



Universidad Nacional
SAN LUIS GONZAGA



Atribución-NoComercial-SinDerivadas 4.0 Internacional

Esta licencia es la más restrictiva de las seis licencias principales Creative Commons, permitiendo a otras solo descargar sus obras y compartirlas con otras siempre y cuando den crédito, pero no pueden cambiarlas de forma alguna ni usarlas de forma comercial.

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0>



N° 112-2023

CONSTANCIA

El que suscribe, director de la Unidad de Investigación de la Facultad de Ingeniería Mecánica Eléctrica y Electrónica, hace constar que se ha realizado el análisis con el software de verificación de similitud del Proyecto de Tesis cuyo título es:

**“ESTUDIO Y ANÁLISIS DE INVERSOR MULTINIVEL DC-AC DE 7 NIVELES
PARA EL ACCIONAMIENTO DE MOTOR DE INDUCCIÓN MONOFÁSICO Y
SU REDUCCIÓN DEL THD”**

Presentado por:

PACHAS DE LA CRUZ, ROMAN ARTURO

DOCENTE de la Facultad INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA. El resultado obtenido es un porcentaje de CERO POR CIENTO (0%), por el cual se le otorga el calificativo de:

APROBADO

Se adjunta al presente, el reporte de evaluación con el software de verificación de originalidad.

Ica, 27 de Diciembre del 2023

UNIVERSIDAD NACIONAL SAN LUIS GONZAGA
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
UNIDAD DE INVESTIGACIÓN



Mig. Zenon Eusebio Pacheco Cosovilla
JEFE DE UNIDAD

UNIVERSIDAD NACIONAL SAN LUIS GONZAGA
VICERRECTORADO DE INVESTIGACIÓN

Facultad de Ingeniería Mecánica Eléctrica y Electrónica



“Estudio y análisis de inversor multinivel DC-AC de 7 niveles para el accionamiento de motor de inducción monofásico y su reducción del THD”

Línea de investigación:

Ciencias naturales, ingeniería y tecnologías sostenibles

INFORME FINAL DE TRABAJO DE INVESTIGACIÓN

AUTOR:

PACHAS DE LA CRUZ ROMAN ARTURO

Ica - Perú

2023

DEDICATORIA

Este proyecto de investigación se la dedicamos a nuestra familia y seres queridos que incluso sin saberlo aportaron incondicionalmente a nuestra formación académica, razón por la cual nos sentimos plenos desarrollando este tipo de documentos.

La recolección, estudio y análisis de esta valiosa información tiene como fin facilitar la adquisición de conocimientos de generaciones futuras. Hacer posible la magia del aprendizaje nos motiva a seguir continuando con este camino, así como otras personas aportaron su conocimiento previamente, nosotros nos acoplamos a la cadena del aprendizaje, generando información y desarrollo para nuestra sociedad.

AGRADECIMIENTOS

Agradecemos a nuestra alma mater, la universidad, que incluso en sus carencias, nos brindó gratuitamente todas las bases teóricas científicas que necesitábamos para explotar nuestro conocimiento.

ÍNDICE

RESUMEN.....	9
ABSTRACT	10
I. INTRODUCCIÓN.....	1
I.1. Realidad problemática.	1
I.1.1. Problema general.....	1
I.1.2. Problemas específicos.	1
I.2. Antecedentes.	1
I.2.1. Antecedentes Internacionales.....	1
I.2.2. Antecedentes Nacionales	2
I.3. Justificación e importancia de la investigación.	2
I.4. Objetivos de la investigación.	3
I.4.1. Objetivo general.....	3
I.4.2. Objetivos específicos.....	4
I.5. Contenido de la investigación.	4
II. ESTRATEGIA METODOLÓGICA	5
2.1. Tipo, Nivel y Diseño de la investigación.	5
2.2. Procedimiento empleado.....	5
2.3. Revisión del estado del arte.....	5
2.3.1. Inversor multinivel	5
2.3.2. Topología de inversores multinivel.	6
2.3.3. Control de activación de conmutadores del inversor multinivel.	8
2.3.4. Modelamiento del inversor multinivel.....	9
2.3.5. Inversor multinivel de 7 niveles	11
2.3.6 Series de Fourier y ángulos de conmutación.....	13
III. RESULTADOS	18
3.1. Cálculo de ángulos utilizando Matlab.....	18
3.1.1 Código de programación.....	18
3.2. Índice de modulación.....	19
3.2.1. Índice de modulación 0.69 ($m = 0.69$).....	20
3.2.2. Índice de modulación 0.84 ($m = 0.84$).....	20
3.2.3 Índice de modulación 0.85 ($m = 0.85$).....	21
3.2.4. Índice de modulación 0.86 ($m = 0.86$).....	22
3.2.5. Índice de modulación 0.89 ($m = 0.89$).....	22
3.2.6. Índice de modulación 0.90 ($m = 0.90$).....	23
3.2.7. Índice de modulación 0.93 ($m = 0.93$).....	23
3.2.8. Índice de modulación 0.94 ($m = 0.94$).....	24
3.3. Índice de modulación, THD e intervalos de conmutación	24
3.3.1. Relación entre el índice de modulación y el THD.....	24
3.3.1. Intervalos de conmutación	25
3.4. Modulación por ancho de pulso	26
3.4.1. Análisis PWM 1er conmutador	27
3.4.2 Análisis PWM 2do conmutador.	28
3.4.3. Análisis PWM 3ro conmutador.....	28

3.4.4 Análisis PWM 4to conmutador.	29
3.4.5. Análisis PWM 5to conmutador.	29
3.4.6. Análisis PWM 6to conmutador.	30
3.4.7. Análisis PWM 7mo conmutador.	30
3.4.8. Análisis PWM 8vo conmutador.	31
3.4.9. Análisis PWM 9no conmutador.	31
3.4.10. Análisis PWM 10mo conmutador.	32
3.4.11. Análisis PWM 11vo conmutador.	32
3.4.12. Análisis PWM 12vo conmutador.	33
3.5. Microcontrolador ESP-32	34
3.5.1. Código en el IDL de Arduino.....	36
IV. DISCUSIÓN.....	40
V. CONCLUSIONES	41
VI. RECOMENDACIONES	42
VII. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	43

ÍNDICE DE FIGURA

Fig. 1. Inversor modulando el ancho de pulso PWM.....	6
Fig. 2. Diferentes niveles de voltaje. Dos niveles (a) ,3 niveles (b) ,“n” niveles (c).	6
Fig. 3. Salidas de voltaje multinivel. (a) Dos niveles, (b) 3 niveles, (c) 9 niveles.....	6
Fig. 4. Convertidor de 5 niveles anclado por diodos.	7
Fig. 5. Convertidor de 5 niveles por condensadores flotantes.	7
Fig. 6. Convertidor de 3 niveles de tipo cascada.	8
Fig. 7. Ángulos de disparos para la cancelación selectiva de armónicos.	9
Fig. 8. Diagrama de bloques Inversor multinivel.	10
Fig. 9. Celda de inversor multinivel.	11
Fig. 10. Tres niveles de voltaje para celda de inversor multinivel.	11
Fig. 11. Circuito inversor multinivel de 7 niveles.	12
Fig. 12. Valores de voltaje vs conmutadores activados/desactivados. “1”, switch activado. “0”, switch desactivado.....	12
Fig. 13. Siete niveles de inversor multinivel diseñado.	13
Fig. 14. Inversor multinivel con filtro LC.....	13
Fig. 15. Matriz jacobiana.	15
Fig. 16. Onda escalonada inversor multinivel.	16
Fig. 17. Código empleado en Matlab online.	19
Fig. 18. Ángulos de conmutación encontrados.....	19
Fig. 19. Niveles de voltaje con $m = 0.69$	20
Fig. 20. Niveles de voltaje con $m = 0.84$	20
Fig. 21. Niveles de voltaje con $m = 0.85$ y eliminando los armónicos de 3er y 7mo orden.	21
Fig. 22. Niveles de voltaje con $m = 0.85$ y eliminando los armónicos de 3er y 11vo orden.	21
Fig. 23. Niveles de voltaje con $m = 0.86$	22
Fig. 24. Niveles de voltaje con $m = 0.89$	22
Fig. 25. Niveles de voltaje con $m = 0.90$	23
Fig. 26. Niveles de voltaje con $m = 0.93$	23
Fig. 27. Niveles de voltaje con $m = 0.94$	24
Fig. 28. THD's para diferentes índices de modulación.....	25
Fig. 29. THD's para diferentes índices de modulación.....	25
Fig. 30. Intervalos de conmutación y ángulos de conmutación.....	26
Fig. 31. Formas de onda de los Switch de conmutación.	26
Fig. 32. Ciclo de trabajo de 1er conmutador.	27
Fig. 33. Ciclo de trabajo de 2do conmutador.	28
Fig. 34. Ciclo de trabajo de 3er conmutador.	28
Fig. 35. Ciclo de trabajo de 4to conmutador.	29
Fig. 36. Ciclo de trabajo de 5to conmutador.	29
Fig. 37. Ciclo de trabajo de 6to conmutador.	30
Fig. 38. Ciclo de trabajo de 7mo conmutador.	30
Fig. 39. Ciclo de trabajo 8vo conmutador.....	31
Fig. 40. Ciclo de trabajo 9no conmutador.	31

Fig. 41. Ciclo de trabajo 10mo conmutador.....	32
Fig. 42. Ciclo de trabajo 11vo conmutador.....	32
Fig. 43. Ciclo de trabajo 12vo conmutador.....	33
Fig. 44. Parámetros clave de conmutación.....	34
Fig. 45. Página 36 Datasheet ESP-32.....	34
Fig. 46. Página 30 Datasheet ESP32.....	35
Fig. 47. Error promedio de redondeo para 8 bits (-0.004%).....	35
Fig. 48. Error promedio de redondeo para 12 bits (-0.002%).....	36
Fig. 49. Error promedio de redondeo para 16 bits (0.0004%).....	36

RESUMEN

El desarrollo de esta investigación se centra en el análisis de la generación de una onda sinusoidal mediante la conversión DC-AC de un inversor multinivel. Explora fundamentos matemáticos como el análisis de funciones reales, análisis de Fourier, y la utilización de matemáticas avanzadas mediante el uso del algoritmo de Newton-Raphson multivariable. Se plantean las ecuaciones y se calculan los ángulos de conmutación e índices de modulación existentes. El documento plantea que los ángulos de conmutación son aquellos ángulos donde la onda a generar pasa al próximo “**nivel o escalón**”, mientras que los índices de modulación establecen la relación entre la onda generada y la onda base de referencia (onda sinusoidal pura).

Se relata también de forma breve las diferentes topologías y estrategias de conmutación que forman parte de la teoría desarrollada hasta el momento de inversores multinivel. La topología elegida es aquella que se implementa en forma de “cascada” gracias a su ventaja modular, facilidad de mantenimiento, robustez y menor costo. Para el caso de la estrategia de conmutación se elige la relacionada a la frecuencia fundamental y la **eliminación** selectiva de **armónicos**.

Se utilizó Matlab como software de análisis numérico, para el desarrollo del método de Newton-Raphson, la obtención de los ángulos de conmutación y el índice de modulación. Para la verificación del THD que nos otorga la combinación de diferentes ángulos de conmutación e índices de modulación se utilizó el software de simulación electrónica Psim.

Palabras claves: Análisis de Fourier, Método Newton-Raphson, ángulos de conmutación, eliminación selectiva de armónicos, THD.

ABSTRACT

The development of this research focuses on the analysis of the generation of a sine wave through the DC-AC conversion of a multilevel inverter. Explores mathematical foundations such as the analysis of real functions, Fourier analysis, and the use of advanced mathematics through the use of the multivariate Newton-Raphson algorithm. The equations are set out and the existing switching angles and modulation indices are calculated. The document states that the switching angles are those angles where the wave to be generated goes to the next “level or step”, while the modulation indices establish the relationship between the generated wave and the reference base wave (pure sine wave).

The different topologies and switching strategies that are part of the theory developed to date of multilevel inverters are also briefly reported. The chosen topology is one that is implemented in a “cascade” manner thanks to its modular advantage, ease of maintenance, robustness and lower cost. In the case of the switching strategy, the one related to the fundamental frequency and the selective elimination of harmonics is chosen.

Matlab was used as numerical analysis software to develop the Newton-Raphson method, obtain the switching angles and the modulation index. To verify the THD given by the combination of different switching angles and modulation indices, the electronic simulation software Psim was used.

Keywords: Fourier analysis, Newton-Raphson method, switching angles, selective harmonic elimination, THD.

I. INTRODUCCIÓN

I.1. Realidad problemática.

La energía solar tan abundante en nuestra región Ica se puede utilizar para generar electricidad a través de los inversores electrónicos que convierten la corriente directa en corriente alterna. Sin embargo una de las razones por la cual la energía solar no es ampliamente aprovechada es la eficiencia energética que ofrecen los actuales inversores, debido a la tecnología de conmutación y aproximación que utilizan. Es importante indicar que un indicador de la calidad de la energía eléctrica es la distorsión armónica total o THD de la corriente y voltaje obtenidas sobre las cargas, el cual analiza los armónicos presentes en una onda sinusoidal.

I.1.1. Problema general.

¿Cómo se relaciona el inversor dc-ac de 7 niveles con la disminución de la distorsión armónica total (THD) en la corriente de carga proporcionada al motor de inducción monofásica?

I.1.2. Problemas específicos.

¿Qué relación tiene la reducción del THD con respecto a la optimización de la energía suministrada a un motor de inducción monofásico?

¿Qué relación existe entre la reducción del THD y el correcto funcionamiento del motor monofásico de inducción?

I.2. Antecedentes.

I.2.1. Antecedentes Internacionales.

En México, en el 2020, Rosalino Mayoral Lagunes en su trabajo que se titula: “Control de velocidad de un motor síncrono de imanes permanentes accionado por un inversor trifásico multinivel”, expone el diseño e implementación de un controlador para el seguimiento de velocidad de un motor síncrono de imanes permanentes (MSIP). El controlador es un FPGA de la familia Spartan-6 XC6SLX9 la cual se encarga del manejo de un inversor multinivel trifásico de celdas en cascada de 5 niveles, lográndose reducir el contenido armónico del voltaje y la corriente en la activación del motor (< 5% IEEE-519).

En Colombia, en el 2018, Alejandro Olivo García, en su trabajo de fin de grado, titulado “Convertidores multinivel conectados a red: Evaluación de la distorsión armónica en función del número de etapas y parámetros del sistema” expone que el inversor en cascada es la que mejor rendimiento tiene en comparación con las otras topologías de inversores. Asimismo, en su estudio para la parte de modulación del inversor emplea el tipo PSPWM, que utilizan varias ondas triangulares o portadoras y una onda de control sinusoidal (onda moduladora). Se da a conocer la relación que tienen los filtros inductivos, con la calidad de la onda de salida del inversor. Se realizan pruebas de topología en Scilab donde se obtienen relaciones e influencias entre diversos parámetros del sistema y el valor de la bobina del filtro, para conocer cómo afectan al contenido armónico de la señal de salida.

I.2.2. Antecedentes Nacionales

En la ciudad de Puno, en el 2018, Carlos Alberto Ccama Polanco, presentó el trabajo de investigación titulado “Análisis y aplicación de la técnica de modulación por anchura de pulsos aplicado al inversor fotovoltaico como solución al efecto de distorsión total armónica en la mejora de la eficiencia energética” en donde se analiza la aplicación de métodos de modulación por control del ancho de pulso a inversores dc-ac en sistemas de generación solar fotovoltaico demostrando que es factible mejorar la eficiencia energética reduciendo la distorsión armónica total del voltaje y corriente entregado a la carga.

I.3. Justificación e importancia de la investigación.

Las energías no convencionales como la energía solar, que es abundante en nuestra región, son una alternativa viable para la generación de energía eléctrica limpia. Los sistemas de conversión de energía permiten generar electricidad a partir de la energía solar. La energía solar incide en los paneles solares los cuales convierten la energía de los fotones en corriente eléctrica continua que se almacena en baterías. A partir de aquí, se puede utilizar los inversores con sus sistemas de control y filtro pasa bajos, para generar corriente alterna que alimentan máquinas eléctricas.

Las energías renovables deben proporcionar una energía eléctrica que tenga un parámetro de calidad que se encuentre dentro del rango exigido por la Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos Peruana considerando niveles de tensión y corriente. Los armónicos que se generan en los inversores electrónicos, perturban la calidad de la energía ocasionando pérdidas, reducción de la eficiencia y tiempo de vida útil de las cargas y máquinas eléctricas.

Los inversores electrónicos forman parte de la conversión de corriente directa a corriente alterna y forman parte de los sistemas de conversión de energía solar, basando su modo de trabajo en la conmutación de dispositivos fabricados con semiconductores(mosfet,igbts,etc).La tecnología empleada en el diseño y la fabricación de estos dispositivos electrónicos y el circuito de control para su activación, son determinantes para obtener una energía eléctrica en c.a. de calidad que puede entregar para la activación del motor de inducción monofásica.

El objetivo central de esta investigación es estudiar y analizar un inversor de 7 niveles en cascada que a partir de un arreglo de baterías independientes, de un control que permita la activación de los elementos de conmutación del inversor y de un filtro pasa-bajo LC alimentar a un motor de inducción monofásico con una distorsión armónica total por debajo de lo establecido por la Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos Peruana.

La metodología empleada considera la relación del uso de la energía eléctrica proveniente de los paneles solares y el accionamiento de motores de inducción monofásica que utilizan micro y pequeñas empresas del rubro de moliendas de vegetales (albahaca, ají, culantro, etc.), granos(café, cacao, maní), forrajes(chala), el uso de la energía solar como una fuente de generación de electricidad, la calidad de la energía eléctrica obtenida, las normas técnicas establecidas y los efectos de la presencia de tensiones y corrientes con contenido de armónicas en las redes secundarias eléctricas; así como un estudio de las más importantes tecnologías usadas en el análisis y diseño de inversores electrónicos dc-ac monofásicos.

Estos conocimientos son la base para la investigación realizada permitiendo una correcta interpretación del problema abordado por la investigación, además de una elección adecuada de la tecnología electrónica a utilizar.

I.4. Objetivos de la investigación.

Según el proyecto propuesto, los objetivos son:

I.4.1. Objetivo general.

Determinar cómo se relaciona el inversor dc-ac de 7 niveles con la reducción de la distorsión armónica total (THD) en la corriente de carga entregada a un motor de inducción monofásica.

I.4.2. Objetivos específicos.

Determinar cuál es la relación entre el inversor y la fuente DC de entrada en la generación de corriente y voltaje AC en la carga.

I.5. Contenido de la investigación.

Con la finalidad de un mejor entendimiento esta investigación está segmentada en capítulos, siendo en el capítulo I, donde se relata la introducción, y se desarrolla brevemente la realidad problemática actual. Los antecedentes, la justificación e importancia, y los objetivos de la investigación forman parte también de este capítulo.

En el capítulo II, se establece la metodología de investigación empleada, se desarrolla además la revisión del estado del arte, tomando en cuenta los conceptos a utilizar en esta investigación, como inversor multinivel, topología de inversores multinivel, ángulos de disparo, series de fourier, matriz jacobiana etc.

Para el capítulo III se explican los resultados obtenidos en simulaciones realizadas en Psim, así como también a partir de ellas se realizan los códigos de programación necesarios para esta investigación.

En el capítulo IV, se busca discutir los resultados de la investigación. Finalmente, en el capítulo V, se realiza las conclusiones que este proyecto de investigación propone, mientras que en el capítulo VI, se realizan algunas recomendaciones que los autores consideran pertinentes.

II. ESTRATEGIA METODOLÓGICA

2.1. Tipo, Nivel y Diseño de la investigación.

Tipo de investigación. El tipo de investigación es aplicada tecnológica.

Nivel de investigación. El nivel de la investigación según la relación de causalidad se califica como un estudio explicativo.

Diseño de la investigación. El diseño de la investigación cumple las condiciones metodológicas del diseño experimental, debido a que el investigador determinará cómo se desarrollará el experimento u observación, en razón, que definiría las variables observadas, la relación entre ellas y su medición, finalmente analizará la información obtenida.

Enfoque de la investigación. El enfoque de la investigación es Cuantitativa.

2.2. Procedimiento empleado.

En la presente investigación se estableció primero a buscar información acerca del estado del arte. Consiguientemente se procedió a entender y desarrollar las fórmulas/ecuaciones, gracias a MATLAB, de donde se obtienen las variables imprescindibles para esta investigación como los ángulos de conmutación e índice de conmutación. Finalmente se procedió a simular el resultado de las ecuaciones utilizando el software de desarrollo electrónico PSIM, en él también se analizaron los diferentes THD obtenidos.

2.3. Revisión del estado del arte.

2.3.1. Inversor multinivel

Los inversores multinivel precisan una alternativa más eficaz en el síntesis de ondas sinusoidales a partir de ondas cuadradas en comparativa con el método de modulación de ancho de pulso (PWM) tradicionalmente usado. El método multinivel busca obtener niveles de voltaje en diferentes periodos de tiempo a partir de conmutadores de tensión, teniendo como referencia de imitación base, una onda sinusoidal. Esto significa que, a más niveles de voltaje mayor parecido se tendrá a una senoide y menor será la distorsión armónica total de la onda (THD), cabe señalar por otra parte que a mayor cantidad de niveles más complejo se volverá el control electrónico de los conmutadores de tensión.

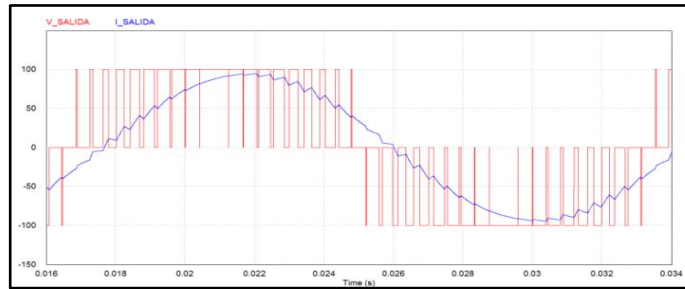


Fig. 1. Inversor modulando el ancho de pulso PWM.

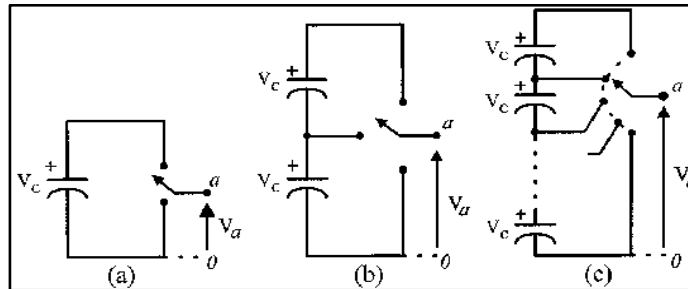


Fig. 2. Diferentes niveles de voltaje. Dos niveles (a) ,3 niveles (b) ,“n” niveles (c).

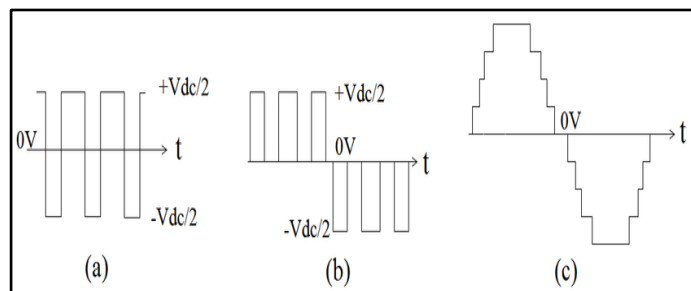


Fig. 3. Salidas de voltaje multinivel. (a) Dos niveles, (b) 3 niveles, (c) 9 niveles.

2.3.2. Topología de inversores multinivel.

Anclados por diodos: Es la topología más estudiada y utilizada a la fecha, utiliza una serie de diodos interconectados entre sí, siendo la conexión más importante aquellos diodos con conexión al punto medio del bus la cual fija los valores de bloqueo de tensión a una fracción del total de la tensión del bus. Utiliza condensadores, los cuales gracias a la configuración de diodos subdivide la tensión de entrada en diferentes niveles de voltaje.

- Ventajas: Su implementación no requiere de transformadores eléctricos, la tensión por nivel (N) se puede calcular mediante: $V_{DC}/(N-1)$. Se puede trabajar con una sola fuente de alimentación o bus de continua
- Desventajas: Los diodos de fijación o de bloqueo tienen que ser capaces de soportar la corriente nominal del convertidor. Los diodos de fijación tienen que tener una

recuperación inversa exigente. La cantidad de número de diodos de fijación tienen un aumento cuadrático al número de niveles utilizado, complicando el diseño y coste.

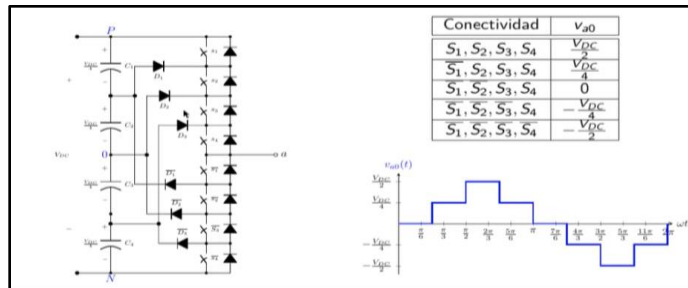


Fig. 4. Convertidor de 5 niveles anclado por diodos.

Condensador flotante: Esta topología utiliza un arreglo de diodos y condensadores siendo la tensión de los condensadores la utilizada para fijar la tensión de bloqueo de los interruptores.

- Ventajas: Al igual que la topología anclada por diodos, la tensión por nivel está definida por: $V_{DC}/(N-1)$ -Al no llevar diodos de fijación, se elimina la problemática asociada. Puede ser utilizado como convertidor DC/DC.
- Desventajas: Utiliza una gran cantidad de condensadores. Los condensadores tienen que tener el mismo valor capacitivo dado que la corriente que circula por las ramas es la misma. Se tiene que establecer un periodo inicial para la carga de condensadores.

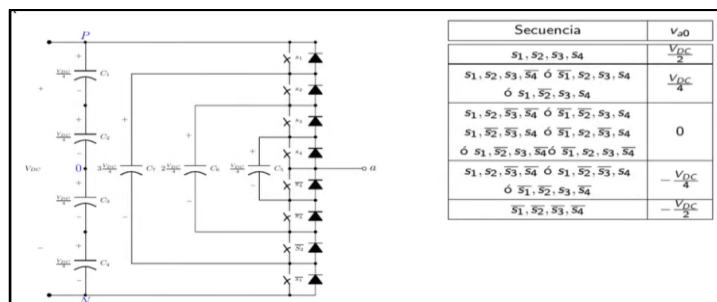


Fig. 5. Convertidor de 5 niveles por condensadores flotantes.

Tipo cascada: Topología basada en la conexión de múltiples inversores monofásicos con fuentes continuas independientes. El diseño de este tipo de topología se adapta perfectamente para utilizar diferentes paneles solares como fuentes de voltajes independientes. Este tipo de topología es la seleccionada para el presente proyecto de investigación.

- Ventajas: Al ser una topología por asociación de etapas, la convierte en una topología de circuito modular, lo que disminuye su complejidad de diseño y abarata los costos. Utiliza menor cantidad de componentes que otros tipos de topologías. Más tolerancia a fallos, y facilidad de mantenimiento debido a su diseño modular.
- Desventajas: Requiere diferentes fuentes de alimentación aisladas para cada etapa. Si se utilizan condensadores para la distribución de voltaje, el costo va a depender de las características del condensador necesario para el circuito.

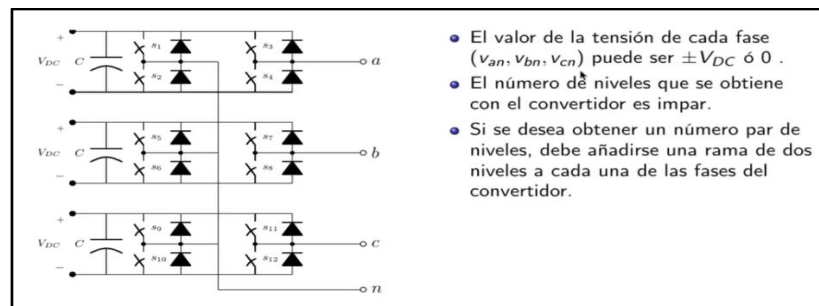


Fig. 6. Convertidor de 3 niveles de tipo cascada.

2.3.3. Control de activación de conmutadores del inversor multinivel.

En las diferentes topologías presentadas, se evidencia el uso de switches o conmutadores para obtener los diferentes niveles de voltaje necesarios para imitar una onda sinusoidal, estos conmutadores pueden ser reemplazados por IGBT's y tienen que ser accionados por un microcontrolador (para el proyecto se pretende utilizar el ESP32) en diferentes periodos y duración por lo que el funcionamiento de esto conlleva a un análisis de control conocidas como estrategias de conmutación.

Estrategia por frecuencia fundamental: Comprende la modulación del tipo escalera y la cancelación selectiva de armónicos.

- Modulación del tipo escalera, conlleva simplicidad de construcción y baja frecuencia de conmutación, sin embargo la onda generada tiene un alto nivel de distorsión armónica.
- Cancelación selectiva de armónicos, hace uso de la teoría de las series de Fourier, eliminando los armónicos necesarios con la finalidad de encontrar los valores apropiados de los ángulos de disparo o conmutación. Para ello se necesita armar ecuaciones lineales de múltiples variables y utilizar matemáticas avanzadas para su desarrollo. Cabe indicar que esta es la estrategia de conmutación seleccionada para este proyecto por su óptimo

resultado en la disminución del THD, siendo el método de Newton Raphson elegido para la resolución de las ecuaciones.

Estrategia por conmutación a alta frecuencia: Comprende la conmutación por PWM y la modulación vectorial SVM.

- Conmutación por PWM, es el modelo más utilizado y su desarrollo consiste en comparar una señal de forma sinusoidal a la cual se le llama moduladora, con una señal de forma triangular denominada señal portadora, con la finalidad de obtener los órdenes de disparo para los interruptores o conmutadores.

- Modulación vectorial SVM, o modulación de los vectores espaciales de tensión, consiste en expresar un vector de referencia en un diagrama de tensiones vectoriales, relacionando módulos de amplitud y velocidad de giro.

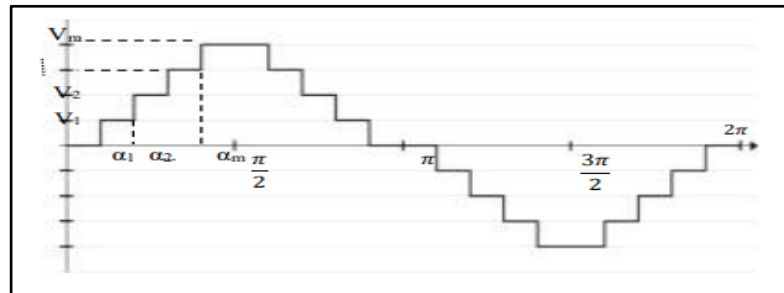


Fig. 7. Ángulos de disparos para la cancelación selectiva de armónicos.

2.3.4. Modelamiento del inversor multinivel

Teniendo como base los conceptos anteriormente presentados, podemos establecer el principio básico de funcionamiento para nuestro inversor multinivel. A continuación se presenta el diagrama de bloques relacionado al presente proyecto:

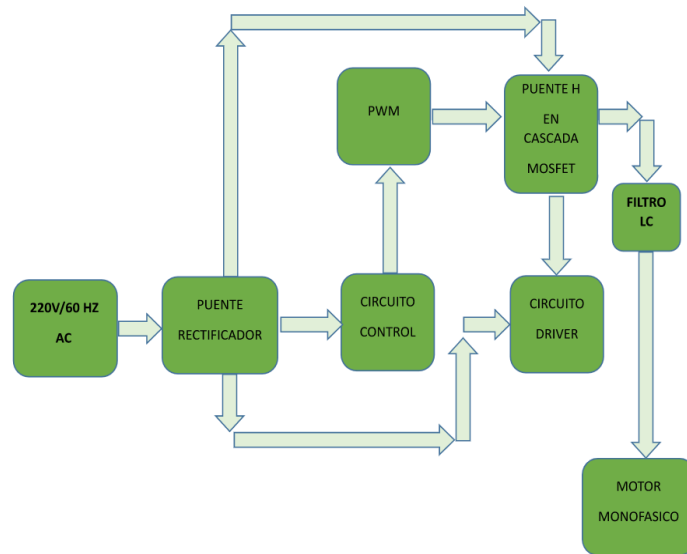


Fig. 8. Diagrama de bloques Inversor multinivel.

En principio se pretende alimentar el circuito eléctrico con tres fuentes DC, de tal forma que se pueda suministrar energía a tres celdas o conjunto de conmutadores (ver Figura 9) para obtener los diferentes niveles de tensión que requiere el sistema. A su vez, hay que recordar que el circuito de control protagonizado por el microcontrolador ESP32 requiere de una alimentación de 5 voltios de corriente continua, este microcontrolador será el encargado de activar y desactivar todos los mosfet o conmutadores mediante una señal PWM. No hay que olvidar que para que el ESP 32 interactúe con las tensiones altas que manejan los mosfets hay que tener en cuenta un circuito de protección o circuito driver el cual permitirá aislar la parte de control con la de potencia.

Finalmente la tensión de salida obtenida tendrá una forma de onda escalonada, propio de los diferentes niveles de tensión por el cual está conformada, para ello y para que se asemeje a una onda sinusoidal pura se debe de considerar un filtro LC antes de que se le conecte una carga, en este caso un motor monofásico.

Celda de inversor multinivel: Está conformada por un juego de cuatro mosfets o conmutadores de control independiente en un arreglo de puente en “H”. Esta celda nos otorgará hasta 3 niveles de tensión (+V, -V, 0).

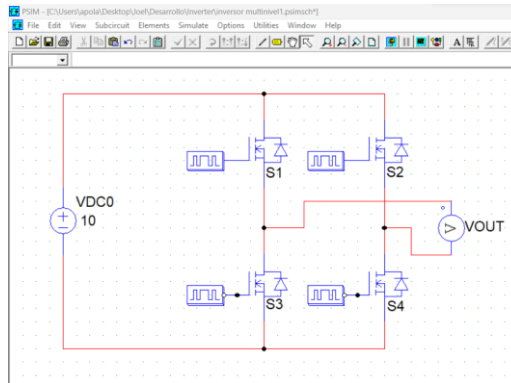


Fig. 9. Celda de inversor multinivel.

Teniendo en cuenta que el voltaje de alimentación es 10VDC, para obtener +10 voltios en Vout es necesario que los conmutadores S1 y S4 se encuentren activos, mientras que los conmutadores S3 y S2 están inactivos. Para obtener -10 voltios en VOUT se requiere que solo los conmutadores S3 y S2 se encuentren activos. Para obtener 0 voltios hay diversas configuraciones, sin embargo para esta investigación solo consideraremos los conmutadores S3 y S4 como activos, de esta forma Vout estaría conectada en ambos terminales a la parte negativa de la fuente VDC0.

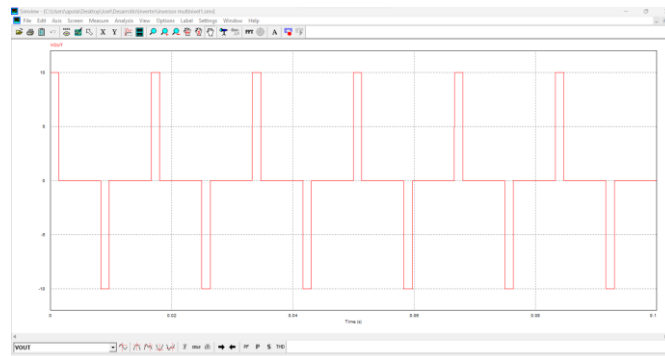


Fig. 10. Tres niveles de voltaje para celda de inversor multinivel.

2.3.5. Inversor multinivel de 7 niveles

Considerando que cada celda nos puede otorgar 3 diferentes niveles de voltaje, siendo 2 niveles de voltaje aprovechables en una adición, y 1 nivel neutral, para obtener un inversor de 7 niveles es necesario contar con 3 celdas de mosfets en “H”, de esta forma tendremos un inversor multinivel en topología tipo cascada. Así podríamos definir lo siguiente:

- El nivel de voltaje máximo está definido por n° de celdas multiplicado por VDC, siempre y cuando VDC sea el mismo valor constante en cada celda.

- $V_{max} = n^{\circ} \text{ celdas} \times \text{VDC}$
- La cantidad de niveles para esta configuración estará definida por el doble del n° de celdas más la unidad. $n^{\circ} \text{ de niveles} = 2(n^{\circ} \text{ celdas}) + 1$

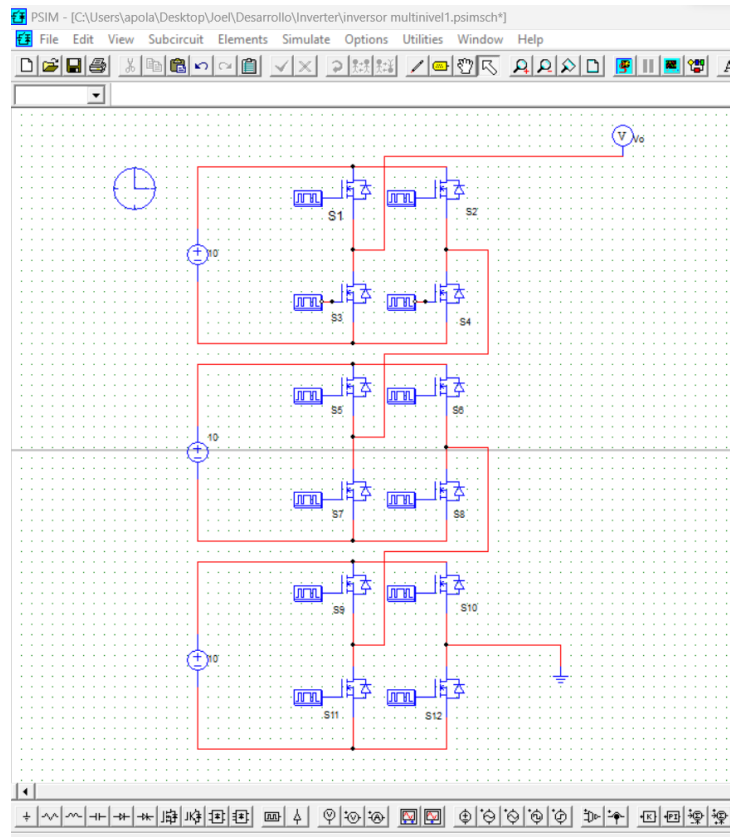


Fig. 11. Circuito inversor multinivel de 7 niveles.

Armando el diagrama eléctrico podemos definir la siguiente tabla de valores:

Switch/Voltaje	-3VDC	-2VDC	-VDC	0	VDC	2VDC	3VDC
S1	0	0	0	0	0	0	1
S2	1	0	0	0	0	0	0
S3	1	1	1	1	1	1	0
S4	0	1	1	1	1	1	1
S5	0	0	0	0	0	1	1
S6	1	1	0	0	0	0	0
S7	1	1	1	1	1	0	0
S8	0	0	1	1	1	1	1
S9	0	0	0	0	1	1	1
S10	1	1	1	0	0	0	0
S11	1	1	1	1	0	0	0
S12	0	0	0	1	1	1	1

Fig. 12. Valores de voltaje vs conmutadores activados/desactivados. “1”, switch activado. “0”, switch desactivado.

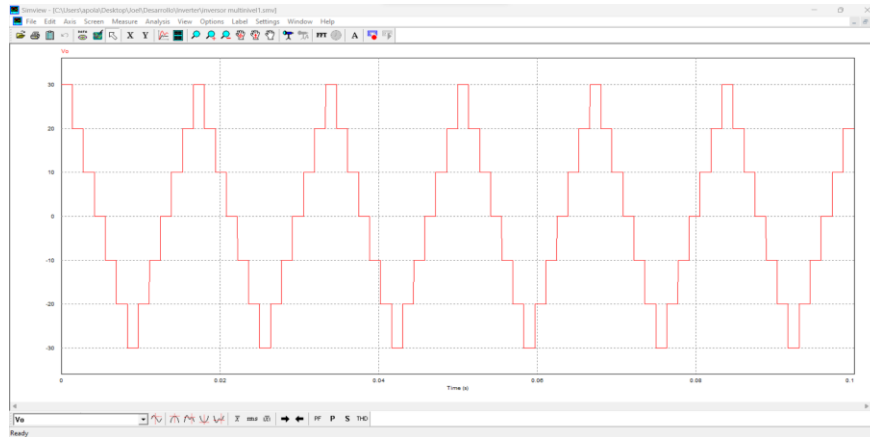


Fig. 13. Siete niveles de inversor multinivel diseñado.

Como se puede observar en la figura 14, el voltaje de salida obtenido difiere aún de una onda sinusoidal pura, por lo que es de menester añadirle un filtro LC para afinar el rizado. Por el momento se agrega un filtro LC en paralelo al voltaje de salida con valores generales sin un cálculo preciso previo.

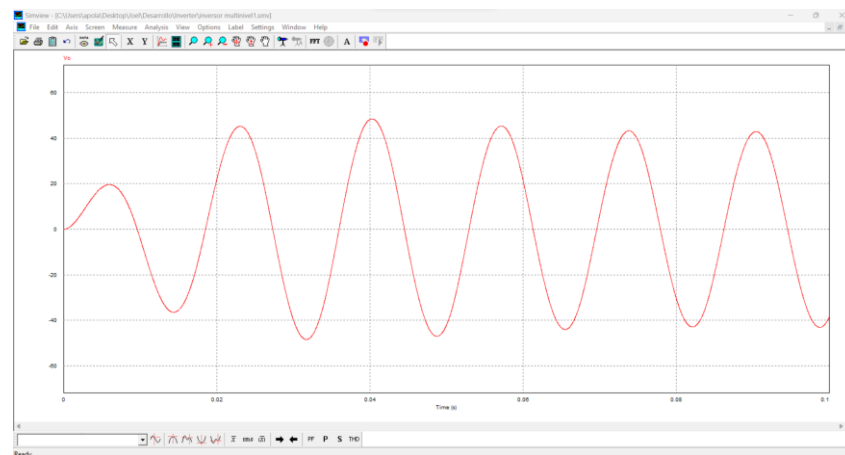


Fig. 14. Inversor multinivel con filtro LC.

2.3.6 Series de Fourier y ángulos de conmutación.

Para encontrar los ángulos de conmutación que activarán y desactivarán a los mosfets y nos darán la forma de onda más próxima a una senoide, es necesario conocer algunos conceptos que el método de Newton-Raphson y la eliminación selectiva de armónicos introducen.

Series de Fourier: Se define como la sumatoria de infinitos valores en función de senos y cosenos que convergen a una función continua y periódica. La ecuación que la describe es la siguiente:

$$f(x) \approx \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega x) + b_n \sin(n\omega x)]$$

Donde:

$$a_0 = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_0+\pi} f(x) dx$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_0+\pi} f(x) \cos(n\omega x) dx$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_0+\pi} f(x) \sin(n\omega x) dx$$

$$\omega = \frac{2\pi}{\pi}$$

Simetría impar de cuarto de onda: Llamada también simetría de media onda impar, se le denomina a aquellas funciones que cumplen con lo siguiente:

$$f(x) = -f(-x)$$

$$f(x) = -f(x - \pi/2)$$

Si observamos la forma de onda que se obtiene a la salida de un inversor multinivel, es evidente que estamos ante una función con simetría impar de cuarto de onda. Este dato es importante debido a las interesantes propiedades que tienen este tipo de ondas con respecto a los coeficientes de Fourier, los cuales se presentan a continuación:

Para todo valor de "n", a_n y b_n es igual a 0.

Para todo valor de "n" par, a_n es igual a 0.

Para todo valor de "n" impar, $b_n = \frac{8}{\pi} \int_0^{\pi/4} f(x) \sin(n\omega x) dx$

Método de Newton-Raphson multivariable: Si recordamos, este método iterativo que describe las matemáticas avanzadas, utiliza la siguiente ecuación:

$$x_{i+1} = x_i - \frac{f(x_i)}{f'(x_i)}$$

Sin embargo, esta fórmula solo se aplica para ecuaciones de una sola variable, por ello y sabiendo de antemano que se tiene que aplicar esta ecuación para múltiples variables, reformulamos la ecuación con términos matriciales.

$$x_{i+1} \equiv x_{i+1} []_{n \times 1}$$

$$x_i \equiv x_i []_{n \times 1}$$

$$f(x_i) \equiv f(x_i) []_{1 \times 1}$$

$$f'(x_i) \equiv \left| \frac{df}{dx} \right| []_{1 \times n}$$

La matriz jacobiana: La expresión “ $\left| \frac{df}{dx} \right| []_{1 \times n}$ ” hace referencia en esta investigación a una matriz jacobiana, definiendo a este concepto como aquella matriz conformada por las derivadas parciales de primer orden de una función multivariable.

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n) = (f_1, f_2, \dots, f_m)$$

$$J_f = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} & \frac{\partial f_m}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial x_n} \end{pmatrix}$$

Fig. 15. Matriz jacobiana.

Selección selectiva de armónicos: El término “armónico”, en matemáticas, es aquella componente sinusoidal que se desprende de las series de fourier, teniendo una cantidad y orden infinito. Para su análisis, sólo se consideran los primeros armónicos de una sucesión de fourier, para esta investigación solo se consideran los primeros armónicos de orden impar.

La selección selectiva de armónicos, refiere a la eliminación premeditada (igualar a 0) de algunos armónicos con la finalidad de definir las ecuaciones necesarias para hallar los valores de los ángulos de conmutación.

Ángulos de conmutación: De la Figura 16, definimos que se trata de una función con simetría impar de cuarto de onda, por lo tanto:

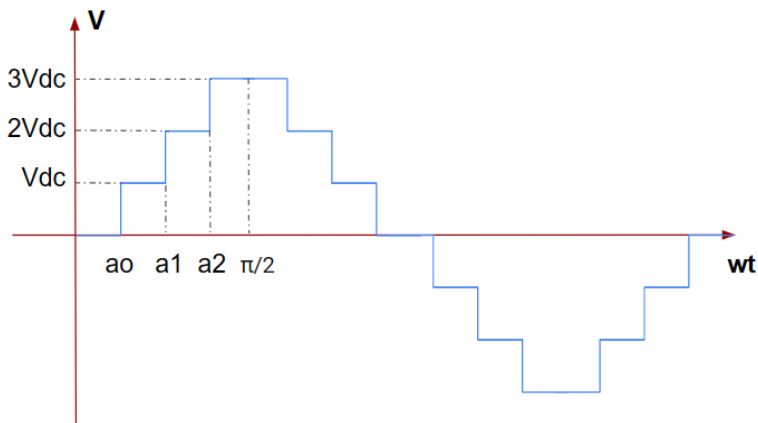


Fig. 16. Onda escalonada inversor multinivel.

$$v = \sum_{n=1}^{\infty} v_n \sin(n\omega t)$$

Sabiendo que el periodo es 2π , y que se trata de una función escalonada determinada por los ángulos α_0 , α_1 , y α_2 se obtiene lo siguiente:

$$v = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha$$

$$v_n = \frac{4}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_0} 0 \cdot \sin(n\alpha) d\alpha + \int_{\alpha_0}^{\alpha_1} V_{dc} \cdot \sin(n\alpha) d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} 2V_{dc} \cdot \sin(n\alpha) d\alpha + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} 3V_{dc} \cdot \sin(n\alpha) d\alpha \right)$$

$$\begin{aligned}
\sigma_{\sigma} &= \frac{4}{\sigma_{\sigma}} \left(-\sigma_{\sigma} \cdot \sigma_{\sigma} (\sigma_{\sigma}) \Big|_{\sigma_0}^{\sigma_1} \right. \\
&\quad \left. - 2\sigma_{\sigma} \cdot \sigma_{\sigma} (\sigma_{\sigma}) \Big|_{\sigma_1}^{\sigma_2} - 3\sigma_{\sigma} \cdot \sigma_{\sigma} (\sigma_{\sigma}) \Big|_{\sigma_2}^{\sigma_3} \right) \\
\sigma_{\sigma} &= \frac{4\sigma_{\sigma}}{\sigma_{\sigma}} (\sigma_{\sigma}(\sigma_{\sigma_0}) + \sigma_{\sigma}(\sigma_{\sigma_1}) + \sigma_{\sigma}(\sigma_{\sigma_2})) \\
\sigma &= \frac{4\sigma_{\sigma}}{\sigma} \sum_{\sigma=1}^{\infty} \left(\frac{1}{\sigma} (\sigma_{\sigma}(\sigma_{\sigma_0}) + \sigma_{\sigma}(\sigma_{\sigma_1}) + \sigma_{\sigma}(\sigma_{\sigma_2})) \cdot \sigma_{\sigma}(\sigma_{\sigma}) \right)
\end{aligned}$$

Teniendo en cuenta que, los valores máximos y mínimos dependen del coeficiente “ σ_{σ} ”, considerando un índice de modulación del 93% y seleccionando los armónicos 7 y 11 para eliminar, tenemos las siguientes ecuaciones:

$$\sigma_{\sigma}(\sigma_{\sigma_0}) + \sigma_{\sigma}(\sigma_{\sigma_1}) + \sigma_{\sigma}(\sigma_{\sigma_2}) - (0.93) \cdot 3 = 0$$

$$\sigma_{\sigma}(7\sigma_{\sigma_0}) + \sigma_{\sigma}(7\sigma_{\sigma_1}) + \sigma_{\sigma}(7\sigma_{\sigma_2}) = 0$$

III. RESULTADOS

3.1. Cálculo de ángulos utilizando Matlab

El valor del índice de modulación y los armónicos seleccionados para eliminar fueron encontrados gracias a la utilización de MATLAB como soporte para hallar los ángulos de conmutación más adecuados para la formación más próxima de una onda sinusoidal. En principio se optó por eliminar los armónicos 3 y 5, intentando obtener un índice de modulación del 100% sin éxito alguno, esto como consecuencia de la cantidad de niveles de nuestro inversor (7). Posteriormente se encontró ángulos coherentes y adecuados estableciendo un índice de modulación por encima del 90% (93%) eliminando los armónicos 7 y 11.

3.1.1 Código de programación.

```
unction y=Newton-Raphson

xo=[3;1;2];
syms a1 a2 a3;
fname = [cos(a1)+cos(a2)+cos(a3) -
(0.93)*3;cos(7*a1)+cos(7*a2)+cos(7*a3);cos(9*a1)+cos(9*a2)+cos(9*a
3)];
fprima = jacobian(fname);
tol = 1.e-8;
maxiter=100;
iter = 1;
f = inline(fname);

jf = inline(fprima);
error = norm(f(xo(1),xo(2),xo(3)),2);
fprintf('Error=%12.8f\n',error);
while error >= tol
    fxo = f(xo(1),xo(2),xo(3));
    fpxo = jf(xo(1),xo(2),xo(3));
    x1=xo-inv(fpxo)*fxo;
    fx1 = f(x1(1),x1(2),x1(3));
    error=norm((fx1),2);
    fprintf('Iter      %2d      raiz      x=(%8.6f,%8.6f,%8.6f)
f(x)=(%8.6f,%8.6f,%8.6f)\n',iter,x1(1),x1(2),x1(3),fx1(1),fx1(2),f
x1(3));
    if iter > maxiter
        fprintf('Numero maximo de iteraciones \n');
        return;
    end
    xo=x1;
    iter=iter+1;
end
```

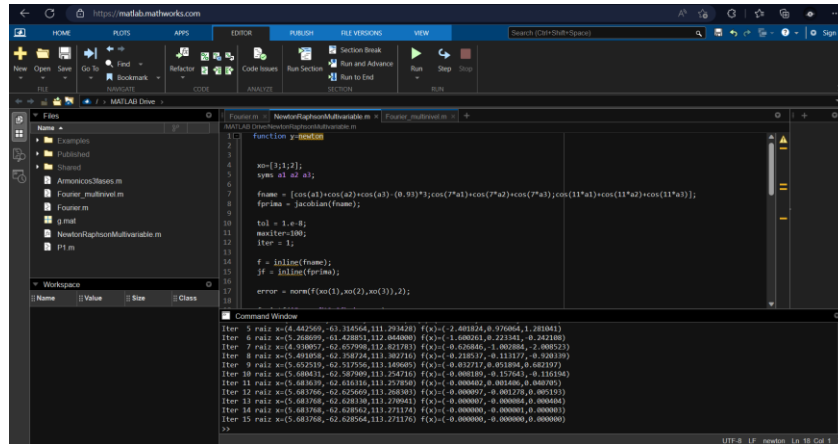


Fig. 17. Código empleado en Matlab online.

Variable	Angulo en radianes	Angulo en grados ^o
a0	113,2711757	9,960310501
a1	-62,62856423	11,64759283
a2	5,683767683	34,34410003

Fig. 18. Ángulos de conmutación encontrados.

3.2. Índice de modulación

Se entiende por índice de modulación como la relación entre amplitud de la señal moduladora y señal portadora, por lo tanto, trabajando con el armónico fundamental, y considerando la señal moduladora como el voltaje máximo de nuestro inversor multinivel, tenemos:

$$\begin{aligned}
 \frac{4}{3} &= \frac{4}{3} (\cos(\alpha_0) + \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)) \\
 \frac{4}{3} &= \cos(\alpha_0) + \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) \\
 \frac{4}{3} &= \frac{4}{3} * (\cos(\alpha_0) + \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)) \\
 3 * \frac{4}{3} &= \cos(\alpha_0) + \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)
 \end{aligned}$$

Donde “m”, hace referencia al índice de modulación y “s” a la cantidad de fuentes con las que cuenta nuestro inversor multinivel.

Diferentes índices de modulación nos otorgan diferentes soluciones a las ecuaciones de la eliminación selectiva de armónicos, incluso para algunos valores de “m” no existen raíces que satisfacen las ecuaciones, esto lo podemos saber gracias a que al utilizar Matlab y el

método de Newton-Raphson, no se definen la cantidad de iteraciones necesarias para encontrar las soluciones para los ángulos de conmutación.

3.2.1. Índice de modulación 0.69 ($m = 0.69$)

Para este índice de modulación se eliminaron los armónicos del 3er y 5to orden. Solución en radianes, $\alpha_0 = 0.431158$; $\alpha_1 = 1.331161$; $\alpha_2 = 0.391942$.

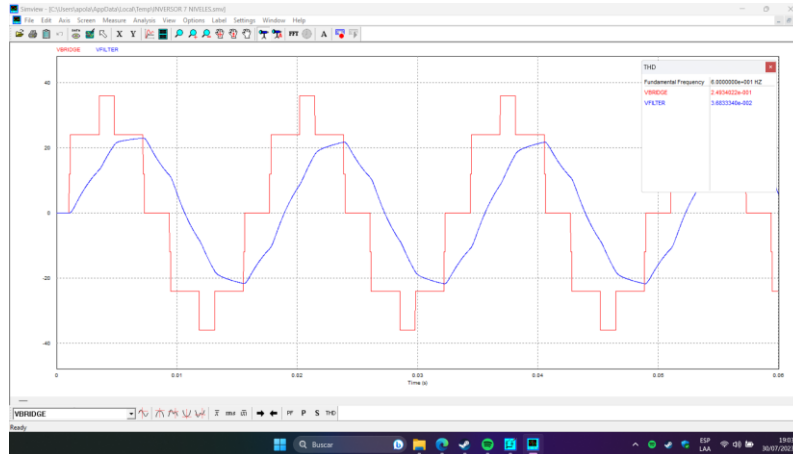


Fig. 19. Niveles de voltaje con $m = 0.69$.

3.2.2. Índice de modulación 0.84 ($m = 0.84$)

Para este índice de modulación se eliminaron los armónicos del 5to y 7mo orden. Solución en radianes, $\alpha_0 = -24.218141$; $\alpha_1 = 38.026435$; $\alpha_2 = 0.272926$.

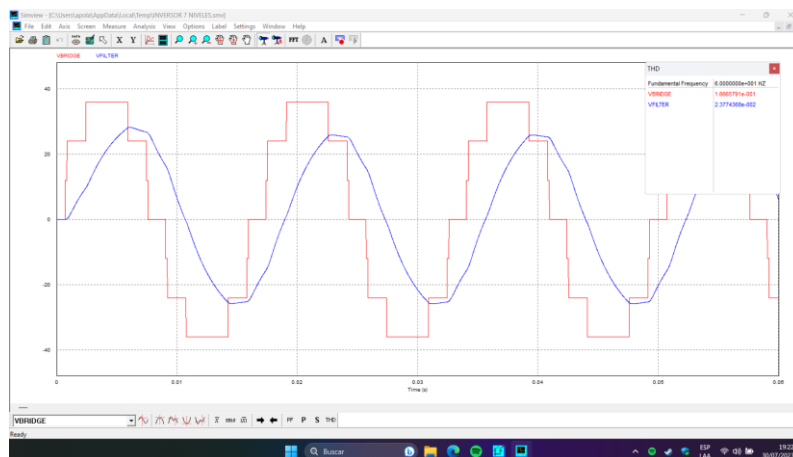


Fig. 20. Niveles de voltaje con $m = 0.84$.

3.2.3 Índice de modulación 0.85 (m = 0.85)

Para este índice de modulación se encontraron dos conjuntos de soluciones. Al eliminar los armónicos del 3er y 7to orden se encontró los ángulos en radianes, $\varphi_0 = 6.074454$; $\varphi_1 = -13.286925$; $\varphi_2 = -0.608922$. Por otra parte al eliminar los armónicos de 3er y 11vo orden se encontró, $\varphi_0 = -55.959257$; $\varphi_1 = -74.66626$; $\varphi_2 = -19.074223$.

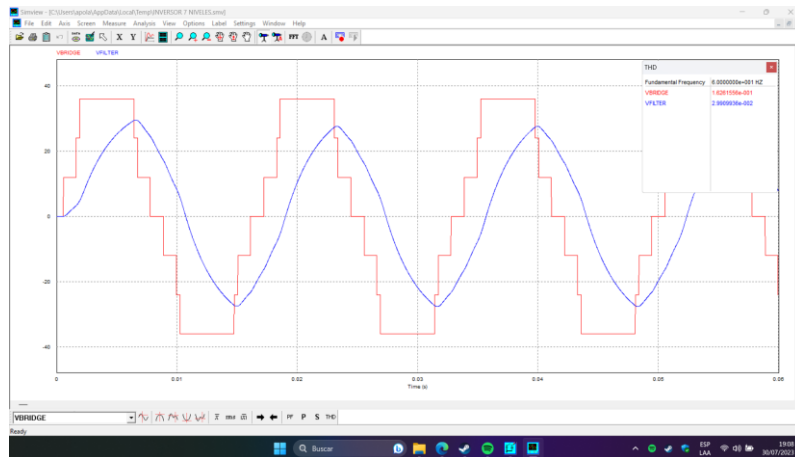


Fig. 21. Niveles de voltaje con m = 0.85 y eliminando los armónicos de 3er y 7mo orden.

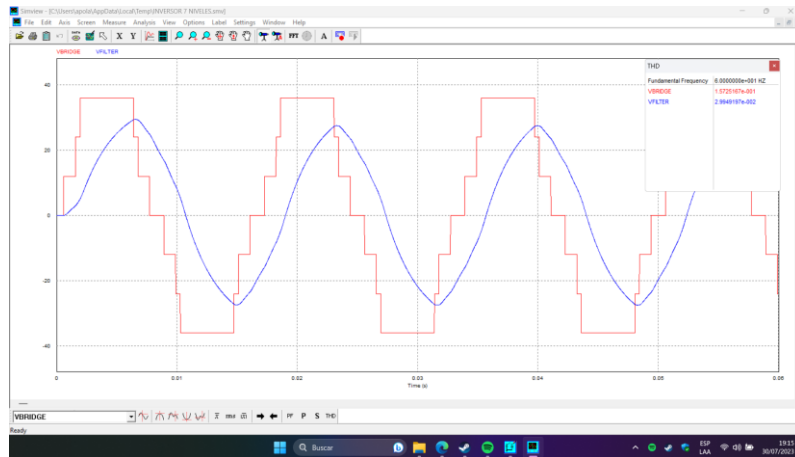


Fig. 22. Niveles de voltaje con m = 0.85 y eliminando los armónicos de 3er y 11vo orden.

3.2.4. Índice de modulación 0.86 (m = 0.86)

Para este índice de modulación se eliminaron los armónicos del 3er y 9no orden. Solución en radianes, $\varphi_0 = -0.523599$; $\varphi_1 = 16192.43674$; $\varphi_2 = 15041.56663$.

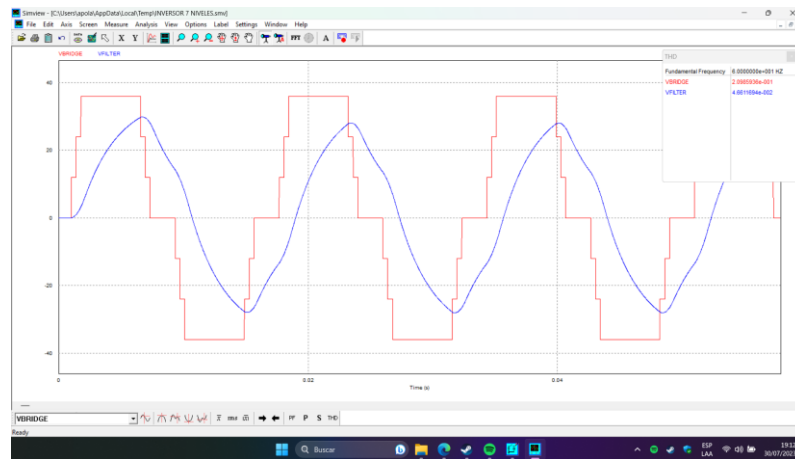


Fig. 23. Niveles de voltaje con m = 0.86.

3.2.5. Índice de modulación 0.89 (m = 0.89)

Para este índice de modulación se eliminaron los armónicos del 5to y 9no orden. Solución en radianes, $\varphi_0 = -357.860054$; $\varphi_1 = -144.691161$; $\varphi_2 = 76.157775$.

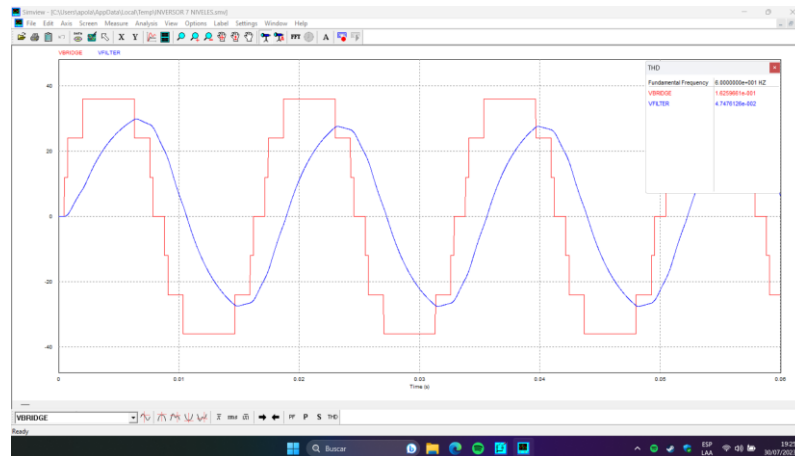


Fig. 24. Niveles de voltaje con m = 0.89.

3.2.6. Índice de modulación 0.90 (m = 0.90)

Para este índice de modulación se eliminaron los armónicos del 7mo y 9no orden. Solución en radianes, $\varphi_0 = 12.864021$; $\varphi_1 = -62.126245$; $\varphi_2 = 559.017506$.

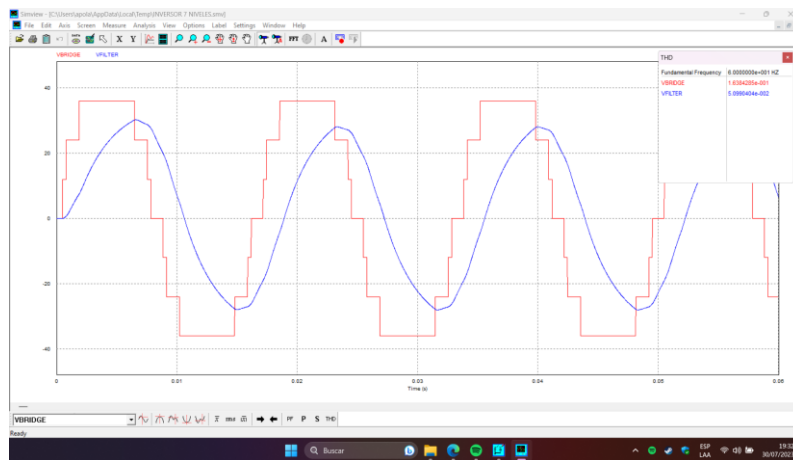


Fig. 25. Niveles de voltaje con m = 0.90.

3.2.7. Índice de modulación 0.93 (m = 0.93)

Para este índice de modulación se eliminaron los armónicos del 7mo y 11vo orden. Solución en radianes, $\varphi_0 = 5.683768$; $\varphi_1 = -62.628564$; $\varphi_2 = 113.271176$.

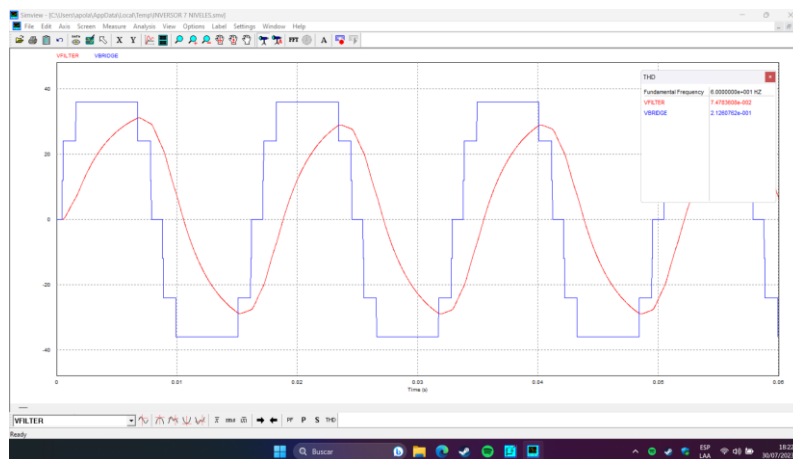


Fig. 26. Niveles de voltaje con m = 0.93.

3.2.8. Índice de modulación 0.94 (m = 0.94)

Para este índice de modulación se eliminaron los armónicos del 5to y 11vo orden. Solución en radianes, $\alpha_0 = -2752.352978$; $\alpha_1 = 2834.216746$; $\alpha_2 = -446.228058$.

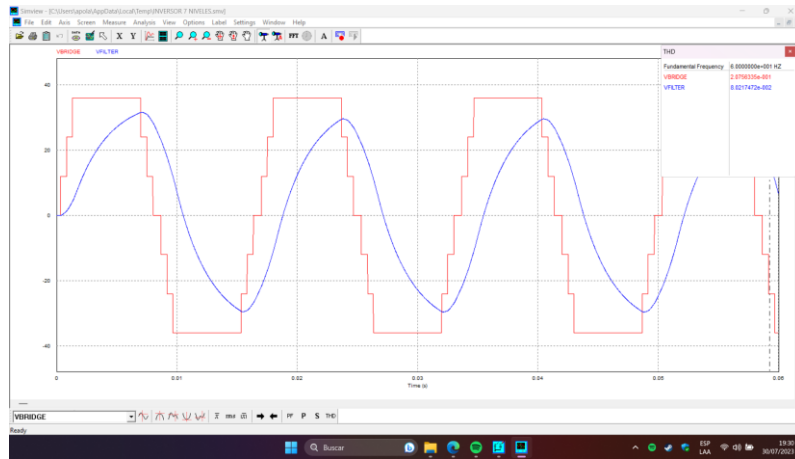


Fig. 27. Niveles de voltaje con $m = 0.94$.

Obtener un índice de modulación igual al 100%, con $m = 1$, no nos brindó soluciones utilizando el método de Newton-Raphson.

3.3. Índice de modulación, THD e intervalos de conmutación

3.3.1. Relación entre el índice de modulación y el THD

Se simuló diferentes índices de modulación utilizando el software PSIM, obteniendo diferentes tasas de distorsión armónicas (THD) tanto en la salida de voltaje pura de los mosfet's denominada THD BRIDGE como después de aplicarle un filtro LC (L: 470uH, C: 1000uF) al cual le llamamos THD FILTER. Contra intuitivamente un índice de modulación más elevado no nos entrega un THD menor.

Según la Figura 28, el índice de modulación 0.85 nos entrega el menor THD BRIDGE de todas las soluciones (15.72 %), mientras que el índice de modulación 0.85 entrega el menor THD FILTER (2.38%).

Armónicos eliminados	m	Angulos grados° 1er cuadrante			THD BRIDGE	THD FILTER
3 y 5	0.69	24.7035337	76.26990715	22.45662241	24.93%	3.68%
3 y 7	0.85	11.95942295	41.28472521	34.88866065	16.26%	2.99%
3 y 9	0.86	30.00001286	38.28494809	21.71506537	20.98%	4.66%
3 y 11	0.85	33.77074921	41.93842997	12.87247539	15.72%	2.99%
5 y 7	0.84	52.40273305	18.75423543	15.63750792	16.66%	2.38%
5 y 9	0.89	16.12924948	10.19285815	43.51908461	16.25%	4.75%
5 y 11	0.94	18.20936966	28.6577711	6.984423719	20.75%	8.02%
7 y 9	0.9	17.05411087	40.4283645	10.65623227	16.38%	5.10%
7 y 11	0.93	34.34408187	11.64760584	9.960325284	21.26%	7.48%

Fig. 28. THD's para diferentes índices de modulación.

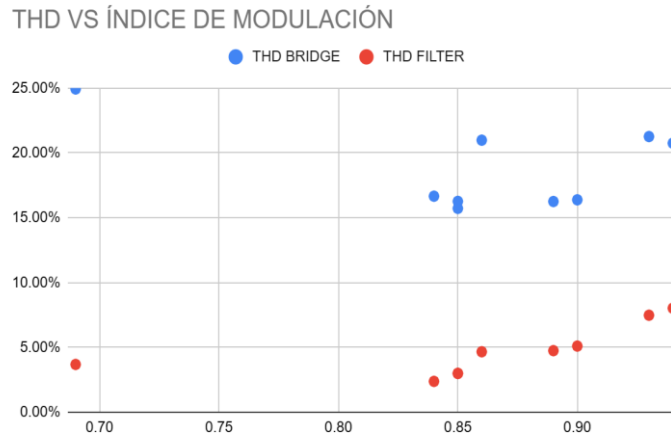


Fig. 29. THD's para diferentes índices de modulación.

Al analizar el gráfico de la Figura 29, se establece que el índice de modulación que deberíamos tomar para esta investigación es 0.85, entendiendo que si el THD BRIDGE es el menor, tendríamos que realizar mejoras a nuestro filtro LC para obtener proporcionalmente un THD FILTER menor.

Si bien 0.85 no es el índice de modulación más alto, el otorgarnos el menor THD BRIDGE (15,72%) se debe como consecuencia de que en este índice de modulación se elimina el armónico de 3er orden, siendo de los armónicos más representativos en el análisis de Fourier.

3.3.1. Intervalos de conmutación

El índice de modulación 0.85 tiene 2 conjuntos de soluciones posibles, para ello nos quedamos con el conjunto que nos ofrece el mejor THD BRIDGE, siendo los ángulos en grados sexagesimales los siguientes: 33.77074921, 41.93842997, 12.87247539. Conociendo los ángulos de conmutación se pudo obtener los diferentes intervalos de conmutación para cada uno de los 12 switch que propone la arquitectura del circuito presentado en la Figura 11.

Switch	Intervalo 1	Intervalo 2
S01	41.93843°-138.06157°	-
S02	221.93843°-318.06157°	-
S03	0°-41.93843°	138.06157°-360°
S04	0°-221.93843°	318.06157°-360°
S05	33.77075°-146.22925°	-
S06	213.77075°-326.22925°	-
S07	0°-33.77075°	146.22925°-360°
S08	0° 213.77075°	326.22925° 360°
S09	12.87248°-167.12752°	-
S10	192.87248°-347.12752°	-
S11	0°-12.87248°	167.12752°-360°
S12	0°-192.87248°	347.12752°-360°

Fig. 30. Intervalos de conmutación y ángulos de conmutación.

3.4. Modulación por ancho de pulso

Para lograr cumplir con los intervalos de conmutación que requiere el inversor multinivel, es necesario encontrar y estudiar una señal periódica en estos intervalos. Por ello, utilizando el software de simulación y análisis electrónico PSIM, podemos observar el comportamiento de cada uno de los conmutadores (mosfets) oscilando conforme a los ángulos e intervalos de conmutación que se establecieron en la Figura 30.

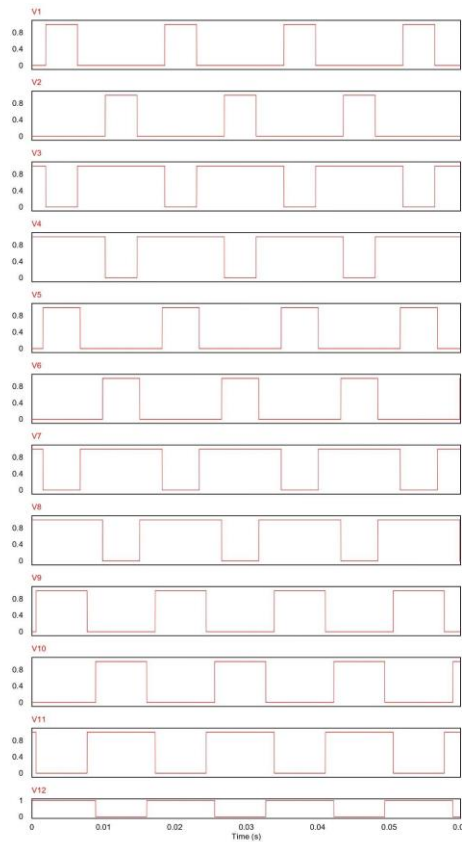


Fig. 31. Formas de onda de los Switch de conmutación.

Como se observa en la Figura 31, las diferentes formas de onda que tienen que generar los conmutadores para obtener nuestro inversor multinivel son del tipo PWM. Evidentemente se requiere realizar un análisis para cada onda PWM (12) presente en la Figura 31 con el objetivo de conocer los parámetros claves de modulación. A continuación, se define el concepto de estos parámetros:

Amplitud: Hace referencia al valor máximo de voltaje que obtiene la onda en su estado activo. Para esta investigación será de 5 voltios DC.

Frecuencia: Hace referencia a la cantidad de ciclos de trabajo periódicos que realiza la señal PWM en un segundo. Para esta investigación se usará 60 Hz como frecuencia.

Ciclo de trabajo (D): O duty cycle hace referencia a la relación del periodo de la parte positiva de la onda (\square) con respecto al periodo total del ciclo (\square).

$$D = \frac{\square}{\square} \times 100$$

Desfase: Si bien no es un parámetro significativo a evaluar en ondas PWM, es importante acotar que si observamos la Figura 31, se visualiza que existen ondas en desfase una con respecto a la otra.

3.4.1. Análisis PWM 1er conmutador

Teniendo en cuenta que la duración de un ciclo es $1/60$, 0.0167 (\square), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.00445 (\square), el ciclo de trabajo es de $26,95\%$. Adicional a ello se puede observar que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a $t=0$), es de 0.001934 segundos o 1.93 ms.

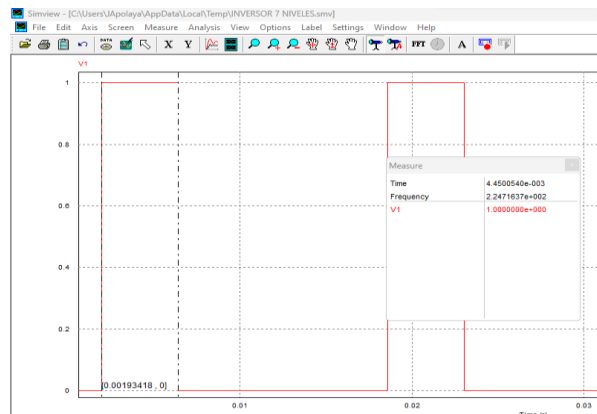


Fig. 32. Ciclo de trabajo de 1er conmutador.

3.4.2 Análisis PWM 2do conmutador.

Sabiendo que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.00440 (□), el ciclo de trabajo es de 26,35%. Adicional a ello se puede observar que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a t=0), es de 0.0103 segundos o 10.3 ms.

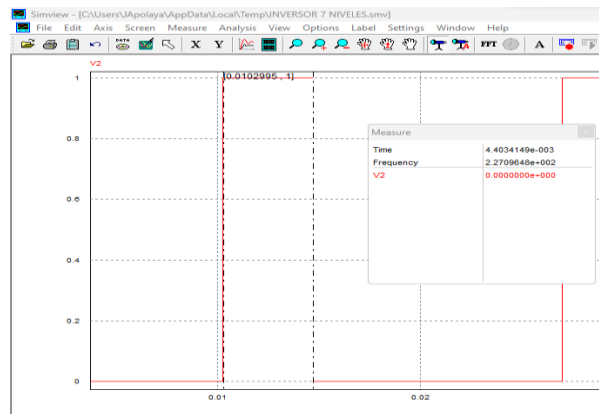


Fig. 33. Ciclo de trabajo de 2do conmutador.

3.4.3. Análisis PWM 3ro conmutador.

Sabiendo que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.01221 (□), el ciclo de trabajo es de 73,11%. Adicional a ello se puede observar que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a t=0), es de 0.006394 segundos o 6.39 ms.

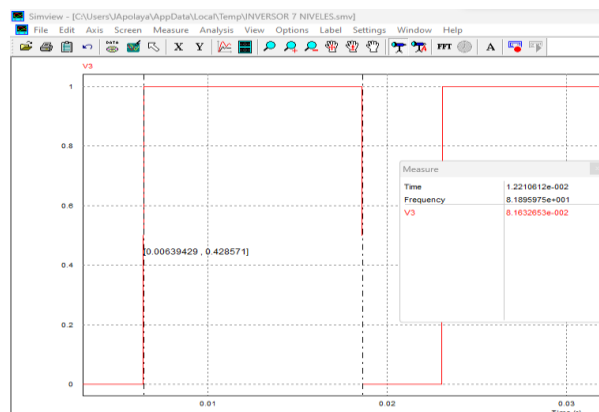


Fig. 34. Ciclo de trabajo de 3er conmutador.

3.4.4 Análisis PWM 4to conmutador.

Conociendo que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.01221 (□), el ciclo de trabajo es de 73,11%. Adicional a ello se observa que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a t=0), es de 0.01473 segundos o 14.73 ms

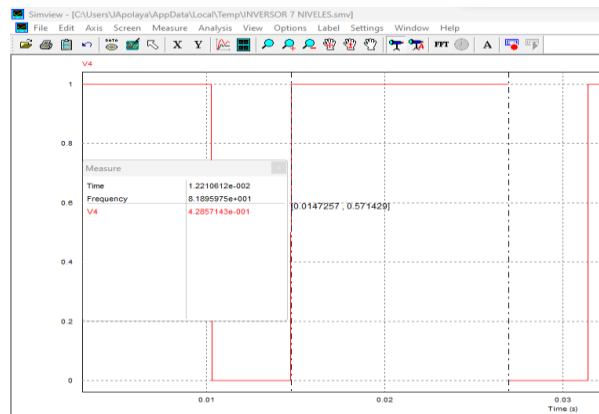


Fig. 35. Ciclo de trabajo de 4to conmutador.

3.4.5. Análisis PWM 5to conmutador.

Conociendo que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.005246 (□), el ciclo de trabajo es de 31,41%. También se aprecia que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a t=0), es de 0.001545 segundos o 1.55 ms.

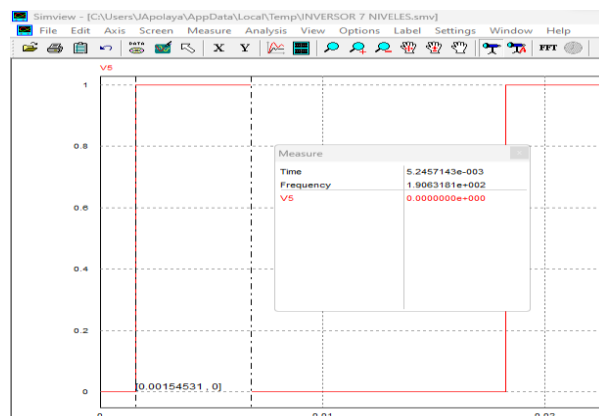


Fig. 36. Ciclo de trabajo de 5to conmutador.

3.4.6. Análisis PWM 6to conmutador.

Sabiendo que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.005235 (□), el ciclo de trabajo es de 31,34%. También se aprecia que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a $t=0$), es de 0.009896 segundos o 9.89 ms.

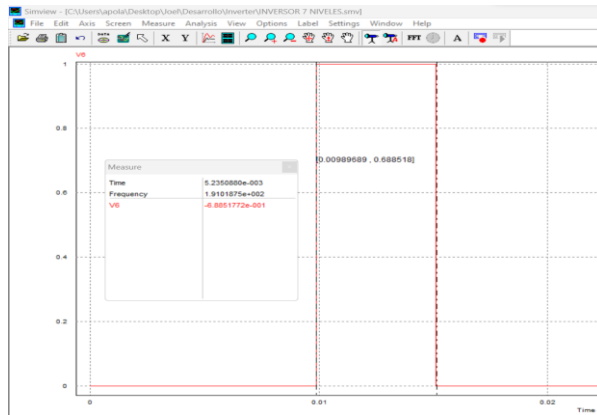


Fig. 37. Ciclo de trabajo de 6to conmutador.

3.4.7. Análisis PWM 7mo conmutador.

Conociendo que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.01146 (□), el ciclo de trabajo es de 68,62%. También se aprecia que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a $t=0$), es de 0.006758 segundos o 6.76 ms.

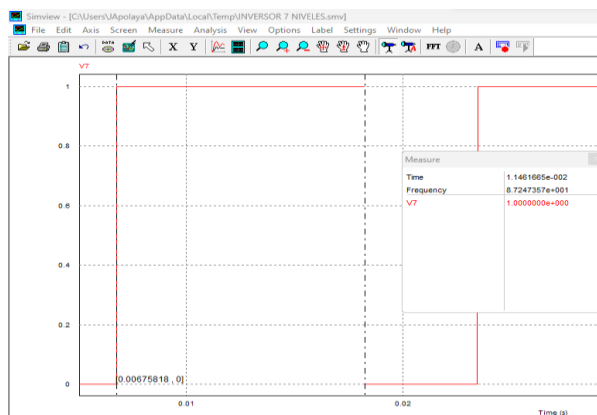


Fig. 38. Ciclo de trabajo de 7mo conmutador.

3.4.8. Análisis PWM 8vo conmutador.

Conociendo que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.01146 (□), el ciclo de trabajo es de 68,62%. También se aprecia que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a $t=0$), es de 0.01507 segundos o 15.07 ms.

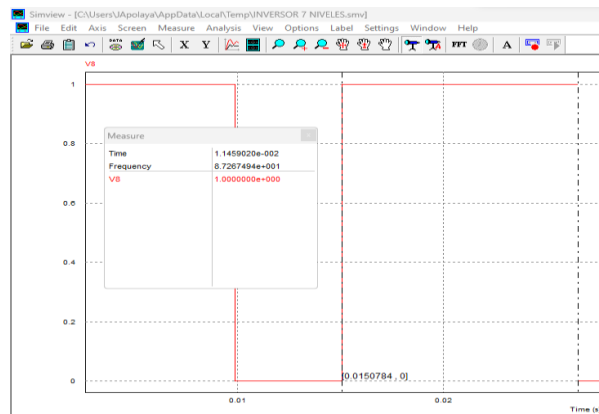


Fig. 39. Ciclo de trabajo 8vo conmutador.

3.4.9. Análisis PWM 9no conmutador.

Conociendo que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.00714 (□), el ciclo de trabajo es de 42,75%. También se aprecia que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a $t=0$), es de 0.00059 segundos o 0.59 ms.

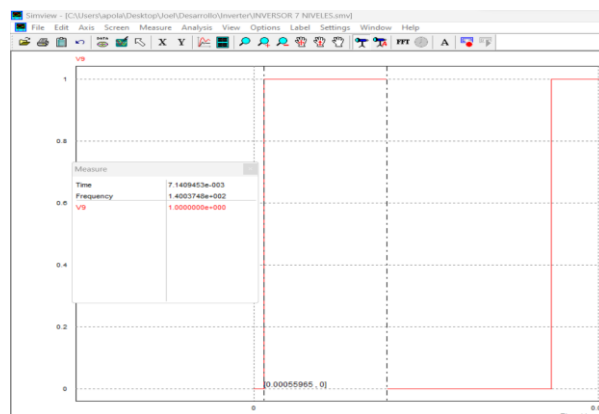


Fig. 40. Ciclo de trabajo 9no conmutador.

3.4.10. Análisis PWM 10mo conmutador.

Teniendo en cuenta que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.007143 (□), el ciclo de trabajo es de 42,77%. También se aprecia que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a t=0), es de 0.0089 segundos o 8.9 ms.

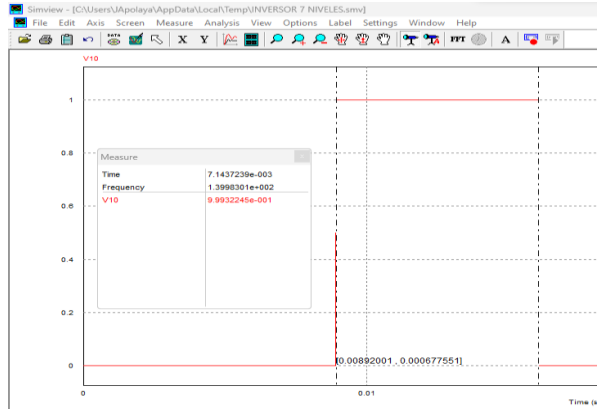


Fig. 41. Ciclo de trabajo 10mo conmutador.

3.4.11. Análisis PWM 11vo conmutador.

Teniendo en cuenta que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.0095 (□), el ciclo de trabajo es de 56,88%. También se aprecia que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a t=0), es de 0.0077 segundos o 7.7 ms.

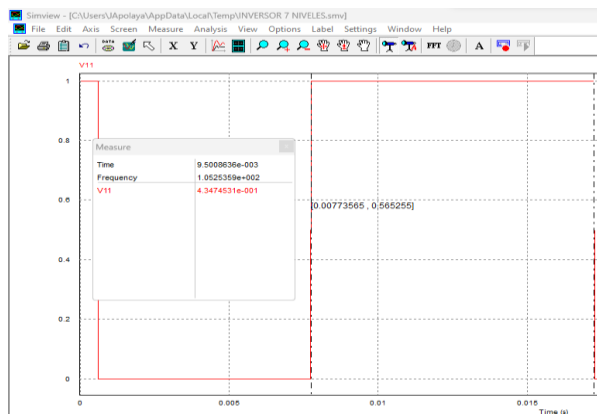


Fig. 42. Ciclo de trabajo 11vo conmutador.

3.4.12. Análisis PWM 12vo conmutador.

Teniendo en cuenta que el periodo es 0.0167 (□), y que el tiempo de estado activo del ciclo es de 0.0095 (□), el ciclo de trabajo es de 56,88%. También se aprecia que el tiempo en el que empieza la onda periódica (desfase con respecto a t=0), es de 0.0016 segundos o 1.6 ms.

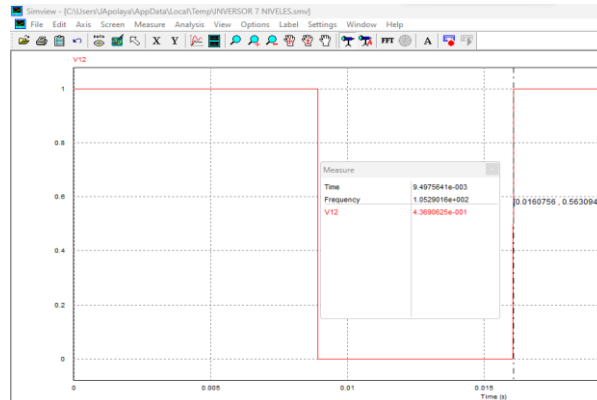


Fig. 43. Ciclo de trabajo 12vo conmutador.

Resumiendo todos los valores en la Figura 44, obtenemos que el valor mínimo de desfase se da en el conmutador número 9 y es de 0.59 ms. Este valor es importante dado que, si se da el caso, se puede utilizar como tiempo de inicio base “corriendo” en 0.59 ms los demás valores. Por otra parte, el valor máximo se da en el conmutador 8 siendo de 15.07 ms. Este último valor según el análisis definiría el principio de funcionamiento del inversor multinivel, o por lo menos marcaría el tiempo de mínimo de arranque para que se pueda generar la onda escalonada de voltaje, independientemente de la alimentación e inicio de generación de las ondas PWM. De esta forma se tiene que considerar dentro del diseño de circuito electrónico, un conmutador tipo relé que habilite la alimentación de todos los conmutadores a partir del momento ($t > 15.07$ ms) en el que todas las ondas PWM ya se encuentren totalmente generadas por el microcontrolador.

Otro punto a tratar es que los ciclos de trabajo calculados para cada switch o conmutador son ciclos de trabajo complementarios entre sí, dado que si tomamos como ejemplo los conmutadores 1 y 3 podríamos obtener una sumatoria del 100% ($26.95\% + 73.11\% = 100.06\%$) marcando una tendencia y una sumatoria referencial para los demás conmutadores. Para el caso de par de conmutadores en donde no se cumpla esta sumatoria cabalmente (conmutador 2 y 4, 99.46%), podríamos estimar que se trata de un ligero error de toma de muestra o error de redondeo.

SWITCH	T ACTIVO (s)	DUTY CYCLE	T DESFASE (ms)
1	0.00445	26.95%	1.93
2	0.0044	26.35%	10.3
3	0.01221	73.11%	6.39
4	0.01221	73.11%	14.73
5	0.005246	31.41%	1.55
6	0.005235	31.34%	9.89
7	0.01146	68.62%	6.76
8	0.01146	68.62%	15.07
9	0.007114	42.75%	0.59
10	0.007143	42.77%	8.9
11	0.0095	56.88%	7.7
12	0.0095	56.88%	1.6

Fig. 44. Parámetros clave de conmutación.

3.5. Microcontrolador ESP-32

Antes de programar el ESP-32 es necesario conocer algunas características técnicas importantes para esta investigación. Este proyecto cuenta con 12 salidas independientes PWM, por lo que es necesario que nuestro microcontrolador cuente como mínimo con esta cantidad. Según la página 36 de la hoja de datos el ESP-32 cuenta con 16 canales PWM independientes, lo que resulta suficiente para el desarrollo de este proyecto.

3.8.8 LED PWM Controller

The LED PWM controller can generate 16 independent channels of digital waveforms with configurable periods and duties.

The 16 channels of digital waveforms operate with an APB clock of 80 MHz. Eight of these channels have the option of using the 8 MHz oscillator clock. Each channel can select a 20-bit timer with configurable counting range, while its accuracy of duty can be up to 16 bits within a 1 ms period.

The software can change the duty immediately. Moreover, each channel automatically supports step-by-step duty increase or decrease, which is useful for the LED RGB color-gradient generator.

For details, see [ESP32 Technical Reference Manual](#) > Chapter LED PWM Controller.

3.8.9 Motor Control PWM

The Pulse Width Modulation (PWM) controller can be used for driving digital motors and smart lights. The controller consists of PWM timers, the PWM operator and a dedicated capture sub-module. Each timer provides

Fig. 45. Página 36 Datasheet ESP-32.

Por otra parte, otro dato técnico importante es la resolución de la placa, el cual nos servirá para definir el ciclo de trabajo en la modulación por ancho de pulso, teniendo en cuenta que la resolución que definamos en nuestra programación equivaldría al 100% del duty

cycle. Según la hoja técnica, en la página 30, la resolución del ESP-32 es de hasta 16 bits ($2^{16} = 65536$ niveles, 0-65535).

En teoría al utilizar una mayor resolución, los valores para el duty cycle que tomaremos tendrán menor error, esto como consecuencia de que al momento de definir nuestro ciclo de trabajo en la programación solo podemos introducir valores enteros (error de redondeo).

3.4 Timers and Watchdogs

3.4.1 General Purpose Timers

There are four general-purpose timers embedded in the chip. They are all 64-bit generic timers which are based on 16-bit prescalers and 64-bit auto-reload-capable up/down-timers.

The timers feature:

• A 16-bit clock prescaler, from 2 to 65536

- A 64-bit timer
- Configurable up/down timer: incrementing or decrementing
- Halt and resume of time-base counter
- Auto-reload at alarming
- Software-controlled instant reload
- Level and edge interrupt generation

For details, see [ESP32 Technical Reference Manual](#) > Chapter *Timer Group*.

3.4.2 Watchdog Timers

The chip has three watchdog timers: one in each of the two timer modules (called the Main Watchdog Timer, or MWDT) and one in the RTC module (called the RTC Watchdog Timer, or RWDT). These watchdog timers are intended to recover from an unforeseen fault causing the application program to abandon its normal sequence. A watchdog timer has four stages. Each stage may trigger one of three or four possible actions upon the expiry of its programmed time period, unless the watchdog is fed or disabled. The actions are: interrupt, CPU reset, core reset, and system reset. Only the RWDT can trigger the system reset, and is able to reset the entire chip, including the RTC itself. A timeout value can be set for each stage individually.

During flash boot the RWDT and the first MWDT start automatically in order to detect, and recover from, booting problems.

The watchdogs have the following features:

Espressif Systems

30
[Submit Documentation Feedback](#)

ESP32 Series Datasheet v4.3

Fig. 46. Página 30 Datasheet ESP32.

De esta forma, tenemos los siguientes cálculos para 8,12 y 16 bits.

%DUTY CYCLE	BITS	RESOLUCION	CICLO DE TRABAJO	REDONDEO	E% DE REDONDEO
26.95%	8	255	68.7225	69	0.404%
26.95%	8	255	68.7225	69	0.404%
73.11%	8	255	186.4305	186	-0.231%
73.11%	8	255	186.4305	186	-0.231%
31.41%	8	255	80.0955	80	-0.119%
31.41%	8	255	80.0955	80	-0.119%
68.62%	8	255	174.981	175	0.011%
68.62%	8	255	174.981	175	0.011%
42.77%	8	255	109.0635	109	-0.058%
42.77%	8	255	109.0635	109	-0.058%
56.88%	8	255	145.044	145	-0.030%
56.88%	8	255	145.044	145	-0.030%
				PROMEDIO	-0.00401%

Fig. 47. Error promedio de redondeo para 8 bits (-0.004%).

%DUTY CYCLE	BITS	RESOLUCION	CICLO DE TRABAJO	REDONDEO	E% DE REDONDEO
26.95%	12	4095	1103.6025	1104	0.036%
26.95%	12	4095	1103.6025	1104	0.036%
73.11%	12	4095	2993.8545	2994	0.005%
73.11%	12	4095	2993.8545	2994	0.005%
31.41%	12	4095	1286.2395	1286	-0.019%
31.41%	12	4095	1286.2395	1286	-0.019%
68.62%	12	4095	2809.989	2810	0.000%
68.62%	12	4095	2809.989	2810	0.000%
42.77%	12	4095	1751.4315	1751	-0.025%
42.77%	12	4095	1751.4315	1751	-0.025%
56.88%	12	4095	2329.236	2329	-0.010%
56.88%	12	4095	2329.236	2329	-0.010%
				PROMEDIO	-0.00202%

Fig. 48. Error promedio de redondeo para 12 bits (-0.002%).

%DUTY CYCLE	BITS	RESOLUCION	CICLO DE TRABAJO	REDONDEO	E% DE REDONDEO
26.95%	16	65535	17661.6825	17662	0.002%
26.95%	16	65535	17661.6825	17662	0.002%
73.11%	16	65535	47912.6385	47913	0.001%
73.11%	16	65535	47912.6385	47913	0.001%
31.41%	16	65535	20584.5435	20585	0.002%
31.41%	16	65535	20584.5435	20585	0.002%
68.62%	16	65535	44970.117	44970	0.000%
68.62%	16	65535	44970.117	44970	0.000%
42.77%	16	65535	28029.3195	28029	-0.001%
42.77%	16	65535	28029.3195	28029	-0.001%
56.88%	16	65535	37276.308	37276	-0.001%
56.88%	16	65535	37276.308	37276	-0.001%
				PROMEDIO	0.00042%

Fig. 49. Error promedio de redondeo para 16 bits (0.0004%).

Como se observa en la Figura 49, el error de redondeo para 16 bits es realmente mínimo, alcanzando el 0.0004%. Si bien este error puede ser despreciable es importante realizar las pruebas necesarias en el osciloscopio para definir qué tanto puede afectar el no introducir valores exactos (con decimales) en los ciclos de trabajo.

3.5.1. Código en el IDL de Arduino

```
//Se define los 12 pines utilizados para las 12 salidas PWM
const int gpio_01 = 1;
const int gpio_02 = 2;
const int gpio_03 = 3;
const int gpio_04 = 4;
const int gpio_05 = 5;
const int gpio_06 = 6;
const int gpio_07 = 7;
const int gpio_08 = 8;
```

```

const int gpio_09 = 9;
const int gpio_10 = 10;
const int gpio_11 = 11;
const int gpio_12 = 12;

//Se define la frecuencia del PWM (60hz)
const int frecuencia = 60;

//Se define la resolución del PWM (16 BITS)
const int resolucion = 16;
const int canal_s01= 1;
const int canal_s02= 2;
const int canal_s03= 3;
const int canal_s04= 4;
const int canal_s05= 5;
const int canal_s06= 6;
const int canal_s07= 7;
const int canal_s08= 8;
const int canal_s09= 9;
const int canal_s10= 10;
const int canal_s11= 11;
const int canal_s12= 12;

void setup(){

    //Configuramos la funcionalidad PWM
    ledcSetup(canal_s01, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s02, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s03, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s04, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s05, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s06, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s07, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s08, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s09, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s10, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s11, frecuencia, resolucion);
    ledcSetup(canal_s12, frecuencia, resolucion);

    //Asociamos el canal al GPIO

```

```

ledcAttachPin(gpio_01, canal_s01);
ledcAttachPin(gpio_02, canal_s02);
ledcAttachPin(gpio_03, canal_s03);
ledcAttachPin(gpio_04, canal_s04);
ledcAttachPin(gpio_05, canal_s05);
ledcAttachPin(gpio_06, canal_s06);
ledcAttachPin(gpio_07, canal_s07);
ledcAttachPin(gpio_08, canal_s08);
ledcAttachPin(gpio_09, canal_s09);
ledcAttachPin(gpio_10, canal_s10);
ledcAttachPin(gpio_11, canal_s11);
ledcAttachPin(gpio_12, canal_s12);

//Tiempos de desfase x 100, según Figura 44
//0.59 ms x 100 = 59, duty cycle 28029 para switch 9
delay(59);
ledcWrite(canal_s09,28029);
//1.55 ms x 100-59= 96, duty cycle 20585 Para switch 5
delay(96);
ledcWrite(canal_s05,20585);
//1.60 ms x 100-155= 5, duty cycle 37276 Para switch 12
delay(5);
ledcWrite(canal_s12,37276);
//1.93 ms x 100-160= 33, duty cycle 17662 Para switch 1
delay(33);
ledcWrite(canal_s01,17662);
//6.39 ms x 100-193= 446, duty cycle 47913 Para switch 3
delay(446);
ledcWrite(canal_s03,47913);
//6.76 ms x 100-639= 37, duty cycle 44970 Para switch 7
delay(37);
ledcWrite(canal_s07,44970);
//7.70 ms x 100-676= 94, duty cycle 37276 Para switch 11
delay(94);
ledcWrite(canal_s11,37276);
//8.90 ms x 100-770= 120, duty cycle 28029 Para switch 10
delay(120);
ledcWrite(canal_s10,28029);
//9.89 ms x 100-890= 99, duty cycle 20585 Para switch 06
delay(99);
ledcWrite(canal_s06,20585);
//10.30 ms x 100-989= 99, duty cycle 20585 Para switch 02
delay(41);

```

```
ledcWrite(canal_s02,17662);  
//14.73 ms x 100-1030= 443, duty cycle 47913 Para switch 04  
delay(443);  
ledcWrite(canal_s04,47913);  
//15.07 ms x 100-1473= 34, duty cycle 44970 Para switch 08  
delay(34);  
ledcWrite(canal_s08,44970);  
}  
  
void loop(){  
  
}
```

IV. DISCUSIÓN

En este capítulo abordaremos algunas discusiones que esta investigación pone en bandeja; el hecho de saber si existe una combinación de armónicos a eliminar que nos otorgue mejores resultados, quedará pendiente de estudio. ¿Existirá además alguna combinación más eficiente entre los armónicos eliminados y el índice de modulación? Esta pregunta busca obtener la mejor tasa de distorsión armónica o THD, teniendo en cuenta que para esta investigación teóricamente se propone un THD del 2.99%.

Otro tema a discutir de gran importancia es el de predecir cuál sería el comportamiento del sistema realmente, tomando como consideración que todos los cálculos realizados sirvieron para la simulación y viabilidad de la investigación, sin embargo en la realidad y con cargas no lineales quizás se tengan que realizar ciertos ajustes.

El desarrollo de este proyecto busca sentar las bases en el ámbito universitario local y nacional para la mejora y optimización de los inversores multinivel en general ¿Se podrán desarrollar inversores multinivel de mayor cantidad de niveles pero menos complejos? ¿Qué nuevas tecnologías en cuanto a los inversores se pueden seguir generando?

V. CONCLUSIONES

El desarrollo de esta investigación está basada en cálculos teóricos que tienen como fundamento el análisis matemático de la formación de una onda sinusoidal, bajo esa premisa podemos conceptualizar las siguientes conclusiones:

- El filtraje de la señal es fundamental para mejorar el THD que nos pueda otorgar el inversor. Si bien, teóricamente se obtiene un THD del 2.99%, se observa en la Figura 29 que este no es el THD mínimo que se puede alcanzar (THD Filter), sugiriendo la mejoría de este THD, puesto que, el THD a la salida del puente de conmutadores (THD Bridge) si es el mínimo calculado.
- Para que el sistema desarrollado en esta investigación funcione correctamente es necesario controlar la señales PWM que genera el microcontrolador de forma individual, teniendo en cuenta que hay que considerar un “tiempo de desfase” para cada una de ellas. Este tiempo de desfase tiene como finalidad la sincronización de todos los conmutadores, de tal forma que se cree la onda que la simulación demanda.
- Se concluye finalmente que la generación de un inversor multinivel de 7 niveles utilizando la topología tipo cascada es viable a nivel teórico, teniendo en cuenta la coherencia de los análisis matemáticos realizados.

VI. RECOMENDACIONES

Las recomendaciones que esta investigación puede dejar, se centran en la mejoría de la misma, por lo que se recomienda la consideración del desarrollo de un apartado o subcapítulo de filtrado de señales, con la finalidad de optimizar aún más la onda pura sinusoidal que se quiere alcanzar y por ende la mejora de la tasa de distorsión armónica del inversor. El estudio de filtros electrónicos (activos, pasivos) suele ser toda una materia que vale la pena estudiar y acoplar en el presente informe.

Otra recomendación que los autores pueden alcanzar, es el análisis más a fondo de los tiempos de desfase para cada conmutador, teniendo en cuenta que, existe la posibilidad de que un intervalo de tiempo muy pequeño (intervalo donde se “cruzan” dos o más conmutadores), se pueda generar una salida de onda no deseada, lo que conlleva probablemente a un aumento de amperaje considerable que dañe los componentes electrónicos del circuito. Esta recomendación/alerta se puede solventar conociendo la hoja técnica del conmutador a utilizar, específicamente conociendo el tiempo de conmutación que el fabricante detalla.

VII. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Rashid, M.H. (2004). *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*. México. Prentice Hall.
- [2] Hart, Daniel W. (2010). *Electrónica de potencia*. México. Pearson Educación, Inc.
- [3] Pérez Miguel, A. Bravo de Medina, N., Llorente Antón, M., (1999). *La amenaza de los armónicos y sus soluciones*. Madrid. Centro español de información del cobre (CEDIC).
- [4] T. Wildi, R. Salas. (2007). *Maquinas eléctricas y sistemas de potencia*. México. Pearson Educación.
- [5] Bedford, B. D., Hoft, R. G. (1964). *Principles of inverter circuits*. New York. John Wiley&Sons, Inc.
- [6] Ned Mohán. Tore M. Undeland. William P. Robbin. (2003). *Electrónica de potencia*. México. Mc Graw Hill.
- [7] Bernal G. Erick. López M. Francisco. De la Torre Y. Jorge (2017). *Diseño de un inversor de puente H con tecnología multinivel utilizando la técnica de Eliminación Selectiva de Armónicos*. México. *Revista del Desarrollo Tecnológico*.
- [8] Cordova R. Russell (2012). *Diseño, simulación y construcción de un inversor trifásico multinivel*. Perú. Universidad Nacional del Callao.
- [9] Alexander Bueno, Venezuela. *Convertidor Multinivel*. (Mar. 30, 2022). Accessed: Jan. 22, 2023. [Online Video]. Available: https://www.youtube.com/watch?v=3FOmnH2hd20&list=PLgqw_8WB1qbCz6zuwGz2c7PuoSl-sUGqz&index