

UCUENCA

Universidad de Cuenca

Facultad de Ingeniería

Carrera de Ingeniería Eléctrica

Inversor de Frecuencia Trifásico con Modulación SPWM: Simulación e Implementación con la tarjeta ESP32


Trabajo de titulación previo a la obtención del título de Ingeniero Eléctrico

Autor:

Diego Enmanuel Zarie Bonilla

Director:

Ciro Mauricio Larco Barros

ORCID:  0000-0002-7801-1514

Cuenca, Ecuador

2025-09-24

Resumen

Este trabajo de titulación tiene como objetivo establecer los procedimientos para la simulación, diseño, programación y construcción física de un inversor de frecuencia trifásico. Para la simulación se utiliza el ambiente de desarrollo Simulink de MATLAB con la librería Simscape. La programación del microcontrolador ESP32 es mediante código implementado por el software Arduino IDE, el cual pertenece a la familia de microcontroladores Arduino. El código genera las señales moduladas de tipo SPWM, las cuales controlan los disparos de los IGBTs del inversor. Se realiza el diseño de los circuitos de control y de potencia con elementos disponibles en el mercado para una implementación física del inversor. El entendimiento y uso adecuado de los drivers en el sistema de control permiten un correcto funcionamiento de los conmutadores de alta frecuencia y obtener una señal senoidal en la salida del inversor de frecuencia.

Palabras clave del autor: electrónica de potencia, modulación senoidal, convertidor



El contenido de esta obra corresponde al derecho de expresión de los autores y no compromete el pensamiento institucional de la Universidad de Cuenca ni desata su responsabilidad frente a terceros. Los autores asumen la responsabilidad por la propiedad intelectual y los derechos de autor.

Repositorio Institucional: <https://dspace.ucuenca.edu.ec/>

Abstract

This thesis project aims to establish the procedures for the simulation, design, programming, and physical construction of a three-phase frequency inverter. The simulation is carried out using MATLAB's Simulink development environment with the Simscape library. The ESP32 microcontroller is programmed using code developed with the Arduino IDE software, which belongs to the Arduino microcontroller family. The code generates SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) signals that control the triggering of the inverter's IGBT switches. The control and power circuits are designed using commercially available components to enable the physical implementation of the inverter. A proper understanding and appropriate use of the drivers in the control system ensures the correct operation of the high-frequency switches and allows a sinusoidal signal to be obtained at the output of the frequency inverter.

Author Keywords: power electronics, sinusoidal modulation, converter



The content of this work corresponds to the right of expression of the authors and does not compromise the institutional thinking of the University of Cuenca, nor does it release its responsibility before third parties. The authors assume responsibility for the intellectual property and copyrights.

Institutional Repository: <https://dspace.ucuenca.edu.ec/>

Índice de contenido

Capítulo 1. Marco teórico

1.1.	Introducción	8
1.2.	Antecedentes	9
1.3.	Objetivos	9
	1.3.1. Objetivo General	9
	1.3.1. Objetivos Específicos	9
1.4.	Alcance	10
1.5.	Justificación	10
1.6.	Inversor de frecuencia	11
1.7.	Modulación SPWM	11
	1.7.1. Modulación de amplitud	12
	1.7.1. Modulación de frecuencia	13

Capítulo 2. Metodología

2.1.	Simulación	14
	2.1.1. Generación SPWM	14
	2.1.2. Puente trifásico	16
	2.1.3. Filtro	17
	2.1.4. Carga	17
2.2.	Implementación	18
	2.2.1. ESP32	18
	2.2.2. Optoacopladores	19
	2.2.3. Driver IR2110	20
	2.2.4. Circuito de Potencia	21

Capítulo 3. Resultados

3.1.	Simulación	22
3.2.	Implementación	23
	3.2.1. Optoacopladores	24
	3.2.2. Driver IR2110	25
	3.2.3. Circuito de Potencia	25
	3.2.4. Filtro LC	26
	3.2.5. Carga	27
3.3.	Señal SPWM en pin de la tarjeta ESP32	28

UCUENCA

	5
3.4. Señal SPWM fase A en la salida del driver IR2110	28
3.5. Señal de voltaje trifásico	29
Conclusiones	31
Anexos	35

Dedicatoria

A Dios, por permitirme culminar con el que tal vez sea el objetivo máspreciado en mi desarrollo académico, brindándome salud y haberme guiado en cada paso con su amor infinito, la claridad en los instantes de duda y la paz en cada logro alcanzado.

A mi hija Isabella, por ser la motivación de enfrentar nuevos retos y sembrar en ella las ganas de superación en todos los ámbitos de la vida sin importar las barreras que se opongan en el camino. Las luces en la oscuridad pueden llegar a desvanecerse, pero debemos tener la convicción de que están presentes y con esfuerzo y dedicación hacerlas brillar a su máximo esplendor.

A mis padres, Nerida y Enmanuel, por haberme dado la oportunidad de desarrollarme con éxito en mis actividades, el incondicional amor que, a pesar de las dificultades, siempre estuvo presente en mí. Es un homenaje a su gratificante esfuerzo y apoyo para el desarrollo de mis actividades.

A mis hermanos, Diana y Miguel, a quienes la vida les dio la difícil tarea de lidiar con mi personalidad, y bajo la perseverancia han logrado convertirme en una persona de éxito. Para ustedes, quienes lograron formarme en valores, me llevaron de la mano y me dieron el empuje necesario para cumplir mis metas.

A mis sobrinos Sebastián, Zara, Alejandro, Nicolás y Renato, porque son el futuro lleno de posibilidades de superación y estoy seguro de que a este trabajo lo tomarán como inspiración con la esperanza de que cumplan todos sus sueños. Nunca dejen de creer en ustedes mismo.

A don Valdi, que desde el cielo me otorga la sabiduría necesaria para tomar las decisiones acertadas. De seguro este momento es una fiesta para usted.

A todos mis docentes, en especial, al Ing. Ciro Larco, quienes me han formado en carácter y conocimiento para afrontar las realidades profesionales en la vida cotidiana. Espero volver a resolver los problemas y entablar conversaciones como colegas con cada uno de ustedes.

A mis amigos, compañeros y colegas, Estefanía, Camila, Galo, Carlos y Jorge, ya que con ustedes emprendimos el camino y planteamos el objetivo de llegar hasta el final. Logramos formar el equipo imbatible capaz de resolver el más drástico problema. Que no sea un adiós, sino un hasta pronto y nos encontremos con el mismo entusiasmo como cuando iniciábamos cada clase.

Agradecimientos

Un agradecimiento especial para el grupo del Laboratorio de Circuitos Eléctricos y Electrónicos y del Laboratorio de Máquinas Eléctricas por la apertura al uso de los equipos necesarios para la realización de este proyecto. Al Ing. Vinicio Iñiguez y a la Ing. Isabel Cabrera por su acompañamiento en el uso adecuado de los equipos.

Capítulo 1

Marco Teórico

1.1. Introducción

Con el auge y la progresiva instalación de generación de energía eléctrica con energías renovables no convencionales se presenta la necesidad de implementar nuevos dispositivos que sean capaces de llevar esta generación a los sistemas eléctricos de potencia instalados [1], siendo la primera etapa la conversión de corriente continua, que comúnmente generan las plantas eléctricas con recursos renovables no convencionales [2], a corriente alterna en la que trabajan los sistemas eléctricos de potencia.

La base del funcionamiento de los inversores está en el manejo y control de las señales PWM, Pulse Width Modulation por sus siglas en inglés o modulación por ancho de pulso [3]. Cada tipo de inversor manipula, según sus características, el ciclo de la señal PWM para tratar de generar una señal de corriente alterna ayudándose de elementos de conmutación, que por lo general conmutan en altas frecuencias [4].

Las mejoras en los sistemas de control han permitido desarrollar nuevos conceptos en cuanto a la modulación por ancho de pulso, como se refiere en [5]. La necesidad de implementar sistemas más dinámicos ha llevado a generar técnicas como el control mediante señales SPWM, Sinusoidal Pulse Width Modulation por sus siglas en inglés o modulación por ancho de pulso senoidal. Esta técnica permite controlar tanto la frecuencia como el ciclo de trabajo de un PWM convencional, siendo más eficaz en sistemas donde los tiempos de estabilización sean críticos [6].

Las aplicaciones que implementan al SPWM como su técnica de control son los inversores utilizados como estabilizadores de parámetros eléctricos como el voltaje, corriente, potencia y frecuencia por su directa relación a la frecuencia fundamental que será explicada en este trabajo [7]. Los dispositivos FACTS como los STATCOM son un claro ejemplo en donde la importancia de la rapidez de la estabilización en los parámetros eléctricos está relacionada con la técnica de control que los precede [8].

Los inversores al requerir de altas frecuencias de conmutación conllevan a que los controladores y microcontroladores tengan las características pertinentes para poder satisfacer los requerimientos del sistema [9]. Razón por la cual para este trabajo de titulación se plantea el uso de la tarjeta ESP32, considerando además que su implementación tenga bajos costes.

En las secciones de este documento se presenta a detalle el trabajo realizado en la simulación, el diseño de los circuitos de control y de potencia y de la implementación física del inversor. Se exponen los resultados obtenidos en cada etapa para cumplir con el objetivo de la implementación del inversor y se plantean sugerencias para futuros proyectos con el prototipo desarrollado.

1.2. Antecedentes

La generación de energía eléctrica mediante energías renovables no convencionales, como los paneles solares y los generadores eólicos, son importantes para la transición hacia un futuro energético más limpio. A diferencia de los combustibles fósiles, estas fuentes no generan emisiones de gases de efecto invernadero, contribuyendo a la reducción del cambio climático [10]. Además, al ser recursos inagotables y provenientes de la naturaleza, al ser el sol y el viento, aseguran una fuente de energía alternativa y sostenible a largo plazo.

El inversor es un componente fundamental en los sistemas de generación de energía eléctrica con recursos renovables no convencionales, como los paneles solares y los generadores eólicos [11]. Su función principal es convertir la corriente continua, generada por los paneles solares o turbinas eólicas, en corriente alterna que es el tipo de electricidad utilizado en la mayoría de los sistemas eléctricos de potencia. Sin el inversor, la energía generada no podría ser aprovechada de manera eficiente en las instalaciones eléctricas tradicionales [6].

1.3. Objetivos

Se presentan los objetivos de este trabajo de titulación, los mismos tienen la finalidad de afianzar el conocimiento adquirido durante la etapa de formación profesional, dando criterios técnicos para el desarrollo de nuevas tecnologías con la misión de dar soluciones a los problemas actuales.

1.3.1. Objetivo General

Implementar un prototipo de inversor trifásico DC-AC mediante el controlador ESP32.

1.3.2. Objetivos Específicos

- Estudiar la onda modulada SPWM y su implementación a los inversores DC-AC.
- Diseñar y simular el circuito eléctrico – electrónico del inversor.
- Programar la tarjeta ESP32 para el control de los disparos de los interruptores de alta frecuencia (IGBT) con onda modulada SPWM.
- Analizar los resultados del inversor mediante pruebas de laboratorio.

1.4. Alcance

Plantear, mediante investigación previa, la generación de ondas moduladas SPWM que son necesarias para el control de los interruptores de alta frecuencia. Dentro de esto se ve involucrado cómo se puede manipular y programar las señales SPWM.

Simular el funcionamiento del inversor trifásico, en donde se aplique la teoría de las señales SPWM en el control de los interruptores de alta frecuencia en el software MATLAB con la herramienta Simulink.

Estudiar las características de la tarjeta ESP32 para comprender su funcionamiento y poder programarla de la manera más adecuada para obtener el mayor rendimiento de esta. Se plantea una programación mediante bloques y/o código de programación en los softwares Simulink/MATLAB y Arduino IDE.

Diseñar el circuito necesario para la obtención de una señal de corriente alterna. Se diseña el circuito de adaptación de la tarjeta de control, drivers y del circuito de potencia (IGBT). Cada circuito es diseñado de forma modular en placas (PCB) diferentes.

Como producto final se obtiene un prototipo físico de un inversor trifásico utilizando la tarjeta ESP32. Se realiza pruebas para adquirir datos y comparar con las tecnologías existentes y demostrar que la tarjeta ESP32 es adecuada en la implementación del inversor.

1.5. Justificación

En el área de la electricidad se tienen varias formas de transformación de energía eléctrica, podemos encontrar los convertidores de corriente alterna a corriente alterna (AC - AC) ya sean de voltaje, corriente o frecuencia; la conversión de corriente alterna a corriente continua (AC - CC) o comúnmente llamados rectificadores, también existen los convertidores de corriente continua a corriente continua (CC - CC) de tipo Buck o Boost y los convertidores de corriente continua a corriente alterna (CC - CA) llamados inversores [12] objeto de este trabajo.

Se ve necesario el estudio del funcionamiento de los inversores para entender las distintas aplicaciones o usos que se les pueda dar. Ya sea el caso de integrar el inversor a un sistema de generación con recursos renovables no convencionales o de implementar el inversor a un sistema de compensación de voltaje, reactivos o fuente de corriente. Manipular las técnicas de control del inversor es primordial para que la implementación del inversor tenga el máximo rendimiento.

1.6. Inversor de frecuencia

Los inversores son dispositivos que convierten una señal de tipo continua a una señal alterna o senoidal [5]. Esta conversión se la realiza conmutando interruptores de alta velocidad para obtener valores del semiciclo positivo y negativo de la onda senoidal a partir del valor fijo o continuo de la corriente directa.

Los inversores dependiendo de cómo realicen la conversión de señal en la modulación de los conmutadores pueden ser de los siguientes tipos: inversores de onda cuadrada, inversores de onda senoidal vectorizada y los inversores de onda senoidal pura [13].

Para este trabajo se aplica el tipo de inversor de onda senoidal pura mediante modulación SPWM, que indica con exactitud que la modulación sigue la lógica de crear una señal senoidal alterna bipolar.

1.7. Modulación SPWM

Como se ha explicado en la sección 1.6. los inversores, específicamente los que tienen como entrada una señal continua, basan su funcionamiento en la conmutación de los interruptores de potencia [14]. Ya sea que la conversión sea de la forma de corriente continua a corriente continua o de corriente continua a corriente alterna el principio es el mismo, conmutar los interruptores de manera que se permita el paso de la entrada de señal continua en ciertos instantes de tiempo aumentando o disminuyendo el valor pico que se desea obtener [12]. En el caso de la conversión CC – CA, también se requiere que la onda cambie la polaridad teniendo en cuenta que en cada semiciclo también se va a controlar la amplitud en cada instante de tiempo.

La modulación de ancho de pulso convencional PWM tiene el objetivo de mantener la frecuencia fija de la modulación y modificar el ancho de pulso de la señal [5]. Esto se debe a que la mayoría de los microcontroladores disponen de hardware específico para la generación de señales PWM, es decir, puertos PWM [9].

Los inversores han adaptado esta tecnología para obtener una señal de tipo alterna mediante una modulación vectorial [15]. Esta modulación integra una programación en forma de vector en el tiempo en donde cada instante se asigna un valor de ancho de pulso de la señal modulada. Debido a la complejidad de trabajar en tiempos discretos tan reducidos se han creado sistemas por nivel, lo que quiere decir, que en cada semiciclo se fragmenta en un número finito de niveles, los cuales a su vez se pueden incorporar de manera física para tener un nivel mayor, lo que permite llegar a una mejor conceptualización de señal senoidal [3].

Sin embargo, en la actualidad se busca implementar sistemas dinámicos que actúen de manera más rápida a las oscilaciones en la generación de una señal senoidal a partir de una fuente CC [8]. Para suplir esta necesidad surge la técnica de modulación de ancho de pulso de tipo senoidal SPWM, en la cual la magnitud del ancho de pulso va a depender directamente de la amplitud que tenga la señal senoidal en ese instante de muestreo [7]. Entonces, implícitamente se debe generar una señal de tipo senoidal bipolar de manera virtual para poder comparar y tener referencias de muestreo, esto se lo hace mediante programación en los microcontroladores [14].

Para la comparación de la señal senoidal y configurar el valor de ancho de pulso en cada instante de muestreo se debe tener otra señal que interfiera en el recorrido de la señal senoidal. La generación de este ancho de pulso surge de la comparación de una señal, por lo general de tipo triangular o diente de sierra, llamada portadora y que tiene alta frecuencia, con la señal fundamental que es la señal senoidal a una frecuencia dependiente de la región de aplicación ya sea a 50 Hz o 60 Hz [16].

Los microcontroladores, a pesar de tener altas frecuencias de funcionamiento, basan su operación en tiempo discreto, lo que crea un conflicto en la generación de señales continuas [12]. La señal portadora triangular o diente de sierra es de alta frecuencia, lo que es un reto mayor para la generación virtual de este tipo de señal, ya que, por los tiempos de muestreo, es posible que la amplitud no llegue al valor deseado y se tenga que generar una señal con mayor amplitud, de manera virtual, que sea capaz de interceptar a la onda senoidal en todo el recorrido [9].

La señal SPWM al ser el resultado de una comparación de señales, entre senoidal y triangular o diente de sierra, crea dos conceptos de estudio en los cuales se analiza los casos en los cuales las dos señales difieran en amplitud y el análisis de la frecuencia portadora para minimizar el ingreso de armónicos en la red, estos índices son la modulación de amplitud y modulación de frecuencia.

1.7.1. Modulación de amplitud m_a

La modulación de amplitud se refiere a la proporcionalidad entre los valores picos establecidos tanto para la señal fundamental como para la señal portadora [17].

$$m_a = \frac{V_{psen}}{V_{ptri}} \quad (1)$$

De la ecuación 1 se puede observar que, si la modulación de amplitud es mayor a 1, la señal está sobre modulada, lo que implica que no existe un corte entre la señal fundamental y la

señal portadora, esto indica que los armónicos que ingresan en la señal de salida están cerca a la frecuencia fundamental, teniendo una mala calidad de energía.

En cambio, cuando la modulación de amplitud es menor esta se encuentra en la zona lineal, teniendo cortes durante todo el recorrido de la señal fundamental empujando al ingreso de armónicos cercanos a la frecuencia de conmutación o de la señal portadora.

1.7.2. Modulación de frecuencia m_f

Otro aspecto a tener es la razón entre la frecuencia de la señal portadora y la señal fundamental [17]. Este criterio es análogo al criterio de Nyquist para la reconstrucción de señales, cambiando el enfoque para la proyección de los armónicos y subarmónicos que ingresan a la red.

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sen}} \quad (2)$$

A partir de la ecuación 2, se sugiere que el índice de modulación de frecuencia sea mayor a 21 y que sea un número entero evitando decimales [17], lo que quiere decir que mientras más alta sea la frecuencia de la señal portadora, se tendrá una mejor construcción de la señal fundamental y se evita el ingreso de armónicos y subarmónicos cercanos a la señal senoidal. Con esto también, los armónicos próximos a la señal portadora tienen un bajo aporte en la distorsión armónica total.

Capítulo 2

Metodología

A continuación, se expone la metodología para el desarrollo del trabajo propuesto, detallando de forma ordenada las etapas de simulación, diseño e implementación del inversor. Se especifican las herramientas utilizadas, los parámetros técnicos y los criterios para la validación del cumplimiento de los objetivos planteados.

2.1. Simulación

Para la simulación del inversor se desarrolla un programa en MATLAB mediante su herramienta de simulación Simulink. Este ambiente permite ejecutar una programación por bloques, lo que lo vuelve didáctico y útil para la implementación de esquemas eléctricos. Incorpora la librería Simscape que contiene elementos que se implementan de manera física, y se pueden configurar de manera ideal o práctica ajustando los parámetros de los componentes a parámetros comerciales. Con el fin de tener un entendimiento pleno del inversor, la simulación es realizada con valores ideales en los elementos.

2.1.1. Generación SPWM

Se aplica lo expuesto en el capítulo 1 en cuanto a la generación de la modulación SPWM. Se implementa un bloque Sawtooth (diente de sierra) con amplitud (-1, 1) y frecuencia de 3 kHz que es la frecuencia de la señal portadora en este inversor.

Para la comparación y generación de las señales SPWM se implementan tres generadores de señales senoidales con el desfase de 120° correspondientes a una señal trifásica [18]. Es muy importante verificar que la amplitud de la señal fundamental tenga la misma amplitud de la señal portadora, en este caso, como son valores ideales vamos a tener una respuesta de una unidad en la magnitud de la modulación de amplitud.

En la figura 1 se muestran los bloques utilizados en la generación de las señales SPWM. Consta de los 3 bloques de generadores de señales sinusoidales, el bloque diente de sierra, los bloques de adición en donde se resta la magnitud de la señal portadora de las señales fundamentales y estos resultados son comparados; y el ancho de pulso será el valor resultante mayor o igual a cero manteniendo la tendencia senoidal de la señal fundamental.

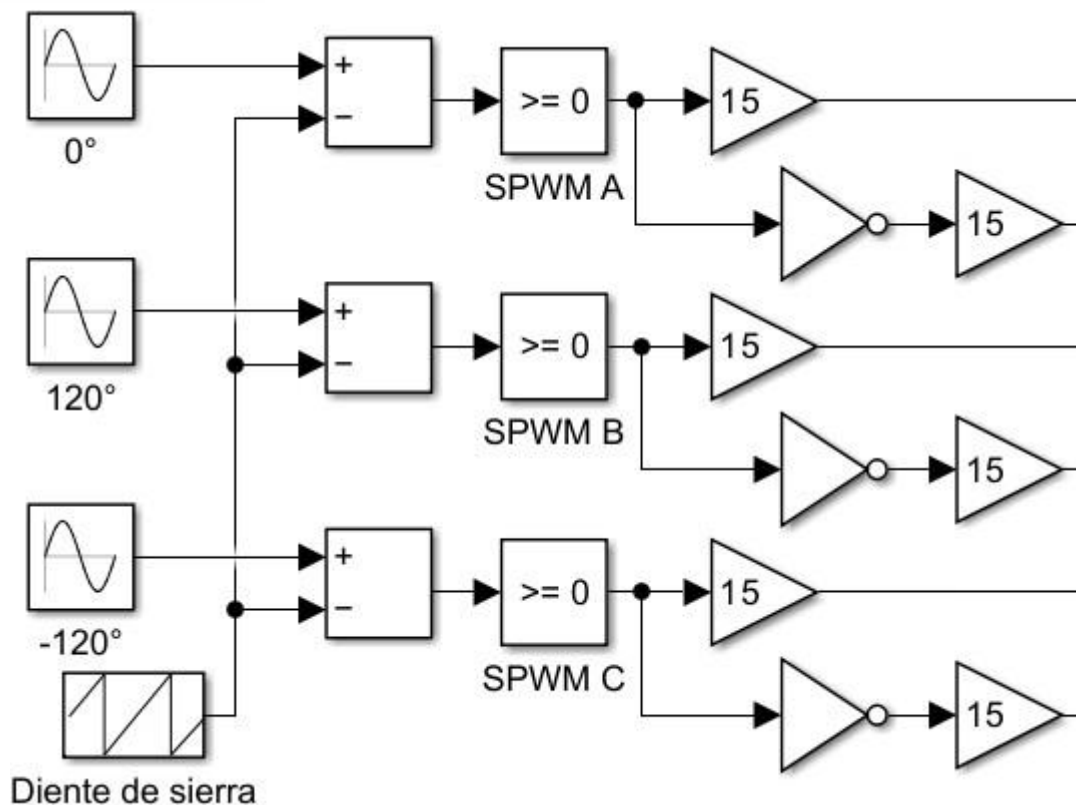


Figura 1 Generación señales SPWM

Al ser un esquema de simulación, los valores de las señales son enviados directamente a las compuertas de los interruptores omitiendo el tiempo muerto que debe ser considerado en interruptores reales para evitar cortocircuitos. De la misma manera, la ganancia simula a un circuito de amplificación necesario para elevar la tensión de salida del microcontrolador, usualmente 3.3 V, a tensiones de compuerta de los interruptores que en este inversor es de 15 V. También se omite la integración de los drivers de control de los interruptores reales de potencia.

Para ilustrar la idea de la generación de la señal SPWM, en la figura 2 se muestra los resultados en un osciloscopio, en donde se observa la manera en cómo la señal fundamental es comparada con la señal portadora y dependiendo de la magnitud de corte se establecen los diferentes anchos en los pulsos de la señal resultante. Se puede entender de manera clara que, mientras mayor sea la frecuencia portadora se tiene una mejor referencia en el ancho de pulso en cada instante de muestreo.

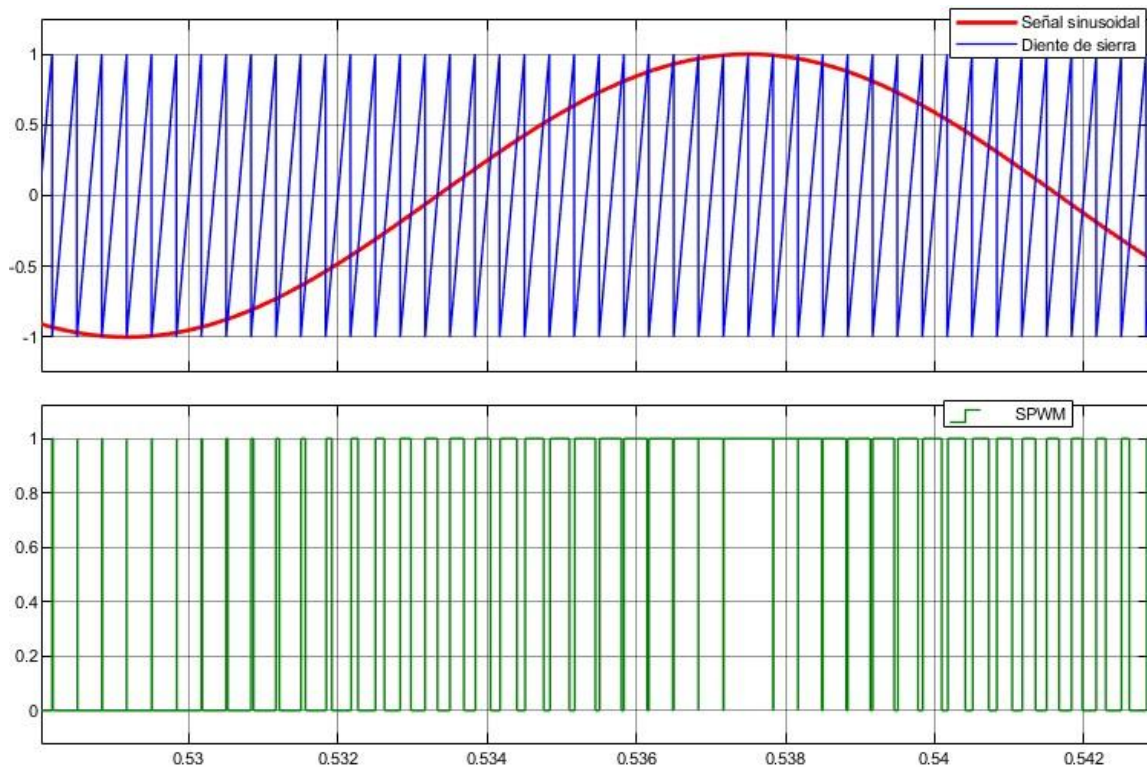


Figura 2 Generación de señal SPWM

2.1.2. Puente trifásico

La estructura de conmutación de puente completo trifásico es construida con MOSFETs ideales de la librería Simscape, librería que responde de mejor manera en la simulación ya sea en tiempo continuo o tiempo discreto. Para pasar las señales del bloque de ganancia hacia los interruptores se acopla un convertidor de señales entre ambas librerías para tener datos de tipo double, que es el tipo de dato con el que trabaja la librería Simscape.

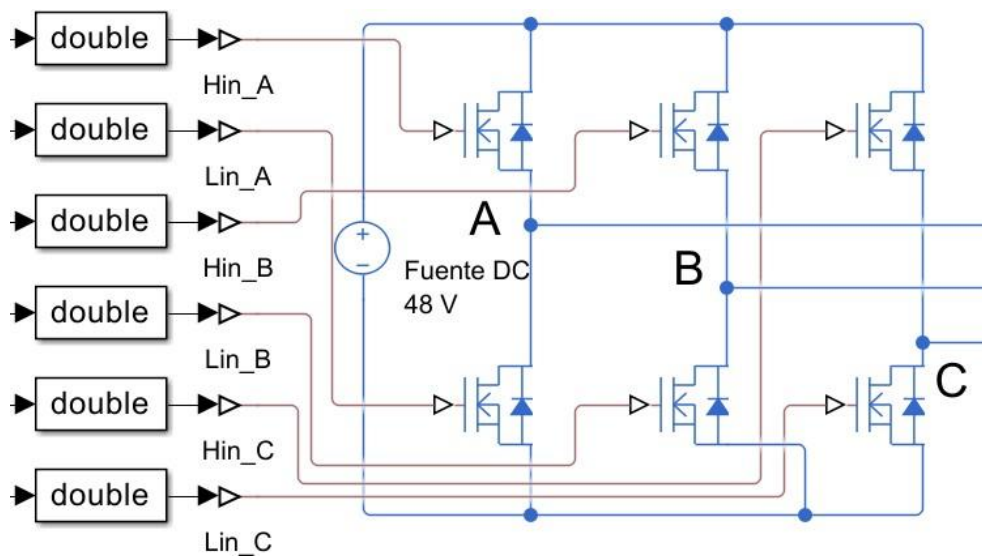


Figura 3 Puente de Interruptores MOSFET

El esquema de la figura 3 tiene una referencia (gnd) distinta en comparación con el esquema de generación de señales SPWM, tal como se debe realizar en la práctica, debido a que este circuito corresponde a la etapa de potencia del inversor y se pasa a utilizar valores de tensiones y corrientes elevadas no recomendadas en los circuitos de control.

2.1.3. Filtro

Con la finalidad de mejorar la calidad de la señal resultante y disminuir los armónicos que aporta el inversor, en la salida se implementa un filtro LC [4]. Los valores de los elementos inductivos y capacitivos son establecidos para una frecuencia de corte de 300 Hz que es cinco veces la frecuencia fundamental, de tal manera que aplicando los conceptos de filtro LC [17] se tiene:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3)$$

Se considera un inductor de 10 mH preestablecido ya que se puede encontrar de manera comercial en forma de toroide con núcleo de ferrita, y como resultado de sustituir el valor de L y la frecuencia de corte en la ecuación 3 se obtiene una capacitancia de 28.14 uF, sin embargo, se utiliza capacitores de un valor comercial de 25 uF tipo poliéster que son adecuados para el uso en corriente alterna.

Los inductores son conectados en serie en cada una de las fases de la salida del inversor y los capacitores son conectados en estrella en la línea trifásica después de los inductores. Es importante conocer que la nueva referencia surge de conectar la carga en estrella después del filtro, esta referencia puede ser asociada con el neutro del sistema de corriente alterna y la corriente que se tenga en este punto dependerá si las cargas son balanceadas o no.

2.1.4. Carga

Para la visualización de los resultados se implementa una carga resistiva conectada en estrella en la salida del filtro. Las resistencias de cada fase son de 120 Ω . Valores que serán implementados de manera física.

En la figura 4 se muestra la conexión del filtro LC y la carga resistiva en estrella en donde se genera la referencia o neutro del sistema.

En el anexo A, se adjunta el esquema completo de simulación del inversor, con los puntos de medición y observación de señales.

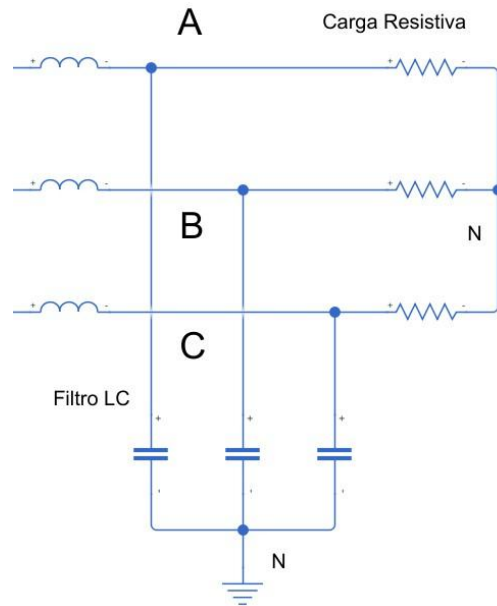


Figura 4 Filtro LC y carga resistiva en la simulación.

2.2. Implementación

Para la implementación física del inversor se considera el diseño de cada etapa, esto con el fin de implementar un inversor modular en el cual se puedan cambiar las etapas para futuros proyectos que se puedan implementar.

Se comienza por la elección de un microcontrolador que cumpla con las características adecuadas en la generación de las señales SPWM y procesamiento de datos cuando se tenga el control en lazo cerrado [19]. Luego se establecen las etapas de optoacoplamiento, control y potencia, implementar estas etapas por separado aportan confiabilidad en el prototipo final.

2.2.1. ESP32

La tarjeta ESP32 cuenta con las características suficientes para ser implementada en el control del inversor, cuenta con 2 núcleos que operan a velocidades de hasta 240 MHz. Incluye en su diseño puertos convencionales digitales y los puertos de mayor atracción para este proyecto como son los puertos PWM y ADC [19].

La programación de esta tarjeta se realiza en el software Arduino IDE perteneciente a la familia de Arduino. Sin embargo, cuenta con extensiones para integrarse con MATLAB/Simulink y LabVIEW con la condición de poder tener programas que incluyan procesos con velocidades de hasta 1 kHz, velocidades mayores a esta frecuencia no son programadas en el microcontrolador, pero si pueden ser simuladas en dichos ambientes de programación.

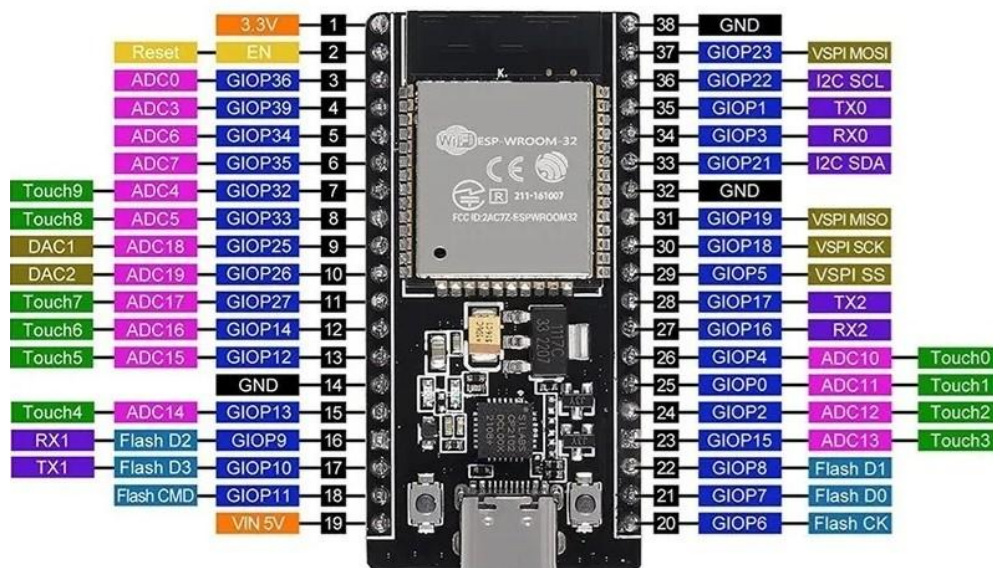


Figura 5 Detalle de los periféricos de la tarjeta ESP32 [20].

En la figura 5 se presenta el diagrama de la tarjeta ESP32 [20], donde se observan 6 pines para las salidas de las señales SPWM correspondientes al estado alto y bajo de cada señal para cada fase del inversor trifásico. Los pines seleccionados son los GIOP 13, 12, 14, 27, 26 y 25 para las señales A_pos hasta C_neg respectivamente. El código para la generación se las señales fundamentales y señal portadora está expuesto en el anexo B.

2.2.2. Optoacopladores

La etapa de aislamiento evita el contacto físico entre el microcontrolador y la etapa de potencia para cuidar de daños provocados por las altas tensiones y corrientes que se maneja en corriente alterna [21]. Los optoacopladores producen este fenómeno al transmitir las señales SPWM de una etapa a otra mediante rayos de luz en los fotodiodos que tienen en su interior.

Para este inversor se utiliza el optoacoplador 6N137 de rápida operación para evitar problemas en las frecuencias de trabajo. Los datos técnicos del optoacoplador son presentados en el anexo C.

En la figura 6 se presentan los elementos utilizados para elaborar un circuito de optoacoplamiento. Como el inversor trifásico requiere de 6 señales, este circuito se replica 6 veces para cumplir con todas las señales SPWM. No se recomienda implementar la compuerta de negación para las señales opuestas (bipolar) por los tiempos de operación de la compuerta. Es necesario que se lo haga mediante la programación y se aplique un circuito de optoacoplamiento a cada señal proveniente del microcontrolador [22].

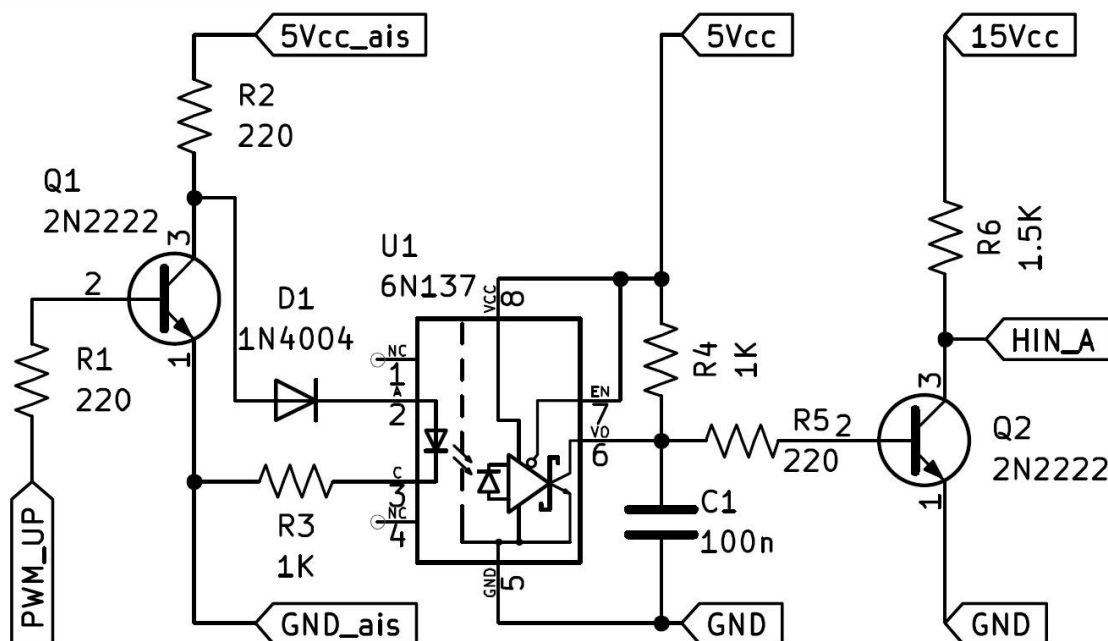


Figura 6 Circuito de optoacoplador.

2.2.3. Driver IR2110

Los interruptores de potencia han evolucionado de buena manera con el fin de que su control sea eficaz y a la par robustos en su aplicación [4]. Los IGBTs manejan una activación por voltaje de compuerta, lo que omite que sean activados por corriente como un transistor común, y esto hace que su control sea más dinámico. Sin embargo, a pesar de las mejoras que han tenido los IGBTs en su forma de control por voltaje de compuerta, se ha comprobado que se mantienen pequeñas circulaciones de corrientes entre la compuerta y el emisor o corriente base – emisor [17] para el drenaje del potencial de activación del interruptor. Esto conlleva, que al aplicar un control por señales de voltaje se tenga que suprimir el comportamiento de esta corriente y los drivers de control cumplen con esta función al implementar un circuito Bootstrap que absorbe el potencial y la corriente remanente en la compuerta del IGBT.

El IGBT con el que se diseñó el inversor es el GP50B60PD1 y el fabricante sugiere implementar el driver IR2110 con circuito de Bootstrap para el IGBT de ciclo positivo [21]. En la figura 7 se tiene el circuito construido para la aplicación del IR2110, el capacitor de Bootstrap tiene una capacidad de 22 uF y se recomienda que soporte valores de tensión elevados. En el anexo D se muestran las características técnicas del dispositivo.

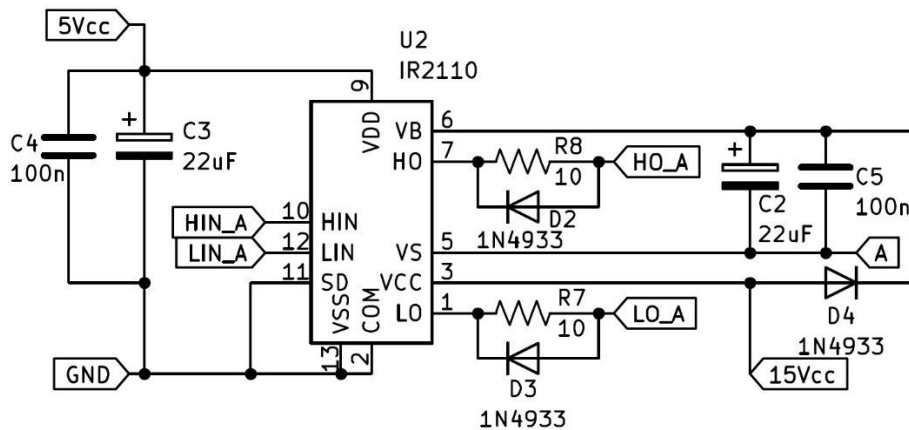


Figura 7 Circuito IR2110.

Los diodos 1N4933 son diodos de rápida recuperación, esto permite que el circuito no tenga retrasos en los tiempos de funcionamiento, cabe recalcar que el inversor trabaja en frecuencias altas debido a la frecuencia de señal portadora. Con esto, si se requiere elevar aún más la frecuencia portadora se lo puede hacer sin tener que reemplazar el módulo de control.

2.2.4. Circuito de Potencia

La implementación del circuito de potencia corresponde a la correcta ubicación e interconexión de los interruptores de potencia. Al ser una señal trifásica se construye una estructura de puente completo como se muestra en la figura 8.

Se utilizan seis IGBT GP50B60PD1, dos por cada fase de implementación, que generarán, a partir de una fuente DC y el control previamente descrito, una señal alterna senoidal [22]. Los datos técnicos del IGBT se presentan en el anexo E.

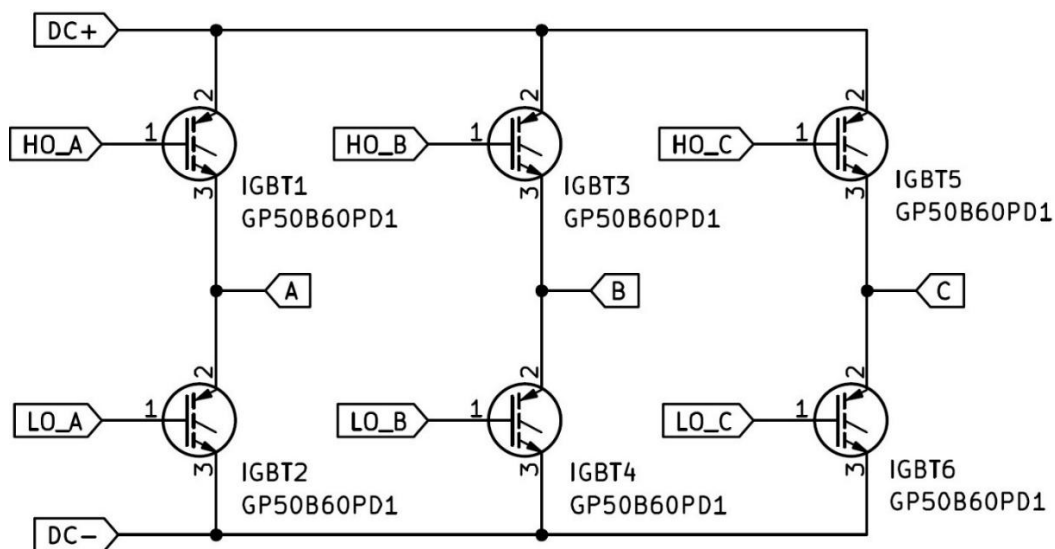


Figura 8 Circuito de conmutación de potencia.

Capítulo 3

Resultados

A continuación, se presentan los resultados obtenidos en cada una de las etapas planteadas para cumplir con el objetivo del trabajo de titulación.

3.1. Simulación

Una vez realizadas las configuraciones y armado del esquemático, tal como se explica en el capítulo 2, se coloca un osciloscopio para visualizar las señales de voltaje y corriente en la carga de la salida del inversor trifásico.

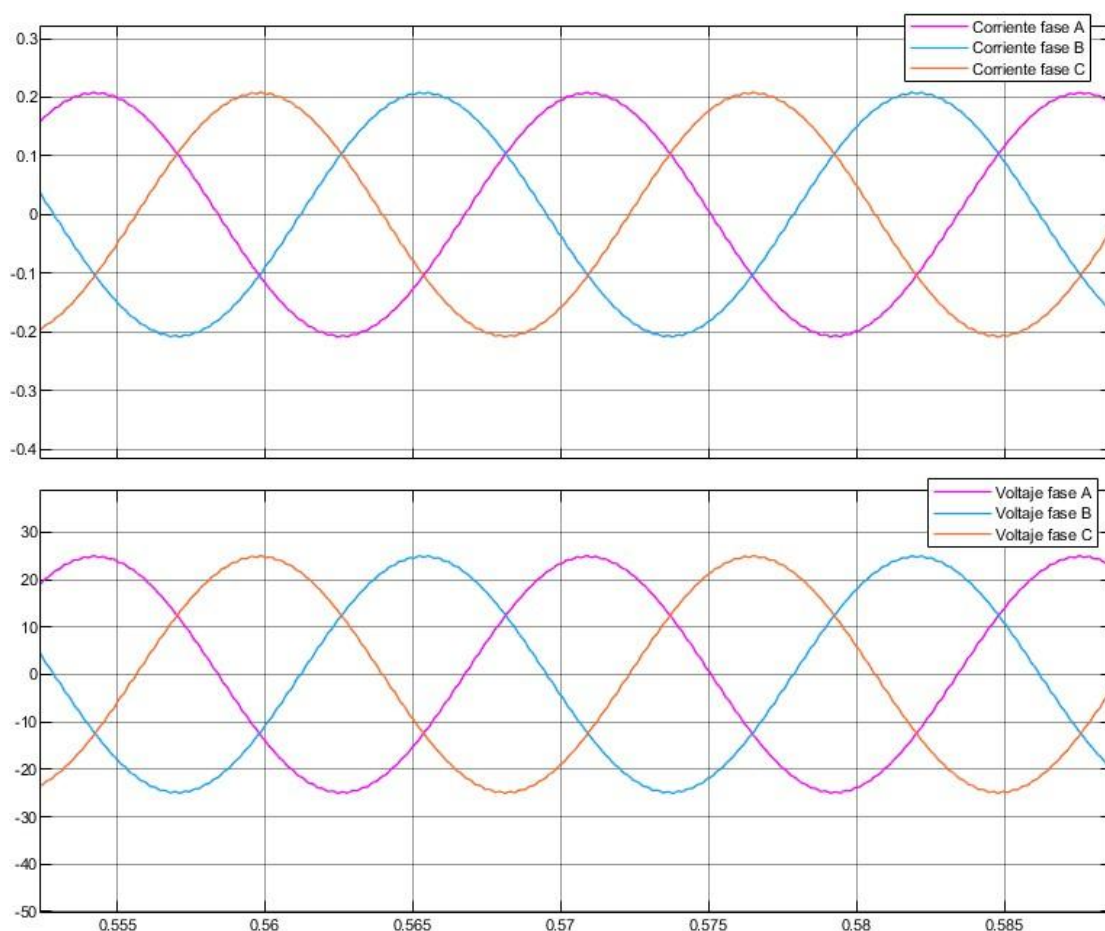


Figura 9 Señales simuladas en la carga

En la figura 9 se observa que se tiene efectivamente una señal de tipo senoidal en la carga. El valor de la fuente DC en la simulación es de 48 V y el valor pico en la señal senoidal es de 25 V aproximadamente. Esto nos indica que, la salida del inversor no tiene un voltaje pico del valor de la fuente DC, existe una caída por la conmutación de los interruptores, entonces para llevar esta señal a valores de redes eléctricas convencionales se debe elevar el voltaje de la fuente DC o instalar un transformador elevador en la salida del inversor. Instalar un

transformador ayudaría a mejorar la señal eliminando los armónicos, pero internamente se debería estudiar el efecto en la circulación de corriente por el circuito de potencia.

En las secciones 1.7.1 y 1.7.2 se explican las modulaciones de amplitud y frecuencia dependientes de los valores picos y frecuencias de las señales fundamentales y portadora. Con la ayuda del software Simulink/MATLAB, se realiza un análisis de la distorsión armónica total en la señal de voltaje en la carga, esto con el fin de entender la teoría de los índices m_a y m_f . En la figura 10 se muestran los resultados obtenidos con la herramienta FFT para el análisis de armónicos.

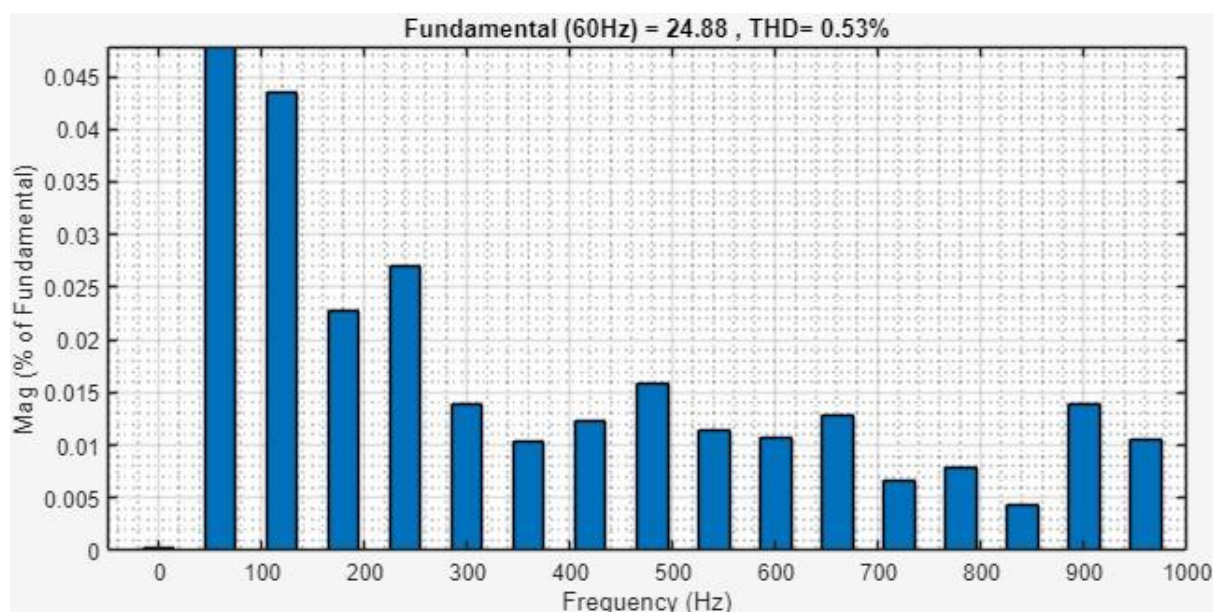


Figura 10 Distorsión armónica en la carga

Como la modulación de amplitud es 1, los armónicos inyectados están cerca a la frecuencia fundamental. Esto se contrasta con una alta modulación de frecuencia ($m_f = 50$) lo que disminuye el porcentaje en el que los armónicos ingresan a la red.

3.2. Implementación física

La construcción del inversor se realiza por partes, esta modularización permite cambiar ciertas características como el filtro o la carga para visualizar lo que sucede en la salida del inversor.

En esta sección se exponen los resultados de las placas de circuito impreso PCB de cada etapa. Cada placa es construida y modelada en el software Altium Designer que permite generar archivos compatibles con fresadores de control numérico computarizado para rutear cada circuito.

3.2.1. Optoacopladores

La tarjeta de optoacopladores de la figura 11, dispone de los 6 optoacopladores planteados para las 3 fases con fusibles para cada etapa aislada, tanto para la conexión con el microcontrolador y la conexión con el circuito de potencia. Los fusibles evitan daños por sobrecorriente en los elementos utilizados.

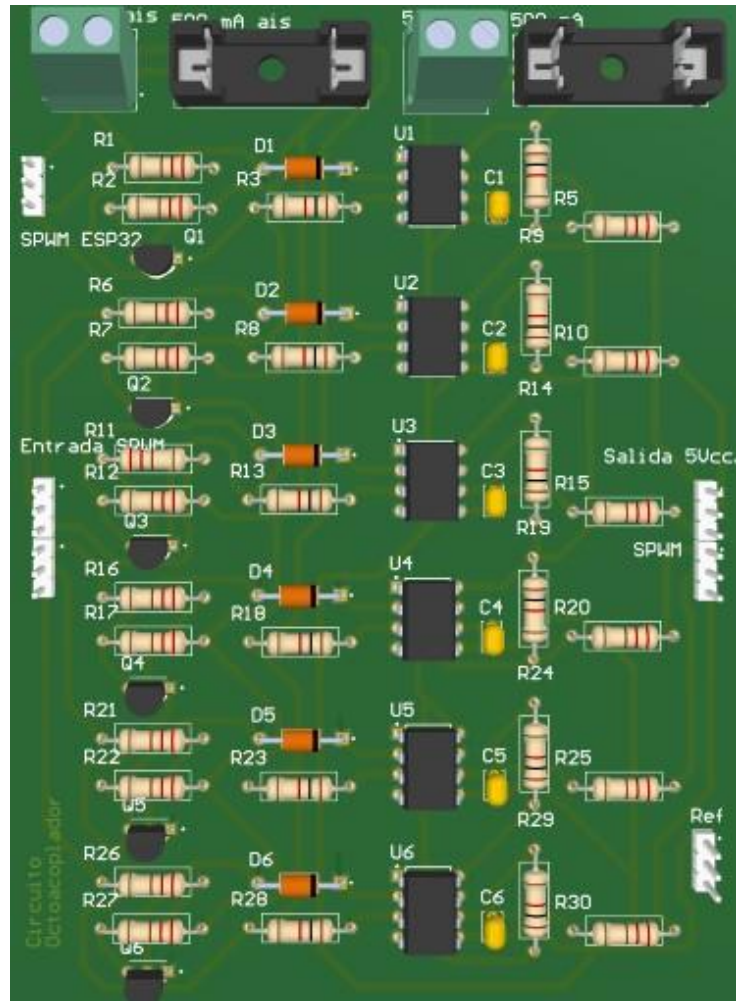


Figura 11 Tarjeta de optoacopladores.

Como las señales SPWM en la tarjeta ESP32 tienen una amplitud de 3.3 V, son elevadas a un valor de 5 V, que es la tensión de operación del optoacoplador 6N137, con la ayuda de un transistor 2N2222 en configuración de colector abierto.

3.2.2. Driver IR2110

Las señales generadas en los optoacopladores son enviadas mediante un bus de datos hacia la tarjeta de control que contiene los drivers IR2110.

A la vez se realiza una amplificación a 15 V de las señales SPWM de 5 V. Esta amplificación se la realiza debido a que el voltaje de operación del IGBT seleccionado es de ese valor.

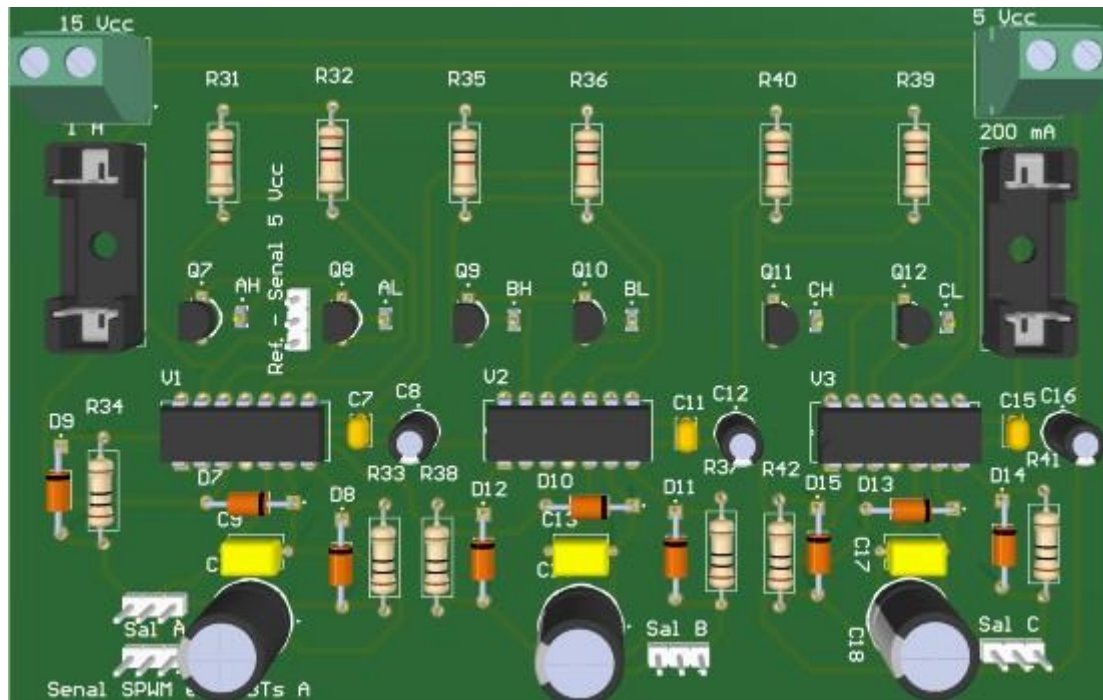


Figura 12 Tarjeta de drivers IR2110.

En la figura 12 se indica la tarjeta y los elementos que se incluye en los circuitos de control de los controladores IR2110. De la misma manera, para tener confiabilidad en la tarjeta se incluyen fusibles de sobrecorriente para la protección de los elementos instalados en las diferentes tensiones que maneja el circuito.

3.2.3. Circuito de Potencia

Se diseña una placa con conexiones más robustas que soporten corrientes y tensiones de la señal de corriente alterna generada. Es importante que cada IGBT sea implementado con un disipador de calor para evitar fallas internas en el funcionamiento de estos y evacuar el calor generado por su funcionamiento. De igual manera como en las tarjetas anteriores, se implementa una protección de tipo fusible que evita sobrecorrientes en los elementos.

Vale recordar, que, en la entrada del puente de potencia, no es específicamente la entrada de una señal continua, pudiendo ser la conexión hacia un capacitor o inductor para cuando el inversor tenga la aplicación de compensación de reactivos.

La figura 13 corresponde a la tarjeta implementada con los interruptores de potencia.

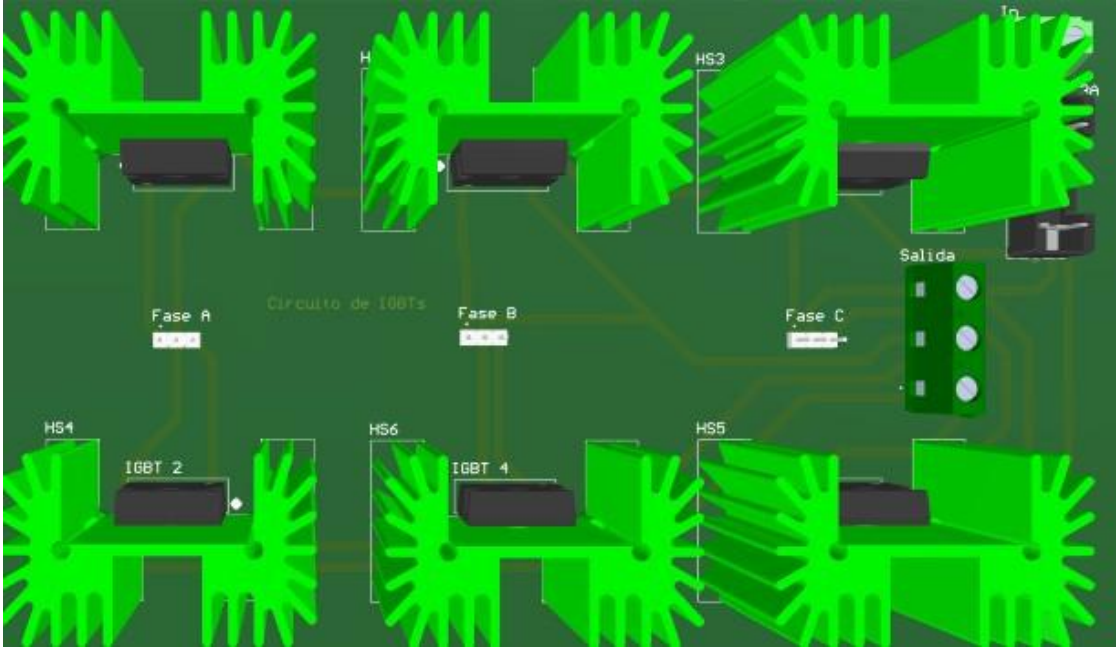


Figura 13 Tarjeta de IGBTs.

3.2.4. Filtro LC

Para el acondicionamiento de la señal de salida, se implementa el filtro inductivo capacitivo de tipo pasa bajo, con una frecuencia de corte de 300 Hz, inductores de 10 mH y capacitores de 25 uF, similar a la simulación para eliminar las frecuencias de conmutación generadas en los interruptores de potencia.

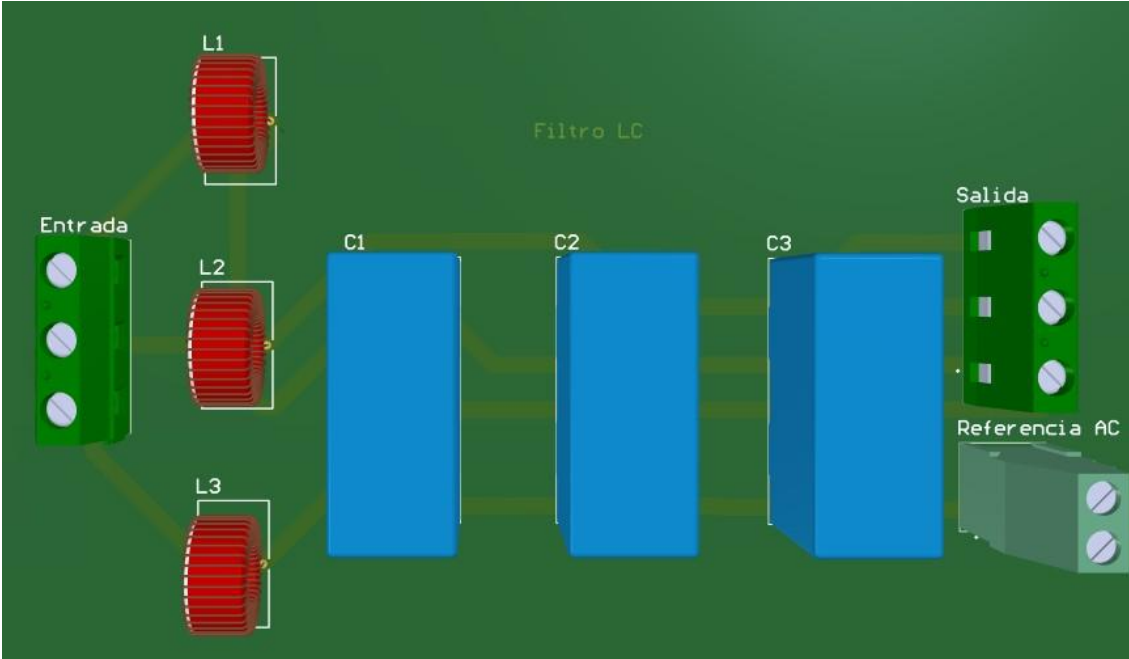


Figura 14 Tarjeta de filtro LC.

En la figura 14 se muestra la configuración del PCB correspondiente al filtro LC. Este filtro puede ser sustituido por otras configuraciones, dependiendo de la aplicación que se requiera construir con el inversor. De igual manera se puede instalar un transformador trifásico elevador para obtener una señal con valores típicos de uso (120 Vrms).

3.2.5. Carga

La carga de igual manera como en las anteriores tarjetas, tiene su propio módulo, pudiendo ser sustituida por otras configuraciones de carga como una carga RL, RC o RLC dependiendo el estudio que se quiera realizar. Para pruebas del inversor y comprobación de un buen funcionamiento, se implementa la tarjeta con carga resistiva conectada en estrella generando la referencia del neutro al sistema.

La figura 15 hace referencia a la tarjeta de la carga, utilizando resistencias de alta potencia tipo tiza con el fin de realizar pruebas con tensiones moderadas diferentes a las pequeñas tensiones de la electrónica convencional.

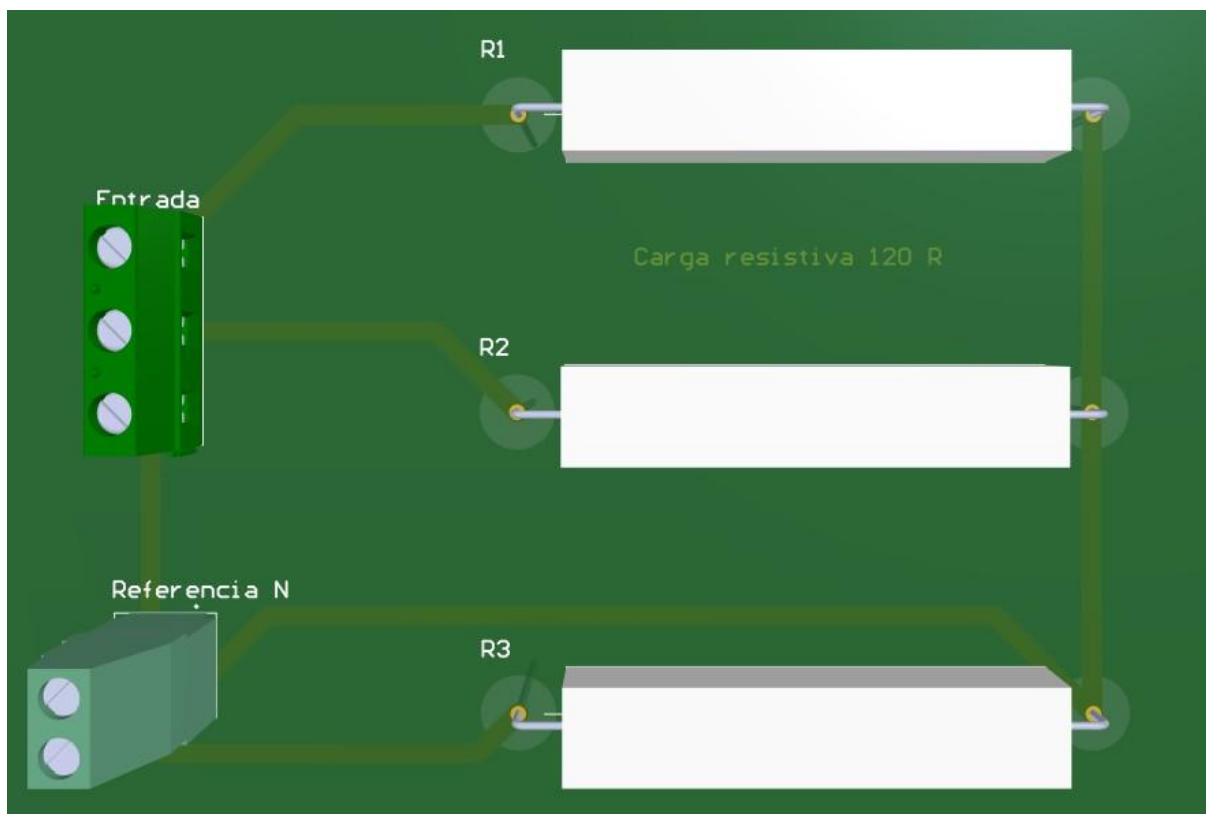


Figura 15 Tarjeta carga resistiva.

3.3. Señal SPWM en pin de la tarjeta ESP32

Con la ayuda de un osciloscopio se visualiza la señal SPWM generada en uno de los pines de salida de la tarjeta ESP32. En la figura 16 se expone una captura de la señal SPWM A_pos y A_neg.

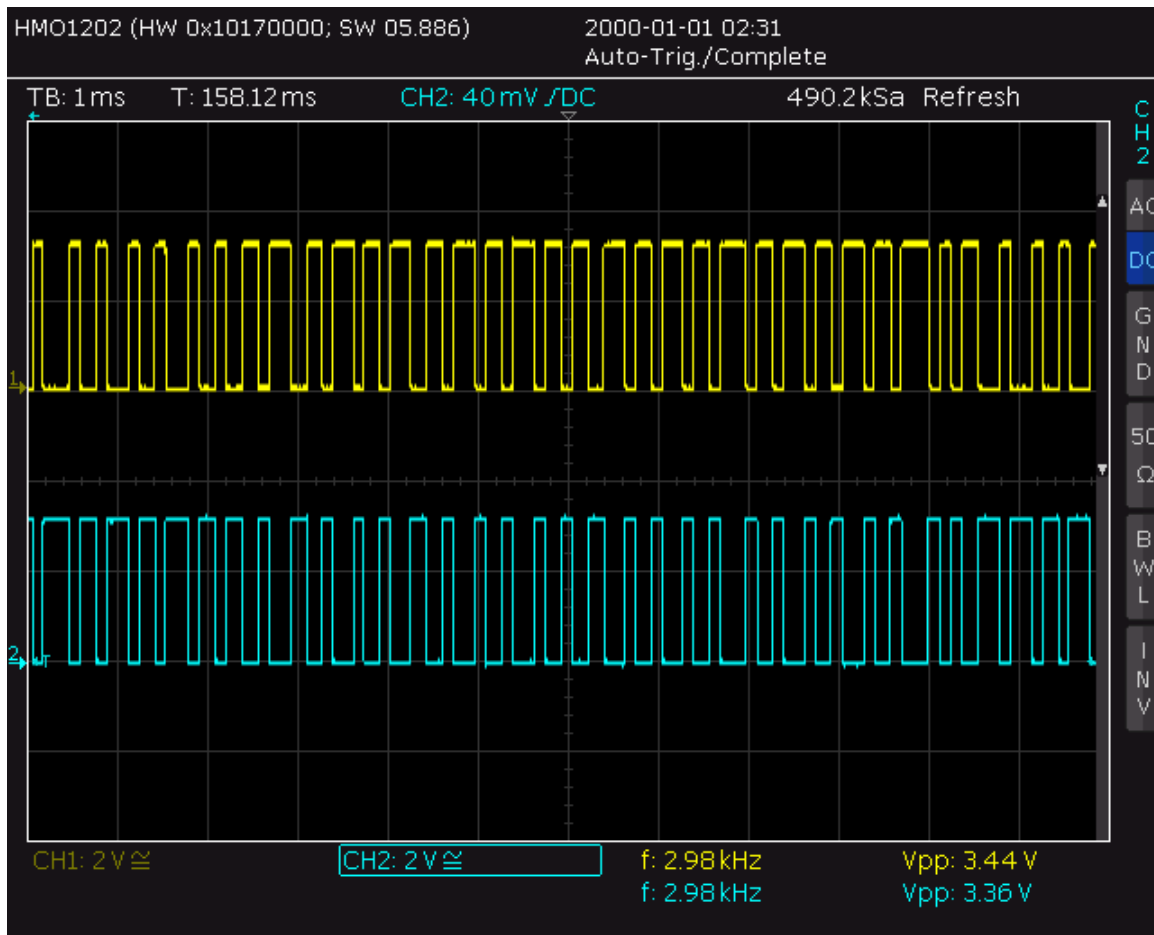


Figura 16 Señal SPWM en la salida de la tarjeta ESP32.

Se verifica que la frecuencia cumple con la frecuencia de la señal portadora que para este inversor es de 3 kHz. Además, se nota de manera clara la tendencia de la señal generada tiene en comparación con la señal simulada. Esto lleva a concluir que, se tiene éxito en la generación de la señal SPWM a la velocidad de la frecuencia portadora.

3.4. Señales SPWM fase A en la salida del IR2110

Es ideal omitir pérdidas en tiempo de trabajo, es decir, que la señal generada llegue con la misma frecuencia y ancho de pulso a los IGBTs. Por esta razón, siempre se trata de implementar elementos de rápida actuación que no modifique las señales generadas.

En la figura 16 se presenta la señal obtenida en las salidas del driver de la fase A. Con esto se comprueba que la frecuencia de la señal SPWM mantiene el valor de la señal portadora y la modulación de ancho de pulso corresponden al corte con la señal senoidal.

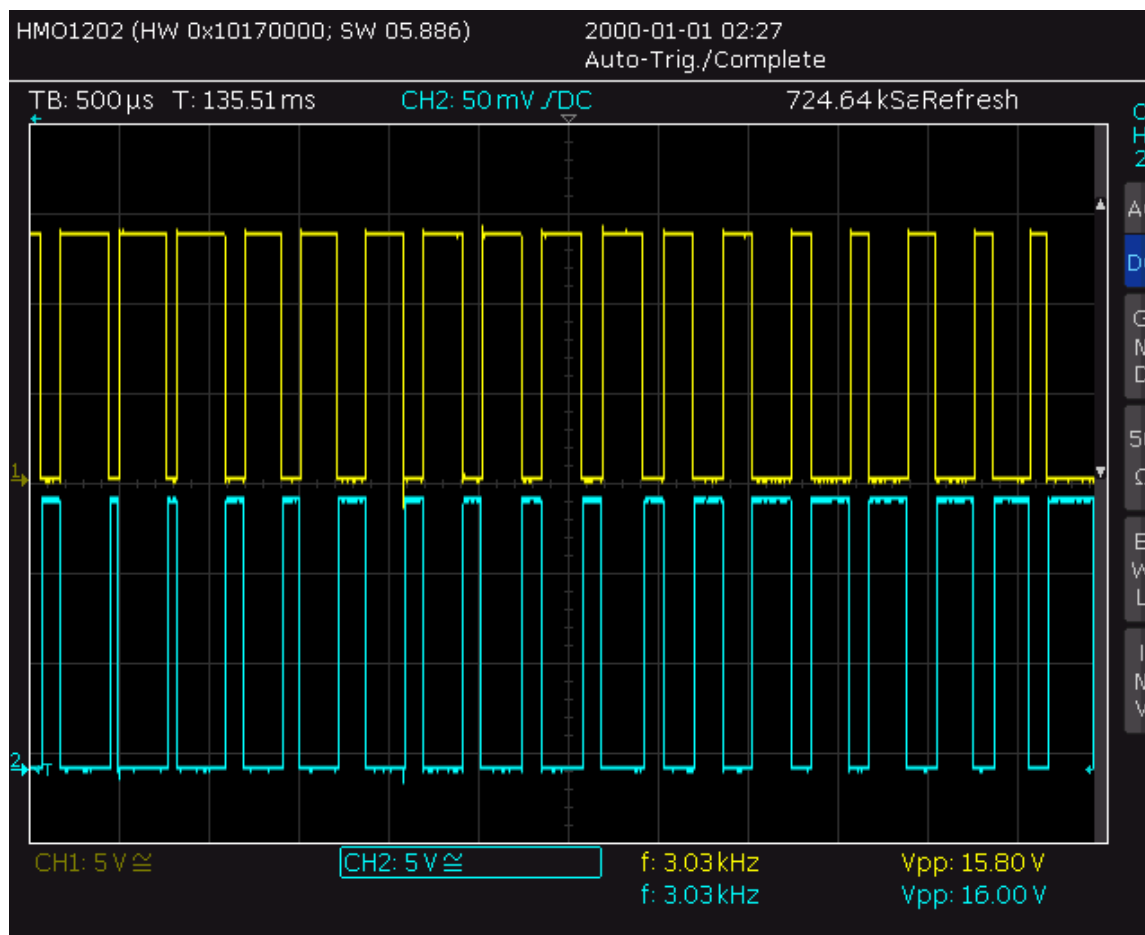


Figura 17 Señal SPWM en la salida del driver IR2110.

La frecuencia se mantiene alrededor de los 3 kHz y se tiene una amplitud adecuada para realizar la activación de compuerta de cada IGBT que es de 15 V.

3.5. Señal de voltaje trifásico.

Por último, se obtiene la señal de voltaje AC en terminales de una resistencia de la carga, es decir, voltaje de fase. La fuente DC implementada para esta prueba es de 24 Vcc, generando una señal senoidal con un voltaje pico de 15 Vp. Con esto se corrobora que el voltaje pico de la señal senoidal no tiene la amplitud de la fuente DC.

La figura 18 corresponde a la captura de la señal trifásica observada desde un osciloscopio de 4 canales, que permite conectar 3 sondas para las 3 fases a la vez, en donde se detalla el ruido provocado por la conmutación de los interruptores. La frecuencia de la señal es de 60 Hz.

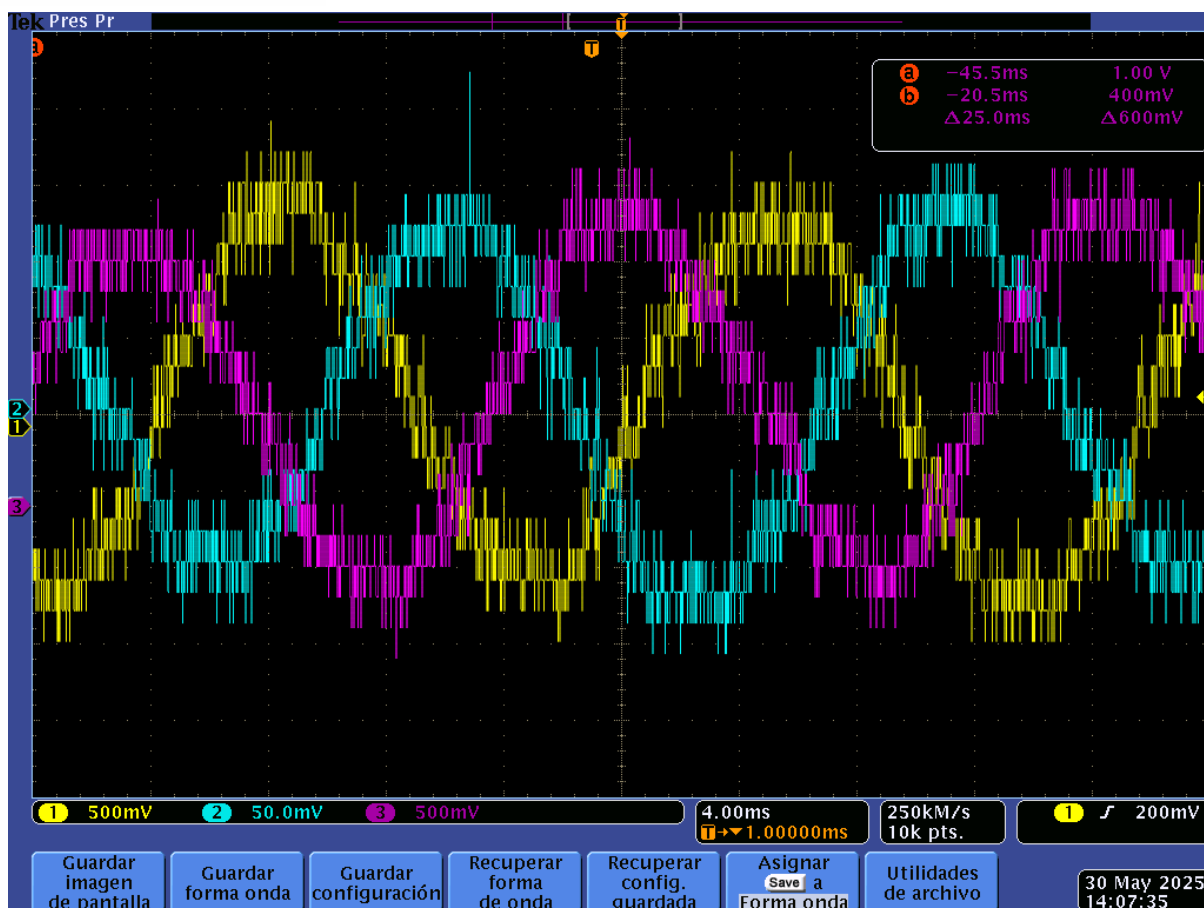


Figura 18 Señal de voltaje de fase en la carga resistiva.

La onda mantiene armónicos y se debe a la desviación que se tiene por el tiempo muerto implementado en el disparo de los interruptores. Este tiempo muerto de 1 μ s modifica la señal de manera minuciosa en cada semiciclo de la señal, razón por la cual en cada periodo la señal senoidal tiene una mínima desviación. Se cumple con el objetivo de generar una señal alterna de tipo senoidal y con esto se concluye con éxito la implementación del inversor.

En comparación con la señal de simulación existen diferencias, y se debe a las características físicas que tienen los elementos reales, por lo que es necesario avanzar en la tecnología para aproximarse más al comportamiento de un elemento ideal.

Conclusiones

MATLAB no permite la programación de la tarjeta ESP32 en altas frecuencias de funcionamiento, sin embargo, es una excelente herramienta para la simulación del inversor al incluir los elementos necesarios para la construcción del inversor trifásico.

El uso de la tarjeta ESP32 en el inversor cumple con el objetivo de desarrollar el procesamiento digital de señales para la modulación SPWM. Debido a su bajo costo y características avanzadas, se recomienda seguir implementando la tarjeta ESP32 en proyectos futuros relacionados a este inversor, incluyendo las arquitecturas de comunicación para integrarse a sistemas SCADA.

Tener cada etapa del inversor de forma modular lo hace didáctico para el aprendizaje de su funcionamiento e implementación en otros proyectos de manera paralela. Crear los módulos permite cambiar de manera sencilla los elementos físicos acorde a la aplicación que se quiera realizar. Como resultado, se cumple con los objetivos planteados al desarrollar un dispositivo capaz de realizar la conversión de corriente continua a corriente alterna con un control óptimo en los interruptores de alta frecuencia mediante modulación SPWM.

Se recomienda implementar este inversor en futuros proyectos de estabilidad de voltaje o compensación de reactivos, ya que su diseño con la tarjeta ESP32 permite implementar un control de lazo cerrado al incluir el procesamiento digital de señales, para esto es necesario adquirir las señales de los transductores de voltaje, corriente o frecuencia conectados a la red para retroalimentar al sistema de control que tiene los valores de referencia previamente establecidos. Con esto se puede conseguir una mejor introducción hacia los FACTS y otras aplicaciones como corrección de factor de potencia o control de velocidad en motores.

El inversor de frecuencia implementado en el presente trabajo de titulación tiene una frecuencia portadora para el control SPWM en el rango de 1-80 kHz, requiere de alimentación de 5 Vcc y 15 Vcc, la corriente en el circuito de optoacopladores es de 235 mA y en el circuito de drivers IR2110 es de 0.98 A. La placa de potencia de los IGBTs soporta una entrada de corriente continua en el rango de 0-200 V con un amperaje máximo de 2.5 A. En la salida, el voltaje trifásico puede variar en el rango de 0-130 V (fase-neutro) y de 0-255 V (línea-línea). La corriente alterna trifásica para la carga debe limitarse a 3.5 A para una conexión delta y 2 A para una conexión estrella, lo que limita a una potencia máxima de 780 W de salida del inversor. La frecuencia de la corriente alterna es de 60 Hz.

Referencias

- [1] J. J. Raba Martínez, «La importancia de los inversores de señal en la generación de energía fotovoltaica».
- [2] C.-D. Dumitru, A. Gligor, D.-S. Dragomir, y I. Vlása, «Non-Conventional Renewable Energy Potential for Improving Electricity Availability for the Residential Area of the Future», en *2024 IEEE International Conference And Exposition On Electric And Power Engineering (EPEI)*, oct. 2024, pp. 697-700. doi: 10.1109/EPEI63510.2024.10758108.
- [3] L. A. Trejos Grisales y A. Alzate Gómez, «Implementación de un inversor trifásico multinivel con fijación por diodos», *Rev. Lasallista Investig.*, vol. 10, n.º 1, pp. 139-151, ene. 2013.
- [4] N. Muñoz-Galeano, J. B. Cano-Quintero, y J. M. López-Lezama, «Enseñando el Funcionamiento de los Inversores Puente H: Análisis del Intercambio de Potencia entre Bobinas y Condensadores», *Form. Univ.*, vol. 9, n.º 1, pp. 117-124, 2016, doi: 10.4067/S0718-50062016000100013.
- [5] J. L. D. Rodríguez, «Inversor de Potencia PWM Didáctico», oct. 2013, Accedido: 1 de junio de 2025. [En línea]. Disponible en: https://www.academia.edu/49069214/Inversor_de_Potencia_PWM_Did%C3%A1ctico
- [6] E. R. Zheng y M. Y. Li, «The Design of Embedded PV Inverter Grid-Connected System», *Adv. Mater. Res.*, vol. 608-609, pp. 155-159, 2013, doi: 10.4028/www.scientific.net/AMR.608-609.155.
- [7] C. X. Reyes Pérez y J. P. Moya Velasco, «Desarrollo de un inversor trifásico con modulación SPWM e interfaz gráfica para el Laboratorio de Electrónica de Potencia», bachelorThesis, 2018. Accedido: 1 de junio de 2025. [En línea]. Disponible en: <http://dspace.ups.edu.ec/handle/123456789/15079>
- [8] A. Bala, G. Thakur, y L. Matthew, «Design and implementation of three phase three level inverter based DSTATCOM», en *2017 4th International Conference on Power, Control & Embedded Systems (ICPCES)*, mar. 2017, pp. 1-5. doi: 10.1109/ICPCES.2017.8117612.
- [9] P. Bertoletti, *Proyectos con ESP32 y LoRa*. Editora NCB, 2019.

- [10] I. Azcue Abelló, «Situación y solución para la dependencia energética de España», Bachelor thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2024. Accedido: 11 de julio de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://upcommons.upc.edu/handle/2117/412305>
- [11] D. D. Lucache, Y. Elia, E. S. Dănilă, y C. D. Gălățanu, «Grid support by BESS. Benefits for a Solar Thermal Plant», en *2023 10th International Conference on Modern Power Systems (MPS)*, jun. 2023, pp. 1-7. doi: 10.1109/MPS58874.2023.10187444.
- [12] R. K. Gaber, S. W. Shneen, y S. M. Jiaad, «Study and Analysis of PWM with DC-DC Converter for Inverting Buck-Boost Inverter Topology», *Int. J. Robot. Control Syst.*, vol. 5, n.º 2, pp. 1029-1050, 2025.
- [13] A. B. Franceschet, R. G. Scortegagna, M. Januário, y K. Hoffmann, «Inversor de frequência trifásico com modulação SPWM: Simulação e implementação com TMS320F28335», *Semin. Iniciaç. Científica E Semin. Integrado Ensino Pesqui. E Ext. SIEPE*, 2017.
- [14] T. Bhattacharjee, M. Jamil, y A. Jana, «Design of SPWM based three phase inverter model», en *2018 Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSESP)*, IEEE, 2018, pp. 1-6.
- [15] Á. Palma, J. Moreno, J. Palma, R. Domínguez, J. Rohten, y V. Esparza, «Comprehensive Review of Torque and Vectoring Control for Electrical Powertrains», en *2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, mar. 2021, pp. 1-7. doi: 10.1109/ICAACCA51523.2021.9465335.
- [16] C. A. G. Saavedra, A. R. L. Núñez, H. O. V. Carrera, D. C. V. Delgado, y J. J. A. Rodríguez, «DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR ACÚSTICO COMO APOYO DIDÁCTICO EN LA ENSEÑANZA DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA (DESIGN AND IMPLEMENTATION OF AN ACOUSTIC INVERTER AS DIDACTIC SUPPORT IN THE TEACHING OF POWER ELECTRONICS)», *Pist. Educ.*, vol. 41, n.º 134, nov. 2019, Accedido: 1 de junio de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://pistaseducativas.celaya.tecnm.mx/index.php/pistas/article/view/1980>
- [17] N. Mohan y S. Raju, *Power Electronics, a First Course: Simulations and Laboratory Implementations*. John Wiley & Sons, 2022.

- [18] S. A. Lara Valle, «Diseño de inversor trifásico para sistemas fotovoltaicos residenciales con capacidad menor a 3kW», 2021, Accedido: 1 de junio de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://hdl.handle.net/1992/51526>
- [19] N. Cameron, «ESP32 Microcontroller», en *ESP32 Formats and Communication: Application of Communication Protocols with ESP32 Microcontroller*, N. Cameron, Ed., Berkeley, CA: Apress, 2023, pp. 1-54. doi: 10.1007/978-1-4842-9376-8_1.
- [20] «ESP32-DevKitC V4 - ESP32 - — esp-dev-kits latest documentation». Accedido: 25 de junio de 2025. [En línea]. Disponible en: https://docs.espressif.com/projects/esp-dev-kits/en/latest/esp32/esp32-devkitc/user_guide.html#overview
- [21] O. J. Alomoto Fajardo y D. D. Pilco Pilco, «Diseño e implementación de un prototipo de inversor trifásico DC – AC acoplado a un panel fotovoltaico, utilizando el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia mediante un microcontrolador», bachelorThesis, Quito, 2017., 2017. Accedido: 1 de junio de 2025. [En línea]. Disponible en: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/17278>
- [22] C. A. T. P, D. M. Y, y C. A. R. Patiño, «Diseño y construcción de un inversor trifásico», *Sci. Tech.*, vol. 3, n.º 40, 2008, doi: 10.22517/23447214.3037.

Anexos

Anexo A

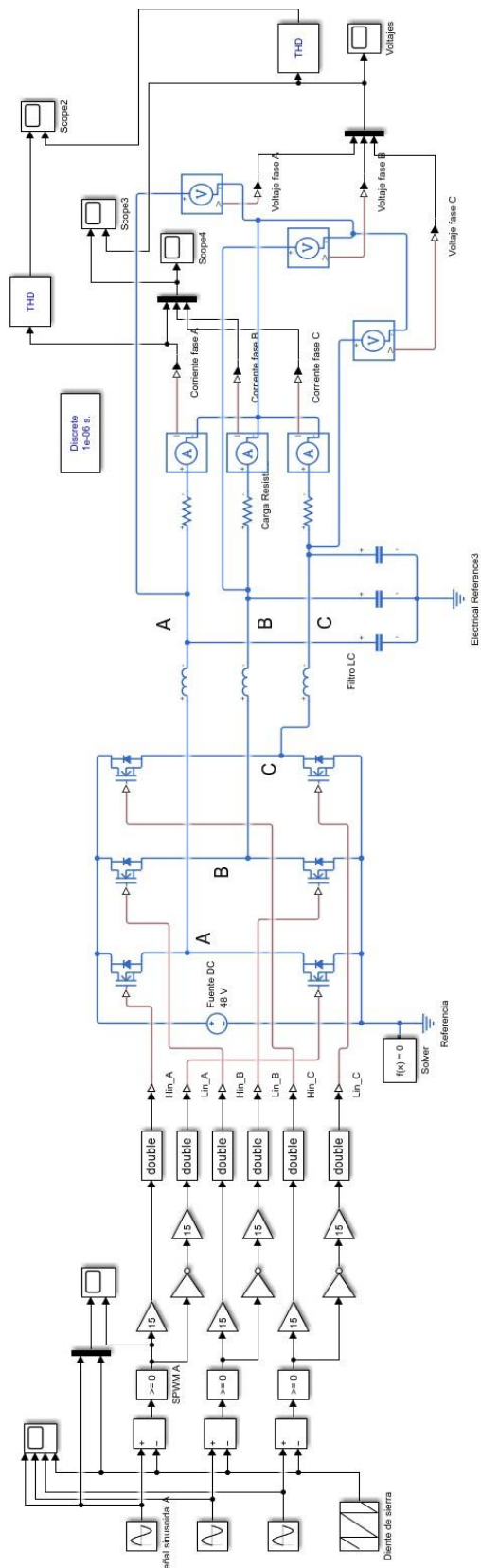


Figura 19 Esquema completo de la simulación del inversor.

Anexo B

```

void setup() {
  pinMode(A_pos, OUTPUT);
  pinMode(A_neg, OUTPUT);
  pinMode(B_pos, OUTPUT);
  pinMode(B_neg, OUTPUT);
  pinMode(C_pos, OUTPUT);
  pinMode(C_neg, OUTPUT);
  Serial.begin(115200);
  t0 = micros();
}

void updatePhase(int pin_pos, int pin_neg, bool positive) {
  if (positive) {
    digitalWrite(pin_neg, HIGH); // Apaga negativo
    delayMicroseconds(deadTime_us); // Tiempo muerto
    digitalWrite(pin_pos, LOW); // Enciende positivo
  } else {
    digitalWrite(pin_pos, HIGH); // Apaga positivo
    delayMicroseconds(deadTime_us); // Tiempo muerto
    digitalWrite(pin_neg, LOW); // Enciende negativo
  }
}

void loop() {
  unsigned long now = micros();

  // Generacion de las señales fundamentales y la señal portadora
  float t = (now - t0) / 1e6;
  float tri = 2 * (2.0 * fabs(2.0 * (t * triangleFreq - floor(t * triangleFreq + 0.5))) - 1.0);
  float sineA = sin(PI_2 * sineFreq * t);
  float sineB = sin(PI_2 * sineFreq * t - 2.0 * PI / 3.0);
  float sineC = sin(PI_2 * sineFreq * t - 4.0 * PI / 3.0);

  // Actualiza cada fase con tiempo muerto
  updatePhase(A_pos, A_neg, sineA > tri);
  updatePhase(B_pos, B_neg, sineB > tri);
  updatePhase(C_pos, C_neg, sineC > tri);
}

```

Figura 20 Código para generar las señales SPWM, en base las señales fundamentales y señal portadora

Anexo C

6N137

Super High Speed Response OPIC Photocoupler

■ Features

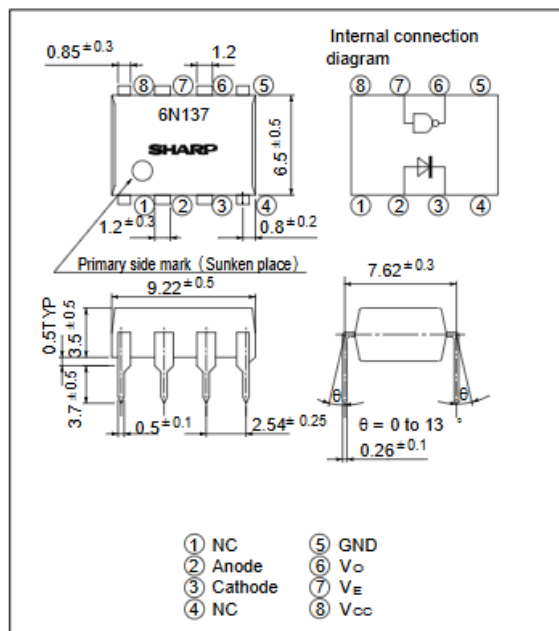
1. Super high speed response
(t_{PHL} , t_{PLH} : TYP. 45ns at $R_L = 350\Omega$)
2. Isolation voltage between input and output
 V_{iso} : 2 500V_{rms}
3. Low input current drive (I_{FHL} : MAX. 5mA)
4. Instantaneous common mode rejection voltage
 CM_H : TYP. 500V / ∞ s
5. LSTTL and TTL compatible output
6. Recognized by UL , file No. E64380

■ Applications

1. High speed interfaces for computer peripherals, microcomputer systems
2. High speed line receivers
3. Noise reduction
4. Interfaces for data transmission equipment

■ Outline Dimensions

(Unit : mm)



*“ OPIC ” (Optical IC) is a trademark of the SHARP Corporation.
An OPIC consists of a light-detecting element and signal-processing circuit integrated onto a single chip.

■ Absolute Maximum Ratings

($T_a = 25^\circ\text{C}$)

	Parameter	Symbol	Rating	Unit
Input	*1 Forward current	I_F	20	mA
	*2 Peak forward current	I_{FM}	40	mA
	Reverse voltage	V_R	5	V
Output	Supply voltage	V_{CC}	7	V
	Enable voltage	C_E	5.5	V
	High level output voltage	V_{OL}	7	V
	Low level output current	I_{OL}	50	mA
	Output collector power dissipation	P_c	85	mW
	*5 Isolation voltage	V_{iso}	2 500	V _{rms}
	Operating temperature	T_{opr}	0 to + 70	$^\circ\text{C}$
	Storage temperature	T_{stg}	- 55 to + 125	$^\circ\text{C}$
	*6 Soldering temperature	T_{sol}	260	$^\circ\text{C}$

*1 $T_a = 0$ to 70°C

*2 Pulse width ≤ 1 ms

*3 For 1 minute MAX.

*4 Not exceed 500mV or more than supply voltage (V_{CC})

*5 AC for 1 minute, 40 to 60% RH

Apply the specific voltage between all the input electrode pins connected together and all the output electrode pins connected together.

*6 2mm or more away from the lead base for 10 seconds

Figura 21 Características técnicas del optoacoplador 6N137

Anexo D



Data Sheet No. PD60147 rev.V

IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

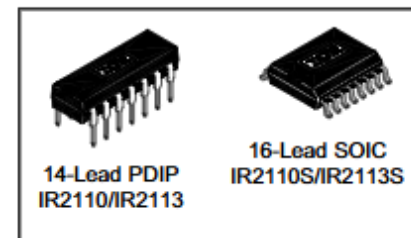
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



Typical Connection

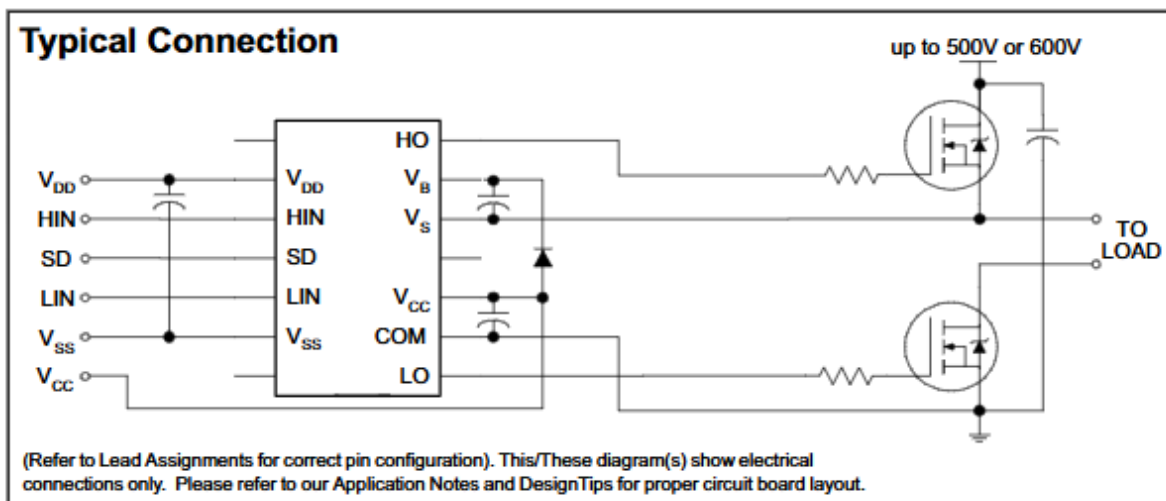


Figura 22 Hoja de datos del driver IR2110.

Anexo E

International
IR Rectifier

SMPS IGBT

IRGP50B60PD

WARP2 SERIES IGBT WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Applications

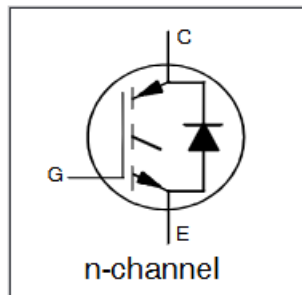
- Telecom and Server SMPS
- PFC and ZVS SMPS Circuits
- Uninterruptable Power Supplies
- Consumer Electronics Power Supplies

Features

- NPT Technology, Positive Temperature Coefficient
- Lower $V_{CE(SAT)}$
- Lower Parasitic Capacitances
- Minimal Tail Current
- HEXFRED Ultra Fast Soft-Recovery Co-Pack Diode
- Tighter Distribution of Parameters
- Higher Reliability

Benefits

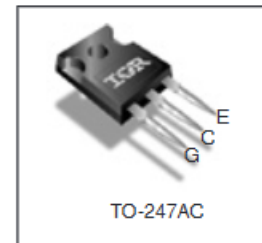
- Parallel Operation for Higher Current Applications
- Lower Conduction Losses and Switching Losses
- Higher Switching Frequency up to 150kHz



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(on)} \text{ typ.} = 2.00V$
 @ $V_{GE} = 15V$ $I_C = 33A$

Equivalent MOSFET Parameters[Ⓞ]

$R_{CE(on)} \text{ typ.} = 61m\Omega$
 $I_D \text{ (FET equivalent)} = 50A$



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	75	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	42	
I_{CM}	Pulse Collector Current (Ref. Fig. C.T.4)	150	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current [Ⓜ]	150	
$I_F @ T_C = 25^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	50	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	25	
I_{FRM}	Maximum Repetitive Forward Current [Ⓝ]	100	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	370	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	150	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$ (IGBT)	Thermal Resistance Junction-to-Case-(each IGBT)	—	—	0.34	°C/W
$R_{\theta JC}$ (Diode)	Thermal Resistance Junction-to-Case-(each Diode)	—	—	0.64	
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink (flat, greased surface)	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (typical socket mount)	—	—	40	
	Weight	—	6.0 (0.21)	—	g (oz)

Figura 23 Datos técnicos del IGBT IRGP50B60PD