



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

TEMA:

Diseño e implementación de técnicas de modulación por ancho de pulso para sistemas inversores de voltaje trifásicos

AUTOR:

Solís Morocho, Diego Armando

Trabajo de Titulación previo a la obtención del título de
INGENIERO ELÉCTRICO-MECÁNICO

TUTOR:

M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

Guayaquil, Ecuador

17 de Septiembre del 2020



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr. **Solís Morocho, Diego Armando** como requerimiento para la obtención del título de **INGENIERO ELÉCTRICO-MECÁNICO**.

TUTOR

M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

DIRECTOR DE CARRERA

M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

Guayaquil, a los 17 días del mes de septiembre del año 2020



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Solís Morocho, Diego Armando**

DECLARÓ QUE:

El trabajo de titulación “**Diseño e implementación de técnicas de modulación por ancho de pulso para sistemas inversores de voltaje trifásicos**” previo a la obtención del Título de **Ingeniero Eléctrico-Mecánico**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, a los 17 días del mes de septiembre del año 2020

EL AUTOR

SOLÍS MOROCHO, DIEGO ARMANDO



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

AUTORIZACIÓN

Yo, **Solís Morocho, Diego Armando**

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: **“Diseño e implementación de técnicas de modulación por ancho de pulso para sistemas inversores de voltaje trifásicos”**, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, a los 17 días del mes de septiembre del año 2020

EL AUTOR

SOLÍS MOROCHO, DIEGO ARMANDO

REPORTE DE URKUND

URKUND Fernando Palacios Meléndez (edwin_palacio)

Documento	trabajo final de titulación Solis Diego.docx (D78463356)
Presentado	2020-09-01 12:28 (-05:00)
Presentado por	dasolis89@hotmail.com
Recibido	edwin.palacios.ucsg@analysis.orkund.com
Mensaje	Comparto 'trabajo final de titulación Solis Diego.docx' con usted Mostrar el mensaje completo 1% de estas 26 páginas, se componen de texto presente en 3 fuentes.

Lista de fuentes	Bloques
Categoría	Enlace/nombre de archivo
	Modelado e implementación de sistemas de...
	Aguilar_Daniel_Final.docx
	https://repositorioinstitucional.buap.mx/bit...
	TESIS_J_TACURI REVISION_2.docx
	https://docplayer.es/74174734-Implementa...
Fuentes alternativas	
	Modelado e implementación de sistemas de...

Reiniciar Exportar Compartir

1 Advertencia

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL
FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

TEMA: Diseño

e implementación

de técnicas de modulación por ancho de pulso para
sistemas inversores de voltaje trifásicos

AUTOR: Solís Morocho, Diego Armando

Trabajo de Titulación previo a la obtención del título de
INGENIERO ELÉCTRICO-

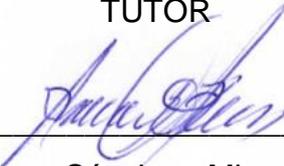
MECÁNICO

TUTOR: M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

Guayaquil, Ecuador

10 de Septiembre del 2020

TUTOR



M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

AGRADECIMIENTO

Al finalizar este trabajo quiero dedicar este espacio para agradecer a Dios por todas sus bendiciones, a mi familia por su apoyo incondicional y por inculcar valores que no han permitido que me dé por vencido jamás.

De igual manera mi agradecimiento a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil por abrirme las puertas y por la grata acogida que me ha dado en estos años de preparación académica.

Finalmente, mi más sincero agradecimiento a mis profesores que estuvieron junto a mi apoyándome en este proceso de formación, de manera especial al Ing. Armando Heras quien con su dirección y conocimiento me permitió desarrollar el presente trabajo.

EL AUTOR

SOLÍS MOROCHO, DIEGO ARMANDO

DEDICATORIA

El presente trabajo va dedicado a la memoria de mi mamá Evangelina Morocho, que con su humildad y nobleza característica me enseñó a no rendirme jamás; te lo prometí mamá y ahora lo estoy cumpliendo.

A mi madre Marilú Solís que toda su vida la ha dedicado a formarme como un hombre de bien y espero no defraudarle en el proceso; así mismo a mis hermanos Narcisa, José, Klay, Joselito, Silvia y a mi papa Vicente Solís quienes han estado apoyándome siempre, sin importar las circunstancias ni las limitaciones.

Este trabajo es para ustedes, sin ustedes no lo hubiera logrado.

EL AUTOR

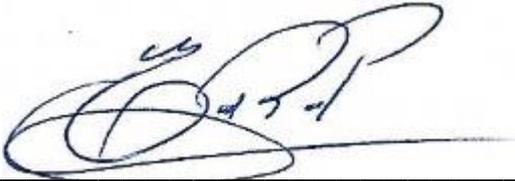
SOLÍS MOROCHO, DIEGO ARMANDO



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. 

M. Sc. ROMERO PAZ, MANUEL DE JESUS
DECANO

f. 

M. Sc. PHILCO ASQUI, LUIS ORLANDO
COORDINADOR DEL ÁREA

f. 

M. Sc. PALACIOS MELÉNDEZ, EDWIN FERNANDO
OPONENTE

Índice General

Índice de Figuras	XI
Índice de Tablas	XIV
Resumen.....	XV
Capítulo 1: Descripción General del Trabajo de Titulación	2
1.1. Introducción.	2
1.2. Antecedentes.....	3
1.3. Definición del Problema.....	4
1.4. Justificación del Problema.	4
1.5. Objetivos del Problema de Investigación.	4
1.5.1. Objetivo General.....	4
1.5.2. Objetivos Específicos.....	5
1.6. Hipótesis.....	5
1.7. Metodología de Investigación.	5
Capítulo 2: Fundamentación Teórica	7
2.1. Visión general de los inversores de voltajes.....	7
2.1.1. Necesidad de inversores de fuente de voltaje.....	8
2.1.2. Motivación y descripción general de fuentes de alimentación trifásica.....	9
2.1.3. Inversor de fuente de voltaje: estructura, operación y problemas	10
2.2. Control de voltaje en inversores monofásicos.	11
2.3. Teoría general de PWM (modulación de ancho de pulso).	12
2.3.1. Ventajas de la modulación de ancho de pulsos.	15
2.3.2. Desventajas de la modulación de ancho de pulsos.	15
2.4. Aplicaciones de la modulación de ancho de pulsos (PWM)	16
2.5. Técnicas de control de la modulación de ancho de pulso (PWM).	18
2.5.1. Modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) para inversores monofásicos de medio puente.....	18
2.5.2. SPWM con conmutación bipolar, unipolar y bipolar modificado en inversores monofásicos de puente completo.	21

2.5.2.1. SPWM con conmutación bipolar.	23
2.5.2.2. SPWM con conmutación unipolar.	24
2.5.2.3. SPWM con esquema de conmutación bipolar modificado	26
2.5.2.4. PWM basado en portadora generalizada.	28
Capítulo 3: Diseño, Implementación y resultados	30
3.1. Visión general de la implementación de los métodos de modulación utilizando el software MatLab/Simulink.	30
3.2. Diseño del modelo de simulación de una modulación PWM sinusoidal.	31
3.3. Diseño del modelo de simulación de la modulación PWM de inyección de tercer armónico.	33
3.4. Submodulación del espacio vectorial PWM	35
3.5. Sobremodulación del espacio vectorial PWM.....	43
3.6. Análisis de resultados de los modelos de simulación.	48
Conclusiones.	54
Recomendaciones.	55
Bibliografía	56

Índice de Figuras

Capítulo 2

Figura 2. 1: Diagrama esquemático de un sistema inversor básico.....	11
Figura 2. 2: Diagrama de bloques de un circuito comparador para obtención de una señal PWM.....	14
Figura 2. 3: Forma de onda de la señal de modulación de ancho de pulsos – PWM.	14
Figura 2. 4: Forma de onda de la señal de modulación de ancho de pulsos – PWM.	17
Figura 2. 5: Diagrama esquemático del sistema inversor fotovoltaico trifásico	17
Figura 2. 6: Circuito esquemático de un inversor de medio puente con PWM.	19
Figura 2. 7: Comparativa de modulación SPWM mediante ondas senoidal y triangular.....	19
Figura 2. 8: Ilustración de onda SPWM de los pulsos de conmutación después de la comparación de las ondas senoidal y triangular.	20
Figura 2. 9: Comparativa de modulación SPWM mediante ondas senoidal y triangular.....	21
Figura 2. 10: Circuito esquemático de un inversor monofásico de puente completo.	22
Figura 2. 11: Señales SPWM con conmutación bipolar: (a) comparación entre señal de referencia y triangular (b) pulsos de conmutación, y (c) voltaje de salida.	24
Figura 2. 12: Señales SPWM con conmutación unipolar: (a) comparación entre señal de referencia y triangular (b) pulsos de conmutación (c) voltaje de salida.	25
Figura 2. 13: Señales SPWM con conmutación bipolar conmutado: (a) comparación entre señal de referencia y triangular (b) y (c) pulsos de conmutación, (d) voltaje de salida.....	26

Figura 2. 14: Representación del vector espacial de los voltajes en un inversor monofásico.....	29
---	----

Capítulo 3

Figura 3. 1: Diagrama de bloques del modelo de simulación para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.	31
Figura 3. 2: Señales de los voltajes de salida $V_{ao}, V_{bo}, y V_{co}$ en los conmutadores.	32
Figura 3. 3: Formas de ondas para la modulación de ancho de pulso sinusoidal después del filtrado.	33
Figura 3. 4: Formas de ondas de los voltajes neutro $V_{an}, V_{bn}, y V_{cn}$ para la modulación de ancho de pulso sinusoidal después del filtrado.	33
Figura 3. 5: Formas de ondas de los voltajes neutro $V_{an}, V_{bn}, y V_{cn}$ para la modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico después del filtrado.	34
Figura 3. 6: Formas de ondas de los voltajes neutro $V_{an}, V_{bn}, y V_{cn}$ para la modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico después del filtrado.	35
Figura 3. 7: Diagrama de bloques del modelo de simulación para la submodulación de espacio vectorial PWM.	35
Figura 3. 8: Subsistema (bloque 1) para la generación de voltajes de entrada.	36
Figura 3. 9: Subsistema (bloque 2) de la generación de voltajes bifásicos..	37
Figura 3. 10: Subsistema (bloque 3) para el cálculo del ángulo de fase.....	37
Figura 3. 11: Subsistema (bloque 4) para el cálculo del tiempo de conmutación.....	38
Figura 3. 12: Subsistema (bloque 6) para las señales de temporización y forma de onda triangular.	40
Figura 3. 13: Subsistema (bloque 7) para las señales de salida del inversor a los voltajes neutros.	40

Figura 3. 14: Señales de sincronización filtradas de formas de onda trifásicas y triangulares en SVPWM.....	41
Figura 3. 15: Voltajes de los polos V_{ao} , V_{bo} y V_{co} para modulación lineal SVPWM.	41
Figura 3. 16: Voltajes de salida V_{ao} , V_{bo} y V_{co} para modulación lineal SVPWM después del filtrado.	42
Figura 3. 17: Voltajes de línea a línea de la región de modulación lineal. ...	42
Figura 3. 18: Voltajes neutros V_{an} , V_{bn} y V_{cn} de modulación lineal SVPWM después del filtrado.....	43
Figura 3. 19: Ángulo transversal versus índice de modulación para SVPWM.	44
Figura 3. 20: Detalle de la tabla de búsqueda en el bloque 1 de la región 1 de sobremodulación SPVWM.....	45
Figura 3. 21: Diagrama de bloque 4 de modulación PWM de vectores espaciales en la Región 1.....	45
Figura 3. 22: Voltajes V_{ao} , V_{bo} y V_{co} de la Región 1 de sobremodulación antes y después del filtrado.....	446
Figura 3. 23: Línea a neutro de la sobremodulación Región 1 después del filtrado.....	47
Figura 3. 24: Voltajes línea a línea de la región 1 de sobremodulación después del filtrado.	48
Figura 3. 25: Comparativa de los voltajes pico máximo de las modulaciones de ancho de pulso sinusoidal y de espacio vectorial.	49
Figura 3. 26: Comparativa de los voltajes pico máximo de las modulaciones de ancho de pulso sinusoidal y de espacio vectorial.	50
Figura 3. 27: Gráfica para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.....	51
Figura 3. 28: Gráfica para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.....	51
Figura 3. 29: Gráfica para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.....	52
Figura 3. 30: Gráfica para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.....	52
Figura 3. 31: Gráfica para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.....	53

Índice de Tablas

Capítulo 2

Tabla 2. 1: Estado de conmutación de SPWM unipolar y los niveles de voltaje correspondientes.	25
Tabla 2. 2: Estado de conmutación del PWM bipolar modificado y el voltaje correspondiente.	27
Tabla 2. 3: Estado de conmutación del esquema PWM basado en portadora generalizada.	29

Resumen

Este documento describe la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM) que es uno de los aspectos vitales para el control de circuitos electrónicos de potencia. Varias técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) se aplican cada vez más en muchas aplicaciones industriales nuevas que requieren un rendimiento superior. Las técnicas PWM más ampliamente aplicadas para inversores de fuente de voltaje trifásico son la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM), la modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico (THIPWM) y la modulación de ancho de pulso de vector espacial (SVPWM). En este documento del trabajo de titulación se explica el diseño e implementación de técnicas de modulación por ancho de pulso para sistemas inversores de voltaje trifásicos. En el capítulo 3 se realizan los diseños de las tres técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM) y se evalúan cada uno de los escenarios implementados en MatLab/Simulink.

Palabras claves: MODULACIÓN, PULSO, INVERSORES, VOLTAJE, TRIFÁSICO, PWM

Capítulo 1: Descripción General del Trabajo de Titulación

1.1. Introducción.

La modulación de ancho de pulso (*Pulse-Width Modulation, PWM*) es una técnica de modulación que genera pulsos de ancho variable para representar la amplitud de una señal de entrada analógica. Por ejemplo, Christ & Wernli, (2014) indican que el transistor de conmutación de salida está encendido la mayor parte del tiempo para una señal de alta amplitud y apagado la mayor parte del tiempo para una señal de baja amplitud. En otras palabras, la naturaleza digital (totalmente activada o desactivada) del circuito PWM es menos costosa de fabricar que un circuito analógico que no se desplaza con el tiempo.

En la modulación de ancho de pulso, la frecuencia de los pulsos permanece fija, pero la duración del pulso positivo (el ancho del pulso) se modula. Cuando se utilizan dispositivos PWM, el programador generalmente establece el tiempo de ciclo del dispositivo t_c en un registro, luego utiliza otro registro para especificar el número de ciclos de reloj base, d , para los cuales la salida debe ser alta. (Pyeatt & Ughetta, 2020)

En la actualidad, en muchas aplicaciones se desea un control de temperatura controlado para controlar la velocidad de máquinas como el motor de inducción, el motor de control sin escobillas, etc. (Shete et al., 2012) y justamente PWM es muy utilizado en diferentes aplicaciones de las ingenierías eléctrica, electrónica, telecomunicaciones, y entre otras.

Los sistemas de energía diseñados para funcionar a la frecuencia fundamental son propensos a una operación insatisfactoria y, a veces, a fallas cuando se someten a voltajes y corrientes que contienen armónicos. Un armónico es un componente de una onda periódica que tiene una frecuencia que es un múltiplo integral de la frecuencia fundamental de la línea de alimentación. Hoy en día, una onda sinusoidal pura es una cantidad

conceptual ya que los armónicos siempre están presentes en la onda periódica. (Batta et al., 2012)

La modulación de ancho de pulso (PWM) es un método alternativo de control armónico. Los interruptores electrónicos de potencia se encienden y bloquean repetidamente varias veces durante cada medio ciclo. Los instantes de conmutación secuencial se seleccionan de manera coordinada, para satisfacer requisitos simultáneos, es decir, para desarrollar el voltaje fundamental deseado y para eliminar los armónicos de bajo orden seleccionados.

1.2. Antecedentes.

Como se mencionó la modulación de ancho de pulso (PWM) es muy utilizada para diferentes aplicaciones de la ingeniería, y en el área de la electricidad se han desarrollado variedad de trabajos de investigación publicados en su mayoría en revistas científicas y conferencias. A continuación, se presenta el resumen de dos trabajos publicados donde utilizan algunas de las técnicas existentes en PWM.

- Batta et al., (2012) realizaron el análisis de rendimiento y simulación del inversor de fuente de voltaje trifásico utilizando técnicas PWM básicas. Este artículo ilustra el uso de diferentes técnicas de ancho de pulso para un inversor de fuente de voltaje trifásico utilizando el software Matlab/Simulink. Estas técnicas ayudan a reducir el contenido armónico en la fuente de alimentación, así como a controlar el voltaje y la frecuencia de salida. Las técnicas que utilizaron en la demostración fueron PWM múltiple, PWM sinusoidal, PWM trapezoidal, PWM de escalera, PWM de 60° y PWM de tercer armónico. Aunque las técnicas empleadas son muy buenas para reducir los armónicos de orden inferior, la eficiencia de un inversor no se puede aumentar efectivamente debido a la presencia de armónicos de orden superior. Para eliminar estos armónicos, diseñaron un filtrado.
- (Adda et al., 2013) realizaron la implementación de la modulación de ancho de pulso de un inversor de impulso conmutado trifásico. Este

trabajo presenta el análisis de estado estable de un inversor de impulso conmutado trifásico (SBI). Los autores describen una estrategia de control de modulación de ancho de pulso (PWM) adecuada para la generación de señal de control de puerta del SBI trifásico. La técnica de control PWM propuesta se implementó en el dominio digital utilizando el procesador de señal digital (DSP) TMS320F28335 de Texas Instruments.

En base a esta información se plantea el presente trabajo de titulación que busca realizar el diseño e implementación de técnicas PWM en sistemas inversores de voltajes trifásicos.

1.3. Definición del Problema.

En la búsqueda de información de trabajos de titulación en la Carrera de Eléctrico-Mecánica se encontraron trabajos que emplean sistemas trifásicos de manera descriptiva y sin la comprobación de modelar estos sistemas mediante herramientas de simulación. Por esta situación, surge la necesidad de proponer el diseño e implementación de técnicas PWM para sistemas inversores de voltajes trifásicos utilizando el software de simulación MatLab/Simulink.

1.4. Justificación del Problema.

Los modelos de simulación actualmente son aplicados para el desarrollo de investigaciones y trabajos de tesis o titulación, y para esto es necesario herramientas de simulación, por ejemplo, MatLab/Simulink dispone de librerías de dispositivos eléctricos y electrónicos que van a permitir el modelado de las técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM) y a su vez nos presentan las gráficas para analizar los resultados obtenidos durante la simulación de los diseños que se proponen en el capítulo 3.

1.5. Objetivos del Problema de Investigación.

1.5.1. Objetivo General.

Realizar el diseño e implementación de técnicas de modulación por ancho de pulso para sistemas inversores de voltajes trifásicos

1.5.2. Objetivos Específicos.

- Describir los fundamentos teóricos de la modulación de ancho de pulso y de los sistemas inversores trifásicos.
- Diseñar los modelos de simulación en MatLab/Simulink de las técnicas de modulación de ancho de pulso para sistemas inversores de voltajes trifásicos.
- Analizar los resultados obtenidos de los modelos de simulación de las técnicas PWM usando el software MatLab/Simulink.

1.6. Hipótesis.

Mediante el diseño e implementación de modelos de simulación de técnicas PWM para sistemas inversores de voltaje trifásico se demostrará la utilidad de la herramienta MatLab/Simulink y también permitirá que los futuros profesionales de la Carrera de Ingeniería Eléctrico-Mecánica dispongan de una guía para las propuestas de trabajos de titulación para sistemas inversores de fuente de voltaje trifásicos

1.7. Metodología de Investigación.

El diseño de investigación es un plan para responder a su pregunta de investigación. Un método de investigación es una estrategia utilizada para implementar ese plan. El diseño y los métodos de investigación son diferentes, pero están estrechamente relacionados, porque un buen diseño de investigación garantiza que los datos que obtenga le ayudarán a responder su pregunta de investigación de manera más efectiva.

Bajo esa definición, se deben distinguir y demostrar los pasos que debe seguir el investigador. Consiste en una serie de pasos o acciones que son necesarios para ejecutar una investigación de manera efectiva. A continuación, se indica las fases en la que se basa una investigación y en la que este trabajo de titulación se aplica:

1. Definir problema de investigación
2. Revisión inicial de literatura
3. Establecimiento y fijación de hipótesis
4. Diseño de la investigación

5. Conjunto de datos
6. Análisis de datos recopilados
7. Interpretación e informes de resultados

El presente trabajo de titulación se utiliza el método descriptivo, explicativo y de simulación. Este último permite implementar aplicaciones de ingeniería eléctrica utilizando diferentes plataformas de simulación, entre las más destacadas MatLab/Simulink y LabVIEW. En el capítulo 3 se utiliza el software Simulink de MatLab para la implementación de tres técnicas de modulación por ancho de pulso para sistemas inversores de voltajes trifásicos que son muy utilizados en la conversión de voltajes DC a AC.

Capítulo 2: Fundamentación Teórica

A continuación, se presenta la descripción de los fundamentos teóricos de los inversores de voltajes (convertidores), de la modulación por ancho de pulso (PWM), así como de las técnicas existentes, y de los sistemas trifásicos que son de utilidad en los inversores de voltaje.

2.1. Visión general de los inversores de voltajes.

El convertidor de DC-AC, también conocido como inversor, convierte la potencia de corriente continua (DC) en corriente alterna (AC) a la tensión y frecuencia de salida deseadas. La entrada de energía de DC al inversor se obtiene de una red de suministro de energía existente o de un alternador giratorio a través de un rectificador o una batería, celda de combustible, matriz fotovoltaica o generador magneto hidrodinámico. El condensador de filtro a través de los terminales de entrada del inversor proporciona un voltaje de enlace de DC constante. Por lo tanto, el inversor es una fuente de voltaje de frecuencia ajustable. La configuración del convertidor de AC a DC y del inversor de DC a AC se denomina convertidor de enlace de DC.

Los inversores pueden clasificarse ampliamente en dos tipos, fuente de voltaje e inversores de fuente de corriente. Un inversor alimentado por voltaje (*Voltage-Fed Inverter, VFI*) o, más generalmente, un inversor de fuente de voltaje (*Voltage-Source Inverter, VSI*) es aquel en el que la fuente de DC tiene una impedancia pequeña o insignificante. El voltaje en los terminales de entrada es constante. Un inversor de fuente de corriente (*Current-Source Inverter, CSI*) se alimenta con corriente ajustable desde la fuente de DC de alta impedancia que proviene de una fuente de DC constante.

Un inversor de fuente de voltaje que emplea tiristores como interruptores, se requiere algún tipo de conmutación forzada, mientras que los VSI se componen de GTO, transistores de potencia, MOSFET de potencia o IGBT, auto conmutación con señales de control de base o puerta para su encendido y apagado controlados.

Por ejemplo, un inversor estándar de fuente de corriente o voltaje monofásico pueden estar en la configuración de medio puente o de puente completo. Las unidades monofásicas se pueden unir para tener topologías trifásicas o multifásicas. Algunas aplicaciones industriales de inversores son para unidades de AC de velocidad ajustable, calentamiento por inducción, fuentes de alimentación de aeronaves en espera, UPS (fuentes de alimentación ininterrumpida) para computadoras, líneas de transmisión HVDC, etc.

2.1.1. Necesidad de inversores de fuente de voltaje

La energía renovable es de suma importancia hoy en día debido al agotamiento de las reservas de combustibles fósiles. Además, tanto estos combustibles tradicionales como la energía nuclear no son amigables con el medio ambiente. Por lo tanto, existe una necesidad urgente de cambiar a fuentes renovables de combustible como la solar o la eólica. Se destacan dos características de estas fuentes de energía.

En primer lugar, estos no producen voltajes y corrientes sinusoidales tradicionales y son difíciles de almacenar. Como tal, estas fuentes se conectan típicamente a la red eléctrica a través de un convertidor de CC a CA (llamado inversor) o se almacenan en baterías de CC que también están conectadas a la red a través de inversores. Por lo tanto, es evidente que un inversor juega un papel clave en el suministro de energía de fuentes de energía renovables a la red.

Teniendo esto en cuenta, esta tesis intenta estudiar el modelado, el diseño y el control precisos de los inversores de fuente de voltaje trifásico que están conectados a la red. Un componente clave de estos inversores de fuente de voltaje es el filtro que se utiliza para conectarlos a la red. Dado que la conversión de potencia en un inversor se realiza a través de un circuito electrónico de potencia conmutado, los voltajes y corrientes de AC producidos por el inversor contienen varios armónicos de alta frecuencia que no pueden ingresar a la red eléctrica de la red pública. Por lo tanto, el diseño del inversor implica principalmente diseñar un filtro LCL para conectarlo a la red.

Además de revisar el diseño del filtro para inversores trifásicos basado en una revisión exhaustiva de la literatura, este capítulo también presenta el control descentralizado del inversor. Se presenta una estructura de controlador generalizada y se muestra que esto se reduce a la estructura tradicional de resonancia proporcional (PR) bajo ciertas condiciones. Este controlador se utiliza para estudiar las compensaciones pertinentes en el proceso de diseño.

Además, la cuestión de la reducción del tamaño del filtro también se aborda, ya que los inductores enrollados en núcleos magnéticos integrados se modelan en el espacio de estado mientras se considera la inductancia mutua que acopla las tres fases. Este modelo se utiliza para mostrar que la estructura del controlador descentralizado no es lo suficientemente robusta en presencia de inductancia mutua y se propone un controlador multivariable para controlar de manera confiable el inversor acoplado.

2.1.2. Motivación y descripción general de fuentes de alimentación trifásica.

Una fuente de alimentación trifásica consta de tres voltajes y/o corrientes sinusoidales, cada uno con exactamente la misma magnitud y las tres fases difieren solo en el ángulo de fase de las ondas sinusoidales. Los ángulos de fase de las tres ondas sinusoidales son 0° , 120° y 240° respectivamente. A continuación, se describe dos ventajas de una fuente de alimentación trifásica:

1. Los voltajes y corrientes sinusoidales producidos pueden incrementarse usando un transformador, mientras que los voltajes y corrientes de CC no pueden incrementarse.
2. La potencia entregada a una carga trifásica es constante.

Existen dos frecuencias utilizadas para transmitir potencia trifásica:

- 60 Hz (utilizado en países como EE. UU., Canadá, Brasil, etc.)
- 50 Hz (utilizado en países como el Reino Unido, India, China, etc.)

Aunque la frecuencia de 60 Hz es omnipresente en los EE. UU., Esta sección explora la historia que llevó a la elección de 60 Hz como frecuencia

de potencia. Antes de 1889, los sistemas monofásicos de 133,33 Hz y 125 Hz estaban en uso. Alrededor de 1890, se reconoció que para aplicaciones como los alternadores de acoplamiento directo y de tipo motor, los 133.33 ciclos presentarían dificultades considerables debido a la gran cantidad de polos en comparación con algunas frecuencias mucho más bajas.

2.1.3. Inversor de fuente de voltaje: estructura, operación y problemas

El inversor de fuente de voltaje (VSI) es un circuito electrónico de potencia que convierte las señales de CC en CA. Por lo general, las fuentes de energía renovables, como las células fotovoltaicas (PV), producen corriente continua y energía que deben convertirse a AC a través de un VSI para poder ser alimentadas a la carga local o a la red eléctrica.

Un VSI se compone de:

- a) Fuente de CC: una fuente de energía que produce voltajes y corrientes de CC, por ejemplo, PV, pilas de combustible, baterías, etc.
- b) Circuito de conmutación: es una configuración de puente que consta de interruptores electrónicos de potencia (p. Ej., IGBT, MOSFET, tiristores, etc.). El circuito de puente para un inversor trifásico consta de tres patas con dos interruptores cada una. Estos se controlan utilizando señales de activación del circuito de modulación de ancho de pulso.
- c) Filtro pasivo para conectarse a la red: dado que los voltajes y corrientes de un VSI contienen armónicos de conmutación, deben filtrarse utilizando un circuito pasivo (por ejemplo, un circuito LCL inductivo-capacitivo-inductivo). • Sensores de voltaje y corriente: en orden Para implementar el control de corriente o voltaje de bucle cerrado, es necesario detectar la corriente o el voltaje en la salida del inversor.
- d) Controlador: su trabajo es facilitar el funcionamiento en circuito cerrado del inversor. Está diseñado para garantizar la estabilidad en bucle cerrado y el seguimiento de comandos.

- e) Modulador de ancho de pulso: para generar las señales de activación para los interruptores

Existen dos tipos de VSI: (1)

1. Inversor monofásico
2. Inversor trifásico

2.2. Control de voltaje en inversores monofásicos.

La figura 2.1 muestra el esquema del sistema inversor, en la cual la batería o el rectificador proporciona el suministro de DC al inversor. El inversor se utiliza para controlar la magnitud del voltaje fundamental y la frecuencia del voltaje de salida de AC. Las cargas de AC pueden requerir un voltaje constante o ajustable en sus terminales de entrada, cuando tales cargas son alimentadas por inversores, es esencial que el voltaje de salida de los inversores esté controlado para cumplir con el requisito de las cargas.

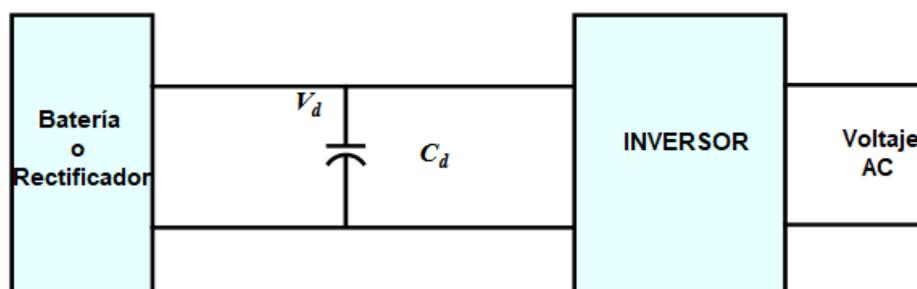


Figura 2. 1: Diagrama esquemático de un sistema inversor básico.
Fuente: (Zhou, 2005)

Por ejemplo, si el inversor suministra energía a un circuito magnético, como un motor de inducción, la relación voltaje / frecuencia en los terminales de salida del inversor debe mantenerse constante. Esto evita la saturación en el circuito magnético del dispositivo alimentado por el inversor.

Los diversos métodos para el control de la tensión de salida de los inversores se pueden clasificar como:

- a) Control externo de la tensión de salida de AC.
- b) Control externo de la tensión de entrada de DC
- c) Control interno del inversor.

Los primeros dos métodos requieren el uso de componentes periféricos, mientras que el tercer método no requiere componentes externos. En su mayoría, se trata el control interno de los inversores, por lo que el tercer método de control se analiza con gran detalle en la siguiente sección.

2.3. Teoría general de PWM (modulación de ancho de pulso).

La tecnología PWM (modulación de ancho de pulso) fue propuesta en base a una conclusión importante en la teoría de control, por ejemplo, cuando dos grupos de impulsos con la misma área de impulso, pero tienen diferentes formas de onda de entrada a un enlace de inercia, es decir, que la efectividad de estos dos grupos de impulsos es lo mismo.

La descripción principal de la técnica PWM puede describirse brevemente como: a través del control ON/OFF en los componentes de conmutación de semiconductores, se genera una serie de pulsos con la misma amplitud y ancho diferente en el puerto de salida para reemplazar la onda sinusoidal u otras formas de onda requeridas. El ciclo de trabajo de la forma de onda de salida necesita ser modulado por una determinada regla y, como resultado, tanto el voltaje de salida como la frecuencia de salida del inversor pueden ser regulados.

Peddapelli, (2014) sostiene que PWM se refiere a un método para transportar información sobre el tren de pulsos y la información se codifica en el ancho de los pulsos. Por ejemplo, el voltaje de corriente alterna (V_{AC}) depende de dos parámetros, es decir, de la amplitud y frecuencia. Es esencial controlar estos dos parámetros. Los más eficientes para controlar estos parámetros son mediante el uso de técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM). Con la finalidad de generar las señales de activación utilizando técnicas de modulación de ancho de pulso.

Si se compara la amplitud de la señal de referencia (A_r) con la amplitud de la señal portadora (A_c). La frecuencia fundamental de la tensión de salida se determina utilizando la frecuencia de la señal de referencia. El voltaje de salida del inversor se determina de la siguiente manera:

Cuando $A_r > A_c \rightarrow V_{AO} = V_{dc}/2$

Cuando $A_r < A_c \rightarrow V_{AO} = V_{dc}/2$

La relación de A_r a A_c se llama índice de modulación. El ancho de pulso se puede variar de 0 a 180 (grados) variando A_r de 0 a A_c .

La modulación de ancho de pulso (PWM) es una técnica de modulación digital en la que el ancho de una portadora de pulso se cambia de acuerdo con el valor instantáneo de la señal de información. El método de modulación de ancho de pulso es un voltaje de entrada DC fijo que se proporciona a los inversores y un voltaje de salida AC controlado, es obtenido ajustando los períodos de encendido y apagado de los componentes del inversor. Este es el método más popular para controlar el voltaje de salida y en este método se conoce como modulación de ancho de pulso (PWM CONTROL).

En el caso de convertidores de voltajes y motores eléctricos (AC), la técnica PWM se utiliza principalmente para suministrar corriente alterna a la carga mediante la conversión de la corriente continua y aparece como una señal AC en la carga o puede controlar la velocidad de los motores que funcionan a alta o baja velocidad. El ciclo de trabajo de una señal PWM varía a través de componentes analógicos, un microcontrolador digital o circuitos integrados PWM.

La figura 2.2 muestra que el comparador obtiene las entradas como forma de onda de referencia (onda cuadrada) y se suministra una onda portadora (onda triangular) al comparador para obtener la forma de onda PWM requerida. La onda triangular está formada por un controlador de OPAMP (amplificador operacional). Los impulsos de activación se producen en el instante en que la magnitud de la señal portadora es mayor que la magnitud de la señal de referencia. Para encender los interruptores IGBT, se producen pulsos de disparo, el voltaje de salida durante la onda de voltaje triangular de intervalo estipuló la onda de modulación cuadrada.

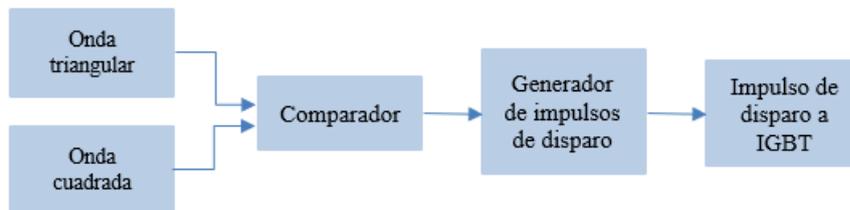


Figura 2. 2: Diagrama de bloques de un circuito comparador para obtención de una señal PWM.

Fuente: (Zhou, 2005)

Las técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) son medios efectivos para controlar la frecuencia y magnitud del voltaje de salida. Ha sido objeto de una intensa investigación durante las últimas décadas. Más adelante, se van a discutir varios esquemas de control de PWM. Básicamente se pueden clasificar en dos categorías principales, PWM basada en portadora y PWM de vector espacial. Especialmente, el PWM de vector espacial se utiliza para aplicaciones de convertidor trifásico. Aquí se considera el enfoque PWM basados en portadoras que a menudo son en aplicaciones monofásicas.

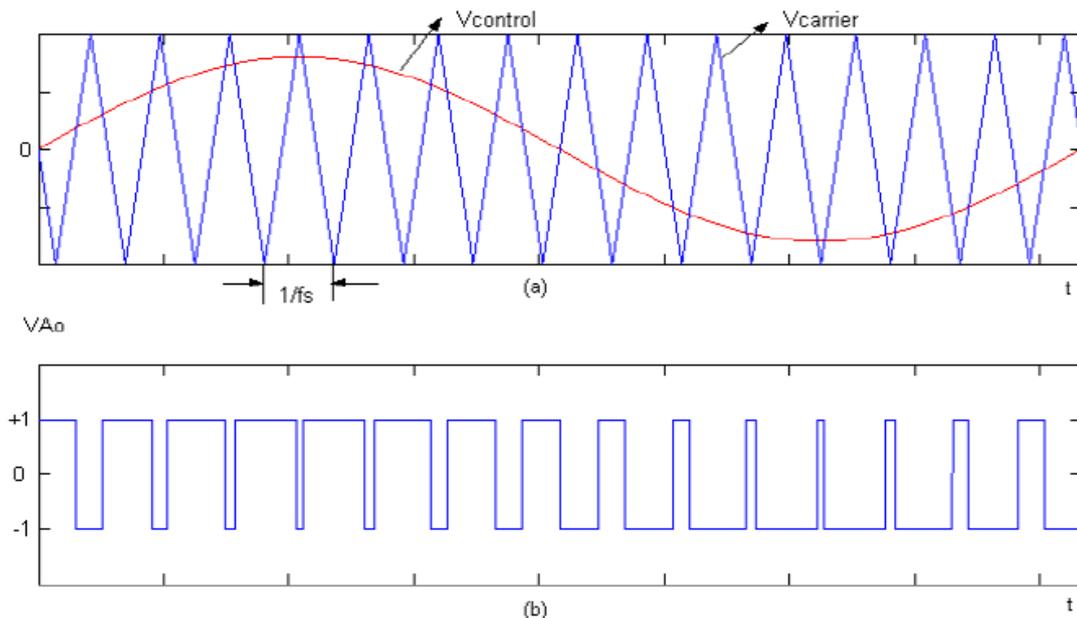


Figura 2. 3: Forma de onda de la señal de modulación de ancho de pulsos – PWM.

Fuente: (Zhou, 2005)

La figura 2.3 muestra el esquema general de modulación PWM. Para producir un voltaje sinusoidal a la frecuencia deseada, es decir, f_1 , una señal de control sinusoidal $V_{control}$ a la frecuencia deseada (f_1) se compara con una forma de onda triangular llamada $V_{carrier}$ que se puede observar en la figura

2.3 (a), en cada punto de comparación, se genera una transición en forma de onda PWM tal como se muestra en la figura 2.3 (b). Cuando $V_{control}$ es mayor que $V_{carrier}$, la salida PWM es positiva y cuando $V_{control}$ es menor que $V_{carrier}$, la forma de onda PWM es negativa. La frecuencia de la forma de onda triangular $V_{carrier}$ establece la frecuencia de conmutación del inversor, f_s . A continuación, se define el índice de modulación (m_i) como:

$$m_i = \frac{V_{control}}{V_{tri}}$$

Donde, $V_{control}$ es la amplitud máxima de la señal de control, mientras que V_{tri} es la amplitud máxima de la señal triangular (portadora). También la relación de modulación de frecuencia se define como:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}$$

Donde, m_f es la relación entre la portadora y la frecuencia de control. También, se analiza el componente fundamental $(V_{out})_1$ del voltaje de salida del puente H (V_{out}) que tiene la propiedad que se muestra en la ecuación a continuación en una región de modulación lineal:

$$(V_{out})_1 = m_i V_d \quad m_i \leq 1.0$$

Esta última ecuación muestra un resultado interesante de que la amplitud del componente fundamental del voltaje de salida varía linealmente con el índice de modulación. El valor de cero a uno se define como el rango de control lineal de la portadora sinusoidal PWM.

2.3.1. Ventajas de la modulación de ancho de pulsos.

El voltaje de salida se puede controlar sin otros componentes. El voltaje de salida puede ser controlado, en la que los armónicos de orden inferior pueden ser eliminados y se minimiza el filtrado de armónicos de orden superior por los requisitos de este filtro.

2.3.2. Desventajas de la modulación de ancho de pulsos.

Los interruptores del inversor son costosos ya que deben tener tiempos de apagado y encendidos bajos.

2.4. Aplicaciones de la modulación de ancho de pulsos (PWM)

En esta sección se describen algunas aplicaciones de la modulación de ancho de pulsos en el área de la ingeniería eléctrica. Por ejemplo, los desarrollos recientes en electrónica de potencia y tecnología de semiconductores han llevado a mejoras en los sistemas electrónicos de potencia. Por lo tanto, las diferentes configuraciones de circuitos, a saber, los inversores multinivel y de voltaje, se han vuelto populares y los investigadores les dan un interés considerable. Los inversores PWM alimentados por voltaje de tres niveles o fases están mostrando popularidad recientemente para aplicaciones de variadores industriales de megavatios.

También, se puede deducir que las formas de onda de voltaje de salida en los inversores multinivel se pueden generar a bajas frecuencias de conmutación con alta eficiencia y baja distorsión y se comparte fácilmente un gran voltaje entre los dispositivos de la serie. La técnica de vector de espacio PWM (SVPWM) es una de las técnicas más populares recientemente ganadas. Esta técnica da como resultado una mayor magnitud de voltaje de salida fundamental disponible en comparación con PWM sinusoidal. Sin embargo, el algoritmo SVPWM utilizado en inversores de tres niveles es más complejo debido a la gran cantidad de estados de conmutación del inversor.

Otra aplicación de utilizar las técnicas PWM, sería la velocidad del motor eléctrico que se controla aumentando y disminuyendo el voltaje efectivo al motor. Es decir, que a mayor voltaje entonces el motor se acelera, y a menor voltaje entonces el motor se desacelera. Aunque la forma instintiva de controlar la velocidad del motor es conectar un reóstato entre el motor y la fuente de alimentación para ajustar el voltaje, pero este método tiene varias deficiencias.

Un mejor método para administrar la velocidad del motor es encender y apagar la energía del motor muy rápidamente. En lugar de reducir la velocidad de un motor al reducir el voltaje de suministro del motor del voltaje nominal completo, PWM produce pulsos digitales en el voltaje nominal del motor completo. La modulación de ancho de pulso, o PWM, es una técnica para

crear la serie de pulsos de encendido y apagado. Este patrón de onda cuadrada de encendido y apagado cambia la parte del tiempo que la señal está encendida frente al tiempo que la señal está apagada, tal como se muestra en la figura 2.4.

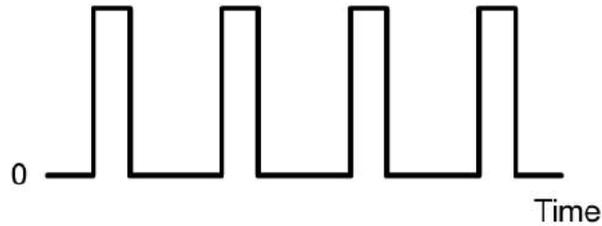


Figura 2. 4: Forma de onda de la señal de modulación de ancho de pulsos – PWM.
Fuente: (Zhou, 2005)

Otra aplicación es la desarrollada por Venkatesan et al., (2020) en la que investigaron sobre el inversor fotovoltaico trifásico controlado por FPGA utilizando esquemas de control PWM de múltiples portadoras, tal como se muestra el esquema en la figura 2.5. En este trabajo, evaluaron el rendimiento del inversor, donde la efectividad del inversor se analiza en términos de distorsión armónica total (THD) variando el índice de modulación (m_i). La matriz de puerta programable de campo (FPGA) se utilizó para generar pulsos de activación al inversor. Los resultados se analizaron a través de MatLab/Simulink y se validaron mediante una configuración experimental basada en FPGA.

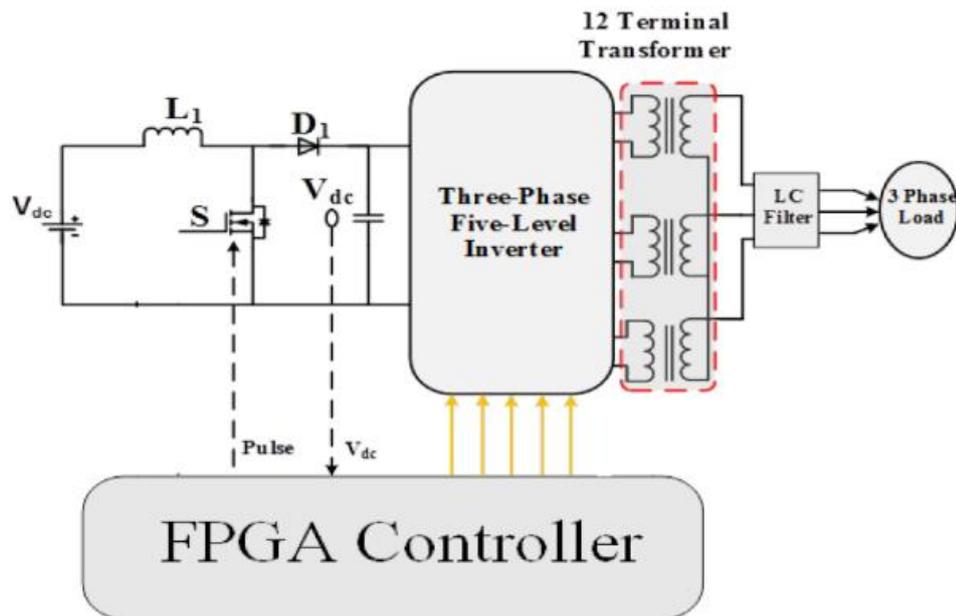


Figura 2. 5: Diagrama esquemático del sistema inversor fotovoltaico trifásico
Fuente: (Venkatesan et al., 2020)

2.5. Técnicas de control de la modulación de ancho de pulso (PWM).

La magnitud fundamental de la tensión de salida de un inversor puede controlarse para que sea constante ejerciendo el control dentro del inversor mismo que no requiere circuitos de control externos. El método más eficiente para hacerlo es mediante el control de modulación de ancho de pulso (PWM) utilizado dentro del inversor. En este esquema, el inversor se alimenta mediante un voltaje de entrada fijo y se obtiene un voltaje de AC controlado ajustando los períodos de encendido y apagado de los componentes del inversor. Las ventajas del esquema de control PWM son:

- a) El control de voltaje de salida se puede obtener sin agregar ningún componente externo.
- b) PWM minimiza los armónicos de orden inferior, mientras que los armónicos de orden superior se pueden eliminar con un filtro.

La desventaja que posee este esquema es que los dispositivos de conmutación utilizados en el inversor son caros ya que deben tener bajos tiempos de encendido y apagado, sin embargo, los PWM operados son muy populares en todos los equipos industriales. Las técnicas PWM se caracterizan por pulsos de amplitud constante con diferentes ciclos de trabajo para cada período. El ancho de estos pulsos se modula para obtener control de voltaje de salida del inversor y para reducir su contenido armónico. Existen diferentes técnicas PWM que difieren esencialmente en el contenido armónico de sus respectivos voltajes de salida, por lo que la elección de una técnica PWM particular depende del contenido armónico permitido en el voltaje de salida del inversor.

2.5.1. Modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) para inversores monofásicos de medio puente.

El método sinusoidal PWM (*Sinusoidal-Pulse Width Modulation, SPWM*), también conocido como el método de triangulación, sub-armónico o suboscilación, es muy popular en aplicaciones industriales y será descrito en la presente sección. La modulación SPWM se explica con referencia a la figura 2.6, que es la topología del circuito de medio puente para un inversor monofásico.

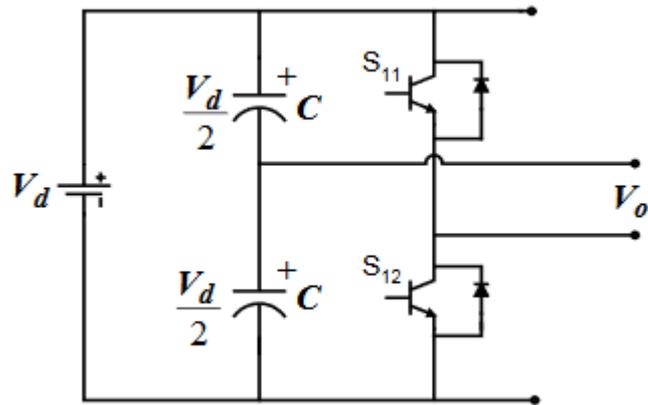


Figura 2. 6: Circuito esquemático de un inversor de medio puente con PWM.
Fuente: (Zhou, 2005)

Para realizar la modulación SPWM, se compara una onda portadora triangular de alta frecuencia v_c con una referencia sinusoidal v_r de la frecuencia deseada. La intersección de las ondas v_c y v_r determina los instantes de conmutación y la conmutación del pulso modulado. El esquema PWM se ilustra en la figura 2.7, en la cual v_c es el valor máximo de la onda portadora triangular y v_r el de la señal de referencia o modulación.

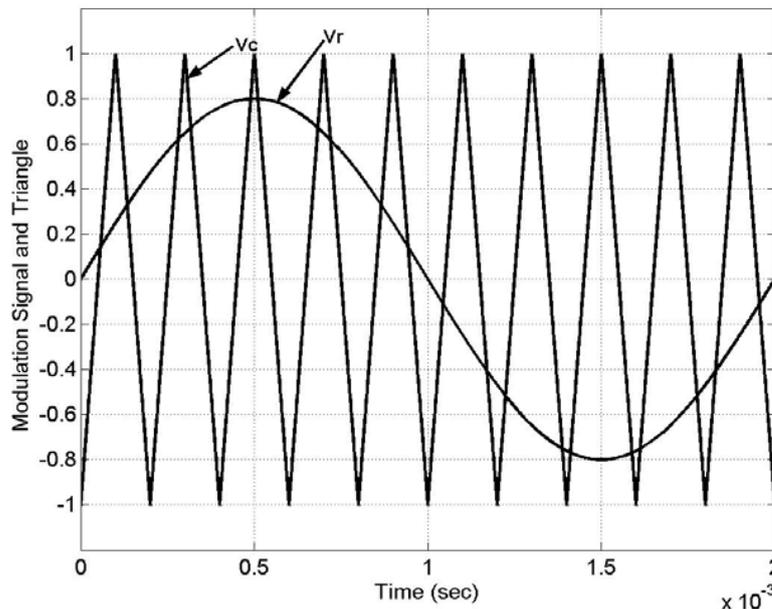


Figura 2. 7: Comparativa de modulación SPWM mediante ondas senoidal y triangular.
Fuente: (Namboodiri & Wani, 2014)

La figura 2.7 muestra la señal diente de sierra o triangular y la señal de modulación con cierta frecuencia y magnitud arbitrarias. En el inversor de la figura 2.6, los interruptores S_{11} y S_{12} se controlan en función de la comparación

de la señal de control y la onda triangular que se mezclan en un comparador. Cuando la onda sinusoidal tiene una magnitud mayor que la onda triangular, la salida del comparador es alta; de lo contrario, es baja. Es decir,

- 1) Si $v_r > v_c$ y el interruptor S_{11} está ON (encendido) entonces $v_o = \frac{v_d}{2}$,
- y
- 2) Si $v_r < v_c$ y el interruptor S_{12} está ON (encendido) entonces $v_o = -\frac{v_d}{2}$,

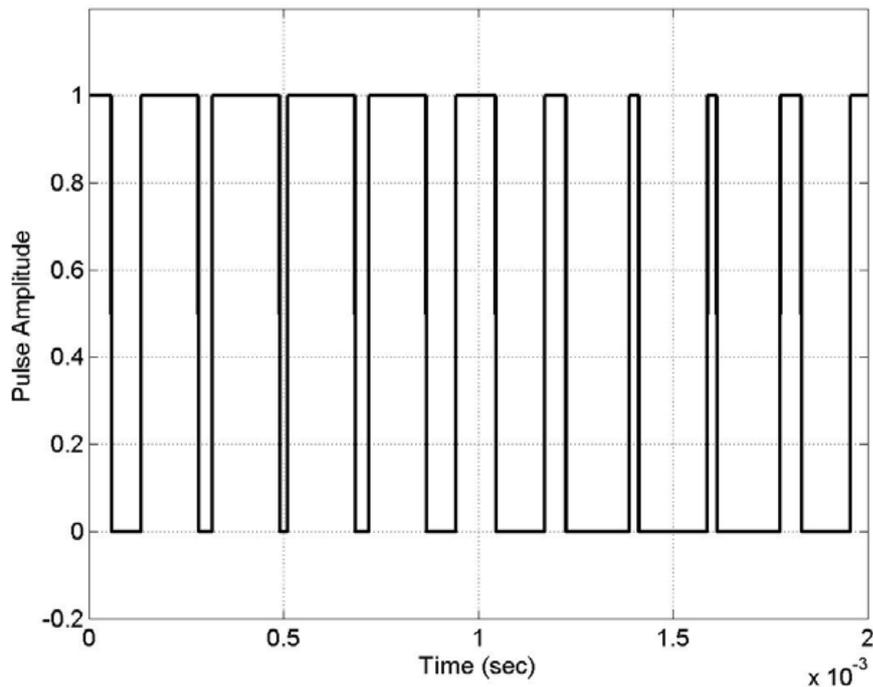


Figura 2. 8: Ilustración de onda SPWM de los pulsos de conmutación después de la comparación de las ondas senoidal y triangular.

Fuente: (Namboodiri & Wani, 2014)

La salida del comparador se procesa en un generador de impulsos de activación de tal manera que la onda de voltaje de salida del inversor tiene un ancho de pulso de acuerdo con el ancho del pulso de salida del comparador. La relación de magnitud de $\frac{v_r}{v_c}$ se denomina índice de modulación (m_i) y controla el contenido armónico de la forma de onda del voltaje de salida. La magnitud del componente fundamental del voltaje de salida es proporcional a m_i . La amplitud v_c de la onda triangular generalmente se mantiene constante. La relación frecuencia-modulación m_f se define como:

$$m_f = \frac{f_t}{f_m}$$

Para satisfacer la restricción de la Ley de Kirchoff de Voltaje (LKV), los interruptores en el mismo pin no se encienden simultáneamente, lo que da la siguiente condición:

$$S_{11} + S_{12} = 1$$

para cada pin del inversor. Esto permite que el voltaje de salida fluctúe entre $\frac{v_d}{2}$ y $-\frac{v_d}{2}$, tal como se muestra en la figura 2.9 para un $V_{cc} = 200 \text{ V}$.

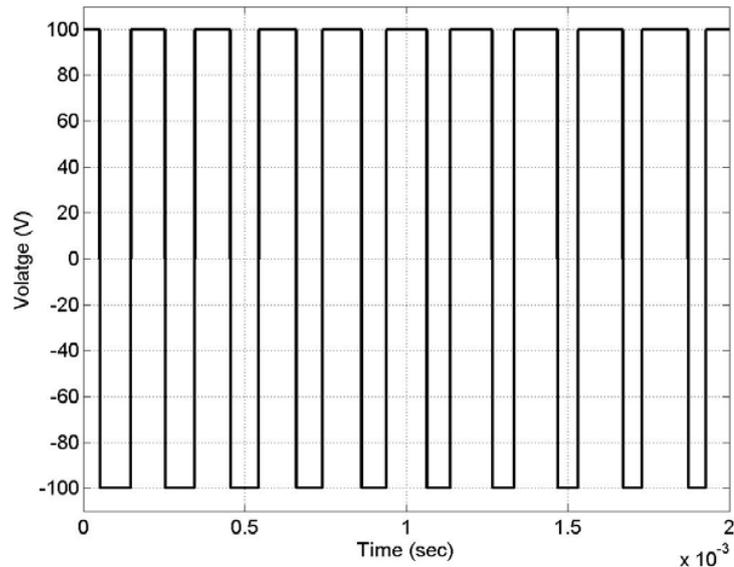


Figura 2. 9: Comparativa de modulación SPWM mediante ondas senoidal y triangular.

Fuente: (Namboodiri & Wani, 2014)

2.5.2. SPWM con conmutación bipolar, unipolar y bipolar modificado en inversores monofásicos de puente completo.

Un inversor monofásico en la topología de puente completo es como se muestra en la figura 2.10, que consta de cuatro dispositivos de conmutación, dos de ellos en cada pin. El inversor de puente completo puede producir una potencia de salida dos veces mayor que la del inversor de medio puente con el mismo voltaje de entrada. En esta sección se analizan tres esquemas diferentes de conmutación PWM, que mejoran las características del inversor. (Handoko, 2019)

El objetivo es agregar un voltaje de secuencia cero a las señales de modulación de tal manera que se asegure la sujeción de los dispositivos al riel de CC positiva o negativa; en el proceso en el que se mejora la ganancia de

voltaje, lo que lleva a un aumento del voltaje fundamental de la carga, una reducción de la distorsión de corriente total y un aumento del factor de potencia de la carga.

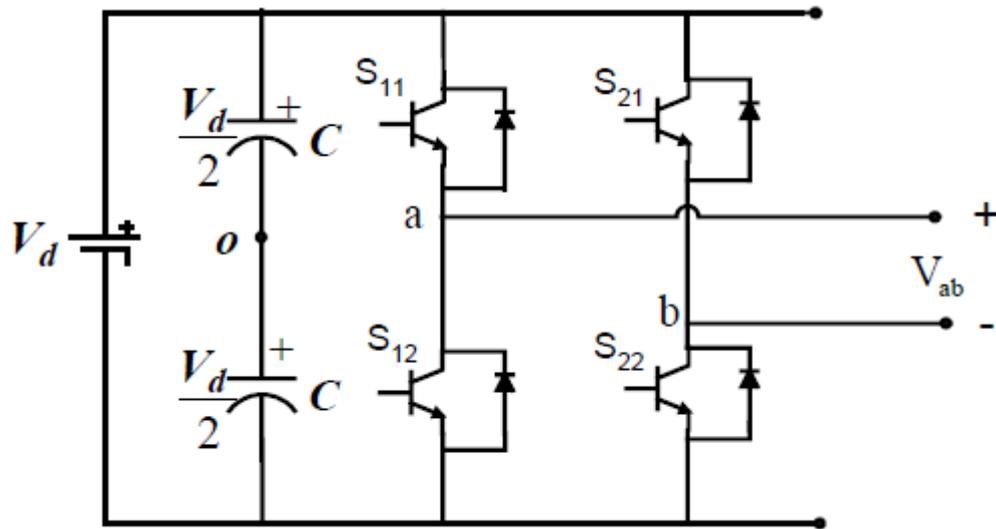


Figura 2. 10: Circuito esquemático de un inversor monofásico de puente completo.
Fuente: (Mohanty & Muthu, 2010; Sharma et al., 2014)

En la figura 2.10, los dispositivos superiores están asignados para ser S_{11} y S_{21} , mientras que los dispositivos inferiores como S_{12} y S_{22} , las ecuaciones de voltaje para este convertidor son las que se dan en las siguientes ecuaciones:

$$\frac{V_d}{2}(S_{11} - S_{12}) = V_{an} + V_{no} = V_{ao}$$

$$\frac{V_d}{2}(S_{21} - S_{22}) = V_{bn} + V_{no} = V_{bo}$$

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn}$$

Los voltajes V_{an} y V_{bn} son los voltajes de salida de las fases A y B a un punto arbitrario n, V_{no} es el voltaje neutro entre el punto n y el punto medio de la fuente de CC. Aplicando series de Fourier se puede aproximar la función de conmutación de los dispositivos para que sea igual a $\frac{1}{2}(1 + M)$, donde M es la señal de modulación que, en comparación con la forma de onda triangular, produce los pulsos de conmutación. Así, a partir de las últimas ecuaciones, las expresiones para las señales de modulación se obtienen como:

$$M_{11} = \frac{2(V_{an} + V_{no})}{V_d}$$

$$M_{21} = \frac{2(V_{bn} + V_{no})}{V_d}$$

Estas últimas ecuaciones dan la expresión general para las señales de modulación para convertidores dc-ac monofásicos. Los diversos tipos de esquemas de modulación presentados en la literatura se pueden obtener a partir de estas ecuaciones utilizando la definición apropiada para V_{an} , V_{bn} y V_{no} . Haciendo uso de este concepto, se han propuesto diferentes esquemas de modulación, algunos de los cuales se explican en detalle en las siguientes secciones.

2.5.2.1. SPWM con conmutación bipolar.

En este esquema (véase la figura 2.10), los transistores diagonalmente opuestos S_{11} , S_{22} , y S_{21} y S_{12} , se encienden o apagan al mismo tiempo. La salida del tramo A es igual y opuesta a la salida del tramo B. El voltaje de salida se determina comparando la señal de control V_r y la señal triangular, V_c tal como se muestra en la figura 2.11 para obtener los pulsos de conmutación para los dispositivos, y el patrón de conmutación es el siguiente:

- 1) Si $v_r > v_c$ y el interruptor S_{11} está ON (encendido) entonces $v_{ao} = \frac{v_d}{2}$, y si S_{22} está ON (encendido) entonces $v_{bo} = -\frac{v_d}{2}$,
- 2) Si $v_r < v_c$ y el interruptor S_{12} está ON (encendido) entonces $v_{ao} = -\frac{v_d}{2}$, y si S_{21} está ON (encendido) entonces $v_{bo} = \frac{v_d}{2}$,

Por lo tanto, $V_{bo}(t) = -V_{ao}(t)$

Para el esquema de conmutación bipolar PWM solo hay una señal de modulación y los interruptores se activan o desactivan de acuerdo con el patrón dado en las ecuaciones de esta sección. Por lo general, se puede asumir un voltaje de CC de entrada de 200 V, un índice de modulación (mi) de 0.8. La frecuencia de conmutación de la portadora, que es el triángulo, es de 10 kHz.

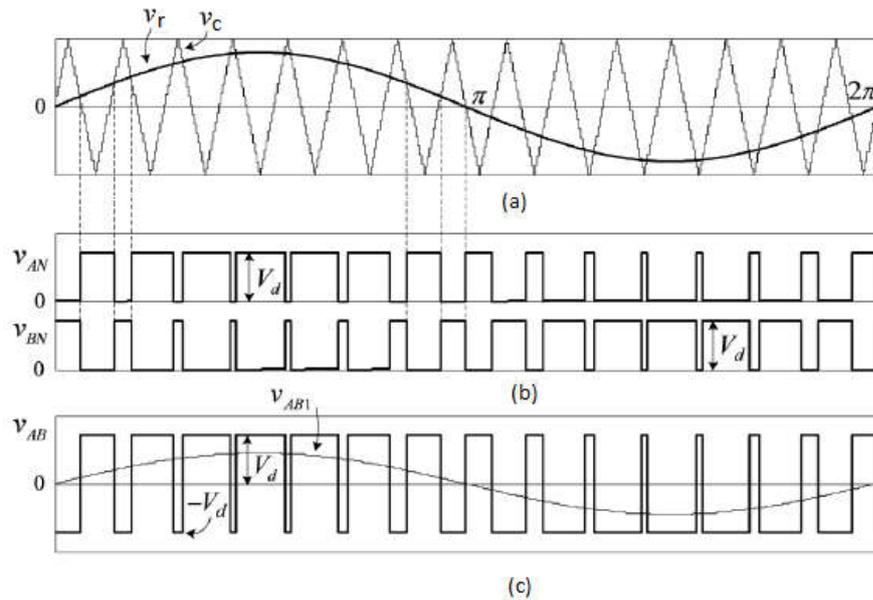


Figura 2. 11: Señales SPWM con conmutación bipolar: (a) comparación entre señal de referencia y triangular (b) pulsos de conmutación, y (c) voltaje de salida.
 Fuente: (Aboadla et al., 2016; Maset Sancho, 2012)

2.5.2.2. SPWM con conmutación unipolar.

En este esquema, los dispositivos en un pin se activan o desactivan según la comparación de la señal de modulación $-V_r$ con una onda triangular de alta frecuencia. Los dispositivos en el otro pin se activan o desactivan mediante la comparación de la señal de modulación $-V_r$ con la misma onda triangular de alta frecuencia.

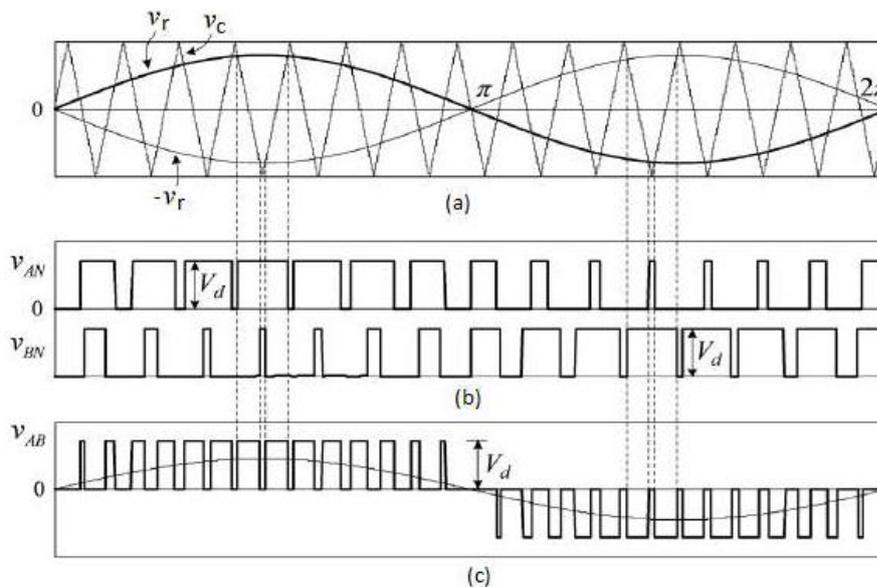


Figura 2. 12: Señales SPWM con conmutación unipolar: (a) comparación entre señal de referencia y triangular (b) pulsos de conmutación (c) voltaje de salida.
 Fuente: (Aboadla et al., 2016; Maset Sancho, 2012)

Las figuras 2.12 (b) y (c) muestran el esquema unipolar para un inversor de puente completo de una sola fase, con las señales de modulación para ambos pines (patas) y la comparación asociada para producir pulsos de conmutación para ambos pines. La lógica detrás del cambio de los dispositivos en la rama conectada a "a" y "b" se da como:

- 1) Si $v_r > v_c$ y el interruptor S_{11} está ON (encendido) entonces $v_{an} = \frac{v_d}{2}$,
- 2) Si $v_r < v_c$ y el interruptor S_{11} está ON (encendido) entonces $v_{an} = -\frac{v_d}{2}$,
- 3) Si $-v_r > v_c$ y el interruptor S_{11} está ON (encendido) entonces $v_{bn} = \frac{v_d}{2}$,
- 4) Si $-v_r < v_c$ y el interruptor S_{11} está ON (encendido) entonces $v_{bn} = -\frac{v_d}{2}$,

La tabla 2.1 muestra el estado de conmutación de la modulación PWM unipolar y los niveles de voltaje correspondientes. Se puede observar en la tabla 2.1 que cuando los dos dispositivos superiores o los dos inferiores están encendidos, el voltaje de salida es cero.

Tabla 2. 1: Estado de conmutación de SPWM unipolar y los niveles de voltaje correspondientes.

S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	V_{An}	V_{Bn}	$V_o = V_{An} - V_{Bn}$
ON	-	-	ON	V_d	0	V_d
-	ON	ON	-	0	V_d	$-V_d$
ON	-	ON	-	V_d	V_d	0
-	ON	-	ON	0	0	0

Elaborado por: Autor.

En el esquema de conmutación unipolar, el nivel de voltaje de salida cambia entre 0 a $-V_d$ o de 0 a $+V_d$. Este esquema "efectivamente" tiene el efecto de duplicar la frecuencia de conmutación en lo que respecta a los armónicos de salida, en comparación con el esquema de conmutación bipolar. Las formas de onda de voltaje V_{an} y V_{bn} están desfasadas 180° entre sí, tal como se muestra en la figura 2.12 (b). De manera similar, el voltaje de salida V_{ab} es tal como se muestra en la figura 2.12 (c) conjuntamente con la corriente de carga.

Dado que los componentes armónicos en la frecuencia de conmutación en V_{an} y V_{bn} tienen la misma frecuencia, esto da como resultado la cancelación del componente armónico en la frecuencia de conmutación en el voltaje de salida.

2.5.2.3. SPWM con esquema de conmutación bipolar modificado

En el inversor que emplea el esquema de conmutación bipolar, los conmutadores funcionan de tal manera que durante la mitad positiva de la señal de modulación, uno de los dispositivos superiores en uno de los tramos de conmutación se mantiene encendido y los otros dos dispositivos de conmutación en el otro tramo está operado por PWM, y durante la mitad negativa de la señal de modulación, uno de los dispositivos de conmutación inferiores se mantiene encendido continuamente mientras que los otros dos dispositivos de conmutación en el otro tramo está operan por PWM. (Kalya et al., 2020)

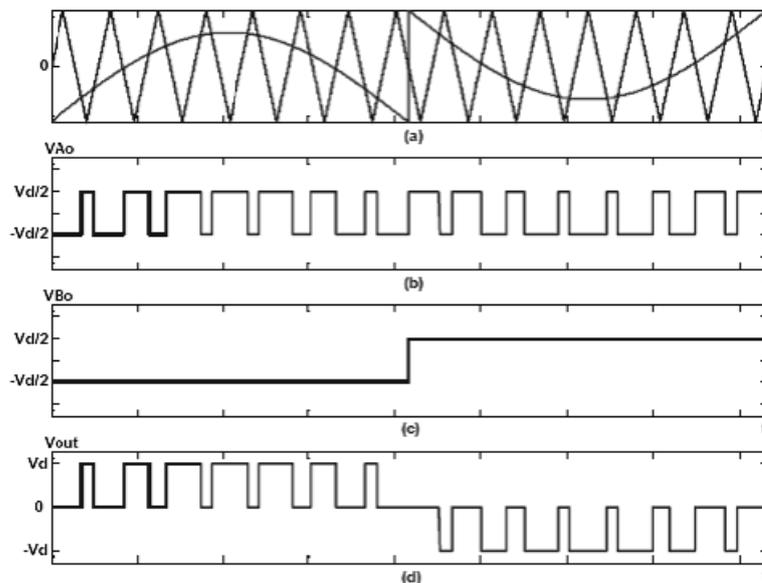


Figura 2. 13: Señales SPWM con conmutación bipolar conmutado: (a) comparación entre señal de referencia y triangular (b) y (c) pulsos de conmutación, (d) voltaje de salida.

Fuente: (Tajuddin et al., 2009)

El voltaje de salida se determina comparando la señal de control v_r y la onda triangular. El patrón de cambio junto con la comparación seno-triángulo es como se muestra en la figura 2.13. El patrón de conmutación para valores

positivos (incisos 1 y 2) y negativos (incisos 3 y 4) de la señal de modulación V_m están definidos en las siguientes expresiones:

- 1) Si $v_r > v_c$ y el interruptor S_{21} está ON (encendido),
- 2) Si $v_r < v_c$ y el interruptor S_{22} está ON (encendido),
- 3) Si $v_r < v_c$ y el interruptor S_{21} está ON (encendido), y
- 4) Si $v_r > v_c$ y el interruptor S_{22} está ON (encendido),

El voltaje de salida se da como $V_o(t) = V_{an}(t) - V_{bn}(t)$, como se muestra en la figura 2.13 (d). La corriente de carga también se muestra en la misma gráfica. El patrón de conmutación para el esquema de conmutación bipolar modificado es como se indica en la tabla 2.2.

Tabla 2. 2: Estado de conmutación del PWM bipolar modificado y el voltaje correspondiente.

S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	V_{An}	V_{Bn}	$V_o = V_{An} - V_{Bn}$
ON	-	-	ON	V_d	0	V_d
-	ON	ON	-	0	V_d	$-V_d$
ON	-	ON	-	V_d	V_d	0
-	ON	-	ON	0	0	0

Elaborado por: Autor.

De la tabla 2.2 se puede observar que cuando los dos dispositivos superiores o los dos inferiores están encendidos, el voltaje de salida es cero. En el esquema de conmutación bipolar modificado, el nivel de voltaje de salida cambia entre 0 a $-V_d$ o de 0 a $++V_d$. Como el signo de la señal de modulación decide el patrón de conmutación, el análisis de este esquema de conmutación es complejo. La relación entre el voltaje de entrada y salida se da como,

$$V_o = mV_d$$

Donde, $m = 0.5 \left(m_i + \frac{4}{\pi} \right); (m_i < 1.0)$

Así, a partir de la ecuación anterior, se puede observar que el componente fundamental del voltaje obtenido del PWM bipolar modificado

(MBPWM) es el máximo en comparación con los otros esquemas de conmutación incluso en la región de modulación lineal; es entonces cuando el índice de modulación es menor que la unidad.

2.5.2.4. PWM basado en portadora generalizada.

En el inversor que se muestra en la figura 2.10, el voltaje de salida y la corriente de entrada se dan como,

$$0.5V_d(S_{11} - S_{12}) = V_{ao} = V_{an} + V_{no}$$

$$0.5V_d(S_{21} - S_{22}) = V_{bo} = V_{bn} + V_{no}$$

$$I_d = I_a(S_{11} - S_{21})$$

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn}$$

Los voltajes V_{an} y V_{bn} son los voltajes de salida de las fases 'a' y 'b' a un punto arbitrario, mientras que V_{no} es el voltaje neutro entre el punto 'n' y el punto medio de la fuente de CC. El esquema PWM basado en portadora generalizada se obtiene definiendo la cantidad V_{no} utilizando el concepto de representación de vector espacial q-d. Una transformación de marco de referencia q-d especial para transformar los voltajes de dos fases en componentes de voltaje q-d ortogonales, y que se define como,

$$V_q = 0.5(V_{an} + V_{bn})$$

$$V_d = 0.5(V_{an} - V_{bn})$$

donde V_q y V_d son los voltajes del eje q y del eje d en un sistema de coordenadas ortogonales. Los voltajes q-d para cada uno de los posibles instantes de conmutación se muestran en la tabla 2.3. La figura 2.14 también muestra la representación del vector espacial de los voltajes de fase de salida. Para sintetizar un voltaje de salida de referencia dado V_{ab} o equivalente V_{qd} , los cuatro vectores que se muestran en la figura 2.14 se promedian durante un período de conmutación para el inversor:

$$V_{qd}^* = t_a V_{qda} + t_b V_{qdb} + t_c V_{qdc} + t_d V_{qdd}$$

donde t_a , t_b , t_c , t_d son los tiempos normalizados para los que el vector promedio pasó en cada uno de los cuatro cuadrantes. Los tiempos

normalizados deben satisfacer la condición de que $t_a + t_b + t_c + t_d = 1$. Los tiempos normalizados t_c, t_d pueden expresarse como un tiempo equivalente t_o , tal que:

$$t_o = t_c + t_d$$

Tabla 2. 3: Estado de conmutación del esquema PWM basado en portadora generalizada.

S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	V_{An}	V_{Bn}	$V_o = V_{An} - V_{Bn}$
ON	-	-	ON	V_d	0	V_d
-	ON	ON	-	0	V_d	$-V_d$
ON	-	ON	-	V_d	V_d	0
-	ON	-	ON	0	0	0

Elaborado por: Autor.

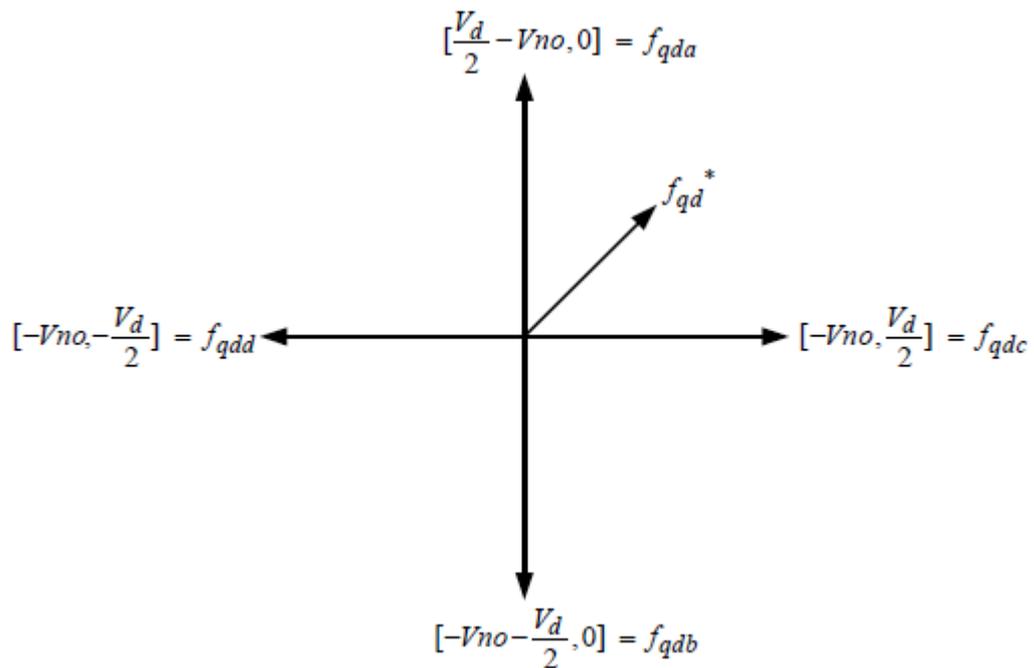


Figura 2. 14: Representación del vector espacial de los voltajes en un inversor monofásico.

Fuente: (Hassan et al., 2017)

Capítulo 3: Diseño, Implementación y resultados

En el presente capítulo se presenta el diseño de simulación en MatLab/Simulink de técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM) y después se realiza el análisis de los resultados obtenidos.

3.1. Visión general de la implementación de los métodos de modulación utilizando el software MatLab/Simulink.

Este capítulo trata sobre la implementación de tres técnicas de modulación por ancho de pulso, tales como, modulación de ancho de pulso sinusoidal (*Sine PWM, SPWM*), modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico (*Third Harmonic Injection PWM, THIPWM*) y modulación de ancho de pulso del vector espacial (*Space Vector PWM, SVPWM*) en la región de submodulación y la región 1 de sobremodulación sobre el software MatLab/Simulink. Se describirán los modelos de Simulink construidos sobre las ecuaciones correspondientes en capítulos anteriores.

Además de los resultados de la simulación, este capítulo incluye subsistemas detallados de los modelos de Simulink, así como una explicación del papel de cada subsistema. Se requieren de filtros pasa bajo en las salidas para filtrar las formas de onda PWM y visualizar los resultados fundamentales. Hay que indicar, que el presente análisis de simulación no incluirá la programación del tiempo muerto para la conmutación de interruptores complementarios en un tramo inversor.

Los resultados de la simulación se presentan en tres grupos basados en tres modelos de simulación. El primer grupo (véanse las figuras 3.1 a 3.6) muestra resultados de simulación para las dos técnicas de modulación: SPWM y THIPWM. En el segundo grupo (véase las figuras 3.7 a 3.8) presenta los resultados de submodulación para SVPWM. El tercer grupo muestra los resultados de la simulación de la región 1 en el SVPWM de sobremodulación (véanse las figuras 3.19 a 3.23).

La simulación de la región de sobremodulación 2 de SVPWM ha sido excluida de esta tesis. Es necesario implementar un método diferente que garantice que el voltaje de salida varíe continuamente en este modo.

3.2. Diseño del modelo de simulación de una modulación PWM sinusoidal.

La modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) es muy popular y fácil de implementar utilizando circuitos lógicos comparadores. En la figura 3.1 se muestra el diseño del sistema para la modulación SPWM sobre la herramienta de simulación Simulink. El diseño (véase la figura 3.1) de SPWM consta de los siguientes bloques: (1) generadores de onda sinusoidal, (2) generador de onda triangular de alta frecuencia y (3) comparadores.

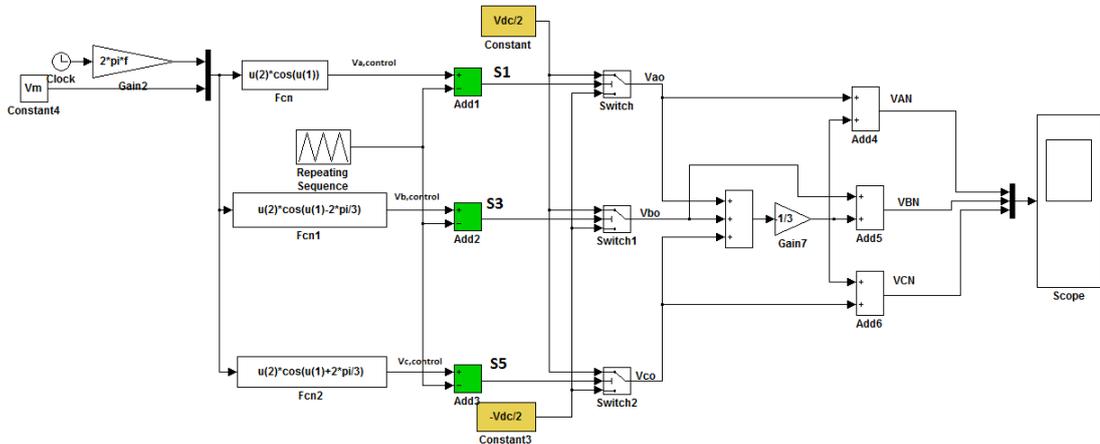


Figura 3. 1: Diagrama de bloques del modelo de simulación para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.

Elaborado por: Autor.

La técnica SPWM trata cada voltaje de modulación como una entidad separada que se compara con la forma de onda triangular portadora común. Un conjunto de voltaje trifásico (V_a , V_b , y V_c) de amplitud variable se compara en tres comparadores separados con una forma de onda portadora triangular común de amplitud fija, tal como se muestra en la misma figura 3.1. La salida (V_{ao} , V_{bo} , y V_{co}) de los comparadores forma las señales de control para las tres patillas del inversor compuesto por los pares de interruptores (S1, S4), (S3, S6) y (S5, S2), respectivamente. A partir de estas señales de conmutación y el voltaje del bus de CC, se obtienen voltajes de fase a neutro PWM (V_{an} , V_{bn} , y V_{cn}).

En el modelo diseñado en Simulink, la simulación se realiza bajo las siguientes condiciones:

- 1) Voltaje de corriente continua: 300 V
- 2) Frecuencia de conmutación: 1.8 kHz
- 3) Frecuencia del inversor o variador de frecuencia: 60 Hz
- 4) Voltaje referencial: 150 V

La figura 3.2 muestra las formas de ondas de los voltajes de salida V_{ao} , V_{bo} , y V_{co} en cada uno de los conmutadores (interruptores o switch).

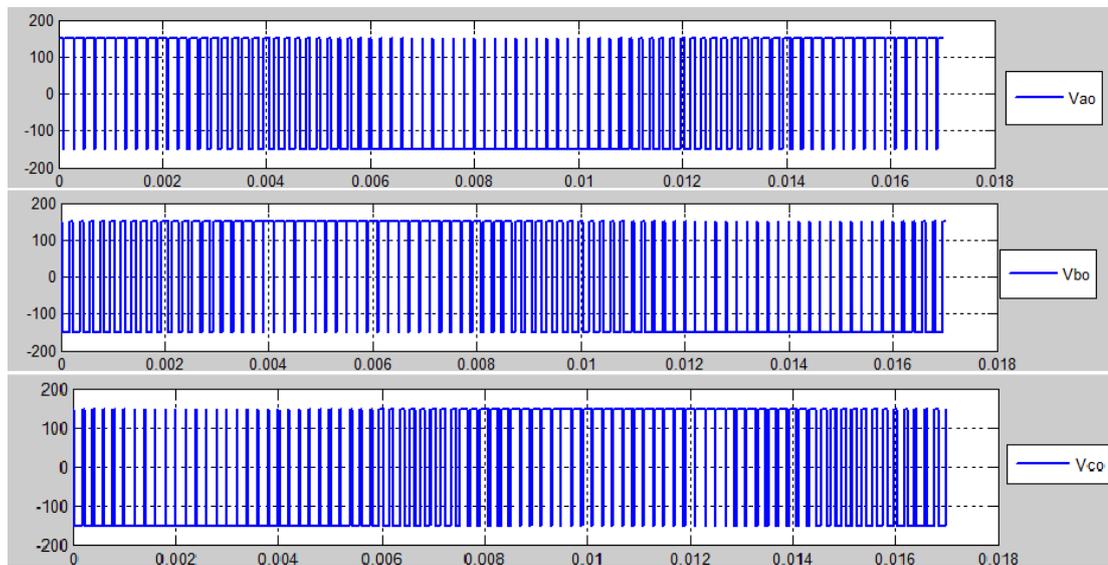


Figura 3. 2: Señales de los voltajes de salida V_{ao} , V_{bo} , y V_{co} en los conmutadores.
Elaborado por: Autor.

Ahora, en la figura 3.3 se muestra los voltajes de polo simulados V_{ao} , V_{bo} , y V_{co} . La relación entre los voltajes de línea a neutro y los estados de conmutación (S_1 , S_3 y S_5) en una carga trifásica equilibrada son:

$$V_{an} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_1 - S_3 - S_5)$$

$$V_{bn} = \frac{V_{dc}}{3} (-S_1 + 2S_3 - S_5)$$

$$V_{cn} = \frac{V_{dc}}{3} (-S_1 - S_3 + 2S_5)$$

Para visualizar los resultados reales, se requiere el filtrado de las formas de onda de la modulación de ancho de pulsos (PWM). Los voltajes de línea a neutro (V_{an} , V_{bn} , y V_{cn}) se muestran después de haber pasado por un filtro pasa

bajo. Como se esperaba, las magnitudes de los voltajes de fase (V_{an} , V_{bn} , y V_{cn}) son de aproximadamente $0.5V_{DC}$, es decir que sería 150 V, tal como se muestra en la figura 3.4. Las formas de onda del voltaje de salida muestran que cuanto más altas son las frecuencias de conmutación, más suaves son las formas de onda del voltaje de salida, como se esperaba.

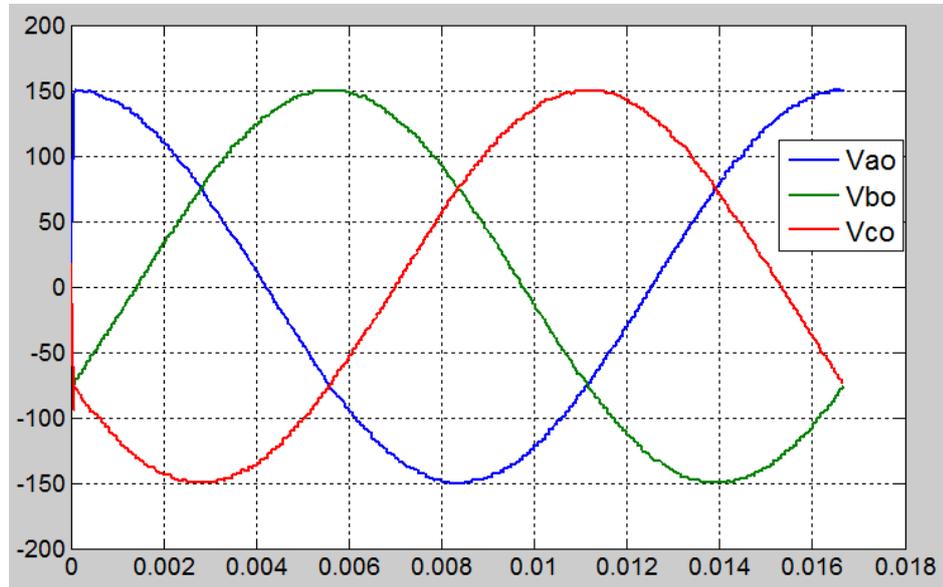


Figura 3. 3: Formas de ondas para la modulación de ancho de pulso sinusoidal después del filtrado.
Elaborado por: Autor.

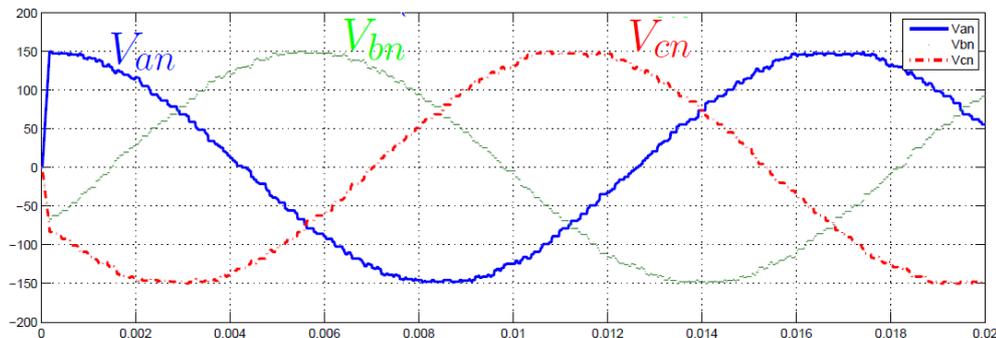


Figura 3. 4: Formas de ondas de los voltajes neutro V_{an} , V_{bn} , y V_{cn} para la modulación de ancho de pulso sinusoidal después del filtrado.
Elaborado por: Autor.

3.3. Diseño del modelo de simulación de la modulación PWM de inyección de tercer armónico.

El modelado del sistema para la modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico (THIPWM) será el mismo que el del sistema de modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) ya tratado en la sección

3.2, excepto para los voltajes de forma de onda de modulación en cada línea, que se generan inyectando los componentes del tercer armónico de la siguiente manera:

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right]$$

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\sin(\omega t - 2\pi/3) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right]$$

$$V_c = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\sin(\omega t + 2\pi/3) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right]$$

En la figura 3.5 se muestran los voltajes de línea a neutro (V_{an} , V_{bn} , y V_{cn}) y en la figura 3.6 se muestra el voltaje de línea a línea (V_{ab} , V_{bc} , y V_{ca}) para la modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico (THIPWM). Como se esperaba, la magnitud del voltaje de fase es de aproximadamente igual a $\frac{300}{\sqrt{3}}$ V y para los voltajes de línea a línea es igual 300 V, y los resultados muestran que la modulación THIPWM mejora notablemente los voltajes fundamentales en comparación con la modulación SPWM.

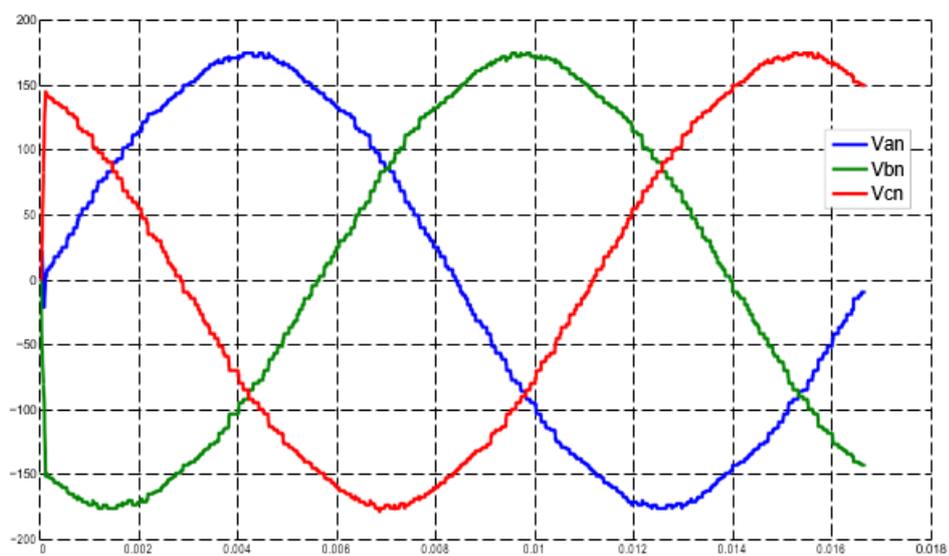


Figura 3. 5: Formas de ondas de los voltajes neutro V_{an} , V_{bn} , y V_{cn} para la modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico después del filtrado.
Elaborado por: Autor.

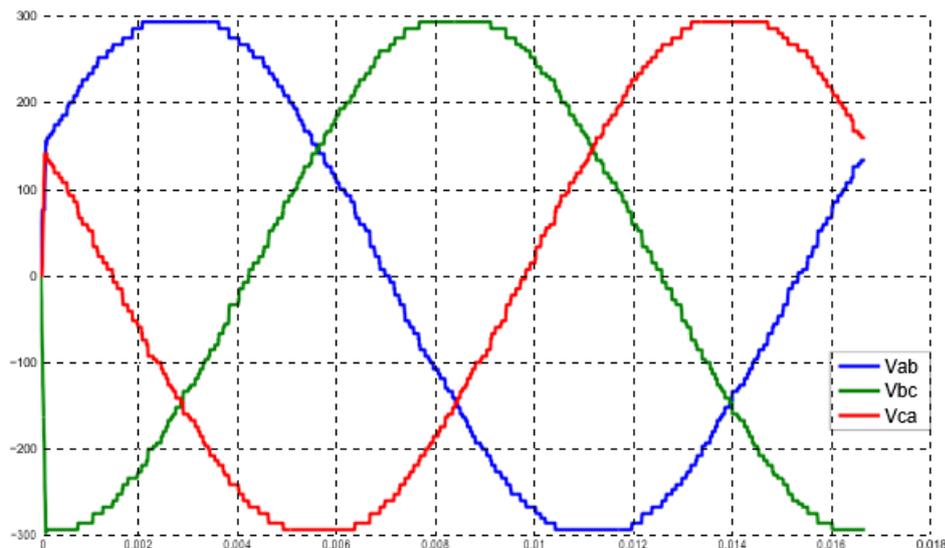


Figura 3. 6: Formas de ondas de los voltajes neutro V_{an} , V_{bn} , y V_{cn} para la modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico después del filtrado. Elaborado por: Autor.

3.4. Submodulación del espacio vectorial PWM

Un inversor trifásico de dos niveles tiene ocho posibles estados de conmutación del inversor que pueden generar ocho vectores espaciales: seis vectores distintos de 0 (V_1 a V_6) y dos vectores 0 (V_0 y V_7). Estos vectores se aplican durante los tiempos de conmutación T_a , T_b y T_0 . De acuerdo con las ecuaciones de duración de tiempo sobre SVPWM de submodulación, el vector de voltaje de polo promedio durante un período PWM puede promediarse usando dos vectores adyacentes y los vectores nulos.

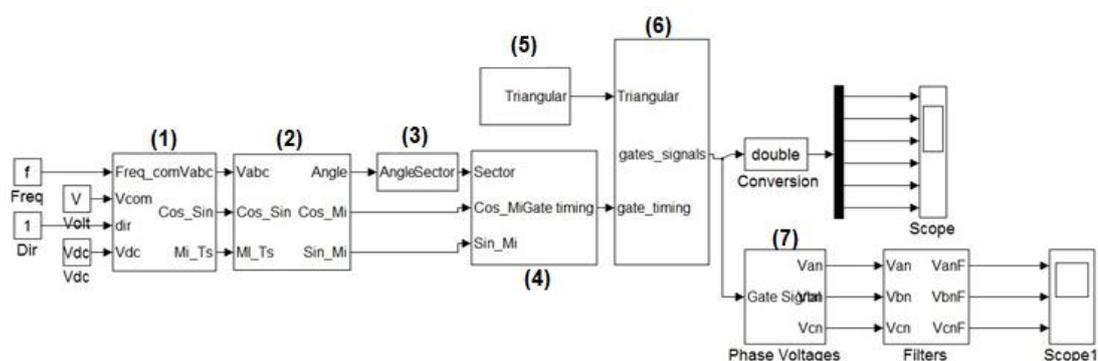


Figura 3. 7: Diagrama de bloques del modelo de simulación para la submodulación de espacio vectorial PWM. Elaborado por: Autor.

Para generar un vector espacial giratorio con amplitud constante, el vector de voltaje de referencia debe limitarse al círculo inscrito dentro del

hexágono. El modelo de simulación utilizado para verificar el esquema SVPWM de submodulación se muestra en la figura 3.7 y tiene siete subsistemas o bloques principales, que se muestran en detalle en las figuras 3.8, 3.9, 3.10, 3.11, 3.12 y 3.13. A continuación, se describen brevemente las funcionalidades de cada bloque:

1. El bloque 1 (ver figura 3.8) se utiliza para generar voltajes de entrada sinusoidales trifásicos con frecuencia variable, amplitud, dirección y voltaje de CC. Las tres señales se retrasan 120° entre sí.

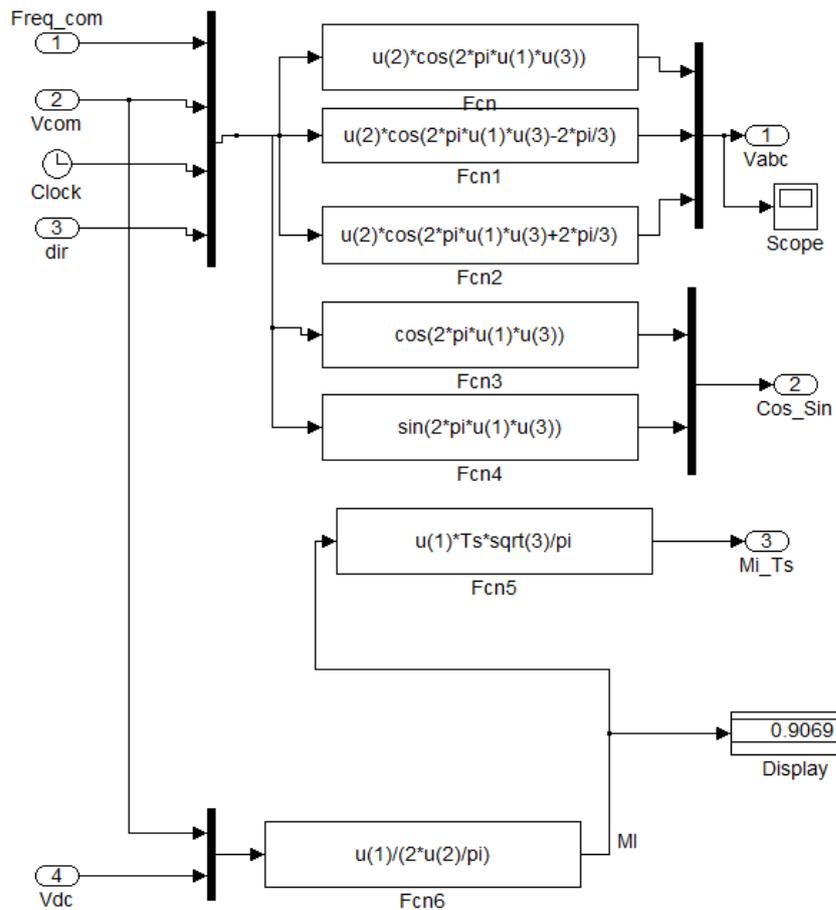


Figura 3. 8: Subsistema (bloque 1) para la generación de voltajes de entrada.
Elaborado por: Autor.

2. Los voltajes (abc) trifásicos se convierten en voltajes α y β bifásicos dados en el bloque 2 como:

$$V_{\alpha} = \frac{2}{3}V_a - \frac{1}{3}V_b - \frac{1}{3}V_c$$

$$V_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_b - \frac{1}{\sqrt{3}}V_c$$

Es necesario saber en qué sector se encuentra la salida de referencia para determinar el tiempo de conmutación. Los voltajes de referencia V_α y V_β se utilizan para determinar el sector de los vectores de 1 a 6, tal como se muestran en la figura 3.9. Estos valores son las entradas al tercer bloque.

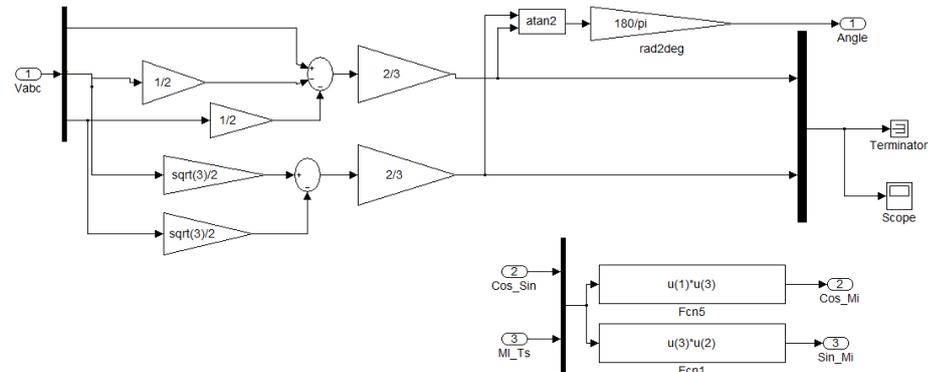


Figura 3. 9: Subsistema (bloque 2) de la generación de voltajes bifásicos.
Elaborado por: Autor.

3. Las siguientes ecuaciones son utilizadas en el bloque 3, que permiten calcular el ángulo de fase,

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right); \quad \theta \in [0, 2\pi]$$

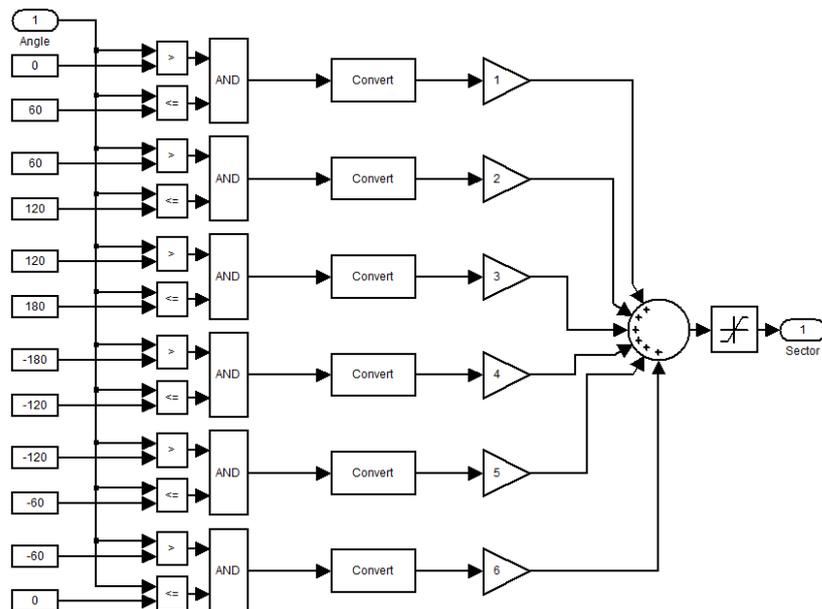


Figura 3. 10: Subsistema (bloque 3) para el cálculo del ángulo de fase.
Elaborado por: Autor.

y usando la tabla 3.1, se puede identificar el sector del voltaje de referencia, tal como se muestra en la figura 3.10. El índice de modulación

es ingresado en el primer bloque (véase la figura 3.7), que sería la relación entre la amplitud del voltaje sinusoidal de salida y el voltaje fundamental máximo.

Tabla 3. 1: Intervalos de tiempo T_a y T_b para cada sector.

Sector	θ	T_a	T_b
1	$0 < \theta \leq 60^\circ$	$\frac{3V_\alpha}{4} - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$	$0V_\alpha + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{2}$
2	$60 < \theta \leq 120^\circ$	$\frac{3V_\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$	$\frac{-3V_\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$
3	$180 < \theta \leq 240^\circ$	$0V_\alpha + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{2}$	$\frac{-3V_\alpha}{4} - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$
4	$120 < \theta \leq 180^\circ$	$\frac{-3V_\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$	$0V_\alpha - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{2}$
5	$240 < \theta \leq 300^\circ$	$\frac{-3V_\alpha}{4} - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$	$\frac{3V_\alpha}{4} - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$
6	$180 < \theta \leq 240^\circ$	$0V_\alpha - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{2}$	$\frac{3V_\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$

Elaborado por: Autor.

4. En el bloque 4, se utiliza el tiempo de conmutación para calcular el tiempo del vector de voltaje de referencia. Las entradas son el sector en el que se encuentra el vector de voltaje, el índice de modulación, el período de tiempo de muestreo de la frecuencia de conmutación $\cos(\omega t)$ y $\sin(\omega t)$. El tiempo de duración de los vectores activo y cero se calculan utilizando,

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{MI\sqrt{3}T_s}{\pi} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\pi}{3}k\right) & -\cos\left(\frac{\pi}{3}k\right) \\ -\sin\left(\frac{\pi}{3}(k-1)\right) & \cos\left(\frac{\pi}{3}(k-1)\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(n\omega T_s) \\ \sin(n\omega T_s) \end{bmatrix}$$

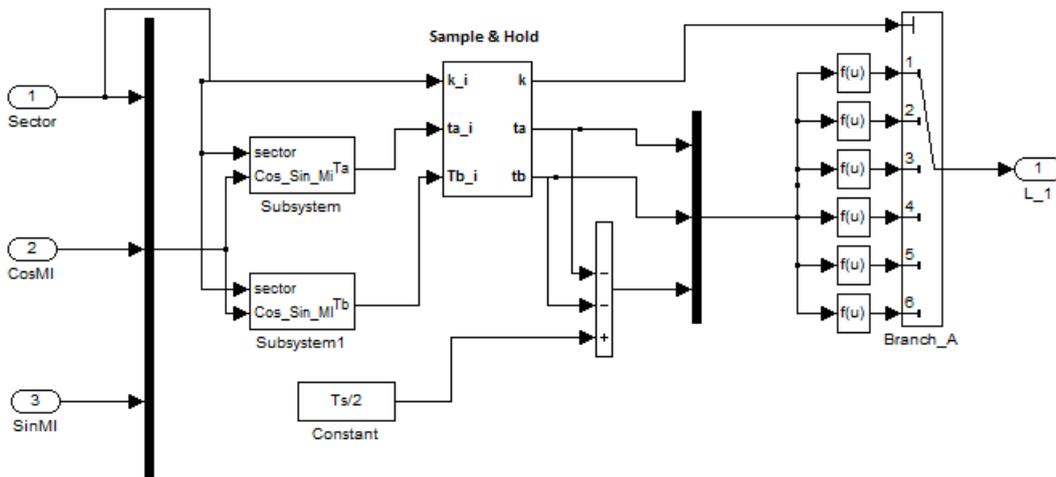


Figura 3. 11: Subsistema (bloque 4) para el cálculo del tiempo de conmutación.
Elaborado por: Autor.

En la figura 3.11, el tiempo para los vectores activo y ceros se arregla en la secuencia del patrón de conmutación (ver tabla 3.2). En el mismo bloque (ver figura 3.11), también se tiene el bloque muestra/retención (Sample/Hold) después del sector T_a y T_b . El propósito de estos bloques es mantener fijos los valores de T_a y T_b durante cada período T para PWM.

Tabla 3. 2: Cambio del patrón de pulso para las tres fases para cada sector.

Sector	Switches superior S1, S3, S5	Switches superior S2, S4, S6
1	$S_1 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_3 = T_b + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_a + T_0/2$ $S_2 = T_a + T_b + T_0/2$
2	$S_1 = T_a + T_0/2$ $S_3 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_b + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_a + T_b + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_5 = T_b + T_0/2$	$S_4 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_a + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_a + T_0/2$ $S_5 = T_a + T_b + T_0/2$	$S_4 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_6 = T_b + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_b + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_a + T_b + T_0/2$	$S_4 = T_a + T_0/2$ $S_6 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_a + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_a + T_b + T_0/2$ $S_2 = T_b + T_0/2$

Elaborado por: Autor.

5. El bloque 5 es un generador triangular utilizado para producir formas de onda triangular unitaria en la frecuencia de conmutación PWM.
6. Las señales de temporización de puerta del bloque 4 se comparan con el generador triangular del bloque 5, produciendo las salidas para los seis interruptores del inversor, tal como se muestra en la figura 3.12.

$$V_{an} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_1 - S_3 - S_5)$$

$$V_{bn} = \frac{V_{dc}}{3} (-S_1 + 2S_3 - S_5)$$

$$V_{cn} = \frac{V_{dc}}{3} (-S_1 - S_3 + 2S_5)$$

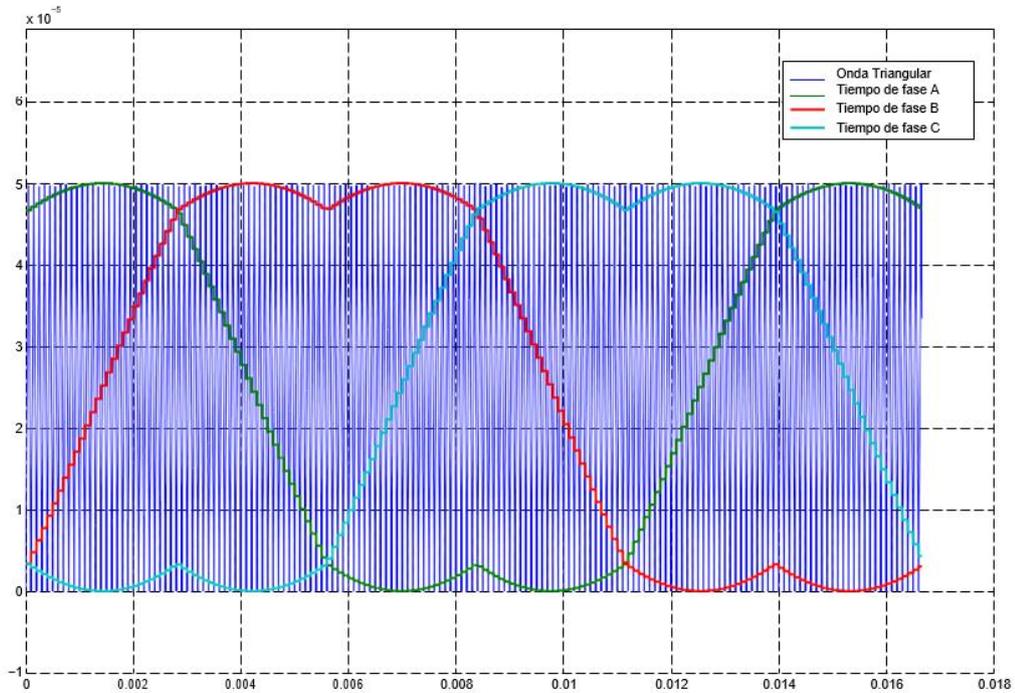


Figura 3. 14: Señales de sincronización filtradas de formas de onda trifásicas y triangulares en SVPWM.
Elaborado por: Autor.

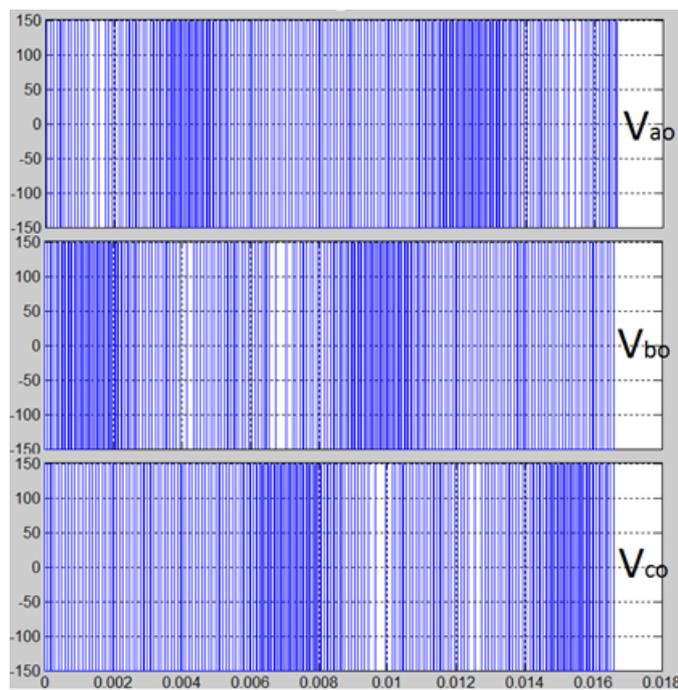


Figura 3. 15: Voltajes de los polos Vao, Vbo y Vco para modulación lineal SVPWM.
Elaborado por: Autor.

La figura 3.16 muestra las formas de onda de voltaje de salida obtenidas en SVPWM. La forma de onda de SVPWM de siete segmentos tiene una forma de escalón cuando pasa a través de un filtro pasa bajo (ver figura 3.16) y sus voltajes de línea a neutro son formas de onda sinusoidal debido a la región PWM de submodulación (ver figura 3.17). Los voltajes neutros máximos para V_{an} , V_{bn} y V_{cn} son igual a 173.2 [V], tal como se muestra en la figura 3.18.

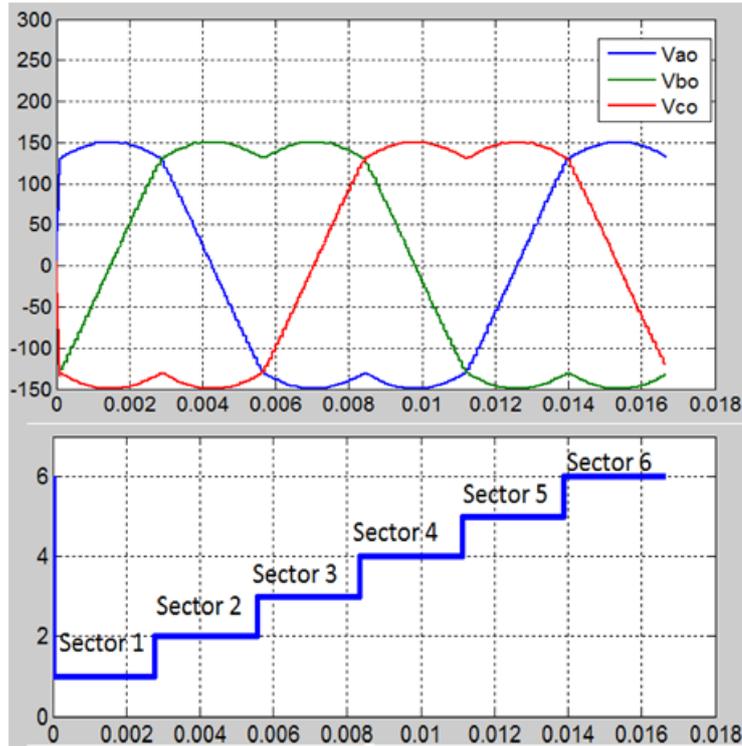


Figura 3. 16: Voltajes de salida V_{ao} , V_{bo} y V_{co} para modulación lineal SVPWM después del filtrado.
Elaborado por: Autor.

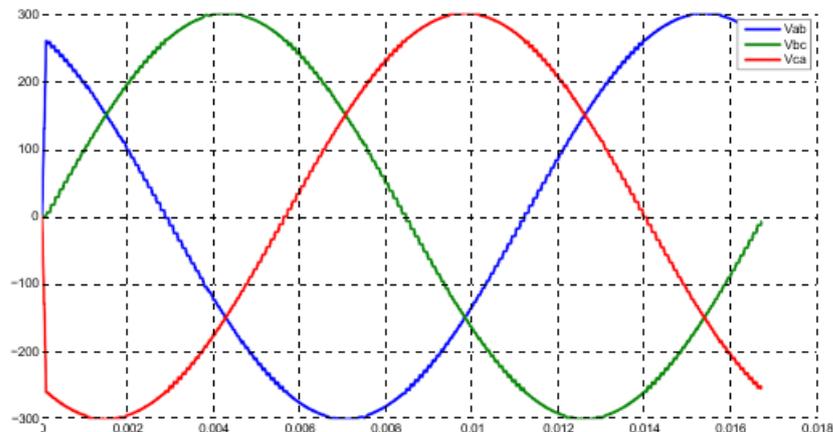


Figura 3. 17: Voltajes de línea a línea de la región de modulación lineal.
Elaborado por: Autor.

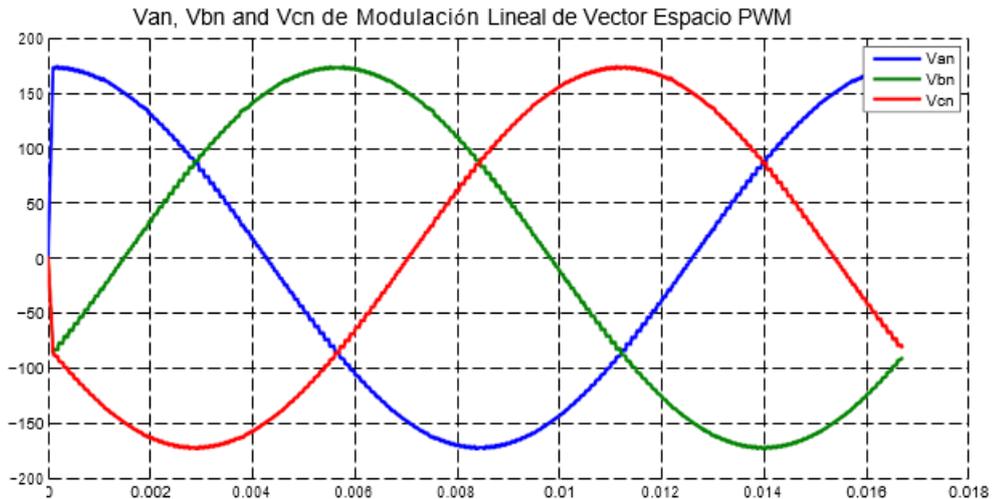


Figura 3. 18: Voltajes neutros V_{an} , V_{bn} y V_{cn} de modulación lineal SVPWM después del filtrado.
Elaborado por: Autor.

3.5. Sobremodulación del espacio vectorial PWM.

En la región 1 de sobremodulación, se requieren cálculos adicionales para calcular el vector espacial de referencia. Tal como se mencionó anteriormente, hay una pérdida de voltaje fundamental en la región donde el vector de referencia excede el límite del hexágono. Para compensar esta pérdida, la amplitud del vector de referencia aumenta en la región donde el vector de referencia está dentro del límite del hexágono.

La magnitud del vector de referencia cambia del vector de voltaje de referencia a un vector de voltaje de referencia modificado. Una trayectoria de voltaje de referencia modificada procede en parte en el hexágono y en parte en el círculo. Cuando permanece en la parte circular, el tiempo de conmutación de T_a , T_b y T_0 son similares a las ecuaciones utilizadas para la submodulación.

Cuando el vector de voltaje de referencia pasa fuera del hexágono, el valor T_0 es negativo y no tiene sentido. Este problema se supera volviendo a escalar los tiempos de duración. Por lo tanto, $T'_0 = 0$, y T'_a y T'_b son los nuevos intervalos de tiempo que se muestran en la tabla 3.3. El modelo del sistema de simulación de la región 1 de sobremodulación de SVPWM es el mismo que el del sistema SVPWM de submodulación de la sección 3.4, excepto por la

tabla de búsqueda en el bloque 1 y un bloque adicional. La tabla de búsqueda en el bloque 1 es la relación entre MI y el ángulo de cruce, tal como se muestra en la figura 3.19. Para el bloque adicional, los interruptores se cambian en función de la duración T_0 de los vectores de estado cero.

Tabla 3. 3: Intervalos de tiempo T'_a y T'_b para cada sector.

Sector	θ	T'_a	T'_b
1	$0 < \theta \leq 60^0$	$\frac{\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}{\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}$	$\frac{2V_\beta}{\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}$
2	$60 < \theta \leq 120^0$	$\frac{\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}{2V_\beta}$	$\frac{-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}{2V_\beta}$
3	$120 < \theta \leq 180^0$	$\frac{2V_\beta}{-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}$	$\frac{-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}{-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}$
4	$180 < \theta \leq 240^0$	$\frac{-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}{-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}$	$\frac{-2V_\beta}{-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}$
5	$240 < \theta \leq 300^0$	$\frac{-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}{-2V_\beta}$	$\frac{\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}{-2V_\beta}$
6	$300 < \theta \leq 360^0$	$\frac{-2V_\beta}{\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}$	$\frac{\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}{\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}$

Elaborado por: Autor.

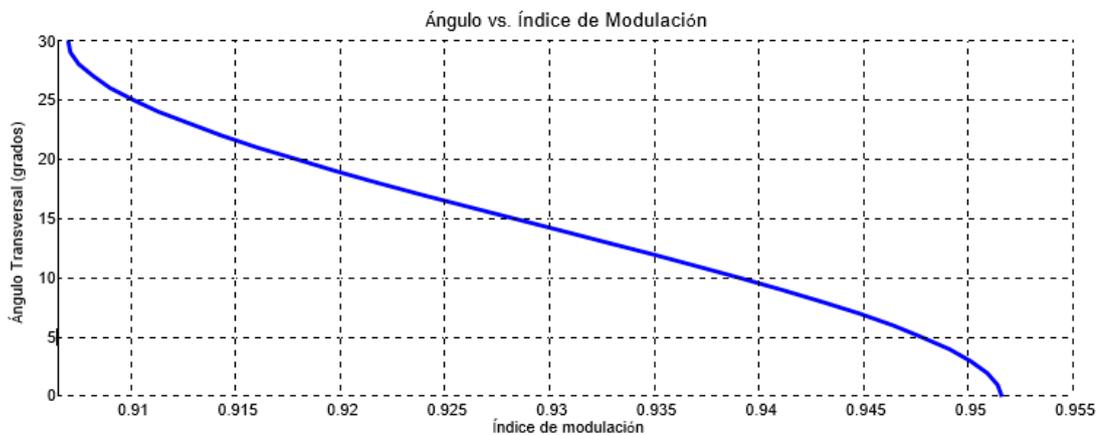


Figura 3. 19: Ángulo transversal versus índice de modulación para SVPWM.

Elaborado por: Autor.

- Cuando $T_0 > 0$ se utilizan los tiempos de duración T_0 , T_a y T_b tal como se muestran en la tabla 3.2.
- Cuando $T_0 < 0$ los tiempos de duración activa se convierten en T'_a y T'_b , tal como se muestra en la tabla 3.3.

La figura 3.20 muestra la tabla de búsqueda en el bloque (1) mientras que la figura 3.21 muestra el bloque adicional, que es un condicional para la

sobremodulación basada en el signo de T_0 . En círculo rojo, si T_0 es negativo, entonces T'_a y T'_b se utilizan en el bloque azul.

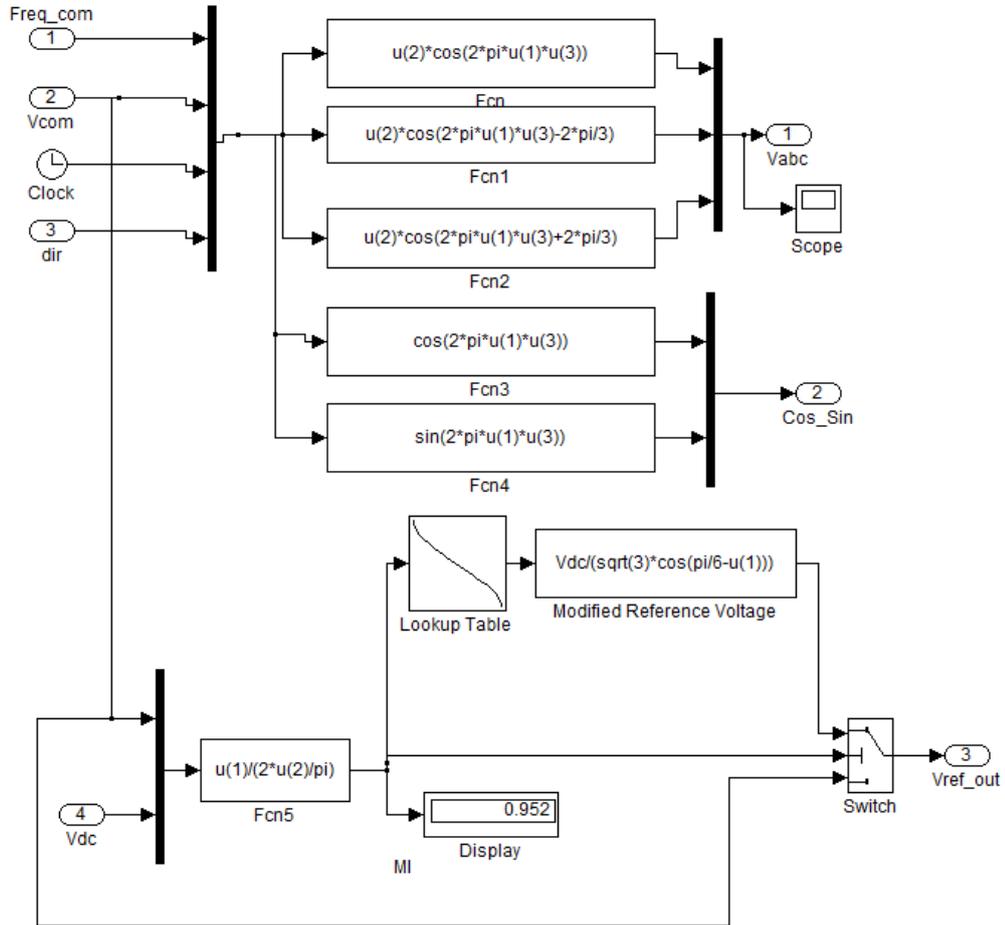


Figura 3. 20: Detalle de la tabla de búsqueda en el bloque 1 de la región 1 de sobremodulación SPVWM.

Elaborado por: Autor.

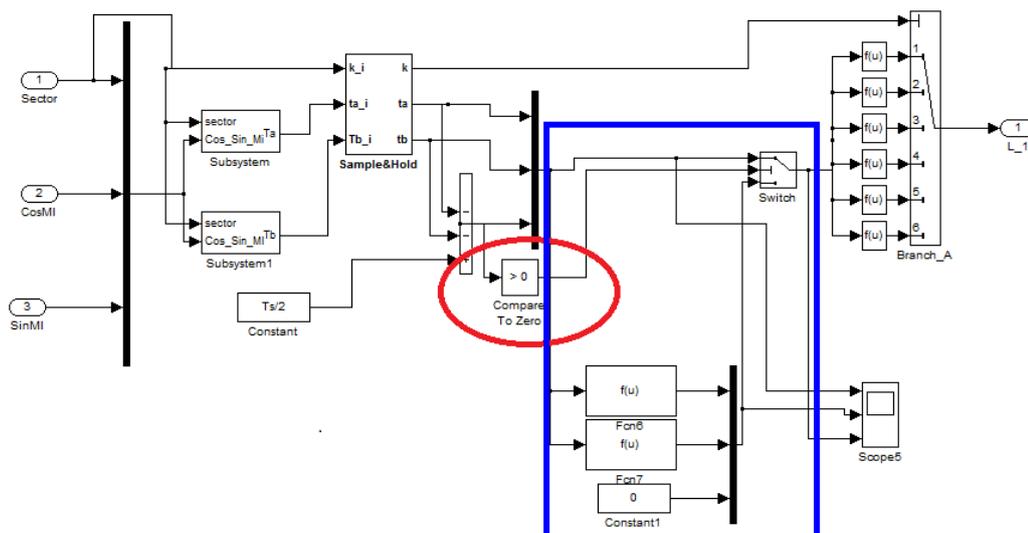


Figura 3. 21: Diagrama de bloque 4 de modulación PWM de vectores espaciales en la Región 1.

Elaborado por: Autor.

Como se mencionó anteriormente, en la región 1 de sobremodulación, la magnitud del vector de voltaje de referencia cambia mientras el ángulo permanece sin cambios. Esta región termina cuando el voltaje de referencia viaja a lo largo de los lados del hexágono.

Los resultados de la simulación se presentan para verificar la efectividad de este análisis. La figura 3.22 muestra los voltajes de salida para la región 1 de la sobremodulación.

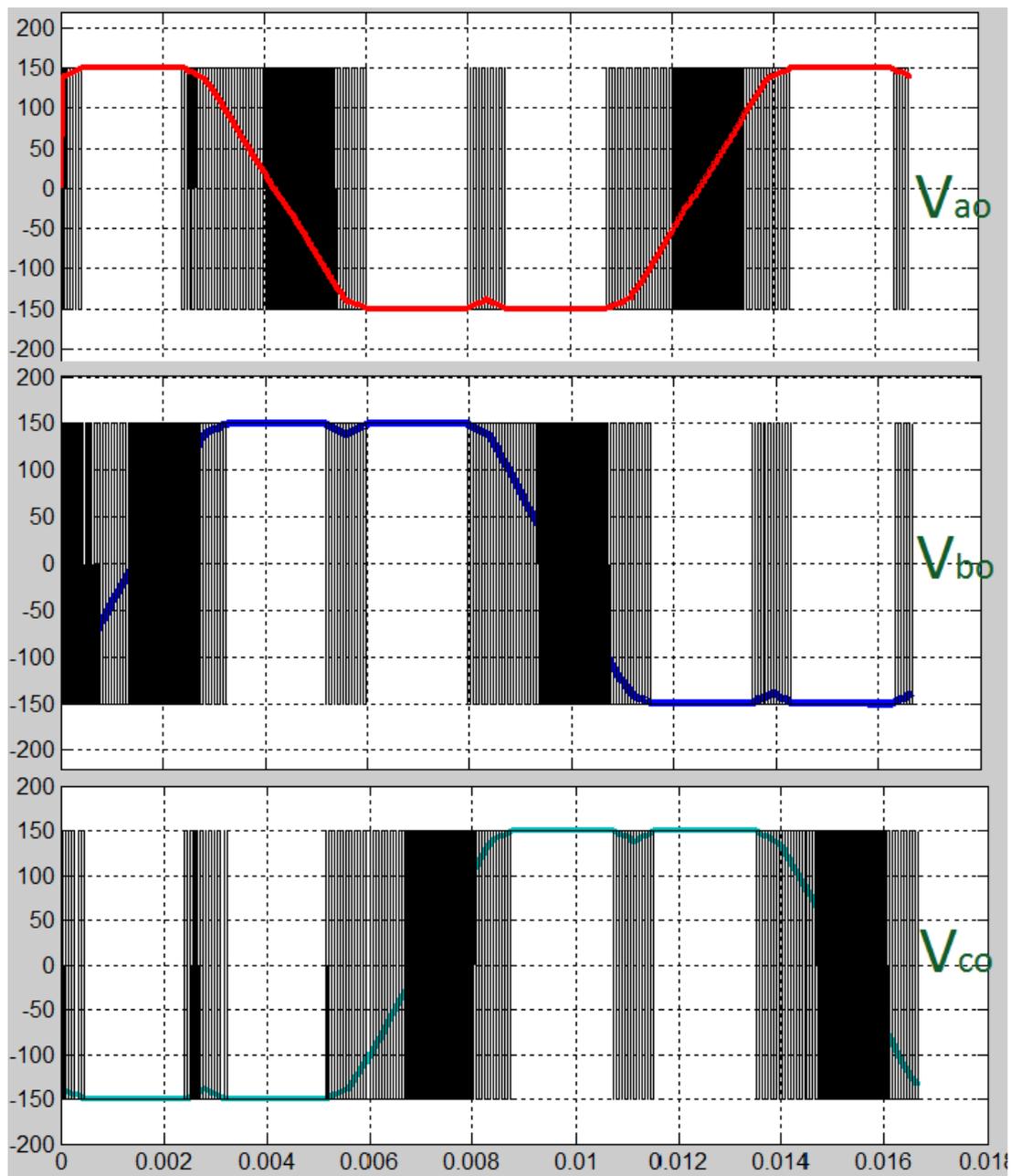


Figura 3. 22: Voltajes V_{ao} , V_{bo} y V_{co} de la Región 1 de sobremodulación antes y después del filtrado.

Elaborado por: Autor.

En comparación con la figura 3.16, las formas de onda de los voltajes de fase vistos en la figura 3.22 no tienen la forma de onda de silla o escalonada que se observó en la submodulación SVPWM, pero que permanecen en el límite del hexágono.

La figura 3.23 muestra los voltajes neutros V_{an} , V_{bn} y V_{cn} en la región 1 de la sobremodulación SVPWM después del filtrado. Las formas de onda de voltaje ya no son formas de onda sinusoidal pura. Dado que la trayectoria deseada pasa fuera del hexágono, el convertidor excede su región lineal de operación y entra en la región de sobremodulación. Por lo tanto, las formas de onda sintetizadas se distorsionan.

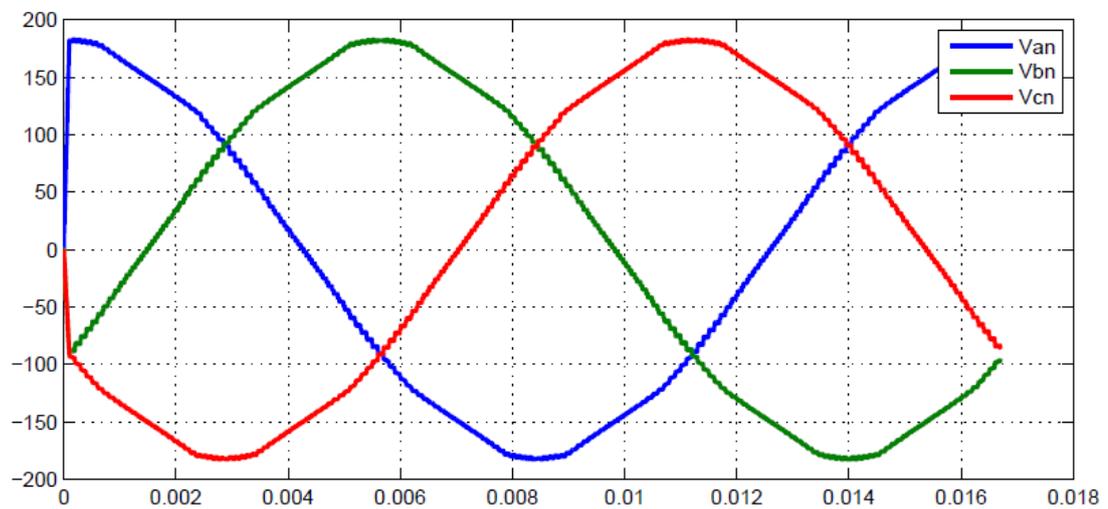


Figura 3. 23: Línea a neutro de la sobremodulación Región 1 después del filtrado.
Elaborado por: Autor.

El filtro pasa bajo elimina los componentes de conmutación de alta frecuencia, dejando los armónicos de triple orden en las formas de onda de voltaje de fase. Estos armónicos no afectan los voltajes de línea a línea. La figura 3.24 muestra las formas de onda de los voltajes de línea a línea V_{ab} , V_{bc} y V_{ca} , que están menos distorsionadas en comparación con los voltajes neutros mostrados en la figura 3.23.

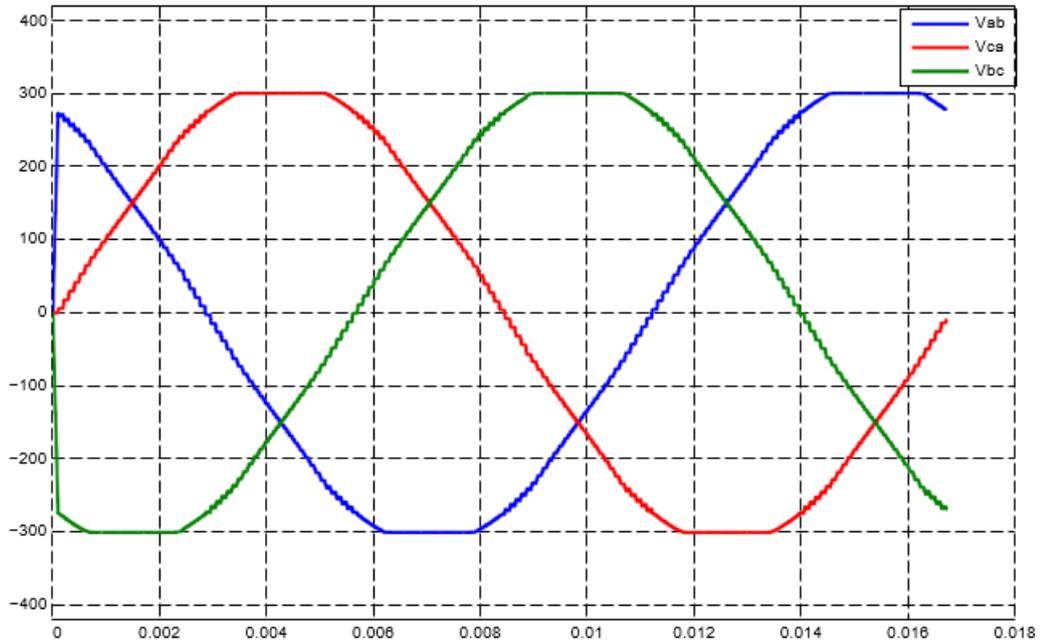


Figura 3. 24: Voltajes línea a línea de la región 1 de sobremodulación después del filtrado.

Elaborado por: Autor.

3.6. Análisis de resultados de los modelos de simulación.

En análisis de simulación de la presente sección nos permiten confirmar que las técnicas de modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico (THIPWM) y de vector espacial (SVPWM) tienen una mejor utilización del voltaje del bus de CC que la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM). La figura 3.25 muestra que el círculo más pequeño representa la región operativa de la técnica de modulación SPWM y el círculo inscrito más grande representa la región operativa de la técnica de modulación SVPWM en la región de submodulación.

En la modulación de SVPWM, la longitud de cada vector espacial discreto V_1 a V_6 es $2/3V_{dc}$. Cada lado del punto medio del hexágono es tangencial al círculo inscrito. La mayor magnitud posible del voltaje de referencia se puede calcular como:

$$OM = OL \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{2}{3}V_{dc} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$$

Como NM es perpendicular a OL, entonces,

$$ON = OM \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_{dc}}{2}$$

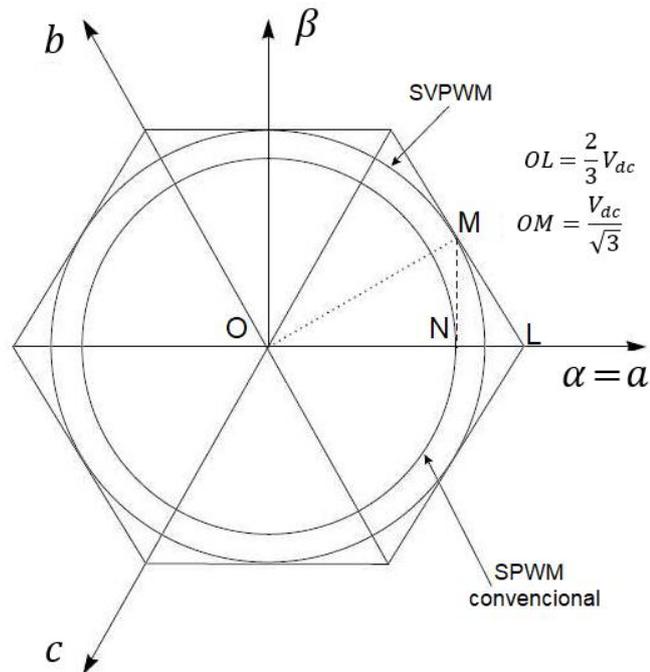


Figura 3. 25: Comparativa de los voltajes pico máximo de las modulaciones de ancho de pulso sinusoidal y de espacio vectorial.

Fuente: (Sevilmis & Karaca, 2014).

Por lo tanto, para la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM), el círculo más pequeño tiene una magnitud máxima de $V_{dc}/2$. Ya se mencionó que la región de submodulación lineal tiene un índice de modulación que se acerca al 90.7% para una salida máxima fundamental de,

$$V_{m\acute{a}x} = \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$$

La magnitud del voltaje de línea a línea en la modulación de ancho de pulso de espacio vectorial (SVPWM) lineal es, por lo tanto, igual a V_{dc} .

En la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM), el índice de modulación máximo es 78.55%, la salida máxima fundamental es $0.5V_{dc}$, y la amplitud máxima del voltaje de línea a línea es $\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$. El voltaje de línea a línea de la modulación de ancho de pulso de espacio vectorial (SVPWM) se incrementa en aproximadamente:

$$\frac{V_{dc} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}}{\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}} * 100\% \cong 15.5\%$$

A partir de los estudios de simulación, el diagrama de la figura 3.26 muestra la evolución del vector de referencia de voltaje (V_{ref}) en el plano complejo. El vector de voltaje espacial, que gira con una longitud constante y una frecuencia circular constante, tiene las mismas características que el voltaje de fase de línea a neutro. El vector de voltaje espacial giratorio está dentro del hexágono para submodulación (línea de color celeste) y entre el círculo inscrito del hexágono y el círculo circunscrito del hexágono para la sobremodulación (línea de color azul).

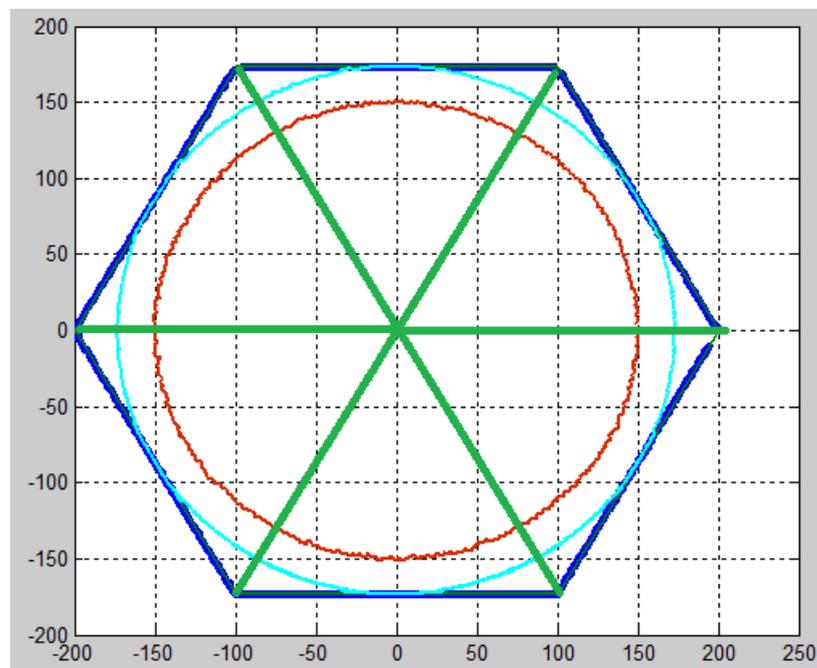


Figura 3. 26: Comparativa de los voltajes pico máximo de las modulaciones de ancho de pulso sinusoidal y de espacio vectorial.

Elaborado por: Autor.

La figura 3.27 muestra el lugar geométrico de la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) a partir de los resultados de la simulación. Cuando se desea que V_{ref} produzca un conjunto equilibrado de voltajes sinusoidales trifásicos, entonces el V_{ref} es un círculo inscrito dentro del hexágono (véase la figura 3.28) cuando estos vectores espaciales se trazan en ejes reales e imaginarios.

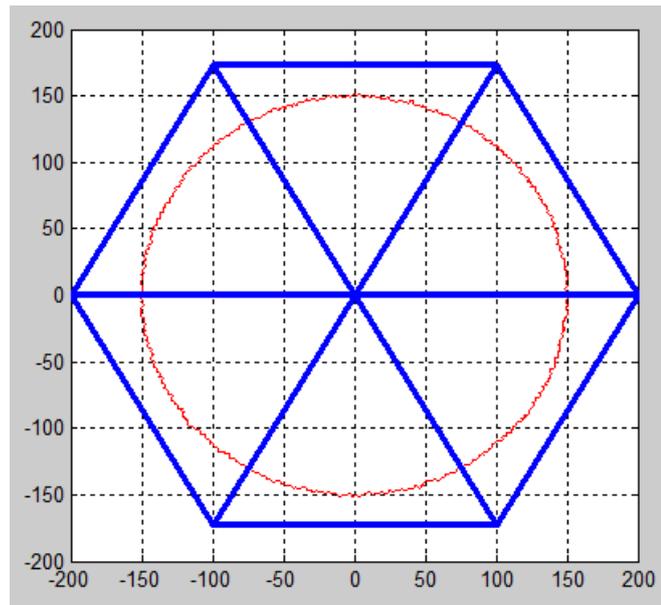


Figura 3. 27: Gráfica para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.
Elaborado por: Autor.

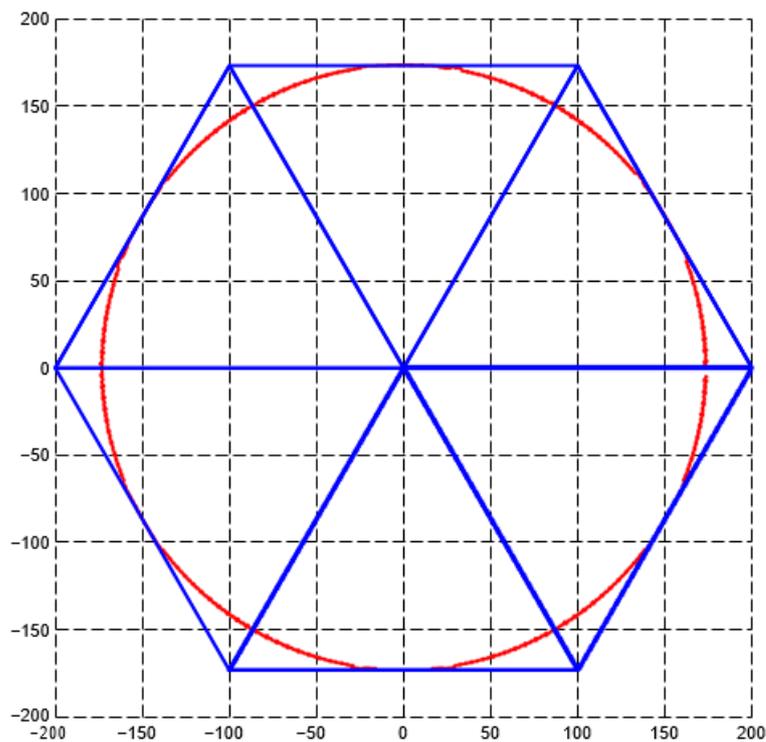


Figura 3. 28: Gráfica para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.
Elaborado por: Autor.

Mientras que la figura 3.29 muestra los lugares geométricos circulares máximos de la modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico (THIPWM) (ver línea azul) y de la submodulación de la modulación de ancho

de pulso de espacio vectorial (SVPWM) (ver línea roja), y los mismos tienen el mismo radio.

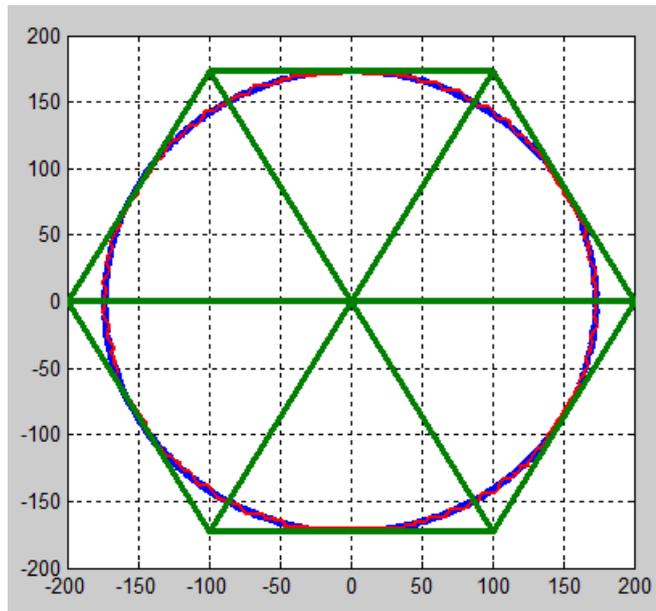


Figura 3. 29: Gráfica para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.
Elaborado por: Autor.

En las figuras 3.30 y 3.31 se muestran los sitios geométricos del vector espacial aplicado, que resulta ser en parte circular y en parte hexagonal.

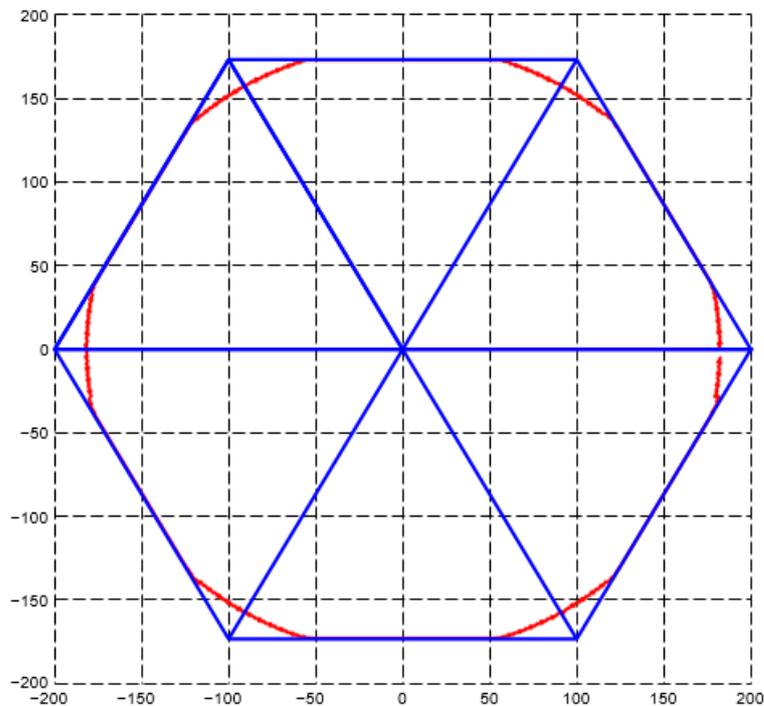


Figura 3. 30: Gráfica para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.
Elaborado por: Autor.

En la parte del hexágono, solo se aplican dos estados activos. Los resultados simulados muestran que la región de sobremodulación 1 tiene un índice de modulación que puede llegar a 0.952. Esta es una extensión de aproximadamente 5%, lo cual es una mejora significativa.

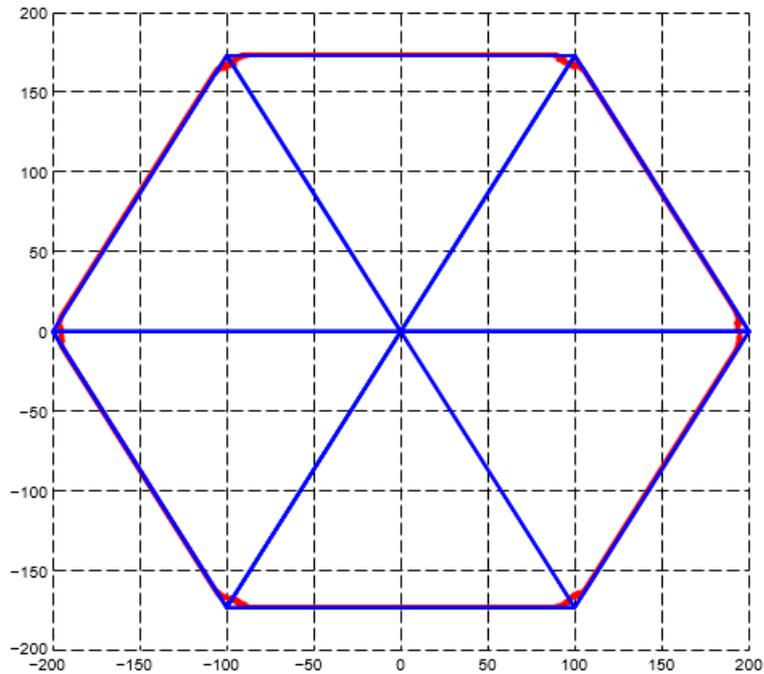


Figura 3. 31: Gráfica para la modulación de ancho de pulso sinusoidal.
Elaborado por: Autor.

Conclusiones.

- El trabajo de titulación ha proporcionado una revisión exhaustiva de cada una de las técnicas con un enfoque especial en el funcionamiento de modulación de ancho de pulso del vector espacial (SVPWM) en los modos de submodulación y sobremodulación.
- En este proyecto se han desarrollado y probado modelos de Simulink para las tres técnicas en el software MatLab/Simulink. El modelo SVPWM es capaz de generar tanto el funcionamiento de la región de submodulación de SVPWM como la región 1 de sobremodulación.
- Como se ve en los resultados de la simulación, SVPWM y THIPWM tienen un rendimiento superior en comparación con SPWM, especialmente en la región de sobremodulación de SVPWM. La técnica SPWM es muy popular entre los convertidores industriales. Es el esquema de modulación más fácil de comprender e implementar. Esta técnica se puede utilizar en inversores monofásicos y trifásicos.

Recomendaciones.

- Se deben realizar más estudios de simulación en la región 2 de SVPWM de sobremodulación mediante el uso de redes neuronales disponible en MatLab/Simulink, ya que mediante la implementación de redes neuronales la respuesta es mucho más rápida y puede aumentar la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia en el inversor.
- En la revisión de artículos científicos relacionados con la simulación propuestos se pudo identificar el empleo de programas de modelamiento como Python a través de Tensor Flow y otras aplicaciones que aplican el uso de redes neuronales en el área de electricidad.

Bibliografía

- Aboadla, E. H. E., Khan, S., Habaebi, M. H., Gunawan, T., Hamidah, B. A., & Yaacob, M. B. (2016). Effect of modulation index of pulse width modulation inverter on Total Harmonic Distortion for Sinusoidal. *2016 International Conference on Intelligent Systems Engineering (ICISE)*, 192–196. <https://doi.org/10.1109/INTELSE.2016.7475119>
- Adda, R., Joshi, A., & Mishra, S. (2013). Pulse width modulation of three-phase switched boost inverter. *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 769–774. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6646780>
- Batta, S., Ramulu, A., Duggal, S., & Sahoo, S. K. (2012). Performance Analysis and Simulation of Three Phase Voltage Source Inverter using basic PWM Techniques. *IET Chennai 3rd International Conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2012)*, 257–263. <https://doi.org/10.1049/cp.2012.2223>
- Christ, R. D., & Wernli, R. L. (2014). *The ROV manual: A user guide for remotely operated vehicles* (Second edition). Butterworth-Heinemann is an imprint of Elsevier.
- Handoko, C. R. (2019). Sine Wave Inverter Bipolar SPWM using Analog Triggering Circuit. *International Journal of Engineering Research And*, 8(3), 372–375. <https://doi.org/10.17577/IJERTV8IS030197>
- Hassan, A. E. M. M., Sayed, M. A., & Mohamed, E. E. M. (2017). Experimental investigation of three-phase AC/AC matrix converter based space-vector modulation with passive load. *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, 577–584. <https://doi.org/10.1109/MEPCON.2017.8301239>
- Kalya, S., Kulkarni, M., & Shivaprakasha, K. S. (Eds.). (2020). *Advances in communication, signal processing, VLSI, and embedded systems: Select proceedings of VSPICE 2019*.

- Maset Sancho, E. (2012). *Inversores modulados: Tema 8—Lección 13* [Apuntes de Clases]. <https://www.uv.es/emaset/iep00/>
- Mohanty, N. K., & Muthu, R. (2010). Microcontroller Based PWM Controlled Four Switch Three Phase Inverter Fed Induction Motor Drive. *Serbian Journal of Electrical Engineering*, 7(2), 195–204.
- Namboodiri, A. V., & Wani, H. S. (2014). *Unipolar and Bipolar PWM Inverter*. /paper/Unipolar-and-Bipolar-PWM-Inverter-Namboodiri-Wani/c906f8781d6ca71bf22db990294d883b8a529b1e
- Peddapelli, S. K. (2014). Recent Advances in Pulse Width Modulation Techniques and Multilevel Inverters. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 8(3), 593–601.
- Pyeatt, L. D., & Ughetta, W. (2020). *ARM 64-Bit Assembly language*. Newnes. <https://proquest.safaribooksonline.com/9780128192221>
- Sevilmis, F., & Karaca, H. (2014). Simulation and analysis of SVPWM based VSI for wind energy systems. *Proceedings of the 2014 6th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, 73–78. <https://doi.org/10.1109/ECAI.2014.7090151>
- Sharma, A. K., Sharma, A. K., & Vijay, N. (2014). Unipolar and Bipolar SPWM Voltage Modulation Type inverter for Improved Switching Frequencies. *International Journal of Engineering Sciences & Research Technology*, 3(8), 106–110.
- Shete, P. S., Kanojiya, R. G., & Maurya, N. S. (2012). *Performance of Sinusoidal Pulse Width Modulation based Three Phase Inverter*. 22–26.
- Tajuddin, M. F. N., Ghazali, N. H., Siong, T. C., & Ghazali, N. (2009). Modelling and simulation of modified unipolar PWM scheme on a single phase DC-AC converter using PSIM. *2009 IEEE Student Conference on Research and Development (SCoReD)*, 328–331. <https://doi.org/10.1109/SCORED.2009.5443009>

- Venkatesan, M., Adhavan, B., Suresh, K., Balachander, K., & Prabakar, M. L. C. (2020). Research on FPGA controlled three phase PV inverter using multi carrier PWM control schemes. *Microprocessors and Microsystems*, 76, 103089. <https://doi.org/10.1016/j.micpro.2020.103089>
- Zhou, L. (2005). *Evaluation and DSP Based Implementation of PWM Approaches for Single-Phase DC-AC Converters* [Tesis de Maestría]. Universidad del Estado de Florida.



DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Solís Morocho, Diego Armando** con C.C: # 030225435-4 autor del Trabajo de Titulación: **Diseño e implementación de técnicas de modulación por ancho de pulso para sistemas inversores de voltaje trifásicos** previo a la obtención del título de **INGENIERO ELÉCTRICO MECÁNICO** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 17 de septiembre del 2020

f. _____

Nombre: Solís Morocho, Diego Armando

C.C: 030225435-4



Presidencia
de la República
del Ecuador



Plan Nacional
de Ciencia, Tecnología,
Innovación y Saberes



SENESCYT
Secretaría Nacional de Educación Superior,
Ciencia, Tecnología e Innovación

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA			
FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN			
TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Diseño e implementación de técnicas de modulación por ancho de pulso para sistemas inversores de voltaje trifásicos		
AUTOR(ES)	Solís Morocho, Diego Armando		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES)	M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo		
CARRERA:	Ingeniería Eléctrico Mecánica		
TÍTULO OBTENIDO:	Ingeniero Eléctrico Mecánico		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	17 de Septiembre del 2020	No. DE PÁGINAS:	60
ÁREAS TEMÁTICAS:	Electrónica de potencia, Sistemas Trifásicos, Inversores de Voltaje		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	MODULACIÓN, PULSO, INVERSORES, VOLTAJE, TRIFÁSICO, PWM		
RESUMEN/ABSTRACT (150-250 palabras):			
<p>Este documento describe la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM) que es uno de los aspectos vitales para el control de circuitos electrónicos de potencia. Varias técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) se aplican cada vez más en muchas aplicaciones industriales nuevas que requieren un rendimiento superior. Las técnicas PWM más ampliamente aplicadas para inversores de fuente de voltaje trifásico son la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM), la modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico (THIPWM) y la modulación de ancho de pulso de vector espacial (SVPWM). En este documento del trabajo de titulación se explica el diseño e implementación de técnicas de modulación por ancho de pulso para sistemas inversores de voltaje trifásicos. En el capítulo 3 se realizan los diseños de las tres técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM) y se evalúan cada uno de los escenarios implementados en MatLab/Simulink.</p>			
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593995202904	E-mail: dasolis89@hotmail.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN: COORDINADOR DEL PROCESO DE UTE	Nombre: Palacios Meléndez, Edwin Fernando		
	Teléfono: +593-9-67608298		
	E-mail: edwin.palacios@cu.ucsg.edu.ec		
SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA			
Nº. DE REGISTRO (en base a datos):			
Nº. DE CLASIFICACIÓN:			
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):			