

**DISEÑO DE UNA INTERFAZ GRÁFICA EN LABVIEW E IMPLEMENTACIÓN DE
UN CONTROLADOR ELECTRÓNICO PARA MOTORES DE INDUCCIÓN
TRIFÁSICOS UTILIZANDO MICROCONTROLADORES DE PROPÓSITO
ESPECÍFICO**



ÁLVARO ENRIQUE TASCO QUINTERO

MIGUEL ÁNGEL ROJAS JIMÉNEZ

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICA

**ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2013

**DISEÑO DE UNA INTERFAZ GRÁFICA EN LABVIEW E IMPLEMENTACIÓN DE
UN CONTROLADOR ELECTRÓNICO PARA MOTORES DE INDUCCIÓN
TRIFÁSICOS UTILIZANDO MICROCONTROLADORES DE PROPÓSITO
ESPECÍFICO.**

ALVARO ENRIQUE TASCO QUINTERO

MIGUEL ÁNGEL ROJAS JIMÉNEZ

**Trabajo de grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico**

Director:

JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ.

Magíster en Potencia Eléctrica

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICA

**ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRONICA Y DE
TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2013

DEDICATORIA

A Dios, maestro y guiador de mi vida.

A mi madre Ana María Jiménez, por su apoyo, cariño y ser la razón de mi vida.

A mi padre Plinio Rojas, por su confianza y apoyo durante toda mi carrera.

A mis hermanos: Sandra, Edgar, Jairo, Diana, Guillermo, Luz Marina, Jhon y Andrea, por sus consejos y ayuda durante este logro.

A Yamile Castro, por su amor y apoyo incondicional durante toda mi carrera

A mi amigo y compañero de proyecto, Álvaro Tasco, por toda su dedicación y fortaleza para sacar adelante este proyecto.

MIGUEL ÁNGEL ROJAS JIMÉNEZ

A Dios todo poderoso por darme la vida y permitirme cumplir este logro de mi vida.

A mis queridos padres Álvaro Enrique Tasco Ballesteros y Elizabeth Quintero Zamarra por su paciencia y apoyo incondicional. Gracias a ellos y a Dios estoy cumpliendo una meta más de mi vida.

A mi hermana Julieth Paola Tasco Quintero que a pesar que no se encuentra en esta vida, me enseñó que nada es imposible desde que uno se las proponga a cumplirla, fue esa buena energía que me ayudo a culminar este proyecto. Te amo Julieth.

A mi Hermano Jhon Alexander Tasco Quintero que gracias a sus consejos ayudaron a culminar con éxito este proyecto.

A mi compañero y amigo Rodman Calderon Niño con el que compartí muchos años de mi carrera universitaria.

A mi compañero de proyecto Miguel Rojas quien me ha permitido compartir este trabajo de grado a su lado.

ALVARO ENRIQUE TASCO QUINTERO

AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan sus agradecimientos:

A Dios todo poderoso, por permitirnos culminar con éxito este trabajo.

A nuestro director de proyecto y docente MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez, por sus enseñanzas en el desarrollo de este proyecto, y además por sus valiosos aportes académicos en el transcurso de nuestra carrera universitaria.

Al Ingeniero Nelfor Castelblanco por sus aportes y buenos consejos que nos brindó al momento de realizar este trabajo.

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	19
1. CONCEPTOS PRELIMINARES	21
1.1. INVERSOR TRIFÁSICO	21
1.1.1. Esquema del inversor trifásico	21
1.1.2. Variador de Frecuencia	22
1.2. DISPOSITIVOS DE CONMUTACIÓN	23
1.2.1. MOSFET'S de potencia	23
1.2.2. Transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT)	24
1.3. ESTRATEGIAS Y CIRCUITOS DE CONTROL	26
1.3.1. Modulación senoidal de ancho de pulso (SPWM)	26
1.3.2. Modulación sinusoidal con inyección del tercer armónico.	28
1.3.3. Estrategia de control	29
1.3.3.1. Control escalar	30
1.3.3.1.1. Variación de velocidad a flujo constante	31
1.3.3.1.2. Variación por reducción de flujo	33
1.3.3.2. Control directo de par	35
1.3.3.3. Control vectorial	35
2. DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA	37
2.1 ETAPA DE POTENCIA	38
2.1.1 Motor de inducción para el cual se diseñó la etapa de potencia	40
2.1.2 Selección del convertidor AC/DC	41
2.1.3 Calculo del capacitor del bus de CD del puente rectificador	42
2.1.4 Diseño del sistema de frenado	46
2.1.5 Diseño del convertidor DC/AC	47
2.2 ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO Y AISLAMIENTO DE SEÑALES.	49

2.2.1. Sistema de tierras aisladas_____	53
2.2.2. Diseño del circuito impreso_____	54
2.3 ETAPA DE CONTROL_____	55
2.3.1 Características principales_____	55
2.3.2 Esquema electrónico de control_____	56
2.3.3 Operación del MC3PHAC._____	56
2.3.4 Medición de variables eléctricas._____	61
2.3.4.1. Medición de tensión_____	61
3 DISEÑO DE INTERFAZ GRÁFICA_____	66
3.1 CARACTERÍSTICAS DEL MODULO EFmJM60_____	67
3.2 INTERFAZ GRÁFICA_____	68
3.2.1 Diagramas de bloques_____	68
3.2.2 Panel frontal_____	70
3.3 COMUNICACIONES ENTRE EFmJM60 Y MC3PHAC_____	74
4 PRUEBAS DE LABORATORIO Y ANÁLISIS DE RESULTADOS_____	76
4.1 SISTEMA IMPLEMENTADO CON MOSFET'S IRF840_____	76
4.2. SISTEMA IMPLEMENTADO CON IRGP4PC40UD._____	78
4.2.1. Prueba con carga resistiva conectada en estrella_____	83
4.2.2. Prueba con el motor de inducción trifásico_____	89
4.3. EFICIENCIA_____	93
5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES_____	96
6. REFERENCIAS_____	98
7. ANEXOS_____	101

LISTA DE TABLAS

Tabla 1: Comparación entre MOSFET e IGBT_____	26
Tabla 2: especificaciones del motor de inducción_____	40
Tabla 3: Capacitancia de MOSFET e IGBT_____	41
Tabla 4: Especificaciones de los semiconductores de potencia_____	47
Tabla 5: Comparación de IGBT's comerciales_____	48
Tabla 6: Rango de frecuencia_____	58
Tabla 7: Principales características del sensor LEM LV-20_____	52
Tabla 8: Valores de resistencias Rm del sensor de tensión_____	64
Tabla 9: Pines utilizados y propósito_____	68
Tabla 10: Datos tomados con un tacómetro y un multímetro_____	91

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Diagrama eléctrico de un variador de frecuencia_____	22
Figura 2: Símbolo MOSFETs de Potencia_____	24
Figura 3: Símbolo IGBT de Potencia_____	25
Figura 4: Principio de Funcionamiento de la técnica SPWM.._____	27
Figura 5: Sistema generador SPWM_____	29
Figura 6: Esquema de control escalar a lazo abierto_____	32
Figura 7: Esquema de control escalar a lazo abierto_____	33
Figura 8: Características par-velocidad en un control a potencia constante_____	34
Figura 9: Esquema de control vectorial_____.	36
Figura 10: Modelo por etapas del convertidor de frecuencia Implementado_____	37
Figura 11: Convertidor de frecuencia implementado_____.	38
Figura 12: Esquema eléctrico de la etapa de potencia_____	39
Figura 13: Motor de inducción trifásico_____	40
Figura 14: Diagrama eléctrico y encapsulado del puente rectificador_____	42
Figura 15: Forma de onda del voltaje de salida del rectificador trifásico_____	43
Figura 16: Circuito temporizador para controlar la carga del condensador_____.	45
Figura 17: Transformador para alimentar el sistema digital_____	45
Figura 18: Esquema de regulación de tensión.. _____.	46
Figura 19: Circuito con choper de frenado _____	47
Figura 20: Transistor de potencia IRG4PC40UD_____	49
Figura 21 Topología puente inversor y etapa de control. _____.	49
Figura 22 Etapa de acondicionamiento y aislamiento. _____.	51
Figura 23: Características del driver-optoacoplador HCPL3120_____.	52
Figura 24: Pérdidas de conmutación Vs Resistencia de puerta_____	53
Figura 25: Convertidor DC/DC VBSD1-S5-S15 _____	53

Figura 26: Diseño e implementación del circuito impreso_____	54
Figura 27: Distribución de los pines para el MC3PHAC de 28 pines_____	56
Figura 28: Esquema electrónica de control. _____	57
Figura 29: Esquema de control usado en el MC3PHAC _____	57
Figura 30: Forma de onda sintetizada en el MC3PHAC _____	58
Figura 31: Esquemático del MC3PHAC configurado en modo standalone. _____	59
Figura 32: Esquemático del MC3PHAC configurado en modo Host _____	60
Figura 33: Interfaz de usuario diseñada por fresscale® para el MC3PHAC _____	61
Figura 34: Sensor transductor LEM LV-20 _____	62
Figura 35: Modo de conexión del sensor de voltaje _____	63
Figura 36: Diagrama del sensor de corriente_____	64
Figura 37: Diagrama en bloque de la implementación de la interfaz_____	66
Figura 38: Creación de un nuevo proyecto en Labview® _____	69
Figura 39: Comunicación entre módulo EJmJM60 y Labview a 9600 baudios_____	69
Figura 40: Variables de entradas que los parámetros del motor_____	70
Figura 41: Controles del motor y de la aplicación.. _____	71
Figura 42: Controles de velocidad y aceleración_____	71
Figura 43: Ventana de visualización del bus de CC._____	72
Figura 44: Corrientes de fase del motor de inducción_____	72
Figura 45: Circuito de adecuación de las señales de corriente uno de tres_____	73
Figura 46: Comando de protocolo de datos _____	75
Figura 47: . Esquemático inversor trifásico con Mosfet de potencia IRF840 _____	77
Figura 48: Señales de control para los Mosfets de potencia_____	77
Figura 49: Tiempo de respuesta del MOSFETs IRF840 Vds vs Vgs_____	78
Figura 50: Inversor trifásico en ORCAD CAPTURE _____	79
Figura 51: Disparos en los transistores de dos ramas contiguas del inversor _____	80
Figura 52: Tiempo muerto entre señales de transistores de una misma rama_____	80

Figura 53: Señales de control para los dispositivos del puente inversor..	81
Figura 54: Tiempo de encendido y apagado del transistor IRG4PC40UD	82
Figura 55: Pérdidas por conmutación en el transistor IGR4PC40UD	83
Figura 56: Voltaje de fase Van	84
Figura 57: Voltaje de línea	85
Figura 58: Distribución armónica del voltaje de línea V_{BC}	86
Figura 59: Periodo del voltaje de línea	87
Figura 60: Voltaje RMS de la tensión de fase grafica roja .	88
Figura 61: Voltaje RMS de la tensión de fase grafica roja	89
Figura 62: Variación del Voltaje RMS total con respecto a la frecuencia.	90
Figura 63: Validación del sistema de control implementado..	91
Figura 64: Velocidad vs Frecuencia.	92
Figura 65: Voltajes y corrientes en el motor.	92
Figura 66: Parámetros del IGBT IRG4PC40UD	94

LISTA DE ANEXOS

ANEXO A. Máquina de inducción. _____	101
ANEXO B Diseño disipador de calor_____	.105
ANEXO C Hojas de datos de los elementos electrónicos utilizados_____	.109
ANEXO D Código general de circuito CODEWARRIOR IDE 6.3_____	116
ANEXO E Graficas y Tablas para el cálculo del disipador_____	125

RESUMEN

TITULO: DISEÑO DE UNA INTERFAZ GRÁFICA EN LABVIEW E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR ELECTRÓNICO PARA MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICOS UTILIZANDO MICROCONTROLADORES DE PROPOSITO ESPECÍFICO.¹

AUTORES:

Rojas Jiménez Miguel Ángel, Tasco Quintero Álvaro Enrique²

PALABRAS CLAVES:

Convertidores de Potencia, IGBT, Interfaz Gráfica, Microcontroladores, Semiconductores de potencia.

DESCRIPCIÓN:

Se presenta el desarrollo e implementación de una interfaz gráfica de usuario en LabVIEW® para controlar la velocidad y la aceleración de un motor asíncrono trifásico de un caballo de fuerza en lazo abierto para el cual se ha utilizado el microcontrolador MC3PHAC. Con este proyecto se desarrolla una interacción entre el hombre y la máquina de forma más sencilla, para que los ingenieros y los estudiantes en el área de sistemas de control y de la electrónica de potencia logren analizar de una forma más práctica lo que se ha estudiado en un salón de clase.

Para llevar a cabo la implementación se diseñó un convertidor de potencia el cual es conocido como inversor trifásico que actúa como la interfaz entre las señales de control provenientes del computador y del microcontrolador, dichas señales están configuradas para que se pueda trabajar en un rango de frecuencias de 5khz a los 24khz, estos valores fueron muy importantes a la hora de realizar la selección de los dispositivos que conforman el hardware del sistema. Posteriormente en la construcción del convertidor se utilizaron los semiconductores de potencia del tipo IGBT (Transistor bipolar de compuerta Aislada) los cuales son controlados por los circuitos integrados encargados de proporcionar la tensión y la corriente necesaria para lograr activarlos, y así de esta forma aislar al mismo tiempo la etapa de potencia con la etapa de control

¹ Trabajo de Grado.

² Facultad de ingenierías físico-mecánica, escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y de telecomunicaciones. Director: MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez

ABSTRACT

TITLE: DESIGN OF A GRAPHICAL INTERFACE IN LABVIEW AND IMPLEMENTATION OF AN ELECTRONIC CONTROLLER FOR THREE PHASE INDUCTION MOTORS USING MICROCONTROLLERS SPECIFIC PURPOSE.³

AUTHORS:

Rojas Jiménez Miguel Ángel; Tasco Quintero Álvaro Enrique⁴

KEY WORDS:

Graphical Interface, IGBT, Microcontrollers, Power converters, power semiconductors.

DESCRIPTION:

We report the development and implementation of a graphical user interface, for which LabVIEW ® was used to control the speed and acceleration of a three-phase asynchronous motor horsepower of a open loop for which we used the microcontroller MC3PHAC of freescale. With this project we have developed an interaction between man and machine and so more easily, for engineers and students in the area of control systems and in the area of power electronics analysis achieve a more practice what has been studied in a classroom.

To carry out the implementation of this project we designed a power converter which is known as a phase inverter which acts as the interface between the control signals and from the computer and the microcontroller, these signals are configured to you can work in a frequency range of 5 kHz to 24 kHz, these values were very important in making the selection of hardware devices that make up the system. Later in the construction of the converter used power semiconductors which are of the type IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) which are controlled by integrated circuits and are responsible for providing the voltage and current necessary to achieve, though, and thus in this way can be isolated while the power amplifier control stage

³ Undergraduate Project

⁴ Physiomechanical Engineering College. Electronic Engineering School.

INTRODUCCIÓN

El uso de un computador personal como herramienta de apoyo para monitorear un proceso, llevó al diseño de interfaces gráficas, las cuales ayudan a generar un ambiente más amigable entre el hombre y la máquina.

En la actualidad existen diferentes equipos que tienen como función controlar el accionamiento de motores eléctricos de inducción, conocidos comercialmente como convertidores de frecuencia, los cuales presentan una gran ventaja en el ahorro de energía, ya que en lugar de tener un motor eléctrico funcionando de forma continua a máxima velocidad, un convertidor de frecuencia hace posible que el usuario pueda controlar la velocidad del motor en función de una necesidad.

En este trabajo se presenta el desarrollo de una interfaz gráfica en LabVIEW® y el diseño de un inversor trifásico para realizar el control de velocidad en lazo abierto de un motor de inducción, implementado en un microcontrolador de propósito específico con el interés de obtener la unión entre hardware y software, de tal forma que se proporcione un medio de aprendizaje en donde estudiantes del área de sistema de control y electrónica de potencia⁵ puedan aplicar los conocimientos adquiridos en un salón de clase y conocer en forma general como está constituido un convertidor de frecuencia.

Para llevar a cabo el desarrollo de este proyecto fue necesario ejecutar una serie de etapas iniciando con la recopilación de datos, donde se estudió la estrategia de control utilizada por el microcontrolador, el cual cuenta con características para el control de motores trifásicos [1].

Posteriormente se realizó la selección de los dispositivos, esto sumado a la aparición de nuevos semiconductores permitió el diseño del inversor trifásico que

⁵ Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad Industrial de Santander

tiene por finalidad convertir una tensión de entrada DC⁶ en una tensión de salida AC⁷ simétrica con la amplitud y frecuencia variable [2]. Como siguiente etapa se procede a la implementación del diseño realizado en donde se requiere que todos los dispositivos seleccionados se unan para así conformar el sistema deseado, después de realizar la implementación se diseña en Labview® una interfaz en donde se controla un motor trifásico. Por último se presentan los resultados de las pruebas realizadas con el propósito de obtener sus parámetros de rendimiento.

⁶ Corriente directa.

⁷ Corriente Alterna.

1. CONCEPTOS PRELIMINARES

En este capítulo se describe el funcionamiento de un inversor trifásico, los dispositivos de potencia que lo conforman, las diferentes estrategias de control existente y las técnicas de modulación, que para un controlador de velocidad, son factibles de implementar.

1.1 INVERSOR TRIFÁSICO

Los inversores trifásicos se utilizan para crear tensiones de CA trifásicas con magnitud y frecuencia fija o variable a partir de una alimentación de CC [3]. Los inversores se utilizan en aplicaciones tales como, sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS) o en los variadores de frecuencia, entre otras. El método más extendido para efectuar el control de los dispositivos semiconductores de un circuito inversor de potencia es la conmutación basada en la modulación por ancho de pulso (PWM. *Pulse-width modulated*), estos equipos usan dispositivos de conmutación como BJT, MOSFET, IGBT Y GTO [4]. Recientemente las investigaciones han demostrado efectos perjudiciales en los devanados y los cojinetes de un motor al no filtrar las señales PWM, por tal razón se recomiendan el uso de Filtros a la salida del inversor [3].

1.1.1 Esquema del inversor trifásico

Los inversores trifásicos se implementan con un circuito como el de la Figura 1. Se componen de 6 elementos de potencia que ofician como interruptores ON/OFF con una secuencia de disparo apropiada, cuyas señales provienen del circuito de control.

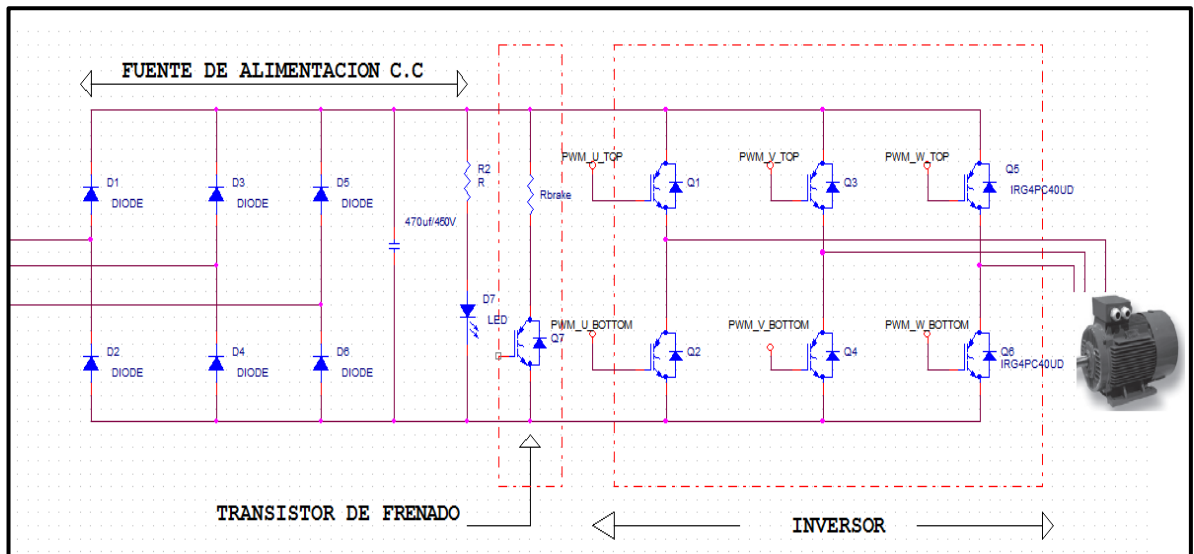
Los puentes inversores pueden ser clasificados de acuerdo a la naturaleza de la fuente de alimentación DC de entrada. Desde el punto de vista, se habla de inversores de fuente de tensión o VSI (*Voltaje Source Inverters*) y de inversores

de fuente de corriente o CSI (*Current Source Inverters*) que son utilizados principalmente en controladores de motores AC de alta potencia [3]. En este trabajo se implementó un inversor de fuente de tensión como el de la Figura 1, con el objetivo de controlar la velocidad de un motor de inducción trifásico utilizando la estrategia de control escalar, esto se conoce en la industria como con variador de frecuencia.

1.1.2 Variador de frecuencia

Se denomina variador de frecuencia a los sistemas que rectifican la tensión alterna de la red trifásica o monofásica, y por medio de seis transistores trabajando como inversor generan una tensión trifásica de frecuencia y tensión variable. Un transistor más, llamado de frenado, permite direccionar la energía que devuelve el motor (durante el frenado regenerativo) hacia una resistencia exterior [5]. A continuación se muestra un diagrama eléctrico típico, ver Figura 1.

Figura 1. Diagrama Eléctrico de un variador de frecuencia.



Fuente: Autores.

La estrategia de disparo de los transistores del inversor es realizada por un microcontrolador, que utiliza un algoritmo de control sofisticado.

1.2 DISPOSITIVOS DE CONMUTACIÓN

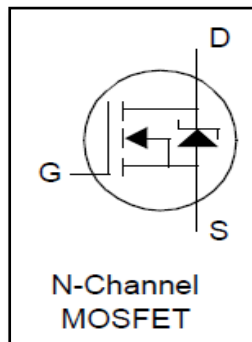
1.2.1 MOSFETs de Potencia

Un MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por voltaje que solo requiere una corriente pequeña de entrada [6]. La velocidad de conmutación es muy alta, y los tiempos de conmutación son del orden de nanosegundos.

Los MOSFET de potencia están encontrando aplicaciones cada vez más numerosas en convertidores de baja potencia y alta frecuencia. Los MOSFET no tienen los problemas de fenómenos de segunda avalancha, como los BJT. Sin embargo, los MOSFET tienen los problemas de descarga electrostática y requieren cuidados especiales en su manejo.

Los MOSFET son dispositivos controlados por tensión y necesitan de una pequeña corriente de entrada en la compuerta, tienen una velocidad muy grande de conmutación y bajas pérdidas. La resistencia de entrada es muy alta, la cual oscila de 10^9 a $10^{11}\Omega$. Sin embargo, la desventaja de los MOSFET es su alta resistencia en estado activo, y por tal razón las pérdidas son grandes; eso hace del dispositivo menos atractivo para aplicaciones de potencia, aunque su comportamiento como amplificador es excelente [6]. En la figura 2 se observa el símbolo de un MOSFET de canal N.

Figura 2. Símbolo MOSFETs de potencia canal N.



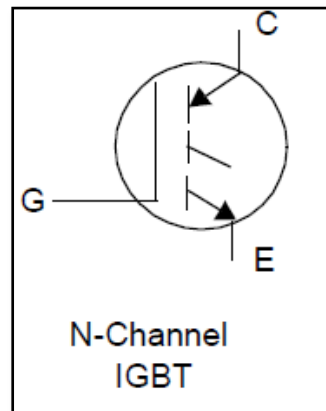
Fuente: [7]

1.2.2 Transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT)

Los transistores bipolares de compuerta aislada o IGBT's son el avance tecnológico más reciente en el campo de los semiconductores de potencia. Desarrollados originalmente por las firmas Japonesas Hitachi y Toshiba en respuesta a la necesidad de disponer de un transistor de potencia prácticamente ideal, capaz de conmutar corrientes muy altas asociadas a tensiones muy altas, por ejemplo 400A a 1200V con un mínimo de pérdidas y a una velocidad razonable.

Este dispositivo electrónico de conmutación de potencia debe su éxito al hecho de necesitar muy poca energía de control para pasar de modo de conducción al modo de bloqueo y a la inversa. Los IGBT's son dispositivos de tres terminales llamados colector, emisor y compuerta, ver Figura 3.

Figura 3. Símbolo IGBT de potencia.



Fuente: [7]

El IGBT tiene menores pérdidas tanto de conmutación como de conducción debido a que son dispositivos que al igual que en el MOSFET fluyen electrones pero también los portadores minoritarios, esto aumenta la densidad de corriente y de esta forma reduce el voltaje de conducción, disipan menos calor que cualquier otro semiconductor de potencia bajo las mismas condiciones de operación, son inherentemente más rápidos y eficientes que los transistores bipolares y tienen más altas densidades de corriente que los MOSFET's de potencia equivalentes. Por tanto requieren menores áreas de circuito integrado y pueden manejar tensiones de salida más altas en tanto comparte muchas de las características de los MOSFET's de potencia, como la facilidad de excitación de compuerta, la corriente pico, y la impedancia de entrada.

Los IGBTs ofrecen una resistencia de conducción ($R_{CE(ON)}$) típicamente inferior a $10m\Omega$ y significativamente más baja que la de un BJT o un MOSFETs bajo las mismas condiciones de trabajo [6]. Esto trae como resultado una mayor capacidad

de conducción de corriente, una muy baja disipación de calor en presencia de corrientes altas.

A continuación se resume las características importantes de los dos dispositivos de potencia planteados:

Tabla 1. Comparaciones entre MOSFET e IGBT

Tipo de Interruptor	Variable de control	Características de control	Frecuencia de conmutación
MOSFET	Voltaje	Continua	Muy alta (100Khz)
IGBT	Voltaje	Continua	Alta (20Khz)

Fuente: [6].

1.3 ESTRATEGIAS Y CIRCUITOS DE CONTROL PARA UN INVERSOR TRIFASICO.

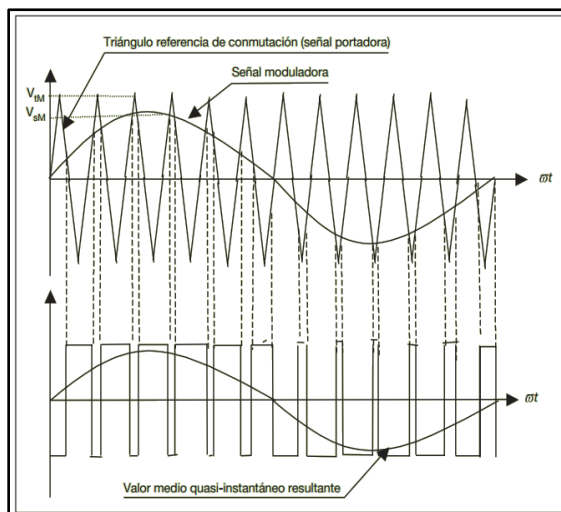
El circuito de control es una etapa fundamental de los convertidores de frecuencia, y tiene cuatro tareas principales [8]:

- Controlar los impulsos o señales que hacen entrar en conducción a los semiconductores del convertidor.
- Intercambio de datos entre el convertidor de frecuencia y los periféricos.
- Recoger y presentar los mensajes de falla.
- Llevar a cabo las funciones de protección para el convertidor de potencia y el motor.

1.3.1 Modulación senoidal de ancho de pulso (SPWM)

Esta técnica fue propuesta por primera vez por Shomung y Stemmler. El método básico consiste en generar una onda senoidal (tres desfasadas 120° en sistemas trifásicos), de bajo contenido armónico, de la misma frecuencia que la onda de salida del inversor, y con una amplitud proporcional a la requerida y compararla con una onda de tensión triangular simétrica de frecuencia elevada. Los puntos de intersección de la onda sinusoidal (moduladora) con la triangular (portadora), determinan los instantes de conmutación de los semiconductores y, en consecuencia, la anchura de los sucesivos bloques de tensión continua aplicada a la salida ver Figura 4. Así pues, la modulación se basa en la modificación de la anchura de los pulsos, en función del valor eficaz de la onda de salida requerida. Variando la relación (V_{tm}/V_{sm}) donde V_{tm} es la amplitud máxima de la portadora y V_{sm} el valor de la onda moduladora, esta relación controla el valor de la tensión eficaz de salida [9].

Figura 4. Principio de funcionamiento de la técnica SPWM



Fuente: [9]

1.3.2 Modulación sinusoidal con inyección del tercer armónico

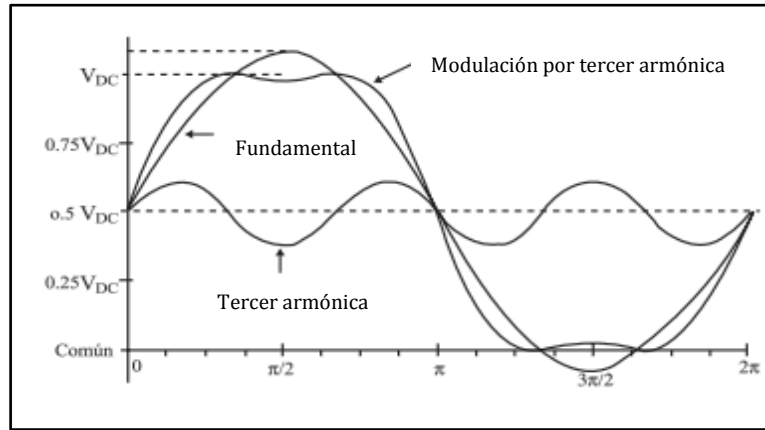
El SPWM con tercer armónico, se genera de igual manera que el PWM sinusoidal, la diferencia radica en la adición de un tercer armónico de la señal fundamental como se observa en la Figura 5a, para incrementar el voltaje RMS a la salida del puente inversor y así aumentar la eficiencia en la conversión DC/AC [10]. Los resultados en las tres referencias se expresan como [11]:

$$\begin{aligned}V_{refA} &= U_r(t) = U_{s1}(t) + U_0(t) = U_1 \sin(\omega t) + U_3 \sin(3\omega t), \\V_{refB} &= U_s(t) = U_{s2}(t) + U_0(t) = U_1 \sin(\omega t + \frac{2p}{3}) + U_3 \sin(3\omega t), \\V_{refc} &= U_t(t) = U_{s3}(t) + U_0(t) = U_1 \sin(\omega t - \frac{2p}{3}) + U_3 \sin(3\omega t).\end{aligned}\tag{2.1}$$

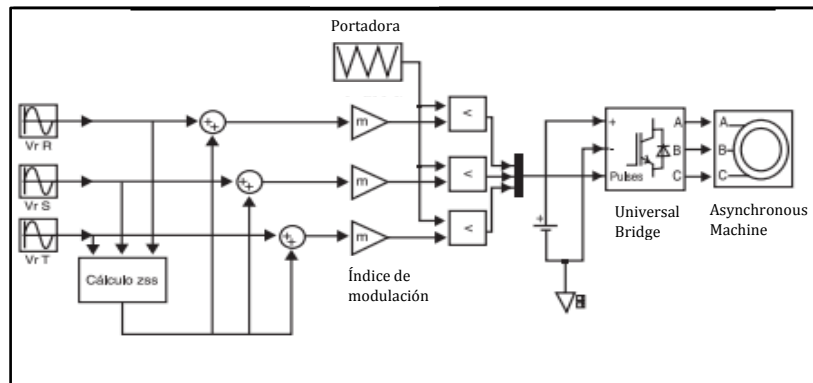
$$\begin{aligned}U_0 &= U_3 \sin(3\omega t), \\U_3 &= \frac{U_1}{6}, \\U_1 &= \frac{2}{\sqrt{3}}.\end{aligned}\tag{2.2}$$

La adicción del tercer armónico de la señal sinusoidal aumenta en un 15% la eficiencia de la conversión [6].

Figura 5. Sistema generador SPWM (a) Formas de onda SPWM + 3er Armónico. (b) Diagrama de bloques generador SPWM + 3er Armónico.



(a)



(b)

Fuente: [10].

1.3.3 Estrategias de control

En un accionamiento de velocidad variable, el control de la transferencia de energía se lleva en dos variables mecánicas: par y velocidad. En la práctica, solo se controla una de estas dos variables, mientras que la otra viene determinada por la carga. Así, si se efectúan un control de par, la velocidad queda determinada por la carga y, viceversa, si se efectúa un control de velocidad, es el par el que viene determinado por la carga [9].

1.3.3.1 Control escalar.

El control escalar, denominado también control tensión/frecuencia ($\frac{v}{f}$), se utiliza como algoritmo de control de los convertidores de frecuencia, en fuente de tensión; Una de las opciones para reducir la velocidad de los motores de C.A es disminuyendo la frecuencia de alimentación; no obstante, al reducir la frecuencia se presentan dos casos, por un lado se disminuye el par y por otro disminuyen las reactancias ($X_L = j\omega L$); por lo tanto, si se mantiene constante la tensión, podría resultar demasiado elevada la corriente y esto podría quemar el motor. Una forma de evitar este problema, es reducir la tensión en la misma proporción que frecuencia.

De esta forma, se trata de controlar la amplitud y frecuencia del vector tensión, usando la compensación de carga y deslizamiento. El ángulo correspondiente al vector tensión, se determina en función de la frecuencia programada para el motor (referencia), y la frecuencia de conmutación de los semiconductores [9].

En las primeras aplicaciones de esta técnica sólo se lograba un margen de variación de velocidad muy reducido, y ello era debido a que al mantener constante la relación (v/f), no se tenía en cuenta que los devanados tenían también resistencia, la cual era independiente de la frecuencia. Una posible solución a frecuencias bajas, es aumentar un poco más la tensión, o mejor hacerlo en proporción al consumo y la resistencia de los devanados.

Si en el estator del motor se desprecia la caída de tensión frente a la f.e.m inducida, se tiene:

$$V \approx E_1 = K \cdot f_1 \cdot \Phi; \quad (2.4)$$
$$\frac{V}{f_1} = K \cdot \Phi$$

Como puede verse, el flujo en el entrehierro Φ depende de la relación (v/f), lo cual indica que se puede variar la velocidad V de dos formas:

- Variación a flujo constante.
- Variación por reducción de flujo.

1.3.3.1.1 Variación de velocidad a flujo constante.

La variación de velocidad a flujo constante, o también llamada a par constante, se basa en que de acuerdo con la expresión (2.4) si se varía la tensión y la frecuencia, de forma que su cociente se mantenga constante, la onda giratoria de flujo continúa constante.

La tensión solamente puede variar desde cero a su valor nominal, mientras que la frecuencia podrá hacerlo desde cero a valores superiores al valor nominal. Esto limita la posibilidad de mantener el flujo constante.

El control escalar se puede realizar de dos formas [9]:

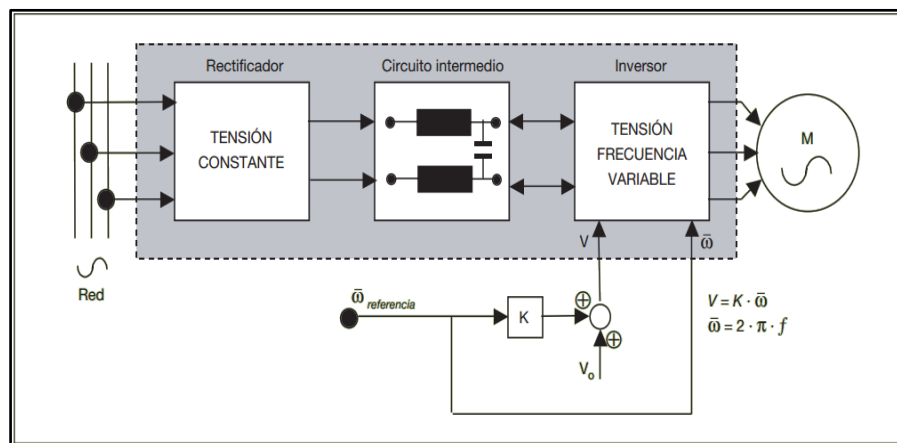
- En lazo abierto.
- En lazo cerrado.

a) Control escalar a lazo abierto

Este método controla la velocidad del motor, variando la frecuencia de alimentación de las tensiones del estator. Para velocidades superiores,

aproximadamente al 10% de la velocidad nominal, es correcta la aproximación de que el flujo en la máquina depende únicamente del cociente $\frac{v}{f}$. Por lo que, si se desea mantener el flujo nominal de la máquina (lo que supone trabajar a par nominal) en todo el rango de frecuencia, se debe mantener constante y en su valor nominal el cociente. (v/f) . Sin embargo, a bajas velocidades esta aproximación pierde progresivamente su validez, al cobrar importancia la caída de tensión en la resistencia del estator. Para evitar esto, generalmente se le suma un valor constante a la tensión calculada a partir de la velocidad, en la Figura 6 se presenta un diagrama de bloques del sistema a lazo abierto.

Figura 6. Esquema de control escalar a lazo abierto.



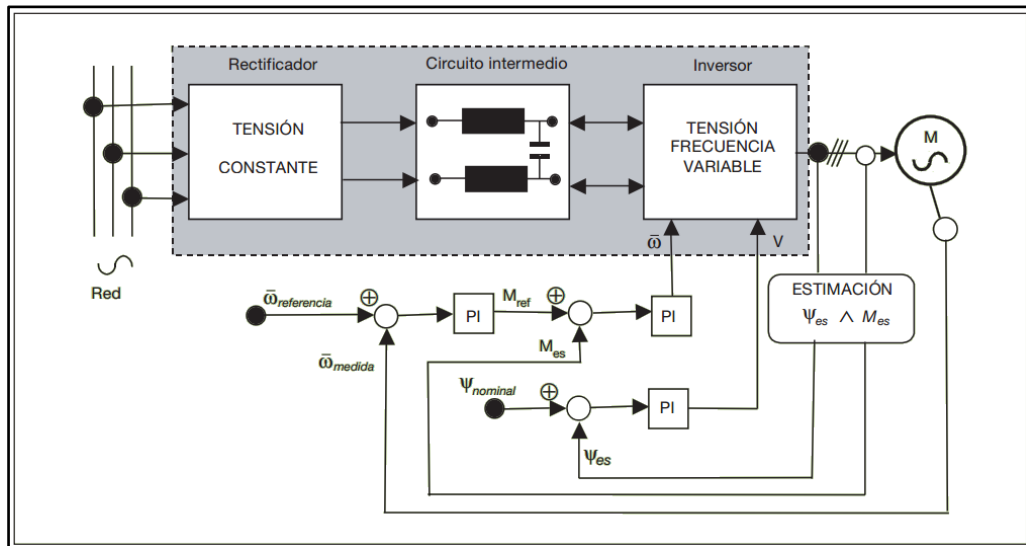
Fuente: [9].

El control escalar a lazo abierto, si bien resulta ser un método de control sencillo y económico, sus prestaciones son reducidas. Este método sólo es adecuado para aquellas aplicaciones industriales que toleran pequeñas variaciones de velocidad, o de flujo en el entrehierro (ocasionadas por variaciones de carga o de tensión), y que no precisan de una respuesta rápida.

b) Control escalar a lazo cerrado.

Para evitar las variaciones no deseadas de velocidad y flujo, se puede realizar un control escalar a lazo cerrado de estos parámetros. Se dispondrá al menos de dos lazos de control: uno de velocidad que impondrá la frecuencia de alimentación, y otro de flujo que impondrá la tensión. Además, con la finalidad de obtener un sistema más estable, generalmente se introduce un tercer lazo de control para el par como se observa en la Figura 7 [9].

Figura 7. Esquema de control escalar a lazo cerrado.



Fuente: [9].

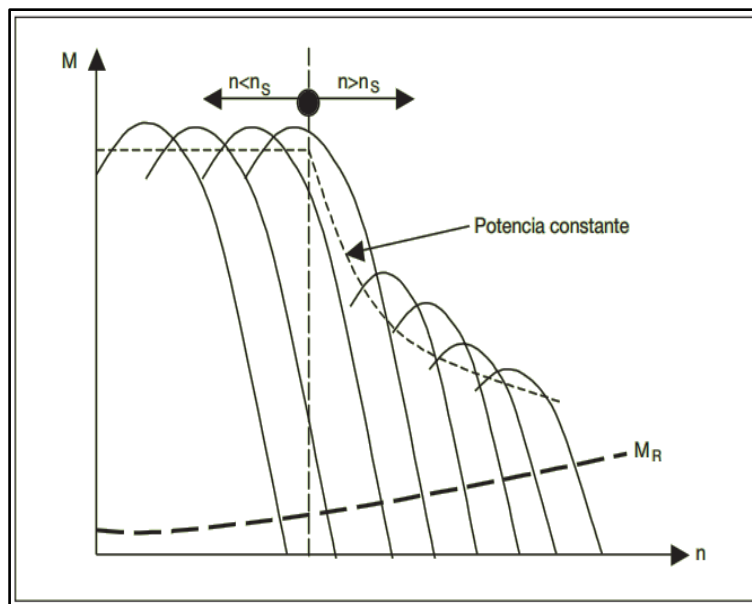
1.3.3.1.2 Variación por reducción de flujo.

Este método de variación de velocidad, se llama también por debilitamiento de campo o a potencia constante.

Cuando se hace variar la frecuencia por encima del valor en que se alcanza la tensión nominal de la red, y teniendo en cuenta que a partir de ese punto la

tensión ya no puede seguir creciendo, lo que ocurrirá es que, en esa zona el flujo en el entrehierro, decrecerá paulatinamente con el incremento de la frecuencia. En esta situación, el par máximo de la curva par-velocidad, decrecerá en función de la frecuencia (Figura 8), pudiendo funcionar en esta zona en un régimen de potencia constante. Para un funcionamiento seguro del motor, en la zona de debilitamiento de campo, el par máximo nunca ha de ser inferior a 1.3 veces el par resistente aplicado [10].

Figura 8. Características par-velocidad en un control a potencia constante.



Fuente: [9].

1.3.3.2 Control directo de par

Un desarrollo reciente del control escalar es el denominado control directo de par (*Direct Torque Control*, DTC), bajo el cual se controla directamente la amplitud y el ángulo del vector tensión, así como la frecuencia, y cuyas características superan a las de control escalar normal.

La principal diferencia del control directo de par, con relación a otros métodos de control de los accionamientos de alterna, es que en el DTC no existe un modulador PWM separado, sino que el ángulo de disparo de los semiconductores de convertidor, se determina directamente por el estado electromagnético del motor. Para ello es preciso disponer de un modelo matemático muy preciso del motor, así como una elevada capacidad de cálculo. El nivel de la sofisticación matemática del modelo permite calcular el valor exacto de las variables del mismo, sin necesidad de una realimentación de la velocidad del eje. En la puesta en marcha del sistema, una rutina de identificación proporciona al modelo los valores de la resistencia del estator [9].

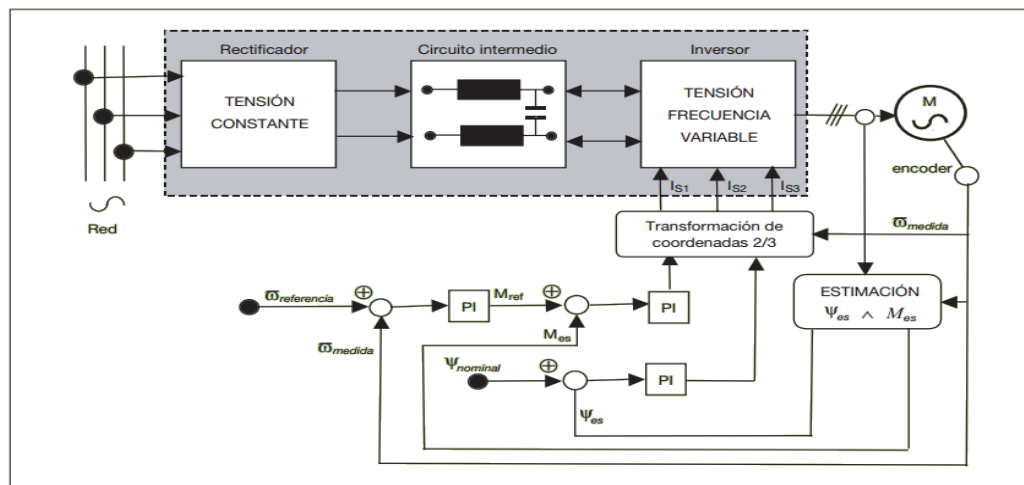
1.3.3.3 Control Vectorial.

Los accionamientos de velocidad variable de control vectorial han existido desde hace bastante años; no obstante, es en la última década cuando se utilizan ampliamente en gran número de aplicaciones industriales, ello fue debido a que se requería de una electrónica compleja y costosa para controlar con precisión las corrientes del motor, situación que cambió con la aparición de los potentes y rápidos procesadores de señal DSP (*Digital Signal Processors*), los inversores reguladores de corriente con modulación de ancho de pulso y la aparición de los transistores bipolares de puerta aislada IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*). Esta evolución tecnológica encadenada ha permitido establecer un hito histórico en la regulación de velocidad de motores de corriente alterna,

permitiendo que un motor de corriente alterna suministre el par nominal de cero a la velocidad de régimen, para luego pasar a trabajar a potencia constante y alcanzar velocidades superiores a la nominal, con capacidad de poder acelerar y desacelerar en ambos sentidos de giro, con un control preciso de la velocidad, el par y la posición en motores de potencia y en servomotores.

La estrategia de control vectorial, se basa en extrapolar la técnica de control de los motores de corriente continua de excitación independiente al ámbito de los motores asíncronos ver Figura 9.

Figura 9. Esquema de control vectorial.



Fuente: [9].

Se han presentado los distintas estrategias de control de velocidad de los motores de inducción, señalando sus características principales y sus respectivos esquemas, empleados en la industria, como objetivo se tomó el control escalar, debido a que este sistema está integrado en el MC3PHAC el cual ofrece una solución integral de control en la operación de motores sin necesidad de gran inversión en desarrollo.

2. DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA

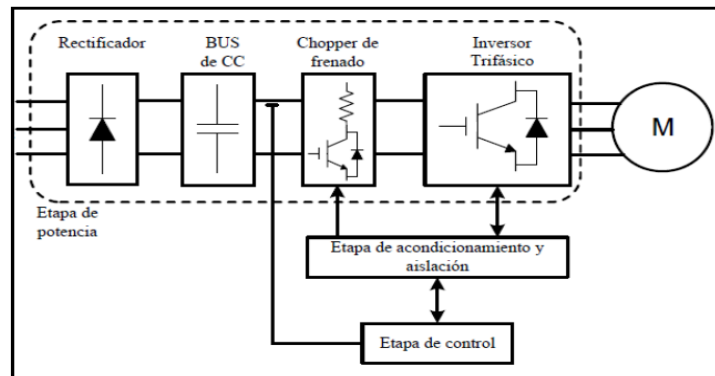
Este capítulo tiene como propósito presentar y exponer cada una de las etapas y partes físicas del proyecto, enfatizando en la importancia de cada componente del sistema y su función dentro del mismo.

El convertidor de frecuencia implementado en este trabajo consta de tres etapas:

- Etapa de potencia.
- Etapa de acondicionamiento y aislamiento de señales.
- Etapa de control.

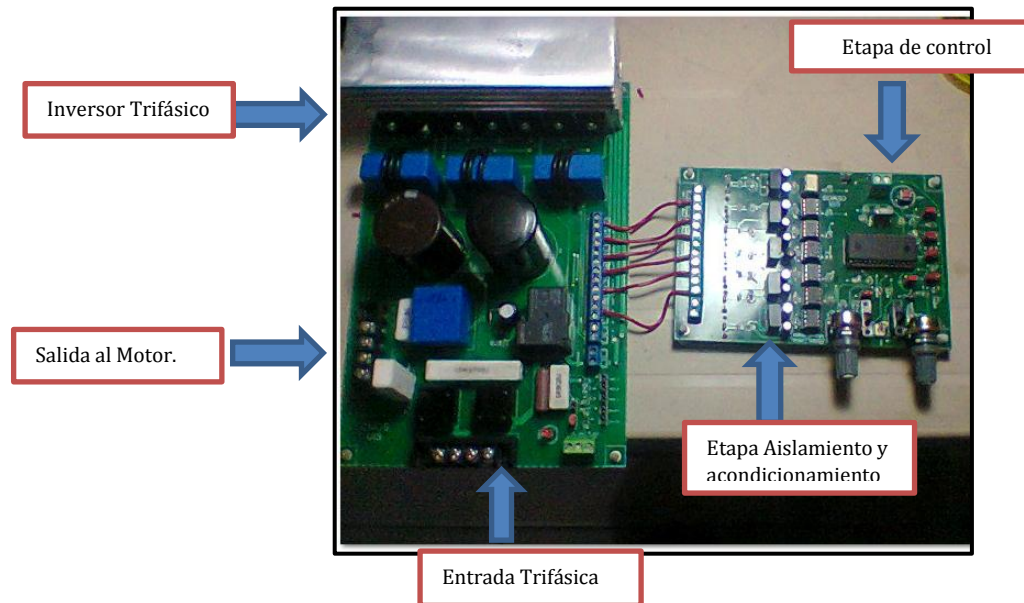
En la figura 10 se muestra el diagrama de bloques del sistema implementado y en la figura 11 se observa una foto del prototipo realizado por los autores.

Figura 10: Modelo por etapas del convertidor de frecuencia Implementado.



Fuente: [11].

Figura 11. Convertidor de frecuencia Implementado.



Fuente: Autores.

A continuación se detalla cada una de las etapas mencionadas.

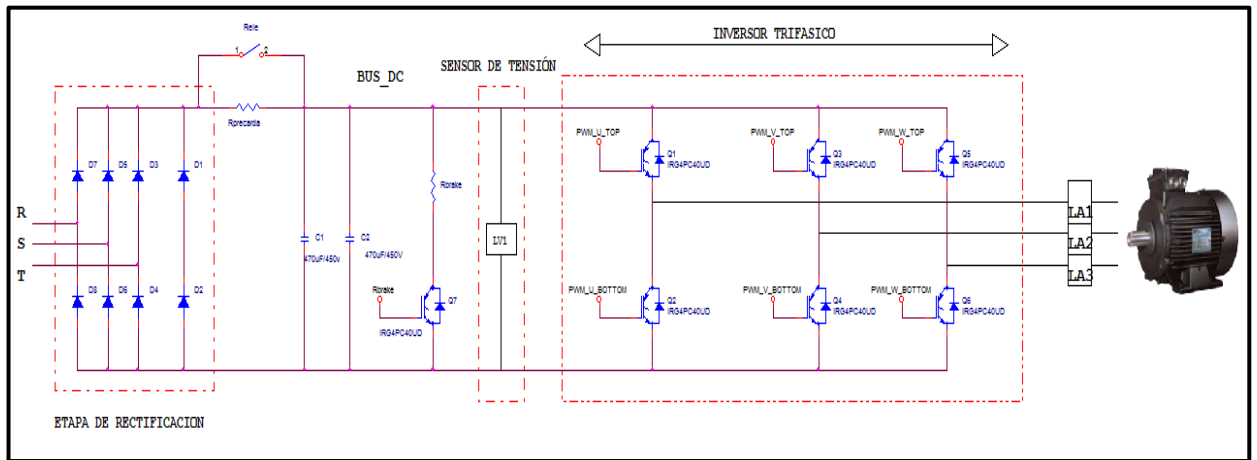
2.1 ETAPA DE POTENCIA.

En este apartado se muestra el diseño y dimensionamiento de la etapa de potencia. Con base en la figura 12, las distintas partes que componen el equipo son:

- Convertidor AC/DC: Consiste en 6 diodos que transforman de AC/DC para suministrar la tensión del bus CC.
- Convertidor DC/AC: Consiste en seis transistores IGBTs con sus respectivos diodos en anti paralelo. Se encuentran formando tres ramas, por parejas **Q1-Q2**, **Q3-Q4**, **Q5-Q6**. Son los dispositivos interruptores que permiten la conmutación de potencia.

- Resistencia de precarga: Son dispositivos resistivos de potencia que permiten la precarga controlada del banco de condensadores.
- Relé: Tiene la función de controlar el tiempo de carga del condensador.
- Sensores transductores: Permiten obtener las medidas de parámetros eléctricos de distintas partes del convertidor. Indicados como **LV1** se observan los sensores de tensión; y como **LA1, LA2, y LA3**, los de corriente.
- Chopper de frenado: Tiene la función de disipar la energía en una resistencia de frenado cuando el motor desacelera o realiza un cambio de giro.

Figura 12. Esquema eléctrico de la etapa de potencia.



Fuente: Autores.

2.1.1 Motor de inducción para el cual se diseñó la etapa de potencia

Para comenzar con el diseño de la etapa de potencia primero es necesario conocer la capacidad máxima y características de la carga para la cual será diseñada.

El motor que se tomó como capacidad máxima de referencia para el diseño de la etapa de potencia se muestra en la Figura 13; este es un motor de CA de inducción jaula de ardilla de “LEROY-SOMER®” y tiene los datos y especificaciones que se muestran en la tabla 2.

Figura 13. Motor de inducción trifásico, referencia para el diseño de la etapa de potencia.



Tabla 2. Especificaciones del motor de inducción LS63L2 de LEROY-SOMER.

ESPECIFICACIONES:	
POTENCIA	0.5 HP o 370W
VOLTAJE	220/380V
FRECUENCIA	60HZ
FASES	3
CORRIENTE A PLENA CARGA	2.18/1.26 A
VELOCIDAD	1715 RPM
FACTOR DE POTENCIA	0.68

2.1.2 Selección del convertidor AC/DC

La selección del puente rectificador trifásico se hace principalmente de acuerdo a la corriente y el voltaje que debe soportar el dispositivo. La corriente de la carga al arranque es de 8A y un voltaje trifásico de 220V, vale la pena aclarar que probablemente no se llegará a esa corriente de arranque ya que el sistema de control genera rampa de aceleración que controla esta corriente [13].

Se seleccionaron 2 rectificadores monofásicos para obtener uno trifásico KBPC1004 de WTE *Power Semiconductors*, quedando sin utilizar dos diodos como se observa en la Figura 14a. Son rectificadores que soportan hasta 10A, encapsulado, que brinda eficiencia y confiabilidad de operación. Las características principales se muestran en la tabla 3 y Figura 14 [14].

Tabla 3 Parámetros principales y características del rectificador KBPC1004.

Parámetros	KBPC1004
I_0 @Ta=50°C	10 A
I_{FSM} @ 50Hz	200 A
@ 60Hz	200 A
V_{RRM}	600 V

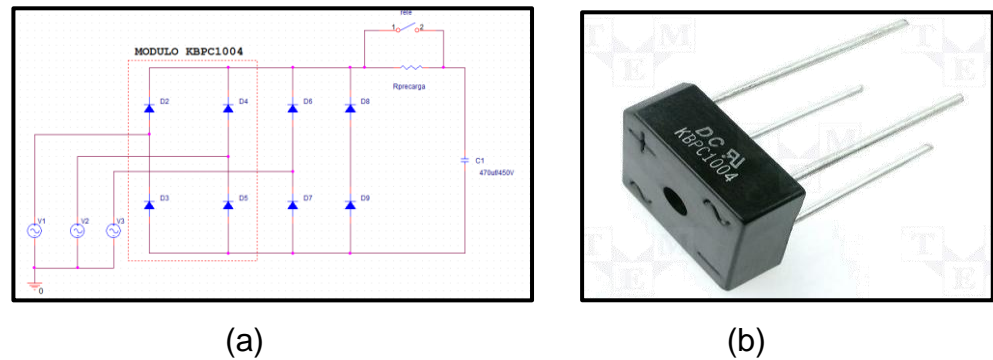
Dónde:

I_0 = Corriente máxima de salida DC.

I_{FSM} = Corriente máxima de pico.

V_{RRM} = Voltaje máximo de unión.

Figura 14 (a) Diagrama eléctrico. (b) Encapsulado del puente rectificador.



2.1.3 Cálculo del capacitor del bus de CD del puente rectificador.

Después de rectificar el voltaje de entrada es necesario el uso de un “Filtro C” (o condensador en paralelo con la salida del rectificador), que garantice, no solo un adecuado valor de la tensión media de directa (V_{dc}), y su variación máxima Δv (rizado); sino para permitir el intercambio de potencia reactiva con el motor [15]. Se puede expresar el voltaje de salida en un rectificador trifásico sin filtro como:

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} * V_{LL} \quad (3.1)$$

Como se observa, en (3.1) no se ha considerado la caída de tensión en los diodos del rectificador por ser esta pequeña comparado con la tensión V_{do} , pues en estas aplicaciones esta última la supera en 100 veces o más, cuando la tensión V_{LL} es 220Vrms o mayor.

Cuando se sustituye $V_{LL} = 220V_{rms}$ en (3.1) entonces.

$$V_{do} = 297.1 V_{rms}$$

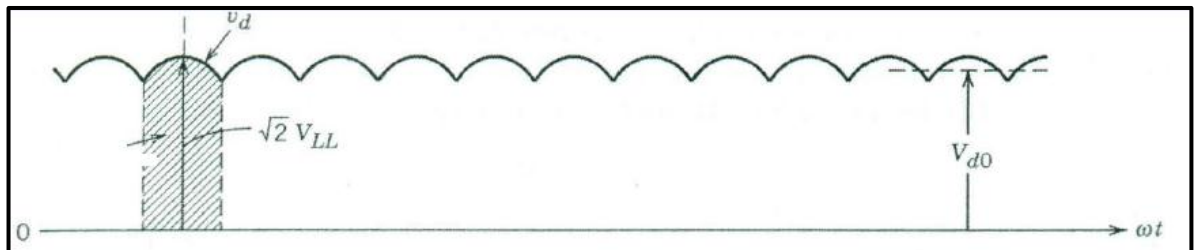
Si además se aproxima que la tensión en los terminales del capacitor tenga una variación o rizado, (Δv), que pueda calcularse según (3.2).

$$\Delta V = 2 * (V_d - V_{d0}) \quad (3.2)$$

Y si se sustituye en (3.2) el valor de V_d (ver Figura 15), en función de su valor eficaz y también a (3.1), entonces se obtiene (3.3).

$$\Delta V = 2 * (\sqrt{2}V_{LL} - \frac{3\sqrt{2}}{\pi} * V_{LL}) \quad (3.3)$$

Figura 15. Forma de onda del voltaje de salida del rectificador trifásico.



Fuente: [16].

Asumiendo que el condensador, se carga instantáneamente y se descarga a corriente constante, I_d durante la mitad del periodo de la tensión (8.33 ms, red de 60Hz), de entrada del rectificador [15]. Considerando lo anterior, se puede calcular el condensador, **C**, como:

$$C = \frac{I_d * \Delta T}{\Delta V} \quad (3.4)$$

En este caso: $\Delta T = T/2$ y como $T = \frac{1}{f}$ (siendo $f = 60$ Hz), entonces:

$$C = \frac{I_d}{2 * f * \Delta V} \quad (3.5)$$

Si ahora se sustituye la ecuación (3.3) en (3.5) se obtiene:

$$C = \frac{I_d}{4 * \sqrt{2} * (1 - \frac{3}{\pi}) * V_{LL} * f} \quad (3.6)$$

Para este diseño se tienen los siguientes datos:

$$V_{\max} = V_{\text{línea}} * \sqrt{2} = 220 * \sqrt{2} = 311V.$$

$$V_{\min} = 297.1V.$$

$$I_d = 8A$$

$$f_{\text{rect}} = f_{\text{línea}} * 6, \text{ donde } 6 \text{ es el número de pulsos por ciclo.}$$

Por lo tanto, para este caso es: 360Hz. Reemplazando todos estos valores en la ecuación 3.6

$$C_{\min} = 396.185\mu F$$

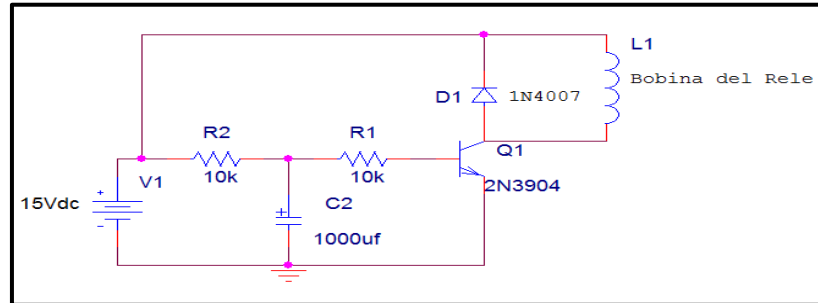
De acuerdo al cálculo anterior se debe utilizar como mínimo una capacitancia de 396.185 μF . Para éste diseño utilizaremos dos capacitancias de 470 μF /450V en paralelo que estarán conectadas en el bus de corriente continua, obteniendo así una capacitancia total de 940 μF /450V.

Este valor que sobredimensiona los cálculos anteriores se ajustó, para proporcionar un mejor filtrado al sistema, en el caso de conectarse a una red monofásica, en la que el rizado es mayor, y este valor capacitivo ayuda a minimizarlo[28].

Para controlar la carga del capacitor se conecta una resistencia entre el puente rectificador y el banco de capacitores esta resistencia es cortocircuitada al cabo de

2 segundos por un relé que es activado por un temporizador, el circuito del temporizador diseñado se presenta en la Figura 16.

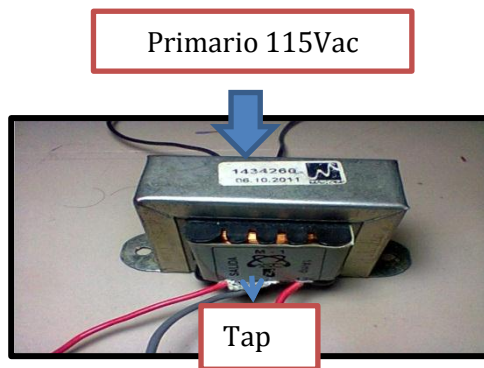
Figura 16. Circuito temporizador para controlar la carga del condensador del bus_DC.



Fuente: Autores.

Para la etapa de alimentación se dispuso de un transformador, el cual es el encargado de suministrar energía a los componentes de la etapa digital, compuesta por elementos como lo son el microcontrolador, las fuentes aisladas, y los sensores de corriente, entrega en el devanado secundario una tensión de 13Vac con devanado central y una corriente de hasta 2 A, ver Figura 17, dispone de un *tap* central ya que se necesita obtener una tensión +15vdc, -15vdc para alimentar los sensores de corriente.

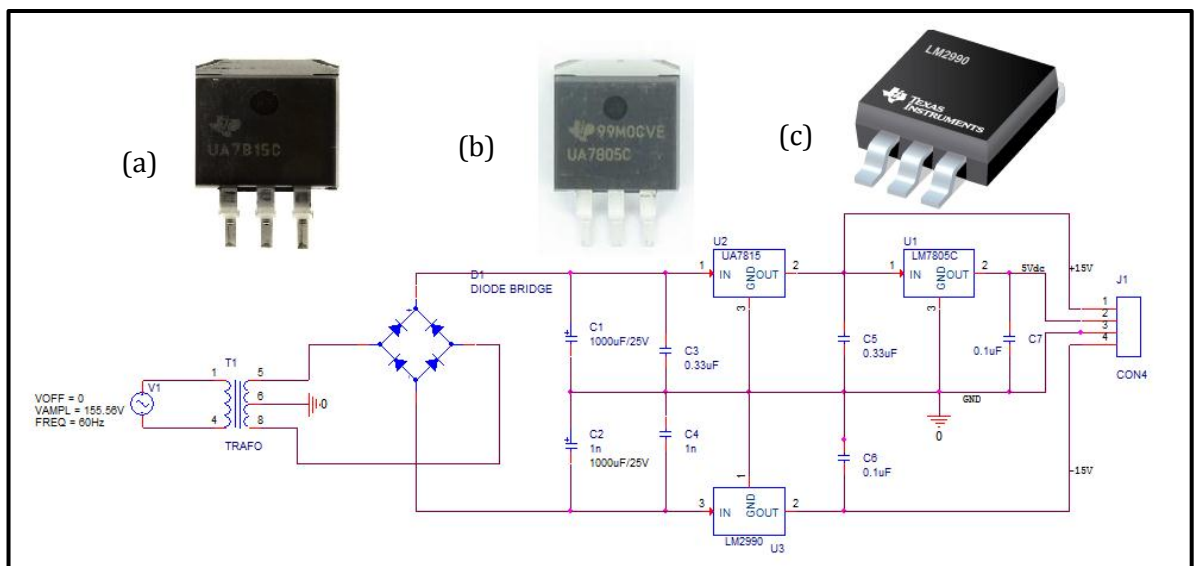
Figura 17. Transformador para alimentar el sistema digital.



Fuente: Autores.

La adecuación de la tensión de salida del transformador, se llevó a cabo rectificándola a través de un puente de 2Amp, ver Figura 18. Para luego ser filtrada por un condensador de 1000uf/25v, para generar los 5Vdc; se utilizó un regulador de tensión LM7805. Para generar las tensiones de +15Vdc y -15Vdc se utilizaron las siguientes referencias LM7815 y LM7915.

Figura 18. Esquema de regulación de tensión. (a) Regulador LM7815, (b) Regulador LM7805, (c) Regulador LM7915.



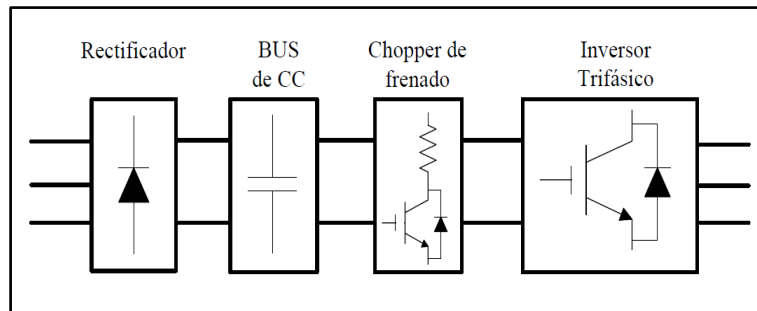
Fuente: Autores.

2.1.4 Diseño del sistema de frenado.

Cuando la energía eléctrica fluye desde el inversor hacia el bus de CC, a través de los diodos de marcha libre, se produce un incremento en la tensión del bus de CC pudiendo llegar a valores no aceptables por los dispositivos. Para evitar este aumento de tensión se implementó un *chopper* de frenado que disipa la energía

en una resistencia de frenado. Su dispositivo de conmutación es un semiconductor de tipo IGBTs el cual es activado desde la etapa de control [17]. (Ver Figura 19).

Figura 19. Circuito con chopper de frenado.



Fuente:[12].

2.1.5 Diseño del convertidor DC/AC

Los componentes del convertidor que permiten la conmutación son los semiconductores de potencia. Existen varias familias o tecnologías de semiconductores utilizados para la conmutación en electrónica de potencia que permiten la apertura y cierre de forma controlada. Entre los más importantes se encuentran los transistores *MOSFET*, *BJT*, *IGBTs* y *GTOs*. Los criterios de selección de los mismos se muestran en la Tabla 4.

Tabla 4. Especificaciones de los semiconductores de potencia a 100° C

Parámetros	Valor
Tensión máxima de funcionamiento [V_{CE}]	600 V
Corriente máxima de colector [I_C]	10 A
Frecuencia de conmutación [f_c]	5Khz-24Khz

Según las especificaciones de diseño se ha elegido la tecnología de IGBT para los semiconductores de potencia. Concretamente se ha seleccionado la familia **UltraFast CoPack IGBT® de International Rectifier**. Se ha elegido IGBT's que soportan 600v de tensión colector-emisor, corrientes de colector máximas de 20 A y 24Khz de frecuencia de conmutación.

Se compararon algunos IGBT de similares características de tensión y corriente para escoger el más adecuado en velocidad, pérdidas de conmutación y precio. Se encontraron tres empresas: *International Rectifier (IRF)*, *ST microelectronic* y *IXYS*.

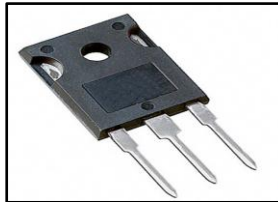
Tabla 5. Comparación de IGBT's comerciales a temperatura ambiente.

Referencia	Marca	Ic (A)	Vce (V)	Vce(on) (V)	PD (W)	ETS (mj)	Td(on) (ns)	Td(off) (ns)	Precio
STGW30NC60WD	ST	30	600	1.8	200	2.00	29.5	225	\$9000
IRG4PC40UD	IRF	20	600	1.72	65	1.6	40	200	\$9800
IXGH20N60	IXYS	40	600	2.5	150	2.00	100	600	\$11000

- Ic: Corriente continua de colector
- Vce: Voltaje Colector Emisor.
- Vce(sat): Tensión Colector Emisor en saturación o conducción.
- PD: Disipación de potencia.
- ETS: Pérdidas totales de conmutación.
- Td(on): Tiempo de encendido.
- Td(off): Tiempo de apagado.

Debido a que los IGBT de referencia STGW30NC60WD, IXGH20N60 no se consiguen en el país, se optó por trabajar **IRG4PC40UD [18]** el cual se encuentra disponible en el país.

Figura 20. Transistor de potencia **IRG4PC40UD**.



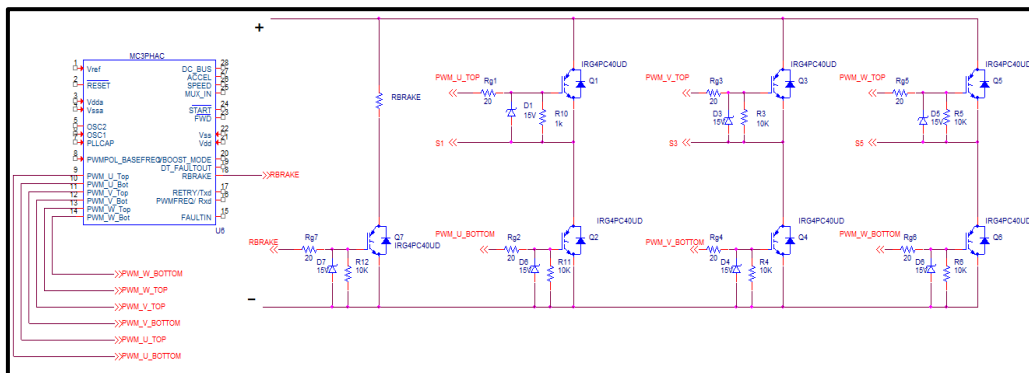
Fuente: [18].

2.2 ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO Y AISLAMIENTO DE SEÑALES.

Se describe en este apartado, el acondicionamiento y aislamiento de las señales que interactúan entre la etapa de control y la etapa de potencia. Para operar los IGBTs como interruptores, se debe aplicar un voltaje de compuerta.

En el diseño se tienen siete transistores (Incluyendo el transistor de frenado), y cada uno se debe controlar en forma individual. La figura 21 muestra la topología del puente inversor trifásico con el dispositivo que genera las señales de disparo, el cual se explicará en los apartados siguientes.

Figura 21 Topología puente inversor y etapa de control.



Fuente: Autores.

Se generan siete pulsos, los cuales están desplazados en el tiempo para efectuar la secuencia lógica necesaria para la conversión de potencia de corriente directa a alterna. Sin embargo, los siete pulsos lógicos tienen una terminal común C.

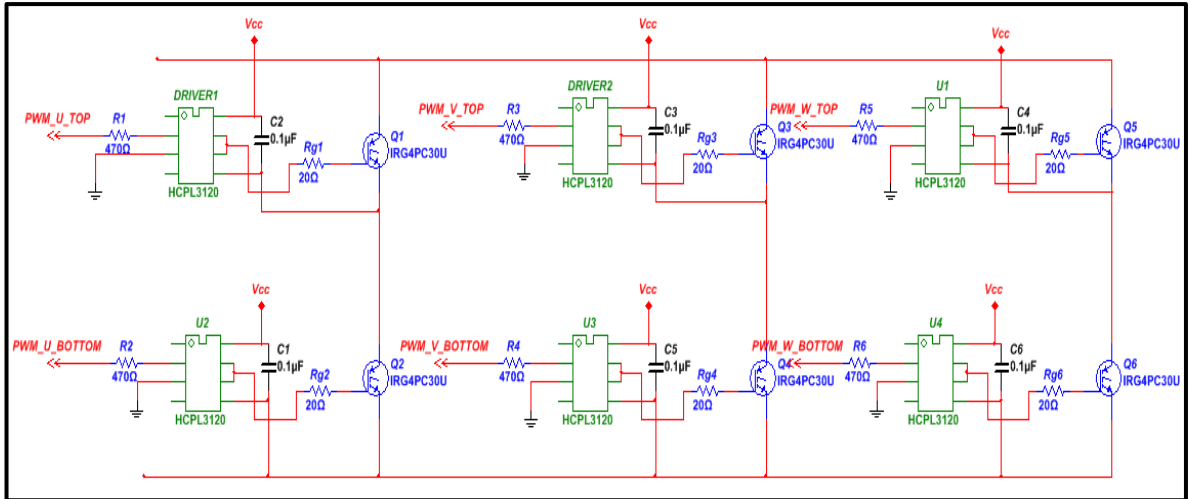
Los IGBTs de la parte inferior comparte el mismo punto C (terminal del Emisor de los IGBT) en donde se podrá aplicar una tensión $V_{GE} = 15V$ que es suficiente para activarlos, mientras que los tres superiores no tienen un punto común en el cual se pueda aplicar los 15v en V_{gs} .

Por todo lo anterior se puede ver que hay necesidad de tener circuitos de aislamiento e interconexión entre el circuito lógico y los transistores de potencia.

El circuito de disparo es una parte importante del inversor, pues la salida de un convertidor depende de la forma en que el circuito de disparo excita los dispositivos de conmutación. Por consiguiente, las características del circuito de disparo son elementos claves para obtener la salida deseada.

Este aislamiento se implementa por medio de una red de 7 *drivers-optoacopladores* HCLP3120 de Avago®, seis para el inversor y uno para el circuito de frenado, con resistencias para limitar la corriente que entra al LED del driver, la conexión de los 6 *drives* para el inversor se presenta en la Figura 22.

Figura 22. Etapa de acondicionamiento y aislamiento.



Fuente: Autores.

Se debe limitar la corriente de entrada al driver por medio de una resistencia que se calcula a partir de la corriente de entrada donde el valor mínimo para las condiciones recomendadas de operación es 7mA y máxima 16mA del HCPL3120 [19].

Esta resistencia se puede calcular con la ecuación 3.8, particularmente se seleccionó un valor en el rango de operación de 8mA.

$$R_{ent} = \frac{V_{dc\ micro} - V_F}{I_F} \quad (3.8)$$

$$R_{ent} = \frac{5V - 1V}{8mA} = 500 \Omega$$

Dónde:

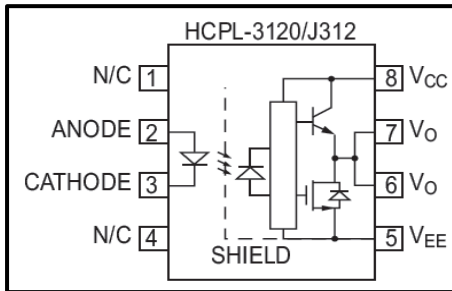
$V_{dc\ Micro}$: Es la tensión de alimentación del microcontrolador.

V_F : Es la tensión típica de entrada del HCPL3120.

I_F : Es la corriente de entrada del HCPL3120.

En la figura 23 se muestra el diagrama de pines y algunas características del *driver*.

Figura 23. Características del driver-optoacoplador HCPL3120.



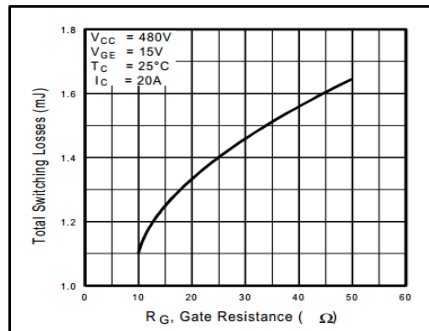
- Corriente de salida $I_o = 2.5A$.
- Tensión de alimentación $V_{cc} = 0 - 35V$.
- Corriente de entrada $I_{Fmax} = 16mA$.
- Potencia total disipada $P_T = 295mW$.
- Tiempo de subida $t_{PHL} = 0.30\mu s$.

Fuente: [19].

Como se observa en la Figura 22 la puerta del IGBT y la salida del *Driver* se conecta una resistencia R_g que ayuda a controlar la corriente de entrada y el tiempo de respuesta del IGBT, esto con el fin de minimizar las pérdidas de conmutación del dispositivo [20].

En la Figura 24 se presenta una gráfica que proporciona el fabricante del dispositivo (*Hoja de datos IRG4PC40UD*) para calcular la resistencia R_g . En la implementación se utilizó una resistencia de valor de $20\Omega/0.5W$. En donde el valor de las pérdidas se encuentra entre 1.3 mJ a 1.4 mJ

Figura 24. Pérdidas de conmutación vs Resistencia de puerta.



Fuente: [18].

2.2.1 Sistema de tierras aisladas.

El gran desafío para el desarrollo de este circuito fue encontrar una forma de aislar las tierras del circuito de disparo. Para esto se utilizó un convertidor DC/DC de 1W, VBSD1-S5-S15.

Básicamente es una fuente *switching* con tensión de entrada de 5v (se recomienda utilizar un regulador de tensión LM78L05) y la salida de 0, +15v.

Figura 25. Convertidor DC/DC VBSD1-S5-S15.



- Voltaje de entrada 5vdc.
- Voltaje de salida 15Vdc.
- Corriente de salida 67mA Max.

Esta solución tiene la desventaja en costo el cual oscila entre los \$12000 incluyendo el envío.

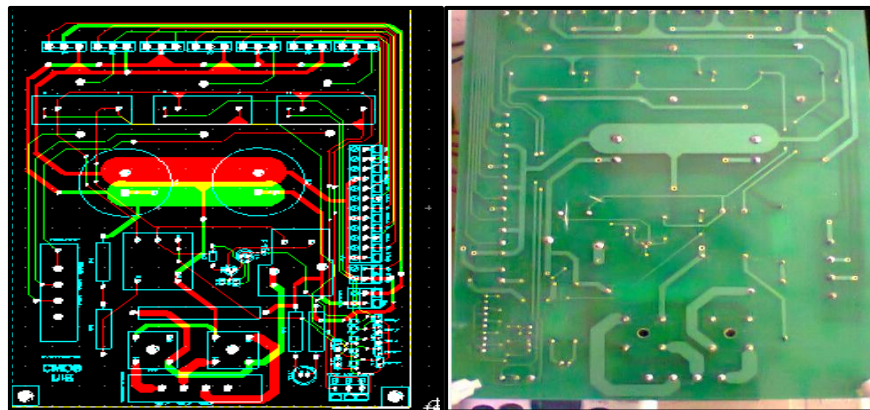
Fuente: Hoja de datos VBSD1-S5-S15

2.2.2 Diseño del circuito Impreso

Para el circuito de potencia y de aislamiento se utilizó el Programa *Layout* de ORCAD CAPTURE® licencia adquirida por la Universidad Industrial de Santander, que dentro de las muchas ventajas, permite visualizar la placa terminada con sus componentes en tres dimensiones, esto permite fijarse en detalles como la instalación de disipadores, paso de conductores de señal y poder, instalación de conectores, entre otros.

Uno de los aspectos de mayor cuidado en el diseño del circuito impreso son las pistas de potencia. Estas deben tener un ancho asociado a la alta densidad de corriente que puede llegar a alcanzar. Otro aspecto relacionado con lo anterior, corresponde a la inductancia de las pistas, que para algunas frecuencias pueden generar efectos indeseados tales como la caída de tensión por efectos de $L(di/dt)$. En la Figura 26 se observa el diseño y la implementación del circuito de potencia y aislamiento.

Figura 26. Diseño e implementación del circuito impreso.



Fuente: Autores.

2.3 ETAPA DE CONTROL

La etapa de control es la encargada de generar las señales para el funcionamiento del sistema. La misma está constituida por el microcontrolador MC3PHAC fabricado por la empresa *Freescale Semiconductor*® [18] y también se cuenta con una Interfaz de usuario diseñada por el mismo fabricante.

2.3.1 Características principales

El MC3PHAC ofrece una solución integral de control que hace posible manejar los motores sin necesidad de gran inversión en desarrollo y experiencia en software [13].

Los aspectos más importantes del dispositivo son:

- Control de velocidad $\frac{V}{F}$.
- 7 Salidas PWM.
- 4 Entradas Analógicas (ADC).
- Operación configurable para modo *Standalone* (Independiente) o *Host* (huésped).
- PWM seleccionable en frecuencia y polaridad.
- Frecuencia base seleccionable (50 ó 60Hz).
- Interfaz de comunicación serial (SCI)
- Tiempos muertos seleccionables.

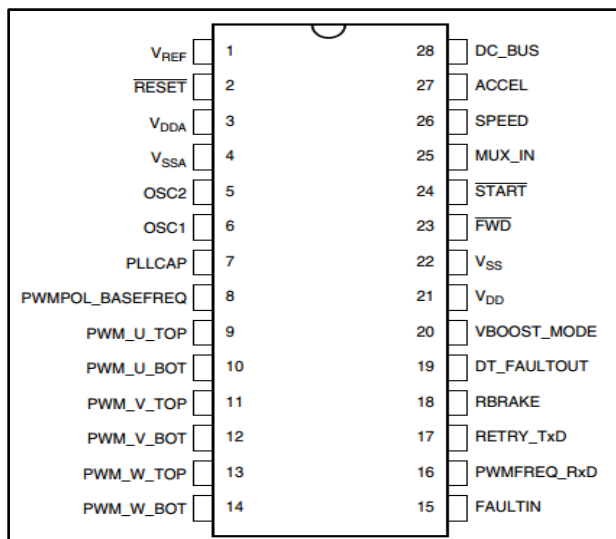
El MC3PHAC genera siete señales PWM las cuales se modulan utilizando la técnica de inyección del tercer armónico, de acuerdo a la velocidad y frecuencia especificadas [13]. Esas señales son sintetizadas por el inversor trifásico.

Usando esta técnica se incrementa un 15% la amplitud pico de la fundamental en la tensión de salida, en comparación al PWM sinusoidal [13]. Con esto se obtiene

un mayor aprovechamiento de la tensión del bus CC, una reducción de la sobre modulación y una baja distorsión.

En la figura 27 se muestra la distribución de pines para el microcontrolador en empaque DIP de 28 pines.

Figura 27 Distribución de pines para el MC3PHAC de 28 pines.



Fuente: [18].

2.3.2 Esquema electrónico de control

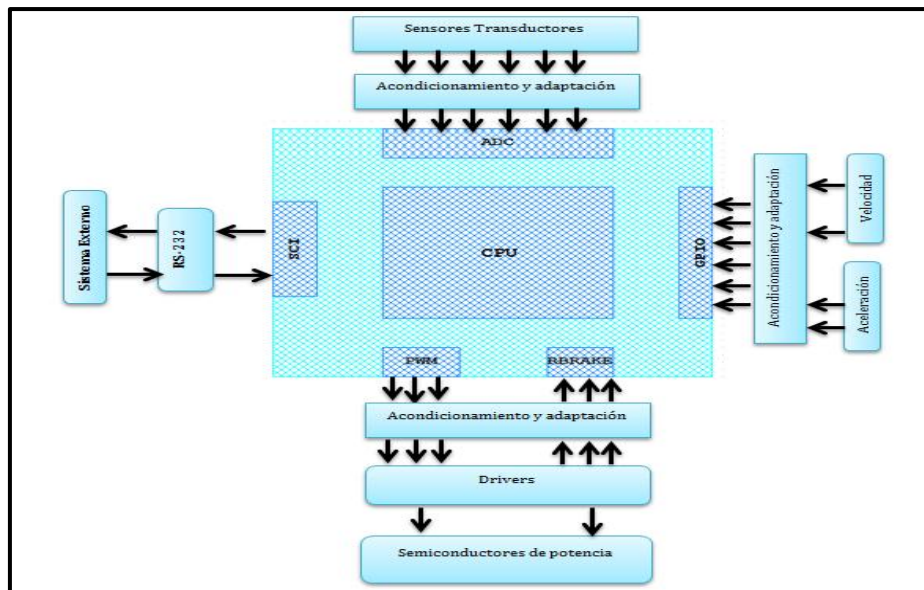
En la figura 28 se muestra el esquema electrónico de control como diagrama de bloques funcionales. La unidad central la compone el microcontrolador. El resto de hardware es el encargado de las interfaces de comunicación, adaptación y acondicionamiento de señales, y adquisiciones de parámetros físicos del equipo en funcionamiento.

2.3.3 Operación del MC3PHAC

El MC3PHAC es un avanzado módulo diseñado específicamente para aplicaciones de control de motores trifásico. El módulo trabaja a una velocidad de 8MHz (125nS entre *timer*), y genera seis señales PWM en tres grupos

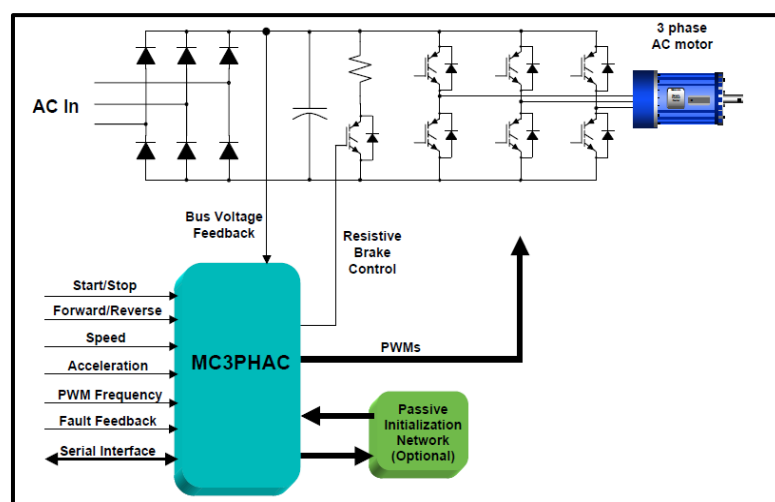
complementarios. Esto permite que el MC3PHAC controle las conmutaciones de los semiconductores de potencia que conforman la etapa del convertidor DC/AC, como se muestra en la Figura 28.

Figura 28 Esquema electrónico de control.



Fuente: Autores.

Figura 29. Esquema de control usando el MC3PHAC.



Fuente: [22].

El tiempo muerto entre cada una de las ramas se puede configurar entre 0 y 32ms, con 125ns de incremento.

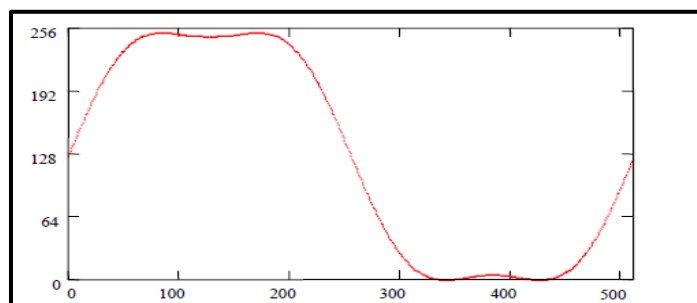
La frecuencia PWM puede ser especificada como una de cuatro valores, como se ilustra en la tabla 6, junto con la resolución para cada frecuencia PWM.

Cada señal PWM es sintetizada a partir de una tabla de entrada de 512 puntos para mejorar la resolución angular de la forma de onda muestreada a una resolución de 8bits como se observa en la Figura 30. El valor base que se tomo es de 10.582 KHz, debido a que se presentan mayores pérdidas por conmutación ante frecuencias altas, y para minimizar los componentes armónicos no se tomó las frecuencias bajas

Tabla 6. Rango de Frecuencias PWM.

PWM FRECUENCIA	PWM RESOLUCION
5.291 KHz	9.6 bits
10.582 KHz	8.6 bits
15.873 KHz	8 bits
21.164 KHz	7.6 bits

Figura 30. Forma de onda sintetizada en el MC3PHAC.



Fuente: [22].

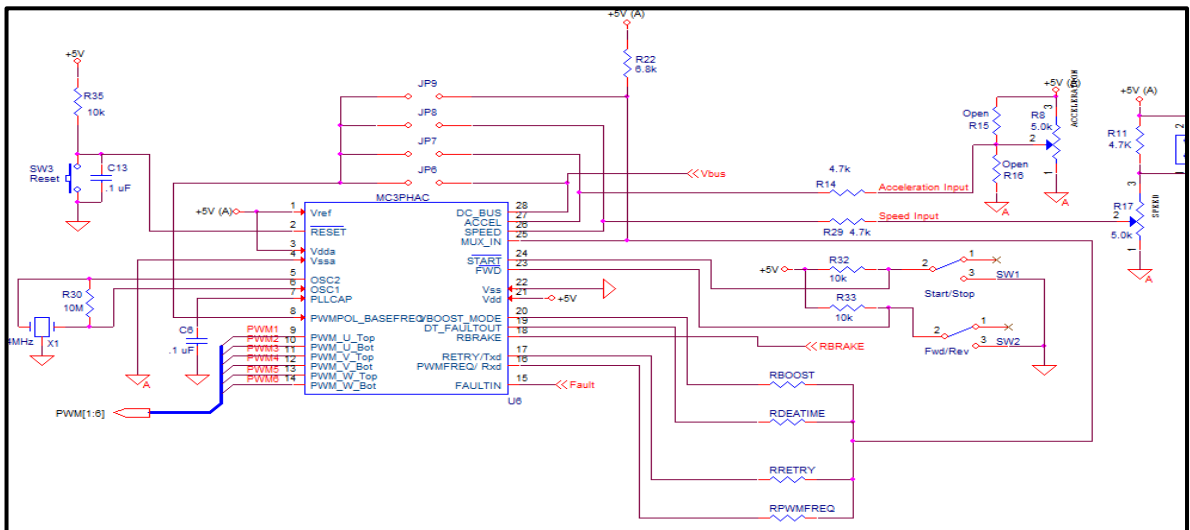
El MC3PHAC puede trabajar en dos modos: *Standalone* o *Host*. Cada módulo se describe en detalle a continuación.

a) **Modo *Standalone*.**

En este modo, los parámetros de funcionamiento del MC3PHAC se configuran durante el arranque a través de los componentes pasivos conectados al dispositivo. Una vez que el MC3PHAC determina que no existe ningún *Host* externo (pin 20 en alto), comienza interrogando a la red de resistencias conectadas externamente para obtener los parámetros operativos, como rango de velocidad, tiempo muerto y elevación de tensión. Otros parámetros son introducido en tiempo real, tales como *Start/Stop*, *Forward/Reverse*, *PWM Frecuency*, *Bus_Voltage* y *Acceleration*.

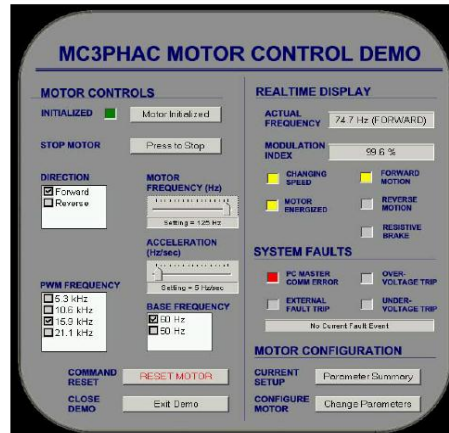
Modo *standalone* es el modo más económico ya que no se necesita ningún PC para controlar la velocidad del motor. La figura 30 muestra un circuito donde se utiliza el MC3PHAC en modo *standalone*.

Figura 31. Esquemático del MC3PHAC configurado en modo *standalone*



Fuente: Autores.

Figura 33. Interfaz de usuario diseñada por *Freescale®* para trabajar con el MC3PHAC.



Fuente: [23].

Esta interfaz no fue utilizada, debido a que los objetivos de este proyecto son la utilización de *LabView®*, donde se ha diseñado un panel para controlar las distintas características del motor.

2.3.4 Medición de variables eléctricas

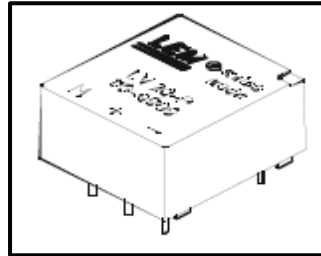
Las mediciones en el circuito de potencia corresponden a la tensión en el BUS_DC (V_{bus}), y las corrientes (I_{med}) en la máquina.

2.3.4.1 Medición de tensión.

El funcionamiento del *chopper* de frenado (**sección 3.14**) se da cuando existe una sobre tensión por efecto regenerativo del motor donde la energía mecánica del motor se transforma en energía eléctrica, como resultado de un cambio de sentido de giro o frenado brusco. Dicha energía es direccionada a través de la electrónica de potencia del inversor a la fuente. El MC3PHAC incorpora un control de tensión de Bus de CC, sensando continuamente dicha tensión a través de una de sus entradas ADC.

La adquisición de dicho parámetro se realiza gracias a la conversión de los mismos a señales de medida analógica, mediante sensores traductores. El dispositivo utilizado pertenece al fabricante **LEM [20]**. Cuyo modelo se especifica a continuación.

Figura 34. Sensor transductor LEM LV-20



FUENTE [26]

Las principales características del sensor de tensión LV-20, con alimentación de $\pm 15\text{V}$, Se detallan en la tabla 7.

Tabla 7. Principales características del sensor *LEM LV-20*

Características	Valor
Relación de conversión	2500:1000
Corriente nominal	10 mA
Corriente nominal de salida	25 mA
Resistencia de salida medida	100 Ω a 350 Ω
Precisión	$\pm 0.9\%$
Linealidad	$< 0.2\%$
Ancho de banda	25 kHz

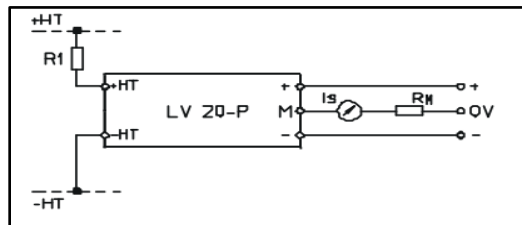
Para la adaptación del sensor en cuestión a las medidas requeridas se deben dimensionar las resistencias de medida del primario (R_{PRI}). El cálculo se ha realizado de tal manera que la tensión máxima del punto de medida lleve al primario del transductor a la corriente nominal de entrada del mismo. Asumiendo una tensión máxima en el BUS CC de 400v.

$$R_{PRI} = \frac{400V}{10mA} = 40k\Omega \quad (3.9)$$

$$P_{PRI} = I^2 R_{PRI}$$

$$P_{PRI} = (10mA)^2 * (40k\Omega) = 4W$$

Figura 35. Modo de conexión del sensor de voltaje



Fuente: [24].

La corriente entregada por el secundario del transductor se hace pasar por una resistencia de medida R_M que se especifica en la hoja de datos del sensor. Esta resistencia proporciona un voltaje de acuerdo a la tensión del primario que será enviado al pin DC_BUS del MC3PHAC la tensión normal es de 3.5V y puede variar entre un rango de 2.0- 4.5V.

Tabla 8 Valores para resistencia R_M del sensor de tensión.

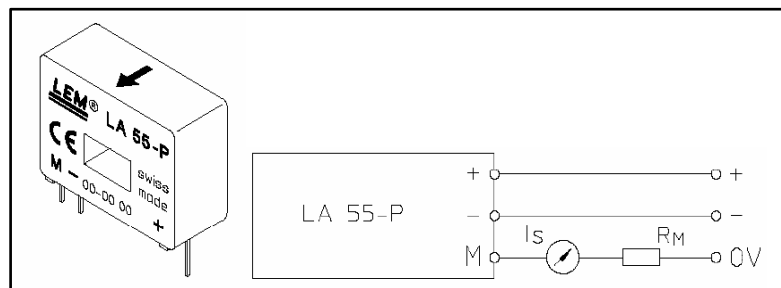
Voltaje (Vc)	Corriente(I_{SN})	R_M min	R_M max
± 12 V	± 10 ma	30 Ω	190 Ω
± 12 V	± 14 ma	30 Ω	100 Ω
± 12 V	± 10 ma	100 Ω	350 Ω
± 15 V	± 14 ma	100 Ω	190 Ω

Para el diseño de la interfaz en LabView® se desean visualizar tres corrientes de entrada al motor, para esto fue necesario utilizar 3 sensores de LA 55-P de la misma empresa LEM cuyas características principales son:

- I_{PN} (Corriente Nominal primaria r.m.s) = 50 [A]
- I_p (Rango de medida de corriente primaria= =0 a ± 70 A)
- V_c (Voltaje de alimentación de la sonda) = ± 12 a 15V

Este sensor funcionará con una corriente máxima de carga de 10 A, al cual se le ajustaron 3 vueltas alrededor del mismo para obtener una mayor resolución de la medida.

Figura 36. Diagrama del sensor de corriente.



Fuente: [24].

Tanto la sonda de tensión como la de corriente tienen como principales ventajas su aislamiento hasta 2500V, lo cual garantiza protección para el circuito de control, y además presenta buena exactitud, excelente linealidad, óptimo tiempo de respuesta, amplio ancho de banda (0-200Khz).

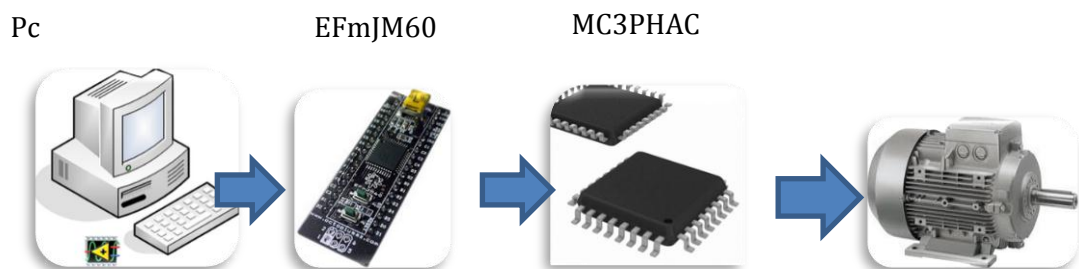
3. DISEÑO DE INTERFAZ GRÁFICA

En este capítulo abordaremos el diseño de la interfaz gráfica que controlará los parámetros del microcontrolador MC3PHAC.

Como se mencionó en la **sección 3.3.3** el MC3PHAC puede trabajar en modo *Host* ya sea utilizando la interfaz de usuario que proporciona el fabricante FREESCALE® o conectando un Microcontrolador el cual emula todos los comandos de control.

Debido a que uno de los objetivos de este trabajo es el diseño de una interfaz en Labview® se opta por trabajar con la segunda opción, para lo cual se utiliza un módulo **EFmJM60** el cual trae integrado el microcontrolador MC9S08JM60 que trabajará como un dispositivo *master* y el MC3PHAC en modo esclavo. La comunicación entre los dos dispositivos se realiza por el protocolo RS-232. En la Figura 37 se ilustra el diagrama de bloque de todo el sistema.

Figura 37. Diagrama en bloque de la implementación de la interfaz.



Fuente: Autores.

3.1 CARACTERISTICAS DEL MODULO EFmJM60

El módulo EFmJM60, cuenta con el microcontrolador MC9S08JM60 [23] de la empresa FREESCALE®. Algunas características de este microcontrolador son:

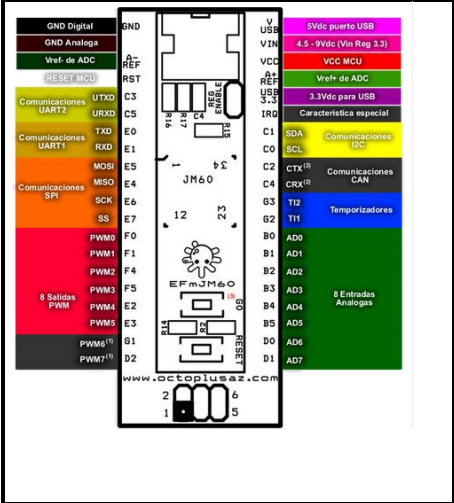
- Arquitectura Von Neumann-CISC con núcleo de procesamiento tipo HCS08 de Freescale.
- Velocidad de oscilador máxima de 48MHz con bus interno de 24Mhz.
- Puerto USB Full-Speed 2.0 con regulador de 3.3v interno y 256 Bytes memoria RAM dedicada al USB.
- 8 Canales ADC de 12 bits.
- Comparador análogo.
- 2 Módulos SCI para comunicación RS232.
- Módulo SPI
- Módulo I2C.
- 1 Temporizador de 2 canales y 1 temporizador de 4 canales con resolución de 16bits.

La función principal de este módulo es servir de puente entre la interfaz diseñada en LabView® y el microcontrolador MC3PHAC.

Para lograr esto se escribió en la memoria del módulo todo el algoritmo de control que utiliza el MC3PHAC. (Ver ANEXO D), y después realizar la conexión entre la computadora y el módulo. Gracias a que este dispositivo cuenta con ocho canales ADC, se utilizan tres canales para adquirir las señales de corriente las cuales se visualizan en la interfaz.

En la tabla 9 se presenta una breve descripción de los pines utilizados y el propósito de cada uno.

Tabla 9 Pines utilizados y propósito del módulo EFmJM60

	PIN	Propósito
	PTB3	Entrada sensado de corriente IA
	PTB4	Entrada sensado corriente IB
	PTB5	Entrada sensado corriente IC
	PTC3/PTC5	Comunicación rs232 con el MC3PHAC

Fuente: Autores.

3.2 INTERFAZ GRÁFICA.

Se recurrió a LabView® (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*), de National Instruments, para desarrollar la interfaz gráfica de usuario ya que es un software dedicado a ello.

En la misma se puede visualizar la velocidad del motor, la tensión del bus de CC y las tres corrientes de entrada al motor.

La aplicación está compuesta por dos partes.

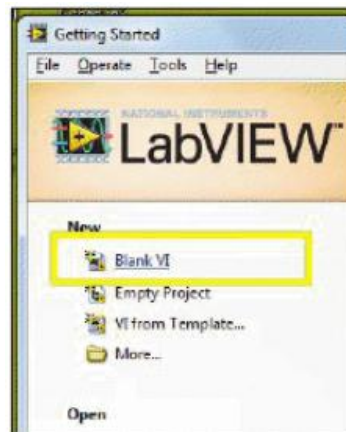
- Diagrama de Bloques: donde se configuraron, las entradas/salidas analógicas y digitales.
- Panel Frontal: Comprende la interfaz gráfica que interactúa el usuario.

3.2.1 Diagrama de bloques

Como requisito indispensable para la elaboración de la interfaz, se cuenta con todos los recursos disponibles en el software Labview®, gracias a la licencia que

sobre este ejerce la Universidad Industrial de Santander. Se ejecuta el programa y se crea un proyecto en blanco. Tal como lo indica en la Figura 38.

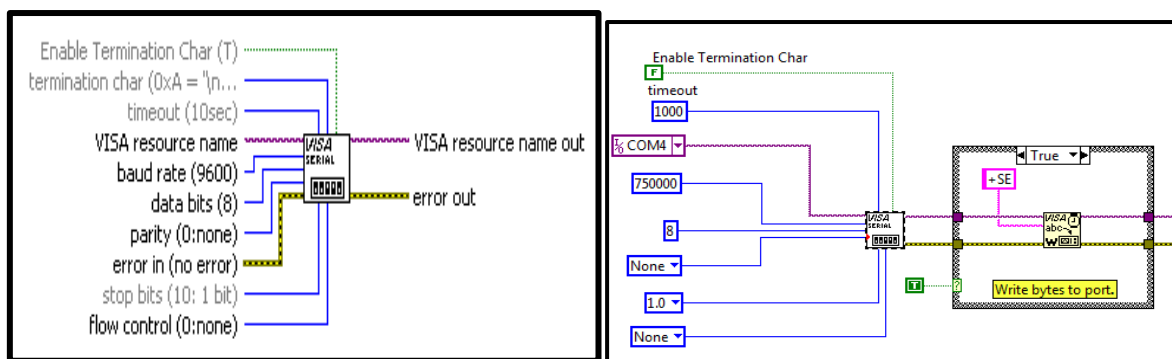
Figura 38 Creación de un nuevo proyecto en Labview.



Fuente: Autores.

La comunicación entre LabView® y el módulo EfmJM60 se realiza por protocolo SCI (*RS232 a una tasa de 9600 baudios*) se utiliza los *drivers* específicos del fabricante como *VISA serial*. Ver Figura 39.

Figura 39. Comunicación entre el módulo EfmJM60 y Labview a 9600 baudios.



Fuente: Autores.

Como se observa en la Figura 39, se debe generar el protocolo de comunicación, para esto se utiliza el *driver VISA*, seguido de esto se escribe cada uno de los

- Pulsadores para seleccionar el sentido de giro del mismo.
- Botón para detener la aplicación

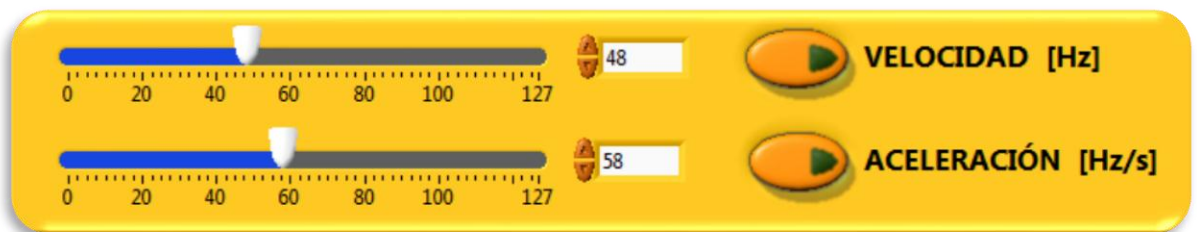
Figura 41 Controles del motor y de la aplicación.



Fuente: Autores.

Velocidad y aceleración Real del Motor: En esta pestaña el usuario puede dar referencia de velocidad desde un rango de 0-128Hz según lo estipulado por el fabricante del microcontrolador MC3PHAC y la aceleración de 0hz a 128Hz. En la figura 42 se muestra los controles.

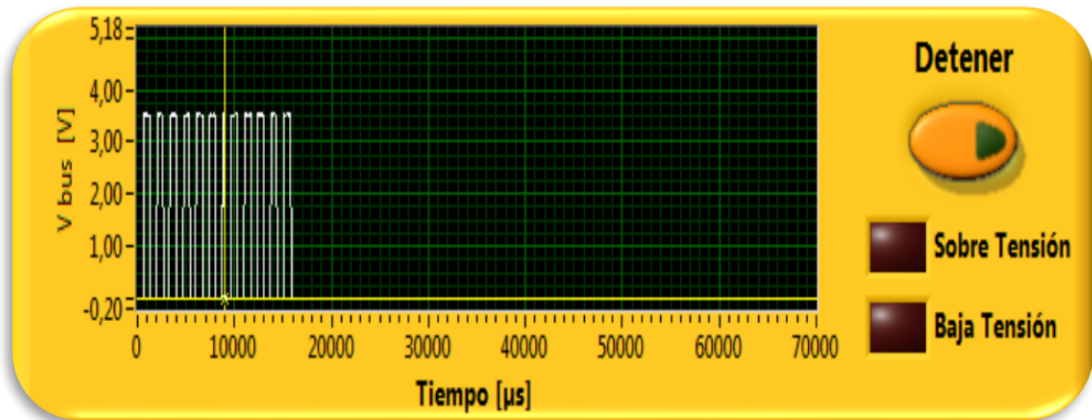
Figura 42 Controles de velocidad y aceleración



Fuente: Autores.

Tensión del Bus de CC: Esta sección incluye la visualización de la tensión del bus de CC que se ajusta para un valor normal de 311V.

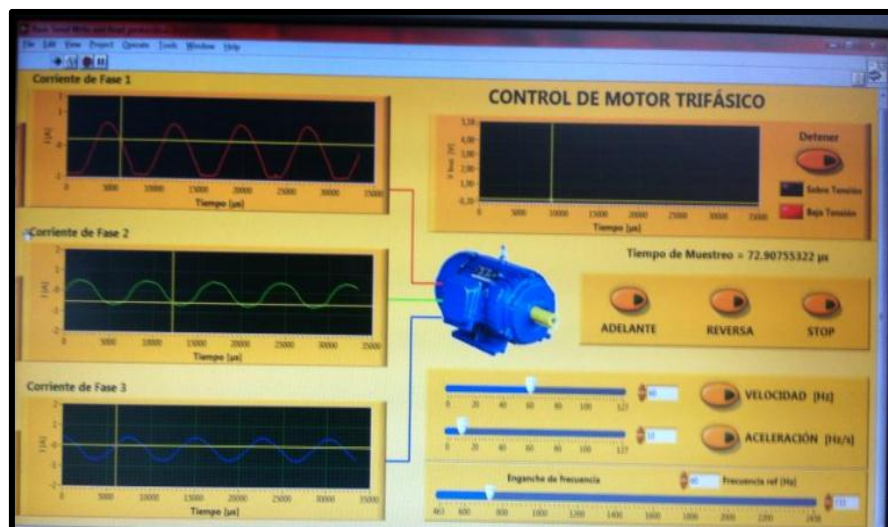
Figura 43 Ventana de visualización del bus de DC.



Fuente: Autores.

Corriente de fase: En esta ventana (ver Figura 44) se visualiza las tres corrientes de fase del motor con desfase de 120° entre cada una.

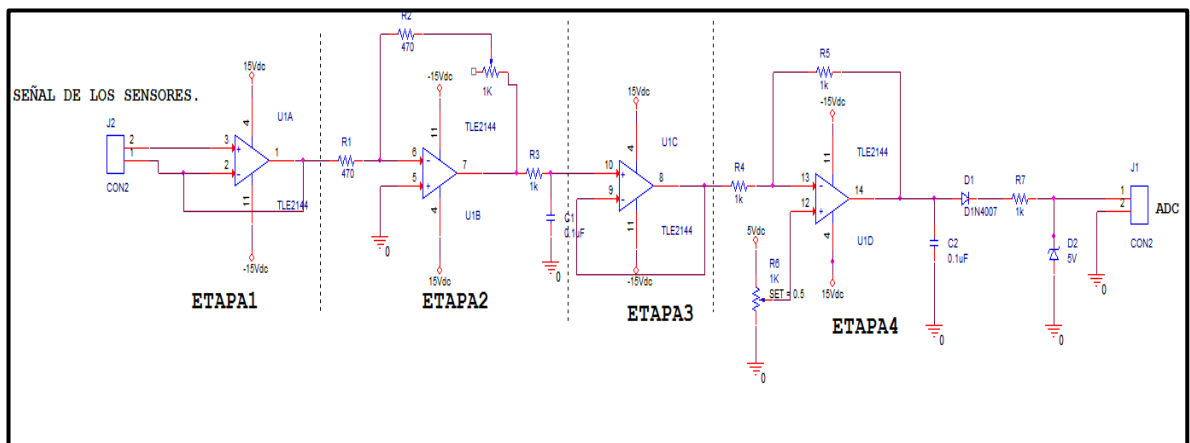
Figura 44. Corrientes de fase del motor de inducción.



Fuente: Autores.

Para realizar la adecuación de las señales de tensión y corriente que serán adquiridas por los ADC del módulo EfmJm60 se utilizaron tres amplificadores operaciones TLE2144C para realizar el filtrado, y la adición de una tensión *offset* y ganancia de la señal, el esquema del circuito de adecuación se presenta en la Figura 45.

Figura 45. Circuito de adecuación de las señales de corriente uno de tres.



Fuente: Autores.

La primera etapa está conformada por un seguidor de tensión que tiene la función de acoplar las impedancia vista en el sensor, la segunda etapa es un amplificador inversor, la ganancia se varia con el potenciómetro que se encuentra en serie con la resistencia de 470Ω a la salida de esta etapa se diseñó un filtro pasa baja con frecuencia de corte de 200Hz, se eligió esta frecuencia ya que la frecuencia máxima que alcanza el motor es de 128Hz, después otro seguidor de tensión que tiene la misma función de acoplar impedancia, y por último se encuentra la etapa en donde se le aplica una tensión de *offset* con el fin que no se presente tensiones negativas en la entrada del ADC lo cual ocasionaría que se dañara, en esta etapa se diseñó un limitador de tensión con el Zener de 5v, para controlar la tensión de entrada al ADC.

3.3 COMUNICACIÓN ENTRE EfmJM60 Y MC3PHAC

Para realizar la comunicación entre estos dos microcontroladores se definió como dispositivo maestro al módulo EfmJM60 y como esclavo al MC3PHAC. Debido a que el MC3PHAC ya viene programado para dicho propósito, y además el fabricante proporciona una interfaz de usuario, que para este caso ayudó a conocer el funcionamiento en modo *host* del microcontrolador para así llevar a cabo la interpretación de todo el algoritmo de control y poder plasmarlo en la memoria del MC9S08JM60. A continuación se realiza una breve descripción del protocolo utilizado para comunicar los dos microcontroladores.

El requisito básico para la comunicación entre el maestro externo (*módulo EfmJM60*) y el MC3PHAC es que debe cumplir el protocolo que utiliza *PC MASTER (software diseñado por Freescale)* para comunicarse con el MC3PHAC, una descripción más detallada se puede encontrar en [23].

El principio del protocolo de comunicación implica codificación y decodificación de mensajes desde y hacia el MC3PHAC. Esta codificación y decodificación asegura un paquete de datos organizados específicamente que se utiliza como un lenguaje común entre los dos dispositivos. En el protocolo, dos paquetes de datos están definidos:

- Paquete de mando
- Paquete de respuesta.

El mecanismo básico de comunicación para los dispositivos es que el maestro pide una acción. Entonces el MC3PHAC deberá responder si la acción se completó con éxito. En otras palabras, el maestro externo envía un paquete de comando y espera un paquete de respuesta del MC3PHAC.

En la figura 46 se muestra la estructura de paquetes de datos de comandos de protocolo

.Figura 46 Comando de protocolo de datos.

start-of-message (1 BYTE)	command (1 BYTE)	data part (known length)	checksum (1 BYTE)
------------------------------	---------------------	-----------------------------	----------------------

Fuente: [23].

Donde:

Start-of-message (SOM): Un carácter especial de un byte se define como '+' Código ASCII (0X2B); el SOM indica el comienzo de un comando de paquetes de datos.

Command: Un código de comando de un byte que se define por el maestro.

Data Part: Los datos a transmitir.

Checksum: Se utiliza para verificar que el paquete de datos no se ha dañado.

En el anexo D se encuentra descrito el código implementado en el módulo EfmJM60.

4. PRUEBAS DE LABORATORIO Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS.

Esta sección presenta los resultados obtenidos de las pruebas de laboratorio realizadas a cada etapa que conforma al convertidor de frecuencia.

Por consiguiente, se exponen las gráficas obtenida con los dispositivos de laboratorio, y se establecen semejanzas y diferencias con las simulaciones realizadas por medio de software.

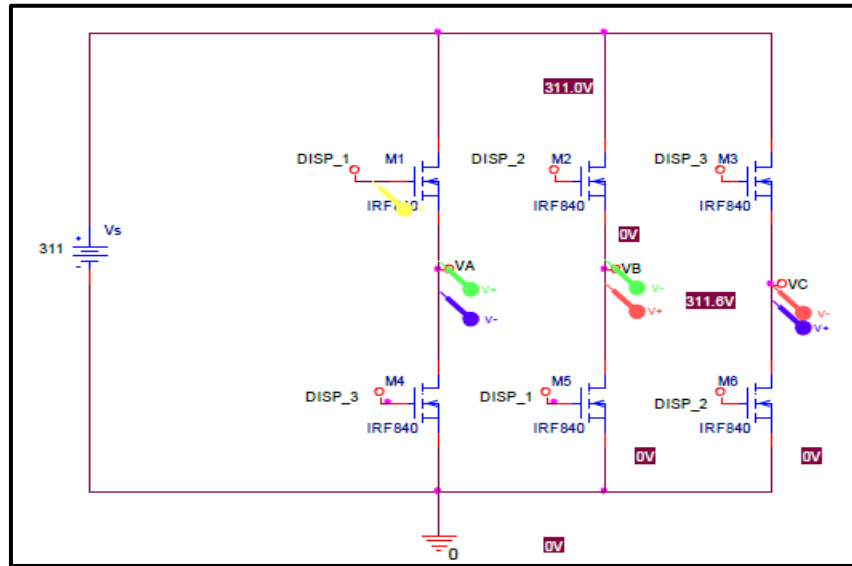
Para iniciar con estos análisis se tomó como partida un inversor trifásico el cual trabaja con MOSFETs de potencia IRF840 el cual es controlado por el MC3PHAC, con el fin de controlar la velocidad de un motor de inducción trifásico, vale la pena aclarar que todas la pruebas se realizaron en modo *Standalone*.

Estos análisis ayudaran a comparar los dos sistemas, ya que cada uno trabaja con dispositivos de potencia diferentes.

4.1 SISTEMA IMPLEMENTADO CON MOSFETs IRF840

El esquema del inversor trifásico implementado con los MOSFETs tomado como referencia, se puede ver en la Figura 46 del cual se resalta la topología, la misma con respecto a la implementada en este proyecto, lo único que difiere es el tipo de semiconductor utilizado.

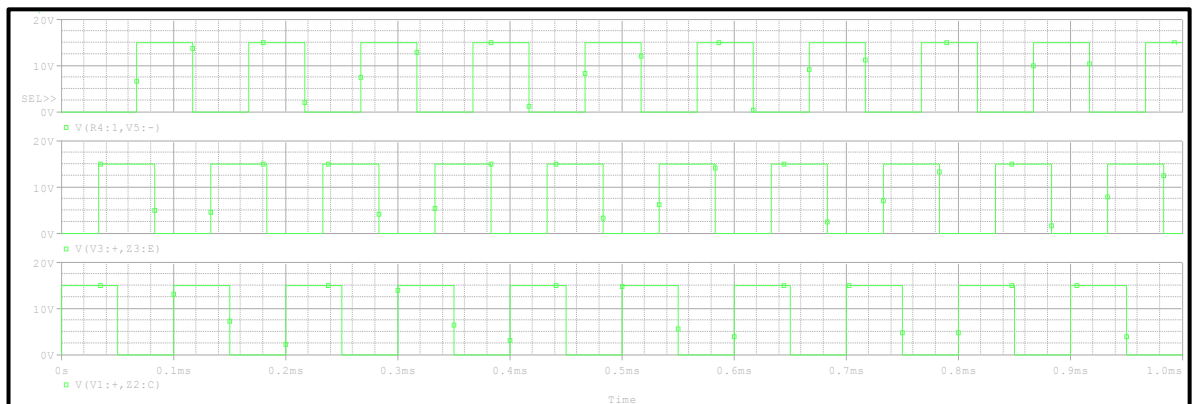
Figura 47. Esquemático inversor trifásico con Mosfet de potencia IRF840.



Fuente: Autores.

Las señales de control son generadas por fuentes de señales cuadradas con el fin de hacer referencias a las generadas por el microcontrolador, solo se presenta las tres señales de las ramas superiores, ya que las otras tres restantes son complementaria a cada una, estas señales se presentan en la Figura 48.

Figura 48. Señales de control para los Mosfets de potencia.

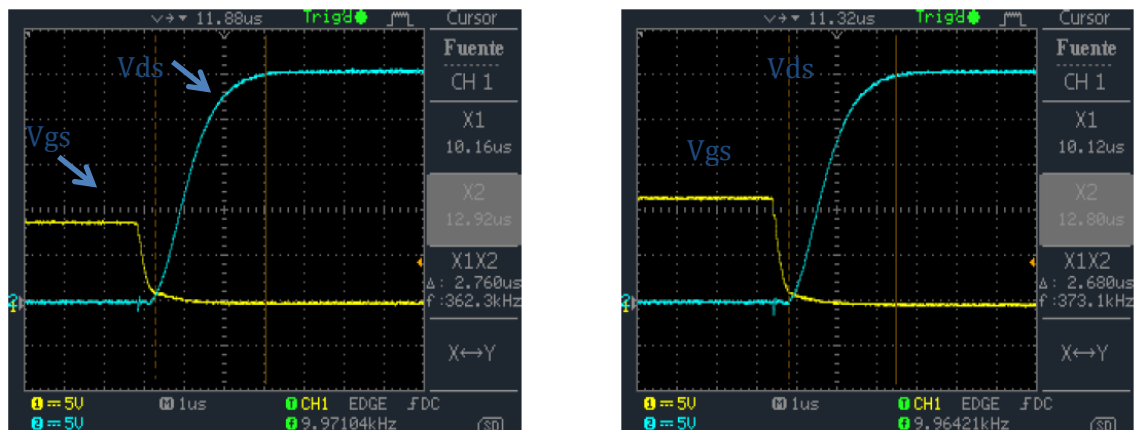


Fuente: Autores.

Con respecto a la etapa de acondicionamiento de señal y aislamiento se utilizaron *driver* de referencia TLP250 , la diferencia más notable con respecto al HCPL3120, es la corriente de salida que maneja cada uno. El TLP250 proporciona una corriente pico de 2 A, mientras que el HCPL3120 brinda una corriente pico de 2.5A.

Otro análisis que se realizó en este estudio fue los tiempos de respuesta del MOSFETs, con el fin de poder controlar el tiempo de subida del MOSFET. En la Figura 49 se presenta una serie de graficas donde se ve cómo responde el transistor a medida que se cambia su resistencia de compuerta.

Figura 49. Tiempo de respuesta del MOSFETs IRF840 Vds vs Vgs.

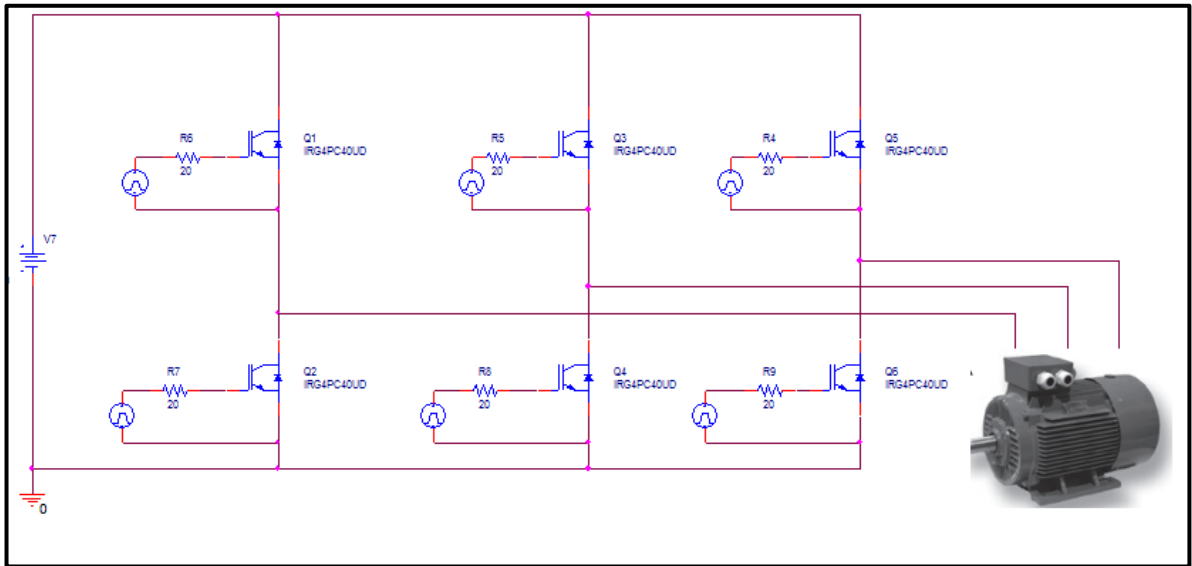


Fuente: Autores.

4.2 SISTEMA IMPLEMENTADO CON IRG4PC40UD

Se presenta las diferentes simulaciones realizadas con el fin de tener un patrón para los datos obtenidos en el laboratorio. En la figura 50 se presenta el inversor diseñado y sus respectivos análisis.

Figura 50. Inversor trifásico en ORCAD CAPTURE®



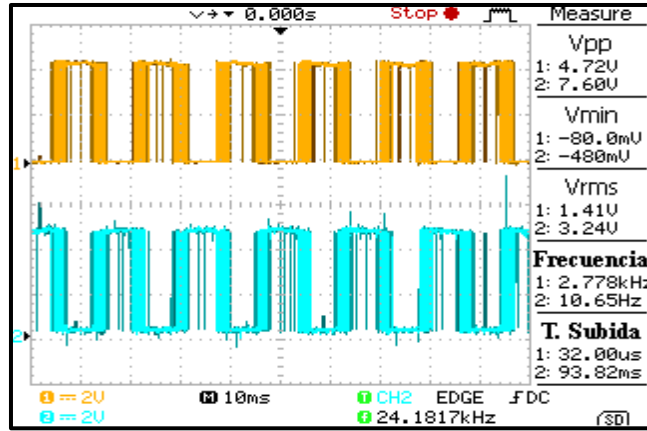
Fuente: Autores.

Las respuestas obtenidas se observaron utilizando un osciloscopio digital GW Instek GDS-1062.

Cabe mencionar que antes de realizar las pruebas, se verificaron las señales de control generadas por el Microcontrolador para cada uno de los transistores; así como el tiempo muerto entre las señales de control de una misma rama del inversor. De esta manera se verificaron que las señales de control entre ramas del inversor estuvieran desfasada 120 grados una con respecto a las otras.

La figura 51 muestra las señales de control generadas correspondientes a los transistores de dos ramas contiguas del inversor. En la figura 51 se observa el tiempo muerto entre los transistores Q1 y Q2 de la figura 50.

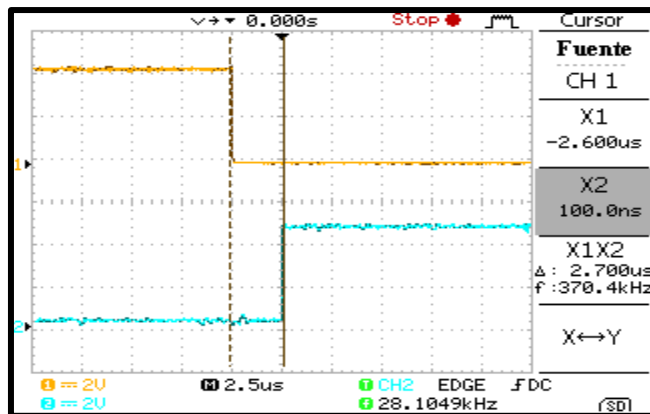
Figura 51. Señales de control en los transistores de dos ramas contiguas del inversor.



FUENTE: Autores.

Donde se observa el desfase de 120° de una con respecto a la otra señal de disparo

Figura 52. Tiempo muerto entre señales de transistores de una misma rama.

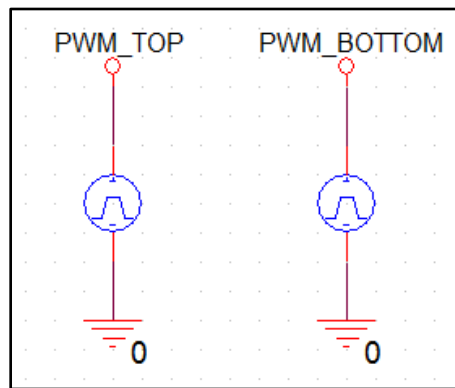


Fuente: Autores.

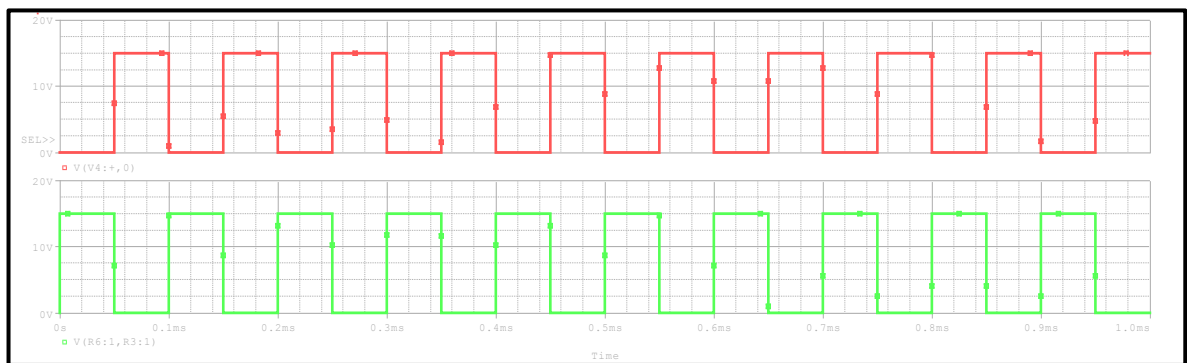
El valor recomendado para este proyecto se tomó un valor intermedio de $2.5 \mu s$ con el objetivo de que los transistores de una misma rama no se solapen, este valor no puede ser mayor debido a que la diferencia entre cada conmutación del transistor es lenta y el sistema puede volverse inestable.

Estas señales son representadas en la simulación con fuentes pulsos como se visualiza en la Figura 53a y 53b respectivamente, las cuales son aplicadas a los transistores del inversor trifásico, el tiempo de subida de los dispositivos va depender del valor de resistencia R_g , un análisis de esta situación se visualiza en la figura 54.

Figura 53. Señales de control para los dispositivos del puente inversor.



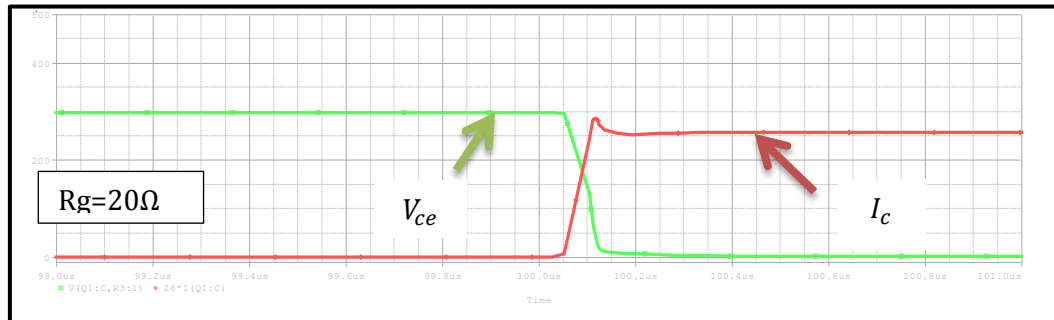
a)



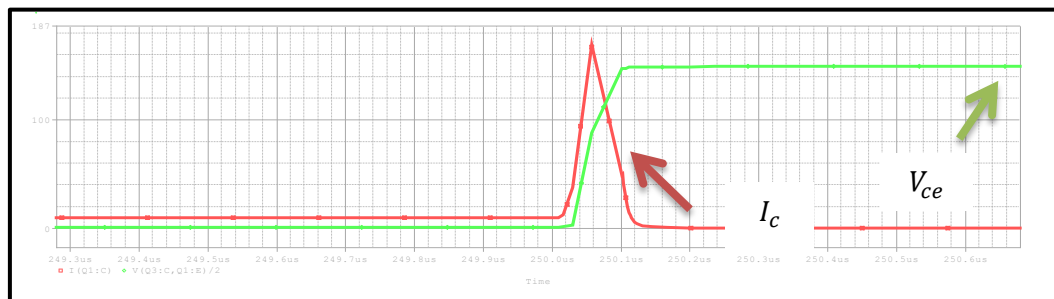
b)

FUENTE: Autores.

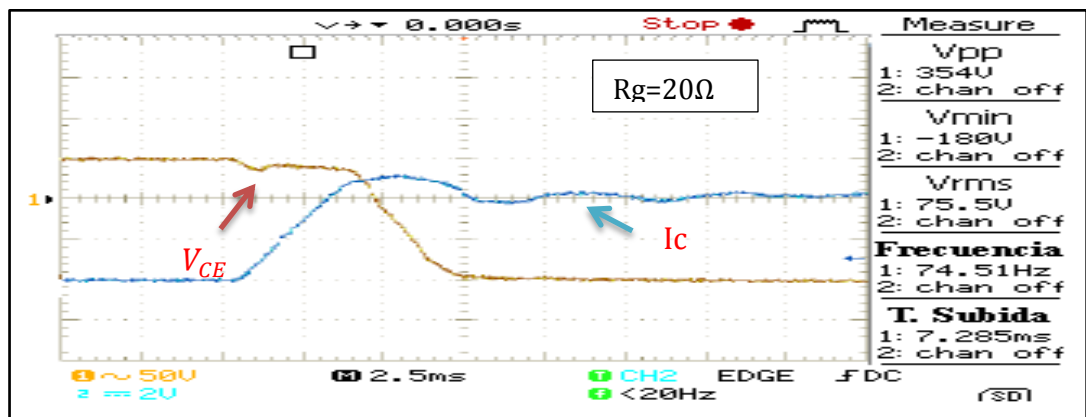
Figura 54. Tiempos de encendido y apagado del transistor IRG4PC40UD con $R_g=20\Omega$. a) Simulación V_{CE} (Verde) y I_{CE} (Rojo) tiempo de encendido, b) tiempo de apagado V_{CE} (Verde) y I_{CE} (Rojo). C) tiempo de encendido medido con el osciloscopio.



a)



b)

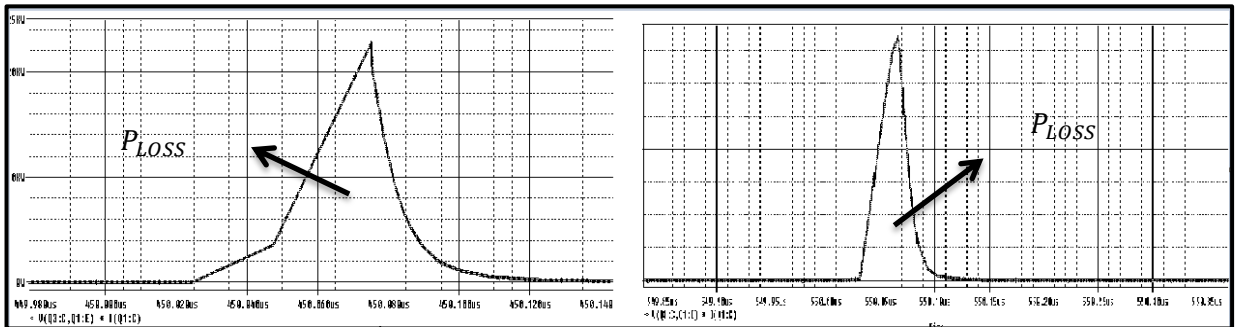


c)

Fuente: Autores.

En la Figura 54 se presentan la simulación de los tiempos de conmutación del transistor IRG4PC40UD, la corriente de colector I_c se midió utilizando un sensor de corriente de efecto Hall CS1750L, a partir de las anteriores graficas se puede hacer una aproximación de las pérdidas de conmutación del transistor, estas pérdidas se pueden visualizar en la Figura 55.

Figura 55. Perdidas por conmutación en el transistor IRG4PC40UD.



Fuente: Autores.

4.2.1 prueba con carga resistiva conectada en estrella.

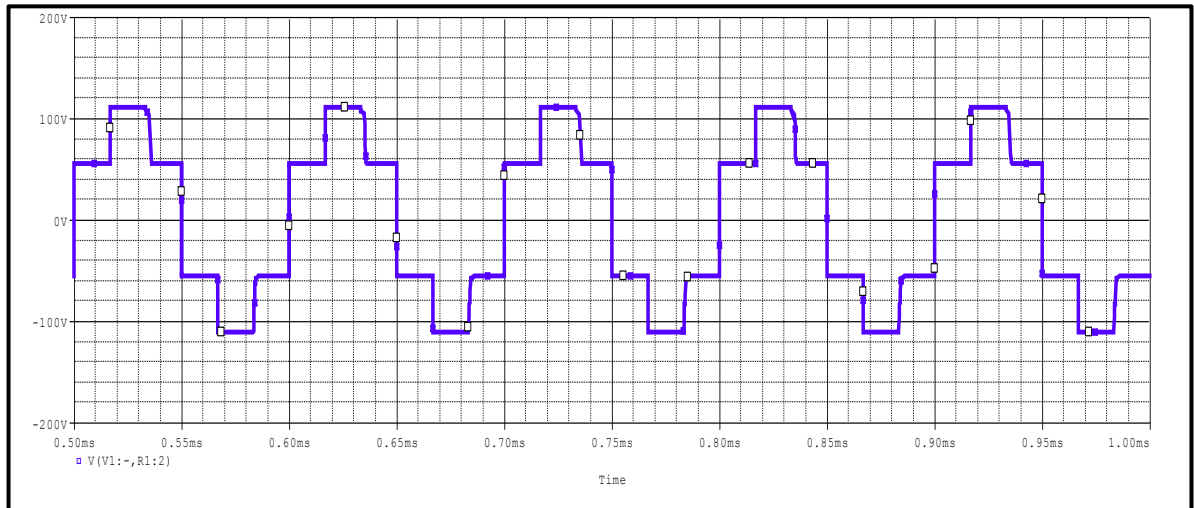
Como primera prueba se conectó un banco de resistencia conectadas en estrella con el fin de visualizar el funcionamiento del sistema. Se utilizaron, un osciloscopio digital GW Instek GDS-1062 y un multímetro digital FLUKE 123 [27] para realizar las mediciones. El sistema AC/DC-DC/AC se alimentó a una red monofásica 110Vac, la carga consiste en tres resistencias de 50Ω/10w.

Los parámetros de control se configuraron con los valores siguientes:

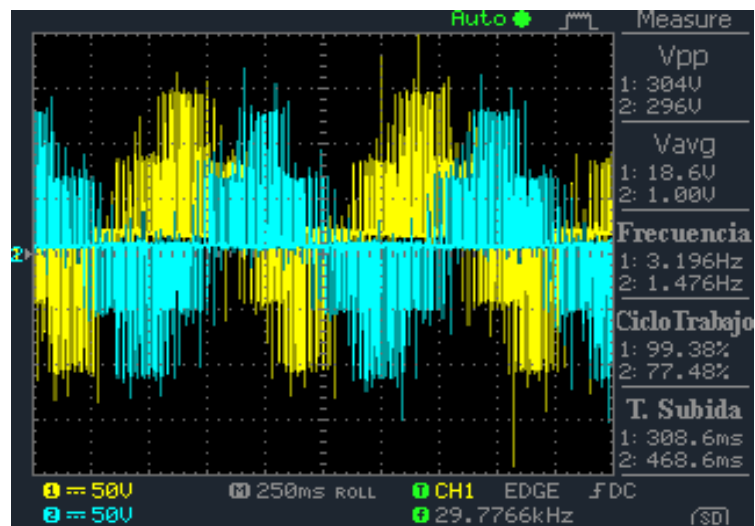
- Frecuencia PWM de 10Khz
- Tiempos muerto de 2.5µseg

En la figura 56 a) y b) se observa las formas de onda del voltaje de fase (V_{AN}). En la carga.

Figura 56. Voltaje de fase Van: a) Obtenidas en la Simulación, b) obtenidas en el osciloscopio.



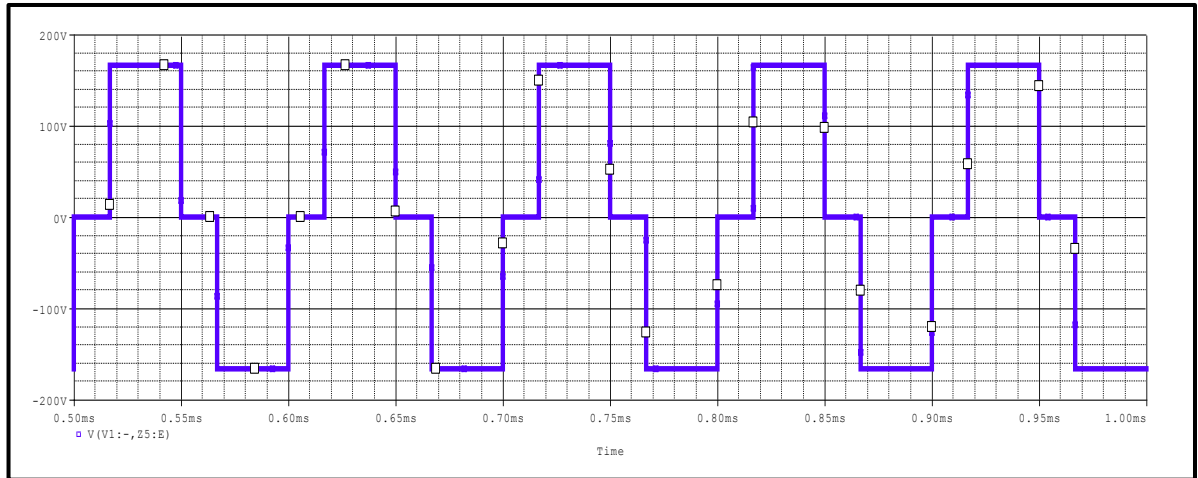
a)



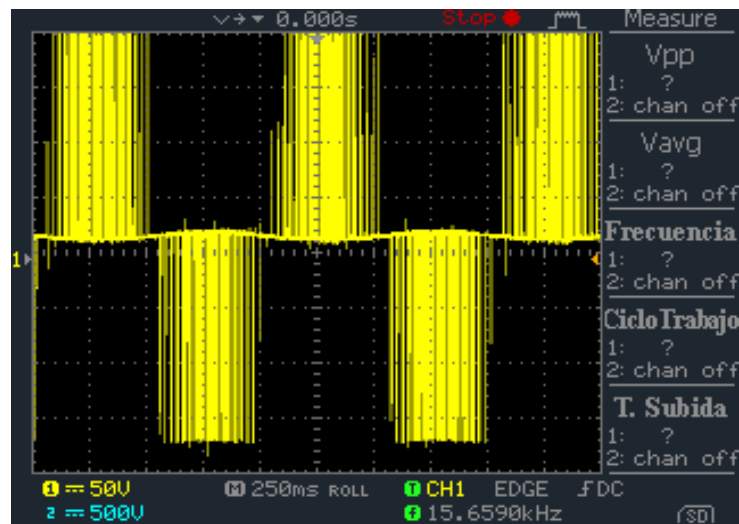
b)

Fuente: Autores.

Figura 57. Voltaje de línea. a) Obtenidas en la simulación b) Obtenidas en el osciloscopio.



a)



b)

Fuente: Autores.

Los voltajes de línea-línea pueden ser descritos por las siguientes series de FOURIER.[6]

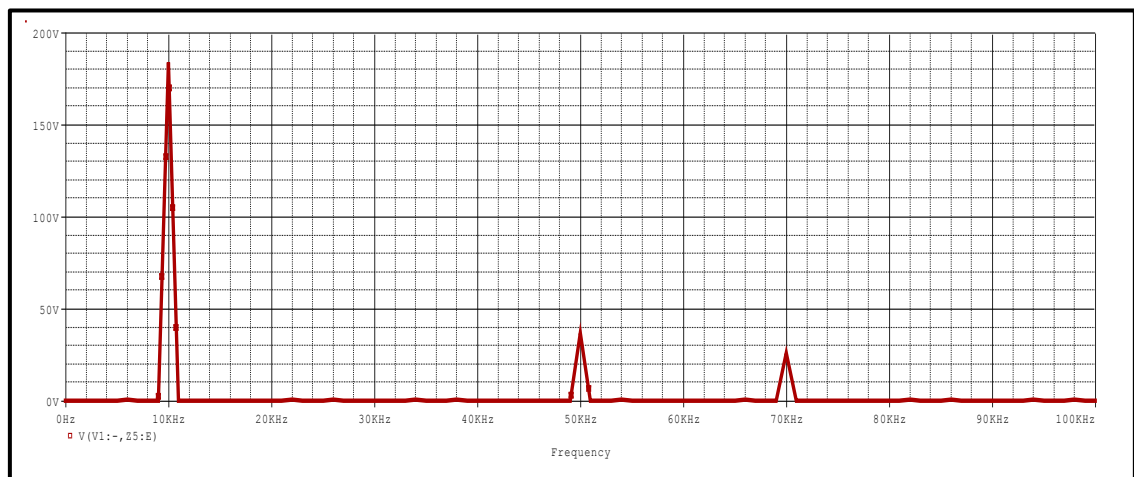
$$V_{AB}(t) = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \text{COS}\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left[n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right] [V] \quad (5.1)$$

$$V_{BC}(t) = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \text{COS}\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left[n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right] [V] \quad (5.2)$$

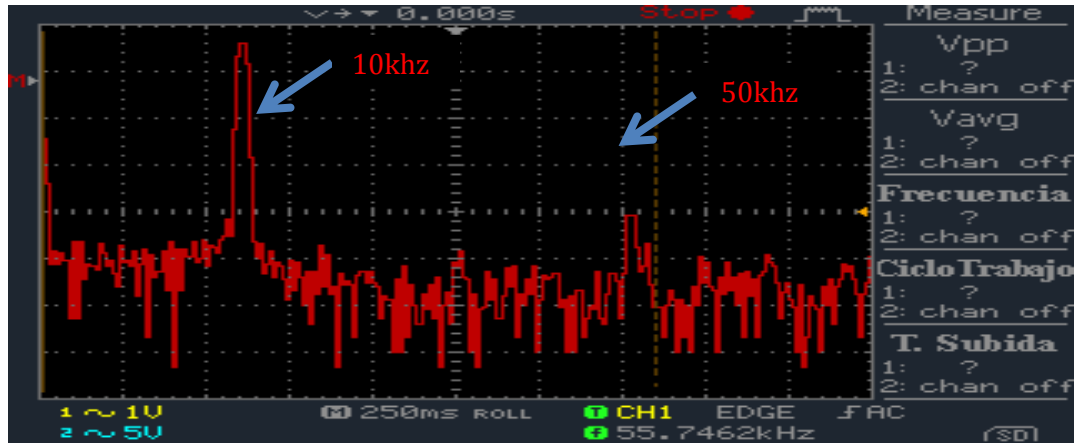
$$V_{CA}(t) = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \text{COS}\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left[n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)\right] [V] \quad (5.3)$$

Obsérvese que las armónicas múltiples de tres (3, 6,9,...) en las ecuaciones previas son siempre cero, esto se puede ver en la Figura 58.

Figura 58. Distribución armónica del voltaje de línea V_{BC} a) Simulación, b) Resultado en osciloscopio.



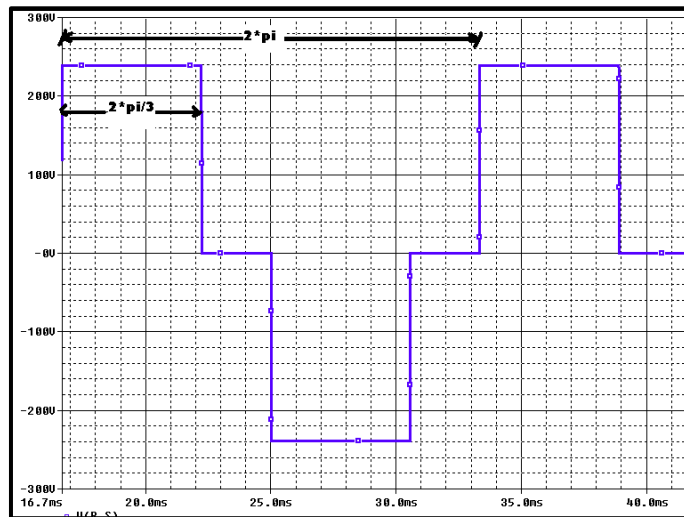
a)



b)

Fuente: Autores.

Figura 59. Periodo del voltaje de línea.



Fuente: Autores.

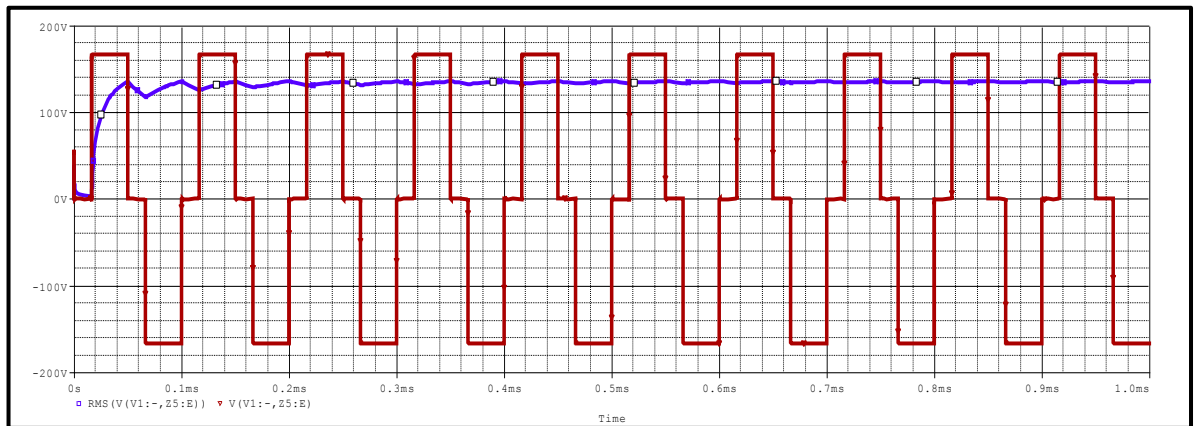
Para el cálculo del valor rms del voltaje línea-línea partimos de los valores de una fase, de la figura 59, el voltaje es 220Vac para el trifásico y 110Vac para una fase con el cual se va a trabajar lo que equivale a una tensión de 170Vdc ($110 \times \sqrt{2} \approx 170Vdc$) así:

$$V_{LL}(rms) = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_s^2 d(wt) \right]^{1/2} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_s [V] \quad (5.4)$$

$$V_{LL}(rms) = 0.8165 V_s = 0.8165 * 170 = 138.80 [V] \quad (5.5)$$

Obsérvese la similitud con los resultados provistos por las simulaciones realizada en ORCAD CAPTURE® en la Figura 60.

Figura 60. Voltaje RMS de la tensión de línea grafica de azul.



Fuente: Autores.

Anteriormente se presentó una expresión para el voltaje entre dos líneas de salida del inversor.

$$V_{LL}(rms) = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_s^2 d(wt) \right]^{1/2} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_s [V] \quad (5.6)$$

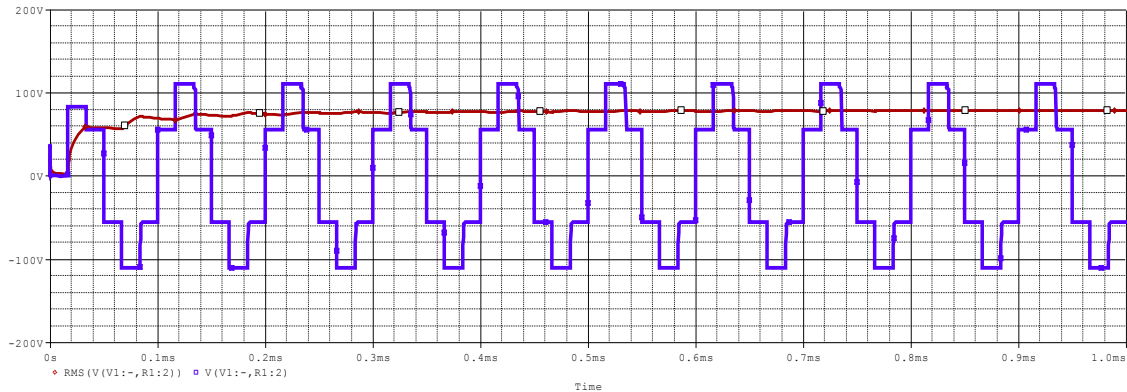
El valor rms del voltaje de línea a neutro es:

$$V_{LN}(rms) = \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2} * V}{\sqrt{3} \sqrt{3}} = 0.4714 * V [V] \quad (5.7)$$

$$V_{LN}(rms) = 0.4714 * 170 = 80.13 [V]. \quad (5.8)$$

Observe la similitud con los resultados obtenidos con ORCAD CAPTURE® en la Figura 61.

Figura 61. Voltaje RMS de la tensión de fase grafica roja.



Fuente: Autores.

4.2.2 Pruebas con el motor de inducción trifásico.

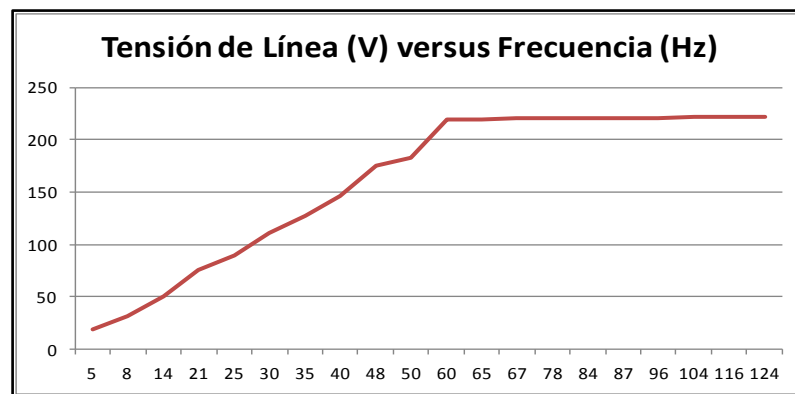
Las pruebas realizadas con el motor de inducción trifásico consistieron en la obtención de la característica V/F de salida y la relación voltaje-velocidad. Las condiciones de prueba utilizando al motor de inducción como carga son:

- Voltaje de entrada (V_i)=220 Volts 3ϕ
- Frecuencia de Conmutación = 10Khz.
- Tiempo muerto = 2.7us
- Potencia del motor = 1/3HP
- Conexión de los devanados del motor en estrella (Y)
- Voltaje máximo de trabajo del motor= 220v/440v
- Corriente máxima de trabajo del motor = 2Amp

Realizando mediciones de valor de voltaje a la salida y la frecuencia de dicho voltaje para cada fase se obtuvo la relación mostrada en la figura 62, obtenida en excel de los datos experimentales en la tabla 10, los valores donde se observa que la relación v/f es constante en casi todo el rango de operación del motor de inducción.

Realizando mediciones de la velocidad de giro del motor y la frecuencia del voltaje de salida para cada velocidad se obtuvo la relación mostrada en la figura 64; en esta se observa que la relación velocidad-frecuencia es constante en casi todo el rango de operación del motor de inducción, al igual que la relación v/f .

Figura 62. Variación del Voltaje RMS total con respecto a la frecuencia.



Fuente: Autores.

En la figura 63 se muestra la toma de los datos que se organizan en la tabla 10

Figura 63. Validación del sistema de control implementado.



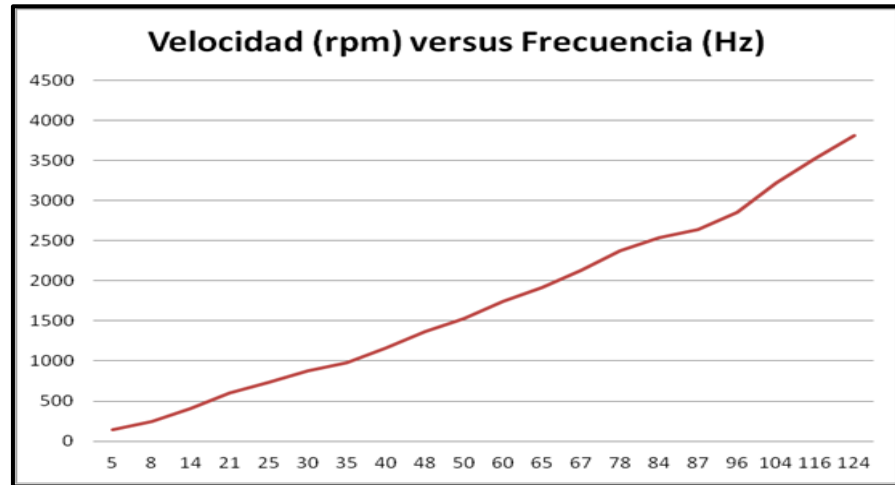
Fuente: Autores.

Tabla 10 Datos tomados con un tacómetro y un multímetro.

Frecuencia (Hz)	Velocidad (rpm)	Tensión de Línea (V)
5	147	18,6
8	241	31,4
14	408	50,8
21	605	75,8
25	730	89,6
30	875	110,4
35	980	127,7
40	1160	146,8
48	1368	175,3
50	1533	182,4
60	1740	219,6
65	1916	219,9
67	2130	220,3
78	2375	220,4
84	2537	220,6
87	2645	220,8
96	2860	220,9
104	3224	221,4
116	3526	221,5
124	3812	221,6

Fuente: Autores.

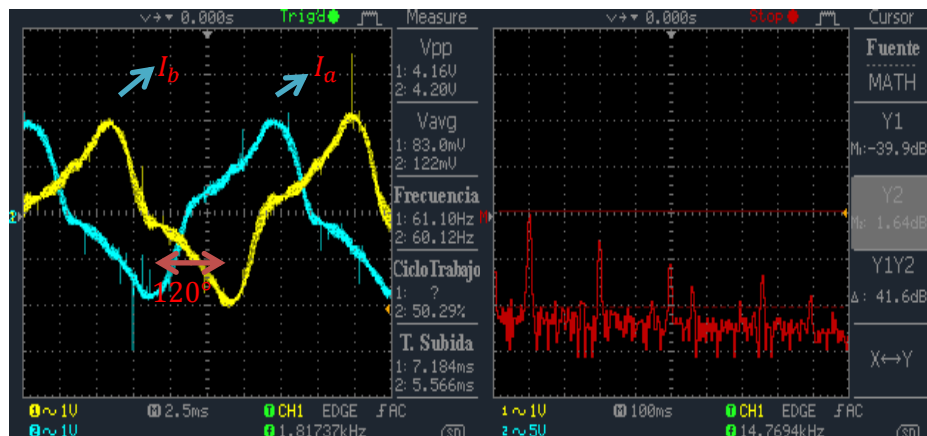
Figura 64. Velocidad vs Frecuencia.



Fuente: Autores.

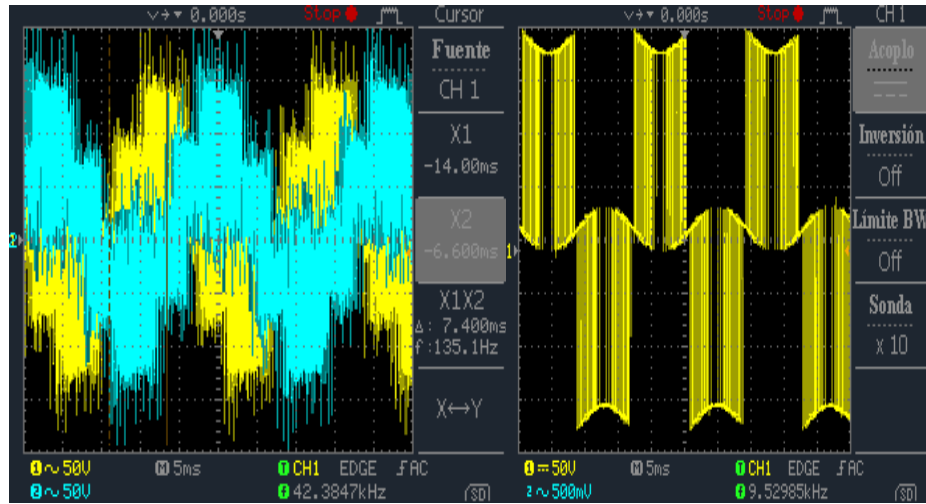
La aplicación de los pulsos de control en el circuito de potencia, da como resultado las formas de onda de voltaje y corriente que se muestran en la Figura 65, cuando se trabaja con un motor de carga.

Figura 65. Voltajes y corrientes en el motor. a) Corrientes de línea. b) Voltajes de fase V_{AN} , V_{BN} . c) Distribución armónica. d) Voltaje de línea V_{AB}



a)

c)



b)

d)

Fuente: Autores.

4.3 EFICIENCIA

Se procede a realizar los cálculos de eficiencia eléctrica del sistema conectando una carga resistiva trifásica de 150Ω trabajando a voltaje de línea $V_{LL} = 220[v]$, por ley de ohm se obtiene una corriente de línea de 1.03Amp, $V_{fase} = 155.56[v]$

$$P_{OFASE} = I_0^2 * R_{CARGA} = 161.33[W] \quad (5.9)$$

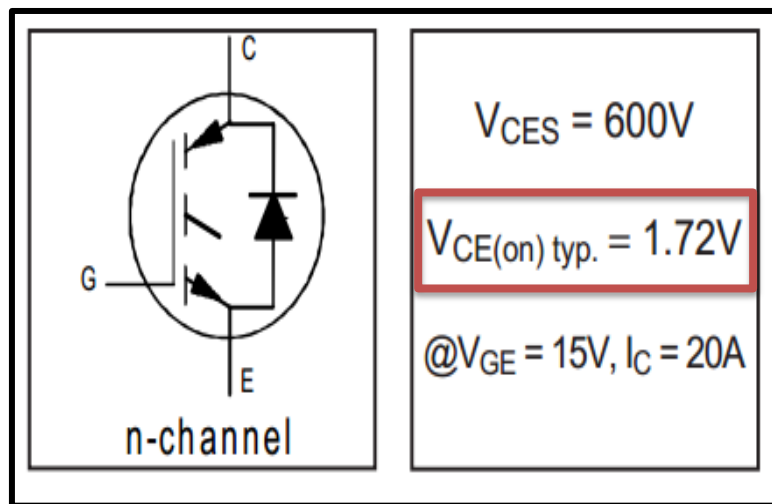
$$P_{3O} = 3 * I_0^2 * R_{CARGA} = 484[W] \quad (5.10)$$

Por otro lado, el cálculo de la potencia consumida por los transistores seleccionados, comprende el análisis de pérdidas durante el estado de conducción P_{cond} así como las pérdidas de conmutación P_{sw} , por lo tanto las pérdidas en el transistor la podemos definir como:

$$P_{IGBT} = P_{cond} + P_{sw} \quad (5.11)$$

Las pérdidas por conducción la podemos calcular a partir de la tensión $V_{CE(on)}$ ver Figura 66, y la corriente entre colector y emisor I_{ce} , la corriente eficaz medida en el colector del transistor fue de 2.6Amp. Para este análisis no se tuvo presente las perdidas presentada en el diodo que trae el transistor debido a que se está analizando para una carga resistiva.

Figura 66. Parámetros del IGBT IRG4PC40UD.



Fuente: Hoja de datos IGBT IRG4PC40UD.

$$P_{cond} = (1.72)(2.6)=4.472[w] \quad (5.12)$$

Conociendo la frecuencia de conmutación de los transistores, así como los tiempos de subida y bajada durante la conmutación, se pueden calcular dichas pérdidas a partir de la ecuación 5.13. (*Formula de "IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters"*) [25].

$$P_{SW} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (5.13)$$

Donde:

$E_{on} = 0.71mJ$ Para el IRGPC40UD.

$E_{off} = 0.35mJ$ Para el IRGPC40UD.

$f_{sw} = 10Khz$

$$P_{sw} = 10.6[w]$$

Empleando los resultados obtenidos en la fórmula 5.11 se tiene que las pérdidas en cada transistor son de 15.072[w].

$$P_{IGBT} = 4.472 + 10.6 = 15.072[w]$$

El sistema de control implementado está diseñado para hacer que tres dispositivos conmuten al mismo tiempo lo cual ocasiona que las pérdidas del IGBT sean multiplicada por un factor de tres dando como resultado 45.218[w] en pérdidas en el inversor.

Ya conociendo la potencia en la carga y la potencia que se disipa en los dispositivos del inversor, se puede conocer la eficiencia.

$$\eta = \left(\frac{P_o}{P_o + P_{perd}} \right) * 100 \quad (5.14)$$

$$\eta = 96.97\%$$

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

A continuación se exponen las conclusiones con respecto al trabajo desarrollado, además se presentan las recomendaciones y sugerencias para trabajos futuros buscando mejorar las implementaciones en este proyecto, como material de apoyo se adjunta un CD con la descripción de la programación, esquemas de las tarjetas utilizadas y la interfaz en Labview. Garantizando toda la información posible para una nueva implementación.

- Se presentó el diseño e implementación de un convertidor DC/AC para el accionamiento de un motor eléctrico. El funcionamiento del mismo fue validado mediante resultados de simulación y pruebas de laboratorio.
- Fue necesario implementar en el diseño sensores de corriente de efecto hall para poder visualizar en la interfaz gráfica la forma de la corriente que circula por la carga.
- La frecuencia de conmutación de los semiconductores de potencia es una variable que se debe escoger de la mejor manera, debido a que de esta depende las pérdidas de conmutación y los armónicos del sistema, en este trabajo se eligió una frecuencia de 10.25Khz la cual presentó buenos resultados.
- La estrategia de control escalar a lazo abierto, implementada en el microcontrolador MC3PHAC, permitió que el convertidor funcione satisfactoriamente en el accionamiento de motores eléctricos.
- Se determinó en las pruebas realizadas un “tiempo muerto” entre las señales complementarias de disparo de una columna de aproximadamente

2.5 μ s. Estos tiempos previenen fallas de corriente por encendido simultaneo de los dos IGBT's.

- Se comprobó por medio de grafica que la relación v/f se cumple para frecuencia menores a la nominal y para frecuencia por encima de la nominal el motor trabaja a potencia constante.
- Mediante la supervisión y control del hardware con la interfaz diseñada, se validaron, el control del motor según su comportamiento en diferentes situaciones (arranque, parada, cambio de velocidad y cambio de sentido de giro).
- La interfaz gráfica desarrollada sirve así como apoyo didáctico a la enseñanza de la electrónica de potencia, permitiendo al alumno visualizar el comportamiento de diferentes variables del proceso implementado para un mejor entendimiento del mismo.
- Se recomienda para trabajos futuros en donde utilicen el sistema para trabajar en lazo cerrado la implementación de filtros activos, que ayuden a minimizar las interferencias electromagnética (EMI), debido a que son fenómenos que alteran todo los sistemas de medición ocasionando una adquisición de datos no confiable.
- Se recomienda generar un proyecto de grado en donde se compare las diferentes estrategias de control implementadas en el convertidor de potencias diseñado.
- En este proyecto no se dispuso de protecciones térmicas, debido al incremento de costos, y la falta de tiempo, por esta razón se propone como trabajo futuro.

6. REFERENCIAS

- [1] R. Krishnan Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control. Prentice Hall, New Jersey,(2001).
- [2] A. Muñoz Gracia, T. A. Lipo y D.W. Novotny; A New Induction Motor V/f control Method Capable of High- Performance Regulation at Low Speeds, IEEE Transactions On Industry Applications 1998;34: 813-821.
- [3] Timothy L. Skvarenina: Electronics Handbook Industrial Electronics Series. CRC Press LLC, (2002).
- [4] HART, Daniel W: Introducción a la Electrónica de Potencia. Primera Edición. Madrid. Prentice Hall.
- [5] Schneider Electric Variadores de Velocidad, arrancadores electrónicos y motores-Capítulo 4.
- [6]] RASHID, Muhammad. Electrónica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones. Tercera Edición. México: Prentice Hall Hispanoamericana S.A.
- [7] MICROCHIP. AN898-Determining MOSFET Driver Needs for Motor Drive
- [8] ANGEL VERNAVA, Electrónica de potencia Conversión CC/CA ELECTIVA III-Electrónica de Potencia: Universidad Nacional del Rosario.
- [9] MANUEL PEREZ. Estrategias y circuitos de control de la velocidad de los motores de inducción

[10] JOHNNY POSADA CONTRERAS. Modulación por ancho de pulso (pwm) y modulación vectorial (svm).

[11] ANALOG DEVICES. Constant Volts/Hertz Operation for Variable Speed Control of induction Motors.

[12] GUILLERMO LUCIANO MAGALDI, FEDERICO GASTON ROSALES. Implementación de un convertidor CC-CA DIDACTICO PARA EL ACCIONAMIENTO DE MAQUINAS ELECTRICAS. Guillermo Luciano Magaldi, Federico Gastón Rosales.

[13] FRESCALE SEMICONDUCTOR- Data Sheet. MC3PHAC Monolithic Intelligent Motor Controller.

[14] KBPC10005 THRU KBPC1010 -single Phase Silicon Bridge Rectifier.

[15] ALBERTO N. BASANTA. "Filtro C" para la fuente de alimentación de un inversor trifásico. Energética Vol. XXXI.

[16] NED MOHAN. ELECTRÓNICA DE POTENCIA "Convertidores, aplicaciones y diseño" 3ra Edición.

[17] ABB. Guía técnica n 8 "Frenado eléctrico".

[18] International Rectifier. Data sheet IRG4PC40UD.

[19] AVAGO-TECHNOLOGIES. Data sheet HCPL3120.

[20] Jamshed N.Khan. Optocouplers for variable Speed Motor Control Electronics in Consumer Home Appliances.

[21] International Rectifier. Application Note AN-978 HV Floating MOS-Gate Driver ICs

[22] Application Note AN-2988 Using the MC3PHAC Motor Controller By David Wilson-2005.

[23] Application Note AN-2202 Creating a Graphical User Interface(GUI) for the MC3PHAC.

[24] Diseño y construcción de un puente inversor trifásico de baja tensión y propósito general Jairo Espinoza Diaz-Jose Alexander Bohoquez Gomez

[25] Application Note V 1.1, January 2009 IGBT Power Losses Calculation Using the Data-sheet Parameters by Dr. Dusan Graovac, Marco Purschel.

ANEXO A. MAQUINA DE INDUCCIÓN

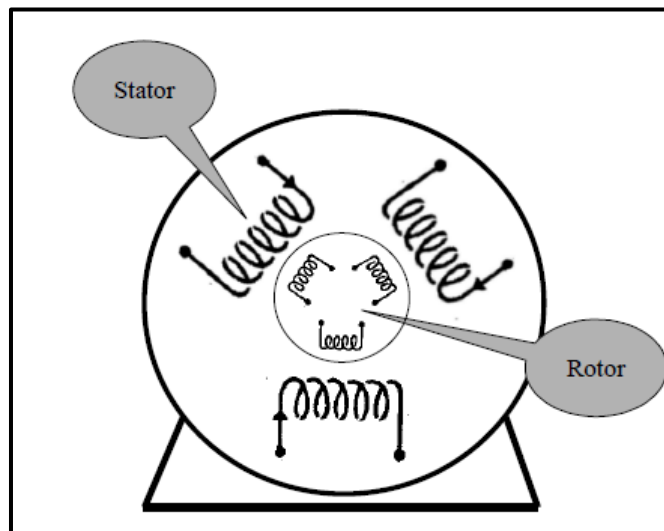
Los motores de inducción, son los más utilizados debido a su robustez, a su sencillez constructiva y debido a que requieren de poco mantenimiento, su utilización es competente en aplicaciones en las cuales se requieran mantener una velocidad constante, por motivo que este tipo de motores, disminuye su velocidad ligeramente con el aumento de la carga en su eje.

El estator de un motor trifásico de inducción está formado por un conjunto de tres bobinas, Las cuales son alimentadas por un sistema trifásico de corrientes, lo cual da origen a un campo magnético giratorio, este campo magnético gira a la velocidad llamada de sincronismo.

Construcción y circuito equivalente

El motor estándar es diseñado con el rotor en cortocircuito con bobinas ubicadas en el estator, visto desde el lado eléctrico, consiste de seis bobinas, tres en el estator y tres en el rotor figura 1.

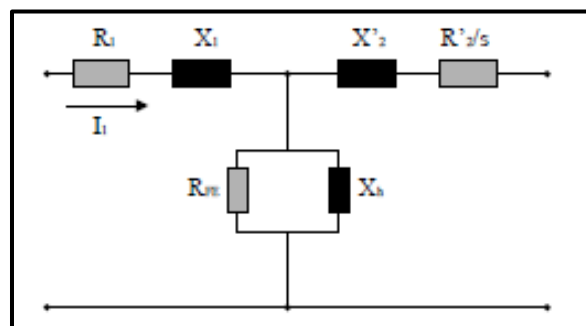
Figura A1. Construcción interna del motor.



Fuente: [11]

Desde este punto de vista se puede diseñar un circuito equivalente, el cual se puede asimilar a un transformador, las tres bobinas en el estator originan un campo magnético rotante, las cuales presentan una resistencia distribuida a lo largo del conductor, también parte de las líneas de campo magnético se cierran a través del aire llamado flujo disperso, que al igual que en el transformador se puede representar con una resistencia y una reactancia de dispersión. El núcleo magnético está puesto separado en dos partes una fija que es el estator y la móvil que es el rotor, implicando una separación de aire (entrehierro), de esta forma va a necesitar de corriente magnetización grande, y también se tiene las pérdidas en el hierro, estos efectos se modelan en el circuito de la figura 2 mediante una resistencia R_{FE} y una reactancia en paralelo X_H donde $X = 2 * \pi * f * L$ para la cual L representa la inductancia y f la frecuencia

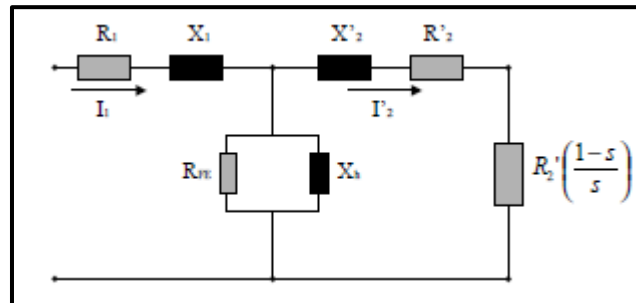
Figura A2 Circuito equivalente por fase.



Fuente: [11].

Cuando el motor funciona con carga la frecuencia del rotor será diferente de la frecuencia hecha del campo rotacional creado en el estator, el deslizamiento, en el equivalente este cambio se puede describir como una resistencia ajustable de R'_2 con el factor de $1/s$ donde s es el desplazamiento.

Figura A3. Circuito equivalente por fase con carga.



Fuente: [11].

Puesto a tierra

Los motores tienen en la caja de conexiones un tornillo para conectar el conductor a tierra, si son motores donde el tamaño es mayor al constructivo 180, se coloca un borne adicional en la pata o en la carcasa.

Cambio de la velocidad

Para el cambio de la velocidad se puede cambiar de tres formas diferentes, las cuales se pueden describir con la definición de la velocidad del rotor ec. 1

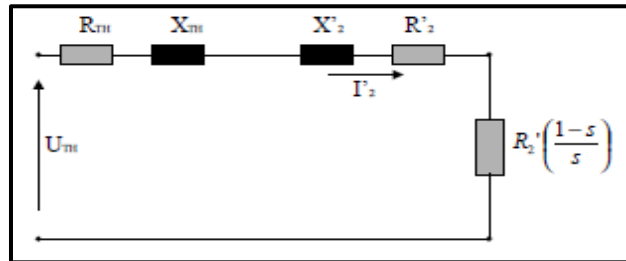
$$n = n_0 - n_s = \frac{f * 60}{p} - n_s \quad \text{ec. 1}$$

Donde n_0 es el campo rotacional creado desde el estator, n_s es la velocidad de desplazamiento y p el número de polos; por tal razón se puede cambiar la velocidad con el deslizamiento, con el número de polos o con la frecuencia.

El torque

Rediseñando el circuito para expresar la corriente en la carga I'_2 se obtiene

Figura A4 Equivalente thevenin para el motor.



$$Z_{TH} = (R_1 + iX_1) \parallel (iX_h) \parallel (R_{FE}) = R_{TH} + iX_{TH} \quad ec. 2$$

La corriente se puede expresar como:

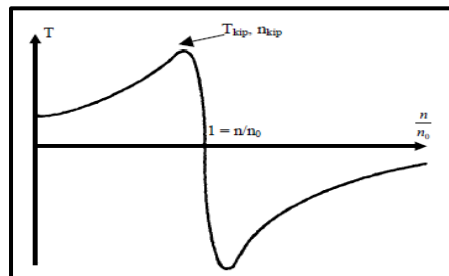
$$I'_2 = \frac{U_{TH}}{R_{TH} + \frac{R'_2}{s} + i(X_{TH} + X'_2)} \quad ec. 3$$

El torque se puede expresar como:

$$T = \frac{3}{\dot{U}_0} * \frac{\frac{U_{TH}^2 R'_2}{s}}{\left(R_{TH} + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{TH} + X'_2)^2} = \frac{P}{\dot{U}_0} \quad ec. 4$$

El torque para la maquina puede ser expresado como función del cambio del deslizamiento figura 5

Figura 5. Torque como función del cambio del deslizamiento



El área entre 0 y 1 es llamada el área de operación estándar en esta la maquina funciona como un motor, mayor a 1 funciona como generador

ANEXO B. DISEÑO DISIPADOR DE CALOR

Las pérdidas en los IGBT's debida a comportamientos no ideales de los dispositivos, se dan principalmente debido a la conmutación y conducción de los elementos, donde las pérdidas por conmutación se dan por el cambio de estado de encendido al de apagado y también las presentan de forma inversa al pasar de apagado a encendido, estas son dependientes de la frecuencia a mayor frecuencia mayor es el valor de las pérdidas, para su cálculo se debe conocer ampliamente las características de activación y bloqueo de los dispositivos.

Por otro lado las pérdidas por conducción se presentan por efectos no ideales en estado estable del IGBT a causa de la corriente que circula por el cuerpo de este dispositivo, estas pérdidas son de entorno resistivo ($R_{CE(ON)}$) para el cálculo se tiene la ecuación 1

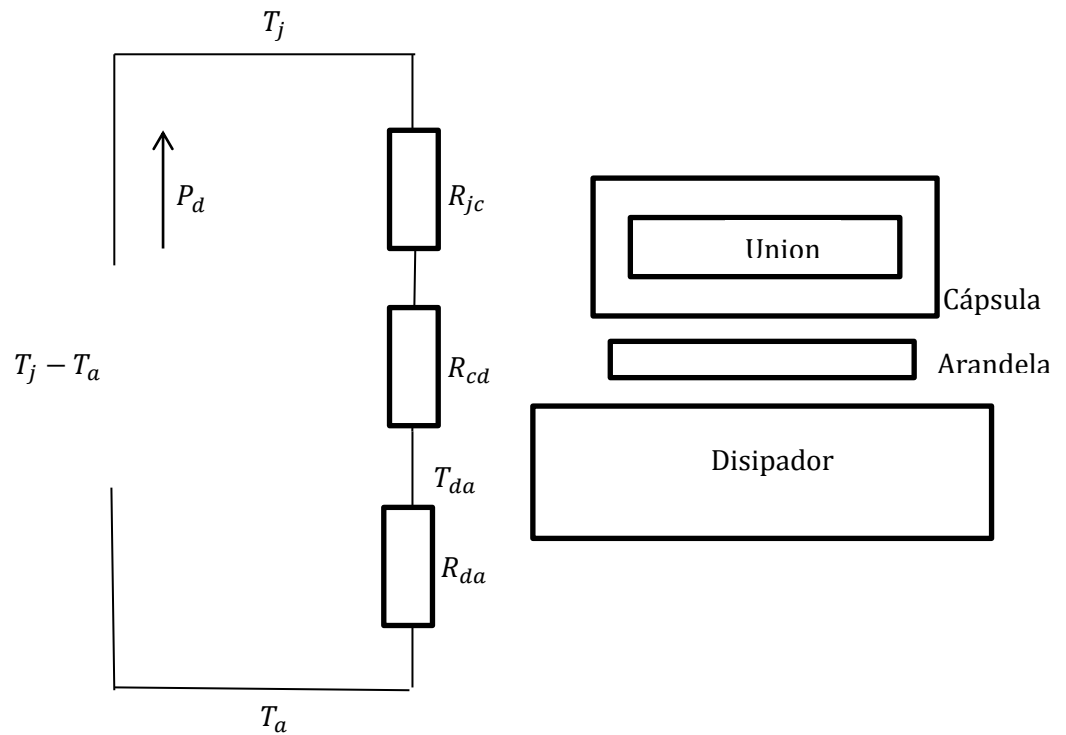
$$P_C = I_{c(RMS)}^2 R_{CE(ON)} \quad ec. 1$$

Las pérdidas que se presentan por la conmutación y conducción en los IGBT's generan calor, debido a que la corriente eléctrica produce un aumento de la temperatura en la unión (T_j), el cual debe ser extraído, para mantener la temperatura de la junta dentro del rango específico por el fabricante, para realizar esta transferencia de calor se puede realizar a través de conducción, convección y radiación.

Para garantizar una temperatura segura, se debe generar un flujo de energía calorífica de un punto a otro, para esto corresponde una diferencia de temperatura, de esta forma el calor ira de un punto más caliente al más frío, a lo cual se oponen factores denominados resistencias térmicas; permitiendo realizar una analogía con la ley de ohm como se observa en la figura 1, la temperatura es análoga a la tensión, las resistencias térmicas a las

resistencias óhmicas y el flujo de calor a la corriente eléctrica

Figura 1. Circuito análogo



Como punto de partida para el cálculo del disipador la temperatura máxima que puede alcanzar la unión del transistor, esta temperatura no se debe alcanzar, para no destruir el dispositivo, para esto se puede tomar un coeficiente de seguridad k para el cual.

K=0.5 para un diseño normal con la temperatura moderada

K=0.6 para economizar en tamaño de disipador

K=0.7 cuando el disipador permanece en posición vertical y en exterior

Por la ley de ohm y tomando el coeficiente k:

$$k * T_j - T_a = P_d * (R_{jc} + R_{cd} + R_d) \quad \text{ec. 2}$$

Dónde:

T_j = Temperatura de la juntura

T_a = Temperatura ambiente

T_d = Temperatura del disipador

P_d = Potencia disipada

R_{jc} = Resistencia térmica de la juntura a la capsula

R_{cd} = Resistencia térmica de la juntura al disipador

R_d = Resistencia térmica del disipador

Cabe destacar que se busca un valor de resistencia R_d alto, para que la caída de tensión en esta resistencia sea alta y mínima en R_{jc} y R_{cd} de esta forma la disipación de potencia será máxima en el disipador.

Calculo para el disipador

Para este cálculo se debe calcular la resistencia térmica del disipador mediante la expresión

$$N * R_d = \frac{[(T_j - T_a) - P_d * (R_{jc} + R_{cd})]}{P_d} \quad ec. 3$$

Dónde

N es el número de dispositivos en este proyecto N=6 IGBT's

De la hoja de datos del IRG4PC40UD

T_j El valor máximo es 150

$$T_j = K * T_{jmax} = 0.7 * 150 = 105$$

$$R_{jc} = 0.77^{\circ}C/w$$

El encapsulado que se aproxima al TO-247AC del IGBT es el TO.90, con el contacto directo más pasta de silicona el cual fue utilizado en este proyecto es del anexo E:

$$R_{cd} = 0.3^{\circ}C/w$$

Potencia disipada por cada IGBT es:

$$P_d = 15 W$$

De la ecuación 3 se obtiene el valor:

$$R_d = 0.71^{\circ}C/w$$


Para el proyecto se implementó uno con perfiles de aluminio para un disipador de 15 [cm] de largo y ancho de 3.7 [cm] aproximadamente, el perfil usado de la figura 3 número 41 para 15 [cm] la resistencia térmica es aproximadamente $1^{\circ}C/w$ el cual es el más cercano al valor obtenido por la ec. 3

ANEXO C. HOJAS DE DATOS DE LOS ELEMENTOS ELECTRÓNICOS UTILIZADOS


Figura C.1 Hoja de datos HCPL-3120/J312

HCPL-3120/J312, HCNW3120

2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler



Data Sheet



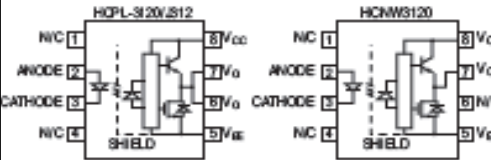
Lead (Pb) Free
RoHS 6 fully compliant

RoHS 6 fully compliant options available;
-not denoting a lead-free product

Description

The HCPL-3120 contains a GaAsP LED while the HCPL-J312 and the HCNW3120 contain an AlGaAs LED. The LED is optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. These optocouplers are ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by these optocouplers make them ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 series can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate. The HCNW3120 has the highest insulation voltage of $V_{ORM} = 1414 V_{peak}$ in the IEC/EN/DIN EN 60747-5-2. The HCPL-J312 has an insulation voltage of $V_{ORM} = 891 V_{peak}$ and the $V_{ORM} = 630 V_{peak}$ is also available with the HCPL-3120 (Option 060).

Functional Diagram



Features

- 2.5 A maximum peak output current
- 2.0 A minimum peak output current
- 25 kV/μs minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500 V$
- 0.5 V maximum low level output voltage (V_{OL}) Eliminates need for negative gate drive
- $I_{CC} = 5 mA$ maximum supply current
- Under Voltage Lock-Out protection (UVLO) with hysteresis
- Wide operating V_{CC} range: 15 to 30 Volts
- 500 ns maximum switching speeds
- Industrial temperature range: -40°C to 100°C
- Safety Approval:
 - UL Recognized
 - 3750 Vrms for 1 min. for HCPL-3120/J312
 - 5000 Vrms for 1 min. for HCNW3120
- CSA Approval
- IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Approved
- $V_{ORM} = 630 V_{peak}$ for HCPL-3120 (Option 060)
- $V_{ORM} = 891 V_{peak}$ for HCPL-J312
- $V_{ORM} = 1414 V_{peak}$ for HCNW3120

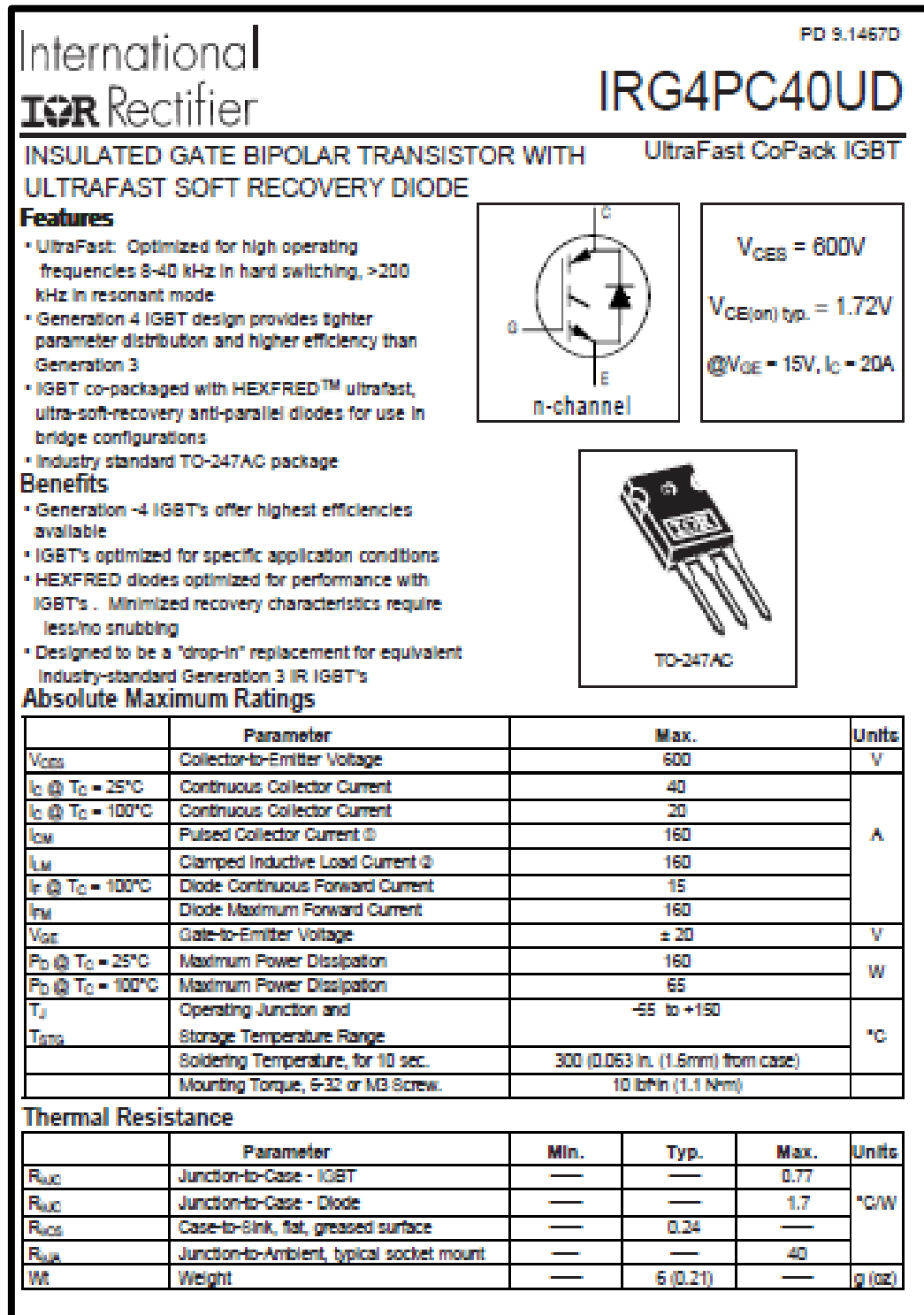
TRUTH TABLE

	V _{CC} - V _{EE} "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	V _{CC} - V _{EE} "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	V _O
LED OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
LED ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
LED ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
LED ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Figura C.2 Hoja de datos IRG4PC40UD



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
I_C @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	40	A
I_C @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	20	
I_{CM}	Pulsed Collector Current @	160	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current @	160	
I_F @ $T_C = 100^\circ C$	Diode: Continuous Forward Current	15	
I_{FM}	Diode: Maximum Forward Current	160	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
P_D @ $T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{SOL}	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lb*in (1.1 Nm)	

Thermal Resistance

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.77	°C/W
$R_{\theta JD}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	1.7	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
Wt	Weight	—	6 (0.21)	—	g (oz)

Figura C.3 Hoja de datos VBSD1-S5-S15



CUI INC [®]		date	09/04/2012						
		page	1 of 5						
SERIES: VBSD1-SIP DESCRIPTION: DC-DC CONVERTER									
FEATURES									
<ul style="list-style-type: none"> • 1 W isolated output • Industry standard 4 pin SIP package • single unregulated outputs • 1,000 V isolation • UL safety approvals • wide temperature (-40~85°C) • efficiency up to 81% 									
									
									
MODEL	input voltage		output voltage	output current		output power	ripple ¹	noise ¹	efficiency
	typ (Vdc)	range (Vdc)	(Vdc)	min (mA)	max (mA)	max (W)	max (mVp-p)	max (mVp-p)	typ (%)
VBSD1-S3.3-S3.3-SIP	3.3	3.0~3.6	3.3	30	300	1	75	150	72
VBSD1-S3.3-S5-SIP	3.3	3.0~3.6	5	20	200	1	75	150	73
VBSD1-S5-S3.3-SIP	5	4.5~5.5	3.3	30	300	1	75	150	74
VBSD1-S5-S5-SIP	5	4.5~5.5	5	20	200	1	75	150	78
VBSD1-S5-S9-SIP	5	4.5~5.5	9	12	111	1	75	150	79
VBSD1-S5-S12-SIP	5	4.5~5.5	12	9	83	1	75	150	80
VBSD1-S5-S15-SIP	5	4.5~5.5	15	7	67	1	75	150	78
VBSD1-S12-S3.3-SIP	12	10.8~13.2	3.3	30	300	1	75	150	75
VBSD1-S12-S5-SIP	12	10.8~13.2	5	20	200	1	75	150	78
VBSD1-S12-S9-SIP	12	10.8~13.2	9	12	111	1	75	150	80
VBSD1-S12-S12-SIP	12	10.8~13.2	12	9	83	1	75	150	81
VBSD1-S12-S15-SIP	12	10.8~13.2	15	7	67	1	75	150	79
VBSD1-S15-S3.3-SIP	15	13.5~16.5	3.3	30	300	1	75	150	73
VBSD1-S15-S5-SIP	15	13.5~16.5	5	20	200	1	75	150	74
VBSD1-S15-S9-SIP	15	13.5~16.5	9	12	111	1	75	150	75
VBSD1-S15-S12-SIP	15	13.5~16.5	12	9	83	1	75	150	79
VBSD1-S15-S15-SIP	15	13.5~16.5	15	7	67	1	75	150	79
VBSD1-S24-S3.3-SIP	24	21.6~26.4	3.3	30	300	1	75	150	76
VBSD1-S24-S5-SIP	24	21.6~26.4	5	20	200	1	75	150	79
VBSD1-S24-S9-SIP	24	21.6~26.4	9	12	111	1	75	150	80
VBSD1-S24-S12-SIP	24	21.6~26.4	12	9	83	1	75	150	81
VBSD1-S24-S15-SIP	24	21.6~26.4	15	7	67	1	75	150	79
VBSD1-S24-S24-SIP	24	21.6~26.4	24	4	42	1	75	150	80
Notes: 1. ripple and noise are measured at 20 MHz BW									

Figura C.4 Hoja de datos MC3PHAC



Freescale Semiconductor Data Sheet	MC3PHAC Rev. 2, 7/2005
<h1>MC3PHAC Monolithic Intelligent Motor Controller</h1>	
Overview	
<p>The MC3PHAC is a high-performance monolithic intelligent motor controller designed specifically to meet the requirements for low-cost, variable-speed, 3-phase ac motor control systems. The device is adaptable and configurable, based on its environment. It contains all of the active functions required to implement the control portion of an open loop, 3-phase ac motor drive.</p>	
<p>One of the unique aspects of this device is that although it is adaptable and configurable based on its environment, it does not require any software development. This makes the MC3PHAC a perfect fit for customer applications requiring ac motor control but with limited or no software resources available.</p>	
<p>The device features are:</p>	
<ul style="list-style-type: none">• Volts-per-Hertz speed control• Digital signal processing (DSP) filtering to enhance speed stability• 32-bit calculations for high-precision operation• Internet enabled• No user software development required for operation• 6-output pulse-width modulator (PWM)• 3-phase waveform generation• 4-channel analog-to-digital converter (ADC)• User configurable for standalone or hosted operation• Dynamic bus ripple cancellation• Selectable PWM polarity and frequency• Selectable 50/60 Hz base frequency• Phase-lock loop (PLL) based system oscillator• Serial communications interface (SCI)• Low-power supply voltage detection circuit	
<p>Included in the MC3PHAC are protective features consisting of dc bus voltage monitoring and a system fault input that will immediately disable the PWM module upon detection of a system fault.</p>	
<p>© Freescale Semiconductor, Inc., 2005. All rights reserved.</p>	
	

Figura C.5 Hoja de datos MC9S08JM60

MC9S08JM60 Series Features



- 8-Bit HCS08 Central Processor Unit (CPU)**
 - 48-MHz HCS08 CPU (central processor unit)
 - 24-MHz internal bus frequency
 - HCS08 instruction set with added BGND instruction
 - Background debugging system
 - Breakpoint capability to allow single breakpoint setting during in-circuit debugging (plus two more breakpoints in on-chip debug module)
 - In-circuit emulator (ICE) debug module containing two comparators and nine trigger modes. Eight deep FIFO for storing change-of-flow addresses and event-only data. Debug module supports both tag and force breakpoints.
 - Support for up to 32 interrupt/reset sources
- Memory Options**
 - Up to 60 KB of on-chip in-circuit programmable flash memory with block protection and security options
 - Up to 4 KB of on-chip RAM
 - 256 bytes of USB RAM
- Clock Source Options**
 - Clock source options include crystal, resonator, external clock
 - MCG (multi-purpose clock generator) — PLL and FLL; internal reference clock with trim adjustment
- System Protection**
 - Optional computer operating property (COP) reset with option to run from independent 1-kHz internal clock source or the bus clock
 - Low-voltage detection with reset or interrupt
 - Illegal opcode detection with reset
 - Illegal address detection with reset
- Power-Saving Modes**
 - Wait plus two stops
- Peripherals**
 - USB** — USB 2.0 full-speed (12 Mbps) device controller with dedicated on-chip USB transceiver, 3.3-V regulator and USBDP pull-up resistor; supports control, interrupt, isochronous, and bulk transfers; supports endpoint 0 and up to 6 additional endpoints; endpoints 5 and 6 can be combined to provide double buffering capability
 - ADC** — 12-channel, 12-bit analog-to-digital converter with automatic compare function; internal temperature sensor
 - ACMP** — Analog comparator with option to compare to internal reference; operation in stop3 mode
 - SCI** — Two serial communications interface modules with optional 13-bit break LIN extensions
 - SPI** — Two 8- or 16-bit selectable serial peripheral interface modules with a receive data buffer hardware match function
 - IIC** — Inter-integrated circuit bus module to operate at up to 100 kbps with maximum bus loading; multi-master operation; programmable slave address; interrupt-driven byte-by-byte data transfer; 10-bit addressing and broadcast modes support
 - Timers** — One 2-channel and one 6-channel 16-bit timer/pulse-width modulator (TPM) modules: Selectable input capture, output compare, and edge-aligned PWM capability on each channel. Each timer module may be configured for buffered, centered PWM (CPWM) on all channels
 - KBI** — 8-pin keyboard interrupt module
 - RTC** — Real-time counter with binary- or decimal-based prescaler
- Input/Output**
 - Up to 51 general-purpose input/output pins
 - Software selectable pullups on ports when used as inputs
 - Software selectable slew rate control on ports when used as outputs
 - Software selectable drive strength on ports when used as outputs
 - Master reset pin and power-on reset (POR)
 - Internal pullup on RESET, IRQ, and BKGD/MS pins to reduce customer system cost
- Package Options**
 - 64-pin quad flat package (QFP)
 - 64-pin low-profile quad flat package (LQFP)
 - 48-pin quad flat no-lead (QFN)
 - 44-pin low-profile quad flat package (LQFP)


Figura C.6 Hoja de datos LV 20-P



Voltage Transducer LV 20-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA			
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 14				
R_M	Measuring resistance	R_{Mmax}	R_{Mmin}			
				with ± 12 V	@ ± 10 mA _{max}	30
			@ ± 14 mA _{max}	30	100	Ω
		with ± 15 V	@ ± 10 mA _{max}	100	350	Ω
	@ ± 14 mA _{max}	100	190	Ω		
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA			
K_M	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15 V				
I_C	Current consumption	10 (@±15V) + I_P mA				
V_A	R.m.s. voltage for AC Isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Optimized.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Accuracy - Dynamic performance data

X_A	Overall Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 12 .. 15 V	± 1.1	%	
		@ ± 15 V (± 5 %)	± 1.0	%	
E_L	Linearity		< 0.2	%	
I_0	Offset current @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max		
I_{0T}	Thermal drift of I_0	0°C .. +25°C	± 0.10	± 0.30	mA
		+25°C .. +70°C	± 0.14	± 0.40	mA
			40	μs	

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ²⁾	EN 50178	

Applications


- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary
²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)
³⁾ A list of corresponding tests is available

LEM Components



www.lem.com

Figura C.7 Hoja de datos LA 55-P




Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$I_{PN} = 50 \text{ A}$



Electrical data					
I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current		50	A	
I_N	Primary current, measuring range		0 ... ± 70		
R_N	Measuring resistance @				
			$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$	
			$R_{N_{min}}$	$R_{N_{max}}$	$R_{N_{min}}$ $R_{N_{max}}$
	with ± 12 V	@ ± 50 A _{max}	10	100	60 95 Ω
		@ ± 70 A _{max}	10	50	60 ¹⁾ 60 ¹⁾ Ω
	with ± 15 V	@ ± 50 A _{max}	50	160	135 155 Ω
		@ ± 70 A _{max}	50	90	135 ²⁾ 135 ²⁾ Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current		50	mA	
K_N	Conversion ratio		1 : 1000		
V_C	Supply voltage (± 5 %)		± 12 ... 15 V		
I_C	Current consumption		10 (@ ± 15 V) + I_N mA		
V_A	R.m.s. voltage for AC Isolation test, 50 Hz, 1 mn		2.5 kV		

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_N, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.65	%
		@ ± 12 ... 15 V (± 5 %)	± 0.90	%
E_L	Linearity		< 0.15	%
I_0	Offset current @ $I_N = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
I_{0N}	Residual current ³⁾ @ $I_N = 0$, after an overload of 3 x I_{PN}		± 0.2	mA
I_{0T}	Thermal drift of I_0	0°C ... + 70°C	± 0.1	± 0.5 mA
		- 25°C ... + 85°C	± 0.1	± 0.6 mA
t_R	Reaction time @ 10 % of $I_{N_{max}}$		< 500	ns
t_I	Response time @ 90 % of $I_{N_{max}}$		< 1	µs
dI/dt	dI/dt accurately followed		> 200	A/µs
f	Frequency bandwidth (- 1 dB)		DC ... 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature		- 25 ... + 85	°C
T_S	Ambient storage temperature		- 40 ... + 90	°C
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80	Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85	Ω
m	Mass		18	g
	Standards ⁴⁾		EN 50178	

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Measuring range limited to ± 60 A_{max}
²⁾ Measuring range limited to ± 55 A_{max}
³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ A list of corresponding tests is available

980706/8

LEM Components

www.lem.com

ANEXO D. CODIGO GENERAL DE CIRCUITO DE CONTROL MEDIANTE CODEWARRIOR IDE 6.3

```

const char SOM      = 0x2B; // start-of-message

// PC commands
const char Read_8   = 0xD0; // Read 1 byte
const char Read_16  = 0xD1; // Read 2 bytes
const char Read_32  = 0xD2; // Read 3 bytes
const char Get_info = 0xC8; // Retrieve a subset of board information
structure
const char Write_8   = 0xE3; // Write 1 byte
const char Write_16  = 0xE4; // Write 2 bytes

//***** DATA Addresses *****

// Write Only Address
const unsigned int First_address      = 0x1000;

// Read Only Addresses // Read
data size
const unsigned int PWM_period         = 0x00A8; // 2 bytes
const unsigned int Actual_freq        = 0x0085; // 2 bytes
const unsigned int Status              = 0x00C8; // 1
byte
const unsigned int Modulation_index   = 0x0091; // 1 byte
const unsigned int Vbus_voltage       = 0x0079; // 2 bytes
const unsigned int Fault_timer        = 0x006D; // 2 bytes
const unsigned int Speed_in_ADC       = 0x0095; // 2 bytes
const unsigned int Setup               = 0x00AE; // 1 byte
const unsigned int Reset_status       = 0xFE01; // 1 byte
const unsigned int Version             = 0xEE00; // 4
bytes

// Read and Write Addresses // Data
range
const unsigned int Dead_time          = 0x0036; // 0x00 -
0xFF
const unsigned int Acceleration       = 0x0060; // 0x0000 -
0x7FFF (format 7.9)
const unsigned int Commanded_freq    = 0x0062; // 0x0000 -
0x7FFF (format 8.8)
const unsigned int Voltage_boost      = 0x006C; // 0x00 -
0xFF
const unsigned int Maximum_voltage    = 0x0075; // 0x00 -
0xFF
const unsigned int Fault_timeout      = 0x006A; // 0x0000 -
0xFFFF
const unsigned int Vbus_deceleration = 0x00C9; // 0x0000 - 0x03FF
const unsigned int Vbus_rbrake        = 0x0064; // 0x0000 -
0x03FF

```

```

const unsigned int      Vbus_brownout          =      0x0066; // 0x0000 -
0x03FF
const unsigned int      Vbus_overvoltage      =      0x0068; // 0x0000 - 0x03FF

//***** DATA commands *****

// First_Address commands
const char Forward      = 0x10;
const char Reverse      = 0x11;
const char Stop         = 0x20;
const char Reset        = 0x30;
const char PWM_Freq1    = 0x41; // 5.3 KHz
const char PWM_Freq2    = 0x42; // 10.6 KHz
const char PWM_Freq3    = 0x44; // 15.9 KHz
const char PWM_Freq4    = 0x48; // 21.1 KHz
const char PWM_Polarity1 = 0x50; // Bottom + Top +
const char PWM_Polarity2 = 0x54; // B + T -
const char PWM_Polarity3 = 0x58; // B - T +
const char PWM_Polarity4 = 0x5C; // B - T -
const char Base_freq_60Hz = 0x60;
const char Base_freq_50Hz = 0x61;

/*****
/*----- Espacio para declaración de variables globales -----*/
*****/

unsigned int Acceleration_data;
unsigned int Speed_in_data;
unsigned int S2_accel, S2_vel, S1_data1;
char S2_i, S2_command, S1_i, S1_checksum, Enable_send, i;
char ADC_ch1, ADC_ch2, ADC_ch3, Channel_ADC, Vbus, Vbus_count;

/*****
/*----- Espacio para funciones -----*/
*****/

//***** SEND DATA VIA SERIAL 2 FUNCTION *****

void Send_serial2(char Serial_data){
    while(SCI2S1_TC == 0){}
    for(i=0;i<=10;i=i+1){}
    SCI2D = Serial_data;
}

//***** SEND DATA VIA SERIAL 1 FUNCTION *****

void Send_serial(char Serial_data){
    if(SCI1S1_TC == 1){
        SCI1D = Serial_data;
    }
    delay_ms(2);
}

```

```

//***** WRITE FUNCTION *****

void Write_data(unsigned int D_address, unsigned int Data, char
Instruction){
char D_address_high, D_address_low, Data_high, Data_low, Checksum;

    D_address_high = D_address >> 8;
    D_address_low = D_address & 0x00FF;
    Data_high = Data >> 8;
    Data_low = Data & 0x00FF;
    Checksum = (~(Instruction + D_address_high + D_address_low +
Data_high + Data_low)) + 1;

    if(Instruction == Write_8 || Instruction == Write_16){
        Send_serial(SOM);
        Send_serial(Instruction);
        Send_serial(D_address_high);
        Send_serial(D_address_low);
        if(Instruction == Write_8){
            Send_serial(Data_low);
            Send_serial(Data_high);
        }
        else{
            Send_serial(Data_high);
            Send_serial(Data_low);
        }
        Send_serial(Checksum);
    }
}

//***** READ FUNCTION *****

void Read_data(unsigned int D_address, char Instruction){
char D_address_high, D_address_low, Checksum;

    D_address_high = D_address >> 8;
    D_address_low = D_address & 0x00FF;
    Checksum = (~(Instruction + D_address_high + D_address_low)) + 1;

    if(Instruction == Read_8 || Instruction == Read_16){
        Send_serial(SOM);
        Send_serial(Instruction);
        Send_serial(D_address_high);
        Send_serial(D_address_low);
        Send_serial(Checksum);
    }
}

/*****
/*****
/*----- Espacio para interrupciones -----*/
/*****

```

```

//***** ADC INTERRUPT *****

interrupt void isr_INT_ADC(void) {

    switch(Channel_ADC) {
        case 1: ADC_ch1 = ADCRL;
                ADCSC1_ADCH = 0b00101;
                break;
        case 2: ADC_ch2 = ADCRL;
                ADCSC1_ADCH = 0b00100;
                break;
        case 3: ADC_ch3 = ADCRL;
                ADCSC1_ADCH = 0b01000;
                break;
        default:
                break;
    }
    if(Channel_ADC >= 4) {
        Channel_ADC = 1;
    }
    else {
        Channel_ADC = Channel_ADC + 1;
    }
}

//***** TIMER 1 INTERRUPT *****

interrupt void isr_INT_TPM1(void) {
    if(TPM1SC_TOF == 1) {
        TPM1SC_TOF = 0;
    }
    if(Vbus_count >= 3) {
        PTDD_PTDD2 = ~PTDD_PTDD2;
        Read_data(Vbus_voltage, Read_16);
        Vbus_count = 0;
    }
    else {
        Vbus_count = Vbus_count + 1;
    }
}

//***** UART 1 RECEIVER INTERRUPT *****

interrupt void isr_INT_UART1_RX(void) {
    SCI1C2_RIE = 0;
    if(SCI1S1_RDRF == 1) {
        if(S1_i == 4) {
            S1_i = 0;
            S1_checksum = SCI1D;
        }
        else if(S1_i == 3) {
            S1_data1 = S1_data1 << 8;
            Vbus = (S1_data1 + SCI1D)/4;
        }
    }
}

```

```

        S1_i = S1_i + 1;
    }
    else if(S1_i == 2){
        S1_data1 = SCI1D;
        S1_i = S1_i + 1;
    }
    else if(SCI1D == 0x00 && S1_i == 1){
        S1_i = S1_i + 1;
    }
    else if(SCI1D == '+' && S1_i == 0){
        S1_i = S1_i + 1;
    }
    else{
        S1_i = 0;
    }
}
SCI1C2_RIE = 1;
}

//***** UART 2 RECEIVER INTERRUPT *****

interrupt void isr_INT_UART2_RX(void){
    SCI2C2_RIE = 0;
    if(SCI2S1_RDRF == 1){
        if(S2_i == 2){
            S2_i = 0;
            if(S2_command == 'C'){
                if(SCI2D == 'S'){
                    Write_data(First_address, Stop, Write_8);
                }
                else if(SCI2D == 'F'){
                    Write_data(First_address, Forward, Write_8);
                }
                else if(SCI2D == 'R'){
                    Write_data(First_address, Reverse, Write_8);
                }
            }
            else if(S2_command == 'A'){
                S2_accel = SCI2D;
                Acceleration_data = S2_accel << 7;
                Write_data(Acceleration, Acceleration_data,
Write_16);
            }
            else if(S2_command == 'V'){
                S2_vel = SCI2D;
                Speed_in_data = S2_vel << 8;
                Write_data(Commanded_freq, Speed_in_data,
Write_16);
            }
            else if(S2_command == 'S'){
                if(SCI2D == 'E'){
                    if(Enable_send == 0){
                        delay_ms(250);

```



```

PTEDD_PTEDD2 = 1;

// Serial 1
PTEDD_PTEDD0 = 1;

// Leds
PTDDD_PTDDD1 = 1;
PTDDD_PTDDD2 = 1;
PTDD_PTDD1 = 0;
PTDD_PTDD2 = 0;

// INICIALIZACION DEL OSCILADOR TPM1

TPM1SC_TOIE = 1;          // Interrupts disabled
TPM1SC_CPWMS = 0;        // Normal operation
TPM1SC_CLKSA = 1;        // Bus system clock (24MHz)
TPM1SC_CLKSB = 0;        // Bus system clock (24MHz)
TPM1SC_PS = 0b111;      // Clock divided by 128

TPM1MOD = 65535;         // Divided by 1000 (0C35 = 240Hz) (30D4 = 60Hz)
(02EE = 1KHz) (F424 = 12Hz)

TPM1C0SC_CH0IE = 0;     // Interrupts disabled
TPM1C0SC_MS0B = 0;     // Output compare
TPM1C0SC_MS0A = 1;     // Output compare
TPM1C0SC_ELS0B = 0;    // Toggle output
TPM1C0SC_ELS0A = 1;    // Toggle output

TPM1C0V = 32768;        // 50% Duty cycle

// INICIALIZACION DEL ADC

ADCCFG_ADLPC = 0;       // High speed conversion
ADCCFG_ADIV = 0b10;     // Clock divided by 4
ADCCFG_ADLSMP = 1;     // Long sample time
ADCCFG_MODE = 0b00;    // 8 bits
ADCCFG_ADICLK = 0b00;  // Bus clock / 1

ADCSC2_ADTRG = 0;       // Software triggered
ADCSC2_ACFE = 0;       // Comparator disabled

ADCSC1_ADCH = 0b11111; // ADC disabled
ADCSC1_AIEN = 1;       // Interrupts Enabled
ADCSC1_ADCO = 0;       // Single conversion

SCI1BDH_LBKDIE = 0;     // LIN Break interrupts disabled
SCI1BDH_RXEDGIE = 0;   // Receive active edge interrupts disabled

// Baud rate = 24MHz/(16*BR)
(9600baud)
SCI1BDH_SBR = 0;       // Baud rate divisor
SCI1BDL = 156;         // Baud rate divisor

SCI1C1_LOOPS = 0;      // Normal operation, separated pins

```

```

SCI1C1_SCISWAI = 0;           // SCI interrupt can wakes up CPU
SCI1C1_M = 0;                // 8 bit normal operation (start + 8 bits +
stop)
SCI1C1_WAKE = 1;           // Address mark wake up receiver (1 in last bit)
SCI1C1_ILT = 1;           // Bit count for Idle line wakeup (after
stop bit)
SCI1C1_PE = 0;             // Parity generation and checking disabled

SCI1C2_TIE = 0;            // Transmit interrupt disabled
SCI1C2_TCIE = 0;          // Transmission complete interrupt disabled
SCI1C2_RIE = 1;           // Receiver interrupt Enabled
SCI1C2_ILIE = 0;          // Idle Line interrupt disabled

SCI1C2_TE = 1;            // Transmitter Enabled
SCI1C2_RE = 0;            // Receiver Disabled

SCI1C2_RWU = 0;           // Normal receiver operation
SCI1C2_SBK = 0;           // Normal transmitter operation

SCI1C3_TXINV = 0;         // Transmit data not inverted
SCI1C3_ORIE = 0;         // Overrun flag interrupts disabled
SCI1C3_NEIE = 0;         // Noise flag interrupts disabled
SCI1C3_FEIE = 0;         // Framing error interrupts disabled
SCI1C3_PEIE = 0;         // Parity error interrupts disabled

SCI2BDH_LBKDIE = 0;       // LIN Break interrupts disabled
SCI2BDH_RXEDGIE = 0;     // Receive active edge interrupts disabled

SCI2BDH_SBR = 0;         // Baud rate divisor
SCI2BDL = 2;             // Baud rate divisor

SCI2C1_LOOPS = 0;         // Normal operation, separated pins
SCI2C1_SCISWAI = 0;       // SCI interrupt can wakes up CPU
SCI2C1_M = 0;            // 8 bit normal operation (start + 8 bits +
stop)
SCI2C1_WAKE = 1;         // Address mark wake up receiver (1 in last bit)
SCI2C1_ILT = 1;         // Bit count for Idle line wakeup (after
stop bit)
SCI2C1_PE = 0;           // Parity generation and checking disabled

SCI2C2_TIE = 0;          // Transmit interrupt disabled
SCI2C2_TCIE = 0;        // Transmission complete interrupt disabled
SCI2C2_RIE = 1;         // Receiver interrupt Enabled
SCI2C2_ILIE = 0;        // Idle Line interrupt disabled

SCI2C2_TE = 1;          // Transmitter Enabled
SCI2C2_RE = 1;          // Receiver Enabled

SCI2C2_RWU = 0;         // Normal receiver operation
SCI2C2_SBK = 0;         // Normal transmitter operation

SCI2C3_TXINV = 0;       // Transmit data not inverted
SCI2C3_ORIE = 0;       // Overrun flag interrupts disabled
SCI2C3_NEIE = 0;       // Noise flag interrupts disabled

```

```

SCI2C3_FEIE = 0;          // Framing error interrupts disabled
SCI2C3_PEIE = 0;          // Parity error interrupts disabled

Acceleration_data = 0b0001010000000000; // 10 Hz/s
Speed_in_data = 0x3C00;          // 60 Hz

// Write_data(address, data, instruction);
delay_ms(20);
Write_data(First_address, Reset, Write_8);          // Reset
MC3PHAC
delay_ms(20);
Write_data(Dead_time, 0x20, Write_8);          // Set
PWM dead time 4us
delay_ms(20);
Write_data(First_address, PWM_Polarity1, Write_8); // Set PWM
polarity (T+ B+)
delay_ms(20);
Write_data(First_address, Base_freq_60Hz, Write_8); // Set PWM
generated sine freq to 60Hz
delay_ms(20);
Write_data(Acceleration, Acceleration_data, Write_16); // Set
acceleration
delay_ms(20);
Write_data(Commanded_freq, Speed_in_data, Write_16); // Set motor speed
delay_ms(20);
Write_data(First_address, PWM_Freq2, Write_8); // Set PWM
freq to 10.6KHz
delay_ms(20);
Write_data(First_address, Forward, Write_8); // Set motor
to forward

Channel_ADC = 1;
ADCSC1_ADCH = 0b01000;

SCI1C2_RE = 1; // SCI 1 Receiver Enabled
Read_data(Vbus_voltage, Read_16);

delay_ms(30); // Delay for waiting first conversion

for(;;){

    if(Enable_send == 1){
        //PTDD_PTDD2 = 1;
        Send_serial2(ADC_ch3);
        Send_serial2(ADC_ch2);
        Send_serial2(ADC_ch1);
        Send_serial2(Vbus);
    }
    else{
        //PTDD_PTDD2 = 0;
    }
}
}

```

ANEXO E: GRAFICAS Y TABLAS PARA EL CALCULO DEL DISIPADOR

Figura E.1 Resistencia térmica contenedor disipador

Anexo I. Ejemplo práctico, pg 4

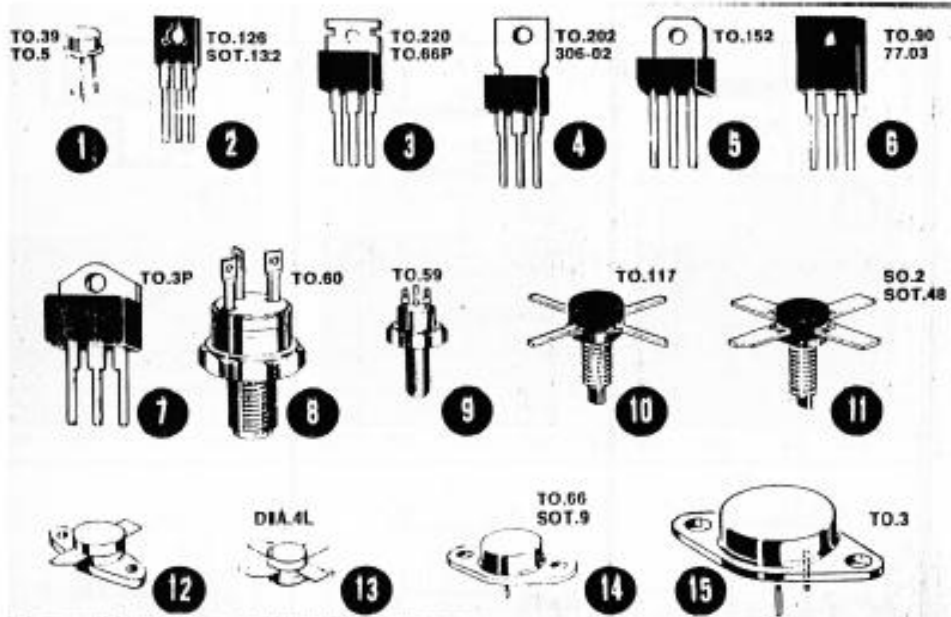


TABLA N° 2 — RESISTENCIA TERMICA CONTENEDOR — DISIPADOR

TIPO DE CONTENEDOR		CONTACTO DIRECTO SIN MICA	CONTACTO DIRECTO MAS PASTA DE SILICON	CONTACTO CON MICA	CONTACTO CON MICA MAS PASTA DE SILICON
N.1	TO.39 TO.5	1	0,7	—	—
N.2	TO.126	1,4	1	2	1,5
N.3	TO.220	0,8	0,5	1,4	1,2
N.4	TO.202	0,8	0,5	1,4	1,2
N.5	TO.152	0,8	0,5	1,4	1,2
N.6	TO.90	0,5	0,3	1,2	0,9
N.7	TO.3 plástico	0,4	0,2	1	0,7
N.8-9	TO.59	1,2	0,7	2,1	1,5
N.10	TO.117	2	1,7	—	—
N.11	SOT.48	1,8	1,5	—	—
N.12-13	DIA.4L	1,1	0,7	—	—
N.14	TO.66	1,1	0,65	1,8	1,4
N.15	TO.3	0,25	0,12	0,8	0,4

Figura E.2 Tabla R_{CD}

