



INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CIUDAD MADERO
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA



"POR MI PATRIA Y POR MI BIEN"

TESIS

**IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS PARA UN
CONVERTIDOR MODULAR MULTINIVEL MONOFÁSICO**

Que para obtener el grado de:
Maestro en Ingeniería Eléctrica

Presenta:
Ing. Jesús Alberto Castillo del Ángel
G18070150
CVU 1344943

Director:
Dr. Pedro Martín García Vite
CVU 227310

Codirector:
M.C. Rafael Castillo Gutiérrez
CVU 63299



Instituto Tecnológico de Ciudad Madero
Subdirección Académica
División de Estudios de Posgrado e Investigación

Ciudad Madero, Tamaulipas, **02/junio/2026**

Oficio No.: U2.031/26
Asunto: Autorización de impresión de tesis

C. JESÚS ALBERTO CASTILLO DEL ÁNGEL
No. DE CONTROL G18070150
P R E S E N T E

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su Examen de Grado de Maestría en Ingeniería Eléctrica, se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

"IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS PARA UN CONVERTIDOR MODULAR MULTINIVEL MONOFÁSICO"

El Jurado está integrado por los siguientes catedráticos:

PRESIDENTE:	DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE
SECRETARIO:	M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
VOCAL:	M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
SUPLENTE:	M.C. HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS
DIRECTOR DE TESIS:	DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE
CO-DIRECTOR:	M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ

Es muy satisfactorio para la División de Estudios de Posgrado e Investigación compartir con usted el logro de esta meta. Espero que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica®

"Por mi patria y por mi bien"®

JOSÉ AARÓN MELO BANDA
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN

ccp. Archivo
JAMB/RCI/aetr



2026
año de
Margarita
Maza



Dedicatoria

A mis padres, pilares fundamentales de mi vida, por su amor incondicional, su apoyo constante y por creer en mí incluso en los momentos más difíciles.

Gracias por brindarme la oportunidad de formarme, por sus sacrificios y enseñanzas, que hoy se ven reflejados en este logro que también es suyo.

A mi pareja, mi compañía y mi motivación, por ser mi soporte en cada paso, por escucharme, animarme y estar a mi lado con paciencia y cariño en esta etapa de crecimiento.

Agradecimientos

En primer lugar, expreso mi más sincero agradecimiento al Dr. Pedro Martín García Vite, mi director de tesis, por su invaluable guía, paciencia y conocimientos compartidos durante este proceso. Su experiencia y dedicación fueron fundamentales para el desarrollo y culminación de este trabajo.

Agradezco profundamente a todos los profesores del Programa de Maestría en Ingeniería Eléctrica, por su excelencia académica, sus enseñanzas y el apoyo brindado a lo largo de mi formación. Cada una de sus aportaciones enriqueció mi perspectiva profesional. Mi reconocimiento a la Secretaría de Ciencia, Humanidades, Tecnología e Innovación (SECIHTI) por el apoyo económico que hizo posible la realización de estos estudios. Su contribución fue esencial para dedicarme de lleno a esta etapa académica.

Al Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, mi casa de estudios, por brindarme las herramientas, el conocimiento y las oportunidades que han marcado mi crecimiento profesional. Aquí no solo adquirí formación académica, sino también experiencias y amistades que atesoraré siempre.

Implementación de una Estrategia de Eliminación de Armónicos para un Convertidor Modular Multinivel Monofásico

Resumen

En este proyecto se propone una técnica de eliminación de armónicos, basado en la Eliminación Selectiva de Armónicos (SHE), cuyos resultados fueron validados mediante una simulación en MATLAB utilizando el entorno de Simulink. Los convertidores que transforman la Corriente Directa (CD) en Corriente Alterna (CA) desempeñan un rol esencial en múltiples aplicaciones como energías renovables. Estos dispositivos operan mediante la conmutación de transistores de potencia. Sin embargo, las transiciones abruptas de los inversores de dos niveles provocan pérdidas energéticas significativas y un alto contenido de Distorsión Armónica Total (DAT). Para abordar este problema, se utilizan filtros que eliminan los armónicos, aunque en algunas aplicaciones no es viable su implementación.

Una alternativa más eficiente es el uso de convertidores multinivel que trabajan a bajas frecuencias de conmutación. Estos convertidores permiten generar una forma de onda más cercana a una sinusoidal, gracias a la señal escalonada generada por la suma de los voltajes de cada Submódulo (SM). Esto se traduce en un ajuste del DAT, debido a la disminución de la frecuencia de conmutación y así, reducir las pérdidas por conmutación. Para maximizar su rendimiento, se emplean estrategias de SHE, que se enfocan en calcular los ángulos óptimos de conmutación necesarios para suprimir armónicos específicos, como los de tercer, quinto

y séptimo orden. Esta técnica permite prescindir de los filtros externos y facilita un control más preciso de las señales de disparo de los transistores, mejorando la eficiencia general del sistema y reduciendo la cantidad de armónicos en la señal de salida.

Implementing a Harmonic Elimination Strategy for a Single-Phase Multilevel Modular Converter

Abstract

In this project, a harmonic elimination technique is proposed, based on SHE, these results were validated through a simulation in MATLAB using the Simulink environment. Converters that transform direct current into alternating current play a crucial role in various applications, such as renewable energy systems. These devices operate through the switching of power transistors. However, the abrupt transitions in two-level inverters lead to significant energy losses and high total harmonic distortion. To mitigate this issue, filters are commonly used to suppress harmonics, although their implementation may not be feasible in certain applications.

A more efficient alternative is the use of multilevel converters operating at low switching frequencies. These converters generate a waveform that closely approximates a sinusoidal signal, thanks to the stepped output resulting from the sum of the voltages of each submodule. This contributes to a reduction in total harmonic distortion by lowering the switching frequency, thereby reducing switching losses. To further optimize performance, harmonic elimination strategies such as SHE are employed. These techniques focus on calculating the optimal switching angles required to suppress specific harmonics, such as the third, fifth, and seventh orders. SHE enables the elimination of external filters while allowing for precise control of the transistor gate signals, thus enhancing overall system efficiency and minimizing harmonic content in the output signal.

Índice General

Dedicatoria	I
Agradecimientos	II
Resumen	III
Abstract	V
Índice General	VI
Índice de Figuras	VI
Índice de Tablas	VI
Índice de Códigos	VI
Índice de Acrónimos	XIV
1 Introducción	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Planteamiento del Problema	2
1.3 Justificación	3
1.4 Objetivos	4
1.4.1 Objetivo General	4
1.4.2 Objetivos Específicos	4
1.5 Hipótesis	5
1.6 Alcances y Limitaciones	5
1.6.1 Alcances	5
1.6.2 Limitaciones	6

1.7	Organización de la Tesis	6
2	Marco Teórico	8
2.1	Conversión de CD a CA	8
2.2	Inversor Multinivel	10
2.3	Topología del MMC	11
2.3.1	Análisis del SM (Medio Puente)	13
2.3.2	Técnicas de Modulación	16
2.4	Conclusiones	18
3	Metodología	20
3.1	Enfoque de Investigación	20
3.2	Modelado Matemático de un MMC	23
3.3	Representación en las Series de Fourier del Voltaje de Salida	25
3.3.1	Formulación Matemática	26
3.4	Formulación de una Estrategia de SHE	28
3.5	Implementación del MMC en un Entorno Simulado	33
3.6	Análisis de Harmónicos y Evaluación de DAT	36
3.7	Conclusiones	37
4	Desarrollo	39
4.1	Implementación de la SHE en General	39
4.2	Obtención de Ángulos con Newton-Raphson	41
4.2.1	Implementación en Código de MATLAB	44
4.2.2	Síntesis de la Forma de Onda a Partir de los Ángulos de Conmutación SHE	47
4.2.2.1	Datos del Sistema	47
4.2.2.2	Simetría de las Formas de Onda Utilizadas	48

4.2.2.3	Construcción del Vector de Tiempo de Conmutación	49
4.2.2.4	Asignación de Niveles de Voltaje	50
4.2.3	Diseño del Filtro LC de Salida y Análisis en el Dominio de la Frecuencia	51
4.2.3.1	Justificación del uso de un Filtro de Salida	51
4.2.3.2	Función de Transferencia del Filtro LC	51
4.2.3.3	Caracterización en el Dominio de la Frecuencia	52
4.2.3.4	Diagrama de Bode y Código en MATLAB	53
4.3	Conclusiones	57
5	Análisis y Resultados	58
5.1	Forma de Onda SHE	59
5.1.1	Fuente de Voltaje Controlada	59
5.1.2	Medición del Voltaje de Entrada	60
5.2	Filtro LC	60
5.3	Carga RL	62
5.3.1	Modelo de Carga	62
5.3.2	Medición del Voltaje en la Carga y Muestreo	63
5.4	Análisis del Espectro Generado	63
5.4.1	Visualización de la Forma de Onda SHE	63
5.4.2	Bloque de Transición de Frecuencia	64
5.4.3	Buscador de Picos	66
5.4.4	Señal de Salida	67
5.5	Powergui y Análisis de FFT	69
5.5.1	Funcionalidad del Bloque Powergui	69
5.5.2	Análisis de FFT	70
5.6	Señal de Referencia	72
5.7	Análisis Experimental	73

5.7.1	Generación de Señal: Tektronix AFG 3021B	74
5.7.2	Medición Espectral: Osciloscopio Fluke 196C	75
5.7.2.1	Observaciones del Espectro	76
5.7.2.2	Limitaciones de la Medición	77
5.8	Conclusiones	77
6	Comentarios Finales	79
6.1	Conclusiones	79
6.2	Contribuciones	81
6.3	Recomendaciones para Futuros Trabajos	83
6.4	Actividades Realizadas	84
6.5	Publicaciones y Difusión del Trabajo	86
6.5.1	Artículos	86
6.5.1.1	ATICTAC 2025	86
6.5.1.2	AMM 2025	87
6.5.2	Ponencias	88
6.5.2.1	STEAM Tamaulipas	88
6.5.2.2	Academia Mexicana Multidisciplinaria	88
6.5.2.3	InnovaTec 2025	89
6.5.2.4	EJIT 2024	90
6.5.2.5	EJIT 2025	90
	Bibliografía	91

Índice de Figuras

2.1	Señal pura sinusoidal	9
2.2	Clasificación de inversores	9
2.3	Señal de salida de un convertidor multinivel modular	10
2.4	Topología del MMC	12
2.5	Circuito de un SM	13
2.6	Estados de conmutación del SM.	15
2.7	Tipos de técnicas de control para los CEP.	17
3.1	Ejemplo de una señal simulada por el entorno Simulink de MATLAB.	22
3.2	Modelo simulado en el entorno de Simulink.	34
4.1	Asignación de los niveles de voltaje a través del tiempo.	50
4.2	Diagrama de Bode de la función de transferencia.	53
5.1	Diagrama completo del circuito utilizado para simular el comportamiento del SHE	59
5.2	Sección del filtro LC en la simulación.	61
5.3	Sección de la carga RL en la simulación.	62
5.4	Sección de la señal escalonada en la simulación.	63
5.5	Sección del bloque de transición de frecuencia en la simulación.	64
5.6	Señal de entrada en el circuito. En la Figura 5.1 el elemento que se visualiza es “ScopeSignal”	65
5.7	Señal en la carga. En la Figura 5.1 el elemento que se visualiza es “ScopeLoad”	66

5.8	Señal del buscador de picos. En la Figura 5.1 el elemento que se visualiza es “PeakFinder”	68
5.9	Análisis de FFT de la Señal del Circuito.	71
5.10	Análisis experimental de la señal del circuito.	73
5.11	Generación de la señal	74
5.12	Observación del espectro en el osciloscopio.	76

Índice de Tablas

2.1	Tabla de estados del sistema	15
4.1	Valor de los ángulos obtenidos	47

Índice de Códigos

4.1	Generando los ángulos de conmutación	45
4.2	Generando la forma de onda para eliminar armónicos y la función de transferencia	54

Índice de Acrónimos

- CA** Corriente Alterna. 1–3, 5, 6, 8, 10, 17, 18, 23, 25, 35, 84, III, VII
- CD** Corriente Directa. 1–3, 5, 6, 8, 11, 18, 23, 24, 27, 29, 33, 38, 48, 75, 84, III, VII
- CEP** Convertidor Estático de Potencia. 3, 5, 8, 17, X
- DAT** Distorción Armónica Total. 3–5, 16, 22, 30, 35–38, 71–73, 78, 80, 85, III, VII
- FFT** Transformada Rápida de Fourier. 7, 21, 35–38, 40, 59, 69–72, 77, 78, 80, 85–87, VIII, XI
- LC** Inductivo-Capacitivo. 7, 47, 51–53, 56, 57, 60–62, 66, 67, 69, 72, 77, 78, 82, 85, VIII, X
- MI** Índice de Modulación. 5, 16, 21, 27, 29, 30, 32, 38, 40, 41, 43, 44, 46, 48, 65, 66, 70, 80–83, 85
- MMC** Convertidor Modular Multinivel. 2–6, 10–13, 17, 18, 20–25, 32, 33, 36–41, 43, 79–81, 83, 84, 87, VII, X
- PWM** Modulación por Ancho de Pulso. 18
- RL** Resistivo-Inductiva. 11, 24, 35, 62, 63, 66, 69, 77, 82, 85, VIII, X
- SHE** Eliminación Selectiva de Armónicos. 4–7, 19–25, 28, 29, 31–37, 39–41, 44, 47, 48, 50, 51, 53, 56, 57, 59–61, 63, 65, 67, 69, 70, 72–82, 84–86, III, V, VII, VIII, X
- SM** Submódulo. 2, 11–18, 20, 23, 24, 27, 33–35, 40, III, VII, X

Introducción

1.1 ANTECEDENTES

En las últimas décadas, la creciente preocupación por el cambio climático y la necesidad de alternar las fuentes energéticas han impulsado el desarrollo y la adopción de energías no convencionales. Estas fuentes, que incluyen la solar, eólica, geotérmica y la undimotriz ofrecen alternativas sostenibles a los combustibles fósiles y ayudan a disminuir el cambio climático. Un elemento fundamental en el aprovechamiento de estas energías es la conversión de la CD generada por estas fuentes a CA, el tipo de corriente utilizado en la mayoría de los sistemas eléctricos actuales. Este proceso se realiza mediante convertidores de potencia de CD a CA, también conocidos como inversores.

Las energías no convencionales constituyen un avance fundamental hacia un futuro energético sostenible. Los convertidores que transforman CD en CA son vitales en este escenario en el cual se requiere convertir la energía de fuentes de CD mediante un inversor, tradicionalmente el inversor de dos niveles.

El funcionamiento del inversor de dos niveles se basa en el principio de conmutación de los transistores de potencia en diferentes combinaciones para generar una forma de onda CA en la salida.

En este trabajo de investigación se propone un convertidor multinivel con menor distorsión armónica, menores pérdidas por conmutación, mejora en la calidad de energía, escalabilidad y flexibilidad en los voltajes de entrada, sin embargo, se tienen que adoptar técnicas especializadas de eliminación de armónicos, en las cuales se necesita encontrar los ángulos óptimos de conmutación y así eliminar las armónicas más importantes.

En los Convertidores Modulares Multinivel (MMC), los armónicos se generan debido a la conmutación de los SMs [1], y al desbalance de voltajes en los SMs [2][3]. Aunque los MMC tienen la ventaja de reducir significativamente los armónicos en comparación con los inversores de dos niveles, todavía presentan armónicos de conmutación que dependen de la técnica de modulación utilizada [1] y de la configuración del convertidor.

1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Los convertidores de dos niveles y multinivel son cruciales en diversas aplicaciones, que abarcan desde las energías renovables hasta el control de motores industriales. Aunque los convertidores de dos niveles han sido populares por su simplicidad y bajo costo, tienen importantes

limitaciones en cuanto a eficiencia, calidad de la energía y flexibilidad operativa. Dependiendo de la tecnología de semiconductores usados, tienen un rango limitado de trabajo en cuanto a los voltajes y corrientes que pueden manejar.

Para solucionar estas desventajas del convertidor convencional surgen nuevas topologías multinivel como lo son el MMC, el inversor de diodo anclado, el inversor de capacitor flotante y el inversor de fuentes independientes en cascada.

Los convertidores convencionales de dos niveles generan una forma de onda de voltaje que contiene una cantidad significativa de distorsión armónica. Esta distorsión puede afectar negativamente a los dispositivos conectados, provocando pérdidas de eficiencia y generando calor adicional que puede dañar los componentes del sistema [4]. En los convertidores convencionales, las transiciones rápidas y abruptas causan altas pérdidas por conmutación [5].

La conversión de CD a CA con el inversor de dos niveles contiene armónicos que se pueden eliminar con un filtro, pero en algunas aplicaciones no es factible usar inversores de dos niveles. En un MMC se puede tener más niveles, más transiciones, pero con menos armónicos empleando una estrategia de eliminación de armónicos, lo cual permita tener un bajo DAT.

1.3 JUSTIFICACIÓN

Se propone la topología de un MMC debido a las ventajas sobre el Convertidor Estático de Potencia (CEP) convencional, que incluyen: el menor contenido armónico que se tiene en el MMC [4], la reducción de las pérdidas de conmutación y la utilización de un filtro de menor tamaño.

Uno de los desafíos importantes en el MMC es implementar técnicas de modulación de baja frecuencia, con el fin de mantener bajas las pérdidas por conmutación. Por lo tanto, se propone un algoritmo modificado de modulación de SHE [6]. Así se podría anular el filtro y extraer solo la componente fundamental, con este tipo de estrategia se pueden encontrar los ángulos óptimos de conmutación y tener un mejor control (señales de disparo).

En los MMC, las armónicas más importantes de eliminar son las de orden bajo, especialmente la tercera, quinta y séptima armónicas [7]. Estas armónicas pueden causar distorsión en la forma de onda del voltaje y corriente de salida, afectando la eficiencia y el rendimiento del sistema, además de generar sobrecalentamiento y pérdidas adicionales en los equipos conectados.

1.4 OBJETIVOS

1.4.1 OBJETIVO GENERAL

- Diseñar e implementar una metodología de eliminación de armónicas de bajo orden, centrándose en la tercera, quinta y séptima para tener un menor porcentaje de DAT, cumpliendo la norma IEEE 519, que establece que sea menor al 5 % de DAT [8].

1.4.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Obtener el modelado matemático del convertidor modular multinivel para controlar el voltaje de salida.
- Elaborar el algoritmo más preciso para encontrar los ángulos óptimos de conmutación.

- Validar el desempeño del algoritmo experimentalmente.

1.5 HIPÓTESIS

Al utilizar un algoritmo para seleccionar ángulos óptimos de conmutación, se puede reducir el DAT en un MMC monofásico de 5 niveles alimentado por una fuente de voltaje de CD constante. Este CEP se utiliza para transformar el voltaje de CD a CA y, al contar con un filtro de armónicos de tamaño reducido, es fundamental minimizar el contenido armónico en la señal de salida. Para lograrlo, se emplea la técnica de SHE, que permite encontrar los ángulos de conmutación óptimos y así reducir las armónicas más perjudiciales en el voltaje de salida. Aplicando esta técnica y monitoreando constantemente los ángulos de conmutación, es posible mantener el DAT dentro de los límites, asegurando así una señal de salida con baja distorsión armónica.

Una vez validado el algoritmo se podrá programar en un espacio de memoria y se podrá utilizar dependiendo cual sea el Índice de Modulación (MI) o cuál sea el voltaje que se quiera generar.

1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES

1.6.1 ALCANCES

- Implementación de una simulación de un convertidor modular multinivel de CD a CA de 5 niveles alimentado con una fuente de voltaje de CD.
- Implementación de un algoritmo de SHE para obtener un bajo DAT menor al 5 %.

- Elaboración de experimento con mediciones y señales reales experimentales.

1.6.2 LIMITACIONES

- El convertidor propuesto a estudiar será de tipo monofásico.
- La prueba experimental será destinada a elaborarse con baja potencia.
- Número de niveles de la simulación estará limitada a 5 niveles.

1.7 ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

Capítulo 2 - Marco Teórico Se explican los fundamentos teóricos de este trabajo. Abarca los conceptos básicos de la conversión CD-CA, los tipos de inversores y las ventajas de los convertidores multinivel frente a los inversores tradicionales de dos niveles. El capítulo describe la estructura del MMC, el funcionamiento de sus submódulos en configuración de medio puente y los principales métodos de modulación utilizados en este convertidor.

Capítulo 3 - Metodología Se describe la metodología de investigación empleada, que adopta un enfoque analítico, numérico y computacional. Presenta el modelado matemático del MMC en condiciones de conmutación ideales. También muestra cómo representar la tensión de salida mediante series de Fourier y formula el problema de SHE como un conjunto de ecuaciones trascendentales no lineales. Además, analiza los criterios de evaluación de armónicos basados en la norma IEEE 519.

Capítulo 4 - Desarrollo Se detalla el proceso de implementación de la estrategia SHE. Incluye la solución numérica de las ecuaciones mediante el método de Newton-Raphson en MATLAB, la generación de la forma de onda de voltaje multinivel a partir de los ángulos de conmutación calculados y el diseño del filtro LC de salida junto con su análisis en el dominio de la frecuencia.

Capítulo 5 - Análisis y Resultados Se presentan los resultados de la simulación del circuito en MATLAB/Simulink y el análisis espectral mediante la FFT. Se confirma la cancelación de los armónicos objetivo. También se incluyen los resultados de la validación experimental con un generador de funciones arbitrarias y un osciloscopio en modo analizador de espectro, que muestran la reproducción física de la forma de onda SHE calculada.

Marco Teórico

2.1 CONVERSIÓN DE CD A CA

A los CEP de CD-CA se les conocen como inversores. Su principal función es de cambiar el voltaje de entrada CD a un voltaje simétrico de salida en CA con magnitud y frecuencia deseadas [9], estas pueden ser modificadas acorde a la aplicación.

La forma de onda de voltaje de salida deseada en un inversor es sinusoidal. No obstante, la señal generada en la práctica presenta distorsión y un contenido armónico considerable. En la Figura 2.1 se ilustra de color rojo una señal sinusoidal y de color verde una señal distorsionada por la presencia de armónicos. Si bien este voltaje distorsionado podría ser funcional para cargas puramente resistivas, resulta problemático para cargas inductivas, ya que provoca sobrecalentamiento y reduce la eficiencia del sistema.

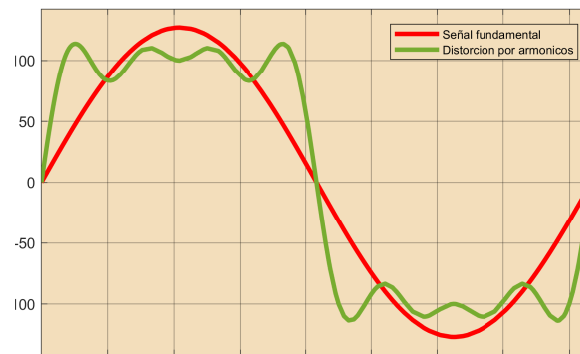


Figura 2.1: Señal pura sinusoidal

Gracias a la disponibilidad de dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible aplicar técnicas avanzadas de conmutación que permiten reducir significativamente el contenido armónico y aproximar la forma de onda de salida a una sinusoidal pura.

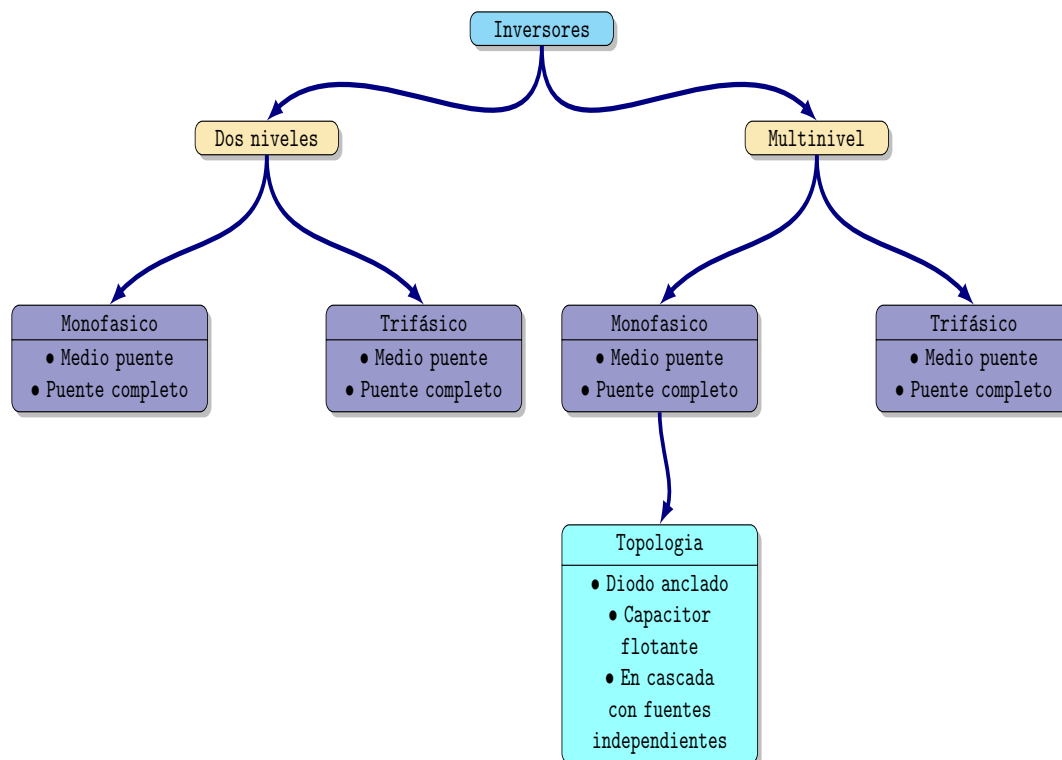


Figura 2.2: Clasificación de inversores

Como se muestra en la Figura 2.2, existe una clasificación de los inversores [10]. De entre estos, para el presente proyecto se ha seleccionado el convertidor multinivel en cascada, cuyo tema de estudio será la estrategia de modulación.

2.2 INVERSOR MULTINIVEL

Los MMC representan la cuarta generación de la tecnología de convertidores de fuente de voltaje. Sin embargo, una limitación clave para su implementación en aplicaciones de alto voltaje es el requisito de conectar en serie una gran cantidad de dispositivos de conmutación, lo que añade una complejidad significativa al diseño del convertidor [11].

En la Figura 2.3 se tiene la representación gráfica de una señal sinusoidal (línea punteada naranja), que representa la señal fundamental en los equipos de CA. A su vez, se muestra la señal sintetizada de salida del MMC (línea roja).

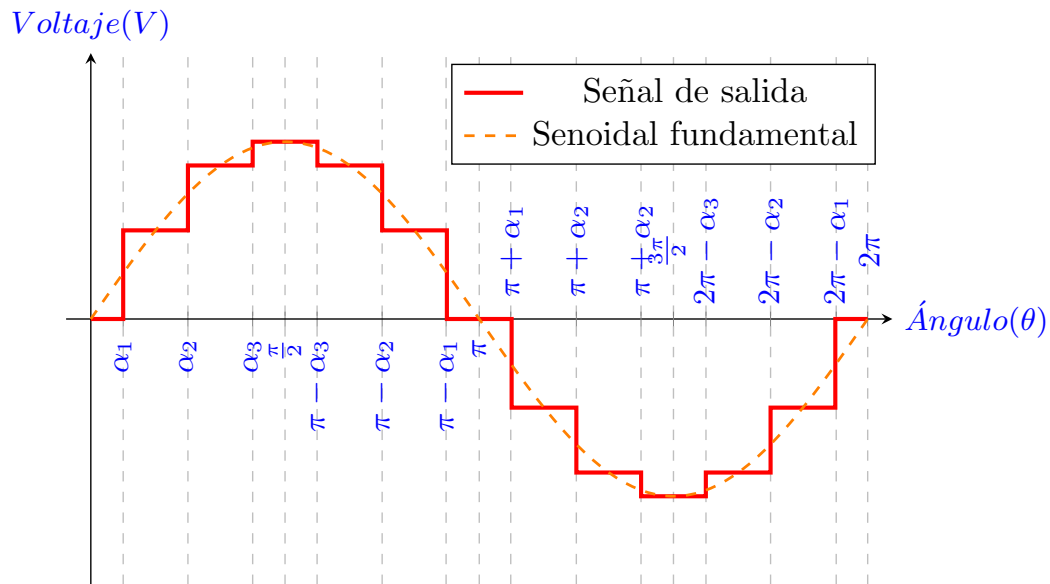


Figura 2.3: Señal de salida de un MMC.

La función principal de los inversores multinivel es sintetizar un voltaje de salida a partir de varios niveles de voltaje de CD de entrada. La conformación de la forma de onda de salida depende directamente del número de niveles entregados por las fuentes de voltaje, generando una señal escalonada que se aproxima a una sinusoidal, lo que resulta en un menor contenido armónico y reduce las pérdidas por conmutación. Debido a estas ventajas, los inversores multinivel se han posicionado como los convertidores de potencia con mayor demanda para aplicaciones de media y alta potencia.

2.3 TOPOLOGÍA DEL MMC

La Figura 2.3 corresponde a la topología del MMC con configuración medio puente. Esta topología consta de dos brazos (superior e inferior) que conforman una fase completa, donde cada brazo está compuesto por múltiples SMs idénticos conectados en serie. Cada uno de ellos contiene una fuente de energía y dos interruptores semiconductores que permiten operar en dos estados: insertando la fuente en el circuito o derivándolo. La conexión entre los brazos superior e inferior se realiza a través de un punto medio que alimenta la carga monofásica, representada por una impedancia Resistivo-Inductiva (RL).

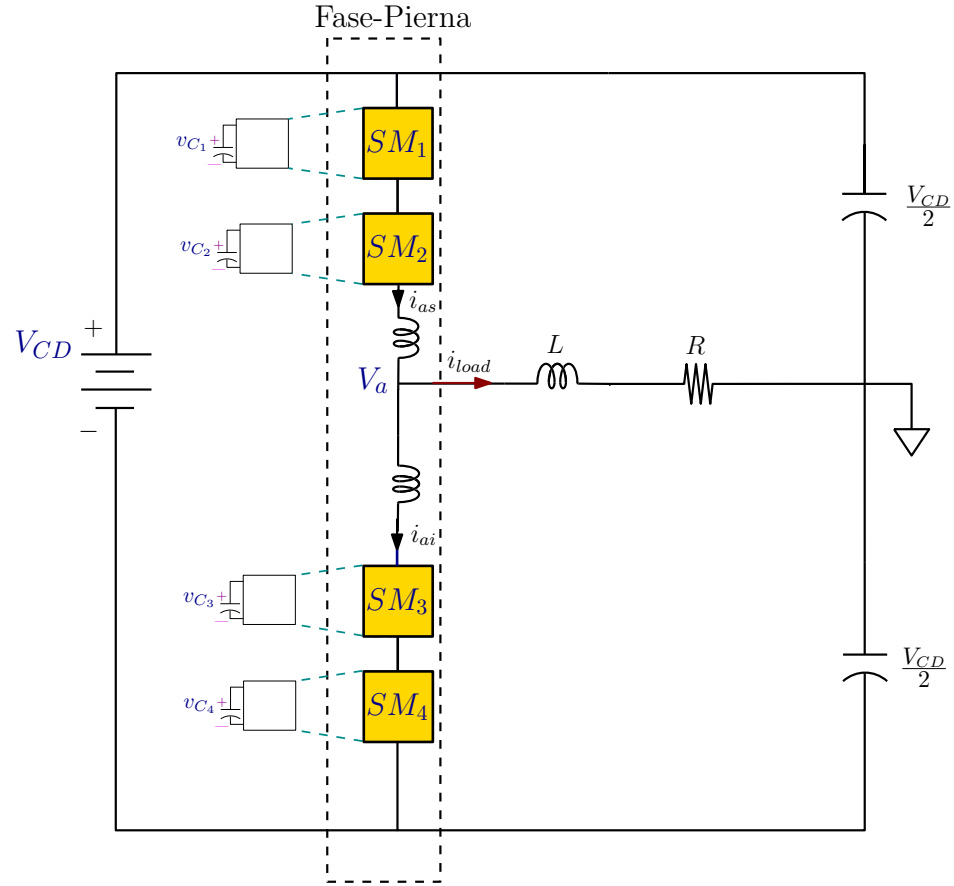


Figura 2.4: Topología del MMC

Esta configuración permite generar un voltaje de salida escalonado con múltiples niveles al combinar adecuadamente los estados de conmutación de todos los SMs de ambos brazos [12], logrando así una forma de onda aproximada a una sinusoidal con reducida distorsión armónica.

2.3.1 ANÁLISIS DEL SM (MEDIO PUENTE)

El MMC está constituido por múltiples SM conectados en serie. Cada SM integra un conjunto de semiconductores de potencia ya sean MOSFET (Transistores de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor) o IGBT (Transistores Bipolares de Puerta Aislada) configurados en una topología de medio puente tal como se muestra en la Figura 2.5. Esta configuración se encuentra acoplada con un capacitor conectado en paralelo, que proporciona la fuente de voltaje local para el SM.

Varios SM se conectan en serie dentro de un brazo del convertidor, de manera que los niveles de voltaje de cada uno se suman. Esta disposición permite obtener un número elevado de niveles de voltaje en la salida total.

Como resultado, la señal de salida del conjunto de SM es una onda escalonada con múltiples niveles, cuya forma se asemeja a una onda sinusoidal pura, reduciendo así la distorsión armónica y mejorando la calidad de la energía entregada a la carga o a la red [13].

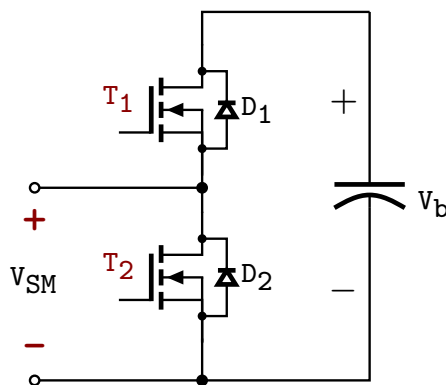


Figura 2.5: Circuito de un SM

Cada SM puede generar hasta dos niveles de voltaje en sus terminales de salida V_{SM} :

$$V_{SM} = \begin{cases} +V_b & T_1 \text{ conduce} \\ 0 & T_2 \text{ conduce} \end{cases}$$

Para poder entender mejor el funcionamiento de los SM en la Figura 2.6 se muestran cuatro estados de conmutación que tiene un solo SM.

Estado de conmutación A Los transistores T_1 y T_2 se encuentran abiertos por lo tanto la corriente I_{arm} circula a través del D_1 por lo que el capacitor (C) se carga mediante I_{arm} en consecuencia el voltaje del capacitor (V_b) aumenta.

Estado de conmutación B El transistor T_1 está activo y T_2 desactivado provocando que el SM esté en estado de encendido, por lo cual el voltaje de salida será igual al voltaje del capacitor (V_b) y subsecuentemente el capacitor tenderá a descargarse a través de I_{arm} y V_b disminuirá.

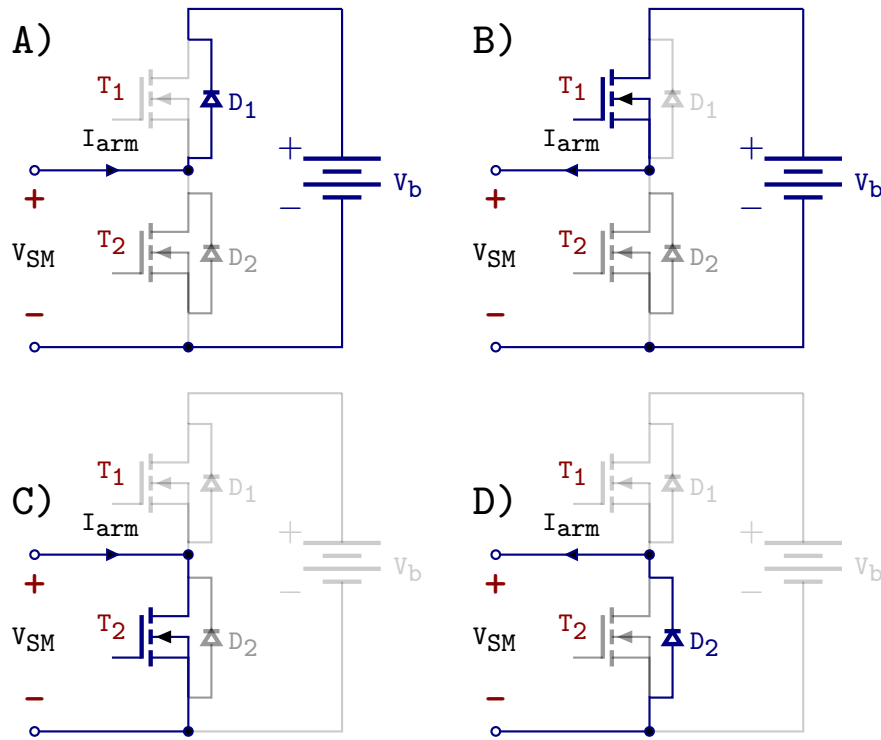


Figura 2.6: Estados de conmutación del SM.

Estado de conmutación C El transistor T_1 está apagado y T_2 se encuentra encendido el SM se pasa por alto en el circuito del brazo, el estado del SM es apagado y su voltaje de salida V_{SM} es igual a 0. En este caso, el capacitor del SM está en corto (bypass).

Estado de conmutación D En este estado, el voltaje de salida es cero. El diodo D_1 se encuentra bloqueado, lo cual significa que no cierra el circuito para conectar el capacitor. Por otro lado, el diodo D_2 conduce, permitiendo que la corriente circule a través de él.

Tabla 2.1: Tabla de estados del sistema

Estado	T_1	T_2	D_1	D_2	Estado SM	V_{SM}	V_b
A	0	0	1	0	ON	V_b	Carga
B	1	0	0	0	ON	V_b	Descarga
C	0	0	0	1	OFF	0	Desvío
D	0	1	0	0	OFF	0	Desvío

La Tabla 2.1 muestra todos los estados posibles en el sistema y el valor de V_{SM} de acuerdo a la conducción de los componentes en el SM y en que estado se encontrará el capacitor, el cual tiene un valor dado por V_b .

2.3.2 TÉCNICAS DE MODULACIÓN

Los convertidores de potencia pueden emplear diversas estrategias de modulación tales como las que se muestran en la Figura 2.7. La selección de un algoritmo o tipo de modulación específico tiene como objetivo mejorar el comportamiento del convertidor [9], tales como: reduciendo las pérdidas por conmutación, incrementando el MI, mejorando la eficiencia de la conversión o disminuyendo la DAT.

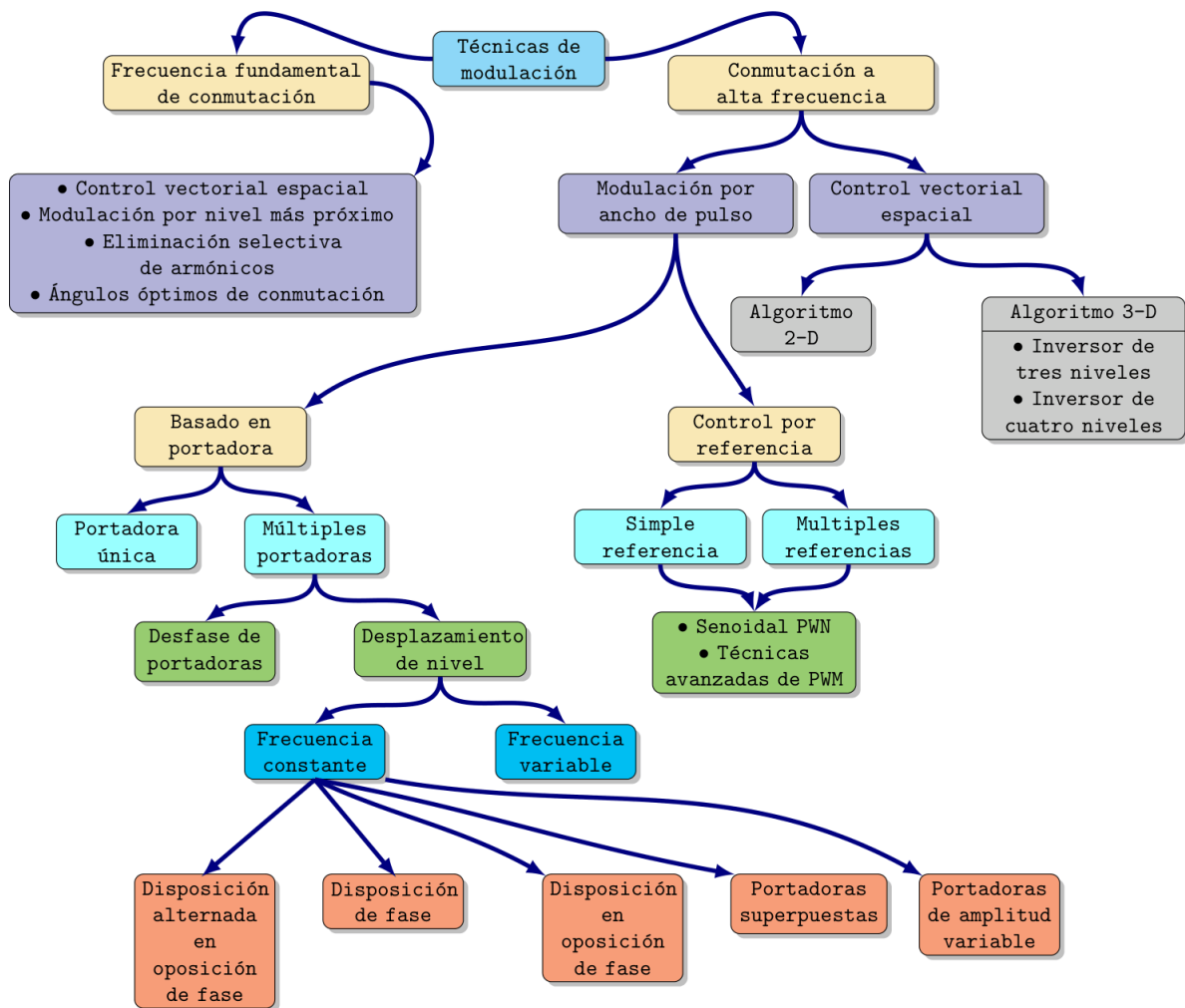


Figura 2.7: Tipos de técnicas de control para los CEP.

En particular, para el MMC, la modulación es el mecanismo que genera el voltaje deseado en su brazo o lado de CA, mediante el control del voltaje de accionamiento de sus dispositivos de conmutación.

Su impacto es doble: define el rendimiento externo (influyendo los armónicos de voltaje y corriente en el lado CA) y regula las características internas (como la fluctuación del voltaje de los capacitores, la distribución de energía y de pérdidas entre los SM).

Actualmente, existen tres esquemas de modulación comúnmente utilizados en el MMC: PWM con Disposición de Fase, PWM con Desplazamiento de Fase y Modulación de Nivel más Cercano

2.4 CONCLUSIONES

Este capítulo proporciona una sólida base teórica para comprender y aplicar la eliminación de armónicos en el contexto del MMC. Comienza con los conceptos subyacentes del proceso de conversión electrónica de potencia, para luego profundizar en la construcción y el funcionamiento de los convertidores multinivel, explicando su superioridad frente a los inversores convencionales de dos niveles en términos de forma de onda, flexibilidad y menores pérdidas de conmutación. La topología del MMC se presenta como una opción viable para el desarrollo de voltaje CA de alta calidad a partir de fuentes de CD, gracias a su capacidad para generar una serie de ondas de voltaje escalonados con menor distorsión armónica.

Un análisis de los SMs individuales del convertidor multinivel revela el proceso mediante el cual el estado de cada unidad de medio puente puede influir en el estado final de la forma de onda del voltaje de salida. Esta capacidad para coordinar la acción de conmutación en las múltiples unidades permite generar múltiples niveles en la forma de onda de salida, lo que le permite asemejarse a una onda sinusoidal, a diferencia de los inversores convencionales, lo que reduce la necesidad de utilizar sistemas de filtrado de complejos de gran tamaño, aumentando la eficiencia del proceso y convirtiéndolo en una opción atractiva en sistemas de energías renovables y otros sistemas de conversión de alta potencia. El capítulo también explora el origen y las implicaciones de la distorsión armónica en el sistema, explicando que el principal factor que contribuye a la distorsión armónica es la acción de conmutación necesaria para convertir CD a CA. Las distorsiones armónicas son perjudiciales para el sistema, ya que

pueden reducir su eficiencia, aumentar las pérdidas y causar interferencias electromagnéticas, lo que convierte la minimización de la distorsión armónica en una característica deseable en los inversores modernos.

Para resolver este problema, la teoría propone el concepto de SHE como un método viable para la eliminación de armónicos en un convertidor. En esencia, la idea detrás de la SHE es encontrar los ángulos óptimos que pueden utilizarse para eliminar ciertos voltajes armónicos en el voltaje de salida, garantizando al mismo tiempo un control óptimo del voltaje fundamental.

Metodología

3.1 ENFOQUE DE INVESTIGACIÓN

La metodología de investigación para este estudio se basa en un marco analítico-numérico-computacional para la realización de la investigación. Este marco se empleará para la implementación y validación de un esquema SHE propuesto para un MMC monofásico. La metodología propuesta garantizará que la eficacia del esquema SHE propuesto esté validada tanto teórica como computacionalmente.

En primer lugar, se propondrá un marco analítico para el modelado eléctrico del MMC. El modelo eléctrico del mismo se desarrollará matemáticamente en condiciones ideales de conmutación. Las condiciones de conmutación ideales implican que las fuentes de los SMs se consideren fuentes ideales de voltaje constante. Las condiciones de conmutación ideales per-

miten el análisis del contenido armónico del voltaje de salida del MMC sin la presencia de otros efectos. El voltaje de salida del MMC se puede representar en función de las funciones de conmutación. Esto establece un vínculo entre el voltaje de salida y las funciones de conmutación.

Según la definición del modelo matemático, el voltaje de salida se representa como una expansión en serie de Fourier. Al aprovechar la propiedad de simetría de un cuarto de onda de la forma de onda de salida del MMC, junto con la propiedad de simetría impar, los componentes armónicos se representan como funciones de los ángulos de conmutación. Este método conduce a un conjunto de ecuaciones trascendentales no lineales, donde los componentes armónicos específicos se establecen en cero, es decir, el quinto y séptimo armónicos, mientras que el componente fundamental se regula de acuerdo con el MI deseado.

Como el conjunto de ecuaciones resultante se basa en funciones trigonométricas no lineales, no es posible obtener una solución analítica. Por lo tanto, se requiere un método numérico para la solución. Como se analizó, se utiliza una estrategia iterativa para encontrar el valor óptimo de los ángulos de conmutación para el valor del MI deseado. Este proceso se logra utilizando el entorno de programación MATLAB. Esta parte del proceso de investigación es un componente importante, ya que traduce la estrategia de SHE en una aplicación práctica, tal como lo requiere el modelo.

Los ángulos de conmutación determinados se utilizan luego para implementar el modelo del MMC en un entorno de simulación utilizando el software MATLAB/Simulink. Luego, la forma de onda del voltaje de salida se analiza en el dominio del tiempo, donde el contenido armónico del voltaje de salida se determina utilizando herramientas de Transformada Rápida de Fourier (FFT) tal y como se muestran en la Figura 3.1. Esta herramienta se utiliza para evaluar el contenido armónico del voltaje de salida, donde se determina la amplitud de cada

componente armónico. Además, la DAT del voltaje de salida se determina con base en el método convencional de evaluación de la distorsión armónica, como se describe en el estándar IEEE 519 para la evaluación de la distorsión armónica [8].

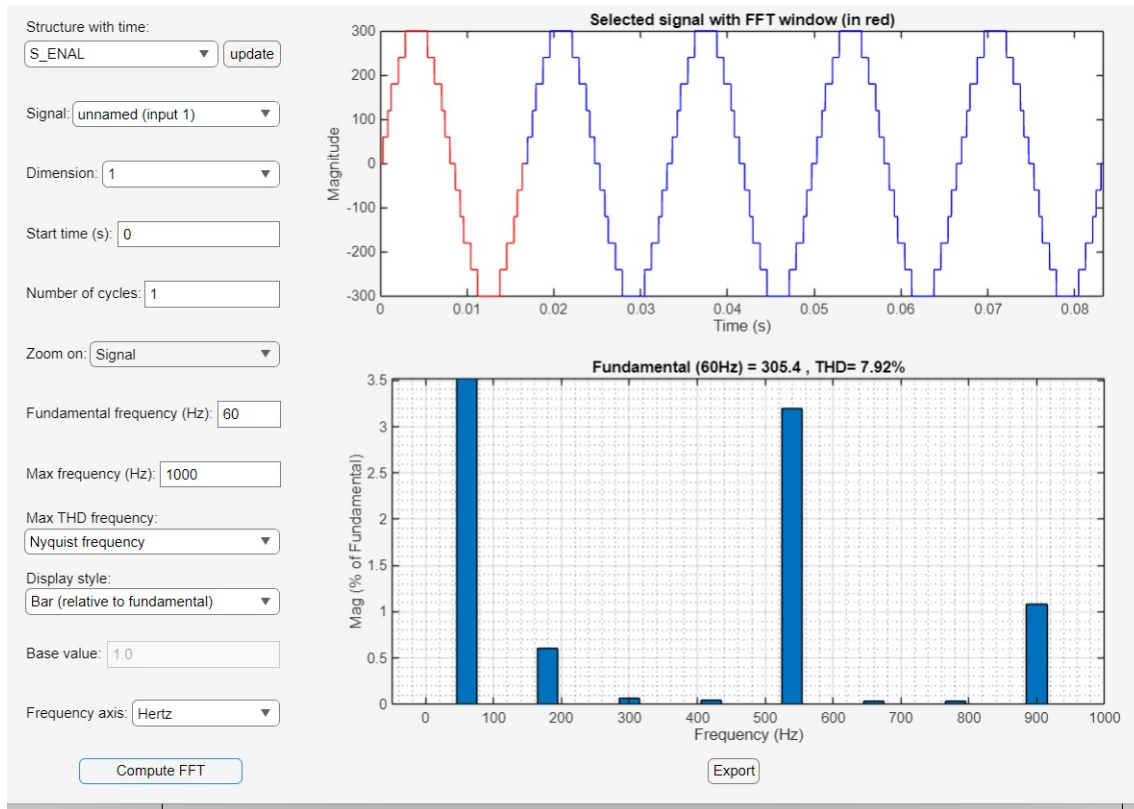


Figura 3.1: Ejemplo de una señal simulada por el entorno Simulink de MATLAB.

El enfoque general para el problema de investigación propuesto se basa en el siguiente planteamiento secuencial: modelado matemático del MMC, determinación del contenido armónico mediante análisis de Fourier, solución numérica de la ecuación del sistema de ecuaciones fuente SHE, implementación del MMC basada en simulación y evaluación del contenido armónico. Esta estrategia garantizará que el método propuesto para la eliminación de armónicos sea eficaz para reducir la distorsión armónica de bajo orden manteniendo al mismo tiempo el nivel de voltaje fundamental deseado.

3.2 MODELADO MATEMÁTICO DE UN MMC

El modelado matemático del MMC monofásico es la base para el desarrollo de la SHE. En el presente trabajo, el análisis de estado estacionario del MMC a la frecuencia fundamental de 60 Hz se realiza con el supuesto de emplear dispositivos de conmutación ideales y fuentes de CD constantes en los SMs. Estas suposiciones se utilizan para centrarse en las características armónicas del voltaje de salida sintetizado sin introducir más no linealidades en el modelo relacionadas con los dispositivos semiconductores o el equilibrio de voltaje en los capacitores. El objetivo de este modelado es la derivación de una relación directa entre los estados de conmutación de los SMs y el voltaje de salida de CA sintetizado.

En el presente trabajo se considera el MMC monofásico, el cual está compuesto por dos brazos: un brazo superior y un brazo inferior. Ambos brazos están compuestos por una conexión en serie de SMs tipo medio puente junto con un inductor en serie para la carga. Cada SM de tipo medio puente es capaz de producir un nivel de voltaje ya sea insertado o en bypass [12]. Por lo tanto, el número de SMs insertados en los brazos superior e inferior se utiliza para sintetizar una forma de onda escalonada para el voltaje de salida. El voltaje de salida es la diferencia entre los niveles de voltaje en los brazos superior e inferior. El voltaje de salida es una forma de onda en escalera con un número de niveles que depende del número de SMs utilizados en el MMC.

Las funciones de conmutación se utilizan para la formalización del modelo. La función de conmutación del k -ésimo SM está representada por la variable $s_k(\omega t)$. Si el k -ésimo SM se inserta en el brazo, la función de conmutación se establece en 1; de lo contrario, la función de conmutación se establece en 0. Suponiendo que la fuente de voltaje de CD es la misma

en todos los SMs y está representada por la variable V_{CD} , el nivel de voltaje en los brazos superior e inferior es la suma de los voltajes de los SMs insertados. Por tanto, el voltaje de salida del MMC está representado por la suma de las fuentes de voltaje:

$$v_o(\omega t) = V_{CD} \sum_{k=1}^N s_k(\omega t) \quad (3.1)$$

Definiendo N como el número de pasos de voltaje por medio ciclo. Esta expresión muestra que la forma de onda está completamente determinada por la estrategia de conmutación aplicada a los SMs. En condiciones de equilibrio y con estrategias de conmutación simétrica, se satisfacen la simetría de cuarto de onda y la simetría impar, lo que facilita el análisis armónico.

Para realizar este trabajo no es necesario modelar explícitamente el comportamiento dinámico del capacitor; es decir, se reemplaza por una fuente de voltaje de CD ideal. Al adoptar esta estrategia, es posible evitar tener que lidiar con el control de equilibrio de voltaje del capacitor y centrarse únicamente en el rendimiento armónico del convertidor con una distribución de voltaje predefinida. Este enfoque se justifica porque el objetivo principal de este trabajo es verificar la efectividad de la estrategia de SHE y no diseñar una estrategia de control para la operación real de MMC.

Para evaluar la forma de onda de voltaje y corriente en condiciones típicas, se modela mediante una impedancia RL conectada al convertidor. Al adoptar este planteamiento, es posible verificar la efectividad de la estrategia de SHE en condiciones típicas del sistema de energía. Al tener en cuenta el comportamiento inductivo de la impedancia RL, es posible obtener resul-

tados realistas porque está alineado con los principios fundamentales del análisis de circuitos de CA [14]. De hecho, el análisis sinusoidal de estado estacionario se aplica para evaluar los componentes armónicos del voltaje y la corriente.

3.3 REPRESENTACIÓN EN LAS SERIES DE FOURIER DEL VOLTAJE DE SALIDA

Después de establecer el modelo matemático del MMC, el paso siguiente se refiere a expresar la forma de onda del voltaje de salida generado en términos de sus componentes armónicos constituyentes. Dado que el MMC produce una forma de onda periódica escalonada, su contenido armónico puede caracterizarse rigurosamente empleando expansión en serie de Fourier. Esta expresión analítica es de primordial importancia cuando se trata de implementar la estrategia SHE, que proporciona la conexión matemática entre los ángulos de conmutación y la amplitud de los componentes armónicos individuales.

La simetría de cuarto de onda es una propiedad de forma de onda que permite simplificar significativamente la formulación matemática de la estrategia de SHE en convertidores multinivel [15] [16].

Una forma de onda con simetría de cuarto de onda cumple con dos condiciones fundamentales:

1. Simetría de media onda:

$$f(t) = -f\left(t \pm \frac{T}{2}\right) \quad (3.2)$$

Esto elimina automáticamente armónicos pares [17].

2. Simetría par/impar:

$$x(t) = x(-t), x(t) = -x(-t) \quad (3.3)$$

La forma de onda es simétrica o antisimétrica alrededor del punto $T/4$.

3.3.1 FORMULACIÓN MATEMÁTICA

Bajo la condición de simetría de cuarto de onda, la tensión de salida de un convertidor multi-nivel se puede expresar como [15] [17]:

$$v_o(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{CD}}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \dots \pm \cos(n\alpha_m)] \sin(n\omega t) \quad (3.4)$$

Donde:

- $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ son los ángulos de conmutación dentro del primer cuarto de ciclo (0 a $\pi/2$).
- m es el número de ángulos por cuarto de ciclo.
- n es el orden del armónico (impares)

Esta formulación reduce el número de variables desconocidas, ya que los ángulos en los cuartos restantes se determinan por simetría.

Para calcular los componentes de amplitud armónica, el voltaje de salida se representa en términos de los ángulos de conmutación en el primer cuarto de ciclo. Los ángulos de conmutación están representados por los siguientes términos: $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_m < \frac{\pi}{2} \quad (3.5)$$

Cada ángulo de conmutación corresponde a una determinada transición en la forma de onda de voltaje escalonada. Con el supuesto de contribuciones iguales del voltaje de CD para cada SM insertado, la amplitud del componente armónico n -ésimo se puede derivar mediante un análisis de Fourier como se analiza en [18]. La expresión para la amplitud de los componentes armónicos es:

$$V_n = \frac{4V_{CD}}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \dots + \cos(n\alpha_m)] \quad (3.6)$$

La ecuación 3.6 describe una relación no lineal entre la amplitud del componente armónico V_n y los ángulos de conmutación. El componente fundamental del voltaje de salida corresponde a $n = 1$. Los armónicos impares corresponden a $n = 3, 5, 7, \dots$

La relevancia de esta representación surge del hecho de que el problema de la reducción armónica puede verse como un problema equivalente de resolver un conjunto de ecuaciones no lineales en funciones trigonométricas. La selección de valores apropiados para los ángulos de conmutación se puede realizar de manera que ciertos componentes armónicos del voltaje de salida se reduzcan a cero. Al mismo tiempo, se puede controlar la amplitud del componente fundamental del voltaje de salida para alcanzar un MI determinado. El MI suele definirse como la relación entre el voltaje de salida en el componente fundamental y su valor máximo posible. Esta definición impone una restricción al componente fundamental del voltaje de salida.

Las ecuaciones 3.4, 3.5 y 3.6 transforman el problema de la reducción de armónicos en un convertidor multinivel en un problema de resolución de un conjunto de ecuaciones algebraicas no lineales. El número de valores de los ángulos de conmutación corresponde al número de armónicos que se pueden reducir en el voltaje de salida del convertidor. En otras palabras, es posible controlar la amplitud del componente fundamental del voltaje de salida y reducir otros componentes armónicos. El comportamiento del voltaje de salida en términos de reducción de armónicos está relacionado con el número de posibles transiciones de la función de conmutación en un cuarto del período de el voltaje de salida.

3.4 FORMULACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE SHE

Sobre la base del desarrollo de series de Fourier como se describe en la sección anterior, se puede realizar una definición formal de la técnica de SHE. Fundamentalmente, la técnica SHE tiene como objetivo encontrar un conjunto de ángulos de conmutación que en conjunto satisfagan dos criterios principales:

- Limitar la amplitud del componente fundamental del voltaje de salida.
- Eliminar componentes armónicos de bajo orden específicos que dominan el contenido de distorsión.

Esta técnica es especialmente eficaz para convertidores multinivel, ya que su forma de onda de voltaje escalonada ofrece varios grados de libertad mediante el uso de ángulos de conmutación [19].

La amplitud del componente armónico enésimo viene dada por la Ecuación 3.6, donde $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ representan los ángulos de conmutación en el primer cuarto del período fundamental. En particular, la componente fundamental se representa cuando $n = 1$, mientras que las componentes armónicas no deseadas se representan cuando $n = 5, 7, 11, \dots$, dependiendo de los criterios de eliminación de armónicos específicos para un problema determinado.

Para lograr la SHE, se desarrolla un conjunto de ecuaciones trascendentales no lineales. La ecuación inicial está relacionada con el componente fundamental de acuerdo con un MI como se muestra en la Ecuación 3.8. El MI se define por la relación entre el voltaje de salida fundamental y su valor máximo alcanzable para la configuración de voltaje CD seleccionada. En consecuencia, la ecuación fundamental se puede escribir como:

$$\frac{4V_{CD}}{\pi} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_m)] = V_1^* \quad (3.7)$$

donde V_1^* es el componente fundamental deseado de acuerdo a lo siguiente:

$$V_1^* = M_a \frac{\pi}{2} \quad (3.8)$$

Las ecuaciones restantes se relacionan con el proceso de eliminación de armónicos. Por ejemplo, para eliminar los armónicos quinto y séptimo se deben cumplir las siguientes condiciones:

$$\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \dots + \cos(5\alpha_m) = 0 \quad (3.9)$$

$$\cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cdots + \cos(7\alpha_m) = 0 \quad (3.10)$$

Esto da como resultado un sistema de ecuaciones no lineales con un tamaño determinado por el número de ángulos de conmutación [19]. En general, con m ángulos de conmutación, es posible controlar la componente fundamental y cancelar hasta $m - 1$ componentes armónicos específicos. La elección de qué componentes cancelar está determinada por su impacto en la DAT y el cumplimiento de la norma IEEE 519, donde los armónicos de orden inferior suelen ser la mayor preocupación [8].

De acuerdo a lo anterior, surge la problemática de un sistema de ecuaciones no-lineales debido a la aparición de términos coseno con múltiples componentes de frecuencia, que deben resolverse para ángulos de conmutación desconocidos para cada valor del MI. Por lo tanto, la solución analítica no es aplicable. En consecuencia, es indispensable aplicar métodos de solución numérica para calcular los ángulos de conmutación [20]. Además, las soluciones deben satisfacer una condición de orden que define los valores permitidos para cada ángulo. Es necesario tener en cuenta que, para un valor determinado del MI, pueden existir varios conjuntos de soluciones que satisfacen el sistema de ecuaciones no-lineal. Por lo tanto, se introduce un método de selección entre las posibles soluciones, basado en la minimización de las componentes armónicas superiores restantes, la suavidad de los ángulos de conmutación según el MI y seguridad de obtener una solución numérica.

No obstante, a pesar de esta complejidad, el SHE es una herramienta satisfactoria para resolver el problema de reducción de armónicos, ya que permite un controlador sobre la fundamental y algunos de los armónicos de orden inferior mediante una baja frecuencia de conmutación, mejorando así la calidad de la salida sin necesidad de filtros. Por lo tanto, la solución numérica es la única forma de garantizar la convergencia para cada punto de operación.

Las ecuaciones SHE se pueden escribir en forma vectorial compacta:

$$\mathbf{F}(\alpha) = 0 \quad (3.11)$$

$$\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m]' \quad (3.12)$$

La Ecuación 3.12 es un vector de ángulos de conmutación, y $\mathbf{F}$ un vector de ecuaciones no lineales, ambos combinan la ecuación de control fundamental con las ecuaciones de eliminación de armónicos. El objetivo numérico es resolver iterativamente los ángulos de conmutación de modo que el error residual de todas las ecuaciones en $\mathbf{F}$ converja a cero dentro de una cierta tolerancia.

En el trabajo actual, la solución se encuentra utilizando el solucionador de ecuaciones no lineales de MATLAB, que utiliza métodos iterativos como el método de Newton-Raphson [20]. El método de Newton-Raphson es un algoritmo apropiado para usar en este caso debido a su tasa de convergencia cuadrática cerca de la solución, suponiendo que se elija una estimación inicial apropiada. En cada iteración, los ángulos de conmutación se actualizan según:

$$\alpha^{(k+1)} = \alpha^{(k)} - \mathbf{J}^{-1}(\alpha^{(k)})\mathbf{F}(\alpha^{(k)}) \quad (3.13)$$

Sea $\mathbf{J}$ la matriz jacobiana, que se construye calculando las derivadas parciales de cada ecuación no lineal con respecto a los ángulos de conmutación. Las iteraciones continúan hasta que la norma del vector residual es menor que la tolerancia especificada.

Para encontrar una solución utilizando el método de Newton-Raphson, es importante destacar la aplicación de condiciones iniciales. Es posible que existan multiples soluciones para las ecuaciones de SHE para un MI específico, la elección de las condiciones iniciales evidentemente tendrá un impacto en la resolución de las ecuaciones. Para garantizar la convergencia de la solución de las ecuaciones se elegirán valores con un incremento muy pequeño y el programa se encargará de encontrar los ángulos apropiados para dicho MI.

Los resultados obtenidos mediante el procedimiento numérico representan un conjunto de ángulos de conmutación para un MI particular en el rango definido. Estos resultados se utilizarán en el siguiente paso del proceso de generación de señales de activación para el modelo del MMC, en el proceso de simulación. Al definir el problema de eliminación de armónicos en forma de un procedimiento numérico iterativo, se proporciona la conexión entre la teoría SHE y su aplicación en el modelo de convertidor, como se analiza en las siguientes secciones del capítulo.

3.5 IMPLEMENTACIÓN DEL MMC EN UN ENTORNO SIMULADO

Una vez resueltas las ecuaciones SHE para obtener los valores de los ángulos de conmutación, el siguiente paso es crear y validar un modelo de MMC en un entorno de simulación. El objetivo es imitar el rendimiento del convertidor en circunstancias controladas y verificar la eficacia del esquema de conmutación sugerido para eliminar armónicos. Se utiliza MATLAB/Simulink como herramienta de simulación por su capacidad para modelar fácilmente convertidores de electrónica de potencia y su comportamiento eléctrico en estado estacionario.

El modelo MMC se basa en la topología monofásica presentada en los pasos anteriores. Cada SM contiene dos interruptores controlados y una fuente de voltaje de CD para representar el voltaje del capacitor en cada SM. Para facilitar el análisis de armónicos y centrarse en la eficacia del esquema de conmutación, se supone que las tensiones del capacitor son constantes durante el funcionamiento, lo que permite representar cada SM mediante una fuente de voltaje ideal de magnitud V_{CD} .

Una representación de un modelo simulado en el entorno Simulink de MATLAB se puede observar en la Figura 3.2, en el se muestra el mismo basado en la descripción anterior.

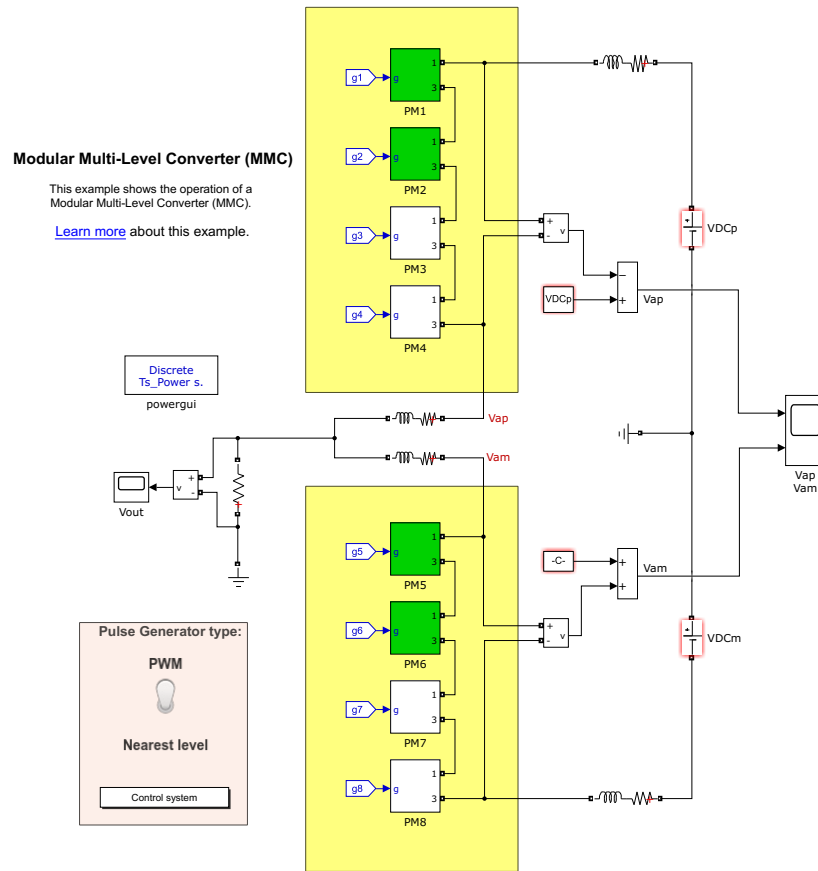


Figura 3.2: Modelo simulado en el entorno de Simulink.

Los estados de conmutación de cada SM se determinan mediante señales de puerta generadas a partir de los valores de los ángulos de conmutación calculados mediante la resolución de las ecuaciones SHE. Estos ángulos determinan cuándo se deben realizar las transiciones en el ciclo fundamental, las cuales deben realizarse en el primer cuarto del ciclo fundamental. Al aplicar simetría de cuarto de onda al ciclo fundamental y luego simetría de media onda para obtener los tres cuartos restantes, se obtiene el ciclo fundamental completo a partir de solo el primer cuarto.

Las señales de conmutación se aplican a cada SM de tal manera que su lógica de temporización compara el valor instantáneo del voltaje fundamental con los valores fijos de los ángulos de conmutación. Cuando el valor instantáneo del voltaje fundamental es igual a cualquiera de estos valores fijos de los ángulos de conmutación, el SM conmuta entre los modos de inserción y derivación. El efecto combinado de todos los SMs es producir una forma de onda de voltaje CA escalonada, cuyo número de pasos de voltaje depende del número de SMs disponibles.

La carga conectada al convertidor se representa como una impedancia en serie RL para simular las condiciones habituales del sistema eléctrico. El componente inductivo permite que la forma de onda de corriente incorpore el contenido armónico presente en la forma de onda de voltaje. Esta configuración se utiliza para evaluar la distorsión armónica de voltaje y corriente.

Además del convertidor y la carga, la simulación incluye bloques que miden las formas de onda de voltaje y corriente de salida. Estas formas de onda permiten evaluar el contenido armónico mediante las herramientas de la FFT disponibles en el entorno de simulación. Los resultados obtenidos con la FFT permiten determinar la magnitud de los componentes armónicos individuales y la DAT, principal medida de la calidad de la forma de onda.

La simulación se realiza en estado estacionario con la frecuencia fundamental establecida en 60 Hz. Los ajustes de simulación y el valor del paso de tiempo garantizan la estabilidad y la correcta simulación de las acciones de conmutación. Esta simulación se puede utilizar para evaluar la efectividad de los ángulos de conmutación del algoritmo SHE y garantizar que los componentes armónicos deseados se puedan suprimir en la forma de onda sintetizada.

3.6 ANÁLISIS DE HARMÓNICOS Y EVALUACIÓN DE DAT

Tras implementar el modelo MMC y aplicar al convertidor los ángulos de conmutación obtenidos mediante la técnica SHE, el siguiente paso es analizar el comportamiento de la forma de onda generada en términos de armónicos. El análisis armónico es fundamental en este proceso, ya que el objetivo fundamental de la técnica sugerida es reducir o eliminar ciertos armónicos, preservando la magnitud fundamental del voltaje.

Para analizar la forma de onda generada en la salida en términos de su contenido armónico, se emplea la FFT, una técnica numérica para analizar señales periódicas y representarlas en el dominio de la frecuencia. Al aplicar la FFT a la forma de onda de voltaje simulada, es posible determinar la cantidad de cada armónico presente en la forma de onda. Esto coincide con la técnica básica del análisis de Fourier, que permite expresar una forma de onda periódica como la suma de ondas sinusoidales de diferentes frecuencias y amplitudes.

En el proceso de simulación, el voltaje y la corriente a la salida del convertidor se capturan mediante bloques de adquisición de señales. Una vez generada la forma de onda, se realiza la FFT para analizar su contenido armónico. La forma de onda generada tendrá una magnitud específica para cada armónico presente, y es posible determinar fácilmente si la técnica SHE ha logrado suprimir ciertos armónicos, como el quinto y el séptimo.

Un parámetro clave para determinar el rendimiento de la técnica es la DAT, que se define como el cociente entre la suma de los cuadrados de todas los voltajes armónicos y el cuadrado del voltaje fundamental. Mediante una fórmula, la DAT se puede expresar como una medida de la distorsión armónica total presente en la forma de onda generada a la salida del convertidor.

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \quad (3.14)$$

Aquí, V_1 representa el valor RMS del componente fundamental, mientras que V_n representa el valor RMS del enésimo armónico. En aplicaciones reales de electrónica de potencia, la suma se realizará hasta un límite de frecuencia determinado.

La DAT se utiliza para comprobar la calidad de la forma de onda en condiciones reales y permite comparar diferentes configuraciones de convertidores o técnicas de modulación. Si la DAT es baja, significa que la forma de onda se acerca a la forma de onda sinusoidal ideal. Esto es importante para la compatibilidad del sistema de potencia y para minimizar pérdidas adicionales o interferencias electromagnéticas en los dispositivos conectados. También es posible comparar los valores de DAT con los límites armónicos establecidos en los estándares de calidad de energía como el estándar IEEE 519 [8].

Además del valor de DAT, el espectro armónico obtenido mediante la FFT permite comprobar visualmente la eficacia del método de eliminación de armónicos. Idealmente, los armónicos obtenidos mediante la formulación SHE deberían ser prácticamente invisibles en el espectro armónico. Esto demuestra la eficacia de los ángulos de conmutación obtenidos. Además de estos armónicos, habrá otros armónicos de orden superior presentes, pero a niveles más bajos, debido a la forma de onda multinivel del convertidor.

3.7 CONCLUSIONES

El método de investigación emplea un modelo analítico-numérico-computacional para implementar y validar una estrategia de SHE para un MMC monofásico.

En primer lugar, se crea un modelo matemático del MMC bajo condiciones de conmutación ideales. En este modelo, cada condensador de submódulo se reemplaza por una fuente de voltaje de CD. Esta simplificación permite que el estudio se centre en el comportamiento armónico de la forma de onda de salida sin añadir no linealidades adicionales. El voltaje de salida se describe como una serie de Fourier, utilizando propiedades de simetría de cuarto y media onda. Esto elimina automáticamente los armónicos pares y los términos de coseno.

El resultado es un sistema de ecuaciones trascendentales no lineales donde armónicos específicos (3° , 5° y 7°) se establecen en cero, mientras que el componente fundamental se controla según un MI deseado. Dado que no existe una solución analítica para este sistema, se requieren métodos numéricos. Los resultados se confirman posteriormente mediante simulación en MATLAB/Simulink y análisis armónico utilizando la herramienta FFT, evaluándose la DAT según la norma IEEE 519 (inferior al 5 %).

Desarrollo

4.1 IMPLEMENTACIÓN DE LA SHE EN GENERAL

Este capítulo aborda la implementación de la metodología descrita en el Capítulo 3; específicamente, se centra en el diseño de las herramientas computacionales y de simulación necesarias para implementar la estrategia de SHE en un MMC monofásico. El objetivo de este capítulo es convertir la derivación teórica y los procedimientos numéricos en una implementación práctica, utilizando MATLAB para el desarrollo de algoritmos y Simulink para la simulación. Esto resulta útil para evaluar el rendimiento armónico del convertidor.

La estrategia de implementación general sigue una estrategia secuencial y modular: cada parte de la metodología se desarrolla de forma independiente y posteriormente se integra en un único entorno de simulación. En primer lugar, se derivan y resuelven numéricamente las

ecuaciones no lineales de SHE utilizando MATLAB. Para cada MI dado, el algoritmo numérico genera un conjunto de ángulos de conmutación que cumplen con el requisito del voltaje fundamental y la eliminación de armónicos. Estos ángulos sirven como resultado de la parte computacional de la solución y se convierten en entradas para activar las acciones de conmutación del convertidor. Una vez calculados los ángulos de conmutación, se pueden organizar y almacenar de forma que el entorno de simulación pueda utilizarlos, por ejemplo, mediante vectores, tablas de búsqueda o funciones que dependan del MI. Esto evitará tener que recalcular un gran número de soluciones cada vez y permitirá estudiar el rendimiento del convertidor para un amplio rango de MIs.

La implementación del módulo MMC se realiza mediante Simulink. Se basa en el modelado matemático descrito en la sección anterior. Los brazos superior e inferior, los SMs y la carga están diseñados, y los interruptores se controlan mediante los valores angulares calculados en MATLAB. Estos ángulos se organizan y sincronizan para generar el voltaje fundamental requerido, además de la reducción de armónicos mediante propiedades de simetría.

Es importante destacar la interconexión entre MATLAB y Simulink. Las soluciones calculadas por MATLAB (los ángulos) se pueden pasar a Simulink mediante variables del espacio de trabajo, una función integrada o una tabla de búsqueda. Por lo tanto, se puede demostrar fácilmente cómo los ángulos generados por el algoritmo dan lugar a una forma de onda deseada y reducen los armónicos seleccionados.

Finalmente, se ejecuta la simulación para obtener el voltaje y la corriente de carga del convertidor y se realiza un análisis armónico mediante FFT, con el fin de verificar la eficacia de la estrategia SHE. Los resultados del análisis armónico se presentan en el siguiente capítulo.

4.2 OBTENCIÓN DE ÁNGULOS CON NEWTON-RAPHSON

Las ecuaciones trigonométricas no lineales, formuladas como parte de la SHE, se resolvieron mediante el método de Newton-Raphson. Este método se eligió por su alta tasa de convergencia y su idoneidad para resolver sistemas de ecuaciones no lineales con componentes trigonométricas, como las que resultan de la representación del voltaje de salida del MMC mediante componentes de la serie de Fourier. El objetivo de este proceso es determinar un conjunto de ángulos de conmutación que cumplan tanto con los requisitos de la componente fundamental como con los requisitos de eliminación de armónicos seleccionados [21].

Las ecuaciones a resolver se representan en forma vectorial a continuación:

$$\mathbf{F}(\alpha) = \begin{bmatrix} F_1(\alpha) \\ F_2(\alpha) \\ \vdots \\ F_m(\alpha) \end{bmatrix} = 0 \quad (4.1)$$

donde el vector dado por la Ecuación 3.12 contiene los ángulos de conmutación. La primera ecuación se utiliza para controlar la componente fundamental en función del MI, mientras que las ecuaciones restantes se utilizan para suprimir algunos armónicos. Estas ecuaciones presentan un alto grado de no linealidad con respecto a las funciones trigonométricas de los ángulos de conmutación; por lo tanto, es necesario emplear un método numérico e iterativo para resolverlas.

El método de Newton-Raphson está programado en MATLAB y utiliza procedimientos iterativos, actualizando el vector de ángulos de conmutación de la siguiente manera:

$$\alpha^{(k+1)} = \alpha^k - \mathbf{J}^{-1}(\alpha^k) \mathbf{F}(\alpha^k) \quad (4.2)$$

donde $\mathbf{J}(\alpha)$ denota la matriz jacobiana del sistema y se determina como se muestra a continuación:

$$\mathbf{J}_{ij} = \frac{\delta \mathbf{F}_i}{\delta \alpha_i} \quad (4.3)$$

Los elementos de la matriz $\mathbf{J}(\alpha)$ son las derivadas parciales de cada ecuación no lineal con respecto a cada uno de los ángulos de conmutación, y esta matriz se recalcula en cada paso de la iteración. Se requiere un cálculo preciso de la matriz jacobiana, ya que múltiples ecuaciones armónicas contribuyen a su formulación para garantizar la convergencia de la solución.

La simulación comienza definiendo los valores iniciales de los ángulos de conmutación. Estos ángulos iniciales deben cumplir con la restricción de ordenación durante el primer cuarto de ciclo, como se muestra a continuación:

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \cdots < \alpha_m < \frac{\pi}{2} \quad (4.4)$$

La selección de valores iniciales apropiados para los ángulos de conmutación es fundamental para el éxito del método de Newton-Raphson, ya que este depende de dichos valores, y ángulos iniciales incorrectos pueden llevar la iteración a ramas de convergencia erróneas o impedir la convergencia por completo. Para abordar este problema, se ha empleado una estrategia de continuación en la que el valor de la solución en el MI actual se toma como valor inicial para el siguiente paso del MI. Este paso ayuda a garantizar que la variación no sea abrupta.

Durante la iteración, los residuos $\mathbf{F}(\alpha)$ y el vector de corrección se determinan mediante la inversa o la pseudoinversa del jacobiano. La iteración continúa hasta que el valor del vector residual sea menor que un umbral preestablecido (normalmente del orden de 10^{-6}), lo que indica que los ángulos resultantes cumplen con el requisito dentro del nivel de tolerancia esperado, o hasta alcanzar el número máximo de iteraciones.

Para garantizar la viabilidad de los ángulos de conmutación, se establecieron límites para que estos se mantuvieran dentro de la restricción de ordenación en el primer cuarto de ciclo, o no más allá de los límites del rango fundamental. Cualquier ángulo de conmutación que no cumpla con las condiciones de restricción será rechazado. Esto evitará que la solución no válida se utilice directamente en los conmutadores MMC.

El resultado del solucionador de Newton-Raphson será un conjunto de ángulos de conmutación para cada MI especificado, los cuales se registrarán. Posteriormente, se utilizarán para generar las señales de activación en el modelo de Simulink. De esta manera, se puede lograr un cálculo iterativo para el problema no lineal proporcionando los ángulos de conmutación seleccionados como resultado.

4.2.1 IMPLEMENTACIÓN EN CÓDIGO DE MATLAB

En la técnica SHE, los ángulos de conmutación individuales se asignan de la siguiente manera: uno se utiliza para regular la fundamental y obtener el MI deseado, y los otros $N - 1$ ángulos cancelan $N - 1$ frecuencias armónicas seleccionadas.

El patrón de signos positivos o negativos $(+, -, +, +, -, +)$ para los términos del coseno representa la configuración de conmutación específica que requiere el convertidor, y el sistema en sí representa un sistema de 6 ecuaciones trascendentales no lineales simultáneas en seis variables (los ángulos).

El método de Newton-Raphson para resolver este problema consiste en:

- Construir $\mathbf{F}(\alpha)$, el vector residual de las seis ecuaciones SHE.
- Calcular analíticamente la matriz jacobiana $\mathbf{J}(\alpha)$ en cada iteración.
- Establecer la estimación inicial del vector de ángulos con valores igualmente espaciados en el intervalo $(0.2, 1.3)$ radianes.
- Actualizar iterativamente utilizando el algoritmo de Newton-Raphson amortiguado, $\alpha = \alpha - \lambda \mathbf{J}^{-1} \mathbf{F}$. Siendo λ el factor de amortiguamiento.
- Si se alcanza la convergencia (es decir, $\mathbf{F} < 10^{-10}$).
- Imprimir los valores de los ángulos.

El código para calcular los ángulos de conmutación se muestra a continuación:

Código 4.1: *Generando los ángulos de conmutación*

```
clc
clear
close all

% Target Modulation Index
ma = 0.76;

% Evenly spaced - avoids near-singular Jacobian at alpha
aprox 0
alpha = linspace(0.2, 1.3, 6)';

% Newton-Raphson parameters
max_iter = 1000;
tol       = 1e-10;
damp      = 0.5; % Damping factor (0 < damp <= 1)

for i = 1:max_iter

    F = [
        cos(alpha(1)) - cos(alpha(2)) + cos(alpha(3))
        ) + cos(alpha(4)) - cos(alpha(5)) +
        cos(alpha(6)) - (ma*pi/2);
        cos(3*alpha(1)) - cos(3*alpha(2)) + cos(3*alpha(3))
        + cos(3*alpha(4)) - cos(3*alpha(5)) +
        cos(3*alpha(6));
        cos(5*alpha(1)) - cos(5*alpha(2)) + cos(5*alpha(3))
        + cos(5*alpha(4)) - cos(5*alpha(5)) +
        cos(5*alpha(6));
        cos(7*alpha(1)) - cos(7*alpha(2)) + cos(7*alpha(3))
        + cos(7*alpha(4)) - cos(7*alpha(5)) +
        cos(7*alpha(6));
        cos(9*alpha(1)) - cos(9*alpha(2)) + cos(9*alpha(3))
        + cos(9*alpha(4)) - cos(9*alpha(5)) +
        cos(9*alpha(6));
        cos(11*alpha(1)) - cos(11*alpha(2)) + cos(11*alpha(3))
        + cos(11*alpha(4)) - cos(11*alpha(5)) +
        cos(11*alpha(6))
    ];
```

```

if norm(F) < tol
    fprintf('Converged in %d iterations.\n', i);
    break;
end

J = [
    -sin(alpha(1)),      sin(alpha(2)),      -sin(
        alpha(3)),      -sin(alpha(4)),      sin(alpha
        (5)),      -sin(alpha(6));
    -3*sin(3*alpha(1)),  3*sin(3*alpha(2)),   -3*sin(3*
        alpha(3)),      -3*sin(3*alpha(4)),   3*sin(3*alpha
        (5)),      -3*sin(3*alpha(6));
    -5*sin(5*alpha(1)),  5*sin(5*alpha(2)),   -5*sin(5*
        alpha(3)),      -5*sin(5*alpha(4)),   5*sin(5*alpha
        (5)),      -5*sin(5*alpha(6));
    -7*sin(7*alpha(1)),  7*sin(7*alpha(2)),   -7*sin(7*
        alpha(3)),      -7*sin(7*alpha(4)),   7*sin(7*alpha
        (5)),      -7*sin(7*alpha(6));
    -9*sin(9*alpha(1)),  9*sin(9*alpha(2)),   -9*sin(9*
        alpha(3)),      -9*sin(9*alpha(4)),   9*sin(9*alpha
        (5)),      -9*sin(9*alpha(6));
    -11*sin(11*alpha(1)),11*sin(11*alpha(2)), -11*sin
        (11*alpha(3)), -11*sin(11*alpha(4)), 11*sin(11*
        alpha(5)), -11*sin(11*alpha(6))
];

% Damped Newton step
alpha = alpha - damp * (J\F);

end

% Results
for k = 1:6
    fprintf('  alpha(%d) = %.6f rad \n', k, alpha(k));
end

```

Cuando el MI se establece como $M_a = 0.76$, los siguientes ángulos resultaron de la aplicación del método de Newton-Raphson:

Tabla 4.1: Valor de los ángulos obtenidos

Ángulo	Valor en Radianes
α_1	0.031775
α_2	0.173749
α_3	0.407858
α_4	1.056866
α_5	1.217126
α_6	1.217126

Una vez conocidos los ángulos de conmutación, tras la resolución numérica del sistema de ecuaciones SHE, el procedimiento para la implementación del inversor implica la reconstrucción de la forma de onda del voltaje multinivel que se aplicará a la salida del inversor y un filtro de salida adecuado para la eliminación de armónicos residuales. Esta sección detalla el procedimiento de síntesis de la forma de onda de voltaje escalonado multinivel utilizando los ángulos de conmutación determinados, así como el procedimiento de diseño de un filtro de salida paso bajo Inductivo-Capacitivo (LC), junto con su caracterización en el dominio de la frecuencia.

4.2.2 SÍNTESIS DE LA FORMA DE ONDA A PARTIR DE LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN SHE

4.2.2.1 DATOS DEL SISTEMA

El periodo fundamental del voltaje de salida se define como:

$$T_s = \frac{1}{60} \text{ s} \quad (4.5)$$

correspondiente a una frecuencia fundamental de 60 Hz.

El valor del voltaje del bus de CD está normalizado, es decir, $E = 1$ por unidad. En consecuencia, existen dos niveles de voltaje distintos a la salida del inversor: el nivel medio E y el nivel completo $A = 2E$. Junto con el estado cero, los dos niveles definidos se utilizan en combinación con el estado cero para obtener la forma de onda SHE multinivel escalonada típica. El MI se establece en $M_a = 0.76$, valor determinado durante el cálculo del ángulo.

Los seis ángulos previamente determinados mediante el método de Newton-Raphson se definen en la Tabla 4.1.

Estos valores se expresan en radianes como primera opción, mientras que los ángulos convertidos a grados se utilizan en la construcción del vector de tiempo de conmutación, dado que el mapeo angular se produce durante un ciclo eléctrico de 360 grados.

4.2.2.2 SIMETRÍA DE LAS FORMAS DE ONDA UTILIZADAS

Una característica importante de la forma de onda modulada SHE es que debe cumplir las condiciones de antisimetría de media onda y simetría de cuarto de onda. Estas condiciones de simetría garantizan, respectivamente, la ausencia de armónicos pares y términos de coseno (no simétricos impares) en el desarrollo en serie de Fourier, lo cual es un supuesto fundamental para la derivación de la ecuación SHE.

Debido a estas condiciones de simetría, solo es necesario definir las transiciones de conmutación del primer cuarto del ciclo (de 0 a 90 grados). La forma de onda completa de 360° se construye mediante reflexiones e inversiones de polaridad:

- El segundo cuarto (de 90° a 180°) es la imagen especular del primer cuarto respecto al eje de 90°, por lo que las transiciones son (180°) para $k = 6, 5, \dots, 1$.

- El tercer y cuarto cuarto (de 180° a 360°) son iguales al primero y segundo, pero con la polaridad del voltaje invertida y desfasada 180 grados.

Mediante este método, la forma de onda resultante satisface tanto la antisimetría de media onda, lo que significa que:

$$v(\omega t + \pi) = -v(\omega t) \quad (4.6)$$

y, por consiguiente, no hay armónicos pares, como la simetría de cuarto de onda, lo que significa que todos los coeficientes de los armónicos pares son idénticamente cero.

4.2.2.3 CONSTRUCCIÓN DEL VECTOR DE TIEMPO DE CONMUTACIÓN

La forma de onda de voltaje puede considerarse como una función constante a trozos sobre el conjunto de instantes de tiempo discretos, en función de los ángulos de conmutación. Dado que se requiere un pequeño desfase temporal inmediatamente después de cada ángulo de transición para representar numéricamente el cambio escalonado de voltaje, se establecerá un retardo de 10 μs .

El vector de tiempo para un ciclo eléctrico completo de 360 grados se genera mediante una correspondencia entre cada ángulo de conmutación y su instante de tiempo utilizando:

$$t = \frac{T_s}{360} \theta \quad (4.7)$$

El término θ es una secuencia que incluye $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_6)$ los ángulos de conmutación, sus simetrías del primer cuarto $180^\circ - \alpha_6, \dots, 180^\circ - \alpha_1$, los negativos $180^\circ + \alpha_1, \dots, 180^\circ + \alpha_6$, las simetrías del segundo cuarto $360^\circ - \alpha_6, \dots, 360^\circ - \alpha_1$ y los límites de los cuartos $(0^\circ, 180^\circ, 360^\circ)$.

4.2.2.4 ASIGNACIÓN DE NIVELES DE VOLTAJE

Se asigna un nivel de voltaje de salida en cada punto discreto del vector de tiempo de conmutación, generando así la forma de onda escalón. La secuencia de niveles se determina de forma que siga los estados de conmutación $(0, E, A, E, A, E, 0)$ para el semiciclo positivo y $(0, -E, -A, -E, -A, -E, 0)$ para el semiciclo negativo, siguiendo el patrón de signos utilizado en la ecuación SHE.

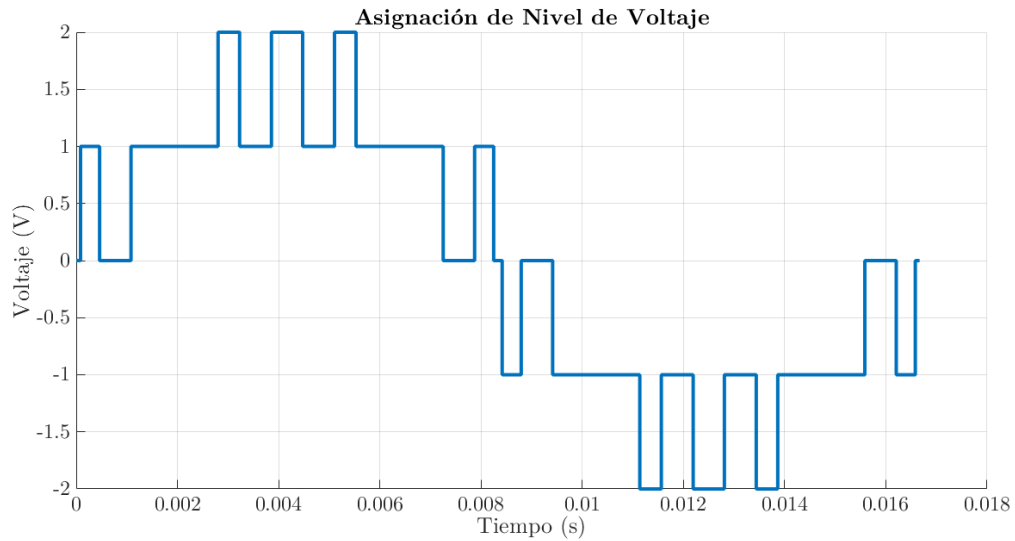


Figura 4.1: Asignación de los niveles de voltaje a través del tiempo.

La forma de onda generada $v(t)$ es una secuencia de pulsos simétrica, con 6 ángulos de conmutación por cuarto de ciclo y un total de 24 conmutaciones por periodo tal y como se muestra en la Figura 4.1. Su forma general es similar a una onda sinusoidal y, teóricamente, debería eliminar los armónicos 3° , 5° , 7° , 9° y 11° .

4.2.3 DISEÑO DEL FILTRO LC DE SALIDA Y ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

4.2.3.1 JUSTIFICACIÓN DEL USO DE UN FILTRO DE SALIDA

El método SHE puede cancelar completamente ciertos órdenes armónicos en la salida del inversor. Sin embargo, aún existen otros armónicos de orden superior (a partir del 13°) en la forma de onda que deben reducirse antes de que lleguen a la carga. Se utiliza un filtro pasivo LC de pasa-bajas en la salida del inversor.

4.2.3.2 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO LC

El filtro LC puede representarse como una red de filtro de paso bajo de segundo orden sin pérdidas. La función de transferencia del filtro LC, que relaciona el voltaje de salida del filtro con el voltaje de salida del inversor en el dominio de Laplace, se muestra a continuación:

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{LCs^2 + 1} \quad (4.8)$$

donde L y C son los parámetros de inductancia y capacitancia del filtro, respectivamente:

- $L = 219.05 \text{ mH}$
- $C = 1 \text{ } \mu\text{F}$

Y la frecuencia de resonancia (natural) es:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{0.21905 * 10^{-6}}} \approx 2136 \text{ rad/s} \approx 340 \text{ Hz} \quad (4.9)$$

La frecuencia natural se sitúa por encima de la frecuencia fundamental (60 Hz) y por debajo del primer armónico no eliminado (13° armónico = 780 Hz). Esto garantiza que el componente fundamental pase con atenuación insignificante y que las frecuencias más altas se atenúen sustancialmente.

4.2.3.3 CARACTERIZACIÓN EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

El filtro se caracteriza mediante la representación gráfica de su respuesta en frecuencia en un diagrama de Bode, que muestra su magnitud y fase de $H(j\omega)$ en función de la frecuencia. Para el filtro LC ideal (sin pérdidas), se observa que la respuesta en magnitud presenta:

- Comportamiento de banda de paso ($\omega < \omega_0$): la magnitud tiende a 0 dB (ganancia unitaria) y, por lo tanto, deja pasar la fundamental y los componentes de baja frecuencia sin cambios.
- Pico de resonancia ($\omega = \omega_0$): sin amortiguación (inductor y capacitor ideales), la magnitud tiende teóricamente al infinito en la frecuencia de resonancia. La resistencia parásita, sin embargo, garantiza que siempre sea finita en la práctica.

- Atenuación ($\omega > \omega_0$): disminuye a una tasa de 40 dB/década, atenuando así considerablemente el contenido armónico a alta frecuencia. En el decimotercer armónico (780 Hz), la atenuación es aproximadamente de:

$$|H(j2\pi \cdot 780 \text{ Hz})| \approx -20 \log_{10} \left(\left(\frac{780 \text{ Hz}}{340 \text{ Hz}} \right)^2 \right) \approx -13.2 \text{ dB} \quad (4.10)$$

La respuesta de fase se extiende desde 0° en la banda de paso a 180° muy por encima de la resonancia, y experimenta un cambio rápido de fase en ω_0 .

4.2.3.4 DIAGRAMA DE BODE Y CÓDIGO EN MATLAB

El diagrama de Bode mostrado en la Figura 4.2 confirma que estos valores de LC son correctos. Esto garantiza que la fundamental (60 Hz) se transmita sin pérdidas, y que el contenido armónico más allá de la frecuencia de cancelación SHE se rechace con una atenuación de 40 dB/década debido a la red de filtro de segundo orden.

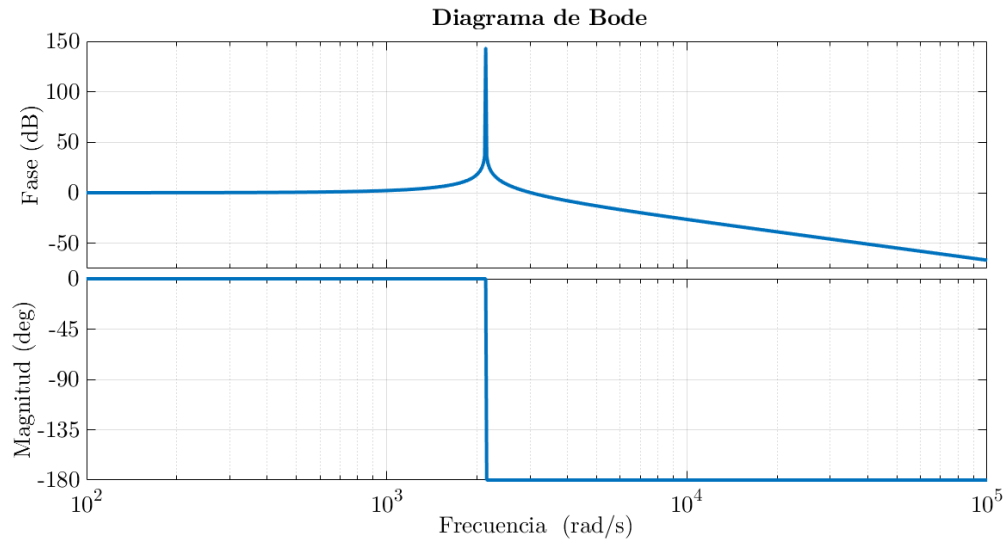


Figura 4.2: Diagrama de Bode de la función de transferencia.

Dado lo anterior, el código utilizado para generar la función de transferencia y a su vez los gráficos mostrados anteriormente es el siguiente:

Código 4.2: *Generando la forma de onda para eliminar armónicos y la función de transferencia*

```

clc
clear
close all

fontname= 'LM Roman 10';
set(0,'defaultaxesfontname',fontname);
set(0,'defaulttextfontname',fontname);
fontsize= 18;
set(0,'defaultaxesfontsize',fontsize);
set(0,'defaulttextfontsize',fontsize);

% Main Parameters
Ts= 1/60;
e=0.00001;
m=0.76;
E=1;
A=2*E;

a1=0.0317751;
a2=0.173749;
a3=0.407858;
a4=1.05687;
a5=1.21713;
a6=1.45451;

x=[a1,a2,a3,a4,a5,a6];

a1=rad2deg(a1);
a2=rad2deg(a2);
a3=rad2deg(a3);
a4=rad2deg(a4);
a5=rad2deg(a5);
a6=rad2deg(a6);

% Transform Angles to Degrees
alphas=[a1,a2,a3,a4,a5,a6];

```

```
% Convert Angles in Time
Vtime = Ts/360 * [0, a1, a1 + e ,a2,a2 + e,a3, a3 + e ,a4,
    a4 + e ,a5, a5 + e ,a6, a6 + e...
    ,180 - a6, 180 - a6 + e,180 - a5, 180 - a5 + e,180 -
    a4, 180 - a4 + e,180 - a3, 180 - a3 + e...
    , 180 - a2, 180 - a2 + e, 180 - a1, 180 - a1 + e
    ,180,180 + e...
    ,180 + a1,180 + a1 + e,180 + a2, 180 + a2 + e,180 + a3
    ,180 + a3 + e,180 + a4,180 + a4 + e,180 + a5...
    ,180 + a5 + e,180 + a6,180 + a6 + e, 360 - a6,360 - a6
    + e, 360 - a5,360 - a5 + e, 360 - a4,360 - a4 + e
    ...
    , 360 - a3,360 - a3 + e,360 - a2,360 - a2 + e, 360 -
    a1, 360 - a1 + e,360];
yvolt =[0 0 E E 0 0 E E A A E E A, A E E A A E E 0 0 E E
    0 0, 0 0 -E -E 0 0 -E -E -A -A -E -E -A ...
    ,-A -E -E -A -A -E -E 0 0 -E -E 0 0];

figure(1)
hold on
plot(Vtime,yvolt,'LineWidth',3)
title("Asignacion de Nivel de Tension")
xlabel("Tiempo (s)")
ylabel("Voltaje (V)")
grid on
hold off

% Transfer Function
L=0.21905;
C=0.000001;
s = tf('s');
H = 1 / (L*C*s^2 + 1);

% Bode Diagram
figure(2);
options = bodeoptions;
options.Title.FontSize = 20;
options.Title.String = '{\bf Diagrama de Bode}';
options.XLabel.FontSize = 20;
options.XLabel.String = 'Frecuencia';
options.YLabel.FontSize = 20;
options.YLabel.String = {'Fase','Magnitud'};
options.YLim = {[-75 150],[-180 0]};
options.TickLabel.FontSize = 20;
```

```
hold on
bode(H,options)
grid on
hold off

set(findall(gcf,'type','line'),'LineWidth',3)
```

De aquí se extraerán 2 parámetros y sus valores se usarán posteriormente para la simulación, dichas variables son:

- Vtime, representa el vector del tiempo de la función.
- yvolt, representa la magnitud del voltaje en el tiempo asignado.

Cabe aclarar que ambos parámetros son arreglos (o arrays como se le conocen en MATLAB) y presentan las mismas dimensiones, esto con el fin de ser emparejados en la simulación.

El Código 4.2 muestra la cadena de señal implementada, desde la entrada, con los ángulos de conmutación definidos por el solucionador SHE de Newton-Raphson, hasta la salida de voltaje filtrada final. A partir de los 6 ángulos de conmutación calculados por el solucionador SHE de Newton-Raphson, se sintetiza la forma de onda. Aprovechando la simetría de cuarto y media onda del patrón SHE, se crea la forma de onda completa de 360° pasos mediante un mapa de vector de tiempo con alta resolución en cada transición de ángulo de conmutación. Esta forma de onda multinivel se envía a un filtro paso bajo LC de segundo orden. La función de transferencia de este filtro y su respuesta en frecuencia se obtienen analíticamente y se ilustran mediante un diagrama de Bode. Los parámetros del filtro LC se eligen de manera que la frecuencia de resonancia se encuentre entre la fundamental y el siguiente armónico eliminado más bajo, atenuando eficazmente los componentes espectrales restantes y asegurando una

ganancia de 1 a 60 Hz. Se observa que el SHE, tal como se implementa, junto con un filtro LC, constituye un método eficaz para generar una forma de onda de voltaje sinusoidal pura a partir de un inversor que opera a una frecuencia de conmutación efectiva menor.

4.3 CONCLUSIONES

Las ecuaciones de SHE se resuelven numéricamente mediante el método de Newton-Raphson en MATLAB. El algoritmo actualiza un vector de seis ángulos de conmutación hasta que el error residual sea inferior a una tolerancia de 10^{-10} . Las condiciones iniciales se establecen uniformemente en el intervalo (0.2, 1.3) radianes.

Para un índice de modulación de $M_a = 0.76$, los seis ángulos de conmutación varían desde aproximadamente 0.032 hasta 1.455 radianes y están diseñados para cancelar los armónicos de los órdenes 3°, 5°, 7°, 9° y 11°. Utilizando estos ángulos, se crea una forma de onda de voltaje multinivel por partes aprovechando la simetría de cuarto de onda y media onda. Esto produce una forma de onda escalonada completa de 2π con 24 transiciones de conmutación por período.

También se diseñó un filtro pasivo LC de paso bajo de segundo orden con una frecuencia de resonancia de aproximadamente 340 Hz, situada entre la frecuencia fundamental de 60 Hz y el armónico no cancelado más bajo (el 13°, a 780 Hz). La respuesta en frecuencia se muestra en un diagrama de Bode, que confirma una atenuación de 40 dB/década por encima de la resonancia y una ganancia cercana a la unidad a 60 Hz.

Análisis y Resultados

A continuación se presentará un circuito propuesto elaborado en la plataforma de simulación Simulink, la cual se encuentra en el mismo entorno que MATLAB. Dichos circuitos utilizarán la señal generada con el código del anterior capítulo y esta misma se inyectará a un voltaje sinusoidal controlado.

Asimismo, en este mismo capítulo se analizarán las formas de onda generadas y su comparativa con varias señales sinusoidales y su muestreo de forma gráfica.

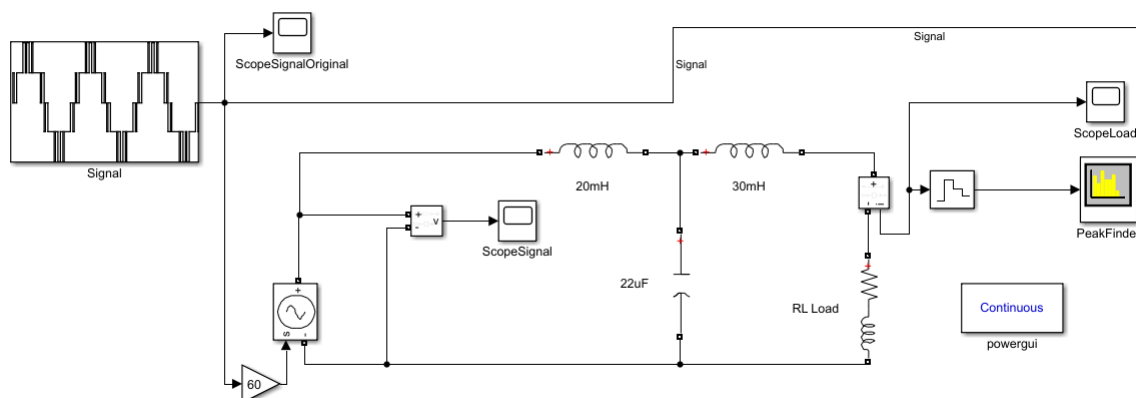


Figura 5.1: Diagrama completo del circuito utilizado para simular el comportamiento del SHE

El modelo de simulación que se muestra en la Figura 5.1 se creó en MATLAB/Simulink utilizando la caja de herramientas Simscape Power Systems y se configuró como una simulación en tiempo continuo. Se representa la ruta completa de la señal de una técnica de modulación SHE, desde la entrada de la forma de onda de conmutación precalculada, pasando por la red de filtros pasivos y finalizando con la medición instrumentada de la señal de salida, junto con el análisis espectral correspondiente realizado mediante FFT.

5.1 FORMA DE ONDA SHE

5.1.1 FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA

Las señales que alimentan esta simulación provienen del bloque de fuente de voltaje controlada, que está configurado para tomar una señal externa en el dominio del tiempo como referencia de voltaje instantáneo de entrada. La señal enviada a la fuente de voltaje controlado es la forma de onda SHE constante por tramos generada en MATLAB y se presenta en Simulink como un par (Vtime, yvolt), estos parámetros fueron obtenidos gracias al Código 4.2 creado

a partir de los 6 ángulos de conmutación de Newton-Raphson calculados para $M_a = 0.76$ a la frecuencia fundamental de 60 Hz. Este modelo separa la generación de la forma de onda de la simulación del circuito, donde se utiliza una señal de búsqueda en lugar de un modelo de dispositivo de conmutación. Esto permite una representación precisa de la forma de onda de voltaje multinivel escalonado producida por el puente inversor conmutado SHE, incluyendo las 24 transiciones de conmutación que ocurren dentro de un período fundamental, sin los problemas asociados a la simulación explícita de dispositivos de conmutación.

5.1.2 MEDICIÓN DEL VOLTAJE DE ENTRADA

Un bloque de medición de voltaje conectado a un osciloscopio, se coloca en los terminales de salida de la fuente controlada y antes del elemento pasivo. Este primer osciloscopio captura la forma de onda SHE de entrada al circuito. Esta forma de onda sirve como señal de referencia, con la que se comparará la salida filtrada final para determinar el contenido armónico total. Este primer osciloscopio mostrará la onda de voltaje multinivel escalonada pura con un espectro armónico determinado completamente por el patrón de conmutación, antes de ser sometida al filtro.

5.2 FILTRO LC

El filtro pasivo LC se inserta en serie a la salida de la fuente de voltaje. Su función es atenuar los armónicos presentes en la forma de onda SHE que la selección de ángulos de conmutación no pudo cancelar, principalmente los armónicos de orden superior al rango en el que se aplica SHE para eliminarlos, permitiendo al mismo tiempo el paso de la fundamental (60 Hz) sin afectarla significativamente.

El filtro propuesto utiliza dos inductores en cascada con un capacitor compartiendo un mismo nodo, la carga se conecta después de la bobina de 30 mH tal y como se muestra en la Figura 5.2. El propósito de este circuito es mejorar la pendiente de atenuación de 40 dB/década (sección LC simple) para lograr una mayor atenuación de los armónicos de alta frecuencia. El capacitor en paralelo desvía las corrientes armónicas lejos de la carga debido a su baja impedancia a altas frecuencias.

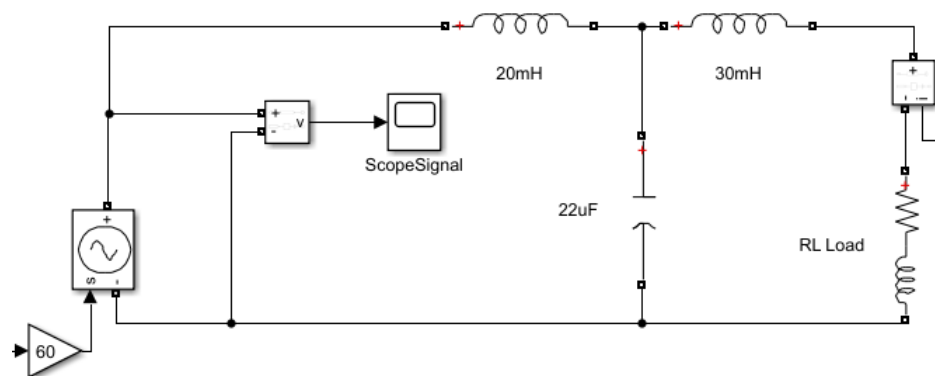


Figura 5.2: Sección del filtro LC en la simulación.

La frecuencia de resonancia de la red se establece entre la fundamental y el armónico más pequeño que no se cancela mediante el control SHE, de modo que el componente espectral que debería haberse cancelado por el SHE no se restablece por la resonancia del filtro.

5.3 CARGA RL

5.3.1 MODELO DE CARGA

La carga se representa mediante una combinación en serie de resistencia e inductancia; esta combinación se utiliza a menudo para simular cargas de potencia comunes como accionamientos de motores, transformadores, electroimanes, etc., donde la potencia se disipa y se almacena. En la Figura 5.3 se muestra que la carga RL se conecta a la red del filtro en su salida; representa la carga final y actúa como impedancia de terminación de la red.

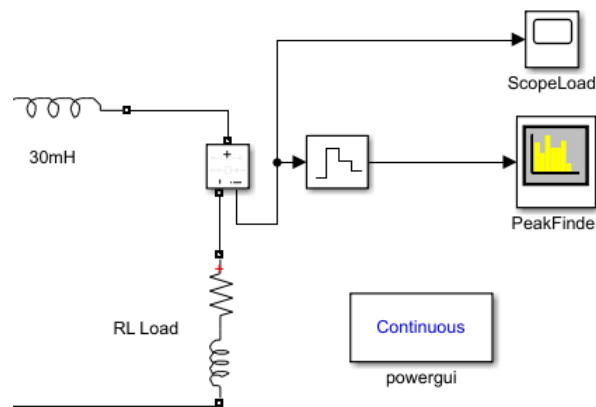


Figura 5.3: Sección de la carga RL en la simulación.

El elemento inductivo de la carga RL proporciona una atenuación adicional de la corriente armónica que ofrece el filtro LC, ya que la impedancia de carga es un valor dependiente de la frecuencia ($Z_L = R + j\omega L$), lo que la convierte en una carga más favorable desde el punto de vista armónico.

5.3.2 MEDICIÓN DEL VOLTAJE EN LA CARGA Y MUESTREO

Se añade un bloque de medición de voltaje a las terminales de la carga RL, y su señal de salida se conecta a un osciloscopio. Este muestra el voltaje filtrado disponible en la carga, que es la señal que queremos caracterizar. La comparación de esta forma de onda con la del osciloscopio de entrada, la cual es la onda mostrada en la Figura 4.1, demuestra la eficacia del filtro combinado y el control SHE.

5.4 ANÁLISIS DEL ESPECTRO GENERADO

5.4.1 VISUALIZACIÓN DE LA FORMA DE ONDA SHE

El bloque de señal superior del diagrama muestra la forma de onda escalonada SHE que se introduce en una pantalla, dicha señal es la misma de la Figura 4.1. Esta muestra el perfil de voltaje en el dominio del tiempo de la señal de salida del inversor, lo que confirma que la forma de onda precalculada se inyecta correctamente en la simulación y permite visualizar el patrón de conmutación: los niveles están equilibrados y las 24 transiciones de un ciclo ocurren en los momentos correctos.

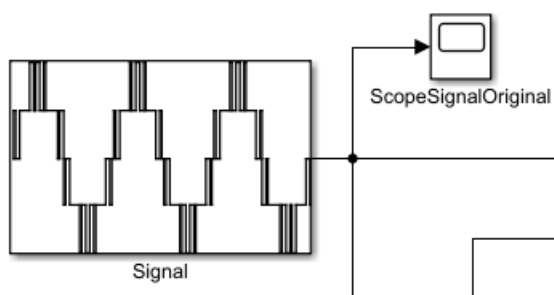


Figura 5.4: Sección de la señal escalonada en la simulación.

En la Figura 5.4 se muestra la señal correctamente insertada en la simulación para su posterior uso en el circuito. Dicha señal como se describió anteriormente se obtiene del Código 4.2, y dichos parámetros obtenidos en la salida del mismo se insertan al bloque llamado “Signal”.

5.4.2 BLOQUE DE TRANSICIÓN DE FRECUENCIA

Antes de entrar en la cadena de análisis de señales, la medición de voltaje se inserta a través de un bloque de transición de frecuencia como se muestra en la Figura 5.5. La transición de frecuencia es necesaria en Simulink siempre que una señal cruza el límite de un subsistema que opera con una frecuencia de muestreo diferente.

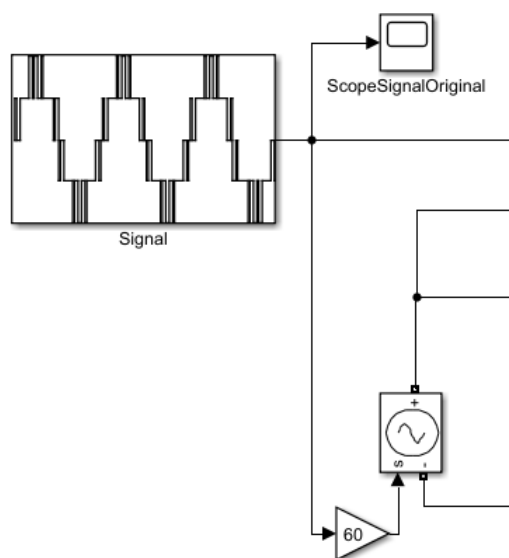


Figura 5.5: Sección del bloque de transición de frecuencia en la simulación.

En el caso del solucionador continuo powergui y los bloques de procesamiento de señales discretos basados en el tiempo, este bloque garantiza que los datos que llegan al subsistema de análisis coincidan con la frecuencia de entrada requerida.

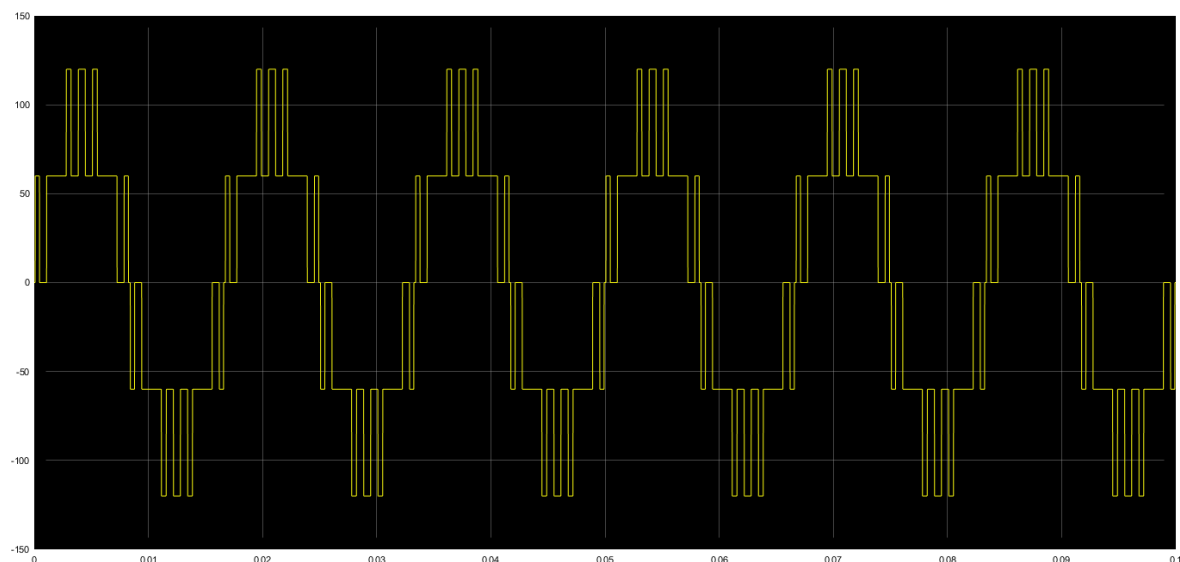


Figura 5.6: Señal de entrada en el circuito. En la Figura 5.1 el elemento que se visualiza es “ScopeSignal”

En la Figura 5.6 se registra el voltaje de salida de la fuente controlada, antes de cualquier etapa de filtrado. La señal representada es la forma de onda multinivel escalonada SHE, calculada mediante los seis ángulos de conmutación de Newton-Raphson para un MI de $M_a = 0.76$ y una frecuencia fundamental de 60 Hz.

Se pueden destacar varias propiedades de la forma de onda SHE a partir de la imagen obtenida del osciloscopio:

- Antisimetría estricta de media onda.
- El semiciclo negativo (de π a 2π) es una réplica perfecta, con polaridad invertida, del semiciclo positivo (de 0 a π), lo que indica la ausencia de armónicos pares en el espectro.

Estas propiedades se derivan directamente de las condiciones de simetría aplicadas para el cálculo del ángulo SHE.

5.4.3 BUSCADOR DE PICOS

La señal con transición de frecuencia se procesa mediante un buscador de picos, el cual localiza los valores máximos de la forma de onda ciclo a ciclo. La amplitud del pico se compara con el valor predicho de la fundamental, basado en el MI el cual es $M_a = 0.76$, para comprobar la ausencia de armónicos residuales significativos en la señal filtrada.

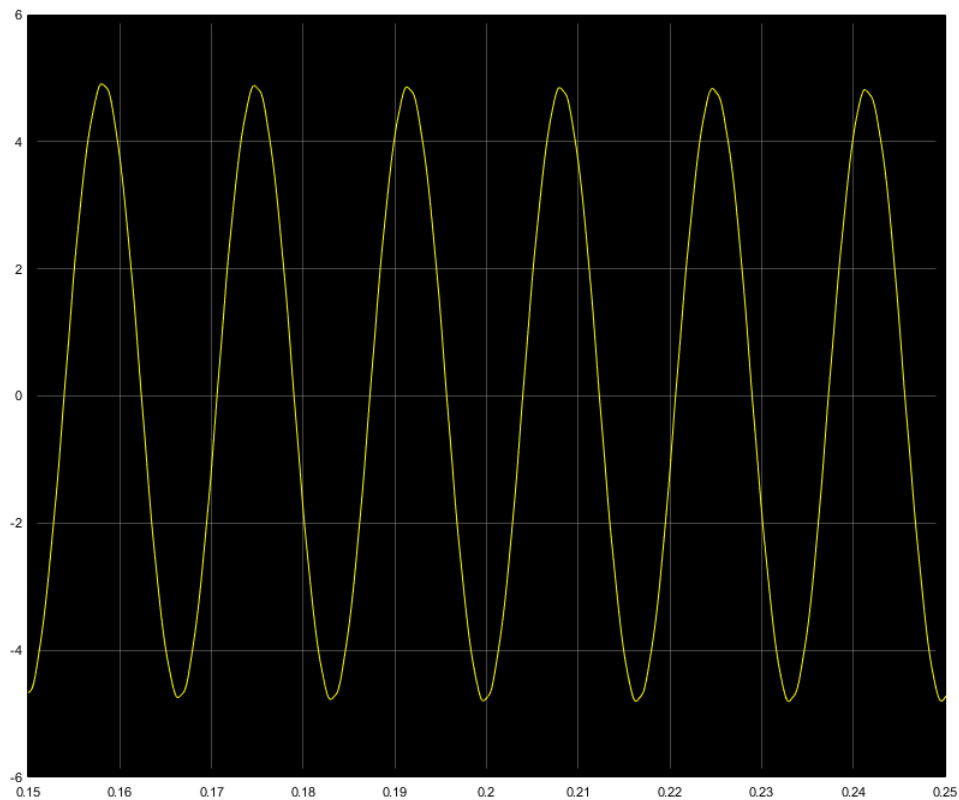


Figura 5.7: Señal en la carga. En la Figura 5.1 el elemento que se visualiza es “ScopeLoad”

La Figura 5.7 muestra el voltaje en la carga RL (a la salida de la red de filtros LC). La forma de onda obtenida es perfectamente sinusoidal. Esto demuestra la eficiencia de la red de filtro LC para eliminar los armónicos dominantes presentes en la forma de onda de entrada escalonada

y restaurar la forma de onda fundamental a la frecuencia de 60 Hz. Este resultado coincide con el comportamiento esperado de la topología del filtro paso bajo; la frecuencia de corte debe estar entre la fundamental y el armónico más bajo no eliminado.

Cabe destacar, sin embargo, la envolvente de amplitud del voltaje en la carga, que disminuye notablemente desde ~ 10 V (en $t = 0.008$ s) hasta ~ 6 V (en $t = 0.056$ s) y continúa disminuyendo hasta el final de la gráfica. Este no es un fenómeno de estado estacionario; de hecho, se observa en la imagen que la simulación representa el comportamiento transitorio de la red de filtro LC cuando se carga.

Este fenómeno está relacionado con la energía inicial nula almacenada en los elementos del filtro LC. Cuando se excita repentinamente con la forma de onda SHE, se produce la respuesta natural del sistema (determinada por los polos de la función de transferencia), caracterizada por oscilaciones amortiguadas bajas. Debido al alto factor Q de la red LC, esta transición dura relativamente mucho tiempo en comparación con el intervalo de tiempo deseado para el estudio, y no se alcanzan las condiciones de estado estacionario al tomar la instantánea del osciloscopio.

5.4.4 SEÑAL DE SALIDA

Finalmente, la salida de toda la señal (que pasa por los bloques de Transición de frecuencia y Buscador de picos) se muestra en un osciloscopio final en el lado derecho del diagrama.

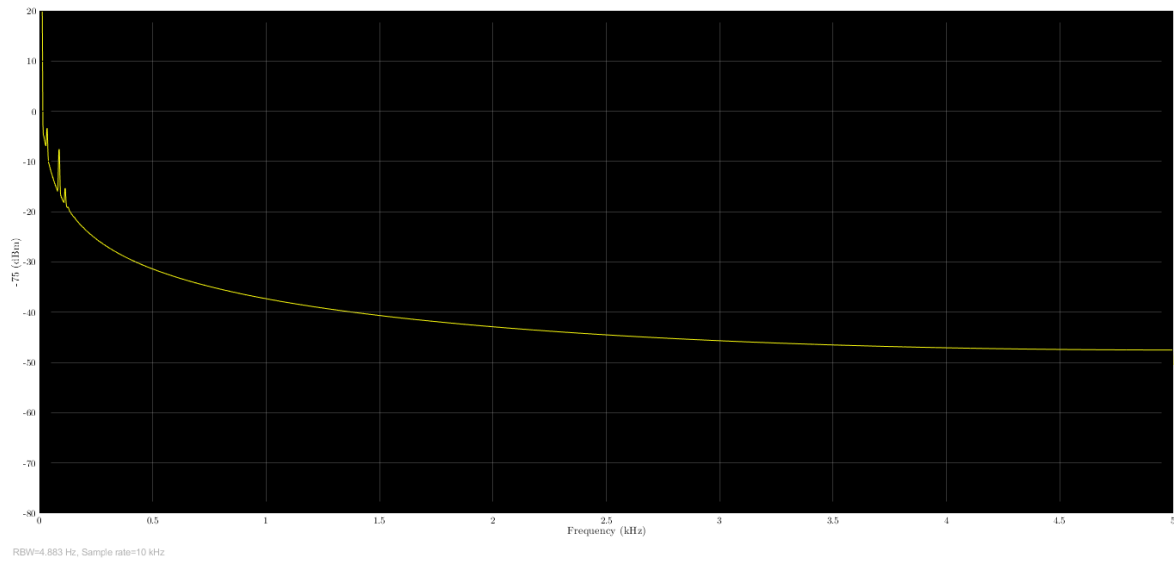


Figura 5.8: Señal del buscador de picos. En la Figura 5.1 el elemento que se visualiza es “PeakFinder”

La Figura 5.8 muestra la salida del bloque Buscador de Picos, que en este caso se ha configurado como un analizador de espectro en lugar de un simple componente de extracción de valores máximos. La pantalla muestra la densidad espectral de potencia de la señal procesada en función del eje de frecuencias, en el rango de 0 a 5 kHz. Los parámetros mostrados en la parte inferior ($RBW = 4.883$ Hz, frecuencia de muestreo = 10 kHz) indican que el análisis espectral se ha realizado con un ancho de banda de resolución de frecuencia de aproximadamente 4.9 Hz sobre una señal muestreada a 10 kHz. Un ancho de banda tan pequeño es suficiente para resolver componentes armónicos individuales espaciados a 60 Hz.

El espectro muestra un pico prominente muy cercano a 0 kHz, donde se ubica la componente fundamental a 60 Hz. Al visualizarse en un eje de frecuencia de 0 a 5 kHz, este pico se sitúa visualmente justo en el borde izquierdo de la pantalla. Su magnitud es de aproximadamente +15dBm y representa el mayor muestreo espectral de la señal de salida.

Tras la componente fundamental, el espectro disminuye de forma continua y monótona al aumentar la frecuencia, alcanzando aproximadamente 35dBm a 2.5 kHz y descendiendo hasta un valor cercano a 38 dBm a 5 kHz. Esta atenuación suave y de banda ancha indica la atenuación debida al efecto combinado del filtro pasa-baja LC y la naturaleza inductiva de la carga RL. Parece que cualquier señal presente en las frecuencias armónicas de la forma de onda SHE (es decir, a 180 Hz, 300 Hz, 420 Hz, 540 Hz y 660 Hz, que corresponden a los armónicos impares del 3° al 11°) se ha eliminado eficazmente o, al menos, se ha reducido por debajo del nivel de ruido aparente de la visualización espectral.

El espectro, aparentemente aleatorio o con aspecto de ruido, observado en las frecuencias más altas en lugar de un espectro de líneas discretas propio de una forma de onda SHE ideal, puede atribuirse al contenido transitorio, como se observa en la Figura 5.7. La envolvente decreciente del voltaje de carga genera energía espectral de banda ancha que enmascara las líneas espectrales discretas. Si se realizara un análisis del estado estable tras la atenuación del transitorio de filtrado, se esperaría observar un espectro de líneas más limpio, con picos discretos en cada una de las frecuencias armónicas y ceros en las frecuencias eliminadas por el SHE.

5.5 POWERGUI Y ANÁLISIS DE FFT

5.5.1 FUNCIONALIDAD DEL BLOQUE POWERGUI

Este bloque configura el entorno de la red eléctrica, determinando en particular el solucionador numérico que se utilizará para resolver las ecuaciones del circuito.

En este caso, el bloque Powergui opera en modo continuo. Las ecuaciones diferenciales que describen el circuito eléctrico se resuelven mediante un integrador de tiempo continuo con paso variable, generalmente de tipo ode23 u ode45 en MATLAB (en este caso utilizó el modelo ode23), para rastrear con precisión las rápidas variaciones de voltaje necesarias para sintetizar la forma de onda SHE.

5.5.2 ANÁLISIS DE FFT

Además de configurar el solucionador que se utilizará para el circuito eléctrico, el bloque Powergui incluye acceso a la herramienta de análisis de FFT integrada del entorno Simscape Power Systems. Esta herramienta permite realizar una transformada discreta de Fourier sobre cualquier señal medida dentro del modelo y representar los resultados como porcentajes de la magnitud de la señal fundamental.

Para evaluar la implementación del control SHE, la herramienta FFT se utiliza para verificar, desde un punto de vista cuantitativo, la cancelación de los componentes armónicos objetivo (armónicos 3°, 5°, 7°, 9° y 11°) en la señal de voltaje de salida, y también para calcular la distorsión armónica total de la forma de onda sintetizada. En un sistema de control SHE en funcionamiento, no debería detectarse amplitud en las frecuencias armónicas objetivo (en la práctica, por debajo de una tolerancia aceptable, teóricamente cero), mientras que la amplitud de la señal fundamental a 60 Hz se define mediante el MI.

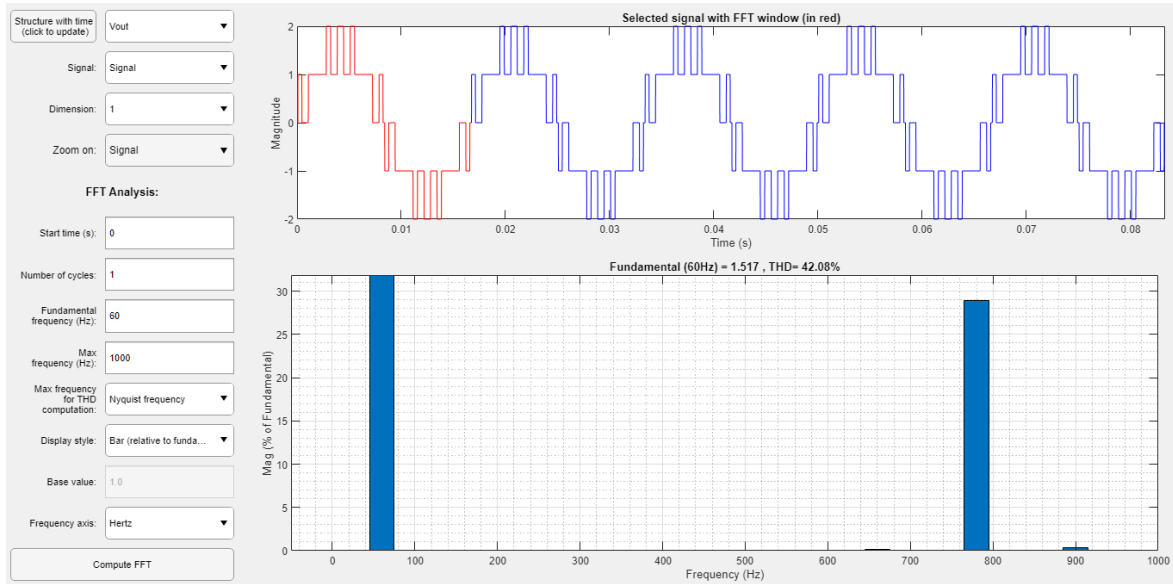


Figura 5.9: Análisis de FFT de la Señal del Circuito.

La herramienta de análisis de FFT (disponible en el bloque Powergui de MATLAB/Simulink) se utilizó con la salida de simulación (V_{out}) de la señal (la cual es la misma señal que la de entrada) como se puede observar en la Figura 5.9, con una frecuencia fundamental de 60 Hz, una frecuencia máxima de visualización de 1000 Hz y un análisis de un ciclo completo a partir de $t = 0$. La parte superior de la herramienta de análisis de FFT muestra el gráfico completo en el dominio del tiempo en azul, con la parte de la señal utilizada en el cálculo de la FFT resaltada en rojo; en este caso, se trata del primer ciclo fundamental completo (de 0 a 16.7 ms). La parte inferior muestra el espectro armónico en forma de barras, donde cada barra representa el nivel de ese componente armónico en particular con respecto al nivel fundamental, expresado como porcentaje.

La salida de la FFT reporta un nivel armónico fundamental de 1.517 (por unidad con respecto a un nivel base de 1) a 60 Hz y una DAT del 42.08 %. El armónico dominante presente (aparte del fundamental) se observa como una barra muy grande cerca de 780 Hz (el 13° armónico, 13×60 Hz), cuya altura es aproximadamente el 29 % del componente fundamental. Esto

coincide exactamente con el cálculo del SHE, ya que los 6 ángulos están configurados para cancelar las componentes armónicas 3^a, 5^a, 7^a, 9^a y 11^a, pero ninguna otra. También se observa una barra relativamente más pequeña cerca de 900 Hz (el 15° armónico), que también queda fuera del rango cancelado por el SHE. Las componentes canceladas por el SHE (a 180, 300, 420, 540 y 660 Hz) son barras diminutas de amplitud prácticamente despreciable.

La elevada DAT del 42.08 % se debe principalmente al término del 13° armónico y debe interpretarse teniendo en cuenta la forma de onda del SHE sin filtrar. La FFT se realiza sobre la salida escalonada del inversor multinivel antes de que se produzca cualquier filtrado importante (en estado estacionario), y esta ventana de 1 ciclo en $t = 0$ representa principalmente la parte transitoria de la respuesta. En estado estacionario (con el filtro LC en su punto de diseño), la DAT del voltaje en la carga sería significativamente menor, ya que la respuesta del filtro LC atenúa los armónicos 13 y superiores según su función de transferencia. Una advertencia metodológica que cabe señalar es que este análisis se realiza sobre una ventana de FFT definida como un ciclo que comienza en $t = 0s$, lo que corresponde exactamente con el transitorio de arranque de la red de filtros, como se indica en el resultado del osciloscopio de carga.

5.6 SEÑAL DE REFERENCIA

En la parte inferior del diagrama, se ubica un bloque constante con el valor 60 Hz, que se realimenta al sistema de control. Este bloque especifica el valor de referencia de la frecuencia fundamental en Hz, que se transmitirá a todos los bloques del diagrama de Simulink que requieran dicha información; por ejemplo, la herramienta de análisis de FFT de Powergui

debe recibir el valor de la frecuencia fundamental para identificar correctamente el orden de los armónicos y calcular la DAT. De esta forma, la frecuencia fundamental del modelo se puede modificar fácilmente a otros valores sin necesidad de alterar los bloques individuales.

5.7 ANÁLISIS EXPERIMENTAL

Esta sección presenta una confirmación experimental inicial de la forma de onda SHE calculada en las secciones anteriores. El patrón de conmutación se cargó en un generador de funciones arbitrarias Tektronix AFG 3021B y su contenido armónico se registró con un osciloscopio Fluke 196C Scopemeter Color en modo analizador de espectro. Esto confirmó que la forma de onda multinivel SHE era físicamente reproducible y que sus características espectrales eran visibles con instrumentos de laboratorio, lo que permitió una validación inicial de los resultados teóricos de eliminación de armónicos y su análisis experimental se muestra en la Figura 5.10.

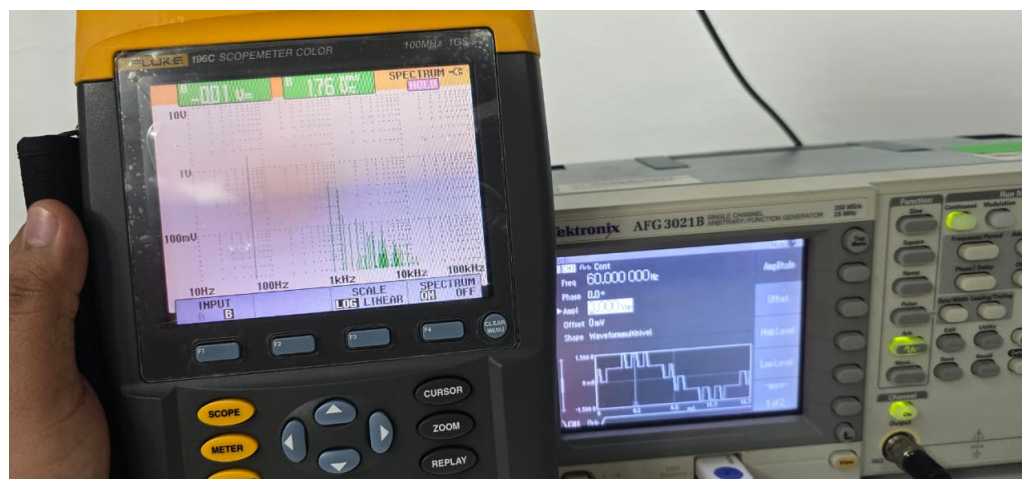


Figura 5.10: Análisis experimental de la señal del circuito.

Cabe destacar que la campaña experimental se diseñó para realizarse con formas de onda SHE de 5 y 11 niveles, pero un problema con un instrumento durante la prueba de 11 niveles impidió que esto se confirmara con la de 5 niveles que se muestra aquí.

5.7.1 GENERACIÓN DE SEÑAL: TEKTRONIX AFG 3021B

La forma de onda multinivel SHE se cargó en un generador de funciones/arbitrario de un solo canal Tektronix AFG 3021B, un instrumento de 250 MS/s con un ancho de banda de 25 MHz que puede almacenar y reproducir formas de onda arbitrarias. Se etiquetó como "Waveformmultinivel", lo que confirmó que el patrón de escalón de voltaje generado a partir de los ángulos de conmutación de Newton-Raphson se había cargado correctamente en la memoria del instrumento tal y como se muestra en la Figura 5.11.

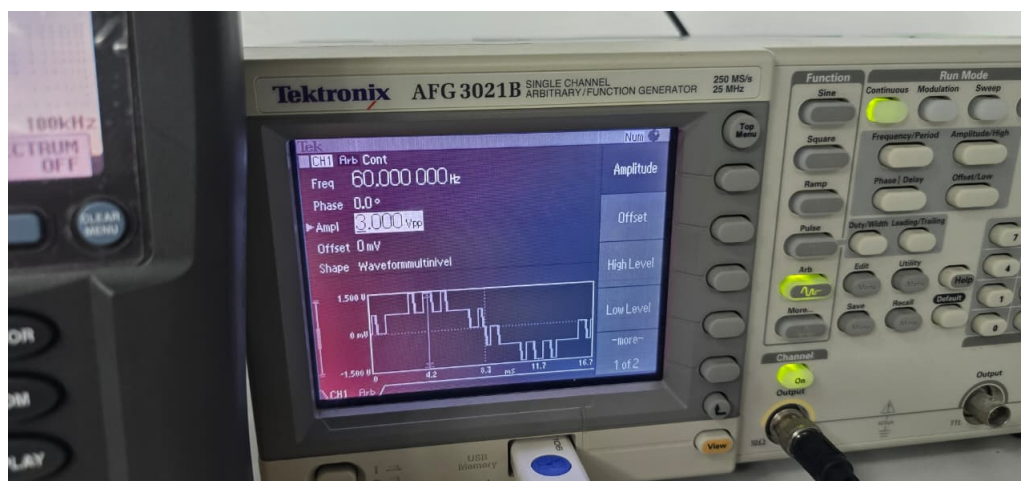


Figura 5.11: Generación de la señal

Los parámetros utilizados para generar la señal, leídos del instrumento, fueron:

- Frecuencia fundamental: 60 Hz
- Amplitud de la señal: 3 V_{pp} (pico a pico)

- Desfase: 0°
- Desfase de CD: 0 mV
- Modo de operación: Arbitrario Continuo

La ventana de previsualización del instrumento muestra el perfil multinivel típico, como la forma escalonada característica de la forma de onda SHE con múltiples transiciones distintas en el semiciclo positivo, seguidas de un semiciclo negativo perfectamente simétrico. La ventana temporal abarca exactamente un período fundamental de aproximadamente 16.7 ms ($1/60$ Hz), y la ventana de voltaje se encuentra en el rango de -1.500 V a 1.500 V alrededor de la línea base cero. Esto es lo esperado considerando que los niveles multinivel normalizados son (0, E , A), que se escalan al total de $3 V_{pp}$ de la salida. La apariencia visual de la forma de onda, que consiste en una serie de pulsos de voltaje más altos y estrechos en los cruces por cero y pulsos de voltaje medio más anchos en los picos, concuerda cualitativamente con la forma teórica SHE con $M_a = 0.76$, que tiene 6 ángulos de conmutación en cada cuarto de período.

5.7.2 MEDICIÓN ESPECTRAL: OSCILOSCOPIO FLUKE 196C

La salida del AFG 3021B se conectó al osciloscopio Fluke 196C Color, un osciloscopio y analizador de espectro portátil de 100 MHz y 1 GS/s. El instrumento se configuró en modo Espectro con una escala logarítmica de frecuencia y un rango de tiempo de 10 Hz a 100 kHz para medir todo el contenido armónico de la señal. Se activó el modo de retención en el instante deseado para capturar el espectro. La lectura de voltaje CD mostrada en el panel del instrumento fue de aproximadamente 0.001 V, lo que indica una ausencia de desplazamiento de CD significativo. El voltaje RMS medido fue de 1.76 V, que coincide con la configuración de $3 V_{pp}$ del generador.

5.7.2.1 OBSERVACIONES DEL ESPECTRO

Las características observadas en el Fluke 196C son: La línea espectral más grande se encuentra en la frecuencia fundamental de 60 Hz, con una amplitud de $\sim 1 - 2$ V en escala logarítmica, lo que confirma que la forma de onda SHE produce la frecuencia fundamental objetivo.



Figura 5.12: Observación del espectro en el osciloscopio.

Tal y como se observa en la Figura 5.12 un grupo de líneas espectrales aparece entre 700 Hz y 10 kHz después de la fundamental. En el eje de frecuencia logarítmico del Scopemeter, esto corresponde a los órdenes armónicos a partir del 11° o 12°. La aparición de líneas espectrales en este rango tiene sentido, dado que los ángulos de conmutación se calcularon para anular los armónicos 3°, 5°, 7°, 9° y 11°, por lo que el 13° armónico ($13 * 60 \text{ Hz} = 780 \text{ Hz}$) es el orden armónico más bajo posible. Por lo tanto, las líneas espectrales que aparecen en el rango de subkilohertz y kilohertz no constituyen un fallo de la forma de onda SHE, sino que son físicamente correctas. Los rangos correspondientes a los armónicos cancelados, a saber, el 3° (180 Hz), el 5° (300 Hz), el 7° (420 Hz), el 9° (540 Hz) y el 11° (660 Hz), no parecen

mostrar líneas espectrales dominantes por encima del nivel de ruido del instrumento, aunque la verificación precisa del nulo está limitada por la escala logarítmica del eje vertical y la resolución del instrumento portátil.

Por encima de 1 kHz, la amplitud de las líneas espectrales disminuye con la frecuencia, como se espera para la reducción del contenido armónico con la frecuencia en una forma de onda escalonada, y disminuye como $1/n$ para el n -ésimo armónico.

5.7.2.2 LIMITACIONES DE LA MEDICIÓN

Existen varias limitaciones en la medición que deben tenerse en cuenta. El osciloscopio Fluke 196C es un dispositivo portátil útil; sin embargo, la resolución y el rango dinámico son considerablemente inferiores a los de un analizador de espectro real o la herramienta de análisis de FFT del Powergui proporcionada por Simulink. En particular, la representación logarítmica de la frecuencia reduce la región donde se encuentran los armónicos eliminados por SHE (180 – 660 Hz), lo que hace casi imposible obtener una lectura precisa de la amplitud de cada orden armónico, e incluso difícil diferenciar los picos de los armónicos adyacentes. Se necesita una resolución de frecuencia mucho mejor que la que se muestra (en el rango de 0 a 1 kHz) para demostrar con precisión que cada armónico eliminado tiene una amplitud cero.

5.8 CONCLUSIONES

Se implementó un circuito de simulación en MATLAB/Simulink. La forma de onda SHE precalculada en el código 4.2 se inyecta a través de una fuente de voltaje controlada, pasa por el filtro LC y una carga RL, y se analiza tanto en el dominio del tiempo como en el de

la frecuencia. La forma de onda de entrada muestra una antisimetría de media onda estricta y el perfil escalonado multinivel esperado. Esto confirma que el patrón de conmutación se implementó correctamente.

El análisis FFT de la señal de salida muestra una THD del 42.08 % en la forma de onda sin filtrar. El armónico dominante es el 13° (780 Hz), que representa aproximadamente el 29 % de la fundamental. Los armónicos objetivo del 3° al 11° están prácticamente ausentes del espectro. Esta alta DAT en la señal sin filtrar es esperable, ya que la estrategia SHE no elimina el 13° armónico ni los superiores; esa función corresponde al filtro LC. En la simulación se observa una respuesta transitoria en la carga ya que el circuito parte de 0 V.

En la validación experimental se utilizó un generador de formas de onda arbitrarias Tektronix AFG 3021B para reproducir la forma de onda SHE y un osciloscopio Fluke 196C en modo analizador de espectro para observar su contenido armónico. Las mediciones espectrales muestran que las líneas dominantes aparecen por encima de 700 Hz, lo que coincide con el 13° armónico como el orden no cancelado más bajo. Los rangos de frecuencia de los armónicos cancelados no presentan picos espectrales significativos, lo que respalda los resultados teóricos, aunque existen algunas limitaciones en la resolución de medición debido a la portabilidad del instrumento.

Comentarios Finales

6.1 CONCLUSIONES

En este trabajo se resolvió con éxito el problema de la distorsión armónica en convertidores multinivel modulares monofásicos mediante una estrategia de SHE basada en un enfoque teórico, numérico y de simulación. Durante el proceso de desarrollo se confirmó que es posible mejorar significativamente la calidad de la forma de onda del voltaje de salida mediante una cuidadosa selección de los ángulos de conmutación del convertidor, sin necesidad de conmutación de alta frecuencia ni de una etapa de filtrado adicional.

En el aspecto teórico, se desarrolló una sólida teoría sobre topologías de convertidores multinivel y análisis armónico de sistemas de electrónica de potencia. El MMC demostró ser una topología muy prometedora para la generación de energía de calidad en electrónica de po-

tencia debido a su topología modular y su capacidad para generar formas de onda de voltaje escalonadas. Mediante el análisis de series de Fourier, se derivó la relación directa entre los ángulos de conmutación y el contenido armónico de la forma de onda del voltaje de salida, lo que permitió formular claramente el problema de la SHE.

La técnica SHE se formula como un sistema de ecuaciones trascendentales no lineales. En este caso, el primer armónico de la forma de onda del voltaje de salida se establece en un valor específico, mientras que los armónicos de orden inferior restantes se fuerzan a cero. Se demostró que obtener soluciones analíticas para este problema, debido a su no linealidad, resulta intratable, por lo que es necesario utilizar métodos numéricos para obtener posibles soluciones.

En esta tesis, se empleó el método de Newton-Raphson como técnica numérica para resolver las ecuaciones de SHE. Los resultados mostraron una convergencia rápida y precisa para condiciones iniciales adecuadas. El enfoque de continuación del MI resultó muy eficaz para mantener la estabilidad y evitar dificultades de convergencia. Esto confirmó que el método de Newton-Raphson es apropiado para resolver problemas de eliminación de armónicos en convertidores multinivel.

Para evaluar el método implementado, se utilizó para calcular los ángulos de conmutación. Estos ángulos se calcularon mediante un algoritmo numérico desarrollado en MATLAB, que empleó el método de Newton-Raphson para resolver las ecuaciones de SHE. La simulación del MMC se realizó con Simulink. La herramienta MATLAB se integró con Simulink para aplicar directamente los ángulos de conmutación calculados al MMC y simular su comportamiento de forma más realista. Los resultados de la simulación han demostrado que, utilizando ángulos de conmutación calculados, se elimina el armónico objetivo, como se observa claramente en el espectro armónico del voltaje de salida calculado mediante la FFT. La DAT

también ha mostrado una mejora en el contenido armónico en comparación con otras estrategias, lográndose esto manteniendo baja la frecuencia de conmutación. Se encontró que el componente fundamental corresponde al MI calculado.

Otro punto clave es mencionar que el método implementado en esta tesis es muy genérico y puede extrapolarse a más niveles de convertidores o para la eliminación de armónicos de orden superior. Como se explicó anteriormente, la arquitectura MMC tiene un concepto modular y la formulación para SHE es escalable, lo que permite su uso en sistemas de mayor escala y aplicaciones de mayor potencia. Sin embargo, a medida que aumenta el número de ángulos, el sistema no lineal se vuelve más complejo, lo que puede requerir el uso de técnicas numéricas o métodos de optimización más sofisticados.

Para concluir, la metodología presentada en esta tesis demuestra que la integración de técnicas de análisis armónico, métodos numéricos y software de simulación proporciona un resultado eficaz para el diseño y la evaluación de técnicas de conmutación avanzadas para convertidores electrónicos de potencia. Los resultados satisfactorios de la simulación del método de SHE mediante el algoritmo de Newton-Raphson demuestran que puede utilizarse eficazmente en el diseño de un rendimiento armónico mejorado para los MMC.

6.2 CONTRIBUCIONES

Una de las principales contribuciones de este trabajo es el desarrollo e implementación de un algoritmo numérico basado en el método de Newton-Raphson. Este algoritmo resuelve el sistema de ecuaciones trascendentales no lineales vinculado a la técnica SHE en un MMC monofásico de 5 niveles. A diferencia de métodos más amplios encontrados en la literatura, este algoritmo incluye un factor de amortiguación y una estrategia de continuación del índice

de modulación. Estas características mejoran en gran medida la estabilidad de la convergencia y permiten soluciones válidas en una amplia gama de valores de MI sin necesidad de volver a calcular las condiciones iniciales manualmente.

Este trabajo también presenta una metodología completa que conecta el cálculo numérico de ángulos de conmutación en MATLAB con su implementación en un entorno de simulación en Simulink. La forma de onda sintetizada actúa como entrada a una fuente de voltaje controlada. Esta conexión permite una evaluación del rendimiento armónico del convertidor, incluidos los efectos del filtro LC y la carga RL. Elimina la necesidad de simular explícitamente los dispositivos semiconductores, lo que reduce la complejidad computacional y facilita el análisis.

En términos de análisis de armónicos, la herramienta FFT del bloque Powergui demostró que los armónicos de orden 3, 5, 7, 9 y 11 fueron efectivamente cancelados en la señal de salida del convertidor. Las amplitudes en el espectro eran prácticamente insignificantes. Esto muestra que la estrategia SHE implementada logra su objetivo principal, desplazando el contenido armónico dominante hacia el armónico 13. Este armónico puede reducirse efectivamente mediante el filtro LC de segundo orden diseñado en este trabajo.

Además, se realizó una validación experimental inicial generando la forma de onda SHE con un generador de funciones arbitrarias Tektronix AFG 3021B. Las características espectrales se analizaron utilizando un osciloscopio Fluke 196C en modo analizador de espectro. Esta prueba confirma que el patrón de conmutación calculado se puede reproducir físicamente y que sus propiedades espectrales se alinean con los resultados teóricos y de simulación.

Para finalizar, la metodología propuesta aquí se puede escalar. Tanto la formulación matemática del SHE como el algoritmo de Newton-Raphson pueden extenderse a convertidores con más niveles o para eliminar armónicos de orden superior. Esto se logra simplemente aumen-

tando el número de ángulos de conmutación y ecuaciones en el sistema. Esto posiciona el trabajo como una base sólida para futuras investigaciones centradas en la implementación de hardware de convertidores modulares multinivel más grandes y potentes.

6.3 RECOMENDACIONES PARA FUTUROS TRABAJOS

Una sugerencia para futuros trabajos sería ampliar la estrategia SHE para construir un prototipo físico completo del MMC monofásico. Este prototipo debería incluir dispositivos semiconductores reales como MOSFET (Transistores de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor) o IGBT (Transistores Bipolares de Puerta Aislada), junto con sus circuitos de activación y control. La validación experimental presentada en este trabajo se centró en reproducir la forma de onda con un generador de funciones arbitrario. La construcción de un prototipo operativo permitiría evaluar el desempeño del algoritmo en condiciones reales de conmutación, considerando factores como tiempos muertos, caídas de voltaje en los semiconductores y variaciones en el voltaje de los capacitores del submódulo.

También se recomienda implementar el algoritmo de cálculo del ángulo de conmutación en plataformas de control en tiempo real como DSP (Procesador Digital de Señales) o FPGA (Matriz de Puertas Lógicas Programables en Campo), utilizando soluciones precalculadas almacenadas en tablas de búsqueda indexadas por el índice de modulación. Esto permitiría el ajuste dinámico de los ángulos de conmutación a los cambios en la referencia de voltaje o las condiciones de carga, haciendo que el sistema sea más aplicable en entornos de energía renovable o de accionamiento industrial donde el MI no es constante.

Además, sería valioso investigar mejores estrategias de optimización para resolver las ecuaciones SHE, especialmente para configuraciones con una gran cantidad de niveles donde el sistema de ecuaciones no lineales se vuelve mucho más complejo. El método Newton-Raphson puede enfrentar problemas de convergencia en estos casos. Otras técnicas han demostrado resiliencia a las múltiples soluciones comunes en problemas SHE de alto orden.

En conclusión, para futuros trabajos o investigaciones, es recomendable ampliar el estudio al caso de tres fases del MMC. Esto debería incluir el análisis del equilibrio de voltaje en los submódulos de capacitores y el control de la corriente de circulación entre brazos, aspectos que este trabajo no abordó debido a su enfoque en circuitos monofásicos. Esta ampliación contribuiría significativamente al diseño de sistemas de conversión de energía de media y alta tensión con bajo contenido de armónicos. Estos sistemas podrían aplicarse en la transmisión de energía de CD de alto voltaje y en la integración de fuentes de energía renovables en la red eléctrica.

6.4 ACTIVIDADES REALIZADAS

En la primera etapa del trabajo se llevó a cabo una revisión sobre las topologías de convertidores multinivel, con énfasis en el MMC y sus técnicas de modulación asociadas. A partir de esta revisión se estableció el marco teórico de la investigación, permitiendo la comprensión de los fundamentos de la conversión CD-CA, el análisis de series de Fourier aplicado a formas de onda escalonadas y la formulación matemática de la técnica SHE. Esta etapa permitió identificar el método de Newton-Raphson como la herramienta numérica más adecuada para la resolución del sistema de ecuaciones trascendentales no lineales que define los ángulos de conmutación óptimos.

Posteriormente, se desarrolló e implementó el algoritmo de cálculo de ángulos de conmutación en MATLAB, programando el método de Newton-Raphson con factor de amortiguamiento y estrategia de continuación del índice de modulación. Se verificó la convergencia del algoritmo para un MI de $M_a = 0.76$, obteniendo los seis ángulos de conmutación correspondientes. Con estos ángulos se construyó la forma de onda de voltaje multinivel escalonada, aplicando las condiciones de simetría de cuarto de onda y antisimetría de media onda para construir el ciclo completo de 2π . Adicionalmente, se diseñó el filtro LC de salida y se caracterizó su respuesta en frecuencia mediante un diagrama de Bode, confirmando su correcta operación entre la frecuencia fundamental y el primer armónico no cancelado.

En la etapa de simulación, se construyó el modelo del circuito en MATLAB/Simulink utilizando la caja de herramientas Simscape Power Systems, integrando la forma de onda SHE precalculada como entrada a una fuente de voltaje controlada, junto con el filtro LC y una carga RL. Se realizaron mediciones de las señales de entrada y salida mediante osciloscopios virtuales y se efectuó el análisis armónico completo utilizando la herramienta FFT del bloque Powergui, verificando la cancelación de los armónicos objetivo y evaluando la DAT de la señal de salida.

También se realizó una validación experimental inicial en laboratorio, en la cual la forma de onda SHE calculada fue cargada en un generador de funciones arbitrarias Tektronix AFG 3021B y reproducida físicamente a una frecuencia fundamental de 60 Hz con una amplitud de 3 V_{pp}. El contenido espectral de la señal generada fue medido y registrado con un osciloscopio Fluke 196C operando en modo analizador de espectro, confirmando la ausencia de componentes armónicos dominantes en las frecuencias correspondientes a los órdenes cancelados por la estrategia SHE y validando experimentalmente los resultados obtenidos en la simulación.

6.5 PUBLICACIONES Y DIFUSIÓN DEL TRABAJO

6.5.1 ARTÍCULOS

6.5.1.1 ATICTAC 2025

Castillo Del Angel J.A., Manríquez Ramírez J.F., Castillo Gutiérrez R., García Vite P.M. *Implementación de una estrategia de eliminación de armónicos para un convertidor modular multinivel monofásico*. Transversalidad Científica y Tecnológica, Vol. 9, No. 1, pp. 13–22, 2025. Academia Tamaulipeca de Investigación Científica y Tecnológica, A.C.

Este artículo constituyó una aportación directa al desarrollo de la tesis, al consolidar la formulación matemática de la estrategia SHE mediante series de Fourier con simetría de cuarto de ciclo, la resolución numérica del sistema de ecuaciones no lineales a través del método de Newton-Raphson implementado en Wolfram Mathematica, y la validación mediante simulación en MATLAB/Simulink con análisis espectral por FFT. Los resultados publicados confirmaron la supresión efectiva de los armónicos de orden 3° al 11°, estableciendo una base formal y citable para los capítulos de metodología, desarrollo y resultados de este trabajo.

6.5.1.2 AMM 2025

Castillo Del Ángel J.A., Arvizu Rodríguez L.E., Manríquez Ramírez J.F., García Vite P.M., Castillo Gutiérrez R. *Implementación de una estrategia de eliminación de armónicos para un convertidor modular multinivel monofásico*. Memorias del 17° Congreso Internacional de la Academia Mexicana Multidisciplinaria, 2025. Universidad Autónoma de Tamaulipas, Tampico, Tamaulipas.

Este artículo amplió y complementó los resultados presentados en la ponencia oral del mismo congreso, consolidando la descripción detallada de la topología MMC monofásico con submódulos de medio puente, el análisis de los cuatro modos de operación del submódulo de medio puente y la formulación del sistema de ecuaciones trascendentales SHE con distribución D(3,3). La publicación aportó la documentación formal de los ángulos de conmutación óptimos obtenidos para un índice de modulación de $M_a = 0.76$, así como la validación mediante análisis espectral FFT en MATLAB/Simulink, confirmando la supresión de los armónicos de orden 3° al 11°. Este trabajo contribuyó directamente a los capítulos de desarrollo y resultados de la presente tesis al proporcionar una referencia citable del proceso completo de implementación de la estrategia SHE en el convertidor modular multinivel.

6.5.2 PONENCIAS

6.5.2.1 STEAM TAMAULIPAS

Reconocimiento otorgado por la Secretaría de Educación de Tamaulipas, a través del Programa Enseñanza Vivencial de las Ciencias, por participación como Auxiliar de Tallerista en el *Taller Electromagnetismo, La Fuerza Invisible*, en el marco del evento "Viernes de Detectives del Conocimiento, Ciencia y Cultura" STEAM Tamaulipas. Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, Ciudad Madero, Tamaulipas, 25 de octubre de 2024.

Durante esta actividad de divulgación científica dirigida a estudiantes de educación básica, se participó en la enseñanza vivencial de conceptos fundamentales del electromagnetismo, área estrechamente vinculada con los fundamentos teóricos de los convertidores de potencia abordados en esta tesis. La actividad refleja el compromiso con la transferencia del conocimiento científico y tecnológico hacia la comunidad, en el marco de la formación integral del posgrado.

6.5.2.2 ACADEMIA MEXICANA MULTIDISCIPLINARIA

Castillo Del Ángel J.A., Arvizu Rodríguez L.E., Manríquez Ramírez J.F., Castillo Gutiérrez R., García Vite P.M. *Implementación de una estrategia de eliminación de armónicos para un convertidor modular multinivel monofásico*. Ponencia Oral presentada en el 17° Congreso Internacional de la Academia Mexicana Multidisciplinaria, bajo el tema central "Lo Multidisciplinario ante los nuevos retos del futuro del Desarrollo Tecnológico, Innovación y Sustentabilidad". Facultad de Arquitectura, Diseño y Urbanismo, Universidad Autónoma de Tamaulipas, Tampico, Tamaulipas, 12–14 de marzo de 2025.

En este congreso internacional de carácter multidisciplinario se expusieron los resultados obtenidos en el desarrollo de la presente tesis, relativos a la implementación de la estrategia SHE en un convertidor modular multinivel monofásico, incluyendo la formulación matemática, la resolución numérica mediante Newton-Raphson y la validación por simulación en MATLAB/Simulink.

6.5.2.3 INNOVATEC 2025

Castillo Del Angel J.A., Reyes García B.L., Del Angel Arredondo J.M., Manríquez Ramírez J.F., Castillo Guzmán J.N. PhoTech: *Sistema de monitoreo de variables de una instalación fotovoltaica para el análisis de señales*. Proyecto presentado en el evento InnovaTec 2025, bajo la asesoría del Dr. Pedro Martín García Vite. Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, 2025.

En este evento de innovación tecnológica se presentó el proyecto PhoTech, una propuesta de sistema de monitoreo inalámbrico en tiempo real de variables físicas de instalaciones fotovoltaicas, tales como temperatura e irradiancia, con el objetivo de analizar la calidad y cantidad de energía generada por paneles solares. Si bien este proyecto es independiente al tema central de la tesis, se vincula directamente con el área de aplicación de los convertidores de potencia estudiados en este trabajo, dado que los sistemas de energía solar fotovoltaica constituyen una de las principales motivaciones para el desarrollo de convertidores modulares multinivel eficientes y de alta calidad de señal.

6.5.2.4 EJIT 2024

Castillo Del Ángel J.A. *Implementación de una estrategia de eliminación de armónicos para un convertidor modular multinivel monofásico*. Ponencia presentada en el Encuentro de Jóvenes Investigadores Tamaulipas 2024, organizado por el Gobierno del Estado de Tamaulipas, la Secretaría de Educación, el Consejo Tamaulipeco de Ciencia y Tecnología (COTACYT), la Universidad Autónoma de Tamaulipas (UAT) y el CONAHCYT. Cd. Victoria, Tamaulipas, 10 y 11 de octubre de 2024. En este encuentro estatal dirigido a jóvenes investigadores se expuso el tema central de la presente tesis, relativo a la implementación de la estrategia de eliminación selectiva de armónicos para un convertidor modular multinivel monofásico, contribuyendo a la difusión de los avances de investigación en el ámbito científico y tecnológico de la región.

6.5.2.5 EJIT 2025

Castillo Del Ángel J.A. *Implementación de una estrategia de eliminación de armónicos para un convertidor modular multinivel monofásico*. Ponencia presentada en el Encuentro de Jóvenes Investigadores Tamaulipas 2025 (EJIT 2025). Tamaulipas, 2025.

En este encuentro, continuando con la difusión de los resultados de la presente tesis, se presentó nuevamente el trabajo relativo a la implementación de la estrategia SHE en un convertidor modular multinivel monofásico, con el título corregido respecto a la edición anterior del evento.

Bibliografía

- [1] Jose Rodriguez, Steffen Bernet, Peter K Steimer, and Ignacio E Lizama. A survey on neutral-point-clamped inverters. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 57(7):2219–2230, 2009.
- [2] Anton Lesnicar and Rainer Marquardt. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*,, volume 3, pages 6–pp. IEEE, 2003.
- [3] Hasmukh S. Patel and Richard G. Hoft. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II — voltage control techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-10(5):666–673, 1974.
- [4] Jose Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 49(4):724–738, 2002.
- [5] D Grahame Holmes and Thomas A Lipo. *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. John Wiley & Sons, 2003.

- [6] Abbas Kiani Harchegani and Hossein Iman-Eini. Selective harmonic elimination pulse width modulation in single-phase modular multilevel converter. In *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015)*, pages 346–351. IEEE, 2015.
- [7] Lie Xu, Bjarne R Andersen, and Phillip Cartwright. Vsc transmission operating under unbalanced ac conditions-analysis and control design. *IEEE transactions on Power Delivery*, 20(1):427–434, 2005.
- [8] IEEE. IEEE standard 519: Recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. Technical Report IEEE Std 519-2014, Institute of Electrical and Electronics Engineers, New York, NY, USA, 2014.
- [9] José Rodríguez, Steffen Bernet, Bin Wu, Jorge O. Pontt, and Samir Kouro. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6):2930–2945, 2007.
- [10] Mariusz Malinowski, K. Gopakumar, Jose Rodriguez, and Marcelo A. Pérez. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(7):2197–2206, 2010.
- [11] Guanghui Liu, Qian Zhang, Huijuan Zhao, He Zhang, and Haitao Yu. Simplified model predictive current control of primary permanent-magnet linear motor traction system for urban transit. *IET Power Electronics*, 12(3):505–513, 2019.

- [12] Marcelo A. Pérez, Steffen Bernet, José Rodríguez, Samir Kouro, and Ricardo Lizana. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1):4–17, 2015.
- [13] Fujin Deng, Chengkai Liu, and Zhe Chen. *Modular Multilevel Converters: Control, Fault Detection, and Protection*. John Wiley & Sons, 2023.
- [14] John J Grainger. *Power system analysis*. McGraw-Hill, 1999.
- [15] Wanmin Fei, Xinbo Ruan, and Bin Wu. A generalized formulation of quarter-wave symmetry she-pwm problems for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(7):1758–1766, 2009.
- [16] Neerparaj Rai, Ashish Maheshwari, and Rai Bijay. Optimal pwm in three level inverter fed induction motor drives with quarter wave symmetry relaxed. In *2018 International Conference on Current Trends towards Converging Technologies (ICCTCT)*, pages 1–8, 2018.
- [17] Chung-Ming Young, Sheng-Feng Wu, and Yan-Zhong Liu. Implementation of a multi-level inverter based on selective harmonic elimination and zig-zag connected transformers. In *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pages 387–392, 2009.
- [18] Wanmin Fei, Xinbo Ruan, and Bin Wu. A generalized formulation of quarter-wave symmetry she-pwm problems for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(7):1758–1766, 2009.

- [19] Mohamed S. A. Dahidah, Georgios Konstantinou, and Vassilios G. Agelidis. A review of multilevel selective harmonic elimination PWM: Formulations, solving algorithms, implementation and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(8):4091–4106, 2015.
- [20] Mukhtar A. Memon, Saad Mekhilef, and Marizan Mubin. Selective harmonic elimination in multilevel inverter using hybrid APSO algorithm. *IET Power Electronics*, 11(10):1673–1680, 2018.
- [21] Wahidah Abd. Halim, T. N. A. Tengku Azam, K. Applasamy, and Auzani Jidin. Selective harmonic elimination based on newton–Raphson method for cascaded H-bridge multilevel inverter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 8(3):1193–1202, 2017.