tipo 'n'. El surtidor se denomina así porque es la fuente de los portadores de carga (electrones en el canal n, huecos en el canal p) que fluyen a través del canal; de forma similar, el drenador es el punto en el cual los portadores de carga abandonan el canal. [8]



**Figura 2.5** Se forma un canal de tipo N al lograr la inversión del sustrato, y la corriente fluye de drenador a surtidor.



**Figura 2.6** La región blanca indica que no existen portadores libres en esta zona, debido a que los electrones son repelidos del canal.

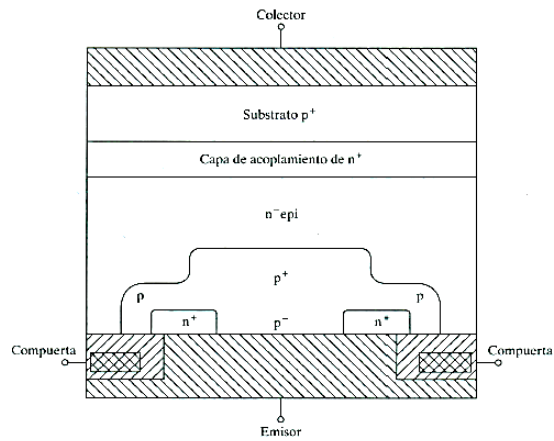
### 2.3.5. IGBT.

El transistor bipolar de compuerta aislada por sus siglas en inglés (Insulated Gate Bipolar Transistor) es un dispositivo semiconductor de potencia que combina las características del BJT y del MOSFET. Posee una alta impedancia de entrada, como los MOSFET y pocas pérdidas por conducción en estado activo, como los BJT. [1]

Un IGBT es un dispositivo controlado por voltaje, parecido a un MOSFET de potencia. Como en un MOSFET, para el encendido se hace positiva la compuerta con respecto al emisor, los portadores n son atraídos al canal p cerca de la región de la compuerta; esto produce una polarización en directa de la base del transistor npn, que con ello se enciende. Un IGBT sólo se enciende aplicándole un voltaje de compuerta positivo, para que los portadores n formen el canal, y se apaga eliminando el voltaje de compuerta, para que el canal desaparezca. Requiere un circuito de control muy simple. Tiene menores pérdidas de conmutación y de conducción que el BJT, y al mismo tiempo comparte muchas de las propiedades adecuadas de los MOSFET de potencia, como la facilidad de excitación de compuerta, corriente pico, buenas características y robustez. En forma inherente, un IGBT es más rápido que un BJT. Sin embargo, la velocidad de conmutación de los IGBT es menor que la de los MOSFET. [1]

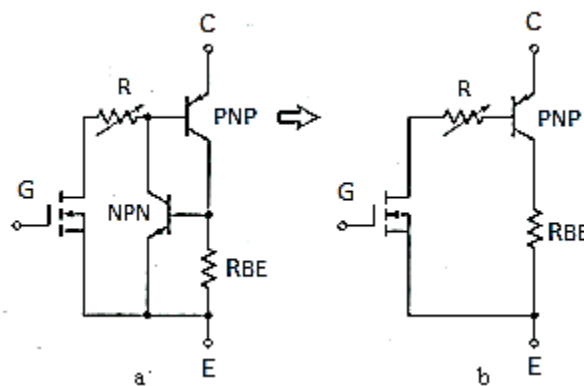
En la figura 2.7 se muestra la sección transversal de la estructura de silicio de un IGBT, que es idéntica a la de un MOSFET, a excepción del sustrato p+. Sin embargo, el

rendimiento de un IGBT se parece más al de un BJT que al de un MOSFET. Esto se debe al substrato  $p^+$ , causante de la inyección de portadores minoritarios en la región  $n$ . [1]



**Figura 2.7** Corte transversal de un IGBT.

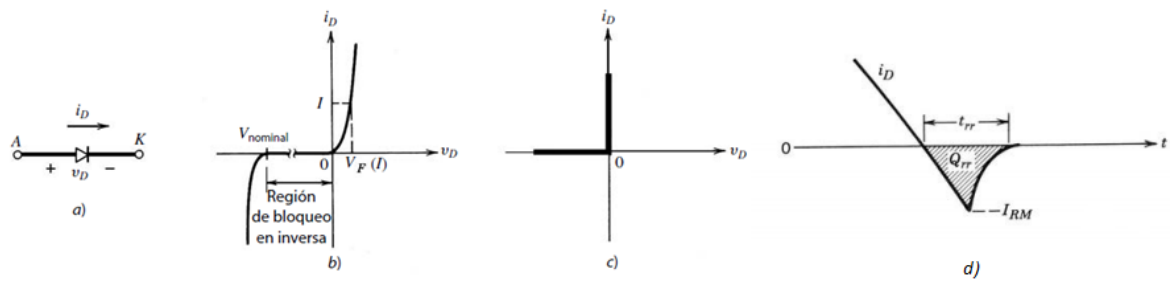
El circuito equivalente se muestra en la figura 2.8a que se puede simplificar al de la figura 2.8b



**Figura 2.8** a) Circuito equivalente del IGBT b) Circuito simplificado del IGBT.

### 2.3.6. Diodo rectificador.

Las figuras 2.9a y 2.9b muestran el símbolo de circuito para el diodo y su característica de estado permanente  $i$ - $v$ . Cuando el diodo está polarizado en directa, empieza a conducir con solo un pequeño voltaje en directo a través de él, que está en el orden de 1 V. Cuando el diodo está en polarización inversa, solo una corriente de fuga muy insignificante fluye a través del dispositivo hasta que se alcanza la tensión de ruptura inversa. En la operación normal, el voltaje de polarización inversa no debe alcanzar el punto de ruptura.



**Figura 2.9** Diodo: a) símbolo, b) característica  $i$ - $v$  c) característica idealizada, d) recuperación inversa  $t_{rr}$  .

En vista de una corriente de fuga muy pequeña en el estado de bloqueo (polarización inversa) y una pequeña tensión en el estado de conducción (polarización directa), en comparación con las tensiones y corrientes de operación en las que se usa el diodo, se puede idealizar la característica de  $i-v$  para el diodo, como se muestra en la figura 2.9c. Esta característica idealizada sirve para analizar la topología del convertidor, pero no se debe usar para el propio diseño del convertidor cuando se estiman, por ejemplo, los requisitos del disipador de calor para el dispositivo.

Al encenderlo, el diodo puede considerarse un interruptor ideal porque se enciende rápido en comparación con los transitorios en el circuito de energía. Sin embargo, al apagarlo, la corriente del diodo se invierte para un tiempo de recuperación inversa  $t_{rr}$ , como se indica en la figura 2.9d, antes de caer a cero. Esta corriente de recuperación inversa (negativa) es necesaria para barrer los portadores de exceso en el diodo y permitirle bloquear un voltaje de polaridad negativa. La corriente de recuperación inversa puede dar lugar a excesos de voltaje en circuitos inductivos. En la mayoría de los circuitos, esta corriente inversa no afecta la característica de entrada/salida del convertidor, así que el diodo también puede considerarse ideal durante el fenómeno transitorio de desconexión.

Según los requisitos de la aplicación, están disponibles varios tipos de diodos:

1. Diodos Schottky. Estos diodos se usan donde se requiere una caída baja de tensión directa (normalmente 0.3 V) en circuitos de tensión de salida muy baja. Estos diodos están limitados en su capacidad de tensión de bloqueo a 50 - 100 V.

2. Diodos de recuperación rápida. Estos diodos están diseñados para el uso en circuitos de alta frecuencia, en combinación con interruptores controlables donde se necesita un tiempo corto de recuperación inversa. En niveles de energía de varios cientos de voltios y varios cientos de amperios, estos diodos tienen un grado de  $t_{rr}$  de menos que unos cuantos milisegundos.

3. Diodos de frecuencia de línea. El voltaje de estado de encendido de estos diodos está diseñado para ser lo más bajo posible, y en consecuencia tienen tiempos  $t_{rr}$  más grandes, aceptables para aplicaciones de frecuencia de línea. Estos diodos están disponibles con magnitudes de voltaje de bloqueo de varios kilovoltios y magnitudes de corriente de varios kiloamperios. Además, se pueden conectar en serie y paralelo para satisfacer cualquier requisito de corriente. [10]

## **2.5. Motor eléctrico.**

El motor eléctrico es un dispositivo que transforma la energía eléctrica en energía mecánica por medio de la acción de los campos magnéticos generados en sus bobinas. Son máquinas eléctricas rotatorias compuestas por un estator y un rotor. [5]

### **2.5.1. Motor de inducción Monofásico.**

Los motores de inducción monofásicos son muy similares a los de inducción trifásica. Se componen de un rotor de jaula de ardilla y un estator. El estator tiene un devanado principal, el cual crea un juego de polos N, S. También tiene un devanado auxiliar más pequeño que sólo opera durante el breve periodo en que arranca el motor. El devanado auxiliar tiene el mismo número de polos que el devanado principal. [5]

La velocidad síncrona de todos los motores de inducción monofásicos está dada por la ecuación:

$$n_s = \frac{120 * f}{p} \quad (2.1)$$

Donde:

$n_s$  = velocidad síncrona [rpm]

$f$  = frecuencia de la fuente [Hz]

$p$  = número de polos



El rotor gira a una velocidad un poco menor que la síncrona, y el deslizamiento a plena carga es por lo general de 3 a 5 por ciento para motores de caballos de fuerza fraccionarios. [5]

## 2.6. Relación voltaje-frecuencia en un motor de corriente alterna.

Cuando se trabaja a velocidades inferiores a la velocidad base del motor es necesario reducir el voltaje aplicado a los terminales del estator. El voltaje aplicado debe disminuir linealmente con la disminución de la frecuencia. Este proceso se conoce como degradación (derating). Si esto no se hace, se satura el acero del núcleo del motor de inducción y fluyen corrientes de magnetización excesivas en las máquinas. [5]

Una justificación matemática se obtiene al calcular el flujo en el núcleo de un motor de inducción aplicando la ley de Faraday:

$$v(t) = -N_p \frac{d\phi}{dt} \quad (2.2)$$

Si se aplica un voltaje  $v(t) = V_m \sin(\omega t)$  al núcleo, el flujo  $\phi$  resultante es:

$$\phi(t) = \frac{1}{N_p} \int v(t) dt = \frac{1}{N_p} \int V_m \sin \omega t dt \quad (2.3)$$

$$\phi(t) = -\frac{V_m}{\omega N_p} \cos \omega t \quad (2.4)$$

Dónde:

$N_p$ = número de vueltas en la bobina

$d\phi$ = cambio de flujo dentro la bobina

$dt$ = intervalo de tiempo el cual cambia el flujo

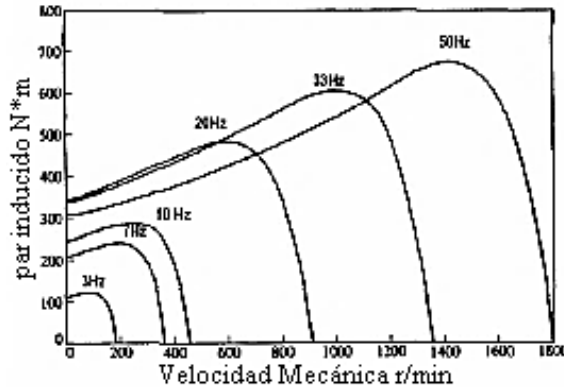
$\omega = 2\pi f$

$V_m$ = voltaje máximo

La frecuencia eléctrica aparece en el denominador de la ecuación 2.4 Entonces, si la frecuencia eléctrica aplicada al estator disminuye en 10%, mientras que la magnitud del voltaje aplicado al estator permanece constante, el flujo en el núcleo del motor se incrementa cerca del 10%, al igual que la corriente de magnetización. [5]

Cuando el voltaje aplicado a un motor de inducción varía linealmente con la frecuencia por debajo de la velocidad base, el flujo en el motor permanece aproximadamente constante. [5]

La figura 2.10 muestra una familia de curvas características par-velocidad del motor de inducción para velocidades menores que la velocidad base suponiendo que la magnitud del voltaje del estator varía linealmente con la frecuencia. [5]



**Figura 2.10** Curvas par-velocidad para velocidades por debajo de la velocidad base, suponiendo que el voltaje de línea disminuye linealmente con la frecuencia.

## 2.7 Etapa de acoplamiento.

Muchos sistemas digitales controlan a otros sistemas o realizan funciones de control tales que deben ser interconectados a una etapa de manejo de potencia, con base en TIRISTORES (TRIACs, SCR's, etc.) para actuar sobre cargas resistivas o inductivas en

sistemas de iluminación, o en procesos industriales o en control de velocidad de motores, entre otros.[7]

El manejo de potencia, es decir la manipulación de altas corrientes, de hasta varios centenares de amperios, implica el tener consideraciones de seguridad eléctrica para los operarios y de protección para el sistema digital.

Es deseable que la interconexión entre ambas etapas (la digital y la de potencia) se haga por un medio de acoplamiento que permita aislar eléctricamente los dos sistemas. Esto se puede lograr con los dispositivos llamados Opto acopladores, mediante los cuales se obtiene un acoplamiento óptico y, al mismo tiempo, un aislamiento eléctrico. Por ello también se les conoce como Optoaisladores. El acoplamiento se efectúa en el rango del espectro infra-rojo a partir de dispositivos emisores de luz, usualmente IRED (infra-rojo) LEDs (diodos emisores de luz), actuando como emisores y utilizando dispositivos detectores de luz (optodetectores), actuando como receptores.

La razón fundamental para llevar a cabo acoplamiento óptico y aislamiento eléctrico es por protección de la etapa o sistema digital ya que si ocurre un corto en la etapa de potencia, o cualquier otro tipo de anomalía eléctrica, el Optoacoplador protege toda la circuitería digital de control. [7]

## **7.8. Microcontrolador.**

Un microcontrolador (abreviado  $\mu C$ , UC o MCU) es un circuito integrado programable, capaz de ejecutar las órdenes grabadas en su memoria. Está compuesto de varios bloques funcionales, los cuales cumplen una tarea específica. Un microcontrolador incluye en su interior las tres principales unidades funcionales de una computadora: unidad central de procesamiento, memoria y periféricos de entrada/salida.[3]

Algunos microcontroladores pueden utilizar palabras de cuatro bits y funcionan a velocidad de reloj con frecuencias tan bajas como 4 kHz, con un consumo de baja potencia (mW o  $\mu W$  ). Por lo general, tendrá la capacidad de mantenerse a la espera de un evento como pulsar un botón o de otra interrupción; así, el consumo de energía durante el estado de reposo (reloj de la CPU y los periféricos de la mayoría) puede ser sólo de nW, lo que

hace que muchos de ellos sean muy adecuados para aplicaciones con batería de larga duración. Otros microcontroladores pueden servir para roles de rendimiento crítico, donde sea necesario actuar más como un procesador digital de señal (DSP), con velocidades de reloj y consumo de energía más altos.[3]

Cuando es fabricado el microcontrolador, no contiene datos en la memoria ROM. Para que pueda controlar algún proceso es necesario generar o crear y luego grabar en la EEPROM o equivalente del microcontrolador algún programa, el cual puede ser escrito en lenguaje ensamblador u otro lenguaje para microcontroladores; sin embargo, para que el programa pueda ser grabado en la memoria del microcontrolador, debe ser codificado en sistema numérico hexadecimal que es finalmente el sistema que hace trabajar al microcontrolador cuando éste es alimentado con el voltaje adecuado y asociado a dispositivos analógicos y discretos para su funcionamiento.[3]

## *Referencias capítulo 2*

- [1] H. Rashid, Muhammad. *Electrónica de potencia circuitos, dispositivos y aplicaciones*. 4ª edición, Pearson Educación, 2004.
- [2] Hart, Daniel. *Electrónica de potencia*. 1ª edición, Pearson Educación, 2001.
- [3] [https://ccrma.stanford.edu/~juanig/articles/pidht/pidtoot/Microcontroladores\\_Sistemas.html](https://ccrma.stanford.edu/~juanig/articles/pidht/pidtoot/Microcontroladores_Sistemas.html)
- [4] Chapman Stephen. *Máquinas eléctricas*. Tercera edición, McGraw Hill, 2000.
- [5] <http://ocw.unican.es/enseanzas-tecnicas/maquinas-electricas/materiales/convertidores.pdf>
- [6] Josep Bacells Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos. 2º edición Boixareu.
- [7] Maloney, Timothy j. *Electrónica industrial moderna*, tercera edición, Pearson educación, 2006.
- [8] <https://es.wikipedia.org/wiki/MOSFET>
- [9] <https://es.wikipedia.org/wiki/Inductor>
- [10] Ned Mohan, Tore M Undelan, Willian P. Robbins. *Electrónica de potencia convertidores aplicaciones y diseño*. Tercera Edición.

# Capítulo 3

---

## *Diseño del convertidor matricial monofásico.*

En este capítulo se describen las etapas que conforman el convertidor matricial monofásico tipo puente completo y también el funcionamiento de éstas. También se muestran resultados mediante imágenes capturadas por medio de un osciloscopio.

### **3.1. Análisis del convertidor para optar su armado.**

Antes del armado se recuerda que este es un proyecto de investigación en el que se planteó hacer un convertidor matricial, el cual tiene como objetivo duplicar la frecuencia de salida con respecto a la entrada, la entrada tendrá una frecuencia de 60 Hz y 127 Volts RMS.

El convertidor consta de 3 etapas principales: la etapa de control, etapa de acoplamiento, etapa de potencia.

En la etapa de potencia se usan por lo regular interruptores semiconductores los cuales antes eran muy común usar SCR ya que era una tecnología que estaba en su apogeo, ya con el tiempo salieron nuevos dispositivos semiconductores como lo son los MOSFETs e IGBT's, cabe mencionar que estos no pertenecen a la misma familia de los SCR los cuales son tiristores, la familia a la que pertenecen los MOSFET's e IGBT's son transistores los cuales para este trabajo presentan más ventajas o versatilidad y eso se traduce en menos componentes para el circuito que se usará. Ya que en esta etapa es la conversión de CA a CA.

Se debe también mencionar que la etapa de potencia que se usó una topología relativamente nueva, la cual se muestra más adelante, también se eligió usar MOSFETs en la etapa de potencia como interruptor ya que son más fácil de conseguir que los IGBT's.

La etapa de control es la encargada de activar y desactivar los interruptores MOSFETs en forma secuencial y específica, para poder generar la onda deseada a la salida del convertidor.

La etapa de acoplamiento es la encargada de aislar la etapa de control con la de potencia ya que la etapa de control se manejan voltajes pequeños de 5 a 12 V, y en la etapa de potencia voltajes que son cercanos a los 200 volts, ya que estos pueden dañar etapa de control, también otro punto es que la etapa de control se manipulará en algunas ocasiones para cambiar su función y es peligroso ya que se puede recibir una descarga eléctrica.

### 3.2. Etapa de potencia.

Se inicia con la etapa de potencia ya que en esta etapa se hace la conversión de CA a CA. Ya sabiendo cómo los interruptores se deben de activar y desactivar, el diseño de la etapa de control se facilita.

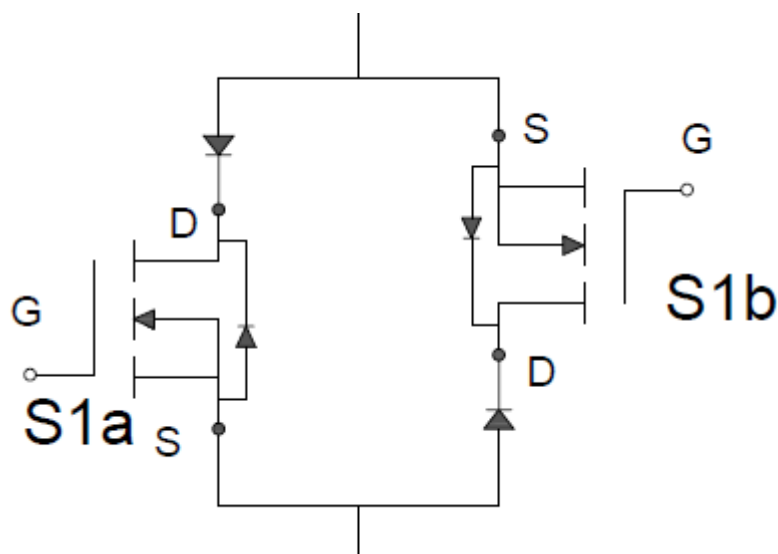
En la etapa de potencia se debe realizar una conversión en la cual consiste en duplicar la frecuencia de entrada, ya se mencionó que la frecuencia de entrada era 127 volts RMS y frecuencia de 60 Hz. Obviamente la forma de onda es una onda senoidal proporcionada por suministro de CFE.

También se optó por una segunda frecuencia que es la frecuencia original 60 Hz. Entonces el convertidor tendrá dos frecuencias de salida 60 Hz y 120 Hz.

#### 3.2.1 Topología usada en la etapa de potencia.

La etapa de potencia está conformada por 4 interruptores bidireccionales, que a su vez está formado por 2 interruptores unidireccionales.

Cada interruptor bidireccional está formado por 2 MOSFET's de canal N de enriquecimiento y dos diodos rectificador. Este arreglo se muestra en la figura 3.1. Mostrando las terminales de los MOSFET's con su respectiva letra G= Gate, D=Drain, S=Source.

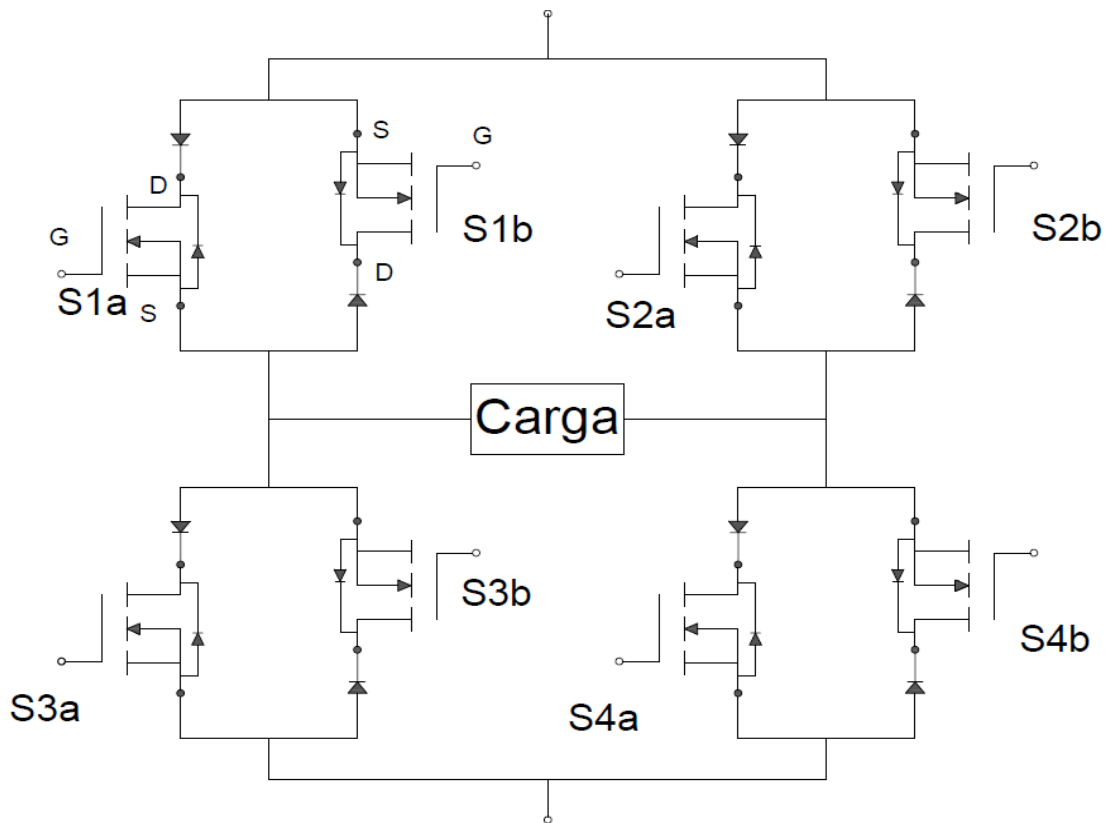


**Figura 3.1** Interruptor bidireccional conformado por 2 diodos y 2 MOSFETs. con sus debidas conexiones.



En la figura 3.1 se muestra el interruptor bidireccional, éste puede conducir la corriente en ambas direcciones, cada interruptor unidireccional lo integran un diodo y un MOSFET.

El interruptor S1a conduce cuando el diodo está polarizado directamente y en el MOSFET se le aplica un voltaje de 10 a 12 V a su compuerta (Gate) con respecto a source, como consecuencia el MOSFET entrará en estado de saturación, comportándose como un interruptor cerrado. Para que S1b conduzca se debe presentar las mismas condiciones quedando en claro que la corriente tiene un sentido invertido. Una vez que el voltaje de compuerta se deje de aplicar éste entrará en modo de corte abriendo el interruptor. Se debe tener cuidado con el manejo de los MOSFET ya que en las terminales Gate y Source presenta un capacitor parasito en paralelo, que puede dejar en estado de conducción al MOSFET. Se muestra en la figura 3.2 la topología de potencia del convertidor matricial



**Figura 3.2** Topología del convertidor matricial usada, se muestra los 4 interruptores bidireccionales, conformado por 8 MOSFETs canal N de enriquecimiento y 8 diodos.

### 3.3. Explicación teórica del funcionamiento de la etapa de potencia para generar 120Hz.

Se explica cómo los interruptores se activarán de modo secuencial para que el convertidor pueda generar la onda deseada de 120 Hz.

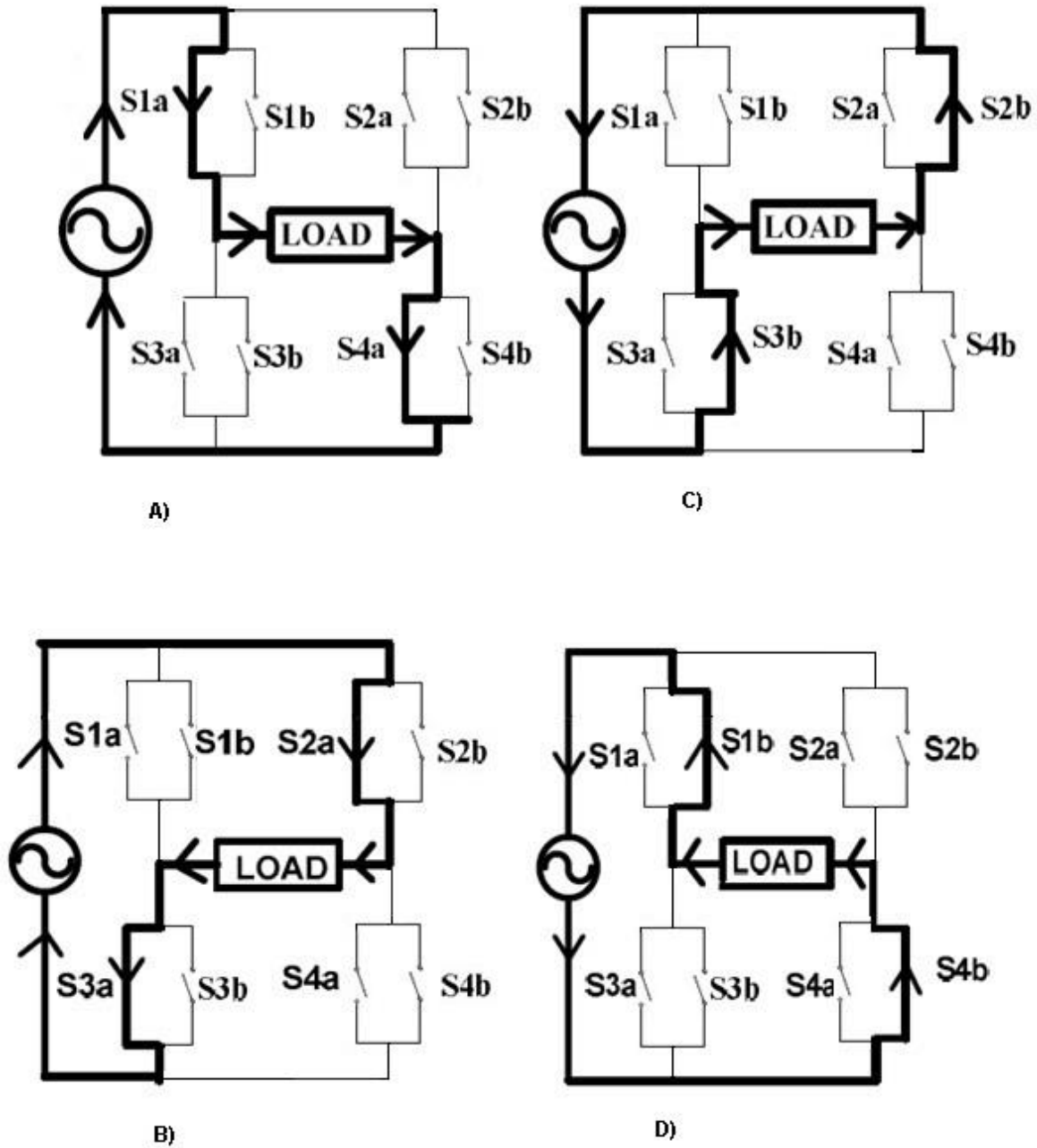
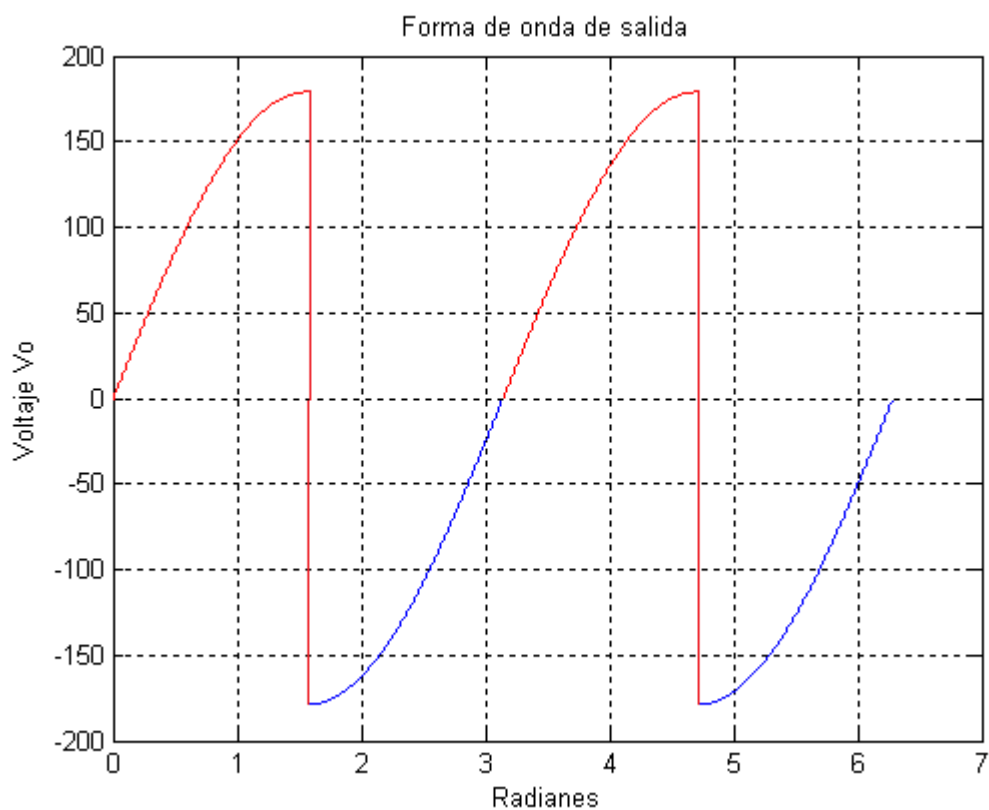
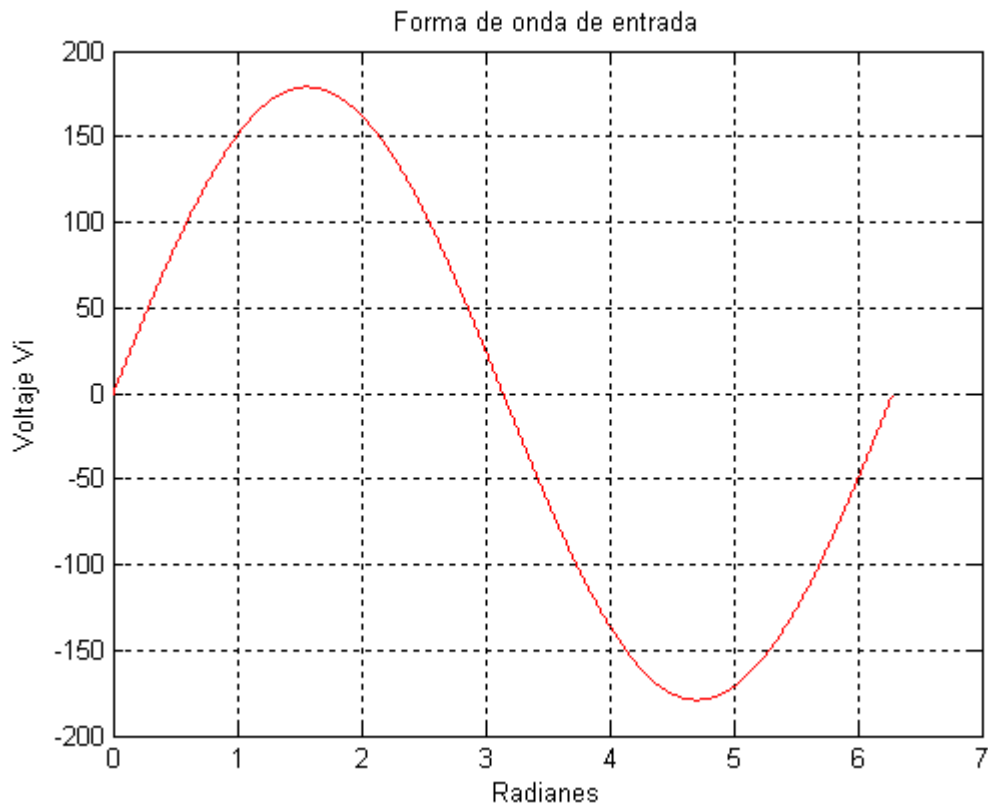


Figura 3.3 Funcionamiento de la topología para generar los 120 Hz.

Durante la primera mitad del semiciclo positivo de la fuente de alimentación de entrada de corriente alterna, se activan los interruptores S1a y S4a, figura 8A), y en la carga se obtiene el mismo medio semiciclo positivo. Si enseguida, durante la segunda mitad del semiciclo positivo se activan los interruptores S2a y S3a, se obtiene en la carga el mismo medio semiciclo pero negativo, figura 8B). A continuación, durante la primera mitad del semiciclo negativo, se activan ahora los interruptores S2b y S3b, con lo cual se obtiene en la carga un medio semiciclo positivo, figura 8C). Finalmente, durante la segunda mitad del semiclo negativo, se activan los interruptores S1b y S4b, con lo cual en la carga se obtiene medio semiciclo negativo. figura 8D). Como resultado de esa secuencia de activar y desactivar los interruptores se obtendría teóricamente la forma de onda que se muestra en la figura 3.4.

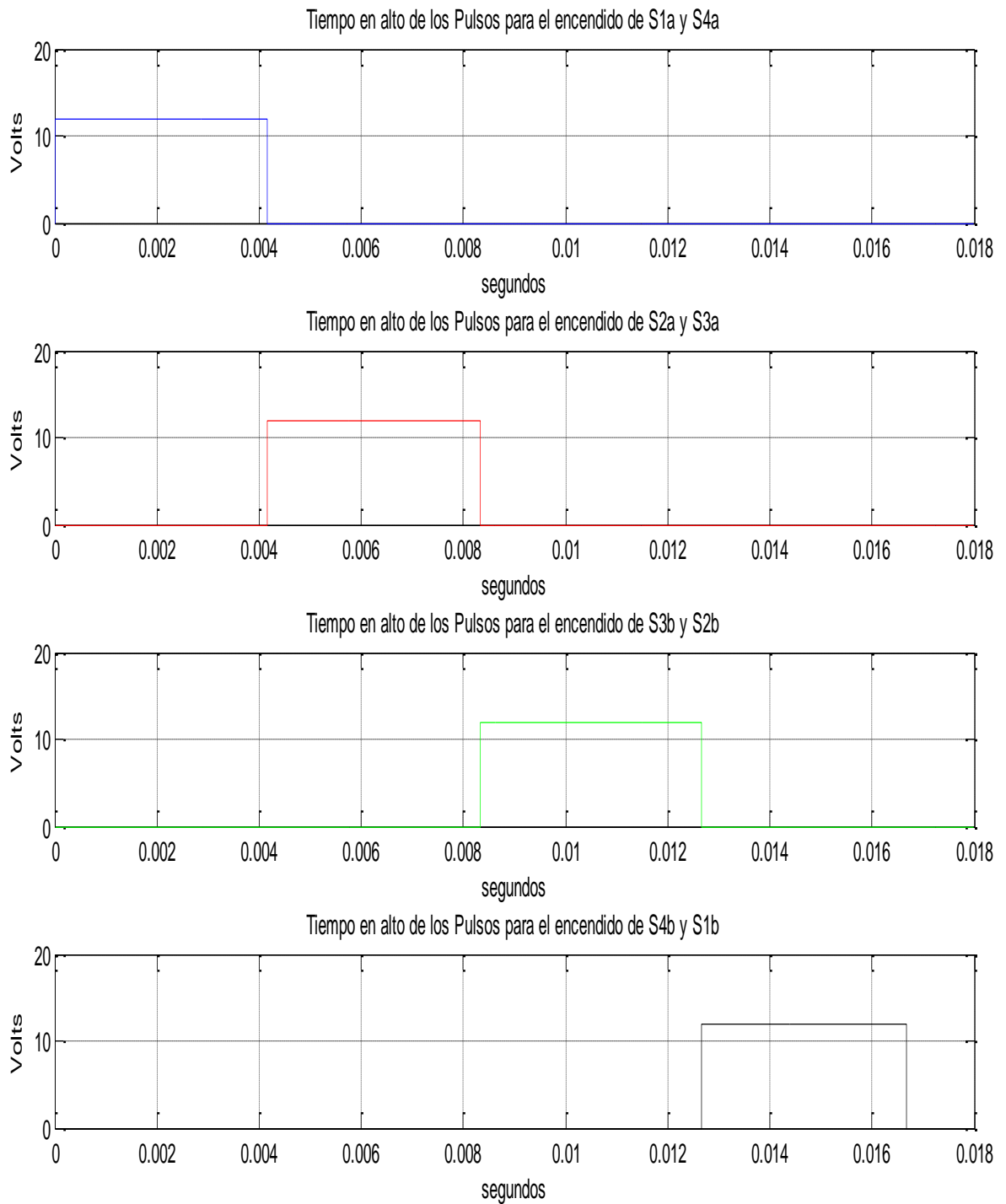


**Figura 3.4** Voltaje de salida teórico del convertidor.



**Figura 3.5** Voltaje de entrada del convertidor.

Con eso se llega a la conclusión de que se necesitan unos trenes de pulsos para poder generar esa forma de onda a la salida, para activar los MOSFETs, la figura 3.6 muestra esos pulsos y su duración.



**Figura 3.6** Secuencia de pulsos que activaran a los MOSFETs para generar la frecuencia de 120Hz.

### 3.4. Explicación teórica del funcionamiento de la etapa de potencia para generar 60Hz.

Se menciona que también el convertidor generará una señal de frecuencia igual al de la entrada 60 Hz por lo que se explicará también la secuencia en los que los interruptores cierran y abren. Como la frecuencia es igual y no requiere cambio de polarización solo se usarán los interruptores S1a, S1b, S4a y S4b.

Los interruptores S1a y S4a se activarán dejando pasar todo el medio ciclo positivo a la carga, cuando la polaridad cambie en la fuente, figura 8A) ahora los interruptores S1b y S4b se activarán pasando también el todo medio ciclo de la fuente de CA. Figura 8D) y así sucesivamente para generar una onda de 60 Hz. La imagen 3.7 muestra la onda de salida generada teóricamente.

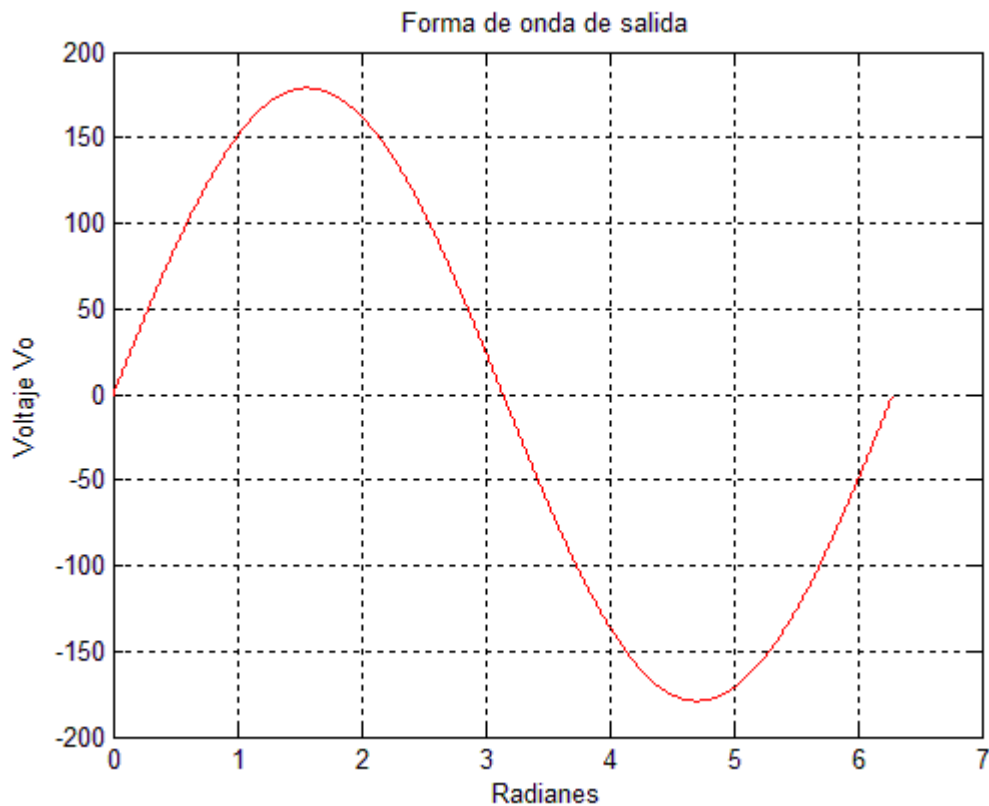
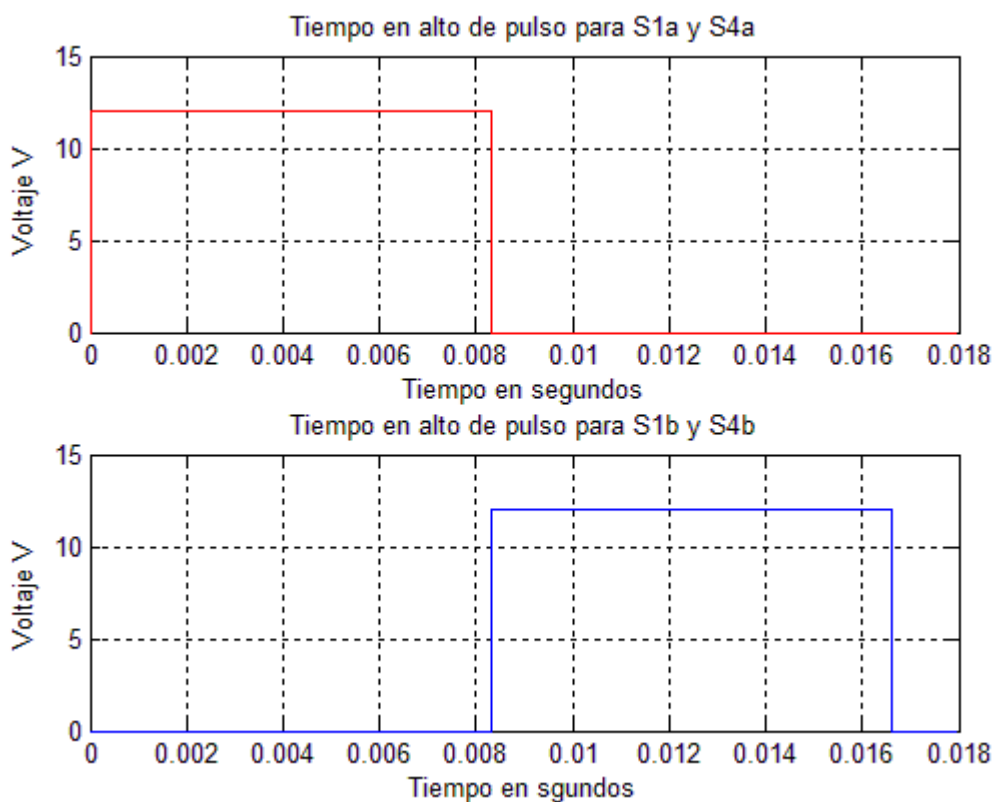


Figura 3.7 Forma de onda de salida de 60 Hz.

Ahora que se sabe qué interruptores se necesitan activar y el tiempo aproximado de duración, se necesitan que se genere esta secuencia de pulsos, la duración de estos pulsos se muestra en la siguiente imagen.



**Figura 3.8** Secuencia de pulsos que activarán a los MOSFETs para generar la frecuencia de 60Hz.

### 3.4. Etapa de control del convertidor matricial

La etapa de control es la encargada de generar los pulsos que controlarán los MOSFETs, para ello se requiere de precisión ya que si no hay precisión, lo más seguro es que se dañe algún elemento por eso se debe de hacer con cuidado.

Algunos puntos muy importantes en la secuencia de generación de pulsos son los siguientes:

- Solo un pulso debe estar en alto mientras los otros están en nivel bajo. Ya que si hay dos pulsos en alto en el mismo instante ocasionaría un corto que podrá quemar los interruptores con su respectivo diodo rectificador.
- Los trenes de pulsos deben estar sincronizados con la frecuencia de la red para generar su respectiva frecuencia de trabajo. En un ciclo de la frecuencia debe de generarse 4 pulsos para 120Hz y 2 pulsos para 60Hz.

La etapa de control consta de 3 principales componentes el detector de cruce por cero, el microcontrolador y un desfasador.

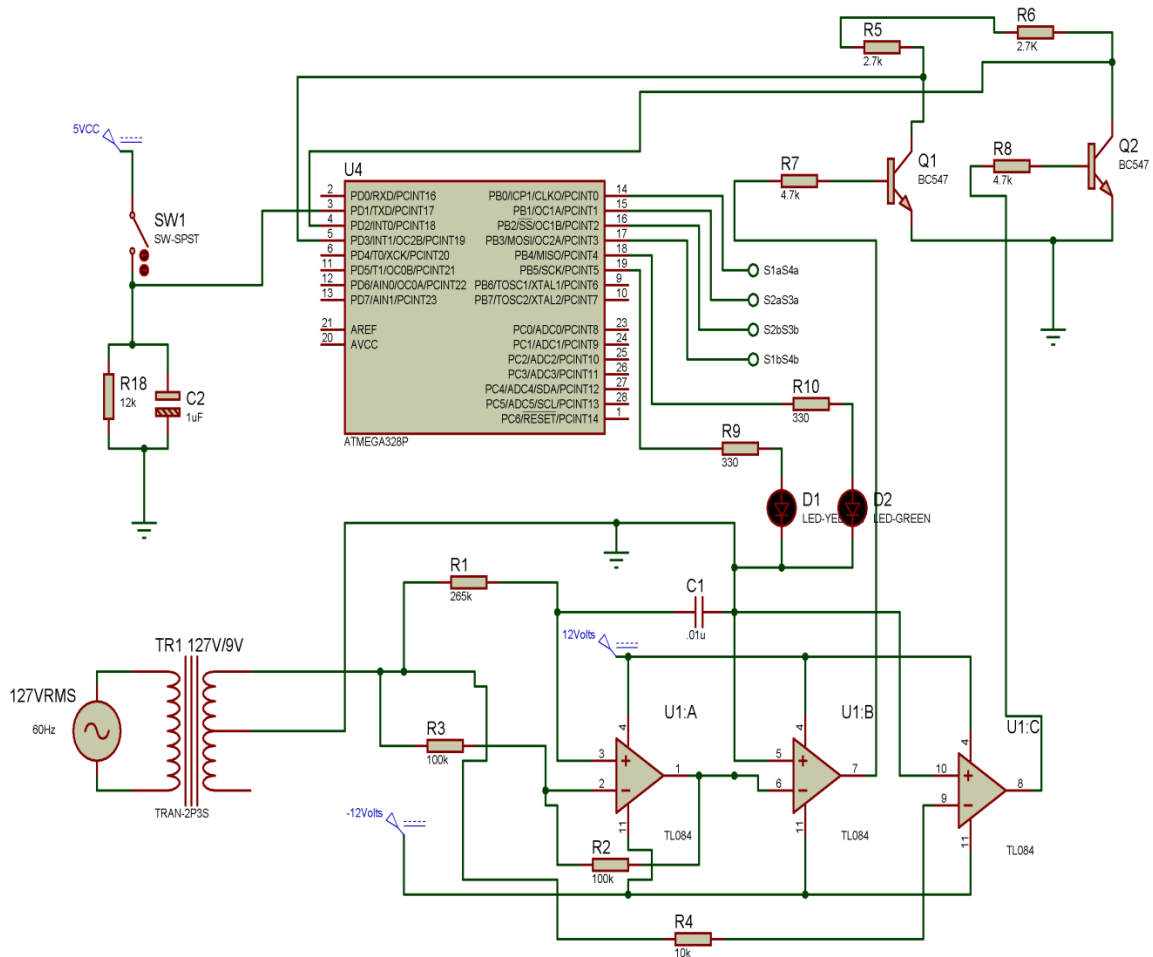


Figura 3.9 Etapa de control del convertidor.



### 3.4.1. Dispositivos que conforman el cruce por cero.

A continuación se da la lista de los dispositivos que conforma el cruce por cero.

1. Amplificador operacional TL084.
2. Transistor NPN BC547.
3. Transformador 127V/9Volts derivación central.
4. Resistencias.

### 3.4.2. Amplificador operacional TL084.

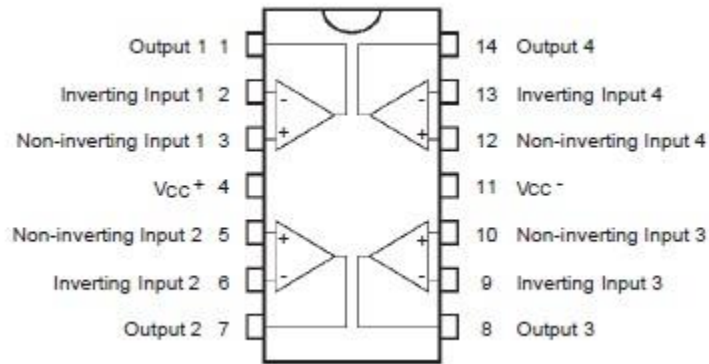
Es un amplificador operacional J-FET de uso común, con alta impedancia de entrada, comúnmente se alimenta con fuente simétrica de 0-18Volts, cuenta con un ancho de banda de 3 MHz y una rapidez máxima de cambio de voltaje (Slew rate) de  $16\text{V}/\mu\text{S}$ ., el TL084 incorpora 4 amplificadores en un solo integrado. En la siguiente imagen se muestra los voltajes de alimentación, disipación de potencia y características del TL084. [1]

Symbol	Parameter	TL084M, AM, BM	TL084I, AI, BI	TL084C, AC, BC	Unit
$V_{CC}$	Supply voltage - note <sup>1)</sup>	±18			V
$V_i$	Input Voltage - note <sup>2)</sup>	±15			V
$V_{id}$	Differential Input Voltage - note <sup>3)</sup>	±30			V
$P_{tot}$	Power Dissipation	680			mW
	Output Short-circuit Duration - note <sup>4)</sup>	Infinite			
$T_{oper}$	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-65 to +150			°C

1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between  $V_{CC+}$  and  $V_{CC-}$ .
2. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
3. Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

**Figura 3.10** Valores de Voltaje máximos del TL084. [1]

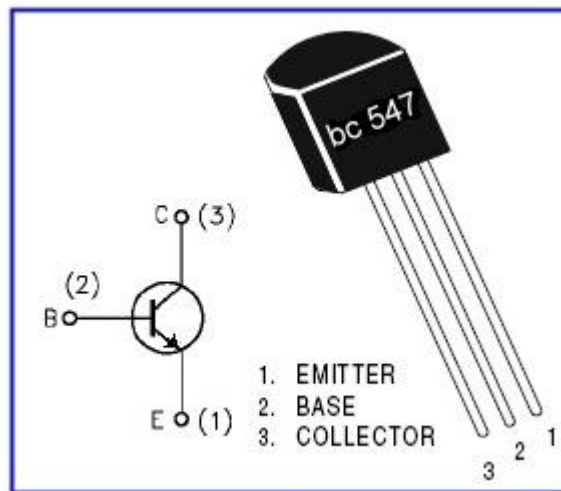
La presentación del TL084 es DIP es de 14 pines.



**Figura 3.11** Distribución de pines del TL084. [1]

### 3.4.3. Transistor NPN BC547.

Se trata de un transistor BJT de uso común, el cual es NPN se utiliza para amplificar señales de baja potencia y también para actuar como interruptor. Gracias a que tiene una alta ganancia.



**Figura 3.12** Distribución de pines del BC547 y símbolo con sus nombres de las terminales. [2]

### 3.4.4. Funcionamiento del detector de cruce por cero.

El cruce por cero es uno de los 3 sub-etapas que conforman la etapa de control del convertidor matricial, su función principal es detectar el cambio de polaridad que se tiene en una onda senoidal, ya que ese cambio es una referencia en la que se puede tomar como un fin del ciclo de la onda o un inicio de ciclo de la onda. En la siguiente imagen se muestra el detector de cruce por cero, empleado.

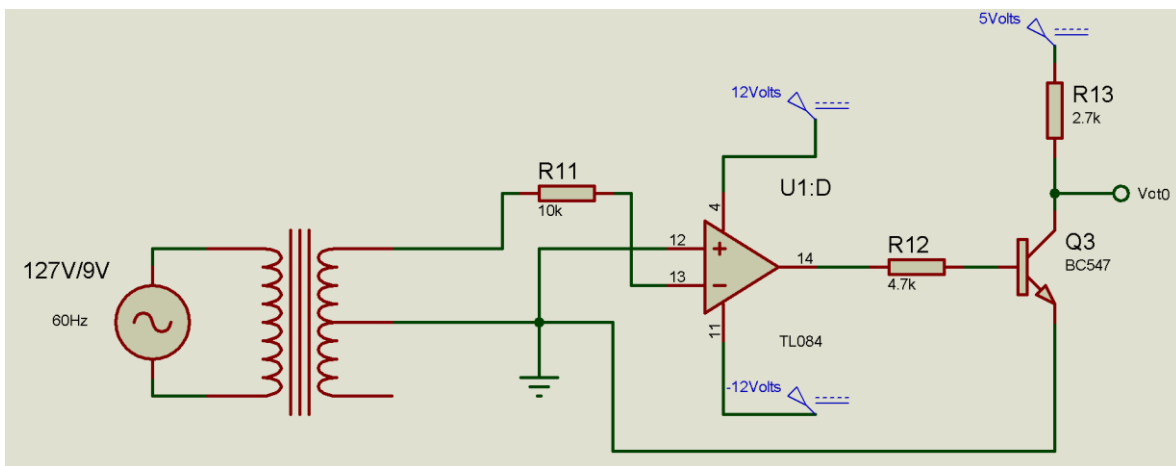


Figura 3.13 Cruce por cero empleado en el circuito.

Se describe el funcionamiento del circuito mostrado en la figura 3.13, el transformador reducirá la tensión de la línea de 127 Volts a 4.5 Volts ya que se utilizó la derivación central esto es debido porque el amplificador operacional no puede admitir voltajes mayores a los de su alimentación en este caso  $\pm 12$  Volts. El amplificador operacional se está usando con la configuración de comparador en esta configuración compara los voltajes de las entradas inversora y no inversora y en su salida tendrá el voltaje muy cercano al de alimentación la polaridad de su salida dependerá, de cuales de los voltajes de entrada es mayor.

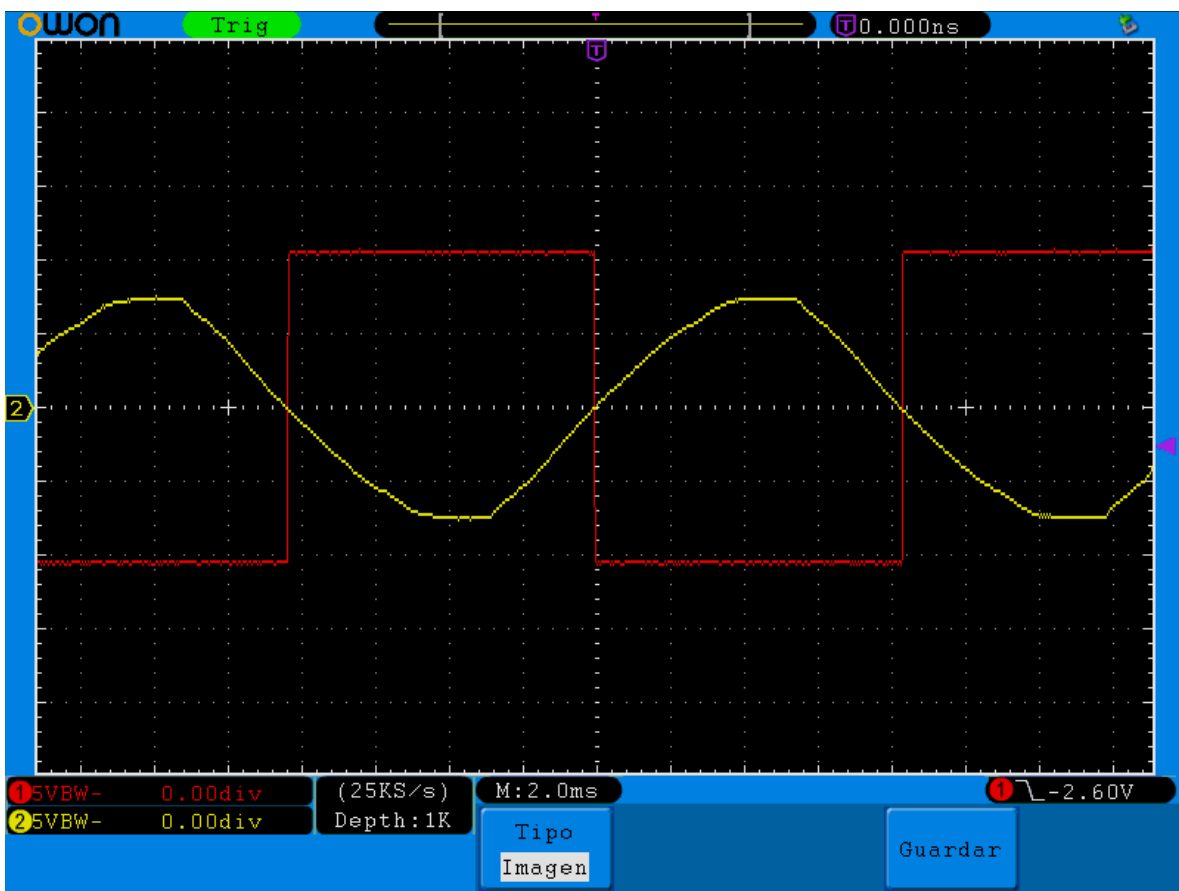
Se puede utilizar la siguiente fórmula.

$$V_{out} = AOl(V1 - V2) \quad (3.5)$$

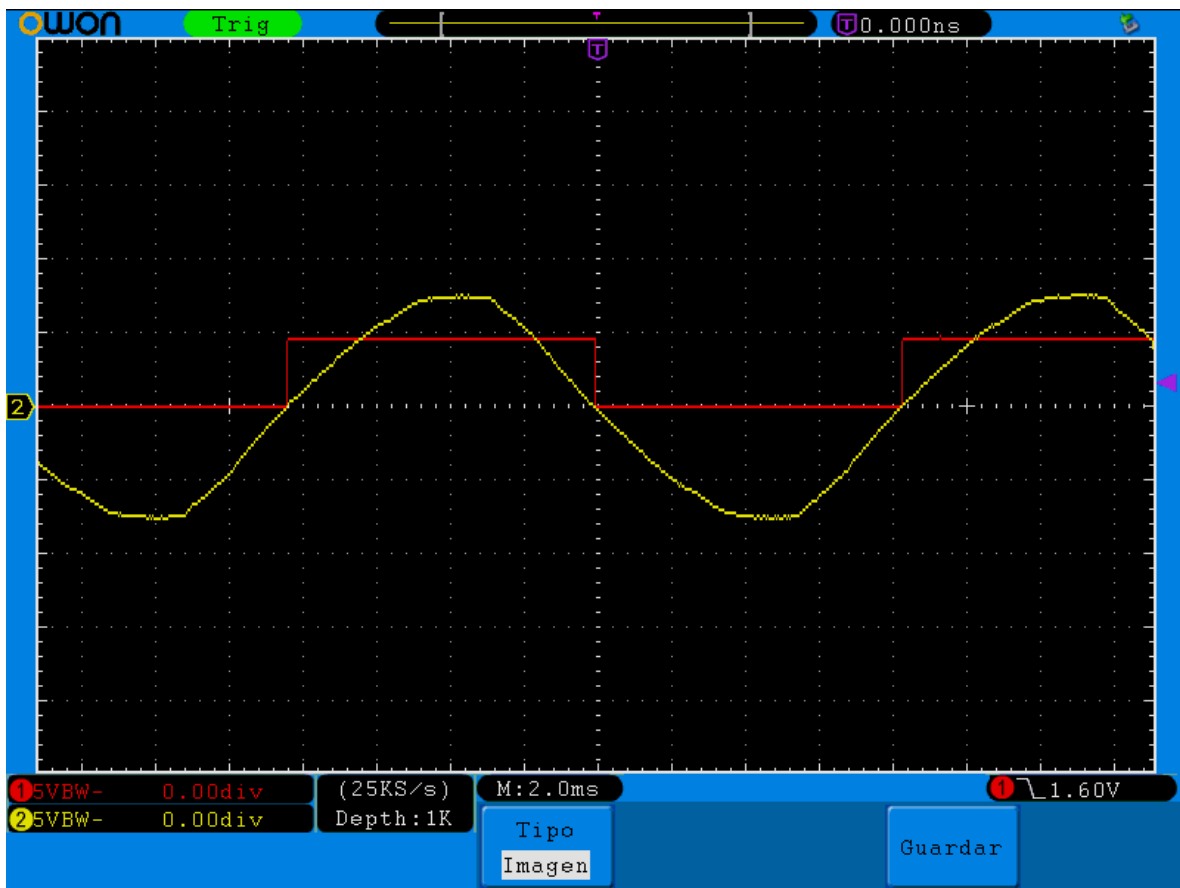
Donde:

- $V_{out}$  = tensión de salida.
- $AOL$  = ganancia de amplificador operacional en lazo abierto (100,000 hasta 1000000).
- $V1$  y  $V2$  = tensiones de entrada (las que se comparan)  $V1$  voltaje de la entrada inversora,  $V2$  voltaje de la entrada no inversora.[3]

La salida del amplificador operacional tendrá una forma de onda inversa a la que se desea debido a eso, se puso un transistor BC547 con un arreglo para que invierta la señal y la recorte a 5 volts ya que este voltaje es el que se requiere para mandar la señal al microcontrolador.



**Figura 3.14** Señal resultante del amplificador operacional comparada con la señal del transformador.



**Figura 3.15** Señal resultante (Vot0) del BC547 comparada con la señal del transformador. Se ve que está en fase con el ciclo positivo de la onda senoidal.

### 3.4.5. Desfasador.

El desfasador es otra sub-etapa de la etapa de control, como su nombre lo indica este circuito, genera una onda desfasada con respecto a su onda de entrada, la onda tendrá la misma amplitud y frecuencia. [4]

Este desfasador utiliza tres resistencias, un capacitor y un amplificador operacional TL084. Dos de las resistencias deben ser iguales y su valor debe ser de  $10K\Omega$  a  $220K\Omega$ .

La fórmula 3.6 expresa la relación que guarda entre sí.

$$\theta = 2 \arctan 2\pi f R_i C_i \quad (3.6)$$

Donde:

$\theta$ =Es el ángulo de desfaseamiento.

$\arctan$ = Función trigonométrica.

$f$ =frecuencia de la onda de entrada.

$R_i$ =Valor de la tercera resistencia.

$C_i$ =Capacitor sin polaridad y del valor propuesto. [4]

Como se puede obtener valores de ohms muy cercanos a los calculados mediante un potenciómetro o simplemente sumar las resistencias en serie.

Si se conoce el ángulo desfaseamiento y la frecuencia, se propone un capacitor y lo único que se desconoce es la  $R_i$ .

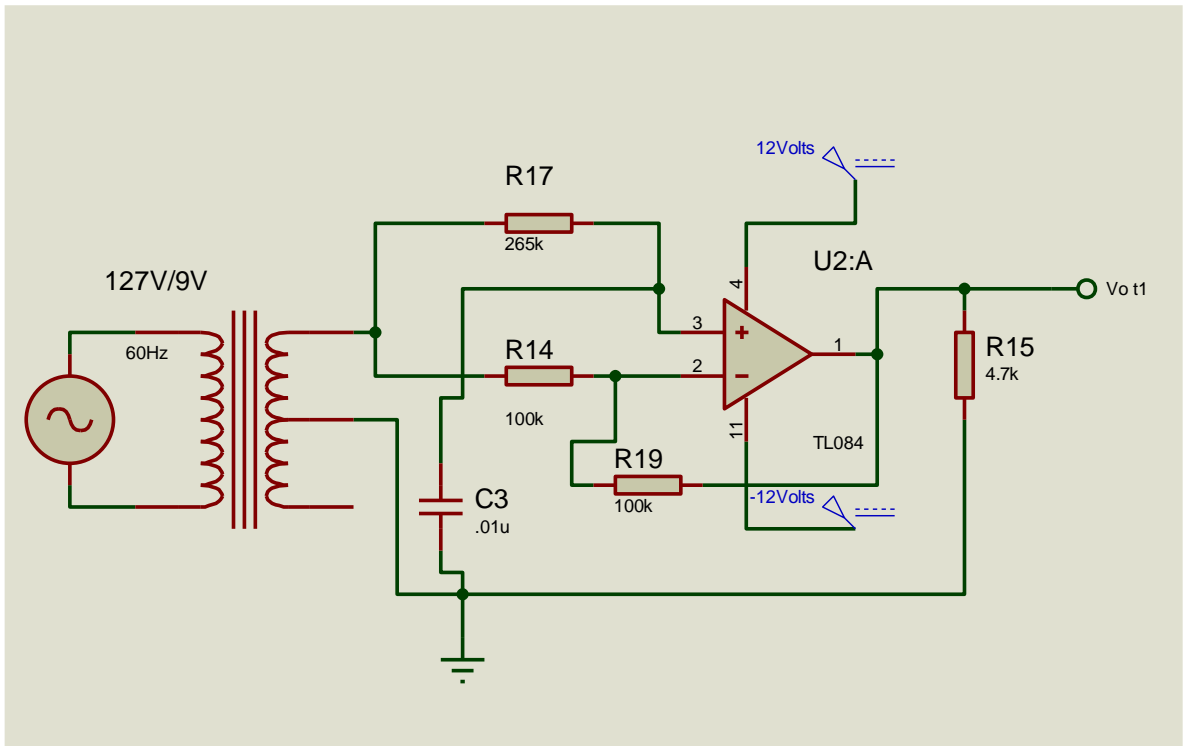
Y se resuelve la ecuación para  $R_i$ .

Se obtiene:

$$R_i = \frac{\tan(\theta/2)}{2\pi f C_i} \quad (3.7)$$

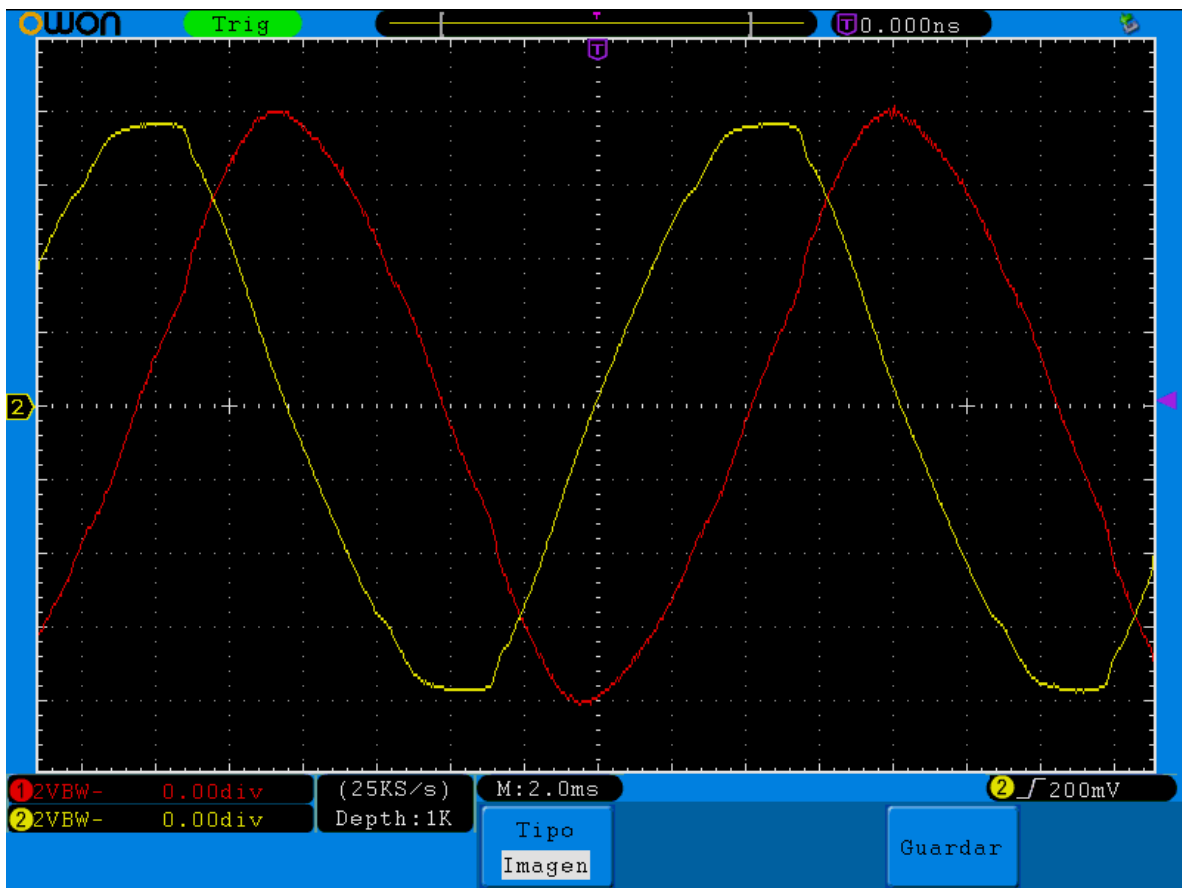
Ahora se puede calcular  $R_i$ , por lo siguiente el ángulo que se conoce es  $90^\circ$ , la frecuencia es de 60 Hz y el capacitor propuesto es de  $.01\mu\text{F}$  por lo siguiente el valor de  $R_i=265,258.2385$  ohms.

Ya calculada la  $R_i$  se procede con el armado.



**Figura 3.16** Circuito desfasador.  $R_{17}=R_i$ ,  $R_{14}$  y  $R_{19}$  son las resistencias del mismo valor,  $C_3=C_i$ ,  $R_{15}$  es la resistencia de carga.

El voltaje de salida  $V_{ot1}$  de color rojo se compara con el de entrada en la siguiente imagen.



**Figura 3.17** Desfasamiento de onda de aproximadamente 90°.

Continuando con el circuito el voltaje  $V_{ot1}$  se envía a un detector de cruce por cero ya que esta señal desfasada 90° ya que pase por el cruce por cero será una de las señales con las que el microcontrolador genera los trenes de pulso ya mencionados.



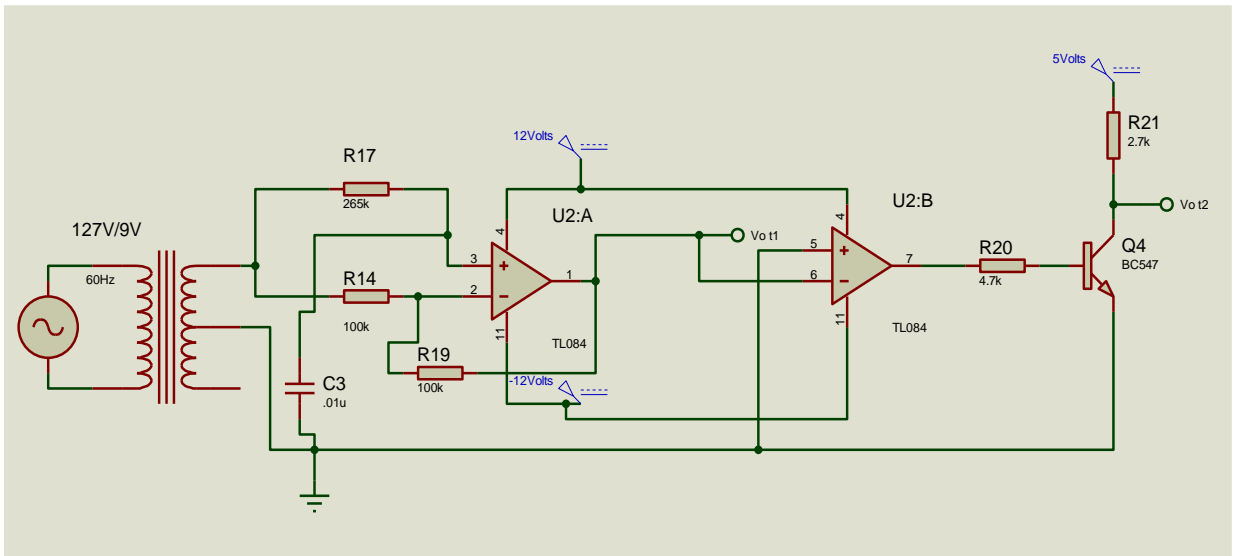


Figura 3.18 Circuito Desfasador y detector de cruce por cero.

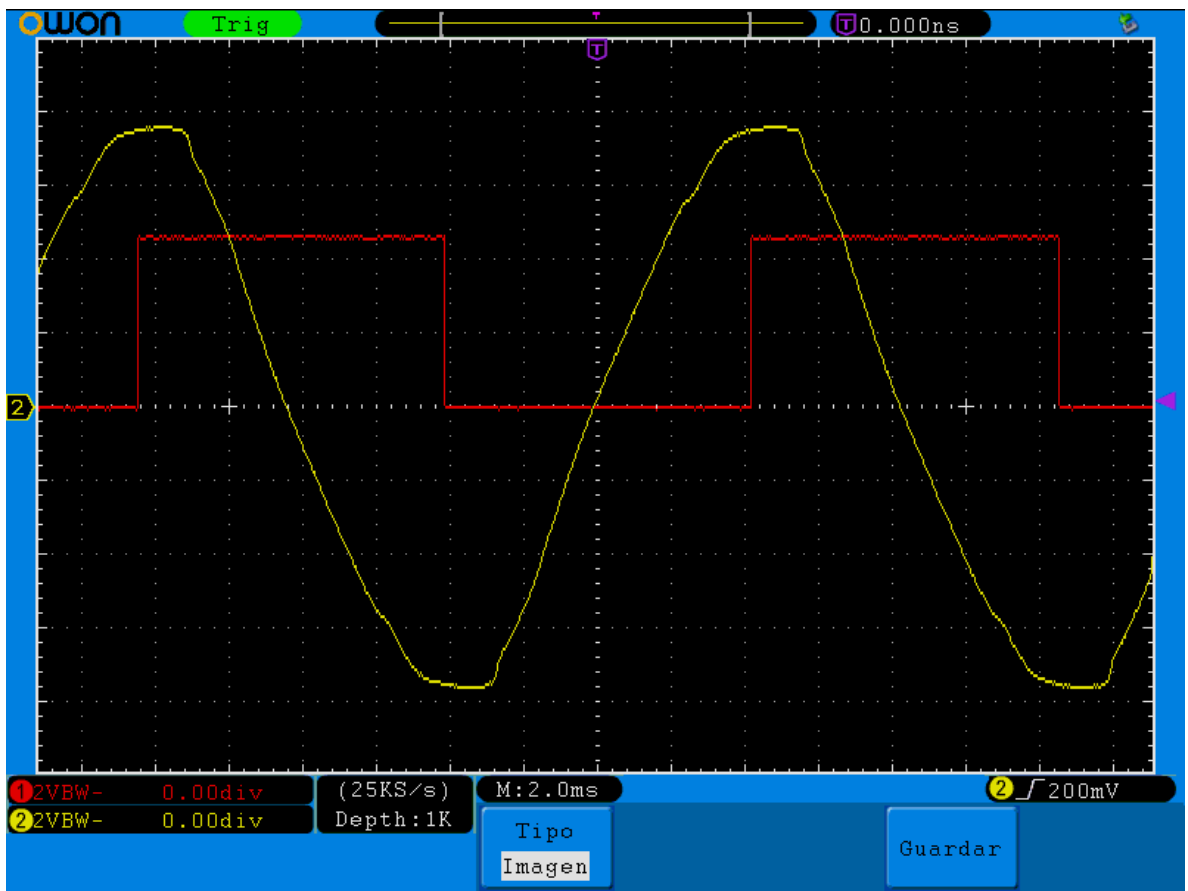
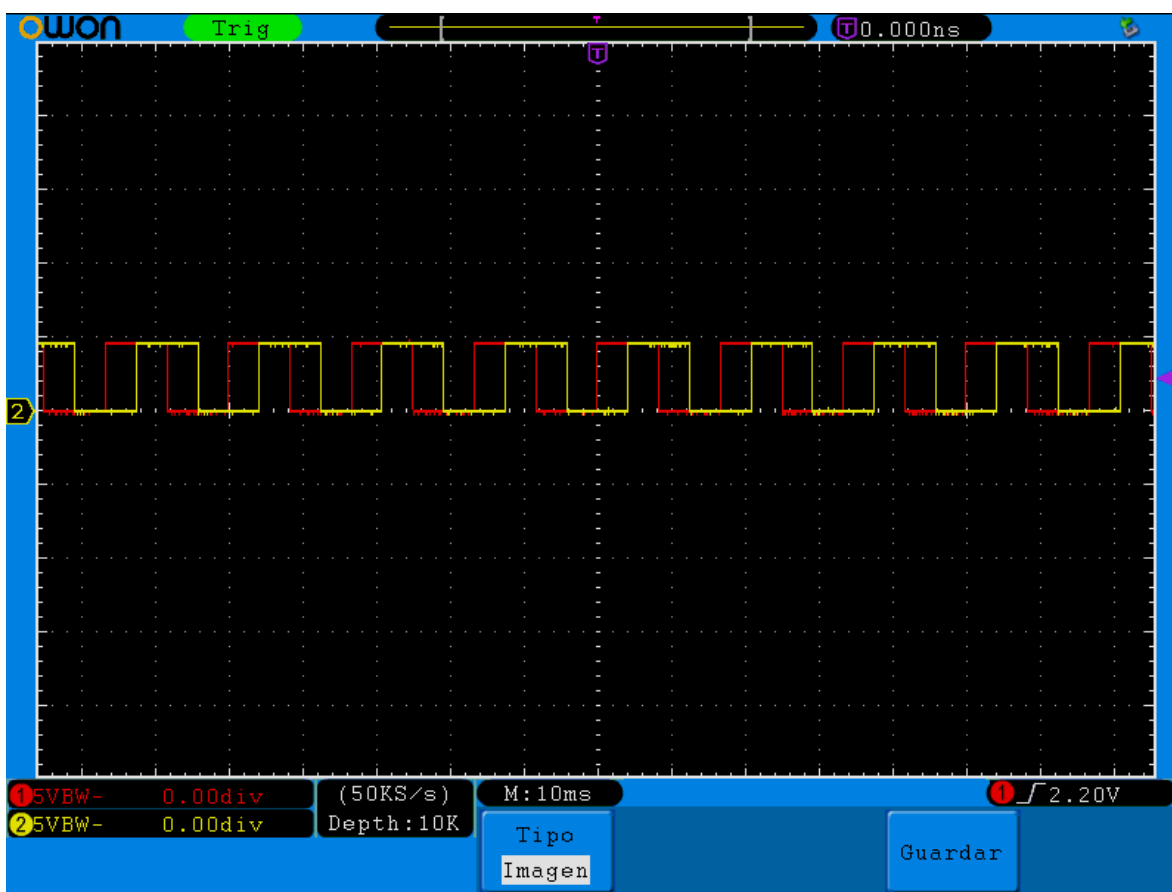


Figura 3.19 Señal del transformador comparada con el voltaje Vot2.

Ya que se tiene las señales Vot0 y la Vot2 listas y adaptadas para el microcontrolador debido a que este trabaja con 5Volts de directa. Éstas se envían a los pines del Atmega328p Vot0 irán al pin 4 y Vot2 al pin 5.



**Figura 3.20** Señales Vot0 y Vot2 adaptadas para el microcontrolador.

### 3.4.6. El Microcontrolador Atmega328p.

El microcontrolador será el encargado de controlar la activación de los interruptores en la topología ya mostrada, para eso se necesitan los voltajes Vot0 y Vot2 ya que estas

señales se usan como referencia para procesar el programa ejecutado en el microcontrolador y este proporcionará los trenes de pulsos para la generación de la onda de 120Hz y 60Hz.

El microcontrolador usado es el Atmega328p este microcontrolador tiene como principales características, es de baja potencia con voltajes operables de 1.8 a 5.5Volts, es un microcontrolador de 8bits.Tiene fuentes de interrupción externas e internas 28 pines con 23 salidas digitales, convertidor ADC de 10 bits de resolución etc. [5]

Las fuentes de interrupciones externas serán los voltajes Vot0 y Vot2 son las que se usarán para interactuar con el programa de microcontrolador y así generar los pulsos que se requieren.

### Configuración de pines

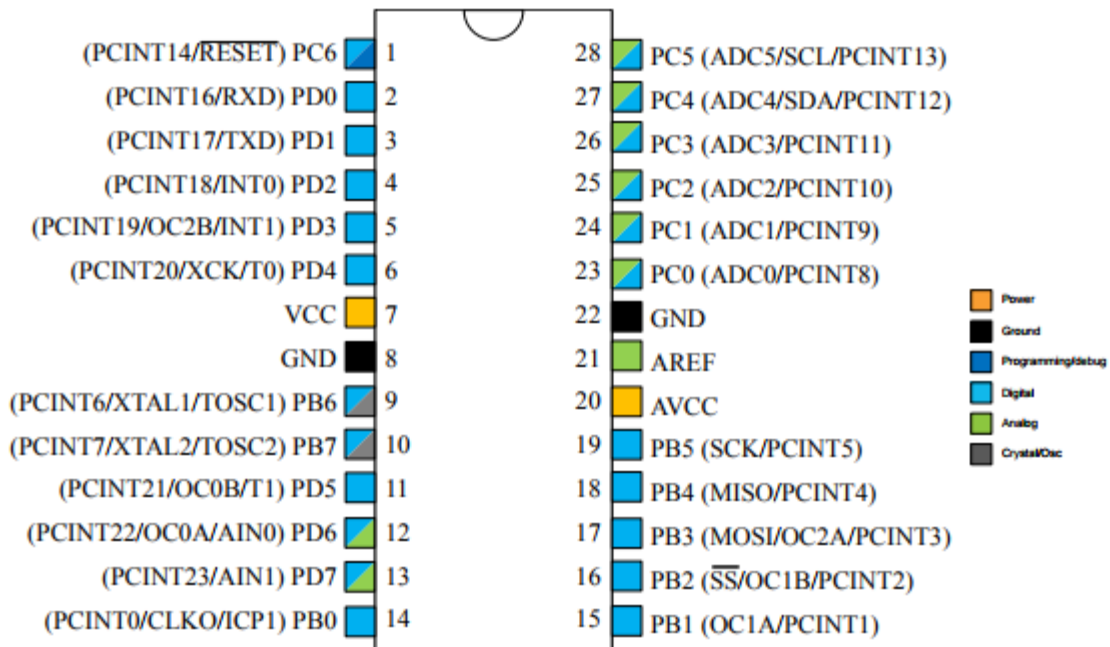
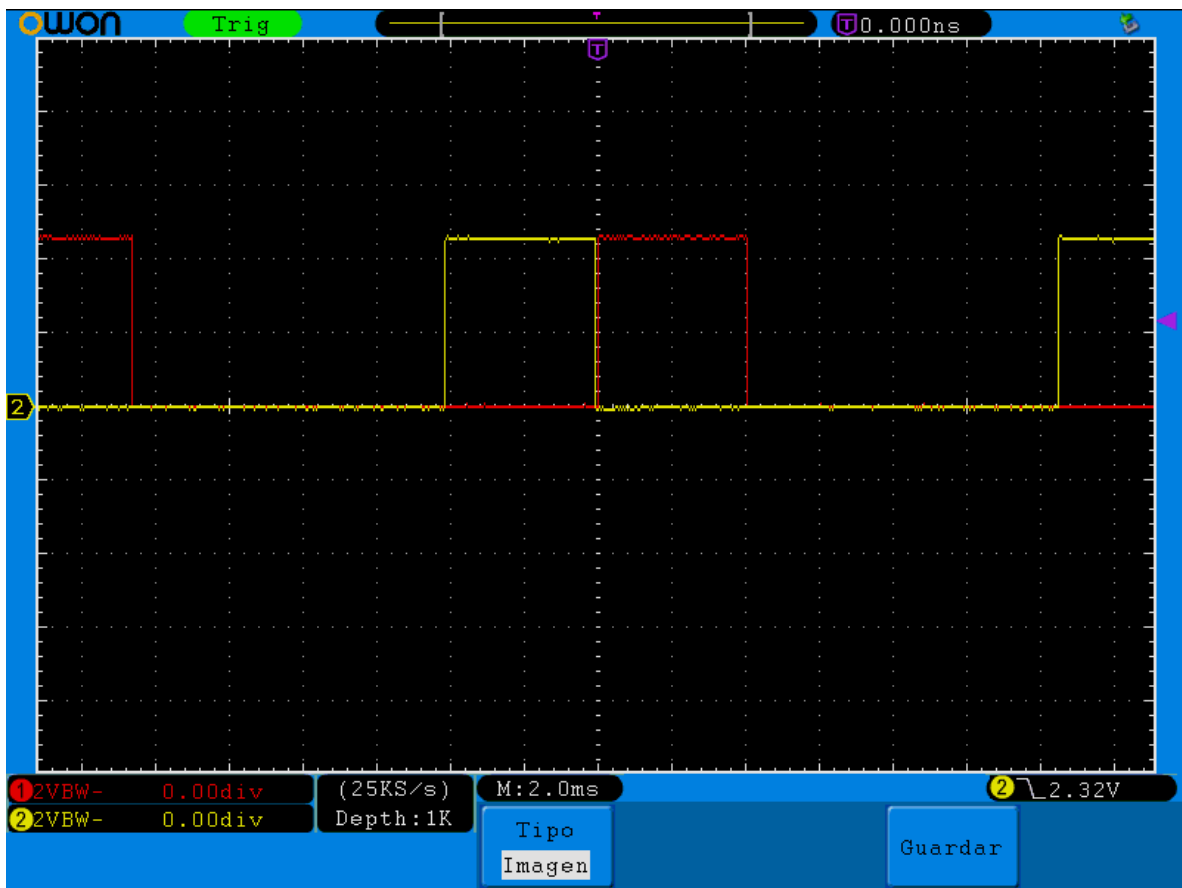


Figura 3.21 Configuración de pines del Atmega328p. [5]

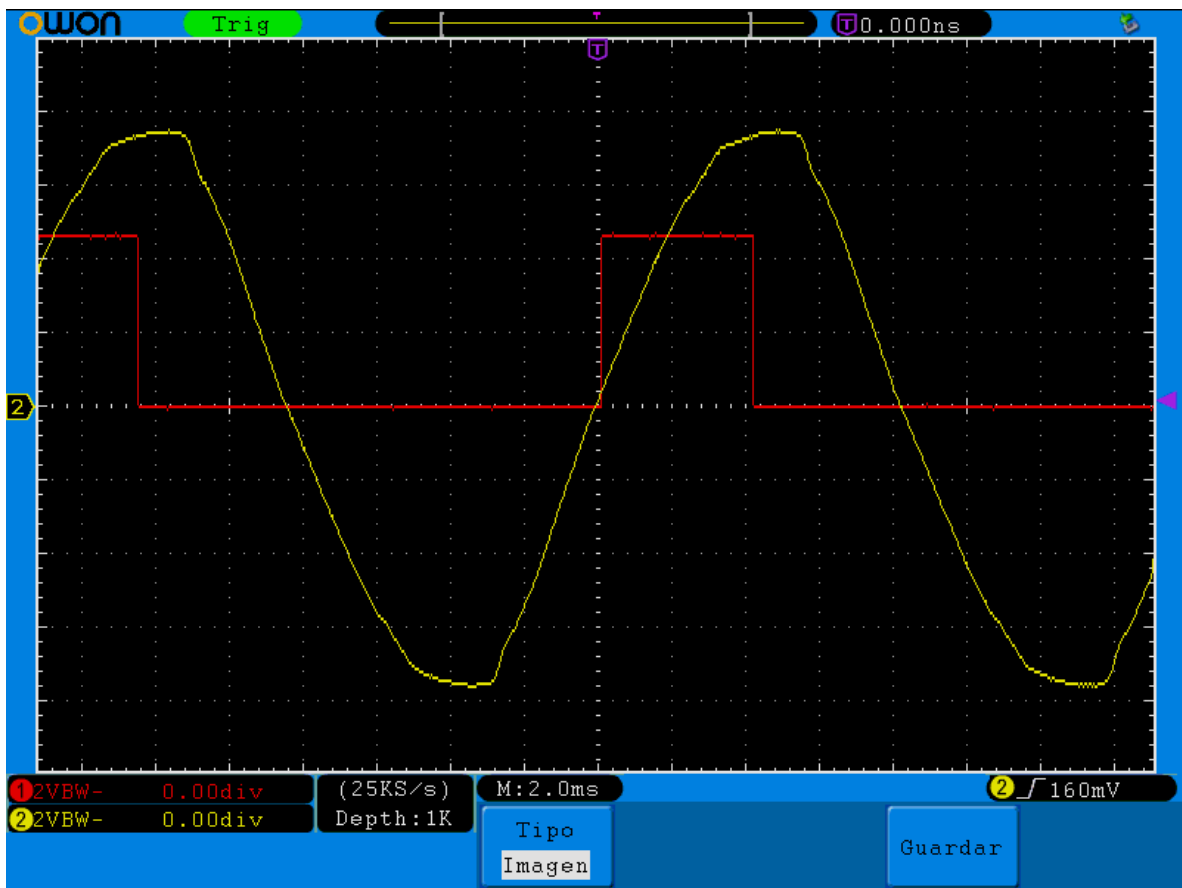
El programa en el cual se hizo el código para programar es Atmel studio 7, es un compilador, de muy buen desempeño, visual y práctico. El código está hecho en lenguaje C++, debido a que es un lenguaje de alto nivel, se facilitó la programación y el código es pequeño.

#### **3.4.7. Explicación del programa del microcontrolador para generar 120 Hz.**

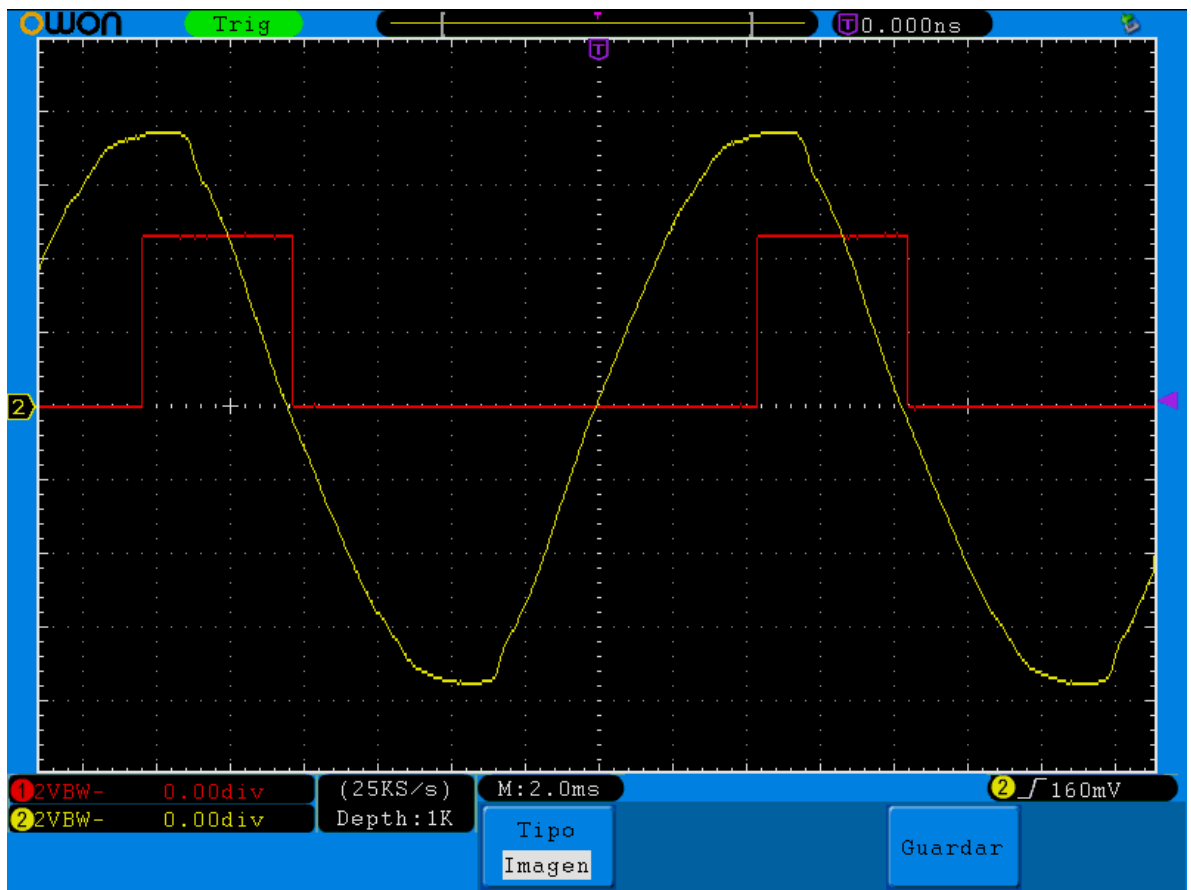
Las señales Vot0 y Vot2 irán conectadas a los pines 4 y 5. Vot0 al pin 4 (INT0) y Vot2 al pin 5 (INT1), el programa arrancará de la siguiente forma. Primero se configurará la interrupción INT0, hasta que haya una transición de nivel positiva, solo en el pin INT0 las transiciones en INT1 las ignorará, éste espera 100  $\mu$ s, y pondrá el pin PB0 en 1 lógico una vez que haga esto, configura INT1 para que se active con una transición positiva, se configura de nuevo INT0 para que se active pero ahora con transición negativa de (5 volts a 0 volts). Debido a que solo están desfasado 90° INT1 primero recibe su cambio de nivel positivo que INT0 que su cambio negativo, ya que haya activado INT1 éste pondrá en nivel bajo PB0 y esperará 100  $\mu$ s para poner PB1 en alto, también configura INT1 para que ahora se active con una transición negativa. INT0 es activado por la transición negativa poniendo en PB1 en nivel bajo, espera 100  $\mu$ s y pondrá en alto PB2, configura INT0 para que se active cuando haya una transición positiva. INT1 es activada por la transición negativa, pondrá en nivel bajo PB2 espera 100  $\mu$ s y pondrá en alto PB3, se configura INT1 para que se active en con una transición positiva repitiendo. Esto se repite de manera indefinida generando así el tren de pulso.



**Figura 3.22** Señales generadas por el Atmega328p. PB0 y PB1 solo se pudieron capturar dos pulsos debido a que el osciloscopio es de 2 canales.



**Figura 3.23** Señal del pin PB0 comparada con la señal del transformador.



**Figura 3.24** Señal del pin PB1 comparada con la señal del transformador.

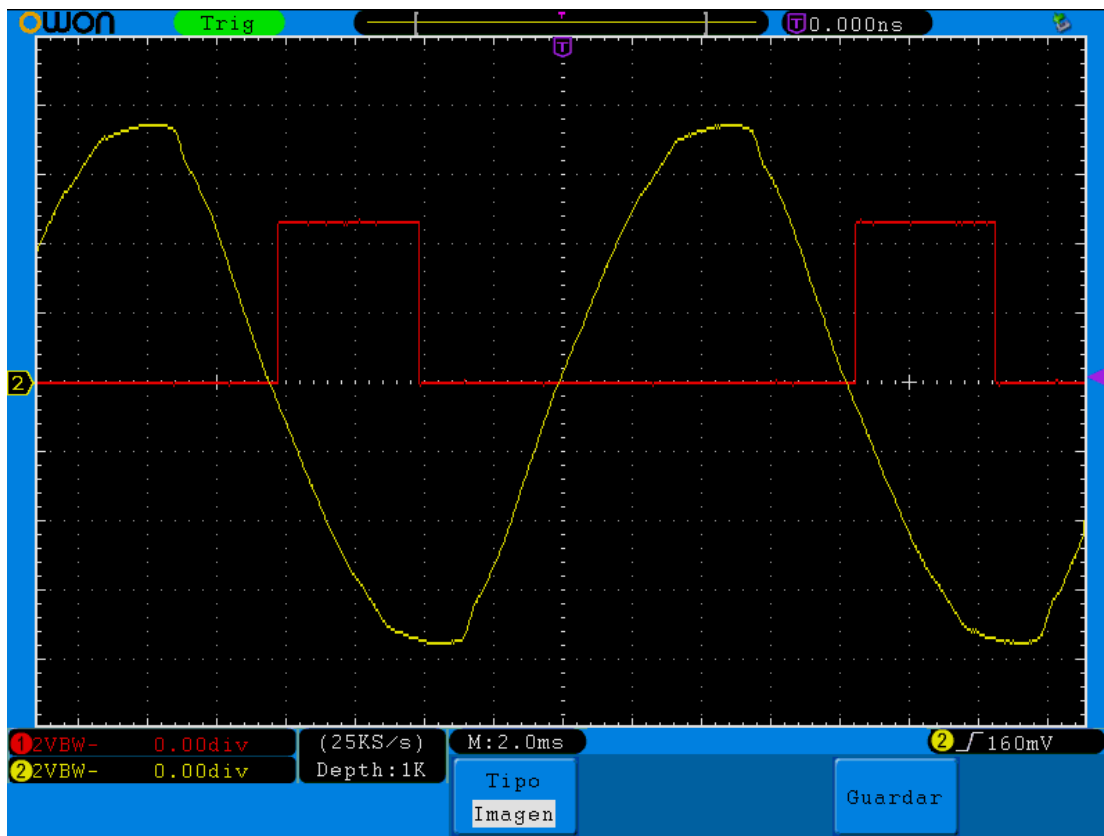


Figura 3.25 Señal del pin PB2 comparada con la señal del transformador.



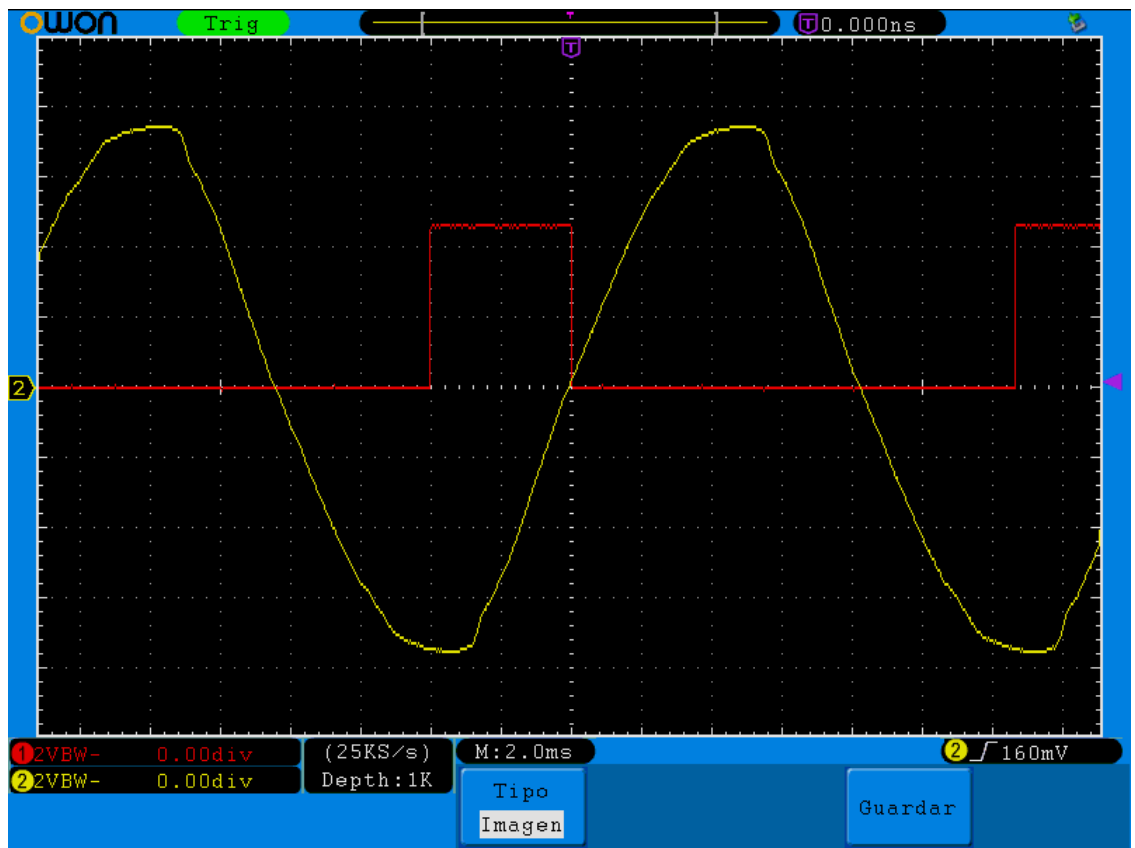
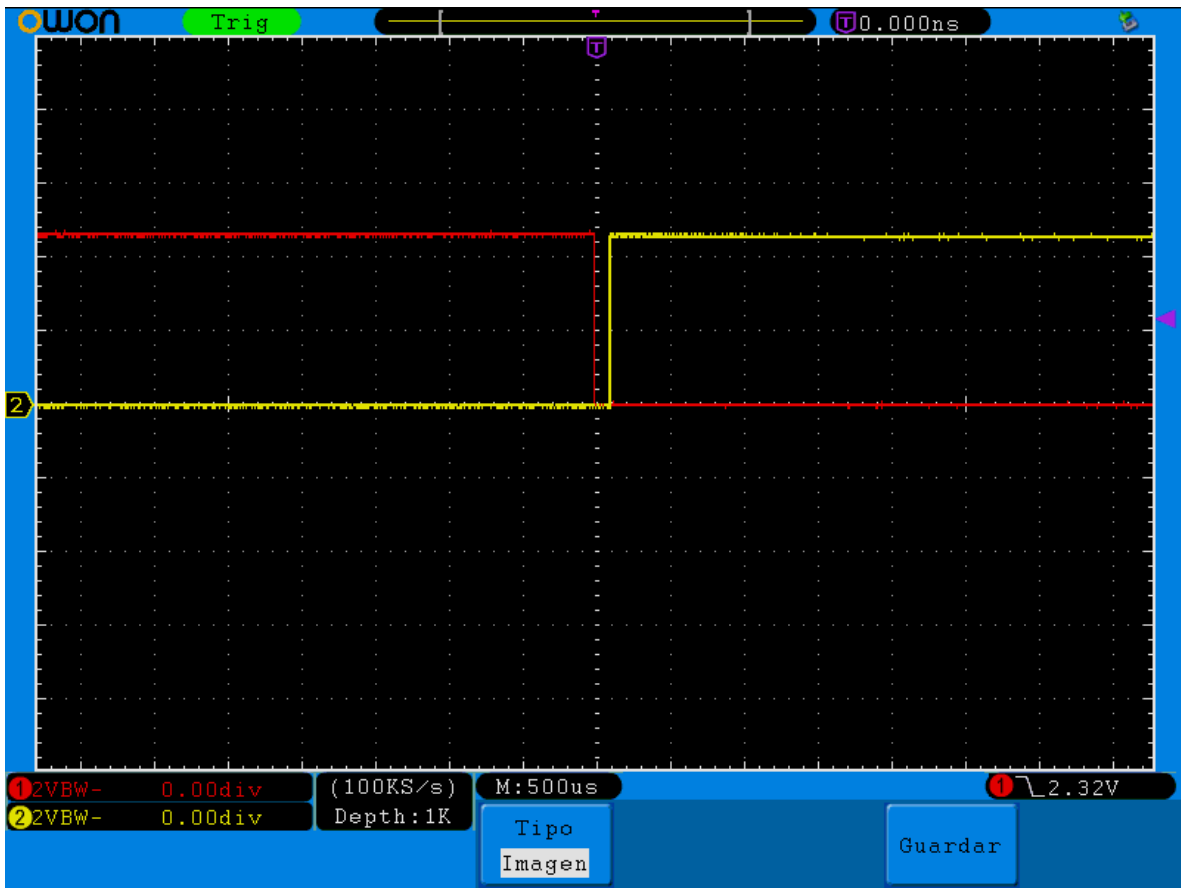


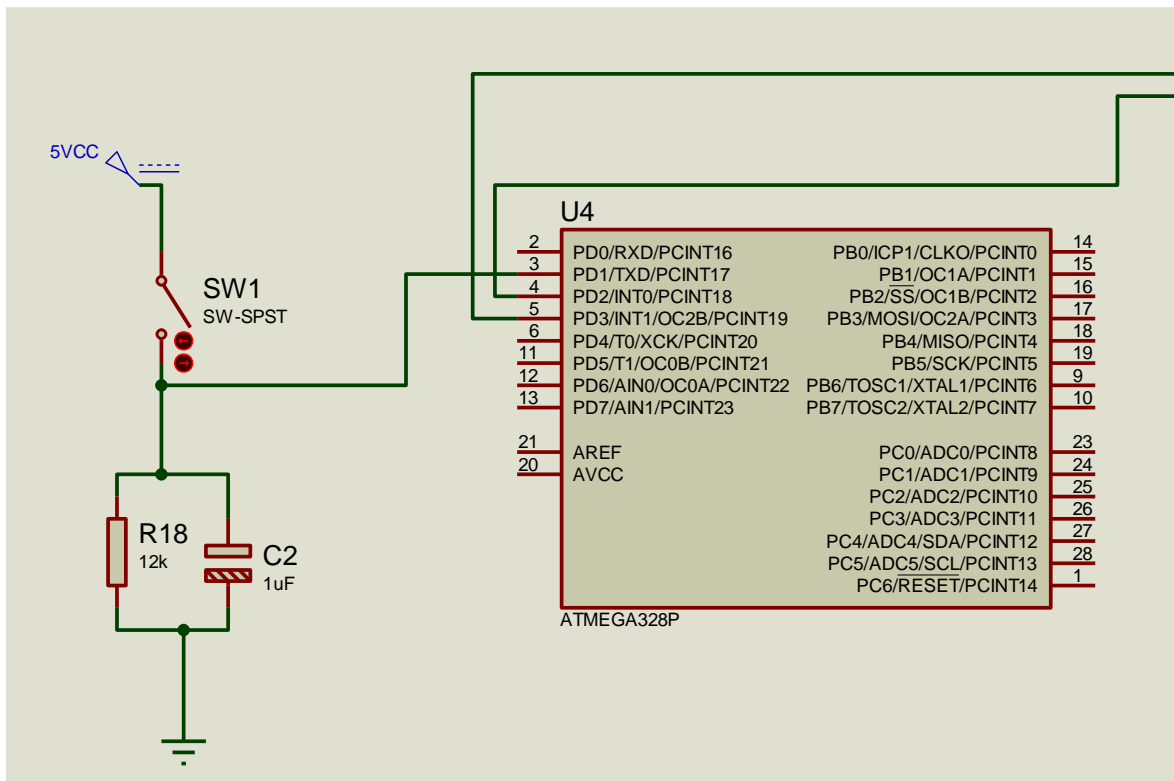
Figura 3.26 Señal del pin PB3 comparada con la señal del transformador.



**Figura 3.27** Señales generadas por el Atmega328p. PB0 y PB1 con el retraso de 100 µs.

### 3.4.8. Programa del microcontrolador para generar 60 Hz.

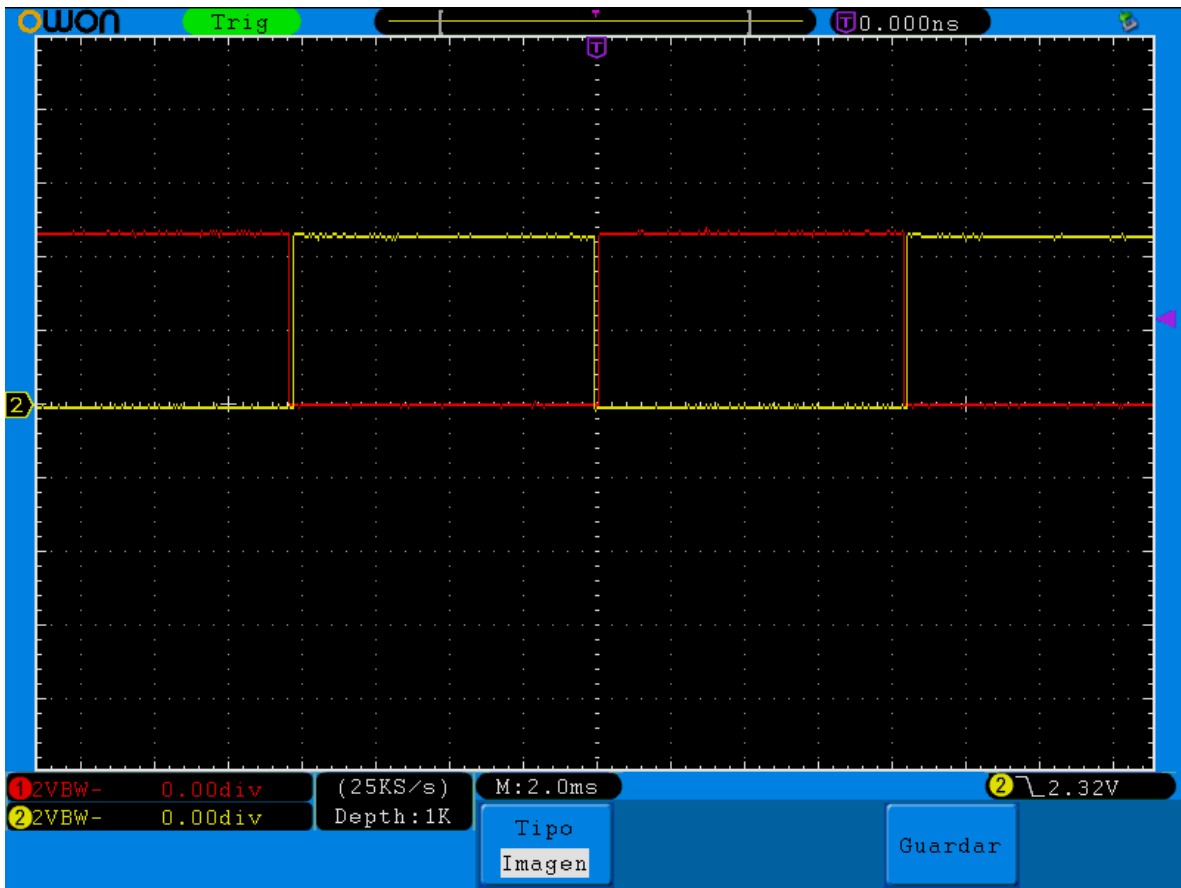
El convertidor siempre empieza generando el tren de pulsos para generar la señal de 120 Hz, para cambiar de función se necesitará presionar un interruptor que se sitúa en el pin 3 con su arreglo de resistencia y capacitor para evitar el chisporroteo. Este interruptor activa la interrupción llamada PCINT17, una vez activa pondrá todos los pines PB0, PB1, PB2 y PB3 en nivel bajo. Por razones de seguridad por aproximadamente 500 ms.



**Figura 3.28** Micro controlador con arreglo anti ruido e interruptor para cambia de función.

Ya que haya pasado el tiempo inicia configurando INT0 para ser activado con un nivel en alto, ya que se debe iniciar con INT0 siempre debido a que la señal que se recibe de Vot0 va en fase con los ciclos positivos. Una vez que se haya activado con el ciclo positivo, ésta espera 100  $\mu$ s y pondrá en alto PB0, configura INT0 para ser activada con un cambio de nivel negativo, prácticamente se ignoran los pulsos de INT1 ya que sus pulsos están desfasado 90° y no se usan para poner pines en nivel bajo o alto, solo se usan como registro de seguridad, que en el código del programa se ve explícitamente ya que un ruido eléctrico, o algo inesperado pueden activar una interrupción enseguida de la otra (INT0 activada con nivel positivo y en seguida activada con transición negativa sin que haya pasa los 8.333ms que es el periodo de cada semiciclo) esto puede llevar a que la secuencia de pulsos ya no esté en fase con la frecuencia de línea.

Una vez que se activa INT0 con la transición negativa PB0 lo pondrá en nivel bajo y espera 100  $\mu$ s y pondrá PB3 en nivel alto y volverá a configurar INT0 para que se active con una transición positiva. Este ciclo se repite también indefinidamente.



**Figura 3.29** Señales generadas por el Atmega328p. PB0 y PB3 con el retraso de 100 μs. para generar la onda de 60 Hz.

### **3.5. Etapa de acoplamiento del convertidor matricial monofásico.**

La etapa de control controla la etapa de potencia, en la etapa de potencia se trabaja con tensiones elevadas comparadas con la de control, para hacer una interconexión entre ellas y estar aislado eléctricamente, se usan optoacopladores ya que estos permiten acoplar la señales ópticamente.

Teniendo aislamiento eléctrico entre la etapa de control y la de etapa de potencia se evita que pueda dañarse la etapa de control ya que esta maneja valores de tensiones bajos. Y también por seguridad del operario ya que por lo general la etapa de control es manipulada por personas.

También otro aspecto que se debe mencionar es la precisión con la que los optoacopladores trabajan ya que estos son dispositivos por lo general de alta velocidad de respuesta, ocasionando que la señal de control no vaya retrasada.

La etapa de acoplamiento la conforman un optoacoplador ocho 4N25 y cuatro convertidores CD/CD RI-1212S que son usados como fuente flotantes.

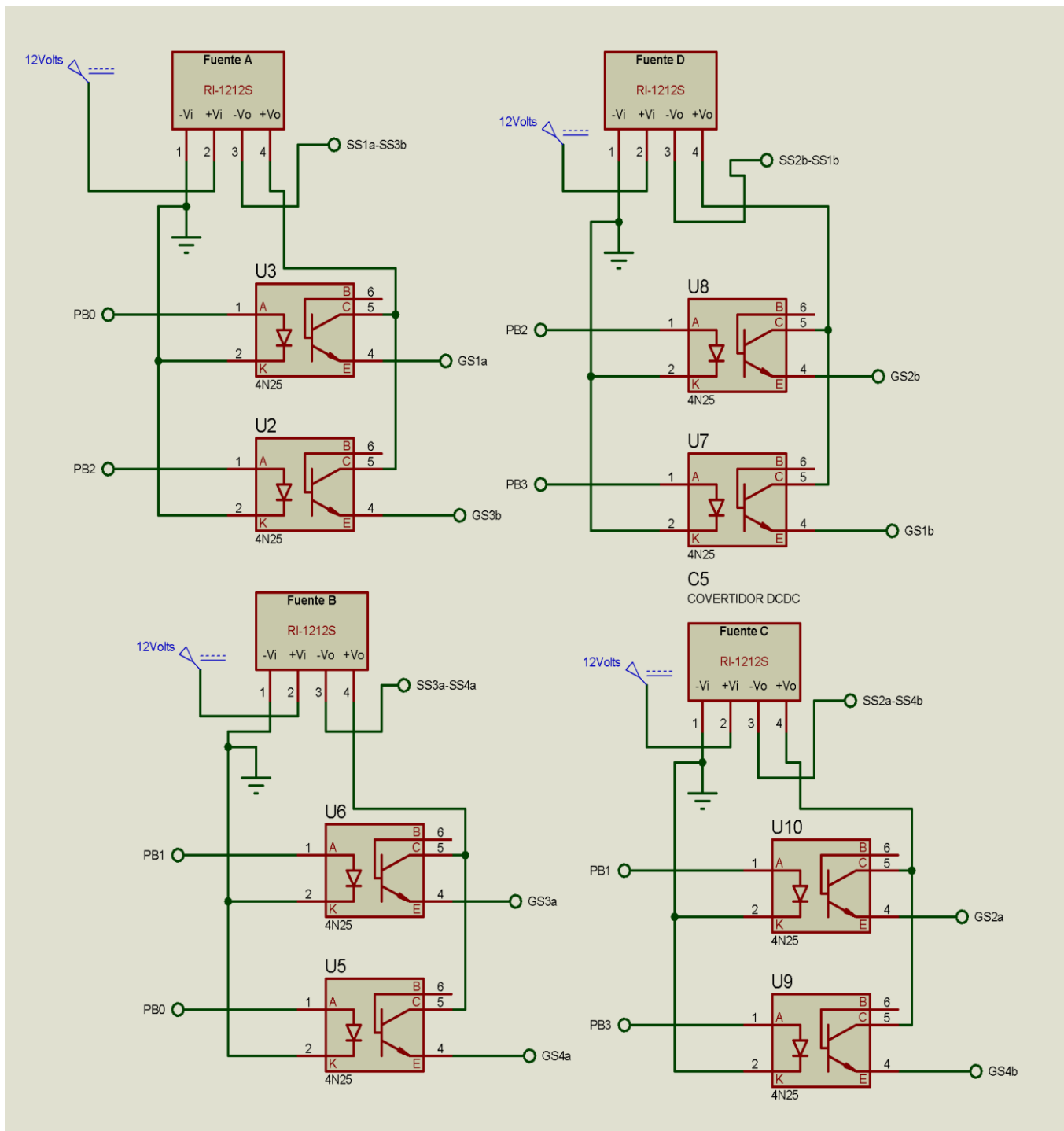


Figura 3.30 Etapa de acoplamiento y aislamiento del convertidor matricial.

Debido a que el diagrama de la figura 3.30 no se puede presentar la etapa de potencia ya que se integra sería demasiado grande y no podrá diferenciar las letra por eso se optó por describir el significado de la nomenclatura que se le dio:

SS1a =Source del interruptor S1a.

SS2a= Source del interruptor S2a.

SS3a= Source del interruptor S3a.

SS4a= Source del interruptor S4a.

SS1b= Source del interruptor S1b.

SS2b= Source del interruptor S2b.

SS3b= Source del interruptor S3b.

SS4b= Source del interruptor S4b.

GS1a=Gate del interruptor S1a.

GS2a= Gate del interruptor S2a.

GS3a= Gate del interruptor S3a.

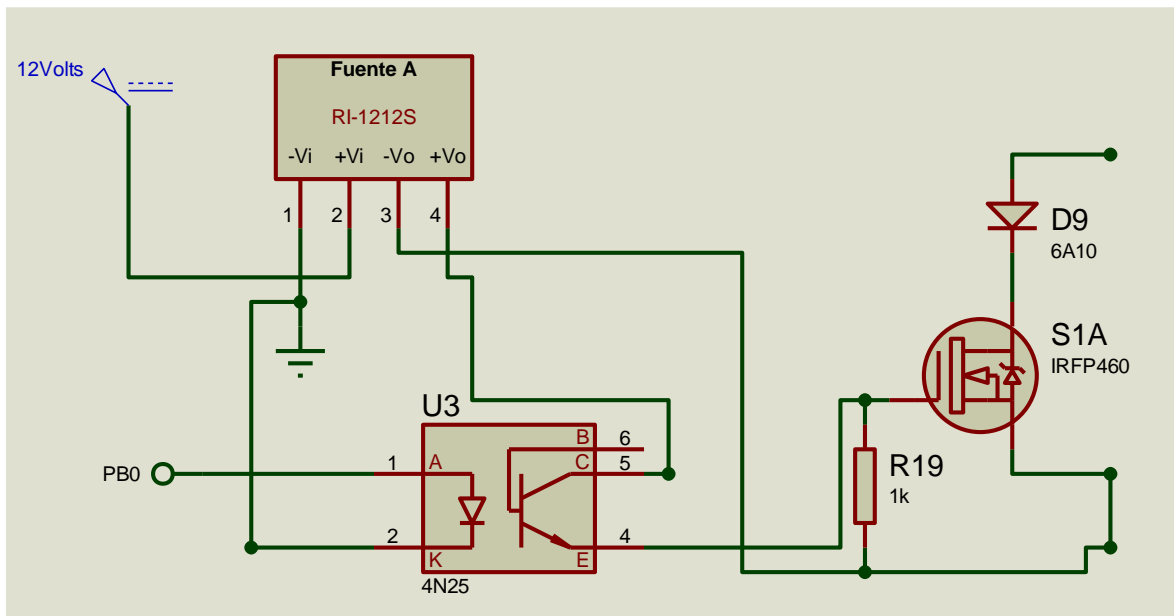
GS4a= Gate del interruptor S4a.

GS1b=Gate del interruptor S1b.

GS2b= Gate del interruptor S2b.

GS3b= Gate del interruptor S3b.

GS4b= Gate del interruptor S4b.



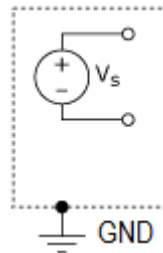
**Figura 3.31** Fuente A RI-1212s conectada al optoacoplador para aislar la etapa de potencia con la de control.

Se explicó el funcionamiento de circuito que se muestra en la imagen 3.31, la fuente flotante está alimentada por 12 volts con la referencia que usa el microcontrolador el voltaje de salida de la fuente estará aislado eléctricamente. El ánodo del optoacoplador viene conectado directamente de la terminal PB0 del microcontrolador ya que éste cuando se active produce un voltaje de 5 volts pero con una corriente máxima de 50 mA y ésta no dañará al diodo led saturando bien al opto transistor, cerrando ya, que está actuado como interruptor dejando pasar el voltaje de la fuente aislada a la compuerta del MOSFET's cerrándolo. Cuando se deje de mandar un pulso por PB0 éste abrirá el opto transistor, el MOSFET dejará de conducir ya que el capacitor que tiene entre compuerta en paralelo se descargará por la resistencia de 1kΩ.



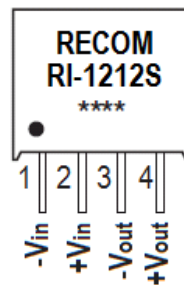
### 3.5.1. Convertidor CD-CD RI-1212S como fuente flotante.

Una fuente flotante es aquella fuente cuyo voltaje de salida no está referenciada al común (GND) de todo el circuito. Una fuente no referenciada o flotante es representada en la figura 3.32.



**Figura 3.32** Fuente flotante.

La función principal del convertidor de CD/CD RI-1212S en el convertidor matricial es la de fuente flotante, la cual está aislada eléctricamente de todos los retornos (GND) de la etapa de control. La distribución de pines del RI-1212S se presenta en la figura 3.33.



**Figura 3.33** Distribución de pines del RI-1212S.

El dispositivo RI-1212S puede transformar un voltaje de entrada de 12V de CD a 12 V de CD en la salida, con la particularidad de que el voltaje de entrada y el voltaje de salida se encuentran completamente aislados. En la figura 3.33 se observa que el voltaje de entrada se aplica en los pines 1 y 2, mientras que el voltaje de salida se obtiene de los pines 3 y 4. La tabla 3.1 expone algunas características de operación del RI-1212S. [6]

**Tabla 3.1** Características eléctricas del RI-1212S. [6]

Product	Input voltage	Output voltage	Output current	Efficiency	Isolation voltage		Max capacitive load
	VDC	VDC	mA	%	VDC	VAC	uF
RI-1212S	12	12	400	80-85	1000	500V/60hZ	680

### **3.5.3 Optoacoplador 4N25**

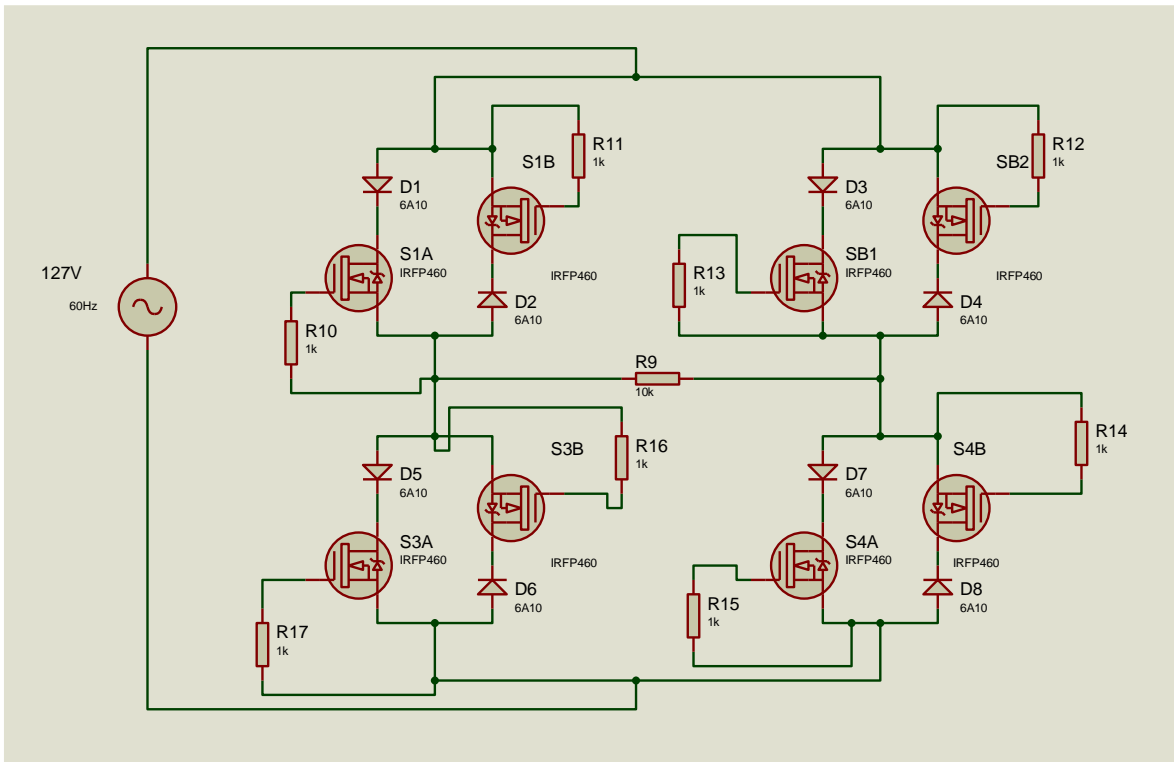
El 4N25 es un diodo emisor de infrarrojos de arseniuro de galio, junto con un fototransistor de silicio. Un optoacoplador, también llamado optoaislador o aislador acoplado ópticamente, es un dispositivo de emisión y recepción que funciona como un interruptor activado mediante la luz emitida por un diodo LED que satura un componente opto electrónico, normalmente en forma de fototransistor o fototriac. De este modo se combinan en un solo dispositivo semiconductor, un foto emisor y un foto receptor cuya conexión entre ambos es óptica. Estos elementos se encuentran dentro de un encapsulado que por lo general es del tipo DIP. Se suelen utilizar para aislar eléctricamente a dispositivos muy sensibles.

#### **Especificaciones:**

- Reguladores de fuente de alimentación.
- Entradas lógicas digitales.
- Entradas del microprocesador.
- Número de canales: 1.
- Tensión de aislamiento: 5 kV.
- Tipo Optoacoplador salida: fototransistor.
- Entrada de corriente: 50 mA.
- Voltaje de salida: 30 V.
- Encapsulado: DIP.
- No. de Pines: 6. [7]

### **3.4. Etapa de potencia del convertidor monofásico tipo puente completo.**

Conformado por 8 MOSFET IRFP460 y 8 diodos 6A10 y ocho resistencias con valor de un kilohm.este diagrama aparece en la figura 3.34.



**Figura 3.34** Etapa de potencia del convertidor matricial.

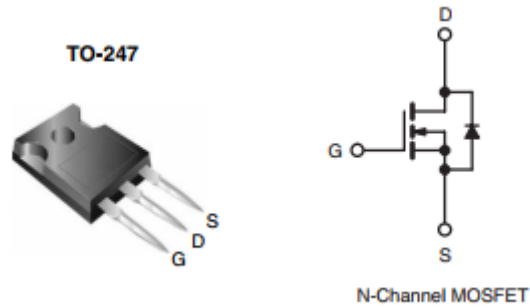
### 3.5.4. MOSFET IRFP460.

El IRFP460 es un MOSFET canal tipo N de enriquecimiento, este dispositivo provee una alta velocidad de conmutación, baja resistencia de encendido y gran eficiencia-costo. La presentación de este MOSFET es un encapsulado TO-247 esto lo hace más robusto y por ese motivo puede disipar más calor. [8]

**Tabla 3.2** Características eléctricas del IRFP460.[8]

Product	Drain-Source voltage ( $V_{DS}$ )	Gate-source voltage ( $V_{GS}$ )	Continuous Drain current ( $I_D$ )	Drain-source On-state resistance ( $R_{DS(ON)}$ )	Rise Time ( $T_r$ )	Fall Time ( $T_f$ )
	VDC	VDC	A	$\Omega$	ns	ns
IRF840	Max	Max	Max	0.27	59	58
	500	$\pm 20$	20			

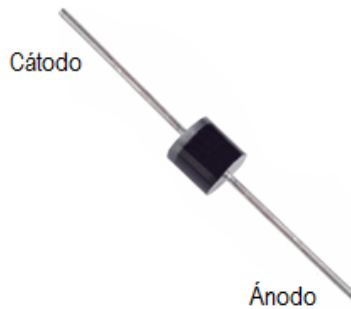
El encapsulado del IRFP460 con la configuración de pines se muestra en la figura 3.35 lado izquierdo, el símbolo del MOSFET canal tipo N de enriquecimiento se exhibe en la figura 3.35 lado derecho.



**Figura 3.35** De lado izquierdo de la imagen encapsulado TO-247, del lado derecho de la imagen símbolo de un MOSFET canal tipo N de enriquecimiento.

### 3.5.5. Diodo rectificador 6A10.

El 6A10 es un diodo rectificador de silicio que puede someterse a una corriente máxima de sentido directo de 6A y un voltaje pico máximo de sentido inverso de 1000V (700V<sub>RMS</sub>). [9] La figura 3.36 presenta la apariencia física del 6A10.



**Figura 3.36** Apariencia física del diodo rectificador 6A10.

## *Referencias capítulo 3*

- [1] [https://www.egr.msu.edu/eceshop/Parts\\_Inventory/datasheets/tl084cn.pdf](https://www.egr.msu.edu/eceshop/Parts_Inventory/datasheets/tl084cn.pdf)
- [2] <https://potentiallabs.com/cart/bc547-transistor>.
- [3] <https://unicrom.com/comparador-con-amplificador-operacional/>
- [4] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales Pearson 1999.
- [5] [http://www.atmel.com/Images/Atmel-42735-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega328-328P\\_Datasheet.pdf](http://www.atmel.com/Images/Atmel-42735-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega328-328P_Datasheet.pdf)
- [6] DC/DC converter, datasheet, RECOM Power, Inc, Brooklyn, NY.
- [7] <https://www.vishay.com/docs/83725/4n25.pdf>
- [8] <https://www.vishay.com/docs/91237/91237.pdf>
- [9] <https://www.kura-denshi.com/datasheet/diode/6A10.pdf>

# *Capítulo* **4**

---

## *Construcción del convertidor matricial tipo puente completo y resultados experimentales.*

En este capítulo se explica el proceso de construcción del convertidor. A su vez se exponen los resultados experimentales que se obtuvieron.

## 4.1. Diseño del circuito impreso.

Para el diseño del circuito impreso se utilizó el software PROTEUS 8 PROFESIONAL es un programa fácil de usar, se puede diseñar un diagrama esquemático el cual se puede simular y pasarlo el diseño en circuito para PCB. En este programa se hicieron todos los esquemáticos y luego se pasaron al diseño PCB.

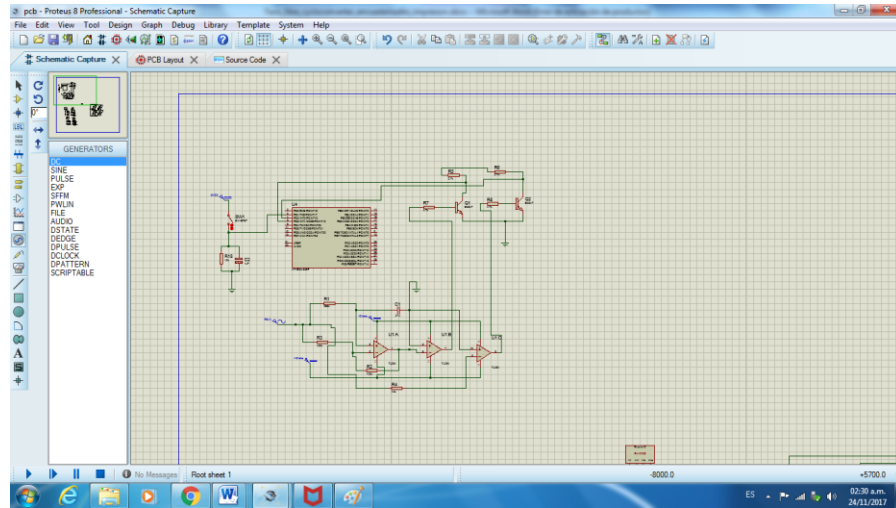


Figura 4.1 Interface del PROTESUS 8 PROFESIONAL para desarrollar de esquemáticos (Etapa de control).

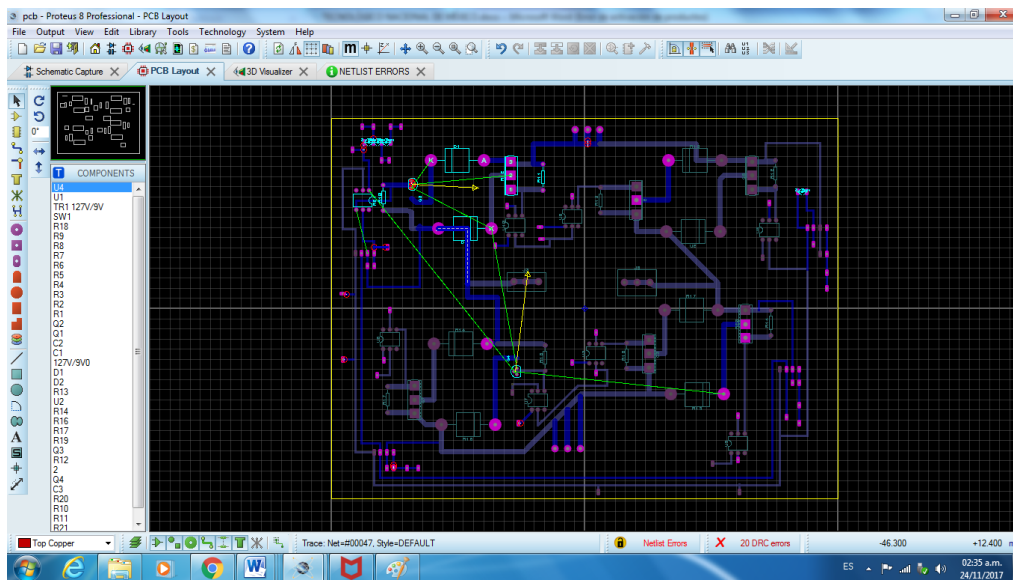


Figura 4.2 Interface del PROTESUS 8 PROFESIONAL para el desarrollo de circuito impreso, Etapa de potencia.



## 4.2. Resultados experimentales.

Los resultados obtenidos después del armado físico se presentan por medios de capturas del osciloscopio, anteriormente se mencionó que después de armar se probaría el convertidor matricial con un transformador reductor, debido a razones de seguridad. Las siguientes imágenes muestran el convertidor matricial trabajando en la generación de 120hz y 60 Hz con una carga resistiva, la fuente de CA es un transformador reductor.

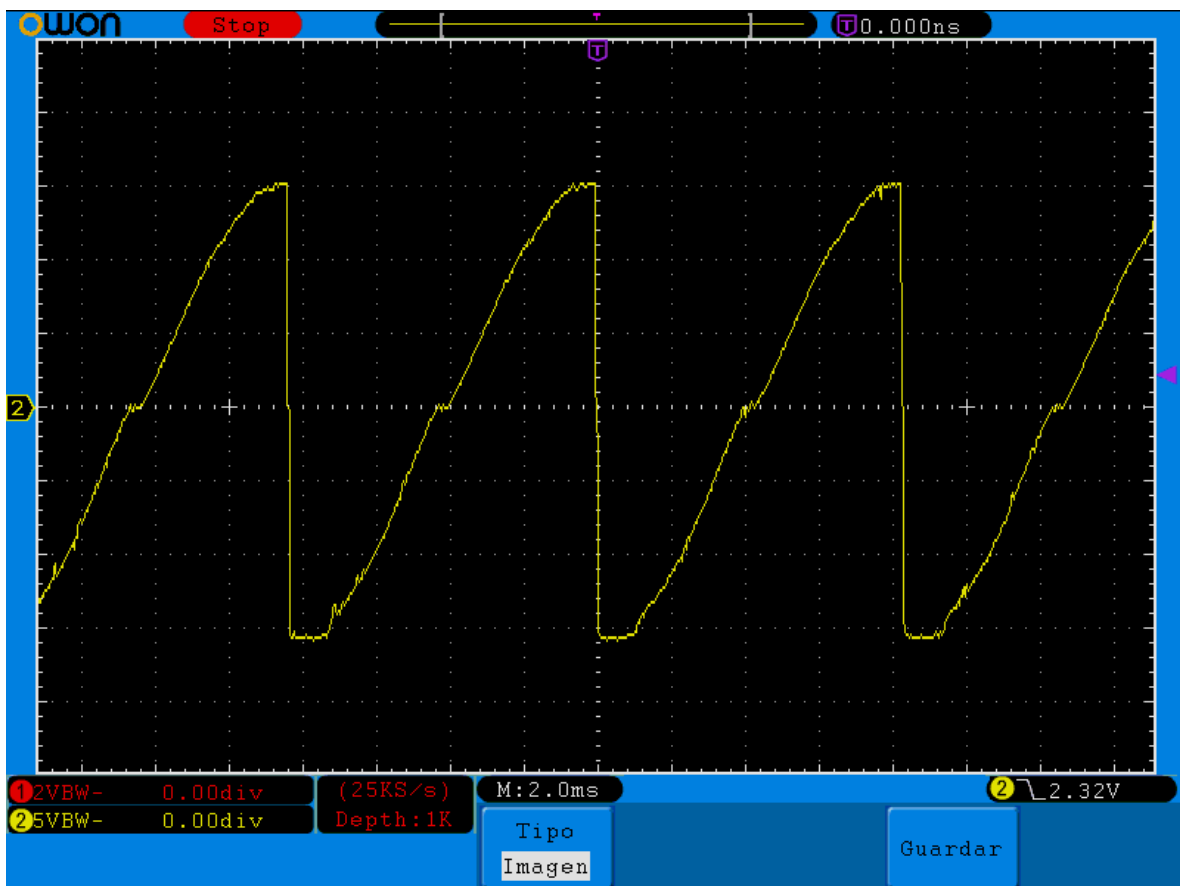
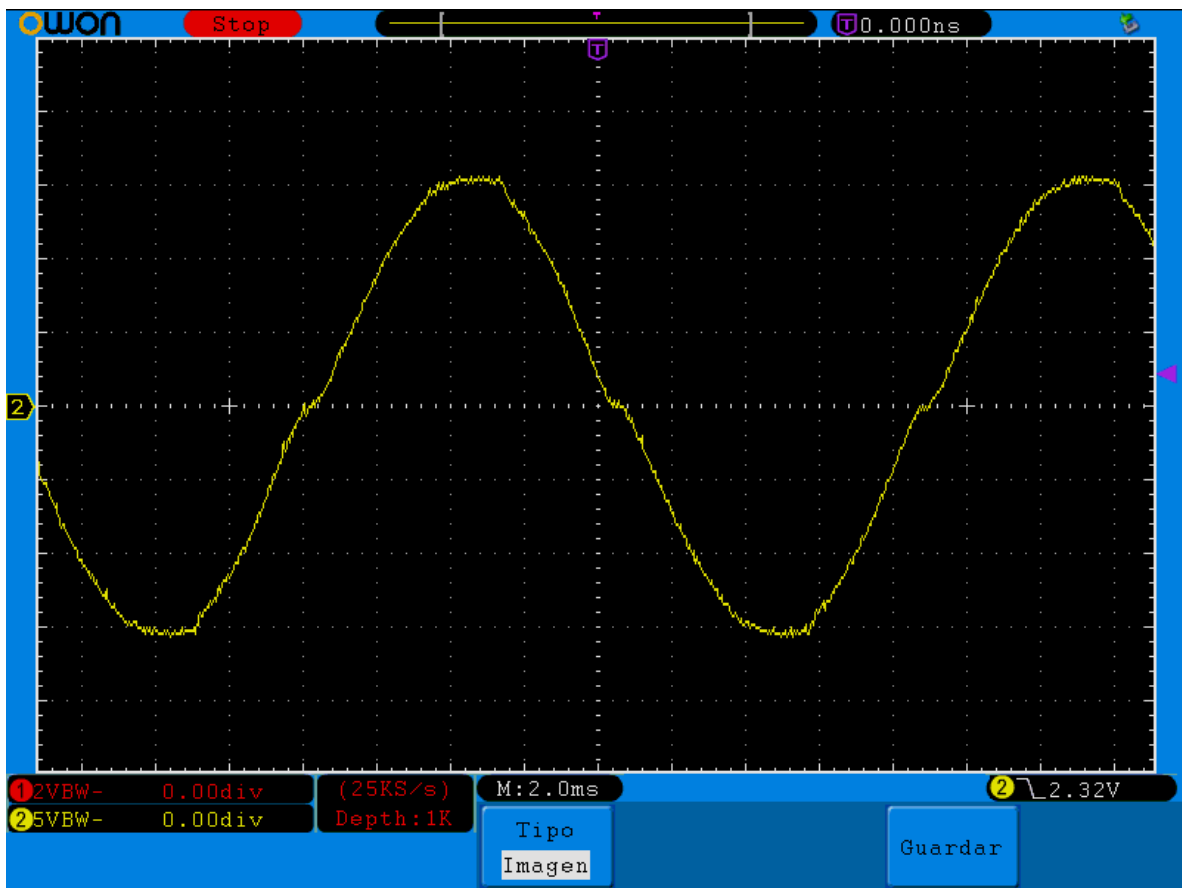
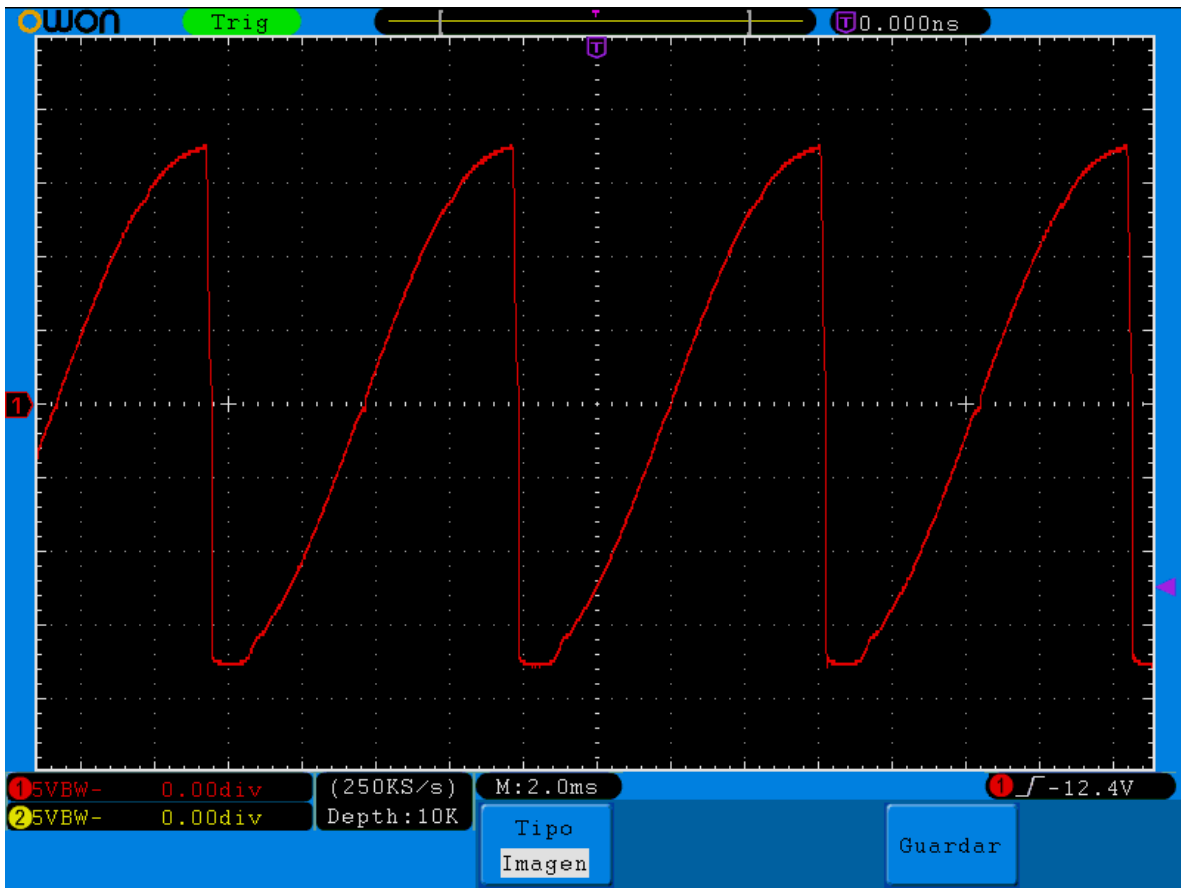


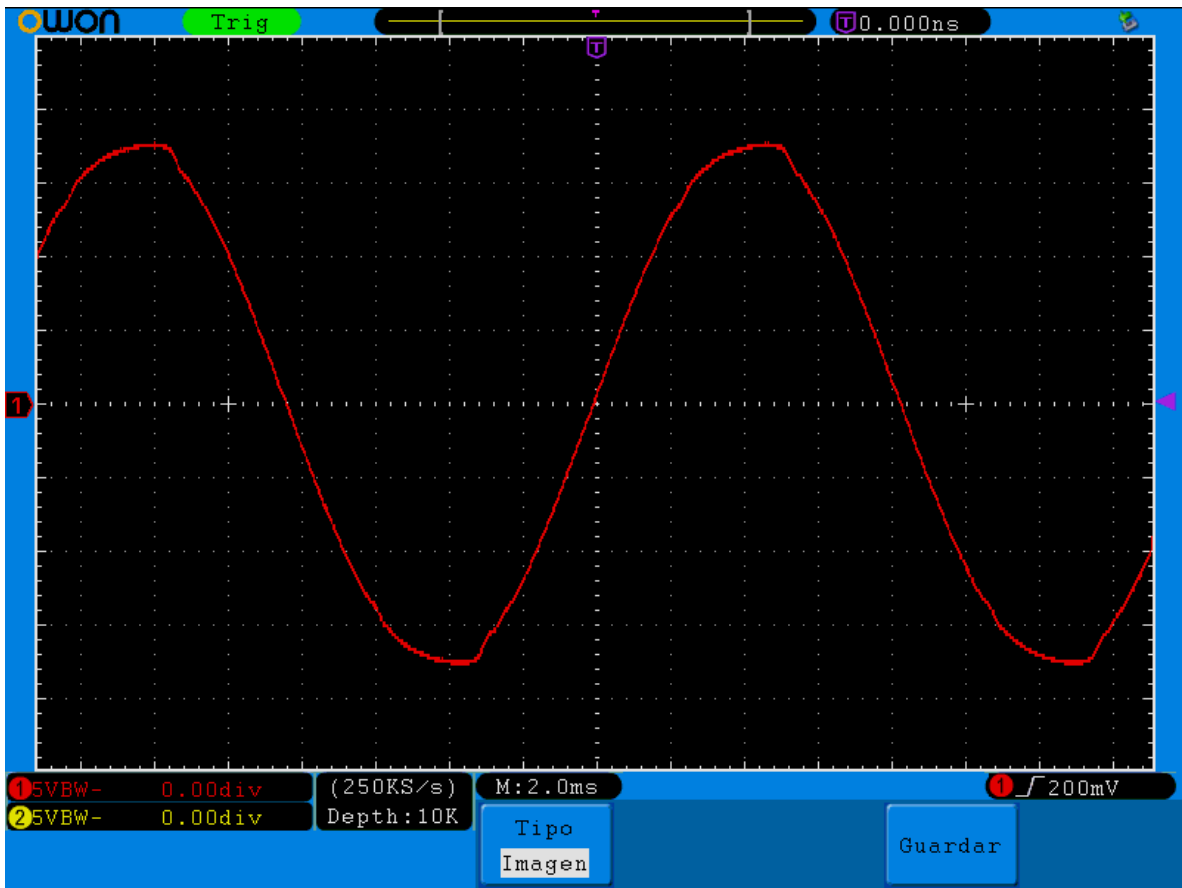
Figura 4.3 Forma de onda con frecuencia de 120 Hz, carga resistiva con transformador como fuente de CA.



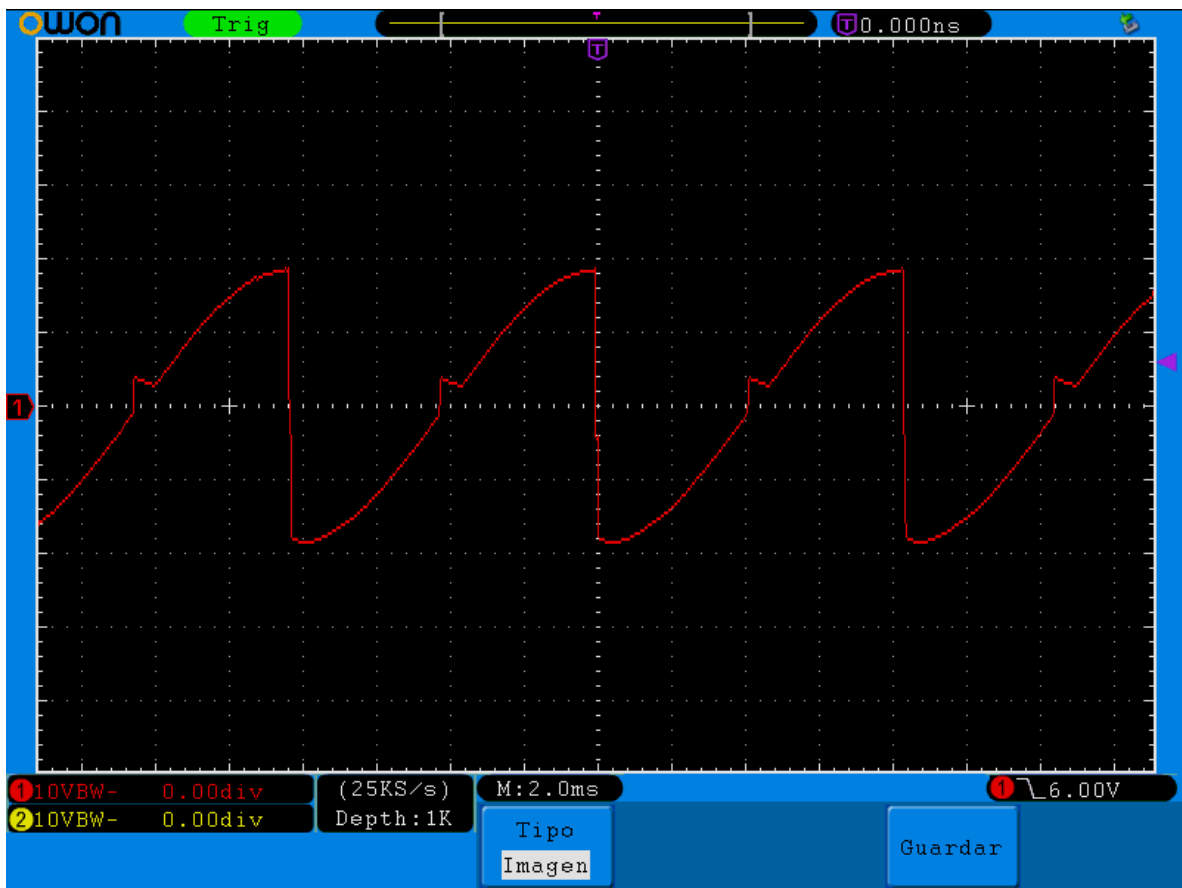
**Figura 4.4** Forma de onda con frecuencia de 60 Hz, carga resistiva con Transformador como fuente de CA. Después de que se probó satisfactoriamente el funcionamiento del convertidor con el transformador se procedió con utilizar la toma de 127 volts y 60 Hz de CFE como fuente de CA.



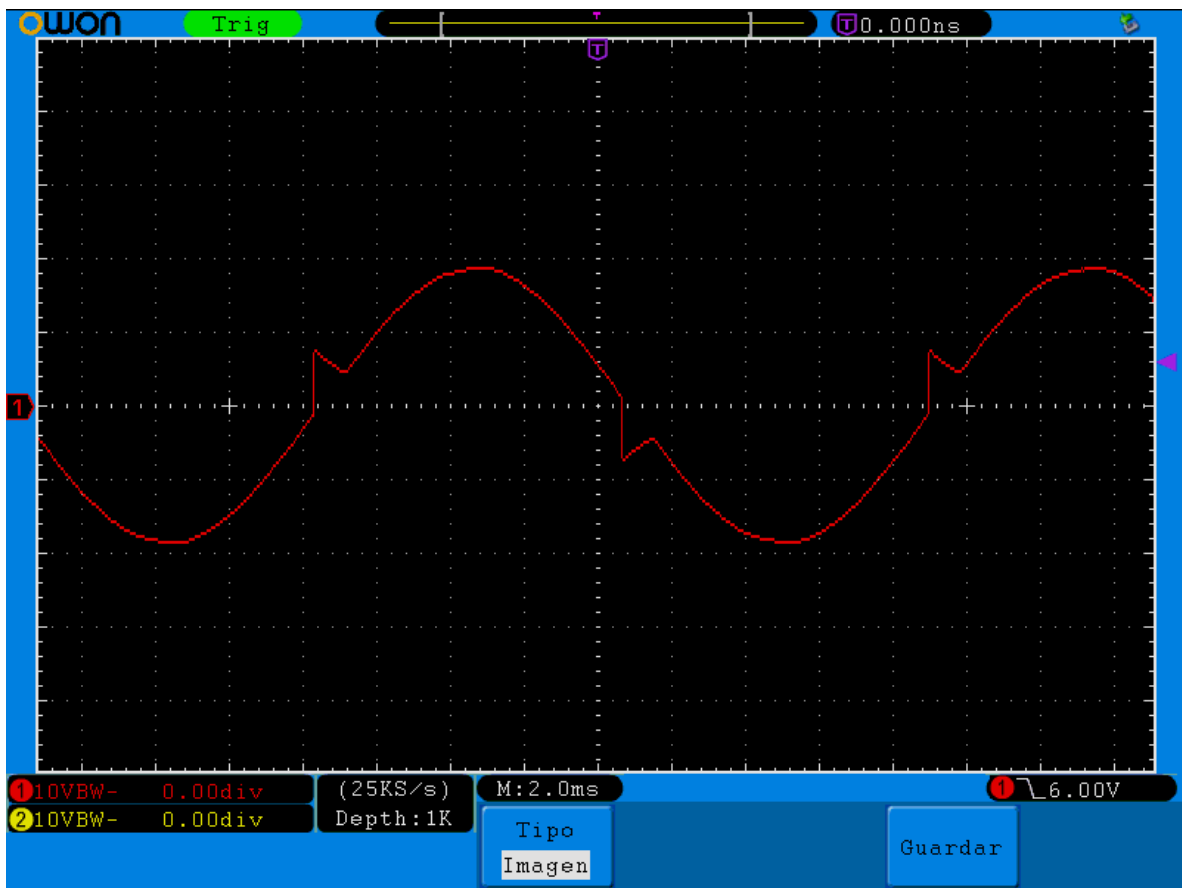
**Figura 4.5** Forma de onda con frecuencia de 120 Hz con carga resistiva, utilizando como fuente de CA la toma de corriente de 127 Volts y 60hz.



**Figura 4.6** Forma de onda con frecuencia de 60 Hz con carga resistiva, utilizando como fuente de CA la toma de corriente de 127 Volts y 60hz.



**Figura 4.7** Forma de onda con frecuencia de 120 Hz con carga inductiva, utilizando como fuente de CA la toma de corriente de 127 Volts y 60hz. Se puso una carga resistiva de 40 watts en paralelo para evitar la patada de la bobina.



**Figura 4.8** Forma de onda con frecuencia de 60 Hz con carga inductiva, utilizando como fuente de CA la toma de corriente de 127 Volts y 60hz. Se puso una carga resistiva de 40 watss en paralelo para evitar la patada de la bobina.

# *Capítulo* **5**

---

## *Conclusiones.*

En este capítulo se da una recapitulación del trabajo de tesis, así como las conclusiones que se obtuvieron.

## 5.1 Conclusiones.

Este trabajo explica el diseño y construcción de un convertidor matricial tipo puente completo monofásico con el que se obtiene dos frecuencias 120Hz y 60Hz eléctrica. Se recuenta lo que se hizo en los capítulos:

- En el primer capítulo se plantearon la justificación, objetivos, alcances y limitaciones para el desarrollo del proyecto.
- En el segundo capítulo se plantearon algunos conceptos de elementos empleados en el desarrollo del proyecto.
- En el tercer capítulo se proporcionó una explicación a fondo del diseño de las etapas que forman el convertidor.
- En el cuarto capítulo se mostraron los resultados obtenidos del prototipo físico del convertidor matricial.

Las conclusiones generales son las siguientes:

- El convertidor matricial puede generar frecuencia mayor a las de la entrada.
- El convertidor matricial también puede generar frecuencias menores ala de la entrada.
- Para poder excitar un motor de inducción monofásico sin dañar sus devanados es necesario cuidar la relación voltaje-frecuencia.



# *Capítulo* **6**

---

## *Anexos.*

Se muestra el código grabado en el Atmega328p, el código se compiló en Atmel Studio7 y está en lenguaje C++.

# *Apéndice A*

Código grabado en el microcontrolador Atmega328p.

```
#define F_CPU 1000000UL
#include <avr/io.h>
#include <util/delay.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <stdio.h>
```

```
int configINT0();
int configINT1();
```

```
int b=0;
int c=0;
int d=0;
int p=0;
int f=0;
int e=1;
int z=5;
int x=1;
int y=0;
int g=5;
int control=0;
```

```
int main(void)
{
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);
}
```

```
    DDRB=0xFF;
    configINT0();
    PORTB |=_BV(4);
```

```
    while (1)
    {
```

```
    }
    return 0;
```

```
}
```

```
configINT0()
{
```

```

    SREG=(0<<SREG_I);
    EICRA=(1<<ISC01)|(1<<ISC00)|(1<<ISC11)|(1<<ISC10);// registro para configurar
el modo en que se activa la interrupción.
    EIMSK=(0<<INT1)|(1<<INT0);//registro de activar interrupciones
    PCICR=(1<<PCIE2);
    PCMSK2=(1<<PCINT17);
    SREG=(1<<SREG_I);// registro para activar interrupciones Globales.
}
configINT1()
{

    EICRA=(1<<ISC01)|(1<<ISC00)|(1<<ISC11)|(1<<ISC10);// registro para configurar
el modo en que se activa la interrupción.
    EIMSK=(0<<INT1)|(1<<INT0);//registro para activar interrupciones
    PCICR=(1<<PCIE2);
    PCMSK2=(1<<PCINT17);

}

ISR(INT0_vect)
{
    SREG=(0<<SREG_I);
    if (control==0)
    {
        x=0;
    }

    if (z==g)
    {

        if (p==0)
        {
            EIMSK=(1<<INT1)|(1<<INT0);

            b=0;
        }
        if (b==0)

        { PORTB &=0xF0;

            _delay_us(100);
            PORTB |=_BV(0);

            EICRA=(1<<ISC01)|(0<<ISC00)|(1<<ISC11)|(1<<ISC10);

            b=1;
            p=1;
        }
        else
        {
            switch (e)

```

```

        {
            case 1:
                PORTB &=0xF0;

                _delay_us(100);
                PORTB |=_BV(2);
                EICRA=(1<<ISC01)|(1<<ISC00)|(1<<ISC11)|(0<<ISC10);
                b=0;
                break;
            case 2:
                PORTB &=0xF0;

                _delay_us(100);
                PORTB |=_BV(3);
                EICRA=(1<<ISC01)|(1<<ISC00)|(1<<ISC11)|(0<<ISC10);
                b=0;
                break;
            default:
                PORTB=(0<<PB0)|(0<<PB1)|(0<<PB2)|(0<<PB3);
                _delay_us(130);
        }

    }

}
g=4;
SREG=(1<<SREG_I);
}

ISR(INT1_vect)
{
    SREG=(0<<SREG_I);

    if (y==x)
    {
        if (c==0)

            {PORTB &=0xF0;

                _delay_us(100);
                PORTB |=_BV(1);
                EICRA=(1<<ISC01)|(0<<ISC00)|(1<<ISC11)|(0<<ISC10);
                c=1;
            }
        else
            {
                PORTB &=0xF0;

                _delay_us(100);
                PORTB |=_BV(3);
                EICRA=(1<<ISC01)|(1<<ISC00)|(1<<ISC11)|(1<<ISC10);
                c=0;
            }
    }
}

```

```

    }

}

x=1;
g=5;
SREG=(1<<SREG_I);
}

ISR(PCINT2_vect)
{
    SREG=(0<<SREG_I);
    PORTB &=0xF0;

    configINT1();
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);
    _delay_ms(200);

    if (f==0)
    {
        f=1;
        e=2;
        control=1;
        b=0;
        c=0;
        d=0;
        p=0;
        z=5;
        x=1;
        y=0;
        g=5;
        PORTB &=~_BV(4);

        PORTB |=_BV(5);
    }
    else
    {

        f=0;
        e=1;
        control=0;
        c=0;
        d=0;
        p=0;
        z=5;
        x=1;
        y=0;
    }
}

```

```
        g=5;
        PORTB &=~_BV(5);

        PORTB |=_BV(4);
    }

    SREG=(1<<SREG_I);
}
```