

UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE



Facultad de Ingeniería en Ciencias Aplicadas

Carrera de Electricidad

IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR EN LAZO CERRADO CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA CON COMPENSACIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA.

Trabajo de grado presentado ante la Ilustre Universidad Técnica del Norte
previo a la obtención del título de Ingeniero Eléctrico.

Autor:

Ipiates Rosero Gregori Alexander

Director:

Msc. Jhonny Javier Barzola Iza

Ibarra - Ecuador

Febrero 2023



**UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE
BIBLIOTECA UNIVERSITARIA**

**AUTORIZACIÓN DE USO Y PUBLICACIÓN A FAVOR DE LA
UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE**

1. IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA

En cumplimiento del Art. 144 de la Ley de Educación Superior, hago la entrega del presente trabajo a la Universidad Técnica del Norte para que sea publicado en el Repositorio Digital Institucional, para lo cual pongo a disposición la siguiente información:

DATOS DE CONTACTO			
CÉDULA DE IDENTIDAD:	1004777593		
APELLIDOS Y NOMBRES:	Ipiales Rosero Gregori Alexander		
DIRECCIÓN:	Ibarra/Imbabura		
EMAIL:	gaipialesr@utn.edu.ec		
TELÉFONO FIJO:	06 2545 267	TELÉFONO MÓVIL:	0959458756

DATOS DE LA OBRA	
TÍTULO:	IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR EN LAZO CERRADO CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA CON COMPENSACIÓN DE FACTOR DE POTENCIA.
AUTOR:	Ipiales Rosero Gregori Alexander
FECHA: DD/MM/AAAA	10/05/2023
SOLO PARA TRABAJOS DE GRADO	
PROGRAMA:	☒ PREGRADO ☐ POSGRADO
TÍTULO POR EL QUE OPTA:	Ingeniería en Electricidad
ASESOR /DIRECTOR:	MSc. Jhonny Javier Barzola Iza

2. CONSTANCIAS

El autor manifiesta que la obra objeto de la presente autorización es original y se la desarrolló, sin violar derechos de autor de terceros, por lo tanto, la obra es original y que es el titular de los derechos patrimoniales, por lo que asume la responsabilidad sobre el contenido de este y saldrán en defensa de la Universidad en caso de reclamación por parte de terceros.

Ibarra, a los 10 días del mes de mayo de 2023.

EL AUTOR:



Ipiales Rosero Gregori Alexander
C.I: 1004777593

UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE
FACULTAD DE INGENIERIA EN CIENCIAS APLICADAS

CERTIFICACIÓN DE DIRECTOR DE TRABAJO DE GRADO

Yo, Jhonny Javier Barzola Iza en calidad de tutor del señor estudiante Ipiates Rosero Gregori Alexander, certifico que ha culminado con las normas establecidas en la elaboración del trabajo de investigación titulado **“IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR EN LAZO CERRADO CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA CON COMPENSACIÓN DE FACTOR DE POTENCIA”**.

Para la obtención del título de Ingeniero Eléctrico, aprobado la defensa, impresión y empastado.



MSc. Jhonny Javier Barzola Iza
DIRECTOR DE TRABAJO DE GRADO

Dedicatoria

El presente trabajo de grado está dedicado en especial a mi hermano (†) quien inspiro a alcanzar esta meta y a mi familia por darme la motivación, fortaleza, apoyo en mi formación académica y formación humanista apegada a valores y sacrificios que me han inspirado para seguir adelante y superar las adversidades.

De igual forma, a mis amigos y personas que aportaron en mi formación académica con quienes compartí momentos maravillosos y experiencias inolvidables y deseándoles éxitos en sus vidas.

Finalmente, este trabajo de grado lo dedico a las personas que les sea útil la investigación realizada esperando aportar en el desarrollo de la investigación.

Agradecimientos

Agradezco a Dios por permitirme formar parte de una maravillosa familia la cual me ha dado la fortaleza, ha guiado mi camino apegado a valores y me ha dado apoyo incondicional para cumplir esta meta.

En especial agradezco a mi madre por ser el pilar fundamental en mi vida y me ha brindado su apoyo, fortaleza e inspiración para superar cada obstáculo.

Agradezco a todos los maestros que me han brindado los conocimientos necesarios para culminar mi carrera universitaria y de manera especial al MSc. Jhonny Barzola, Ing. Jairo Revelo y MSc. Isabel Quinde, por ser un excelente guía en el proceso de investigación del trabajo de grado, por la dedicación y comprensión que me ha brindado mediante su dirección.

Agradezco a la Universidad Técnica del Norte por darme la oportunidad de ser parte de la carrera de Electricidad, por haber sido un pilar fundamental en mi formación personal y profesional mediante docentes altamente capacitados.

Tabla de contenido

Resumen.....	XII
Abstract	XIII
Introducción	XIV
Problema	XV
Formulación del problema	XVI
Objetivos	XVI
Objetivo General	XVI
Objetivos Específicos.....	XVI
Justificación	XVII
Alcance	XVII
CAPÍTULO 1	
Inversores y estrategias de control para conexión a la red.....	1
1.1.Inversores	1
1.1.1. Aplicaciones de inversores	2
1.1.2. Modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM).....	2
1.1.3. Tipología de Inversores.....	4
1.2. Control de inversores	10
1.2.1. Modulación por ancho de pulsos (PWM)	10
1.2.2. Modulación por espacios vectoriales (SVM).....	11
1.2.3. Modos deslizantes	11
1.3. Inversores conectados a la red.....	12
1.3.1. Inversor conectado a la red con aislamiento galvánico	12
1.3.2. Inversor conectado a la red sin aislamiento galvánico.....	13
CAPÍTULO 2	
Diseño y control de inversor con conexión a la red eléctrica	15
2.1. Metodología	15
2.2. Parámetros de diseño del inversor conectado a la red.....	16
2.2.1. Descripción de circuito de potencia	16
2.2.2. Descripción de sistema de control	25
2.2.3. Disposición de prototipo experimental	26
2.3.Modelamiento matemático de inversor conectado a la red.....	27
2.4. Diseño de control PI.....	29
2.4.1. Ganancias de controlador PI	29

2.4.2. Lazo de control	32
2.5. Simulación de inversor conectado a la red eléctrica.....	34
2.5.1. Circuito de potencia Simulink	34
2.5.2. Simulación de lazo de control.....	35
2.5.3. Simulación de modulación SPWM.....	35
CAPÍTULO 3	
Implementación de Inversor en Lazo Cerrado con Conexión a la Red Eléctrica.	37
3.1. Construcción de prototipo.....	37
3.1.1. Sistema de potencia de inversor puente completo	37
3.1.2. Sistema de medición y control.....	41
3.1.3. Prototipo experimental.....	44
3.2. Resultados Experimentales.	46
3.2.1. Pruebas de modulación SPWM	46
3.2.2. Pruebas de control de corriente.....	48
3.2.3. Pruebas de sincronización con la red eléctrica	50
3.2.4. Pruebas de suministro de corriente a la red eléctrica	51
Conclusiones	55
Recomendaciones	56
Referencias.....	57
Anexos	60

Índice de Figuras

Fig. 1. Proceso de inversión de una señal DC a una señal AC.	1
Fig. 2. SPWM mediante comparación de señal sinusoidal de control y señal triangular.	2
Fig. 3. SPWM en modo de operación no lineal en sobre modulación.	4
Fig. 4. Inversor de medio puente conectado a una carga.	5
Fig. 5. Señal resultante de inversor de medio puente.	5
Fig. 6. Inversor puente completo conectado a una carga.	6
Fig. 7. Señal resultante de inversor puente completo con conmutación bipolar.	7
Fig. 8. Señal resultante de inversor puente completo con conmutación unipolar.	7
Fig. 9. Inversor de contrafase monofásico.	8
Fig. 10. Voltaje de salida de un inversor multinivel.	8
Fig. 11. Inversor con fuente de corriente en la entrada.	9
Fig. 12. Señal constante de corriente ante perturbaciones.	9
Fig. 13. Diagrama vectorial de voltaje de un inversor.	11
Fig. 14. Representación de trayectorias necesarias para la existencia de modos deslizantes.	12
Fig. 15. Inversor con conexión a la red con aislamientos galvánicos.	13
Fig. 16. Diagrama de bloque de un inversor en lazo cerrado.	14
Fig. 17. Metodología de desarrollo de prototipo de inversor en lazo cerrado conectado a la red eléctrica.	15
Fig. 18. Circuito de funcionamiento de prototipo inversor en lazo cerrado conectado a la red. ..	16
Fig. 19. Etapas de la tarjeta de potencia del prototipo.	17
Fig. 20. Circuito de alimentación de compuerta de MOSFET.	17
Fig. 21. Conectores de recepción de señal SPWM para conmutación de MOSFETs.	18
Fig. 22. Circuito opto acoplado de voltaje de compuerta de MOSFET.	19
Fig. 23. Circuito de potencia de inversor monofásico.	19
Fig. 24. Circuito de modelo promedio evaluado en el tiempo.	21
Fig. 25. Sensor de corriente tipo invasivo ACS712.	24
Fig. 26. Amplificador optoacoplador ACPL-790A.	25
Fig. 27. LAUNCHXL-F28379D Microcontrolador de Texas Instruments.	25
Fig. 28. Disposición de prototipo experimental.	27
Fig. 29. Esquema de inversor puente completo conectado a la red como fuente de corriente.	27

Fig. 30. Diagrama de Bode de funciones de transferencia de planta, controlador y lazo abierto.	30
Fig. 31. Sistema de control de la planta en lazo cerrado.....	32
Fig. 32. Pre-alimentación de sistema de control de la planta en lazo cerrado.	32
Fig. 33. Circuito de simulación de potencia de inversor puente completo conectado a la red.	34
Fig. 34. Lazo de control de inversor conectado a la red.	35
Fig. 35. Control de modulación SPWM para el inversor puente completo conectado a la red. ...	36
Fig. 36. Placa de prototipo de inversor medio puente.....	39
Fig. 37. a) Partes de inductor ETD54/28/19. b) Construcción de filtro L en prototipo.	40
Fig. 38. Carga resistiva para conexión a la red eléctrica.	40
Fig. 39. Transformador de conexión a la red en baja frecuencia.	41
Fig. 40. Montaje de sensor de corriente ACS712.	41
Fig. 41. a) Circuito de sensor de voltaje. b) Montaje de sensor de voltaje.	43
Fig. 42. a) Registros de activación de ADC del canal C. b) Registros de resultados de ADC para variables.	44
Fig. 43. a) Variables de medición de corriente (I_o) y voltaje (V_o) reales. b) Lazo de control CCS.	44
Fig. 44. Diagrama eléctrico de prototipo experimental.	45
Fig. 45. Prototipo experimental.	46
Fig. 46. Señales SPWM1 de salida del LAUNCHXL-F28379D.....	47
Fig. 47. Modulación unipolar del inversor puente completo.	47
Fig. 48. Pruebas de simulación e implementación para incremento de corriente.	48
Fig. 49. Pruebas de simulación e implementación para reducción de corriente.	49
Fig. 50. Pruebas de simulación e implementación para sincronización con la red eléctrica.	50
Fig. 51. Pruebas de conexión con la red eléctrica.	51
Fig. 52. Pruebas de simulación e implementación de suministro de corriente en fase.	52
Fig. 53. Pruebas de simulación e implementación de suministro de corriente en adelanto.....	53
Fig. 54. Pruebas de simulación e implementación de suministro de corriente en atraso.....	54
Fig. 55. Esquema de Circuito de tarjetas de un inversor medio puente KiCad.	73
Fig. 56. Diseño PCB de tarjeta de inversor medio puente KiCad.....	74
Fig. 57. Soldadura de componentes SMD en tarjeta PCB.	74
Fig. 58. Código de CCS para vector de almacenamiento de mediciones.	75

Índice de Tablas

TABLA 1.1 Estados de conmutación de MOSFETs para salida de voltaje.	5
TABLA 1.2 Estados de conmutación bipolar de MOSFETs para salida de voltaje.	6
TABLA 1.3 Características requeridas para el diseño del inversor.	14
TABLA 2.1 Características técnicas de controlador aislado UCC5320.	18
TABLA 2.2 Características técnicas del MOSFET SiHP25N40D.	20
TABLA 2.3 Características de sensor de corriente ACS712 de prototipo.	23
TABLA 2.4 Características de amplificador optoacoplador ACPL-790A.	24
TABLA 2.5 Características de tarjeta de desarrollo LAUNCHXL-F28379D.	26
TABLA 2.6 Parámetros de simulación de circuito de potencia.	34
TABLA 2.7 Parámetros de implementación.	36
TABLA 3.1 Componentes de placa prototipo inversor medio puente.	38
TABLA 3.2 Constitución de Inductor ETD 54/28/19.	39
TABLA 3.3 Elementos de montaje para sensor de voltaje.	42

Resumen

En la actualidad, el incremento de consumo eléctrico en Ecuador ha permitido la inserción de energías renovables en la generación y distribución eléctrica. Los inversores han ganado un gran interés en el campo de las energías renovables, otorgando la facilidad de generación eléctrica en alta o baja potencia. El uso de cargas no lineales provoca la presencia de armónicos en la red eléctrica disminuyendo así el factor de potencia.

En el trabajo de grado se presenta la implementación de un inversor en lazo cerrado conectado a la red que compense el factor de potencia desde una fuente DC mediante el diseño de un control PI que suministre corriente a la red en fase, adelanto y atraso. Inicialmente, producto de la descripción de funcionamiento de inversores y estrategias de control, se seleccionó el inversor puente H completo dentro de los parámetros de diseño de un prototipo con conexión a la red. El modelo matemático permitió el dimensionamiento de componentes y el diseño de un control PI que se acopla a una placa de desarrollo, para la validación de resultados en una simulación en MATLAB/Simulink. La implementación del prototipo integra componentes de potencia del inversor, sensores y tarjeta de desarrollo. El inversor controla la corriente para la conexión con la red y así suministrar una corriente en fase, adelanto o atraso, resultados que se comparan con los obtenidos en simulación. El acoplamiento del inversor a la red eléctrica contribuye al factor de potencia de la red eléctrica.

Palabras clave: Inversor, factor de potencia, control PI, red eléctrica, armónicos.

Abstract

Currently, the increase in electricity consumption in Ecuador has allowed the insertion of renewable energies in electricity generation and distribution. Inverters AC have gained great interest in the renewable energies, this gives the facility of electricity generation in high or low power. The use of non-linear loads causes the presence of harmonics in the electrical network, thus decreasing the power factor.

The degree work presents the implementation of a closed-loop inverter connected to the network that compensates the power factor from a DC source through the design of a PI control that supplies current to the network in phase, advance and delay. Initially, as a result of the description of operation of inverters and control strategies, the complete H-bridge inverter was selected within the design parameters of a prototype with grid connection. The mathematical model allowed the dimensioning of components and the design of a PI control that is coupled to a development board, for the validation of results in a simulation in MATLAB/Simulink. The prototype implementation integrates inverter power components, sensors, and development board. The inverter controls the current for the connection with the network and thus supply a current in phase, advance or delay, results that are compared with those obtained in simulation. The coupling of the inverter to the power grid contributes to the power factor of the power grid.

Keywords: Inverter, power factor, PI control, electricity grid, harmonics.

Introducción

En la medida que una sociedad se desarrolla más consume energía, en la mayoría de los casos de forma ineficiente, por lo tanto, una actitud responsable es tener la mayor eficiencia energética en la vida diaria (Algarín, Llanos, & Castro, An analytic hierarchy process-based approach for evaluating renewable energy sources., 2017) (Algarín, Giraldo, & Castro, 2018). La World Energy Council (2015) afirmó que el 80% de la generación de energía eléctrica corresponde a la energía fósil, prediciendo que en 2020 la energía fósil sería desplazada al menos en 5% por las nuevas energías renovables, las cuales han sido empleadas en la generación eléctrica para atender el suministro eléctrico de diversas poblaciones.

La implementación de generación eléctrica en corriente continua DC a partir de energías renovables en el Ecuador ha comenzado, y está en desarrollo, esto debido a la ubicación geográfica favorable para el aprovechamiento de la energía solar. Actualmente existen normas de instalación de microgeneración fotovoltaica, en la cual estipulan que el alcance de una instalación de microgeneración fotovoltaica para autoabastecimiento deberá tener una capacidad máxima nominal de 100 kW en medio y/o bajo voltaje, que operen en sincronismo con la red y sea autoconsumida en propias instalaciones y aporten sus excedentes a la red de distribución. (ARCONEL, 2018).

En generación y distribución de energía eléctrica, predomina el manejo de la corriente alterna AC debido a las ventajas de transporte a largas distancias y la facilidad en etapas de transformación que presenta, aspectos que dificultan la incorporación de generación

eléctrica de corriente continua DC a partir de energía solar. La implementación de elementos generadores de corriente continua DC como paneles solares aislados a la red de distribución nacional, es muy ineficiente debido a la poca potencia que suministran, con la cual la dificultad en el acoplamiento a la red eléctrica como fuente de apoyo se ve reflejado en la conversión de la componente directa. La conversión de potencia eléctrica de componente directa a componente alterna, busca a partir de fuentes de corriente directa obtener ondas de corriente alterna para alimentar máquinas AC basados en estrategias llamadas PWM (Gaikwad, Mutha, Mundhe, & Chinchole, 2016).

La conversión de potencia presenta ciertas complicaciones como Anurag, Deshmukh, Maguluri y Anand (2018) indican al decir que se dan variaciones en la tensión debido a cambios de carga o fluctuaciones en el bloque de corriente continua de donde el componente inversor toma energía, debido a ello es preciso el uso de inversores multinivel que de acuerdo con la cantidad de niveles que tenga, aumenta el rango de la tensión de salida, generándose una forma de onda escalonada con una menor armónica (Pietzsch & Bordonau, 2012).

Los inversores multinivel de potencia se han convertido en un gran atractivo en media y baja tensión, siendo utilizados en varias aplicaciones industriales como fuentes de corriente alterna, compensadores estáticos de reactivos, sistemas de acondicionamiento de señales, etc. (Blanco, Corral, & Costa, 2004), resaltando la funcionalidad, con conexión a red, de compensar potencia reactiva a una carga para aprovechar de mejor manera el suministro de potencia activa en la red corrigiendo el factor de potencia existente.

Es primordial una técnica de control que provea un control rápido de magnitudes de voltaje, así como el establecimiento de la frecuencia, necesario para garantizar las exigencias de la carga (Blanco, Díaz, Gonzales, Peraza, & Villanueva, 2008) y en este caso las normas nacionales de microgeneración. Según ARCONEL (2018) indica en su regulación de perturbaciones de voltaje que la presencia de armónicos en la red no deberá exceder el 5% en bajo voltaje y el 3% en medio voltaje, del voltaje nominal de la red (R.005/018).

Problema

Según el Instituto de Investigación Geológico y Energético (2019), Ecuador ha incrementado un 39.4% en el consumo eléctrico por persona desde el año 2009, como consecuencia se ha incrementado el costo de consumo eléctrico. El uso de motores y cargas altamente inductivas por parte de los abonados de empresas suministradoras de energía eléctrica, generan distorsión en la red eléctrica (armónicos) y reducen el factor de potencia, siendo en algunos casos sancionados económicamente por presentar un factor de potencia menor a 0.9.

Con el fin de reducir el consumo eléctrico, ARCONEL (2018) presenta una regulación de microgeneración para autoabastecimiento que permite la incorporación de microgeneración a partir de paneles solares u otra fuente diferente a la red eléctrica, siendo común las fuentes DC se requiere de un inversor que permita acoplarse a la red eléctrica.

El uso de inversores para conexión de fuentes DC a la red eléctrica es común, pero presentan un problema en el controlador del inversor debido al número de elementos conmutadores, lo que limita el suministro de corriente en fase, adelanto y atraso con el fin de compensar factor de potencia para la adaptación de cambios en cargas instaladas, que provocan distorsión en la red eléctrica por componentes altamente inductivos presentes en máquinas, equipos eléctricos y electrónicos, y de esta manera disminuir el consumo eléctrico de la red convencional.

Formulación del problema

¿Cómo implementar un inversor con controlador (lazo cerrado) que se acople a la red de distribución eléctrica con la capacidad de suministrar corriente a la red eléctrica en fase, atraso o adelanto que reduzca el consumo eléctrico y mejore el factor de potencia?

Objetivos

Objetivo General

Implementar un inversor en lazo cerrado conectado a la red eléctrica con compensación del factor de potencia para suministro de corriente a la red eléctrica desde una fuente DC, mediante el diseño de un controlador con la capacidad de suministro de corriente en fase, adelanto o atraso.

Objetivos Específicos

- Describir el funcionamiento de los inversores y estrategias de control para conexión a la red eléctrica.
- Diseñar el inversor y controlador con la capacidad de suministro de corriente a la red en fase, atraso o adelanto.
- Construir un inversor en lazo cerrado adaptado a la red de distribución eléctrica convencional que suministre corriente a la red eléctrica en fase, atraso o adelanto.

Justificación

En la actualidad las compañías suministradoras de energía eléctrica han establecido un valor de factor de potencia mínimo aceptable de 0.90, existiendo sanciones económicas si el factor de potencia del abonado es menor a este valor. Esta reducción de factor de potencia se presenta en abonados que requieren el uso de cargas inductivas como motores, balastros, transformadores entre otros.

El desarrollo de este trabajo permitirá suministrar corriente en fase, atraso o adelanto a la red eléctrica a partir de una fuente DC, por medio de un inversor con controlador con el fin de compensar el factor de potencia presente en la red eléctrica para evitar penalizaciones por cargas inductivas instaladas, permitiendo a abonados comunes o industriales corregir el factor de potencia mediante el uso de uno o varios inversores con controlador.

A su vez, la existencia de regulación de ARCONEL (2018) indica la posibilidad de microgeneración para autoabastecimiento como alternativa de reducción de consumo eléctrico en la red a personas que buscan reducir su consumo eléctrico a partir de una fuente eléctrica diferente de la red eléctrica convencional siendo este trabajo un nexo con la implementación de microgeneración fotovoltaica que se conecte a la red eléctrica para reducir el consumo eléctrico de la red eléctrica y compensar el factor de potencia.

El suministro de corriente en fase, atraso o adelanto en un inversor a partir de una fuente DC es necesaria para afrontar los cambios de cargas instaladas con el fin de reducir la presencia de armónicos en la red eléctrica, adaptándose a los estándares permitidos de calidad de energía que presenta la red eléctrica.

Alcance

El presente trabajo tiene como objeto la implementación de un inversor con controlador para suministrar corriente a la red eléctrica a partir de una fuente DC (paneles, baterías u otro convertidor de corriente con salida DC) con el objetivo de mejorar el factor de potencia y reducir el consumo eléctrico de una red eléctrica. El inversor con controlador será capaz de suministrar corriente a la red eléctrica en fase, atraso o adelanto, esta corriente podrá tener una amplitud de 3A pico y con un factor de potencia de ± 0.8 .

En la implementación del controlador del inversor es necesario una fuente de entre 200-240 VDC de entrada del inversor para la conversión a CA y obtener 120 Vrms en la salida del inversor, con variación de voltaje de $\pm 8\%$ nominal de la red eléctrica y distorsión armónica (THD) del 10%. Mediante el uso de componentes electrónicos de potencia será construido un inversor de puente H en un circuito impreso en tarjeta y un controlador de suministro de corriente, que serán adaptados a una carcasa para su uso de conexión de fuente DC y red eléctrica.

El uso del osciloscopio será requerido para la observación de señales resultantes del inversor, así mismo será empleado el software de MATLAB para la simulación y realización de pruebas de suministro de corriente con el fin de realizar la experimentación de suministro de corriente en fase, adelanto o atraso en la red eléctrica de la Universidad Técnica del Norte.

CAPÍTULO 1

Inversores y estrategias de control para conexión a la red

Los inversores están presentes en la introducción de las energías renovables para la generación y distribución eléctrica. En el presente capítulo se describió los inversores en distintas configuraciones y estrategias de control enfocadas a la conexión de los dispositivos con la red.

1.1. Inversores

Los inversores son dispositivos electrónicos con la capacidad de transformar de corriente continua (DC) a corriente alterna (AC) como se observa en la Figura 1. La función de un inversor es cambiar el voltaje de entrada DC a un voltaje simétrico de salida en CA, con la magnitud y frecuencia deseada siendo fijo o variable (Rashid, 2002).

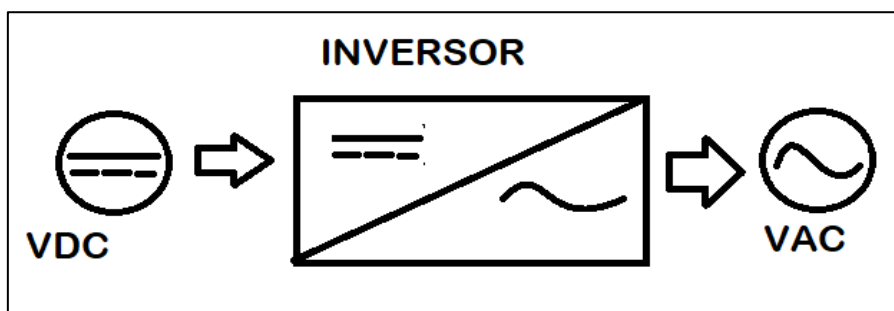


Fig. 1. Proceso de inversión de una señal DC a una señal AC.

La naturaleza de funcionamiento de un inversor se basa en la conmutación por modulación de dispositivos semiconductores como BJT, IGBTs, MOSFETs entre otros, para obtener un voltaje AC y frecuencia fija o variable (Inga & Juela, 2013). Para circuitos de alta potencia se requiere de inversores con ondas senoidales de baja distorsión con dispositivos semiconductores de alta velocidad (Rashid, 2002), características que comparten los MOSFETs.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser senoidales, sin embargo, en los inversores reales no son senoidales y contienen ciertas armónicas. La denominación de los inversores se guía por la fuente de entrada y fuente de salida, de tal manera, se llama Inversor de Fuente de Voltaje, si el voltaje de entrada se mantiene constante y la corriente es variable; o Inversor de Fuente de Corriente, si la corriente de entrada se mantiene constante y el voltaje variable. (Nava & Mariano, 2004). Generalmente estos inversores utilizan señal de control de conmutación moduladas por ancho de pulso denominado SPWM.

1.1.1. Aplicaciones de inversores

La electrónica de potencia ha permitido el desarrollo de los inversores hoy en día, reflejándose la importancia y aplicación que les dan diferentes áreas comerciales, industriales y residenciales en la que se requiera la conversión de una fuente DC a una fuente AC. Entre sus aplicaciones se encuentran:

- a. **Industrial:** Control de motores de inducción, control de motores de imán permanente, sistemas de iluminación de emergencia y autotrónica.
- b. **Comercial:** Sistemas ininterrumpidos de alimentación, control de calidad de energía de suministro, generadores estáticos de potencia reactiva, sistemas de generación por energías renovables.
- c. **Residenciales:** Sistemas de generación eléctrica para autoconsumo, dispositivos electrónicos que requieran conversión de energía.

El uso de los inversores ha facilitado la conversión de DC a AC, siguiendo parámetros de operación que requiera el trabajo a desempeñar y pueden ser: voltaje nominal, potencia nominal, capacidad de carga, forma de onda y eficiencia.

1.1.2. Modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM)

La modulación SPWM a fin de obtener una forma de onda sinusoidal, con magnitud y frecuencia fija o controlada, se compara una señal de control sinusoidal con la frecuencia deseada y una forma de onda triangular. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2009), debido a la comparación la señal SPWM en pulsos tienen ciclos de trabajo variables como se muestra en la Figura 2.

La frecuencia de pulsos por semiciclo depende de la frecuencia de la señal portadora, una señal triangular en la anterior figura, controlando así la velocidad de conmutación por pulso. La frecuencia de la señal resultante senoidal depende de la frecuencia de la señal senoidal de control, pero el índice de modulación (m_a) determina la amplitud de la señal senoidal resultante controlado así su V_{rms} .

La modulación SPWM es un método de control que nos ayuda a reducir la distorsión armónica considerablemente, siendo una modulación más eficaz que la que se hallan en inversores de onda cuadrada. (Mañana, 2015).

Este tipo de modulación se puede hallar en 2 rangos de modulación, con respecto a la relación de modulación de la frecuencia (m_f) y la amplitud de la señal senoidal de control (Mohan et al., 2009) siendo las siguientes:

a. Rango Lineal.

En este modo de operación lineal existen dos casos en los que el rango de modulación de la frecuencia (m_f) trabaja:

1) SPWM síncrono: Se requiere que m_f sea un entero, como en la figura 3, lo que implica que la frecuencia de la señal triangular varía junto con la frecuencia resultante del inversor. Este modo de operación evita generar subarmónicos de la señal resultante que son indeseables en la mayoría de las aplicaciones.

2) SPWM asíncrono: Valores de m_f no enteros, debido a la variación de frecuencia de la señal control, mientras que la señal portadora se mantiene constante. Las amplitudes de los subarmónicos son pequeños en valores grandes de m_f , debido a ello se debe evitar el SPWM asíncrono.

b. Sobremodulación. Este es un rango de operación no lineal. La amplitud de la señal de control es superior a la señal portadora triangular haciendo de m_a mayor que 1.

El voltaje de salida contiene muchos armónicos con amplitudes dominantes en el rango no lineal, pero la amplitud de la componente fundamental de la señal resultante no varía en forma lineal con relación a m_a . A continuación, en la Figura 3 se muestra un SPWM en sobre modulación:

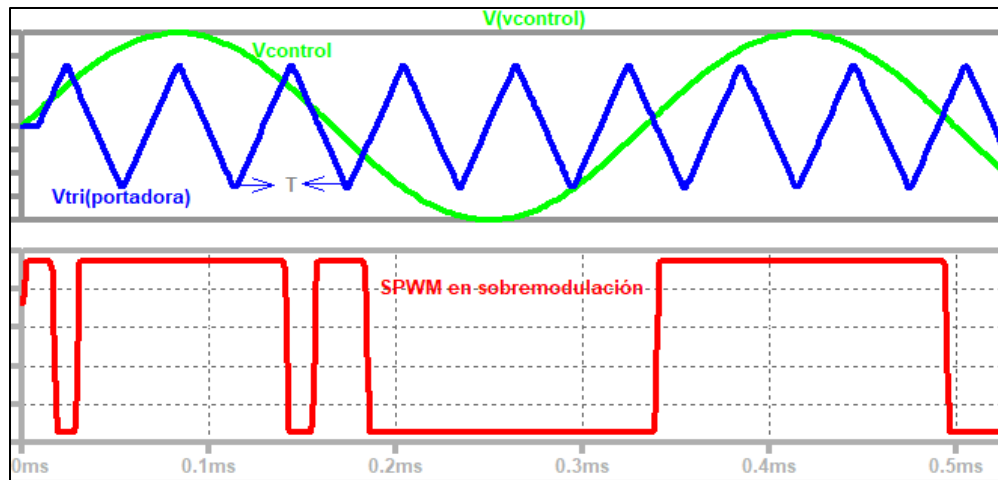


Fig. 3. SPWM en modo de operación no lineal en sobre modulación.

La modulación SPWM por lo general presenta poco contenido de armónicos, y son utilizados con frecuencia para la conmutación de dispositivos semiconductores con control del ciclo de trabajo en diferentes tipos de convertidores DC/AC que se presentaran a continuación.

1.1.3. Tipología de Inversores

Los inversores al contar con una gran cantidad de configuraciones existentes para cumplir el propósito de convertir corriente continua DC a corriente alterna AC, dificulta tener una categoría general para clasificarlos y se opta por tomar 2 clasificaciones generales de inversores monofásicos más relevantes los cuales son: Por circuito de potencia y por fuentes de entrada.

De tal manera, se encuentran los tipos de inversores que se encuentran dentro de cada una de las clasificaciones.

1.1.3.1. Clasificación de Inversores por circuito de potencia.

Estos tipos de inversores se caracterizan por enfocarse en el circuito de potencia con una fuente de entrada DC y una carga como objetivo de alimentar, excluyendo circuitos de excitación y bloqueo (Martínez & Gualda, 2006).

a. Inversores de medio puente.

En este tipo de inversores se cuenta con dos interruptores encargados de la conmutación simultanea representados en la Figura 4 como MOSFETs, dividiendo V_{DC} en dos partes debido a la conexión de capacitores de igual capacitancia en serie obteniendo $\frac{V_{DC}}{2}$ de un lado de la carga (Flores, 2016).

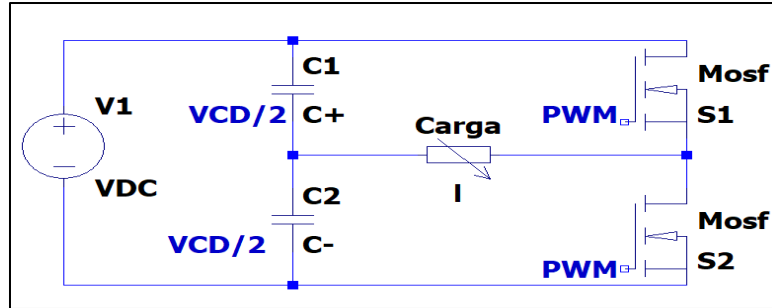


Fig. 4. Inversor de medio puente conectado a una carga.

Para la acción de conmutación se previene que ambos switches coincidan con iguales estados de operación para obtener un tiempo muerto con el fin de prevenir cortocircuitos, de esta manera se dice que $S1 = 1 - S2$, y presenta los casos de la Tabla 1.1:

TABLA 1.1 Estados de conmutación de MOSFETs para salida de voltaje.

S1	S2	VO
ON	OFF	$-V_{DC}/2$
OFF	ON	$V_{DC}/2$

De esta manera se obtiene una señal resultante como en la Figura 5:

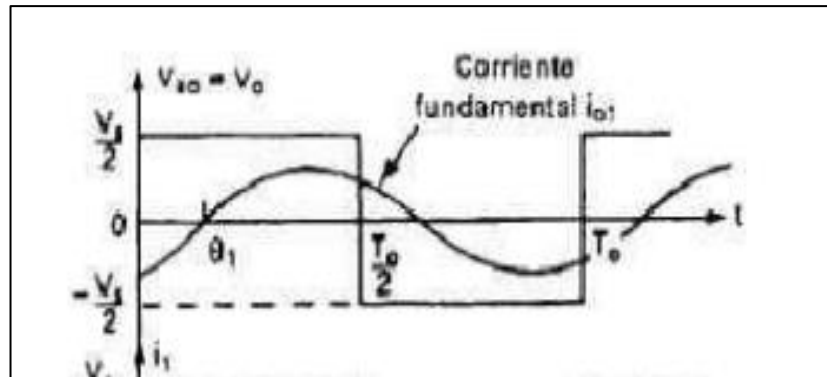


Fig. 5. Señal resultante de inversor de medio puente.

Fuente: (Flores, 2016)

b. Inversor de puente completo.

Este inversor consiste en dos inversores de medio puente, se conforma por cuatro semiconductores activándose dos de ellos complementarios con el fin de alimentar la carga como se muestra en la figura 7 para obtener el voltaje de salida es V_{DC} , obteniendo una

clara ventaja con respecto al inversor de medio puente en cuestión de mayor potencia (Mohan et al., 2009).

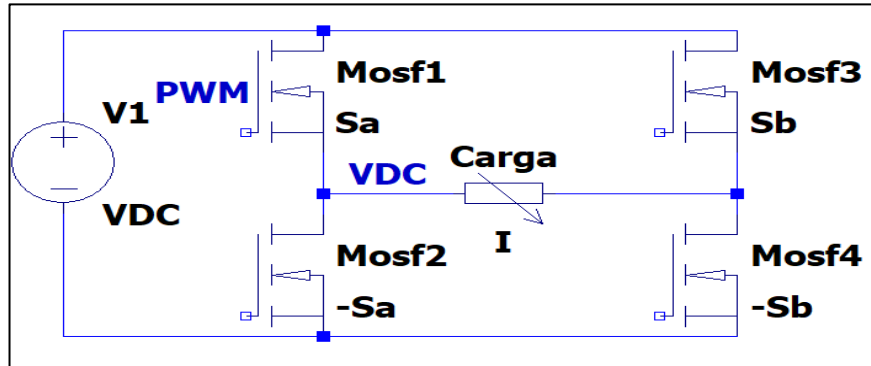


Fig. 6. Inversor puente completo conectado a una carga.

Este tipo de inversor tiene la capacidad de realizar modulación para dos tipos de conmutación los cuales son:

- 1) PWM con conmutación bipolar: Los interruptores diagonales opuestos (S_a , $-S_b$) y ($-S_a$, S_b) se conmutan como pares de interruptores, con lo cual se obtiene una conmutación unidireccional tipo SPWM (Mohan et al., 2009). Este tipo de conmutación requiere de un unico ciclo de trabajo y permite conmutar a los 2 pares de interruptores simultaneamente obteniendo los estados de conmutacion de la Tabla 1.2:

TABLA 1.2 Estados de conmutación bipolar de MOSFETs para salida de voltaje.

S_a	S_b	V_o
0	0	0
0	1	$-V_{DC}$
1	0	V_{DC}
1	1	0

De esta manera, se obtiene una señal resultante como se observa en la Figura 7:

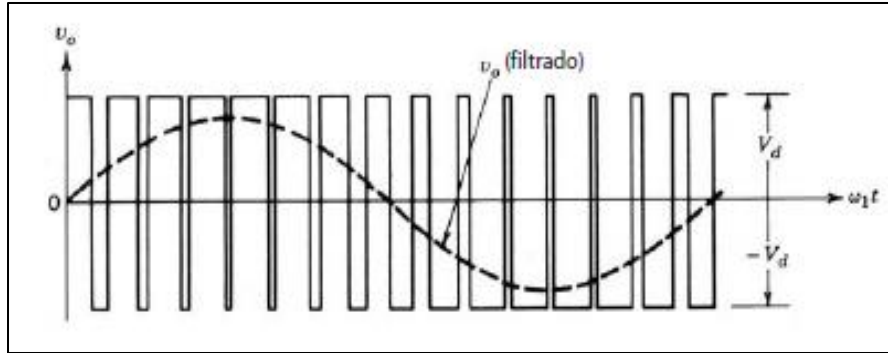


Fig. 7. Señal resultante de inversor puente completo con conmutación bipolar.

Fuente: (Mohán et al., 2009).

- 2) PWM con conmutación unipolar: Los interruptores no se conmutan de manera simultánea, como en la conmutación bipolar siendo controlados por separado siendo controlados mediante la comparación entre una señal portadora con $V_{control}$ y $-V_{control}$ (Mohan et al., 2009), permitiendo generar tiempos muertos y una modulación con desfase de 180° , duplicando así la frecuencia de conmutación.

De esta manera, se obtiene la señal resultante de la Figura 8:

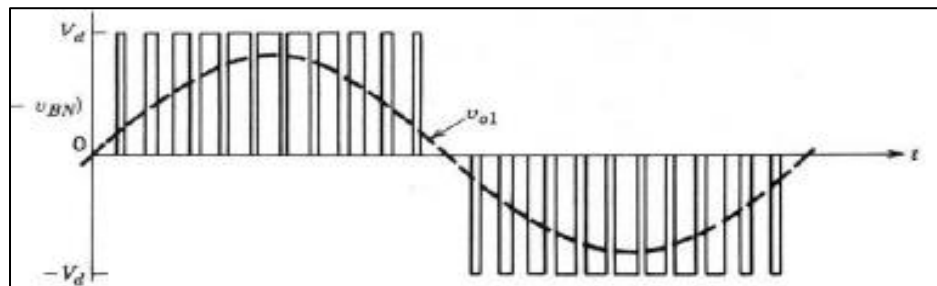


Fig. 8. Señal resultante de inversor puente completo con conmutación unipolar.

Fuente: (Mohán et al., 2009).

c. Inversor en Contrafase (PUSH-PULL).

Este inversor se caracteriza por requerir un transformador con un primario con derivación central para obtener una onda cuadrada alterna como se muestra en la Figura 9, se emplea dos interruptores que son conmutados por modulación aplicando voltaje simultáneamente al devanado primario superior e inferior (Martínez & Gualda, 2006).

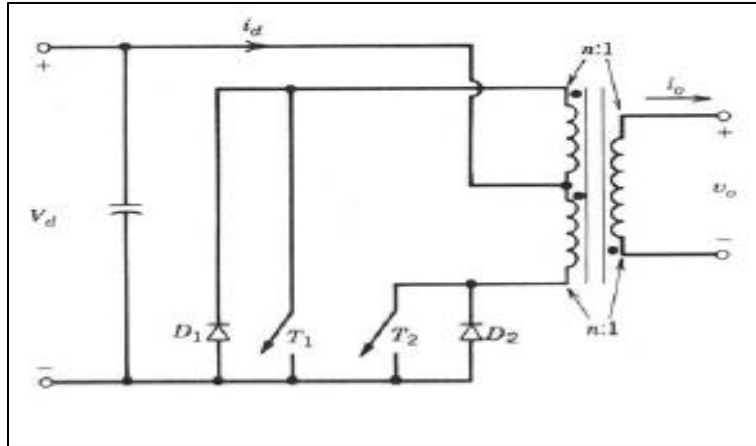


Fig. 9. Inversor de contrafase monofásico.

Fuente: (Martínez & Gualda, 2006).

La corriente de salida, que es la secundaria del transformador, es una corriente de variación lenta con la frecuencia fundamental de salida.

d. Apartado de inversores multinivel.

Son inversores que se utilizan con el fin de aplicaciones de alta potencia. El inversor multinivel básicamente sintetiza una señal senoidal en varias señales de V_{DC} escalonadas (Bárcenas, 2002). Estos inversores se pueden clasificar de la siguiente manera: Por diodos de enclavamiento, por condensadores flotantes, inversores en cascada.

Todas las tipologías de estos inversores multinivel producen una señal resultante similar a una onda senoidal escalonada como el ejemplo de la Figura 10, y se aplican diferente técnica de modulación como: PWM vectorial, SPWM, Escalera y PWM programado.

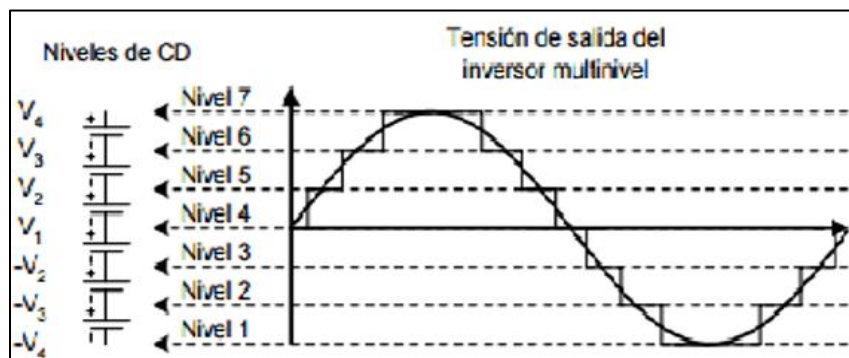


Fig. 10. Voltaje de salida de un inversor multinivel.

Fuente: (Bárcenas, 2002).

1.1.3.2. Clasificación de inversores como fuentes.

Esta clasificación tiene como enfoque principal la configuración de los inversores en cuanto al funcionamiento destinado, sea un inversor como fuente de voltaje o un inversor como fuente de corriente.

a. Inversor de fuente de corriente (CSI).

Habitualmente los inversores son alimentados por fuentes de voltaje mientras que la corriente de carga fluctúa de acorde a la carga y voltaje. Este inversor se caracteriza por tener una fuente de corriente en la entrada con lo cual la corriente de salida se mantiene constante sin depender de la carga, mientras que el voltaje es obligado a cambiar (Rashid, 2002). Para este inversor se requieren diodos en serie con los semiconductores a fin bloquear voltajes inversos en la transición como en la Figura 11.

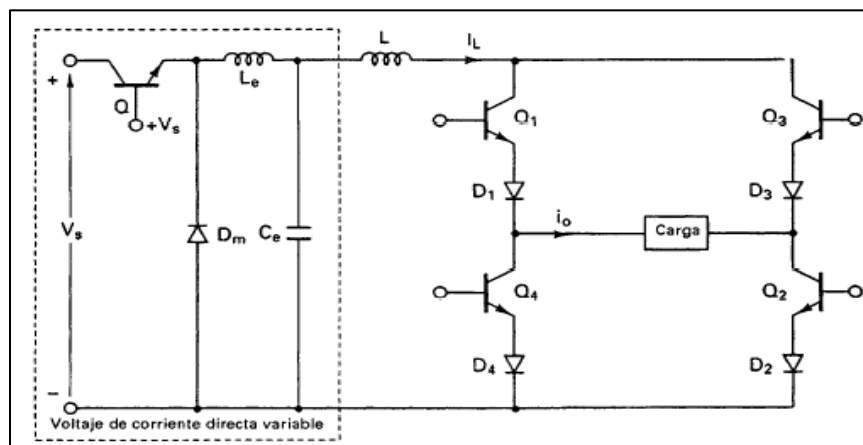


Fig. 11. Inversor con fuente de corriente en la entrada.

Fuente: (Rashid, 2002).

Las técnicas de PWM, SPWM, MSPWM o MSPWN puede aplicarse para variar la carga y mejor la calidad de la señal resultante, de ejemplo la Figura 12:

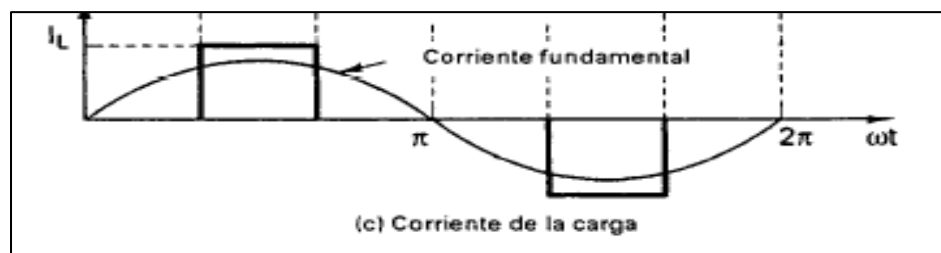


Fig. 12. Señal constante de corriente ante perturbaciones.

Fuente: (Rashid, 2002).

b. Inversor de Fuente de Voltaje (VSI).

Un inversor de fuente de voltaje es alimentado por un voltaje DC, el cual por medio de un condensador robusto se mantiene estable sin cambiar de polaridad, mientras que la corriente fluye en cualquier dirección. Este tipo de inversores usan la técnica de modulación unipolar para evitar cortocircuitos en conmutación bipolar.

1.2. Control de inversores

Los inversores son dispositivos que cumplen el objetivo de conversión de DC a AC, pero sin el uso de un controlador son sensibles a las variaciones de alimentación y carga, generando distorsiones y variaciones en la señal resultante. A menudo se requiere controlar las magnitudes de voltaje y corriente en los inversores para cumplir las condiciones de la señal resultante y se mantenga constante (Rashid, 2002).

Existen controladores de ganancia, siendo eficientes, para obtener voltaje contante en la salida, esto se realiza por diferentes estrategias de modulación, las cuales se presentarán a continuación.

Las estrategias de modulación forman parte de las etapas de control de un inversor, siendo la etapa más importante. Las técnicas de modulación nos permiten realizar la modulación más adecuada para la conmutación de los semiconductores que definirán la distorsión armónica, amplitud y frecuencia de la señal de salida (Rosas, 2014).

Existen muchas técnicas de modulación para control de inversores, entre las que más se destacan son: PWM, SVM y modos deslizantes.

1.2.1. Modulación por ancho de pulsos (PWM)

Esta es la técnica más utilizada en el control de inversores. Consiste en la comparación de una señal moduladora sinusoidal, vista con anterioridad en la modulación SPWM, a la frecuencia de la señal de salida y una señal portadora a altas frecuencias dependiendo del semiconductor utilizado para conmutar, como se observa en la Figura 2.

Entre los tipos de modulación que se pueden realizar en esta estrategia, se hallan los antes mencionados: modulación síncrona, modulación asíncrona, sobre modulación (Fig.3), bipolar (Fig.7) y unipolar (Fig.8).

1.2.2. Modulación por espacios vectoriales (SVM)

Esta técnica de modulación consiste en la representación de cada uno de los estados de voltaje del inversor a través de vectores. El conjunto de vectores de estados de voltaje se representa en un diagrama vectorial junto con el vector de señal deseada como referencia (Rosas, 2014) representado en la Figura 13.

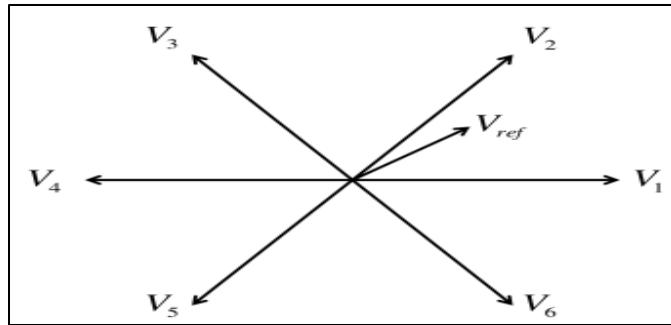


Fig. 13. Diagrama vectorial de voltaje de un inversor.

Fuente: (Rosas, 2014).

La técnica consiste en que el vector de referencia va saltando de un estado de conmutación al siguiente, entre más estados de conmutación tenga el diagrama, la forma de la señal resultante será más sinusoidal, el número de vectores de estado le agrega complejidad a la técnica (Rosas, 2014).

1.2.3. Modos deslizantes

El control por modos deslizantes permite que el sistema en lazo cerrado presente características de robustez, estabilidad en variaciones grandes de carga y alimentación (Rosas, 2014). Esta técnica es compleja, pero la idea es llevar las trayectorias de los estados del sistema a una trayectoria de deslizamiento de referencia (Fig.14), y poder estabilizar la trayectoria.

Para esta técnica se propone una función dependiente de los estados de conmutación σ y se presenta una ley de control U en modos deslizantes, la más sencilla se plantea la operación sobre superficie de deslizamiento con dos posibles valores de u dependiendo del signo de σ (Rosas, 2014).

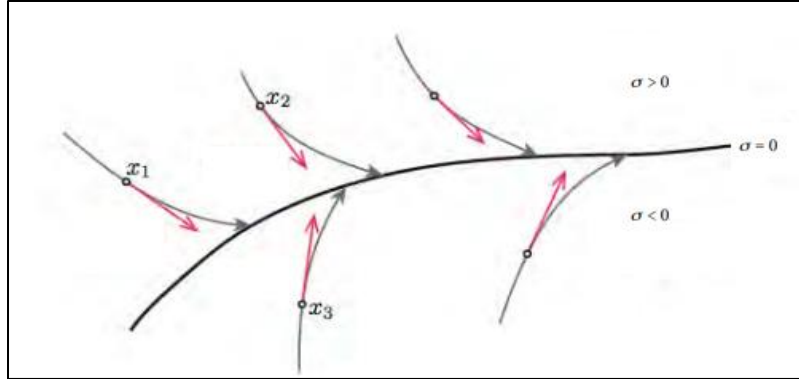


Fig. 14. Representación de trayectorias necesarias para la existencia de modos deslizantes.

Fuente: (Rosas, 2014).

1.3. Inversores conectados a la red

Existen inversores con la capacidad de conectarse a la red de distribución eléctrica a manera de suministrar energía de una fuente DC como son: paneles solares, baterías entre otros. El inversor en modo de conexión a la red suministra corriente a la red, lo que mejora la calidad de energía de la red y reduce el consumo de energía en la red (Ormeño, Barzola, & Vivert, 2020).

La conexión de un inversor a la red se debe adaptar a las normas y regulaciones existentes en el lugar de instalación. En este caso las normativas de microgeneración a partir de fuentes DC se basa en la regulación de calidad de energía que se inyecta en la red, estos parámetros son establecidos por ARCONEL se hallan en la regulación 05/18.

Entre los tipos de inversores conectados a la red se pueden clasificar en dos grupos que son inversores con aislamiento galvánico e inversores sin aislamiento galvánico.

1.3.1. Inversor conectado a la red con aislamiento galvánico

Esta clase de inversores tienen dos tipos de configuraciones:

- a) Aislamiento mediante un transformador de alta frecuencia en el lado de la fuente de entrada DC del inversor.
- b) Aislamiento mediante un transformador de baja frecuencia y gran tamaño en el lado de la salida del inversor.

Esta clase de inversores conectados a la red presenta una ventaja en cuestión de seguridad debido al aislamiento (Rosas, 2014), separando en dos lados la fuente de entrada

o el inversor con el lado de la red de distribución, en la Figura 15 se hallan ambas configuraciones.

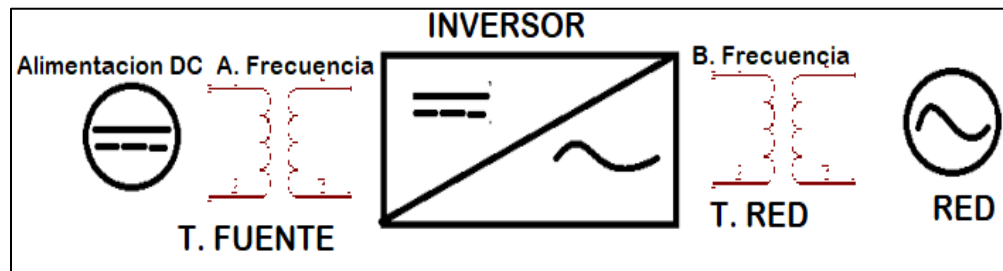


Fig. 15. Inversor con conexión a la red con aislamientos galvánicos.

Sin embargo, tiene algunas desventajas que no resultan viables en su totalidad, esto se debe porque son de gran tamaño debido a que cuenta con más componentes, mayor costo y baja eficiencia comparado con los que no tienen aislamiento (Rosas, 2014).

1.3.2. Inversor conectado a la red sin aislamiento galvánico

Los inversores sin aislamiento tienen mejor rendimiento y eficiencia en comparación con los inversores con aislamiento galvánico, sin embargo, no solo no pueden ofrecer la seguridad de aislar en dos partes, la red y la fuente DC, sino que también tienen problemas por aparición de corrientes parasitas (Rosas, 2014).

La corriente parasitas pueden circular hacia tierra por medio de capacitancias parasitas generadas en los terminales de la fuente DC que presenta dichas características (Rosas, 2014). Los problemas que pueden generar son: distorsión en corriente de salida, interferencia electromagnética y reducción de vida útil en fuentes DC.

Para ello es necesario seleccionar correctamente el controlador que maneje la modulación de los semiconductores de conmutado, así se evitara menor distorsión armónica ante variaciones de carga o fuente DC en la entrada del inversor, un ejemplo de sistema de control se puede observar en la Figura 16. También, en la conexión de inversores se requiere de una etapa de filtrado que limita y reduce los armónicos presentes en la señal resultante del inversor, de tal manera se consigue sincronización en frecuencia y amplitud con la red eléctrica.

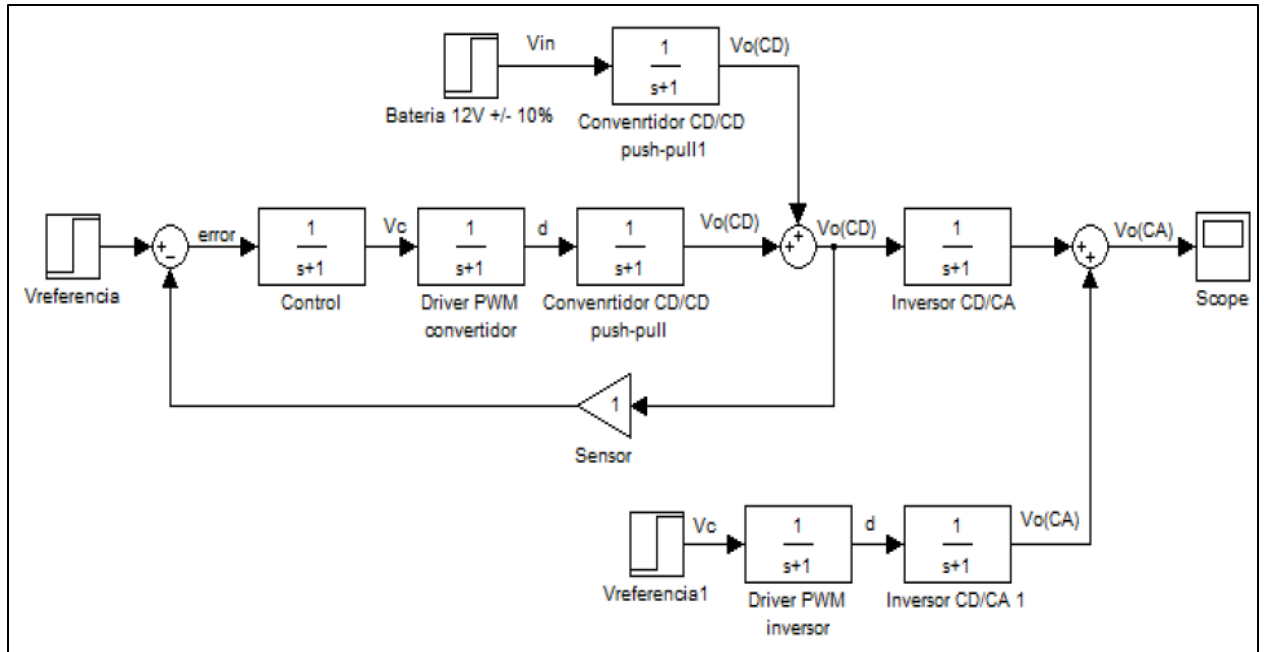


Fig. 16. Diagrama de bloque de un inversor en lazo cerrado.

Fuente: (Pérez, Osorio, & Parra, 2015).

De la teoría descrita, se obtuvieron características necesarias para la selección del inversor que se desarrolló y la estrategia de control que se usó para el desarrollo del diseño. A continuación, en la Tabla 1.3 se muestran características que requiere el inversor y el control.

TABLA 1.3 . Características requeridas para el diseño del inversor.

Selección	Características
Inversor puente completo	Mayor potencia, reducido número de semiconductores y un nivel.
Inversor fuente de corriente	Corriente constante sin depender de la carga.
Modulación SPWM unipolar	Modulación es separada por ramas del puente completo y duplica la frecuencia de conmutación.
Aislamiento galvánico de baja frecuencia	Seguridad de aislamiento en red e inversor.
Control lazo cerrado	Control de modulación de semiconductores, bajo contenido armónico y sincronización de frecuencia y amplitud.

CAPÍTULO 2

Diseño y control de inversor con conexión a la red eléctrica

El diseño de un inversor puente completo como fuente de corriente para ser conectado a la red eléctrica mediante técnicas de modulación y control se detalla en este capítulo, de acuerdo con una metodología establecida que contiene: criterios, parámetros de diseño, dimensionamiento de elementos y análisis matemático. De tal manera, se obtuvo un diseño de un prototipo y simulación para pruebas.

2.1. Metodología

El diagrama de la Figura 17, indica la metodología para la realización del prototipo de inversor en lazo cerrado conectado a la red eléctrica, en donde se estiman los parámetros de diseño y criterios de funcionamiento del prototipo para el desarrollo adecuado del prototipo funcional.

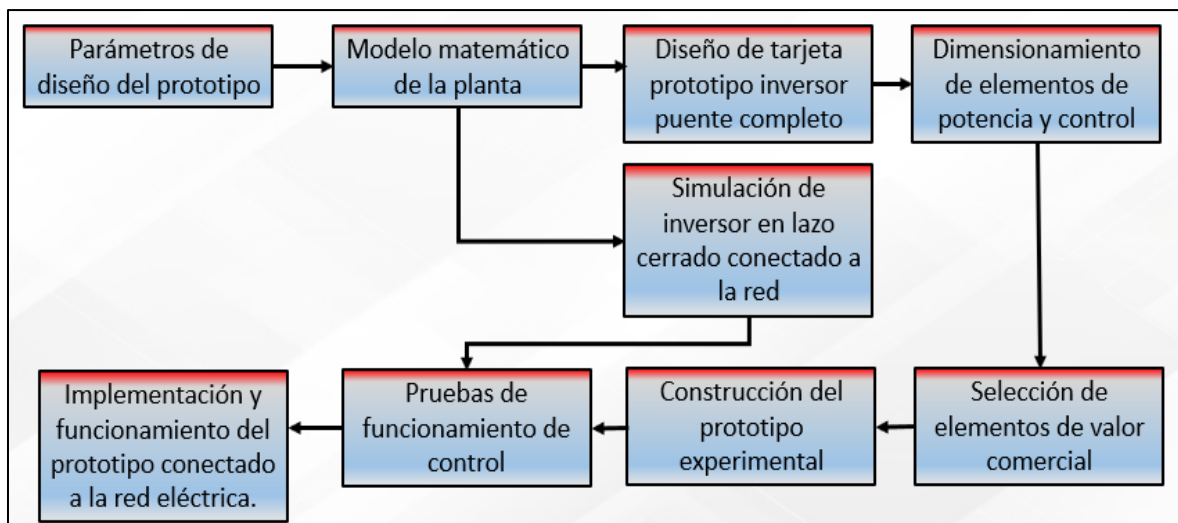


Fig. 17. Metodología de desarrollo de prototipo de inversor en lazo cerrado conectado a la red eléctrica.

El proceso detallado en la metodología se enfoca en el diseño del inversor puente completo seleccionado para la implementación de un control de corriente que se encargue de suministrar corriente a la red eléctrica, y finaliza con las respectivas pruebas de funcionamiento y simulación.

2.2. Parámetros de diseño del inversor conectado a la red

El diseño del inversor conectado a la red se apegó a parámetros eléctricos y electrónicos de potencia. Esto se debe a que se incluye dos etapas dentro del inversor las cuales son: etapa de potencia y etapa de control.

En la figura 18 se observa el circuito del prototipo que describe a breves rasgos la conexión de la etapa de potencias y control.

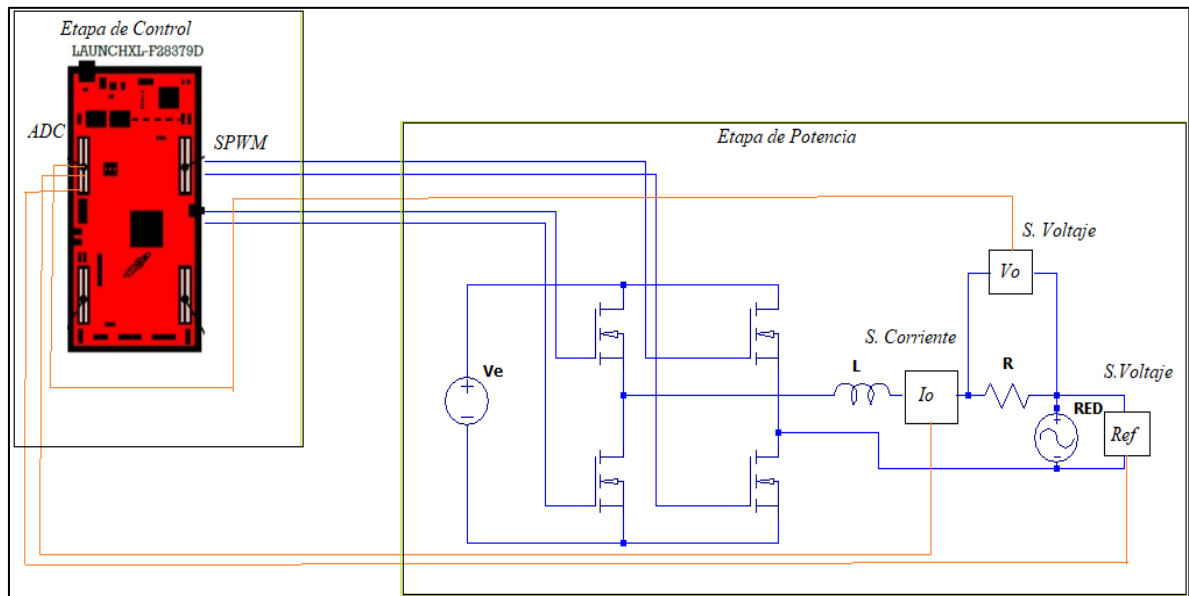


Fig. 18. Circuito de funcionamiento de prototipo inversor en lazo cerrado conectado a la red.

La etapa de control del circuito consta de la tarjeta de desarrollo LAUNCHXL-F29379D; su función es generar la señal SPWM para conmutación de MOSFETs y recibir señales enviadas por sensores de voltaje y corriente a través de las entradas Analogic Digital Converter (ADC) para el desarrollo del controlador PI.

La etapa de potencia del circuito constituye al puente completo por medio de MOSFETs para obtener una señal AC, filtro L, para la aportación de corriente a la red eléctrica conectada en serie con el inversor. En esta etapa se encuentran conectados los sensores de voltaje y corriente para enviar la señal a la tarjeta de desarrollo.

2.2.1. Descripción de circuito de potencia

En el prototipo se encuentra la tarjeta de potencia, dicho circuito (Anexo B) está constituido por etapas de potencia como se observa en la Figura 19. Las etapas de potencia son los

convertidores aislados DC-DC, etapa de controladores y dos MOSFETs de canal N (más adelante se detallarán los criterios de selección de este componente), dicho circuito conforma un inversor de medio puente.

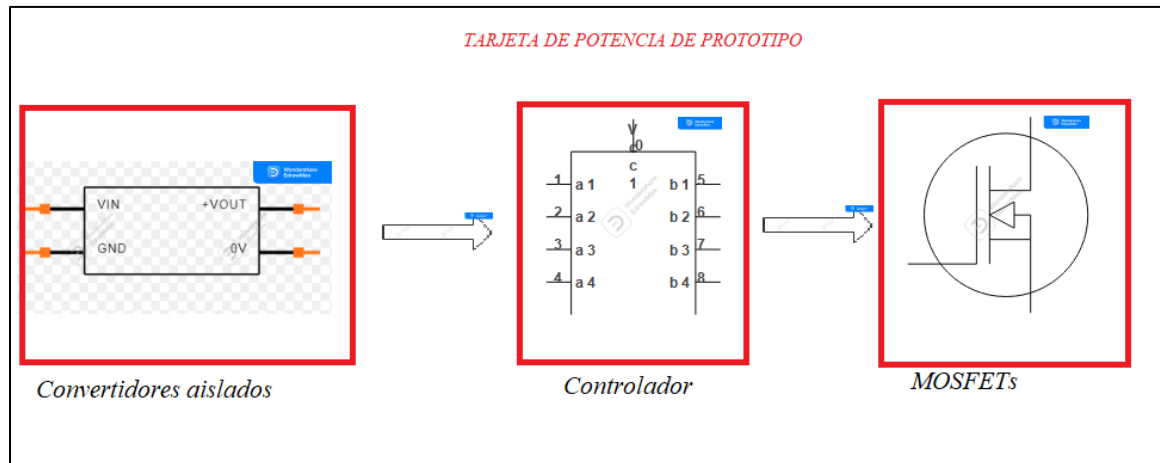


Fig. 19. Etapas de la tarjeta de potencia del prototipo.

El circuito de alimentación a la compuerta de los MOSFETs es controlado por convertidores DC-DC aislados denominados PEME1-S5-S5-S y PEME1-S5-S15-S los cuales convierten la entrada de 5V DC en 5V DC y 15V DC aislados del voltaje de entrada. En el circuito de la Figura 20 se observa la conexión de los convertidores para una salida dual de voltaje de 15V y -5V, estos voltajes son necesarios para activar y desactivar la compuerta de los MOSFETs en estado de saturación.

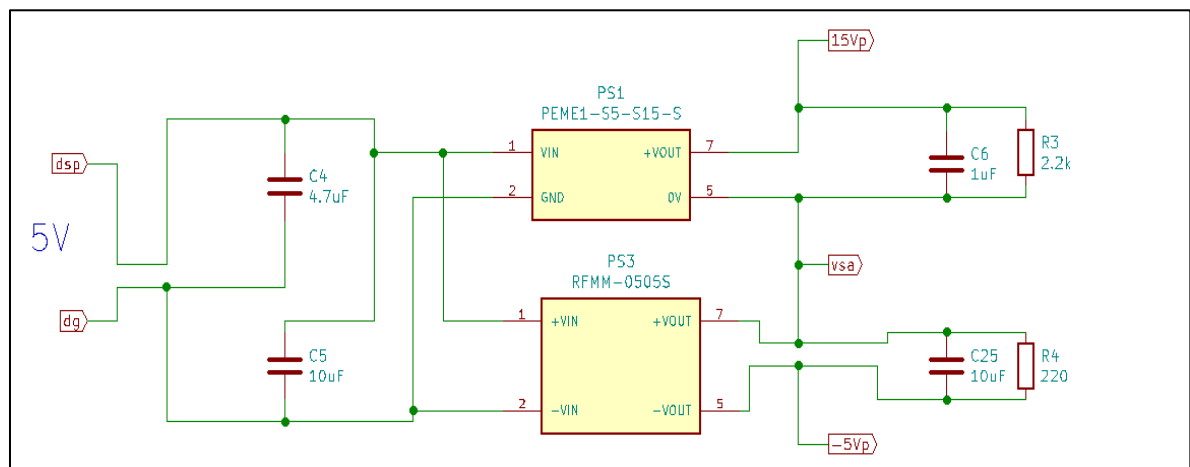


Fig. 20. Circuito de alimentación de compuerta de MOSFET.

Para las señales de conmutación de los MOSFETs es necesario la señal SPWM (Sa y San) que envía el LAUNCHXL-F28379D, esta señal es receptada por medio de los conectores J3 y J4, que se muestran en la Figura 21.

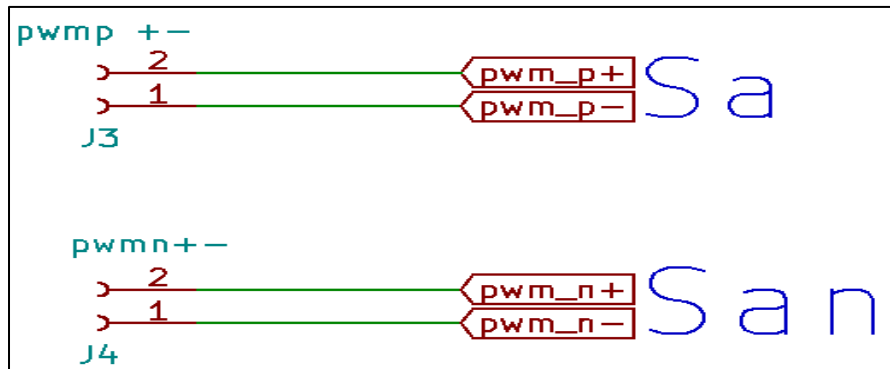


Fig. 21. Conectores de recepción de señal SPWM para conmutación de MOSFETs.

Para la protección de la etapa de control se separa el circuito de control y el circuito de potencia mediante un controlador optoacoplador llamado UCC5320 de la Figura 22. El controlador optoacoplador UCC5320 cumple con requerimientos necesarios para la activación de elementos semiconductores como IGBTs y MOSFETs. En la Tabla 2.1 se puede ver las características del UCC5320.

TABLA 2.1 Características técnicas de controlador aislado UCC5320

Características de circuito UCC5320	
Corriente Máxima	4.3 A
Voltaje de entrada	$\pm 3 - \pm 15$ V
Voltaje de Salida	13.2 – 33 V
Voltaje de aislamiento	3 kV _{rms}
Tiempo de respuesta	5 ns

Fuente: (Texas Instruments, 2019)

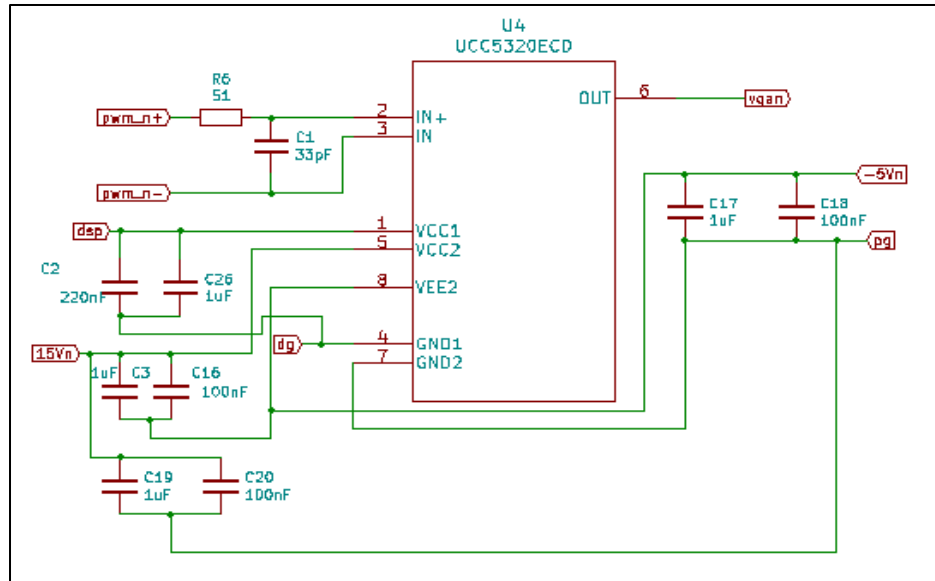


Fig. 22. Circuito opto acoplado de voltaje de compuerta de MOSFET.

El circuito de UCC5320 cumple la función de aislar la señal de control SPWM, de esta manera permite habilitar una señal amplificada a un voltaje ideal para la activación de compuerta de los MOSFETs (pines Vcc).

En la Figura 23 se puede observar los MOSFETs conectados en serie a manera de un inversor medio puente H. La conexión en serie de los MOSFETs incluye la entrada de un Bus DC en el conector J2 (+) y J10 (-) entre el pin Drain del MOSFET Q1 y el Source del MOSFET Q2.

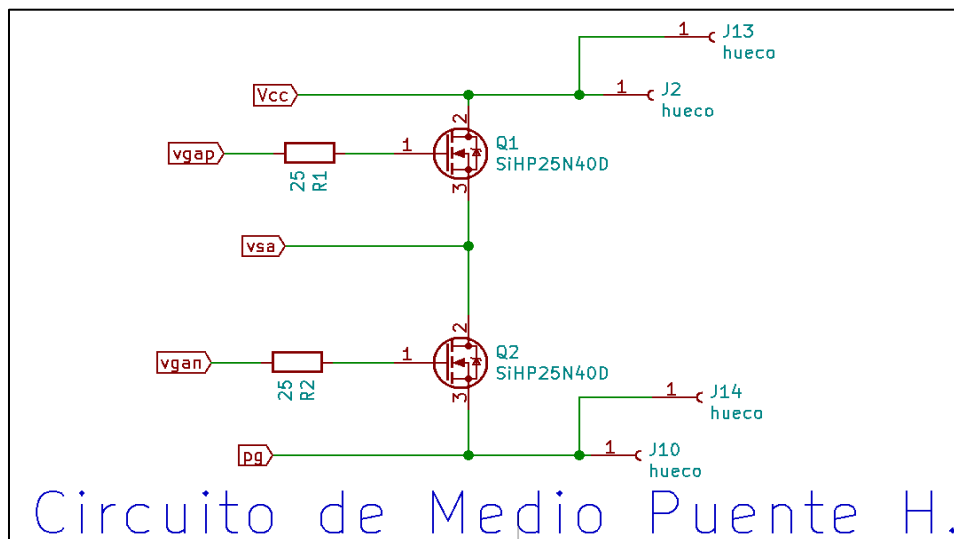


Fig. 23. Circuito de potencia de inversor monofásico.

En la selección del MOSFET se escogió el SiHP25N40D debido a sus características técnicas que se acomodan a los parámetros de diseño del dispositivo. En la Tabla 2.2 se detallan las características técnicas del MOSFET.

TABLA 2.2 Características técnicas del MOSFET SiHP25N40D.

Parámetro	Símbolo	Magnitud	Unidad
Voltaje de ruptura Drain-Source	VDS	400	V
Voltaje Gate-Source	VGS	±30	
Corriente continua de Drain	ID	25	A
Resistencia Drain-Source	RDS	0.17	Ω
Tiempo de retardo de encendido	TD _{on}	21	
Tiempo de retardo de apagado	TD _{off}	40	
Tiempo de subida	tr	57	ns
Tiempo de bajada	tf	37	

Fuente: (VISHAY, 2012)

El MOSFET seleccionado se ajusta a consideraciones del circuito de potencia. En cuanto a voltajes, el MOSFET tiene la capacidad de soportar un voltaje nominal de 400V, esto con el fin de evitar saturaciones o sobrevoltajes por fallos.

La corriente soportada por el dispositivo de conmutación sobrepasa los 3A_{pico} requeridos en el prototipo. De igual manera, los tiempos de respuesta del MOSFET se hallan en TD_{on} , TD_{off} , tr y tf , y la suma de estos tiempos es de 155ns de respuesta para conmutaciones en condiciones nominales (25°C).

Por lo tanto, se consideró un periodo de conmutación mayor que los tiempos de respuesta del MOSFET y una frecuencia de conmutación que sea múltiplo de la frecuencia fundamental resultante (60Hz) para reducir la cantidad de armónicos en múltiplos de la frecuencia, de esta manera se determinó una frecuencia de conmutación (f_c) de 24 kHz para tener un periodo de conmutación t_s de la ecuación 1.

$$t_s = \frac{1}{f_c}$$

$$t_s = \frac{1}{24 \text{ kHz}} = 41.66 \mu\text{s} \quad (1)$$

2.2.1.1. Diseño y dimensionamiento de filtro L

Para el dimensionamiento del filtro L se realiza el análisis del circuito de la Figura 24 que representa el modelo promedio del circuito de potencia. A través de la Ley de Voltajes de Kirchhoff (LVK) se realizó el análisis del circuito que corresponde al filtro, suponiendo que el voltaje de la resistencia del inductor es muy bajo para considerarlo despreciable.

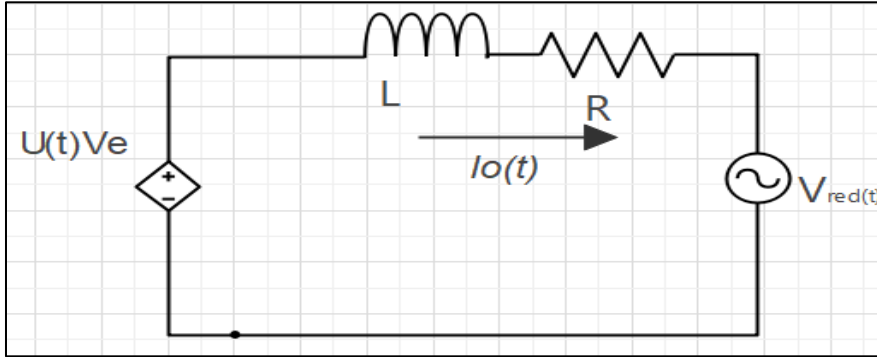


Fig. 24. Circuito de modelo promedio evaluado en el tiempo.

El análisis determinó a U como la función de control para el voltaje V_e y se denominó una variable de voltaje controlado V_s que se observa en la ecuación 2.

$$V_s = U(t)V_e \quad (2)$$

Se realizó la LVK para obtener la ecuación 3 en el modelo dinámico.

$$V_s = V_{red} + VL$$

$$V_s = V_p \text{sen}(wt) + L \frac{dio}{dt}$$

$$V_s = V_p \text{sen}(wt) + LwI_p \cos(wt) \quad (3)$$

Si se desarrolla por trigonometría la ecuación 3, se obtiene el análisis de parámetros del filtro L de la ecuación 4.

$$V_s = \sqrt{V_p^2 + (LwI_p)^2} \text{ Sen}(wt + \varphi) \text{ donde } \varphi = \tan^{-1} \left(\frac{LwI_p}{V_p} \right)$$

Se presentaron condiciones limitantes para el dimensionamiento del inductor de acuerdo con el desarrollo trigonométrico realizado, en donde se supone que V_p es mucho mayor que la componente $L\omega I_p$. Bajo esta suposición se puede despreciar la componente $L\omega I_p$ debido a que se necesitará de una inductancia demasiado pequeña para cumplir dicha suposición.

De esta manera se obtiene la ecuación 5.

$$V_p = 170 \quad \& \quad I_p = 3$$

$$V_p \gg L\omega I_p$$

$$170 \text{ V} \gg 1131 * L \quad (4)$$

Entonces:

$$V_{red} = V_s = UV_{ab}$$

$$L \frac{\Delta I_o}{\Delta T} = (2d - 1)Ve \quad \text{donde} \quad \Delta T = \frac{dT}{2}$$

$$\Delta I_o = \frac{(2d^2 - d)VeT}{2L} \quad (5)$$

El punto máximo de la ecuación 5 se determinó mediante criterios de la primera derivada que permite obtener el valor máximo del inductor para el caso más crítico. En la ecuación 6 se calculó el punto máximo de la función a través de la primera derivada y buscando el punto crítico.

$$\Delta I_o' = \frac{(4d + 1)VeT}{2L}$$

$$\frac{(4d + 1)VeT}{2L} = 0$$

$$d = \frac{1}{4} \quad (6)$$

Se reemplaza la ecuación 6 en la ecuación 5 y se obtiene la ecuación 7 que describe los parámetros necesarios para el dimensionamiento del filtro L de acuerdo con la variación de corriente deseada y frecuencia de conmutación (f_s).

$$L = \frac{Ve}{16\Delta Io_{max}fs} \quad (7)$$

Se dimensiona el inductor de acuerdo con los parámetros del prototipo planteados en la ecuación 7, en los que se establece una variación de 5% en la corriente pico (3A) y una frecuencia de conmutación de 24 kHz.

$$L = \frac{100V}{16 * 0.15A * 24 kHz}$$

$$L = 1.74 mH \quad (8)$$

2.2.1.2. Dispositivos de medición.

El prototipo cuenta con dispositivos de medición de voltaje y corriente en el circuito de potencia como se muestra en la Figura 18. Los sensores tienen como finalidad enviar señales de la medición realizada hacia la etapa de control en donde serán receptadas por el ADC de la tarjeta de desarrollo para el control PI.

Se seleccionó el sensor de corriente ACS712 (Fig. 25), debido a que es un sensor de tipo invasivo que consta de un circuito de medición por efecto Hall lineal y detecta el campo magnético que pasa por el circuito a medir.

El sensor de corriente ACS712 posee características necesarias para el funcionamiento del prototipo, dichas características describen en la Tabla 2.3:

TABLA 2.3 Características de sensor de corriente ACS712 de prototipo.

Características de sensor de corriente ACS712	
Voltaje de Operación	5 V
Corriente de Operación	8 mA
Voltaje Máximo de Salida	5 V
Sensibilidad	185mV/A
Ancho de Banda	50 kHz
Aislamiento	2.1 kV _{rms}
Tiempo de respuesta	5 μs
Error de Salida	±1.5 %

Recuperado de <https://www.allegromicro.com/en/products/composition?PN=ACS712ELCTR-05B-T>

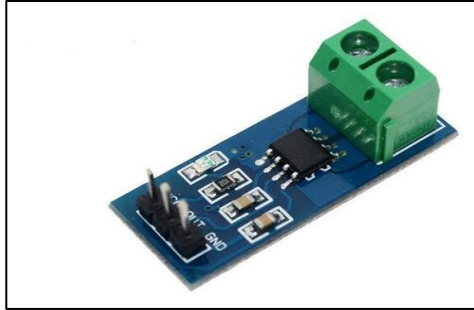


Fig. 25. Sensor de corriente tipo invasivo ACS712.

Fuente: (Allegromicro,2019),

El voltaje de salida del inversor se distorsiona en pequeña medida debido a las altas frecuencias de conmutación, por lo que se requiere de elementos de medición que cumplan características específicas como aislamiento entre circuito de potencia y la señal de medida, gran ancho de banda y baja sensibilidad ante altas frecuencias.

Se seleccionó como elemento de medición analógica el amplificador optoacoplador ACPL-790A (Fig.26), utilizado en convertidores de potencia, sensores de corriente y voltaje en motores, inversores, aislamiento en fuentes de alimentación, entre otros.

El ACPL-790A posee características necesarias para el funcionamiento del prototipo mismas que se describen en la Tabla 2.4:

TABLA 2.4 Características de amplificador optoacoplador ACPL-790A.

Características de ACPL-790A	
Ancho de Banda	200 kHz
Alimentación de Salida	3 – 5,5 V
Límite de medición voltaje	±300 mV
Aislamiento	15 kV / μ s
Relación señal/ruido	60 dB
Impedancia interna	27 k Ω
Temperatura de operación	-40 – 105 °C
Tiempo de respuesta	1.6 μ s

Recuperado de <https://www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial-plastic/isolation-amplifiers-modulators/isolation-amplifiers/acpl-790a-000e>.

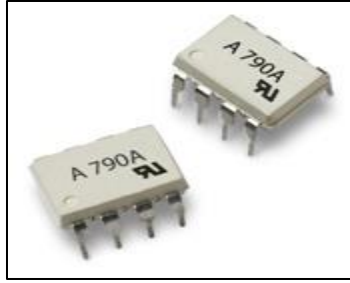


Fig. 26. Amplificador optoacoplador ACPL-790A.

Fuente: (BROADCOM, 2016)

En la hoja de datos del ACPL-790A, se especifica los circuitos de aplicación para la configuración del sensor de voltaje mediante un circuito de entrada diferencial. Debido al límite de voltaje de medición de ± 200 mV, se requiere realizar un divisor de voltaje para la entrada de medición que tiene una impedancia de 27 k Ω como especifica en la hoja de datos (Anexo F).

2.2.2. Descripción de sistema de control

Como se observó en la Figura 18, el prototipo está constituido por un circuito de control que utiliza como elemento de control a la tarjeta de desarrollo LAUNCHXL-F28379D; el circuito de control maneja señales SPWM y entradas analógicas provenientes de la tarjeta de desarrollo mostrada en la Figura 27.

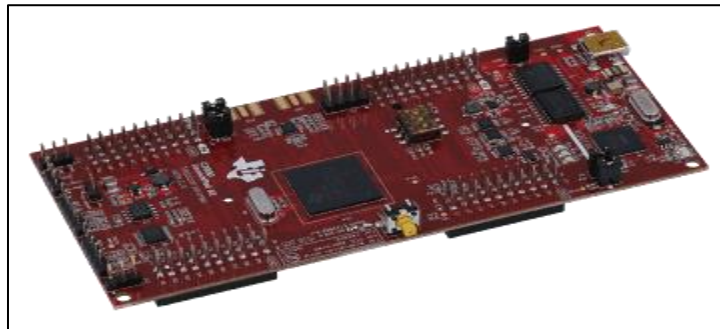


Fig. 27 LAUNCHXL-F28379D Microcontrolador de Texas Instruments.

Fuente: TI (<https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D#support-training>), 2020.

La LAUNCHXL-F28379D cuenta con características necesarias para la generación de señal de control SPWM y entradas analógicas para implementación de controladores en convertidores de potencia, dichas características se observa en la Tabla 2.5.

TABLA 2.5 Características de tarjeta de desarrollo LAUNCHXL-F28379D.

Características LAUNCHXL-F28379D	
Número de núcleos	2
Tamaño memoria FLASH	512 KB por núcleo
Tamaño memoria RAM	102 KB por núcleo
Ancho de Banda de núcleo	25 MHz
Entradas analógicas	6
PWMs	6
ADCs	4
Software	Code Composer Studio

Fuente: (Texas Instruments, 2019).

El programa de desarrollo del prototipo (Anexo A) se basa en un ejemplo del Software Code Composer Studio, mismo que se adecuó a las características de señales de modulación y control para el prototipo.

Se habilitó 2 PWMs de modulación con una frecuencia de 24 kHz para la señal de conmutación de los MOSFETs, cada señal PWM cuenta con características de modulación de acuerdo con una señal de control y sincronización de conmutación (tiempo muerto). El tiempo muerto de cada PWM sirve como protección de conmutación en los MOSFETs para evitar encendidos y apagados simultáneos que generen daños en los MOSFETs.

2.2.3. Disposición de prototipo experimental

Los sistemas de potencia y control descritos anteriormente se unieron en un prototipo físico para la realización de pruebas experimentales. En la Figura 28 se esboza de manera simple la disposición de elementos presentes en el prototipo experimental.

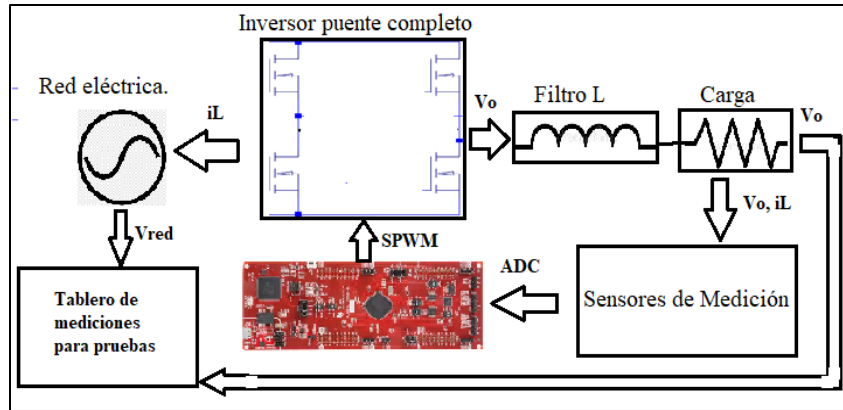


Fig. 28. Disposición de prototipo experimental.

2.3. Modelamiento matemático de inversor conectado a la red

El circuito eléctrico del inversor se diseñó de acuerdo con las características seleccionadas de la Tabla 1.3. El circuito eléctrico representa la topología de un inversor monofásico conectado a la red como fuente de corriente, como se muestra en la Figura 29.

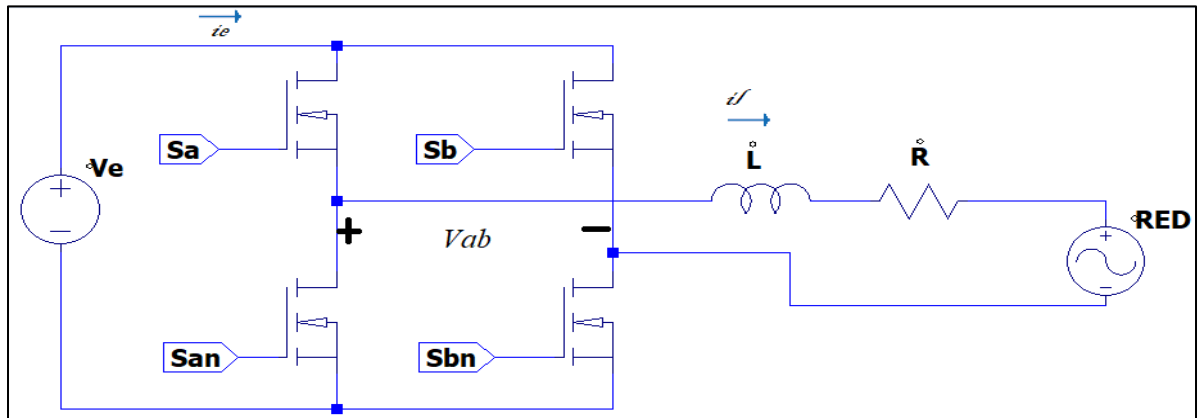


Fig. 29. Esquema de inversor puente completo conectado a la red como fuente de corriente.

Fuente: (Ormeño, Barzola, & Vivert, 2020). Modificado por Autor.

En la figura 29 se observan MOSFETs como dispositivos de conmutación, un filtro L en la salida del puente completo y una resistencia del inductor que se utilizan para la conexión con la red eléctrica de manera directa con los parámetros de $120V_{rms}$ y 60 Hz.

Para el posterior diseño del control PI se analizó matemáticamente el inversor puente completo y se obtuvo su función de transferencia. El modelo matemático se obtuvo a partir del modelo dinámico de la Figura 29.

Al utilizar la estrategia de modulación unipolar se necesita de dos ciclos de trabajo independientes llamados d_a y d_b , de esta manera controlan los dispositivos de conmutación S_a y S_b , así se obtuvo la siguiente ecuación de control d_b :

$$V_{ab} = V_e(d_a - d_b)$$

$$d_b = 1 - d_a$$

Al reemplazar d_b en la ecuación de V_{ab} se obtiene la ecuación 9:

$$V_{ab} = V_e(2d_a - 1) \quad (9)$$

De tal forma se determina una señal de control por el ciclo de trabajo d_a como se observa en la ecuación 10.

$$U = (2d_a - 1) = V_{pSen}(wt) \quad (10)$$

En base a la Figura 29, se obtiene a través de la Ley de Voltajes de Kirchhoff (LVK) la ecuación 11.

$$L \frac{dil}{dt} = V_e U(t) - V_{red}(t) - R il(t) \quad (11)$$

Se desarrolla aún más la LVK del inversor para conseguir la función de corriente de salida, y así aplicar la Transformada de Laplace para obtener la ecuación 12.

$$L \frac{dil}{dt} + R il(t) = V_e U(t) - V_{red}(t)$$

$$L \frac{d}{dt} * il(t) + R il(t) = V_e U(t) - V_{red}(t)$$

$$il(t) \left(L \frac{d}{dt} + R \right) = V_e U(t) - V_{red}(t)$$

$$Il(S) = \frac{V_e U(S) - V_{red}(S)}{LS + R} \quad (12)$$

2.4.Diseño de control PI

El controlador en el sistema sirve para mejorar las características del inversor en cuanto al control de salida de corriente en base a la referencia que es censada en la red eléctrica. La referencia se ajusta con la fase y frecuencia de la red, de esta manera es comparada con la salida del inversor y compensa el error que exista para obtener una salida de corriente similar a la referencia.

Para el diseño del control se realizó el análisis de la planta en estado oscilatorio para obtener las ganancias del control y se realizó el lazo de control del inversor.

2.4.1. Ganancias de controlador PI

A partir de la función de transferencia de la planta de la ecuación 12, se determina que la función de control $U(s)$ de la ecuación 13, está compuesta por las ganancias del controlador PI definido como una variable $\mu(s)$ y una pre-alimentación del voltaje de la red y el voltaje de entrada, por lo tanto se puede realizar el análisis de control para la planta.

$$U(S) = \mu(s) + \frac{V_{red}}{V_e} \quad (13)$$

$$Il(S) = \frac{1}{LS + R} (Ve\mu(s))$$

Se analizó el sistema en el régimen oscilatorio en el que se evaluó a la función de transferencia para $S = j\omega$, en donde la función de transferencia tiene los siguientes parámetros de polo (p) y ganancia (Ko):

$$p = \frac{R}{L} \quad \& \quad Ko = \frac{Ve}{R}$$

Entonces, se representó la función de transferencia como una función de primer orden para el cálculo en régimen oscilatorio como se observa en la ecuación 14. De esta manera se desarrolla la ecuación 14 para obtener la norma de la función de transferencia en régimen oscilatorio de la ecuación 15.

$$G(j\omega) = \frac{KoP}{j\omega + P} \quad (14)$$

$$G(j\omega) = \frac{1}{P^2 + \omega^2} (KoP^2 - KoPj\omega)$$

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{P^2 + \omega^2} \sqrt{(KoP^2)^2 + (KoP\omega)^2}$$

$$|G(j\omega)| = \frac{KoP}{\sqrt{P^2 + \omega^2}} \quad (15)$$

A partir de la ecuación 15 se realizó el diagrama de Bode de la función de transferencia de la planta para observar el comportamiento con el controlador PI y obtener el diagrama de la función de transferencia en lazo abierto del sistema.

Debido a que la frecuencia del polo de la planta $\left(\frac{R}{L}\right)$ es muy baja de acuerdo con los cálculos del filtro L y la resistencia del inductor, se estableció un diseño de controlador PI en la que el cero del controlador $\left(\frac{ki}{kp}\right)$ tiene una frecuencia mayor que el polo como se observa en la Figura 30, se realizó la suma de los diagramas para obtener el diagrama de la función de transferencia en lazo abierto con el punto de corte para la identificación del ancho de banda (Bw), la ganancia β del cero del controlador y la ganancia γ en el punto de corte de la planta con el cero del controlador.

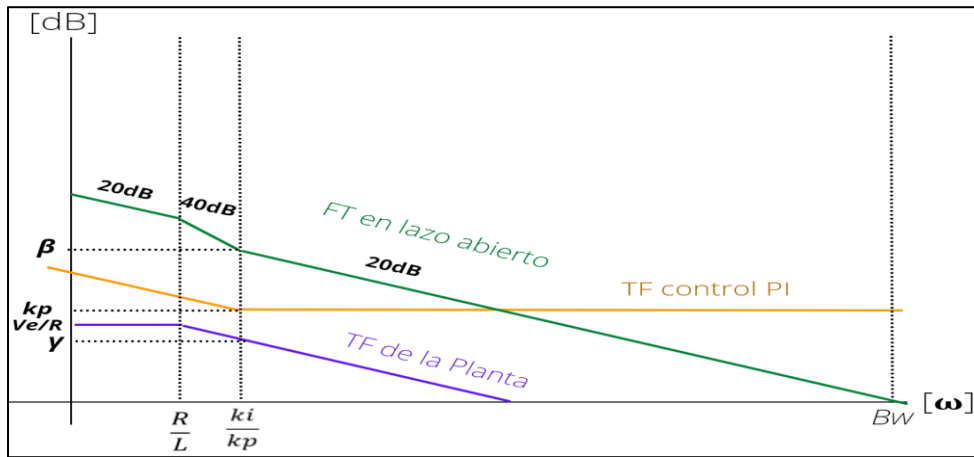


Fig. 30. Diagrama de Bode de funciones de transferencia de planta, controlador y lazo abierto.

A partir del análisis de pendientes en la función de transferencia en lazo abierto se puede determinar las ganancias β y γ de la función como se observa en la ecuación 16 y ecuación 17.

$$\frac{20 \log(\beta) - 20 \log(1)}{\log\left(\frac{ki}{kp}\right) - \log(Bw)} = -20dB$$

$$\frac{20 \log(\beta)}{\log\left(\frac{ki}{kp}\right) - \log(Bw)} = -20dB$$

$$\beta = \frac{kp}{ki} Bw \quad (16)$$

$$\frac{20 \log\left(\frac{Ve}{R}\right) - 20 \log(\gamma)}{\log\left(\frac{R}{L}\right) - \log\left(\frac{ki}{kp}\right)} = -20dB$$

$$\frac{20 \left(\log\left(\frac{Ve}{R\gamma}\right) \right)}{\log\left(\frac{Rkp}{Lki}\right)} = -20dB$$

$$\gamma = \frac{Vekp}{Lki} \quad (17)$$

Se analizó la ganancia β como la suma de los diagramas de la planta y control en el cero del control PI para obtener las ganancias proporcionales (kp) y la ganancia integral (ki) de las ecuaciones 18 y 19 respectivamente.

$$\beta = \gamma kp$$

$$\frac{kp}{ki} Bw = \frac{Vekp}{Lki} kp$$

Se estableció criterios de diseño de control para que el control PI no se sature, debido a eso el ancho de banda es 20 veces menor que la frecuencia de conmutación y el cero del controlador sea 5 veces menor que el ancho de banda para que el control se mantenga estable a $20 \frac{dB}{Dec}$.

$$kp = \frac{BwL}{10Ve} \quad (18)$$

$$\frac{ki}{kp} = \frac{Bw}{5}$$

$$k_i = \frac{Bwkp}{5} \quad (19)$$

2.4.2. Lazo de control

El diseño del lazo de control se desarrolló con una realimentación del sistema para compensar errores ($e(s)$) por medio de las ganancias de control (k_p y k_i) debido a la diferencia entre la corriente de salida y la corriente de referencia como se observa en la Figura 31.

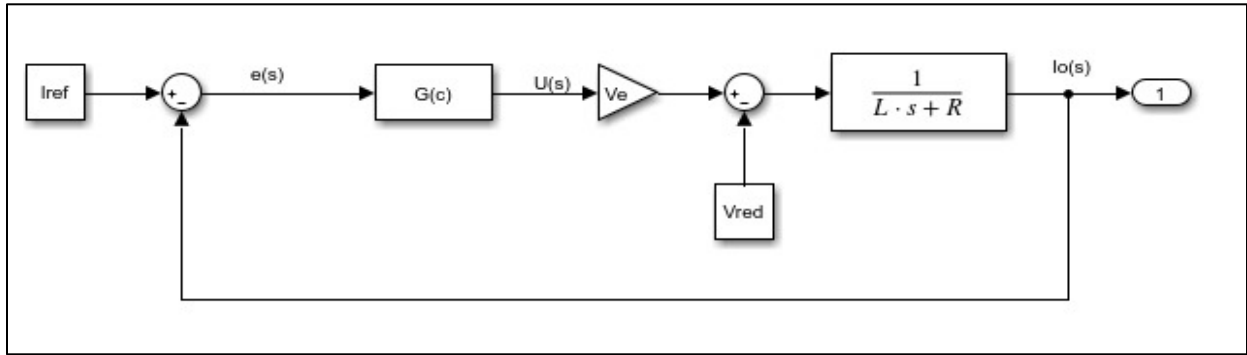


Fig. 31. Sistema de control de la planta en lazo cerrado.

También se integró una acción correctiva que ayuda al controlador PI a estabilizarse ante perturbaciones medibles del voltaje de salida del inversor V_o y el voltaje de entrada V_e , dicha acción correctiva es una pre-alimentación que se detalla en la ecuación 13 y se observa en la Figura 32.

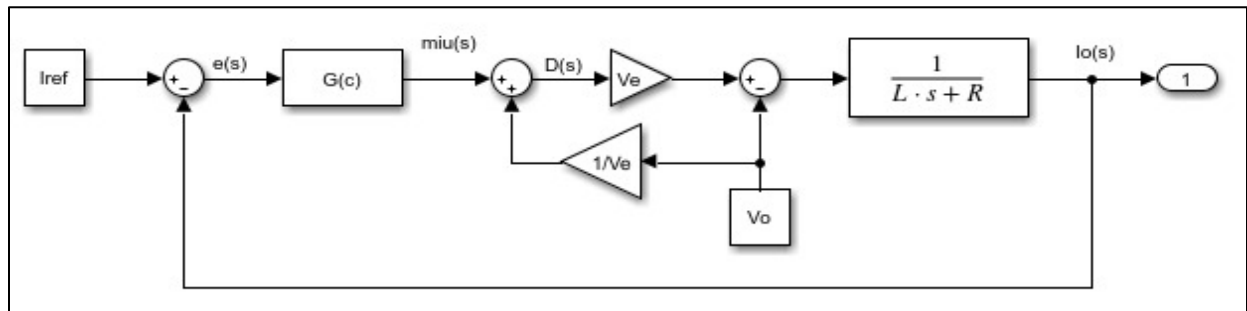


Fig. 32. Pre-alimentación de sistema de control de la planta en lazo cerrado.

La señal de control $\mu(s)$ maneja la compensación del error mediante las ganancias k_p y k_i como se observa en la ecuación 20.

$$\mu(s) = \left(\frac{kps + ki}{s} \right) e(s) \quad (20)$$

Para el desarrollo de la ley de control de sistema se analizó la señal de control para la discretización de la señal. En la ecuación 21 se realizó la derivada de diferencias finitas de la señal de control $\mu(s)$ en un tiempo de muestra T_s para obtener la ley de control.

$$s\mu(s) = kpse(s) + kie(s)$$

Se realiza la anti-transformada de Laplace y se obtiene:

$$\mu'(t) = kpe'(t) + kie(t)$$

$$\frac{\mu_k - \mu_{k-1}}{T_s} = kp \left(\frac{e_k - e_{k-1}}{T_s} \right) + kie_k \quad (21)$$

De esta manera se desarrolla la discretización de la señal control para obtener la ley de control de la ecuación 22.

$$\mu_k - \mu_{k-1} = kpe_k - kpe_{k-1} + Tskie_k$$

$$\mu_k = \mu_{k-1} + e_k(kp + Tski) - kpe_{k-1}$$

Se evalúan las constantes $a1$ y $a0$ para compensar errores donde:

$$a1 = kp + Tski$$

$$a0 = kp$$

$$\mu_k = \mu_{k-1} + a1e_k - a0e_{k-1} \quad (22)$$

De la señal de control $U(S)$ que resulta de la ganancia del error medido y la pre-alimentación de la ecuación 13 se obtuvo la señal moduladora $D(S)$ que contiene los ciclos de trabajo da y db para el control de modulación unipolar del sistema. Se desarrolló la ecuación 10 para obtener las señales de ciclo de trabajo independiente de la ecuación 23.

$$U(s) = D(s)$$

$$D(s) = 2da - 1$$

$$\mu(s) + \frac{V_o}{V_e} = 2da - 1$$

$$da = \frac{1}{2} \left(\mu(s) + \frac{V_o}{V_e} + 1 \right) \quad \& \quad db = 1 - da \tag{23}$$

2.5. Simulación de inversor conectado a la red eléctrica

La simulación del inversor conectado a la red eléctrica se la realizó en Simulink de la versión de MATLAB R2018b. La simulación consta de tres etapas las cuales son el circuito de potencia, lazo de control y modulación SPWM.

2.5.1. Circuito de potencia Simulink

En la Figura 33 se puede observar el circuito de potencia realizado en Simulink. El circuito de potencia está constituido por el inversor puente completo que cumple con los parámetros que se hallan en la Tabla 2.6:

TABLA 2.6 Parámetros de simulación de circuito de potencia.

Parámetros	
Ve	100 V
L	1.74 mH
Rs	50 Ω
Vred	45sen(wt)
fred	60 Hz

Fuente: Autor.

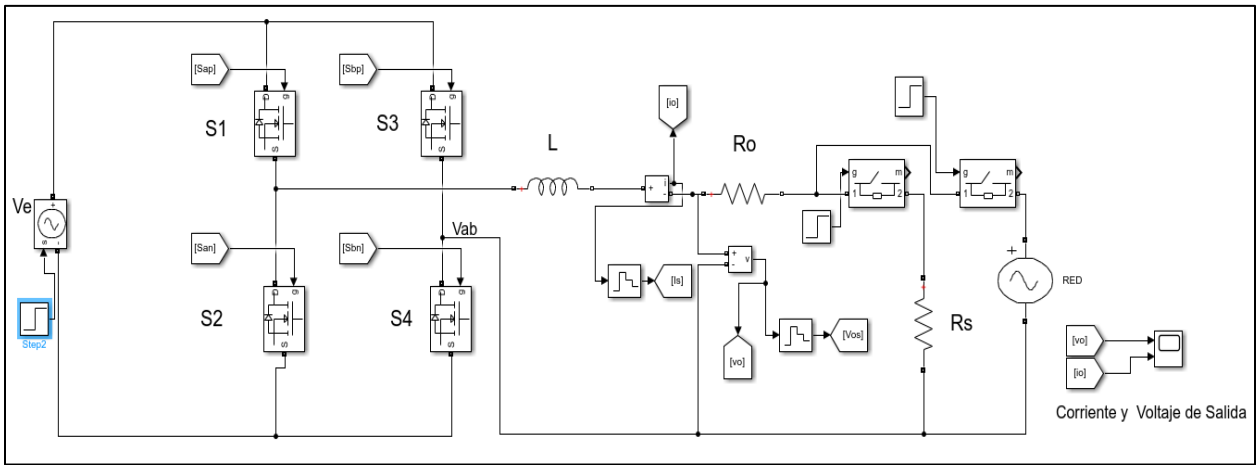


Fig. 33. Circuito de simulación de potencia de inversor puente completo conectado a la red.

Para la simulación se utilizó elementos eléctricos de la librería Simscape y el bloque de métodos de solución de circuito powergui como se observa en la Figura 33.

2.5.2. Simulación de lazo de control

La simulación de lazo de control sigue la ley de control del sistema de la ecuación 22 y las señales de ciclos de trabajo de la ecuación 23. En la Figura 34 se encuentra el lazo de control, la pre-alimentación y la realimentación para la compensación de error en la salida de corriente.

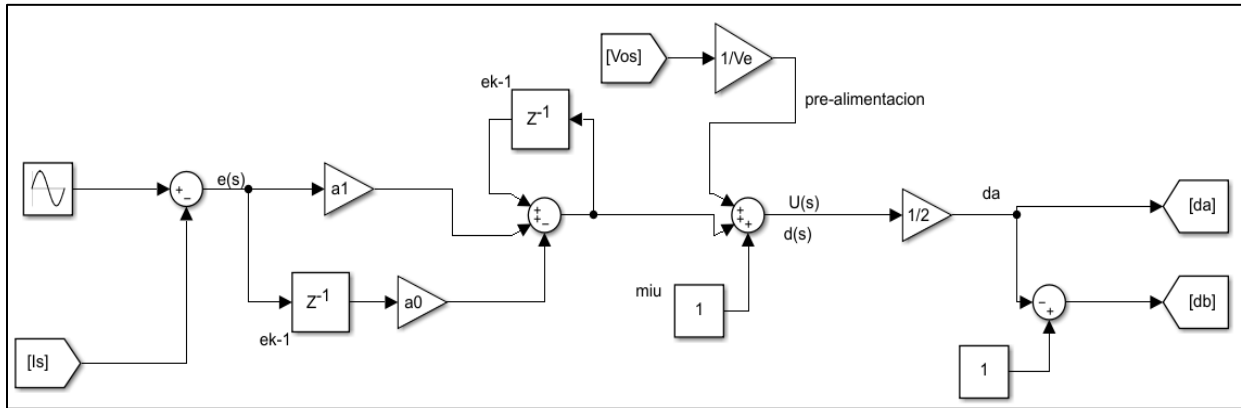


Fig. 34. Lazo de control de inversor conectado a la red.

La realimentación y pre-alimentación se medió mediante la escalización de sensores de corriente y voltaje por medio de un sostenedor de orden cero. La medición del error se realizó mediante la diferencia de una corriente de referencia con la medición escalizada de la corriente de salida del inversor.

2.5.3. Simulación de modulación SPWM

A partir del lazo de control se obtuvo las señales de ciclo de trabajo para la modulación unipolar de cada uno de los MOSFETs. El control de modulación SPWM de la Figura 35 está constituida de las señales de ciclo de trabajo da y db comparadas con una señal triangular portadora a la frecuencia de conmutación (24kHz).

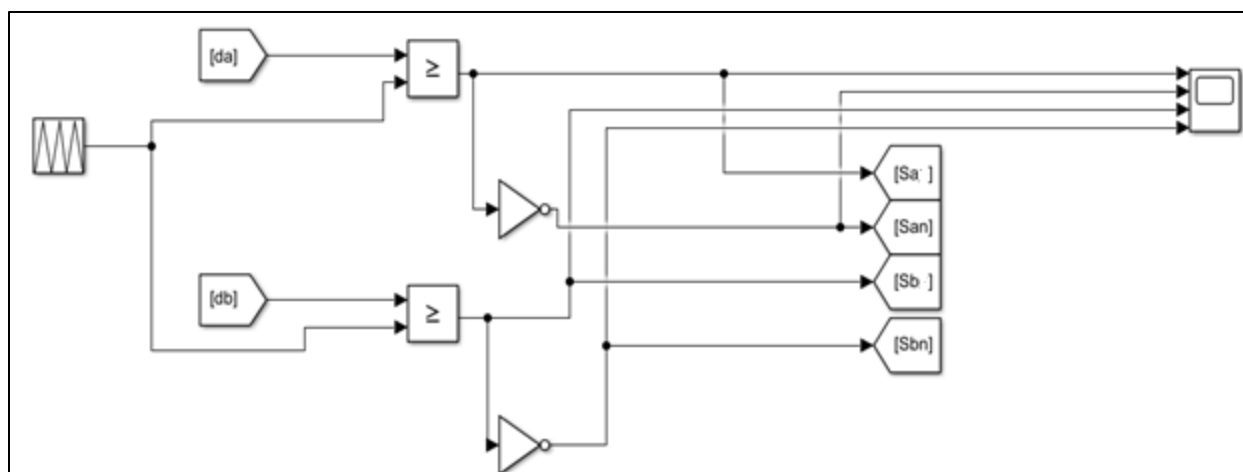


Fig. 35. Control de modulación SPWM para el inversor puente completo conectado a la red.

Las señales de conmutación de cada MOSFET están agrupadas por pares. Para los MOSFETs S1 y S2 en el circuito de potencia, las señales de control de conmutación son Sa y San, y para los MOSFETs S3 y S4 las señales de control de conmutación son Sb y Sbn.

En conclusión, mediante el diseño del inversor realizado en el presente capítulo se obtiene el dimensionamiento de los elementos necesarios para la implementación del prototipo mostrado en la Figura 28, así se detallan los parámetros de implementación en la Tabla 2.7:

TABLA 2.7 Parámetros de implementación.

Descripción	Parámetro	Valor
Inductor	L	1.74 mH
Resistencia	Rs	50 Ω
Voltaje de entrada	Ve	80 V
Frecuencia de conmutación	fsw	24 kHz
Ancho de Banda	Wb	1.2 kHz
Ganancia integral	ki	72.1271
Ganancia proporcional	kp	0.1913

CAPÍTULO 3

Implementación de inversor en lazo cerrado con conexión a la red eléctrica.

El desarrollo del prototipo se realizó en base al diseño planteado en el anterior capítulo, así en el presente capítulo se detalla la construcción de elementos y la experimentación del prototipo en lazo de control de corriente y conexión a la red. Los resultados experimentales y de simulación son comparados.

3.1. Construcción de prototipo

A partir del diseño presentado en la Figura 28, se construyó el prototipo funcional del inversor en lazo cerrado conectado a la red que contiene los elementos de potencia, control y switches de conexión y desconexión de la red.

A continuación, se detalla la construcción de los elementos que conforman el sistema de potencia del inversor, dispositivos de medición, control y el prototipo experimental.

3.1.1. Sistema de potencia de inversor puente completo

El sistema de potencia del inversor corresponde a los elementos que conforman el circuito del inversor desde la fuente de voltaje DC hasta la carga y conexión a la red, estos elementos son las placas prototipo de inversor puente completo, inductancia, resistencia y transformador de conexión a la red.

- **Placas prototipo de inversor puente completo**

Según el diseño realizado en el capítulo anterior, el circuito de potencia tiene 3 etapas importantes que son los convertidores aislados, controlador y MOSFETs.

Dicho circuito se encuentra en una placa prototipo que conforma un inversor de medio puente, por lo tanto, se requiere de dos placas prototipo para conformar el inversor de puente completo.

La función de las placas prototipo es realizar la conmutación de cada uno de los MOSFETs a la frecuencia establecida (24 kHz), por esa razón la placa contiene un circuito de control para

enviar las señales SPWM a cada uno de los MOSFETs a través del controlador UCC 5320. Dicho controlador aísla el circuito de potencia con el circuito de recepción de señales SPWM.

Los componentes que integran la placa prototipo son componentes de montaje superficial (SMD) y se observan en la Tabla 3.1:

TABLA 3.1 Componentes de placa prototipo inversor medio puente.

Código	Descripción	Cantidad	Valor
UCC5320SCD	Controlador de compuerta aislada	2	2A-2A 5 kVrms
PEME1-S5-S5-S	Convertidor DC/DC	2	5V-5V 1W
PEME1-S5-S15-S	Convertidor DC/DC	2	5V-15V 1W
SIHP25N40D-E3	MOSFET Canal N	2	400V – 25A
CRM1206AJW-222ELF	Resistencia ½ W 1206	2	2.2 kΩ
ESR18EZPJ221	Resistencia ½ W 1206	2	220Ω
ERJ-P06J510V	Resistencia ½ W 0805	2	51Ω
ERJ-14YJ270U	Resistencia ½ W 1210	2	27Ω
CL21B224KBFNFNE	Capacitor Cerámico 0805	2	0.22μF
GCD21BR71H104KA01L	Capacitor Cerámico 0805	6	0.1μF
GRM21BC81H475KE11L	Capacitor Cerámico 0805	2	4.7μF
C0805C105K5RACAUTO	Capacitor Cerámico 0805	10	1μF
08055A330JAT2A	Capacitor Cerámico 0805	2	33pF
GRM21BR6YA106ME43L	Capacitor Cerámico 0805	4	10μF

La construcción de las placas prototipo se realizó mediante el diseño de una placa PCB del circuito de control y potencia. El diseño de la PCB se lo realizo en KiCad (software libre), dicho diseño se puede observar en el Anexo C y posteriormente se envió a imprimir el circuito de doble capa.

Después se realizó la soldadura de componentes SMD y DIP en las placas PCB impresas obteniendo el resultado en la Figura 36, y el proceso de soldadura en el Anexo D.

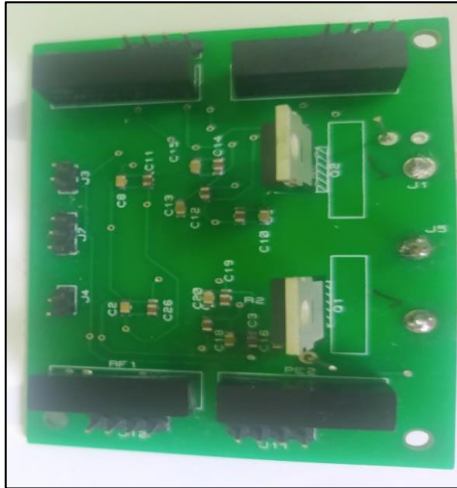


Fig. 36.Placa de prototipo de inversor medio puente

- **Inductor**

La construcción del inductor corresponde a la configuración del inversor como fuente de corriente que es a su vez un filtro L. Según el diseño de inductancia realizado, se requiere un inductor de 1.74 mH, por esa razón se consideró un inductor de pequeñas dimensiones, pero con una considerable densidad de flujo magnético (B_s).

El inductor construido es de montaje mecánico que consta de tres partes. Sus partes y características se detallan en la Tabla 3.2:

TABLA 3.2 Constitución de Inductor ETD 54/28/19.

ETD 54/28/19	
B66395G1500X187	Núcleo de Ferrita N87 tipo ETD (Transformador de Diseño Económico) de 320 mT de B_s .
B66396W1022T1	Formador de bobinado para inductancia de espacio interno para núcleo.
B66396A2000X000	Yugo de enganche para soporte de núcleo en espacio interno de formador de bobinado.

Recuperado de https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/ferrite/ferrite/ferrite-acc/data_sheet/80/db/fer/etd_54_28_19.pdf

El bobinado del inductor se realizó de acuerdo con la selección del conductor que se encargará de transportar la corriente a través del formador de bobinado que contiene el núcleo del inductor. Se consideró la corriente máxima del prototipo (3A) para la selección del conductor del bobinado y se seleccionó el conductor de cobre esmaltado calibre 14 AWG (American Wire Gauge).

En la Figura 27 se observan las partes del inductor y su construcción para la inductancia de 1.76mH.

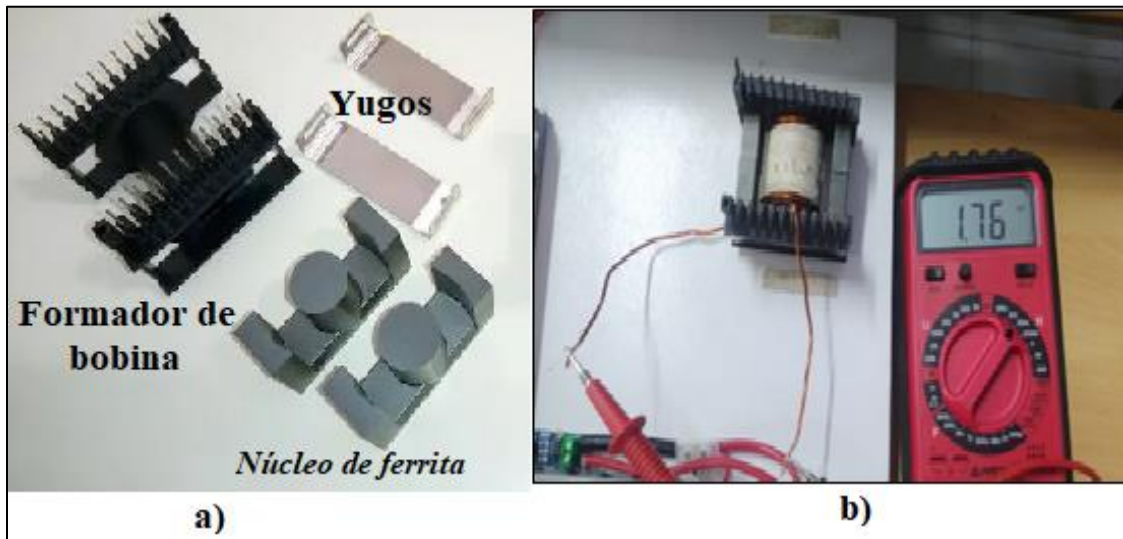


Fig. 37. a) Partes de inductor ETD54/28/19. b) Construcción de filtro L en prototipo.

- **Resistencia y transformador**

La resistencia y el transformador conforman los elementos necesarios para la conexión del inversor en lazo cerrado con la red eléctrica. Para obtener una referencia de voltaje se requiere la conexión de una carga resistiva (Fig.38) de $100\ \Omega$ en la salida del inversor para establecer una corriente acorde al voltaje de conexión de la red eléctrica mediante el control de corriente PI.

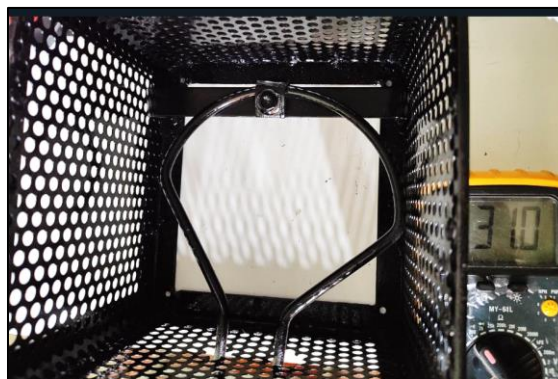


Fig. 38. Carga resistiva para conexión a la red eléctrica.

El transformador tiene la función de conectar el inversor con la red eléctrica, correspondiendo a un inversor con aislamiento galvánico en la salida de baja frecuencia. El

transformador seleccionado (Fig.39) tiene una potencia de 96W con derivación central y su salida es de 12Vrms-0V-12Vrms.

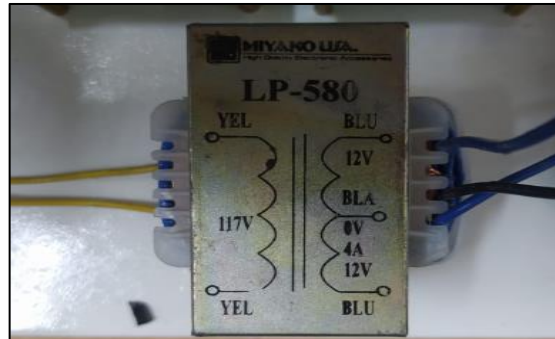


Fig. 39. Transformador de conexión a la red en baja frecuencia.

3.1.2. Sistema de medición y control

El diseño del lazo de control del inversor se realizó de acuerdo con el control de corriente PI para suministrar dicha corriente a la red eléctrica. Dicho control se realizó mediante mediciones realizadas por sensores de voltaje y corriente que son procesadas y controladas en la tarjeta de desarrollo LAUNCHXL-F28379D por medio del Software Code Composer Studio (CCS).

- **Sensor de Corriente**

El sensor de corriente seleccionado es el módulo ACS712 de 5A (Fig.40), debido a que es un sensor de corriente invasivo se conecta en serie con la salida del filtro L para una medición más correcta del inversor. El sensor se alimenta con 3.3V de la tarjeta de desarrollo y envía la señal de medición al ADC de la tarjeta de desarrollo.



Fig. 40. Montaje de sensor de corriente ACS712.

- **Circuito de sensor de voltaje**

A partir de las características del amplificador optoacoplador ACPL-790A en la Tabla 2.3, se desarrolló dos circuitos para medir el voltaje con la capacidad de medición de voltaje AC, dichos

circuitos se requieren para medir el voltaje de salida del inversor y la medición del voltaje de conexión a la red eléctrica del transformador.

Se tomó como guía la configuración de entrada diferencial dada por el fabricante y se adecuó al voltaje que puede soportar el sensor de 120 Vrms debido a que es el voltaje presente en la red eléctrica. Para ello, se dimensiona la entrada diferencial con un divisor de voltaje con la capacidad de reducir el voltaje máximo de medición (250V) a un rango de -0.2-+0.2 V permitido para la operación del sensor.

La ecuación 24 desarrolla el divisor de voltaje para obtener la resistencia adecuada a la entrada diferencial. Se observa consideraciones tomadas por el fabricante en las que se tiene en cuenta la impedancia de la entrada diferencial (R_z) 27 k Ω y considerando que la resistencia R_2 en paralelo sea 100 veces menor.

$$0.2 V = \frac{V_{in} * (R_z \parallel R_2)}{R_1 + (R_z \parallel R_2)} = \frac{250V * (27k\Omega \parallel 270\Omega)}{R_1 + (27k\Omega \parallel 270\Omega)}$$

$$R_1 = \frac{250V * \left(\frac{27k\Omega * 270\Omega}{27k\Omega + 270\Omega}\right)}{0.2V} - \left(\frac{27k\Omega * 270\Omega}{27k\Omega + 270\Omega}\right) = 333.89k\Omega \quad (24)$$

Para el montaje del sensor en una placa PCB, se realizó el circuito de alimentación del ACPL-790A que consta 2 fuentes de voltaje totalmente aisladas de 5V, por una parte se realizó circuito de una fuente regulada de 5V por medio de un LM7805 y un pin de voltaje de la tarjeta de desarrollo de 5V.

En la Tabla 3.3 se especifican los elementos electrónicos en su valor comercial que son necesarios para el montaje del sensor de voltaje sobre una placa PCB.

TABLA 3.3 Elementos de montaje para sensor de voltaje.

Elemento	Valor
Amplificador Optoacoplador	ACPL-790A
Regulador de voltaje	LM7805
Resistencia R1	330 k Ω
Resistencia R2	270 Ω
Resistencias R3-R4	10 Ω
Resistencia R5	2k Ω
Capacitor C1	22nF
Capacitores C3-C4	10 μ F
Capacitores C2-C5	100 nF

Capacitor C6	4.7 nF
Capacitores C7-C8	0.1 μ F
Borneras	4

En la Figura 41 se muestra el circuito diseñado para los sensores de voltaje, dicho circuito consta de alimentaciones del ACPL-790A, el circuito de entrada diferencial adaptado al voltaje máximo que soporta (250 V) y la salida analógica de medición y el resultado del montaje del sensor de voltaje.

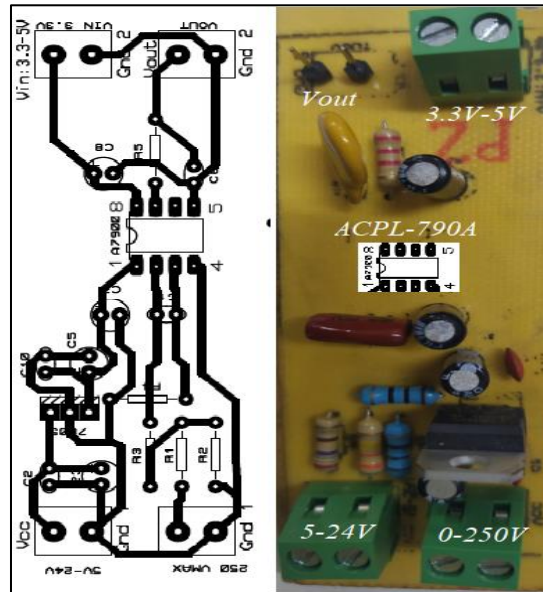


Fig. 41. a) Circuito de sensor de voltaje. b) Montaje de sensor de voltaje.

- **Adquisición de mediciones y lazo de control**

La tarjeta de desarrollo LAUNCHXL-F29379D cuenta con ADC en 3 canales (A, B y C), necesarios para la adquisición de mediciones realizadas por los sensores de corriente y voltaje. Para activar los ADC de la tarjeta de desarrollo por medio del software Code Composer Studio se modificó un programa ejemplo que activa canales ADC por medio del registro (AdcRegs) y posteriormente mostrar los resultados del ADC con el registro (AdcResultRegs) como se observa en la Figura 42.

<pre>//ADC C AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 2; // corriente AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample w AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 15; //trigger o AdccRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 5; // voltaje AdccRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample AdccRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 15; //trigger //Close config ADC AdccRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of AdccRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable AdccRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make su EDIS;</pre>	<pre>interrupt void adca1_isr(void) { Sc1= AdcaResultRegs.ADCRESULT0; // ADC sensor de corriente Sref=AdccResultRegs.ADCRESULT0; // ADC sensor de referencia Sv2=AdccResultRegs.ADCRESULT1; // ADC sensor de voltaje pct=AdcbResultRegs.ADCRESULT1; // ADC potencimetro de referencia</pre>
---	---

Fig. 42. a) Registros de activación de ADC del canal C. b) Registros de resultados de ADC para variables.

Los resultados adquiridos por el ADC de 12 bits se representan con valores enteros entre 0 y 4095, dichos valores se convirtieron en valores de voltajes y mediciones reales por medio de la ecuación de la recta para cada valor de voltaje medido que son guardados en variables flotantes para la programación del lazo de control (Fig. 43a). El lazo de control y Pre-alimentacion se realiza dentro de cada interrupción del ADC con las mediciones realizadas para determinar la señal de ciclo de trabajo en señal una moduladora duty (Fig. 43b).

<pre>Co=(((float)Sc1*3.3)*0.0002442)*8.04337464)-14.72163578; // Co= (((float)Sc1*3.3)*0.0002442); Co_confiltro=((0.1*Co)+((1.0-0.1)*Co_confiltro)); Co_redondeado=((round)(Co_confiltro*10.0)); Co_flotante=((float)(Co_redondeado))*0.1; //----- Vo=(((float)Sref*3.3)*0.0002442)*270.5861949)-365.1901422)*0.02216635678; // Vo= (((float)Sref*3.3)*0.0002442); Vo_confiltro=((0.09*(Vo*ref_flotante))+((1.0-0.09)*Vo_confiltro)); Vo_redondeado=((round)(Vo_confiltro*10.0)); Vo_flotante=((float)(Vo_redondeado))*0.1;</pre>	<pre>e1=(ref2-Co flotante); U1=U0+(e1*a1)-(e0*a0); U0=U1; e0=e1; llpi= 0.5*(ll1+1+(Vref+Intante*Vted)); if (Upi>=1) Upi=1; //0.99 if (Upi<- 0.0) Upi=-0.0; da=Upi*tope; duty=(llint+16)da;</pre>
---	--

Fig. 43.a) Variables de medición de corriente (Co) y voltaje (Vo) reales. b) Lazo de control CCS.

3.1.3. Prototipo experimental

El prototipo experimental es el resultado final de la unión de los sistemas que conforman el inversor en lazo cerrado con conexión a la red eléctrica. En la Figura 44 se puede observar el diagrama eléctrico de los elementos que conformar el prototipo con los elementos necesarios para la conexión o desconexión de la red eléctrica.

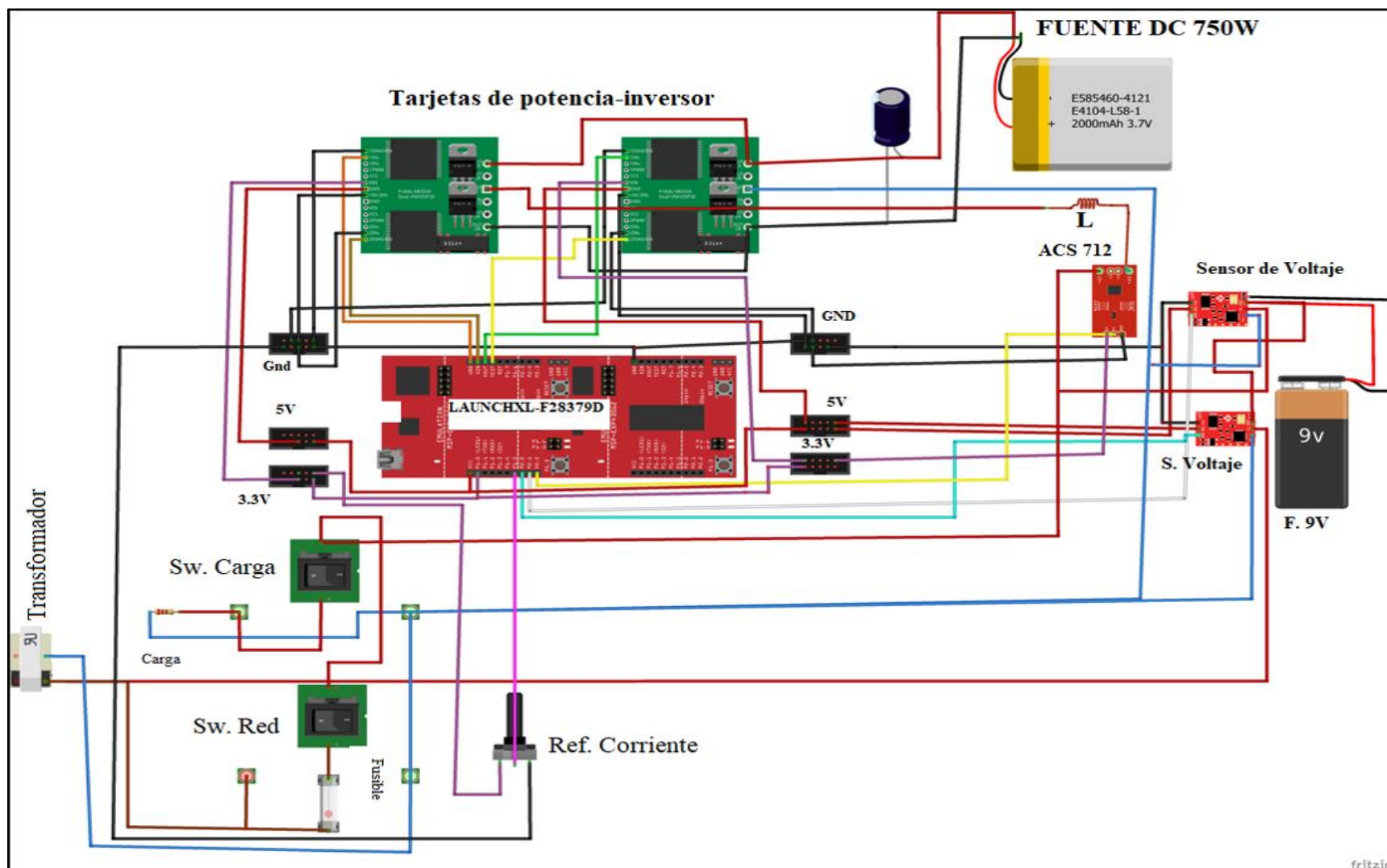


Fig. 44. Diagrama eléctrico de prototipo experimental.

La construcción del prototipo experimental se realizó sobre una base de madera en la que se colocaron cada elemento que conforman el inversor y la conexión a la red, siguiendo el diagrama eléctrico presentado. En la Figura 45 se observa el prototipo físico experimental en la que se tomó consideraciones de distancias cortas del punto de medición en sensores, distanciamiento de inductor, tablero de conexión y desconexión de la red eléctrica y evitando exponer los conductores.



Fig. 45. Prototipo experimental.

3.2. Resultados Experimentales.

En el prototipo experimental se realizaron pruebas que comprueben el funcionamiento del inversor, su control de corriente PI y la conexión con la red eléctrica. Los resultados fueron evidenciados en los puntos de medición por medio del osciloscopio Hantek 6022BE.

3.2.1. Pruebas de modulación SPWM

A partir del sistema de control se configuró la tarjeta de desarrollo para activar las salidas PWM por medio de registros de activación (EPwmRegs). Las salidas PWM se activan a manera de pares (A y B) según la numeración, de esta forma se puede asociar la configuración de cada PWM por pares. Las señales SPWM generadas establecen una frecuencia de 24 kHz de esta manera establece la frecuencia de conmutación al MOSFET asociado. En la Figura 46 se observa el par del PWM1 en donde se muestra un periodo de 41 μ s estableciendo la frecuencia de conmutación, y de igual manera se sincronizo un tiempo muerto de 1 μ s para evitar cruces de conmutación

abruptos que puedan causar un daño en los MOSFETs, de tal manera durante el tiempo muerto las MOSFETs permanecen en 0V.

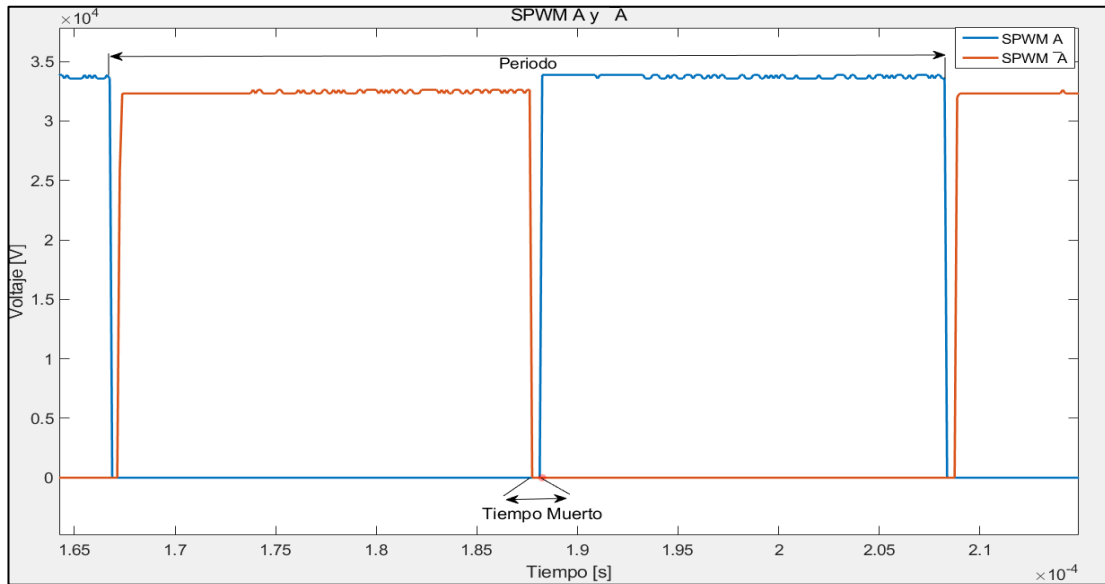


Fig. 46. Señales SPWM1 de salida del LAUNCHXL-F28379D.

Se realizó la modulación unipolar del inversor por medio de PWM1 y PWM2 configurados por pares, de manera que son controlados por dos señales moduladoras a razón de la ecuación 9. En la figura 47 se observa la modulación unipolar generada para los PWM1A (A) y PWM2A (B).

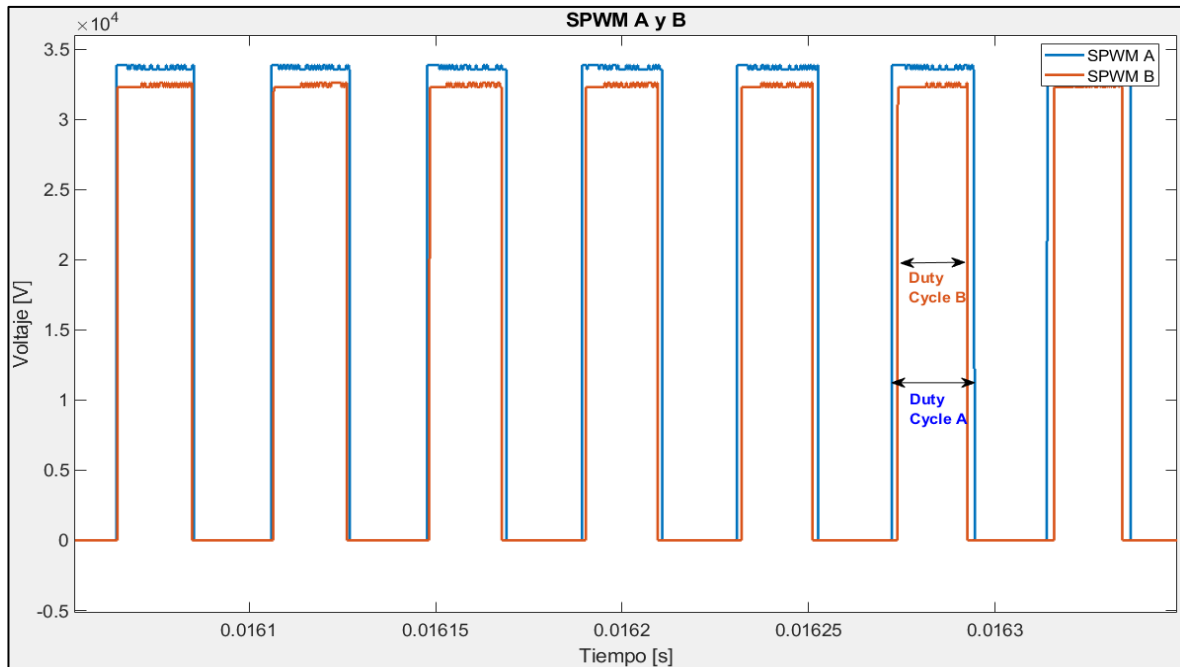


Fig. 47. Modulación unipolar del inversor puente completo.

3.2.2. Pruebas de control de corriente

Según el diseño realizado, el control de corriente PI tiene como objetivo seguir una referencia de corriente alterna senoidal que se obtiene a través de un sensor de voltaje en la red por medio del transformador para obtener la amplitud de corriente deseada y la frecuencia para realizar la sincronización con la red eléctrica.

Para evidenciar el comportamiento del control de corriente PI se efectuaron pruebas de cambios de referencia en la corriente tanto incremento y reducción de corriente que se compararon con los resultados de la simulación.

- Incremento de referencia de corriente

En la Figura 48 se muestra dos graficas correspondiente a voltajes y corrientes en pruebas experimentales y simulación para incremento de referencia de corriente.

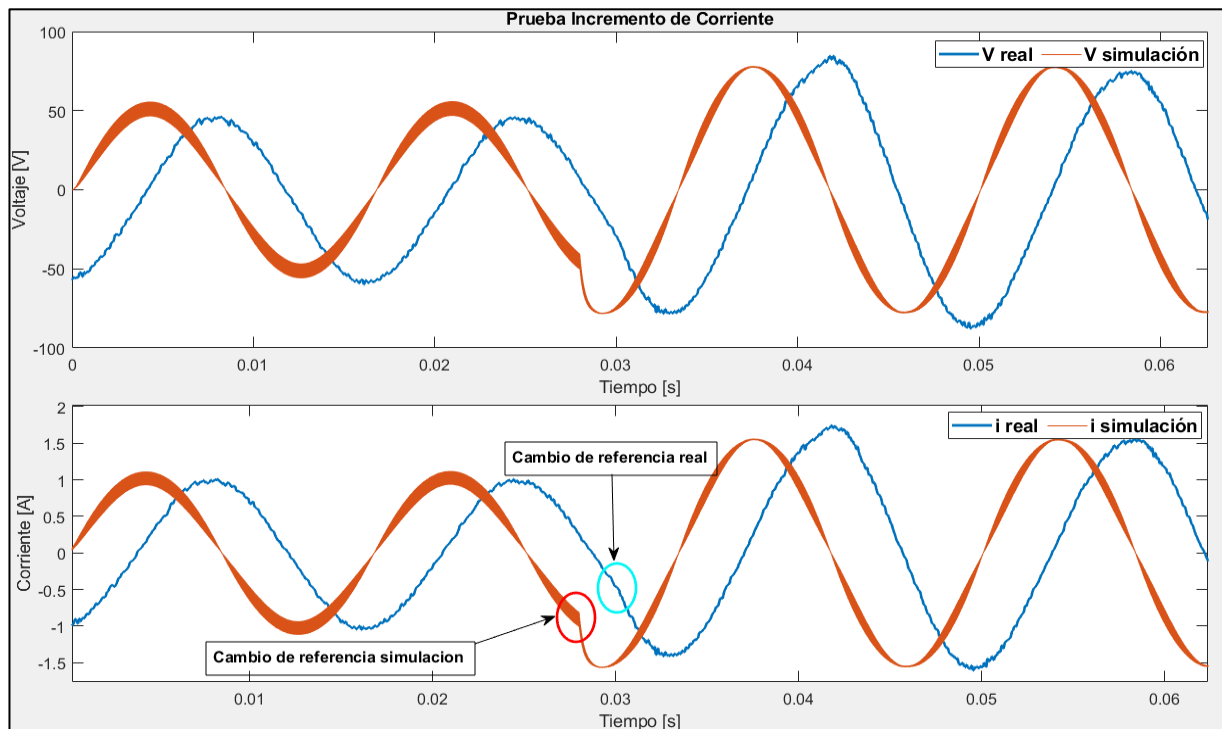


Fig. 48. Pruebas de simulación e implementación para incremento de corriente.

En la Figura 48 se observa el comportamiento del control de corriente PI en simulación y prototipo implementado aplicado a una carga resistiva de 50Ω , en donde se especifican voltajes y

corrientes de simulación ($V_{simulación}$ e $i_{simulación}$) y de prototipo (V_{real} e i_{real}) de 60 Hz con una referencia inicial 1A con un incremento en la referencia de 1.5A a los 28ms.

Tanto en simulación como en prototipo implementado se observa señales con un periodo de 16ms (60Hz), en donde se observa que en el prototipo implementado el control sigue de manera correcta el cambio de referencia a diferencia de la simulación que durante el cambio de referencia se observa un comportamiento inestable para luego estabilizarse, por otro lado, en el prototipo se observa menos rizado que en la simulación debido a un capacitor cerámico de 47nF que se encarga de filtrar las señales.

- Pruebas de reducción de corriente

En la Figura 49 se observan los resultados obtenidos en las pruebas de reducción de corriente en simulación y en pruebas de prototipo implementado.

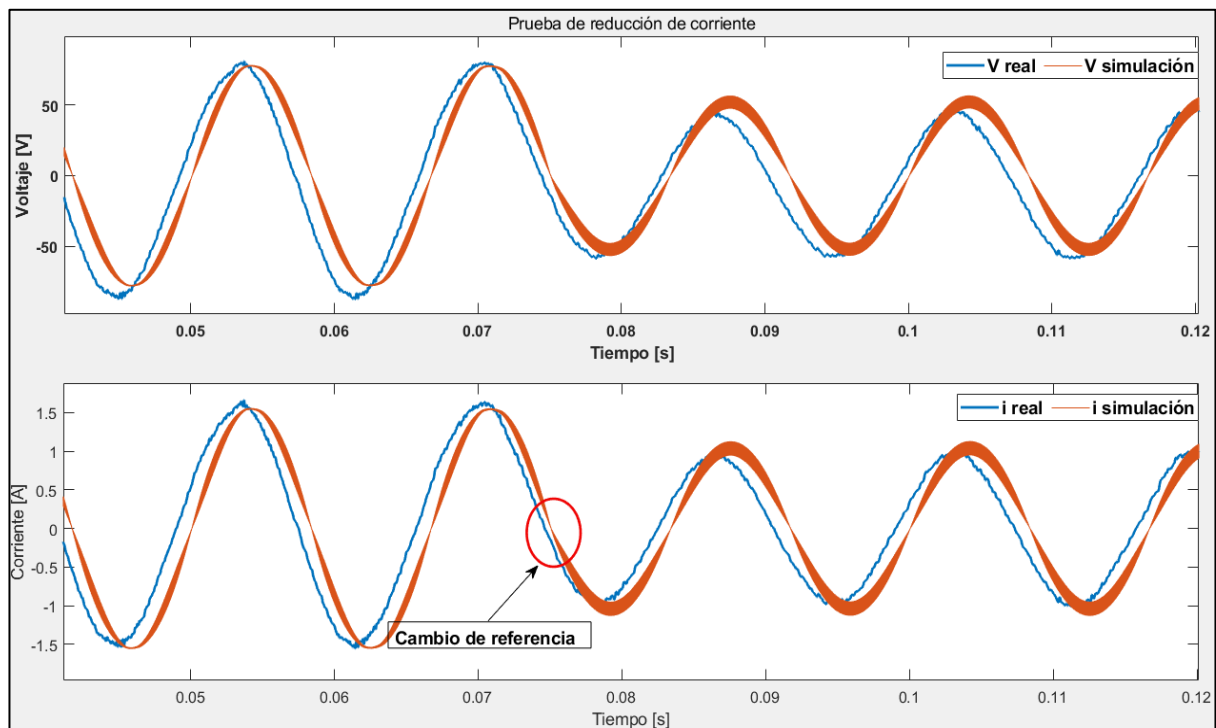


Fig. 49. Pruebas de simulación e implementación para reducción de corriente.

El comportamiento del control PI en la Figura 49 se realizó conforme a parámetros de voltajes (V_{real} y $V_{simulación}$) y corrientes (i_{real} e $i_{simulación}$) de 60 Hz con una referencia de corriente inicial de 1.5A y una disminución de corriente a 1A a los 70ms.

En ambas pruebas se evidencia que las señales de voltaje y corriente son de 60 Hz. En el caso del prototipo implementado se observa una correcta actuación del controlador PI a diferencia que en la simulación se observa una ligera inestabilidad, pero con rápida estabilización. Como en las pruebas anteriores se evidencia mayor rizado en la simulación a comparación del prototipo implementado.

3.2.3. Pruebas de sincronización con la red eléctrica

La sincronización de dos fuentes generadoras posibilita la conexión de ambas fuentes de manera simultánea con el objetivo de aportar potencia en el sistema eléctrico. De tal forma, en el caso del inversor conectado a la red diseñado se requiere de los parámetros necesarios para la sincronización del inversor y la red eléctrica los cuales son:

- Igualación de voltaje: Los voltajes de sincronización deben tener la misma amplitud.
- Igualación de frecuencia: Se requiere que el inversor y la red eléctrica tengan la misma frecuencia, y deben de contar con el mismo ángulo de fase.

En la Figura 50 se muestra las pruebas de simulación y prototipo implementado realizadas, en donde se observa en un gráfico los voltajes del inversor ($V_{o \text{ real}}$) y voltaje de red ($V_{\text{red real}}$), y en otro gráfico se muestran los voltajes de simulación del inversor ($V_{o \text{ sim}}$) y voltaje de red ($V_{\text{red sim}}$).

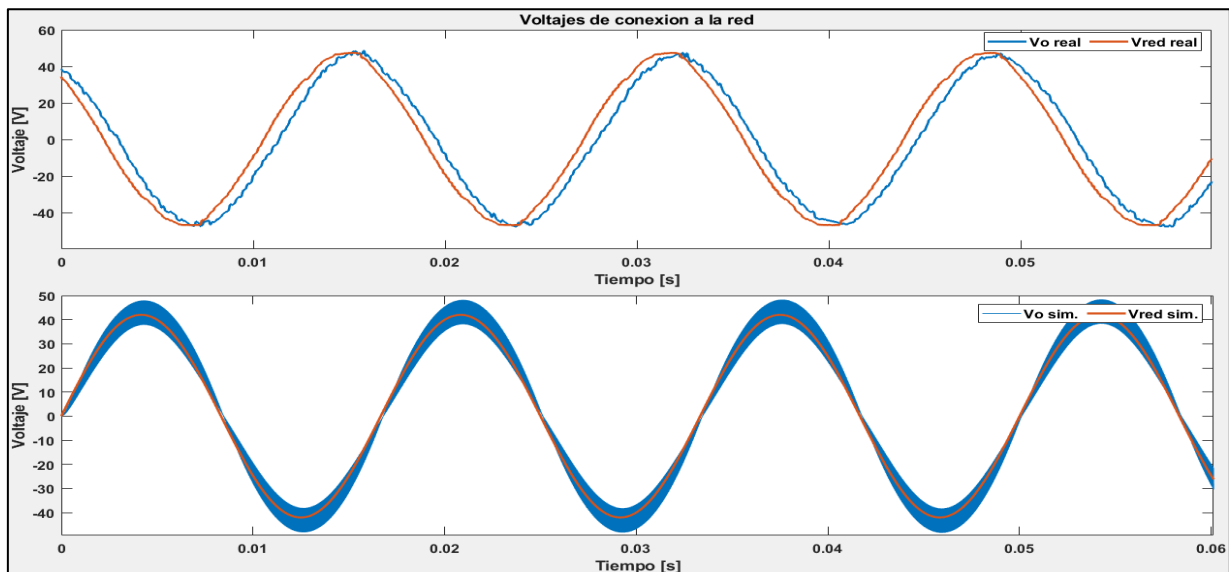


Fig. 50. Pruebas de simulación e implementación para sincronización con la red eléctrica.

Se observa en la Figura 50 que los voltajes del prototipo cumplen con los parámetros de sincronización debido a que la amplitud del voltaje es similar y la frecuencia $V_{o \text{ real}}$ y $V_{red \text{ real}}$ son iguales y se nota un ligero desfase entre las señales debido al controlador, pero no repercute de gran manera la conexión con la red. De igual manera se observa los voltajes $V_{o \text{ sim}}$ y $V_{red \text{ sim}}$ se encuentran con la misma frecuencia y en fase, pero se observa que el voltaje $V_{o \text{ sim}}$ se encuentra con un rizado que difiere de $V_{red \text{ sim}}$ pero que no repercute en la conexión a la red.

La conexión con la red se realizó por medio del interruptor de conexión con la red, en la Figura 51 se observa los voltajes sincronizados y realizadas las conexiones con la red.

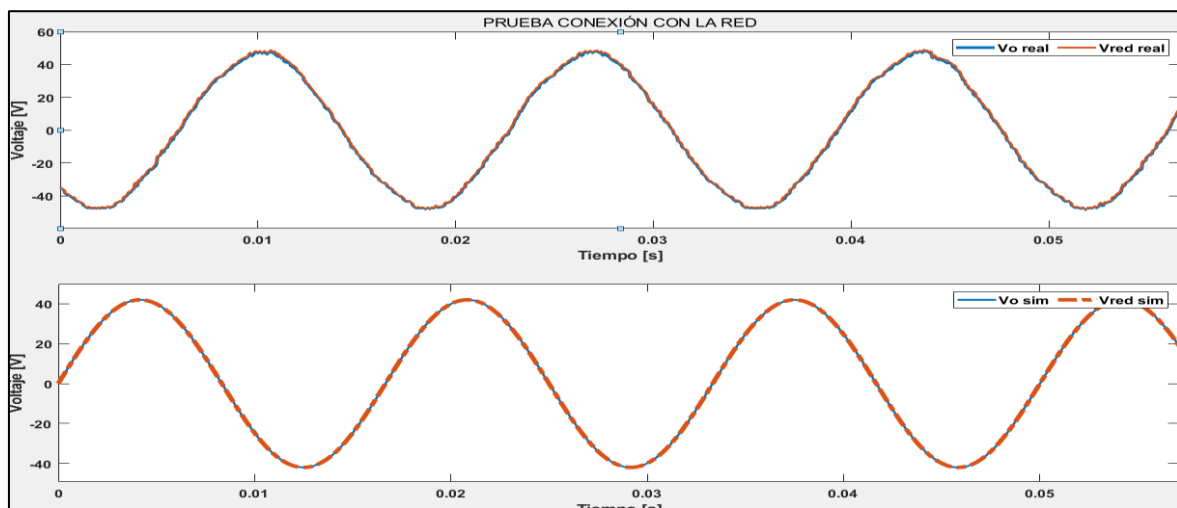


Fig. 51. Pruebas de conexión con la red eléctrica.

Se observa en la Figura 51 que los voltajes de simulación y prototipo al conectarse con la red se acoplan para resultar en una misma señal tanto en amplitud como en frecuencia.

3.2.4. Pruebas de suministro de corriente a la red eléctrica

Ya realizada la sincronización y conexión con la red eléctrica, se realizaron pruebas de suministro de corriente en simulación y prototipo experimental, para aportar a la red eléctrica por medio del control de corriente PI diseñado. Las pruebas se realizaron para la inyección de corriente en fase, adelanto y atraso a la red eléctrica.

- Suministro de corriente en fase

Por medio del control de corriente PI se logró sincronizar y conectar a la red, desconectando la carga de 30Ω de conexión. Durante la prueba se ajustó la referencia de corriente en fase a 3A suministrando directamente esta corriente a la red como se observa en Figura 52.

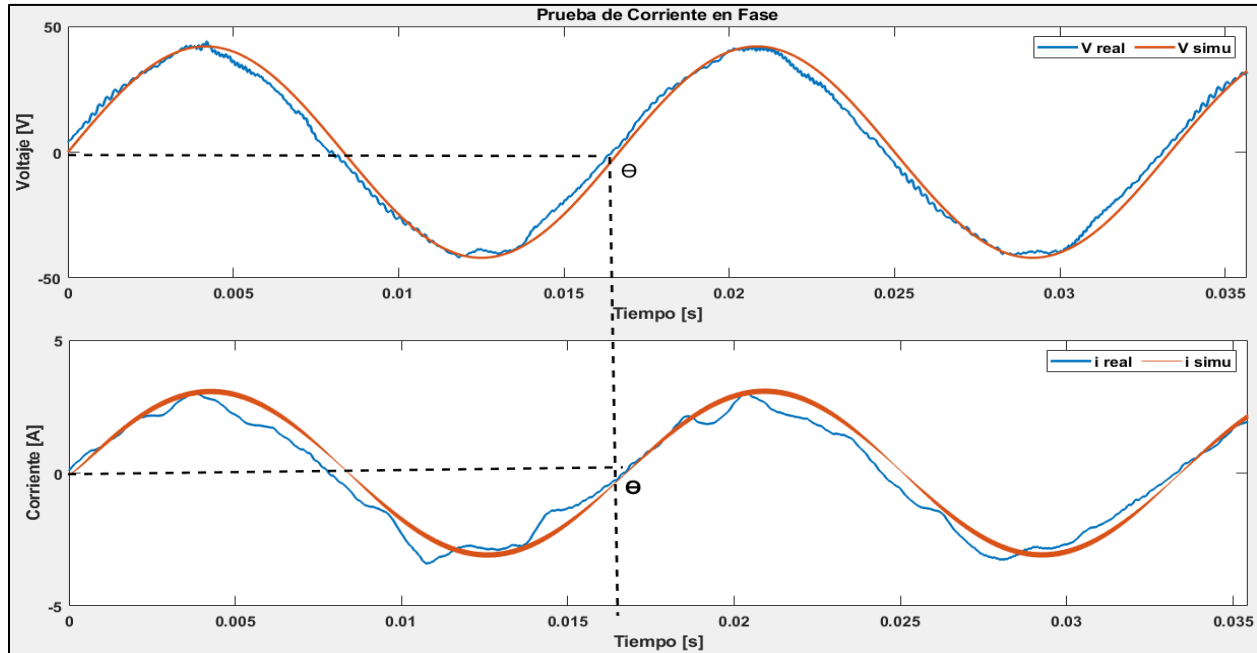


Fig. 52. Pruebas de simulación e implementación de suministro de corriente en fase.

En la Figura 52 se observa voltajes y corrientes de simulación (V_{simu} e i_{simu}) y de prototipo (V_{real} e i_{real}). Para resultados de simulación se observa un comportamiento correcto durante la conexión con la red eléctrica y el suministro de corriente en fase manteniendo la amplitud de voltaje de la red eléctrica. En cambio, los resultados del prototipo implementado se observa una ligera distorsión en el voltaje, pero con correcta conexión a la red manteniendo los parámetros de sincronización, y en el suministro de corriente se observó una distorsión notoria a 3A debido a características físicas del inductor y transformador, pero se encuentra en fase con el voltaje de la red eléctrica.

- Suministro de corriente en adelanto

Para conseguir el suministro de corriente en adelanto se realizó un arreglo de mediciones que se almacenan en un vector A_1 , para luego obtener la referencia de corriente del vector en la posición Alpha de la medición realizada como se observa en el Anexo E.

En la Figura 53 se muestra las pruebas realizadas en simulación y en prototipo implementado para el suministro de corriente en adelanto con parámetros de desfase de 35° de voltaje con respecto a la corriente.

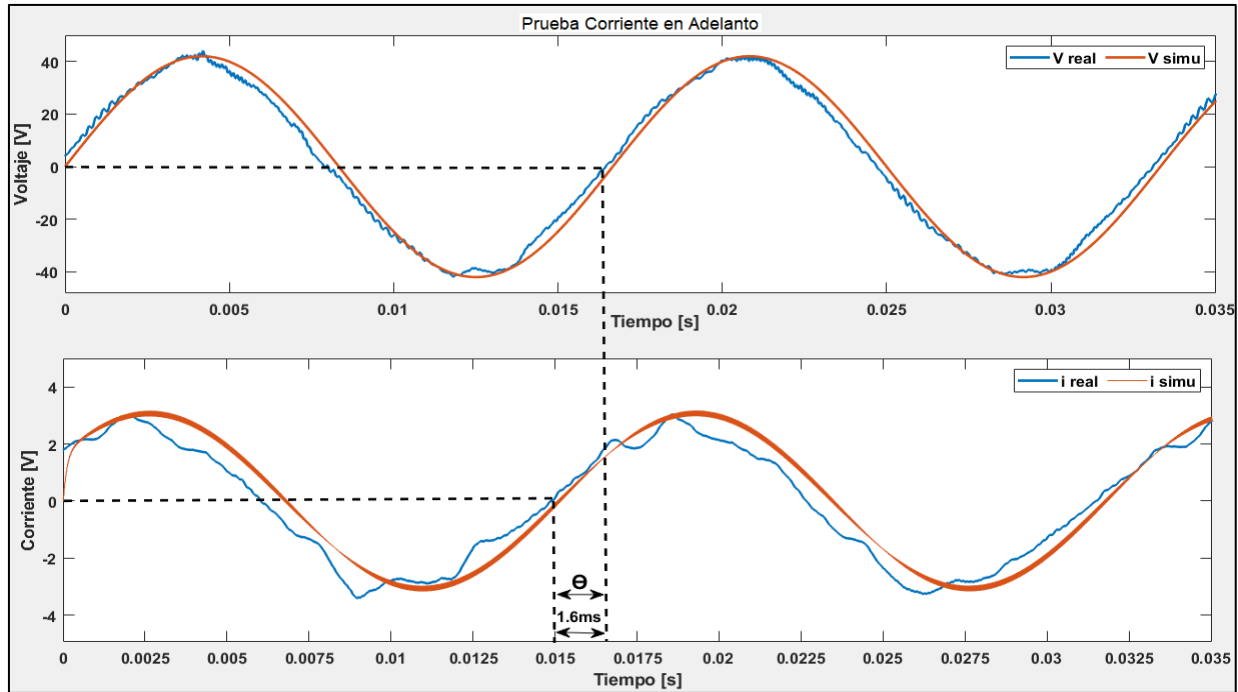


Fig. 53. Pruebas de simulación e implementación de suministro de corriente en adelanto.

Similar a la prueba anterior, en la Figura 53 se observa que los resultados de simulación se comportan correctamente para el suministro de corriente a 35° en adelanto, manteniendo los parámetros de sincronización y poco rizado de corriente. Para los resultados del prototipo implementado se observa un voltaje de sincronización con ligeras distorsiones que no afectan la conexión con la red eléctrica, pero se observa una distorsión notable en la corriente de suministro. Para evidenciar el desfase de suministro de corriente para la compensación de factor de potencia se toma en cuenta el tiempo de desfase y se compara con 2π rad presentes en el periodo de 16 ms para posteriormente convertir en ángulo y calcular el factor de potencia como se observa en la ecuación.

$$\theta = \frac{\left(\frac{1.6ms * 2\pi}{16.6ms}\right) rad * 180}{\pi} = 34.69^\circ$$

$$\cos(\theta) = +0.8221 \text{ fp} \quad (25)$$

- Suministro de corriente en atraso

Por medio del arreglo de mediciones en el vector A1 para cambio de referencia en retraso, se obtuvo los resultados de las pruebas de simulación y prototipo implementado de la Figura 54.

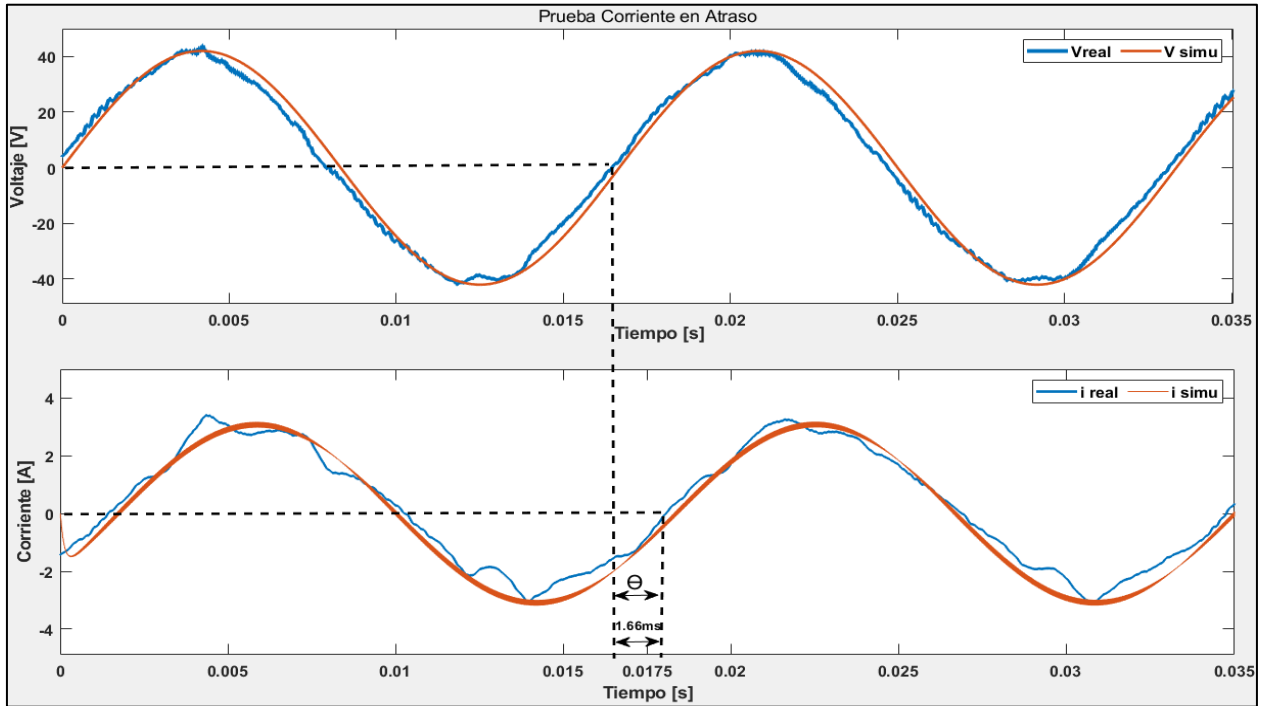


Fig. 54. Pruebas de simulación e implementación de suministro de corriente en atraso.

Como se observa en la Figura 54, los resultados mostrados en los gráficos de voltaje y corriente de simulación (V_{simu} e i_{simu}) tienen un correcto desempeño con los parámetros de sincronización a la red eléctrica y un desfase en atraso de la corriente de 35° . Por otro lado, el voltaje del prototipo (V_{real}) se observa una correcta sincronización con la red eléctrica, pero al igual que en las pruebas anteriores la corriente (i_{real}) se nota distorsionada.

Para calcular el factor de potencia de suministro se procedió a encontrar el ángulo de desfase a partir del tiempo de desfase y así realizar el factor de potencia de la ecuación.

$$\theta = \frac{\left(\frac{1.66ms * 2\pi}{16.6ms}\right) rad * 180}{\pi} = 35.87^\circ$$

$$\cos(\theta) = -0.8103 \text{ fp en retraso} \quad (26)$$

Los resultados experimentales obtenidos en la simulación e implementación evidencian el correcto funcionamiento del diseño del inversor en lazo cerrado conectado a la red realizado en el capítulo anterior, y de esta manera se finaliza el trabajo de investigación.

Conclusiones

- La descripción de funcionamiento de los inversores y estrategias de control permitió la selección de características óptimas para un inversor conectado a la red y de esta manera se seleccionó el inversor tipo puente completo H. El inversor puente H se complementa con la estrategia de control SPWM unipolar que permite la reducción armónicos en su salida, así facilitando la conexión a la red, con la seguridad galvánica que presenta la conexión a la red con aislamiento galvánico.
- A partir de un modelo matemático del inversor puente completo H se desarrolló un análisis de bode para el diseño de un lazo de control de corriente que se complementa con la estrategia de control SPWM unipolar, resultados que se ven reflejados en la realización de una simulación que concuerda con resultados que se presentan en el prototipo final. Los parámetros de diseño permitieron la selección de elementos de control y potencia para la construcción del inversor puente completo H.
- El prototipo de inversor puente completo H muestra en la fase de pruebas un buen desempeño en el control de corriente aplicado a una carga lineal con variaciones de referencias de corriente; la capacidad de conexión a la red para suministro de corriente de hasta $3 A_{pico}$. La comparación de resultados experimentales y de simulación muestran un funcionamiento similar pese algunas observaciones en los resultados experimentales debido a factores adicionales como: pérdidas por conmutación, sensibilidad de elementos de control y procesamiento, constitución física de elementos pasivos y control

Recomendaciones

Debido a que este trabajo tiene como enfoque un inversor de tipo puente completo H, dejando de lado otros tipos de inversores. Se recomienda para próximos estudios la implementación de un inversor multinivel que tenga la capacidad de conexión a la red siguiendo una estrategia de control, con la finalidad de mejorar los resultados obtenidos y una mayor estabilidad en la corriente suministrada.

Referencias

- Algarín, C., Giraldo, J., & Castro, A. (2018). *Criterios en la Planificación Energética de Zonas Rurales Colombianas*. Información Tecnológica.
- Algarín, C., Llanos, A., & Castro, A. (2017). An analytic hierarchy process-based approach for evaluating renewable energy sources. *International Journal of Energy Economics and Policy*, 7(4).
- ARCONEL. (2018). *Generación fotovoltaica para autoabastecimiento de consumidores finales de energía eléctrica*. Regulación ARCONEL 003/18.
- Bárcenas, E. (2002). *Análisis y desarrollo de un inversor multinivel*. Cuernavaca: CENIDET.
- Blanco, I., Corral, B., & Costa, A. (2004). *Inversores de multinivel para aplicaciones de gran potencia* (Vol. 24). Estado del arte. Energética.
- Blanco, R., Díaz, J., Gonzales, F., Peraza, C., & Villanueva, C. (2008). *Control de inversores en sistema de generación distribuida*. Valencia, Venezuela: Universidad de Carabobo.
- BROADCOM. (2016). *ACPL-790B, ACPL-790A, ACPL-7900*. Avago Technologies.
- Dugan , R. C., McGranaghan, M., Santoso, S., & Beaty, W. (2012). *Electrical Power Systems Quality* . New York, EEUU: McGraw-Hill Education, 3th Edition.
- Flores, C. (2016). *Convertidores DC-AC*. Salina Cruz Oax.: ITSAL.
- Gaikwad, V., Mutha, S., Mundhe, R., Sapar, O., & Chinchole, T. (2016). Survey of PWM techniques for solar inverter. *International Conference on Global Trends in Signal Processing*.
- Harper, E. (2004). *El ABC de la calidad de la energía eléctrica*. Editorial Limusa S.A.
- Inga, E., & Juela, J. J. (2013). *Diseño y construcción de módulos para convertidores DC-AC aplicando técnicas de control vectorial para el laboratorio de Electrónica de Potencia de la UPS Cuenca*. Cuenca: Universidad Politécnica Salesiana.
- Mañana, M. (2015). *Regulación, Control y Protección de Máquinas Eléctricas*. Santander: Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicaciones .

- Martínez, S., & Gualda, J. (2006). *Electrónica de Potencia*. Madrid: Paraninfo.
- Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2009). *Electrónica de Potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño 3ra Edición*. Monterrey: McGraw Hill Educación.
- Nava, F., & Mariano, J. (2004). *Estudio e implementación de un convertido multicelda apilable controlado por DSP*. Puebla: Universidad de la Americas Puebla.
- O'Reilly, K. (2020). *Medida y Análisis de la Distorsión Armónica en Cargas No Lineales Aisladas y Combinadas en los Rangos 0-2 kHz y 2-9kHz*. Santander, España: Universidad de Cantabria.
- Ormeño, E., Barzola, J., & Vivert, M. (2020). *Controlador DQ para un inversor monofásico conectado a la red con compensación de armónicos*. Ibarra: Universidad Técnica del Norte .
- Pérez, E., Osorio, E., & Parra, W. (2015). *Diseño, calculo, simulacion e implementación de un inversor de 100W para carga resistiva, con control modo voltaje*. Lima: JOUR.
- Pietzsch, G., & Bordonau, J. (2012). *Convertidores CC/CA para la conexión directa a red de sistemas fotovoltaicos: comparación entre tipologías de 2 y 3 niveles*. (U. P. BARCELONATECH, Ed.) Barcelona.
- Ramirez Castaño, S., & Cano Plata, E. (2006). *Calidad del Servicio de Energía Eléctrica*. Manizales, Colombia: Universidad Nacional de Colombia.
- Rashid, M. H. (2002). *Electronica de Potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. New York: PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA S.A.
- Robert, E., & Dragan, M. (2004). *Fundamentals of Power Electronics 2da Edition*. New York: Kluwer Academic Publishers.
- Rosas, M. (2014). *Convertidor CD/CA sin aislamiento con conexión a la red eléctrica para aplicaciones en paneles solares*. Sab Luis Potosí: Instituto Potosino de Inverstigación Científica y Tecnológica, A.C.

Silva, M. (2005). Calidad de la energía eléctrica: diseño y construcción de un prototipo como alternativa para la monitorización de interrupciones y caídas de tensión. *Universidad Industrial de Santander* , 2.

Texas Instruments. (2019). *LAUNCH-XLF28379D Development Kit*. Texas.

Texas Instruments. (2019). *UCC53x0 Single-Channel Isolated Gate Driver*. Texas.

UTN. (17 de Octubre de 2019). *Universidad Técnica del Norte*. Obtenido de <https://www.utn.edu.ec/>

VISHAY. (2012). *Datasheet D Series Power MOSFET: SiHP25N40D*.

Anexos

A. Código CCS de inversor conectado a la red.

```
// Control de inversor conectado a la red con compensación de factor de potencia
// Included Files
#include "F28x_Project.h"
#include "math.h"
//#include "flash_programming_c28.h" // Flash API example header file
//#include "F021_F2837xD_C28x.h"
#define M_PI      3.14159265358979323846 /* pi */
#define tope 1042
#define hdiv 0
#define div 0
#define N 400
// Function Prototypes
void ConfigureADC(void);
void ConfigureEPWM(void);
void SetupADCEpwm(void);
void InitEPwm1Example(void);
void InitEPwm2Example(void);
// Configuración de PWM por pares *****
void configGPIO(void);
//void Conf_DAC();
interrupt void adca1_isr(void);

// Definición de variables
//
//#define NN 525
#define RESULTS_BUFFER_SIZE 256
#define MARGEN 0xFFFFFFFF
#define REFERENCE_VREF 1
#define DACA 1
```

```

#define DACB      2
#define DACC      3
#define REFERENCE    REFERENCE_VREF
#define DAC_NUM    DACA

// Variables globales
//Sensores
Uint16 Sc1;
Uint16 Sref;
Uint16 Sv2;
Uint16 pot;
Uint16 m;
//Mediciones
float Co;
float Vo;
float Vref;
//Control
float e1;
float e0;
float U1;
float U0;
float a1=0.239958738804762;
float a0=0.2362;
float Upi;
float da;
float ref2;
float ref;
float Vfed= 0.01818181818;
// Calibración sensores
float32 Co_confiltro=0;
int16 Co_redondeado=0;

```

```

float32 Co_flotante=0;
float32 Vo_confiltro=0;
int16 Vo_redondeado=0;
float32 Vo_flotante=0;
float32 Vref_confiltro=0;
int16 Vref_redondeado=0;
float32 Vref_flotante=0;
float32 ref_confiltro=0;
Uint16 ref_redondeado=0;
float32 ref_flotante=0;
float iref;
Uint16 Q=0;
Uint16 duty=750;
Uint16 r;
Uint16 l=0;
//int16 S[N];
int16 Go[N];
float32 Al[N];
float Z0;
Uint16 k=0;
Uint16 alpha=100;
void main(void)
{

    InitSysCtrl();

    InitGpio(); // Skipped for this example

    DINT;

    InitPieCtrl();

```



```

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
//
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

InitPieVectTable();
//
// Call Flash Initialization to setup flash waitstates. This function must
// reside in RAM.
//---- Initialize and activate PWM1,PWM2,PWM3, PWM4 and GPIO aux. -----
InitEPwm1Gpio();
    InitEPwm1Example();
    InitEPwm2Gpio();
    InitEPwm2Example();
configGPIO();
EALLOW;
PieVectTable.ADCA1_INT = &adca1_isr; //function for ADCA interrupt 1
EDIS;
ConfigureADC();

ConfigureEPWM();

SetupADCEpwm();

IER |= M_INT1; //Enable group 1 interrupts
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;

EALLOW;

```

```

CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;

EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; //enable SOCA
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; //unfreeze, and enter up count mode
for (r=0;r<N;r++)

    {
//      S[r]=(int16)(tope*0.79*sin(2*M_PI*r/N));
      // r=r+1;
      Go[r]=0;
    }
while(1)
    {}
}

void configGPIO(void)
{
    EALLOW;

    GpioCtrlRegs.GPCGMUX1.bit.GPIO69 = 1;

    GpioCtrlRegs.GPEGMUX1.bit.GPIO131 = 0;
    GpioCtrlRegs.GPEPUD.bit.GPIO131 = 0; // Enable pullup on GPIO6
    GpioCtrlRegs.GPEDIR.bit.GPIO131 = 1;
    EDIS;
}

void ConfigureADC(void)
{
    EALLOW;

    //Configuracion de ADCs

```

```

//SOC A
    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 0; //set ADCCLK divider to /4
    AdcSetMode(ADC_ADCA, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
    // SOCA B
    AdcbRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 0; //set ADCCLK divider to /4
    AdcSetMode(ADC_ADCB, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    AdcbRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;

    AdccRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 0; //set ADCCLK divider to /4
    AdcSetMode(ADC_ADCC, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    AdccRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    AdccRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;

    DELAY_US(1000);

    EDIS;
}

void ConfigureEPWM(void)
{
    //PWM de muestreo para ADC
    EALLOW;
    // Assumes ePWM clock is already enabled
    EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0; // Disable SOC on A group
    EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4; // Select SOC on up-count
    EPwm6Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event

    EPwm6Regs.TBPRD = tope; // Set timer period

```

```

//EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000;    // Phase is 0
EPwm6Regs.TBCTR = 0x0000;    // Clear counter
// Setup TBCLK
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; // Count up
EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;    // Disable phase loading
EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = hdiv;    // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = div;    // Slow just to observe on

    EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_NO_ACTION;    // Set PWM2A on Zero
    EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_NO_ACTION;
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_NO_ACTION;    // Set PWM2A on Zero
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_NO_ACTION;
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET;
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.PRD = AQ_CLEAR;

EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;    // Set compare A value to 2048 counts

EPwm6Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = 0;
EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;
EPwm6Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1; // to make the pulses phase shifted
//  EDIS;
}

void SetupADCEpwm(void)
{
    Uint16 acqps;

    //
    // Determine minimum acquisition window (in SYSCLKS) based on resolution
    //

```

```

if(ADC_RESOLUTION_12BIT == AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION)
{
    acqps = 14; //75ns
}
else //resolution is 16-bit
{
    acqps = 63; //320ns
}

EALLOW;

//Activacion de canales de ADC
// ADCA

AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0; // vload
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 15; //trigger on ePWM6 SOCA/C

//Close config ADC
AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOC2 will set INT1 flag
AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1 flag
AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure INT1 flag is cleared

// ADCB

AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 5; // corriente
AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 15; //trigger on ePWM6 SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 3; // corriente
AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 15; //trigger on ePWM6 SOCA/C

//Close config ADC

```

```

    AdcbRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOC2 will set INT1 flag
    AdcbRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1 flag
    AdcbRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure INT1 flag is cleared

//ADC C
    AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 2; // corriente
    AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
    AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 15; //trigger on ePWM6 SOCA/C

    AdccRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 5; // voltaje
    AdccRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
    AdccRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 15; //trigger on ePWM6 SOCA/C

//Close config ADC
    AdccRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOC2 will set INT1 flag
    AdccRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1 flag
    AdccRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure INT1 flag is cleared
    EDIS;
}

```

```

interrupt void adca1_isr(void)

```

```

{
    Sc1= AdcaResultRegs.ADCRESULT0; // ADC sensor de corriente
    Sref=AdccResultRegs.ADCRESULT0; // ADC sensor de referencia
    Sv2=AdccResultRegs.ADCRESULT1; // ADC sensor de voltaje
    pot=AdcbResultRegs.ADCRESULT1; // ADC potenciómetro de referencia

    ref= (((float)pot*3.3)*0.0002442);
    ref_confiltro=((0.1*ref)+((1.0-0.1)*ref_confiltro));
    ref_redondeado=((round)(ref_confiltro*10.0));
    ref_flotante=((float)(ref_redondeado))*0.1;

// -----
    Co=(((float)Sc1*3.3)*0.0002442)*8.04337464)-14.72103578;//corriente

```

```

// Co= (((float)Sc1*3.3)*0.0002442);
Co_confiltro=((0.1*Co)+((1.0-0.1)*Co_confiltro));
Co_redondeado=((round)(Co_confiltro*10.0));
Co_flotante=((float)(Co_redondeado))*0.1;
//-----
Vo=((((float)Sref*3.3)*0.0002442)*270.5861949)-365.1901422)*0.02216635678;//Referencia
// Vo= (((float)Sref*3.3)*0.0002442);
Vo_confiltro=((0.08*(Vo*ref_flotante))+((1.0-0.08)*Vo_confiltro));
Vo_redondeado=((round)(Vo_confiltro*10.0));
Vo_flotante=((float)(Vo_redondeado))*0.1;
//-----
Vref=((((float)Sv2*3.3)*0.0002442)*301.0938708)-418.107539;//Voltaje salida

Vref_confiltro=((0.09*Vref)+((1.0-0.09)*Vref_confiltro));
Vref_redondeado=((round)(Vref_confiltro*10.0));
Vref_flotante=((float)(Vref_redondeado))*0.1;
ref2=Vo_flotante;
//Vector de posicion adelanto atraso
Al[l]=Vo_flotante;
l=l+1;
if (l==399)
l=0;
// iref=Al[N-150];
if (Q>=2){
ref2=Al[l-alpha];}
//Lazo de Control de Corriente PI
e1=(ref2-Co_flotante);
U1=U0+(e1*a1)-(e0*a0);
U0=U1;
e0=e1;
Upi= 0.5*(U1+1+(Vref_flotante*Vfed));

```

```

    if (Upi>=1)
        Upi=1;//0.99
    if (Upi<= 0.0)
        Upi=0.0;
//Ciclo de trabajo da controlado
da=Upi*tope;
duty=(Uint16)da;
Z0=ref2*100;
//Gráfica de calibración
Go[m]=(int16)Z0;
m=m+1;
if (m==N-1)
    m=0;
// duty=(tope+S[k])>>1;
//      k=++k;
//  if (k==N)
//      k=0;
//Control de señal moduladora PWM
    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = duty;
    EPwm1Regs.CMPB.bit.CMPB = duty;
    EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = tope-duty;
    EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = tope-duty;
    GpioDataRegs.GPECLEAR.bit.GPIO131 = 1;
    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
    AdcbRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
    AdccRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}
void InitEPwm1Example()

```



```

{
//Control de señal portadora PWM
    EPwm1Regs.TBPRD = tope;           // Set timer period
    EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;         // Clear counter
    // Setup TBCLK
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = hdiv; // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = div; // Slow just to observe on
    // Setup compare0
    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = duty;
    EPwm1Regs.CMPB.bit.CMPB = duty;
    // Set actions
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Set PWM2A on Zero
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
    EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_SET; // Set PWM2A on Zero
    EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_CLEAR;
    //Definicion de Tiempo Muerto
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = 3;
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 2;
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = 0;
    EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = 23;
    EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = 23;
    // dephase
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 1;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1; // to make the pulses phase shifted
}

void InitEPwm2Example()
{
    EPwm2Regs.TBPRD = tope;           // Set timer period

```

```

EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;           // Clear counter
// Setup TBCLK
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;      // Disable phase loading
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = hdiv;        // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = div;           // Slow just to observe on
// Setup compare0
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = tope- duty;
EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = tope- duty;
// Set actions
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;        // Set PWM2A on Zero
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_SET;          // Set PWM2A on Zero
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_CLEAR;
// Definicionde Tiempo Muerto
EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = 3;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 2;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = 0;
EPwm2Regs.DBRED.bit.DBRED = 23;
EPwm2Regs.DBFED.bit.DBFED = 23;
// dephase
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSSEL = 0;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1; // to make the pulses phase shifted
}
//END

```

B. Esquema de circuito inversor medio puente KiCad

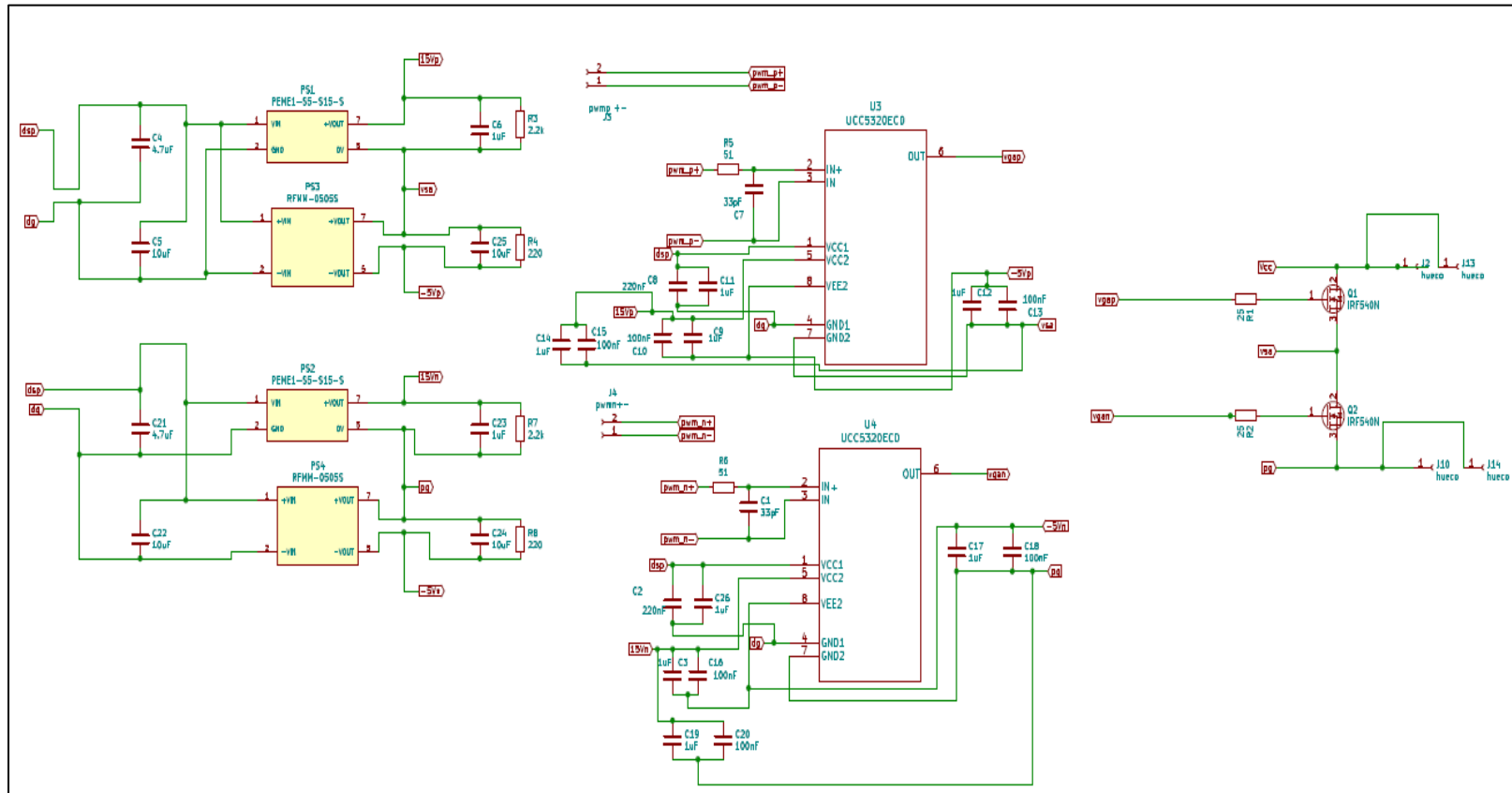


Fig. 55. Esquema de Circuito de tarjetas de un inversor medio puente KiCad.

C. Diseño PCB de tarjeta inversor medio puente KiCad.

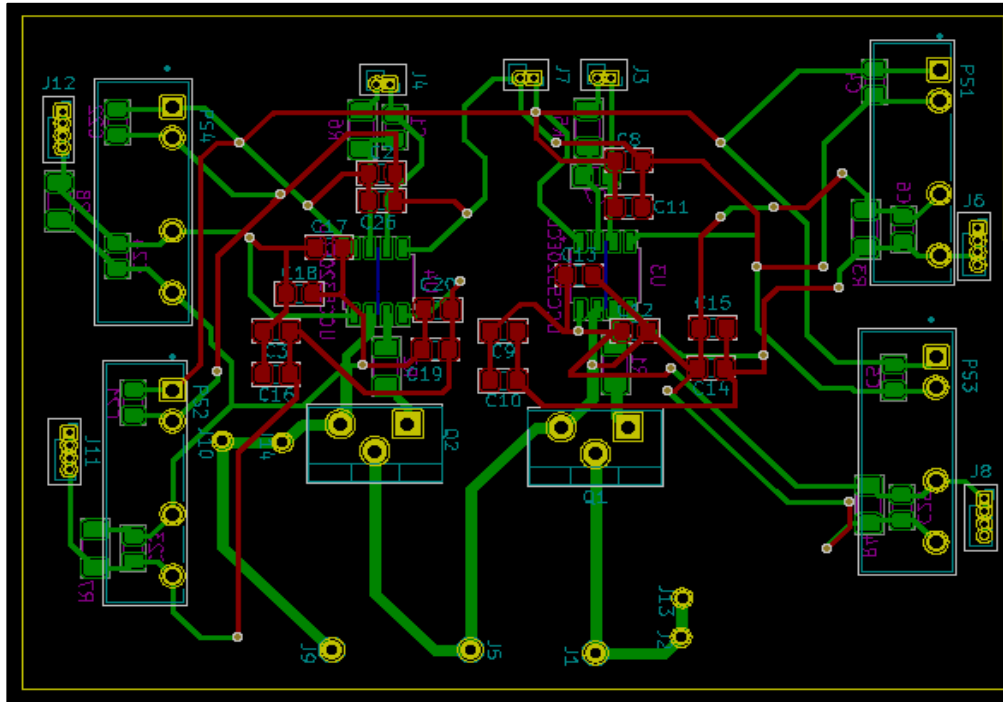


Fig. 56. Diseño PCB de tarjeta de inversor medio puente KiCad.

D. Evidencia de proceso de soldadura PCB.

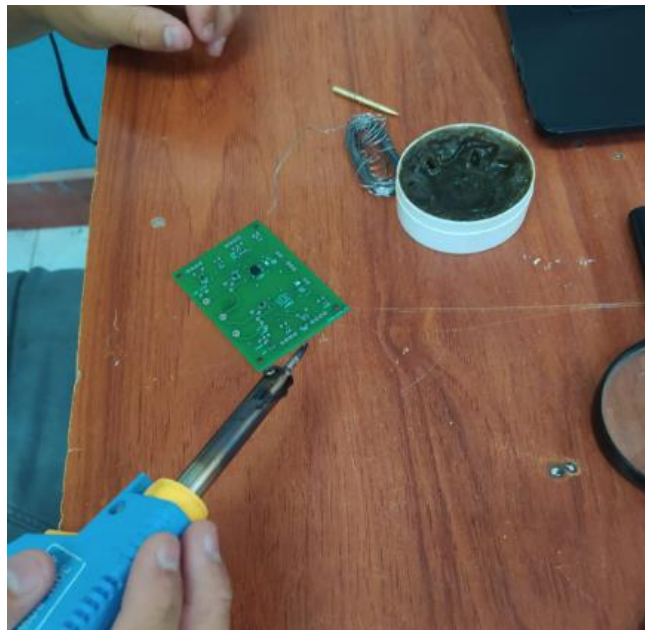


Fig. 57. Soldadura de componentes SMD en tarjeta PCB.

E. Vector de almacenamiento de mediciones en CCS.

```
//para adelanto atraso
Al[l]=Vo_flotante;
l=l+1;
'/ iref=Al[N-50];
    if (l==N-1)
        l=0;
        iref=Al[N-150];
if (Q>=2){
    ref2=iref;}
```

Fig. 58. Código de CCS para vector de almacenamiento de mediciones.