

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CHIHUAHUA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

***“PROTOTIPO DE RECTIFICADOR TRIFÁSICO
PWM EN LA APLICACIÓN DEL FLUJO DE
POTENCIA EN TURBINAS EÓLICAS”***

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

***MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA
ELECTRÓNICA***

PRESENTA:

ING. DAVID ALEJANDRO CARREÓN LUNA

DIRECTOR DE TESIS:

DR. JOSÉ LUIS DURÁN GÓMEZ



CHIHUAHUA, CHIH., JUNIO 2018

RESUMEN

PROTOTIPO DE RECTIFICADOR TRIFÁSICO PWM EN LA APLICACIÓN DEL FLUJO DE POTENCIA EN TURBINAS EÓLICAS

Ing. David Alejandro Carreón Luna
Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica
División de Estudios de Posgrado e Investigación del
Instituto Tecnológico de Chihuahua
Chihuahua, Chih., 2017
Director de Tesis: Dr. José Luis Durán Gómez

Este trabajo de investigación presenta el estado del arte de los convertidores ca/cd, conocidos como rectificadores, así como el fundamento matemático detrás de este acondicionador de potencia. Además, se presenta el algoritmo implementado para el control de las señales de disparo mediante una plataforma dSPACE y un escenario *ControlDesk*, para su monitoreo en tiempo real, para ser implementado en un sistema de generación eólico, así como los resultados de experimentación obtenidos.

Con los resultados obtenidos en simulación, se comprueba que el rectificador trifásico logra operar correctamente mediante la técnica de modulación por ancho de pulso sinusoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*, SPWM, por sus siglas en inglés) en lazo abierto, y se observa las formas de onda que se espera tener, tanto a la entrada como a la salida del rectificador.

Finalmente, se implementa el acondicionador de potencia propuesto para su experimentación y validación en el laboratorio, utilizando un módulo inteligente de potencia (*Intelligent Power Module*, IPM, por sus siglas en inglés) FSAM10SH60A, de Fairchild Semiconductor, el cual conforma la etapa de potencia, además de la plataforma dSPACE ds1104, la cual obtiene y procesa las señales requeridas para la generación de los disparos de los interruptores, obteniendo resultados que cumplen con las expectativas previamente observadas en la simulación del rectificador.

ÍNDICE

LISTA DE FIGURAS	<i>v</i>
LISTA DE TABLAS	<i>vi</i>
CAPÍTULOS	
1. Capítulo I. Introducción	1
1.1 Introducción.	1
1.2 Energía Eólica	1
1.2.1 Turbinas Eólicas	2
1.3 Generación Distribuida	3
1.4 Normas Internacionales para Turbinas Eólicas	4
1.5 Estándar IEEE 519	4
1.6 Electrónica de Potencia	5
1.7 Rectificadores Controlados	7
1.8 Contexto de Desarrollo de la Tesis	8
1.9 Objetivos de la Tesis	9
2. Capítulo II. Marco Teórico	11
2.1 Rectificadores Controlados PWM	11
2.2 PWM en Lazo Abierto	12
2.2.1 PWM Sinusoidal	12
2.2.2 Modulación por Vector de Espacios	13
2.3 Control de Corriente PWM en Lazo Cerrado	14
2.3.1 Controlador por Comparador de Rampa	15
2.3.2 Controlador por Realimentación de Estados	16
2.3.3 Control Predictivo	16
2.3.3.1 Control Predictivo Basado en Histéresis	17
2.3.3.2 Control Predictivo Basado en Trayectoria	17
2.3.3.3 Control Predictivo Exhaustivo	17
2.3.3.4 Control por Modelo Predictivo	18
2.4 Control por Potencia Directa	18
2.5 Antecedentes	19
3. Capítulo III. Rectificador Trifásico PWM	22
3.1 Operación del Rectificador Trifásico	22
3.2 Voltajes y Corrientes de Línea	26
3.3 Voltajes de Entrada en un Rectificador PWM	27
3.4 Modelo del Rectificador PWM en el Marco Síncrono (d-q)	28

3.5	Análisis de Potencia del Rectificador Trifásico PWM	29
3.6	Propiedades en Estado Estable	30
3.7	Característica de Elevación de Voltaje	31
3.8	Ciclo de Trabajo	33
3.9	Pérdidas de Potencia en el Rectificador Trifásico PWM	34
3.10	Distorsión Armónica Total	35
3.11	Índice de Modulación de Amplitud e Índice de Modulación de Frecuencia	36
3.12	Factor de Potencia y Factor de Potencia de Desplazamiento	38
3.13	Ejemplo de Análisis y Diseño de los Parámetros del Rectificador Trifásico Propuesto	38
3.13.1	Inductancia de Línea	39
4.	Capítulo IV. Resultados de Simulación en Lazo Abierto	41
4.1	Resultados de Simulación	41
4.2	Cálculo de la Distorsión Armónica Total	58
5.	Capítulo V. Montaje Experimental y Resultados de Experimentación	51
5.1	Montaje Experimental	51
5.1.1	Plataforma de Procesamiento dSPACE ds1104	52
5.1.2	Módulo Inteligente de Potencia FSAM10SH60A	54
5.2	Resultados de Montaje Experimental	55
5.2.1	Generación de Pulsos PWM para los Disparos de los Interruptores	55
5.2.2	Principales Formas de Onda del Rectificador Trifásico PWM	58
5.2.3	Voltajes y Corrientes de Entrada al Rectificador Trifásico PWM	60
5.2.4	Voltajes y Corrientes de Salida del Rectificador Trifásico PWM	63
5.2.5	Pérdidas de Potencia del Rectificador Trifásico PWM	64
5.2.6	Eficiencia del Rectificador Trifásico PWM	65
6.	Capítulo VI. Diseño y Simulación del Sistema de Control para el Rectificador Trifásico PWM	68
6.1	Diseño de los Controladores de Corriente	69
6.2	Diseño de los Controladores de Voltaje	71
6.3	Resultados de Simulación del Sistema de Control	74
7.	Capítulo VII. Conclusiones, Aportaciones y Trabajo a Futuro	82
8.1	Conclusiones	82
8.2	Aportaciones	83
8.3	Trabajo a Futuro	84
8.	Anexos.	85
I	Guía de Procedimientos para la Medición de los Parámetros Eléctricos Característicos	85
	REFERENCIAS	95

LISTA DE FIGURAS

1. Capítulo I. Introducción	
Figura 1.1 Patrones de circulación de vientos superficiales.	2
Figura 1.2 Diagrama a bloques de un convertidor controlado.	7
Figura 1.3 Cuadrantes de operación de un rectificador controlado	8
2. Capítulo II. Marco Teórico	
Figura 2.1 Modulación SPWM.	12
Figura 2.2 Representación de vector de espacios de un convertidor trifásico.	13
Figura 2.3 Técnicas de control por modo de corriente.	15
Figura 2.4 Esquema a bloques del control de corriente un rectificador trifásico PWM	16
Figura 2.5 Tipos de control predictivo	17
Figura 2.6 Esquema de Control Predictivo por Modulación de Vector de Espacios propuesto por A. Bouafia	19
Figura 2.7 Esquema de control propuesto por P. Cortés utilizando MPC.	20
3. Capítulo III. Rectificador PWM Propuesto	
Figura 3.1 Diagrama de un rectificador trifásico PWM	22
Figura 3.2 Diagrama equivalente de una fase del rectificador trifásico PWM	23
Figura 3.3 Diagrama fasorial del rectificador trifásico PWM	24
Figura 3.4 Estados de conmutación de un convertidor puente completo PWM	25
Figura 3.5 Representación vectorial de los posibles estados del convertidor PWM	26
Figura 3.6 Circuito equivalente del rectificador trifásico PWM al encendido	31
Figura 3.7 Circuito equivalente del rectificador trifásico PWM al apagado	32
4. Capítulo IV. Resultados de Simulación en Lazo Abierto	
Figura 4.1 Diagrama esquemático en lazo abierto implementado en la herramienta computacional PLECS	42
Figura 4.2 Voltaje y corriente de salida del rectificador trifásico PWM	43
Figura 4.3 Voltaje y corriente de entrada del rectificador trifásico PWM	44
Figura 4.4 Espectro de frecuencia del voltaje de entrada de línea a neutro	45
Figura 4.5 Espectro de frecuencia de la corriente de entrada	45
Figura 4.6 Voltaje de entrada de línea a línea del rectificador trifásico PWM	46
Figura 4.7 Voltajes de línea a neutro del rectificador trifásico PWM	47
Figura 4.8 Comparación de señales para la generación de pulsos mediante la técnica de modulación SPWM	47
Figura 4.9 Pulsos PWM generados para el disparo de los interruptores	48
Figura 4.10 Corriente a través de los interruptores IGBT y diodo anti paralelo	49
5. Capítulo V. Montaje Experimental y Resultados de Experimentación	

Figura 5.1	Montaje experimental utilizado para la implementación del	52
	rectificador trifásico	
Figura 5.2	Escenario <i>Controldesk</i> para el monitoreo de las señales adquiridas en	53
	tiempo real	
Figura 5.3	Diagrama en software Simulink para el procesamiento de las señales y	54
	la generación de los pulsos de disparo PWM	
Figura 5.4	Diagrama a bloques del sistema general utilizando la plataforma	55
	dSPACE y el módulo inteligente de potencia	
Figura 5.5	Pulsos generados para la conmutación de los interruptores IGBT	56
Figura 5.6	Tiempo muerto insertado entre las señales de los interruptores de una	56
	rama	
Figura 5.7	Pulsos de salida de la interfaz de aislamiento	57
Figura 5.8	Pulsos generados para los 3 interruptores de la parte alta del	57
	rectificador trifásico PWM	
Figura 5.9	Voltaje de salida, corriente de salida, voltaje de entrada de línea a	58
	neutro y corriente de entrada de línea del rectificador trifásico PWM	
Figura 5.10	Voltaje de entrada y voltaje de salida del rectificador trifásico PWM	59
Figura 5.11	Corriente de entrada y corriente de salida del rectificador trifásico	59
	PWM	
Figura 5.12	Voltaje de entrada de línea a neutro y corriente de línea del	60
	rectificador trifásico PWM	
Figura 5.13	Alineamiento del voltaje y la corriente de entrada para observar el	61
	desfasamiento entre señales	
Figura 5.14	Voltajes de línea a neutro y corrientes de entrada del rectificador	61
	trifásico PWM	
Figura 5.15	Voltajes de línea a línea del rectificador trifásico PWM	62
Figura 5.16	Corriente de línea y corriente conmutada a través de la rama 1 del	63
	rectificador trifásico PWM	
Figura 5.17	Voltaje de salida y corriente de salida del rectificador trifásico PWM	63
Figura 5.18	Cambio en la escala (V/div.) para apreciar el rizo del voltaje de salida	64
Figura 5.19	Comportamiento de la eficiencia del rectificador trifásico con respecto	67
	a la potencia de salida	
6.	Capítulo VI. Diseño y Simulación del Sistema de Control para el Rectificador	
	Trifásico PWM	
Figura 6.1	Diagrama a bloques del control propuesto para el rectificador trifásico	68
Figura 6.2	Diagrama a bloques de la función de transferencia del rectificador en	69
	lazo cerrado	
Figura 6.3	Generación de la corriente de error y generación de disparos para los	70
	interruptores	
Figura 6.4	Diagrama a bloques del lazo de voltaje	71
Figura 6.5	Diagrama a bloques del efecto de un escalón de carga en el voltaje de	72
	salida	
Figura 6.6	Diagrama del sistema implementado en el ambiente de simulación	75
	PLECS/Simulink	

Figura 6.7	Variación en el tiempo del voltaje de salida ante un cambio de carga del 100% al 50% de la potencia de salida	75
Figura 6.8	Variación en el tiempo de la corriente de salida ante un cambio de carga del 100% al 50% de la potencia de salida	76
Figura 6.9	Variación en el tiempo de la corriente de entrada ante un cambio de carga del 100% al 50% de la potencia de salida	76
Figura 6.10	Variación en el tiempo del índice de modulación de amplitud ante un cambio de carga del 100% al 50% de la potencia de salida	77
Figura 6.11	Variación en el tiempo del voltaje de salida ante un cambio de carga del 50% al 100% de la potencia de salida	77
Figura 6.12	Variación en el tiempo de la corriente de salida ante un cambio de carga del 50% al 100% de la potencia de salida	78
Figura 6.13	Variación en el tiempo de la corriente de entrada ante un cambio de carga del 50% al 100% de la potencia de salida	78
Figura 6.14	Variación en el tiempo del índice de modulación de amplitud ante un cambio de carga del 50% al 100% de la potencia de salida	79
Figura 6.15	Variación en el tiempo del voltaje de salida ante un cambio de carga del 50% al 100% en el tiempo 0.25 y del 50% al 100% en el tiempo 0.6 de la potencia de salida	80
8. Anexo.	Guía de Procedimientos para la Medición de los Parámetros Eléctricos Característicos	
Figura 8.1	Sistema de adquisición de datos para realizar las mediciones de los parámetros eléctricos característicos	86
Figura 8.2	Sistema para evaluar la respuesta de la turbina eólica ante las caídas de voltaje	89
Figura 8.3	Variación del punto de referencia de la potencia activa de la turbina eólica	91
Figura 8.4	Variación del punto de referencia de la potencia reactiva de la turbina eólica	92

LISTA DE TABLAS

2. Capítulo II. Marco Teórico		
Tabla 2.1	Estados de conmutación del rectificador PWM para el esquema DPC	18
3. Capítulo III. Rectificador Trifásico PWM		
Tabla 3.1	Armónicos principales presentes en el rectificador trifásico PWM	36
4. Capítulo IV. Resultados de Simulación en Lazo Abierto		
Tabla 4.1	Parámetros del sistema utilizados en la simulación	41
5. Capítulo V. Montaje Experimental y Resultados de Experimentación		
Tabla 5.1	Parámetros del sistema utilizados en la experimentación	55

Tabla 5.2	Parámetros utilizados para el cálculo de las pérdidas de potencia	65
Tabla 5.3	Eficiencia del rectificador trifásico PWM	66
8. Anexo.	Guía de Procedimientos para la Medición de los Parámetros Eléctricos Característicos	
Tabla 8.1	Especificación de caídas de voltaje	89

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presenta una introducción a la situación actual acerca del agotamiento de los combustibles fósiles y el impacto ambiental. Además, trata también acerca de las energías renovables, sobre todo a la energía eólica, así como de la aplicación de la electrónica de potencia para el aprovechamiento de esta energía.

Existe una gran cantidad de energía en el viento, la cual está disponible para una conversión de energía. La potencia en el viento en cualquier momento es el resultado de una masa de aire moviéndose a cierta velocidad en una dirección en particular.

1.1 Introducción

La necesidad de disponer de energía en todo momento consume a nuestra sociedad, y a medida que la tecnología avanza en ciertas áreas, la habilidad para producir energía ha tenido que mantener el paso con las crecientes demandas. La producción de energía por los métodos tradicionales ha contaminado nuestro planeta, al punto que es necesario encontrar fuentes de energía alternas. Renovable, limpia y segura son los adjetivos que se deberían usar al describir la producción de energía; dentro de las cuales, la energía eólica es de las más cercanas que pueden caer dentro de ese criterio.

1.2 Energía Eólica

La fuente original de la energía renovable contenida en el viento de la tierra es el sol. Los vientos globales son causados por las diferencias de presión a través de la superficie de la Tierra debido al calentamiento desigual de la tierra por la radiación solar. En un modelo de flujo simple, el aire sube en el ecuador y desciende por los polos. La circulación de la atmósfera que resulta de un calentamiento desigual es influenciada por los efectos de la rotación de la tierra. Además, las variaciones de las estaciones en la distribución de la energía solar hacen incrementar las variaciones en la circulación [1].

La circulación global del viento involucra patrones de viento a larga escala, los cuales cubren el planeta entero, como se muestra en la Fig. 1.1.

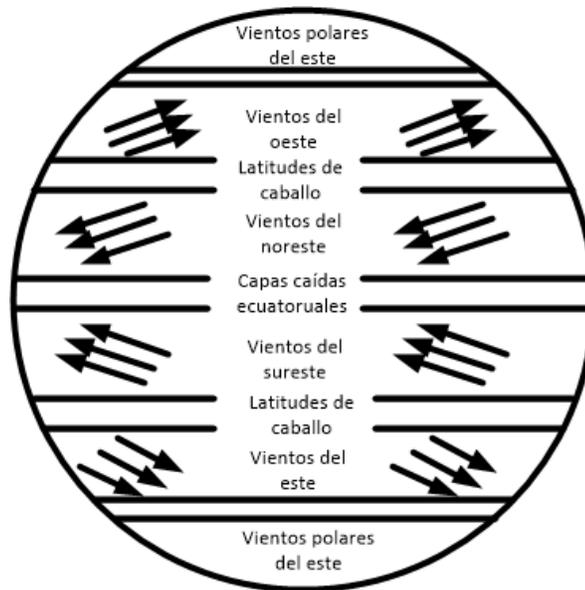


Fig. 1.1 Patrones de circulación de vientos superficiales.

Para capturar esta energía, o parte de ésta, es necesario colocar en el camino del viento una máquina, para transferir la potencia generada por el viento a dicha máquina. Las primeras máquinas eran utilizadas para bombear agua para propósitos de irrigación y luego se desarrollaron los molinos para moler grano. Ha sido en el último siglo que ha habido una investigación y desarrollo intensivos sobre el uso de energía eólica para generar electricidad. En la actualidad, existen diferentes tipos de máquinas de viento, o turbinas eólicas, las cuales se pueden clasificar en dos categorías: turbinas las cuales su rotor gira en un eje horizontal y turbinas cuyo rotor gira en un eje vertical.

1.2.1 Turbinas Eólicas

La turbina eólica es una máquina que convierte la energía del viento en electricidad. Como generadores de electricidad, las turbinas eólicas son conectadas a alguna red eléctrica. Estas redes incluyen circuitos para cargar baterías, sistemas residenciales, redes aisladas y redes de gran utilidad. En turbinas eólicas modernas, el proceso de conversión obtiene como primer

producto energía mecánica que luego es convertida a energía eléctrica por medio de un generador. Las turbinas eólicas producen energía solamente en respuesta al recurso que está inmediatamente disponible, es por esto que la potencia entregada por la turbina es inherentemente fluctuante, por lo cual cualquier sistema que esté conectado a la turbina debe tomar esta variabilidad en cuenta.

Casi todas las turbinas eólicas usan generadores síncronos o de inducción. Estos diseños implican una constante o casi constante velocidad rotacional cuando el generador está conectado a una red. Si el generador es usado con convertidores electrónicos de potencia, la turbina puede operar a velocidad variable. Ésta configuración ofrece varios beneficios, incluyendo la reducción del desgaste en la turbina y el potencial de operación de la turbina a máxima eficiencia en un amplio rango de velocidades del viento, incrementando la captura de la energía. Aunque existen varias opciones de hardware para la operación de velocidad variable de turbinas eólicas, los convertidores electrónicos de potencia son utilizados en el diseño de la mayoría de las máquinas de velocidad variable.

Debido a estos factores, es necesario acondicionar la energía producida por el generador de la turbina hacia la red eléctrica, para que ésta sea controlada y entregada de manera estable [2].

1.3 Generación Distribuida

A la generación de la energía eléctrica lo más cerca posible al lugar de consumo e incorporando el respaldo de la red del sistema eléctrico para compensar cualquier requerimiento adicional de compra o venta de electricidad se le conoce como generación distribuida [3].

Debido a la conexión con la red de distribución eléctrica, se deben tomar en cuenta algunos aspectos técnicos como:

- Relevadores de protección
- Sistema de tierra
- Conexión del transformador
- Conformidad con normas de los convertidores de potencia

- Mantenimiento preventivo y correctivo

1.4 Normas Internacionales para Turbinas Eólicas

La comisión electromecánica internacional (*International Electromechanical Commission*, por sus siglas en inglés, IEC) tiene como propósito en su norma IEC 61400 el proveer una metodología uniforme que asegure consistencia y precisión en la presentación, pruebas y evaluación de las características de la calidad de la energía en turbinas eólicas conectadas a la red eléctrica [4][5]. Las mediciones tienen como propósito en general verificar los parámetros característicos de la calidad de la energía para el rango completo de operación de la turbina eólica.

La sección 7.1.2 de la norma IEC 61400-21 especifica que la distorsión armónica total del voltaje, la cual incluye hasta el armónico número 50, debe ser menor al 5%. Bajo esta condición se guía este trabajo de investigación.

1.5 Estándar IEEE 519

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*, por sus siglas en inglés, IEEE) establece en su estándar IEEE 519 condiciones para la interfaz entre las fuentes y las cargas en el punto de acoplamiento común, así como la observación de las metas del diseño para reducir la interferencia entre el equipo eléctrico [6]. Cabe mencionar que las prácticas recomendadas en este estándar se refieren a limitaciones en estado estable.

Los límites en esta práctica recomendada están destinados tanto al dueño del sistema o los operados de este y a los usuarios. Los usuarios producen armónicos de corriente que fluyen a través del sistema de los dueños u operadores, lo cual conlleva a armónicos de voltaje en los voltajes de alimentación para los usuarios.

Es por esto que el estándar IEEE 519 en su versión 2014 recomienda una distorsión armónica total de corriente menor al 5%, para evitar las situaciones previamente mencionadas.

1.6 Electrónica de Potencia

En términos generales, la tarea de la electrónica de potencia es procesar y controlar el flujo de energía eléctrica mediante el suministro de voltajes y corrientes en una forma óptima para las cargas de los usuarios.

En los procesos de conversión de energía, es importante que la pérdida de potencia que se presente sea pequeña, y por ende, se tenga una alta eficiencia de energía, por dos razones: el costo de la energía desperdiciada y la dificultad para eliminar el calor generado debido a la energía disipada. Otras consideraciones importantes son la reducción de tamaño, peso y costo.

Un convertidor es un módulo básico de los sistemas de electrónica de potencia. El convertidor usa dispositivos semiconductores de potencia controlados por señales electrónicas (circuitos integrados) y quizás elementos de almacenamiento de energía, como inductores y capacitores. Con base en la forma (frecuencia) en ambos lados, los convertidores se dividen en las siguientes categorías principales:

- 1) CA a CC
- 2) CC a CA
- 3) CC a CC
- 4) CA a CA

De modo más específico, en la conversión de CA a CC y CC a CA, el término rectificador se refiere a un convertidor cuando el flujo de potencia promedio es del lado de CA al lado de CC. El término inversor se refiere al convertidor cuando el flujo de potencia promedio es del lado de CC al lado de CA.

Las crecientes capacidades de energía, la facilidad de control y los costos reducidos de los dispositivos semiconductores modernos de potencia han hecho que los convertidores sean asequibles en un gran número de aplicaciones y han abierto una infinidad de nuevas topologías de la electrónica de potencia.

Los dispositivos semiconductores de potencia disponibles se clasifican en tres grupos, de acuerdo con su grado de controlabilidad:

- 1) Diodos. Estados de conexión y desconexión controlados por el circuito de potencia.
- 2) Tiristores. Son activados mediante una señal de control, pero pueden ser desactivados por medio del circuito de potencia (control de fase) o por un circuito de control externo.
- 3) Interruptores controlables. Se conectan y desconectan mediante señales de control.

La categoría de interruptores controlables abarca varios tipos de dispositivos, como transistores de unión bipolar (*Bipolar Junction Transistors*, BJT, por sus siglas en inglés), transistores de efecto de campo óxido metálico semiconductor (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors*, MOSFET, por sus siglas en inglés), tiristores desactivables por compuerta (*Gate Turn Off Thyristor*, GTO, por sus siglas en inglés), y transistores bipolares de puerta aislada (*Insulated Gate Bipolar Transistors*, IGBT por sus siglas en inglés).

Los convertidores de CC-CC se usan extensamente en sistemas de suministro de energía CC regulados de modo de conmutación y en aplicaciones de accionamientos motrices. La entrada a estos convertidores es a menudo un voltaje de CC no regulado que se obtiene mediante la rectificación del voltaje de línea, y por lo tanto fluctuará debido a los cambios en la magnitud del voltaje de línea. Los convertidores de modo de conmutación CC a CC se usan para convertir la entrada de CC no regulada en una salida de CC controlada en el nivel de voltaje deseado.

En un convertidor CC-CC con un voltaje de entrada dado, el voltaje medio de salida se controla mediante el control de los tiempos de encendido y apagado. Éste método es llamado modulación por ancho de pulsos (*Pulse-Width Modulation*, PWM, por sus siglas en inglés). En la conmutación del tipo PWM con una frecuencia de conmutación constante, la señal de control del interruptor que controla el estado (encendido o apagado) del interruptor se genera por medio de la comparación de un voltaje de control en el nivel de señales con una forma de onda repetitiva. La señal del voltaje de control se obtiene por lo general mediante la amplificación del error, o la diferencia entre el voltaje de salida real y su valor deseado. La frecuencia de la forma de onda repetitiva con un pico constante, generalmente una forma diente de sierra, establece la frecuencia de conmutación.

1.7 Rectificadores Controlados

En algunas aplicaciones, como cargadores de baterías y una clase de accionamientos de motores de CC y CA, es necesario que el voltaje de CC sea controlable. La conversión de CA a CC controlada se logra en convertidores controlados por fases y de frecuencia de línea por medio de tiristores, como se muestra en la Fig. 1.2. Debido a la creciente disponibilidad de interruptores de mejor control en altas especificaciones de voltaje y corriente, estos convertidores por tiristores hoy en día se usan sobre todo en aplicaciones trifásicas de alta potencia.

Como implica el nombre de estos convertidores, los voltajes de frecuencia de línea están presentes en su lado de CA. En estos convertidores, el instante en el cual un tiristor empieza o deja de conducir depende de las formas de ondas de voltaje CA de línea de frecuencia y las entradas de control. Además, la transferencia o conmutación de corriente de un dispositivo al siguiente ocurre en forma natural debido a la presencia de estos voltajes de CA.

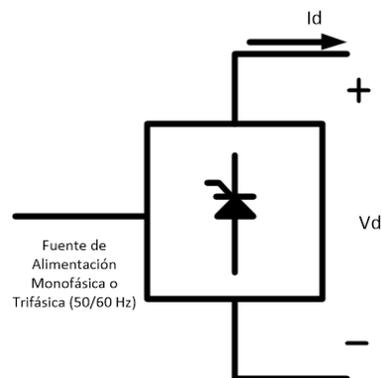


Fig. 1.2 Diagrama a bloques de un convertidor controlado.

Para voltajes de línea de CC dados, el *promedio* de voltaje del lado de CC puede controlarse desde un valor máximo positivo hasta un valor mínimo negativo de manera continua. La corriente CC del convertidor I_d (o i_d en forma instantánea) no puede cambiar de sentido, como se explicará después. Por tanto, un convertidor de este tipo sólo opera en dos cuadrantes (del plano $V_d - I_d$), como se muestra en la Fig. 1.3.

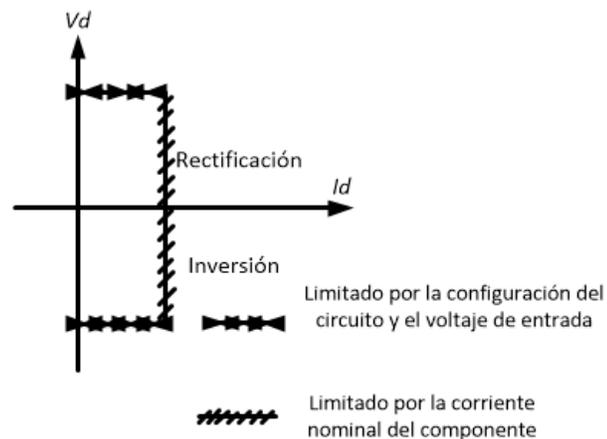


Fig. 1.3 Cuadrantes de operación de un rectificador controlado.

En algunas aplicaciones, como en accionamientos motrices de CC de velocidad reversible con frenado regenerativo, el convertidor debe ser capaz de operar en los cuatro cuadrantes. Esto se logra mediante la conexión de los convertidores de dos cuadrantes (que ya se describieron) en anti paralelo o espalda con espalda [7].

1.8 Contexto del Desarrollo de la Tesis

El consumo de energía juega un papel importante en el rol de la vida cotidiana, la cual depende fuertemente de combustibles fósiles. El agotamiento de recursos como el petróleo y gas natural ha forzado a la gente a buscar fuentes de energía renovables, como la solar, eólica, geotérmica e hidroeléctrica. Otra forma de salvar los valiosos recursos naturales y resolver el problema ambiental es desarrollar dispositivos de conversión de energía más limpios y eficientes.

Esta tesis presenta el diseño e implementación de un rectificador controlado PWM, empleado como acondicionador de potencia para una turbina eólica. El convertidor consiste en un módulo inteligente de potencia a base de dispositivos semiconductores de potencia IGBT, el cual tiene la función de rectificar y elevar el voltaje a la salida, con una potencia de 5 kW, para luego ser conectado a un inversor, y posteriormente ser interconectado a la red eléctrica. Se utiliza un procesador digital de señales (*Digital Signal Processor*, DSP, por sus siglas en

inglés), para la generación de los pulsos PWM y el monitoreo de las señales del rectificador trifásico.

Este prototipo es parte del proyecto de investigación a nivel nacional por parte del Centro Mexicano de Innovación en Energía - Eólico (por sus siglas, CEMIE - Eólico), el cual se lleva a cabo por parte de varias instituciones educativas, empresas y centros de investigación, los cuales son el Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial (por sus siglas, CIDESI), el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (por sus siglas, INAOE), la Universidad Autónoma de Querétaro (por sus siglas, UAQ), el Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey (por sus siglas, ITESM) campus Monterrey, el Instituto Tecnológico del ISTMO, la Universidad Autónoma de Zacatecas, el Instituto Tecnológico Sanmiguelense de Estudios Superiores, el Centro de Tecnología Avanzada (por sus siglas, CIATEQ), el Instituto Tecnológico de la Laguna, la Universidad Politécnica de Chiapas, la Universidad del ISTMO, Industrial Friction Materials S.A. de C.V., Potencia Industrial S.A. de C.V., Manufacturera de Cigüeñales de México S.A. de C.V., la Universidad Michoacana de San Nicolás Hidalgo y el Instituto Tecnológico de Chihuahua, cuyo nombre es *“Integración y Consolidación de Capacidades Nacionales Para el Desarrollo de Pequeños Aerogeneradores, Mediante el Diseño, Construcción y Pruebas Exhaustivas de un Aerogenerador con una Capacidad de 20 kW”*.

El proyecto denominado P07, el cual consiste en la construcción de una turbina eólica con capacidad de entregar 30 kW de salida, desde el diseño hasta su implementación y pruebas, mediante la integración de estas instituciones y empresas a nivel nacional.

1.9 Contenido del Documento de Tesis

En esta sección se presenta la estructura del documento de tesis, así como una breve descripción de los capítulos de los cuales está formado. En el Capítulo II se presenta el marco teórico, es decir, el estado del arte de los algoritmos de control para los rectificadores PWM, así como trabajos previamente realizados, y una breve descripción de este tipo de rectificadores y sus aplicaciones, además de una explicación de la técnica de modulación utilizada para el rectificador trifásico PWM propuesto.

En el Capítulo III se presenta el análisis y modelo matemático del rectificador trifásico PWM, así como sus características principales y consideraciones. Además, se presenta el diseño del rectificador trifásico PWM propuesto para la experimentación.

En el Capítulo IV se presentan los resultados de simulación en lazo abierto del rectificador trifásico, los cuales se conforman de las principales formas de onda del rectificador trifásico, así como otros resultados utilizados para el análisis y cálculo de la distorsión armónica total (*Total Harmonic Distortion*, THD, por sus siglas en inglés) y las pérdidas de potencia del rectificador.

En el Capítulo V se presentan los resultados obtenidos mediante el montaje experimental, así como la discusión de dichos resultados. Además, una breve explicación de la plataforma dSPACE ds1104 utilizada para la generación de los disparos y el monitoreo de las señales del rectificador trifásico en tiempo real.

En el Capítulo VI se presenta el esquema de control propuesto para el rectificador trifásico, así como el diseño del capacitor de los lazos de corriente y voltaje utilizados para obtener un voltaje de salida controlado, además de los resultados de simulación del algoritmo de control implementado en el rectificador trifásico.

Finalmente, en el Capítulo VII se presentan las conclusiones del trabajo de investigación, así como las aportaciones realizadas y el trabajo a futuro del proyecto de tesis.

CAPÍTULO II

MARCO TEÓRICO

En este capítulo se presentan las características de los rectificadores controlados, sus técnicas de conmutación, así como algunas técnicas de control para los rectificadores trifásicos PWM. Además, algunos trabajos realizados, de los cuales se incluirán los diagramas de los algoritmos propuestos y una descripción de estos.

2.1 Rectificadores Controlados PWM

Las áreas de aplicación de los convertidores de potencia se siguen expandiendo gracias a las mejoras en la tecnología de los dispositivos semiconductores, los cuales ofrecen voltajes y corrientes más altos, así como mejores características de conmutación. Las principales ventajas de estos convertidores como alta eficiencia, bajo peso, pequeñas dimensiones, rápida operación y altas densidades de potencia, han sido logradas a través del uso de la operación en modo conmutado, en la cual los dispositivos semiconductores son controlados de manera encendido/apagado (sin operar en la región activa). Algunas de las ventajas [8] sobre los rectificadores con diodos son las siguientes:

- Flujo de potencia bidireccional
- Corriente de línea sinusoidal con baja distorsión armónica
- Factor de potencia ajustable
- Voltaje de enlace de CD ajustable
- Tamaño de capacitor de filtro CD reducido

Esto lleva a diferentes tipos de modulación por ancho de pulso (PWM), la cual es una técnica básica de procesamiento de energía aplicada en sistemas de conversión de potencia. En los convertidores modernos, la modulación por ancho de pulso es un proceso de alta velocidad con rangos (dependiendo de la potencia nominal) desde los pocos kHz (para control de motores) hasta los MHz (convertidores resonantes para fuentes de alimentación).

Los principales tipos de PWM se pueden clasificar en dos categorías: PWM en lazo abierto y PWM en lazo cerrado. A continuación, se describen algunas técnicas de ambas categorías.

2.2 PWM en Lazo Abierto

El convertidor PWM debe satisfacer algunas de las siguientes demandas generales:

- Amplio rango de operación lineal
- Número mínimo de conmutaciones para mantener bajas pérdidas por conmutación en los componentes de potencia
- Contenido mínimo de armónicos de voltaje y corriente, porque producen pérdidas adicionales y ruido en la carga
- Eliminación de armónicos de baja frecuencia

2.2.1 PWM Sinusoidal

La modulación por ancho de pulso sinusoidal digital (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*, SPWM, por sus siglas en inglés), está basada en una señal portadora triangular. Comparando la señal portadora con tres señales de referencia sinusoidales, las señales lógicas, las cuales definen los instantes de conmutación del transistor de potencia, son generadas, como se muestra en la Fig. 2.1. La operación con la señal portadora constante concentra los voltajes armónicos alrededor de la frecuencia de conmutación y múltiplos de la frecuencia fundamental.

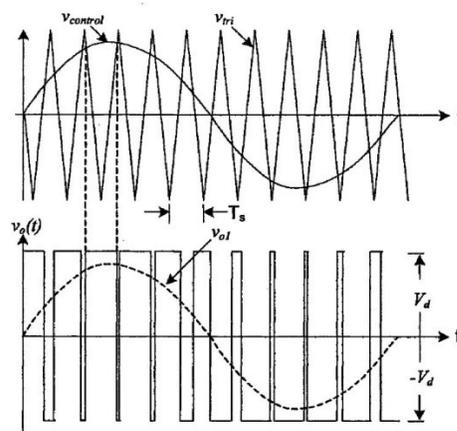


Fig. 2.1 Patrón de pulsos del esquema de modulación por ancho de pulso sinusoidal, SPWM.

2.2.2 Modulación por Vector de Espacios

La estrategia de modulación por vector de espacios (*Space Vector Modulation*, SVM, por sus siglas en inglés), está basada en una representación del vector de espacios del voltaje del lado de ca del convertidor y se ha vuelto muy popular por su simplicidad. Un convertidor trifásico de dos niveles provee ocho posibles estados de conmutación, compuestos por seis activos y dos nulos. Los vectores activos dividen el plano en seis sectores, donde un vector de referencia V^* se obtiene al encender (por un tiempo apropiado) dos vectores adyacentes, como se muestra en la Fig. 2.2.

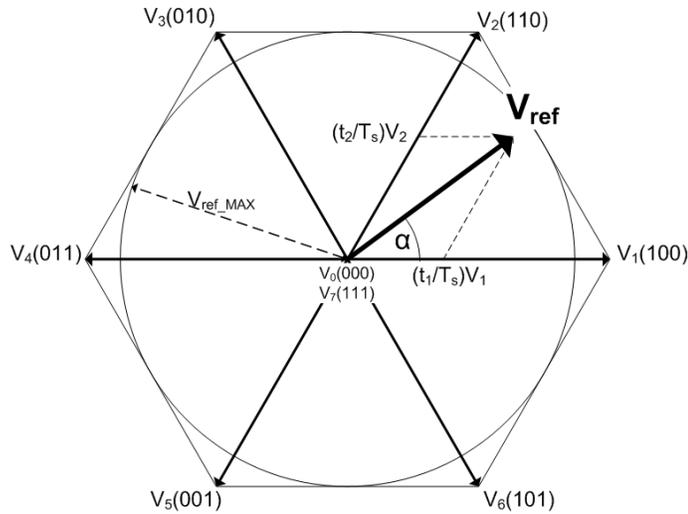


Fig. 2.2 Representación de vector de espacios de un convertidor trifásico.

A diferencia de la modulación PWM por señal portadora, en la SVM no hay moduladores separados por cada fase. El vector de referencia, V^* , es muestreado a una frecuencia fija de reloj, y después $V^*(T_s)$ es usado para resolver las ecuaciones que describen los tiempos t_1 , t_2 , t_0 y t_7 , donde T_s representa el periodo de muestreo, y los tiempos t_1 , t_2 , t_0 y t_7 representan los tiempos en los cuales los vectores de voltaje están activos.

La diferencia entre los métodos de modulación, SPWM y SVM se encuentra en el manejo de las cantidades trifásicas: la SPWM opera en términos de componentes naturales trifásicos, mientras que SVM utiliza una representación artificial de vectores (matemáticamente transformada).

2.3 Control de Corriente PWM en Lazo Cerrado

La mayoría de las aplicaciones de convertidores trifásicos PWM de modo de voltaje, tales como propulsores de motores ca, filtros activos, fuentes de alimentación ininterrumpibles (*Uninterruptible Power Supply*, UPS, por sus siglas en inglés), etc., tienen una estructura de control la cual comprende un lazo de realimentación de corriente interno. Por esto, el desempeño del sistema del convertidor depende fuertemente de la calidad de la estrategia de control de corriente aplicada. En comparación a los convertidores convencionales PWM de modo de voltaje de lazo abierto, los convertidores PWM controlados por corriente (*Current Controlled Pulse Width Modulation*, CC-PWM, por sus siglas en inglés) tienen las siguientes ventajas:

- Control de la forma de onda de corriente instantánea
- Alta precisión
- Protección contra corrientes pico
- Rechazo a sobrecargas
- Extremadamente buena respuesta dinámica
- Compensación de los efectos debido a cambios de parámetros de la carga
- Compensación de la caída de voltaje en el semiconductor y tiempos muertos del convertidor
- Compensación de los cambios de voltaje en el lado de CD y CA

La tarea principal del esquema de control en un convertidor CC-PWM es forzar las corrientes en una carga trifásica CA a seguir las señales de referencia. Comparando estas señales, el control de corriente genera los estados de conmutación para los dispositivos de potencia del convertidor los cuales disminuye los errores de corriente. Así, en general, el control de corriente implementa dos funciones: la compensación del error y la modulación.

Las técnicas de CC pueden clasificarse en dos grupos principales: controladores con un bloque PWM de lazo abierto y controladores encendido/apagado, como se muestra en la Fig. 2.3.

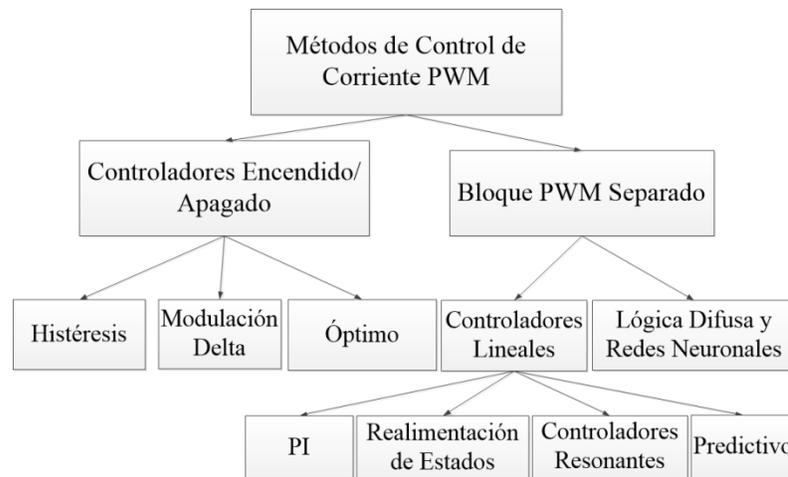


Fig. 2.3 Clasificación de las técnicas de control por modo corriente.

En contraste a los controladores encendido/apagado, los esquemas con bloque PWM de lazo abierto tienen claramente separadas las partes de compensación del error de corriente y de modulación de voltaje.

2.3.1 Controlador por Comparador de Rampa

Este controlador utiliza un controlador PI (Proporcional-Integral) para producir los comandos de voltaje para una técnica SPWM trifásico. La comparación con la señal portadora triangular genera las señales de control para los interruptores. La parte integral del compensador PI minimiza los errores a baja frecuencia, mientras que la ganancia proporcional está relacionada con la cantidad de rizo. La máxima pendiente del voltaje de comando nunca debe exceder la pendiente de la triangular. Como consecuencia, el desempeño del controlador será satisfactorio solamente si los comandos de corriente armónica significativos y la retroalimentación electromagnética son limitados a una frecuencia muy por debajo de la frecuencia de la portadora (menos de $1/9$). El esquema a bloques de este controlador es mostrado en la Fig. 2.4.

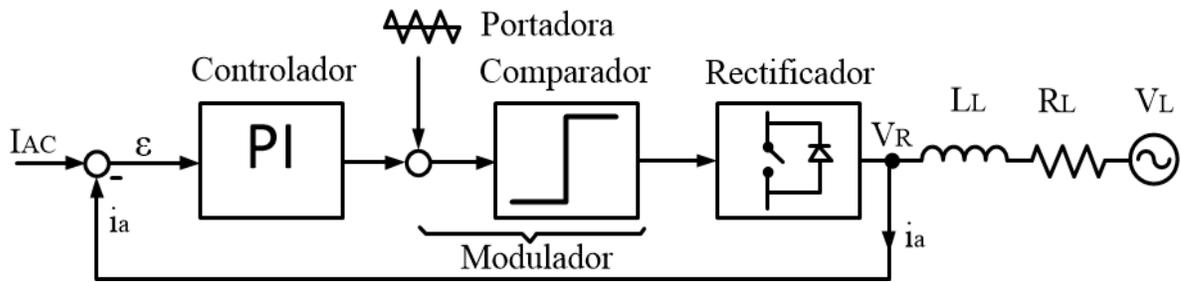


Fig. 2.4 Esquema a bloques del control de corriente un rectificador trifásico PWM (por fase).

2.3.2 Controlador por Retroalimentación de Estados

El controlador trabaja en coordenadas d - q rotativas síncronas y es sintetizado en la teoría lineal de múltiples variables de realimentación de estados. Una matriz de ganancias de retroalimentación $K = [K_1, K_2]$ es derivada al utilizar la técnica de asignación de polos para garantizar suficiente amortiguamiento. Mientras que con la parte integral (K_2) el error estático puede ser reducido a cero, el error en estado transitorio puede ser muy grande. Por lo tanto, las señales de entrada referencia (K_f) y perturbación (K_d) son añadidas a la ley de control de retroalimentación. Debido a que el algoritmo de control garantiza la compensación dinámica correcta para el voltaje, entonces, el desempeño del controlador por retroalimentación de estados es superior a aquellos controladores PI convencionales. Sin embargo, el procedimiento de diseño es más complejo.

2.3.3 Control Predictivo

El control predictivo [9] presenta varias ventajas que lo hacen adecuado para el control de convertidores de potencia: los conceptos son intuitivos y fáciles de entender, pueden aplicarse a varios sistemas, las restricciones y no linealidades pueden ser incluidas, los casos con múltiples variables pueden ser considerados, y el control es sencillo de implementar. Requiere un alto número de cálculos que deben realizarse, sin embargo, los microprocesadores actuales hacen posible la implementación de este control. Existen varias técnicas de control predictivo, como se ilustra en la Fig. 2.5.

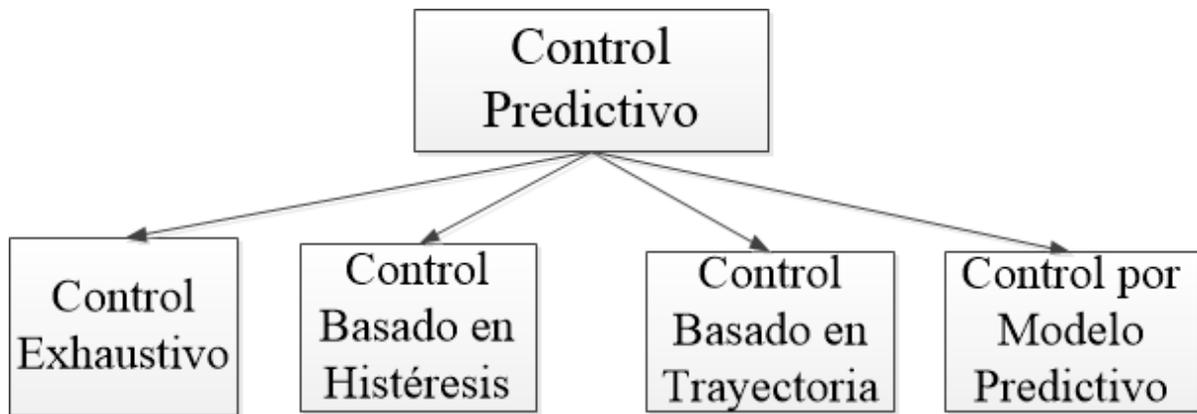


Fig. 2.5 Tipos de control predictivo.

La principal característica del control predictivo es el uso del modelo del sistema para la predicción del comportamiento futuro de las variables a controlar [10]. Esta información es usada por el controlador para obtener la acción óptima, de acuerdo al criterio predefinido.

2.3.3.1 Control Predictivo Basado en Histéresis

La estrategia de este tipo de control trata de mantener las variables del sistema entre los límites de un área de histéresis o espacio. Los instantes de conmutación son determinados por límites de error apropiados.

2.3.3.2 Control Predictivo Basado en Trayectoria

El principio de esta estrategia de control es forzar las variables del sistema a trayectorias pre calculadas. A diferencia de los controladores en cascada, los algoritmos de control predictivos ofrecen la posibilidad de controlar directamente los valores deseados del sistema.

2.3.3.3 Control Predictivo Exhaustivo

Este enfoque utiliza el modelo del sistema para calcular, una vez por periodo de muestreo, el voltaje de referencia requerido para alcanzar el valor de referencia en el siguiente instante de muestreo. Luego, este voltaje es aplicado utilizando un modulador. Una desventaja de estos esquemas de control es que las no linealidades y restricciones de las variables del sistema son difíciles de incorporar.

2.3.3.4 Control por Modelo Predictivo

Las estrategias de control de este tipo están caracterizadas por un modelo del sistema controlado separado e identificable. Este modelo es usado para pre calcular el comportamiento de la planta y también escoger un valor óptimo de la variable de control. En contraste a otros controladores predictivos, los cuales generalmente pre calculan solamente para un solo instante de muestreo, estos controladores toman en cuenta el comportamiento del sistema de control en un largo tiempo en el futuro [11].

2.4 Control por Potencia Directa

Esta técnica está basada en los lazos de control de la potencia activa y reactiva. En el control por potencia directa corriente (*Direct Power Control*, DPC, por sus siglas en inglés) no existen los lazos internos de control de corriente ni el bloque modulador PWM, ya que los estados de conmutación del convertidor son seleccionados por una tabla de conmutación, mostrada en la Tabla 2.1 [12], basada en los errores instantáneos entre los valores estimados y los obtenidos de la potencia activa y reactiva provista por comparadores de histéresis de banda fija, y la posición del vector de voltaje de la fuente de alimentación en el plano $d-q$.

Por lo tanto, el punto clave de la implementación del DPC es una estimación rápida y correcta de las potencias activa y reactiva de línea [13].

Tabla 2.1 Estados de conmutación del rectificador PWM para el esquema DPC.

Sp	Sq	Θ_1	Θ_2	Θ_3	Θ_4	Θ_5	Θ_6	Θ_7	Θ_8	Θ_9	Θ_{10}	Θ_{11}	Θ_{12}
1	0	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₄	V ₇	V ₅	V ₀
	1	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀
0	0	V ₆	V ₁	V ₁	V ₁	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
	1	V ₁	V ₂	V ₂	V ₂	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁

2.5 Antecedentes

A. Bouafia et al. [14] presentan un esquema sencillo de DPC para un rectificador trifásico PWM basado en un enfoque predictivo. La técnica propuesta opera a frecuencia de conmutación constante utilizando modulación por vector de espacios. Para este propósito, el algoritmo de control predictivo, el cuál utiliza el principio de control de establecimiento finito (*deadbeat*), fue desarrollado para calcular el vector de voltaje promedio del rectificador a ser generado durante cada periodo de conmutación, para poder cancelar simultáneamente los errores de rastreo de potencia activa y reactiva al final de cada periodo. El vector de voltaje promedio calculado, en un marco de referencia $d-q$, es convertido en una secuencia de estados de conmutación (vectores de voltaje adyacente) por medio de la técnica SVM.

El esquema de DPC predictivo propuesto hace que la potencia activa y reactiva instantánea sea igual a sus valores de referencia a cada instante de muestreo. Por esta razón, las medidas y comandos de las potencias y del vector de voltaje son utilizados como variables de entrada del bloque del algoritmo de control, como se muestra en la Fig. 2.6.

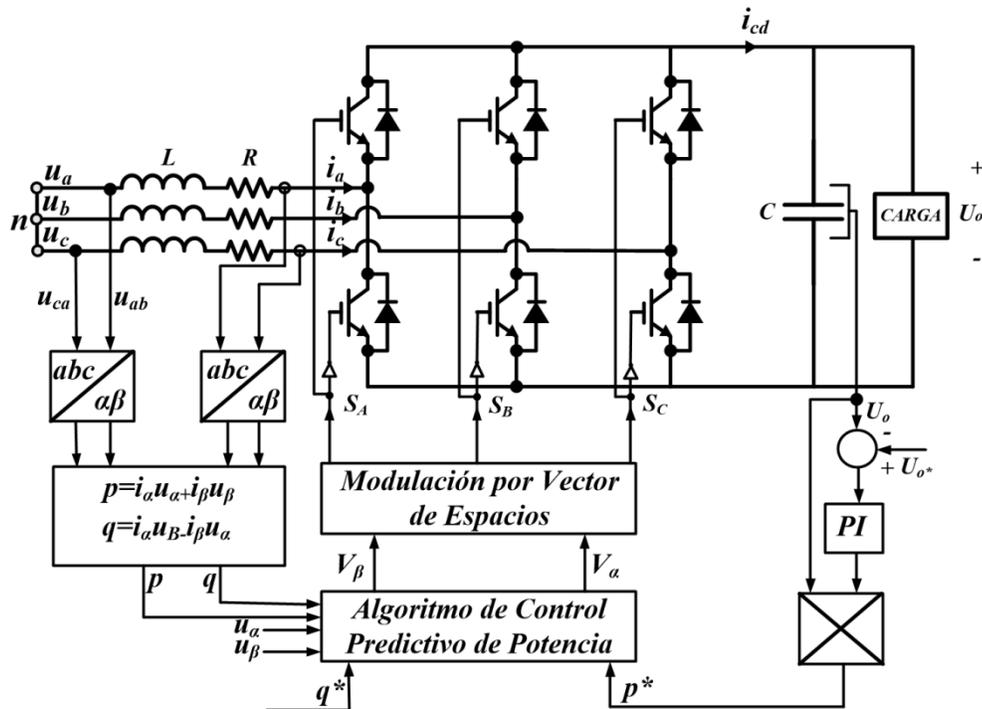


Fig. 2.6 Esquema de control predictivo por modulación de vector de espacios propuesto por A. Bouafia [14].

Al principio de cada periodo de conmutación, el vector de voltaje promedio del rectificador es calculado. Luego, la técnica SVM es usada para generar una secuencia de estados de conmutación, dando una secuencia de vectores adyacentes, para lograr el objetivo del control con una frecuencia de conmutación constante.

Esta estrategia requiere un modelo predictivo del comportamiento de la potencia instantánea.

P. Cortés, [15], sugiere una estrategia de control de modelo predictivo (*Model Predictive Control*, MPC, por sus siglas en inglés) utilizando DPC predictivo para el control de un rectificador trifásico PWM actuando como filtro activo. El MPC utiliza un modelo del sistema para predecir el comportamiento de las variables hasta cierto horizonte de tiempo, y una función de costo es usada como criterio para seleccionar las acciones futuras óptimas.

En la estrategia propuesta, mostrada en la Fig. 2.7, el número finito de posibles estados de conmutación del convertidor son considerados, evaluando el efecto de cada uno sobre la corriente de carga y la potencia de entrada. El estado de conmutación que minimice la función de costo es seleccionado y aplicado durante el siguiente periodo de muestreo. La función de costo evalúa directamente el error de la potencia activa y reactiva de entrada al rectificador, evitando el uso de lazos de control internos y el modulador.

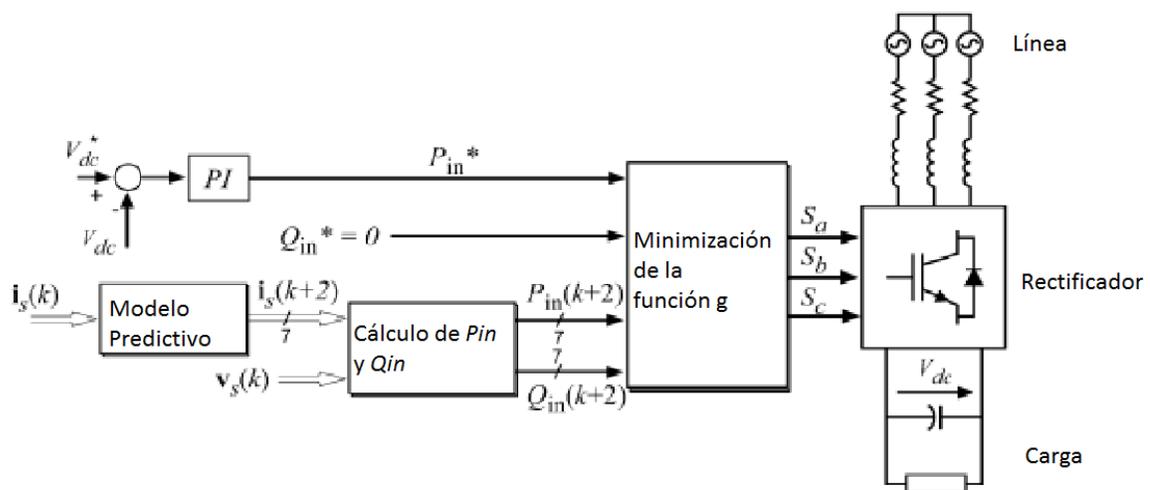


Fig. 2.7 Esquema de control propuesto por P. Cortés utilizando MPC [15].

La estrategia propuesta genera corrientes de entrada sinusoidales con un factor de potencia unitario. Además, la cantidad de cálculos necesarios para predecir el comportamiento de las variables para todos los posibles estados de conmutación pueden ser realizados rápidamente y sin problemas por muchos procesadores digitales de señales disponibles en la actualidad.

CAPÍTULO III

ESQUEMA DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO PWM PROPUESTO

Los rectificadores trifásicos controlados pueden ser operados en dos modos: por modo de voltaje, en el cual la inductancia se encuentra del lado de ca y el voltaje de salida es mayor al voltaje de entrada, y por modo de corriente, en el cual la inductancia se encuentra a la salida del rectificador en el lado de cd, y en donde el voltaje de salida es menor al voltaje de entrada. Con esta consideración, el rectificador trifásico propuesto será operado en modo de voltaje.

3.1 Operación del Rectificador Trifásico PWM

El rectificador de fuente de voltaje opera manteniendo el voltaje del bus de CD a un valor de referencia deseado, utilizando un lazo de control de realimentación. Para lograrlo, se mide el valor del voltaje del bus de CD y se compara con una referencia V_{ref} . La señal de error generada de esta comparación es utilizada para encender y apagar los interruptores, de modo que la potencia puede ir o venir de la fuente de CA de acuerdo con los requerimientos del bus de CD.

El diagrama de un típico rectificador trifásico PWM operando en modo de voltaje se muestra en la Fig. 3.1. Los inductores de la línea de entrada conectados entre el sistema CA del generador síncrono de imán permanente (*Permanent Magnet Synchronous Generator*, PMSG, por sus siglas en inglés) y el rectificador trifásico PWM son una parte esencial del circuito del rectificador, debido a que son utilizados para proveer la característica elevadora de voltaje del rectificador PWM activo.

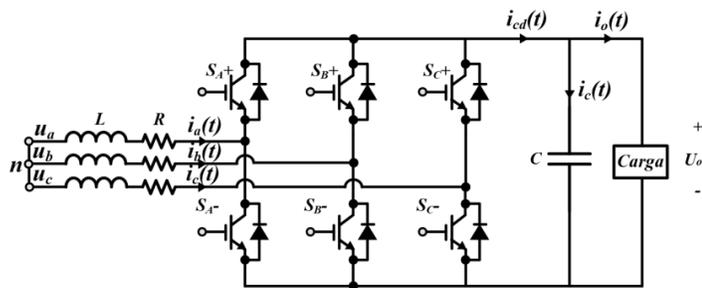


Fig. 3.1 Diagrama de un rectificador trifásico PWM operando en modo de voltaje.

El control PWM del rectificador no solo puede manejar la potencia activa, sino también la reactiva, permitiendo a este tipo de rectificador corregir el factor de potencia. Además, las formas de onda de la corriente de CA se mantienen casi sinusoidales, lo cual reduce la contaminación armónica hacia la fuente de alimentación.

Los seis diodos del rectificador deben estar polarizados negativamente para cualquier valor de CA para poder tener un control completo de la operación del rectificador PWM. De no ser así, los diodos conducirán y el rectificador PWM operará como un puente de diodos. Para mantener los diodos bloqueados, se debe asegurar un voltaje del bus de CD más alto que el voltaje de CD de pico generado por los diodos [16].

Del diagrama en la Fig. 3.1 se puede obtener un equivalente de una fase, mostrado en la Fig. 3.2:

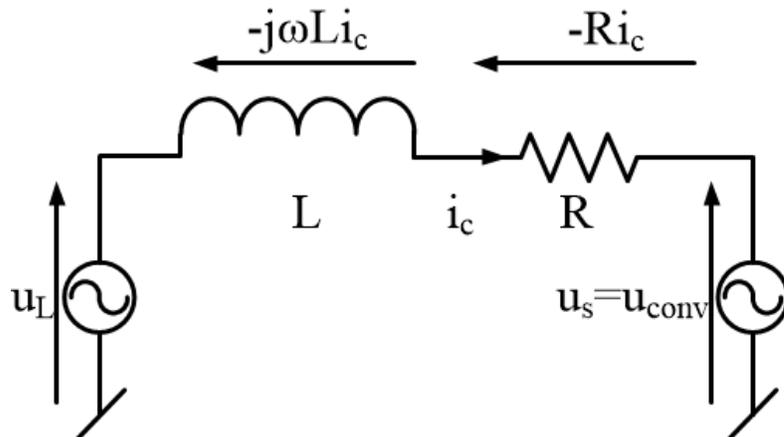


Fig. 3.2 Diagrama equivalente de una fase del rectificador trifásico PWM.

donde u_L , R , i_c y L son el voltaje de línea, resistencia de línea, corriente de línea e inductor de línea, respectivamente, y u_s representa el voltaje de salida del convertidor. La magnitud de u_s puede llegar al valor máximo permitido por el nivel de voltaje de cd y el modulador, dependiendo del índice de modulación.

De este diagrama se observa que se controla la corriente de línea, i_c , con el voltaje a través de la inductancia L , es decir, el voltaje de la inductancia es igual a la diferencia entre el voltaje de línea, u_L , y el voltaje del convertidor, u_s .

La ecuación del voltaje para un sistema trifásico balanceado sin conexión a neutro puede ser representada en (3.1):

$$u_L = Ri_L + \frac{di_L}{dt}L + u_{conv} \quad (3.1)$$

De esta manera:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

donde u_{sa} , u_{sb} y u_{sc} representan los voltajes de entrada de fase.

Un diagrama fasorial es presentado en la Fig. 3.3, además de los diagramas fasoriales en el modo de rectificación y regeneración cuando se requiere un factor de potencia unitario.

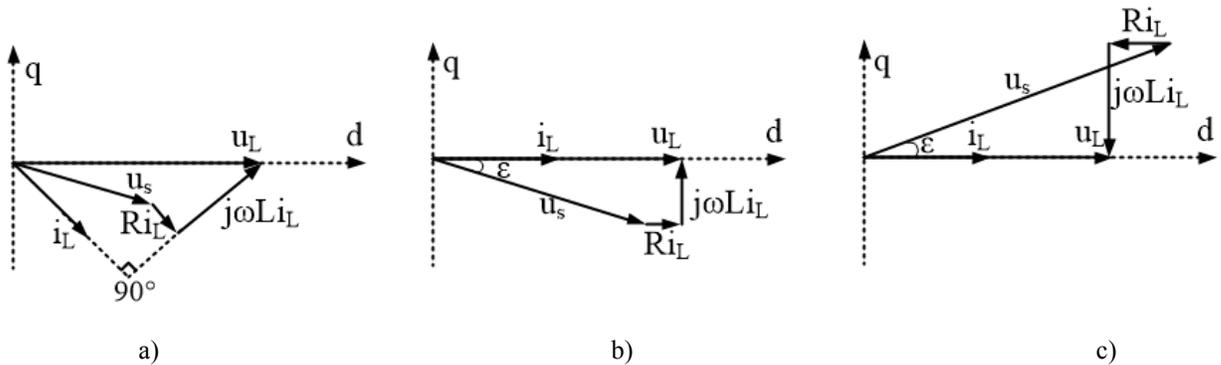


Fig. 3.3 Diagrama fasorial de un rectificador trifásico PWM. a) Diagrama fasorial general; b) en modo de rectificación con factor de potencia unitario; c) en modo de inversión con factor de potencia unitario.

La amplitud y fase de la corriente de línea pueden ser controladas de manera indirecta mediante el control del ángulo de fase ϵ y la amplitud del voltaje del convertidor, u_s . De esta manera, el control del signo y el valor promedio de la corriente de CD es proporcional a la potencia activa conducida a través del convertidor. Además, con un desplazamiento del armónico fundamental de i_L con respecto al voltaje u_L se puede controlar independientemente la potencia reactiva.

El voltaje del lado de CA puede ser representado con ocho estados de conmutación, seis activos y dos cero, mostrados en la Fig. 3.4, y descritos por:

$$U_{x+1} = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{2}{3}\right) U_{cd} e^{\frac{jx\pi}{3}} \text{ para } x = 1, \dots, 6 \\ 0 \text{ para } x = 0, 7 \end{array} \right\} \quad (3.3)$$

donde u_{cd} representa el voltaje de salida en corriente directa.

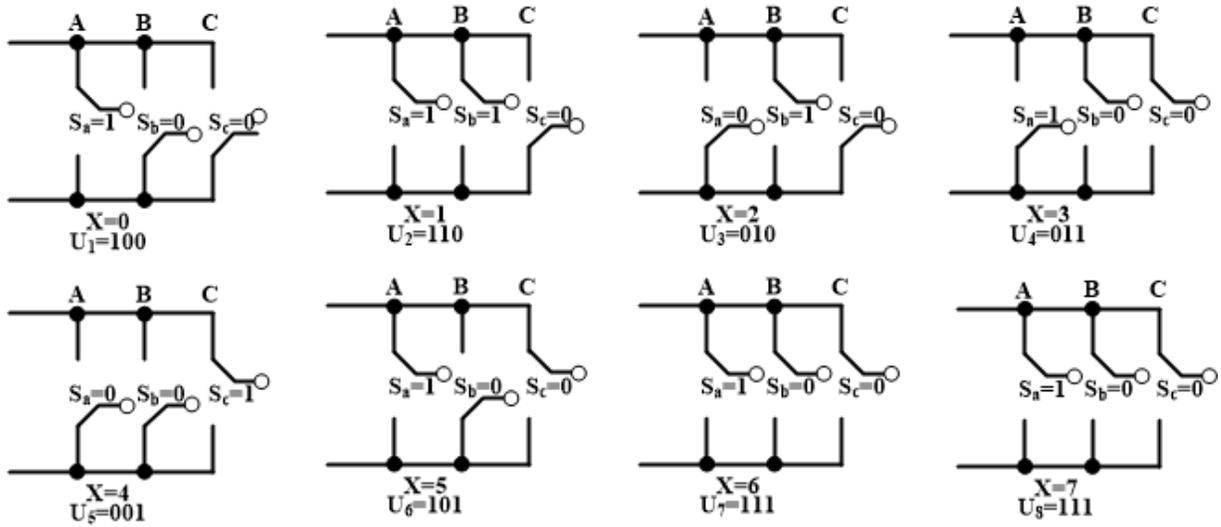


Fig. 3.4 Estados de conmutación de un convertidor puente PWM.

De esta manera, los ocho estados posibles del convertidor pueden ser representados por un vector resultante utilizando los dos vectores más cercanos, como se muestra en la Fig. 3.5, y representado por:

$$x = \sqrt{\frac{2}{3}} [x_a(t) + ax_b(t) + a^2 x_c(t)] \quad (3.4)$$

donde $x_a(t)$, $x_b(t)$ y $x_c(t)$ representan cantidades arbitrarias de fase en un sistema trifásico balanceado de coordenadas ABC, a y a^2 representan el desfase de 120° y 240° , respectivamente, y $\sqrt{\frac{2}{3}}$ representa un factor de normalización.

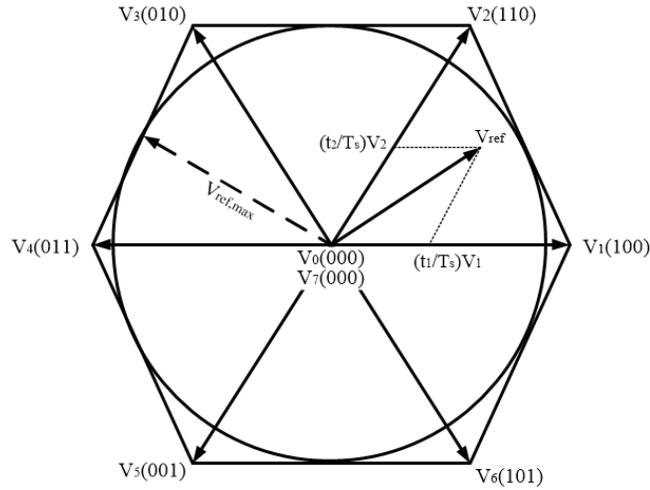


Fig. 3.5 Representación vectorial de los posibles estados del convertidor PWM.

En la Fig. 3.5, t_1 , t_2 , T_s y V_{ref} representan los tiempos de encendido del vector 1 y el vector 2, el periodo de conmutación y el voltaje de referencia resultante, respectivamente.

Solamente un interruptor por rama debe estar encendido para evitar un corto circuito. Para proteger el convertidor se introduce un tiempo de retraso (tiempo muerto) en las señales de conmutación, sin embargo, este tiempo produce una distorsión en la trayectoria del voltaje promedio. Por lo tanto, se debe compensar el tiempo muerto para una correcta operación del convertidor.

3.2 Voltajes y Corrientes de Línea

Los voltajes trifásicos de línea y la corriente fundamental de línea son:

$$u_a = E_m \cos \omega t \quad (3.5a)$$

$$u_b = E_m \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.5b)$$

$$u_c = E_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.5c)$$

$$i_a = I_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (3.6a)$$

$$i_b = I_m \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi \right) \quad (3.6b)$$

$$i_c = I_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi \right) \quad (3.6c)$$

donde E_m , I_m y ω son las amplitudes del voltaje de fase, la corriente de fase y la frecuencia angular, respectivamente. Si se asume que:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.7)$$

se pueden transformar las ecuaciones (3.4) al sistema estacionario α - β de acuerdo a:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.8a)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.8b)$$

De esta manera, los voltajes de línea de entrada en el marco estacionario α - β están representados por:

$$u_{L\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \cos(\omega t) \quad (3.9a)$$

$$u_{L\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \sin(\omega t) \quad (3.9b)$$

Y, en coordenadas sincroneas d - q , los voltajes de entrada están expresados por:

$$\begin{bmatrix} u_{Ld} \\ u_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} E_m \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{u_{L\alpha}^2 + u_{L\beta}^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.3 Voltajes de Entrada en un Rectificador PWM

Observando la Fig. 3.4, se pueden describir los voltajes de línea a línea de un rectificador PWM como:

$$u_{sab} = (S_a - S_b)u_{cd} \quad (3.11a)$$

$$u_{sbc} = (S_b - S_c)u_{cd} \quad (3.11b)$$

$$u_{sca} = (S_c - S_a)u_{cd} \quad (3.11c)$$

y, los voltajes de fase:

$$u_{sa} = f_a u_{cd} \quad (3.12a)$$

$$u_{sb} = f_b u_{cd} \quad (3.12b)$$

$$u_{sc} = f_c u_{cd} \quad (3.12c)$$

donde:

$$f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \quad (3.13a)$$

$$f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \quad (3.13b)$$

$$f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \quad (3.13c)$$

donde f_a, f_b y f_c representan la diferencia entre los estados de conmutación de las fases, y se asume que son $0, \pm 1/2$ y $\pm 2/3$, respectivamente.

3.4 Modelo del Rectificador PWM en el Marco Síncrono ($d-q$)

Las ecuaciones que describen la operación del rectificador PWM en coordenadas $d-q$ síncronas son:

$$u_{Ld} = Ri_{Ld} + L \frac{di_{Ld}}{dt} + \omega Li_{Ld} + u_{sd} \quad (3.14a)$$

$$u_{Lq} = Ri_{Lq} + L \frac{di_{Lq}}{dt} + \omega Li_{Lq} + u_{sq} \quad (3.14b)$$

y, para corrientes:

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc} \quad (3.15)$$

Debido a que la caída de voltaje en la inductancia es mucho mayor que la caída de voltaje en la resistencia, el valor de R puede ser despreciado de las ecuaciones (3.14a) y (3.14b), obteniendo así las ecuaciones simplificadas de (3.1), (3.2), (3.14a), (3.14b).

$$u_L = \frac{di_L}{dt}L + u_{conv} \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = L \frac{di_L}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$u_{Ld} = L \frac{di_{Ld}}{dt} + \omega L i_{Ld} + u_{sd} \quad (3.18a)$$

$$u_{Lq} = L \frac{di_{Lq}}{dt} + \omega L i_{Lq} + u_{sq} \quad (3.18b)$$

3.5 Análisis de Potencia del Rectificador Trifásico PWM

Una de las grandes ventajas que tiene el rectificador trifásico PWM es que no entrega potencia reactiva, es decir, la potencia que entrega a la salida es la misma potencia que entra al rectificador, teniendo así una muy alta eficiencia.

La potencia aparente, S , a la entrada del rectificador trifásico PWM está dada por:

$$S = v_{an}(\omega t)i_a(\omega t) + v_{bn}(\omega t)i_b(\omega t) + v_{cn}(\omega t)i_c(\omega t) \quad (3.19a)$$

donde,

$$v_{an}(\omega t) = \sqrt{2}V_{a,rms}\text{sen}(\omega t) \quad (3.19b)$$

$$v_{bn}(\omega t) = \sqrt{2}V_{b,rms}\text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.19c)$$

$$v_{cn}(\omega t) = \sqrt{2}V_{c,rms}\text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.19d)$$

$$i_a(\omega t) = \sqrt{2}I_{a,rms}\text{sen}(\omega t + \varphi_I) \quad (3.19e)$$

$$i_b(\omega t) = \sqrt{2}I_{b,rms}\text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_I\right) \quad (3.19f)$$

$$i_c(\omega t) = \sqrt{2}I_{c,rms}\text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_I\right) \quad (3.19g)$$

donde $V_{a,rms}$, $V_{b,rms}$, $V_{c,rms}$, $I_{a,rms}$, $I_{b,rms}$ e $I_{c,rms}$ representan los valores efectivos (rms) de los voltajes de fase y las corrientes de línea A, B y C, respectivamente. Realizando los productos y efectuando identidades trigonométricas la potencia aparente resulta en:

$$\begin{aligned}
 S = & V_{an,rms}I_{a,rms} \cos(\varphi_I) + V_{bn,rms}I_{b,rms} \cos(\varphi_I) + V_{cn,rms}I_{c,rms} \cos(\varphi_I) \\
 & - V_{an,rms}I_{a,rms} \cos(2\omega t + \varphi_I) \\
 & - V_{bn,rms}I_{b,rms} \cos\left(2\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi_I\right) \\
 & - V_{cn,rms}I_{c,rms} \cos\left(2\omega t + \frac{4\pi}{3} + \varphi_I\right)
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

El ángulo, φ_I , representa el ángulo de desfaseamiento del componente fundamental de la corriente con respecto al voltaje. De la ecuación (3.20) se observa que las cantidades con signo negativo son iguales y están desfasadas 120° entre ellas. Tomando en cuenta que el sistema es trifásico balanceado, la sumatoria de estas cantidades es igual a cero, quedando así:

$$S_{3\phi} = V_{an,rms}I_{a,rms} \cos(\varphi_I) + V_{bn,rms}I_{b,rms} \cos(\varphi_I) + V_{cn,rms}I_{c,rms} \cos(\varphi_I) \tag{3.21}$$

Sabiendo que:

$$S_{3\phi} = P_{3\phi} + jQ_{3\phi} \tag{3.22}$$

Donde P representa la potencia activa y jQ representa la potencia reactiva del sistema trifásico. Observando el resultado obtenido en la ecuación (3.21) se concluye que la potencia entregada por el rectificador trifásico PWM es igual a la potencia de entrada del mismo. Por lo tanto:

$$S_{3\phi} = P_{3\phi} \tag{3.23}$$

3.6 Propiedades en Estado Estable

Para garantizar un funcionamiento correcto del rectificador trifásico PWM en estado estable se requiere un voltaje mínimo del bus de cd, ya que de esta manera los diodos en anti paralelo de los dispositivos semiconductores IGBT son polarizados de manera inversa. El

voltaje requerido para esta operación puede ser determinado por el voltaje de pico de línea a línea de alimentación:

$$u_{cd} > u_{LN(rms)}\sqrt{3}\sqrt{2} = 2.45u_{LN(rms)} \quad (3.24)$$

3.7 Característica de Elevación de Voltaje

Como se mencionó al inicio de este capítulo en la sección 3.1, los inductores de la línea de entrada conectados entre el sistema CA del generador síncrono de imán permanente y el rectificador trifásico PWM son utilizados para proveer la característica elevadora de voltaje del rectificador PWM activo. Esta característica se puede observar realizando un análisis de los estados de encendido y apagado de los interruptores durante la operación del rectificador, como se muestra en la Fig. 3.6. Siendo los interruptores S_A^+ , S_B^+ , S_C^+ , S_A^- , S_B^- y S_C^- los interruptores S_1 , S_3 , S_5 , S_4 , S_6 y S_2 , respectivamente, y asumiendo la conducción a través de S_4 y el diodo D_6 :

$$|v_{ab}(\omega t)| = 2L_s \frac{d}{dt} i_a(\omega t) \quad (3.25)$$

donde $|V_{ab}(\omega t)|$ representa el valor absoluto de la magnitud del voltaje de línea a línea.

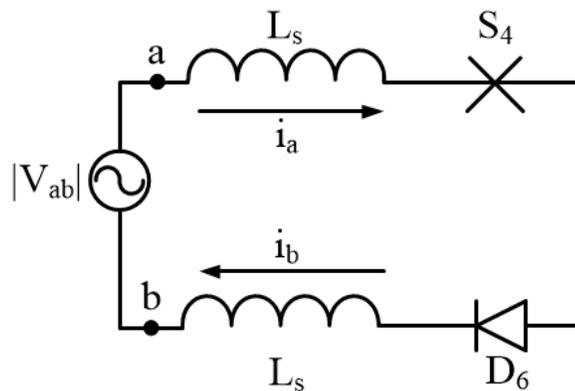


Fig. 3.6 Circuito equivalente del rectificador trifásico PWM cuando conduce el interruptor S_4 y el diodo D_6 .

Sabiendo que $i_a = i_b$, se obtiene el valor de L_s , obteniendo:

$$L_s = \frac{|v_{ab}(\omega t)|D}{2\Delta I_a f_s} \quad (3.26)$$

donde,

$$dt = \Delta t = \frac{D}{f_s} \quad (3.27)$$

o bien,

$$\Delta I_a = \frac{V_{ab}(\omega t)D}{2L_s f_s} \quad (3.28)$$

donde Δt y D representan el incremento de tiempo y el ciclo de trabajo, respectivamente. Durante el tiempo de apagado del interruptor S_4 , entra en conducción el diodo D_6 y permanece conduciendo el diodo D_6 , quedando así el circuito equivalente mostrado en la Fig. 3.7.

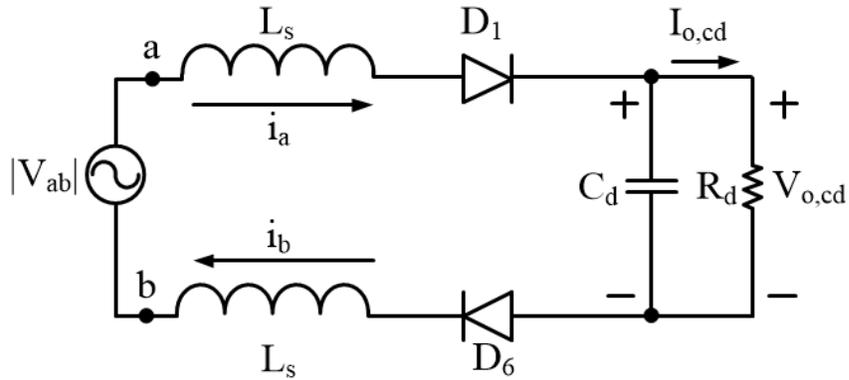


Fig. 3.7 Circuito equivalente del rectificador trifásico PWM cuando se apaga el interruptor S_4 y conducen el diodo D_6 y el diodo D_1 .

Del circuito equivalente de la Fig. 3.7, por ley de Kirchhoff de voltaje:

$$|v_{ab}(\omega t)| = 2L_s \frac{d}{dt} i_a(\omega t) - V_{o,cd} \quad (3.29)$$

Sabiendo que,

$$\frac{\Delta I_a}{\Delta t} = \frac{d}{dt} i_a(\omega t) \quad (3.30)$$

$$\Delta t = (1 - D)T_s = \frac{1 - D}{f_s} \quad (3.31)$$

Se puede encontrar la ecuación resultante para ΔI_a :

$$\Delta I_a = \frac{[V_{o,cd} - \sqrt{2}v_{ab,rms}\text{sen}(\omega t)](1 - D)}{2L_s f_s} \quad (3.32)$$

Ahora, como el valor del rizo de corriente en el tiempo de encendido es el mismo valor que en el tiempo de apagado:

$$\Delta I_a|_{t_{on}} = \Delta I_a|_{t_{off}} \quad (3.33)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.28) y (3.32) en (3.33) se puede obtener la relación del voltaje de salida, $V_{o,cd}$, con respecto al voltaje efectivo de línea a línea, $V_{ab,rms}$:

$$\frac{V_{o,cd}}{V_{ab,rms}} = \frac{\sqrt{2}\text{sen}(\omega t)}{1 - D} \quad (3.34)$$

De la ecuación (3.34) se observa que el voltaje de salida guarda una relación con respecto al voltaje de entrada y depende del ciclo de trabajo, de manera similar a los troceadores elevadores (*boost*), logrando así elevar el voltaje a la salida del rectificador trifásico PWM.

3.8 Ciclo de Trabajo

Los ciclos de trabajo varían sinusoidalmente con la línea ca, de tal manera que:

$$d_1 = D_o + \frac{1}{2}D_m\text{Sen}(\omega t - \varphi) \quad (3.35a)$$

$$d_2 = D_o + \frac{1}{2}D_m\text{Sen}(\omega t - \varphi - 120^\circ) \quad (3.35b)$$

$$d_3 = D_o + \frac{1}{2}D_m\text{Sen}(\omega t - \varphi + 120^\circ) \quad (3.35c)$$

Donde d_1 , d_2 y d_3 representan los ciclos de trabajo de las ramas 1, 2 y 3, respectivamente, por lo que son numerados en las ecuaciones (3.35) como a, b y c. Debido a que cada ciclo de trabajo debe estar en el intervalo $[0,1]$, se requiere el parámetro de *bias*, D_o , de cd. Para un valor de $D_o = 0.5$, el factor D_m , llamado índice de modulación, debe ser $D_m \leq 1$. Este índice de modulación puede definirse como la amplitud de pico-pico del componente fundamental de la variación del ciclo de trabajo [17].

Para un valor pequeño de la inductancia, el ángulo φ tiende a cero. Entonces, en estado estable, el voltaje de cd $v(t) = V$. De esta manera:

$$\frac{1}{2} D_m V = V_m \quad (3.36)$$

donde V es el voltaje promedio de cd y V_m es el voltaje efectivo de ca. Resolviendo para V y en términos del voltaje de pico de línea:

$$V = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_{L,pk}}{D_m} = 1.15 \frac{V_{L,pk}}{D_m} \quad (3.37)$$

Con el valor del índice de modulación de amplitud, $D_m < 1$, el voltaje promedio de salida cd es mayor que 1.15 veces el voltaje de línea pico.

Ya que el ciclo de trabajo tiene su valor más pequeño en el pico de la corriente de línea, los valores más grandes de dicha corriente fluyen a través del interruptor solamente una pequeña fracción del periodo de conmutación [7].

3.9 Pérdidas de Potencia en el Rectificador Trifásico PWM

Las principales pérdidas de potencia que se tienen en un rectificador trifásico PWM son las pérdidas de los dispositivos IGBT, las cuales se componen de las pérdidas por conmutación y las pérdidas por conducción, así como las pérdidas por conducción en los diodos en anti paralelo [20]. Entonces,

$$P_{Total} = P_{ss} + P_{sw} \quad (3.38)$$

donde:

$$P_{ss} = I_{pico, fase} V_{sat} (D \cos \varphi) \quad (3.39)$$

$$P_{sw} = (E_{sw,on} + E_{sw,off}) f_s \quad (3.40)$$

$$P_D = I_{pico, fase} V_D [(1 - \cos \varphi)] \quad (3.41)$$

Donde P_{Total} , P_{ss} , P_{sw} y P_D representan la potencia perdida total, las pérdidas por conducción, pérdidas por conmutación y las pérdidas por conducción del diodo, respectivamente. Además, $I_{pico, fase}$ representa la corriente pico de la fase, V_{sat} representa el voltaje de saturación del IGBT, D representa el ciclo de trabajo, $E_{sw,on}$ y $E_{sw,off}$ representan la energía de conmutación al encendido y al apagado del IGBT, respectivamente, f_s representa la frecuencia de conmutación, V_D representa la caída de voltaje del diodo y $\cos \varphi$ representa el factor de potencia de desplazamiento (*Displacement Power Factor*, por sus siglas en inglés, DPF).

Como se puede observar en las ecuaciones (3.39), (3.40) y (3.41), las pérdidas dependen fuertemente de la frecuencia de conmutación que se utiliza, además del DPF, el cual mientras más cercano a la unidad sea, menor serán las pérdidas.

3.10 Distorsión Armónica Total

La distorsión armónica total (*total harmonic distortion*, por sus siglas en inglés, THD) es definida como la relación del valor efectivo de la forma de onda, sin incluir la componente fundamental, con respecto a la magnitud de la componente fundamental en su valor efectivo [18]. Cuando no se incluye un valor de cd, ésta puede ser descrita como:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (3.42)$$

donde THD representa la distorsión armónica total, n representa el orden del armónico, I_h representa la amplitud del armónico e I_1 representa la amplitud del componente armónico

fundamental. Los armónicos principales presentes en el rectificador trifásico PWM se presentan en la Tabla 3.1:

Tabla 3.1 Armónicos principales presentes en el rectificador trifásico PWM

$h \backslash m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$				0.008	0.020
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042

Los valores de la Tabla 3.1 son tabulados en función del índice de modulación de amplitud, m_a .

3.11 Índice de Modulación de Amplitud e Índice de Modulación de Frecuencia

Como se mencionó en la sección 2.2.1, la técnica de modulación SPWM está basada en la comparación de una señal triangular (V_{tri}) con amplitud y frecuencia fija, la cual establece la frecuencia a la que son conmutados los interruptores, con respecto una señal sinusoidal de referencia (V_{ref}) que varía en amplitud y tiene la frecuencia de la línea (en este caso 60 Hz). Para obtener el índice de modulación de amplitud, m_a , el cual representa la relación entre el voltaje de referencia y el voltaje triangular, y el índice de modulación de frecuencia, m_f , el cual representa la relación entre la frecuencia de conmutación (señal triangular) y la frecuencia fundamental, se utilizan las siguientes ecuaciones:

$$m_a = \frac{V_{pico,ref}}{V_{pico,tri}} \quad (3.43)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.44)$$

donde m_a representa el índice de modulación de amplitud, $V_{pico,ref}$ representa el voltaje de pico de la señal de referencia sinusoidal, $V_{pico,tri}$ representa el voltaje de pico de la señal triangular (usualmente 1 V), m_f representa el índice de modulación de frecuencia y f_1 representa la frecuencia fundamental de la señal sinusoidal.

De la relación del índice de modulación de amplitud, m_a , con respecto al voltaje de línea a línea en su valor efectivo y el voltaje de cd del inversor trifásico [7], se llega a la siguiente relación para el rectificador trifásico:

$$V_{LL,1(rms)} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_{cd} \quad (3.45)$$

$$V_{cd} = \frac{V_{LL,1(rms)}}{0.612 m_a} \quad (3.46)$$

De la ecuación (3.46) se observa que el voltaje de salida de cd depende el valor del índice de modulación de amplitud, m_a .

El índice de modulación de frecuencia, m_a , dicta a que frecuencia aparecen los componentes armónicos en las bandas laterales y sus múltiplos. Por esto, en [7] se recomienda que m_f sea un entero impar, de tal manera que sólo los armónicos impares estén presentes y los armónicos pares desaparezcan, así como múltiplo de tres, para eliminar los armónicos impares de baja frecuencia. Además, los armónicos a altas frecuencias son más fáciles de filtrar, de modo que se dependiendo de la necesidad del sistema se realiza una evaluación de tener menor contenido armónico contra tener mayores pérdidas por conmutación si se elige un m_f muy grande.

3.12 Factor de Potencia y Factor de Potencia de Desplazamiento

El factor de potencia mide qué tan efectivamente se transmite la energía entre una red de fuente de alimentación y carga. Así como en el caso del ciclo de trabajo, el factor de potencia siempre tiene un valor entre 0 y 1. En el caso ideal de un factor de potencia unitario, el voltaje y la corriente tienen la misma forma de onda, el mismo contenido armónico y están en fase. El factor de potencia se puede expresar como:

$$FP = \frac{I_1}{\sqrt{I_o^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_h^2}} \cos \varphi \quad (3.47)$$

donde FP representa el factor de potencia, I_o representa el valor en cd de la corriente promedio y $\cos \varphi$ representa el DPF. El ángulo φ del DPF representa el desfaseamiento entre el ángulo de los componentes fundamentales de las formas de onda de voltaje y corriente.

3.13 Ejemplo de Análisis y Diseño de los Parámetros del Rectificador Trifásico Propuesto

Con los valores de voltaje de entrada, $V_{LL} = 220 V_{rms}$, y salida, $V_{cd} = 600 V$, a utilizar, y despejando con respecto a m_a de la ecuación (3.43), se obtiene el valor del índice de modulación de amplitud a ser implementado:

$$m_a = \frac{220 V_{LL}}{0.612(600 V_{cd})} \quad (3.48)$$

$$m_a = 0.599 \approx 0.6$$

De igual manera, con la ecuación (3.44) se obtiene el valor del índice de modulación de frecuencia:

$$m_f = \frac{15000 Hz}{60 Hz} \quad (3.49)$$

$$m_f = 250$$

De la potencia nominal de 5 kW y el voltaje establecido en 600 Vcd, se obtiene el valor de la resistencia de carga, y con ella, la corriente de salida:

$$R_{carga} = \frac{600^2 V}{5000 W} \quad (3.50)$$

$$R_{carga} = 72 \Omega$$

$$I_o = \frac{600 V}{72 \Omega} \quad (3.51)$$

$$I_o = 8.33 A$$

3.13.1 Inductancia de Línea

El diseño del inductor de línea se debe realizar con cuidado, ya que un valor alto de inductancia reduce la corriente de rizo pero limita el rango de operación del rectificador, y un valor bajo provocará un rizo de corriente alto hará que el diseño dependa más de la impedancia de línea. Además, una alta corriente (y, por consecuencia, una alta potencia) a través de la inductancia de línea requiere un voltaje del bus de cd bajo o una inductancia (baja impedancia) [18].

Para obtener su valor, se realiza un análisis del rectificador en sus estados de encendido y apagado [19], obteniendo así:

$$t_{on} = \frac{2L_s \Delta_{IL}}{\sqrt{2}V_{LL} \text{sen}(\omega t)} \quad (3.52)$$

$$t_{off} = \frac{2L_s \Delta_{IL}}{V_{o,cd} - \sqrt{2}V_{LL} \text{sen}(\omega t)} \quad (3.53)$$

donde t_{on} y t_{off} representan los tiempos de encendido y apagado, respectivamente, Δ_{IL} representa el valor del rizo de la corriente y $V_{o,cd}$ representa el valor del voltaje promedio de salida. Ahora, de la relación que guarda el periodo y la frecuencia de conmutación se tiene:

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \quad (3.54)$$

sustituyendo las ecuaciones (3.52) y (3.53) en (3.54) y resolviendo para Δ_{IL} se obtiene:

$$\Delta_{IL} = \frac{V_{o,cd}(1-x)x}{2L_s f_s} \quad (3.55)$$

donde $x = \sqrt{2}V_{LL}\text{sen}(\omega t)/V_{o,cd}$. Ahora, diferenciando Δ_{IL} con respecto a x e igualando a cero para poder obtener el valor máximo que puede alcanzar el rizo de corriente:

$$\left(\frac{V_{o,cd}}{2L_s f_s}\right)(1-2x) = 0 \quad (3.56)$$

resolviendo para x ,

$$x = \frac{1}{2} \quad (3.57)$$

sustituyendo el valor de x en (3.55) se obtiene el valor máximo de Δ_{IL} .

$$\Delta_{IL,max} = \frac{V_{o,cd}}{8L_s f_s} \quad (3.58)$$

ahora, el factor de rizo de corriente:

$$F.R.I = \frac{\Delta_{IL,max}}{I_s} \quad (3.59)$$

despejando de (3.59) $\Delta_{IL,max}$, y sustituyendo en (3.58):

$$F.R.I I_s = \frac{V_{o,cd}}{8L_s f_s} \quad (3.60)$$

despejando L_s de (3.60):

$$L_s = \frac{V_{o,cd}}{8f_s R.F.I I_s} \quad (3.61)$$

Para obtener el valor del inductor, primero debemos conocer el valor rms de la corriente de entrada. Sabiendo que:

$$S_{3\phi} = 3V_{an,rms}I_s \quad (3.62)$$

Donde $S_{3\phi}$ representa la potencia aparente para un sistema trifásico, $V_{an,rms}$ representa el valor rms del voltaje de línea a neutro e I_s representa el valor rms de la corriente de línea. Ahora, asumiendo un factor de potencia unitario, la potencia de entrada es igual a la potencia de salida, obteniendo:

$$S_{3\phi} = 3V_{an,rms}I_s = P_o \quad (3.63)$$

Donde P_o representa la potencia de salida. De la ecuación (3.63) se despeja I_s :

$$I_s = \frac{P_o}{3V_{an,rms}} \quad (3.64)$$

Como se mencionó anteriormente en el Capítulo I, la potencia de salida nominal del rectificador trifásico PWM es de un valor de 5 kW, y el voltaje de línea a línea es de 220 Vrms. Sustituyendo estos valores en (3.64):

$$I_s = \frac{5000 \text{ W}}{3 \left(\frac{220}{\sqrt{3}} \right)} = 13.12 \text{ A} \quad (3.65)$$

Ahora, se desea un factor de rizo de la corriente del 10%, y como se mencionó anteriormente, un valor del voltaje de salida, $V_{o,cd}$, de 600 V y una frecuencia de conmutación, f_s , de 15 kHz. Sustituyendo los valores en (3.61):

$$L_s = \frac{600}{8(15000)(0.1)(13.12)} = 3.8 \text{ mH} \quad (3.66)$$

Debido a la cuestión del tamaño y costo de la implementación y a los valores utilizados en artículos revisados, se seleccionó un valor de 1 mH para la inductancia de entrada.

CAPÍTULO IV

RESULTADOS DE SIMULACIÓN EN LAZO ABIERTO

En este capítulo se presentan los resultados de simulación, los cuales fueron obtenidos utilizando la herramienta computacional PLECS[®] de Plexim. Con los resultados obtenidos se logra corroborar la respuesta del sistema propuesto, así como observar las formas de onda características del rectificador trifásico PWM diseñado.

El PMSG conectado a la turbina eólica es representado por una fuente de voltaje trifásica que entrega un valor nominal de 220 V efectivos de línea a línea, así como el inversor es representado por una carga resistiva.

4.1 Resultados de Simulación

La Tabla 4.1 muestra los valores de los componentes utilizados para la simulación. El valor del capacitor es obtenido en la sección 6.1, sin embargo en la simulación se utiliza un valor de 1000 μF ya que es más cercano a un valor comercial que vaya a ser utilizado en la experimentación.

Tabla 4.1 Parámetros del sistema utilizados en la simulación

Parámetro	Valor
Voltaje de línea a línea, V_{LL}	220 V_{rms}
Voltaje del bus de cd, $V_{o,cd}$	600 V
Frecuencia de conmutación, f_s	15 kHz
Inductor de línea, L_s	1 mH
Capacitor del bus de cd, C	1000 μF
Resistencia de línea, R_s	0.9 Ω
Resistencia de carga, R_L	72 Ω

La simulación se realizó con el objetivo de observar la operación y el comportamiento del rectificador trifásico PWM en condiciones de un voltaje de alimentación balanceado. La Fig. 4.1 muestra el circuito del sistema simulado. El PMSG conectado a la turbina eólica es representado por una fuente de voltaje trifásica que entrega un valor nominal de 220 V

efectivos de línea a línea a la entrada del rectificador trifásico. Además, el inversor es representado por una carga resistiva, la cual es alimentada por la salida del rectificador.

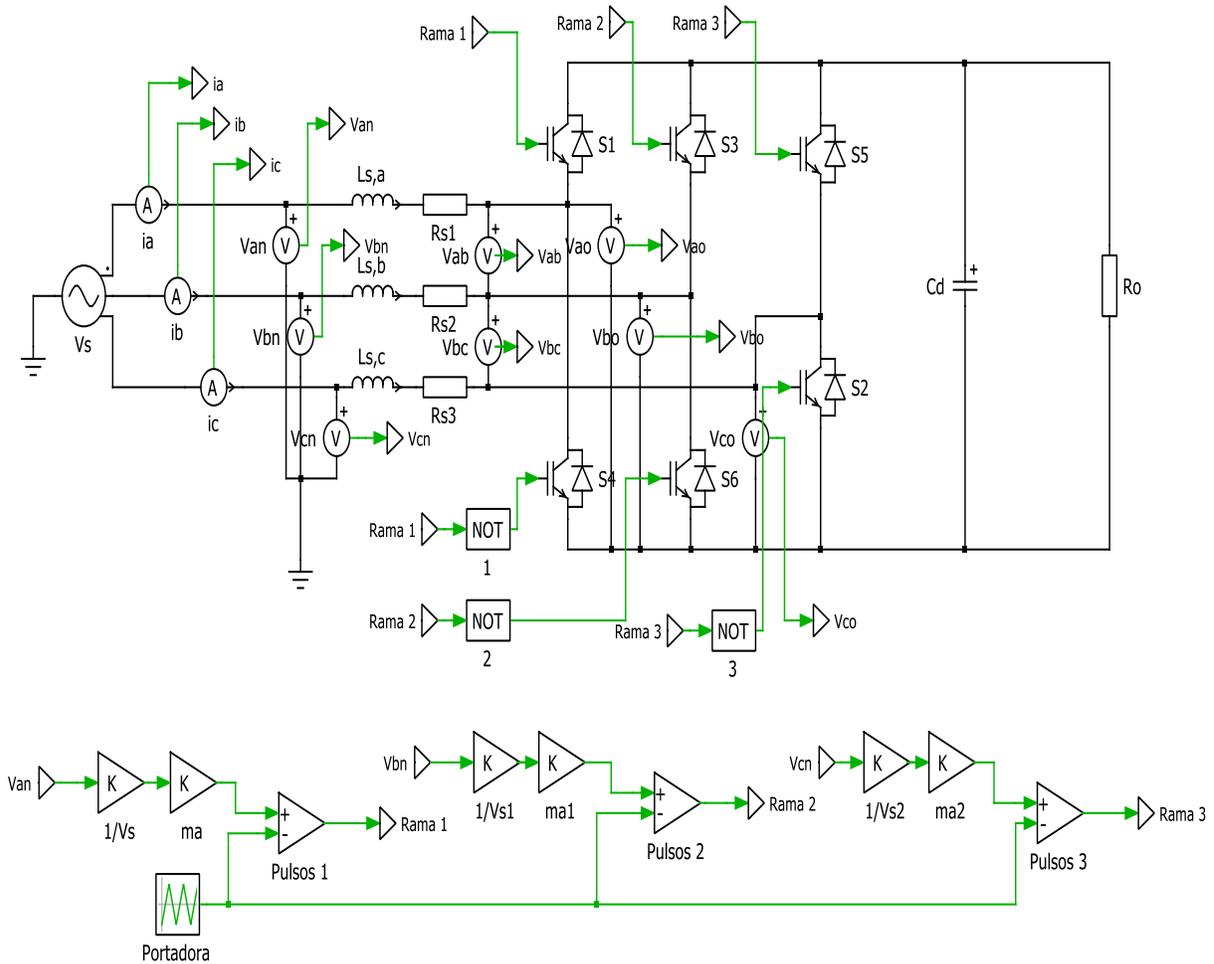


Fig. 4.1 Diagrama esquemático en lazo abierto del rectificador trifásico PWM implementado en la herramienta computacional PLECS®.

De la Fig. 4.1 se observa que los disparos de los interruptores cumplen con la condición establecida anteriormente en la sección 3.2 (solamente debe estar encendido un interruptor por rama).

Los disparos para los interruptores son generados por la comparación entre la señal triangular (portadora) y los voltajes de línea en su valor unitario, los cuales se obtienen a través del bloque de ganancia K que multiplica al inverso del valor del voltaje de línea a

neutro. Posteriormente, este es multiplicado por otra ganancia que representa el índice de modulación de amplitud.

La Fig. 4.2 muestra la forma de onda del voltaje y la corriente promedio de salida del rectificador trifásico PWM.

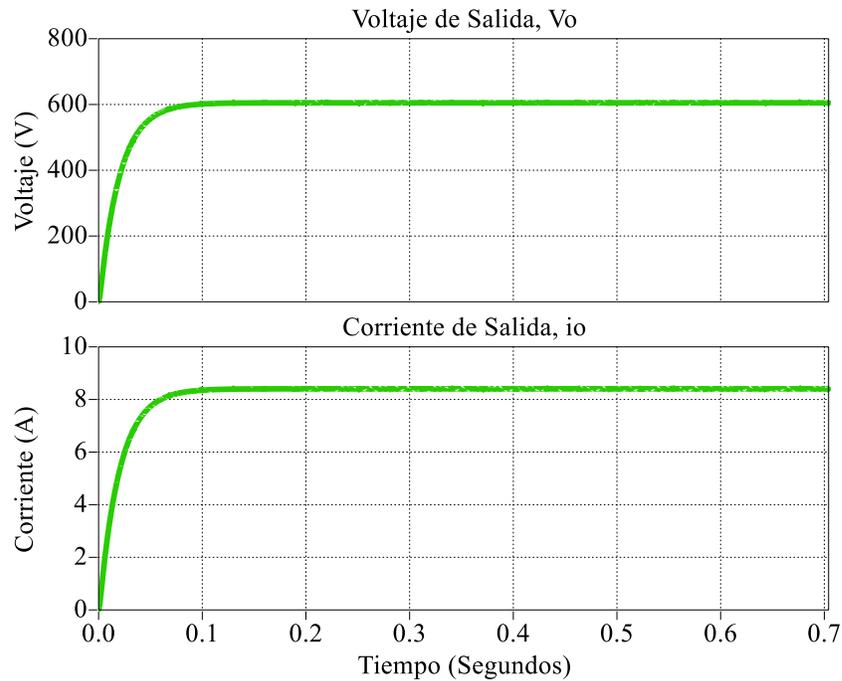


Fig. 4.2 Voltaje de salida, V_o , y corriente de salida, I_o , del rectificador trifásico PWM.

En la Fig. 4.2 se observa que el valor del voltaje de salida alcanza 600 V, el cual es el valor deseado para la salida del rectificador, así como el rizo de voltaje, el cual es muy pequeño. Además se observa que la corriente de salida tiene un valor de 8.4 A, el cual representa el 100% de la carga de 5 kW propuesto, así como el mismo comportamiento que el voltaje de salida, esto debido que la carga es puramente resistiva.

Los voltajes fase inyectados al rectificador trifásico y las corrientes de línea son presentados en la Fig. 4.3.

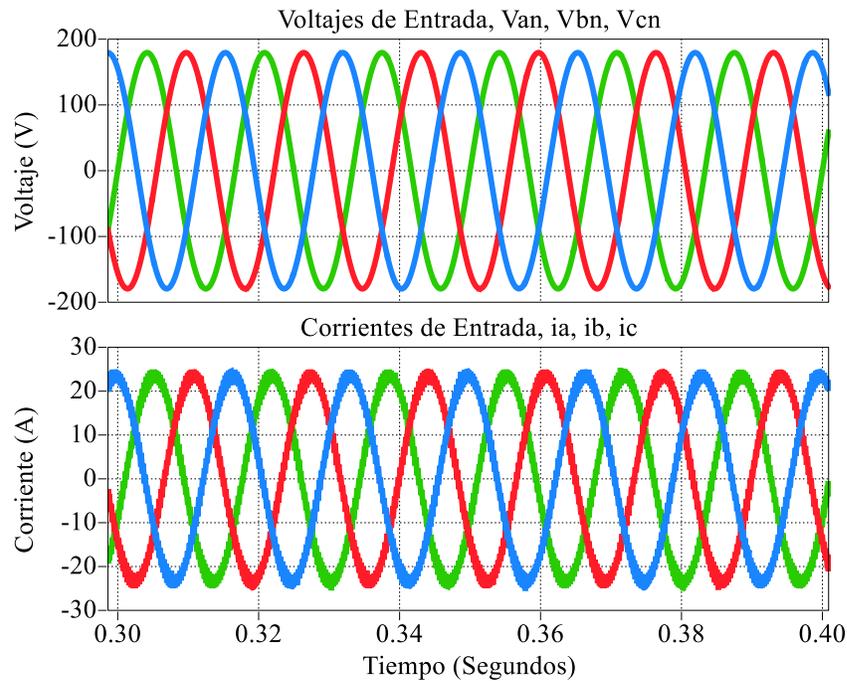


Fig. 4.3 Voltaje de entrada de línea a neutro, V_{LN} , y corriente de línea, i_L , del rectificador trifásico PWM.

Se logra observar en la Fig. 4.3 los voltajes de entrada inyectados al rectificador trifásico PWM, los cuales tienen un valor pico de 179.63 V, un valor efectivo de $127 V_{rms}$ y están desfasados 120 grados entre sí, así como las corrientes de entrada de línea, las cuales tienen un rizo muy pequeño y una forma de onda casi puramente sinusoidal.

El grosor de las líneas en la gráfica de las corrientes de entrada de la Fig. 4.3 se debe al rizo, el cual a pesar de ser pequeño se logra observar la diferencia con respecto al rizo del voltaje de entrada.

Los componentes armónicos del voltaje de entrada se observan en la Fig. 4.4, con una amplitud de 179.63 V, de los cuales se aprecia que el componente fundamental es el único presente a diferencia del espectro de frecuencia de la corriente de entrada, el cual se presenta en la Fig. 4.5, el cual presenta un contenido armónico mayor.

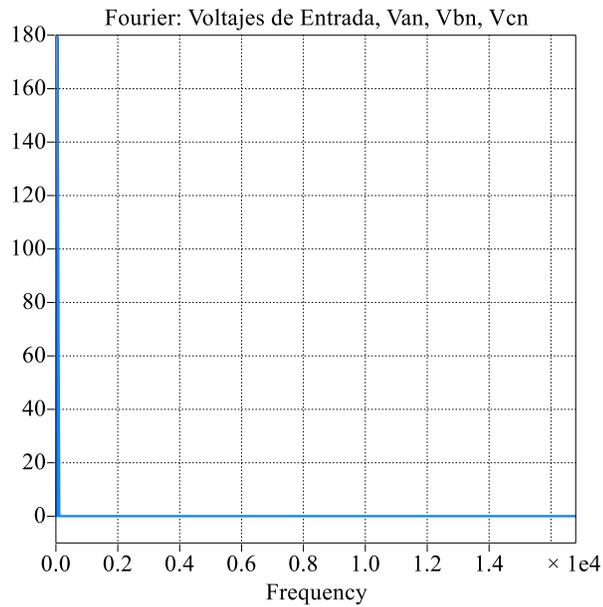


Fig. 4.4 Espectro de frecuencia del voltaje de entrada de línea a neutro, V_{LN} , del rectificador trifásico PWM.

La Fig. 4.5 muestra los componentes armónicos de la corriente de entrada, de los cuales solamente se encuentra presente el componente fundamental y los armónicos de alta frecuencia de las bandas laterales de la frecuencia de conmutación.

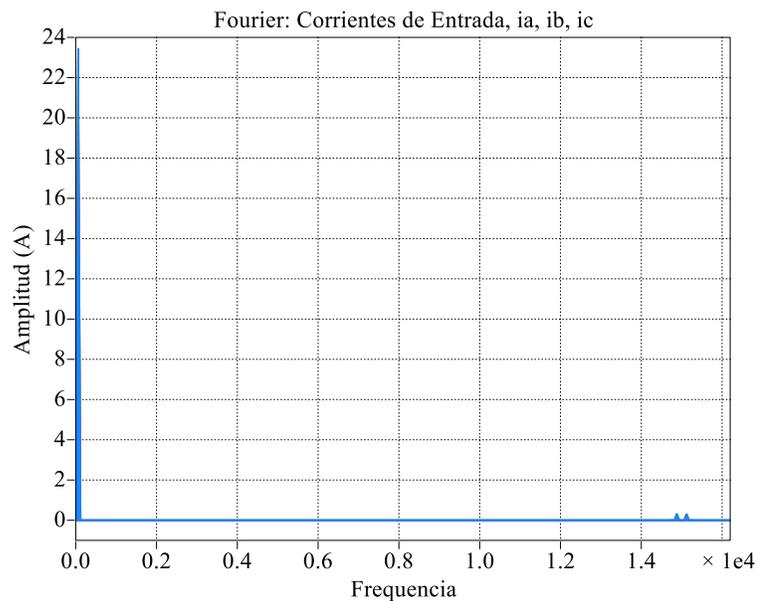


Fig. 4.5 Espectro de frecuencia de la corriente de entrada, i_{LN} , del rectificador trifásico PWM.

De las ventajas mencionadas en el Capítulo II del rectificador trifásico se encuentra el bajo contenido armónico de la corriente de entrada, y en la Fig. 4.5 se comprueba dicha característica, al sólo estar presente el componente fundamental y los armónicos de alta frecuencia, los cuales tienen una amplitud muy baja.

La Fig. 4.6 muestra los voltajes de línea a línea a la entrada del rectificador trifásico, V_{ab} , V_{bc} y V_{ca} , respectivamente. con una amplitud de 600 V y un valor efectivo de 220 Vrms.

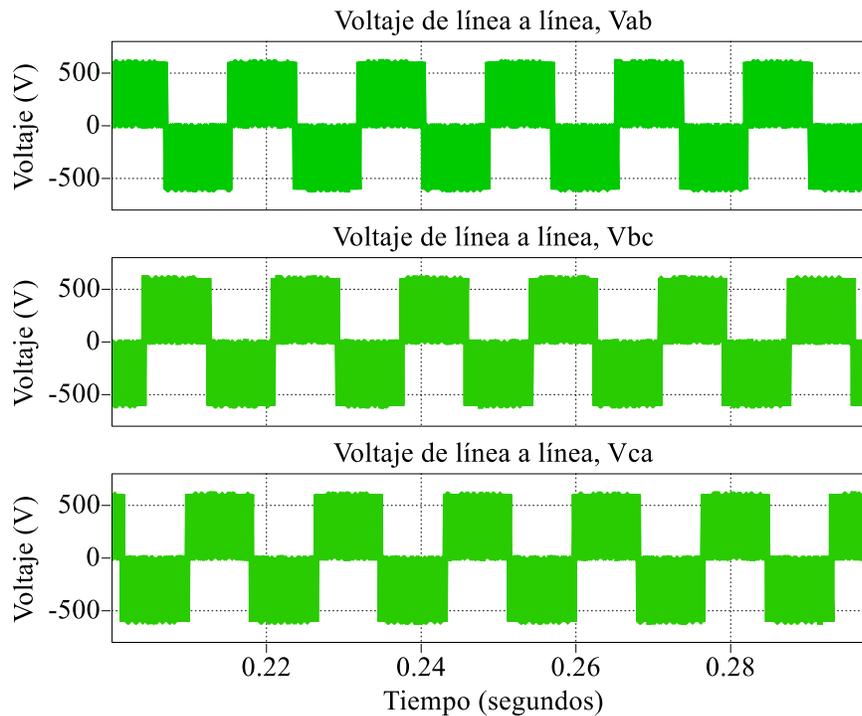


Fig. 4.6 Voltajes de entrada de línea a línea, V_{LL} , al rectificador trifásico PWM.

En la Fig. 4.6 se observa la variación en el tiempo de los voltajes de línea a línea inyectados al rectificador trifásico PWM, así como su desfase.

Los voltajes de línea a neutro, V_{A0} , V_{B0} , y V_{C0} , son mostrados en la Fig. 4.7, los cuales al igual que los voltajes de línea a línea presentan un desfase entre sí y conforman el voltaje de salida, $V_{o,cd}$, de corriente directa.

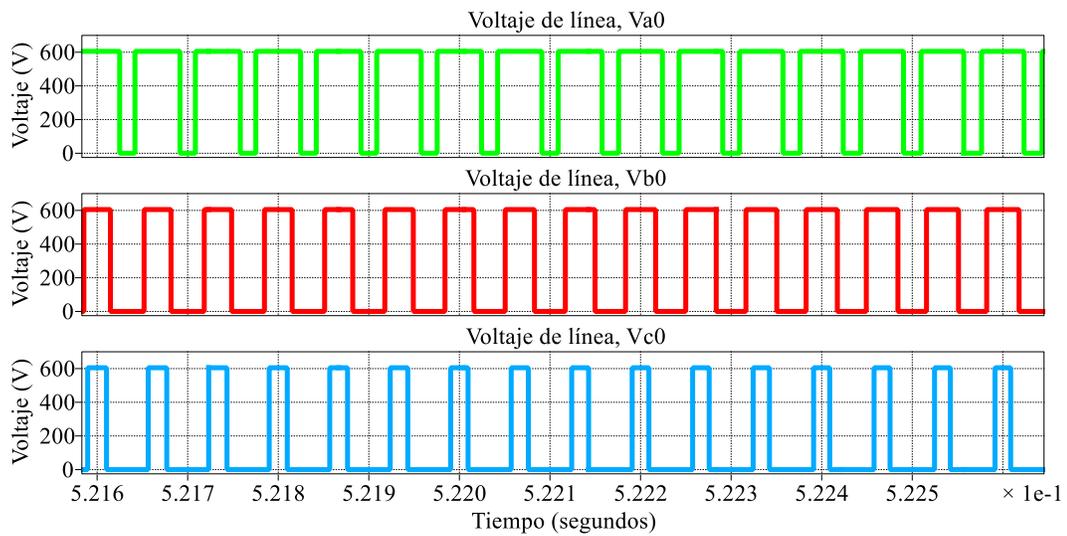


Fig. 4.7 Voltajes línea a neutro, V_{A0} , V_{B0} , y V_{C0} , del rectificador trifásico PWM.

Debido a la técnica de modulación SPWM utilizada, se observa en la Fig. 4.7 la variación del ancho de pulso de cada voltaje de línea a neutro.

La Fig. 4.8 muestra las principales formas de onda de la técnica de modulación utilizada (SPWM).

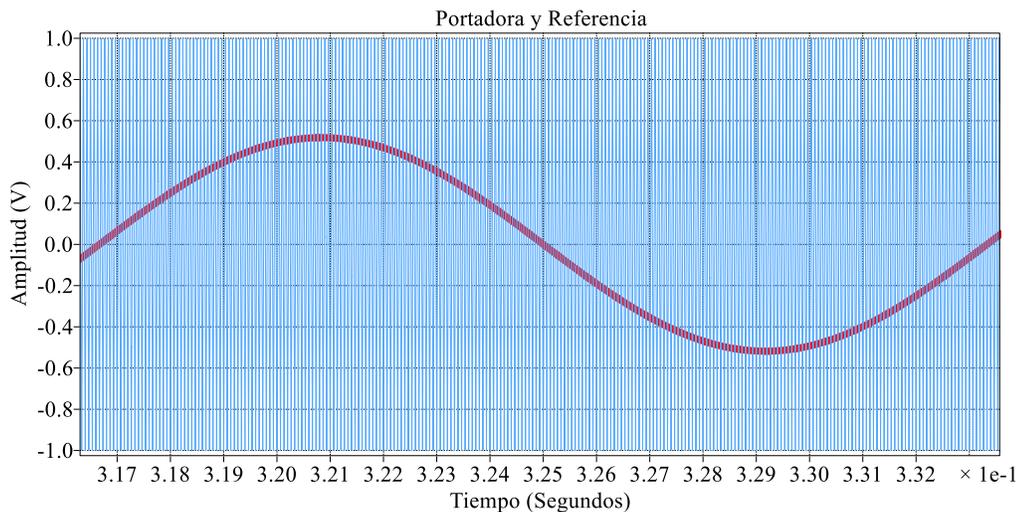


Fig. 4.8 Comparación de señal sinusoidal y señal triangular para la generación de pulsos mediante la técnica de modulación SPWM.

En la Fig. 4.8 se observa la comparación realizada entre la señal portadora (voltaje triangular a 15 kHz) y la señal de referencia (voltaje sinusoidal a 60 Hz con índice de modulación de amplitud de 0.518). Esta comparación se realiza con los tres voltajes de línea para generar los pulsos de disparo para los interruptores de cada rama, los cuales se observan en la Fig. 4.9, y varían su ancho de pulso de acuerdo al valor que toma la señal sinusoidal, como se vio en la sección 2.2.1.

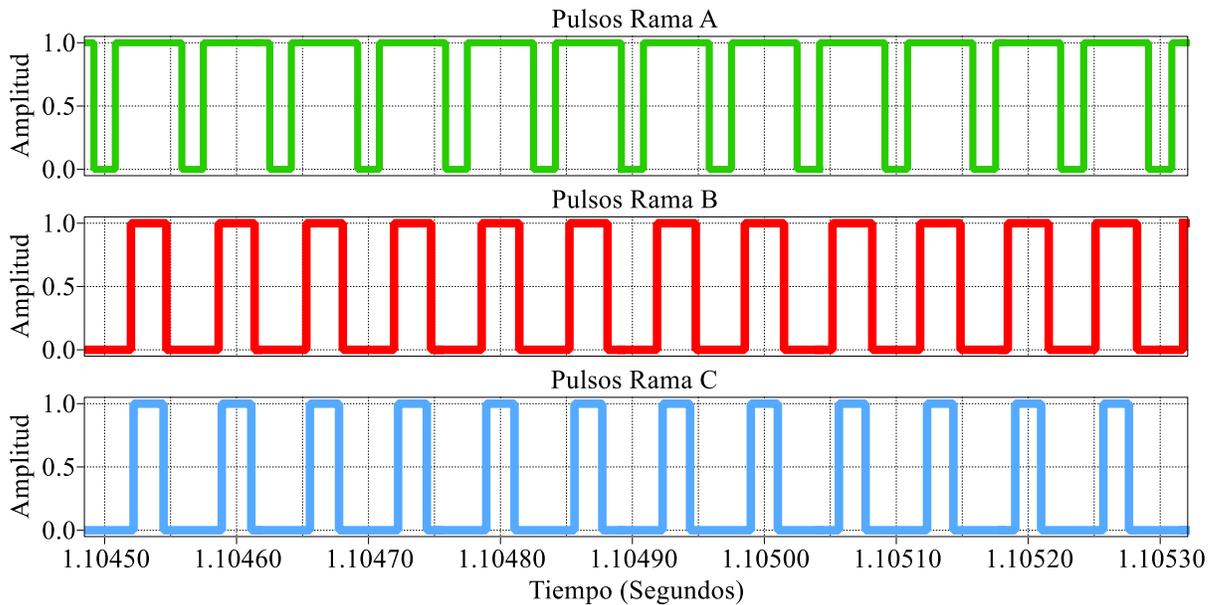


Fig. 4.9 Pulsos PWM generados para el disparo de los interruptores de la parte alta del rectificador trifásico PWM.

Los pulsos que se muestran en la Fig. 4.9 pertenecen a los interruptores de la parte alta, y los pulsos de la parte baja complementan el ciclo de trabajo de cada rama.

De la conmutación de los interruptores realizada debido a los pulsos generados, se observa en la Fig 4.10 la corriente que fluye a través de los IGBTs, así como la corriente de los diodos que se encuentran en anti paralelo a los IGBTs.

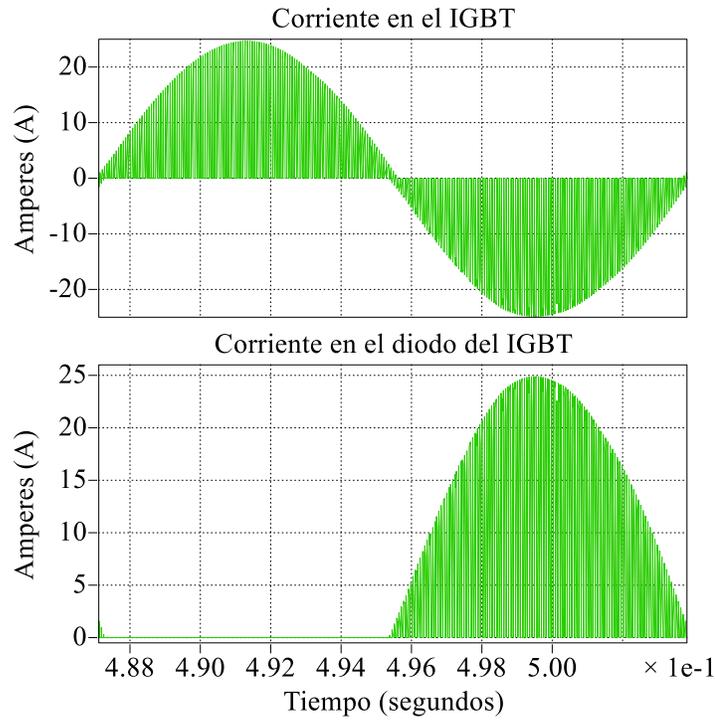


Fig. 4.10 Corriente a través de los interruptores IGBT y diodos en anti paralelo.

Con los valores de la corriente de los interruptores y el diodo obtenidos mediante la simulación, se puede calcular las pérdidas por conmutación en los IGBTs y las pérdidas por conducción del diodo en anti paralelo.

4.2 Cálculo de la Distorsión Armónica Total

Utilizando la herramienta computacional PLECS[®] de Plexim, se obtiene el espectro de frecuencia mostrado en la Fig. 4.4 y 4.5, además de los valores de las amplitudes de 377 componentes armónicos. Haciendo uso de esta información, se emplea la ecuación (3.42) y el software MathCAD para obtener el THD del voltaje y la corriente:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{377} I_h^2}}{I_1} \quad (4.1)$$

$$THD_i = 0.04206722 = 4.2\%$$

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{377} I_h^2}}{I_1} \quad (4.2)$$

$$THD_V = 1.99689E - 07 \approx 0\%$$

Donde THD_i y THD_V representan la distorsión armónica total de la corriente y el voltaje de entrada, respectivamente.

De los resultados obtenidos en esta sección, se ilustra el bajo contenido armónico en la corriente de entrada (4.2%), así como un valor muy cercano a 0 en el voltaje de entrada, con lo cual se cumple con los estándares internacionales mencionados en el Capítulo I.

CAPÍTULO V

MONTAJE EXPERIMENTAL Y RESULTADOS DE EXPERIMENTACIÓN

Para validar los resultados obtenidos, tanto en el diseño del prototipo del rectificador trifásico PWM, como en las simulaciones realizadas en PLECS[®] de Plexim, se implementó un montaje experimental para observar el comportamiento del sistema acondicionador de potencia y comparar los valores obtenidos previamente.

El montaje experimental consta de varias etapas: la obtención de las señales sinusoidales de referencia utilizando sensores de voltaje, los cuales toman una porción del voltaje de entrada y son introducidos a la plataforma dSPACE, la cual realiza el procesamiento adecuado de las señales para generar los pulsos, los cuales son utilizados para disparar los interruptores IGBT en configuración de puente completo del módulo inteligente de potencia FSAM15SH60A, donde se realiza la conversión ca-cd, y finalmente el capacitor de salida de filtrado, el cual se encarga de disminuir el rizo de voltaje de salida de cd, así como una carga resistiva, representando el inversor trifásico que será conectado posteriormente.

5.1 Montaje Experimental

La Fig. 5.1 muestra el montaje experimental utilizado para realizar las pruebas del rectificador trifásico PWM. El montaje consta de los inductores de entrada, los sensores de voltaje, el PCB del IPM, el PCB de la etapa de aislamiento, la plataforma dSPACE donde se realiza la obtención de las señales sensadas y la generación de los pulsos, el capacitor de salida cd para el filtrado del voltaje y la carga resistiva.



Fig. 5.1 Montaje experimental utilizado para la implementación del rectificador trifásico.

5.1.1 Plataforma de Procesamiento dSPACE ds1104

Para el procesamiento de las señales de disparo en el rectificador trifásico PWM se utiliza la plataforma ds1104, la cual cuenta con las siguientes características principales:

- ADC multiplexado a 4 canales: resolución de 16 bits con ± 10 V de entrada
- ADC 4 canales en paralelo : resolución de 12 bits con ± 10 V de entrada
- DAC 8 canales en paralelo: resolución de 16 bits con ± 10 V de entrada
- Corriente de salida: ± 5 mA
- 20 entradas/salidas digitales
- DSP Texas Instruments TMS320F240 esclavo con procesador de 16 bits de punto fijo, 10 salidas PWM y una corriente de salida de 13 mA

Para el montaje experimental los recursos utilizados de la plataforma ds1104 son las entradas ADC de 16 bits para obtener las referencias de los voltajes sinusoidales (obtenidas mediante sensores de voltaje LEM LV 25-P) y las salidas PWM del DSP esclavo.

Además, la plataforma dSPACE cuenta con un escenario *ControlDesk*, mostrado en la Fig. 5.2, con el cual se realiza el monitoreo de las señales en tiempo real mediante una interfaz de usuario, además de que se pueden realizar cambios a los parámetros del sistema.

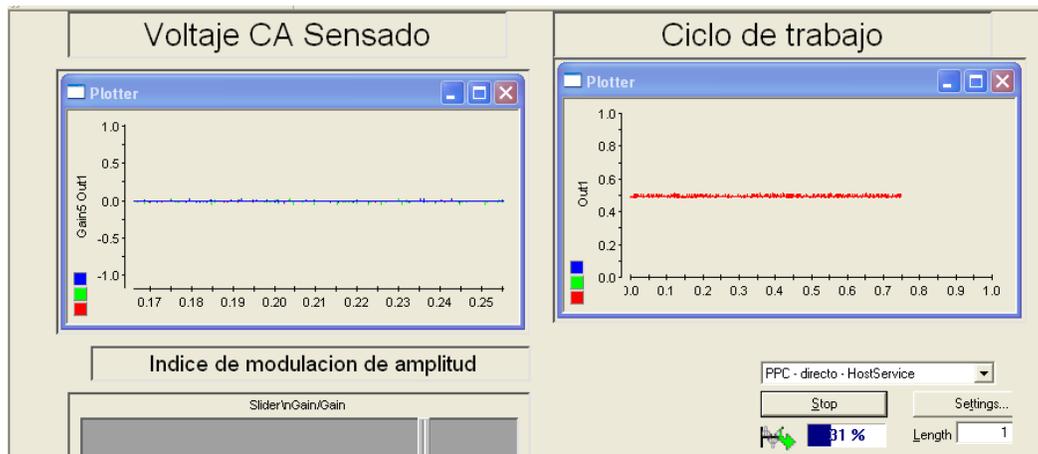


Fig. 5.2 Escenario *Controldesk* para el monitoreo de las señales adquiridas en tiempo real.

El procesamiento de las señales es realizado mediante el ambiente de simulación Simulink y la plataforma dSPACE ds1104. Simulink[®] contiene bloques para la implementación del algoritmo en la plataforma dSPACE, como se observan en la Fig. 5.3. Se utilizan los bloques ADC y las salidas del DSP esclavo. En el último caso, el bloque se encarga de generar las salidas PWM para los IGBTs de la parte alta del puente completo trifásico, así como sus señales complementarias para los interruptores de la parte baja, cumpliendo así la condición de solamente tener un interruptor encendido por cada rama. Esto último se observa a detalle más adelante en la sección 5.2.1 en los resultados del montaje experimental.

Como se mencionó en la sección 3.9, el ciclo de trabajo debe estar en el intervalo $[0,1]$, por lo que se requiere el parámetro de *bias*, D_o , de cd, representado en la Fig. 5.3 por el bloque “Offset”.

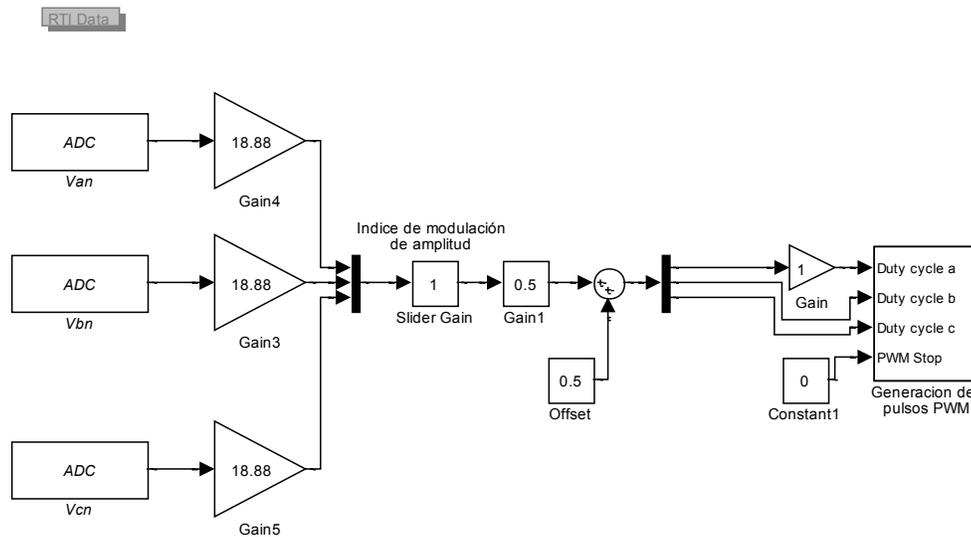


Fig. 5.3 Diagrama en software Simulink® para el procesamiento de las señales y la generación de los pulsos de disparo PWM.

Los bloques de las ganancias se utilizan para obtener un valor unitario de la señal sinusoidal sensada de los voltajes de entrada, para posteriormente ser multiplicados por una ganancia variable, la cual representa el índice de modulación de amplitud.

5.1.2 Módulo Inteligente de Potencia FSAM10SH60A

Para el funcionamiento del rectificador trifásico PWM se integró el módulo inteligente de potencia FSAM10SH60A, el cual consta de 6 IGBTs. El modulo maneja un rango de voltaje de hasta 600 V, es capaz de operar a una frecuencia de conmutación de 15 kHz y manejar una corriente de 10 A. Para proteger la plataforma de procesamiento dSPACE, se utiliza una interfaz de aislamiento y acoplamiento, la cual consiste en 6 optoacopladores TLP559 (1 por cada señal para cada interruptor del módulo). Para simular los voltajes de ca entregados por el PMSG se utiliza una fuente trifásica California Instruments. La Fig. 5.4 muestra un diagrama a bloques del sistema general.

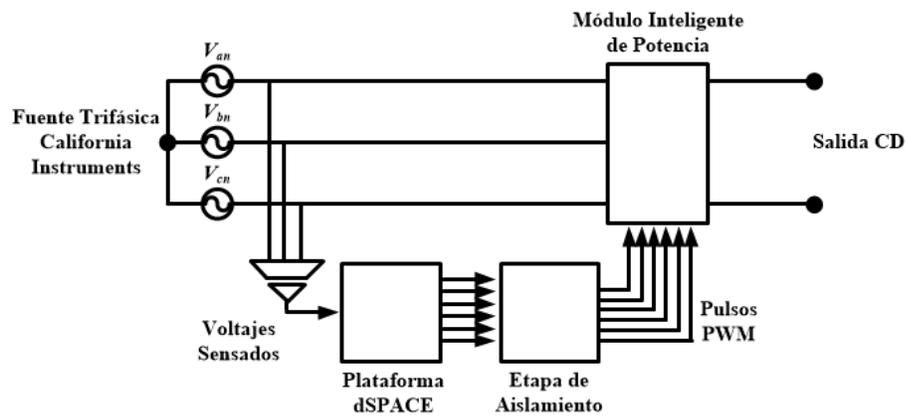


Fig. 5.4 Diagrama a bloques del sistema general utilizando la plataforma dSPACE y el módulo inteligente de potencia.

5.2 Resultados de Montaje Experimental

Debido a las capacidades del módulo inteligente utilizado para la implementación del rectificador trifásico se tomó la decisión de reducir el valor de la potencia a manejar. Haciendo un rediseño del sistema para su implementación, los valores de los parámetros que se manejaron en la experimentación se muestran en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1 Parámetros del sistema utilizados en la experimentación

Parámetro	Valor
Voltaje de línea a línea, V_{LL}	42.42 V_{rms}
Voltaje del bus de cd, $V_{o,cd}$	127 V
Potencia de salida, P_o	200 W
Resistencia de carga, R_o	72
Índice de modulación de amplitud, m_a	0.7

5.2.1 Generación de Pulsos PWM para los Disparos de los Interruptores

Como se mencionó en el Capítulo I, para poder realizar la conversión de la corriente ca a cd se utilizan los interruptores IGBT, los cuales requieren una señal en su compuerta para cambiar de estado de apagado a encendido, y de esta manera permitir el paso de la corriente. Estas señales son generadas a través de la técnica de modulación SPWM.

La Fig. 5.5 muestra los disparos generados por la plataforma dSPACE para la parte alta y la parte baja de una rama del rectificador trifásico PWM.. Estos pulsos son generados a través de las salidas digitales del bloque conector del ds1104.

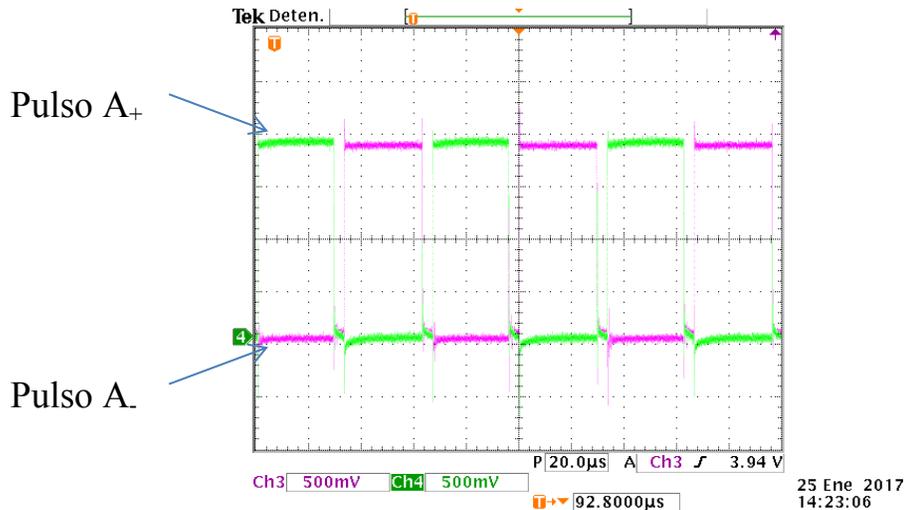


Fig. 5.5 Pulsos generados para la conmutación de los interruptores IGBT del rectificador trifásico PWM.

A diferencia de la simulación, en el montaje experimental se requiere insertar un tiempo entre la señal de la parte alta y la parte baja de una misma rama, para evitar situaciones de corto circuito. A este tiempo se le llama tiempo muerto, y se puede observar en la Fig. 5.6.

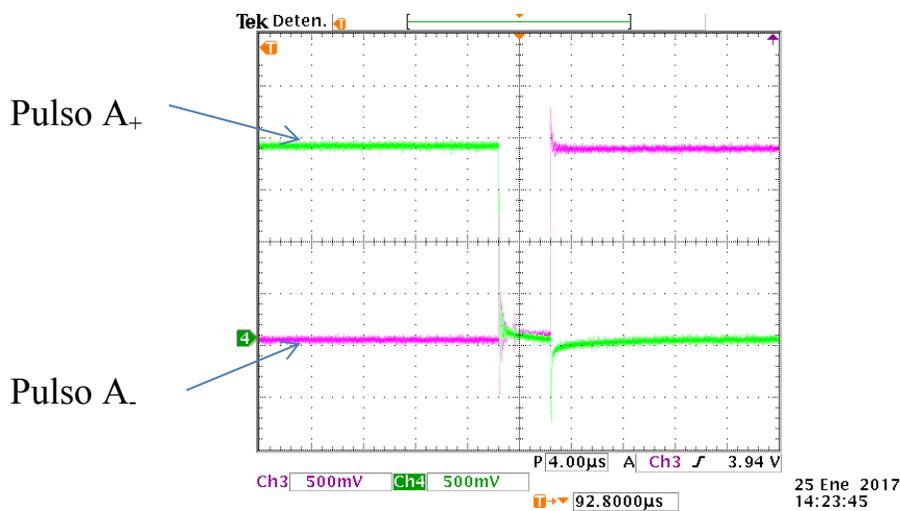


Fig. 5.6 Tiempo muerto insertado entre las señales de los interruptores de una rama para evitar situaciones de corto circuito.

Los disparos de salida de la interfaz de aislamiento se observan en la Fig. 5.7. Se observa que los pulsos tienen una amplitud de 15 V, esto debido a la alimentación de los opto acopladores.

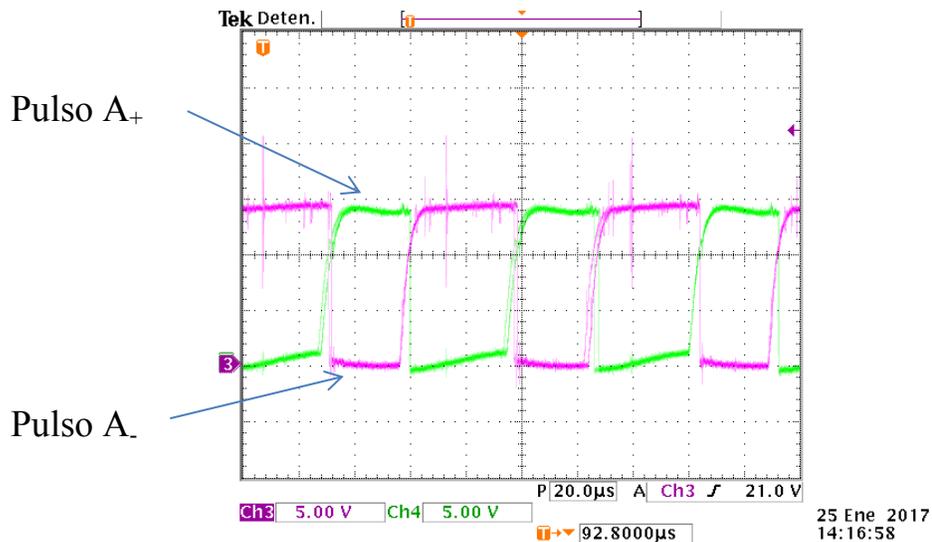


Fig. 5.7 Pulsos de salida de la interfaz de aislamiento (opto acopladores).

Los pulsos de los interruptores de la parte alta se muestran en la Fig. 5.8. La variación del ancho de pulso es debido al método de modulación utilizado (SPWM).

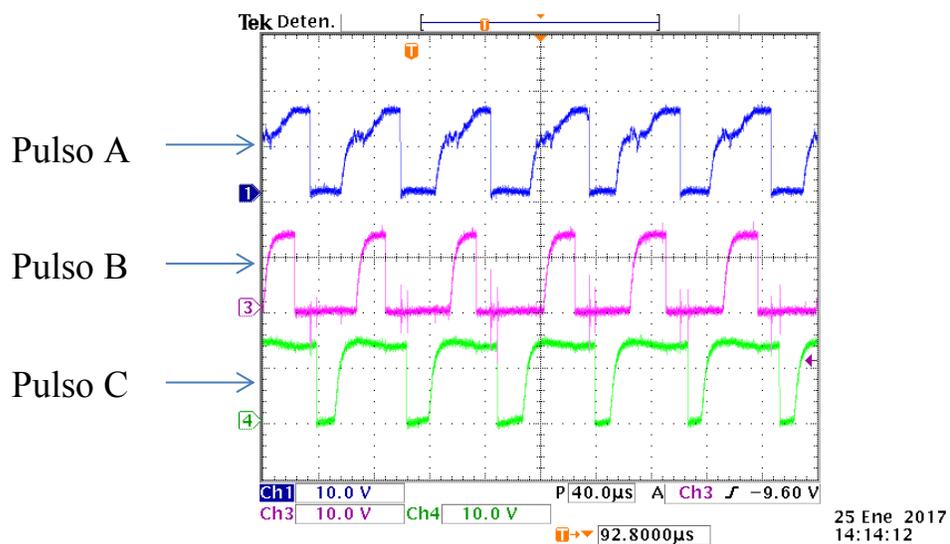


Fig. 5.8 Pulsos generados para los 3 interruptores de la parte alta del rectificador trifásico PWM.

Una vez generados los pulsos para los IGBT, podemos observar las formas de onda de los resultados experimentales presentados en la siguiente sección.

5.2.2 Principales Formas de Onda del Rectificador Trifásico PWM

Las principales formas de onda del rectificador trifásico PWM a una potencia de 200 W se muestran en la Fig. 5.9.

El canal 1 (Ch1) representa el voltaje de salida, $V_{o,cd}$, con un valor promedio de 124 V, el cuál es muy cercano a los 127 V que se presentan en la Tabla 5.1. El canal 2 (Ch2) representa la corriente de salida, $i_{o,cd}$, con un valor promedio de 1.62 A. El canal 3 (Ch3) representa el voltaje de entrada de línea a neutro, $V_{LN(ot)}$, con un valor de 30 V rms, con el cual se tiene un valor de línea a línea de 42.42 V. Finalmente, el canal 4 (Ch4) muestra la corriente de entrada, $i_{a(ot)}$, con un valor rms de 3.61 A.

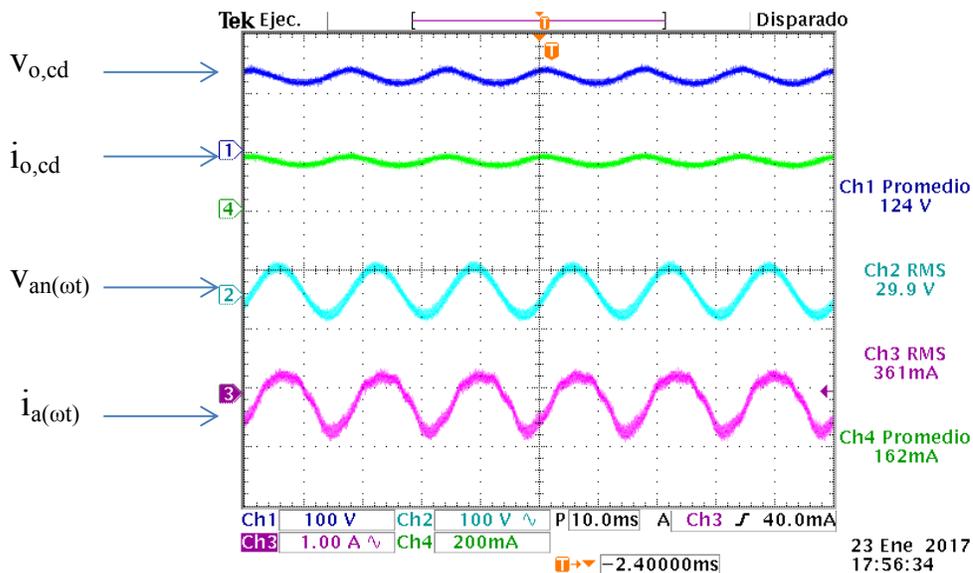


Fig. 5.9 Resultados experimentales: voltaje de salida, corriente de salida, voltaje de entrada de línea a neutro y corriente de entrada de línea del rectificador trifásico PWM.

Tanto en la corriente de entrada como en la de salida el osciloscopio muestra los valores en miliamperes, esto debido a que la punta de prueba que se utilizó tiene una atenuación de 10. Las Fig. 5.10 muestra el voltaje de entrada en el Ch2 y el voltaje de salida en el Ch1.

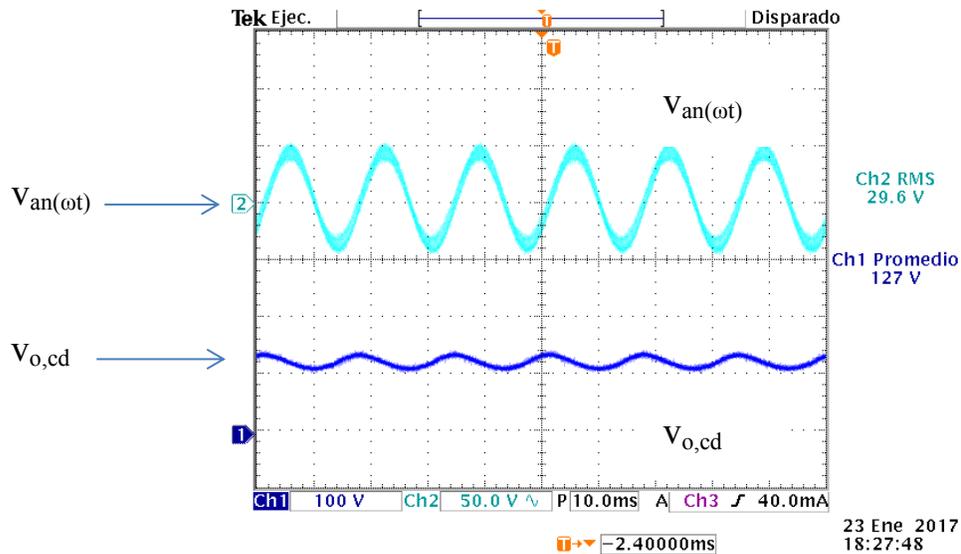


Fig. 5.10 Resultados experimentales: voltaje de entrada y voltaje de salida del rectificador trifásico PWM.

Se observan con mayor detalle las formas de onda y sus valores rms y promedio, respectivamente.

En la Fig. 5.11 se presentan la corriente de línea de entrada, $i_{a(ot)}$, y la corriente de salida, $i_{o(ot)}$, respectivamente.

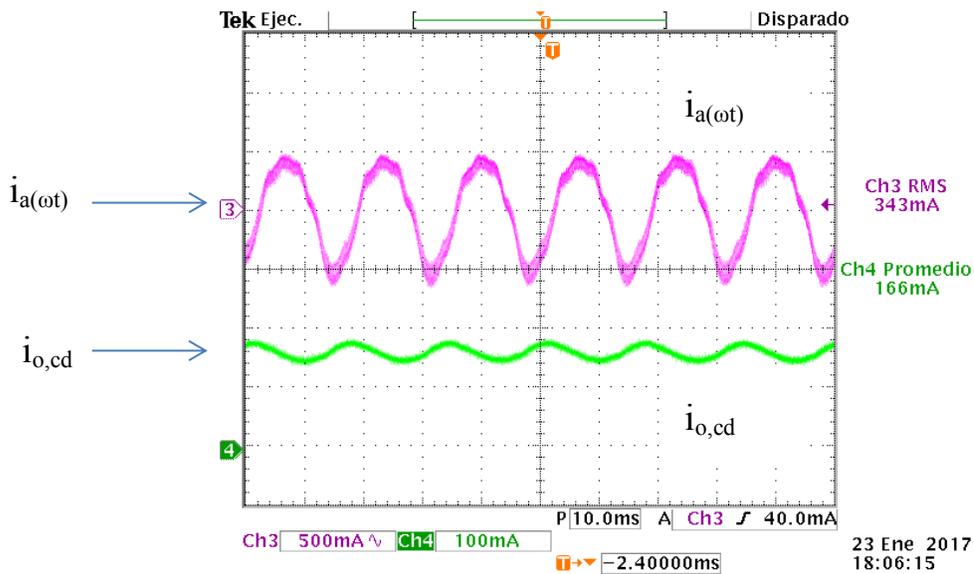


Fig. 5.11 Resultados experimentales: corriente de entrada y corriente de salida del rectificador trifásico PWM.

Se logra observar de la Fig. 5.11 el comportamiento sinusoidal de la corriente de entrada, $\dot{i}_{a(\omega t)}$, así como el rizo contenido en la corriente de salida, $\dot{i}_{o,cd}$.

5.2.3 Voltajes y Corrientes de Entrada al Rectificador Trifásico PWM

Una de las características importantes del rectificador trifásico controlado es tener un bajo contenido armónico, tanto en los voltajes de entrada como en las corrientes de entrada, así como un factor de potencia de casi el valor unitario. En esta sección se presentan los resultados obtenidos mediante el montaje experimental.

Los voltajes y corrientes de entrada son presentados en la Fig. 5.12. El Ch2 representa el voltaje de entrada de línea a neutro de la fase A con un valor de 30 V rms. Se observa que tiene muy poca distorsión armónica. El Ch3 representa la corriente de entrada de la línea A con un valor de 3.42 A rms y una corriente pico de 5 A. La corriente de entrada muestra un patrón sinusoidal, sin embargo, presenta distorsión armónica.

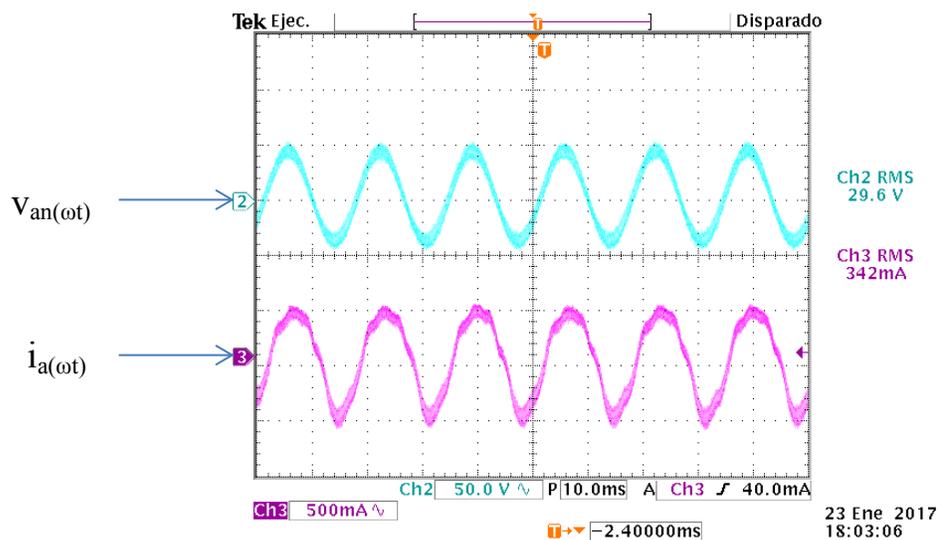


Fig. 5.12 Voltaje de entrada de línea a neutro y corriente de línea del rectificador trifásico PWM.

Un alineamiento de las formas de onda es presentado en la Fig. 5.13, mostrando que se tiene muy poco desfase de la corriente de entrada con respecto al voltaje de entrada, resultando en un factor de potencia de desplazamiento de 0.97.

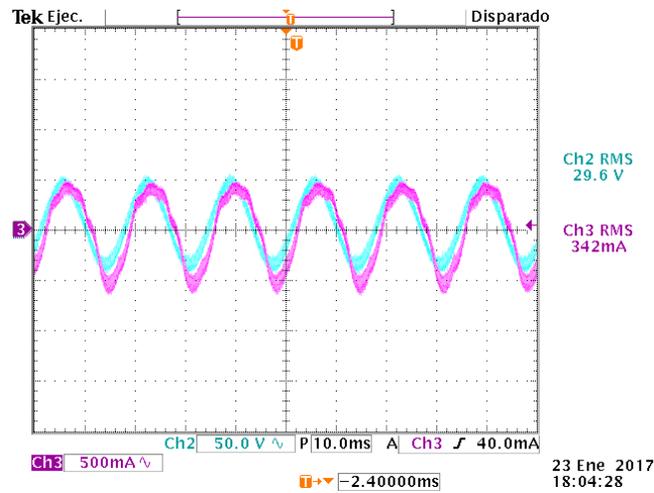


Fig. 5.13 Alineamiento del voltaje y la corriente de entrada para observar el desfase entre señales.

De la información provista por la fuente de alimentación, la corriente presenta una distorsión armónica del 15%, y se tiene un factor de potencia de 0.9 por línea.

La Fig. 5.14 presenta dos voltajes de línea a neutro y sus respectivas corrientes de línea. La corriente de entrada del Ch4 presenta un valor de 3.1 A, el cual es menor a la otra corriente de línea debido a la naturaleza de la implementación del montaje experimental.

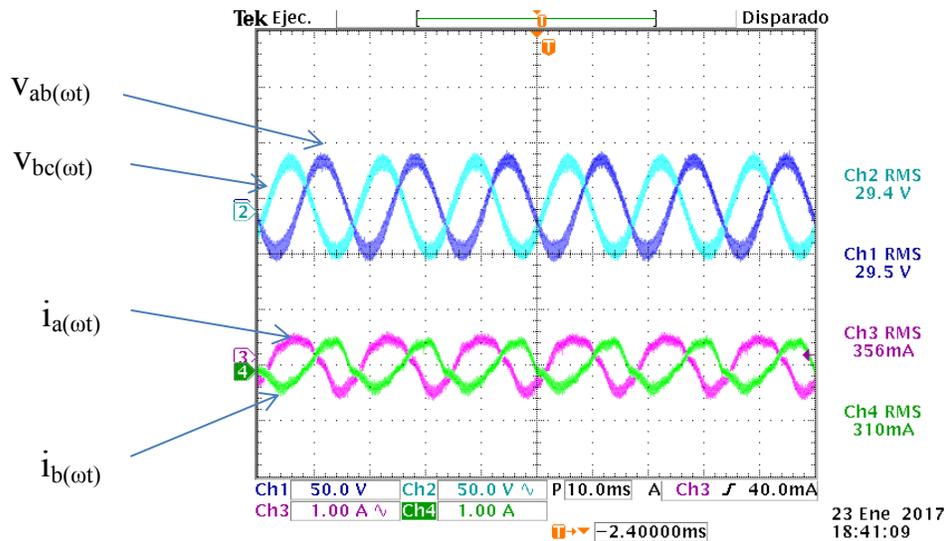


Fig. 5.14 Voltajes de línea a neutro, $V_{an(\omega t)}$, $V_{bn(\omega t)}$, y corrientes de entrada, $i_{a(\omega t)}$, $i_{b(\omega t)}$, del rectificador trifásico PWM.

Para poder observar con mayor detalle los voltajes de línea a línea, estos son presentados en la Fig. 5.15. Solamente se presentan dos voltajes debido a que se cuenta únicamente con dos puntas de prueba aisladas.

Se observa en la Fig. 5.8 que el THD del voltaje de entrada es casi nulo. Observando la información que proporciona la fuente de alimentación California Instruments el THD del voltaje es de un valor del 3%.

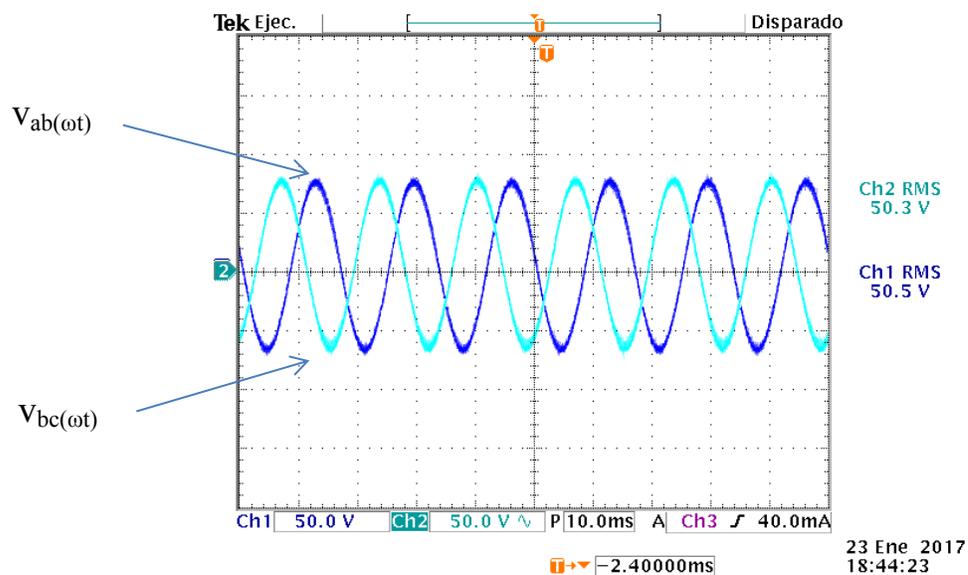


Fig. 5.15 Voltajes de línea a línea del rectificador trifásico PWM.

Para poder observar la conmutación de la corriente que fluye a través de las ramas del puente completo del rectificador trifásico PWM, se utilizaron los pines del módulo inteligente de potencia. En la Fig. 5.16 se observa la corriente de línea, $i_{a(\omega t)}$, en el Ch3 y la corriente de la rama 1, $i_{1(\omega t)}$, en el Ch4.

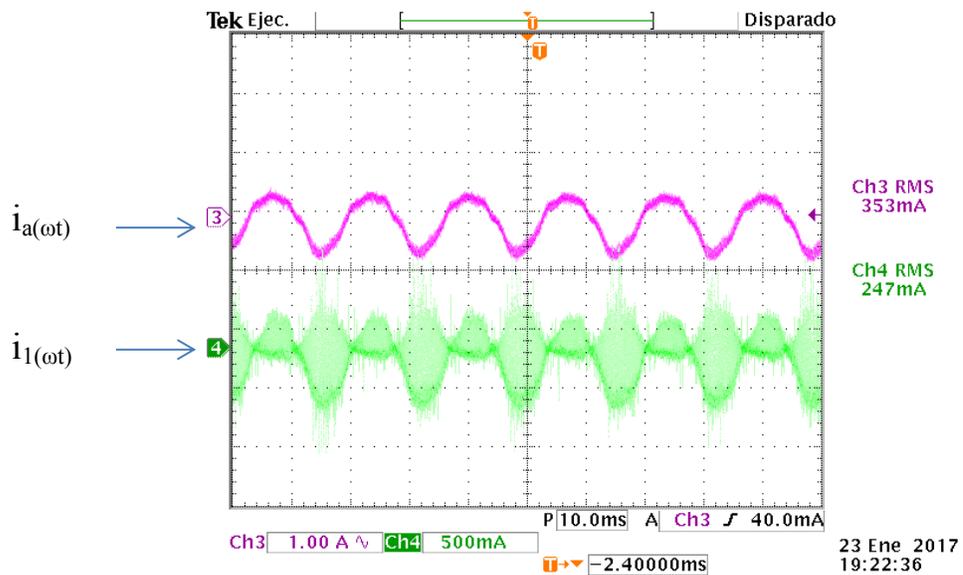


Fig. 5.16 Corriente de línea, $\dot{i}_{a(\omega t)}$, y corriente conmutada a través de la rama 1 del rectificador trifásico PWM.

5.2.4 Voltajes y Corrientes de Salida del Rectificador Trifásico PWM

Debido a que se trabaja el rectificador trifásico PWM en modo de voltaje, el voltaje de salida, $V_{o,cd}$, presenta un valor mayor que el voltaje de entrada, $V_{LN(\omega t)}$.

El voltaje de salida, $V_{o,cd}$, y la corriente de salida, $I_{o,cd}$, se presentan en la Fig. 5.17.

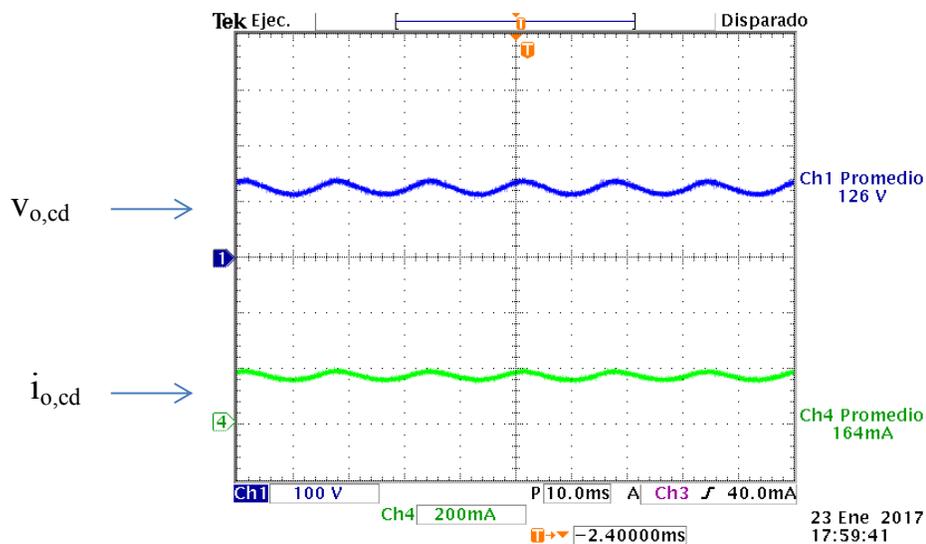


Fig. 5.17 Voltaje de salida, $V_{o,cd}$, y corriente de salida, $I_{o,cd}$, del rectificador trifásico PWM.

Se observa que se obtiene una potencia de salida del rectificador trifásico PWM de aproximadamente 200 W.

Con la finalidad de apreciar con mayor detalle el rizo de voltaje, $\Delta V_{o,cd}$, y el rizo de corriente, $\Delta I_{o,cd}$, en las variaciones con respecto al tiempo del voltaje de salida, $V_{o,cd}$, y la corriente de salida, $I_{o,cd}$, se realizó un cambio en la escala (V/div.), de 100 V/div. y 200 mA/div. a 50 V/div. y 50 mA/div., mostrados en la Fig.5.18.

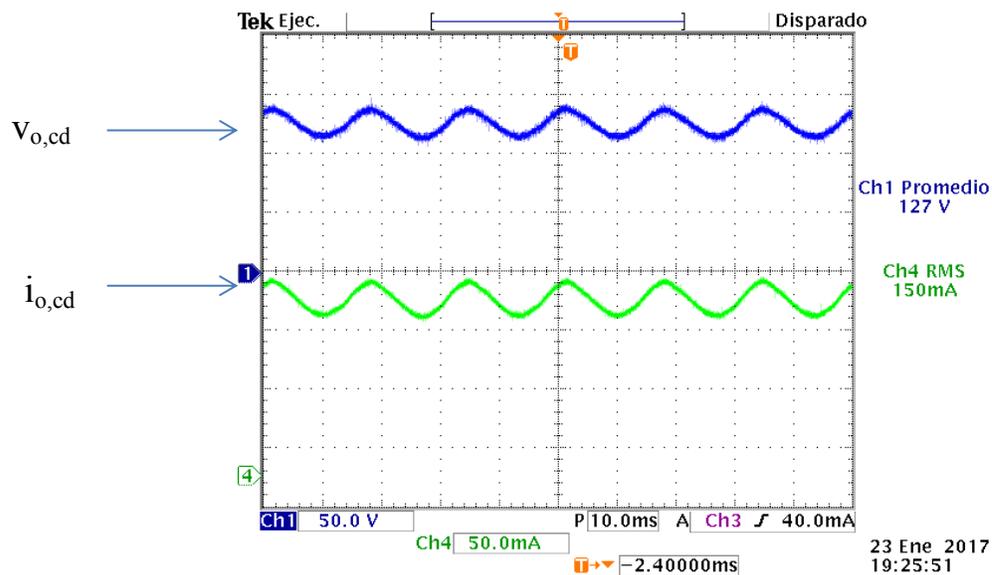


Fig. 5.18 Cambio en la escala (V/div.) para apreciar el rizo del voltaje de salida, $\Delta V_{o,cd}$, y de la corriente de salida, $\Delta I_{o,cd}$, del rectificador trifásico PWM.

5.2.5 Pérdidas de Potencia del Rectificador Trifásico PWM

De la consideración mencionada en la sección 5.2.1 acerca de los disparos complementarios de los interruptores del rectificador, y sabiendo que el valor máximo del ciclo de trabajo es de valor unitario ($D_{max} = 1$), y si además se toma en cuenta un ciclo completo del funcionamiento del rectificador, se puede suponer que el ciclo de trabajo es $D = 0.5$. Para obtener las pérdidas en el rectificador trifásico PWM se utilizan las ecuaciones (3.38) hasta (3.41), además de los parámetros del IPM mostrados en la Tabla 5.2 obtenidos de la hoja de datos del IPM.

Tabla 5.2 Parámetros utilizados para el cálculo de las pérdidas de potencia.

Parámetro	Valor
Voltaje de saturación del IGBT, $V_{CE,sat}$	2.5 V
Caída de voltaje del diodo, V_{FM}	2.5 V
Corriente pico de fase, $I_{pk, fase}$	5 A
Ciclo de trabajo, D	0.5
Factor de potencia de desplazamiento, DPF	0.97
Frecuencia de conmutación, f_s	15000 Hz
Energía de conmutación de encendido del IGBT, E_{on}	0.8mJ
Energía de conmutación de apagado del IGBT, E_{off}	0.8mJ

Desarrollando los cálculos para obtener las pérdidas de potencia:

$$P_{SS} = (5 A)(2.5 V)(0.5)(0.97) = 6.06 W \quad (5.1)$$

$$P_{sw} = (0.8 mJ + 0.8 mJ)(15000 Hz) = 24 W \quad (5.2)$$

$$P_D = (5 A)(2.5 V)[(1 - 0.97)] = 0.375W \quad (5.3)$$

$$P_{Total} = 6.06 W + 24 W + 0.375 W = 30.43 W \quad (5.3)$$

Como se observa el resultado dado por la ecuación (5.2), las pérdidas por conmutación son las mayores que se tienen en el rectificador trifásico, comparada con las pérdidas por conducción y la conducción del diodo.

5.2.6 Eficiencia del Rectificador Trifásico PWM

Debido al funcionamiento del rectificador trifásico PWM en lazo abierto, y gracias a la interfaz realizada con la plataforma dSPACE, la Tabla 5.3 presenta el comportamiento de la eficiencia con diferentes valores del índice de modulación de amplitud. Los valores de

potencia de entrada y THD de corriente fueron tomados de la información proporcionada por la fuente de alimentación California Instruments.

Tabla 5.3 Eficiencia del rectificador trifásico PWM con diferentes índices de modulación de amplitud.

$m_a=1$

Voltaje línea a neutro, V_{LN} (Vrms)	Potencia de entrada, P_{in} (W)	THD de corriente (%)	Voltaje de salida, $V_{o,cd}$ (V)	Potencia de salida, P_o (W)	Eficiencia (%)
5	24	5	26	9.1	37.9
10	70	7.5	53.5	38.3	54.7
15	112	11	75	75	66.9
20	144	14	90	106	73.8
25	170	16	100	130	76.5
30	182	18	108	152	83.7

$m_a=0.8$

Voltaje línea a neutro, V_{LN} (Vrms)	Potencia de entrada, P_{in} (W)	THD de corriente (%)	Voltaje de salida, $V_{o,cd}$ (V)	Potencia de salida, P_o (W)	Eficiencia (%)
5	25	4.5	27	9.7	38.8
10	80	6	56	41.4	52
15	138	9	80	85.6	62
20	184	12	99.5	127	69.2
25	222	13.5	114	167	75.5
30	248	15	123	196.8	80

$m_a=0.5$

Voltaje línea a neutro, V_{LN} (Vrms)	Potencia de entrada, P_{in} (W)	THD de corriente (%)	Voltaje de salida, $V_{o,cd}$ (V)	Potencia de salida, P_o (W)	Eficiencia (%)
5	28	4	25.5	9.18	32.8
10	97	5	57	42.7	44
15	196	7	88.5	100	50
20	289	9	115	170	59
25	379	11.5	137	243.7	64
30	455	13	153	314	69

Con los valores mostrados en la Tabla 5.3, se muestra en la Fig. 5.19 el comportamiento de la eficiencia con respecto a la potencia de entrada con diferentes valores del índice de modulación de amplitud. Se observa cómo va disminuyendo la eficiencia del rectificador trifásico PWM a medida que disminuye el índice de modulación de amplitud, m_a .

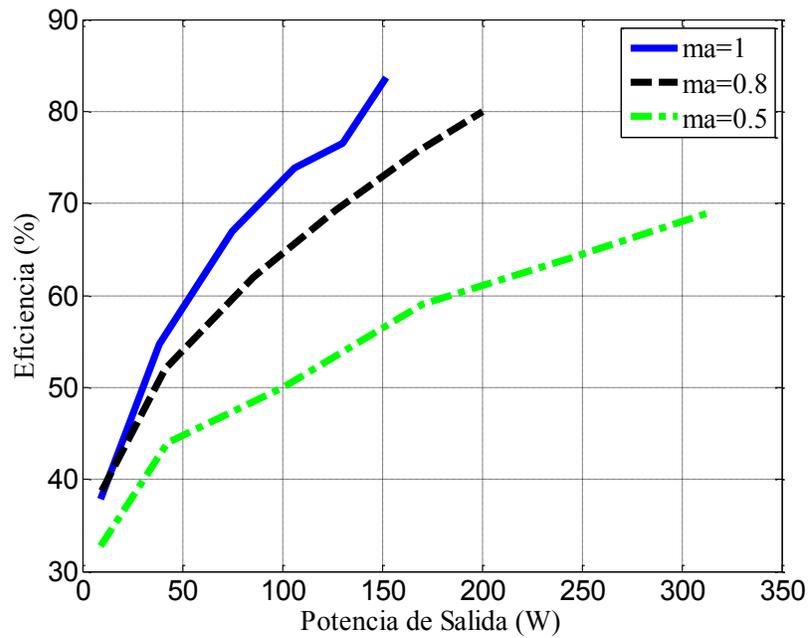


Fig. 5.19 Comportamiento de la eficiencia del rectificador trifásico con respecto a la potencia de salida.

Se puede observar en la Fig. 5.19 que con un índice de modulación de amplitud, m_a , mayor se alcanza una eficiencia mayor en sistemas de baja potencia, a pesar como se observa en la Tabla 5.3 se tiene un THD mayor.

CAPÍTULO VI

DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL PARA EL RECTIFICADOR TRIFÁSICO PWM

Como se mencionó anteriormente, uno de los objetivos del rectificador trifásico PWM es mantener un voltaje constante de 600 V en cd. Para esto, se propone introducir un sistema de control basado en un controlador PI. Este sistema de control cuenta con un lazo de retroalimentación de voltaje, así como un lazo interno de corriente. El diagrama para el control propuesto se muestra en la Fig. 6.1.

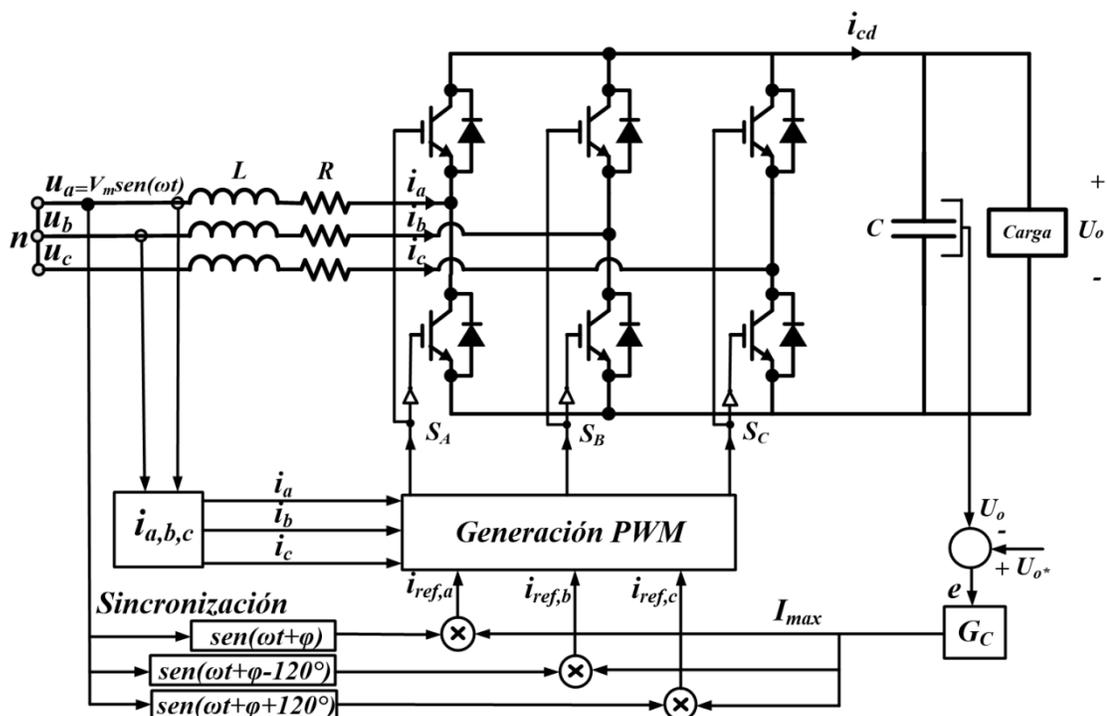


Fig. 6.1 Diagrama a bloques del control propuesto para el rectificador trifásico PWM.

El error creado mediante la diferencia del voltaje que se tiene a la salida del rectificador trifásico y el voltaje de referencia deseado crea una corriente de referencia, la cual es multiplicada por un valor sinusoidal unitario, el cual representa el valor por unidad de los voltajes de fase, con su respectivo desfaseamiento (120 grados entre sí). Luego, esta corriente se sincroniza con la corriente de línea para luego generar los disparos para los interruptores.

6.1 Diseño de los Controladores de Corriente

Como se estableció desde el principio se maneja el método de modulación SPWM para la generación de los disparos. En la Fig. 6.2 se presenta un diagrama a bloques del control del rectificador en el dominio de la frecuencia. Los bloques $G_1(s)$ y $G_2(s)$ representan la función de transferencia del rectificador en el punto de operación y la función de transferencia del capacitor de cd, respectivamente, siendo definidos matemáticamente en (6.1) y (6.2).

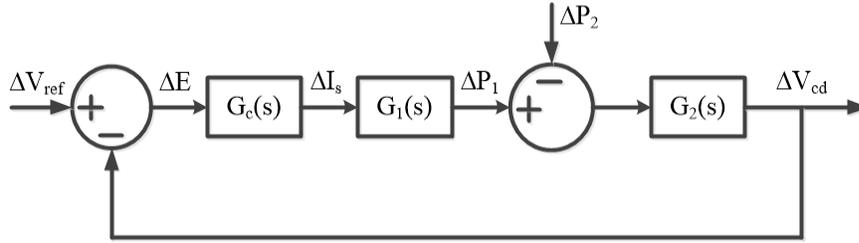


Fig. 6.2 Diagrama a bloques de la función de transferencia del rectificador en lazo cerrado.

$$G_1(s) = \frac{\Delta P_1(s)}{\Delta I_s(s)} = 3(V \cos \varphi - 2RI_s - L_s I_s s) \quad (6.1)$$

$$G_2(s) = \frac{\Delta V_{cd}(s)}{\Delta P_1(s) - \Delta P_2(s)} = \frac{1}{V_{cd} C s} \quad (6.2)$$

En (6.1) y (6.2). $\Delta P_1(s)$ y $\Delta P_2(s)$ representan la potencia de entrada y salida, respectivamente, V representa el valor rms del voltaje de línea a neutro, I_s representa la corriente de entrada, y L_s y R representan la inductancia y la resistencia de la línea, respectivamente. Como se propuso un controlador de tipo PI, se obtienen las siguientes relaciones:

$$I_s \leq \frac{V_{cd} C}{3L_s K_p} \quad (6.3)$$

$$I_s \leq \frac{K_p V \cos \varphi}{2RK_p + L_s K_i} \quad (6.4)$$

Las ecuaciones (6.3) y (6.4) son útiles para el diseño del lazo de control de corriente, ya que relacionan los valores del capacitor de salida, el voltaje de salida, el voltaje de línea a neutro,

la inductancia y resistencia de entrada, así como el factor de potencia de desplazamiento con la corriente de entrada.

Los valores de las constantes K_p y K_i del controlador PI determinan la respuesta transitoria y el error en estado estable del método de modulación SPWM. Según [12], una manera rápida y efectiva para obtener los valores de los controladores PI del lazo de corriente para tener buen desempeño dinámico bajo varias condiciones de operación se da por medio de:

$$K_p = \frac{L_s \omega_c}{2V_d} \quad (6.5)$$

$$K_i = \omega_c K_p \quad (6.6)$$

donde L_s , ω_c y V_d representan la inductancia de línea, la frecuencia de la onda portadora y el voltaje de cd del rectificador trifásico, respectivamente. Utilizando los valores de la Tabla 4.1 y las ecuaciones (6.5) y (6.6) se obtiene:

$$K_p = \frac{(0.001)(2)(\pi)(15,000)}{2(600)} = 0.078 \quad (6.7)$$

$$K_i = (2)(\pi)(15,000)(0.078) = 7,351.32 \quad (6.8)$$

La Fig. 6.3 muestra la creación de la corriente de error (diferencia entre la corriente de línea y la corriente de referencia), el bloque del controlador PI y la generación de los pulsos de disparo mediante la comparación de dicha corriente con la señal triangular.

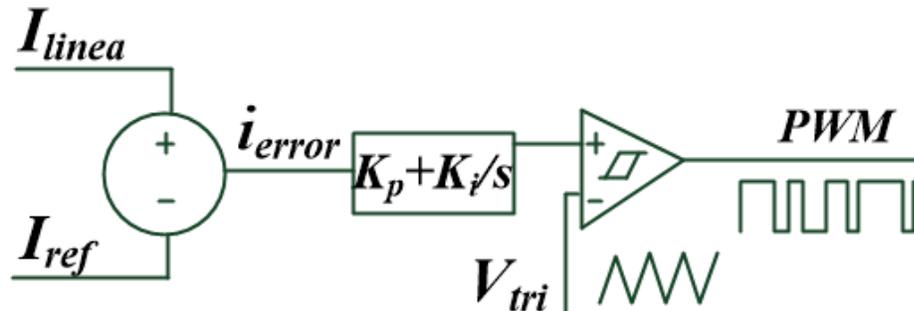


Fig. 6.3 Generación de la corriente de error y generación de disparos para los interruptores.

A pesar de que los valores obtenidos mediante las ecuaciones (6.5) y (6.6) para los parámetros del bloque de control PI dan buenos resultados, depende del usuario modificar algunos valores para obtener la respuesta deseada según los requerimientos del sistema.

6.2 Diseño de los Controladores de Voltaje

El lazo exterior de voltaje es el que se encarga de determinar la amplitud de las corrientes de referencia, i_{ref} , necesarias para que el voltaje de salida, $V_{o,cd}$, sea igual al valor de referencia deseado, $V_{o,cd,ref}$, es decir, que toda la potencia que consume la carga sea aportada por el rectificador.

Para limitar las variaciones del voltaje de salida, $V_{o,cd}$, se requiere un capacitor que actúe como almacén de energía, además de su capacidad de absorber los armónicos de alta frecuencia. Una vez establecida la banda pasante del lazo de voltaje (100 rad/seg) y el margen de fase (60 grados) se debe determinar el valor del capacitor necesario para limitar la variación de voltaje al valor máximo permitido durante los cambios de carga. Del diagrama a bloques de la Fig. 6.4 se puede obtener la función de transferencia del lazo de voltaje en lazo abierto, $G_{vo}(s)$, mostrada en (6.9).

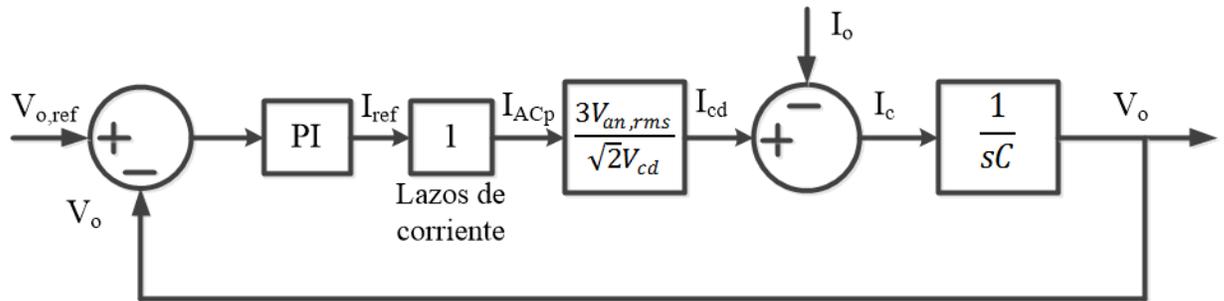


Fig. 6.4 Diagrama a bloques del lazo de voltaje.

$$G_{vo}(s) = PI \frac{3V_{an,rms}}{\sqrt{2}V_{cd}} \frac{1}{sC} = \frac{K_p(1 + sT_n)3V_{an,rms}}{s^2\sqrt{2}V_{cd}T_nC} \quad (6.9)$$

Teniendo en cuenta el margen de fase y banda pasante seleccionados:

$$T_n = \frac{\sqrt{3}}{\omega_{bp}} \quad (6.10)$$

$$|G_{vo}(s)|_{\omega=\omega_{bp}} = 1 \quad (6.11)$$

$$K_p = \frac{\sqrt{3}\omega_{bp}C}{2K} \quad (6.12)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_n} = \frac{C\omega_{bp}}{2K} \quad (6.13)$$

donde ω_{bp} es el valor seleccionado de la banda pasante, C es el valor del capacitor de salida, y,

$$K = \frac{3V_{an,rms}}{\sqrt{2}V_{cd}} \quad (6.14)$$

Para obtener la función de transferencia entre la corriente de salida y la variación que va a provocar en el voltaje de salida con mayor facilidad, se muestra en la Fig. 6.5 el diagrama a bloques reorganizado.

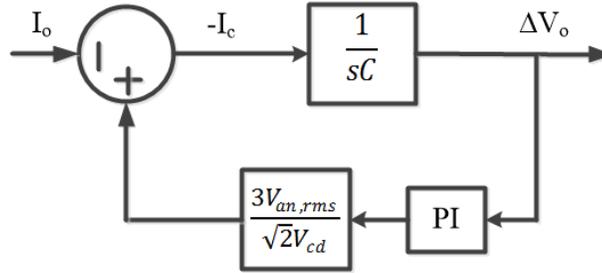


Fig. 6.5 Diagrama a bloques del efecto de un escalón de carga en el voltaje de salida.

De la Fig. 6.5 se logra obtener:

$$\frac{\Delta V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{-1}{sC + KPI} = \frac{-1}{sC + K\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)} \quad (6.15)$$

Sustituyendo (6.14) en (6.15) se obtiene:

$$\frac{\Delta V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{-s}{s^2 C + s K_p K + K K_i} \quad (6.16)$$

$$\frac{\Delta V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{-s}{\frac{\omega_{bp}^2}{2} C \left(s^2 \frac{2}{\omega_{bp}^2} + s \frac{\sqrt{3}}{\omega_{bp}} + 1 \right)} \quad (6.17)$$

La ecuación. (6.17) es una ecuación de segundo grado, cuya forma normalizada es:

$$\frac{\Delta V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{-s}{\omega_n^2 C \left(\frac{s^2}{\omega_n^2} + s \frac{2\xi}{\omega_n} + 1 \right)} \quad (6.18)$$

donde,

$$\omega_n = \frac{\omega_{bp}}{\sqrt{2}} \quad (6.19)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (6.20)$$

y ω_n y ξ representan la frecuencia natural y el coeficiente de amortiguamiento del sistema, respectivamente. Para una entrada escalón al sistema, se conoce que:

$$I_o(s) = \frac{\Delta I_o}{s} \quad (6.21)$$

Sustituyendo la ecuación (6.21) en (6.18), despejando para ΔV_o y pasando al dominio del tiempo, se obtiene:

$$\Delta V_o(t) = \frac{-\Delta I_o}{C \omega_n \sqrt{(1 - \xi^2)}} e^{-\xi \omega_n t} \text{sen} \left(\omega_n t \sqrt{(1 - \xi^2)} \right) \quad (6.22)$$

Calculando el valor máximo de la expresión presentada en la ecuación (6.22) y resolviendo para el valor del capacitor, C, se obtiene:

$$C = \frac{-\Delta I_o}{\Delta V_o} \frac{0.698}{\omega_{bp}} \quad (6.23)$$

Como se observa en la ecuación (6.23) la variación máxima del voltaje de salida ante un cambio de carga depende del valor del capacitor seleccionado y de la rapidez del lazo de voltaje. Para limitar el valor de la variación del voltaje de salida se debe fijar la frecuencia de corte del lazo de voltaje. Mientras más grande sea este valor de la frecuencia el lazo de control tendrá mayor rapidez y el valor del capacitor será menor. Sin embargo, mientras más rápido sea el lazo de control del voltaje introducirá más armónicos al lazo de control de corriente. Con estas consideraciones, habitualmente se emplea una frecuencia de corte entre los 10 y 20 Hz [21].

Utilizando los valores de la Tabla 4.1 e introduciendo los valores de los parámetros propuestos en las ecuaciones (6.23), (6.14), (6.12) y(6.13), respectivamente, se obtiene:

$$C = \frac{-7.58}{-60} \frac{(0.698)}{(100)} = 880 \mu F \quad (6.24)$$

$$K = \frac{3(220)}{\sqrt{2}(600)} = 0.778 \quad (6.25)$$

$$K_p = \frac{\sqrt{3}(100)(0.001)}{2(0.778)} = 0.111 \quad (6.26)$$

$$K_i = \frac{0.001(100)^2}{2(0.778)} = 6.43 \quad (6.27)$$

6.3 Resultados de Simulación del Sistema de Control

Con lo visto en las secciones 6.1 y 6.2, se muestra en la Fig. 6.6 el diagrama completo del sistema de control implementado en el rectificador trifásico PWM en el ambiente de simulación PLECS[®]/Simulink[®]. Como se mencionó al principio del Capítulo VI, las señales sinusoidales que se muestran en la Fig. 6.6 representan los voltajes de las fases a, b y c respectivamente, en su valor por unidad. De esta manera, los generadores de funciones

emplean un valor unitario en la amplitud de la señal sinusoidal, y un desfase de 120 grados entre sí.

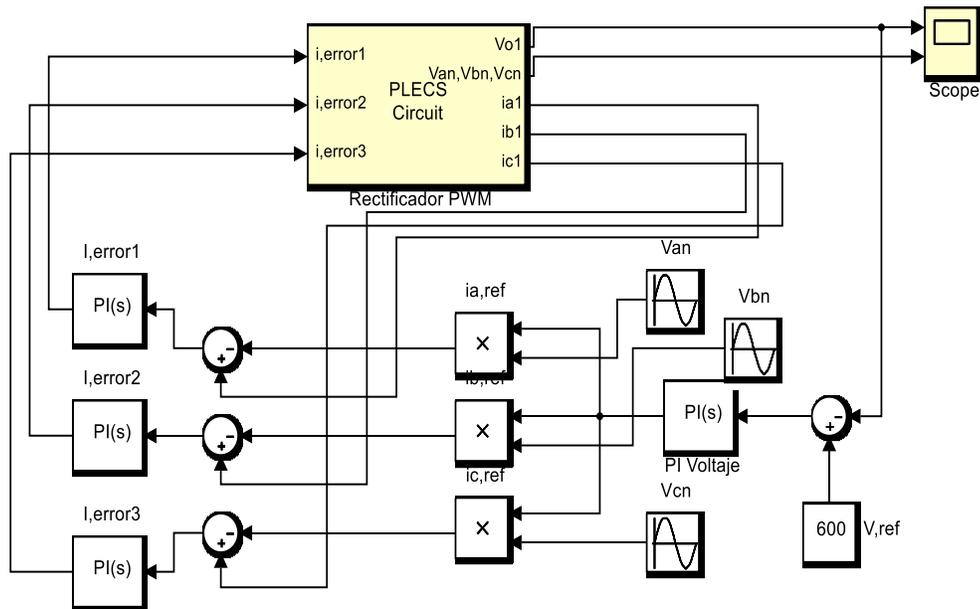


Fig. 6.6 Diagrama a bloques del sistema de control del rectificador trifásico PWM implementado en el ambiente de simulación PLECS[®]/Simulink[®].

Se puede observar de la Fig. 6.6 que es el mismo esquema de control propuesto de la Fig. 6.1 presentado al inicio del Capítulo VI, del cual las señales de la corriente de error son inyectadas al rectificador trifásico PWM, el cual está representado por el bloque PLECS Circuit en esta figura, y es mostrado en la Fig. 4.1.

La Fig. 6.7 muestra el voltaje de salida, $V_{o,cd}$, ante un cambio de carga del 100% al 50% de la potencia de salida en el tiempo 0.25. Se observa que el voltaje sufre un cambio de valor, sin embargo, se ajusta nuevamente al valor especificado en el tiempo 0.45 por la referencia especificada (600 V) debido al sistema de control.

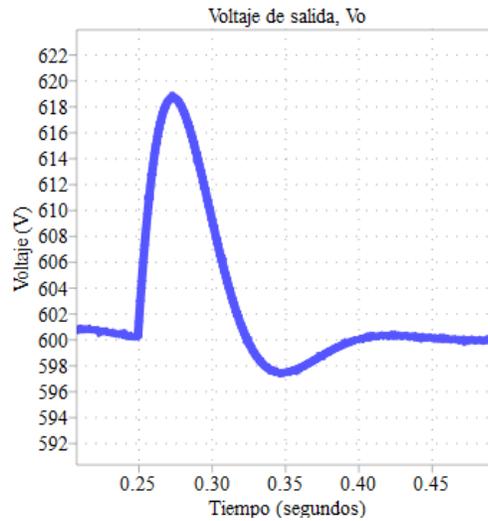


Fig. 6.7 Variación en el tiempo del voltaje de salida, $V_{o,cd}$, ante un cambio de carga del 100% al 50% de la potencia de salida.

La Fig. 6.8 presenta la corriente de salida, la cual al percibir el cambio de carga del 100% al 50% de la potencia nominal disminuye su valor. Debido al control implementado, la corriente de salida no se ajusta a un valor especificado.

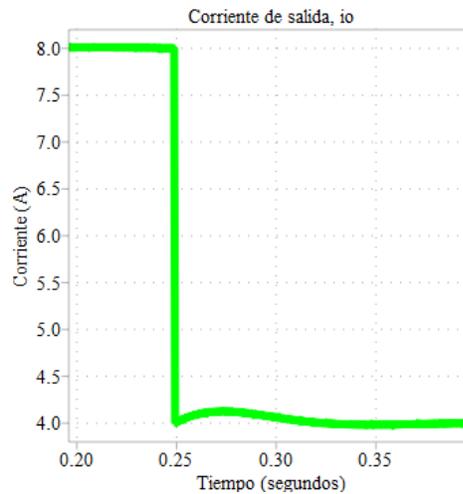


Fig. 6.8 Variación en el tiempo de la corriente de salida, $I_{o,cd}$, ante un cambio de carga del 100% al 50% de la potencia de salida.

La corriente de entrada, $i_L(\omega t)$, ante el mismo cambio de carga (100% al 50%) se muestra en la Fig. 6.9. Se observa un cambio en su amplitud, la cual a su vez modifica el valor eficaz que entrega al rectificador trifásico PWM.

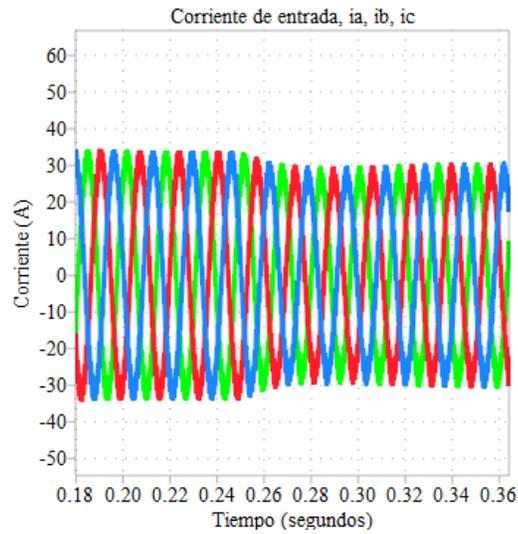


Fig. 6.9 Variación en el tiempo de la corriente de entrada, $i_L(\omega t)$, ante un cambio de carga del 100% al 50% de la potencia de salida.

Adicionalmente, el índice de modulación de amplitud es mostrado en la Fig. 6.10, en la cual se observa que sufre un cambio en su amplitud cuando se realiza el cambio de carga, para luego regresar a su valor una vez que el voltaje se estabiliza en el valor especificado.

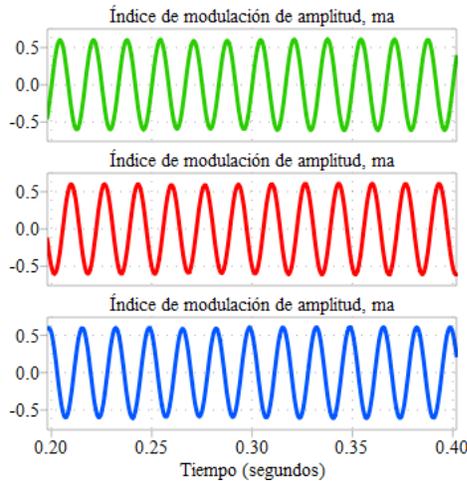


Fig. 6.10 Variación en el tiempo del índice de modulación de amplitud, m_a , ante un cambio de carga del 100% al 50% de la potencia de salida.

Posteriormente, se introduce un cambio de carga de nuevo del 50% al 100% de la potencia de salida en el tiempo 0.6. La Fig. 6.11 muestra el voltaje de salida, $V_{o,cd}$, el cual nuevamente

cambia de valor y se establece luego de 0.2 segundos al valor especificado por el voltaje de referencia, $V_{o,cd,ref}$.

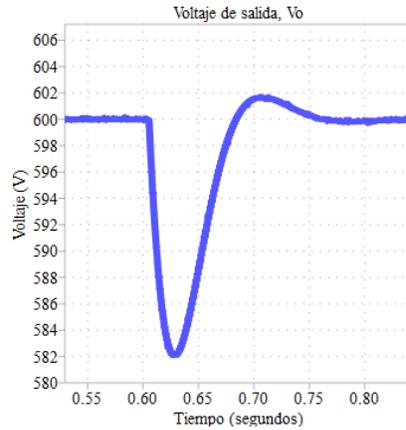


Fig. 6.11 Variación en el tiempo del voltaje de salida, $V_{o,cd}$, ante un cambio de carga del 50% al 100% de la potencia de salida.

Se observa en la Fig. 6.11 que el voltaje alcanza un cambio en su valor de casi 20 V en los cambios de carga.

Se observa la corriente de salida, $I_{o,cd}$, ante el cambio de carga realizado del 50% al 100% de la potencia de salida en la Fig. 6.12.

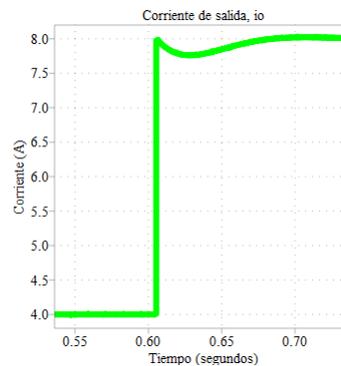


Fig. 6.12 Variación en el tiempo de la corriente de salida, $I_{o,cd}$, ante un cambio de carga del 50% al 100% de la potencia de salida.

Así como en el voltaje de salida, $V_{o,cd}$, se observa el cambio de amplitud de la corriente de 4 A, lo cual representa el 50% de la potencia de salida.

Además, la Fig. 6.13 muestra el cambio en la amplitud y el valor eficaz en la corriente de entrada una vez que se realiza el cambio de carga al valor inicial del 100% de la potencia de salida.

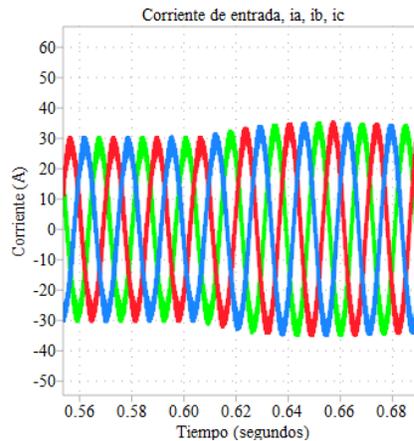


Fig. 6.13 Variación en el tiempo de la corriente de entrada, $i_a(\omega t)$, ante un cambio de carga del 50% al 100% de la potencia de salida.

Se observa en la Fig. 6.13 el comportamiento de la corriente de entrada, $i_a(\omega t)$, en el tiempo 0.6 ante el cambio de carga.

La Fig. 6.14 presenta el cambio de amplitud que sufre el índice de modulación de amplitud, m_a , una vez que se implementa el cambio de carga del 50% al 100% de la potencia de salida.

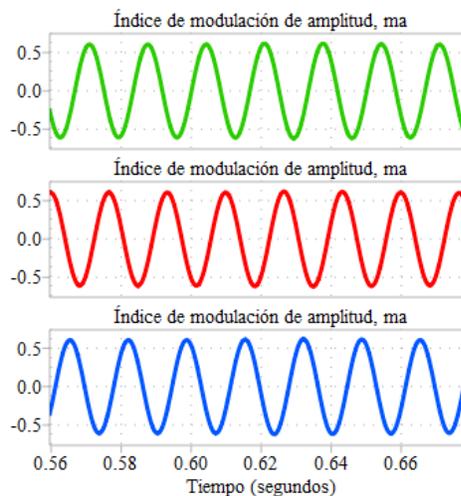


Fig. 6.14 Variación en el tiempo del índice de modulación de amplitud, m_a , ante un cambio de carga del 50% al 100% de la potencia de salida.

De igual manera que sucedió en el primer cambio de carga, la amplitud del índice de modulación de amplitud sufre un cambio, sin embargo, vuelve a su valor original de 0.6 una vez que el voltaje de salida, $V_{o,cd}$, se estabiliza en el valor especificado, $V_{o,cd,ref}$.

La variación en el tiempo del voltaje de salida, $V_{o,cd}$, ante los dos cambios de carga son mostrados en la Fig. 6.15. Se observa con mayor detalle los cambios en la amplitud del voltaje de salida, $V_{o,cd}$, ante los cambios de carga, los cuales presentan un sobre impulso de casi 20 V (3.33% del valor del voltaje de salida) y un tiempo de establecimiento de 0.2 segundos

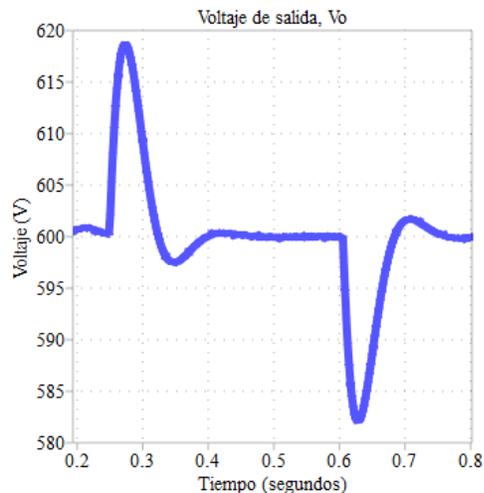


Fig. 6.15 Variación en el tiempo del voltaje de salida, $V_{o,cd}$, ante un cambio de carga del 50% al 100% en el tiempo 0.25 y del 50% al 100% en el tiempo 0.6 de la potencia de salida.

La acción correctiva, realizada por el sistema de control implementado al rectificador trifásico PWM, a través de una diferencia entre el voltaje de salida obtenido y un voltaje de referencia deseado, $V_{o,cd,ref}$, crea una corriente de referencia, la cual es multiplicada por los voltajes de fase en su valor unitario. Posteriormente, esa corriente de referencia es sincronizada con las corrientes de línea, para luego generar tres señales sinusoidales, las cuales son comparadas con la señal portadora para generar los pulsos respectivos para las 3 ramas del puente completo del rectificador trifásico PWM.

CAPÍTULO VII Conclusiones, Aportaciones y Trabajo a Futuro

En este capítulo se presentan las conclusiones más importantes del trabajo de investigación realizado, así como las aportaciones hechas y algunas sugerencias y recomendaciones para futuras referencias.

8.1 Conclusiones

En este trabajo de investigación se plantea un acondicionador de potencia para un esquema conocido como *back-to-back* para la interconexión de una turbina eólica a la red eléctrica. Se enfoca en la etapa de conversión de energía ca-cd de manera trifásica y controlada mediante dispositivos semiconductores IGBT. Se diseñó, simuló e implementó un prototipo de rectificador trifásico utilizando la técnica de modulación SPWM, la cual fue implementada en una plataforma dSPACE ds1104, utilizando sensores para los voltajes de entrada para poder así generar los disparos mediante el algoritmo implementado en el ambiente de simulación Simulink[®], y un escenario *ControlDesk* para poder observar y modificar los parámetros del rectificador mediante una interfaz en tiempo real.

El algoritmo de control fue realizado utilizando la herramienta de simulación PLECS[®] de Plexim, y se basa en un control de doble lazo, es decir, un lazo de control externo de voltaje y un lazo de control interno de corriente. Gracias a esto, se logra obtener un alto factor de potencia, $f.p.=0.9$, así como una respuesta con un sobre impulso del 3.33% del valor del voltaje de salida, $V_{o,cd}$, un tiempo de establecimiento de 0.2 segundos y un error de estado estable muy pequeño.

Antes de realizar alguna prueba experimental, se estudiaron distintos esquemas de rectificación, así como las técnicas de modulación existentes, optando por una topología de puente completo para un rectificador trifásico controlado mediante una técnica de modulación por ancho de pulso sinusoidal. Además, se realizaron simulaciones para observar el comportamiento del rectificador trifásico elevador, así como las formas de onda de entrada y salida que se deben esperar de este acondicionador de potencia, y lograr obtener los valores esperados mediante el diseño realizado previamente.

En el caso de la operación del rectificador en lazo cerrado, se realizaron simulaciones para observar si el esquema de control utilizando controladores PI eran los adecuados para lograr obtener una respuesta y valores deseados, tanto a la salida como a la entrada, obteniendo resultados satisfactorios.

Con todo esto, se puede resumir que en este trabajo de investigación se presenta un análisis detallado de la topología puente completo trifásico empleada, así como el diseño, simulación e implementación de un montaje experimental para realizar pruebas a un acondicionador de potencia ca-cd trifásico utilizando la técnica de modulación SPWM para un esquema de potencia ca-cd-ca para la interconexión a la red eléctrica de una turbina eólica.

Esta tesis fue desarrollada bajo el marco del proyecto P-07 titulado “Integración y consolidación de capacidades nacionales para el desarrollo de pequeños aerogeneradores, mediante el diseño, construcción y pruebas exhaustivas de un aerogenerador con capacidad de 30 kW”, el cual es uno de los 13 proyectos estratégicos aprobados por el fondo sectorial CONACyT-SENER-Sustentabilidad Energética de la convocatoria 2013-03 “Centro Mexicano de Innovación en Energía Eólica” (CEMIE-Eólico) con el objetivo general del proyecto P-07 de realizar el desarrollo tecnológico de un aerogenerador de 30 kW por medio de la sinergia entre instituciones.

8.2 Aportaciones

1) Se validó mediante la simulación y experimentación el esquema de potencia ca-cd trifásico, conocido como rectificador, y su técnica de modulación SPWM para una turbina eólica construida en México a través del CEMIE-Eólico.

2) Se implementó un algoritmo digital en la plataforma dSPACE ds1104 para obtener, procesar y generar las señales necesarias para la generación de los disparos a través de la técnica de modulación SPWM para un módulo inteligente de potencia a través de una interfaz en tiempo real.

3) Se diseñó un rectificador trifásico PWM junto con los elementos necesarios para su correcto funcionamiento. Además, se simuló, observó y comprobó su comportamiento y funcionamiento utilizando la plataforma PLECS[®]/Simulink[®].

4) Mediante la experimentación, se validó el diseño y la simulación previamente realizados.

8.3 Trabajo a Futuro

Hacer una comparación con técnica de modulación por vector de espacios (*Space Vector Modulation*, por sus siglas en inglés, SVM), para comparar eficiencia y comportamiento del sistema en lazo abierto y lazo cerrado, así como la experimentación con otro esquema de control como los que se presentaron en el Capítulo II.

Realizar un análisis del THD del voltaje y la corriente de entrada en el montaje experimental con un osciloscopio que entregue información sobre los componentes armónicos.

La implementación del sistema de control al rectificador trifásico para observar el comportamiento y obtener un sistema con un voltaje de salida controlado, y de esta manera poder ser conectado en cascada con el inversor trifásico propuesto en [22] y así implementar el esquema de potencia *back-to-back*.

Verificar el correcto funcionamiento del rectificador conectado una turbina eólica, ya que el voltaje inyectado al acondicionador de potencia tendrá una variación de acuerdo al perfil de velocidad de la turbina. Para lograr esto, es necesario implementar un sistema de control como se mencionó en el punto anterior, ya que los resultados obtenidos experimentalmente fueron hechos en lazo abierto.

Realizar las pruebas del sistema completo, el cual consta de la turbina eólica, el esquema de potencia *back-to-back*, y posteriormente la interconexión a la red eléctrica, y comparar el comportamiento obtenido mediante la simulación y experimentación de cada etapa por separado con los resultados obtenidos de estas pruebas.

ANEXOS

I. GUÍA DE PROCEDIMIENTOS PARA LA MEDICIÓN DE LOS PARÁMETROS ELÉCTRICOS CARACTERÍSTICOS

Los procedimientos de medición de los parámetros eléctricos característicos para una turbina eólica con interconexión a la red de distribución eléctrica son presentados en este capítulo. Los procedimientos son de acuerdo a los estándares internacionales IEC 61400-12-1 y 61400-21, y pueden ser utilizados para evaluar turbinas eólicas de cualquier tipo y tamaño.

El propósito de los estándares IEC 61400 es proveer una metodología uniforme la cual asegure, consistencia, precisión y repetitividad en las medidas y análisis del desempeño de potencia en las turbinas eólicas.

Condiciones Generales

Las condiciones especificadas son necesarias para obtener resultados confiables de la prueba, mas no implican que sean condiciones para la conexión y operación de la turbina eólica conectada a la red de distribución eléctrica.

Los ensayos pueden realizarse con cualquier intensidad de turbulencia, aunque las condiciones ambientales deben cumplir con los requisitos del fabricante para los instrumentos y la turbina eólica. Normalmente las condiciones ambientales no requieren medición, aunque se requiere que se describan en términos generales en el informe de prueba, así como la intensidad de la turbulencia indicada en base a la ubicación de obstáculos y variaciones del terreno o en las mediciones de la velocidad del viento.

Las mediciones para velocidades del viento mayores a 15 m/s no son necesarias, debido a que normalmente dan un periodo de medición significativamente mayor a causa de la rara aparición de velocidades mayores y no se espera que proporcionen una verificación significativamente mejor de los parámetros eléctricos característicos de la turbina eólica evaluada.

En un tiempo de 10 minutos el voltaje promedio de la turbina eólica debe estar dentro del 110% de su valor nominal. Además, la variación promedio en un tiempo de 0.2 segundos de la frecuencia de la red de distribución eléctrica debe ser inferior al 2% de la frecuencia nominal.

Equipo de Medición para los Parámetros Característicos

La Fig. 8.1 muestra un sistema de adquisición de datos, el cual es requerido para poder realizar las mediciones de los parámetros eléctricos característicos.

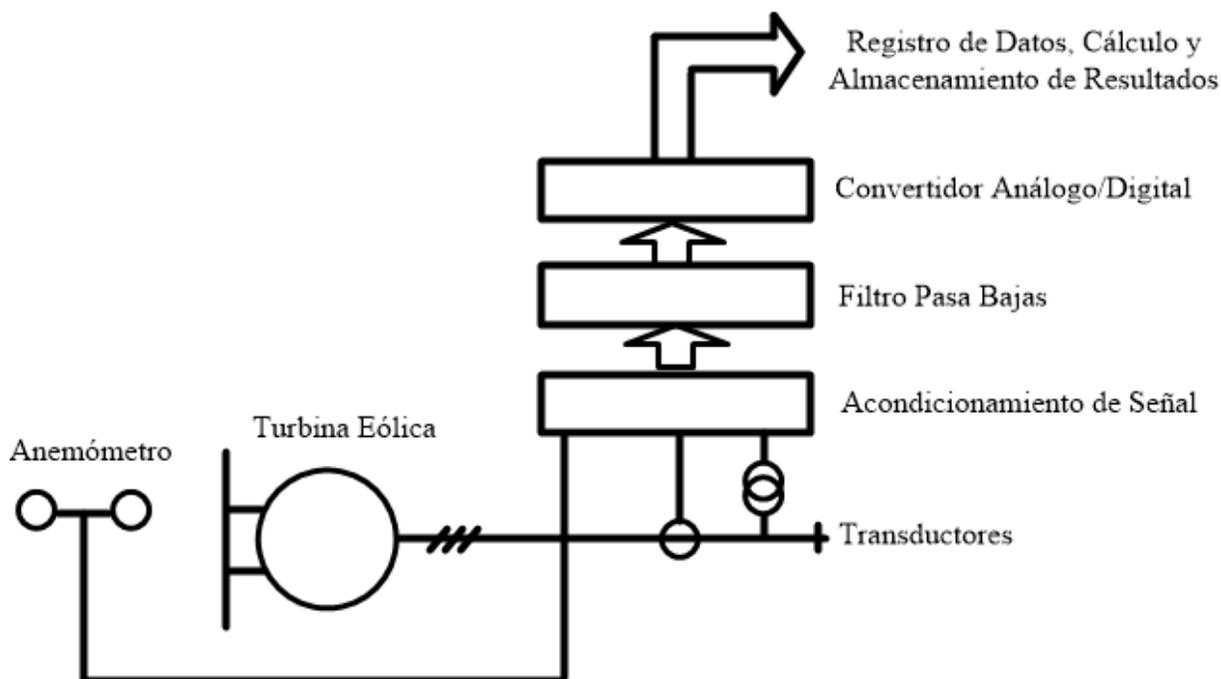


Fig. 8.1 Sistema de medición requerido para turbinas eólicas.

Tanto el sistema de medición, el cual consta de sensores como anemómetros y sensores de voltaje y corriente, como el acondicionamiento de la señal que entregan estos sensores, son necesarios para obtener las formas de onda sin el rizo del voltaje y corriente ni los picos que pudieran tener las mediciones. El convertidor analógico-digital debe tener una resolución del al menos 12 bits para poder representar de manera precisa la medición de la señal obtenida.

Para el sistema de adquisición de datos se requiere una frecuencia de muestreo de 1 Hz para la velocidad del viento y al menos 2 kHz para las señales obtenidas de voltaje y corriente. Sin

embargo, para la medición de los componentes armónicos la frecuencia mínima de muestreo debe ser de no menos de 20 kHz por canal. Este sistema de adquisición de datos además debe ser capaz de registrar, calcular y almacenar los resultados obtenidos.

Parámetros Eléctricos Característicos

Los parámetros eléctricos característicos para caracterizar la calidad de la potencia suministrada a la red de distribución de eléctrico a través de una turbina eólica se definen como:

- Potencia activa nominal, P_n , dada en kW
- Potencia aparente nominal, S_n , dada en kVA
- Potencia reactiva, Q , dada en kVAr
- Corriente nominal, I_n , dada en A
- Voltaje nominal de línea a línea, U_n , dado en V

Corrientes Armónicas, Inter armónicas y Componentes de Alta Frecuencia

Actualmente, la mayoría de las turbinas eólicas que están conectadas a la red de distribución eléctrica utilizan acondicionadores de potencia conmutados, la generación de componentes armónicos debe ser regulada. Los componentes armónicos individuales deben ser especificados como valores en sub grupos para frecuencias de hasta 50 veces la frecuencia fundamental de la red, y la distorsión armónica total debe ser fijada derivada de estos componentes.

Los componentes de corriente inter armónicos deben ser especificados como valores en sub grupos para frecuencias de hasta 2 kHz. De igual manera, los componentes de alta frecuencia deberán ser especificados para frecuencias entre 2 kHz y 9 kHz.

Los valores obtenidos de estos componentes armónicos de corriente, así como la distorsión armónica total deberá ser entregada en tablas en porcentaje a I_n , y para la operación de la turbina eólica dentro de los compartimientos de la potencia activa de 0% al 100%, en intervalos de 10%.

Los componentes armónicos de corriente, inter armónicos y componentes de alta frecuencia deben ser fijados para la operación de la turbina eólica con una potencia reactiva, Q , lo más cercana a cero.

Adicionalmente, debe mencionarse que los componentes armónicos son considerados inofensivos, mientras su duración sea limitada a un periodo corto de tiempo.

Respuesta a las Caídas de Voltaje

La Tabla 8.1 especifica la respuesta de la turbina eólica ante las caídas de voltaje, la cual debe fijarse para la turbina operando:

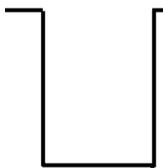
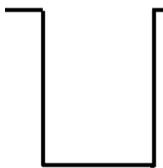
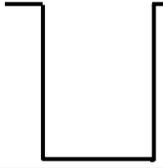
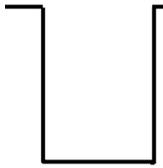
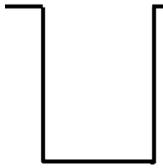
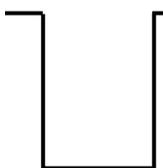
- a. Entre el 10% y el 30% de la potencia nominal
- b. Por encima del 90% de la potencia nominal

La respuesta obtenida deberá incluir los resultados de dos pruebas consecutivas de cada caso, para la potencia activa y reactiva, corriente activa y reactiva y el voltaje en las terminales de la turbina eólica para el tiempo poco antes de la caída de voltaje y hasta que el efecto provocado por dicha caída haya desaparecido, indicando el modo operacional de la turbina.

La prueba se realiza básicamente para verificar la respuesta de la turbina eólica ante caídas de voltaje (debido a fallas de la red) y proveer una base para la validación del modelo de simulación de la turbina.

Una caída de voltaje puede causar que una turbina eólica se desconecte por muchas razones, no solamente relacionada al tren de potencia, sino también debido a vibraciones mecánicas o a capacidades del sistema auxiliar de bajo voltaje. Debido a estas situaciones, es necesario realizar la prueba en toda la turbina eólica y no solamente confiar en la prueba del tren de potencia.

Tabla 8.1 Especificación de caídas de voltaje. Las magnitudes, duración y forma son para las caídas de voltaje que ocurren cuando la turbina eólica está siendo probada y no está conectada.

Caso	Magnitud del voltaje de línea a línea (fracción del voltaje inmediatamente antes de la caída)	Magnitud de la secuencia positiva del voltaje (fracción del voltaje inmediatamente antes de la caída)	Duración (s)	Forma
VD1 – caída de voltaje simétrico trifásico	0.9 ± 0.05	0.9 ± 0.05	0.5 ± 0.02	
VD2 – caída de voltaje simétrico trifásico	0.5 ± 0.05	0.5 ± 0.05	0.5 ± 0.02	
VD3 – caída de voltaje simétrico trifásico	0.2 ± 0.05	0.2 ± 0.05	0.5 ± 0.02	
VD4 – caída de voltaje bifásico	0.9 ± 0.05	0.95 ± 0.05	0.5 ± 0.02	
VD5 – caída de voltaje bifásico	0.5 ± 0.05	0.75 ± 0.05	0.5 ± 0.02	
VD6 – caída de voltaje bifásico	0.2 ± 0.05	0.6 ± 0.05	0.2 ± 0.05	

La Fig. 8.2 muestra el montaje con el cual se puede realizar la prueba.

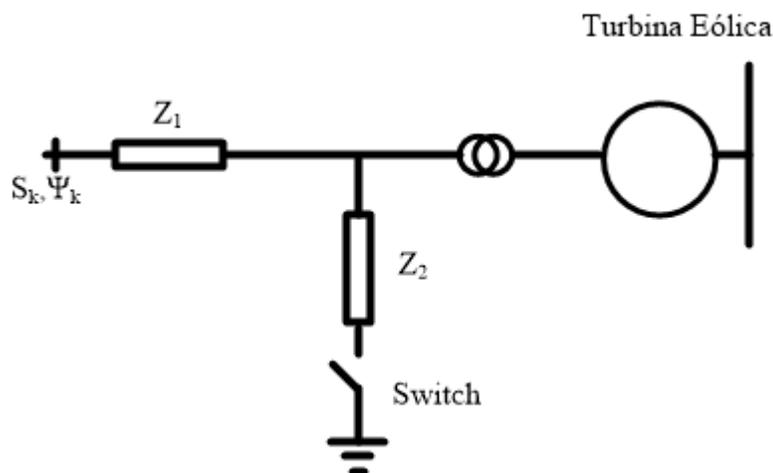


Fig. 8.2 Sistema para evaluar la respuesta de la turbina eólica ante las caídas de voltaje.

Las caídas de voltaje son creadas por un emulador de corto circuito que conecta las dos o tres fases a tierra a través de una impedancia, o conectando las dos o tres fases juntas a través de una impedancia.

La impedancia Z_1 limita el efecto del corto circuito en la red. Su tamaño debe seleccionarse de tal manera que la prueba no cause una situación inaceptable en la red, y al mismo tiempo que no afecte significativamente la respuesta transitoria de la turbina eólica.

La caída de voltaje es creada al conectar la impedancia Z_2 a través del interruptor S. El tamaño de la impedancia debe ajustarse para dar las magnitudes del voltaje especificado en la Tabla 8.1 cuando la turbina eólica no está conectada. Los valores de la impedancia Z_1 y Z_2 utilizadas en la prueba deberán ser especificadas en la descripción del equipo de prueba.

El interruptor S deberá ser capaz de controlar de manera precisa el tiempo en la conexión y desconexión de Z_2 , y para las dos o tres fases. Puede ser un dispositivo mecánico o un dispositivo electrónico de potencia.

Potencia Activa

La potencia máxima medida de una turbina eólica deberá ser especificada como un valor promedio en 600 s, P_{600} , un valor promedio en 60 s, P_{60} , y como un valor promedio en 0.2 s, $P_{0.2}$.

La habilidad de una turbina de operar en un modo de control de potencia activa con un punto fijo deberá ser caracterizada por los resultados de la prueba presentados en una gráfica. Dicha gráfica deberá mostrar la potencia activa de salida disponible y medida durante la operación con valores fijados siendo ajustados del 100% hasta el 20% de la potencia nominal, en pasos del 20% con una operación de dos minutos en cada valor fijado, de acuerdo a la Fig. 8.3.

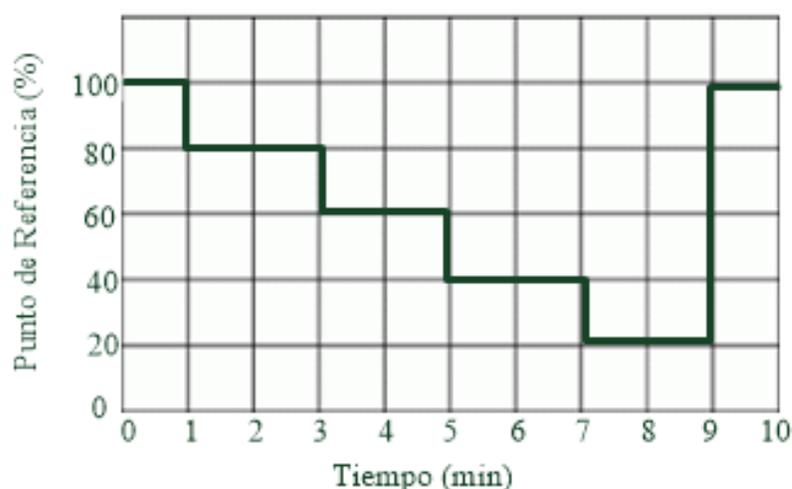


Fig. 8.3 Variación del punto de referencia de la potencia activa de la turbina eólica.

La habilidad de una turbina eólica de participar en un esquema de control de frecuencia automática está ligada a su habilidad de operar en un modo de control de potencia activa de punto fijo.

Potencia Reactiva

En lo que concierne a la capacidad de la máxima potencia reactiva inductiva y la máxima potencia reactiva capacitiva de la turbina eólica deberá ser especificada en una tabla como valores promedios en un minuto en función de la potencia de salida promedio para valores desde 0% hasta el 100% de la potencia nominal, en intervalos de 10%.

El control de la potencia reactiva por punto fijo será descrito por una tabla y una gráfica mostrando las mediciones realizadas del 0% al 100% de la potencia activa de salida en intervalos de 10%. Además, deberán ser valores promedio en 1 minuto.

La Fig. 8.4 especifica la medición de la potencia reactiva durante un cambio tipo escalón del punto fijo de la potencia reactiva. La potencia activa de salida deberá ser aproximadamente el 50% de la potencia nominal.

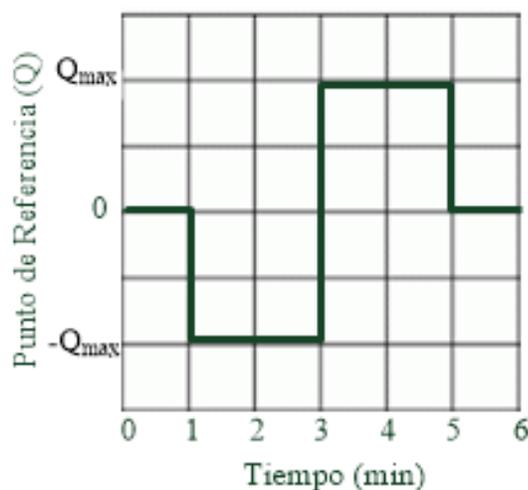


Fig. 8.4 Variación del punto de referencia de la potencia reactiva de la turbina eólica.

De igual manera que en el caso de la potencia activa, la habilidad de una turbina eólica de participar en un esquema de control de frecuencia automática está ligada a su habilidad de operar en un modo de control de potencia reactiva de punto fijo.g.

Protección de la Red de Distribución Eléctrica

Los niveles de protección y los tiempos de desconexión de la turbina eólica serán determinados tomando en cuenta un bajo y un sobre voltaje, así como una baja y sobre frecuencia. Esto será realizado utilizando una fuente de alimentación trifásica, la cual pueda variar tanto en voltaje como en frecuencia, y alimentando el control de la turbina eólica, especificando el punto fijo del nivel de protección y los tiempos de desconexión del controlador de la turbina eólica. Por motivos de seguridad, estas mediciones serán realizadas mientras el generador de la turbina eólica no se encuentre en operación.

El procedimiento para la determinación de los niveles de protección a ser aplicado es el siguiente:

- Para el nivel de protección contra bajo voltaje, U_{under} , se disminuye el voltaje de las 3 fases de la fuente de alimentación del 100% del voltaje nominal a la frecuencia nominal en pasos del 1% del voltaje nominal hasta que la turbina eólica se desconecte. Cada paso de la prueba debe durar al menos 20 s.
- Para el nivel de protección contra sobre voltaje, U_{over} , se toman las mismas consideraciones que para la protección contra bajo voltaje, con la diferencia de que se incrementa el voltaje nominal del 100% hasta que la turbina eólica se desconecte.
- Para el nivel de protección contra baja frecuencia, f_{under} , la frecuencia de las 3 fases separadas de la fuente de alimentación se disminuye del 100% de la frecuencia nominal en pasos de 0.1 Hz hasta que la turbina se desconecte. De la misma manera que en los niveles de protección de voltaje, cada paso debe durar al menos 20 s.
- Para el nivel de protección contra alta frecuencia, f_{over} , se toman las mismas consideraciones que para la protección contra baja frecuencia, con la diferencia de que se incrementa la frecuencia nominal del 100% hasta que la turbina eólica se desconecte.

El tiempo de desconexión es la duración del tiempo del principio del escalón del voltaje hasta que la turbina se ha desconectado. Para la determinación de los tiempos de desconexión, se aplicará el siguiente procedimiento:

- Para la determinación de los tiempos de reconexión en el caso de bajo voltaje, un escalón de voltaje del voltaje nominal a $U_{under} - 5\%$ se aplicará al disruptor del circuito de la turbina eólica por la fuente de alimentación separada.
- Para la determinación de los tiempos de reconexión en el caso de sobre voltaje, un escalón de voltaje del voltaje nominal a $U_{over} + 5\%$ se aplicará al disruptor del circuito de la turbina eólica por la fuente de alimentación separada.

- Para la determinación de los tiempos de reconexión en el caso de baja frecuencia, un escalón de frecuencia de la frecuencia nominal a $f_{under} - 1$ Hz se aplicará al disruptor del circuito de la turbina eólica por la fuente de alimentación separada.
- Para la determinación de los tiempos de reconexión en el caso de alta frecuencia, un escalón de frecuencia de la frecuencia nominal a $f_{over} + 1$ Hz se aplicará al disruptor del circuito de la turbina eólica por la fuente de alimentación separada.

REFERENCIAS

- [1] J.F. Manwell, J.G. McGowan and A.L. Rogers, “Introduction: Modern Wind Energy and its Origins” in *Wind Energy Explained: Theory, Design and Application*, 2nd Edition, Massachusetts, USA: Wiley, 2009, ch. 1, pp. 2 – 3.
- [2] I. Al-Bahadly, “Windmills” in *Wind Turbines*, Rijeka, Croatia: InTech, 2011, Ch. 1, pp. 3 – 4.
- [3] (2014) El portal único del gobierno, ¿Qué es la generación distribuida? Grandes Usuarios de la Energía.[Online]. www.gob.mx
- [4] IEC Std-61400-21, “International Standard, Wind Turbines”, in *International Electromechanical Commission*, Dec, 2013.
- [5] IEC Std-61400-2, “International Standard, Wind Turbines”, in *International Electromechanical Commission*, Dec, 2013.
- [6] IEEE Std-519, “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, in *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, June, 2014.
- [7] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd Edition, Minesota, USA: McGraw Hill, 2003.
- [8] M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics: Selected Problems*, 1st Edition, California, USA: Elsevier Science, 2002.
- [9] P. Antoniewicz, M.P. Kazmierkowski, P. Cortes, J. Rodriguez and A. Sikorski, "Predictive Direct Power Control Algorithm for Three Phase AC/DC Converter", in *EUROCON, 2007. The International Conference on "Computer as a Tool"*, pp.1530-1534, 9-12 Sept. 2007.

-
- [10] P. Cortes, M.P. Kazmierkowski, J. Rodriguez, D.E. Quevedo and R. Kennel, "Predictive control in power electronics and drives", in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol.55, no.12, pp. 4312-4324, Dec. 2008.
- [11] A. Linder and R. Kennel, "Model Predictive Control for Electrical Drives", in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. IEEE 36th*, pp.1793-1799, 16 June 2005.
- [12] G. Bing, W. Kejun, Z. Jingnan, Y. Jiang, L. Yaohua and W. Zhang, "Advanced Switching Table for Direct Power Control of a Three-Phase PWM Rectifier", in *Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo*, pp.1-5, Aug. 31 2014-Sept. 3 2014.
- [13] M. Malinowski, M. Jasinski and M.P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)", in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol.51, no.2, pp. 447-454, April 2004.
- [14] A. Bouafia, J.P. Gaubert and F. Krim, "Predictive Direct Power Control of Three-Phase Pulsewidth Modulation (PWM) Rectifier Using Space-Vector Modulation (SVM)", in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol.25, no.1, pp. 228-236, Jan. 2010.
- [15] P. Cortes, J. Rodriguez, P. Antoniewicz and M.P. Kazmierkowski, "Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control", in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol.23, no.5, pp. 2516-2523, Sept. 2008.
- [16] H. M. Rashid and J. W. Dixon, "Three-Phase Controlled Rectifiers" in *Power Electronics Handbook: Devices, circuits, and applications*, 2nd Edition, Florida, USA: Elsevier, 2007, ch. 12, pp. 221 – 223.
- [17] R.W. Erickson and D. Maksimovic, "Three-Phase Controlled Rectifiers" in *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd Edition, Colorado, USA: Kluwer Academic, 2004, ch. 16, pp. 596.
- [18] M. Cichowlas, "PWM rectifier with active filtering", Ph.D. Dissertation, Faculty of Elect. Eng., Warsaw Univ. of Technology, Warsaw, Poland, 2004.

- [19] D.A. Carreón-Luna, L.O. Jáquez-Legarda and J.L. Durán-Gómez, "Experimental Evaluation of a Back-to-Back Power Interface to Grid Integration of a Wind Turbine," *2016 International Conference on Mechatronics, Electronics and Automotive Engineering (ICMEAE)*, Cuernavaca, 2016, pp. 72-77.
- [20] C. Núñez, "Análisis de alternativas para la implementación del filtro de potencia con alta eficiencia, aplicado a convertidores CD/CA utilizados en sistemas de alimentación no convencionales," Tesis de Maestría, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, Febrero, 1997.
- [21] A. Barrado and A. Lázaro, *Problemas de Electrónica de Potencia*, Pearson, Ed.: Prentice Hall, 2007.
- [22] L.O. Jáquez Legarda, "Prototipo de Inversor Trifásico por Modulación Sinusoidal para Experimentación e Interconexión a la Red de Distribución Eléctrica," Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, Instituto Tecnológico de Chihuahua, Chihuahua, Chihuahua, Enero de 2017.