

1 Sistema de control de potencia para un inversor fotovoltaico multinivel en topología de puentes

H en cascada

Diego Andrés Clavijo Chaparro, Myller Steven Oliveros García

Trabajo de Grado para Optar al Título de Ingenieros Electricistas

Director

María Alejandra Mantilla Villalobos

Doctora en Ingeniería

Codirectores

Astrid Clarissa Esparza Aponte

Ingeniera Electricista

Ingrid Johanna Moreno Celis

Ingeniera Electricista

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Físico - Mecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Bucaramanga

2023

### **Dedicatoria**

Agradecer a Dios por permitirme contar con mis padres Jencyth Chaparro y Rodrigo Clavijo, tesis es el resultado de arduo trabajo, dedicación y culminación de una satisfactoria vida universitaria, pero también es el fruto del amor y apoyo incondicional que siempre me han brindado. Ustedes han sido mi fuente de inspiración y motivación en cada paso del camino, y sin su guía y aliento, nunca hubiera llegado tan lejos.

También mis queridas hermanas Salena y Jenny ustedes también han sido una parte integral de este viaje y han estado allí para apoyarme en cada logro y desafío. Sus palabras de ánimo y el hecho de que siempre han creído en mí han sido una verdadera bendición.

*Diego Andrés Clavijo Chaparro*

Agradezco a Dios por haberme brindado la sabiduría y el discernimiento necesarios para culminar exitosamente mi carrera. A mi familia, por haberme inculcado desde temprana edad la importancia de la educación y por brindarme su constante apoyo y guía a lo largo de este camino académico. A mis hermanos y sobrinos, para que sigan este camino de ser un profesional en una universidad tan digna como lo es mi Alma Mater UIS. A mi compañera de vida y aventuras, por su apoyo incondicional, comprensión y confianza en mis capacidades. A todos ustedes, les dedico este trabajo de grado.

*Myller Steveen Oliveros García*

### **Agradecimientos**

A todas esas personas especiales a quienes llamo amigos gracias por su apoyo y compañía a lo largo de estos años en la universidad. Gracias por compartir conmigo tantos momentos, risas, alegrías y dificultades que han sido parte de este proceso.

Querida María Alejandra Mantilla Villalobos sus conocimientos, orientación y consejos han sido fundamentales en la realización de este trabajo. Gracias por su dedicación, paciencia y por creer en mí.

Y finalmente, a mi compañero de colegio, universidad Myller Oliveros, gracias por ser mi aliado en esta aventura, por ser el mejor amigo que pude haber pedido y compartir los éxitos y fracasos, por apoyarme en los momentos más difíciles.

***Diego Andrés Clavijo Chaparro***

Primeramente, a Dios por las innumerables oportunidades que se me han presentado y por los desafíos que he enfrentado, los cuales han sido fundamentales para mi crecimiento personal y académico. A mi padre, Carlos Oliveros, quien con su cariño, enseñanzas, consejos y apoyo incondicional me ha ayudado a cumplir el sueño de estudiar en esta prestigiosa universidad. A mi madre, Paola García, por infundirme los valores del amor, la honestidad y el esfuerzo como pilares en la vida. A mi nona Mary, quien me crio y me incentivó a cumplir mis sueños y nunca rendirme. A mi tía Lady, por motivarme a ser una persona íntegra e inculcarme los principios del amor, la unión, el respeto, la familia y la tolerancia. A mis tíos Marlon y Pocho, por su voto de confianza y apoyo incondicional en mis decisiones.

A Laura Mendoza “Lala”, quien con su actitud y carisma me enseñó a vivir la vida de una manera más alegre. Sus palabras de aliento y su compañía han sido una gran motivación para mí. A todos mis amigos de carrera, en especial a Marlon, Luis Carlos y David, con quienes compartí numerosos momentos de alegría que quedarán grabados en mi memoria para siempre. A mi directora de tesis, la profesora María Alejandra Mantilla, por todo el conocimiento proporcionado y por guiarme durante el desarrollo de cada una de las etapas de esta tesis. Sus consejos, orientación y dedicación han sido fundamentales para el éxito de este trabajo de investigación.

Finalmente, a mi compañero de colegio, de carrera, de tesis y mejor amigo Diego, por su apoyo incondicional siempre presente y por ser prácticamente un hermano para mí. Su motivación, ayuda y comprensión han sido un sostén importante en este camino.

*Myller Steveen Oliveros García*

**Contenido**

	<b>Pág.</b>
Introducción .....	15
1. Objetivos .....	18
1.1 Objetivo General .....	18
1.2 Objetivos Específicos.....	18
2. Inversor Multinivel .....	19
2.1 Inversor multinivel en topología de puentes H en cascada (CHB).....	20
3. Inversor CHB de tres niveles interconectado a la red.....	24
4. Técnica de modulación por ancho de pulso .....	26
4.1 Técnica de modulación por desplazamiento de nivel PWM (LS – PWM).....	29
5. Filtro LCL de interconexión a la red.....	32
5.1 Diseño del filtro LCL.....	35
6. Control de potencia .....	38
6.1 Generación de las corrientes de referencia .....	38
6.2 Control de corriente .....	40
6.3 Diseño del Controlador .....	43
7. Adquisición y acondicionamiento de señales eléctricas de tensión y corriente.....	50
7.1 Sensores utilizados.....	50
7.2 Adecuación de señales .....	53
8. Pruebas y Resultados Experimentales .....	56
8.1 Verificación del seguimiento de la corriente de referencia .....	63

8.1.1 Prueba 1 .....	63
8.1.2 Prueba 2 .....	65
8.2 Regulación de potencia activa y reactiva .....	66
8.2.1 Prueba 3 .....	66
8.2.2 Prueba 4 .....	70
8.2.3 Prueba 5 .....	71
8.2.4 Prueba 6 .....	73
9. Conclusiones .....	74
Referencias Bibliográficas .....	77
Apéndices.....	81

**Lista de Tablas**

	<b>Pág.</b>
Tabla 1. Lógica de programación de las tensiones de salidas $V_0$ .....	31
Tabla 2. Parámetros empleados para obtener la figura 10.....	31
Tabla 3. Límites para las componentes armónicas de corriente en porcentaje.....	33
Tabla 4. Parámetros nominales del sistema.....	34
Tabla 5. Valores finales Filtro LCL.....	37
Tabla 6. Parámetros requeridos en las coordenadas abc.....	39
Tabla 7. Segundo método de la Regla de sintonía de Ziegler-Nichols.....	44
Tabla 8. Arreglo de Routh.....	46
Tabla 9. Parámetros del Controlador PR.....	49
Tabla 10. Resistencias seleccionadas para el procesamiento de las señales.....	56

### Lista de Figuras

	<b>Pág.</b>
Figura 1. Esquemas y formas de onda de tensión de salida en inversores.....	20
Figura 2. Topología del inversor monofásico en puente H o puente completo .....	21
Figura 3. Estados de conmutación del puente H monofásico .....	22
Figura 4. Conexión de puentes H para 5 niveles .....	23
Figura 5. Esquema general de conexión .....	25
Figura 6. Inversor trifásico de tres niveles en configuración CHB interconectado a la red .....	26
Figura 7. Formas de onda para la modulación bipolar.....	28
Figura 8. Formas de onda para la modulación unipolar.....	28
Figura 9. Estrategia de modulación LS-PWM para un inversor de 3 niveles.....	30
Figura 10. Tensiones de fase y línea para el inversor de tres niveles respectivamente, empleando la técnica LS-PWM.....	32
Figura 11. Filtro LCL.....	33
Figura 12. Esquema para la función de transferencia del filtro .....	37
Figura 13. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ecuación (6.7).....	42
Figura 14. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ecuación (6.8).....	43
Figura 15. Diagrama de bloques lazo retroalimentado .....	45
Figura 16. Diagrama de bode del Controlador $C(s)$ .....	49
Figura 17. Sensor de corriente LA 55-P .....	51
Figura 18. Conexión del sensor LA 55-P.....	51
Figura 19. Sensor de corriente LV 25-P .....	52

Figura 20. Conexión del sensor LV 25-P.....	53
Figura 21. Texas Launchxl - F28379D .....	54
Figura 22. Circuito para la adecuación de señales sensadas .....	55
Figura 23. Esquema general del montaje implementado .....	57
Figura 24. Circuito de alimentación del lado CC .....	58
Figura 25. Circuito de adecuamiento para señales de corriente.....	60
Figura 26. Circuito de adecuamiento para señales de tensión .....	60
Figura 27. Generación de la componente activa de la corriente de referencia .....	61
Figura 28. Generación de la componente reactiva de la corriente de referencia .....	61
Figura 29. Control de corriente en lazo retroalimentado implementado en Simulink .....	62
Figura 30. Ajuste y generación de los trenes de pulsos en Simulink mediante la técnica LS-PWM .....	62
Figura 31. Corriente inyectada vs corriente de referencia de amplitud 4 [A] para la fase a.....	64
Figura 32. Tensión en el punto de conexión común vs corriente inyectada de amplitud 4 [A] para la fase a. ....	64
Figura 33. Corriente inyectada vs corriente de referencia de amplitud 5 [A] para la fase a.....	65
Figura 34. Tensión en el punto de conexión común vs corriente inyectada de amplitud 5 [A] para la fase a. ....	66
Figura 35. Corriente inyectada vs corriente de referencia para la fase a - Prueba 3.....	67
Figura 36. Señales de tensión - fuente CHROMA.....	68
Figura 37. Corriente de referencia vs tensión en el punto de acoplamiento común para la fase a - Prueba 3 .....	69
Figura 38. Corrientes de referencia - Prueba 3 .....	69

Figura 39. Corriente inyectada vs corriente de referencia para la fase a - Prueba 4.....	70
Figura 40. Corriente de referencia vs tensión en el punto de acoplamiento común para la fase a - Prueba 4 .....	71
Figura 41. Corriente inyectada vs corriente de referencia fase a - Prueba 5 .....	72
Figura 42. Corriente de referencia vs tensión en el punto de acoplamiento común para la fase a - Prueba 5 .....	72
Figura 43. Corriente inyectada vs corriente de referencia fase a - Prueba 6 .....	73
Figura 44. Corriente de referencia vs tensión en el punto de acoplamiento común para la fase a - Prueba 6 .....	74
Figura 45. Ubicación del menú Add - Ons .....	81
Figura 46. Menú Add – Ons .....	82
Figura 47. Ventana emergente de configuración .....	82
Figura 48. Selección del LanchPad correspondiente .....	83
Figura 49. Instalación Software Third - Party .....	84
Figura 50. Requisitos de Instalación del Software.....	84
Figura 51. Control Suite.....	85
Figura 52. Code Composer Studio.....	85
Figura 53. C2000WARE.....	86
Figura 54. Validación Control Suite .....	87
Figura 55. Validación Code Composer Studio .....	87
Figura 56. Validación C2000Ware .....	88
Figura 57. Montaje experimental .....	92
Figura 58. Carga eléctrica empleada para las respectivas pruebas .....	93

Figura 59. Tablero de distribución - Paralelo fuente Chroma y la Carga .....	93
Figura 60. Inversor Multinivel puente H .....	94
Figura 61. Sistema de adecuamiento y sensado de señales .....	94
Figura 62. Tarjeta de control.....	95
Figura 63. Conexión señales de conmutación y la tarjeta de control de Texas .....	95
Figura 64. Conexión etapa de sensado y tarjeta de control Texas .....	96
Figura 65. Filtro LCL.....	96
Figura 66. Tarjeta de sensado de las corrientes eléctricas .....	97
Figura 67. Circuito de alimentación del bus DC.....	97
Figura 68. Fuente CHROMA.....	98

**Lista de Apéndices**

	<b>Pág.</b>
Apéndice A. Instalación del paquete Texas Instruments C2000 .....	81
Apéndice B. Datasheet Sensor LV 25 – P .....	89
Apéndice C. Datasheet Sensor LA 55 – P .....	90
Apéndice D. Datasheet TEXAS LAUNCHXL - F28379D .....	91
Apéndice E. Montaje Experimental.....	92

## Resumen

**Título:** Sistema de control de potencia para un inversor fotovoltaico multinivel en topología de puentes H en cascada<sup>5</sup>.

**Autor:** Diego Andrés Clavijo Chaparro, Myller Steven Oliveros García\*\*

**Palabras Clave:** Inversor multinivel, sistemas fotovoltaicos, topología de puentes H en cascada, control de potencia, control de corriente.

### Descripción:

Este trabajo de grado presenta el diseño y la implementación de un sistema de control de potencia activa y reactiva para un prototipo de inversor trifásico multinivel implementado por el grupo de investigación GISEL de la UIS. Con la finalidad de obtener una señal de corriente inyectada a la red con una mejor calidad de la energía, el prototipo del grupo GISEL presenta la topología de inversor multinivel de puentes H conectados en cascada (CHB, por sus siglas en inglés), dado que permite una reducción del contenido armónico de alta frecuencia en las señales de tensión y corriente del lado de alterna del inversor, entre otras ventajas. La estrategia de control de potencia diseñada está fundamentada en la regulación de la corriente de salida del inversor, la cual es sincronizada con la tensión del punto de conexión común. La regulación de corriente se realiza mediante una estrategia de control en lazo cerrado y una técnica de modulación por ancho de pulso, las cuales permiten ajustar los tiempos de encendido y apagado de cada dispositivo semiconductor del inversor y de esta manera la corriente inyectada sigue la corriente de referencia requerida para regular la potencia. Para lo anterior, fue necesaria; la implementación de un sistema de sensado, empleando transductores de tensión y de corriente, para su posterior adquisición en un microcontrolador el cual fue programado para ejecutar la acción de control. Finalmente se verifica el funcionamiento del sistema de control mediante resultados experimentales obtenidos en el prototipo de inversor multinivel del grupo GISEL. Este trabajo de grado fue desarrollado en el marco del proyecto de investigación titulado “Diseño de estrategias alternativas de operación y control para sistemas fotovoltaicos multifuncionales en redes de distribución con alta penetración de energías renovables” código 70416, adscrito al “Programa de Investigación en Tecnologías Emergentes para Microrredes Eléctricas Inteligentes con Alta Penetración de Energías Renovables”, contrato No. 80740-542-2020.

---

\* Trabajo de Grado

\*\* Facultad de Ingenierías Físico - Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Ingeniería Eléctrica. Director: María Alejandra Mantilla Villalobos. Doctora en Ingeniería. Codirectores: Astrid Clarissa Esparza Aponte, Ingrid Johanna Moreno Celis. Ingeniera Electricista, Ingeniera Electricista

### Abstract

**Title:** Power control system for a multi-level photovoltaic inverter in cascade H-bridge topology\*.

**Author(s):** Diego Andrés Clavijo Chaparro, Myller Steveen Oliveros García\*\*

**Key Words:** Multi-level inverter, photovoltaic systems, cascaded H-bridge (CHB) topology, power control, current control.

#### Description:

This degree project presents the design and implementation of an active and reactive power control system for a prototype of a multilevel three-phase inverter implemented by the GISEL research group at UIS. To obtain an injected current signal to the grid with improved power quality, the GISEL group's prototype features a cascaded H-bridge multilevel inverter topology (CHB), as it allows for a reduction of high-frequency harmonic content in the voltage and current signals on the AC side of the inverter, among other advantages. The designed power control strategy is based on regulating the output current of the inverter, which is synchronized with the common connection point voltage. The current regulation is achieved through a closed-loop control strategy and a pulse width modulation technique, which allows for adjusting the turn-on and turn-off times of each semiconductor device in the inverter, thereby making the injected current follow the reference current required for power regulation. For this purpose, the implementation of a sensing system using voltage and current transducers was necessary, followed by data acquisition in a microcontroller which was programmed to execute the control action. Finally, the operation of the control system is verified through experimental results obtained from the multilevel inverter prototype of the GISEL group. This undergraduate thesis was developed within the framework of the research project titled "Design of alternative operation and control strategies for multifunctional photovoltaic systems in distribution networks with high penetration of renewable energies," with code 70416, affiliated with the "Research Program on Emerging Technologies for Smart Microgrids with High Penetration of Renewable Energies," contract No. 80740-542-2020.

---

\* Graduation Thesis

\*\* Facultad de Ingenierías Físico - Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Ingeniería Eléctrica. Director: María Alejandra Mantilla Villalobos. Doctora en Ingeniería. Codirectores: Astrid Clarissa Esparza Aponte, Ingrid Johanna Moreno Celis. Ingeniera Electricista, Ingeniera Electricista

## Introducción

Actualmente, las fuentes de generación de energía eléctrica primarias a nivel mundial se encuentran basadas mayoritariamente en recursos no renovables y altamente contaminantes para el medio ambiente, tales como los combustibles fósiles (International Energy Agency, 2021). El panorama futuro es preocupante teniendo en cuenta el inminente aumento de la población y de gases de efecto invernadero. Sin embargo, estrategias como el uso de fuentes renovables en el sector energético generan un aporte positivo en cuanto a la problemática ambiental e incluso se plantean acciones más contundentes como la regulación del consumo energético de manera significativa para prevenir o mitigar un desastre ambiental a nivel mundial. A este proceso se le ha denominado “La transición energética” (Corredor, 2018).

Colombia emplea una cantidad importante de recursos renovables para su generación de energía eléctrica. Tanto así, que ACOGEN considera la matriz energética colombiana como la sexta más limpia del mundo (Tiempo, 2021). Cabe aclarar que la generación de energía a partir de recursos hídricos se lleva el mayor porcentaje de capacidad instalada a nivel nacional (62.17%) (XM sumando energías, 2021). A pesar de que la matriz energética en el país es bastante limpia, se busca incentivar la descentralización de una única fuente de energía, como medida de contingencia ante condiciones de escasez del recurso hídrico (lo cual es común en algunas épocas del año en Colombia debido a fenómenos naturales). Razón por la cual, analistas proponen la diversificación de la generación de energía eléctrica a partir del aprovechamiento de los recursos considerados inagotables y así poder disminuir la dependencia del recurso hídrico.

Entre las distintas tecnologías de generación de energía eléctrica, la energía solar fotovoltaica ha tomado gran relevancia en los últimos años, la cual es aprovechada por medio de la instalación de paneles fotovoltaicos (Ramchandra Pode Diouf Boucar, 2011), estos aprovechan la energía proveniente del sol en forma de radiación a través de sus celdas fotovoltaicas, para la conversión en energía eléctrica de corriente continua (CC).

Los constantes avances tecnológicos han posibilitado la interconexión de sistemas de corriente continua (CC) y corriente alterna (CA) mediante la instalación de etapas de conversión de la energía por medio de rectificadores (conversión CA/CC) e inversores (conversión CC/CA). Para sistemas fotovoltaicos conectados a la red, son utilizados inversores los cuales permiten el control de la potencia generada por los paneles y su inyección a la red mediante una corriente alterna según los requerimientos del operador de red (Mantilla Villalobos, 2016). Estos sistemas de generación fotovoltaicos son la fuente de energía renovable con mayor tasa de crecimiento de la capacidad instalada del país en los últimos años (al finalizar el año 2021, en Colombia se obtuvo un crecimiento de 74.66 MW en capacidad solar, significando una variación del 123.28% con respecto al año anterior) (XM sumando energías, 2021). El Sistema Interconectado Nacional para el año 2023 cuenta con una Capacidad Efectiva Neta Solar de 379.58 MW, el cual representa el 2% de la capacidad total, pero se espera un incremento de este porcentaje para los próximos años (Paratec, 2023).

Las tecnologías de inversores de potencia han venido en constante desarrollo, buscando mejorar sus parámetros de rendimiento y características de operación, como lo son la eficiencia, la calidad de las ondas inyectadas a la red, las capacidades nominales de potencia y tensión, entre otros. Entre las tecnologías de inversores se destacan los convertidores multinivel, por sus grandes ventajas respecto a los inversores tradicionales de dos niveles. Una de estas tecnologías multinivel

corresponde a la topología de puentes H conectados en cascada (CHB por sus siglas en inglés). Dicha configuración permite obtener una mejora significativa en la calidad de la energía al presentar estados de conmutación que permiten generar diferentes niveles de tensión en la salida CA del inversor, con el fin de producir una forma de onda escalonada que se asemeja a la onda sinusoidal a la cual opera la red (Almeida Arguello, 2018).

Partiendo de lo anterior, el presente trabajo de grado tiene como finalidad el diseño y la implementación de un algoritmo encargado de controlar la potencia activa y reactiva a inyectar por un inversor fotovoltaico a la red trifásica. Este algoritmo será diseñado para un inversor fotovoltaico multinivel en topología CHB y su implementación se realizará en el prototipo de inversor CHB del grupo GISEL. El principal desafío se presenta en el control de la corriente circulante por el inversor, dado que de ella depende la calidad de la energía inyectada a la red y el correcto control de las potencias entregadas.

## **1. Objetivos**

### **1.1 Objetivo General**

Desarrollar un sistema de control de potencia activa y reactiva para un inversor multinivel en topología de puentes H conectados en cascada (CHB, por sus siglas en inglés) para aplicaciones de sistemas fotovoltaicos de interconexión a la red.

### **1.2 Objetivos Específicos**

Implementar un sistema para el sensado de señales de tensión y corriente para el inversor multinivel en topología CHB del grupo GISEL.

Diseñar un sistema de control de potencia activa y reactiva para el inversor multinivel en topología CHB.

Verificar experimentalmente el funcionamiento del sistema de control de potencia en el prototipo de inversor multinivel del grupo GISEL.

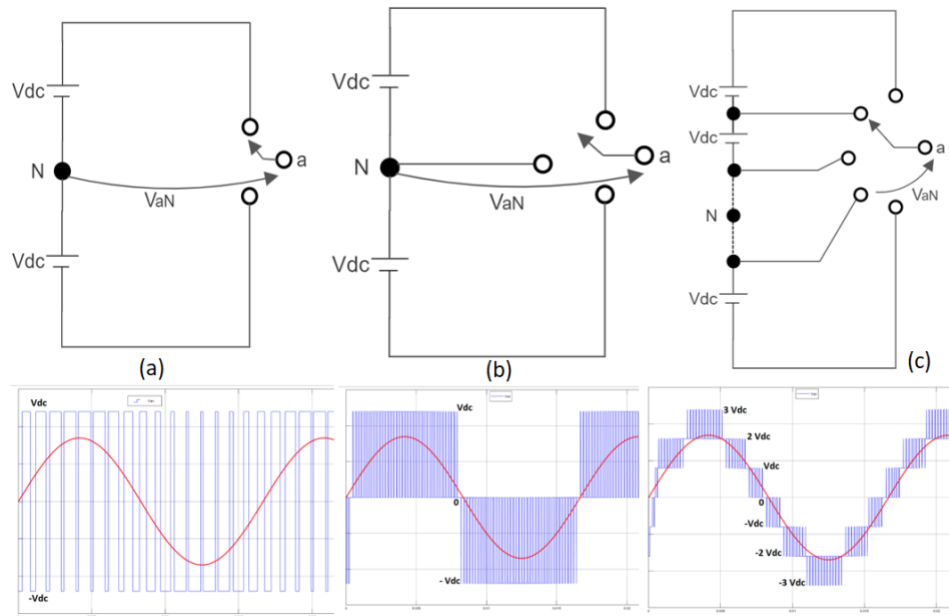
## 2. Inversor Multinivel

Los inversores multinivel son considerados fundamentalmente como la interconexión de dispositivos semiconductores, respecto de los cuales se pueden distinguir transistores bipolares de puerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés), tiristores desactivados por compuerta (GTO, por sus siglas en inglés), transistores de efecto de campo (FET, por sus siglas en inglés) y diodos; con varias fuentes de tensión DC, principalmente capacitores y baterías, cuyo objetivo es convertir la potencia condensada dentro de la señal, en una onda en forma de escalera. (Almeida Arguello, 2018), (Almeida & Mantilla, 2016)

El número de niveles que se logran suministrar por un inversor multinivel se precisa como el número de pasos o valores de tensión constantes y equidistantes propiciados por el inversor y cualquier nodo interno arbitrario dentro del mismo, tal como se observa en la [Figura 1](#). Por consiguiente, una topología inversora es considerada un inversor multinivel si el número de niveles descritos en la estructura de la onda de tensión a la salida es mínimo tres. (Almeida Arguello, 2018)

**Figura 1.**

*Esquemas y formas de onda de tensión de salida en inversores*



*Nota.* a) dos niveles b) tres niveles c) siete niveles. Adaptada de (Almeida & Mantilla, 2016)

Entre las topologías de inversores multinivel se encuentran: convertidores de diodos anclados al neutro (NPC, Neutral Point Clamped), convertidores de capacitores flotantes (FC, Flying Capacitor), y los convertidores de puentes H en cascada (CHB, Cascaded H-Bridge). Con la finalidad de obtener una señal inyectada a la red con una mejor calidad de la energía, en este trabajo de grado se plantea el uso de un inversor fotovoltaico multinivel en topología de puentes H en cascada (CHB).

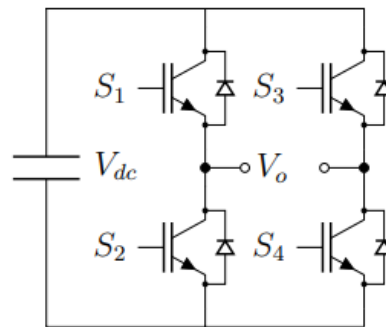
## 2.1 Inversor multinivel en topología de puentes H en cascada (CHB).

El inversor puente H en cascada es compuesto por la conexión en serie de 2 o más inversores monofásicos en puente H (ver [Figura 2](#)) para cada fase. Cada puente H se compone de

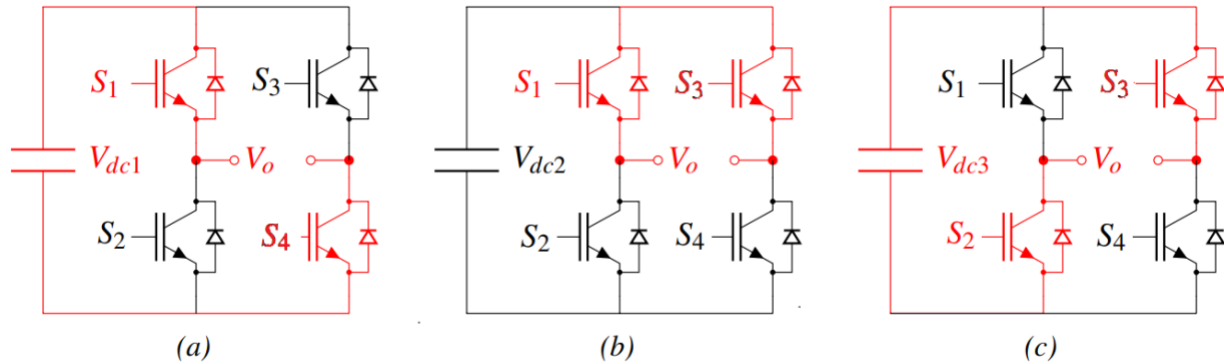
dos ramas de dispositivos de conmutación. Los dispositivos de conmutación de una misma rama no pueden activarse de manera simultánea para evitar el corto circuito en el lado CC, por lo que sus señales de activación deben ser opuestas.

**Figura 2.**

*Topología del inversor monofásico en puente H o puente completo*



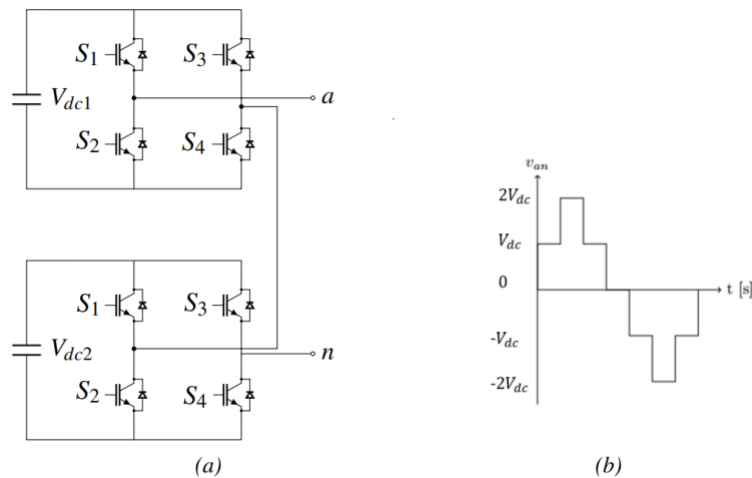
Cada puente H se controla básicamente siguiendo tres estados de conmutación como se observa en la [Figura 3](#). El primero de ellos, al activarse los dispositivos de conmutación  $S_1$  y  $S_4$ , se refleja en la salida  $V_0$  la tensión de entrada  $V_{dc}$  como se observa en la [Figura 3](#) (a). Posteriormente al activarse  $S_1$  y  $S_3$  la salida  $V_0$  presenta una diferencia de tensión de cero, tal como se observa en la [Figura 3](#) (b). Este mismo estado es conseguido si se activan los dispositivos  $S_2$  y  $S_4$ . Finalmente en la conmutación de  $S_2$  y  $S_3$ , la salida  $V_0$  sería igual a la tensión inversa de entrada, en otras palabras  $-V_{dc}$ , como se observa en la [Figura 3](#) (c). En resumen, cada inversor puente H tiene la capacidad de proporcionar  $+V_{dc}$ , 0 y  $-V_{dc}$  en la salida. El análisis anterior es realizado considerando dispositivos semiconductores ideales.

**Figura 3.***Estados de conmutación del puente H monofásico*

*Nota.* a) Tensión de salida igual a  $V_{dc}$  b) Tensión de salida igual a 0 c) Tensión de salida igual a  $-V_{dc}$ , adaptado de (Almeida & Mantilla, 2016)

A su vez cuando se cuenta con dos o más puentes H conectados en serie se pueden obtener a la salida diferentes niveles de tensión incrementando la tensión de salida total y también su potencia nominal. Cuando se conectan  $k$  puentes H en serie se obtienen  $n_f = 2k + 1$  niveles de tensión por fase, a través de la conexión de  $k$  fuentes independientes CC, una para cada puente H.

Siguiendo con lo formulado, al conectar dos puentes H en serie, cada uno con una fuente independiente de igual valor ( $V_{dc} = V_{dc1} = V_{dc2}$ ) se obtienen  $n_f = 2(2) + 1 = 5$  niveles de tensión por fase:  $2V_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}$  y  $-2V_{dc}$ , cómo se observa en la [Figura 4](#).

**Figura 4.***Conexión de puentes H para 5 niveles*

*Nota.* Adaptado de (Almeida & Mantilla, 2016)

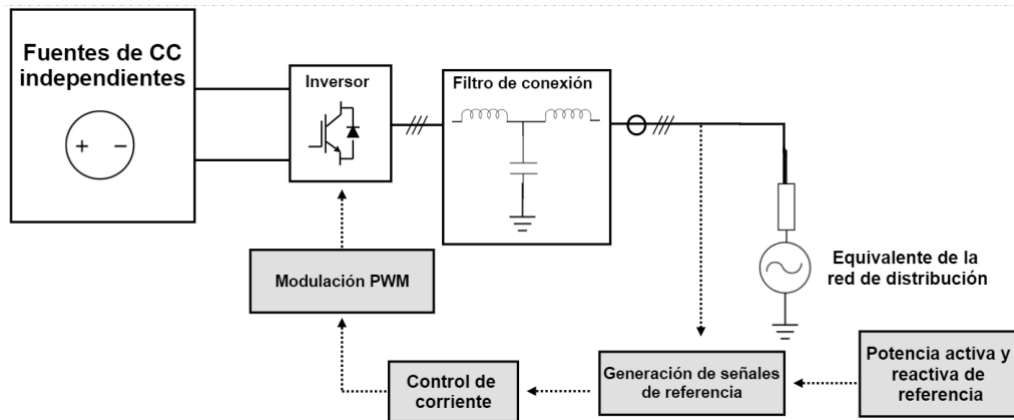
Esta topología de inversor permite una mayor eficiencia y reducción del contenido armónico de alta frecuencia respecto a las topologías de dos niveles, razón por la cual los filtros empleados son más pequeños. La iniciativa de ejecutar esta topología es justificada en la superioridad en aplicaciones de alta potencia. A continuación, Almeida Arguello (2018) presenta algunas ventajas del inversor CHB:

- Versatilidad para la operación debido a su estructura de alimentación (múltiples fuentes CC), permitiendo la implementación de un seguidor del punto de máxima potencia independiente para cada una de las entradas de CC (uno para cada puente) en aplicaciones de sistemas fotovoltaicos.
- Regulación sencilla de las tensiones de continua de cada puente H, teniendo en cuenta que cada puente H puede ser controlado de manera independiente.

- La capacidad de alimentación asimétrica permite la variación en las magnitudes de tensión CC de cada puente H, generando un número mayor de niveles en la onda de tensión de salida.
- Reducción en la complejidad de la implementación al utilizar una cantidad inferior de componentes en comparación con las topologías alternativas.
- En el artículo “Harmonic Characterization of the Output Voltage in Multilevel Converters” (Almeida & Mantilla, 2016) se concluyó que esta topología presenta una mayor versatilidad ante posibles fallos y las distintas estrategias de modulación.

### **3. Inversor CHB de tres niveles interconectado a la red**

Un inversor multinivel CHB de tres niveles conectado a la red es un sistema compuesto por varios componentes interconectados que permiten convertir la energía eléctrica del lado de corriente continua (CC) y adecuarla en corriente alterna (CA) según las características de la red. En la [Figura 5](#) se ilustra un ejemplo simplificado de un inversor multinivel interconectado a la red eléctrica. En esta figura los bloques con fondo gris representan el sistema de control, mientras que los bloques con fondo blanco corresponden al sistema de potencia. Estos componentes incluyen fuentes de tensión en CC independientes que representan un modelo simplificado de los sistemas de alimentación o generación en el lado de CC, un inversor de potencia compuesto de varios inversores monofásicos puente H, un filtro de conexión a la red y un sistema de control.

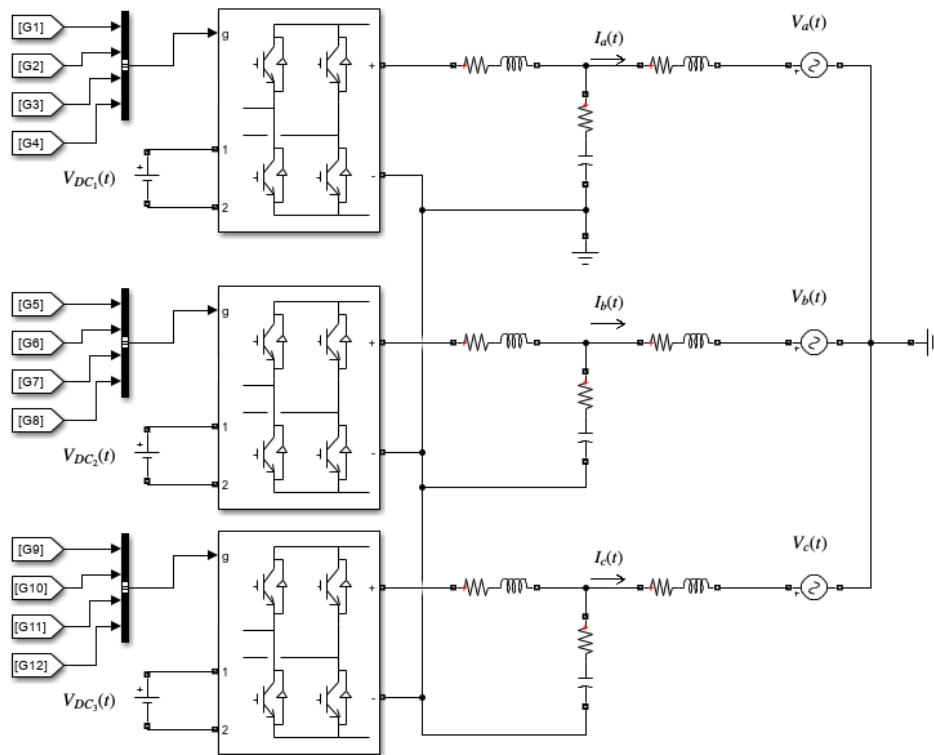
**Figura 5.***Esquema general de conexión*

La estrategia de control de potencia implementada se basa en la regulación de la corriente de salida del inversor, la cual se sincroniza con la tensión del punto de acople común. Este control se lleva a cabo mediante una estrategia en lazo cerrado y una técnica de modulación por ancho de pulso, que permiten ajustar los tiempos de encendido y apagado de cada dispositivo semiconductor del inversor. Este sistema garantiza que la corriente inyectada a la red siga la corriente de referencia requerida para una regulación de las potencias activas y reactivas entregadas a la red.

El enfoque de este trabajo de grado se centra en aplicaciones fotovoltaicas interconectadas a la red eléctrica. Para lo anterior, se utilizó la topología de un inversor trifásico de tres niveles en configuración CHB (Cascaded H-Bridge). En la [Figura 6](#) se aprecia la conexión correspondiente considerando un filtro LCL para la interconexión del inversor a la red. En esta figura, las fuentes de alimentación en CC representan un modelo equivalente simplificado del sistema de generación fotovoltaico.

**Figura 6.**

*Inversor trifásico de tres niveles en configuración CHB interconectado a la red*



#### 4. Técnica de modulación por ancho de pulso

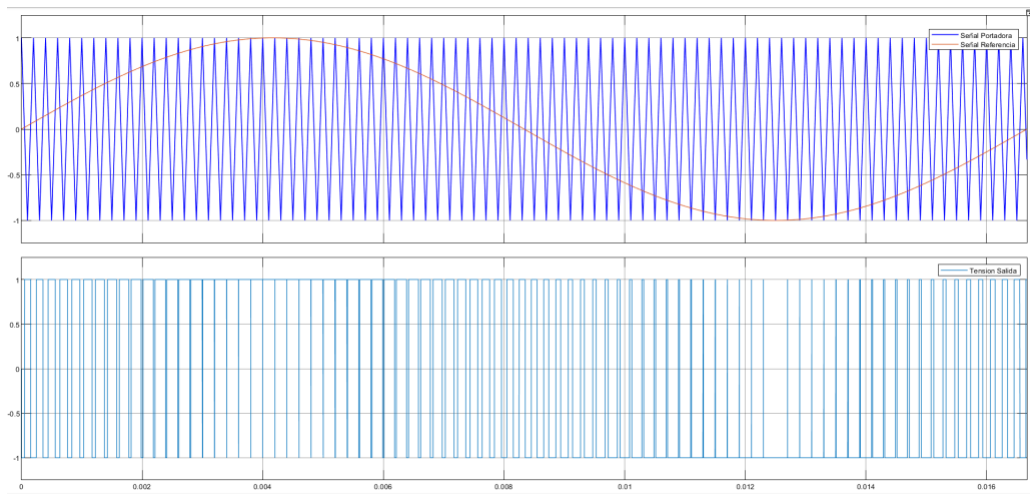
En la electrónica de potencia, la estrategia más empleada para el control en lazo abierto de la tensión de salida en CA de un inversor es la técnica de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Estas técnicas tienen como finalidad generar trenes de conmutación con igual tensión promedio fundamental presente en una onda de referencia para cualquier instante determinado. (Holmes & Grahame Lipo, 2003). No obstante, este método de conmutación contiene

componentes armónicos indeseables, razón por la cual, todo esquema de modulación debe cumplir dos objetivos fundamentales. El primer objetivo y el más importante, es la creación de señales de control para el encendido y apagado de los dispositivos de conmutación; el segundo objetivo es configurar eficientemente los trenes de conmutación para disminuir las componentes armónicas indeseadas y minimizar las pérdidas por conmutación. (Almeida Arguello, 2018).

La modulación PWM (*Pulse Width Modulation*) se encuentra fundamentada en la comparación de una señal de referencia con una señal portadora (que puede tener forma de diente de sierra o triangular). Esta comparación crea un tren de pulsos con un ancho específico empleado para la conmutación del puente inversor. (Moreno Suárez, 2021). Las dos estrategias de modulación tradicionales para la topología de inversor monofásico en puente completo (Figura 2) son: modulación bipolar (Figura 7) y unipolar (Figura 8) (Almeida Arguello, 2018). Estas figuras constan de dos gráficos, en la parte superior se ilustra la comparación normalizada entre las señales portadoras y de referencia para un índice de modulación de amplitud unitario ( $m_A = 1$ ). Por otro lado, en la parte inferior se observa la tensión de salida normalizada generada a partir de cada estrategia.

**Figura 7.**

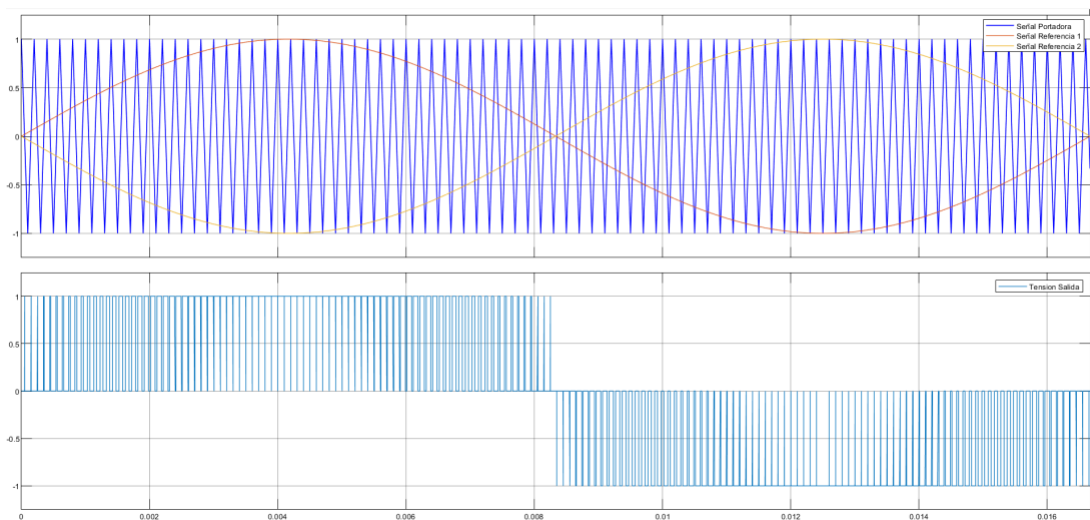
*Formas de onda para la modulación bipolar*



*Nota.* Frecuencia de la señal de referencia  $f_{ref} = 60$  [Hz], frecuencia de la señal portadora  $f_{por} = 5000$  [Hz]

**Figura 8.**

*Formas de onda para la modulación unipolar*



*Nota.* Frecuencia de las señales de referencia  $f_{ref} = 60$  [Hz], frecuencia de la señal portadora  $f_{por} = 5000$  [Hz]

#### 4.1 Técnica de modulación por desplazamiento de nivel PWM (LS – PWM)

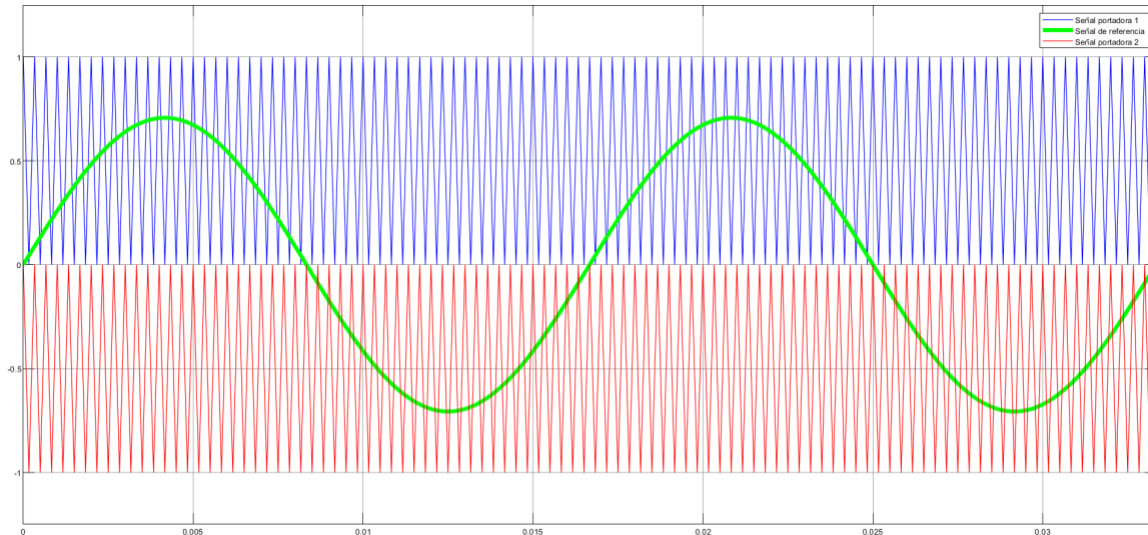
La estrategia LS-PWM (*Level Shift – PWM*) es una variación de la modulación unipolar, en la cual, se emplean varias señales portadoras triangulares y se compara de forma continua con una única señal de referencia por fase. Para un inversor multinivel con  $m$  niveles, la cantidad de señales portadoras está determinada por la expresión  $m - 1$ . Cada señal portadora se encuentra asociada a un nivel de tensión en específico, una vez la señal de referencia sea superior a la portadora se establecerá el nivel pertinente (Moreno Suárez, 2021).

Para el caso del puente H monofásico presentado en la [Figura 2](#), el propósito de esta estrategia de modulación unipolar consiste en obtener la tensión de salida a partir de la conmutación en alto ( $V_{dc}$ ), cero y bajo ( $-V_{dc}$ ) por módulo, en lugar de solo niveles altos y bajos como se indica en la modulación bipolar (Almeida Arguello, 2018).

Con esta finalidad, cada señal portadora controla la conmutación de la rama correspondiente a un grupo de interruptores, estas ramas pueden ser ( $S_1$  y  $S_2$ ) o ( $S_3$  y  $S_4$ ). Puesto que el presente trabajo de grado se enfoca en un inversor de tres niveles, en la [Figura 9](#) se presenta un ejemplo de comparación normalizada de las señales de referencia y portadora, basada en la topología previamente descrita, con un índice de modulación de amplitud de 0.7071 ( $m_A = 0.7071$ ). Además, el esquema de conmutación para los interruptores se expresa en la [ecuación 1](#).

**Figura 9.**

*Estrategia de modulación LS-PWM para un inversor de 3 niveles*



*Nota.* Frecuencia de las señales portadoras  $f_{por} = 10000$  [Hz], Frecuencia de la señal de referencia  $f_{ref} = 60$  [Hz]

La lógica de conmutación se expone a continuación:

$$\begin{aligned}
 S_1 \text{ conduce cuando } v_{por1} &\leq v_{ref} \\
 S_2 \text{ conduce cuando } v_{por1} &> v_{ref} \\
 S_4 \text{ conduce cuando } v_{por2} &\leq v_{ref} \\
 S_3 \text{ conduce cuando } v_{por2} &> v_{ref}
 \end{aligned} \tag{1}$$

Donde  $v_{por1}$  y  $v_{por2}$  hacen referencia a las señales triangulares portadoras 1 y 2 de la [Figura 9](#) y  $v_{ref}$  a la señal de referencia mostrada en esta misma figura.

Conforme a lo expresado en la [ecuación 1](#), los dispositivos de conmutación  $S_1$  y  $S_3$  son complementarios a  $S_2$  y  $S_4$  respectivamente, es decir, cuando un dispositivo se encuentra cerrado el otro está abierto. Por lo tanto, la tensión de salida para cada módulo oscila entre  $V_{dc}$ , cero y  $-V_{dc}$ . Esta lógica se logra evidenciar en la [Tabla 1](#).

**Tabla 1.***Lógica de programación de las tensiones de salidas  $V_0$* 

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$V_0$
1	0	1	0	0
1	0	0	1	$+V_{dc}$
0	1	0	1	0
0	1	1	0	$-V_{dc}$

*Nota.* Las tensiones son obtenidas a partir de la modulación LS-PWM y se parten de los estados de conmutación de los dispositivos  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  y  $S_4$ .

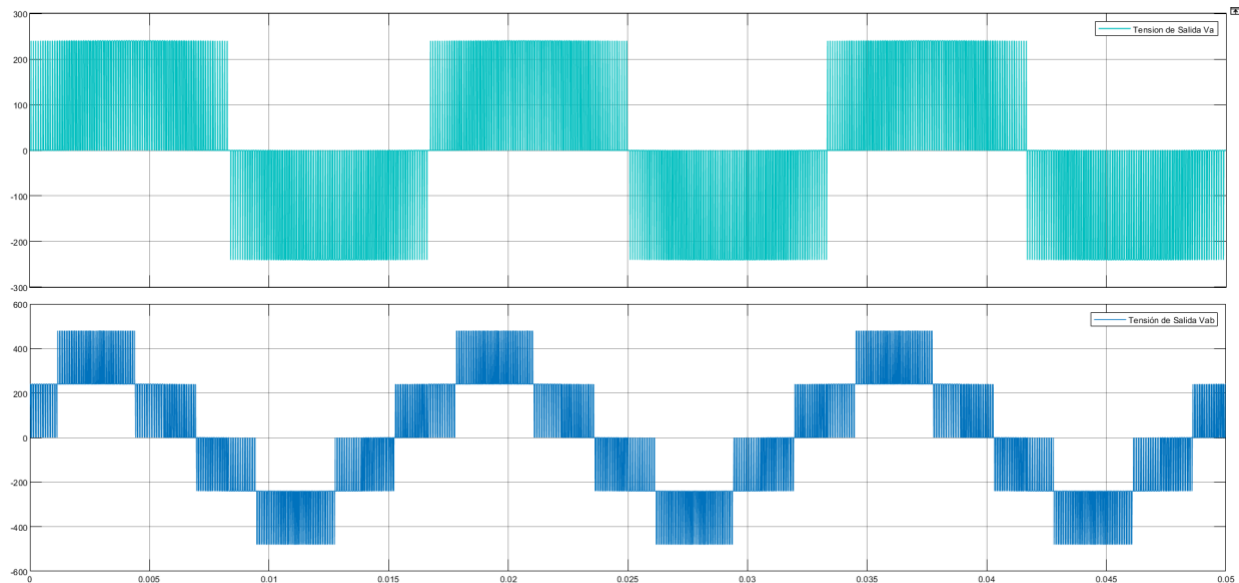
La [Figura 10](#) presenta la tensión de salida del puente H correspondiente a la fase A, así como la tensión de línea entre las fases a y b al implementar la lógica de programación propuesta en la [Tabla 1](#), en un inversor trifásico de tres niveles en configuración CHB (ver [Figura 6](#)). Este ejemplo se llevó a cabo al implementar los parámetros descritos en la [Tabla 2](#).

**Tabla 2.***Parámetros empleados para obtener la Figura 10*

	Señales de referencia	Bus de DC	Frecuencias de las señales portadoras	Amplitudes de las señales portadoras
Fase a	$120\sqrt{2} \cdot \text{sen}(120\pi \cdot t)$ [V]	240 [V]	10 [kHz]	240 [V]
Fase b	$120\sqrt{2} \cdot \text{sen}\left(120\pi \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$ [V]	240 [V]	10 [kHz]	240 [V]
Fase c	$120\sqrt{2} \cdot \text{sen}\left(120\pi \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$ [V]	240 [V]	10 [kHz]	240 [V]

**Figura 10.**

*Tensiones de fase y línea para el inversor de tres niveles respectivamente, empleando la técnica LS-PWM*



## 5. Filtro LCL de interconexión a la red

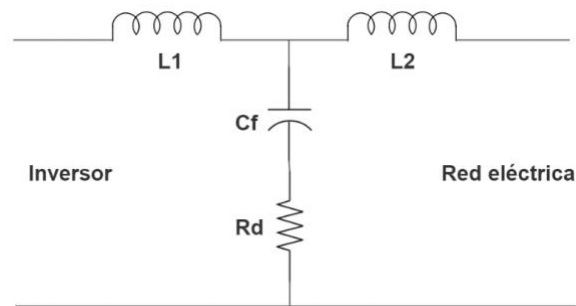
La conexión de sistemas de generación distribuida, como los generadores fotovoltaicos, a la red eléctrica puede causar problemas de calidad de energía debido a las fluctuaciones y distorsiones en la corriente y la tensión. Esto puede afectar negativamente el rendimiento y la eficiencia de los sistemas de generación distribuida y los sistemas de la red eléctrica.

Los filtros LCL empleados para la interconexión de los inversores a la red permiten reducir la distorsión armónica y fluctuaciones en la corriente inyectada a la red eléctrica, mejorando la eficiencia en la conversión de energía y protegiendo los componentes del sistema contra daños

causados por sobre corrientes y sobretensiones. También ayuda a reducir la interferencia electromagnética (EMI) en el sistema, lo que puede aumentar el rendimiento del sistema en general.

**Figura 11.**

*Filtro LCL*



Para este propósito, se acopla un filtro LCL (ver [Figura 11](#)) entre la red y el inversor de potencia. Para este fin se debe dar cumplimiento a los parámetros máximos de distorsión armónica y distorsión total de potencia de la corriente de salida enunciados en la norma IEEE 519 (IEEE, 2022) presentados de manera general en la [Tabla 3](#).

**Tabla 3.**

*Límites para las componentes armónicas de corriente en porcentaje*

$\frac{I_{sc}}{I_L}$	Límites para las componentes armónicas impares en % de $I_L$					THD
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 – 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 – 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 – 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0

$\frac{I_{sc}}{I_L}$	Límites para las componentes armónicas impares en % de $I_L$					THD
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
$> 1000$	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

*Nota.* Esta tabla muestra los valores límites de distorsión armónica aplicables a tensiones comprendidas en el rango de 120 [V] a 69 [kV]. Adaptado de (IEEE, 2022)

Se define  $I_{sc}$  como la corriente de cortocircuito e  $I_L$  como corriente de demanda máxima a frecuencia fundamental.

Seguidamente, en el artículo (Wehmuth G.R, 2021) se describe el paso a paso para el diseño del filtro LCL. Así mismo, se presentan las ecuaciones y sus respectivos resultados que permiten obtener los valores requeridos de inductancia y capacitancia.

La [Tabla 4](#) detalla las especificaciones nominales del sistema bajo estudio ([Figura 6](#)) según el prototipo experimental, que han sido consideradas para el diseño del filtro LCL.

**Tabla 4.**

*Parámetros nominales del sistema*

Parámetro	Nomenclatura	Valor
Tensión RMS de fase de la red	$V_{Trms}$	120 [V]
Tensión de lado de CC del inversor	$V_{DC}$	240 [V]
Potencia nominal del inversor (3f)	$P_n$	6 [kW]
Frecuencia de la red	$f_0$	60 [Hz]
Corriente pico nominal del inversor	$I_n$	23.5702 [A]
Frecuencia de conmutación	$f_{sw}$	10 [kHz]

### 5.1 Diseño del filtro LCL

Se calcula la máxima inductancia total ( $L_T$ ) usando la [ecuación \(2\)](#) teniendo en cuenta la potencia trifásica seleccionada de 6 [kVA] para el inversor trifásico, para ello la máxima caída de tensión en el filtro no debe ser superior al 10% de la tensión nominal de la red.

$$L_T \leq 10\% \frac{3 \cdot V_{Trms}^2}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot P_n} \quad (2)$$

$$L_T \leq 1.9098 \text{ [mH]} \quad (3)$$

Siguiendo la formula [\(4\)](#) se cuantifica el valor de la inductancia conectada al inversor ( $L_1$ ), donde “r” toma valor dependiendo de la técnica PWM aplicada. Se toma  $r = 2$  para modulación bipolar y  $r = 8$  para la unipolar, por lo tanto,  $r = 8$  para el caso en práctica.

$$L_1 \geq \frac{V_{DC}}{(25\%) \cdot I_n \cdot r \cdot f_{sw}} \quad (4)$$

$$L_1 \geq 0.50911 \text{ [mH]} \quad (5)$$

El valor del capacitor usando la [ecuación \(6\)](#) resulta en el valor máximo de capacitancia que se puede aceptar, valores por debajo del valor hallado resultaran en inconvenientes al sistema.

$$C_f \leq 5\% \cdot \frac{P_n}{3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot V_{Trms}^2} \quad (6)$$

$$C_f \leq 18.42 \text{ [\mu F]} \quad (7)$$

El valor de  $L_2$  se computa de la formula de la tasa de atenuación de los armónicos de la [ecuación \(8\)](#). Una tasa menor resultara en una distorsión armónica total menor (THD). Para el caso correspondiente se emplea un valor de  $L_1 = 0.8 \text{ [mH]}$ ; una capacitancia  $C_f = 4.7 \text{ [\mu F]}$  y un valor de  $L_2 = 1 \text{ [mH]}$  siguiendo con los valores disponibles en el laboratorio para su implementación, los cuales originan una tasa de atenuación de armónicos ( $\delta$ ) de 6%.

$$\delta = \frac{1}{\left| 1 + \frac{L_2}{L_1} (1 - L_1 \cdot C_f \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{sw})^2) \right|} \quad (8)$$

Inmediatamente se tienen los valores del filtro LCL se comprueba que los valores a usar cumplan las condiciones propuestas anteriormente en la [ecuación \(2\)](#), la suma de las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  debe ser menor que el valor propuesto como inductancia total. Se debe asegurar que la frecuencia de resonancia del filtro, según la [ecuación \(9\)](#), esté entre diez veces la frecuencia fundamental y la mitad de la frecuencia de conmutación.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_f \cdot L_1 \cdot L_2}} \quad (9)$$

$$f_{res} = 3482.27 \text{ [Hz]} \quad (10)$$

$$10 f_0 < f_{res} < \frac{f_{sw}}{2} \quad (11)$$

$$600 < f_{res} < 5000 \quad (12)$$

El valor de la distorsión total de la corriente de salida (THD, por sus siglas en inglés) debe ser menor al 5% como se indica en la [Tabla 3](#).

La resistencia  $R_d$  se define con la [ecuación \(13\)](#) (Kahlane, El Wahid, Hassaine, & Larbes)

$$R_d = \frac{1}{3 \cdot \omega_{res} \cdot C_f} \quad (13)$$

Remplazando en la [ecuación \(13\)](#)

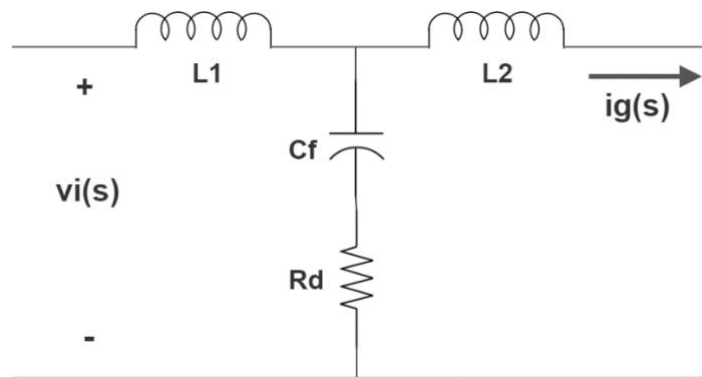
$$R_d = 3.24 \text{ [\Omega]} \quad (14)$$

Los parámetros del filtro se seleccionaron utilizando las ecuaciones presentadas en la [sección 5.1](#). La siguiente tabla muestra los valores resultantes seleccionados. La selección de estos parámetros se basó en las limitaciones del laboratorio y en valores comerciales para estos elementos.

**Tabla 5.***Valores finales Filtro LCL*

Elemento	Valor
$R_d$	4 [ $\Omega$ ]
$L_1$	0.8 [ $mH$ ]
$L_2$	1 [ $mH$ ]
$C_f$	4.7 [ $\mu F$ ]

Finalmente se halla la función de transferencia en la [ecuación \(15\)](#) para el filtro relacionando la tensión de salida del inversor y la corriente inyectada a la red eléctrica.

**Figura 12.***Esquema para la función de transferencia del filtro*

$$\frac{i_g(s)}{v_i(s)} = \frac{R_d \cdot C_f \cdot s + 1}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f \cdot s^3 + (L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f \cdot s^2 + (L_1 + L_2) \cdot s} \quad (15)$$

Reemplazando con los valores de los elementos presentados en la [Tabla 5](#) se reescribe la [ecuación \(15\)](#).

$$\frac{i_g(s)}{v_i(s)} = \frac{18.8 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1}{3.76 \cdot 10^{-6} \cdot s^3 + 33.84 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 1.8 \cdot s} \quad (16)$$

## 6. Control de potencia

El control de potencia en inversores multinivel es un aspecto esencial para sistemas de generación distribuida. Los métodos de control de potencia más comunes para inversores seguidores de red, corresponden a un algoritmo encargado de la generación de las corrientes de referencia, seguido de un control de corriente en lazo cerrado para seguir la corriente de referencia. La generación de corrientes de referencia establece valores de corriente deseados con base en las consignas de potencia activa y reactiva a inyectar a la red. Por otro lado, el control de corriente compara la corriente de salida del inversor con la corriente de referencia establecida, y con base en el error entre estas corrientes se ajusta la tensión de referencia a sintetizar por la técnica de modulación que genera los pulsos de los dispositivos de conmutación, con la finalidad de corregir esta diferencia y seguir la corriente deseada.

### 6.1 Generación de las corrientes de referencia

Las señales de referencia se definen como las ondas de las corrientes empleadas para regular la inyección de potencia activa y reactiva del inversor fotovoltaico multinivel a la red eléctrica. La determinación de estas señales se basa en el algoritmo propuesto en (Villalobos,

Ordoñez Plata, & Petit Suarez, 2016). La estrategia está sustentada en los fundamentos teóricos desarrollados por Fryze y Buchholz.

La [Tabla 6](#) presenta una descripción detallada de las variables requeridas para la generación de las corrientes de referencia, así como sus respectivas nomenclaturas.

**Tabla 6.**

*Parámetros requeridos en las coordenadas abc*

<b>Parámetros en las coordenadas abc</b>	<b>Fase a</b>	<b>Fase b</b>	<b>Fase c</b>
Tensiones instantáneas de la red	$V_a(t)$	$V_b(t)$	$V_c(t)$
Corrientes instantáneas de referencia	$I_a(t)$	$I_b(t)$	$I_c(t)$
Tensiones rms de la red	$V_{arms}$	$V_{brms}$	$V_{crms}$

El cálculo de las ondas de corrientes a inyectar en la red eléctrica se realiza a través del factor de potencia y la potencia trifásica deseada. Según Fryze, la corriente requerida puede ser dividida en dos componentes: una corriente activa  $I_p(t)$  y una corriente reactiva  $I_q(t)$ , como se indica en la [ecuación \(17\)](#). La componente activa inyecta la potencia promedio  $P$  a la red eléctrica y se encuentra en fase con la tensión de la red. Por otro, la componente reactiva está asociada con la potencia instantánea no activa  $Q$ , y a diferencia de la componente activa, presenta un desfase con la onda de tensión (Villalobos, Ordoñez Plata, & Petit Suarez, 2016).

$$I(t) = I_p(t) + I_q(t) \quad (17)$$

La [ecuación \(18\)](#) proporciona las fórmulas necesarias para obtener las corrientes trifásicas encargadas de suministrar la potencia activa.

$$\begin{bmatrix} I_{ap}(t) \\ I_{bp}(t) \\ I_{cp}(t) \end{bmatrix} = \frac{P}{V_{arms}^2 + V_{brms}^2 + V_{crms}^2} \cdot \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (18)$$

El cálculo de las corrientes reactivas requeridas para inyectar potencia reactiva en la red eléctrica se basa en la potencia reactiva deseada ( $Q$ ). Para ello, se obtiene inicialmente el valor de  $Q$  mediante la aplicación de la [ecuación \(19\)](#) (Galvis Diaz & Rey Vargas, 2021).

$$Q = P \cdot \tan(\text{Cos}^{-1}(FP)) \quad (19)$$

Luego de obtener el valor de la potencia reactiva, se utiliza la [ecuación \(20\)](#) para obtener las corrientes reactivas.

$$\begin{bmatrix} I_{aq}(t) \\ I_{bq}(t) \\ I_{cq}(t) \end{bmatrix} = \frac{\frac{Q}{\sqrt{3}}}{V_{arms}^2 + V_{brms}^2 + V_{crms}^2} \cdot \begin{bmatrix} 0 + V_b(t) - V_c(t) \\ -V_a(t) + 0 + V_c(t) \\ V_a(t) - V_b(t) + 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Mediante la incorporación de las tensiones de línea, la [ecuación \(20\)](#) puede ser descrita como la [ecuación \(21\)](#).

$$\begin{bmatrix} I_{aq}(t) \\ I_{bq}(t) \\ I_{cq}(t) \end{bmatrix} = \frac{\frac{Q}{\sqrt{3}}}{V_{arms}^2 + V_{brms}^2 + V_{crms}^2} \cdot \begin{bmatrix} V_{bc}(t) \\ V_{ca}(t) \\ V_{ab}(t) \end{bmatrix} \quad (21)$$

Para obtener las corrientes de referencia, se utiliza la definición proporcionada en la [ecuación \(17\)](#), la cual es aplicada después de haber calculado las corrientes activas y reactivas mediante las ecuaciones (18) y (21), respectivamente.

$$\begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ap}(t) \\ I_{bp}(t) \\ I_{cp}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{aq}(t) \\ I_{bq}(t) \\ I_{cq}(t) \end{bmatrix} \quad (22)$$

## 6.2 Control de corriente

La técnica empleada en este lazo de corriente corresponde al controlador proporcional resonante. Este controlador utiliza para mejorar la estabilidad y el rendimiento de sistemas

dinámicos. Se basa en la combinación del control proporcional y el control resonante (Alzate Aristizabal, 2017). El control proporcional permite ajustar la salida del sistema en función de una señal de error, mientras que el control resonante utiliza una frecuencia de resonancia específica para maximizar la respuesta del sistema. En este enfoque, se busca ajustar la frecuencia de control para que coincida con la frecuencia natural del sistema, lo que resulta en una respuesta más rápida y suave (Cossoli, Cáceres, Vera, Firma, & Busso, 2018).

Juntos, estos dos tipos de control permiten a los sistemas operar de manera más estable y eficiente en condiciones cambiantes.

El control proporcional resonante se utiliza en una amplia variedad de aplicaciones, algunos de los casos más comunes son: sistemas vibratorios (turbinas, motores) (Kazmierkowski, Dzieniakowski, Kasprowicz, & Kanoza, 1995), sistemas dinámicos (vehículos) (Zhu. Q, 2018) y sistemas electrónicos (amplificadores de audio y sistemas de control de potencia) (Zhang, 2020). En general, el control resonante se utiliza en sistemas donde se requiere una respuesta dinámica ante los cambios en el punto de referencia o en las condiciones del sistema.

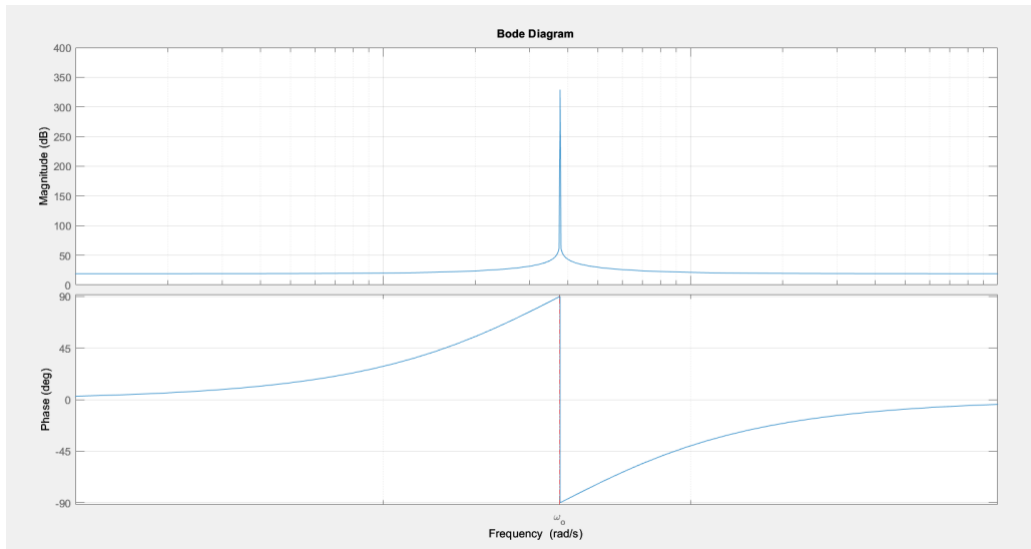
La forma generalizada de la transformada de la función de transferencia de este control puede ser expresada mediante la siguiente ecuación:

$$C(s) = K_p + \frac{2 \cdot K_i \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (23)$$

Para determinar la expresión del control resonante en el dominio de la frecuencia es imprescindible contar con: la frecuencia de resonancia ( $\omega_0$ ), la ganancia proporcional ( $K_p$ ) y la ganancia en la frecuencia de resonancia ( $K_i$ ). (Zmood, 2003)

**Figura 13.**

Diagrama de bode de la función de transferencia de la ecuación (23)



Nota.  $\omega_0 = 120\pi$  [rad/s],  $K_p = 1$  y  $K_i = 1$ .

Según se evidencia en la [Figura 13](#), la señal de salida del sistema está centrada en la frecuencia fundamental de referencia ( $\omega_0$ ), no obstante, la magnitud de la función  $C(s)$  se acerca a infinito para esta frecuencia. La implementación de un controlador ideal es complicada debido a las limitaciones inherentes del sistema y las incertidumbres en los modelos. En concordancia con los criterios mencionados previamente y para evitar la posibilidad de inestabilidad que se presenta al usar una ganancia infinita, se decide utilizar un controlador no ideal (controlador proporcional amortiguado) expresado por medio de la [ecuación \(24\)](#) (Zmood, 2003).

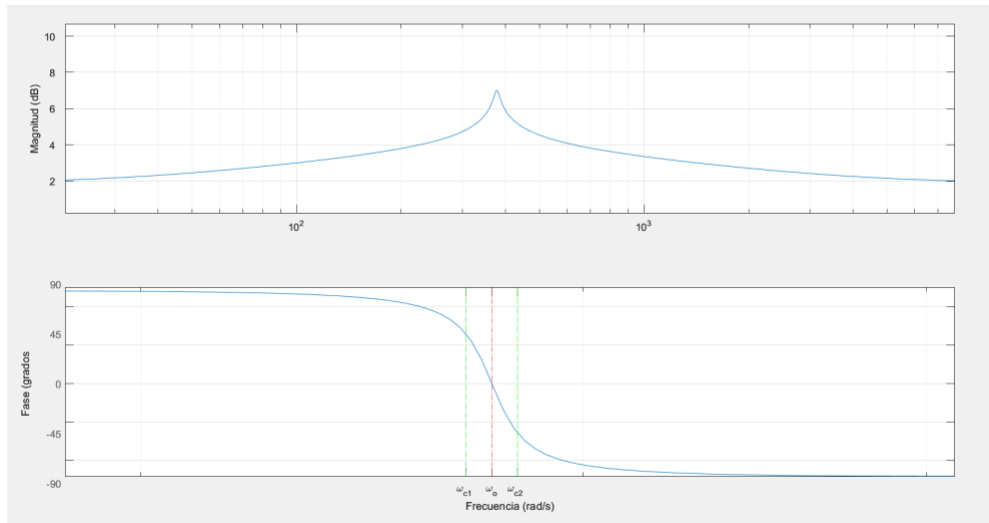
$$C(s) = K_p + \frac{2 \cdot K_i \cdot \omega_c \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \omega_c \cdot s + \omega_0^2} \quad (24)$$

En la [ecuación \(24\)](#),  $\omega_c$  representa la banda de frecuencia alrededor de la frecuencia de resonancia, lo que permite mitigar los efectos producidos por las fluctuaciones en la frecuencia

fundamental de la red eléctrica. La respuesta de frecuencia y fase de esta ecuación se ilustra en la [Figura 14](#).

### Figura 14.

*Diagrama de bode de la función de transferencia de la ecuación (24)*



*Nota.*  $\omega_o = 120\pi$  [rad/s],  $\omega_{c1} = 118\pi$  [rad/s],  $\omega_{c2} = 122\pi$  [rad/s],  $K_p = 1$  y  $K_i = 1$

## 6.3 Diseño del Controlador

El método de sintonización de Ziegler-Nichols es una técnica popular utilizada para ajustar los parámetros de un controlador proporcional integral (PI) en sistemas de control de lazo cerrado. El segundo método de sintonización de Ziegler-Nichols, también conocido como el método de frecuencia de corte, es una técnica mejorada que proporciona un controlador PI más estable y preciso. Este método se basa en la identificación de la frecuencia de corte del sistema y utiliza esta información para determinar los valores óptimos de ganancia proporcional y constante integral del controlador. En comparación con el primer método de Ziegler-Nichols, que se basa en el análisis

de la respuesta al escalón del sistema, el segundo método es más preciso y confiable, especialmente para sistemas con respuestas transitorias complejas. Al emplear el segundo método de sintonización de Ziegler-Nichols, se pueden lograr un mejor rendimiento y estabilidad del sistema, lo que resulta en una mayor eficiencia y calidad en el proceso controlado (Ogata, 2010).

Este método de sintonización propone la determinación de los parámetros de ganancia proporcional ( $K_p$ ), tiempo integral ( $T_i$ ) y tiempo derivativo ( $T_d$ ) de un controlador de retroalimentación de acuerdo con las fórmulas especificadas en la [Tabla 7](#).

**Tabla 7.**

*Segundo método de la Regla de sintonía de Ziegler-Nichols*

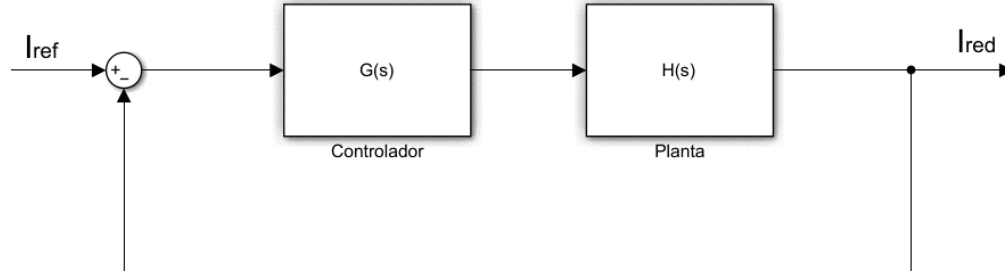
<b>Tipo de controlador</b>	<b><math>K_p</math></b>	<b><math>T_i</math></b>	<b><math>T_d</math></b>
P	$0.5 K_{cr}$	$\infty$	0
PI	$0.45 K_{cr}$	$\frac{1}{1.2} P_{cr}$	0
PID	$0.6 K_{cr}$	$0.5 P_{cr}$	$0.125 P_{cr}$

*Nota.* Adaptado de (Ogata, 2010)

En la [Figura 15](#) se representa el diagrama de bloques de control para una planta  $H(s)$  determinada. Para obtener los valores de los parámetros del controlador  $G(s)$ , es necesario determinar la función de transferencia del lazo cerrado. La [ecuación \(25\)](#) muestra la expresión de la función de transferencia obtenida para la planta en cuestión. Esta ecuación se obtuvo utilizando las técnicas y herramientas presentadas en el capítulo 8 de (Ogata, 2010).

**Figura 15.**

*Diagrama de bloques lazo retroalimentado*



$$\frac{I_{red}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{G(s) \cdot H(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad (25)$$

Posteriormente, se plantea a  $G(s)$  como un control proporcional con el objetivo de calcular la ganancia crítica ( $K_{cr}$ ) que permita aplicar las ecuaciones de la [Tabla 7](#). Además,  $H(s)$  hace referencia al filtro LCL, por ende, se sustituye la [ecuación \(16\)](#) en [\(25\)](#).

$$\frac{I_{red}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{K_{cr} \cdot \frac{R_d \cdot C_f \cdot s + 1}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f \cdot s^3 + (L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f \cdot s^2 + (L_1 + L_2) \cdot s}}{1 + K_{cr} \cdot \frac{R_d \cdot C_f \cdot s + 1}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f \cdot s^3 + (L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f \cdot s^2 + (L_1 + L_2) \cdot s}} \quad (26)$$

Después de llevar a cabo los procedimientos matemáticos necesarios, se simplifica la [ecuación \(26\)](#) a la [ecuación \(27\)](#).

$$\begin{aligned} & \frac{I_{red}(s)}{I_{ref}(s)} \\ &= \frac{K_{cr} \cdot (R_d \cdot C_f \cdot s + 1)}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f \cdot s^3 + (L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f \cdot s^2 + (L_1 + L_2 + K_{cr} \cdot R_d \cdot C_f) \cdot s + K_{cr}} \end{aligned} \quad (27)$$

El valor de la ganancia crítica  $K_{cr}$  que preserva la estabilidad del sistema puede ser calculado mediante del criterio de estabilidad de Routh (Ogata, 2010). La ecuación característica utilizada para aplicar este criterio es la siguiente:

$$L_1 \cdot L_2 \cdot C_f \cdot s^3 + (L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f \cdot s^2 + (L_1 + L_2 + K_{cr} \cdot R_d \cdot C_f) \cdot s + K_{cr} \quad (28)$$

El arreglo de Routh se construye a partir de los coeficientes de la ecuación característica (28), este método es una tabla que permite determinar el número de raíces del polinomio que se encuentran en el semiplano derecho del plano complejo.

**Tabla 8.**

*Arreglo de Routh*

$s^3$	$L_1 \cdot L_2 \cdot C_f$	$L_1 + L_2 + K_{cr} \cdot R_d \cdot C_f$
$s^2$	$(L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f$	$K_{cr}$
$s$	$\frac{[(L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f] \cdot [L_1 + L_2 + K_{cr} \cdot R_d \cdot C_f] - L_1 \cdot L_2 \cdot C_f \cdot K_{cr}}{(L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f}$	0
$s_0$	$K_{cr}$	0

Al analizar los coeficientes de la segunda columna de la [Tabla 8](#), se puede determinar la existencia de una oscilación sostenida en el sistema cuando se cumple la siguiente condición de ganancia crítica.

$$K_{cr} = \frac{-(L_1 + L_2)^2 \cdot R_d \cdot C_f}{(L_1 + L_2) \cdot (R_d \cdot C_f)^2 - L_1 \cdot L_2 \cdot C_f} \quad (29)$$

Se sustituyen los parámetros del filtro, los cuales se encuentran enunciados en la [Tabla 5](#), y se calcula el valor correspondiente de la ganancia crítica.

$$K_{cr} = 19.4993 \quad (30)$$

Para determinar la frecuencia de la oscilación sostenida, se requiere sustituir la variable  $s$  en la ecuación característica (28) por la variable compleja  $j\omega$ .

$$L_1 \cdot L_2 \cdot C_f \cdot (j\omega)^3 + (L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f \cdot (j\omega)^2 + (L_1 + L_2 + K_{cr} \cdot R_d \cdot C_f) \cdot (j\omega) + K_{cr} \quad (31)$$

Al realizar operaciones algebraicas, se logra simplificar la [ecuación \(31\)](#) a una forma más reducida.

$$j\omega \cdot (L_1 + L_2 + K_{cr} \cdot R_d \cdot C_f - \omega^2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot C_f) + K_{cr} - (L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f \cdot \omega^2 \quad (32)$$

Con base en (Ogata, 2010), se puede concluir que para obtener la frecuencia de la oscilación sostenida es necesario igualar a cero tanto la parte real como la parte imaginaria de la [ecuación \(32\)](#), teniendo en cuenta que ambas deben ser iguales.

$$\omega^2 = \frac{L_1 + L_2 + K_{cr} \cdot R_d \cdot C_f}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f} \quad (33)$$

$$\omega^2 = \frac{K_{cr}}{(L_1 + L_2) \cdot R_d \cdot C_f}$$

Se realiza la sustitución de la [ecuación \(29\)](#) en la [ecuación \(33\)](#), lo que permite obtener una expresión general de la frecuencia.

$$\omega^2 = - \frac{L_1 + L_2}{(R_d \cdot C_f)^2 \cdot (L_1 + L_2) - L_1 \cdot L_2 \cdot C_f} \quad (34)$$

A continuación, se rempazan los parámetros de la planta en [\(34\)](#) y se obtiene como resultado el valor de la frecuencia de la oscilación.

$$\omega = 24005 \left[ \frac{rad}{s} \right] \quad (35)$$

Por lo tanto, el periodo de la oscilación sostenida es:

$$P_{cr} = \frac{2\pi}{\omega} = 0.26174 [ms] \quad (36)$$

Una vez que se disponen de todos los parámetros críticos ((30) y (36)), se procede a utilizar las ecuaciones correspondientes a un controlador Proporcional-Integral (PI) según se detalla en la [Tabla 7](#), con el fin de obtener tanto la ganancia proporcional como el tiempo integral.

$$K_p = 0.45 \cdot K_{cr} = 8.7747 \quad (37)$$

$$T_i = \frac{1}{1.2} P_{cr} = 2.1812 \cdot 10^{-4} \quad (38)$$

En (Ogata, 2010), se define la función de transferencia del controlador PI como:

$$G_c(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right) \quad (39)$$

Por lo tanto, el control Proporcional – Integral para la planta descrita en la [Figura 15](#) es:

$$G_c(s) = 8.7747 + \frac{40228}{s} \quad (40)$$

Con base en el controlador Proporcional-Integral (PI) descrito en (40), se procede a calcular el controlador Proporcional-Resonante (PR) descrito por la ecuación (24). En primer lugar, se selecciona  $\omega_c$  de  $2\pi$ , dada la reducida fluctuación de frecuencia que presenta la red eléctrica, cuyo valor nominal es de  $120\pi$ .

$$C(s) = K_p + \frac{2 \cdot K_i \cdot 2 \cdot \pi \cdot s}{s^2 + 2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot s + \omega_0^2} \quad (41)$$

Para determinar el valor de la constante  $K_i$  se iguala el numerador de la ecuación (40) al coeficiente del numerador de (41), ya que ambas fracciones hacen referencia a la componente integral de los controladores.

$$K_i = \frac{40228}{4 \cdot \pi} = 3201.2425 \quad (42)$$

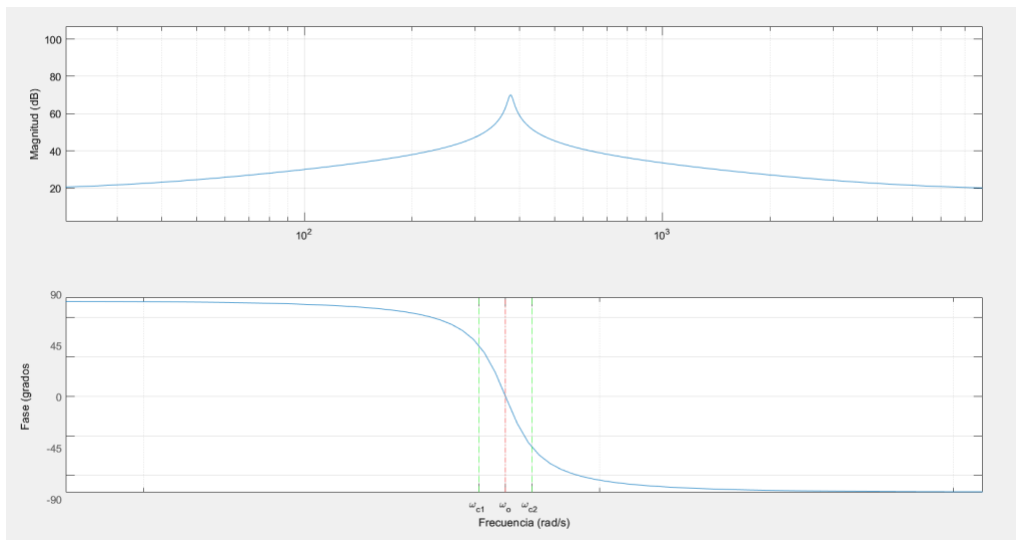
A continuación, se presentan todos los parámetros seleccionados para el controlador Proporcional – Resonante.

**Tabla 9.***Parámetros del Controlador PR*

Tipo de controlador	$K_p$	$K_i$	$\omega_c$	$\omega_o$
PR	8.7747	3201.2425	$2\pi$	$120\pi$

Finalmente, la función de transferencia del controlador PR es la siguiente:

$$C(s) = 8.7747 + \frac{40228 \cdot s}{s^2 + 12.5664 \cdot s + 142122.3034} \quad (43)$$

**Figura 16.***Diagrama de bode del Controlador C(s)*

## 7. Adquisición y acondicionamiento de señales eléctricas de tensión y corriente

Para realizar la implementación del sistema de control de potencia en el prototipo de inversor multinivel del grupo GISEL, fue necesaria la implementación de un sistema para el sensado de señales de corriente y tensión. Las señales a sensar corresponden a las tres corrientes inyectadas por el inversor a la red (una para cada fase) y a las tres tensiones de la red en el punto de acoplamiento común.

### 7.1 Sensores utilizados

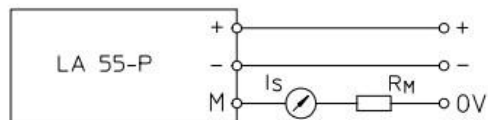
Para el sensado de corriente se emplea el sensor de corriente LA 55-P ilustrado en la [Figura 17](#). Este sensor es de alta precisión y resolución que utiliza la tecnología de transformador de corriente para medir la corriente eléctrica. El sensor puede medir corrientes de hasta a 50 [Arms] para señales en el rango de frecuencia de CC ~ 200kHz, el cual es adecuado para la aplicación a desarrollar en este proyecto. En la [Figura 18](#) se representa el diagrama de conexión del sensor de corriente.

**Figura 17.***Sensor de corriente LA 55-P**Nota.* Tomado de (LEM Components, 2018)**Figura 18.***Conexión del sensor LA 55-P***Secondary terminals**

Terminal + : supply voltage + 12 .. 15 V

Terminal - : supply voltage - 12 .. 15 V

Terminal M : measure

**Connection***Nota.* Tomado de (LEM Components, 2018)

Se considera una corriente pico nominal a medir de 25 [A], por lo que se decide dar dos vueltas al conductor de corriente en el sensor para obtener el doble de la corriente (máximo 50 [A])

pico). La resistencia  $R_m$  fue configurada en 150 [ $\Omega$ ] para una salida de tensión de -7.5 [V] a 7.5[V] para una corriente de entrada entre -50 [A] a 50 [A].

El sensor de tensión a utilizar es el sensor LV 25-P ilustrado en la [Figura 19](#). Este sensor es de alta precisión y resolución, basado en el efecto Hall para la medición de tensión. El sensor permite la medición de tensiones en un rango de 10 [V] a 500 [V], lo cual es adecuado para la aplicación a desarrollar en este proyecto. El diagrama de conexión del sensor de tensión se muestra en la [Figura 20](#).

**Figura 19.**

*Sensor de corriente LV 25-P*



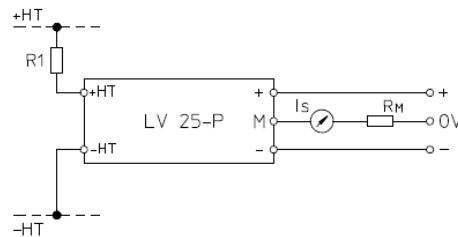
*Nota.* Tomado de (LEM Components, 2018)

**Figura 20.***Conexión del sensor LV 25-P***Secondary terminals**

Terminal + : supply voltage + 12 .. 15 V

Terminal M : measure

Terminal - : supply voltage - 12 .. 15 V

**Connection***Nota.* Tomado de (LEM Components, 2018)

Para realizar la medición de tensión, es necesario obtener una corriente proporcional a la tensión medida a través de una resistencia externa ( $R_1$  ver [Figura 20](#)) en la entrada del sensor. Se decide implementar la resistencia  $R_1$  de  $20[k\Omega]$  para lograr un valor cercano a la corriente nominal del sensor ( $10 [mA]$ ), al considerar una tensión pico de la red de  $120\sqrt{2} [V]$ . La resistencia  $R_m$  fue configurada en  $300 [\Omega]$  para lograr una salida de tensión entre  $-7.5 [V]$  a  $7.5[V]$ , en respuesta a una tensión de entrada en el rango  $200 [V]$  a  $-200 [V]$ .

**7.2 Adecuación de señales**

La adecuación de señales es un proceso clave en la medición de datos obtenidos a través de un sensor. La señal capturada por el sensor debe ser adecuada para ser utilizada por un microcontrolador según los rangos de tensión para la lectura. En este proyecto se utilizó la tarjeta

TEXAS LAUNCHXL - F28379D (Figura 21), la cual se configura para recibir señales de tensión de 0[V] a 3,3[V].

**Figura 21.**

*Texas Launchxl - F28379D*

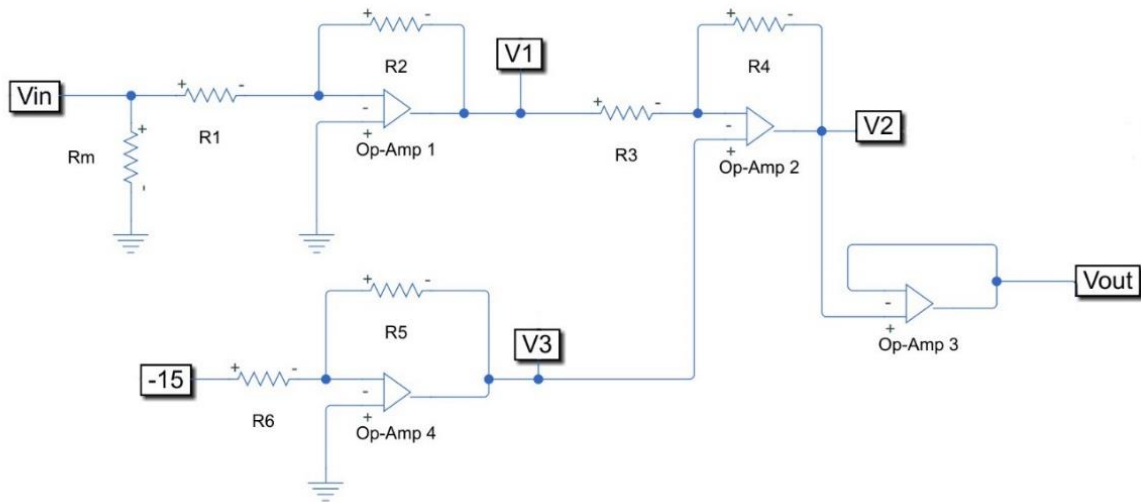


*Nota.* Tomado de (Texas, 2021)

Para tal propósito se diseñó el circuito de la Figura 22 para adecuar las señales y que sean aptas para el microcontrolador manteniendo el nivel de tensión entre 0[V] y 3[V].

**Figura 22.**

*Circuito para la adecuación de señales sensadas*



Procediendo a desarrollar el circuito se tiene que:

$$V_{in} = I_{in} \cdot R_m \quad (44)$$

Donde  $I_{in}$  es la corriente entregada por el sensor que toma un valor máximo de  $50[mA]$  para el circuito de sensado de corriente y  $25[mA]$  para el circuito de tensión.

$$V_3 = -(-15) \cdot \frac{R_5}{R_6} \quad (45)$$

$R_6$  se configura como un trimmer para variar la componente de CC de la tensión de salida y llevarla a un valor de  $1.5 [V]$ . Posteriormente por superposición  $V_2$ :

$$V_2 = -\frac{R_4}{R_3} \cdot V_1 + \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot V_3 \quad (46)$$

$$V_2 = \frac{V_{in}}{5} + 1.5 \quad (47)$$

Los valores de resistencia de presentan a continuación para complacer los valores de tensión requeridos en la salida.

**Tabla 10.***Resistencias seleccionadas para el procesamiento de las señales*

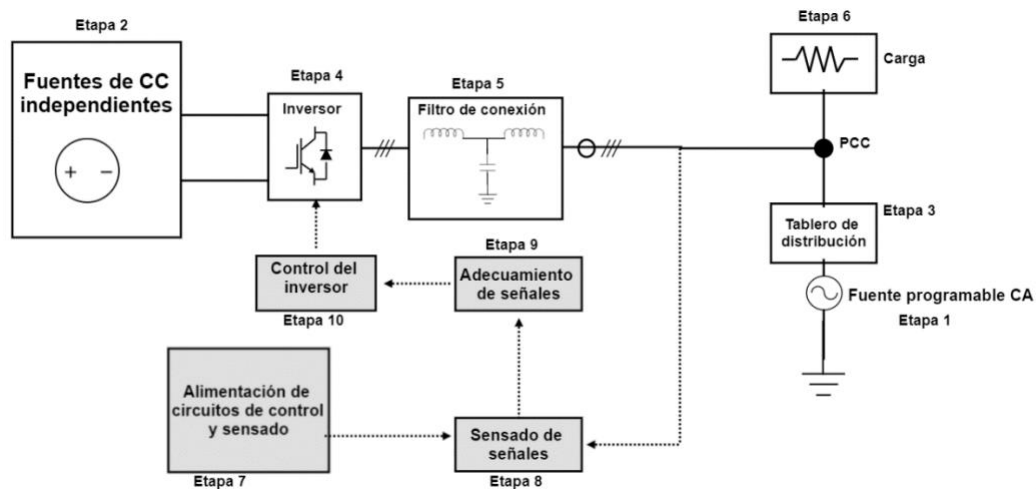
<b>Parámetro</b>	<b>Sensor de tensión</b>	<b>Sensor de corriente</b>
$R_1$	50 [kΩ]	50 [kΩ]
$R_2$	10 [kΩ]	10 [kΩ]
$R_3$	1 [kΩ]	1 [kΩ]
$R_4$	1 [kΩ]	1 [kΩ]
$R_5$	1 [kΩ]	1 [kΩ]
$R_6$	20 [kΩ]	20 [kΩ]
$R_m$	150 [Ω]	300 [Ω]

Con los valores seleccionados, se busca obtener la siguiente relación:

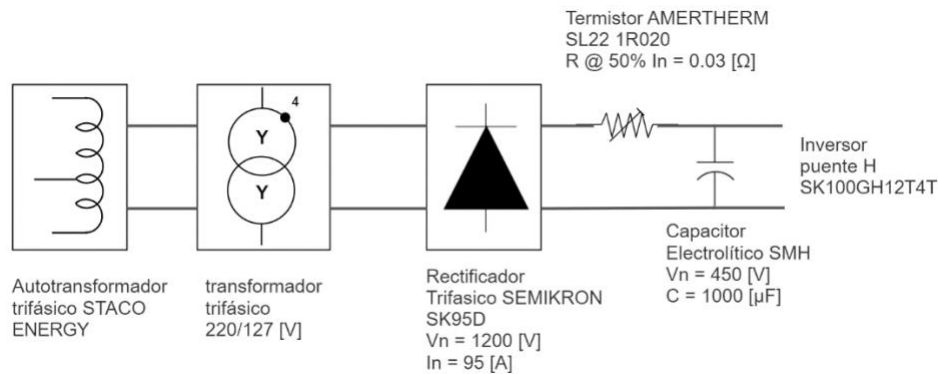
$$V_{out} = V_2 = \frac{V_{in}}{5} + 1,5 \quad (48)$$

## 8. Pruebas y Resultados Experimentales

La [Figura 23](#) muestra el esquema general del montaje implementado (ver [Figura 57](#)) en el laboratorio de Integración Energética en la sede de Guatiguará de la Universidad Industrial de Santander. Este montaje fue empleado para realizar las pruebas experimentales con el fin de verificar el sistema de control diseñado. Este diagrama consta de 10 etapas interconectadas entre sí.

**Figura 23.***Esquema general del montaje implementado*

La Etapa 1 corresponde a la fuente programable trifásica Chroma 61511 (ver [Figura 68](#)) con el objetivo de emular la red eléctrica. Luego, en la Etapa 2 se realiza el circuito de alimentación del lado CC (ver [Figura 24](#) y [Figura 67](#)), el cual comienza con la conexión de la red eléctrica al autotransformador trifásico STACO ENERGY. A continuación, la salida del autotransformador se dirige a un transformador trifásico con relación de transformación 220/127 que alimenta tres rectificadores SEMIKRON SK95D (un rectificador para cada puente H), obteniendo así las fuentes de CC independientes para cada inversor monofásico en puente H (ver [Figura 6](#)).

**Figura 24.***Circuito de alimentación del lado CC*

Posteriormente, en la Etapa 3 se llevan a cabo dos conexiones en el tablero de distribución (ver [Figura 59](#)). La primera interconexión se realiza entre la fuente Chroma, la carga resistiva (ver [Figura 58](#)) y la salida del filtro LCL (ver [Figura 65](#)). La segunda conexión se utiliza para suministrar energía a la Etapa 2. Seguidamente, en la Etapa 4 se encuentra el prototipo de inversor multinivel trifásico implementado por el grupo de investigación GISEL de la UIS (ver [Figura 60](#)). La salida del inversor se conecta a la Etapa 5, la cual consta de un filtro LCL (ver [Figura 65](#)) que permite obtener una señal de corriente cercana a una sinusoidal para su interconexión con la red eléctrica.

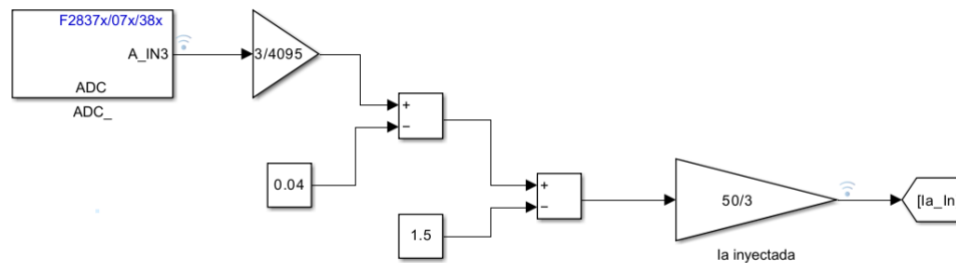
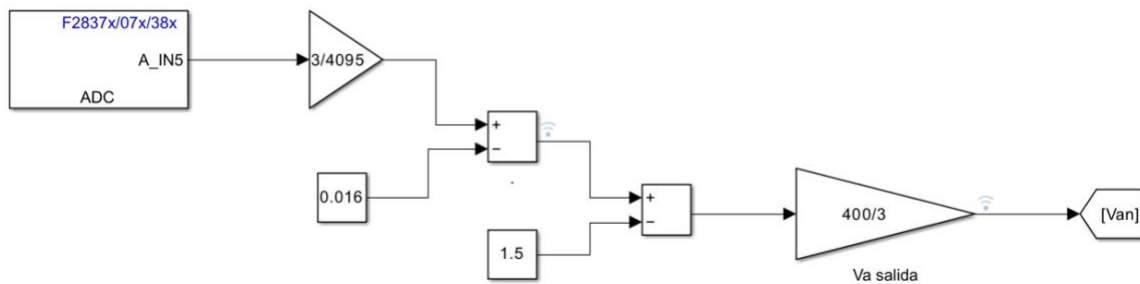
En la Etapa 6, se encuentra la carga resistiva (ver [Figura 58](#)), que permite el consumo de potencia activa. Luego, en las Etapas 7 y 8, se encuentra el sistema de sensado de señales eléctricas. La Etapa 7 representa la alimentación de las tarjetas de sensado para lo cual se implementaron unas fuentes reguladas de tensión de 15 [V] y -15 [V], compuestas por un transformador monofásico con una relación de transformación de 110/12, puentes rectificadores monofásicos y reguladores de tensión LM7815 y LM7915 con sus respectivos elementos capacitivos (ver [Figura](#)

61). Mientras tanto, en la Etapa 8, se muestran los sensores utilizados y los circuitos de adecuación de las señales leídas para el uso de la tarjeta de control Texas (ver [Figura 64](#) y [Figura 66](#)).

El microcontrolador Texas LaunchPad TMS320F28379D (ver [Figura 21](#)) juega un papel fundamental en los sistemas de sensado (etapas 8 y 9) y control (etapa 10) del montaje experimental. Esta tarjeta de control es responsable de la lectura de las señales de tensión y corriente provenientes de los sensores, la ejecución del algoritmo de control de potencia, así como de la generación de los pulsos de conmutación que se envían al inversor para su control. La tarjeta fue programada desde la herramienta Simulink de Matlab.

Simulink es una herramienta de software que se puede ampliar mediante la instalación de complementos, como Embedded Coder (ver [Apéndice A](#)), que permite generar código fuente en lenguajes C y C++ a partir de los diagramas de Simulink y funciones de Matlab. Este complemento en particular se destaca por su capacidad de programar microcontroladores de Texas Instruments C2000, lo que significa que el código fuente generado puede ser compilado y ejecutado en microcontroladores C2000 de Texas Instruments (TI) al utilizar el entorno de desarrollo Code Composer Studio (MathWorks, 2023).

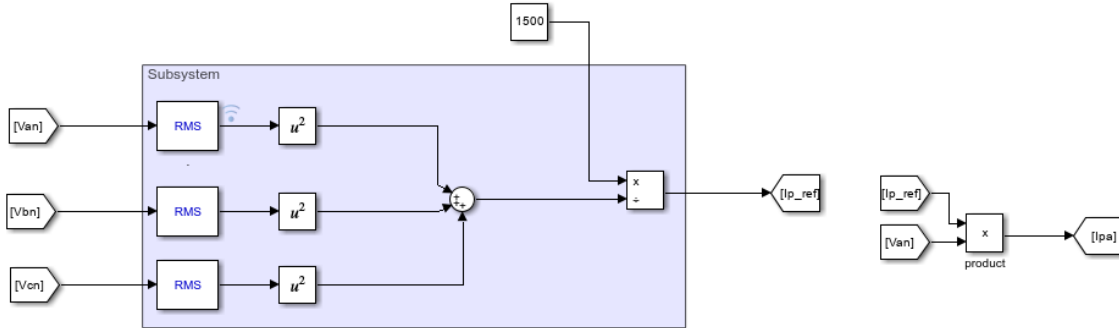
En la Etapa 9, una vez que las señales capturadas por los sensores son adecuadas, estas son enviadas al microcontrolador para su lectura a través del bloque de conversión Analógico Digital (ADC, por sus siglas en inglés) de la librería C2000 de Matlab/Simulink. Posteriormente, estas señales son procesadas en el microcontrolador, por circuitos de acondicionamiento con el objetivo de obtener los valores reales de las señales sensadas. Estos circuitos se pueden observar en la [Figura 25](#) y la [Figura 26](#) para la fase  $\alpha$ .

**Figura 25.***Circuito de adecuamiento para señales de corriente***Figura 26.***Circuito de adecuamiento para señales de tensión*

En la Etapa 10 se encuentra el sistema de control del inversor, el cual está constituido por tres componentes. El primero consiste en la generación de las señales de corriente de referencia en función de las potencias activa y reactiva a inyectar (ver [Figura 27](#) y [Figura 28](#)). El segundo componente corresponde al sistema de control de corriente retroalimentado (ver [Figura 29](#)). El último es la implementación de la técnica de modulación por ancho de pulso para el envío de las señales de conmutación a los dispositivos semiconductores del inversor (ver [Figura 30](#)). Esta acción se lleva a cabo a través del bloque ePWM de la librería C2000 de Matlab/Simulink.

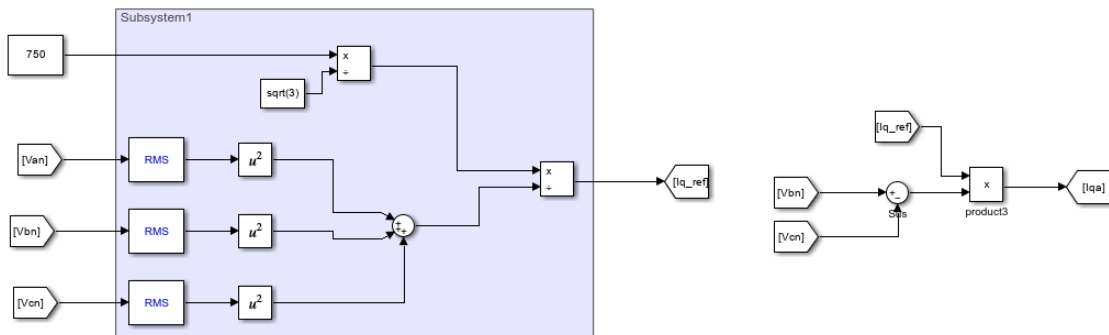
**Figura 27.**

*Generación de la componente activa de la corriente de referencia*



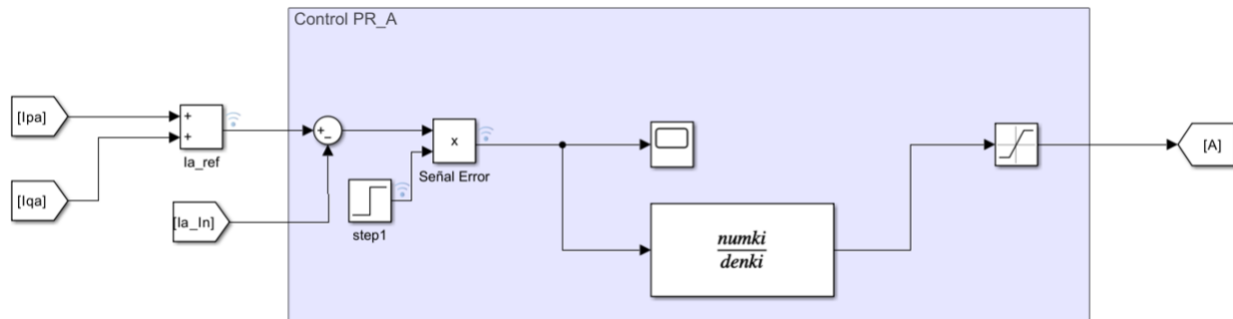
**Figura 28.**

*Generación de la componente reactiva de la corriente de referencia*



**Figura 29.**

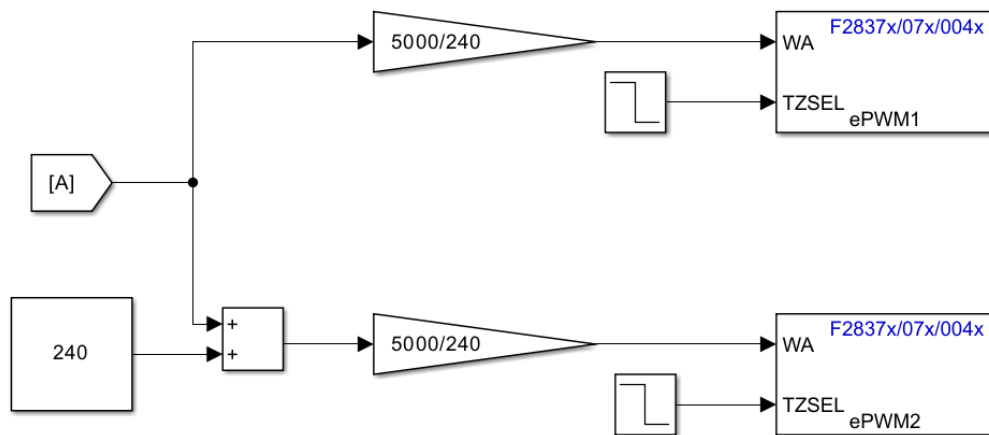
*Control de corriente en lazo retroalimentado implementado en Simulink*



*Nota.* La función de transferencia descrita en el diagrama es la [Ecuación 43](#).

**Figura 30.**

*Ajuste y generación de los trenes de pulsos en Simulink mediante la técnica LS-PWM*



*Nota.* El bloque step permite programar el encendido inicial del proceso de comparación de las señales

Las pruebas realizadas incluyeron la verificación del correcto funcionamiento del controlador PR y la regulación de potencia activa y reactiva inyectada por el inversor. Los

resultados obtenidos en estas pruebas aseguran el cumplimiento de los objetivos establecidos en este trabajo de grado.

## **8.1 Verificación del seguimiento de la corriente de referencia**

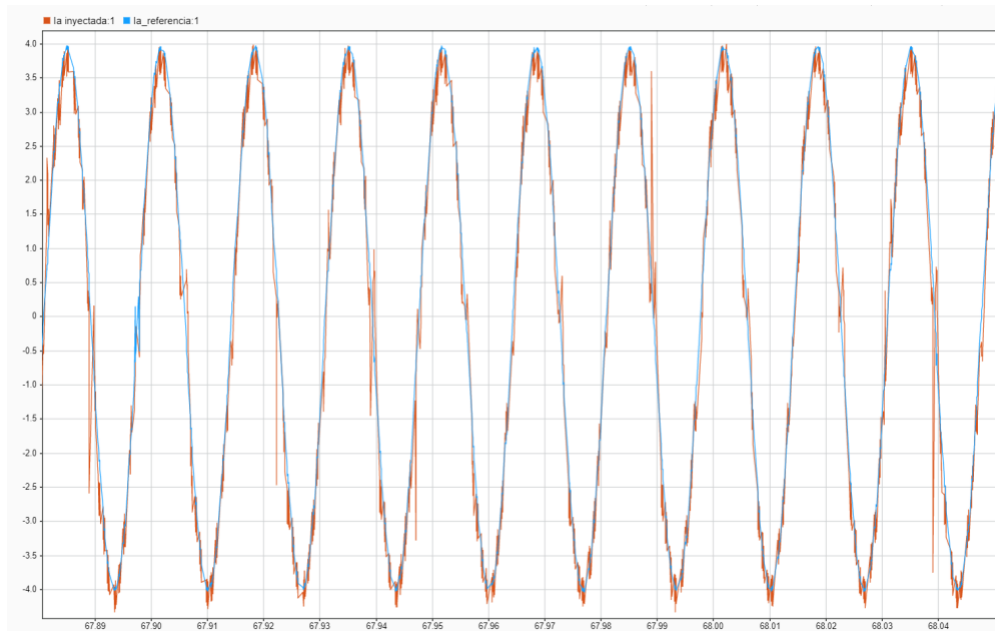
En esta sección se presentan los resultados derivados de las pruebas experimentales efectuadas en el laboratorio ubicado en la sede UIS Guatiguara en el prototipo de inversor multinivel puente H en cascada. Estas pruebas se encargan de verificar el funcionamiento del controlador encargado de realizar el seguimiento de la corriente inyectada respecto a la señal de referencia.

### **8.1.1 Prueba 1**

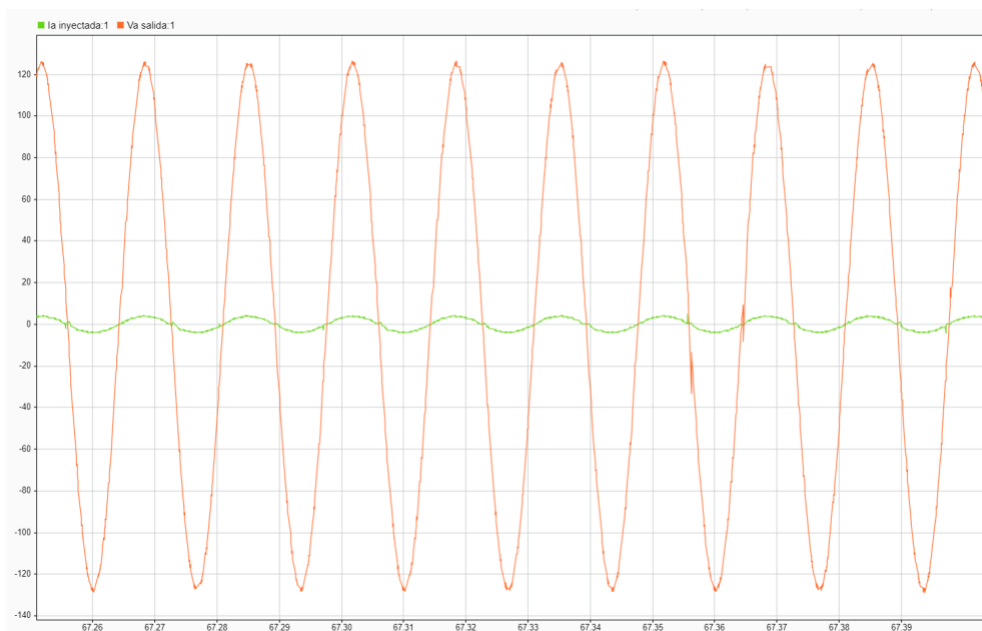
En esta prueba se fija una señal de tensión trifásica sinusoidal de secuencia positiva en la fuente CHROMA de  $90 [V_{rms}]$  a  $60 [Hz]$ . Asimismo, se ha establecido una corriente de referencia sinusoidal de amplitud  $4 [A]$  a  $60 [Hz]$  en fase con la tensión del punto de acoplamiento común, y un valor de tensión de  $180 [V]$  en cada bus de CC a la entrada del inversor. Se verifica el funcionamiento del seguimiento de la corriente de referencia comparándola con la corriente inyectada (ver [Figura 31](#)). Además, se observa que la tensión del punto de conexión común y la corriente inyectada están en fase (ver [Figura 32](#)).

**Figura 31.**

*Corriente inyectada vs corriente de referencia de amplitud 4 [A] para la fase a.*

**Figura 32.**

*Tensión en el punto de conexión común vs corriente inyectada de amplitud 4 [A] para la fase a.*

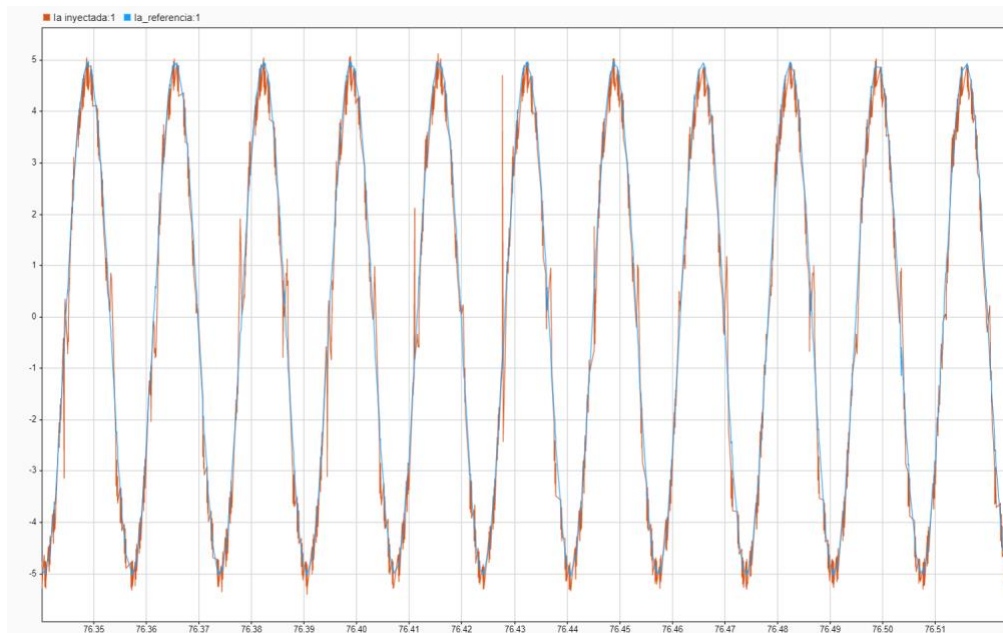


### 8.1.2 Prueba 2

Posteriormente, se establece una señal de corriente de referencia sinusoidal de amplitud 5 [A] a 60 [Hz] en fase con la tensión del punto de acoplamiento común. Se configura una tensión trifásica sinusoidal de secuencia positiva en la fuente CHROMA de 120 [ $V_{rms}$ ] a 60 [Hz] y una señal de 240 [V] en cada bus de CC del inversor, y se verifica el seguimiento de la corriente inyectada (ver [Figura 33](#)) y la fase de la tensión en relación con la corriente inyectada (ver [Figura 34](#)).

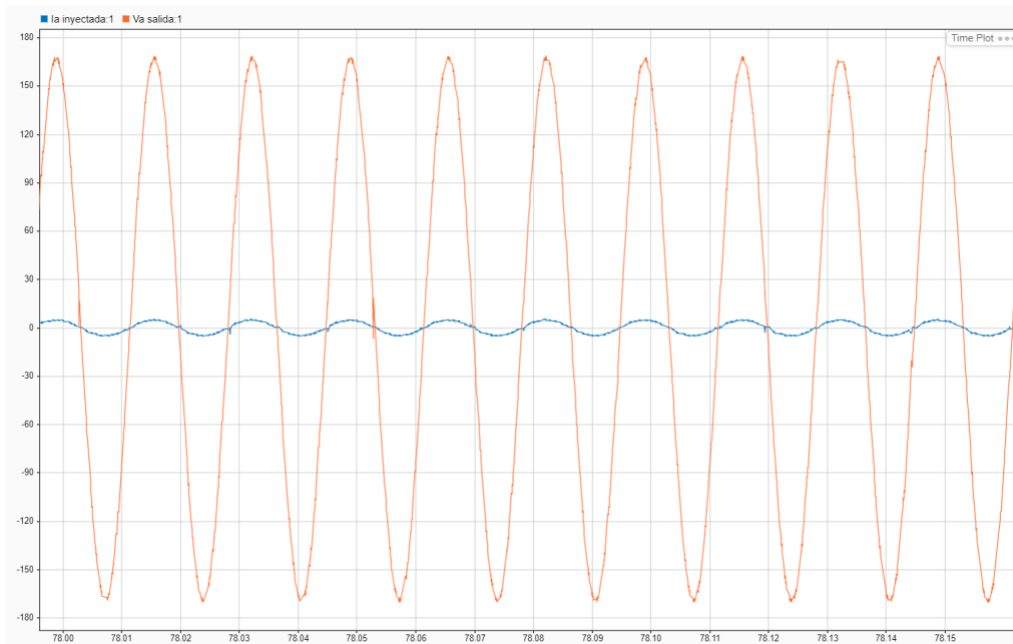
**Figura 33.**

*Corriente inyectada vs corriente de referencia de amplitud 5 [A] para la fase a*



**Figura 34.**

*Tensión en el punto de conexión común vs corriente inyectada de amplitud 5 [A] para la fase a.*



## 8.2 Regulación de potencia activa y reactiva

En esta sección se verifica el funcionamiento del sistema de control de potencia activa y reactiva.

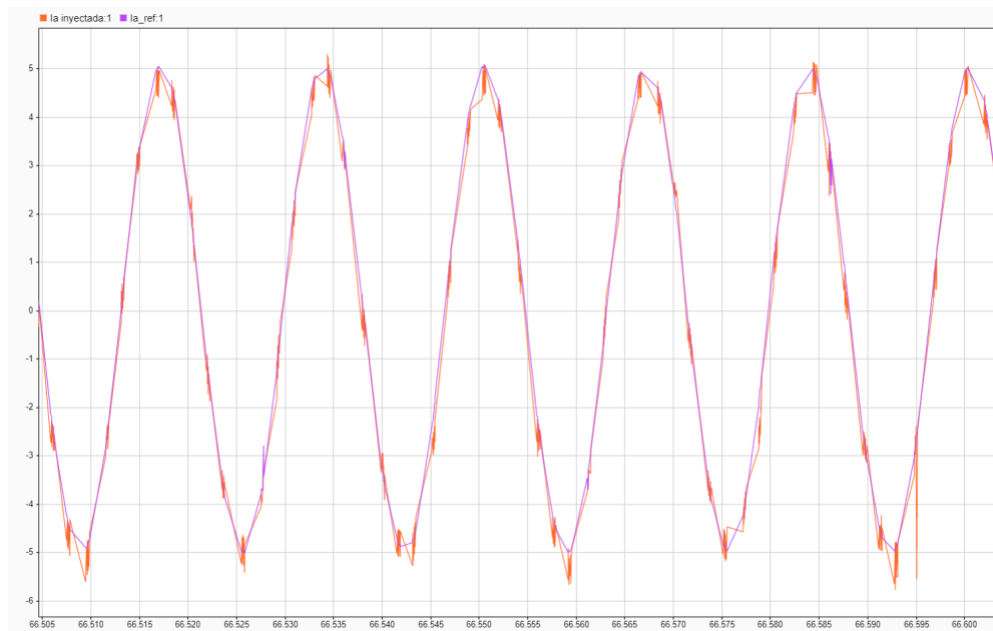
### 8.2.1 Prueba 3

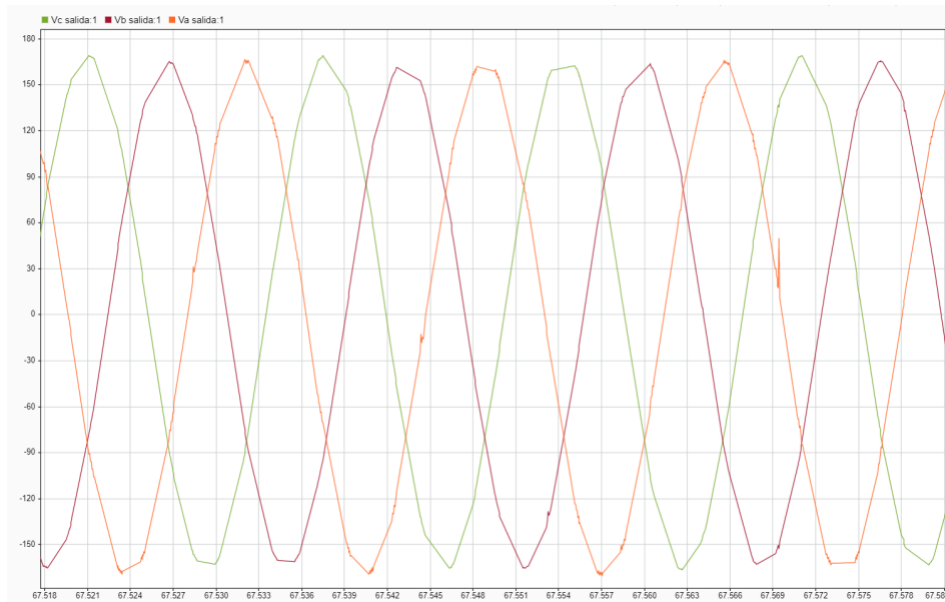
Se establecen unas consignas de potencia activa de 1000 [W] y potencia reactiva de 750 [VAR] para lograr un factor de potencia en adelanto de 0.8. Se configura una tensión trifásica sinusoidal de secuencia positiva en la fuente CHROMA de 120 [ $V_{rms}$ ] a 60 [Hz] y una señal de 240 [V] en cada bus de CC del inversor.

Se verifica el seguimiento de la corriente inyectada respecto a la corriente de referencia (ver Figura 35). Asimismo, se evidencian las tres tensiones balanceadas de 120 [V<sub>rms</sub>] con secuencia positiva de la fuente CHROMA (ver Figura 36).

**Figura 35.**

*Corriente inyectada vs corriente de referencia para la fase a - Prueba 3*

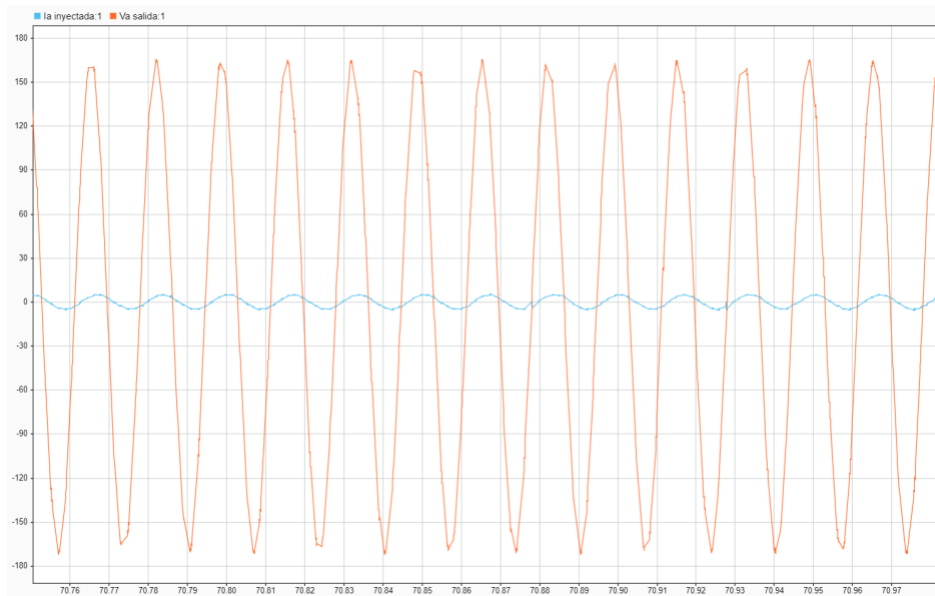


**Figura 36.***Señales de tensión - fuente CHROMA*

Además, se evidencia el desfase de la corriente inyectada con respecto a la tensión en el punto de acoplamiento común en respuesta a la potencia reactiva inyectada (ver [Figura 37](#)). Utilizando lo expuesto en la [sección 6.1](#), se generan las tres corrientes de referencia que se presentan en la [Figura 38](#).

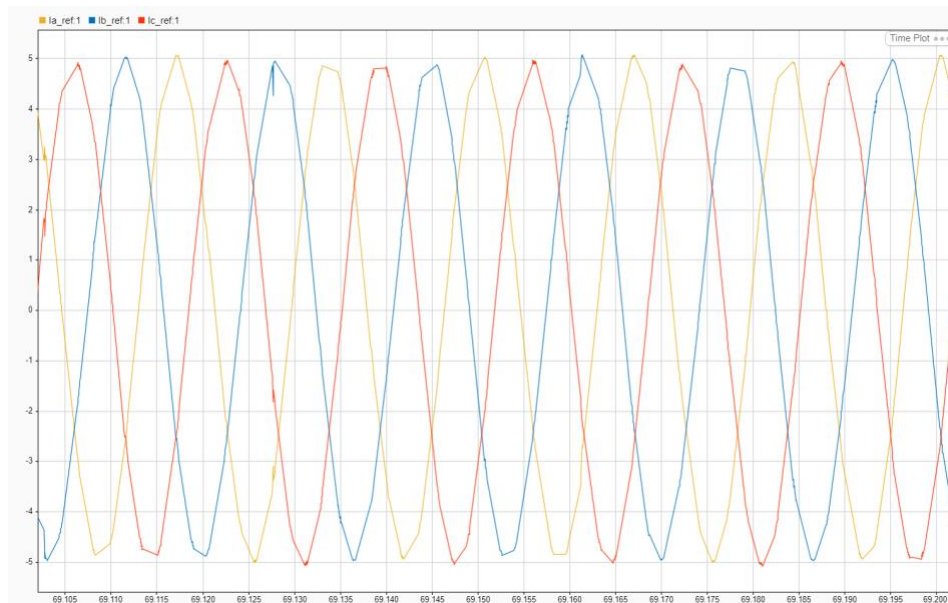
**Figura 37.**

*Corriente de referencia vs tensión en el punto de acoplamiento común para la fase a - Prueba 3*



**Figura 38.**

*Corrientes de referencia - Prueba 3*

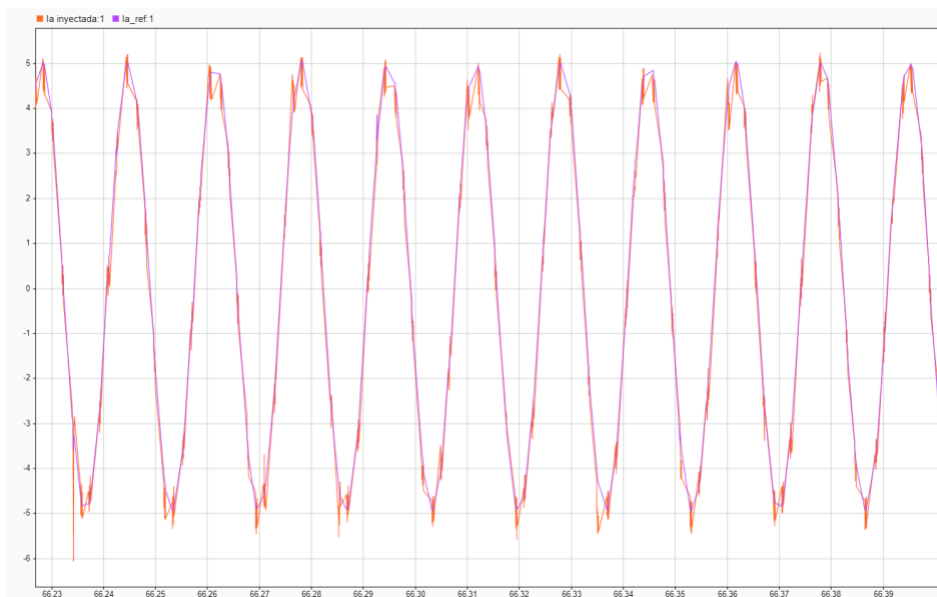


### 8.2.2 Prueba 4

Para la cuarta prueba se estableció una potencia activa de 1000 [W] y una potencia reactiva de 750 [VAR] para un factor de potencia de 0.8 en atraso. Las tensiones de la fuente CHROMA y del bus de CC del inversor se configuraron igual que en la Prueba 3. En consecuencia, se observó un seguimiento cercano a los 5 [A] de amplitud para la corriente inyectada (ver [Figura 39](#)). Además, se verificó el desfase de la corriente (ver [Figura 40](#)) con respecto a la tensión en el punto de acoplamiento común debido a la potencia reactiva inyectada.

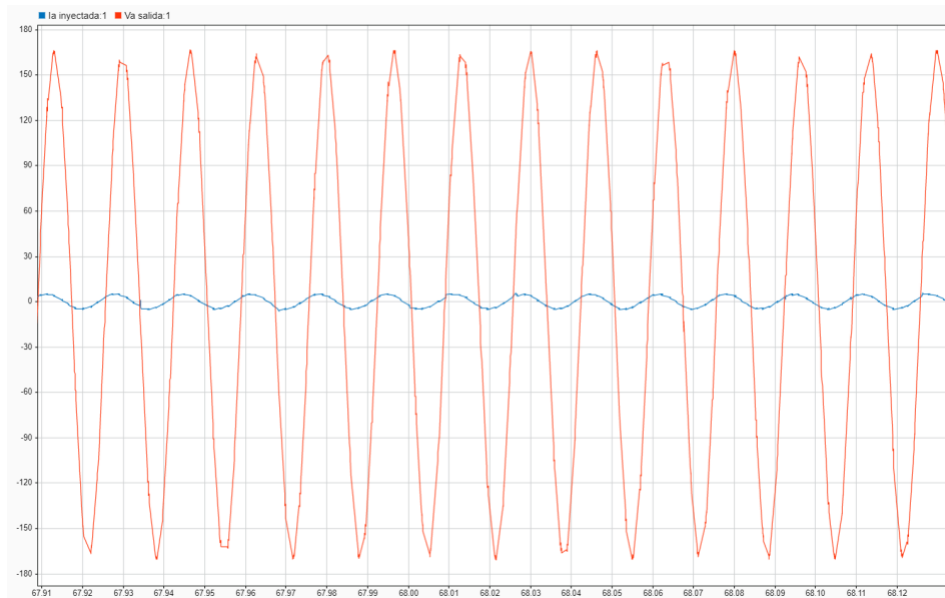
#### Figura 39.

*Corriente inyectada vs corriente de referencia para la fase a - Prueba 4*



**Figura 40.**

*Corriente de referencia vs tensión en el punto de acoplamiento común para la fase a - Prueba 4*

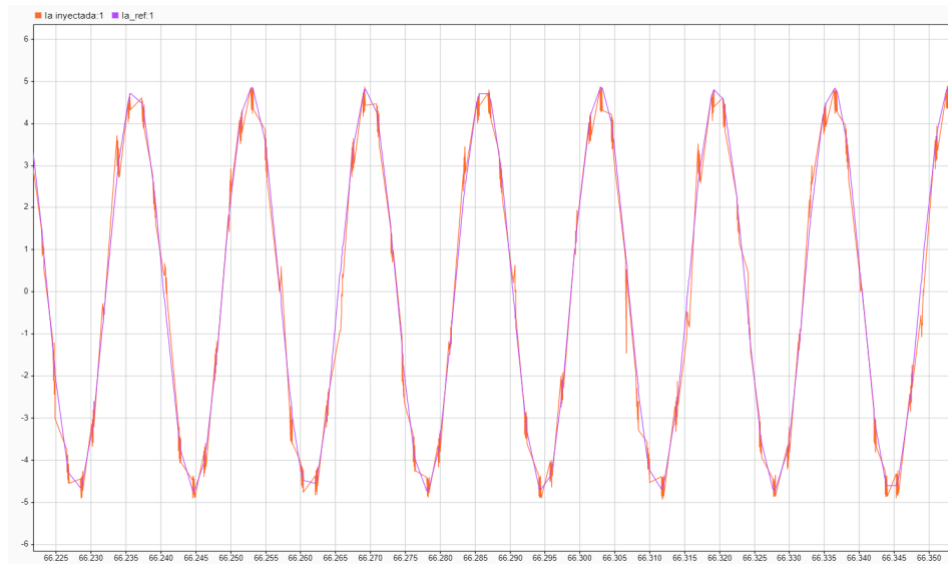


### 8.2.3 Prueba 5

En esta prueba se estableció una potencia activa de 1200 [W] y una potencia reactiva de 0 [VAR] para lograr un factor de potencia unitario. Las tensiones de la fuente CHROMA y del bus de CC del inversor se configuraron igual que en la Prueba 3. Como resultado, se observó el seguimiento de la corriente inyectada respecto a la corriente de referencia (ver [Figura 41](#)), y la corriente en fase con la tensión del punto de conexión común debido al factor de potencia unitario (ver [Figura 42](#)).

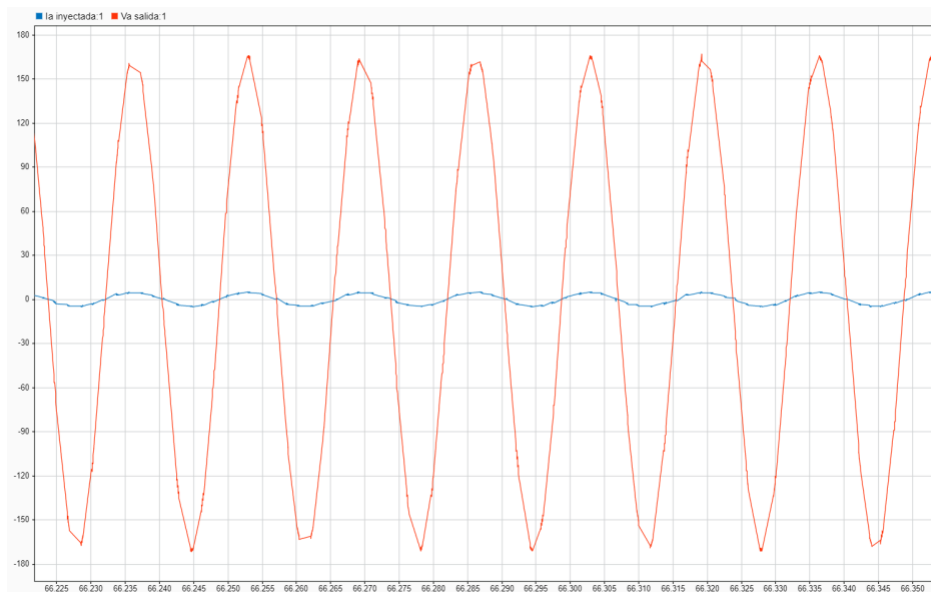
**Figura 41.**

*Corriente inyectada vs corriente de referencia fase a - Prueba 5*



**Figura 42.**

*Corriente de referencia vs tensión en el punto de acoplamiento común para la fase a - Prueba 5*

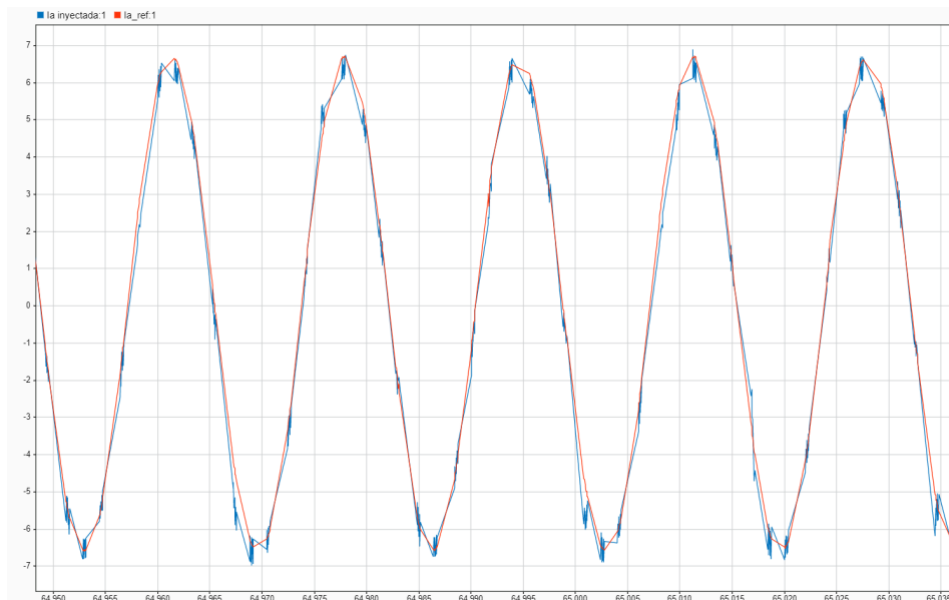


### 8.2.4 Prueba 6

Finalmente se establece una potencia activa a inyectar de 1500 [W] y una potencia reactiva alrededor de 726.48 [VAR] para configurar un factor de potencia de 0.9 en atraso. Según estas consignas de potencia, se establece una corriente a inyectar cercana a 7 [A] de amplitud, siendo esta la prueba de mayor exigencia de corriente realizada debido a la capacidad de la carga utilizada. Las tensiones de la fuente CHROMA y del bus de CC del inversor se configuraron igual que en la Prueba 3. En consecuencia, se presenta el seguimiento de dicha corriente con respecto a la corriente de referencia (ver Figura 43), y el correspondiente desfase de la corriente con respecto a la tensión del punto de conexión común debido al factor de potencia no unitario (ver Figura 44).

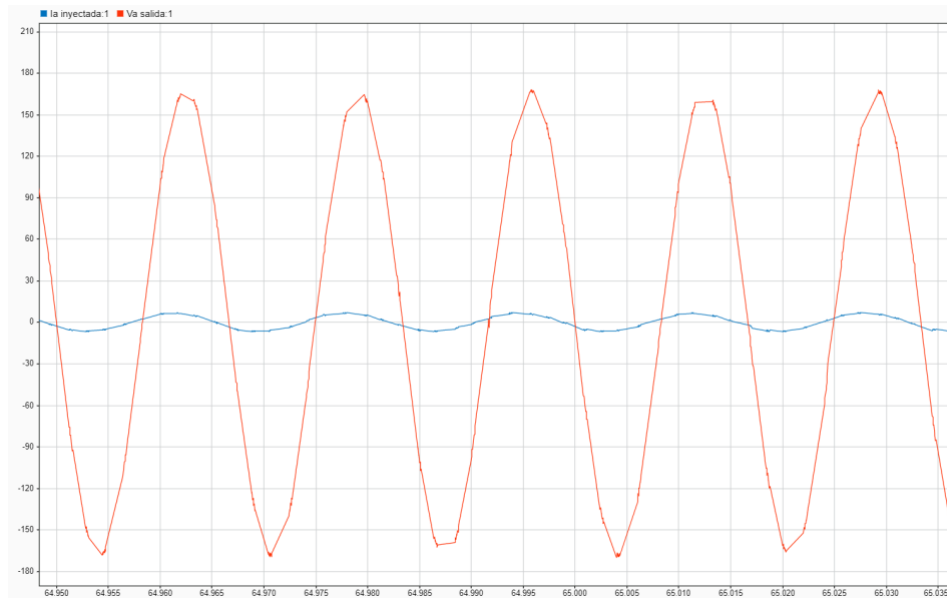
**Figura 43.**

*Corriente inyectada vs corriente de referencia fase a - Prueba 6*



**Figura 44.**

*Corriente de referencia vs tensión en el punto de acoplamiento común para la fase a - Prueba 6*



## 9. Conclusiones

En este trabajo de grado se diseñó y evaluó experimentalmente un sistema para el control de potencia activa y reactiva en un inversor trifásico de tres niveles en topología de puentes H conectados en cascada (CHB) de conexión a la red. A continuación, se presentan las conclusiones más relevantes del trabajo:

En la técnica de modulación por ancho de pulso (PWM) es esencial establecer un tiempo muerto (*dead band*) en el que no se permita la activación simultánea de los transistores de una misma rama. El objetivo de este tiempo de retardo es evitar cortocircuitos en el circuito de potencia en la entrada de CC del inversor. La duración del tiempo muerto se establece de manera

intencional, según los tiempos de encendido y apagado de los transistores. Para garantizar que el circuito de potencia esté protegido, se implementó el bloque ePWM de la librería Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors en la placa LaunchPad 2837xD. Este bloque permitió programar un tiempo muerto de 5 [μs].

Las señales de salida generadas por los bloques ePWM desempeñan un papel crucial en el control del inversor monofásico en puente H. Estas señales representan el control por rama de las compuertas de los IGBTs, y se programan de manera individual para cada una de las ramas del inversor. Al asignar un PWM específico a cada IGBT, se logra obtener la señal deseada a la salida del inversor. Es decir, el bloque ePWM permite establecer la frecuencia y el ciclo de trabajo de las señales que se envían a cada uno de los IGBTs. Cabe destacar que el intercambio de las señales por rama podría ocasionar un desfase de 180 grados entre la señal deseada y la señal obtenida. Por lo tanto, es fundamental programar cada rama del inversor con la señal correcta para garantizar que se obtenga la salida deseada. De esta manera, se asegura un control preciso y efectivo del inversor monofásico en puente H.

En el proceso de adquisición de las señales sensadas de tensión y corriente mediante el microcontrolador, se requirió de un proceso de adecuamiento en dos etapas. En la primera etapa se utilizó el bloque ADC de la librería Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors en la placa LaunchPad 2837xD. Este bloque permitió leer las señales sensadas, pero a su vez presentaba una ganancia de  $\frac{2^{12}-1}{3}$  y un valor de CC que variaba en función del sensor utilizado. Para solucionar este problema, se realizó una estimación de la componente CC mediante regresiones lineales. De esta manera, se garantizó que las señales fueran adecuadas para su posterior procesamiento.

Los resultados experimentales permitieron verificar el correcto funcionamiento de los sistemas de control diseñados, evidenciado tanto en el seguimiento de las corrientes de referencia, como en los desfases entre las corrientes inyectadas y las tensiones del punto de acoplamiento común según el factor de potencia establecido en cada prueba.

Finalmente, esta tesis de pregrado tiene como objetivo sentar las bases para la investigación y desarrollo de sistemas de control de potencia en inversores multinivel puente H en cascada. Se espera que los resultados obtenidos en este trabajo sean de utilidad para futuros proyectos en este campo y contribuyan al avance de la tecnología en este ámbito.

**Referencias Bibliográficas**

- Almeida Arguello, D. F. (2018). *Caracterización de Inversores Multinivel tipo Puente-H en Cascada*. Bucaramanga.
- Almeida, D., & Mantilla, M. A. (2016). Harmonic characterization of the output voltage in multilevel converters. *IEEE*.
- Alzate Aristizabal, R. E. (2017). *Diseño e implementación de un controlador resonante para sistemas de conversión DC/AC bidireccionales*. Santiago de Cali. Obtenido de <http://hdl.handle.net/10614/9699>
- Corredor, G. (s.f.). *Colombia y la transición energética*.
- Cossoli, P., Cáceres, M., Vera, L., Firma, A., & Busso, A. (2018). Proportional - Resonant Controller And LCL Filter Design For Single - Phase Grid - Conected PV Micro - Invertes. 1-5.
- Galvis Diaz, O., & Rey Vargas, W. A. (2021). *Control de potencia activa y reactiva en inversores modulares multinivel de conexion a la red*.
- Hassaine, L. (2010). *Implementación de un Control Digital de Potencia Activa y Reactiva para Inversores. Aplicación a Sistemas Fotovoltaicos Conectados a Red* . [Tesis doctoral] Universidad Carlos III de Madrid. Obtenido de <https://core.ac.uk/download/pdf/30043388.pdf>
- Holmes, D., & Grahame Lipo, T. (2003). Modulation of One Inverter Photovoltaic. 95-153. doi:10.1109/9780470546284.ch3.

- IEEE. (2022). IEEE Xplore. *519 - 2022 - IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems*.
- International Energy Agency. (2021). *Key World Energy STATISTICS*. IEA.
- Jaimes Pinzon, L. F., & Vargas Villamizar, J. A. (2018). *Analisis del intercambio de potencias activa y reactiva en sistemas fotovoltaicos conectados a la red*.
- Kahlane, A., El Wahid, H., Hassaine, L., & Larbes, C. (s.f.). LCL filter design with passive damping for photovoltaic grid connected systems.
- Katsuhiko, O. (2010). *Ingenieria de Control Moderna*. (5ª Edición ed.). Prentice-Hall.
- Kazmierkowski, M. P., Dzieniakowski, D. A., Kasprowicz, A., & Kanoza, S. (1995). Control of DC resonant inverter-fed induction motor drive without speed sensor.
- LEM Components. (2018). *Current Transducer LA 55-P*. Recuperado el 2023, de <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/115009/LEM/LA55P.html>
- MathWorks. (2023). *MathWorks Products*.
- Mc Granaghan, M. F., & Mueller, D. R. (1999). Designing harmonic filters for adjustable-speed drives to comply with IEEE-519 harmonic limits.
- Moreno Suárez, I. A. (2021). *Control de corriente para inversores multinivel puente H en cascada*. Bucaramanga.
- Ogata, K. (2010). *Ingenieria de Control Moderna* (5ª Edición ed.). Prentice - Hall. Recuperado el 2023
- Paratec. (18 de 04 de 2023). *Generacion de capacidad*. Obtenido de <http://paratec.xm.com.co/paratec/SitePages/generacion.aspx?q=capacidad>
- Ramchandra Pode, D. B. (2011). *Solar Lighting*. London: Springer.

- Rodríguez, J., & Franquelo, L. G. (2009). Multilevel Converters: An Enabling echnology for High-Power Applications. *IEEE*.
- Texas, I. (2021). *C200WARE*. Obtenido de <https://www.ti.com/tool/download/C2000WARE/4.00.00.00>
- Texas, I. (2021). *Code Composer Studio*. Obtenido de <https://www.ti.com/tool/download/CCSTUDIO/11.0.0.00012>
- Texas, I. (2021). *Texas Instruments*. Obtenido de <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D?keyMatch=LAUNCHXL%20F28379D>
- Texas, I. (03 de 2023). *Control Suite*. Obtenido de <https://www.ti.com/tool/CONTROLSUITE?keyMatch=CONTROLSUITE%20DOWNLOAD#downloads>
- Tiempo. (s.f.). Energías Limpias, retos de colombia para producir energia sin contaminar. Obtenido de <https://www.eltiempo.com/vida/medio-ambiente/energias-limpias-en-colombia-como-esta-el-pais-y-que-retos-tiene-620402>
- Villalobos, M., Ordoñez Plata, G., & Petit Suarez, J. F. (2016). Control de generadores fotovoltaicos con funciones de filtrado activo en sistemas trifasicos distorsionados y desequilibrados.
- Wehmuth G.R, C. B. (2021). Step-by-Step Design Procedure for LCL-Type Single-Phase Grid Connected Inverter Using Digital Proportional-Resonant Controller With Capacitor-Current Feedback.
- XM Sumando Energías. (21 de 07 de 2022). *Capacidad Efectiva Neta*. Obtenido de <https://informeanual.xm.com.co/informe/pages/xm/21-capacidad-efectiva-neta.html>
- Zhang, X. Z. (2020). Application of repetitive Control in Electric Spring.

Zhu, Q, L. L.-J.-Z.-D. (2018). A Low - Cost Lateral Active Suspension System of the High-Speed Train for Ride Quality Based on the Resonant Control Method.

Zmood, D. N. (2003). Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady - State Error.

## Apéndices

### Apéndice A. Instalación del paquete Texas Instruments C2000

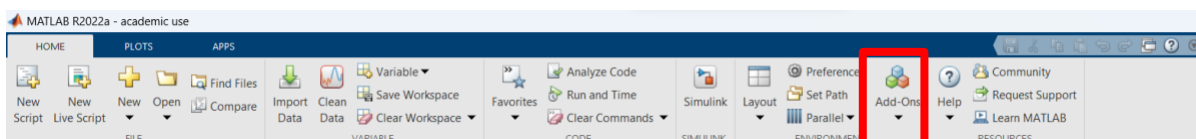
Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors permite la implementación de modelos de Simulink en los microcontroladores C2000 de Texas Instruments. Este paquete convierte el diagrama de bloques en un código en lenguaje C que permite programar la tarjeta de destino. La instalación de este paquete requiere los siguientes requisitos mínimos:

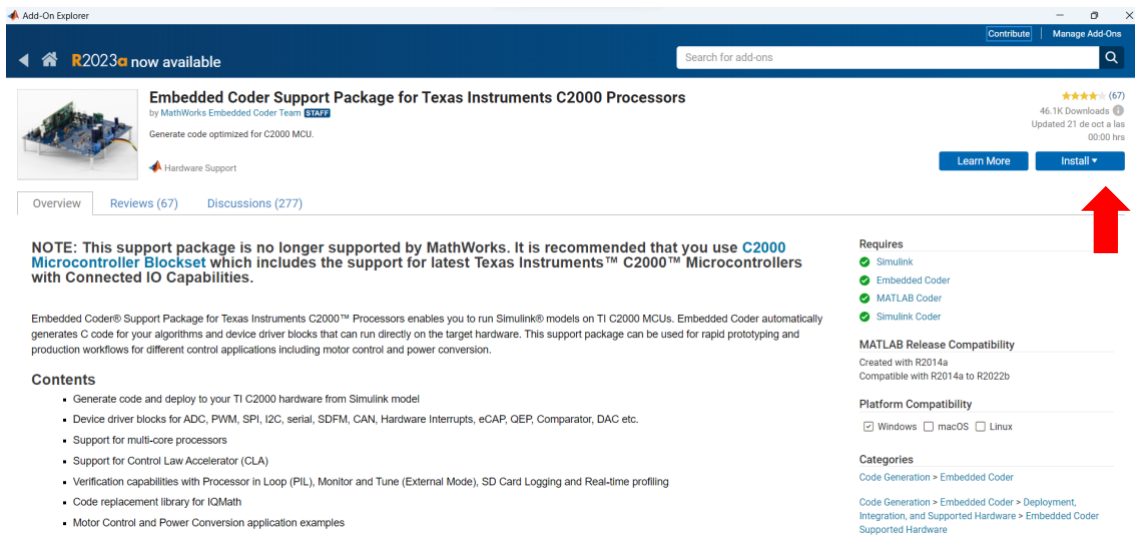
- Versión de Matlab igual o superior a R2014a
- Sistema Operativo Windows
- Simulink
- Embedded Coder
- Matlab Coder
- Simulink Code

La instalación del paquete se lleva a cabo desde el menú Add – Ons, como se muestra en la en la [Figura 46](#), el cual se encuentra ubicado en la sección “Environment” de la barra de herramientas “Home” de Matlab. Para mayor claridad, consulte la [Figura 45](#).

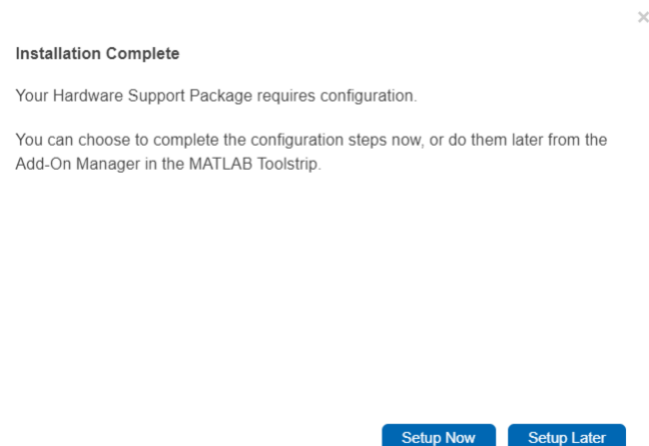
#### Figura 45.

*Ubicación del menú Add - Ons*



**Figura 46.***Menú Add – Ons*

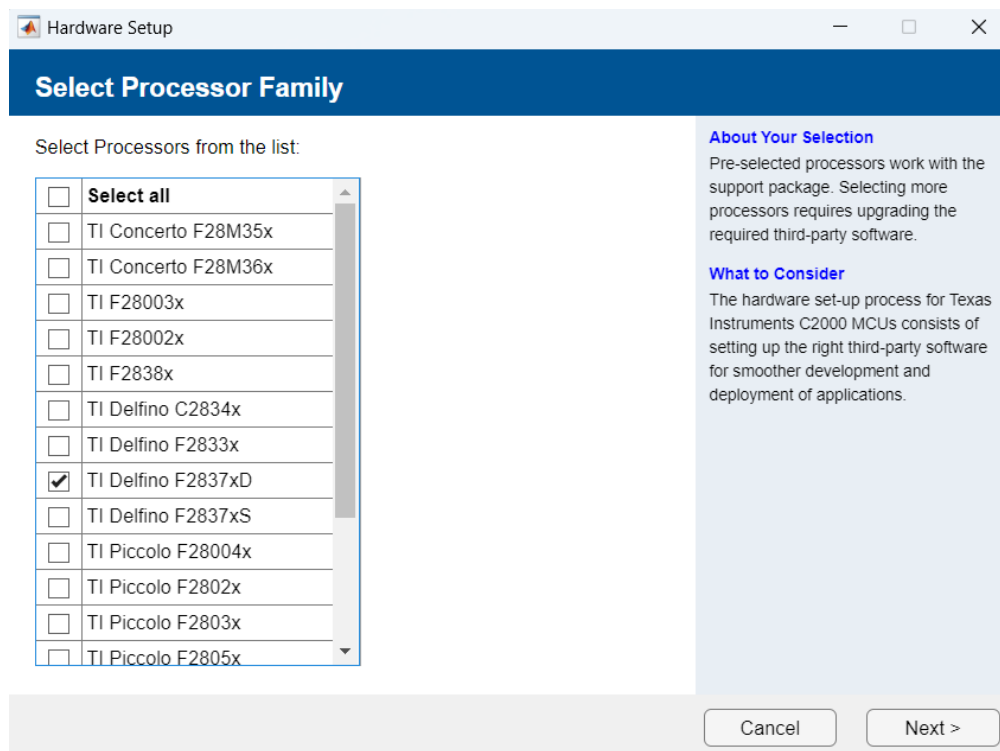
En la [Figura 47](#) se muestra la ventana emergente que se visualiza al concluir exitosamente la instalación del paquete, luego seleccionar la opción Setup Now para iniciar la configuración correspondiente.

**Figura 47.***Ventana emergente de configuración*

La [Figura 48](#) expone un listado de los procesadores compatibles con el software Embedded Coder. Es necesario elegir el LaunchPad correspondiente al microcontrolador que se utilizará en el proyecto de investigación. En este caso en particular, se optó por el procesador TI Delfino 2837xD.

### Figura 48.

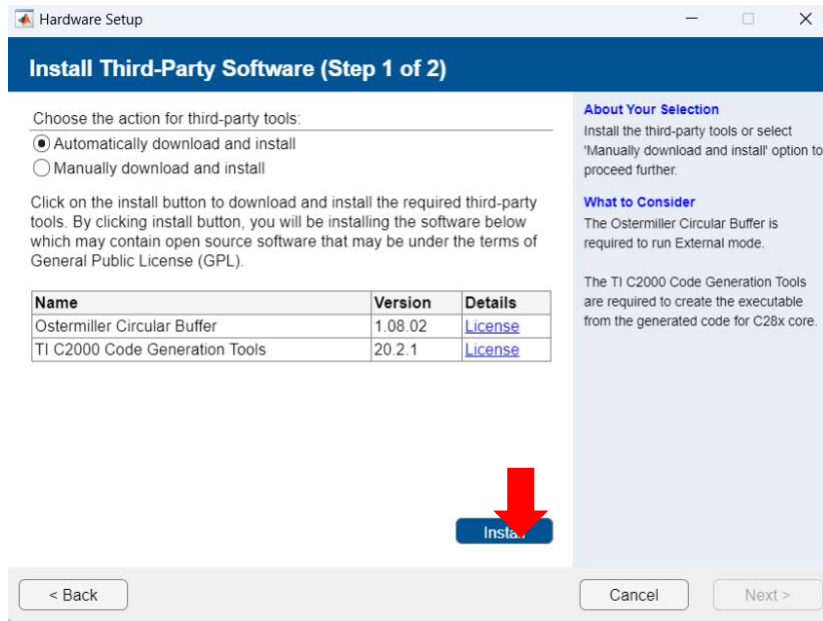
*Selección del LaunchPad correspondiente*



Las Figuras [49](#) y [50](#) representan los componentes requeridos para instalar el software Third – Party.

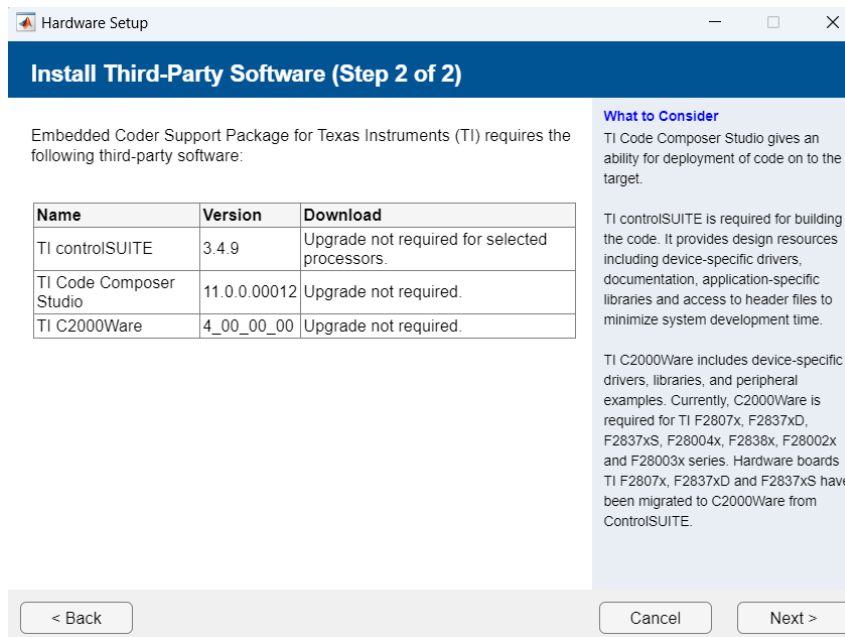
**Figura 49.**

*Instalación Software Third - Party*



**Figura 50.**

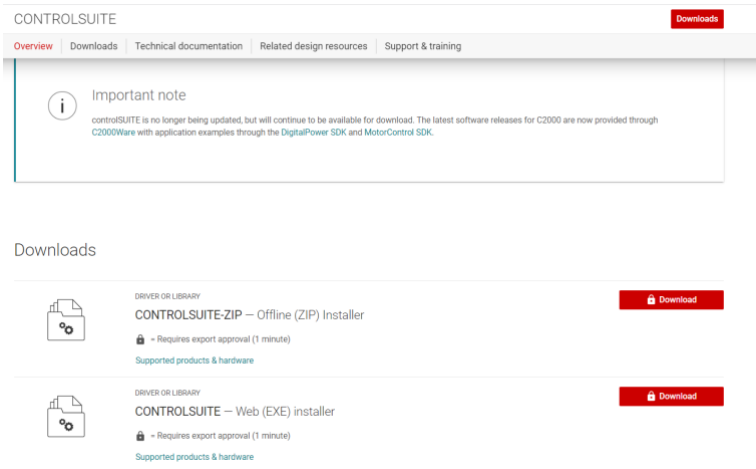
*Requisitos de Instalación del Software*



Las Figuras 51, 52 y 53 exhiben las interfaces de descarga para los parámetros requeridos que se presentan en la Figura 50, junto con sus respectivos enlaces de descarga.

## Figura 51.

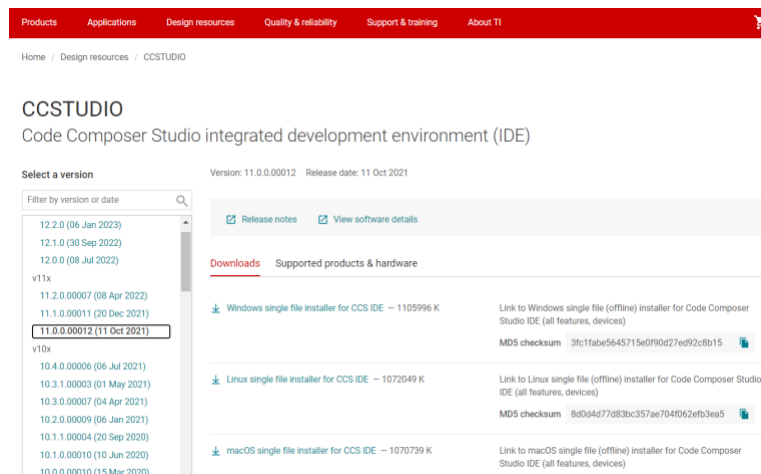
### Control Suite



*Nota.* Tomado de (Texas, Control Suite, 2023)

## Figura 52.

### Code Composer Studio



*Nota.* Tomado de (Texas, Code Composer Studio, 2021)

Figura 53.

## C2000WARE

Products Applications Design resources Quality & reliability Support & training About TI

Home / Design resources / C2000WARE

## C2000WARE

C2000Ware for C2000 Microcontrollers

Version: 4.00.00.00 Release date: 18 Oct 2021

Select a version

Filter by version or date

- v4x
  - 4.03.00.00 (03 Feb 2023)
  - 4.02.00.00 (21 Oct 2022)
  - 4.01.00.00 (03 Mar 2022)
  - 4.00.00.00 (18 Oct 2021)
- v3x
  - 3.04.00.00 (14 Feb 2021)
  - 3.03.00.00 (06 Oct 2020)
  - 3.02.00.00 (27 May 2020)
  - 3.01.00.00 (19 Mar 2020)
- v2x
  - 2.01.00.00 (22 Dec 2019)
  - 2.00.00.03 (29 Sep 2019)
  - 2.00.00.02 (28 May 2019)

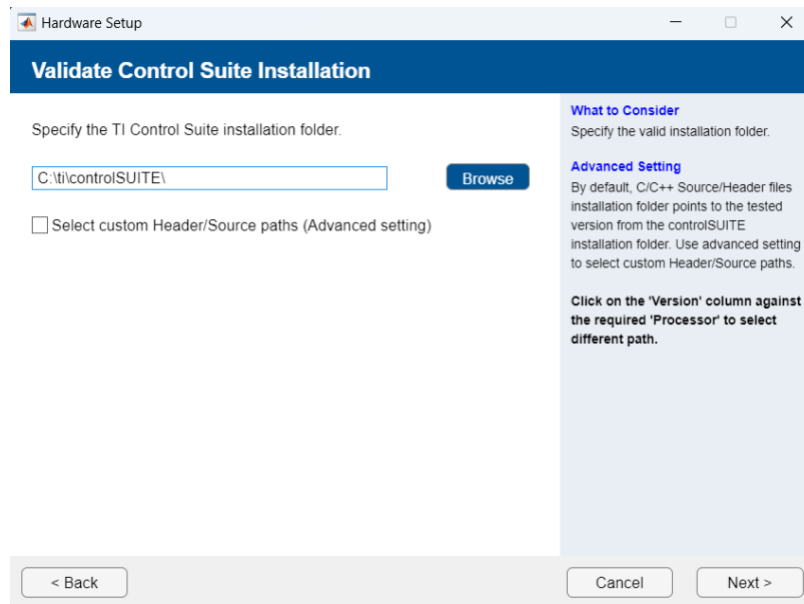
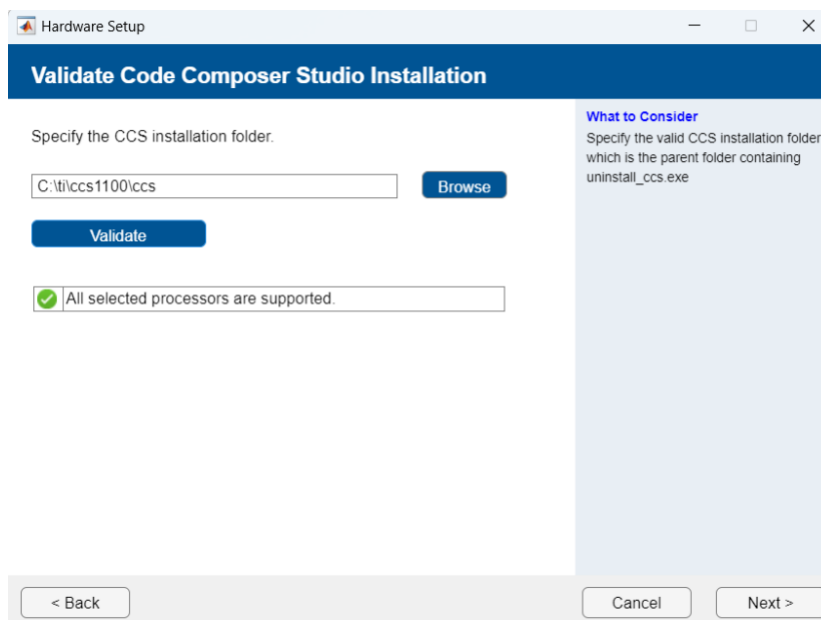
[Release notes](#) [View software details](#)

**Downloads** Supported products & hardware

<a href="#">Windows Installer for C2000Ware</a> — 286069 K	Windows Installer for C2000Ware MD5 checksum <code>49b08915e678a853773a730d704be733</code>
<a href="#">macOS Installer for C2000Ware</a> — 280614 K	macOS Installer for C2000Ware MD5 checksum <code>8b85d57198ac4fc0609fa417bfa0cc87</code>
<a href="#">Linux Installer for C2000Ware</a> — 284834 K	Linux Installer for C2000Ware MD5 checksum <code>a7580473ec28a482fc5f8e8b3fecb599</code>

*Nota.* Tomado de (Texas, C200WARE, 2021)

Finalmente, después de descargar los tres programas necesarios, regresamos al instalador del paquete en la ventana emergente de Matlab, y localizamos los programas que hemos instalado, tal como se muestra en las Figuras 54, 55 y 56.

**Figura 54.***Validación Control Suite***Figura 55.***Validación Code Composer Studio*

**Figura 56.***Validación C2000Ware*

Hardware Setup

### Validate C2000Ware Installation

Specify the TI C2000Ware installation folder.

C:\ti\c2000\C2000Ware\_4\_00\_00\_00

Validation successful

**What to Consider**  
Specify the valid installation folder.

< Back

Apéndice B. Datasheet Sensor LV 25 – P



**Voltage Transducer LV 25-P**

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

$I_{PN} = 10 \text{ mA}$   
 $V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$



**Electrical data**

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

**Features**

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

**Principle of use**

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

**Accuracy - Dynamic performance data**

$X_G$	Overall Accuracy @ $I_{PN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 12 .. 15 V	± 0.9	%	
		@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8	%	
$E_L$	Linearity		< 0.2	%	
$I_O$	Offset current @ $I_S = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ	Max	
$I_{OT}$	Thermal drift of $I_O$	0°C .. + 25°C	± 0.06	± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10	± 0.35	mA
$t_r$	Response time <sup>2)</sup> @ 90 % of $V_{Pmax}$		40	µs	

**Advantages**

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

**General data**

$T_A$	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C
$T_S$	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
$R_P$	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
$R_S$	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
$m$	Mass	22	g
	Standards <sup>3)</sup>	EN 50178	

**Applications**

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

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

981125/14

Nota. Tomado de (LEM Components, 2018)

Apéndice C. Datasheet Sensor LA 55 – P



**Current Transducer LA 55-P**

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

**I<sub>PN</sub> = 50 A**



Electrical data								
I <sub>PN</sub>	Primary nominal r.m.s. current	50	A					
I <sub>P</sub>	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A					
R <sub>d</sub>	Measuring resistance @	T <sub>A</sub> = 70°C	T <sub>A</sub> = 85°C					
				R <sub>d, min</sub>	R <sub>d, max</sub>	R <sub>d, min</sub>	R <sub>d, max</sub>	
		with ± 12 V	@ ± 50 A <sub>max</sub>	10	100	60	95	Ω
			@ ± 70 A <sub>max</sub>	10	50	60 <sup>1)</sup>	60 <sup>1)</sup>	Ω
		with ± 15 V	@ ± 50 A <sub>max</sub>	50	180	135	155	Ω
			@ ± 70 A <sub>max</sub>	50	90	135 <sup>2)</sup>	135 <sup>2)</sup>	Ω
I <sub>SN</sub>	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA					
K <sub>s</sub>	Conversion ratio	1 : 1000						
V <sub>C</sub>	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V					
I <sub>C</sub>	Current consumption	10 (@ ± 15 V) + I <sub>0</sub>	mA					
V <sub>d</sub>	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV					

**Features**

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

**Advantages**

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

**Applications**

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

Accuracy - Dynamic performance data			
X	Accuracy @ I <sub>PN</sub> , T <sub>A</sub> = 25°C	@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.85 %
		@ ± 12 .. 15 V (± 5 %)	± 0.90 %
E <sub>L</sub>	Linearity		< 0.15 %
I <sub>0</sub>	Offset current @ I <sub>P</sub> = 0, T <sub>A</sub> = 25°C	Typ	± 0.2 mA
		Max	± 0.3 mA
I <sub>RM</sub>	Residual current <sup>2)</sup> @ I <sub>P</sub> = 0, after an overload of 3 x I <sub>PN</sub>		± 0.1 mA
I <sub>OT</sub>	Thermal drift of I <sub>0</sub>	0°C .. + 70°C	± 0.1 mA
		- 25°C .. + 85°C	± 0.1 mA
t <sub>n</sub>	Reaction time @ 10 % of I <sub>P, max</sub>	< 500	ns
t <sub>r</sub>	Response time @ 90 % of I <sub>P, max</sub>	< 1	µs
di/dt	di/dt accurately followed	> 200	A/µs
f	Frequency bandwidth (- 1 dB)	DC .. 200	kHz

General data			
T <sub>A</sub>	Ambient operating temperature	- 25 .. + 85	°C
T <sub>S</sub>	Ambient storage temperature	- 40 .. + 90	°C
R <sub>d</sub>	Secondary coil resistance @	T <sub>A</sub> = 70°C	80 Ω
		T <sub>A</sub> = 85°C	85 Ω
m	Mass	18	g
	Standards <sup>4)</sup>	EN 50178	

Notes : <sup>1)</sup> Measuring range limited to ± 60 A<sub>max</sub>  
<sup>2)</sup> Measuring range limited to ± 55 A<sub>max</sub>  
<sup>3)</sup> Result of the coercive field of the magnetic circuit  
<sup>4)</sup> A list of corresponding tests is available

980706/8

LEM Components

www.lem.com

Nota. Tomado de (LEM Components, 2018)

## Apéndice D. Datasheet TEXAS LAUNCHXL - F28379D



TMS320F28379D, TMS320F28379D-Q1, TMS320F28378D, TMS320F28377D  
TMS320F28377D-Q1, TMS320F28376D, TMS320F28375D, TMS320F28374D  
SPRS880D – DECEMBER 2013 – REVISED FEBRUARY 2021

## TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers

## 1 Features

- Dual-core architecture
  - Two TMS320C28x 32-bit CPUs
  - 200 MHz
  - IEEE 754 single-precision Floating-Point Unit (FPU)
  - Trigonometric Math Unit (TMU)
  - Viterbi/Complex Math Unit (VCU-II)
- Two programmable Control Law Accelerators (CLAs)
  - 200 MHz
  - IEEE 754 single-precision floating-point instructions
  - Executes code independently of main CPU
- On-chip memory
  - 512KB (256KW) or 1MB (512KW) of flash (ECC-protected)
  - 172KB (86KW) or 204KB (102KW) of RAM (ECC-protected or parity-protected)
  - Dual-zone security supporting third-party development
  - Unique identification number
- Clock and system control
  - Two internal zero-pin 10-MHz oscillators
  - On-chip crystal oscillator
  - Windowed watchdog timer module
  - Missing clock detection circuitry
- 1.2-V core, 3.3-V I/O design
- System peripherals
  - Two External Memory Interfaces (EMIFs) with ASRAM and SDRAM support
  - Dual 6-channel Direct Memory Access (DMA) controllers
  - Up to 169 individually programmable, multiplexed General-Purpose Input/Output (GPIO) pins with input filtering
  - Expanded Peripheral Interrupt controller (ePIE)
  - Multiple Low-Power Mode (LPM) support with external wakeup
- Communications peripherals
  - USB 2.0 (MAC + PHY)
  - Support for 12-pin 3.3 V-compatible Universal Parallel Port (uPP) interface
  - Two Controller Area Network (CAN) modules (pin-bootable)
- Three high-speed (up to 50-MHz) SPI ports (pin-bootable)
- Two Multichannel Buffered Serial Ports (McBSPs)
- Four Serial Communications Interfaces (SCI/UART) (pin-bootable)
- Two I2C interfaces (pin-bootable)
- Analog subsystem
  - Up to four Analog-to-Digital Converters (ADCs)
    - 16-bit mode
      - 1.1 MSPS each (up to 4.4-MSPS system throughput)
      - Differential inputs
      - Up to 12 external channels
    - 12-bit mode
      - 3.5 MSPS each (up to 14-MSPS system throughput)
      - Single-ended inputs
      - Up to 24 external channels
  - Single Sample-and-Hold (S/H) on each ADC
  - Hardware-integrated post-processing of ADC conversions
    - Saturating offset calibration
    - Error from setpoint calculation
    - High, low, and zero-crossing compare, with interrupt capability
    - Trigger-to-sample delay capture
  - Eight windowed comparators with 12-bit Digital-to-Analog Converter (DAC) references
  - Three 12-bit buffered DAC outputs
- Enhanced control peripherals
  - 24 Pulse Width Modulator (PWM) channels with enhanced features
  - 16 High-Resolution Pulse Width Modulator (HRPWM) channels
    - High resolution on both A and B channels of 8 PWM modules
    - Dead-band support (on both standard and high resolution)
  - Six Enhanced Capture (eCAP) modules
  - Three Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP) modules
  - Eight Sigma-Delta Filter Module (SDFM) input channels, 2 parallel filters per channel
    - Standard SDFM data filtering



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

Nota. Tomado de (Texas, Texas Instruments, 2021)

## Apéndice E. Montaje Experimental

A continuación, se presenta en el apéndice el montaje experimental del Sistema de Control de Potencia para un Inversor Fotovoltaico Multinivel en Topología de Puentes H en Cascada, llevado a cabo en el Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Universidad Industrial de Santander, en su sede Guatiguará.

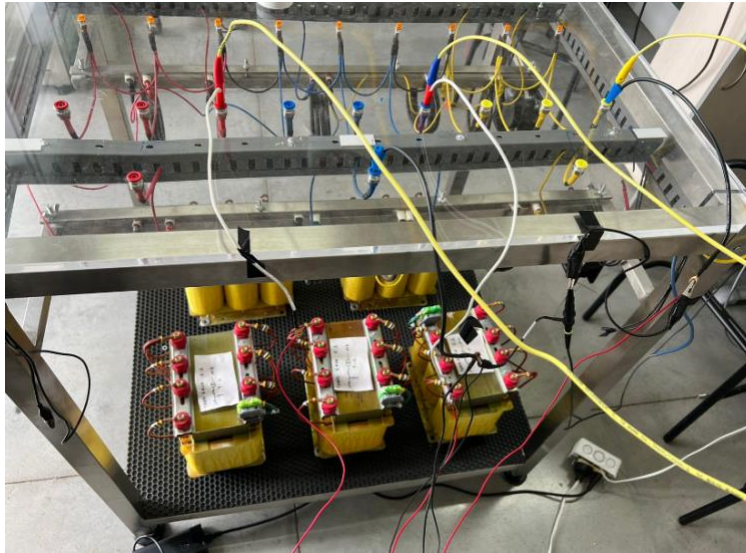
### Figura 57.

*Montaje experimental*



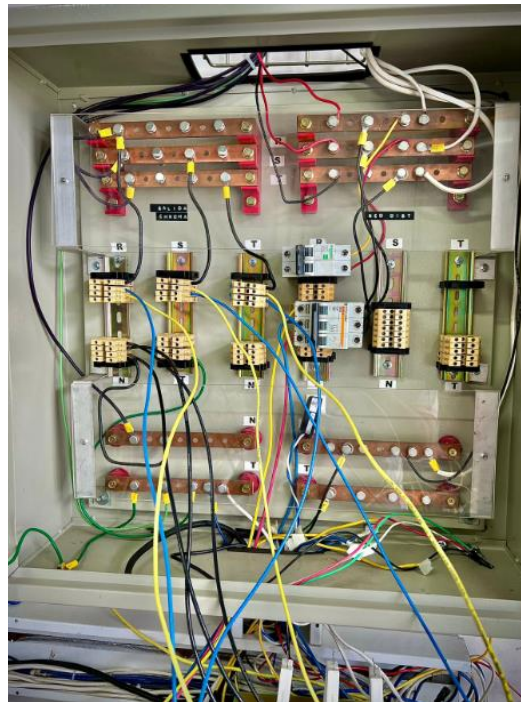
**Figura 58.**

*Carga eléctrica empleada para las respectivas pruebas*



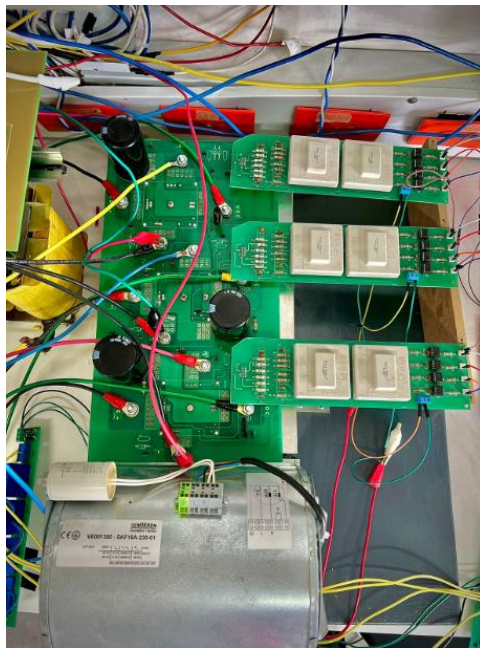
**Figura 59.**

*Tablero de distribución - Paralelo fuente Chroma y la Carga*



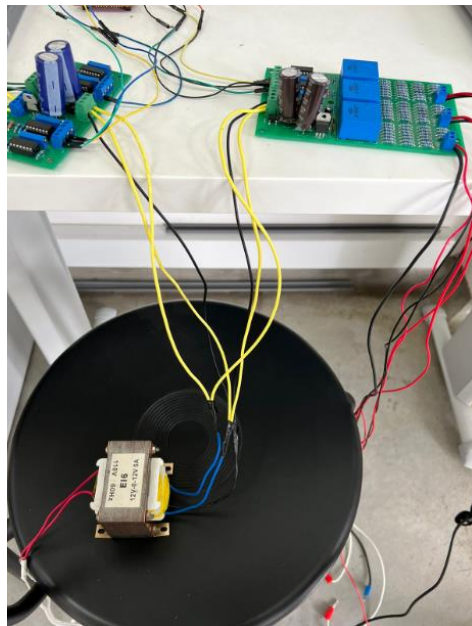
**Figura 60.**

*Inversor Multinivel puente H*



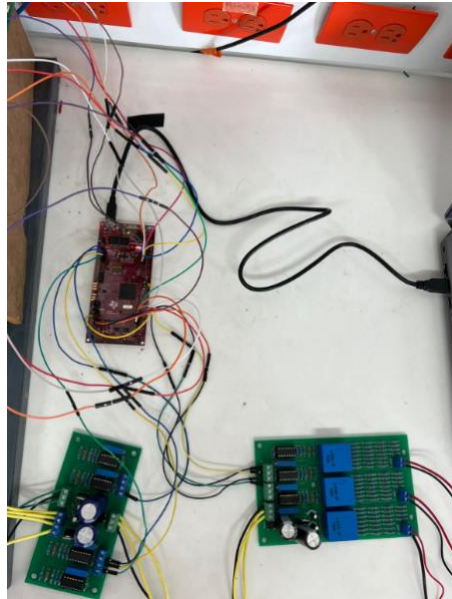
**Figura 61.**

*Sistema de adecuamiento y sensado de señales*



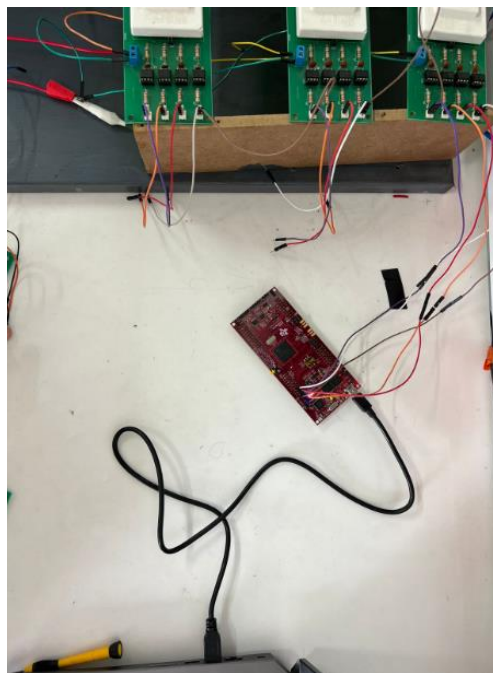
**Figura 62.**

*Tarjeta de control*



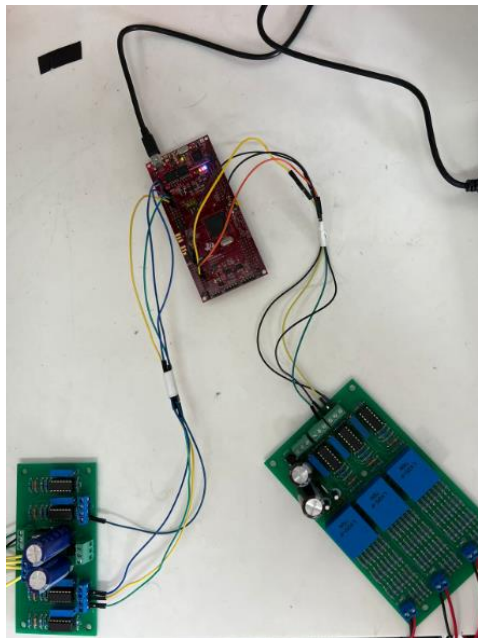
**Figura 63.**

*Conexión señales de conmutación y la tarjeta de control de Texas*



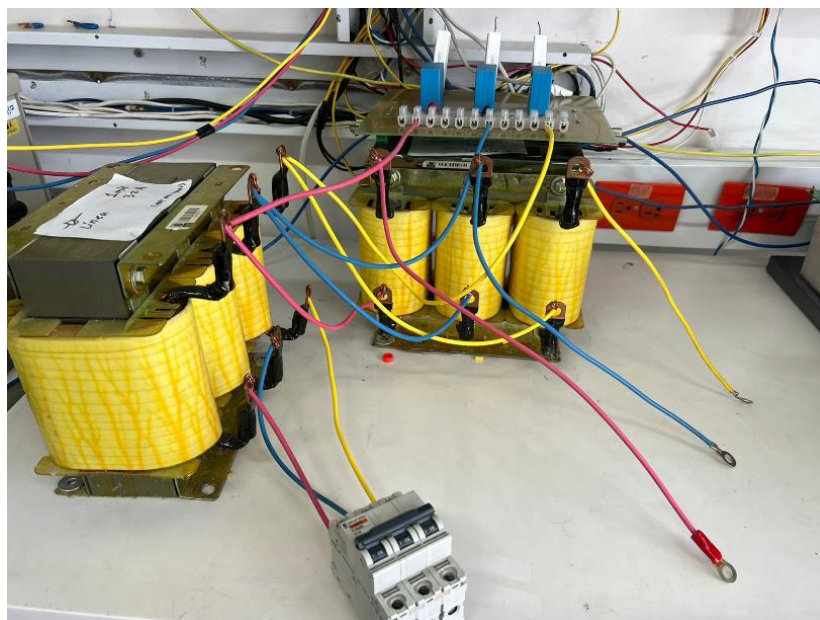
**Figura 64.**

*Conexión etapa de sensado y tarjeta de control Texas*



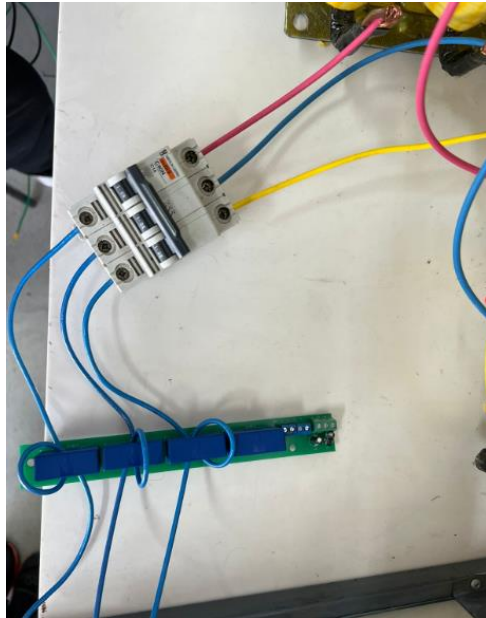
**Figura 65.**

*Filtro LCL*



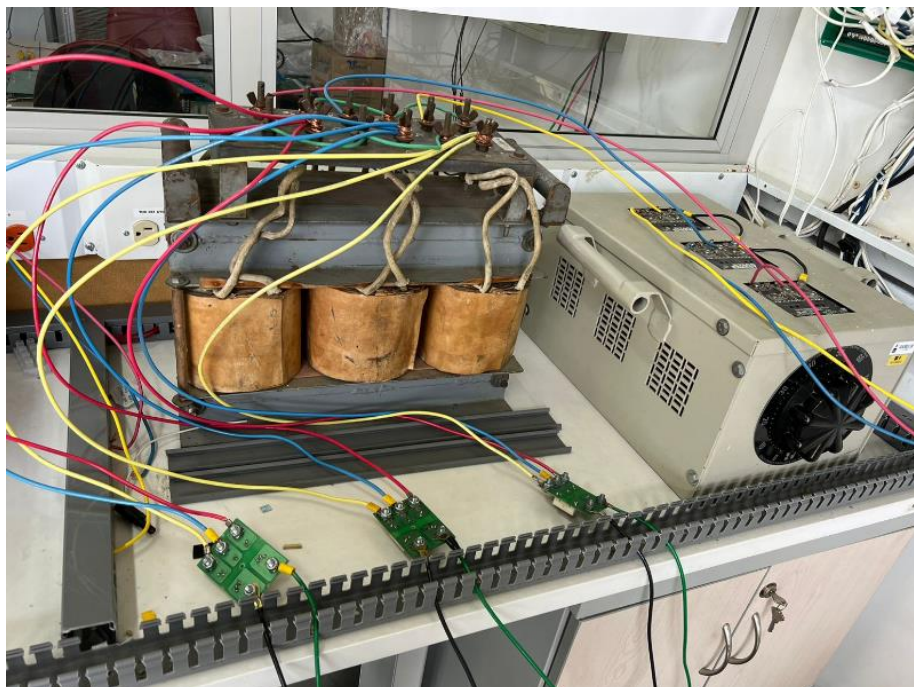
**Figura 66.**

*Tarjeta de sensado de las corrientes eléctricas*



**Figura 67.**

*Circuito de alimentación del bus DC*



**Figura 68.**

*Fuente CHROMA*

