

## Implementación de sistema de control de voltaje para inversor trifásico basado en transistores tipo GaN

Bryant Silva Negrete<sup>1</sup>

José Fernando Mendoza Cerrito<sup>2</sup>

Felipe Zavala<sup>3</sup>

Luis Ramon Merchan Villalba<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Universidad de Guanajuato

[b.silvanegrete@ugto.mx](mailto:b.silvanegrete@ugto.mx)<sup>1</sup>

<sup>2</sup>Universidad de Guanajuato

[jf.mendozacerito@ugto.mx](mailto:jf.mendozacerito@ugto.mx)<sup>2</sup>

<sup>3</sup>Universidad de Guanajuato

[f.zavalasanchez@ugto.mx](mailto:f.zavalasanchez@ugto.mx)<sup>3</sup>

<sup>4</sup>Universidad de Guanajuato

[lr.merchan@ugto.mx](mailto:lr.merchan@ugto.mx)<sup>4</sup>

### Resumen

Este proyecto plantea la implementación de un sistema de control de para manejo de un inversor basado en transistores de brecha ancha tipo GaN. Dentro de los algoritmos se considera un sistema de control en lazo cerrado haciendo uso de un controlador resonante, junto con un esquema de modulación PWM para el manejo del inversor. Se contempla el desarrollo de simulaciones en Simulink y la implementación experimental de un prototipo para la validación de los resultados.

**Palabras clave:** Inversor; transistores de brecha amplia, electrónica de potencia.

### Introducción

Los sistemas de electrónica de potencia han permitido el desarrollo de una gran cantidad de aplicaciones donde se requiere realizar la conversión de energía eléctrica, logrando así la realización de actividades como el control de motores, integración de fuentes renovables de energía, sistemas de suministro de energía ininterrumpida (UPS *uninterruptible power supply*), sistemas de transmisión de corriente directa de alto voltaje (HVDC *High Voltage Direct Current*) entre otras [1, 2]. Dentro de los sistemas de electrónica de potencia se cuenta diversas topologías para la conversión de energía, donde una gran familia de convertidores corresponde a los inversores, que realizan la labor de transformar de corriente directa a corriente alterna. Este tipo de convertidor puede ser implementado en la versión monofásica mediante una gran variedad de topologías, siendo unas de las más conocidas el inversor de medio puente (HB *Half Bridge*) (Ver Figura 1a) y el inversor de puente completo (FB *Full Bridge*) (Ver Figura 1b), las cuales permiten la creación de voltajes de salida en dos niveles. El inversor HB permite una implementación sencilla al solo utilizar 2 transistores, aunque solo permite obtener a la salida niveles de voltaje de la mitad del voltaje en directa. Por otra parte, el inversor FB es más complejo al requerir de 4 transistores, teniendo la ventaja de poder generar a la salida niveles del valor del voltaje de directa. Adicionalmente, se tienen otras topologías llamadas inversores multinivel (Ver Figura 1c) que permiten la generación de voltajes de salida con una mayor cantidad de niveles, lo que hace que las señales de salida tengan menos variaciones y posean una mejor calidad en las señales de baja frecuencia, aunque el desarrollo de estas topologías implica un alto grado de complejidad al requerir de una gran cantidad de transistores y otros elementos. Los inversores multinivel ofrecen ventajas significativas en comparación con los inversores de dos niveles, especialmente en la conversión de energía de alto voltaje [3]. Con una menor tensión de conmutación el sistema de conversión experimenta un menor estrés y genera un contenido armónico reducido.

Por otro lado, se tiene que las tecnologías de transistores de potencia han mejorado, permitiendo así que las desventajas de los inversores de dos niveles se puedan mejorar. En aplicaciones de potencia comúnmente son utilizados los transistores IGBT, que permiten operar bajo altos niveles de voltaje y de corriente, aunque limitan la frecuencia de operación hasta unas decenas de kilohertz, además de poseer pérdidas considerables. En este sentido han emergido los transistores de brecha ancha como los de carburo de silicio (SiC) [4] y los de Nitruro de Galio (GaN) [5] que mitigan las desventajas de los transistores IGBT (Ver Figura 2). Estos transistores poseen reducidas pérdidas de conmutación y de conducción, lo que hace que las

soluciones brinden elevados niveles de eficiencia, además pueden operar con elevadas frecuencias lo que permite la implementación de filtros para eliminación de componentes armónicas de alta frecuencia con componentes pasivos de bajo valor y tamaño [6] [7]. Especialmente los transistores tipo GaN brindan una mejor característica en lo que refiere a la operación en elevadas frecuencias.

En este sentido, el presente trabajo aborda la implementación de un inversor trifásico de voltaje haciendo uso de transistores tipo GaN, logrando la generación de una señal de voltaje de salida con buena calidad. Adicionalmente para garantizar la operación del sistema se integra un lazo de control para poder asegurar que las señales que se están generando corresponde a las referencias indicadas.

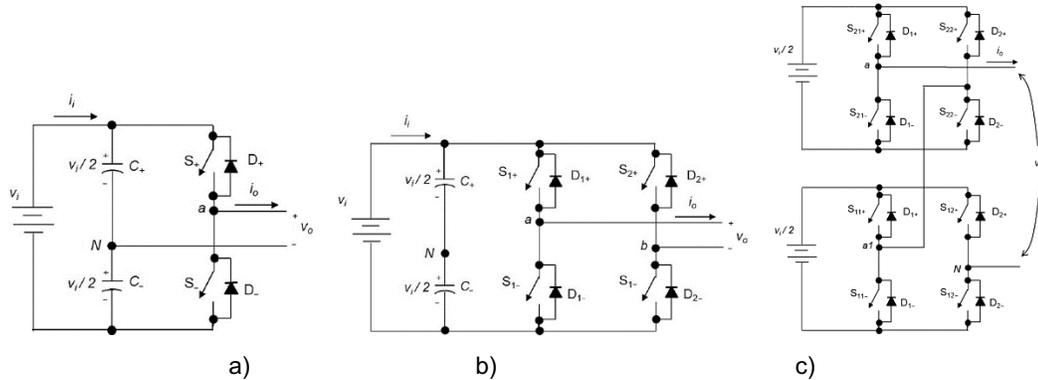


Figura 1. Inversores monofásicos a) medio puente, b) puente completo y c) multinivel [8].

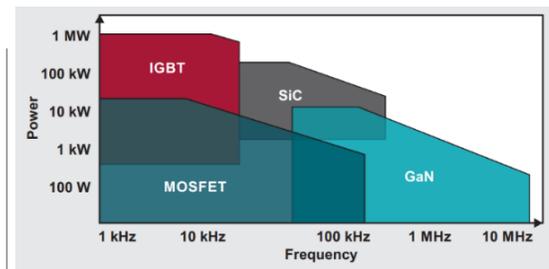


Figura 2. Comparación transistores de potencia [9].

## Inversor Trifásico

El esquema del inversor se presenta en la Figura 3, teniendo los siguientes elementos: fuente de DC, inversor, filtro y sistema de control. Estos componentes se describen a continuación.

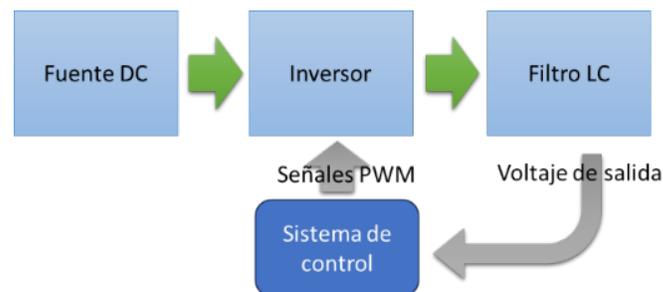


Figura 3. Esquema del inversor trifásico.

## El inversor

El inversor trifásico de la propuesta consiste en la unión de tres inversores HB tal como lo muestra la Figura 4. De este modo, cada una de las salidas del inversor trifásico ( $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$ ) opera como un elemento monofásico, entregando a la salida dos niveles de voltaje ( $\pm V_{dc}$ ) referenciados al punto común de las fuentes de DC. Éstas corresponden a dos fuentes de 50 Vdc conectadas en serie. Para la implementación del inversor se considera el módulo TDHB-65H070L-DC [10], que corresponde a un arreglo de dos transistores tipo GaN para formar un HB (Ver Figura 6). El inversor trifásico se conforma por tres de estos módulos.

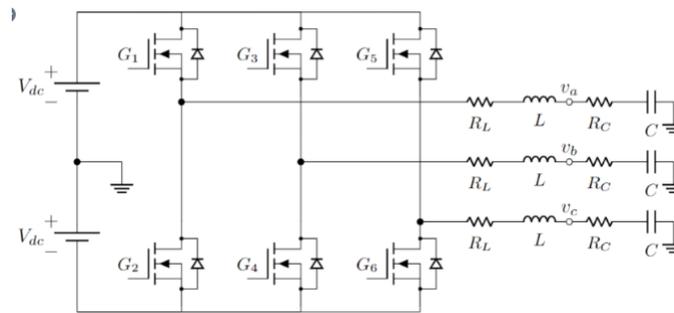


Figura 4. Inversor trifásico

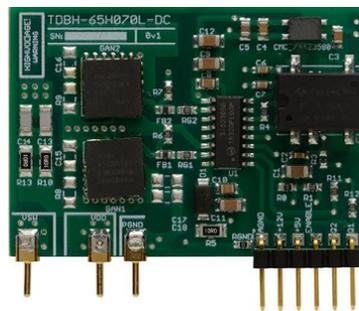


Figura 5. Módulo TDHB [10].

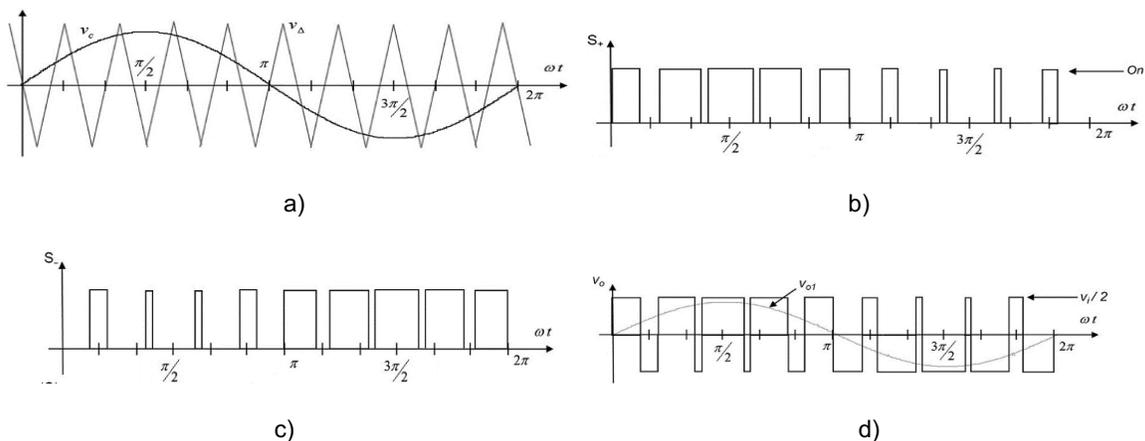


Figura 6. Técnica de modulación PWM [8].

La operación del inversor trifásico contempla la técnica de modulación PWM para generar los disparos de los transistores, donde cada inversor HB es controlador para generar su respectivo voltaje de salida. Las señales involucradas en la modulación PWM se presentan en la Figura 6, donde la Figura 6a muestra la señal portadora y la moduladora. Para este trabajo se considera una moduladora de 50 kHz, siendo esta la

frecuencia de conmutación de los transistores. Las Figuras 6b y 6c presentan los pulsos de activación para los transistores del inversor HB, siendo el voltaje de salida la señal  $v_o$  en la Figura 6d. En esta última Figura la señal  $v_{o1}$  representa la componente de baja frecuencia que se encuentra en la señal conmutada.

### Etapas de filtrado

Con el objetivo de eliminar las componentes de alta frecuencia en la señal de voltaje entregada por el inversor se hace uso de una etapa de filtrado, la cual corresponde a la topología LC, la cual está conformada idealmente por un arreglo de un inductor y un capacitor, donde el voltaje de salida es el voltaje en el capacitor. Este arreglo deja pasar las componentes por debajo de la frecuencia de resonancia, y mitiga las que se encuentran por encima de ella conforme las componentes frecuenciales aumentan. La frecuencia de resonancia corresponde al valor  $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ . Aunque idealmente la topología del filtro LC considera solo un inductor y capacitor, se tiene que a nivel práctico estos componentes pasivos poseen resistencias parásitas que afectan el comportamiento ideal, teniendo así que la topología real de un filtro LC sería la presentada en la Figura 7a.

Evaluando algunos capacitores e inductores de los cuales se disponen físicamente se consideraron los valores de inductor de  $R_L = 0.9 \Omega$ ;  $L = 0.56mH$ ; y de capacitor de  $R_C = 0.8 \Omega$ ;  $C = 4\mu F$ . Para estos elementos se obtuvo la respuesta en frecuencia del filtro mediante el uso de la herramienta *Model Linearizer* de Simulink [11], obteniendo así los resultados de la Figura 7b, donde se puede observar que para la frecuencia de conmutación correspondiente a 50 kHz la atenuación es de -43.8 dB.

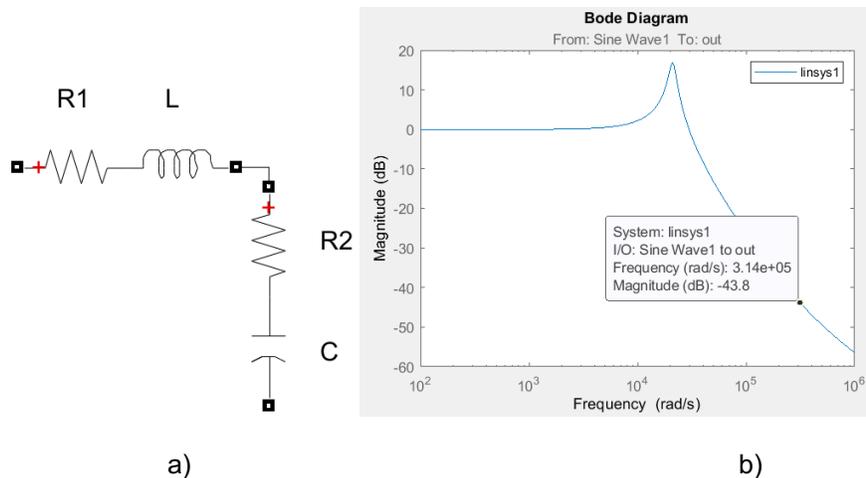


Figura 7. Filtro LC a) topología y b) respuesta en frecuencia.

### Sistema de Control

Con el objetivo de poder generar unas señales de voltaje de salida indicadas, en el presente trabajo se implementa una estrategia de control en lazo cerrado, donde se busca operar el sistema de tal forma que se tenga una señal de salida con una respuesta transitoria adecuada y que posea un error en estado estable lo más cercano a cero. Comúnmente en aplicaciones donde se tienen señales de referencia continuas se hace uso de sistemas de control Proporcional Integral (PI), el cual ofrece una solución para obtener un error en estado estable igual a cero, pues el controlador opera con una ganancia infinita para señales en DC. La ecuación (1) presenta la ecuación que describe el controlador PI. Por otro lado, cuando las señales de referencia son variables en el tiempo u oscilatorias se tienen otras estrategias de control que ofrecen una mejor respuesta. Una de estas opciones es el controlador Proporcional Resonante, el cual asegura una un error de estado estable igual a cero a una determinada frecuencia, esto al brindar una ganancia infinita similar al controlador PI, pero a una frecuencia de resonancia. La ecuación (2) corresponde al controlador PR.

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (1)$$

$$C_{RE}(s) = K_p + \left( \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \quad (2)$$

Con el objetivo de implementar el sistema de control en un ambiente digital este debe ser discretizado, pues el modelo descrito en la ecuación (2) corresponde a un sistema continuo en el dominio de Laplace. En este sentido el modelo del controlador se lleva al dominio discreto mediante la transformada Z, resultando la expresión (3), cuyos parámetros se describen en (4)-(7), los cuales corresponden directamente a la representación en Laplace del controlador junto con el tiempo de discretización [12].

$$C_{RE}(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 - b_1 z^{-1} + z^{-2}} \quad (3)$$

$$b_1 = \cos(\omega_0 T_s) \quad (4)$$

$$a_0 = K_p \quad (5)$$

$$a_1 = 2 \left( \frac{K_i}{\omega_0} \sin(\omega_0 T_s) - K_p \cos(\omega_0 T_s) \right) \quad (6)$$

$$a_2 = K_p - \frac{2K_i}{\omega_0} \sin(\omega_0 T_s) \quad (7)$$

Para la sintonización de los parámetros del controlador se hizo uso nuevamente de la herramienta *Model Linearizer* de Simulink con el objetivo de obtener la respuesta en frecuencia del sistema operando en lazo cerrado. Para esto se consideró el tiempo de discretización  $T_s = 50 \mu s$ , la frecuencia de resonancia  $\omega_0 = 2\pi 60$  rad/s, y las constantes  $K_p$  y  $K_r$  con los valores de 0.0012 y 600, respectivamente. EL sistema implementado en Simulink para la evaluación del controlador se presenta en la Figura 8a, mientras que la respuesta en frecuencia y transitoria del sistema en lazo cerrado se tienen en las Figuras 8b y 8c. En estas se puede observar el comportamiento adecuado del sistema de control, brindando un error en estado estable cercano a cero y una buena respuesta dinámica.

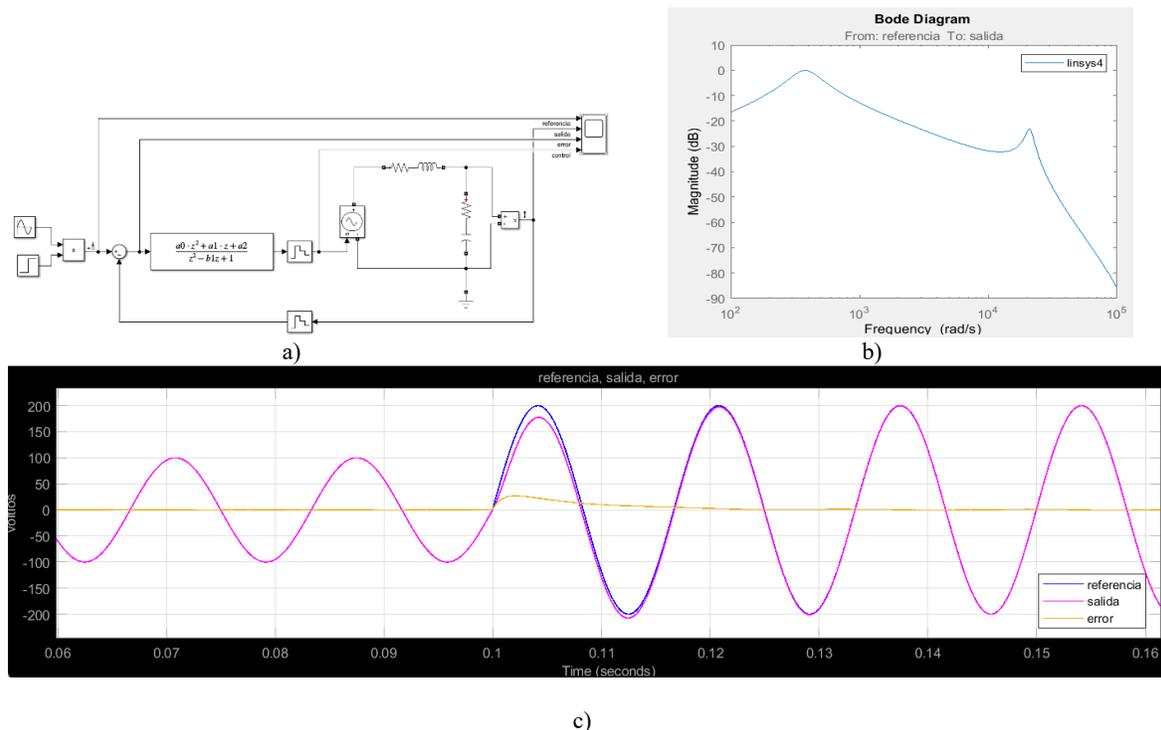


Figura 8. Sistema de control en lazo cerrado a) implementación Simulink, b) respuesta en frecuencia y c) respuesta transitoria.

## Implementación del sistema de control

Con el objetivo de validar el correcto funcionamiento del inversor trifásico y del sistema de control se procede a la implementación del sistema a nivel de simulación en Simulink y a nivel experimental, lo cual se describe a continuación.

### Simulación

Para el desarrollo de la simulación del inversor trifásico se implementó el modelo presentado en la Figura 9. Este modelo considera tres inversores HB monofásicos controlados cada uno por un controlador PR el cuál indica una señal de control a un módulo de PWM que opera con una frecuencia de 50 kHz para generar los pulsos de disparo de los transistores. Para esta simulación se hace uso de transistores ideales, lo cuales no considerar un tiempo de apagado o encendido.

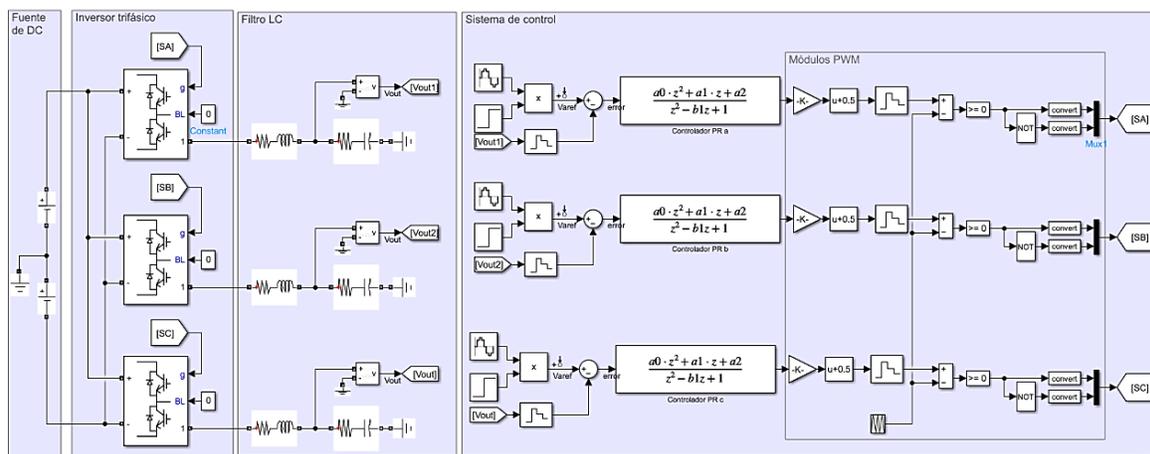


Figura 9. Implementación del inversor trifásico en Simulink.

### Implementación experimental

El desarrollo de la implementación experimental considera el uso del microcontrolador TMS320F280049C de la empresa Texas Instruments [13]. Este dispositivo realiza la labor de implementar el algoritmo de control en lazo cerrado además de generar los pulsos de control para los transistores mediante la modulación PWM. La programación del microcontrolador se puede realizar mediante Simulink haciendo uso del paquete de software *Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors* [14]. De este modo, los algoritmos de control diseñados para la simulación del sistema pueden ser adaptados fácilmente para ser programados en el microcontrolador. De este modo, el modelo de Simulink utilizado para la programación del microcontrolador se muestra en la Figura 11.

Como entrada al microcontrolador se tiene la medición de los voltajes de salida del inversor, los cuales son digitalizados mediante el convertidor analógico a digital (ADC), el cual posee una resolución de 12 bits, teniendo así una representación en forma de un número entero desde 0 a 4095. El valor digital se lleva a un formato en punto flotante (single) y es escalado para representar dentro del microcontrolador el valor de voltaje real. Este valor se opera con una señal de referencia para generar una señal de error, la cual es entregada al controlador PR para que genere la señal de control adecuada, que es entregada al módulo PWM.

El microcontrolador usado en este trabajo posee el periférico conocido como ePWM (*enhanced PWM*), que permite la implementación del módulo PWM a nivel de hardware, siendo requerido para su operación una configuración inicial y posterior a ello este puede trabajar solamente indicando el ciclo de trabajo requerido.

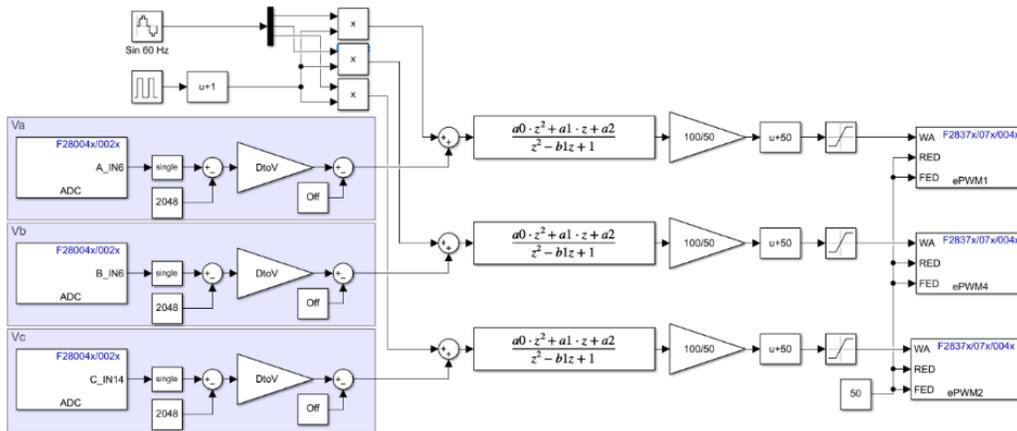
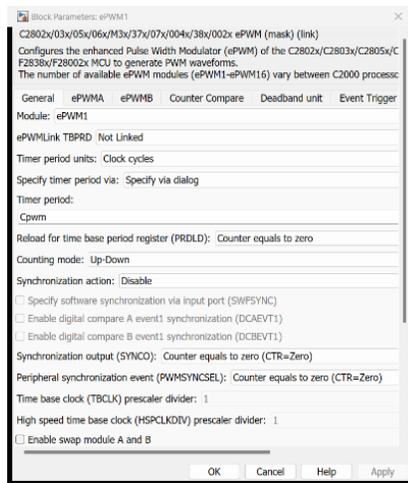
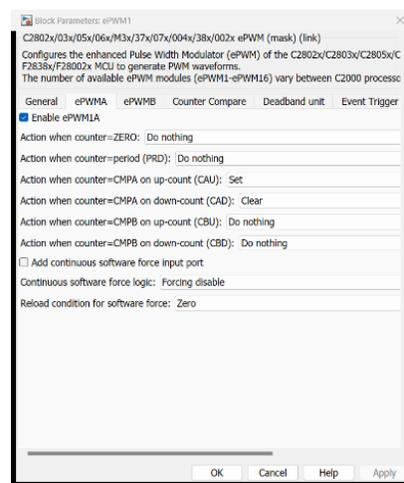


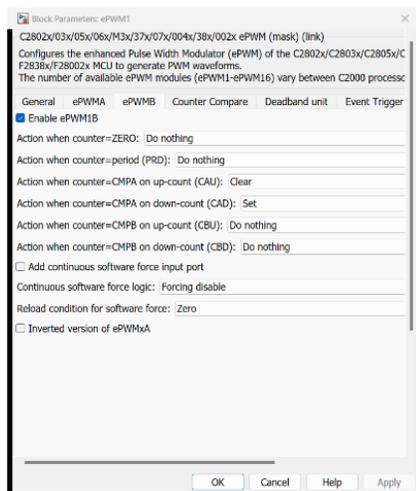
Figura 10. Control del inversor trifásico programado en el microcontrolador.



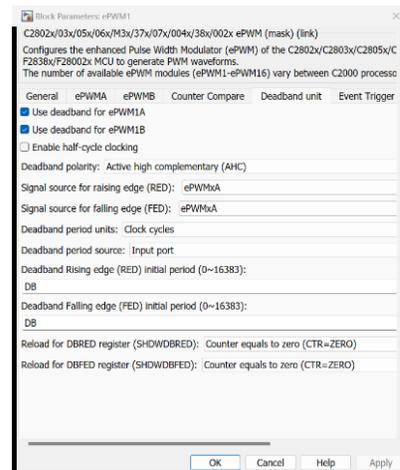
a)



b)



c)



d)

Figura 11. Configuración módulo PWM a) portadora, b) salida a, c) salida b y d) tiempo muerto.

La configuración del módulo PWM se establece para que este opere en base a una señal portadora triangular de 50 kHz, y que genere dos salidas complementarias, siendo una la versión negada de la otra. Adicionalmente, se debe tener en cuenta la presencia de un tiempo muerto en la transición de las señales, pues al operar en un sistema real, se tiene que los transistores poseen un tiempo de encendido y apagado donde al no considerar dicho tiempo muerto se puede generar una condición de corto circuito que resulte en una falla o mala operación del inversor. Con este objetivo, la configuración del módulo PWM para la salida de  $v_a$  se presenta en la Figura 12, siendo lo mismo para las salidas  $v_b$  y  $v_c$ . La Figura 12a establece la forma de la portadora, que será de 50 kHz siendo  $C_{pwm}=2000$  a una frecuencia de operación del microcontrolador de 100 MHz, y una señal triangular mediante *Counting mode=Up-Down*. Las salidas a y b del PWM se establecen en las Figuras 12b y 12c, donde para la salida a se tiene que cuando la portadora sea mayor a la moduladora se activara dicha salida, y cuando la portadora sea menor a la moduladora se activada la salida b. El tiempo muerto se configura en la Figura 12d, donde se habilita dicha función y se establece un valor 500 ns haciendo DB=50.

Una vez establecida la configuración de los módulos PWM se programa el microcontrolador para verificar la operación del sistema, especialmente de las configuraciones del periférico PWM. La implementación física del inversor trifásico se muestra en la Figura 12.

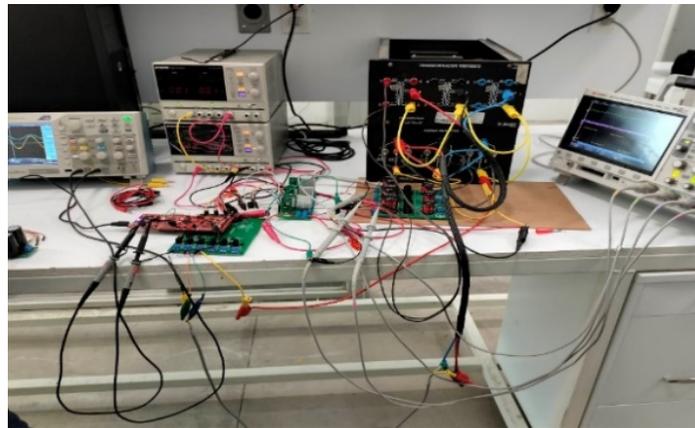


Figura 12. Implementación del inversor trifásico.

La Figura 13 presenta las salidas a y b del periférico PWM 1 asignado a la salida  $v_a$  para un ciclo de trabajo del 50%. En esta figura se puede notar la adecuada operación del PWM al tener las salidas el porcentaje de tiempo indicado además de poseer un tiempo muerto en la transición de las señales.

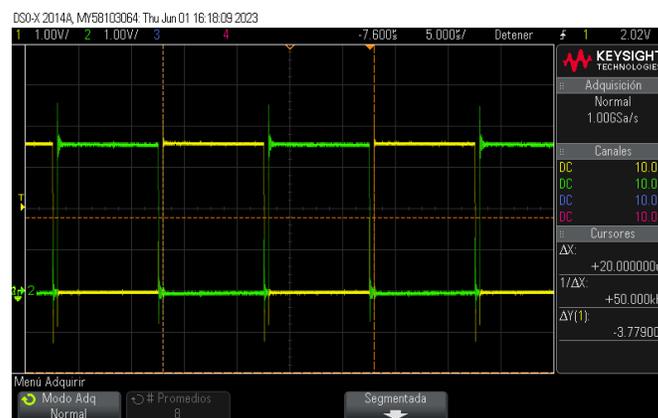
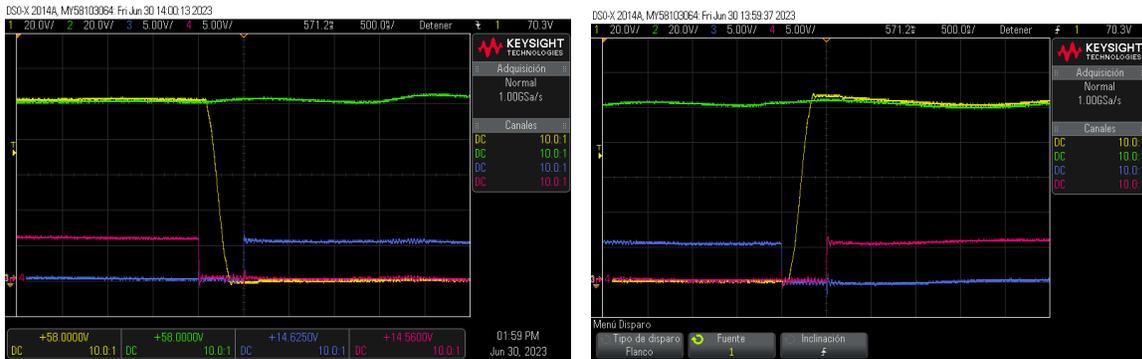


Figura 13. Salidas a y b del PWM 1.

La Figura 14 presenta las señales de voltaje ante la transición en presencia del tiempo muerto. EN esta se puede observar la duración del tiempo muerto que es de 500 ns, además de que la transición del voltaje de salida se da de forma adecuada sin la presencia de voltajes transitorios de gran valor.



a) b)  
Figura 14. Transición en el tiempo muerto a) de a hacia b, y b) de b hacia a (verde voltaje de dc, amarillo voltaje  $v_a$ , magenta salida a, y azul salida b).

Finalmente, se observan las señales de salida de voltaje para las tres fases y el voltaje de DC en la Figura 15, donde se puede observar que las señales de salida se encuentran centradas, teniendo cada una un ciclo de trabajo diferente. Además, se puede observar que el voltaje de DC tiene una variación que surge por las conmutaciones en presencia del filtro LC.

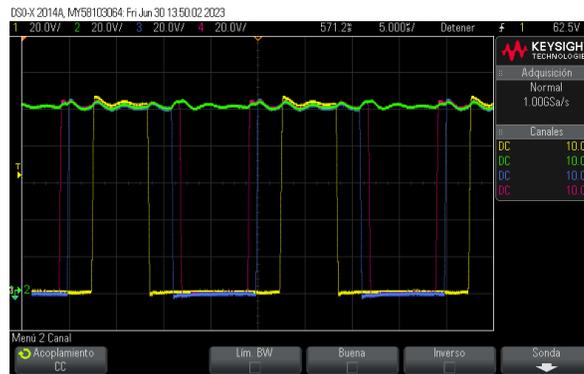
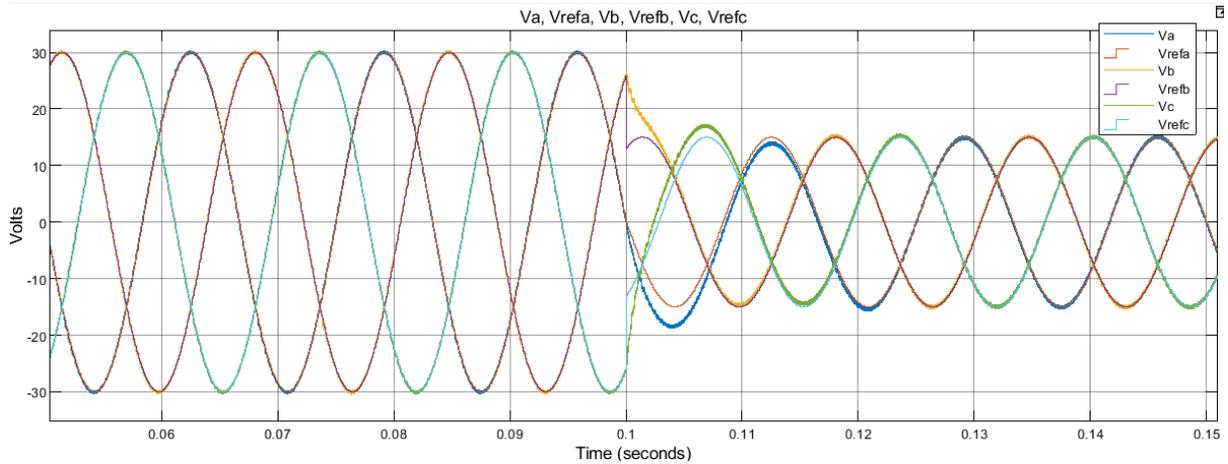


Figura 15. Voltajes de entrada y salida (verde voltaje DC, amarillo  $v_a$ , azul  $v_b$ , y magenta  $v_c$ ).

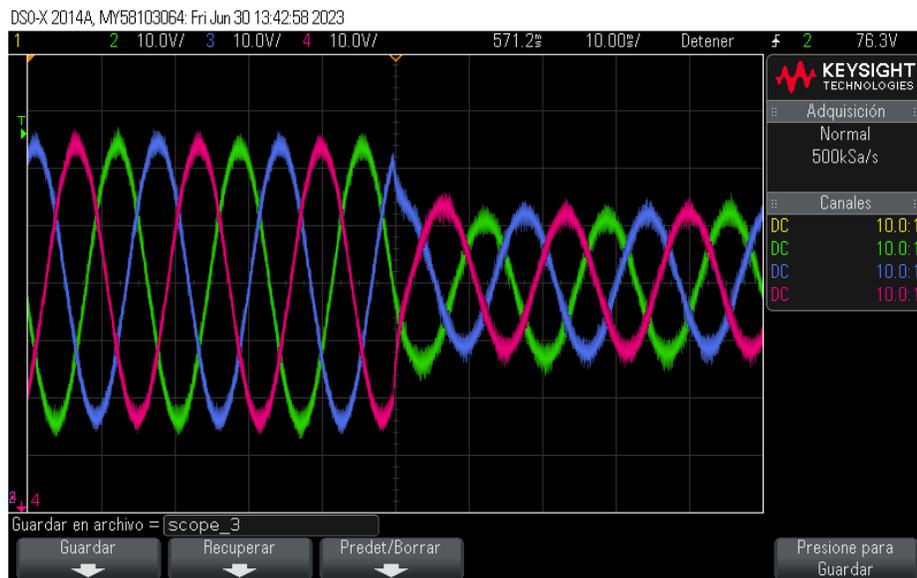
## Resultados

Una vez se tiene el sistema simulado y real se procede a la operación del inversor para identificar la concordancia entre los resultados de las implementaciones mediante la generación de señales de voltaje. Para la prueba se considera la generación de dos señales trifásicas de 60 Hz de secuencia positiva con amplitudes de 30 volts pico y de 15 volts pico respectivamente.

La Figura 16 presenta los resultados para cuando se tiene la transición de una señal deseada de 30 volts a 15 volts. La Figura 16a muestra los resultados de la simulación mediante las señales de salida y las referencias establecidas. La Figura 16b presenta los resultados experimentales. En las Figuras 16a y 16b se puede observar una gran similitud entre las señales de voltaje de salida.



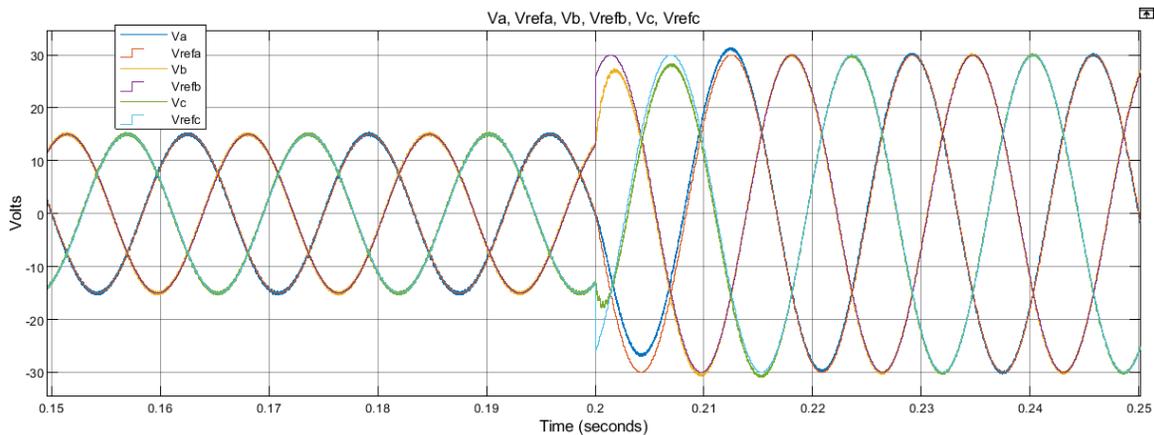
a)



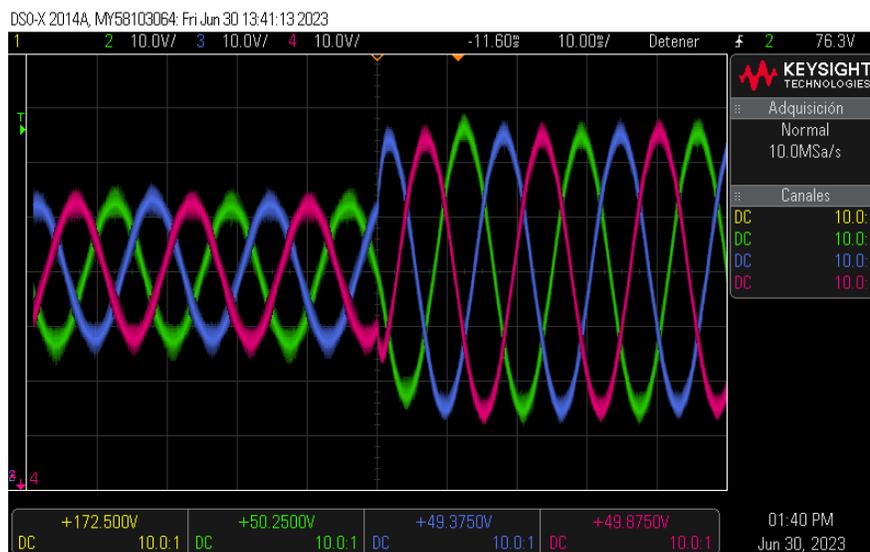
b)

Figura 16. Respuesta del inversor trifásico pasando de 30 volts pico a 15 volts pico, a) simulación y b) resultados experimentales ( $v_a$  verde,  $v_b$  azul y  $v_c$  magenta).

La Figura 17 presenta los resultados cuando la señal deseada pasa de 15 volts a 30 volts. En forma similar que para el caso anterior se puede identificar la similitud en las señales de voltaje de salida, teniendo así que la operación del inversor en forma experimental replica los resultados establecidos en la Simulación.



a)



b)

Figura 17. Respuesta del inversor trifásico pasando de 15 volts pico a 30 volts pico, a) simulación y b) resultados experimentales ( $v_a$  verde,  $v_b$  azul y  $v_c$  magenta).

## Conclusiones

El presente trabajo abordó el diseño e implementación de un inversor trifásico de voltaje basado en transistores tipo GaN, el cual considera una estrategia de control en lazo cerrado para su operación. La propuesta considera el diseño y análisis del inversor trifásico, compuesto por tres inversores monofásicos del tipo medio puente, donde cada uno opera de forma independiente, los cuales son manejados mediante técnicas de modulación PWM. Además, se tiene la presencia de una etapa de filtrado basada en la topología LC para poder eliminar las componentes de alta frecuencia en el voltaje a la salida del inversor, con el objetivo de obtener unas señales de baja frecuencia de buena calidad. El sistema opera bajo un esquema de control realimentado que implementa el control Proporcional Resonante, el cual brinda una respuesta adecuada ante referencias oscilatorias. El trabajo presenta la simulación e implementación experimental para la validación de la respuesta del sistema, teniendo resultados similares.

## Bibliografía/Referencias

- [1] M. L. y. F. B. H. Wang, «Toward reliable power electronics: Challenges, design tools, and opportunities,» *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, n° 2, 2013.
- [2] B. K. Bose, «Power Electronics: My Life and Vision for the Future [My View],» *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2022.
- [3] J. Rodriguez, J.-S. Lai y F. Z. Peng, «Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002.
- [4] D. P. y. H. P. N. J. Rąbkowski, «Silicon carbide power transistors: A new era in power electronics is initiated,» vol. 6, n° 2.
- [5] J. S. R. S. y. C. Z. A. Lidow, «GaN: A reliable future in power conversion dramatic performance improvements at a lower cost,» vol. 2, n° 1.
- [6] M. D. G. y. P. S. H. A. Mantooth, «Wide Bandgap Technologies and Their Implications on Miniaturizing Power Electronic Systems,» vol. 2, n° 3.
- [7] A. Bindra, «Wide-Bandgap-Based Power Devices: Reshaping the power electronics landscape,» vol. 2, n° 1.
- [8] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Butterworth-Heinemann, 2018.
- [9] M. Beheshti, «Wide-bandgap semiconductors: Performance and benefits of GaN versus SiC,» Texas Instruments, [En línea]. Available: [https://www.ti.com/lit/an/slyt801/slyt801.pdf?ts=1690145641462&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FLMG3522R030-Q1](https://www.ti.com/lit/an/slyt801/slyt801.pdf?ts=1690145641462&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FLMG3522R030-Q1).
- [10] Transphorm, «TDHB-65H070L-DC Half-bridge Daughter Card Power Stage,» [En línea]. Available: <https://www.transphormusa.com/en/evaluation-kit/tdhb-65h070l-dc/>.
- [11] MathWorks, «Model Linearizer Linearize Simulink Models,» [En línea]. Available: <https://www.mathworks.com/help/slcontrol/ug/modellinearizer-app.html>.
- [12] F. Blaabjerg, *Control of Power Electronic Converters and Systems*, London: Academic Press, 2018.
- [13] Texas Instruments, «TMS320F280049C, C2000™ 32-bit MCU with 100-MHz, FPU, TMU, 256-kb Flash, CLA, InstaSPIN-FOC, CLB, PGAs, SDFM,» [En línea]. Available: <https://www.ti.com/product/TMS320F280049C?keyMatch=TMS320F280049C&tisearch=search-everything&usecase=GPN-ALT>.
- [14] MathWorks Embedded Coder Team, «Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors,» [En línea]. Available: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/43096-embedded-coder-support-package-for-texas-instruments-c2000-processors>.