

Módulo Didáctico de Inversor de Potencia para Prácticas Experimentales de Laboratorio

Diana Paola Navas Jaimes

Trabajo de Grado para Optar por el Título de Ingeniera Electricista

Director

Dra. María Alejandra Mantilla Villalobos

Doctora en Ingeniería

Codirector

Ingrid Johanna Moreno Celis

Ingeniera Electricista

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E3T)

Bucaramanga

2023

Dedicatoria

A Dios por acompañarme y darme fortaleza durante todo mis proyectos de vida,

A mi amada madre Yolanda Jaimes, por creer siempre en mí y enseñarme

a ser perseverante frente a cualquier situación

Diana Paola Navas Jaimes

Agradecimientos

A Dios por darme la oportunidad de cumplir mis metas e iluminarme en mi proceso académico,

*A mis padres Didimo Navas y Yolanda Jaimes, por su acompañamiento y apoyo incondicional
que hicieron que nunca me rindiera,*

A mi novio Luis Fernando, por su amor y motivación para seguir alcanzando mis sueños

A mi directora María Alejandra por su dedicación y orientación en el desarrollo de esta tesis

*A la Universidad Industrial de Santander y la Escuela de Ingeniería eléctrica,
por ser mi segundo hogar y formarme como profesional.*

Diana Paola Navas Jaimes

Tabla de Contenido

Introducción 12

1.Objetivos 15

1.1 Objetivo General..... 15

1.2 Objetivos Específicos..... 15

2. Convertidores de Potencia 15

2.1 Concepto de convertidor de potencia..... 16

2.2 Rectificador de potencia 16

2.3 Inversor de Potencia..... 18

2.3.1 Concepto de inversor de potencia 18

2.3.2 Clasificación de los inversores..... 18

2.3.3 Topologías de los inversores..... 19

2.3.3.1 Inversor monofásico en medio puente. 19

2.3.3.2 Inversor monofásico en puente completo 20

2.3.3.3 Inversor trifásico en puente completo..... 21

2.4 Aplicaciones de los inversores trifásicos 22

2.4.1 Control de velocidad de motores de inducción..... 22

2.4.2 Sistema de alimentación ininterrumpida (SAI)..... 23

2.4.3 Inyección de energía a la red eléctrica a partir de fuentes renovables 23

2.4.4 Filtros activos de potencia 24

3. Estrategia de modulación por ancho de pulso (PWM) del inversor 24

3.1 Criterios sobre la modulación por ancho de pulso sinusoidal..... 25

3.2 Estrategia de modulación SPWM 28

4. Implementación del módulo didáctico..... 31

4.1 Diagrama de bloques..... 31

4.2 Etapa de Potencia 33

4.2.1 Puente Rectificador 33

4.2.2 Elemento de filtrado y circuitos de carga y descarga 33

4.2.3 Inversor de potencia..... 35

4.3 Etapa de control 37

4.4 Etapa de Adecuación y Aislamiento de las Señales de Conmutación 44

4.4.1 Optoacopladores.	44
4.4.2 Drivers.....	45
4.4.2.1 Resistencias de disparo (Ron y Roff).....	47
4.4.2.2 Resistencia RCE y condensador CCE	48
4.4.2.3 Protección en la entrada del módulo IGBT.....	48
5. Verificación del funcionamiento del sistema.....	49
5.1 Resultados de Simulación.	49
5.1.1 Carga del condensador en el bus de CC.....	50
5.1.2 Simulación del algoritmo de modulación SPWM	51
5.1.3 Simulación del inversor trifásico	53
5.1.3.1 Simulación con carga resistiva en Y.....	53
5.1.3.2 Simulación con carga RL.....	55
5.2 Pruebas experimentales.....	57
5.2.1 Verificación de la carga del condensador	58
5.2.3 Verificación del sistema de control.....	59
5.2.4 Verificación del funcionamiento sin carga a baja tensión	62
5.2.5 Verificación del funcionamiento con carga R en Y y filtro inductivo.....	63
6. Conclusiones	65
Referencias.....	68
Apéndices.....	70

Lista de Tablas

Tabla 1. Estados de conmutación de los dispositivos semiconductores en un inversor trifásico en puente completo 22

Tabla 2. Parámetros empleados en el diseño del inversor 32

Tabla 3. Características principales del módulo IGBT 36

Tabla 4. Principales características del microcontrolador Atmel ATMEGA 2560 38

Tabla 5. Características principales de los *drivers*..... 46

|

Lista de figuras

Figura 1 Rectificador trifásico en puente completo..... 17

Figura 2. Inversor en medio puente. 19

Figura 3. Inversor monofásico en puente completo..... 20

Figura 4. Inversor trifásico en puente completo 21

Figura 5.Diagrama de un SAI..... 23

Figura 6. PWM de frecuencia constante implementado por un comparador con diferentes señales portadoras..... 26

Figura 7. Formas de onda SPWM + 3er Armónica. 27

Figura 8. Circuito generador PWM 29

Figura 9. Formas de onda de un SPWM trifásico..... 30

Figura 10.Diagrama de bloques general del sistema implementado..... 32

Figura 11. Rectificador trifásico SK95D12 33

Figura 12. Rectificador, condensador y circuitos de carga y descarga..... 34

Figura 13.Módulo SK35GD12T4ET 35

Figura 14. Diseño de tarjeta impresa para la etapa de potencia..... 36

Figura 15. Implementación de la etapa de potencia..... 37

Figura 16. Esquema de entradas y salida del ARDUINO MEGA 2560..... 38

Figura 17. Diagrama de generación PWM para fase y frecuencia correcta..... 43

Figura 18.Esquema de conexión del circuito de adecuación y aislamiento..... 44

Figura 19. Esquema de conexión del optoacoplador HCPL 3120..... 45

Figura 20. Esquema del driver SKHI 22AR 46

Figura 21. Esquema para la protección en la compuerta de los IGBTs 48

Figura 22. Modelado del sistema en MATLAB/SIMULINK..... 49

Figura 23. Carga del condensador en el bus de CC 50

Figura 24. Simulación de la estrategia de modulación del inversor 51

Figura 25. Pulsos de conmutación SPWM 52

Figura 26. Esquema del conexionado del inversor y la carga conectada en Y 53

Figura 27. Tensiones y corrientes en la carga del inversor para carga resistiva 54

Figura 28. Simulación inversor trifásico cara RL 55

Figura 29. Tensiones y corrientes en la carga del inversor para carga RL 56

Figura 30. Ensamblaje en protoboard del módulo inversor trifásico 57

Figura 31. Ensamblaje del módulo inversor trifásico 58

Figura 32. Resultados experimentales de la carga del condensador del bus CC 58

Figura 33. Pulsos obtenido a la salida del ARDUINO MEGA 59

Figura 34. Señales de entrada al driver 60

Figura 35. Señales de tensión entre compuerta y emisor en el módulo IGBT 60

Figura 36. Tiempo muerte entre señales de conmutación para una rama del inversor 61

Figura 37. Montaje experimental para las pruebas finales 62

Figura 38. Tensiones de línea del inversor sin carga 63

Figura 39. Tensiones en las resistencias de carga para las fases a y b, prueba a baja potencia con filtro inductivo. 64

Figura 40. Tensiones en las resistencias de carga para las fases a, b y c, con filtro inductivo ... 65

Apéndices

Apéndice A. Manual de Usuario del módulo Inversor de Potencia

Apéndice B. Guías de Laboratorio

Apéndice C. Código de programación para microcontrolador ATMEGA 2560

Apéndice D. Esquemático e implementación de circuito de control

Resumen

Título: Módulo didáctico de inversor de potencia para prácticas experimentales de laboratorio*.

Autor: Diana Paola Navas Jaimes**.

Palabras Clave: Arduino MEGA, estrategia de modulación, inversor trifásico en puente completo, rectificador en puente completo, prácticas experimentales.

En este trabajo se presenta el desarrollo de un módulo didáctico de un inversor de potencia trifásico controlado mediante una técnica de modulación por ancho de pulso en lazo abierto. El módulo es diseñado para la realización de prácticas de laboratorio en la asignatura de electrónica de potencia, con el fin de integrar los conocimientos y desarrollar habilidades prácticas que permitan a los estudiantes realizar un análisis crítico y solucionar problemas en circuitos electrónicos de potencia.

Inicialmente se realizó un estudio de la topología a implementar correspondiente a un rectificador trifásico en puente completo no controlado seguido de un inversor trifásico en puente completo controlado, junto con la estrategia de modulación por ancho de pulso aplicada al inversor de potencia. Se diseñaron e implementaron los circuitos de potencia, adecuación de señales, y control del prototipo, los cuales fueron verificados mediante simulaciones en Matlab y pruebas experimentales en laboratorio, para garantizar el correcto funcionamiento en el ensamble final del mismo. Las señales de conmutación de los transistores del inversor son generadas mediante la estrategia de modulación por ancho de pulso sinusoidal implementada en el microcontrolador de la plataforma ARDUINO MEGA. Además, se elaboró un manual de usuario y guías prácticas que permiten brindar información sobre el principio de operación del inversor, de modo que los estudiantes se puedan apropiar de los conocimientos previamente adquiridos en la asignatura y efectuar pruebas experimentales en este sistema de conversión de energía.

Este trabajo de grado fue desarrollado en el marco de los proyectos de investigación titulados “Estrategia pedagógica para el fortalecimiento de competencias en STEM mediante sistemas modulares de laboratorio”, código VIE 2825, y “Diseño de estrategias alternativas de operación y control para sistemas fotovoltaicos multifuncionales en redes de distribución con alta penetración de energías renovables” código 70416, adscrito al “Programa de Investigación en Tecnologías Emergentes para Microrredes Eléctricas Inteligentes con Alta Penetración de Energías Renovables”, contrato No. 80740-542-2020.

*Tesis de Investigación de Pregrado

** Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Directora: María Alejandra Mantilla Villalobos. Doctora en Ingeniería área Ingeniería Electrónica. Codirector: Ingrid Johanna Moreno Celis. Ingeniera Electricista

Abstract

Title: Power inverter didactic module for experimental laboratory practices*.

Authors: Diana Paola Navas Jaimes**.

Keywords: Arduino MEGA, modulation strategy, three-phase full-bridge inverter, full-bridge rectifier, experimental tests.

This work presents the development of a didactic module of a three-phase power inverter controlled by an open-loop pulse-width modulation technique. The module is designed for carrying out laboratory practices in the subject of power electronics, in order to integrate knowledge and develop practical skills that allow students to carry out a critical analysis and solve problems in power electronic circuits.

Initially, a study of the topology corresponding to an uncontrolled three-phase full-bridge rectifier followed by a controlled three-phase full-bridge inverter was carried out, together with the pulse width modulation strategy applied to the power inverter. The power and control circuits of the prototype were designed and implemented, which were verified through simulations in Matlab and experimental tests in the laboratory, to guarantee the correct operation in the final set of the same. The switching signals of the inverter transistors are generated by the modulation strategy implemented in the microprocessor of the ARDUINO MEGA platform. In addition, a user manual and practical guides were prepared that allow providing information on the principle of operation of the inverter, so that students can appropriate the knowledge previously acquired in the subject and carry out experimental tests on this energy conversion system. .

This work was developed under the research projects “Estrategia pedagógica para el fortalecimiento de competencias en STEM mediante sistemas modulares de laboratorio”, code VIE 2825, and “Diseño de estrategias alternativas de operación y control para sistemas fotovoltaicos multifuncionales en redes de distribución con alta penetración de energías renovables” code 70416, in the “Programa de Investigación en Tecnologías Emergentes para Microrredes Eléctricas Inteligentes con Alta Penetración de Energías Renovables”, contract No. 80740-542-2020.

*Undergraduate Research Thesis

** Physical Faculty of Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronic and Telecommunications Engineering. Director: María Alejandra Mantilla Villalobos. PhD in Electronic Engineering. Co-director: Ingrid Johanna Moreno Celis. Electrical Engineer.

Introducción

La electrónica de potencia desempeña un papel importante en la implementación de soluciones para la conversión de energía eléctrica en múltiples aplicaciones mediante el uso de dispositivos semiconductores de potencia. La primera generación de dispositivos semiconductores se inició en 1900 con la invención del rectificador de arco de mercurio (Rashid, 2004), que dio paso a la invención del rectificador controlado de silicio (SCR, por sus siglas en inglés) y la creación de nuevos dispositivos semiconductores que tienen una gran relevancia en el control de energía en el mundo actual, tales como los transistores de efecto de campo (FET, por sus siglas en inglés) y los transistores bipolares de puerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés). La integración de estos dispositivos semiconductores de potencia junto a otros componentes eléctricos y electrónicos forman diferentes topologías que establecen los distintos convertidores de potencia.

Un convertidor electrónico de potencia emplea principalmente dispositivos semiconductores de potencia los cuales son controlados por señales electrónicas para desarrollar funciones específicas según la aplicación y permiten controlar la potencia eléctrica (Mohan, Robbins y Undeland, 2009). Existen diferentes tipos de convertidores electrónicos tales como los inversores, los troceadores, los rectificadores, y los convertidores CA/CA.

Los inversores de potencia son dispositivos empleados para la conversión de energía permitiendo transformar señales de corriente continua (CC) a corriente alterna (CA). Estos convertidores presentan numerosas aplicaciones como lo son: el control de velocidad de motores, el filtrado activo de potencia para mejorar la calidad de energía en la red eléctrica, la interconexión

a la red de generadores fotovoltaicos y eólicos, entre otras; aportando un campo de soluciones a los sistemas de potencia y de control actuales o emergentes. Debido a que en la actualidad se presenta un panorama en el cual los inversores son ampliamente empleados, es importante desarrollar prácticas de laboratorio orientadas a los estudiantes de ingeniería eléctrica y electrónica en su proceso de formación académica, que permitan integrar los conocimientos y construir un acercamiento con situaciones prácticas reales, con el fin de apoyar el desarrollo de destrezas y habilidades que serán exigidas en el mundo laboral.

En este trabajo de grado se diseñó e implementó un módulo didáctico de un inversor de potencia trifásico en topología de puente completo, alimentado mediante un rectificador trifásico en puente completo no controlado conectado a la red. Inicialmente, se establecieron los parámetros de tensión, corriente y potencia de operación del inversor y se diseñaron los circuitos de potencia y control apoyándose en simulaciones realizadas en el software MATLAB-SIMULINK, en donde se verificó el funcionamiento del circuito y de la estrategia de modulación por ancho de pulso aplicada al inversor. Posteriormente se realizaron pruebas experimentales de los sistemas diseñados verificando el funcionamiento del módulo. Se procedió a diseñar la tarjeta impresa del circuito de potencia, y a la implementación de todo el sistema que comprendió también el circuito de adecuación y aislamiento de las señales de conmutación, el sistema de refrigeración y los dispositivos de protección, los cuales son indispensables en el proceso de ensamblaje del módulo didáctico. Asimismo, el control de la conmutación del inversor de potencia se realizó mediante la plataforma ARDUINO MEGA 2560, de modo que los estudiantes puedan programar la estrategia de modulación por ancho de pulso dependiendo de la práctica que se desee realizar. Finalmente se desarrolló un manual de usuario con sus respectivas especificaciones técnicas y guías de

laboratorio para el desarrollo de las prácticas de laboratorio en la asignatura electrónica de potencia.

1.Objetivos

1.1 Objetivo General

Desarrollar un módulo didáctico de inversor de potencia para prácticas de laboratorio de la asignatura electrónica de potencia.

1.2 Objetivos Específicos

Diseñar e implementar el circuito de potencia que incluya etapas de rectificación no controlada e inversión de señal para el módulo didáctico.

Implementar el sistema de control del inversor de potencia junto a la etapa de adecuación y aislamiento de las señales de conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia del inversor.

Elaborar un manual de usuario y dos guías de laboratorio para el uso del módulo en la asignatura electrónica de potencia.

Verificar mediante pruebas experimentales el funcionamiento del módulo didáctico

2. Convertidores de Potencia

En este capítulo se presenta una perspectiva general de los convertidores de potencia y sus aplicaciones, así como conceptos básicos y configuraciones, enfatizando principalmente en las topologías de rectificador trifásico no controlado e inversor trifásico en puente completo, las cuales fueron empleadas para el desarrollo de este trabajo de grado.

2.1 Concepto de convertidor de potencia

El sistema empleado para realizar el proceso de conversión de energía eléctrica mediante dispositivos semiconductores de potencia se conoce como convertidor electrónico de potencia. Estos dispositivos semiconductores funcionan generalmente como interruptores electrónicos que operan principalmente en dos estados: encendido o completamente saturado, lo que idealmente corresponde a un cortocircuito, o apagado, lo que equivale idealmente a un circuito abierto. Los convertidores de potencia permiten cambiar las características de las señales de tensión o corriente como por ejemplo la amplitud, fase, o frecuencia, entre otras características. Estos convertidores de potencia abarcan diferentes aplicaciones de alta y baja potencia y se clasifican según su relación entre la entrada y salida como:

- Entrada CA / Salida CC (Rectificadores)
- Entrada CC/ Salida CA (Inversores)
- Entrada CC/ Salida CC (Troceadores)
- Entrada CA/Salida CA (Convertidores CA/CA)

2.2 Rectificador de potencia

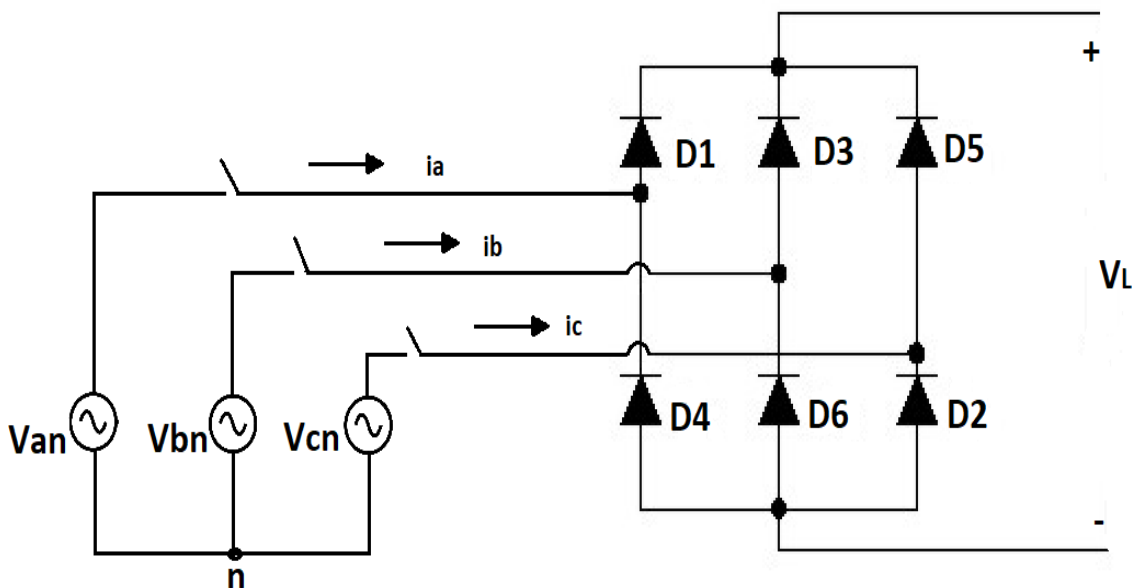
Los convertidores de potencia que permiten obtener una salida con una componente en corriente continua a partir de una entrada en corriente alterna son conocidos como rectificadores de potencia y son empleados en diferentes aplicaciones como: el control de motores, cargadores para baterías en dispositivos móviles, fuentes de alimentación reguladas y conmutadas, servo- controles de CC, entre otras.

Un rectificador de potencia puede estar constituido por semiconductores no controlados como los diodos y/o semiconductores controlados tales como los tiristores o los transistores. Para la construcción de este proyecto se implementó la topología de un rectificador trifásico no

controlado en puente completo a base de diodos. En la figura 1, se observa este rectificador trifásico alimentado por una fuente en estrella. El rectificador está compuesto por el conjunto de diodos D1 a D6, que conducen durante 1/3 del periodo de la fuente de alimentación cada uno, en un determinado orden de secuencia. En este rectificador conducen al mismo tiempo dos diodos, uno de la parte superior y otro de la parte inferior de diferente rama permitiendo el flujo de corriente, según la diferencia de potencial entre sus terminales. En el caso de los diodos impares (D1, D3 y D5) ubicados en la parte superior, el diodo que conducirá estará definido por la tensión de fase más alta en un instante de tiempo, mientras para los diodos pares (D2, D4 y D6), el diodo que conducirá, se determina según la tensión de fase más baja en un determinado instante de tiempo.

Figura 1

Rectificador trifásico en puente completo.



Nota. Adaptado de *Three-Phase Diode Rectifiers with Low Harmonics* (p.7), por P. Pejovic, 2007, Springer.

2.3 Inversor de Potencia

En esta sección se introducen algunas generalidades de los inversores de potencia, así como sus respectivas topologías y aplicaciones.

2.3.1 Concepto de inversor de potencia

Un inversor de potencia es un dispositivo que transforma señales en corriente continua en señales en corriente alterna. Por ejemplo, un inversor monofásico puede ser controlado para obtener una onda sinusoidal con magnitud y frecuencia controlable en su salida de CA, a partir de una señal de entrada en CC. Los inversores se constituyen fundamentalmente de dispositivos semiconductores de potencia controlados como los transistores con diodos de libre circulación en antiparalelo para permitir un flujo de potencia bidireccional. Entre los transistores empleados para su construcción se encuentran los BJT, MOSFET e IGBT (por sus siglas en inglés), que operan en los estados de corte y saturación. También se encuentran inversores contruidos a base de tiristores, como los SCR y GTO (por sus siglas en inglés), entre otros.

2.3.2 Clasificación de los inversores

Los inversores se pueden clasificar según el tipo de fuente de alimentación en la entrada. Si la entrada del inversor está alimentada por una fuente de tensión constante se denomina inversor tipo fuente de tensión (VSI, por sus siglas en inglés). Los inversores también pueden estar alimentados por una fuente de corriente constante por lo que se conocen como inversores tipo fuente de corriente (CSI, por sus siglas en inglés), y si la tensión de entrada es controlada se conoce como inversor enlazado en CC variable.

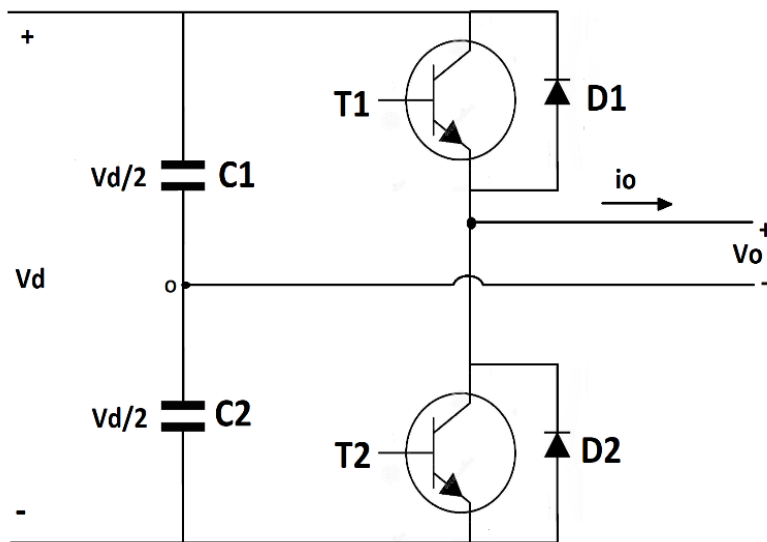
Los inversores también se pueden clasificar según el número de fases en la salida de alterna como: inversores monofásicos, inversores trifásicos de tres hilos e inversores trifásicos de cuatro hilos.

2.3.3 Topologías de los inversores

2.3.3.1 Inversor monofásico en medio puente. En esta topología el circuito está constituido por dos interruptores electrónicos (por ejemplo, dos transistores con sus respectivos diodos de libre circulación en antiparalelo) y dos capacitores del mismo valor conectados en la entrada de CC para obtener un terminal negativo de salida en su punto medio de conexión, como se indica en la figura 2. Los transistores nunca se deben activar simultáneamente porque esto causaría un cortocircuito en la entrada de CC. Al activarse el transistor T1 (T2 desactivado), la tensión de salida en el lado de CA será de $V_d/2$. Cuando se activa el segundo transistor T2 (T1 desactivado), la tensión de salida será de $-V_d/2$. Este análisis es realizado considerando dispositivos semiconductores ideales, por lo que se desprecian caídas de tensión entre los terminales de estos dispositivos.

Figura 2.

Inversor en medio puente.

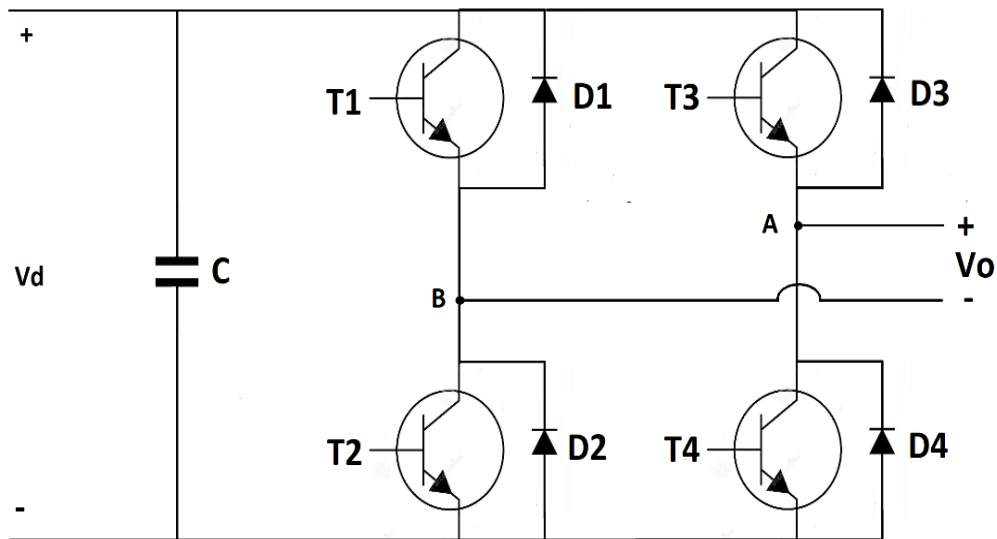


Nota. Adaptado de *Electrónica de Potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño* (p.186), por N. Mohan, 2009, McGrawHillEducation.

2.3.3.2 Inversor monofásico en puente completo. En esta topología el circuito está compuesto de cuatro interruptores electrónicos (dos por rama) y un capacitor en la entrada de CC, como se muestra en la figura 3. Los interruptores de una misma rama nunca se activarán simultáneamente. Al activarse los transistores T_1 y T_4 (T_3 y T_2 desactivados) la tensión de salida será igual a V_d . Al activarse los transistores T_3 y T_2 (T_4 y T_1 desactivados) la tensión de salida será de $-V_d$. También se puede obtener un tercer estado de salida de tensión cero cuando están activados los interruptores T_1 y T_3 o cuando se activan los interruptores T_2 y T_4 . Con este inversor se obtiene el doble de amplitud de tensión de salida respecto al inversor en medio puente para una misma tensión de entrada.

Figura 3.

Inversor monofásico en puente completo.

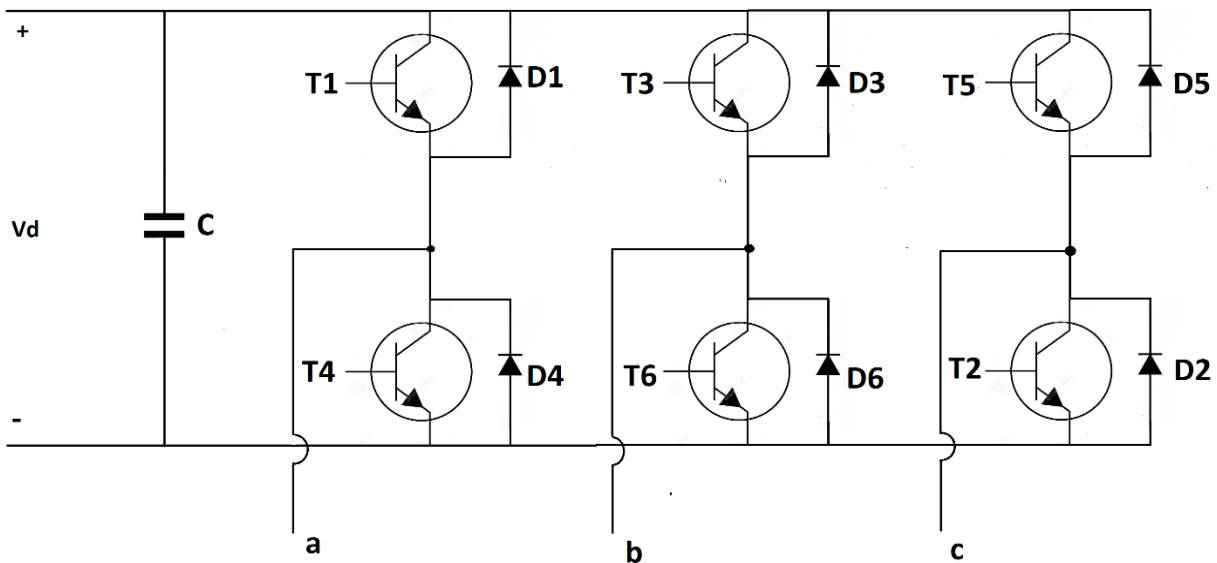


Nota. Adaptado de *Electrónica de potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño* (p.186), por N. Mohan, 2009, McGrawHillEducation.

2.3.3.3 Inversor trifásico en puente completo. Este inversor se compone de tres ramas de dos interruptores electrónicos cada una, y un condensador en el bus de CC, de acuerdo con la figura 4. Los nodos *a, b* y *c* corresponden a las salidas en CA para cada fase, formando las tensiones de línea V_{ab} , V_{bc} y V_{ca} , las cuales pueden tomar valores correspondientes a V_d , 0 y $-V_d$, dependiendo de los dispositivos semiconductores activos.

Figura 4.

Inversor trifásico en puente completo.



Nota: Adaptado de *Electrónica de potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño* (p.199), por N. Mohan, 2009, McGrawHillEducation.

Los pares de interruptores de una misma rama del inversor conmutan de manera complementaria, deben estar coordinados para no conmutar al mismo tiempo para evitar cortocircuitos en el bus de CC. En la tabla 1, se presenta los estados de conmutación de los interruptores, donde uno (1) indica que se encuentra activo y cero (0) no activo, con la respectiva tensión de línea de salida.

Tabla 1

Estado de conmutación de los dispositivos semiconductores en un inversor trifásico en puente completo

T1	T2	T3	T4	T5	T6	Vab	Vbc	Vca
1	0	0	0	1	1	Vd	-Vd	0
1	1	0	0	0	1	Vd	0	-Vd
1	1	1	0	0	0	0	Vd	-Vd
0	1	1	1	0	0	-Vd	Vd	0
0	0	1	1	1	0	-Vd	0	Vd
0	0	0	1	1	1	0	-Vd	Vd
0	1	0	1	0	1	0	0	0
1	0	1	0	1	0	0	0	0

2.4 Aplicaciones de los inversores trifásicos

2.4.1 Control de velocidad de motores de inducción

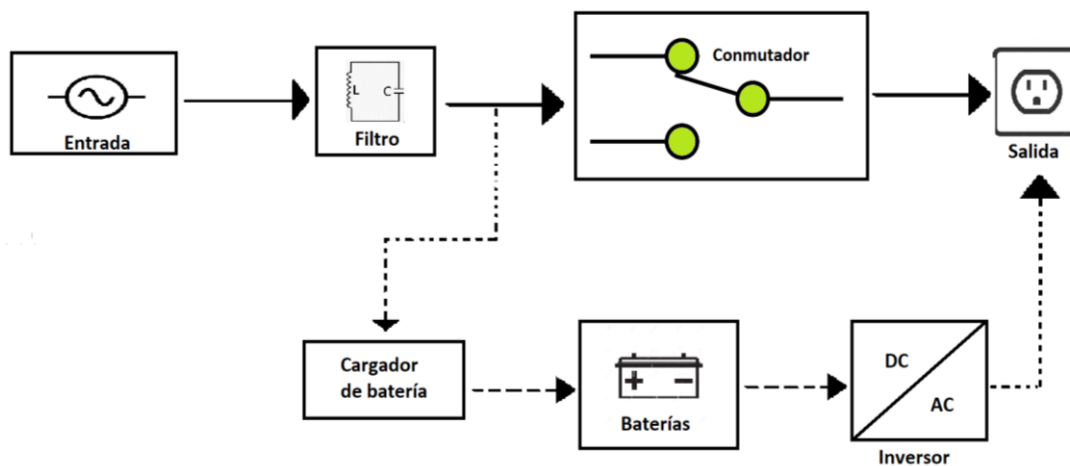
La velocidad de un motor de inducción se puede controlar mediante un inversor de potencia, como el presentado en la configuración circuital de la figura 4. Debido a que la velocidad síncrona de un motor está relacionada con la frecuencia eléctrica y el par es proporcional al deslizamiento, si se controla la frecuencia eléctrica aplicada, la velocidad del motor variará. Sin embargo, para evitar que el motor opere en la región de saturación, la relación entre la tensión aplicada y la frecuencia eléctrica aplicada debe ser constante para mantener el flujo magnético constante e igual a su valor nominal. El control de la tensión y frecuencia de salida del inversor puede ser realizado mediante una técnica de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) junto a un lazo de control retroalimentado (Chapman, 2012).

2.4.2 Sistema de alimentación ininterrumpida (SAI)

Un sistema de alimentación ininterrumpida garantiza el suministro continuo de energía eléctrica a cargas eléctricas en caso de presentarse un fallo en la red. Está compuesto principalmente por un filtro, baterías, un cargador de baterías, un inversor y un conmutador. En el caso de un SAI operando fuera de línea (*off-line*), el inversor de potencia cumple un papel fundamental en la alimentación de las cargas en el momento que se presenta una falla o subida de tensión, ya que el conmutador conecta la salida del SAI al inversor y utiliza la energía almacenada en las baterías, convirtiendo la tensión continua de las baterías en alterna para abastecer la demanda energética, cómo se indica en la figura 5. Para ajustar los parámetros de la onda senoidal proporcionada a la carga, el inversor emplea un controlador en lazo cerrado junto a la estrategia de modulación por ancho de pulso (PWM).

Figura 5.

Diagrama de un SAI



2.4.3 Inyección de energía a la red eléctrica a partir de fuentes renovables

Los inversores empleados para la interconexión a la red de sistemas de generación a partir de energías renovables, proveen diferentes beneficios económicos e impulsan la implementación

de fuentes renovables para abastecer la demanda energética de una manera sostenible con el medio ambiente. En el proceso de transformación de energía eléctrica obtenida a partir de fuentes no convencionales como la solar fotovoltaica, los inversores con conexión a la red convierten las señales en corriente continua proporcionada por los generadores fotovoltaicos en corriente alterna para inyectar potencia a la red de distribución o de transmisión.

2.4.4 Filtros activos de potencia

En la actualidad existe un deterioro en la calidad de la energía eléctrica debido al incremento de cargas no lineales conectadas a la red, las cuales demandan armónicos que producen pérdidas de potencia, disminuyen la vida útil de los equipos e interfieren en los sistemas de comunicaciones y protecciones. Los filtros activos de potencia contribuyen en la compensación de dichos armónicos, esto se logra mediante un inversor tipo fuente de corriente (CSI) o un inversor tipo fuente de voltaje (VSI) que se instalan en paralelo, en serie o en serie-paralelo con la carga. El objetivo de estas fuentes controladas es inyectar corrientes armónicas en contrafase para eliminar el contenido armónico.

3. Estrategia de modulación por ancho de pulso (PWM) del inversor

Los dispositivos semiconductores que conforman un inversor de potencia son activados mediante una secuencia de conmutación de pulsos de disparo bajo una estrategia de modulación que permite generar una señal de tensión de salida con componente fundamental de amplitud y frecuencia controlada. La onda resultante en la salida del inversor no es exactamente sinusoidal pura, debido a los efectos de la conmutación que propagan pérdidas de potencia y contenido

armónico en la onda producida, por consiguiente, se requieren usualmente filtros que permitan mitigar estas componentes armónicas.

La estrategia de modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) es conocida por ser ampliamente utilizada en aplicaciones de baja y media potencia y consiste en hacer un proceso de comparación entre una señal portadora (señal triangular), la cual controla la frecuencia de conmutación del inversor y una señal de referencia (señal sinusoidal), con el objetivo de generar pulsos de ancho proporcional a la amplitud de la señal de referencia (Londoño,2008).

3.1 Criterios sobre la modulación por ancho de pulso sinusoidal

A continuación, se describe los conceptos básicos para implementar una estrategia de modulación por ancho de pulso, (Hart, 2001):

Señal Portadora: Está representada generalmente por una señal triangular periódica, donde su forma de onda establece el tipo de control aplicado sobre los flancos de la señal de referencia y determina la frecuencia con la que conmutan los transistores. Si la frecuencia de conmutación es constante, se puede considerar tres tipos de señales portadoras:

Portadora diente de sierra: El control de la señal PWM de salida se realiza sobre uno de los flancos de la señal. El flanco de bajada ocurre en instantes fijos en el tiempo, mientras que el flanco de subida es modulado a medida que varía el nivel de la señal de referencia como se muestra en la figura 6.b. Este método es conocido también por denominarse modulación *trailing-edge*.

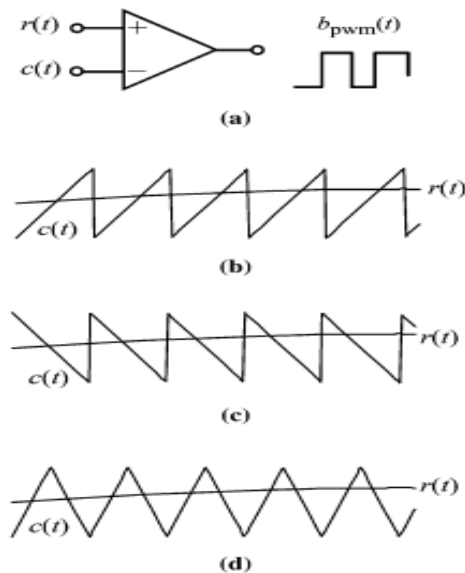
Portadora diente de sierra invertido: El flanco de subida ocurre en instantes fijos en el tiempo, mientras que el flanco de bajada es modulado a medida que varía el nivel de la señal de

referencia y la señal de salida se encuentra alineada hacia la izquierda, como se indica en la figura 6.c. Este método se conoce como modulación *leading-edge*.

Portadora Triangular: Los flancos de subida y bajada están modulados mediante dos intersecciones con la señal de referenciaba, estos flancos son simétricos , de manera que el pulso producido se encuentra centrado dentro de un periodo de la señal portadora cuando la señal de referencia es una constante en cada periodo, como se observa en la figura 6.d. Este método es llamado modulación *double-edge* (Vasca y Iannelli, 2012). Para el desarrollo de este proyecto se implementó una señal portadora de este tipo, la cual fue programada en la plataforma Arduino Mega 2560.

Figura 6.

PWM de frecuencia constante implementado por un comparador con diferentes señales portadoras.



Nota. Adaptado de *Dynamics and Control of Switched Electronic Systems* (p.26), por F Vasca & L. Iannelli, 2012, Springer.

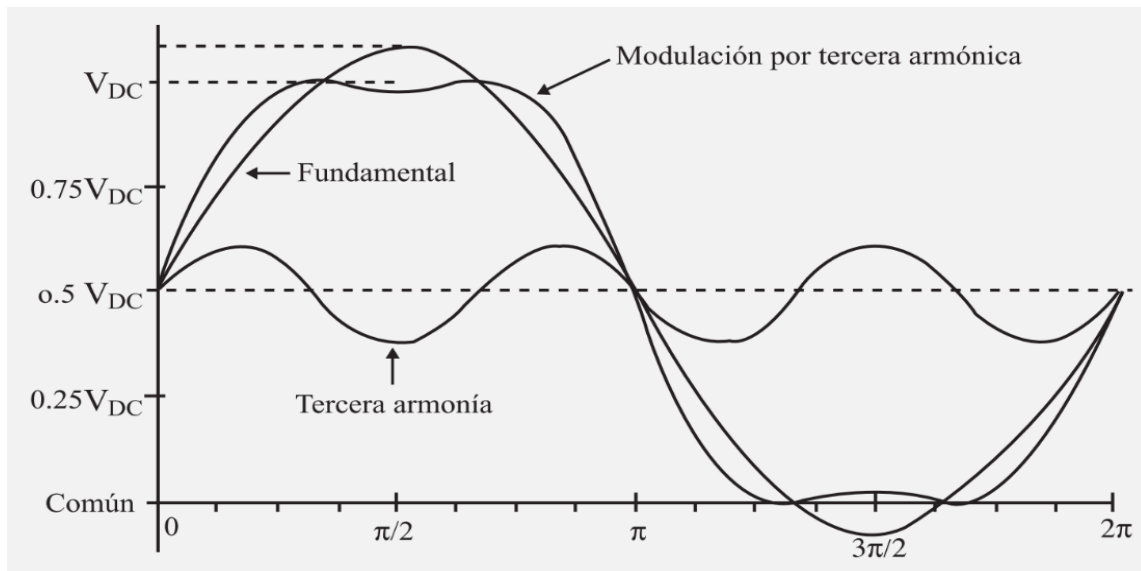
Señal de referencia: En un inversor de potencia la señal de referencia está constituida generalmente por una onda sinusoidal y su frecuencia es igual a la frecuencia fundamental de la

tensión de salida PWM. Esta señal depende de la aplicación y normalmente es independiente de la estrategia de modulación. En un inversor trifásico cada fase tendrá una señal de referencia respectivamente, y sus componentes sinusoidales se desplazan entre sí según la secuencia de la señal deseada a la salida. Debido a que la onda de salida no es una señal sinusoidal pura, existen diferentes componentes armónicas en el espectro de frecuencia, no obstante, pueden ser minimizados si la frecuencia portadora es múltiplo triple de la frecuencia de referencia.

En un inversor trifásico, las componentes armónicas triples de secuencia homopolar pueden inyectarse en las referencias PWM para obtener una mayor amplitud de la tensión fundamental de salida, sin aumentar la distorsión en las tensiones de línea o de fase de la carga, y generar una mayor eficiencia en el convertidor (Posada, 2005). En la figura 7, se puede apreciar una reducción en el pico de la señal de referencia cuando se adiciona la componente del tercer armónico, maximizando la utilización de la tensión continua VDC en la entrada de CC del inversor, sin entrar en sobre-modulación.

Figura 7.

Formas de onda SPWM + 3er Armónica.



Nota. Adaptado de *Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM). Una introducción a las técnicas de modulación* (p.75), por J. Posadai, 2005, El Hombre y la Máquina.

Índice de modulación de frecuencia (mf): Indica la relación entre la frecuencia de la señal portadora y la señal de referencia, como se muestra en la ecuación (3.1). La señal de referencia y la onda de tensión de salida del inversor tienen la misma frecuencia fundamental. Sin embargo, a altas frecuencias, las componentes armónicas de la tensión de salida pueden ser en algunos casos mayor que la fundamental produciendo pérdidas, por tanto, es necesario instalar filtros pasa bajas para mitigarlas.

$$mf = \frac{F_{portadora}}{F_{referencia}} \quad (3.1)$$

Índice de modulación de la amplitud (ma): Consiste en la relación entre la amplitud de la señal de referencia y la amplitud de la señal portadora como se indica en la ecuación (3.2). Este índice permite obtener una tensión con amplitud controlada a la salida del inversor. Si el índice de modulación (*ma*) es ≤ 1 , la amplitud de la componente a la frecuencia fundamental de la tensión de salida, es linealmente proporcional a *ma* (Hart,2011). Por otra parte si el índice de modulación $ma \geq 1$, la amplitud de la componente fundamental de salida se puede variar al modificar el valor de *ma*, pero no de forma lineal.

$$ma = \frac{V_{referencia}}{V_{portadora}} \quad (3.2)$$

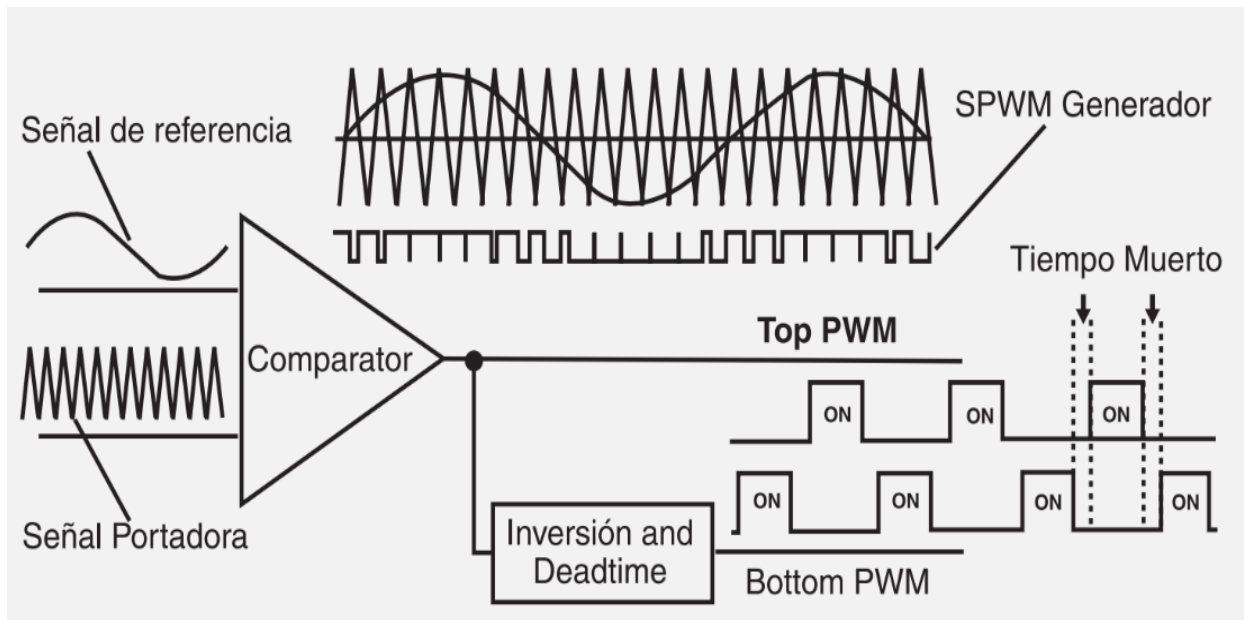
Dispositivos de conmutación (Interrupciones): Los dispositivos de conmutación deben ser capaces de soportar la corriente que circula a través de ellos en cualquier dirección bajo la estrategia de modulación PWM, por lo que es importante colocar diodos de retroalimentación. Además, se debe incluir un tiempo muerto (*dead time*) entre la apertura y cierre de los interruptores de una misma rama del inversor, para evitar corto circuito en el lado de CC del inversor y la destrucción de los dispositivos semiconductores. El valor de este tiempo muerto depende de los tiempos de encendido y apagado de los dispositivos de conmutación.

3.2 Estrategia de modulación SPWM

La estrategia de modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM) proporciona que el ancho de pulso que se obtiene en la salida, varíe en función de la amplitud de la onda sinusoidal evaluada dentro un periodo de la señal portadora. En este tipo de modulación se compara una señal portadora triangular con una señal de referencia sinusoidal. La comparación consiste en generar un pulso en alto (estado ON) cuando la señal de referencia es mayor que la señal portadora, en caso contrario, se produce un pulso en bajo (estado OFF), cómo se puede observar en la figura 8. Es importante mencionar que existe un tiempo muerto entre la activación de los interruptores de una misma rama del inversor, el cual es necesario para evitar la destrucción de los dispositivos semiconductores. Este tiempo muerto produce pérdidas en la conmutación y distorsión en la onda de tensión y corriente de salida, especialmente cuando se utilizan cargas de tipo inductivo, pero puede ser corregida mediante lazos de control de corriente a partir de la instalación de sensores de corriente en cada una de las fases de la carga.

Figura 8.

Circuito generador PWM.

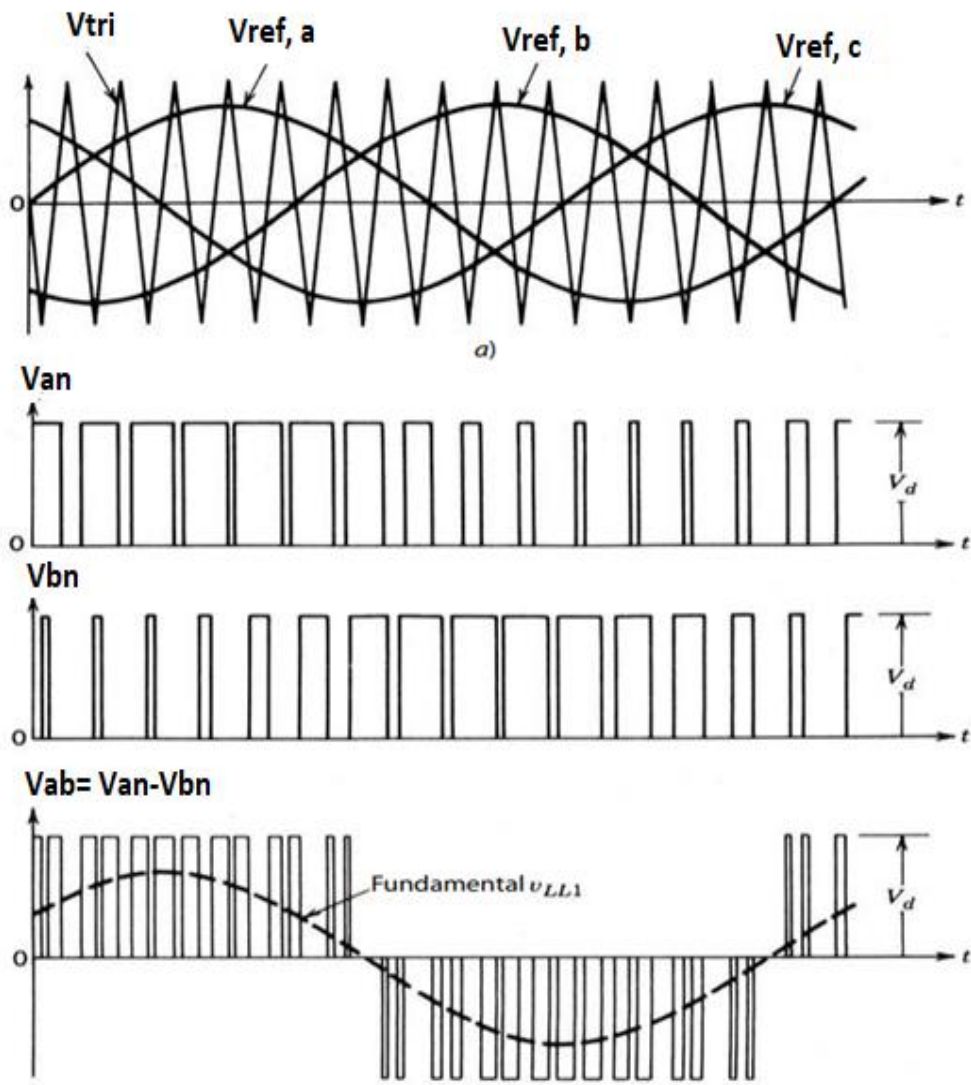


Nota: Adaptado de *Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM). Una introducción a las técnicas de modulación* (p.72), por J. Posadai, 2005, El Hombre y la Máquina.

En un inversor trifásico las señales de compuerta se construyen mediante la comparación de una señal triangular portadora y tres señales sinusoidales de referencia, una para cada fase. Con el fin de obtener tensiones y corrientes equilibradas en la salida, las señales de referencia deben estar desfasadas 120° entre sí y tener la misma amplitud. Un ejemplo de la aplicación de la técnica SPWM para el inversor trifásico de la figura 4, se presenta en la figura 9.

Figura 9.

Formas de onda de un SPWM trifásico



Nota. Adaptado de *Electrónica de Potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño* (p.200), por N. Mohan, 2009, McGrawHillEducation.

Las componentes armónicas de la onda de tensión de fase de salida aparecen como bandas laterales centradas alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, es decir, mf , $2mf$, $3mf$, etc.

4. Implementación del módulo didáctico

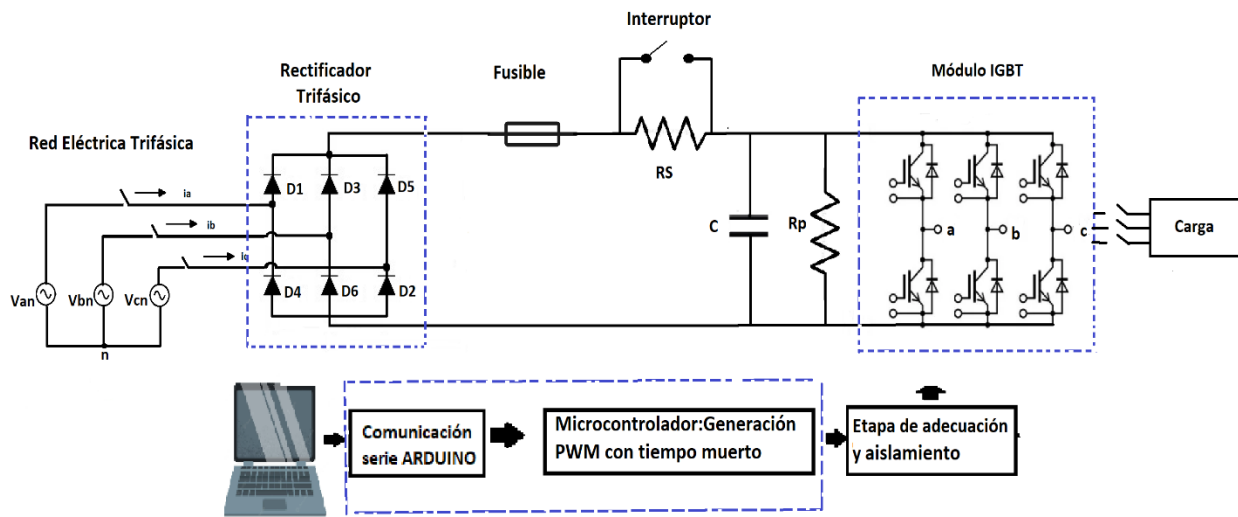
En este capítulo se establecen los parámetros de diseño del inversor trifásico de potencia en puente completo que se emplearon en la etapa de control, etapa de potencia y etapa de aislamiento y adecuación de las señales de conmutación.

4.1 Diagrama de bloques

En la figura 10, se muestra un diagrama de bloques general que contiene las etapas de diseño para la implementación del módulo. El módulo se alimenta de la tensión trifásica de red y contempla como primera instancia un rectificador trifásico no controlado, el cual está conformado por diodos. La salida del rectificador pasa por un circuito de carga del condensador (circuito requerido para la inicialización de la operación del módulo) y un proceso de filtrado (condensador) que permite establecer una tensión en CC en la entrada del inversor trifásico controlado. El inversor está conformado por IGBT con diodos de retroalimentación en conexión antiparalela. Los pulsos de disparo del puente inversor se generan mediante la programación de la técnica SPWM en el microcontrolador ATMEGA2560 de la plataforma ARDUINO MEGA y una interfaz compuesta de los circuitos de adecuación y aislamiento de las señales de disparo que proporcionan una correcta conexión entre la etapa de potencia y la etapa de control. El esquema general también presenta los elementos empleados para la protección del módulo.

Figura 10.

Diagrama de bloques general del sistema implementado.



En la tabla 2, se muestran los parámetros utilizados en la implementación del inversor trifásico. Para esto se considera que el módulo se conecta a la red de baja tensión que opera a 60 Hz con tensión RMS de línea de 207 Vrms.

Tabla 2.

Parámetros empleados en el diseño del inversor

<i>Parámetro</i>	<i>Valor y unidad</i>
$P_{3\phi}$	3600 [W]
V_{DC}	293[V]
$V_{fase\ entrada}$	120[Vrms]
$I_{nom\ salida\ inversor}$	10[Arms]
f_{out}	60 [Hz]
f_{sw}	1800 [Hz]
m_f	30
m_a	0 a 1

El parámetro V_{DC} corresponde a la tensión promedio en la entrada de CC del inversor, f_{out} corresponde con la frecuencia fundamental programada en el microcontrolador para la tensión de salida del inversor, f_{sw} es la frecuencia de conmutación establecida para los IGBTs, la cual se

seleccionó en 1800Hz, mf es el índice de modulación de frecuencia y ma equivale al índice de modulación de amplitud.

4.2 Etapa de Potencia

La etapa de potencia está compuesta principalmente por tres sub-sistemas: rectificador, elemento de filtrado (condensador) con circuito de carga y descarga, e inversor de potencia. A continuación, se describen sus elementos:

4.2.1 Puente Rectificador

Se utilizó el rectificador trifásico en puente completo de referencia SK95D12 de Semikron, el cual cuenta con una tensión nominal máxima inversa V_{RSM} de 1200 [V] y corriente directa nominal de I_d de 95 [A]. En la figura 11, se aprecia el rectificador utilizado en el ensamblaje del módulo inversor.

Figura 11.

Rectificador trifásico SK95D12

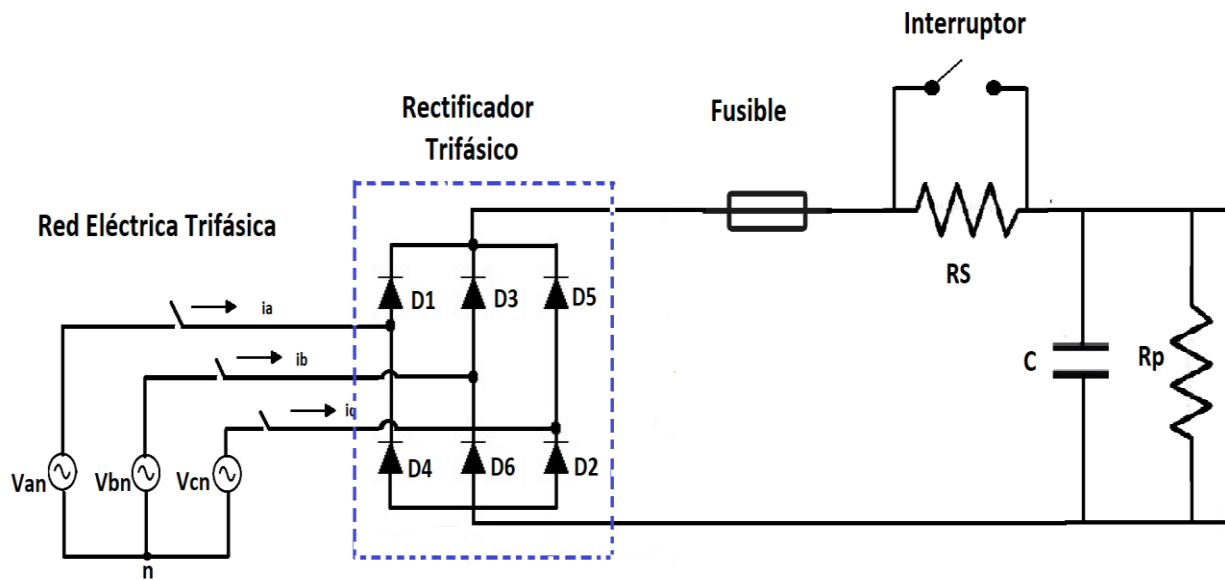


4.2.2 Elemento de filtrado y circuitos de carga y descarga

Se utiliza un condensador para el filtrado de la tensión de salida del rectificador trifásico. Asimismo, para la inicialización y apagado del módulo didáctico, se requieren de circuitos que permitan la carga lenta de este condensador y la descarga del mismo. En la figura 12, se presenta este sub-sistema, el cual está conformado por una resistencia de carga (R_s) con un interruptor en paralelo (circuito de carga), una resistencia de descarga y protección (R_p), el condensador (elemento de filtrado), y un fusible como protección.

Figura 12.

Rectificador, condensador y circuitos de carga y descarga.



La tensión de salida del rectificador contiene componentes armónicas, de modo que se debe filtrar para mitigar estos efectos. Para disminuir el rizo, se conecta un condensador a la entrada del inversor. El valor del capacitor para el desarrollo del módulo es de 940 [uF], sin embargo, se colocaron dos capacitores en paralelo con un valor comercial de 470 [uF] de 450 [V].

Inicialmente, antes de encender el módulo didáctico, el capacitor se encuentra descargado. Para evitar corrientes elevadas de carga del condensador que puedan destruir el rectificador y los elementos en general, el condensador se carga por medio de la resistencia (R_s) de $33 [\Omega]$ de $5[W]$ de potencia. Cuando se energiza el sistema ocurre un pico de corriente en el estado transitorio que decrece a medida que el capacitor se carga y alcanza el estado estable. En el momento en el que el condensador se carga, se cierra el interruptor de forma manual y la resistencia R_s se coloca en cortocircuito, manteniendo una tensión continua en el bus de CC. En serie con el circuito de carga, se encuentra un fusible de $32 [A]$ para proteger el circuito.

La resistencia R_p fue instalada en paralelo con el capacitor para protección y descarga del elemento una vez el módulo didáctico es apagado. Esta resistencia tiene un valor de $70 [k\Omega]$.

4.2.3 Inversor de potencia

El módulo empleado para la implementación del inversor es el módulo trifásico de referencia SK35GD12T4ET de Semikron como se muestra en la figura 13. Este módulo se compone de dos IGBT por rama con un diodo en antiparalelo para la conducción de corrientes ambos sentidos.

Figura 13.

Módulo SK35GD12T4ET de SEMIKRON.



Las características principales del módulo se indican en la tabla 3, donde se puede observar la tensión de saturación entre colector y emisor (V_{CES}), la tensión de saturación de puerta y emisor (V_{GES}), la corriente de colector (I_c), la corriente inversa del diodo (I_F), la corriente de saturación entre colector y emisor de (I_{CES}) y la resistencia existente entre colector y emisor (r_{CE}).

Tabla 3.

Características principales del módulo IGBT

Característica	Condición	Valor
V_{CES}	$T_J=25^{\circ}\text{C}$	1200 [V]
V_{GES}	-	± 20 [V]
I_c	$T_J=175^{\circ}\text{C}$ $T_S=25^{\circ}\text{C}$	44 [A]
I_F	$T_J=175^{\circ}\text{C}$ $T_S=25^{\circ}\text{C}$	40 [A]
I_{CES}	$V_{GE}=0\text{ V}$, $V_{CE}=V_{CES}$	0,005 [mA]
Q_G	$V_{GE}=-7\text{V}..+15\text{V}$	190 [nC]
r_{CE}	$V_{GE}=15\text{ V}$ $T_S=25^{\circ}\text{C}$	21,4 [m Ω]

Se diseñó e implementó una tarjeta impresa (ver Figura 14), para la conexión del módulo inversor, los condensadores de filtrado, los circuitos de carga y descarga de los condensadores, el fusible, y borneras de entrada y salida para las señales de potencia y control. La tarjeta final se puede observar en la figura 15, junto a la tarjeta del puente rectificador.

Figura 14.

Diseño de tarjeta impresa para la etapa de potencia.

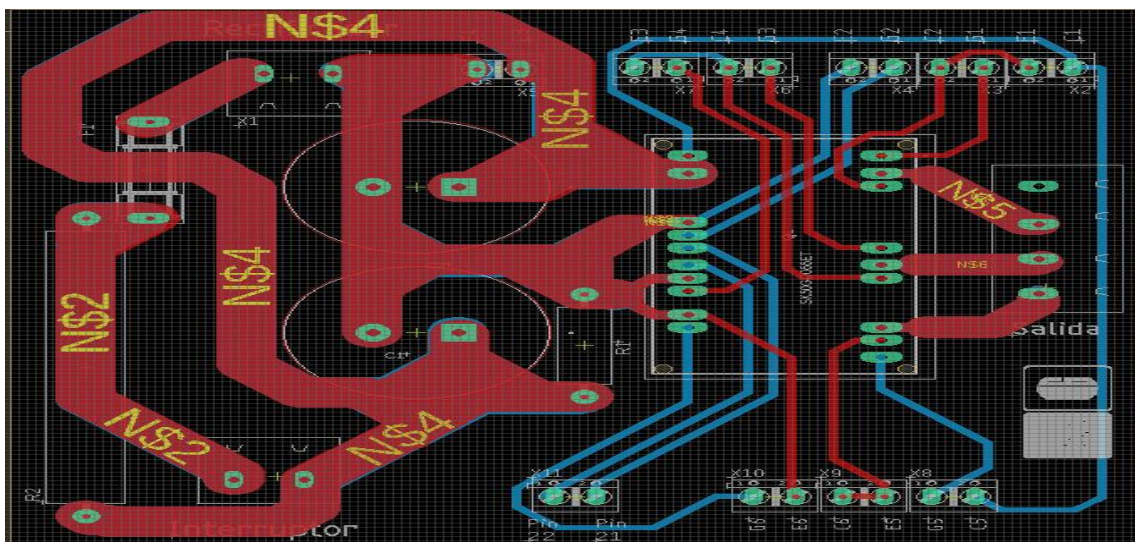
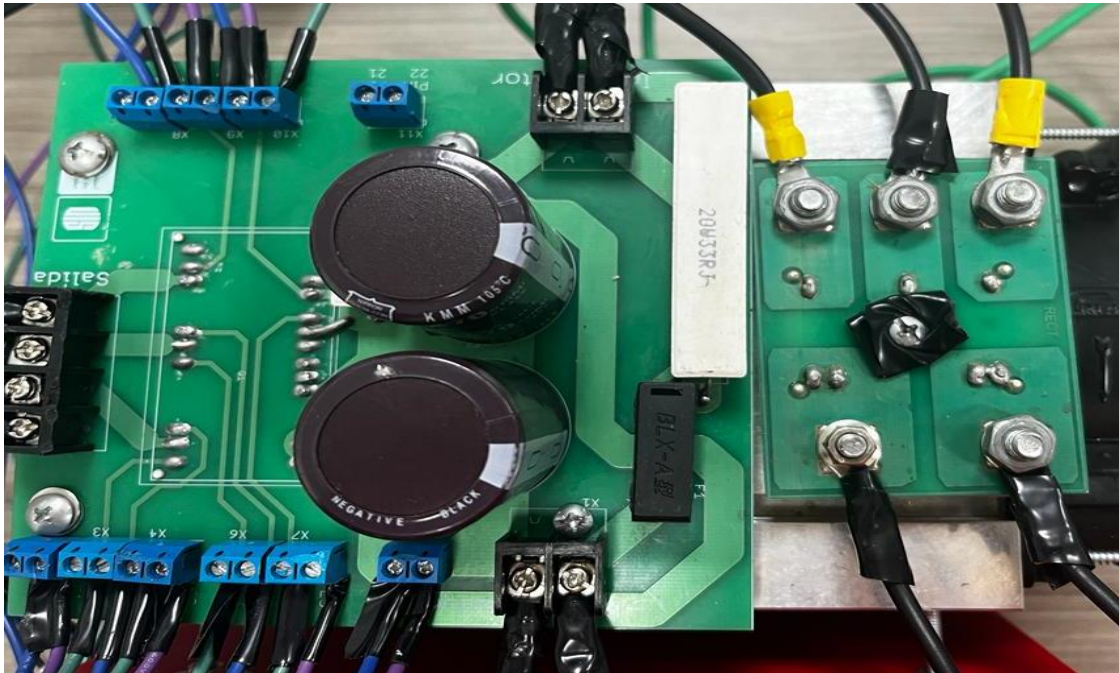


Figura 15.

Implementación de la etapa de potencia



4.3 Etapa de control

Arduino es una plataforma de software y hardware para el desarrollo de proyectos mediante programación de códigos en diferentes aplicaciones. Esta placa está fundamentada en un microcontrolador ATMEL que está constituido por una interfaz de entrada y una interfaz de salida, en los que se pueden conectar distintos tipos de periféricos para ejecutar las instrucciones descritas en el lenguaje de programación. En este trabajo de grado se seleccionó el microcontrolador ARDUINO MEGA 2560 en el cual se implementó la técnica SPWM para generar las señales de control de las compuertas del módulo inversor, ya que es una plataforma de fácil acceso y los estudiantes se han familiarizado con ella durante su proceso de formación académica. Las características principales de la placa Arduino MEGA 2560 se muestran en la tabla 4.

Tabla 4.

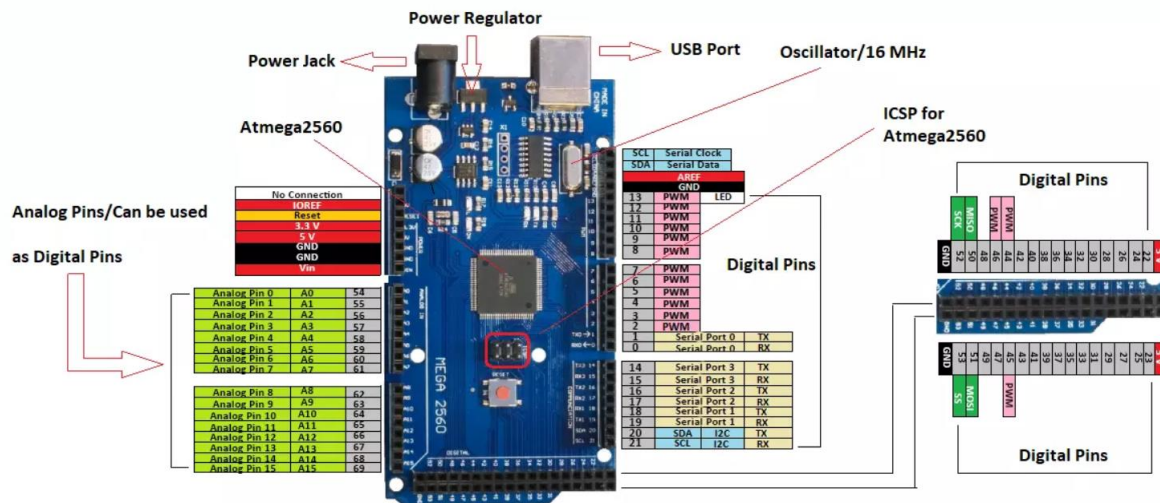
Principales características del microcontrolador Atmel ATMEGA 2560

Característica	Valor y Unidad
Tensión de Operación	5V
Tensión de entrada (recomendada)	7-12 V
Tensión de entrada (límites)	6-20 V
Pines Digitales Entrada/Salida	54 (De los cuales 14 generan salida PWM)
Pines Analógicos de Entrada	16
Corriente CC por pin de Entrada/Salida	40 mA
Corriente CC por pin de 3.3 V	50 mA
Memoria Flash	256 kB
SRAM	8 kB
EEPROM	4 kB
Velocidad Reloj	16 MHz

En la figura 16, se puede apreciar que el ARDUINO MEGA 2560 posee 14 pines digitales para salidas PWM y considerando que el módulo IGBT está compuesto de tres ramas con dos IGBT por cada uno de ellas, se designaron los pines 11,12,7,6,5,2 para el control de cada uno de los transistores.

Figura 16.

Esquema de entradas y salida del ARDUINO MEGA 2560 .



Nota. Adaptado de Arduino 2560 Pinout. [En línea]. Disponible en

<https://www.theengineeringprojects.com/2018/06/introduction-to-arduino-mega-2560.html>

En la programación de las señales PWM se consideraron los siguientes parámetros fundamentales:

Temporizador: Consiste en una función interna del microprocesador que mide los ciclos de reloj que incrementan de acuerdo con un flanco de subida o de bajada, es decir, el temporizador realiza conteos a la misma velocidad de la frecuencia que se programe. El microcontrolador cuenta con seis temporizadores (TIMER1, TIMER 3, TIMER 4, TIMER 5, de 16 bits y TIMER 0, TIMER 2, de 8 bits) que pueden ser configurados dependiendo la aplicación y un cristal de cuarzo que define el reloj del sistema a una frecuencia 16 MHz y un periodo de 0,0625 microsegundos. El temporizador se puede sincronizar internamente mediante el pre-escalador o una fuente externa y permanecerá inactivo si no se selecciona ninguna fuente de reloj. (ATMEL corporation, 2014).

Registros: Contienen unidades de memoria donde se almacena información de acuerdo a una configuración especificada dirigida a sus periféricos, permitiendo operaciones de una forma más rápida y concreta. Los registros son variables de tipo byte con 8 bits, y se programan para realizar operaciones. Cada registro tiene un nombre y una función determinada que se encuentra detallada en la hoja de datos del microcontrolador. En la nomenclatura empleada se coloca el nombre del registro, seguido de la letra “x” que indica el número del *timer* (0,1,2,3,4,5) que se está programando y la letra “n” que hace referencia al canal de la unidad de comparación de salida (A,B,C)

Modo de funcionamiento PWM: Describe la forma de operación del temporizador para generar la señal PWM. Está definido por la combinación de los bits del modo de generación de forma de onda y el modo de salida de comparación. Se puede clasificar en los siguiente modos:

- Modo Normal
- Modo CTC

- Modo de PWM rápido
- Modo de fase correcta
- Modo de fase y frecuencia correcta

Comparador: Se emplea para comparar el registro del temporizador con el registro de salida determinado en la programación a través del pre-escalador, el cual establece la velocidad del muestreo del temporizador, con el fin de ejecutar una instrucción si la comparación de los registros coincide. El generador de forma de onda utiliza la señal de coincidencia para generar una salida de acuerdo al modo de funcionamiento del PWM. El pre-escalador puede tomar valor de 1,8,64,256, de tal que manera que:

- Un pre-escalador de 1, incrementará el temporizador a 16 MHz
- Un pre-escalador de 8, incrementará el temporizador a 2 MHz
- Un pre-escalador de 64, incrementará el temporizador a 250 kHz
- Un pre-escalador de 256, incrementará el temporizador a 62.5 kHz

Interrupción: Permite ejecutar una función ante la ocurrencia de un evento a través de diferentes fuentes sin detener el procesador. Cada interrupción individual tiene designada una combinación de bits para ser habilitado junto con las interrupciones globales que se almacena en un registro de estado para realizar la interrupción. Es importante considerar el menor tiempo durante la interrupción, ya que durante la ejecución de la función no se contabiliza este tiempo y puede generar un desfase en el tiempo, además dos interrupciones no pueden ocurrir al mismo tiempo.

Las señales de compuerta del módulo IGBT, se generaron empleando la estrategia de modulación por ancho de pulso senoidal programada en la plataforma Arduino Mega. Para generar las señales PWM se compararon tres señales de referencia correspondientes a las fases *a*, *b* y *c*, y

las señales negadas a estas, con una señal portadora triangular. Inicialmente se definió la frecuencia de cada una de las señales de referencia a 60 Hz y la frecuencia de la señal portadora a 1800 Hz, tomando en consideración la frecuencia de la red y una alta frecuencia para la señal portadora, respectivamente. En consecuencia, en un periodo de la señal de referencia existen 30 ciclos de la señal portadora.

Debido a que el módulo inversor está compuesto de tres ramas con dos IGBT en cada una de ellas, se seleccionó un temporizador de 16 bits por rama para controlar las señales, como se indica a continuación:

TIMER 1: Se asignó el pin 11 para la señal no invertida y el pin 12 para la señal invertida, para la fase *a*.

TIMER 3: Se asignó el pin 6 para la señal no invertida y el pin 7 para la señal invertida, para la fase *b*.

TIMER 4: Se asignó el pin 5 para la señal no invertida y el pin 2 para la señal invertida, para la fase *c*.

En la generación de la onda de la señal portadora, el temporizador realiza conteos que se almacenan en el registro TCNTn, además emplea el modo de funcionamiento de fase y frecuencia correcta que se configura mediante los bits que toman valores de 0 y 1 de acuerdo a la hoja de datos del microcontrolador en el registro A (TCCRxA) y en el registro B (TCCRxB). Este modo resulta ser conveniente en la programación del PWM, ya que representa una operación de doble pendiente para que el TIMER realice los dos conteos, tanto de subida como de bajada, produciendo así el flanco de subida y el flanco de bajada. Sin embargo, es fundamental definir el valor máximo que alcanzará cada uno de los flancos, este valor se puede calcular mediante la ecuación:

$$TOP = \frac{F_R}{2NFP} \quad (4.1)$$

donde F_R es la frecuencia del reloj del sistema, N es el pre-escalador definido en un valor de 1, el cuál fue seleccionado para tener la mayor resolución posible, y F_p es la frecuencia de la señal portadora. El valor TOP se mantiene fijo, con el fin de obtener una onda periódica y simétrica y se almacena en el registro OCRnX, de modo que el conteo total del temporizador equivale a dos veces el valor TOP durante un ciclo, y se guarda en el registro ICRn, que a su vez define la resolución de la señal PWM en el modo de fase y frecuencia correcta. En otras palabras, el temporizador realiza conteos formando una pendiente positiva y cuando alcanza el valor TOP cambia la dirección de conteo formando una pendiente negativa, y sigue incrementando hasta que el valor del contador coincida con el valor del registro ICRn para completar un ciclo de la señal portadora.

Una interrupción se puede programar para que ocurra cuando el contador alcance cierto valor determinado arriba (TOP) o abajo (BOTTOM) mediante los registros OCRnX o ICRn. En este caso, se realizan dos interrupciones, en primer lugar cuando el temporizador alcanza el valor de ICRn para cambiar la dirección de conteo y en segundo lugar cuando el temporizador es igual al valor de OCRnX, momento en el cual el temporizador comienza nuevamente a contar en el siguiente ciclo.

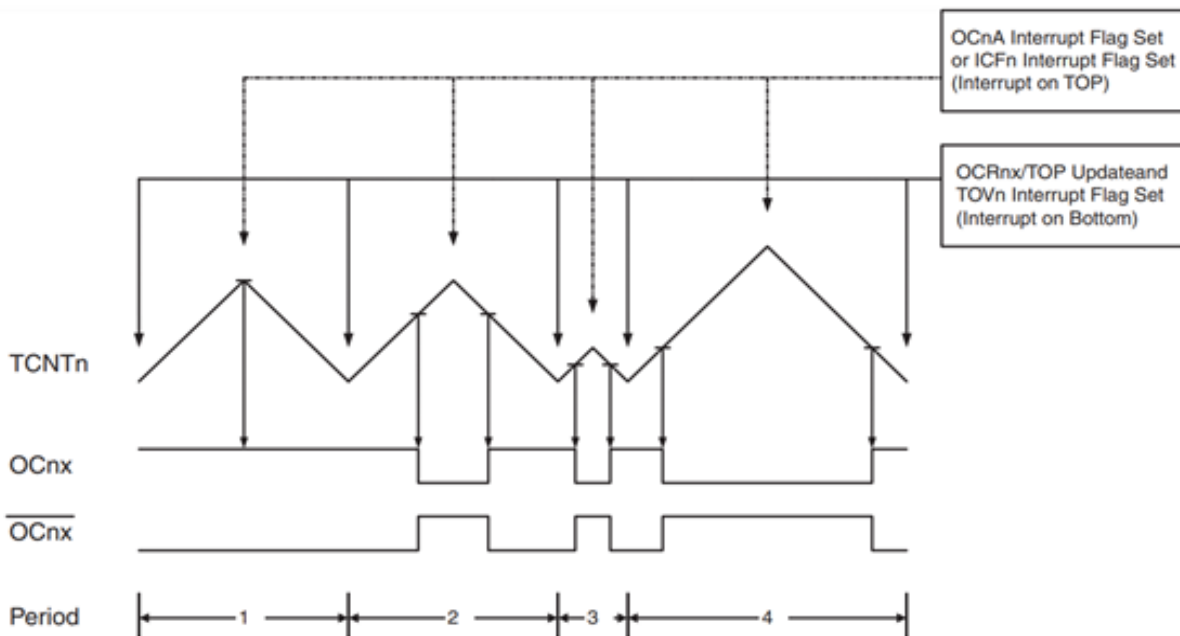
Las tres señales de referencia se construyeron sintéticamente con desfase de 120° entre cada una de ellas, en pasos de T/n , donde T es el periodo de la señal de referencia y n hace referencia al número de periodos de la señal triangular en un periodo de la señal de referencia. La comparación de la señal triangular y las señales de referencia se realizó de forma independiente para cada fase, y el resultado de la comparación es un valor digital alto cuando la señal de referencia es mayor que la portadora y un valor digital bajo cuando la señal portadora es mayor que la de referencia. Para producir las señales PWM invertidas de las fases a, b, c se configuran los

bits COMnx1:0 en los registros TCCRxA TCCRxB descritos previamente, y se incluyó un tiempo muerto de 35 [us] en el canal de salida de las señales invertidas con el fin de evitar daños.

Los registros de las señales sinusoidales de referencia se comparan todo el tiempo con el valor del temporizador para generar los pulsos en los pines de salida de la placa ARDUINO, que se encuentra en el registro OCnx. En la figura 17, se puede apreciar un ejemplo de la forma en la que se realiza la técnica SPWM mediante el modo de fase y frecuencia correcta.

Figura 17.

Diagrama de generación PWM para fase y frecuencia correcta.



Nota. Adaptado de hoja de datos del microcontrolador ATMEGA 2560. [En línea]. Disponible en <https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281>

En la figura anterior, se observa que el contador TCNTn inicia su conteo hasta un valor TOP, el cual no es igual en todos los ciclos, ocasionando que la señal no sea periódica. El registro OCnA realiza una interrupción en el TOP y el registro OCRnx en un valor BOTTOM, ya sea para cambiar la dirección de conteo o para empezar a contar de nuevo.

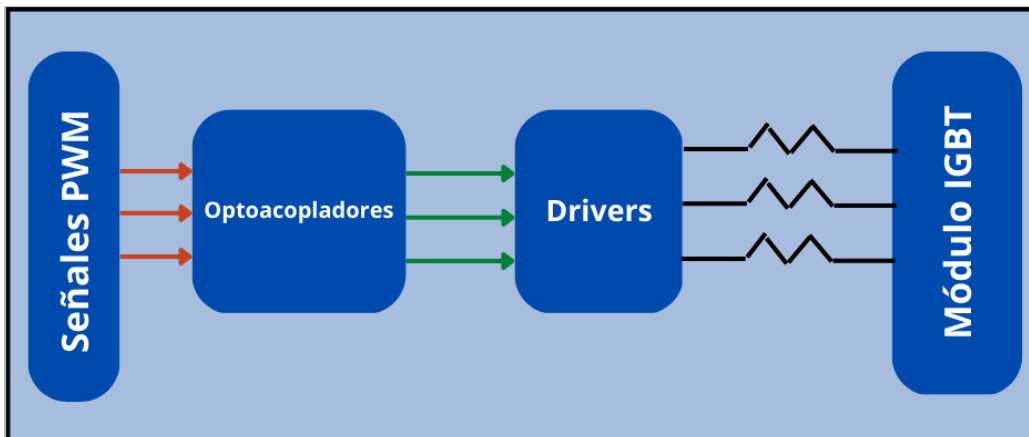
Las pequeñas marcas de línea horizontal en las pendientes de TCNTn representan puntos de comparación si se superpone una onda sinusoidal, por tanto, el valor de estos registros de las señales de referencia no puede ser mayor que el valor TOP, de ser así no habría registros de comparación de salida y no se produciría una señal SPWM. Los resultados de comparación se almacenan en los registros OCnx y OCnx para generar las señales en los pines de salida. El código de programación de la estrategia de control puede ser consultado en el ANEXO C.

4.4 Etapa de Adecuación y Aislamiento de las Señales de Conmutación

El circuito de adecuación y aislamiento de las señales de conmutación está conformado por optoacopladores y *drivers* con un arreglo circuital de resistencias y capacitores. En la figura 18, se puede observar un diagrama del conexionado de los elementos empleados en esta etapa de la implementación.

Figura 18.

Esquema de conexión del circuito de adecuación y aislamiento



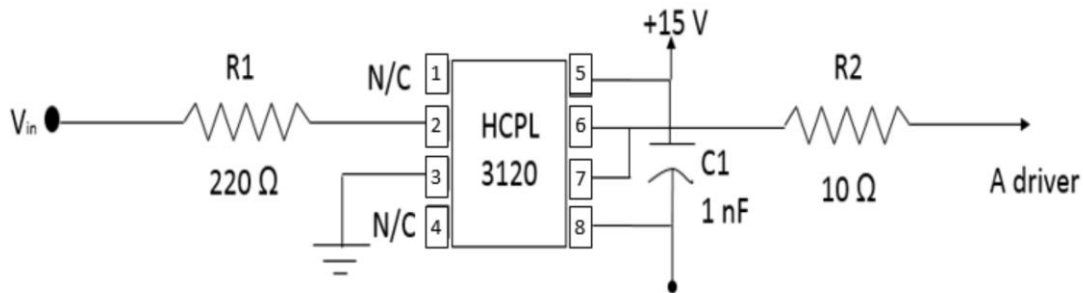
A continuación se describen cada uno de los elementos que componen esta etapa:

4.4.1 Optoacopladores.

Las señales SPWM entregadas por la tarjeta ARDUINO MEGA 2560 están en un rango de tensión de 0 a 5 [V], sin embargo, este nivel de tensión es menor al requerido en la entrada de los *drivers* para la conmutación de los IGBT, que demandan tensiones de entrada entre 0 a 15 [V]. Con el propósito de adecuar el nivel de tensión de las señales de control y proporcionar un aislamiento, se empleó el optoacoplador HCPL 3120. Este circuito integrado permite asegurar una conexión eléctrica aislada entre circuitos de diferente nivel de tensión. Puede entregar una tensión máxima de 30 [V] y una corriente máxima de 2.5 [A].

Figura 19.

Esquema de conexión del optoacoplador HCPL 3120.



Nota Adaptado de *Caracterización de Inversores Multinivel tipo Puente-H en Cascada* (p.129). por D. Almeida, 2018.

En la figura 19, se presenta el esquema de conexión de los optoacopladores para la adecuación de las señales de control. Este circuito está conformado por dos resistencias R1 y R2 en la entrada de la señal SPWM y en la entrada del *driver*, respectivamente, para limitar la corriente que fluye a través de ellas, un capacitor de *bypass* C1 conectado a una fuente de tensión de 15 [V] que alimenta al optoacoplador.

4.4.2 Drivers.

El *driver* de referencia SKHI 22AR de Semikron fue seleccionado para ajustar el nivel de tensión de las señales de conmutación del módulo IGBT trifásico. Se requiere de un *driver* SKHI 22AR por cada rama del inversor. Los *drivers* deben proporcionar las señales de control de

compuerta en un nivel de tensión de +14[V] en el encendido y -7[V] en el apagado. En la tabla 5 se pueden detallar las características principales de operación del *driver*, siendo la tensión típica de alimentación V_s , la corriente máxima de entrada I_s , tensión de encendido $V_{G(on)}$ y apagado $V_{G(off)}$ y la resistencia entre puerta y emisor R_{GE} .

Tabla 5.

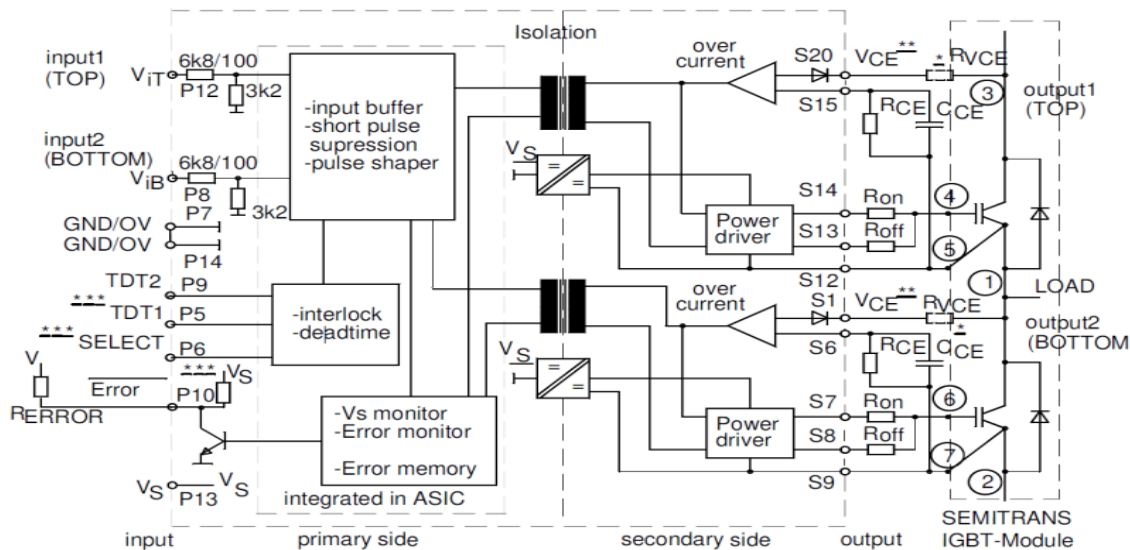
Características principales de los drivers

<i>Característica</i>	<i>Valor y Unidad</i>
V_s	15 [V]
I_s	290 [mA]
$V_{G(on)}$	15[V]
$V_{G(off)}$	0[V]
R_{GE}	22[k Ω]

En la figura 20, se presenta un esquema del *driver*, así como los respectivos elementos externos para su adaptación al módulo de potencia.

Figura 20.

Esquema del driver SKHI 22AR.



* Cuando SKHI22B está impulsando IGBT de 1700 V, un 1k Ω / 0,4W Rvce-la resistencia debe estar conectada en serie a la Vceaporte. La Vce-terminal debe conectarse al colector IGBT C. Si el Vce-No se usa monitoreo, conecte S1 a S9 o S20 a S12 respectivamente.
 *** Los terminales P5 y P6 no existen para SKHI22A/21A; La resistencia pull-up interna solo existe en SKHI22A/21A.
 ① a \odot Conexiones al módulo SEMITRANS GB

Nota. Adaptado de SKHI 22AR. Hoja de datos. [En línea]. Disponible en <https://www.alliedelec.com/m/d/25d9e08aca8233d53f9a8609f2a0ac2d.pdf>

Como se observa en el diagrama, el *driver* consta de dos transformadores de impulso, que permiten obtener aislamiento galvánico entre los circuitos de control y potencia.

El *driver* proporciona diferentes funciones de protección, las cuáles se describen a continuación:

-*Tiempo muerto y enclavamiento*: Cuando un IGBT se encuentra en estado encendido, el *driver* genera un tiempo de enclavamiento mayor que el tiempo de apagado para que el IGBT no se encienda hasta que el otro esté completamente descargado.

-*Supresión de pulsos cortos (SPS)*: Los pulsos de interferencia de alta frecuencia en la entrada del *driver* pueden producir pulsos de conmutación muy cortos, por lo tanto los pulsos menores a 500 ns se suprimen y no se propagan al módulo IGBT.

-*Detección de errores y memoria de errores*: En caso de ocurrir un cortocircuito en los IGBT, se transmite una señal de error a través del secundario del transformador de impulsos y los pulsos de conmutación se bloquearán y se activará la salida de error en P10 .

-*Monitorización de la tensión VCE de los IGBT*: Permite monitorizar la tensión entre colector y emisor de los IGBT, la cual está limitada internamente, cuando se supere el valor máximo permitido, el IGBT se apagará e indicará un error.

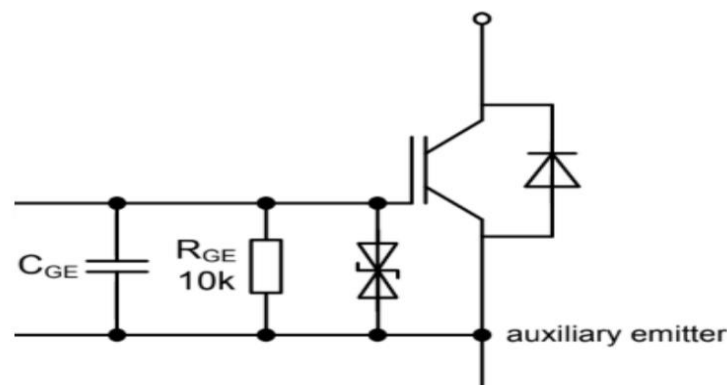
4.4.2.1 Resistencias de disparo (R_{on} y R_{off}). Las resistencias de disparo R_{on} y R_{off} mostradas en la figura 20, controlan la velocidad con la que conmutan los pulsos cuando llegan al IGBT. Si el valor de la resistencia R_{on} aumenta, el tiempo de encendido disminuye y si el valor de R_{off} aumenta, el tiempo de apagado del IGBT disminuye. Es decir, R_{on} controla el tiempo de subida de la señal y R_{off} controla el tiempo de bajada de la señal. El valor mínimo que pueden tener R_{on} y R_{off} es de 3 [Ω] según la hoja de datos del *driver*. El valor utilizado para este proyecto es de 5.1 [Ω], ya que se encuentra por encima del valor mínimo y es un valor comercial.

4.4.2.2 Resistencia R_{CE} y condensador C_{CE} . Como se mencionó anteriormente se puede controlar la tensión entre colector y emisor, de tal forma que no supere el límite permitido de tensión. Además son empleadas para fijar el umbral de estado estable y la supervisión en caso de ocurrir un corto circuito. Generalmente el valor de R_{CE} recomendado es $10[\text{k}\Omega] < R_{CE} < 100[\text{K}\Omega]$ y el valor de C_{CE} debe ser menor $1[\text{nF}]$. Los valores empleados para R_{CE} y C_{CE} son $18[\text{K}\Omega]$ y $330[\text{pF}]$, respectivamente.

4.4.2.3 Protección en la entrada del módulo IGBT. Se implementó un circuito de protección en la entrada del módulo IGBT como se muestra en la figura 21, el cual está conformado por un condensador C_{CE} de $1[\text{nF}]$, el cuál es empleado para amortiguar sobretensiones, una resistencia R_{GE} de $10 [\text{k}\Omega]$, y un dos diodos zener supresores de tensión de $15[\text{V}]$. Es importante mencionar que la distancia entre las señales que entrega el *driver* y la entrada del módulo IGBT debe ser pequeña.

Figura 21.

Esquema para protección en la compuerta de los IGBTs.



Nota. Adaptado de *Connection of Gate Drivers to IGBT and controller* (p. 3), P. Bhosale, and M. Hermwille, 2006, Application Note AN-7002, SEMIKRON

Finalmente, en el ANEXO D se pueden apreciar las tarjetas impresas para el ensamble de los elementos empleados en la etapa de adecuación y aislamiento de las señales de control. Diseñado por Moreno y Suarez (2019).

5. Verificación del funcionamiento del sistema

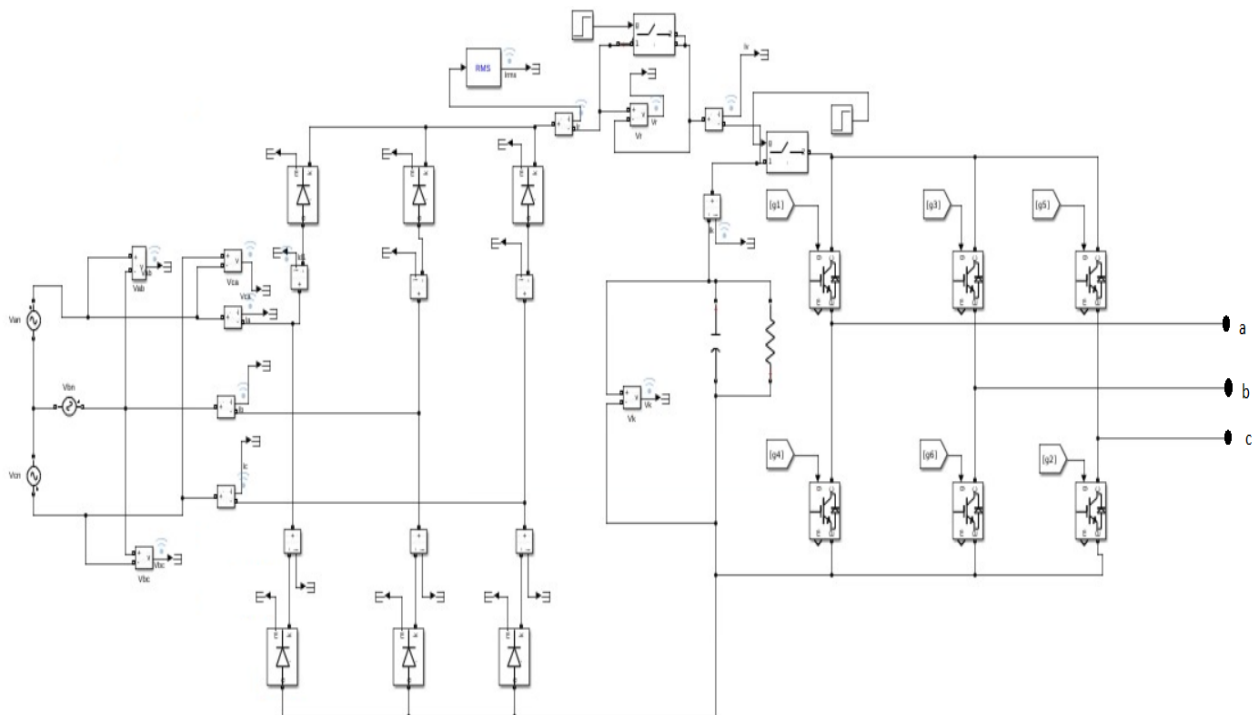
En este capítulo se presentan los resultados de simulación y experimentación del sistema diseñado. Se exponen los resultados obtenidos de cada una de las etapas del módulo con el fin de verificar el correcto funcionamiento.

5.1 Resultados de Simulación.

En esta sección se da a conocer los resultados obtenidos mediante simulación en la herramienta SIMULINK/MATLAB. Para estas simulaciones, se consideró una fuente de alimentación trifásica a 60 Hz con tensión RMS de línea de 207 Vrms. En la figura 22, se observa el diagrama circuital del módulo inversor implementado en SIMULINK/MATLAB, el cuál esta conformado por una fuente de alimentación trifásica, un rectificador trifásico, circuito de carga y descarga del condensador y un inversor trifásico

Figura 22.

Modelado del sistema en MATLAB/SIMULINK

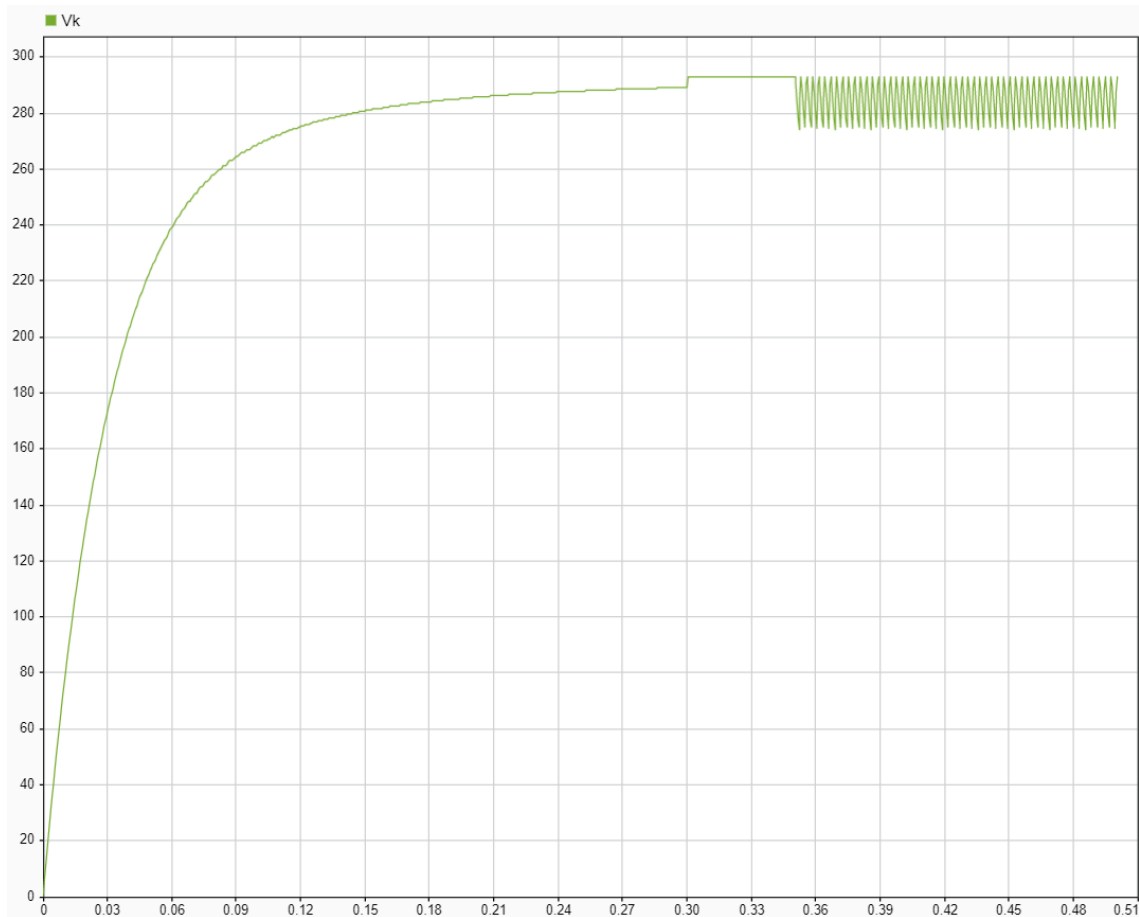


5.1.1 Carga del condensador en el bus de CC.

En la figura 23 se muestra la tensión del condensador de filtrado en el lado de CC, desde el inicio de la operación del módulo.

Figura 23.

Carga del Condensador



De acuerdo a la figura se puede observar que el condensador se empieza a cargar a través de la resistencia R_s hasta alcanzar un nivel de tensión de 289[V] aproximadamente. Para efectos de simulación, el interruptor se cierra 0.3 [s] después, colocando en corto circuito la resistencia de carga, lo que incrementa ligeramente la tensión en el condensador hasta 293[V].

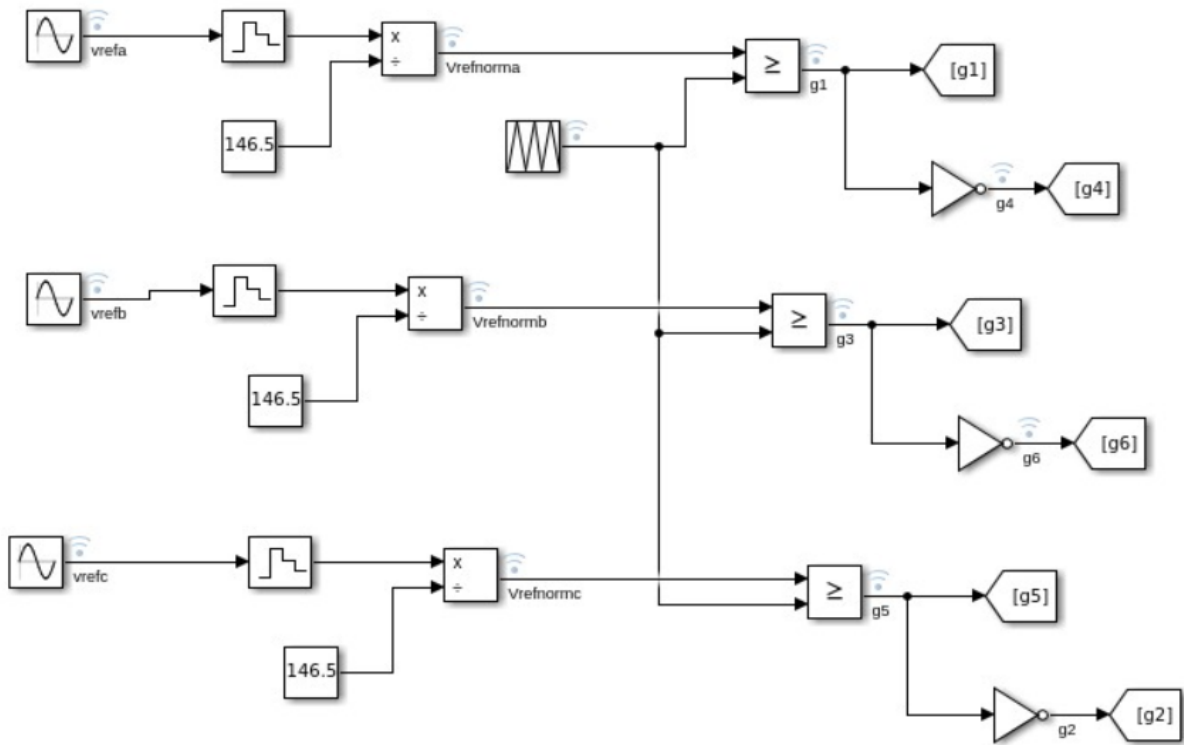
El tiempo que transcurre para que el nivel del bus CC se estabilice, es aproximadamente 0.34[s], permitiendo inicializar después de este instante el módulo inversor. El inversor se enciende en el instante 0.35[s], a partir del cual se observa un rizo en la tensión del bus de CC.

5.1.2 Simulación del algoritmo de modulación SPWM

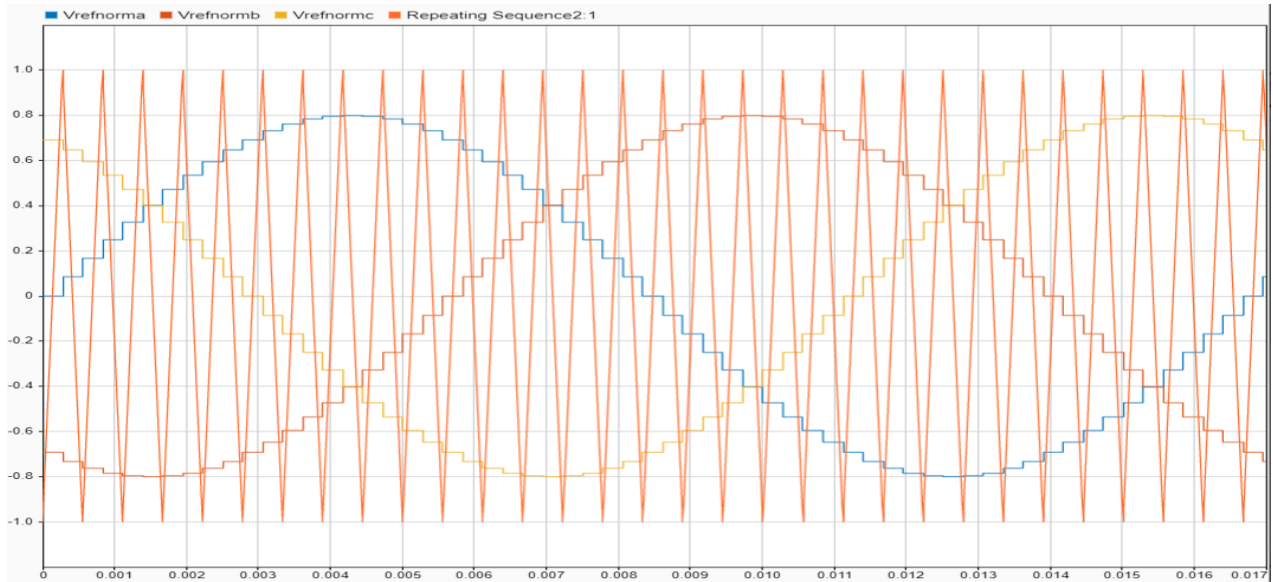
Considerando la sección 3.2, se implementó la estrategia SPWM para la conmutación del inversor empleando la herramienta de simulación MATLAB/SIMULINK, como se muestra en la figura 24. Para este ejemplo, las señales de referencia se construyeron considerando un índice de modulación de amplitud de 0.8, con una frecuencia de $f = 60 [Hz]$, así mismo la señal portadora de forma triangular normalizada entre [-1; 1] a una frecuencia de $f = 1800 [Hz]$.

Figura 24.

Simulación de la estrategia de modulación del inversor. a).Esquema de generación de pulsos de conmutación. b).Esquema de conmutación de pulsos en MATLAB



a).



b).

En la figura 25, se observan los pulsos generados para la conmutación de los dispositivos semiconductores, donde se aprecia el desfase de 120° a una frecuencia de 60 Hz en un periodo de 16,67 [ms], siendo G1, G3 y G5 las señales de conmutación de los interruptores superiores de las ramas *a, b, c*, respectivamente, y G4 la señal negada de G1.

Figura 25.

Pulsos de conmutación SPWM



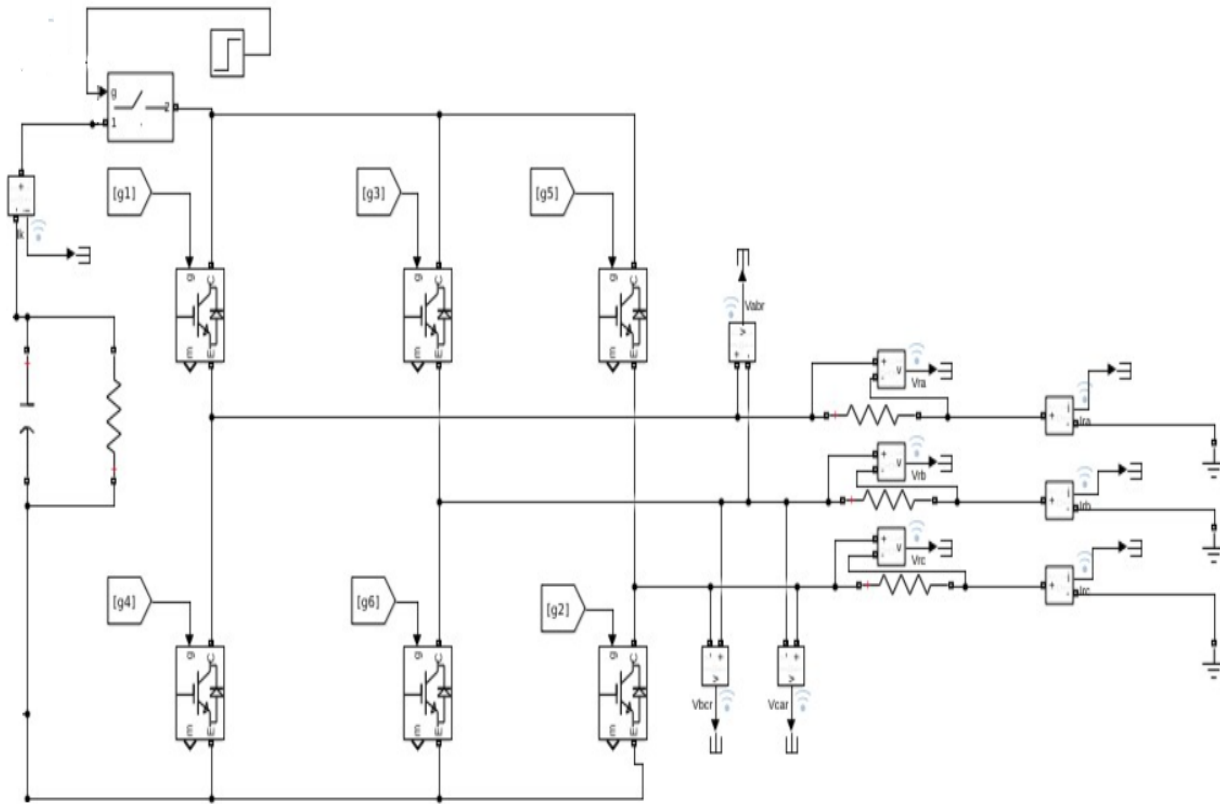
5.1.3 Simulación del inversor trifásico

En este capítulo se dan a conocer los resultados de simulación de las tensiones y corrientes del inversor con carga resistiva e inductiva, empleando la herramienta SIMULINK/MATLAB.

5.1.3.1 Simulación con carga resistiva en Y. En la figura 26, se muestra el esquema de conexión de la carga conectada en Y en la salida del inversor. Además, se observa el bus de CC que alimenta el inversor a 293 [V] y los dispositivos semiconductores empleados en cada rama. La simulación se realizó para valores nominales de corriente, considerando una carga de 12 [Ω] por fase.

Figura 26.

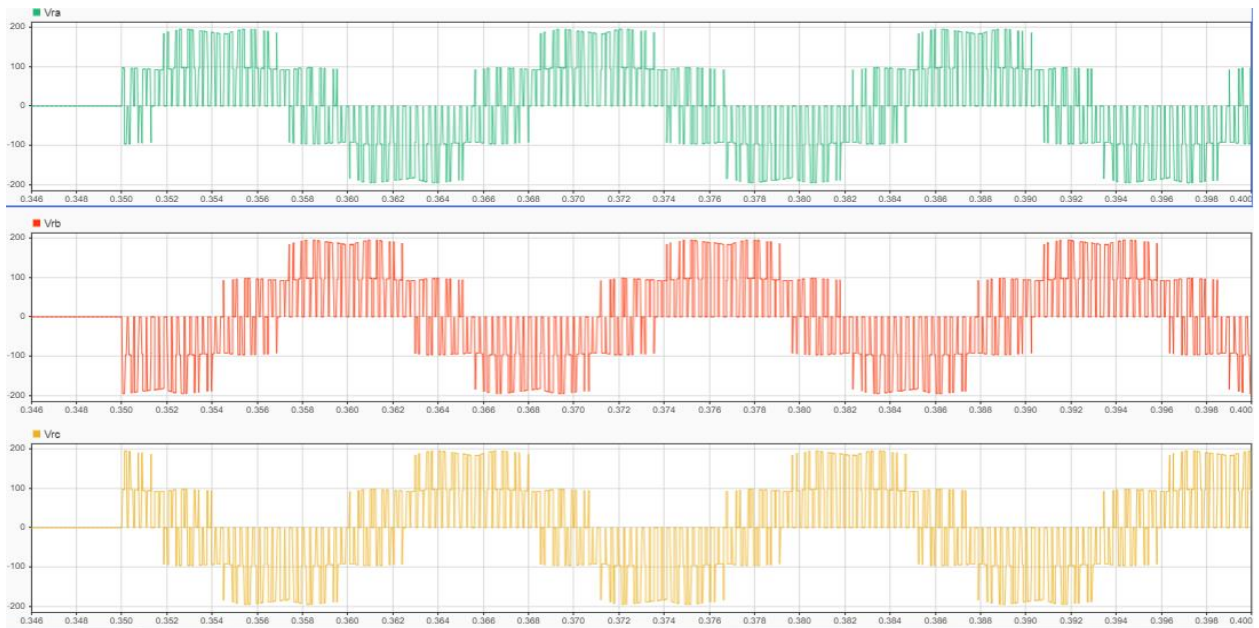
Esquema de conexionado del inversor y la carga conectada en Y



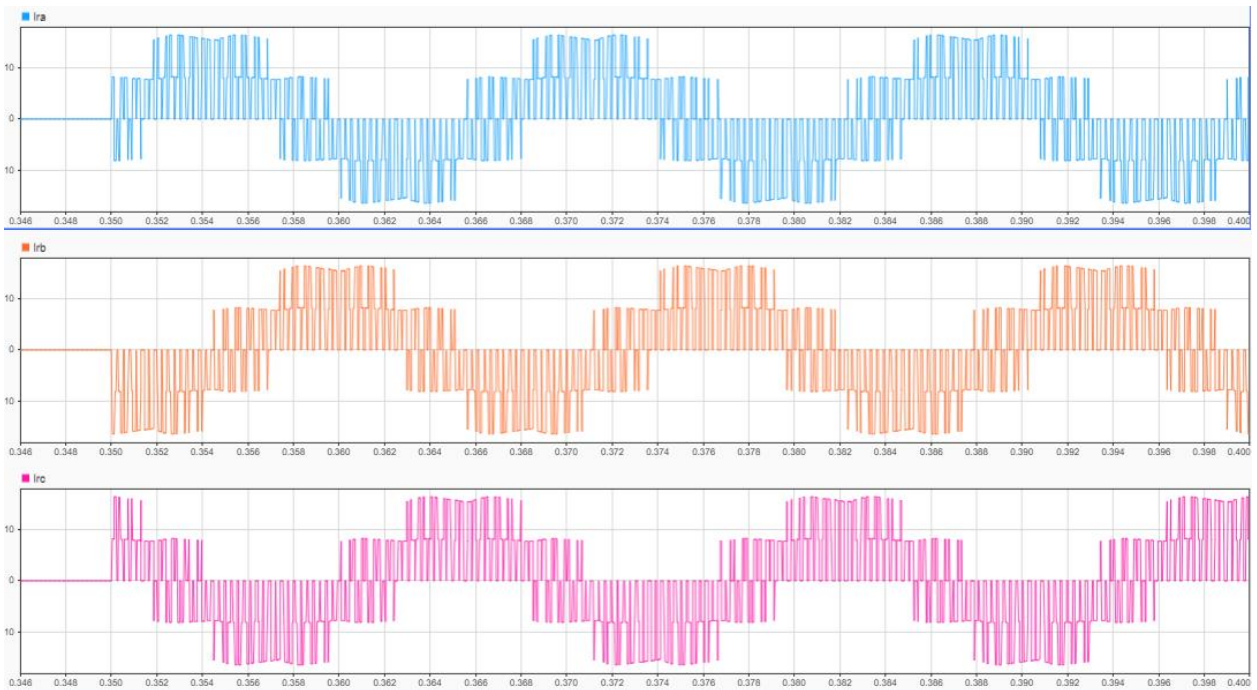
En la figura 27 se observan las tensiones de fase en la carga (V_{ra} , V_{rb} , V_{rc}) y las corriente de línea que circulan a través de la carga (I_{ra} , I_{rb} e I_{rc}).

Figura 27.

Tensiones y corrientes en la carga del inversor para carga resistiva. a). Tensiones de fase. b). Corrientes de línea



a).



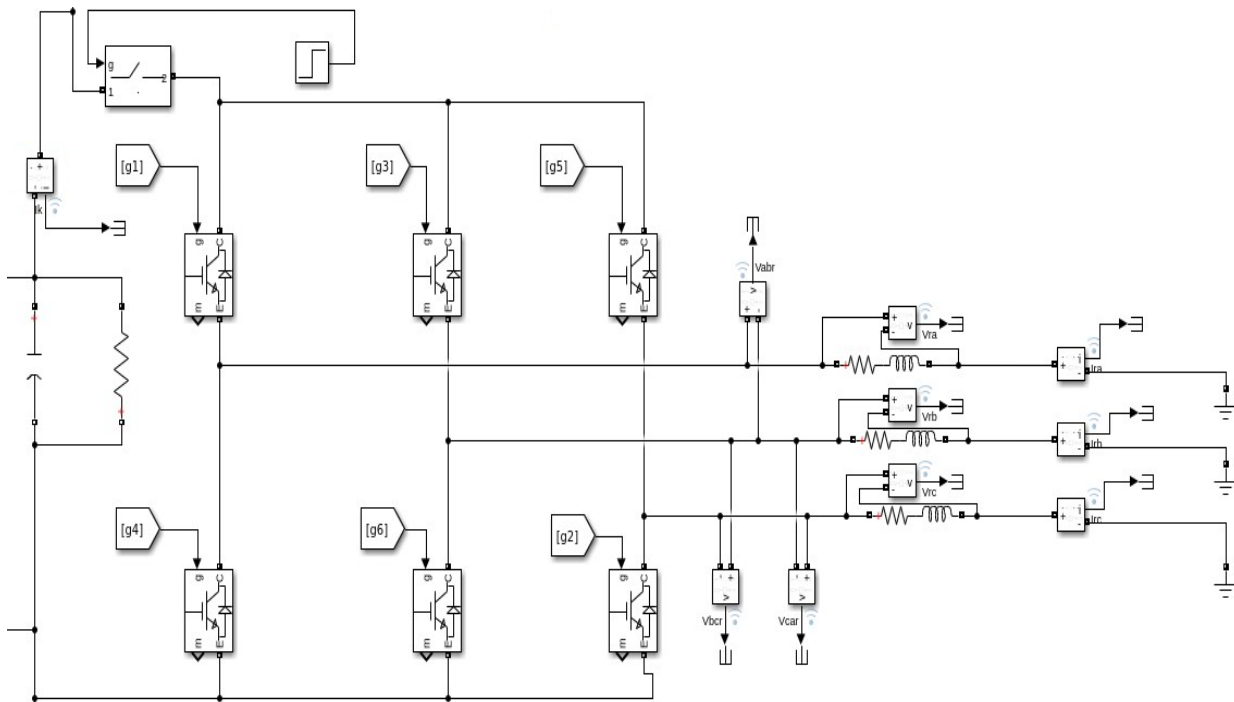
b).

Se puede apreciar en la figura anterior que transcurre un tiempo de 0.35 [s] donde las tensiones y corrientes de la carga son cero, esto corresponde al tiempo de inicialización del módulo durante el cual se carga el condensador de filtrado. El módulo inversor entra en operación a los 0.35 [s]. La señales de salida de tensión y corriente en la carga no presentan una forma de onda sinusoidal pura, a causa de las componentes armónicas producidas por la conmutación de alta frecuencia del inversor, por tanto se recomienda instalar un filtro para ayudar a disminuir los armónicos presentes.

5.1.3.2 Simulación con carga RL. En la figura 28, se muestra el esquema de conexión de la carga RL conectada a la salida del inversor. La simulación se realizó teniendo en cuenta el banco de carga disponibles en el laboratorio, con un valor de resistencia de $600 [\Omega/fase]$ e inductancia $0.255[H/fase]$.

Figura 28.

Simulación inversor trifásico carga RL



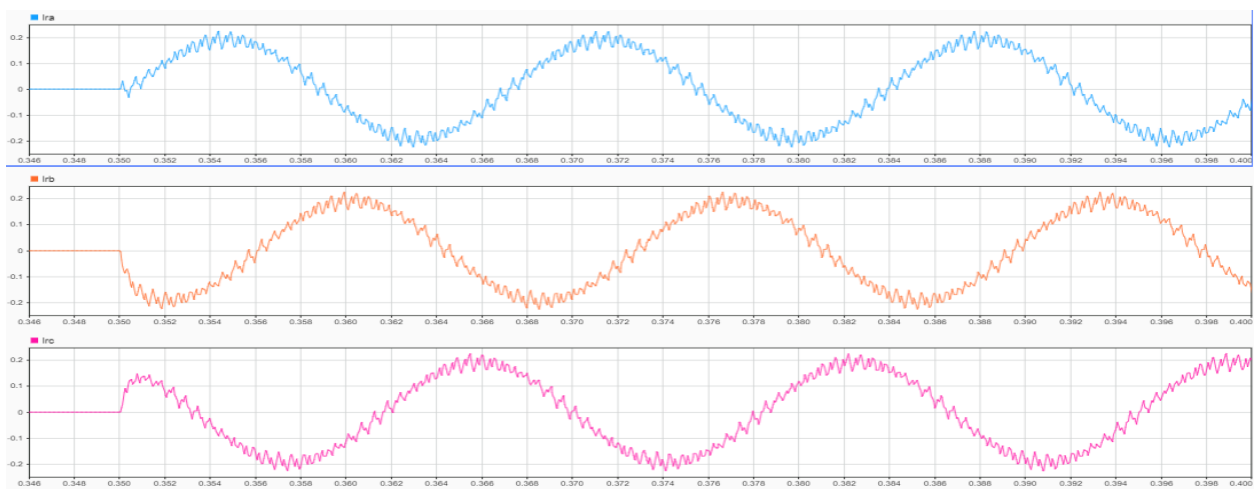
En la figura 29, se muestran las tensiones de fase en la carga, donde se puede apreciar el desfase de 120° entre cada una de ellas. Además, se presentan las corrientes en la carga con una forma de onda más cercana a una sinusoidal, debido a la presencia de la inductancia que permite mitigar los armónicos de alta frecuencia, sin embargo, aún se observa una componente de rizo.

Figura 29.

Tensiones y corrientes en la carga del inversor para carga RL. a). Tensiones de fase. b). Corrientes.



a).



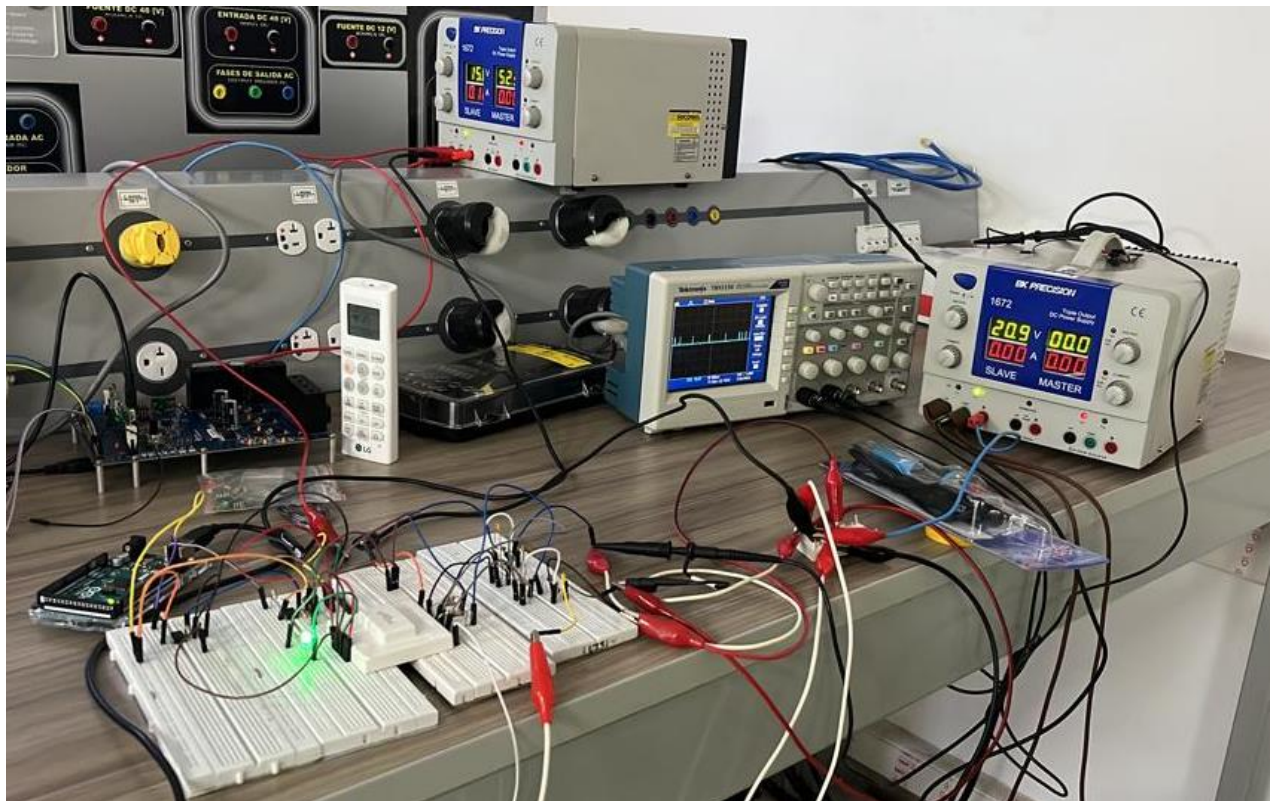
b).

5.2 Pruebas experimentales

El correcto funcionamiento del sistema se verificó inicialmente mediante pruebas experimentales en *protoboard* como se evidencia en la figura 30. Al verificar los resultados obtenidos con los de simulación, se elaboraron las tarjetas impresas para el ensamble definitivo del inversor.

Figura 30.

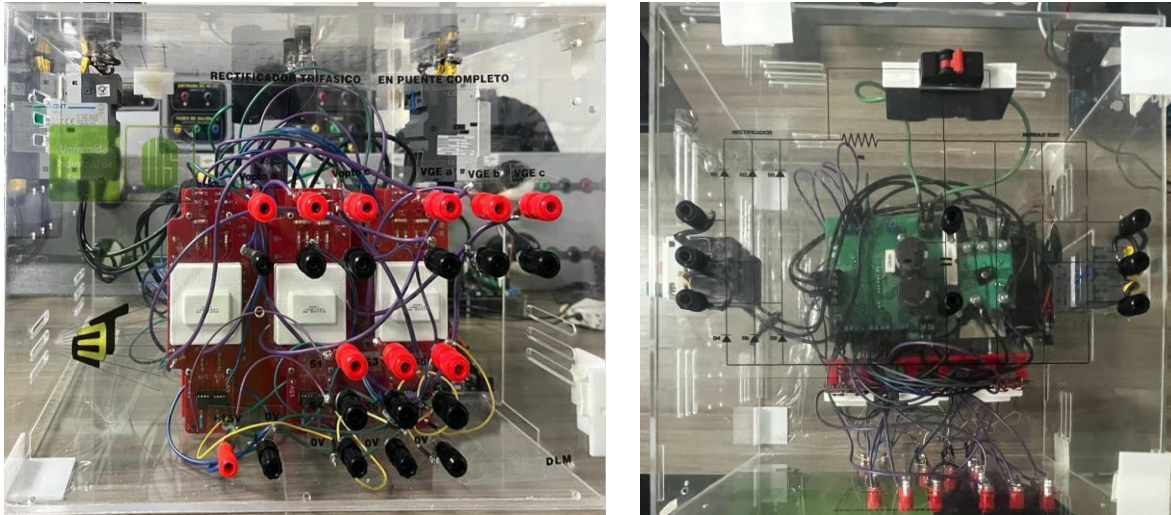
Ensamblaje en protoboard del inversor trifásico de potencia



En la figura 31, se presenta el ensamble del módulo completo. Asimismo, en esta sección se muestran los resultados obtenidos en el laboratorio.

Figura 31.

Ensamblaje del módulo inversor trifásico. a). Vista frontal del módulo inversor. b). Vista superior del módulo inversor



5.2.1 Verificación de la carga del condensador

En la figura 32, se muestra la carga del condensador para establecer el bus de DC que alimentará al módulo IGBT.

Figura 32.

Resultados experimentales de la carga del condensador del bus de CC

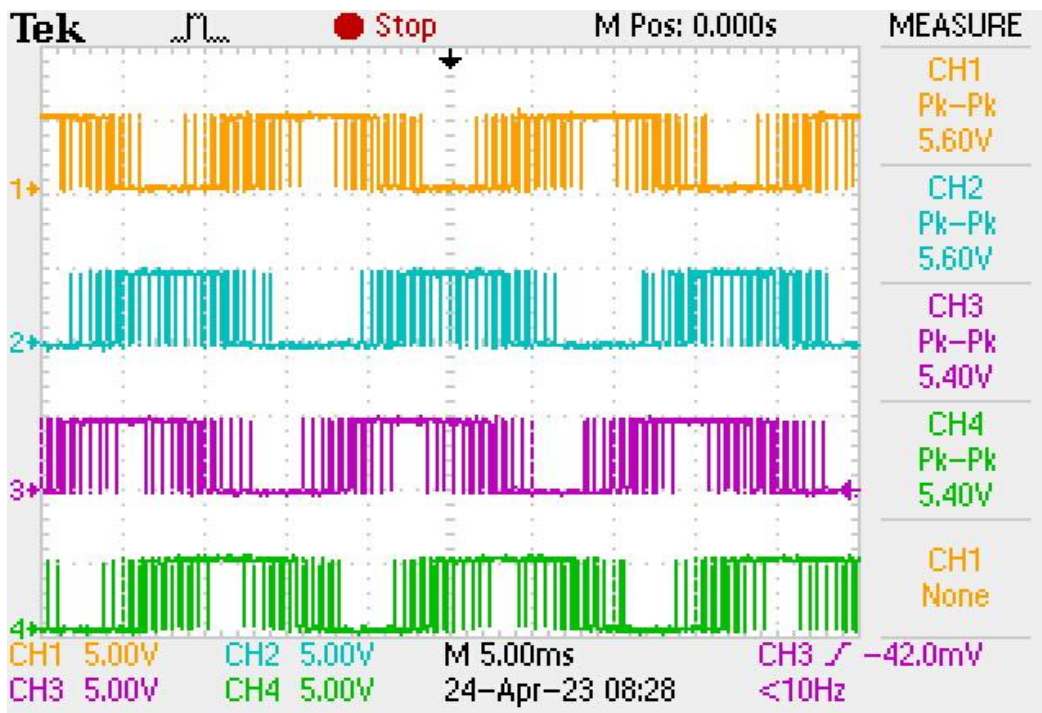


5.2.3 Verificación del sistema de control

En la figura 33, se muestran los pulsos de disparo a la salida del microcontrolador, con un nivel de tensión entre 0 y 5V. Las señales presentadas en la figura corresponden a G1(amarillo), G3(morado) y G5(verde), las señales de conmutación de los interruptores superiores de las ramas *a,b,c*, respectivamente, y G2(azul) la señal negada de G1.

Figura 33.

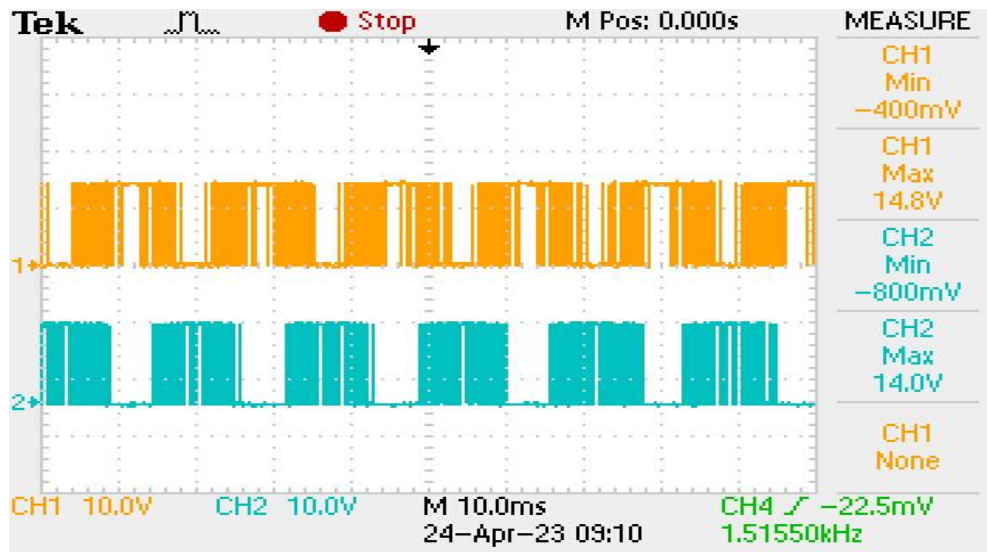
Pulsos obtenidos a la salida de la tarjeta ARDUINO MEGA



En la figura 34, se pueden observar las señales de salida de los optoacopladores, para la rama *a* del inversor, las cuales se encuentran entre 0[V] y 15 [V] y se puede evidenciar la adecuación del nivel de tensión de las señales de control en la entrada de los drivers.

Figura 34.

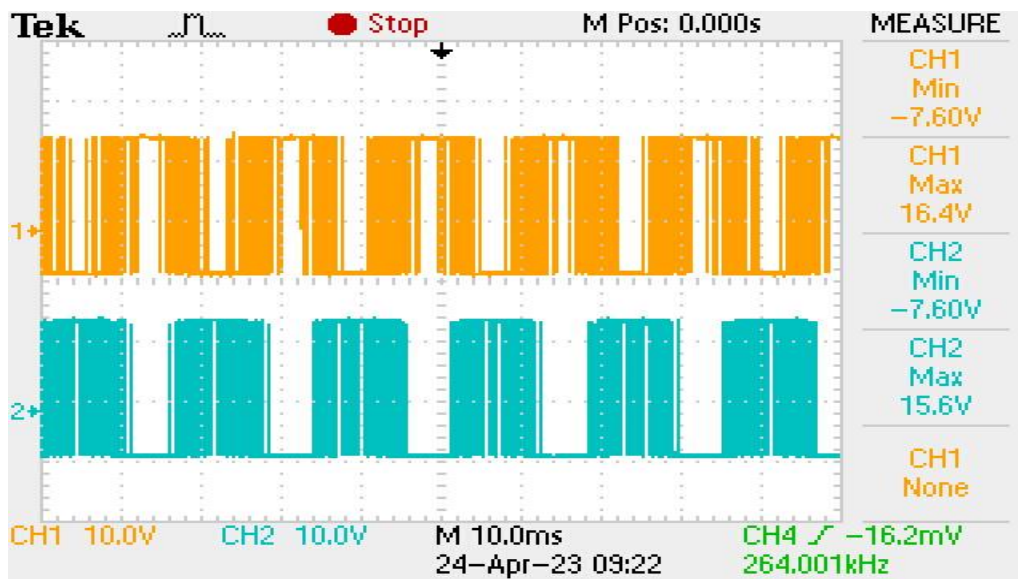
Señales de entrada al driver



En la figura 35, se pueden observar las señales de disparo de los IGBT, para la rama *a* en la salida de los *drivers* (señales de tensión entre compuerta y emisor de los IGBT). Estas señales están en un rango de tensión entre -7[V] y 16 [V], lo cual permitirá la correcta conmutación de los dispositivos semiconductores.

Figura 35.

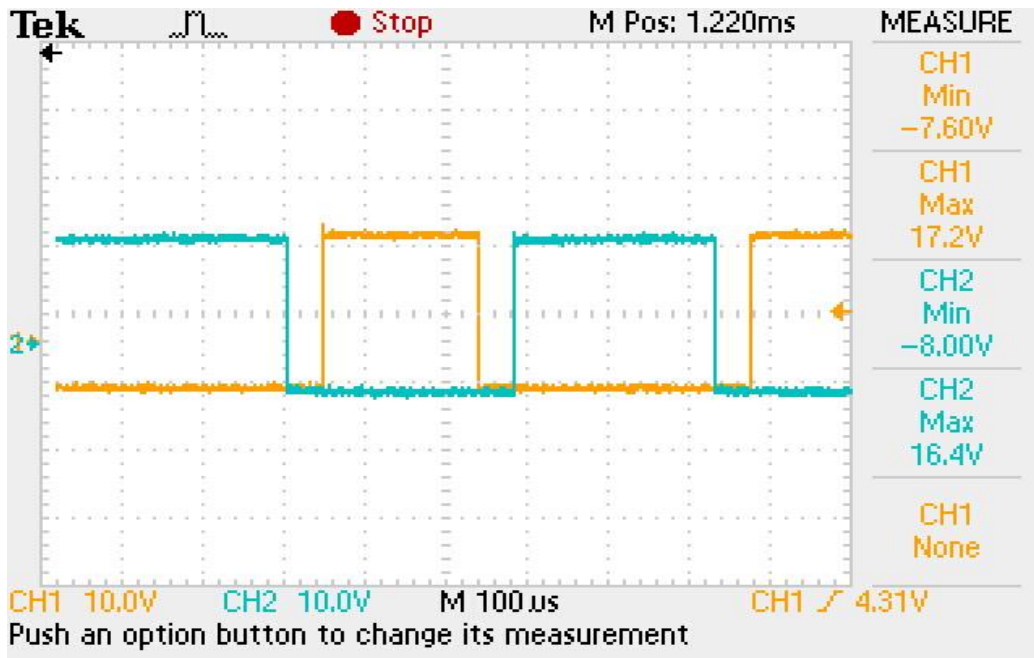
Señales de tensión entre compuerta y emisor en el módulo IGBT.



En la figura 36, se muestra un acercamiento a las señales de conmutación de dos IGBT pertenecientes a una misma rama del módulo y se puede observar un tiempo muerto de 35[μ s], el cual permite que los dispositivos no se cierren al mismo tiempo ya que podría ocasionar daños en los dispositivos semiconductores.

Figura 36.

Tiempo muerto entre señales de conmutación para una rama del inversor



En la siguiente figura, se muestra el ensamblaje del inversor y el montaje para las pruebas con carga y sin carga realizadas en el laboratorio. Se conectó un auto-trasformador a la entrada del módulo para realizar inicialmente pruebas a baja tensión y luego subir el nivel hasta llegar a la tensión nominal.

Figura 37.

Montaje experimental para las pruebas finales.

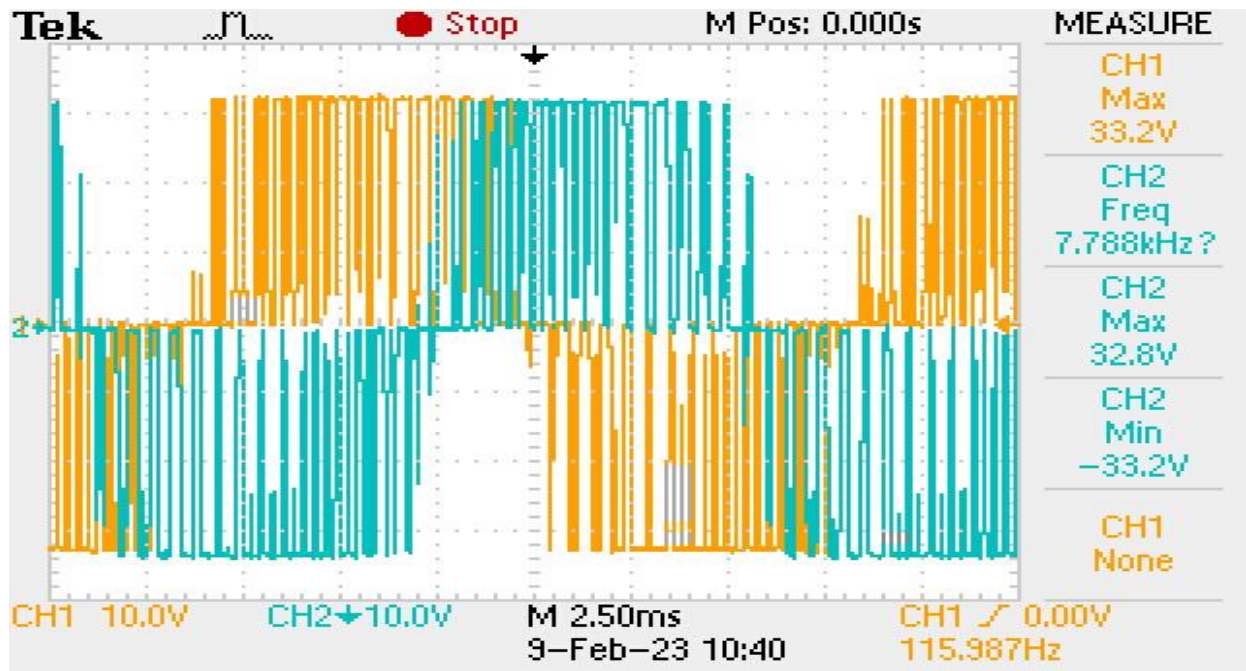


5.2.4 Verificación del funcionamiento sin carga a baja tensión

En la figura 38 se aprecian las tensiones de línea de salida V_{ab} en amarillo y V_{cb} en azul, obtenidas con el osciloscopio durante un periodo de cada señal con un valor máximo de 33.2 [V], ya que la prueba se realizó a baja potencia. Se puede evidenciar que la forma de onda de las tensiones de línea de la figura 27.a son muy similares a las obtenidas en el laboratorio, sin embargo, presenta componentes armónicas y por tal motivo no tienen una naturaleza sinusoidal pura.

Figura 38.

Tensiones de línea del inversor sin carga

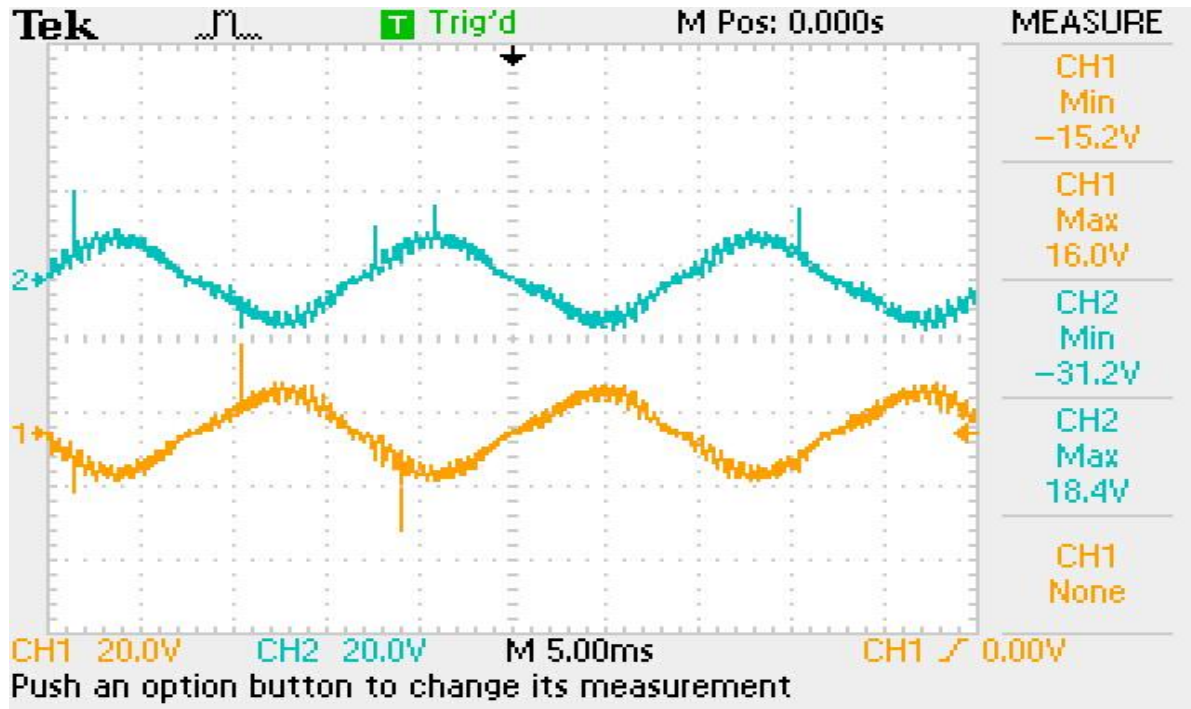


5.2.5 Verificación del funcionamiento con carga R en Y y filtro inductivo.

Se realizó una prueba inicial controlada a baja potencia, empleando un autotransformador configurado a un nivel de tensión de 15 [V] a la salida. Se conectó una carga R y un filtro L, con una resistencia de 600 [Ω] en serie con una inductancia de 0,255 [H] en cada fase. Esta prueba fue realizada con valores menores que los nominales y seleccionados de acuerdo con el banco de cargas disponibles en el laboratorio. En la figura 39, se muestran las tensiones en las resistencias de carga de las fases *a* y *b*. Se evidencia el desfase de 120° entre estas dos señales. En este caso, el inductor funciona como un elemento de filtrado resultando una tensión cercana a una sinusoidal en las resistencias de carga.

Figura 39.

Tensiones en las resistencias de carga para las fases a y b, prueba a baja potencia con filtro inductivo.

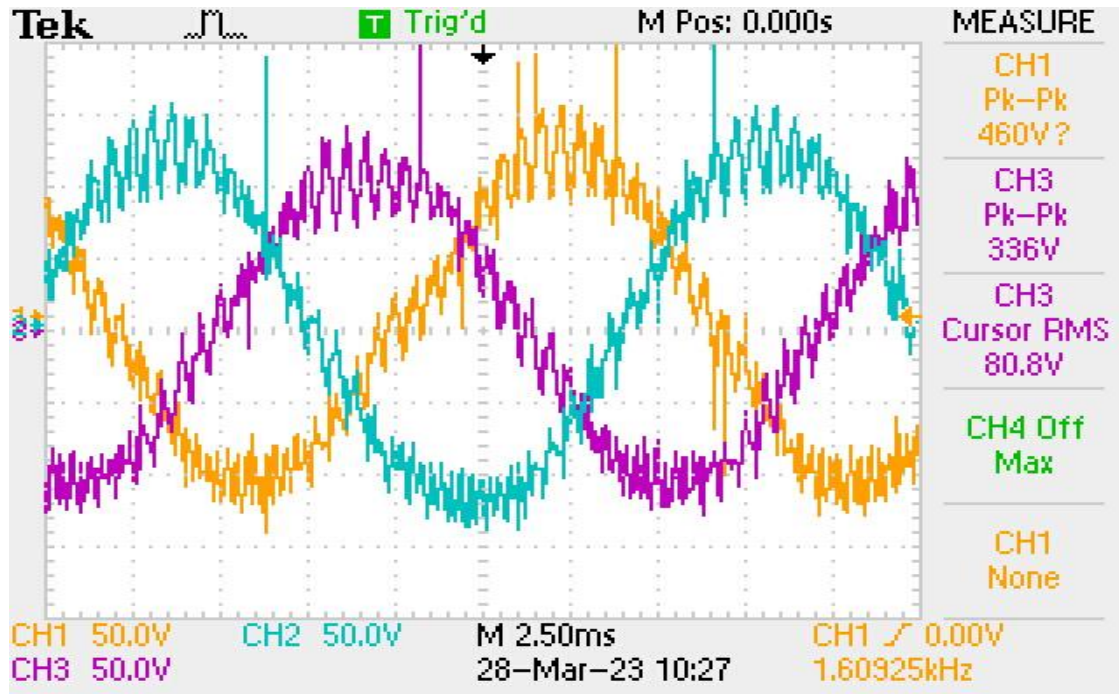


Finalmente se realizó otra prueba subiendo el nivel de tensión de la fuente de alimentación de entrada cercano al valor nominal. Se consideró de nuevo como carga una resistencia de 600 [Ω] en serie con una inductancia de 0,255 [H] en cada fase.

En la figura 40, se muestran las tensiones en las resistencias de carga para las fases *a*, *b* y *c*, con un índice de modulación de 0.8. Estas señales están desfasadas 120° entre sí, con una forma de onda cercana a una sinusoidal debido a la presencia de la inductancia, que funciona como elemento de filtrado. Se pueden observar algunos picos elevados debido a la conmutación de los IGBT.

Figura 40.

Tensiones en las resistencias de carga para las fases a, b y c, con filtro inductivo



6. Conclusiones

En este trabajo de grado se implementó un módulo de inversor de potencia para la realización de prácticas de laboratorio de la asignatura electrónica de potencia. A continuación, se presentan las conclusiones más relevantes de la tesis:

Los resultados de las formas de onda obtenidos mediante las pruebas de simulación en el software MATLAB son similares a las formas de onda obtenidas durante la implementación del inversor, sin embargo, se pueden evidenciar perturbaciones de corta duración y presencia de armónicos debido a la conmutación de los dispositivos semiconductores.

Es importante mencionar que el osciloscopio, la carga, y la fuente de alimentación del circuito de control y de potencia, deben estar aisladas (se debe tener cuidado con la conexión de polo a tierra), ya que podría ocasionar un cortocircuito debido a la instalación eléctrica interna del banco de alimentación de los laboratorios.

Se recomienda implementar un termistor, en lugar del interruptor en paralelo con la resistencia de carga, que se acciona cuando se carga el bus de CC, de modo que no se requiera accionar manualmente este mecanismo y disminuye los costos de implementación.

El tiempo muerto presente en la conmutación del módulo IGBT, protege el dispositivo de cortocircuitos, sin embargo, se debe seleccionar un adecuado tiempo para asegurar una forma de onda similar a una sinusoidal.

Se sugiere realizar las pruebas del inversor de manera controlada, implementando un autotransformador para variar el nivel de tensión hasta alcanzar su valor nominal, de manera que se pueda dar una respuesta oportuna frente a cambios de tensión o corriente indeseados. Además, se deben tomar las precauciones de seguridad y acompañamiento por parte del docente para utilizar el módulo de manera apropiada y evitar accidentes.

La frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores fue definida mediante el algoritmo de programación y es importante seleccionarla de manera adecuada, pues determina las pérdidas por conmutación del sistema y afecta la eficiencia, de tal manera que se recomienda

emplear un microcontrolador que realicen operaciones complejas a una velocidad rápida, ya que ARDUINO tarda determinado tiempo en realizarlas y fue necesario reducir la frecuencia de conmutación inicialmente planteada en el diseño de 3000 Hz a 1800 Hz.

Referencias

Almeida, D. F. (2018). *Caracterización de Inversores Multinivel tipo Puente-H en Cascada* (tesis de pregrado). Universidad Industrial de Santander, Santander, Colombia.

Atmel Corporation. (2014). https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf

Hart, D. W. (2011). *Power electronics*. Tata McGraw-Hill Education.

Londoño, C. A. (2008). *Análisis y simulación de algunas estrategias de control SPWM y SVPWM en corriente para un puente* (tesis de pregrado). Universidad Tecnológica de Pereira, Pereira, Colombia.

Haq M. I., Humayra J. T, Rahman M.,Tanzil S. Hanan and A. H.,(2021) Control and Simulation of a Three-Phase Inverter. *IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*, (pp. 1419-1424), IEEE

Mohan, N., & Undeland, T. M. (2007). *Power electronics: converters, applications, and design*. John wiley & sons.

Moreno, I. J., & Suárez M. S (2019). *Implementación de un Inversor de Tres Niveles con Cuatro Ramas en Topología de Diodos Anclados al Neutro* (tesis de pregrado). Universidad Industrial de Santander, Santander, Colombia.

Muhammad H. Rashid, (2004). *ELECTRONICA DE POTENCIA, Circuitos, dispositivos y aplicaciones*". 3ª Edición. Prentice Hall.

Posada Contreras, J., (2005). *Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM)*. Una introducción a las técnicas de modulación. *El Hombre y la Máquina*, (25), 70-83.

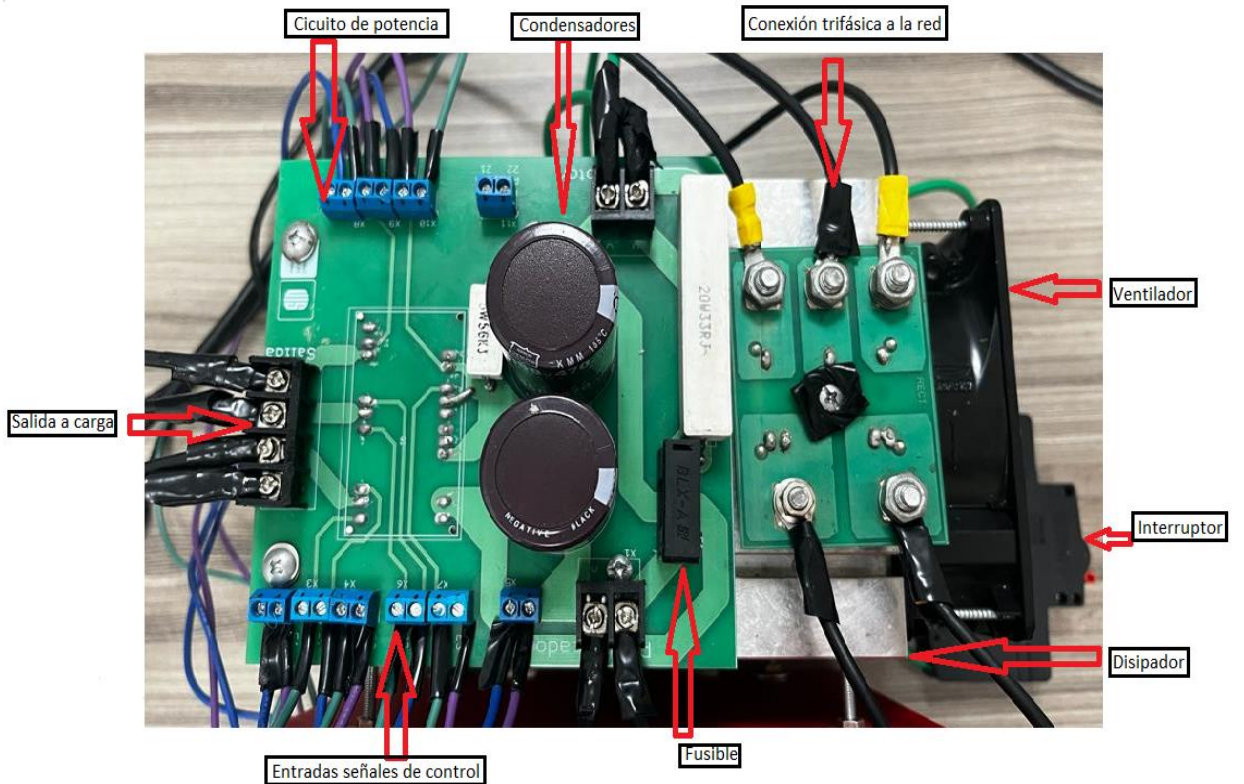
Vasca, F., & Lannelli, L. (2012). *Dynamics and Control of Switched Electronic Systems*. Springer London. <https://doi.org/10.1007/978-1-4471-2885-4>

Apéndices

APÉNDICE A. Manual de Usuario del módulo Inversor de Potencia

PROPÓSITO

Este manual de usuario describe las características y medidas de seguridad del inversor trifásico en puente completo para el desarrollo de prácticas de laboratorio. En la figura A1, se indica las partes principales que componen el módulo inversor



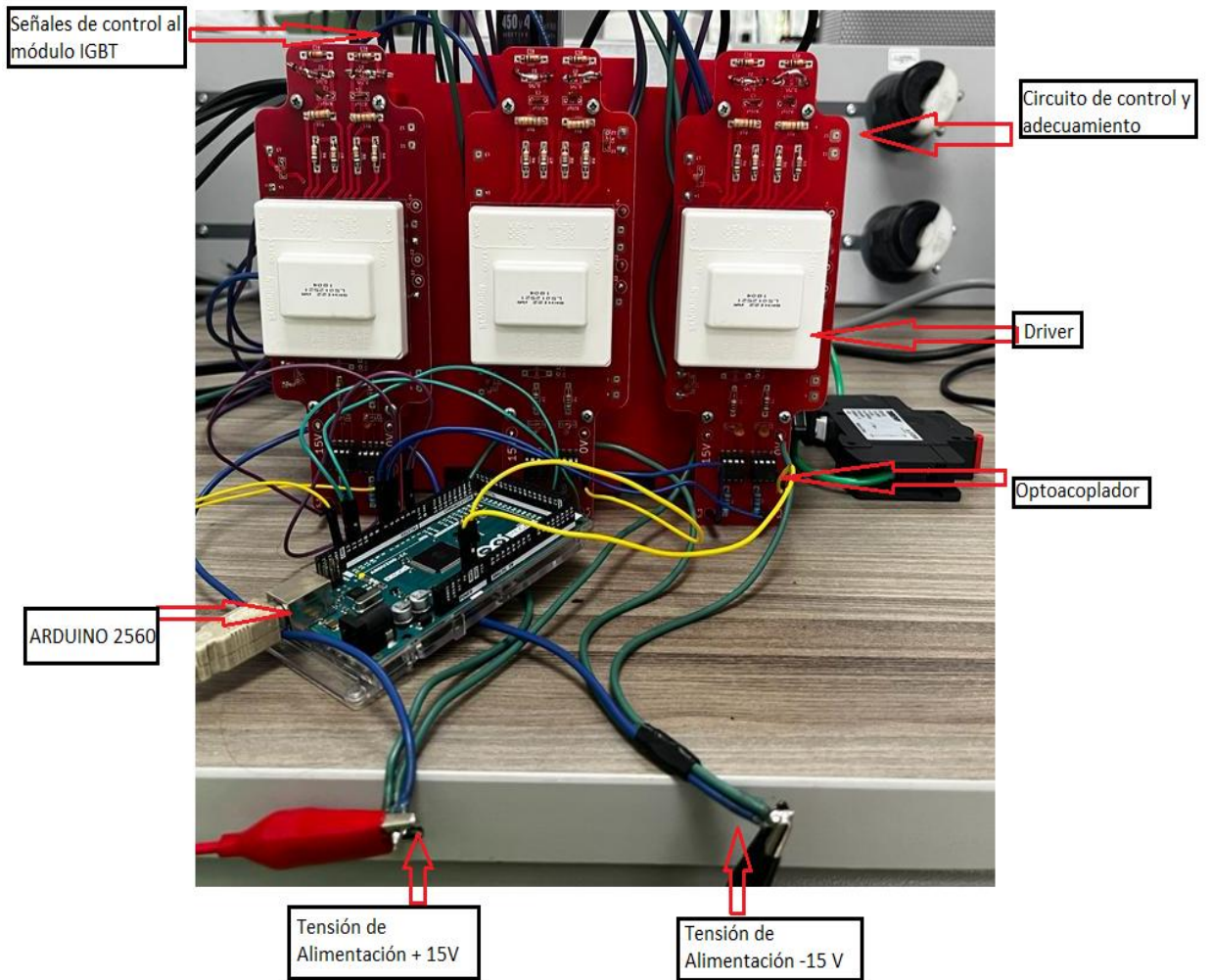


Figura A1. Partes principales del módulo inversor de potencia a). Vista Superior del Inversor b). Vista Frontal del inversor

En la siguiente tabla, se muestran las referencias de los elementos empleados en la implementación del módulo didáctico

TABLA A1.

Referencias de los elementos del módulo Inversor

Elemento	Referencia
Rectificador	SK95D12 de Semikron
Driver	SKHI22AR de Semikron
Optoacoplador	HCPL 3120
Módulo IGBT	SK35GD12T4ET de Semikron
Interruptor	BB1-63 BENY
Ventilador	4715FS-12T-B50 de NMB
Disipador	P16/300 de Semikron

INTRODUCCIÓN

El módulo didáctico combina funciones de rectificación e inversión empleando la estrategia de modulación por ancho de pulso SPWM. Este convertidor de potencia cuenta con una entrada de alimentación a la red trifásica, una entrada de conexión al ARDUINO MEGA 2560 para ejecutar el código de programación e implementar la estrategia de modulación, y una entrada de tensión continua de 15 VDC, para alimentar el circuito de adecuación y aislamiento de las señales de control. Asimismo, el inversor cuenta con tres salidas para las mediciones en el osciloscopio de tensiones y corrientes en la carga y en vacío.

CARACTERÍSTICAS

Inversor de onda sinusoidal modificada

Estrategia de modulación modificable mediante programación en ARDUINO MEGA

Disipación térmica

ESPECIFICACIONES TÉCNICAS**Tabla A2***Especificaciones técnicas del inversor de potencia*

VALORES NOMINALES	VALOR Y UNIDAD
TENSIÓN DE ENTRADA RMS DE FASE	120[V]
TENSIÓN DE SALIDA RMS DE FASE	120 [V]
CORRIENTE RMS DE SALIDA	10[A]
POTENCIA DE SALIDA	3600 [W]
MÓVIL	SI

INTRUCCIONES DE SEGURIDAD

1. Leer las instrucciones antes de operar el módulo inversor.
2. El módulo didáctico está diseñado para ser manipulado bajo supervisión del docente a cargo.
3. No desmontar del armazón exterior mientras se encuentre energizado el módulo. Existe peligro de descarga. La inspección y mantenimiento del inversor debe ser realizada por una persona calificada.
4. Utilizar el multímetro digital y el osciloscopio para realizar las mediciones correspondientes indicadas en este manual.
5. Antes de conectar la carga se debe asegurar la correcta conexión del módulo.
6. Asegúrese de que el fusible no se encuentre fundido

7. No operar el inversor en lugares húmedos ni expuestos a la intemperie.

UBICACIÓN DEL MÓDULO INVERSOR

- El inversor debe estar colocado de forma vertical sobre una superficie sólida
- Instalar el módulo en un espacio ventilado para evitar sobrecalentamiento y garantizar la disipación de calor, con el fin de no afectar la eficiencia de operación.
- Asegurarse que los orificios de ventilación del disipador no se encuentren bloqueados cuando se encuentre en funcionamiento
- Mantener el inversor lejos de materiales inflamables, humo o explosivos

ENCENDIDO DEL MÓDULO INVERSOR

- Verificar que el módulo no se encuentre energizado
- Verificar que el interruptor del módulo se encuentre abierto
- Comprobar que el conector del inversor a la red se encuentra aislado y firmemente conectado a la entrada del inversor
- Conectar a las borneras de entrada los cables de alimentación de la fuente de 15 VDC
- Conectar a las borneras de salida los cables para medir los parámetros de tensión y corriente
- Conectar la entrada del ARDUINO MEGA 2560 al ordenador
- Conectar el módulo inversor a la fuente de suministro
- Cerrar disyuntor de alimentación

- Tomar medida de tensión con un multímetro en las borneras de la fuente de alimentación de 15VDC
- Esperar 10 segundos y cerrar el interruptor para establecer una tensión fija en el puente de CC
- Ejecutar el programa de la estrategia de modulación de ancho de pulso en ARDUINO
- Encender fuente de 15 VDC
- Tomar medidas de tensión en vacío o con carga en el osciloscopio según la práctica que se esté realizando
- Cerrar disyuntor para energizar la carga
- Tomar medidas de tensión en el osciloscopio

APAGADO DEL MÓDULO INVERSOR

- Apagado del módulo inversor
- Apagar la fuente de 15 VDC
- Desenergizar el ARDUINO MEGA 2560
- Desenergizar la fuente de suministro del módulo
- Esperar un tiempo hasta que el condensador se descargue y abrir nuevamente el interruptor
- Desconectar todos los cables de conexión.
- Finalizar trabajo

Apéndice B. Guías de Laboratorio

GUÍA 1. DE APRENDIZAJE PARA LABORATORIO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRÁCTICA: IDENTIFICACIÓN DEL MÓDULO INVERSOR TRIFÁSICO DE POTENCIA

Objetivo

Identificar el esquema de conexión del módulo, las borneras de entrada y salida del módulo y los principales componentes del inversor de potencia.

Elementos necesarios para el desarrollo de la práctica

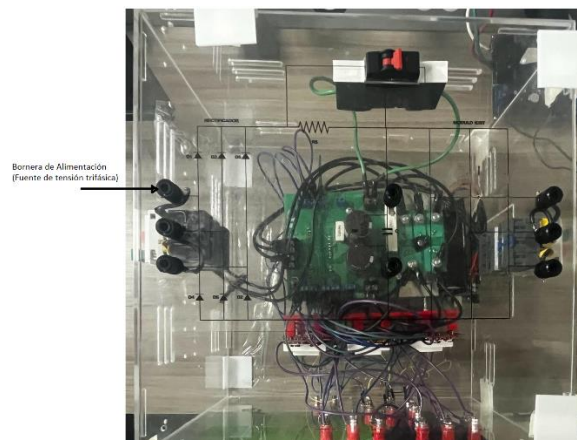
Cables de Conexión

Multímetro

Osciloscopio

Actividades de Laboratorio

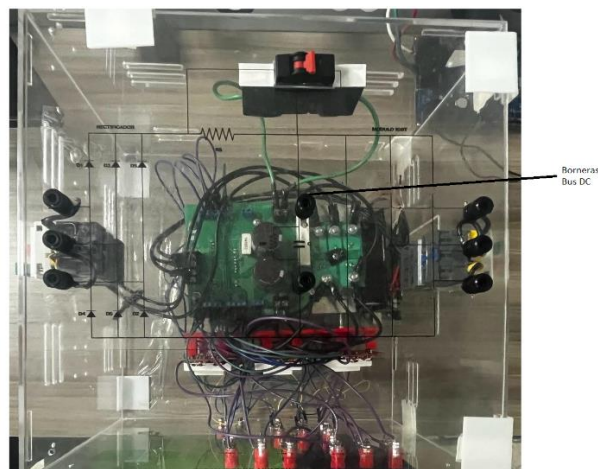
1. Verifique que el módulo este desenergizado
2. Identifique las borneras de alimentación



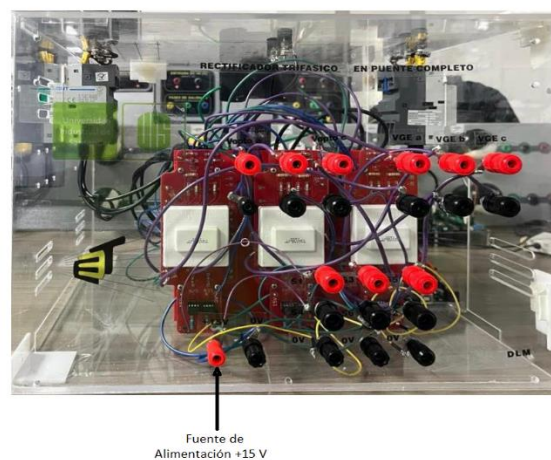
3. Verifique que los disyuntores se encuentren en estado ON y que el interruptor se encuentre abierto



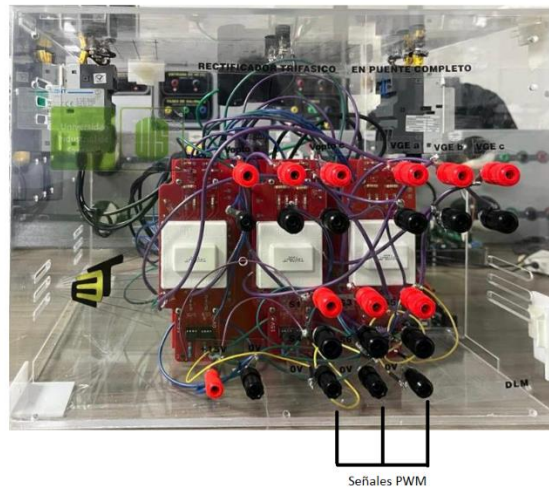
4. Identifique las borneras del bus de DC



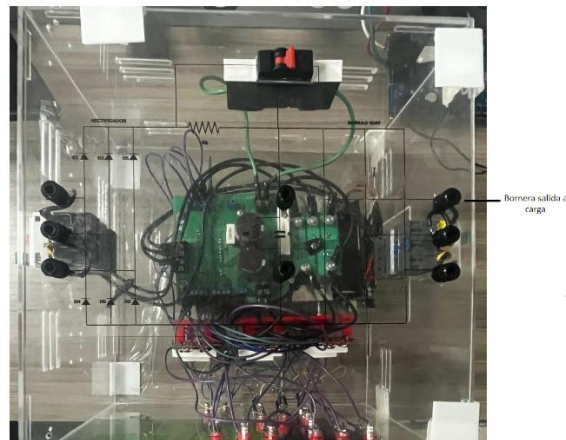
5. Identifique las borneras de la fuente de tensión de 15 V que alimentan las tarjetas de adecuación para las señales de control



6. Identifique las borneras de entrada para los pulsos PWM



7. Identifique las borneras de salida hacia la carga



8. En la plataforma ARDUINO, ejecute el siguiente código y visualice en el osciloscopio los pulsos PWM generados

```
#define f_pwm 1800
```

```
#define pi 3.1416
```

```
#define pi_3 2.094
```

```
#define retardo 700
```

```
static unsigned char f = 60;
```

```
static unsigned char n = f_pwm / f;
```

```
static unsigned char i = 0;
static unsigned char j = 0;
static unsigned char k = 0;

unsigned int R = 0;
unsigned int S = 0;
unsigned int T = 0;

static float paso = 0;
static float factor = 0;

void setup() {
  // inicio del pc counter del uC
  digitalWrite(11, LOW);
  digitalWrite(12, LOW);
  digitalWrite(7, LOW);
  digitalWrite(6, LOW);
  digitalWrite(5, LOW);
  digitalWrite(2, LOW);

  // Los pines seran salidas (previamente me aseguro que esten en bajo)
  pinMode(11, OUTPUT); // A
  pinMode(12, OUTPUT); // AN
  pinMode(7, OUTPUT); // BN
  pinMode(6, OUTPUT); // B
  pinMode(5, OUTPUT); // C
  pinMode(2, OUTPUT); // CN

  DDRB = (1 << PB5); //pinMode(11,OUTPUT);
  DDRB = (1 << PB6); //pinMode(12,OUTPUT);
  DDRB = (1 << PE3); //pinMode(5,OUTPUT);
  DDRB = (1 << PE4); //pinMode(2,OUTPUT);
  DDRB = (1 << PH3); //pinMode(6,OUTPUT);
  DDRB = (1 << PH4); //pinMode(7,OUTPUT);

  timer1_init();
  timer3_init();
  timer4_init();

  sei();
}

void loop() {
  n = f_pwm / f;
  paso = 2 * pi / n;
```

```
factor = 1.0;
_delay_ms(100);
}

void timer1_init(void) {
    pinMode(11, OUTPUT);
    pinMode(12, OUTPUT);
    TCCR1A = 0B10110000;
    TCCR1B = 0B00010001;
    ICR1 = 4444;
    OCR1A = 2222;
    TIMSK1 = 0B00100000;
}

void timer3_init(void) {
    pinMode(5, OUTPUT);
    pinMode(2, OUTPUT);
    TCCR3A = 0B10110000;
    TCCR3B = 0B00010001;
    ICR3 = 4444;
    OCR3A = 2222;
    TIMSK3 = 0B00100000;
}

void timer4_init(void) {
    pinMode(6, OUTPUT);
    pinMode(7, OUTPUT);
    TCCR4A = 0B10110000;
    TCCR4B = 0B00010001;
    ICR4 = 4444;
    OCR4A = 2222;
    TIMSK4 = 0B00100000;
}

ISR(TIMER1_CAPT_vect) {
    R = 2222 * factor * sin(i * paso) + 2222;
    i++;
    if (i > n)
        i = 0;

    OCR1A = R;
    OCR1B = R + retardo;
}
```

```
ISR(TIMER3_CAPT_vect) {  
  S = 2222 * factor * sin(j * paso + pi_3) + 2222;  
  j++;  
  if (j > n)  
    j = 0;  
  
  OCR3A = S;  
  OCR3B = S + retardo;  
}
```

```
ISR(TIMER4_CAPT_vect) {  
  T = 2222 * factor * sin(k * paso - pi_3) + 2222;  
  k++;  
  if (k > n)  
    k = 0;  
  
  OCR4A = T;  
  OCR4B = T + retardo;  
}
```

9. Alimente el circuito de adecuación con una fuente de tensión en de 15 V

10. Mida con el osciloscopio las señales de entrada a los *drivers* (Vopto a, Vopto b, Vopto c)

11. Mida con el osciloscopio las señales entre Gate y Emisor en el módulo IGBT (VGE a, VGE b, VGE c)

12. Mida con el multímetro la tensión en el bus de DC

13. Conecte una carga resistiva en Y de 600Ω y mida en el osciloscopio las tensiones en la carga para las fases a,b,c

GUÍA 2. DE APRENDIZAJE PARA LABORATORIO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRÁCTICA: ESTRATEGIA DE MODULACIÓN PWM

Objetivo

Implementar diferentes estrategias de modulación por ancho de pulso

Actividades previas

- Revisar el código de programación que se ejecutó para el control de las señales de conmutación en el inversor descrito en el libro de trabajo de grado
- Consultar técnicas adicionales de modulación por ancho de pulso que se pueden aplicar en un inversor trifásico de puente completo

Actividades de Laboratorio

- a) Realice el control de los pulsos de conmutación empleando modulación de un solo ancho de pulso y empleando la modulación de varios anchos de pulso en ARDUINO MEGA 2560
- b) Compare y establezca conclusiones sobre los dos tipos de modulación
- c) Qué efectos tiene variar la frecuencia de la señal portadora en la salida del módulo inversor

Apéndice C. Código de programación para microcontrolador ATMEGA 2560

```
#define f_pwm 1800
#define pi 3.1416
#define pi_3 2.094

#define retardo 700

static unsigned char f = 60;
static unsigned char n = f_pwm / f;

static unsigned char i = 0;
static unsigned char j = 0;
static unsigned char k = 0;

unsigned int R = 0;
unsigned int S = 0;
unsigned int T = 0;

static float paso = 0;
static float factor = 0;

void setup() {
    // inicio del pc counter del uC
    digitalWrite(11, LOW);
    digitalWrite(12, LOW);
    digitalWrite(7, LOW);
    digitalWrite(6, LOW);
    digitalWrite(5, LOW);
    digitalWrite(2, LOW);

    // Los pines seran salidas (previamente me aseguro que esten en bajo)
    pinMode(11, OUTPUT); // A
    pinMode(12, OUTPUT); // AN
    pinMode(7, OUTPUT); // BN
    pinMode(6, OUTPUT); // B
    pinMode(5, OUTPUT); // C
    pinMode(2, OUTPUT); // CN

    DDRB = (1 << PB5); //pinMode(11,OUTPUT);
    DDRB = (1 << PB6); //pinMode(12,OUTPUT);
    DDRB = (1 << PE3); //pinMode(5,OUTPUT);
```

```

DDRB = (1 << PE4); //pinMode(2,OUTPUT);
DDRB = (1 << PH3); //pinMode(6,OUTPUT);
DDRB = (1 << PH4); //pinMode(7,OUTPUT);

timer1_init();
timer3_init();
timer4_init();

sei();
}

void loop() {
  n = f_pwm / f;
  paso = 2 * pi / n;
  factor = 1.0; // 500 to 80
  _delay_ms(100);
}

void timer1_init(void) {
  pinMode(11, OUTPUT);
  pinMode(12, OUTPUT);
  TCCR1A = 0B10110000; // OCN1A ACTIVO Y P Y F CORREGIDA
  TCCR1B = 0B00010001; // PRESCALER 1 PHASE Y FRECUENCIA CORREGIDA
  ICR1 = 4444; // TODO EL CICLO DE TRABAJO - da la frecuencia de la
traingular 2667
  OCR1A = 2222; // 50% DELTA 1232
  TIMSK1 = 0B00100000;
}

void timer3_init(void) {
  pinMode(5, OUTPUT);
  pinMode(2, OUTPUT);
  TCCR3A = 0B10110000; // OCN1A ACTIVO Y P Y F CORREGIDA
  TCCR3B = 0B00010001; // PRESCALER 1024 PHASE Y FRECUENCIA CORREGIDA
  ICR3 = 4444; // TODO EL CICLO DE TRABAJO
  OCR3A = 2222; // 50% DELTA
  TIMSK3 = 0B00100000;
}

void timer4_init(void) {
  pinMode(6, OUTPUT);
  pinMode(7, OUTPUT);
  TCCR4A = 0B10110000; // OCN1A ACTIVO Y P Y F CORREGIDA
  TCCR4B = 0B00010001; // PRESCALER 1024 PHASE Y FRECUENCIA CORREGIDA
  ICR4 = 4444; // TODO EL CICLO DE TRABAJO
}

```

```
OCR4A = 2222;          // 50% DELTA
TIMSK4 = 0B00100000;
}

ISR(TIMER1_CAPT_vect) {
  R = 2222 * factor * sin(i * paso) + 2222;
  i++;
  if (i > n)
    i = 0;

  OCR1A = R;
  OCR1B = R + retardo;
}

ISR(TIMER3_CAPT_vect) {
  S = 2222 * factor * sin(j * paso + pi_3) + 2222;
  j++;
  if (j > n)
    j = 0;

  OCR3A = S;
  OCR3B = S + retardo;
}

ISR(TIMER4_CAPT_vect) {
  T = 2222 * factor * sin(k * paso - pi_3) + 2222;
  k++;
  if (k > n)
    k = 0;

  OCR4A = T;
  OCR4B = T + retardo;
}
```

Apéndice D. Esquemático e implementación de circuito de control

