

IPICYT

**INSTITUTO POTOSINO DE INVESTIGACIÓN
CIENTÍFICA Y TECNOLÓGICA, A.C.**

POSGRADO EN CIENCIAS APLICADAS

**CONTROL HÍBRIDO DE RECTIFICADORES
MODULADOS EN ANCHO DE PULSO**

Tesis que presenta

Omar Fernando Ruíz Martínez

Para obtener el grado de

Doctor en Ciencias Aplicadas

En la opción de

Control y sistemas dinámicos

Directora de la Tesis:

Dra. Ilse Cervantes Camacho

San Luis Potosí, S.L.P., Abril de 2017



Constancia de aprobación de la tesis

La tesis “**Control híbrido de rectificadores modulados en ancho de pulso**” presentada para obtener el Grado de Doctor en Ciencias Aplicadas en la opción de Control y Sistemas Dinámicos fue elaborada por **Omar Fernando Ruíz Martínez** y aprobada el **24 de abril de 2017** por los suscritos, designados por el Colegio de Profesores de la División de Matemáticas Aplicadas del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C.

Dr. Jesús Leyva Ramos
(DMAp IPICYT)

Dr. Juan Gonzalo Barajas Ramírez
(DMAp IPICYT)

Dr. Diego Langarica Cordoba
(DMAp IPICYT)

Dra. Nancy Visairo Cruz
(CIEP UASLP)

Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez
(CIEP UASLP)

Resumen

El presente trabajo de tesis se enfoca en el análisis, diseño, implementación y control de un rectificador monofásico PWM (Modulado en ancho de pulso) con estructura de puente completo. El rectificador se analiza utilizando una descripción lineal por pedazos debido a que permite cuantificar y observar las variaciones presentes en el rizo de corriente al ocurrir conmutaciones en los interruptores que lo forman. Utilizando el enfoque de sistemas conmutados integrador se propone un control de tipo conmutado para la corriente de entrada que permite controlarla alrededor de una referencia deseada minimizando la distorsión armónica, compensando el factor de potencia y controlando el ángulo de desfasamiento entre el voltaje y la corriente de entrada. El control propuesto se basa en el establecimiento de una región de operación y el diseño de una ley de conmutación dependiente del tiempo que permite contener todo posible transitorio de la corriente dentro de esta región evitando la pérdida de estabilidad reportada en la literatura (distorsión de la corriente de entrada en los cruces por cero) a pesar de perturbaciones en la entrada del rectificador o variaciones en el valor de la carga. El control conmutado propuesto en el presente trabajo de tesis se deriva de un análisis de controlabilidad o estabilizabilidad conmutada y es susceptible de ser utilizado en conjunto con un lazo de control de voltaje para rechazar perturbaciones que afecten el voltaje de salida y mantenerlo regulado. Debido a que la pérdida de controlabilidad no está ligada solo a convertidores tipo rectificador, la estrategia de control propuesta permite ser extendida a otros tipos de convertidores que tienen interconexión con la red eléctrica. El desempeño del control conmutado de corriente propuesto en esta tesis en conjunto con un lazo de control de voltaje fue verificado mediante simulaciones y mediante el desarrollo experimental de un prototipo en el Laboratorio de Sistemas Híbridos del IPICYT. Finalmente los resultados numéricos permiten ver las ventajas del control propuesto contra otros tipos de control reportados.

Abstract

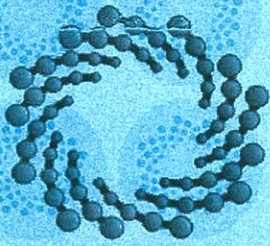
The present thesis work is focused in the analysis, design, implementation and control of a PWM single phase bridge rectifier. The rectifier was analyzed using a piecewise linear description since it allows to quantify the actual ripple current variations given by the switches commutations. Using the benchmark of integrator switched systems, a switched input current control is proposed that allows the control of the input current about a desire reference minimizing the harmonic distortion and controlling the phase between the input current and voltage. The proposed control is based on the establishment of an operation region and a time-dependent switching law that allow to confine every current transient inside of a region, avoiding the stability lost reported previously (input current distortion on the zero crossings) despite voltage sags or load changes. The proposed switched control is derived from a controllability analysis and it is susceptible to be used with an external voltage control loop to reject perturbations and to regulate the output voltage. The controllability analysis can be extended to other converters with interconnection to an AC grid. Both, the switched current control performance and the voltage control loop proposed in this thesis work were verified using simulations and experimental work using a prototype developed in the Hybrid Systems Laboratory of IPICyT. Finally the numerical results allow us to compare the proposed control with other reported control techniques.

Créditos institucionales

Esta tesis fue elaborada en la División de Matemáticas Aplicadas del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., bajo la dirección de la Dra. Ilse Cervantes Camacho. El trabajo experimental se llevo a cabo en el Laboratorio de Sistemas Híbridos del IPICYT con apoyo técnico del M. en C. Irwin Allen Díaz Díaz.

Durante la realización del trabajo de tesis, el autor recibió una beca académica del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (No. de registro: 256890) y del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A. C. El autor agradece el apoyo financiero dado por el proyecto FORDECYT de CONACYT No. 190966.

Página en blanco que se va a utilizar para colocar la copia del acta de examen.



IPICYT



DEPARTAMENTO
DEL POSGRADO

IPICYT

Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C.

Acta de Examen de Grado

El Secretario Académico del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., certifica que en el Acta 024 del Libro Primero de Actas de Exámenes de Grado del Programa de Doctorado en Ciencias Aplicadas en la opción de Control y Sistemas Dinámicos está asentado lo siguiente:

En la ciudad de San Luis Potosí a los 24 días del mes de abril del año 2017, se reunió a las 17:10 horas en las instalaciones del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., el Jurado integrado por:

Dr. Jesús Leyva Ramos	Presidente	IPICYT
Dr. Juan Gonzalo Barajas Ramírez	Secretario	IPICYT
Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez	Sinodal externo	UASLP
Dr. Diego Langarica Córdoba	Sinodal	IPICYT
Dra. Nancy Visairo Cruz	Sinodal externo	UASLP

a fin de efectuar el examen, que para obtener el Grado de:

DOCTOR EN CIENCIAS APLICADAS EN LA OPCION DE CONTROL Y SISTEMAS DINÁMICOS

sustentó el C.

Omar Fernando Ruíz Martínez

sobre la Tesis intitulada:

Control Híbrido de Rectificadores Modulados en Ancho de Pulso

que se desarrolló bajo la dirección de

Dra. Ilse Cervantes Camacho

El Jurado, después de deliberar, determinó

APROBARLO

Dándose por terminado el acto a las 18:50 horas, procediendo a la firma del Acta los integrantes del Jurado. Dando fe el Secretario Académico del Instituto.

A petición del interesado y para los fines que al mismo convengan, se extiende el presente documento en la ciudad de San Luis Potosí, S.L.P., México, a los 24 días del mes de abril de 2017.


Dr. Horacio Flores Zúñiga
Secretario Académico


Mtra. Ivonne Lizette Cuevas Vélez
Jefa del Departamento del Posgrado



DEDICATORIAS

A MI PADRE

Le dedico esta tesis a mi padre que siempre ha estado apoyándome y orientándome para lograr ser una buena persona. Tu ejemplo me ha ayudado a seguir avanzando en mis propósitos y sin duda alguna te estaré siempre agradecido. Esta tesis va dedicada a ti con mucho cariño. Aunque sabes que somos muy serios y casi no nos expresamos, bien sabes que te quiero y siempre estaré ahí para apoyarte así como tú lo has hecho conmigo.

A MI MADRE

A mi madre que aunque hace mucho partiste al cielo, te siento cerca. Te agradezco mucho todo lo que hiciste por mí y en estos momentos que estoy a un paso de lograr una meta más en mi vida te agradezco infinitamente todo los sacrificios que hiciste para con nosotros tus hijos. Te quiero y te dedico todo el trabajo que hice en esta tesis.

A MIS HERMANOS

Sin duda alguna esta tesis también está dedicada a mis hermanos, quienes hemos pasado muchos buenos y malos momentos pero siempre hemos seguido unidos. Este logro va dedicado a ustedes: Vicky, Lupe y Odeir porque siempre han sido un apoyo incondicional en cada etapa de mi vida. Ya saben que para cualquier cosa que sea siempre estaré con ustedes apoyándolos.

AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo de tesis no hubiera sido posible sin la ayuda y apoyo de muchas personas que estuvieron a mi lado durante toda la etapa del doctorado las cuales enlisto a continuación.

Dra. Ilse Cervantes.

Le estoy infinitamente agradecido por haberse atrevido a tomarme como alumno de doctorado aunque yo tenía grandes deficiencias. Gracias a usted he logrado desenvolverme y llegar a este punto culminante en esta etapa de mi vida. Siempre le estaré muy agradecido por toda su orientación y apoyo durante todo este tiempo. Muchas gracias por todo.

MC. Irwin Díaz

Irwin te agradezco por toda la orientación en el aspecto técnico y de amistad sin el cual no hubiera sido posible terminar el presente trabajo de tesis. Muchas gracias por toda tu ayuda.

Amigos

Les agradezco enormemente a todos los amigos que logre tener durante toda esta etapa. No los nombro porque temo que pudiera olvidar a alguien y me sentiría avergonzado en el futuro. Muchas gracias por todos esos momentos, comidas, eventos, viajes, celebraciones y porque no también malos ratos que compartimos. La amistad que forjamos, jamás la dejare de lado. Ustedes son una parte importante de mi vida.

Dios

Le agradezco a Dios por haberme permitido llegar al final de esta etapa en mi vida y sobre todo por los momentos que me han servido como una gran experiencia de vida.

Mi familia.

Al final y no por eso menos importante, le agradezco a toda mi familia: padres, hermanos, tíos y parientes ya que fueron un apoyo muy importante en todo este largo periodo que me tocó vivir. Les estoy muy agradecido por todos sus consejos, apoyos, orientaciones y siempre estar a mi lado en los momentos decisivos.

Índice general

1	Introducción	2
1.1	Calidad de la energía	2
1.2	Contaminación armónica y factor de potencia.	3
1.3	Control de convertidores conmutados	7
1.4	Problemática y Motivación	11
1.5	Objetivo de la tesis	13
1.6	Contenido de la tesis	13
2	Preliminares	15
2.1	Modelado de convertidores	15
2.1.1	Modelo Promedio	15
2.1.2	Modelo Conmutado	17
2.1.3	Ejemplo: Convertidor Boost (elevador) convencional	22
2.2	Control de corriente por histéresis	26
2.2.1	Control On-Off	26
2.3	Estabilidad de sistemas conmutados	27
3	Análisis del rectificador	33
3.1	Descripción del rectificador	33
3.2	Modos de operación del rectificador	35
3.3	Derivación del modelo conmutado	36
3.4	Cálculo de los componentes del rectificador	37
3.4.1	Cálculo del inductor	37
3.4.2	Cálculo del capacitor	39
3.4.3	Ejemplo de obtención de los valores de inductor y capacitor	41
3.5	Simulaciones a lazo abierto para demostrar la validez del modelo conmutado	41
4	Diseño de lógica de conmutación y ley de control.	45
4.1	Aproximación a sistemas tipo integrador	45
4.1.1	Sistemas conmutados integrador.	46
4.1.2	Criterios de estabilizabilidad de sistemas integrador.	48
4.2	Aproximación a sistemas conmutado integrador	48
4.2.1	Condiciones de pérdida de estabilidad	52
4.3	Diseño del algoritmo de control.	54
4.3.1	Construcción de la corriente de referencia	56

4.3.2	Diseño del lazo de control de corriente.	57
4.3.3	Estrategia de control ante desplazamientos en la fase	60
4.4	Simulaciones en lazo cerrado de la estrategia de control propuesta.	61
5	Pruebas experimentales	69
5.1	Implementación de laboratorio	69
5.1.1	El Control Híbrido de Corriente	71
5.1.2	Etapa de potencia	77
5.1.3	Métodos de protección del módulo inteligente	79
5.2	Evaluación Experimental del Desempeño	82
5.2.1	Resultados experimentales ante variaciones en carga y sags de voltaje	88
6	Contribuciones y conclusiones	93
6.1	Contribuciones	93
6.2	Conclusiones	94
6.3	Trabajo futuro	95

Índice de figuras

1.1	Principales afectaciones a la calidad de energía eléctrica [4].	3
1.2	Efecto de los armónicos en la distorsión de la corriente (I_p es el valor pico de la fundamental y I_{RMS} su valor eficaz).	4
1.3	Uso del rectificador en sistemas eléctricos de potencia.	4
1.4	Factor de potencia. (a) Triángulo de potencias, (b) Efecto de cargas en el desplazamiento de fase.	6
1.5	Estructura básica de control de un rectificador.	7
1.6	Estructura básica de control de un rectificador en el marco DQ.	9
1.7	Técnicas de modulación SPWM. (a) Bipolar, (b) Unipolar, (c) Híbrida 1 y (d) Híbrida 2.	10
1.8	Técnicas de control para generar la señal de conmutación. (a) Control por modos deslizantes, (b) Control de corriente por histéresis.	10
1.9	Distorsión presentada en el control de corriente por histéresis.	12
2.1	Comportamientos que no pueden ser estimados por una aproximación promediada del sistema. (a) Ciclo de trabajo no constante, (b) Comportamiento discontinuo de corriente.	17
2.2	Conmutación dependiente del estado.	19
2.3	Conmutación dependiente del tiempo.	20
2.4	Estructura del convertidor elevador convencional y sus posibles configuraciones. (a) Configuración al activarse el interruptor (<i>ON</i>), (b) Configuración al desactivarse el interruptor (<i>OFF</i>).	22
2.5	Diferentes leyes de conmutación. (a) Ley dependiente del estado, (b) Ley dependiente del tiempo, (c) Ley dependiente del tiempo y del estado.	24
2.6	Algoritmo básico de control de corriente por histéresis en un convertidor CD-CD	26
2.7	El sistema conmutado puede ser inestable aunque todos los subsistemas sean estables.	28
2.8	Múltiples funciones de Lyapunov que garantizan la estabilidad asintótica del sistema conmutado.	29
2.9	Estabilidad ε -práctica de un sistema conmutado.	30
2.10	Estabilidad ε -práctica asintótica de un sistema conmutado.	31
2.11	Aproximación del problema de control por histéresis a la noción de estabilidad ε -práctica.	32
3.1	Convertidor de CA-CD estudiado.	34

3.2	Representación fasorial de los diversos voltajes y corrientes presentes en el rectificador.	34
3.3	Modos de operación en el rectificador dados por todas las posibles combinaciones de interruptores.	36
3.4	Circuito equivalente de la malla de entrada en el rectificador.	38
3.5	Interpretación de la función Γ en el voltaje en terminales a, b del rectificador.	38
3.6	Circuito de salida en el rectificador.	40
3.7	Corriente y voltaje de entrada en el rectificador.	43
3.8	Respuesta transitoria del voltaje de salida al nivel deseado.	43
4.1	Sistema conmutado integrador. (a) Comportamiento de un sistema integrador cuando está activo el subsistema k . (b) Ejemplo de la evolución de la trayectoria de un sistema conmutado integrador. El modo o subsistema que está activo están indicadas por las etiquetas. En este caso el subsistema activo i es paralelo a c_i . Los vectores c_i se dibujan para dar idea de la dirección que sigue cada subsistema..	47
4.2	Evolución de cada subsistema activo alrededor de una referencia.	47
4.3	Conos C_0 , C_1 , C_{-1} . Todo punto dentro de un cono puede ser alcanzado usando una secuencia de conmutación de los modos que forman al cono. Note que la operación en el Cono C_0 no es deseada; por lo tanto, sólo un conjunto de corrientes y voltajes dentro de los conos C_1 , C_{-1} son posibles de alcanzar con acciones de conmutación.	51
4.4	Evolución sobre el tiempo de la corriente de referencia. Los vectores ilustran solo las componentes de corriente de los modos.	53
4.5	Trayectorias de la solución de cada modo a diferentes condiciones iniciales dadas por la corriente de referencia $i_{in,ref}$. (a) Transición a semiciclo positivo, (b) Transición a semiciclo negativo.	54
4.6	Estructura del controlador propuesto.	55
4.7	Generación de las secuencias ON-OFF por medio de los modos activos.	60
4.8	Estructura del diseño del controlador realizado en simulink.	62
4.9	Estructura del rectificador boost realizado en simulink.	63
4.10	Respuesta de la estrategia propuesta en estado estable. (a) Contención de la corriente de entrada dentro de la region de envolventes. (b) Fase de la corriente de referencia i_{in-ref} con respecto al voltaje de entrada v_s	63
4.11	Respuesta transitoria de la corriente de entrada ante perturbaciones tipo sag y cambios de carga.	64
4.12	Respuesta del algoritmo diseñado para rechazo de perturbaciones tipo sag y cambios en la resistencia de carga	64
4.13	Comparativa de la propuesta de control en términos de la distorsión armónica total. (a) estrategia propuesta, (b) [54], (c) [49] y (d) [56]	65
4.14	Respuesta en simulación de Saber Sketch del controlador propuesto ante perturbaciones en la carga.	66
4.15	Respuesta en simulación de Saber Sketch del controlador propuesto ante perturbaciones en el voltaje de entrada.	67

4.16	Respuesta en simulación de Saber Sketch del controlador propuesto ante un desfase de 15° entre v_s e i_{in}	67
4.17	Respuesta en simulación de Saber Sketch del controlador propuesto ante un desfase de 40° entre v_s e i_{in}	68
5.1	Implementación experimental realizada.	70
5.2	Detalle de la circuiteria empleada en el desarrollo del controlador en forma experimental.	70
5.3	Estructura del controlador propuesto.	71
5.4	Estimación de voltaje pico y su respuesta durante una caída de voltaje. Las resistencias tienen unidades de $k\Omega$ excepto donde se indica.	72
5.5	Generación de la corriente de referencia (Las resistencias tienen unidades de $k\Omega$).	73
5.6	Sincronización de la corriente y control de la potencia activa/reactiva.	74
5.7	Implementación del criterio de conmutación.	75
5.8	Implementación de las señales de conmutación para cada semiciclo mediante compuertas lógicas.	76
5.9	Conexión del módulo PM50RSA060 con la fuente de entrada y elementos de salida (capacitor y resistencia de carga).	78
5.10	Circuito de aislamiento de señales PWM y envío de señales de falla al circuito de protección.	79
5.11	Circuito de protección del rectificador ante condiciones indeseables de operación.	80
5.12	Condiciones de paro dadas por la tarjeta dSpace en simulink.	81
5.13	Evolución experimental de la corriente de entrada en condiciones de lazo abierto	82
5.14	Evolución experimental de la corriente de entrada con el control de corriente propuesto para una frecuencia de conmutación de 5 kHz (a) y distorsión armónica total (b).	83
5.15	Evolución experimental de la corriente de entrada con el control de corriente propuesto para una frecuencia de conmutación de 10 kHz (a) y distorsión armónica total (b).	84
5.16	Evolución experimental de la corriente de entrada con el control de corriente propuesto para una frecuencia de conmutación de 16 kHz (a) y distorsión armónica total (b).	85
5.17	Acercamiento de la evolución de las trayectorias de corriente. El control de rizo y el seguimiento de la corriente pueden realizarse tan rápido como dos instantes de conmutación.	86
5.18	Evolución experimental de la corriente de entrada y el voltaje de salida ante un desfase de 20°	87
5.19	Evolución experimental de la corriente de entrada y el voltaje de salida ante un desfase de 40°	87
5.20	Evolución transitoria de la corriente ante un cambio de carga del 50 %.	88
5.21	Respuesta del controlador para el rechazo de la perturbación en la carga del 50 %.	89

5.22	Evolución transitoria de la corriente de entrada ante sags de voltaje.	90
5.23	Respuesta experimental del controlador en la regulación del voltaje de salida ante diversos sags de voltaje.	91

Indice de tablas

1.1	Porcentaje admitido de THD para aplicaciones de consumo (IEEE Standard 519-2014)	5
1.2	Porcentaje admitido de THD para aplicaciones de generación (IEEE Standard 519-2014)	5
1.3	Penalización y bonificación CFE	6
3.1	Etapas de operación en el Rectificador PWM.	35
3.2	Parámetros para la selección del inductor y del capacitor de salida	41
4.1	Criterio de conmutación del controlador propuesto. Recuerde que $j_u = i_{in,ref} + \epsilon/2$, $j_l = i_{in,ref} - \epsilon/2$	58
4.2	Criterio de conmutación dependiente del tiempo del controlador propuesto (T es el periodo de la frecuencia fundamental y t es el tiempo actual).	59
5.1	Tabla de verdad que muestra todos los posibles eventos de activación de los interruptores.	75

Notación utilizada

PWM = Pulse Width Modulation (Modulación en Ancho del Pulso)

C_0 , C_1 y C_{-1} = Conos formados por la combinación lineal de los vectores correspondientes a los modos de operación.

I_{CD} = Componente de CD de la corriente de salida.

i_{in} = Corriente de entrada ($i_{in} = I_p \text{sen}(\omega t)$).

$i_{in,ref}$ = Corriente de entrada de referencia.

I_p = Valor pico de la corriente de entrada.

j_l y j_u = Señales envolventes a la corriente de referencia (envolvente inferior y superior respectivamente).

L = Inductancia de entrada.

R = Resistencia de carga.

R_L = Resistencia parásita de la inductancia de entrada.

THD = Total Harmonic Distortion (Distorsión armónica total).

I_{cc} = Corriente de cortocircuito.

I_L = Corriente máxima de carga.

T = Tiempo durante el cual la corriente escapa a las bandas de histéresis.

V_{ab} = Voltaje en terminales a-b a la entrada del circuito puente.

V_{CD} = Componente de CD del voltaje de salida.

v_c = Voltaje de salida del rectificador ($v_c = V_{CD} + V_{rizo} \text{sen}(2\omega t)$).

$v_{c,ref}$ = Voltaje de referencia (se desprecia el rizo a la salida).

V_p = Valor pico del voltaje de entrada.

v_s = Voltaje de entrada ($V_p \text{sen}(\omega t)$).

T = Periodo de la función o señal.

T_d = Intervalo de tiempo donde se presenta una distorsión de la corriente en el control de corriente por histéresis.

t_i = Tiempo inicial.

U = Ciclo de trabajo.

c_i = Vectores que definen la dirección de los subsistemas activos.

Σ = Conjunto constituido por los valores $-1, 0, 1$

σ = Función que toma valores en Σ

τ_{sw} = Tiempo durante el cual es cambiada la secuencia de conmutación.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Calidad de la energía

Actualmente el estudio de la calidad de energía ha tomado gran importancia debido a las afectaciones que produce una mala calidad en el desarrollo de procesos y desempeño de las diversas cargas conectadas a la red de suministro eléctrico. La asociación IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) es una asociación que promueve la creatividad, el desarrollo y la integración, la compartición y aplicación de los avances en las tecnologías de la información, electrónica y ciencias en general así como el establecimiento de diversos estándares de uso y aplicación de tecnología. La IEEE establece en sus estándares la definición de calidad de energía. El estándar IEEE 1159 (2009)[1] define que calidad de energía es: *el concepto de energizar y aterrizar equipo sensitivo en una forma que es deseable para la operación de ese equipo*. Esta definición es poco precisa en la actualidad debido a que no sólo se requiere una buena alimentación al equipo sino que también es requerido que el equipo no provea afectaciones importantes a la red. Una definición más adecuada a los requerimientos actuales fue incluida en el Diccionario Autoritario de Términos de Estándares IEEE 100 (2007) [2]. Aquí se define calidad de energía como: *el concepto de energizar y aterrizar equipo electrónico en una forma que es deseable para la operación de ese equipo y compatible con la premisa de sistema cableado y otros equipos conectados*. Esta definición se toma en cuenta para el desarrollo de lineamientos, normas o regulaciones a los proveedores de energía eléctrica así como para el usuario final. En México existe la norma L000045 de CFE [3] que regula y establece los rangos máximos y mínimos de distorsión, nivel, frecuencia y armónicos en la red al suministrar el servicio de energía o consumirla. La Figura 1.1 muestra las principales afectaciones a la calidad de energía en porcentajes por frecuencia de aparición.

Afectaciones a la calidad de energía

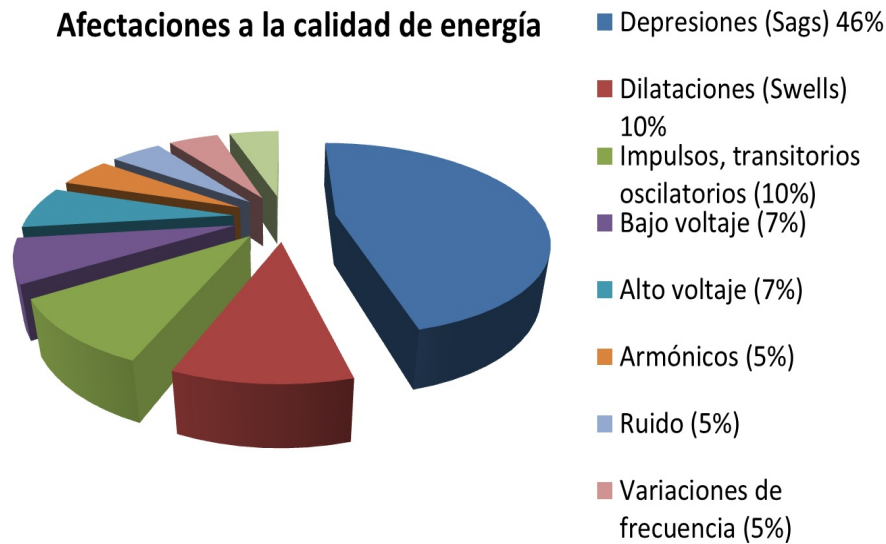


Figura 1.1: Principales afectaciones a la calidad de energía eléctrica [4].

Las principales afectaciones a la calidad de la energía eléctrica son el sag de voltaje, el swell y los transitorios de voltaje. El sag de voltaje es una disminución sostenida del nivel de voltaje con una duración desde $\frac{1}{2}$ ciclo hasta 1 minuto y una variación de entre un 10% y un 90%. El swell es un aumento sostenido del nivel de voltaje con la misma duración y una variación máxima del 120%. Los spikes o transitorios de voltaje son variaciones de amplitud en el voltaje o fenómenos oscilatorios de alta frecuencia. Para tratar de tomar acción contra algunas de estas desviaciones en la calidad de energía se diseñan dispositivos electrónicos que son capaces de suministrar energía a la carga de forma adecuada compensando estas desviaciones. Estos dispositivos se denominan convertidores estáticos de potencia y son de 4 tipos de acuerdo al tipo de conversión que realizan: CA-CA (cicloconvertidores), CD-CA (inversores), CD-CD (fuentes conmutadas), CA-CD (rectificadores).

1.2 Contaminación armónica y factor de potencia.

En la actualidad el uso de estos dispositivos electrónicos para diversos propósitos tiene un alto impacto en la calidad de la energía eléctrica. La calidad de la energía eléctrica se ve afectada principalmente en aplicaciones industriales por el uso de variadores de velocidad, hornos de arco o convertidores basados en tiristores. La utilización de estos dispositivos mejoran los procesos de producción pero a costo de demandar corrientes distorsionadas que alteran la forma sinusoidal del voltaje en la línea de alimentación afectando otros dispositivos o cargas conectados a la misma. El efecto de esta distorsión produce mal funcionamiento en las demás cargas como calentamiento en motores, baja eficiencia, desbalance de la red de alimentación y contaminación armónica. La baja eficiencia se debe al efecto que tiene la corriente alterna en los conductores eléctricos, donde a mayor frecuencia la resistencia del conductor sufre un incremento y por lo tanto existe una mayor disipación de potencia (I^2R). La Figura 1.2 muestra la distorsión en la corriente provocada por la aparición de armónicos.

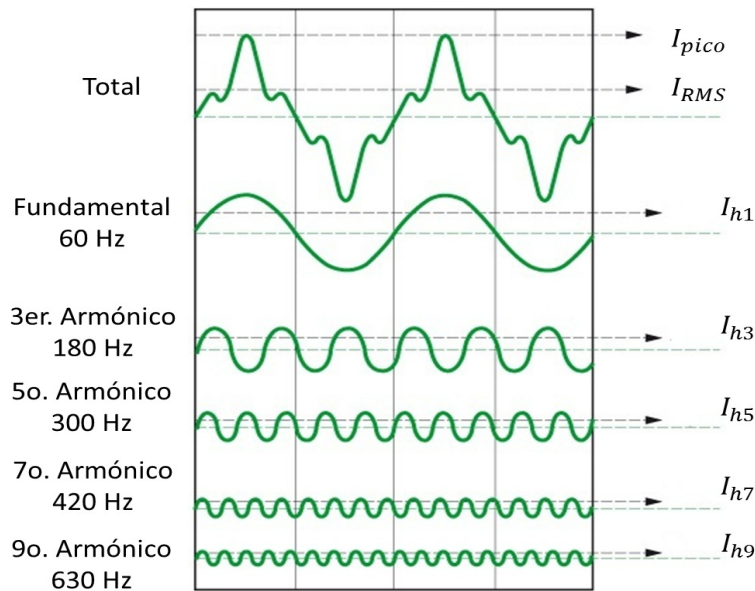


Figura 1.2: Efecto de los armónicos en la distorsión de la corriente (I_p es el valor pico de la fundamental y I_{RMS} su valor eficaz).

El dispositivo electrónico más utilizado en aplicaciones de alta potencia es el rectificador. Este es empleado en una amplia gama de aplicaciones como: fuentes de computadoras, TV, cargadores y como etapa intermedia de conversión en sistemas de generación distribuida o fuente de alimentación de cargas industriales. La Figura 1.3 ilustra los dos últimos casos.

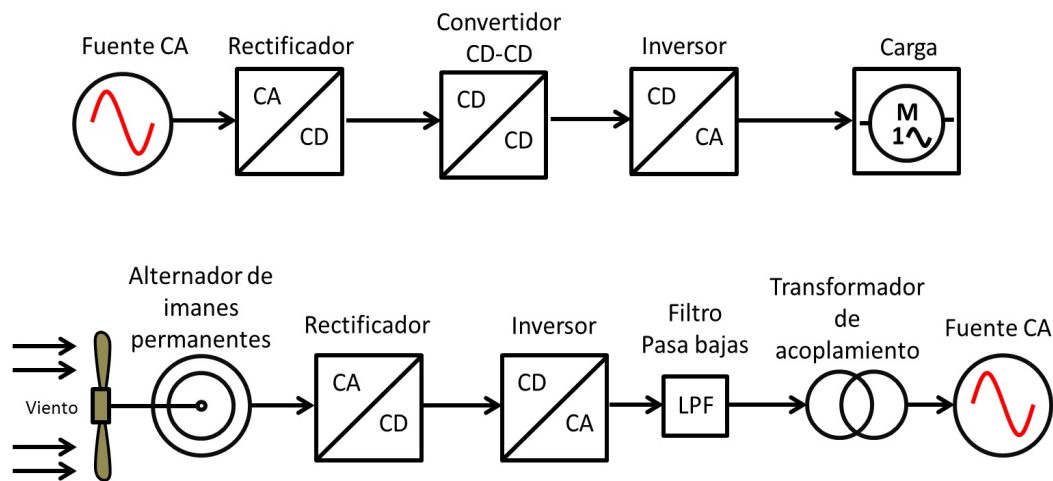


Figura 1.3: Uso del rectificador en sistemas eléctricos de potencia.

Como puede observarse en la Figura 1.3 el rectificador recibe energía de la fuente y la convierte a un nivel adecuado para la carga compensando las posibles variaciones de frecuencia y amplitud en su fuente de alimentación como en el caso del sistema eléctrico inferior debidas a la variación en la velocidad del motor. Lo anterior debe realizarlo con el mínimo de distorsión armónica. El estándar IEEE 519 establece una serie de limitaciones en términos

de distorsión armónica total (THD- Total Harmonic Distortion) para aplicaciones de generación o consumo de energía. La distorsión armónica total es la relación entre el contenido armónico de la señal y la primera armónica o fundamental. La fórmula para calcular la THD es dada por:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_{h(RMS)}^2}}{I_{1(RMS)}} * 100 \% \quad (1.1)$$

donde:

I_h = Magnitud de la armónica individual.

h = Orden del armónico.

I_1 = Primera armónica o fundamental.

Las tablas siguientes muestran la THD permitida por el estándar IEEE 519 para aplicaciones de generación o consumo de energía. Estos estándares fueron adoptados por la norma CFE L000045.

Impedancia Relativa I_{cc}/I_L (A)	% THD
$I_{cc}/I_L < 20$	5
$20 \leq I_{cc}/I_L \leq 50$	8
$50 \leq I_{cc}/I_L \leq 100$	12
$100 \leq I_{cc}/I_L \leq 1000$	15
$I_{cc}/I_L \geq 1000$	20

Tabla 1.1: Porcentaje admitido de THD para aplicaciones de consumo (IEEE Standard 519-2014)

Tensión (kV)	% THD
Menor a 1	8
de 1 a 35	6.5
Mayor de 35	3

Tabla 1.2: Porcentaje admitido de THD para aplicaciones de generación (IEEE Standard 519-2014)

Ahora bien, debido a la complejidad de la operación de las cargas, éstas requieren un suministro de energía a un nivel específico con el mínimo de variación. Esto se logra adicionando elementos de almacenamiento de energía como inductores para inducir un funcionamiento elevador y filtros capacitivos para filtrar la salida y reducir la amplitud de oscilación. La adición de estos elementos produce una desviación en la fase de la corriente de entrada del rectificador con respecto al voltaje de alimentación. Esta desviación de fase se denomina factor de potencia (F.P.) y es expresada mediante un índice numérico de entre 0 y 1. El valor de 0 indica un desfase de 90° , el cual representa una reversión de energía hacia la fuente de alimentación. El valor de 1 indica un desfase de 0° y por lo tanto, toda la

potencia es consumida en la carga y no existe regresión de energía a la fuente de alimentación. Las aplicaciones que consumen energía de la red eléctrica requieren mantener un factor de potencia unitario para evitar el desperdicio de energía dado por la aparición de la potencia reactiva. La Figura 1.4 muestra el denominado triángulo de potencias. El vector P indica la potencia activa que es la energía convertida en trabajo por el convertidor y se mide en Watts. El vector Q indica la potencia reactiva que consumen las cargas reactivas (inductores y capacitores) y se mide en VAR's (Volt-Ampere-Reactivo). El vector S indica la potencia aparente o total y es el resultado de la suma vectorial de P y Q, su unidad de medida es el VA (Volt-Ampere).

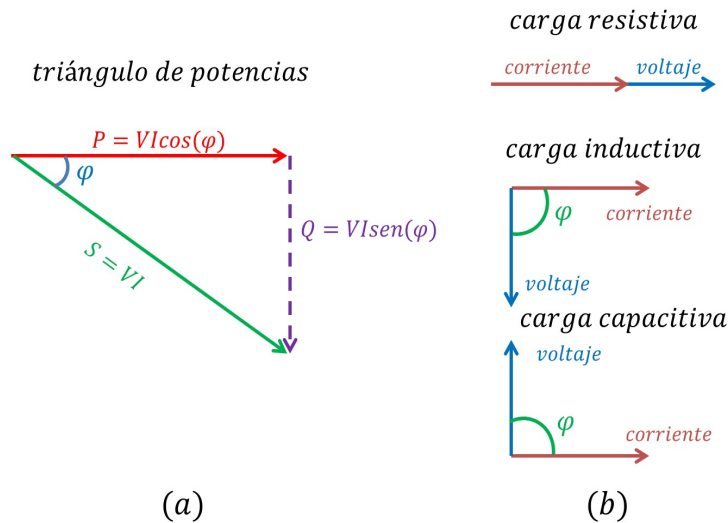


Figura 1.4: Factor de potencia. (a) Triángulo de potencias, (b) Efecto de cargas en el desplazamiento de fase.

Un bajo factor de potencia provoca que la demanda de corriente de la red se incremente lo cual puede originar una sobrecarga en los cables e incrementar las pérdidas. Debido a esto el rectificador además de compensar los cambios de la entrada debe mantener un factor de potencia alto. Otra de las desventajas o problemas que acarrea un bajo factor de potencia es que debido a regulaciones y normas comerciales, un factor de potencia por debajo de un valor mínimo genera un cargo extra por parte del proveedor del servicio. En México la CFE penaliza cuando el F.P. es menor al 90 % y bonifica cuando es mayor al 90 % de acuerdo a la siguiente tabla.

Concepto	Fórmula	% Máximo aplicable
Bonificación	$\frac{1}{4} * [1 - \frac{90}{F.P.}] * 100$	2.5
Penalización	$\frac{3}{5} * [\frac{90}{F.P.} - 1] * 100$	120

Tabla 1.3: Penalización y bonificación CFE

Tomando en cuenta todo lo planteado anteriormente, el diseño y operación del rectificador debe cumplir con los siguientes puntos:

1. Baja distorsión armónica total.
2. Compensación del factor de potencia ($> 90\%$).
3. Compensación de cambios en la entrada y carga de tipo depresión (sags) y variaciones en el valor de la carga.

El cumplimiento de los puntos anteriores es logrado mediante el adecuado planteamiento, diseño y aplicación de una ley o técnica de control.

1.3 Control de convertidores conmutados

Usando herramientas de control es posible llevar al rectificador al punto de operación deseado (alcanzar un voltaje de salida específico) cumpliendo los requerimientos básicos de factor de potencia, THD y compensación a variaciones paramétricas. El método más común de controlar este tipo de convertidores es mediante el diseño de una corriente de referencia a través de un lazo control de voltaje. Uno de los controladores más frecuentemente utilizado en aplicaciones de regulación de voltaje es el proporcional-integral (PI) por su sencillez de sintonización y su versatilidad para ser utilizado en conjunto con técnicas de seguimiento de la referencia deseada. La Figura 1.5 muestra el esquema básico de un controlador lineal de un rectificador PWM [5]. Nótese que mediante el diseño de una referencia de corriente es posible llevar el voltaje de salida al nivel deseado y el controlador PI compensa las variaciones en su entrada para mantener el seguimiento de la referencia de voltaje. En el caso de la Figura 1.5 se calcula la corriente de entrada I_L y se le asocia una componente sinusoidal para sincronización con la red eléctrica para generar una corriente de referencia. Esta corriente es multiplicada por la señal de controlador PI para construir la señal que será enviada al bloque generador de señales SPWM (Las variables K_1 , K_2 y K_3 representan ganancias).

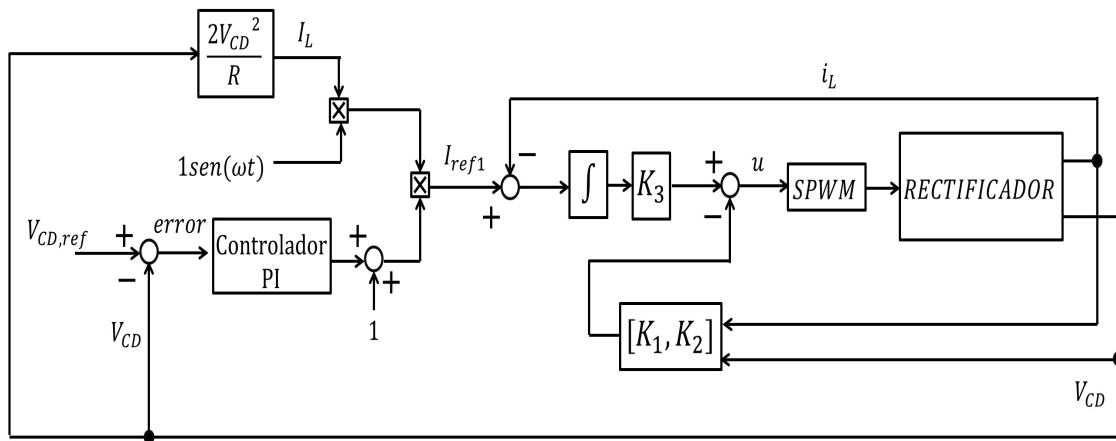


Figura 1.5: Estructura básica de control de un rectificador.

El método anterior es muy efectivo, sin embargo, requiere la manipulación de señales variantes en tiempo en el lazo de control con lo que ocurren desviaciones pequeñas en la forma sinusoidal que da como resultado un incremento en la distorsión armónica. Una variación a este método es utilizar una descripción promediada del convertidor pero si se utiliza una descripción promedio se presenta una pérdida de información (la descripción promedio no permite estimar las pequeñas variaciones de rizo o transitorios en las señales debidos a las conmutaciones de los interruptores) y; por lo tanto, la convergencia a cero del error no es posible. El error entonces sólo es mantenido en un cierto rango debido a las perturbaciones presentes en las señales variantes en el tiempo. Una estrategia de control utilizada para evitar lidiar con las señales variantes en tiempo es utilizar transformaciones para quitar la dependencia del tiempo. La transformación anterior se realiza mediante la utilización de una matriz de rotación que expresa cada señal como valores constantes en un marco de referencia que rota a la frecuencia de la red eléctrica. En el caso de un sistema trifásico la transformación es llamada transformación de Park [7] (o dq0) y en un sistema monofásico, transformación dq [8]. Las Ecuaciones (1.2) y (1.3) muestran la matriz de transformación para sistemas trifásicos y monofásicos, respectivamente.

$$T_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

$$T_{dq} = \begin{pmatrix} \text{sen}(\theta) & -\text{cos}(\theta) \\ \text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

donde: $\theta = \omega t$ siendo ω la frecuencia angular de la red eléctrica.

Una implementación del lazo de control utilizando este tipo de transformaciones es mostrado en la Figura 1.6 [6]. Debido a que en sistemas monofásicos sólo se tiene una coordenada es necesario construir otra coordenada que mantenga una cierta relación de ángulo con la coordenada existente. Lo anterior se realiza desplazando 90° todas las señales variantes en tiempo del rectificador. Las señales desplazadas son nombradas imaginarias y las originales, reales (α, β^*); es decir, se crea un circuito imaginario al circuito real cuyas señales van 90° en retraso. La utilización de esta técnica aunque facilita el manejo y diseño del controlador tiene la desventaja de que se requiere volver a transformar las señales de control al marco real para aplicarlo al rectificador pero al hacerlo se presenta una pérdida de información de la fase debido a la transformación a valores de CD. Observe adicionalmente que el controlador mostrado en la Figura 1.6 requiere la utilización de un controlador para cada variable transformada (I_d, I_q) así como también una señal de referencia para cada una de ellas (I_d^*, I_q^*). Lo anterior hace que el diseño se vuelva complejo.

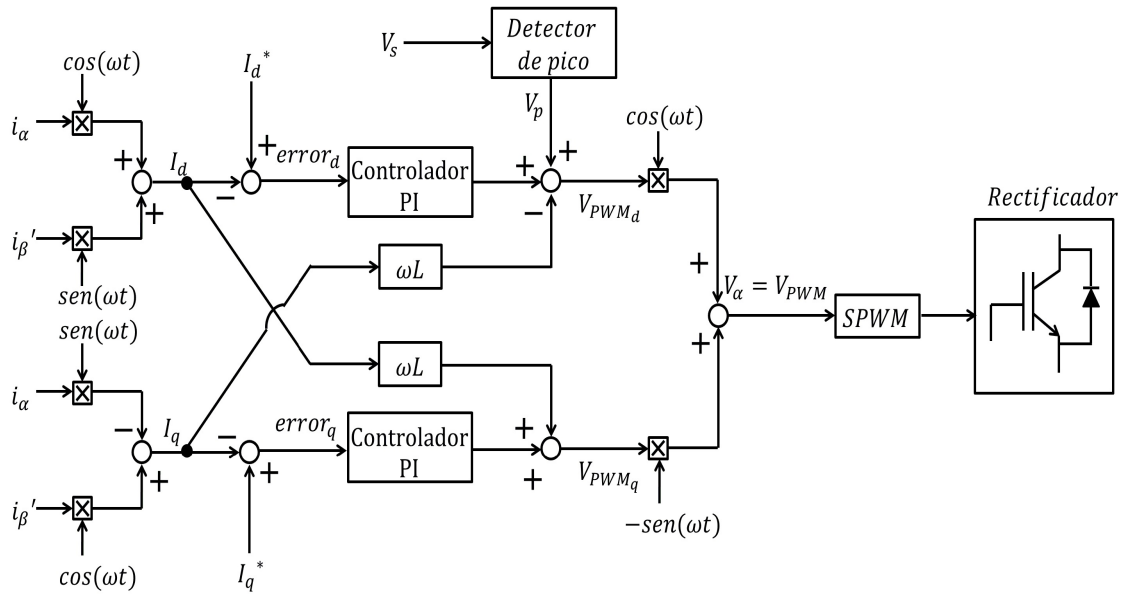


Figura 1.6: Estructura básica de control de un rectificador en el marco DQ.

Los dos lazos de control presentados en las Figuras 1.5 y 1.6 han sido muy ampliamente utilizados con resultados satisfactorios pero en lo general, la acción de control es realizada mediante la implementación de una técnica de modulación en ancho de pulso (PWM-Pulse Width Modulation) [12], [11], [13], [9]. La técnica de modulación en convertidores que manejan señales de CA se denomina SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) y para aplicarse al convertidor, la fase con respecto a las señales de entrada debe incluirse. Esto significa que aunque se manejen modelos promedios o transformaciones que permitan manejar al sistema como si fueran en CD, cuando se requiere controlar al convertidor es necesario que la información de la fase (cruce por cero) sea recuperada. Las señales de conmutación usando la técnica SPWM son calculadas mediante la comparación de 2 señales: una denominada portadora (señal triangular o diente de sierra) y una moduladora (señal sinusoidal). La señal moduladora equivale a la señal de referencia construida por medio del controlador, la cual especifica la magnitud de la acción de control. La señal portadora especifica la frecuencia de conmutación de los interruptores (IGBT's, MOSFET's) que conforman al rectificador. La Figura 1.7 muestra las técnicas SPWM más frecuentemente utilizadas. En general la técnica bipolar es utilizada en convertidores de dos interruptores (medio puente) y la unipolar en convertidores de 4 interruptores (puente completo) en el caso de rectificadores monofásicos. Las técnicas híbridas son modificaciones a la forma de onda de la señal moduladora con el objetivo de reducir el contenido armónico.

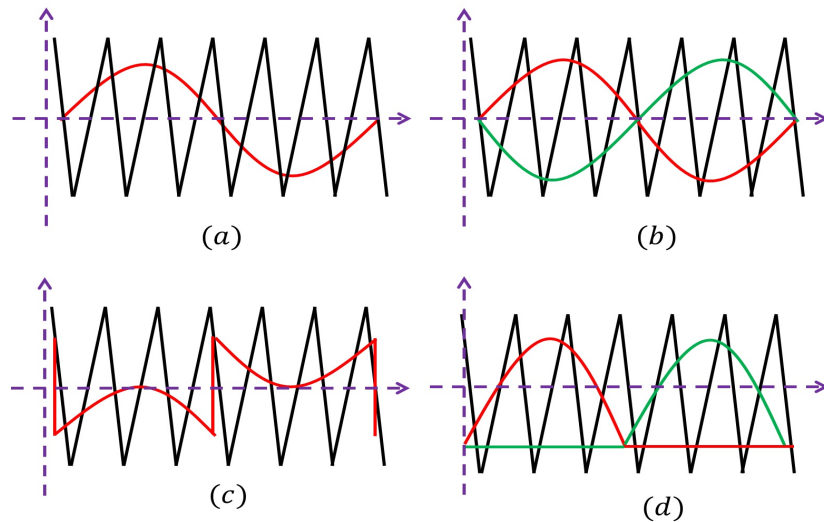


Figura 1.7: Técnicas de modulación SPWM. (a) Bipolar, (b) Unipolar, (c) Híbrida 1 y (d) Híbrida 2.

Las desventajas que presentan estas técnicas es que requieren una perfecta sincronización entre la señal portadora y moduladora para evitar distorsión en las señales a controlar y en algunos casos dependiendo de la configuración del convertidor evitar una reversión de energía hacia la fuente de alimentación. La sincronización de estas dos señales en general es complicada y por lo tanto, se han planteado diversas técnicas que permiten diseñar una señal de conmutación más adecuada utilizando el seguimiento de una referencia. Las técnicas más comúnmente utilizadas que permiten lo anterior son: *el control por modos deslizantes* y *control de corriente por histéresis*. A continuación se describe y se muestra gráficamente en la Figura 1.8 el funcionamiento de estas dos técnicas de control.

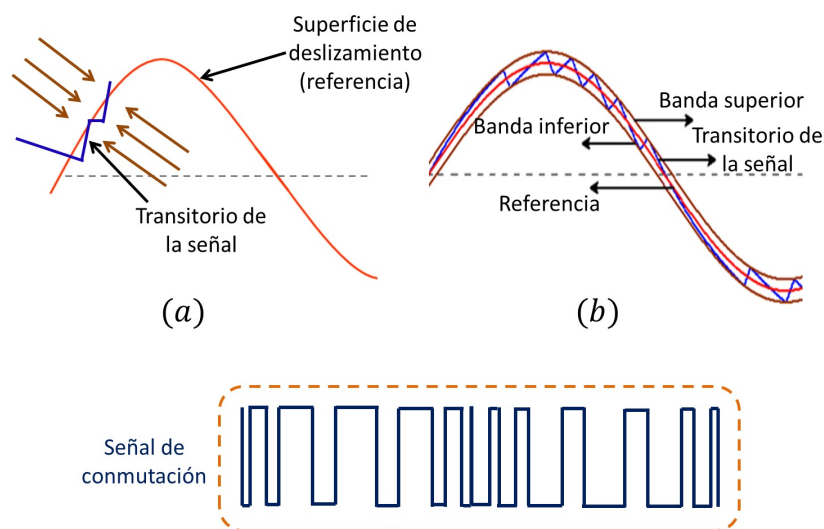


Figura 1.8: Técnicas de control para generar la señal de conmutación. (a) Control por modos deslizantes, (b) Control de corriente por histéresis.

El control por modos deslizantes mostrado en la Figura 1.8(a) se diseña mediante el planteamiento de una superficie de deslizamiento (en este caso la referencia a alcanzar) a la cual se hacen converger las trayectorias del sistema (corriente). Cada vez que la trayectoria del sistema alcanza la superficie se produce una acción de conmutación y es sostenida un cierto intervalo de tiempo antes de volver a tomar otra acción de conmutación y converger nuevamente hacia la superficie. La utilización de esta técnica de control tiene la desventaja de que requiere la aplicación de un retardo para evitar conmutaciones infinitas sobre la referencia. Lo anterior se realiza manteniendo constante el error de convergencia, lo cual produce variaciones en la frecuencia de conmutación conforme la referencia cambia en amplitud para compensar las posibles variaciones que ocurren en la operación del rectificador. La técnica de control de corriente por histéresis mostrada en la Figura 1.8(b) se realiza mediante el planteamiento de dos bandas que envuelven la referencia dentro de una región donde las trayectorias del sistema evolucionan. La señal de conmutación toma un valor cada vez que la trayectoria del sistema alcanza alguna de las bandas y su valor es mantenido hasta la trayectoria toca la otra banda. El conjunto de valores que toma la señal de conmutación representa una señal modulada en ancho de pulso (PWM). Esta señal es aplicada a los interruptores que conforman el convertidor en alguna secuencia definida para lograr alcanzar los requerimientos de operación del convertidor. La desventaja que presenta esta técnica es que las trayectorias no pueden ser mantenidas durante todo instante de tiempo dentro de la región y escapa produciendo una distorsión en la corriente. Esta distorsión se presenta cerca de los cruces por cero debida a discontinuidades en la generación de la señal PWM en rectificadores o en el caso de inversores por el establecimiento de tiempos muertos en las ramas de interruptores para evitar cortocircuitos [10]. La distorsión ocurrida en la corriente tiene como consecuencia un incremento en el contenido armónico y una distorsión en la salida (voltaje) del rectificador.

La ventaja que provee el uso de alguna de estas dos técnicas es que permite el planteamiento y utilización de modelos conmutados con propósitos de diseño de control además el planteamiento de modelos conmutados permite estimar con precisión cada posible cambio o variación en los estados del convertidor, a diferencia del planteamiento de modelos promedio. Lo anterior hace que el controlador actúe de forma más rápida y precisa a los posibles cambios en los estados del convertidor regulando de forma adecuada su salida. Otra de las ventajas de la utilización de un modelo conmutado es que posibilita definir rangos de operación mediante el establecimiento de tiempos de residencia en cada subsistema que lo forman para evitar condiciones indeseables de operación (operación en modo discontinuo de corriente, rizados de voltaje o corriente muy grandes y transitorios de corriente o voltaje fuera de los límites físicos de operación)

1.4 Problemática y Motivación

Aún cuando el control de rectificadores ha sido ampliamente estudiado, existen deficiencias en la ejecución de las acciones de control reportadas que pueden ser mejoradas, como en el caso del diseño de la señal de conmutación. Como ya se mencionó anteriormente, las técnicas de control por modos deslizantes y control de corriente por histéresis permiten mejorar en cierta medida el diseño de la señal de conmutación debido a que esta señal es creada

a partir de condiciones dadas sobre la operación esperada del rectificador. El caso particular del control de corriente por histéresis es ideal para ejecutar el control del rectificador siempre y cuando sus limitaciones y deficiencias puedan resolverse. Como se mencionó anteriormente, este tipo de técnica tiene la particularidad que presenta una distorsión de la corriente en los cruces por cero [14]. La distorsión reportada se presenta durante un intervalo de tiempo en el cual existe una conmutación sostenida no adecuada para hacer el seguimiento de la referencia y después de ese intervalo el controlador opera de manera normal. En el caso particular del rectificador, la corriente escapa del régimen sinusoidal alrededor de la referencia provocando un aumento del contenido armónico. La Figura 1.9 muestra cómo ocurre la distorsión reportada utilizando el control de corriente por histéresis. Observe que esta distorsión puede ser vista como una pérdida de estabilidad local que se presenta durante un intervalo constante de tiempo definido como T_d cuando ocurren los cruces por cero. Una vez superado este intervalo de tiempo, el rectificador recupera su operación normal.

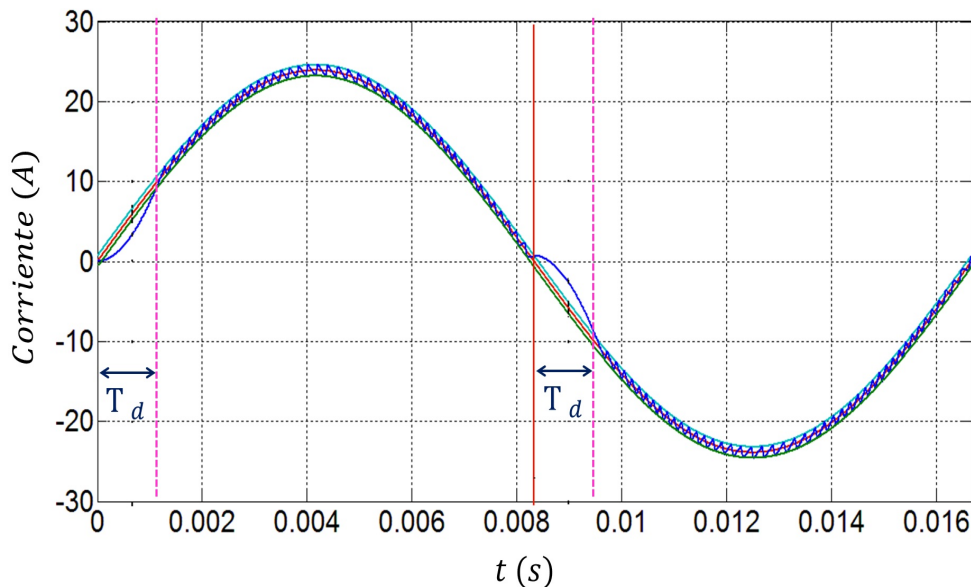


Figura 1.9: Distorsión presentada en el control de corriente por histéresis.

Dado que el rectificador es un convertidor que tiene como función principal alimentar a la carga con un bus regulado de CD sensible a variaciones en su entrada, es importante analizar a qué se debe la pérdida de estabilidad y establecer una estrategia adecuada de conmutación para cumplir con los requerimientos básicos de operación (Bajo THD, compensación del F.P., rechazo de perturbaciones o variaciones, etc.).

La principal motivación del presente trabajo de tesis es establecer una estrategia adecuada de conmutación en los interruptores que forman el rectificador. De la motivación principal se derivan otros aspectos importantes a desarrollar. Uno de ellos es analizar y establecer el rango de operación del rectificador para el voltaje de salida y potencia adecuados a la carga. Otro punto importante es establecer el modelo conmutado del rectificador para el diseño del lazo de control, analizar la estabilidad del rectificador utilizando teoría de sistemas conmutados y por último, verificar experimentalmente todo lo planteado teóricamente. Derivado de lo descrito anteriormente, el presente trabajo de tesis tiene los siguientes objetivos:

1.5 Objetivo de la tesis

Objetivo principal

Diseñar una ley de control híbrida para corregir el factor de potencia, disminuir el contenido armónico y regular el voltaje en un rectificador monofásico PWM interconectado a la red eléctrica.

Objetivos particulares

- Establecer condiciones de controlabilidad o estabilizabilidad conmutada para estos convertidores mediante teoría de sistemas conmutados.
- Proponer estrategias de conmutación en los dispositivos semiconductores para llevar al convertidor al punto de operación deseado.
- Diseñar leyes de control de tipo híbrido para aplicarlas a convertidores de tipo rectificador activo monofásico.

1.6 Contenido de la tesis

El contenido de la tesis está dividido como sigue. El Capítulo 2 contiene algunos conocimientos previos necesarios para abordar la resolución de los objetivos planteados. Este capítulo describe el planteamiento de modelos conmutados en convertidores, la descripción del control de corriente por histéresis (orígenes y utilización) y los criterios de estabilizabilidad abordados en el análisis del rectificador. El Capítulo 3 muestra el análisis de operación del rectificador, sus modos de operación, la derivación del modelo conmutado, el cálculo de sus componentes (inductor, capacitor y carga) y se presentan simulaciones del modelo conmutado a lazo abierto. El Capítulo 4 muestra el diseño y planteamiento de la lógica de conmutación y el lazo de control a utilizar. Se presentan el análisis de las soluciones de cada modo de operación, la utilización de sistemas conmutado integrador, criterios de estabilizabilidad del rectificador, el diseño de la lógica de conmutación, el planteamiento de los lazos de control de corriente y voltaje y, finalmente, simulaciones en lazo cerrado de lo planteado teóricamente. El Capítulo 5 muestra el desarrollo experimental describiendo cada etapa de operación y finalmente el Capítulo 6 muestra las conclusiones y contribuciones del presente trabajo de tesis. Los resultados obtenidos al final del presente trabajo de tesis son el desarrollo de una ley de control de tipo híbrida ya que se compone de una parte continua (controlador PI) y de un controlador de tipo discreto (basado en eventos de conmutación) denominado controlador conmutado de corriente. El controlador conmutado diseñado tiene la ventaja de que es susceptible de ser utilizado en conjunto con otros controladores continuos. Otra de las ventajas es que el diseño de la lógica de conmutación permite mejorar la deficiencia observada en los cruces por cero, ya que la distorsión reportada en estos intervalos puede ser minimizada utilizando secuencias de conmutación previamente diseñadas para cada intervalo que conforman el periodo completo de operación del convertidor. Al final es

posible observar que el análisis del convertidor por medio de teoría de sistemas conmutados y su modelado permite un mejor seguimiento de una señal de referencia inclusive en los cruces por cero.

Capítulo 2

Preliminares

En este capítulo se abordarán las nociones básicas que sustentan el trabajo de tesis. La primera de ellas es la del modelado de convertidores. Aquí se hará hincapié y se enfocará en las ventajas de usar modelos de tipo conmutado sobre el modelado promedio. Serán mostrados un par de ejemplos donde no es posible obtener con precisión el comportamiento del sistema usando aproximaciones promedio y cómo el modelo conmutado sí lo permite.

La segunda sección trata sobre la definición, uso, importancia y planteamiento del control de corriente por histéresis. Se empieza por mencionar los orígenes de esta técnica de control basada en el control *bang-bang*. Se dará el primer ejemplo reportado de uso de esta técnica en control de convertidores y cómo fue adoptado el término histéresis dado por su similitud a este comportamiento. Se mostrarán las limitantes y deficiencias en el uso de esta técnica cuando los convertidores requieren interconexión a la red eléctrica. Las ventajas que presenta la utilización de esta técnica (control de rizo, seguimiento preciso de la referencia, estabilidad transitoria) también serán mostradas.

La última sección mostrará las definiciones y nociones básicas de estabilidad en sistemas conmutados que serán utilizados durante el diseño del esquema de control propuesto.

2.1 Modelado de convertidores

El análisis de sistemas dinámicos se realiza mediante el planteamiento de modelos matemáticos que den un indicio muy aproximado del comportamiento real del sistema. El planteamiento de un modelo matemático permite determinar el rango y región de operación del sistema a estudiar, respuesta transitoria a condiciones iniciales y establecer los parámetros a controlar para llevar el sistema a la región o punto deseado. El caso particular de análisis de sistemas electrónicos de potencia requiere que el planteamiento del modelo matemático muestre con precisión las variaciones en el sistema debidas a la operación conmutada de dispositivos (interruptores).

2.1.1 Modelo Promedio

Una técnica de modelado muy aceptada en el análisis y control de convertidores es el modelo promediado, la cual fue reportada por primera vez en [15]. El modelo promediado

permite determinar la respuesta transitoria y regulación en estado estacionario del convertidor para diseñar la acción de control de forma sencilla. La variable a controlar para llevar el convertidor al punto de operación deseado es el patrón de conmutación de los interruptores dado por el ciclo de trabajo U . El ciclo de trabajo U está definido como:

$$U = \frac{t_{ON}}{T} = 0 \leq U \leq 1 \quad (2.1)$$

donde:

t_{ON} = Tiempo que algún interruptor está activo.
 $T = \frac{1}{f_s}$ = Periodo de conmutación (f_s = frecuencia de conmutación)

La técnica utilizada para obtener el modelo promediado de algún convertidor se basa en una descripción del espacio de estados y en definir las condiciones de operación de los interruptores que forman el convertidor ($u = 1 \rightarrow ON, u = 0 \rightarrow OFF$). Mediante las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff se expresan las ecuaciones diferenciales del sistema para cada valor de u . Las ecuaciones anteriores son reescritas mediante la cantidad promediada de los estados y de u por medio de la Ecuación (2.2) para obtener una descripción promediada del sistema dependiente del valor numérico del ciclo de trabajo.

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_{t_i}^{t_i+T} x(\tau) \cdot d\tau \quad (2.2)$$

donde:

T = Valor fijo que representa el periodo de la función $x(\tau)$
 t_i =Tiempo donde inicia el proceso de promediado.

Observe que el valor de T es igual al inverso de la frecuencia de conmutación y t_i coincide con el inicio del periodo de conmutación.

Nótese que realizando el anterior proceso de promediado, el ciclo de trabajo U toma un valor constante debido a que ya no depende del tiempo. El modelo promediado ha sido ampliamente utilizado en aplicaciones de CD con resultados satisfactorios [16], [17], [18] y [19] pero presenta las siguientes desventajas.

- No da indicio del rizado de las variables.
- Se vuelve complejo realizarlo ante operaciones simultáneas de múltiples interruptores o que existen retrasos inducidos en su operación.
- La utilización en aplicaciones de CA requiere transformación a marco de referencia [20], [21], y [22].

Debido a la característica de los convertidores de poder expresarse como sistemas de estructura variable, en algunas aplicaciones la utilización de modelos promedios es insuficiente para analizar su operación. Un ejemplo claro de ello es en aquellas aplicaciones que pueden presentar comportamiento discontinuo, un valor alto de rizado u operar a un ciclo de

trabajo no constante. Un comportamiento discontinuo ocurre cuando alguna de las variables tiende a cero durante un cierto intervalo de tiempo y el caso de un ciclo de trabajo no constante se presenta en aplicaciones de CA (rectificadores, inversores). La Figura 2.1 muestra gráficamente un ejemplo de estos comportamientos.

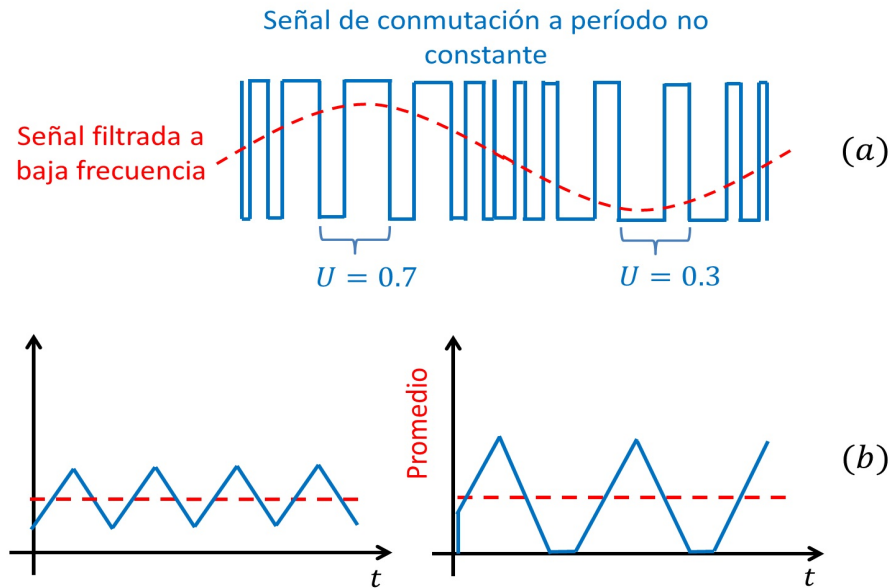


Figura 2.1: Comportamientos que no pueden ser estimados por una aproximación promediada del sistema. (a) Ciclo de trabajo no constante, (b) Comportamiento discontinuo de corriente.

Como puede observarse en la Figura 2.1(a), la aplicación particular de inversores o rectificadores requieren generar un patrón de conmutación similar a una onda sinusoidal para operar. Este patrón de conmutación se realiza mediante un ciclo de trabajo U que no es constante y por lo tanto el proceso de promediado requiere consideraciones adicionales (transformaciones). Estas consideraciones adicionales producen pérdida de información de fase y amplitud de rizo que deben considerarse externamente al controlador para la aplicación de la acción de control. El caso de la Figura 2.1(b) muestra cómo a dos casos distintos de rizo y discontinuidad de corriente el promedio puede ser el mismo. El promedio en este caso no provee la información necesaria para diseñar la acción de control en forma adecuada. Debido a esto, el modelo que debe plantearse debe tomar en cuenta los efectos de la conmutación de los interruptores en las variables de control. Este tipo de modelo es definido como modelo conmutado.

2.1.2 Modelo Conmutado

El modelo conmutado se utiliza cuando se requiere información más precisa de lo que ocurre en el convertidor ante los efectos de conmutación de los dispositivos que lo forman. Dado lo anterior, un modelo conmutado entonces puede ser utilizado cuando la operación del convertidor requiere controlar el rizo, hacer seguimiento de trayectorias discontinuas y manejar ciclos de trabajo variantes como parámetros de diseño. El modelo conmutado se

basa en establecer regiones de operación para cada evento de conmutación dado por los interruptores; es decir, se establecen tiempos de permanencia o residencia cada vez que existe un evento de conmutación y en qué secuencia (ley de conmutación) deben operar los interruptores. El tiempo de residencia y la secuencia de conmutación se establecen de acuerdo al comportamiento deseado en el convertidor (alcanzar una región, almacenar o entregar energía, retardos de operación, forma de onda, etc.). Como primer paso para la determinación del modelo conmutado del rectificador se procede a la definición de términos utilizados en la descripción de sistemas conmutados.

Modelo conmutado de un convertidor

Los sistemas conmutados están compuestos por una familia de subsistemas o modos y cualquiera de las siguientes: ley de conmutación, criterio de conmutación, secuencia de conmutación o señal de conmutación para determinar el modo activo. Generalmente la ley de conmutación está dada por una función constante por pedazos que puede ser dependiente del tiempo y/o del estado; es decir, la acción de cambio a cada modo puede ser definido a intervalos de tiempo o cuando el modo activo alcanza algún valor definido en el estado. El criterio de conmutación es aquella descripción que no necesariamente está dada por ecuaciones sino por reglas o algoritmos. La secuencia y la señal de conmutación dependen únicamente del tiempo. La señal de conmutación es una función constante por pedazos dependiente del tiempo y la secuencia de conmutación es el conjunto de pares que describen los modos activos a lo largo del tiempo. p.ej. $(t_j, i_j), (t_{j+1}, i_{j+1}) \dots$ donde $i \in 1, 2, \dots$

Tomando en cuenta lo descrito anteriormente, considere la siguiente descripción de sistemas conmutados invariantes en tiempo, dada por:

- Una familia de subsistemas o modos descritos a partir de funciones vectoriales continuas en R^n , $f_i(x)$.

$$\dot{x} = f_i(x) \quad i \in I \quad (2.3)$$

Donde I es un conjunto indizado, por ejemplo, $I = \{1, \dots, M\}$ y $f_i : R^n \rightarrow R^n$

- Una ley de conmutación S que determina qué subsistema está activo en cada instante de tiempo se representa por medio de una función escalar de la forma:

$$S : R^n \times [0, \infty) \rightarrow I$$

Observe que en el caso anterior la ley de conmutación determina de manera única el evento que cambia entre cada subsistema pero en lo general el evento de conmutación puede ser activado de diversas maneras que pueden no estar especificados en la ley de conmutación. A continuación se exponen los diversos eventos de conmutación que pueden presentarse en los sistemas conmutados.

Los eventos de conmutación de los sistemas conmutados se pueden clasificar en:

- Dependiente del estado vs. dependiente del tiempo.
- Autónomo (no controlable) vs. controlable.

Conmutación dependiente del estado.

En este caso, la conmutación se realiza cuando las trayectorias alcanzan una superficie conocida como superficie de conmutación. Las superficies de conmutación dividen al espacio de estado en una cantidad finita o infinita de regiones de operación a las cuales se asocia un sólo subsistema o modo (vea Figura 2.2). Siempre que la trayectoria del sistema pasa por una superficie de conmutación, el estado continuo cambia instantáneamente a un nuevo valor, especificado por un mapa de restablecimiento. En el caso más simple, se trata de un mapa cuyo dominio es la unión de las superficies de conmutación y cuyo rango es todo el espacio de estado, excluyendo las superficies de conmutación. El salto instantáneo de una región a otra es referido comúnmente como efecto impulsivo y el tiempo que la trayectoria del sistema evoluciona en una determinada región es llamado tiempo de residencia. En resumen, el sistema es especificado por:

- La familia de superficies de conmutación y las regiones de operación resultantes.
- La familia de subsistemas continuos en el tiempo, uno para cada region de operación.
- El mapa de restablecimiento.

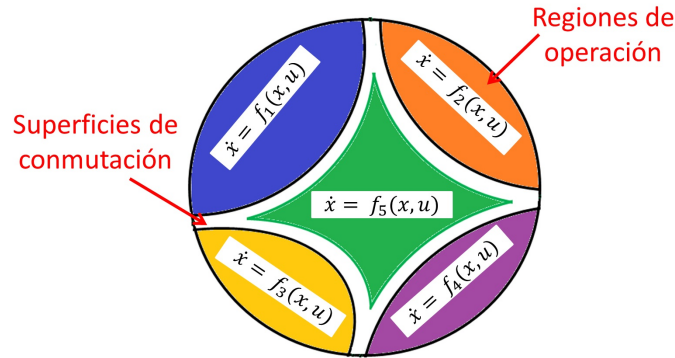


Figura 2.2: Conmutación dependiente del estado.

Conmutación dependiente del tiempo.

Considere una familia de funciones dadas por $\{f_i : R^n \rightarrow R^n : i \in I\}$ donde I es algún conjunto de índices, por ejemplo, $I = \{1, \dots, M\}$. Lo anterior da lugar a una familia de sistemas descritos por las representaciones de estados:

$$\dot{x} = f_i(x) \quad i \in I \quad (2.4)$$

Las funciones f_i son regulares. El caso más sencillo es cuando se tiene una familia de sistemas lineales del tipo:

$$f_i = A_i(x) \quad A_i \in R^{n \times n}, i \in I \quad (2.5)$$

y la cardinalidad del conjunto de índices es finito.

Para definir un sistema conmutado generado por la familia anterior, se necesita el concepto de señal de conmutación. Se trata de una función constante a pedazos $\sigma : [0, \infty) \rightarrow I$. Tal función tiene un número finito de discontinuidades (a las que se llaman tiempos de conmutación) en cada intervalo de tiempo limitado y tiene un valor constante entre dos tiempos consecutivos de conmutación. El papel de σ es especificar cada instante del tiempo t .

Un ejemplo de cada señal de conmutación para el caso, $I = 1, 2, 3$, es descrito en la Figura 2.3. En la Figura 2.3, el tiempo de residencia en cada modo es considerado igual durante el periodo completo de operación pero en la práctica esto no se cumple necesariamente. Observe adicionalmente que la señal de conmutación presenta un patrón que se repite y establece en cada repetición un ciclo completo de operación.

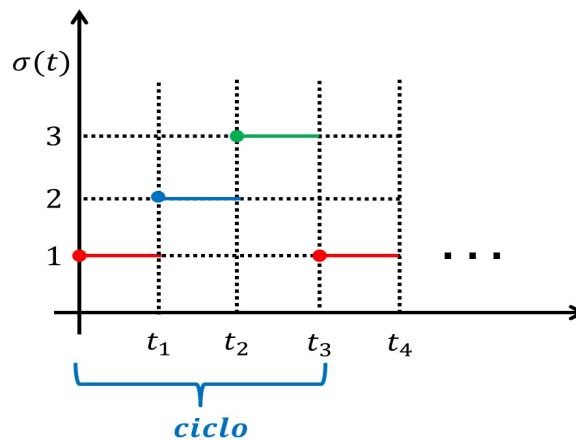


Figura 2.3: Conmutación dependiente del tiempo.

Dado lo anterior, un sistema con conmutación dependiente del tiempo, puede ser descrito por la siguiente ecuación:

$$\dot{x}(t) = f_{\sigma(t)}x(t) \quad (2.6)$$

Un caso particular es un sistema conmutado lineal:

$$\dot{x}(t) = A_{\sigma(t)}x(t) \quad (2.7)$$

que se presenta cuando todos los subsistemas individuales son lineales. A menudo para simplificar la notación se omiten los argumentos del tiempo y se escribe

$$\dot{x} = f_{\sigma}x \quad (2.8)$$

$$\dot{x} = A_{\sigma}x \quad (2.9)$$

respectivamente.

Conmutación autónoma y controlada La conmutación autónoma se refiere a una situación en la que no se tiene control directo sobre el mecanismo de cambio que desencadenan

los eventos discretos. Esta categoría incluye sistemas conmutados dependientes del estado en el que la ubicación de las superficies de conmutación son predeterminadas, así como los sistemas conmutados dependientes del tiempo en los que la regla que define la conmutación es desconocida (o fue ignorada en la etapa del modelado). Por ejemplo, cambios bruscos en la dinámica del sistema pueden ser causados por factores imprevisibles o fallas de los componentes. En contraste con lo anterior, en muchas situaciones la conmutación es impuesta por el diseñador a manera de lograr un comportamiento deseado en el sistema. En este caso, se tiene un control directo sobre el mecanismo de conmutación (el cual puede ser dependiente del tiempo o del estado) y puede ajustarse conforme el sistema evoluciona.

No es fácil establecer una distinción adecuada entre la conmutación controlada y la autónoma, o entre conmutación dependiente del estado y conmutación dependiente del tiempo. En un sistema dado, estos diferentes tipos de conmutación pueden coexistir. Por ejemplo, si el proceso estudiado es propenso a influencias impredecibles del entorno o falla de algún componente (conmutación autónoma), entonces puede ser necesario considerar mecanismos lógicos para detectar tales eventos (conmutación dependiente del estado) y proveer acciones de corrección (conmutación controlada).

Durante el desarrollo del presente trabajo de tesis se considera el planteamiento de una conmutación controlada del sistema mediante el diseño de una ley de conmutación (ya sea del tiempo o del estado). La obtención del modelo conmutado en el caso de un convertidor se realiza identificando los posibles modos de operación dados por todas las posibles configuraciones circuitales y así obtener una descripción lineal por pedazos de la siguiente forma:

$$\dot{x}(t) = A_i x + B_i \quad (2.10)$$

Donde A_i son las matrices de estado, B_i son las matrices de entrada, x es el vector de estado y el término $i = \{1, 2, \dots, N\}$ indica cada posible configuración de las matrices de estado y entrada.

Una vez obtenida la descripción lineal por pedazos se procede a reescribir mediante una función cada posible configuración en una sola descripción en espacio de estado. Esta función como se especificó anteriormente se denomina señal de conmutación y es cambiada mediante ciertas reglas especificadas en la ley de conmutación S para controlar el convertidor.

Dado lo anterior, el modelo conmutado de un convertidor tiene la estructura de la Ecuación (2.11) en espacio de estado.

$$\dot{x}(t) = A_\sigma x(t) + B_\sigma, \quad x(0) = x_0 \quad (2.11)$$

Definida para toda $t \geq 0$, donde:

$x(t) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estados.

x_0 es la condición inicial.

$\sigma \in \mathbb{R} \rightarrow \{1, \dots, N\}$ es el índice que indica cual matriz A está presente.

$A_\sigma \in \{A_1, \dots, A_N\}$ son las matrices de estado.

$B_\sigma \in \{B_1, \dots, B_N\}$ es el vector de traslación para la acción del voltaje de entrada. N es el número total de subsistemas.

Como puede observarse en la Ecuación (2.11), la función de conmutación determina que subsistema está activo por medio de una función escalar y estableciendo ciertas reglas en la ley de conmutación S . La ley de conmutación define cómo se detona el evento de conmutación que cambia de subsistema activo especificando si la acción de conmutación depende del tiempo o del estado; es decir, el control del convertidor se logra por medio del seguimiento de alguna trayectoria de referencia deseada mediante el cambio de subsistema activo (cambio en la función de conmutación) cada vez que el estado a controlar alcanza cierto valor del estado o en el tiempo y conmuta al siguiente subsistema definido por la ley de conmutación.

A continuación se expone un ejemplo de la derivación del modelo conmutado de un convertidor, así como también, el diseño de leyes dependientes del tiempo y del estado para controlarlo.

2.1.3 Ejemplo: Convertidor Boost (elevador) convencional

El convertidor al que se obtiene su modelo conmutado se muestra en la Figura 2.4, el cual constituye un convertidor CD-CD elevador o Boost. En la Figura 2.4, adicionalmente, se muestran los posibles modos de operación del convertidor dados por el estado abierto o cerrado ($ON - OFF$) del interruptor.

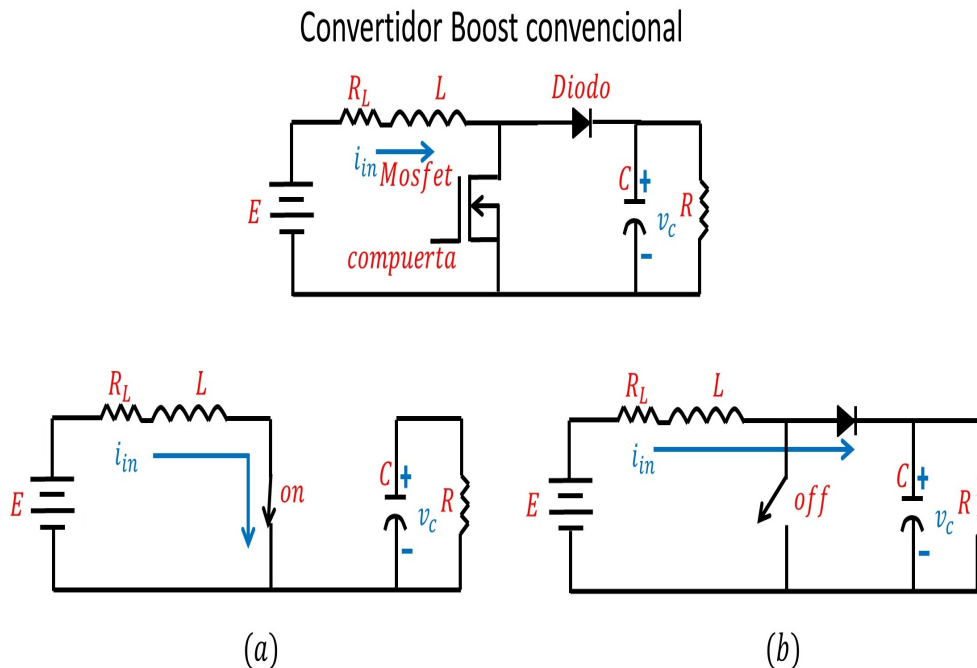


Figura 2.4: Estructura del convertidor elevador convencional y sus posibles configuraciones. (a) Configuración al activarse el interruptor (ON), (b) Configuración al desactivarse el interruptor (OFF).

Dadas las posibles configuraciones provocadas por la conmutación del interruptor se procede a establecer las ecuaciones que gobiernan el convertidor utilizando las leyes de corrientes y voltajes de Kirchhoff. Las variables de estado elegidas son la corriente de entrada i_{in} y el voltaje de salida v_c debido a los elementos dinámicos que constituyen el circuito (una inductancia y una capacitancia).

Haciendo el cambio de variable $i_{in} = x_1, v_c = x_2$ la dinámica del convertidor cuando el interruptor está cerrado (en conducción) se describe mediante las siguientes ecuaciones en espacio de estado:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (2.12)$$

Por otro lado, el sistema de ecuaciones para el convertidor cuando el interruptor está abierto (no conducción) es el siguiente:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (2.13)$$

Observe que las estructuras de los sistemas de ecuaciones 2.12 y 2.13 son muy similares entre si y solo difieren en un termino de corriente y en uno de voltaje. Si se utiliza un valor de 0 que multiplique a los términos $\frac{1}{C}$ y $-\frac{1}{L}$ de la ecuación 2.13 es posible obtener la ecuación 2.12. Dado lo anterior es posible establecer una estructura genérica que mediante una función que cambie entre 0 y 1 obtener cada ecuación. Mediante el uso de esta función se reescriben las Ecuaciones (2.12) y (2.13) en una sola descripción, la cual se muestra a continuación.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{\sigma}{L} \\ \frac{\sigma}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (2.14)$$

donde:

$$\sigma \in \{1, 0\}$$

El sistema de ecuaciones (2.14) representa el modelo conmutado del convertidor boost convencional.

Como se mencionó anteriormente, el diseño de la ley de conmutación que varíe el valor de σ puede realizarse mediante el planteamiento de una conmutación dependiente del tiempo y/o del estado. La Figura 2.5 ejemplifica cómo es realizada cada ley de conmutación. El eje vertical representa amperes y el eje horizontal es el tiempo.

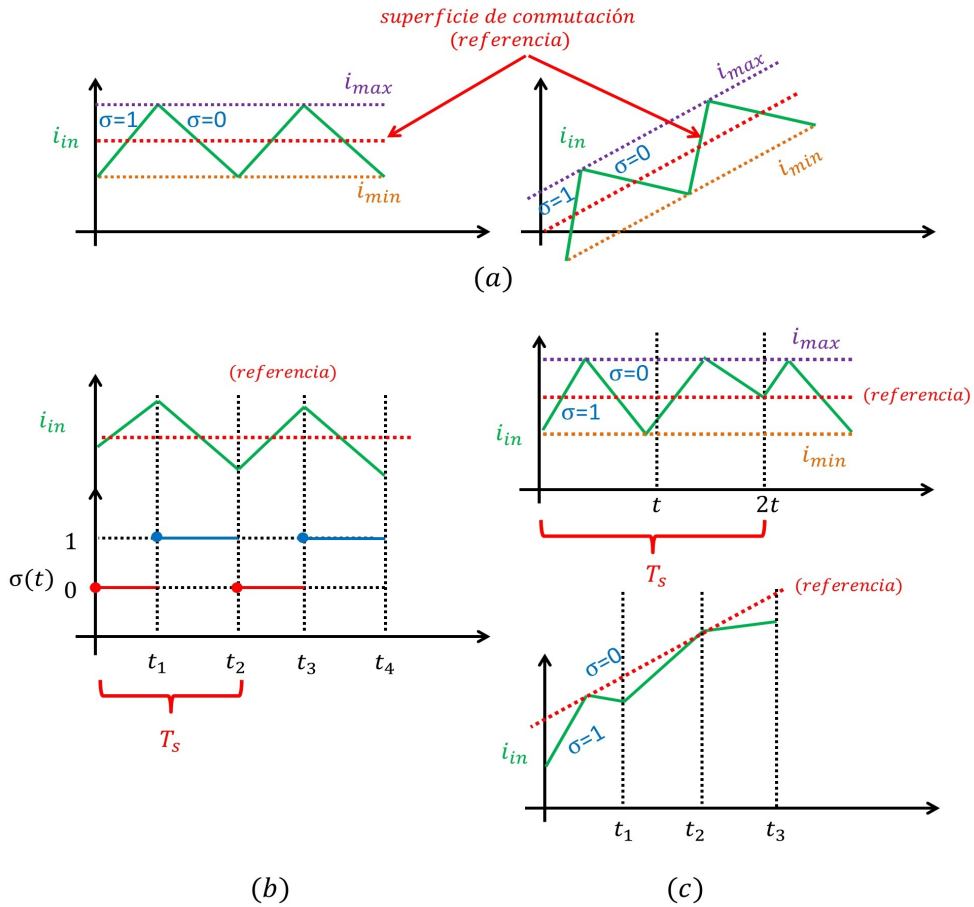


Figura 2.5: Diferentes leyes de conmutación. (a) Ley dependiente del estado, (b) Ley dependiente del tiempo, (c) Ley dependiente del tiempo y del estado.

Como puede observarse, en la ley dependiente del estado de la Figura 2.5(a), existen dos superficies de conmutación definidas por el valor máximo y mínimo que se desea tenga el transitorio de la corriente. La magnitud de las bandas es calculada de acuerdo a la relación de potencia de entrada y salida para determinar qué corriente se presentara al valor del voltaje deseado de salida. El tamaño de separación de las bandas define el máximo rizo de corriente permitido. Observe que en el caso de una ley de conmutación dependiente del estado, cada vez que la trayectoria de corriente alcance el valor máximo (banda superior) ocurre un cambio de conmutación que se mantiene hasta alcanzar el valor mínimo (banda inferior). Cuando la trayectoria alcanza el valor mínimo de la corriente ocurre la siguiente conmutación que cambia la trayectoria de la corriente para alcanzar el valor máximo. Este proceso es cíclico y está definido en la secuencia de conmutación. La desventaja de esta técnica es que la frecuencia de conmutación es variable debido al cambio en los transitorios de la corriente provocados por las variaciones paramétricas del convertidor. En la figura por mero propósito ilustrativo se muestra como podría ser llevado a cabo el seguimiento de una pendiente. Esto no ocurre en el ejemplo mostrado pero es posible que el convertidor sea utilizado como etapa posterior a un rectificador y de esta manera ser posible que la corriente siga una pendiente dada por una señal sinusoidal rectificadas [23].

El caso de la conmutación dependiente del tiempo se muestra en la Figura 2.5(b). En

este caso la conmutación se realiza especificando tiempos de operación para cada subsistema. Este caso particular requiere un cálculo preciso de cada intervalo de tiempo para hacer converger la trayectoria de la corriente a la referencia. Esta ley tiene la desventaja de que requiere un cambio en el tiempo de activación cuando ocurren variaciones paramétricas (por ejemplo en la carga) en el convertidor, por lo que es necesario observar a cada instante de tiempo las variables del convertidor (diseñar un observador o muestrear a frecuencia fija).

El último caso es la conmutación dependiente del tiempo y del estado (Figura 2.5(c)). En este caso la conmutación se realiza cada vez que la trayectoria alcanza la superficie de conmutación y cuando pasa un cierto tiempo. Lo anterior es muy utilizado en el control por modos deslizantes donde para evitar conmutaciones a alta frecuencia se especifica un tiempo de residencia una vez la trayectoria alcanza la superficie de conmutación. Otra forma de utilizar esta ley es para especificar una acción de conmutación a un periodo constante como se muestra en la figura. (En [24] se muestra una ley de conmutación dependiente del estado y del tiempo pero aplicada a un convertidor Buck para mayor comprensión.)

Como ha podido observarse en el ejemplo descrito, el planteamiento de un modelo conmutado para propósitos de control es una importante herramienta porque permite consideraciones de dinámicas reales presentes en el convertidor. Debido a lo anterior, la ejecución de la acción de control es mucho más precisa para realizar seguimiento de trayectorias (referencias) a todo intervalo de tiempo. El planteamiento de leyes de conmutación en conjunto con el modelado conmutado ha sido ampliamente estudiado y reportado en el control de convertidores mediante su expresión en técnicas de control. Algunas de estas técnicas son nombradas: control de corriente por histéresis, control por modos deslizantes, control híbrido, estrategia de proyección mínima, etcétera ([24], [25], [26], [27], [28], [29], [30], [31], [32], [33] y [34]). Para propósitos de esta tesis el control de corriente por histéresis requiere atención especial ya que es la aplicación de una ley dependiente del estado que permite controlar el rizo de corriente y mantener la operación del rectificador en una región bien delimitada. El método de control de corriente por histéresis fue desarrollado para lograr los requerimientos de energía de

El método de control de corriente por histéresis fue desarrollado para satisfacer los requisitos de alimentación de los elementos de carga con una rápida respuesta transitoria. Debido a que lleva a cabo el control mediante la detección del transitorio de corriente, también se hace referencia a este método como un método de control de rizo. El método supervisa directamente la corriente de entrada por medio de un comparador. Si se detecta que la corriente de entrada ha excedido o ha caído por debajo de un nivel de umbral establecido, el comparador activa o desactiva (enciende o apaga) directamente el interruptor (o interruptores según sea el funcionamiento del convertidor). Los dos esquemas de control están disponibles: detectar una corriente por debajo del nivel de umbral con un tiempo de encendido fijo en el tiempo, y detectar por encima del umbral con un tiempo de apagado fijo.

2.2 Control de corriente por histéresis

2.2.1 Control On-Off

El control *Bang-Bang* o también llamado ON-OFF, es un controlador retroalimentado que conmuta abruptamente entre dos estados. Esta conmutación produce efectos indeseados en problemas de seguimiento debido a que, al converger a la trayectoria deseada, conmuta entre sus dos estados de forma infinita. Es debido a este comportamiento que su uso requiere el establecimiento de un retraso o tiempo muerto en el cambio entre sus estados. Este retraso puede ser visto como el planteamiento de una banda de histéresis alrededor de la trayectoria deseada para establecer un transitorio de tiempo entre los estados del controlador. Este método permite asegurar el confinamiento de las trayectorias de la variable a controlar dentro de una región de operación bien delimitada (frecuencia de operación, magnitud mínima y máxima). Lo anterior ha sido ampliamente utilizado en control de convertidores de CD-CD donde por medio del control de los transitorios presentes en la corriente, se puede diseñar la señal de conmutación adecuada para llevar el convertidor al punto de operación deseado. La variable a controlar en este tipo de control es la corriente debido a que presenta la respuesta transitoria más rápida que el voltaje ante cambios de conmutación. La Figura 2.6 muestra el diagrama básico del control de corriente por histéresis de un convertidor conmutado CD-CD [35].

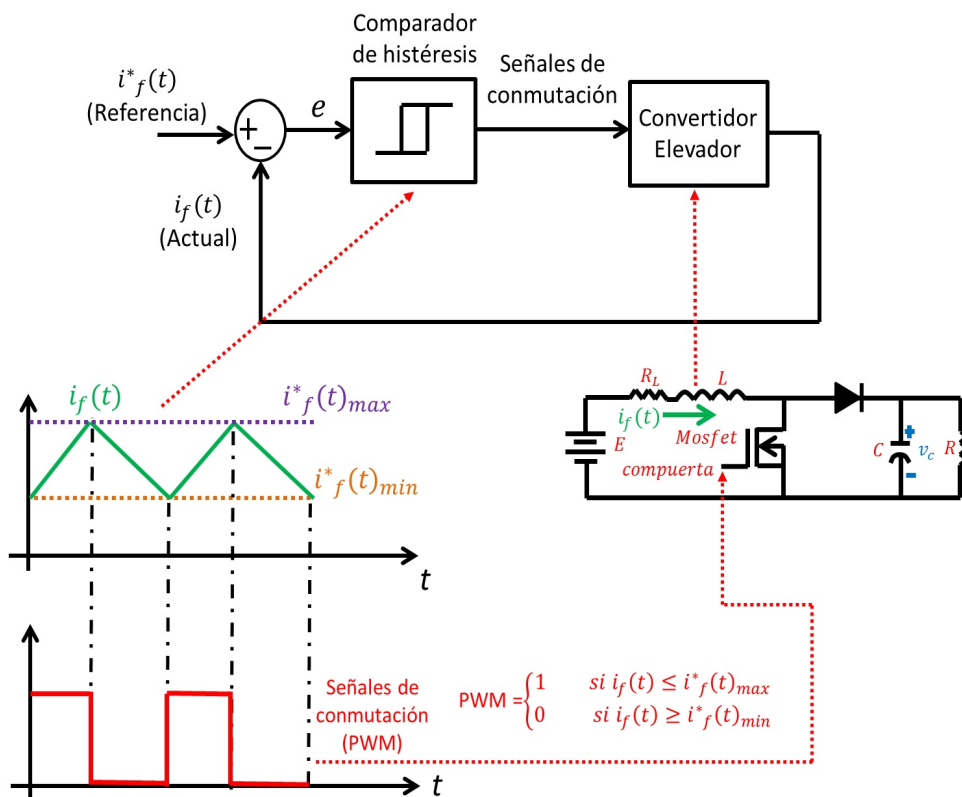


Figura 2.6: Algoritmo básico de control de corriente por histéresis en un convertidor CD-CD

Al realizar este tipo de control se induce a que el convertidor opere dentro de una región alrededor del punto de referencia a alcanzar. Esto establece un ciclo límite de frecuencia de conmutación dado por los valores máximo y mínimo permitidos de la amplitud de la corriente. Lo anterior permite establecer un control sobre el rizo de corriente, así como una frecuencia de conmutación límite en los dispositivos de conmutación. La ejecución de este tipo de control ha sido extendida a aplicaciones donde la banda de histéresis requiere ser planteada de forma variante en el tiempo como en el caso de los rectificadores. En este caso el transitorio de la corriente dentro de las envolventes se ve afectado por la evolución de la fuente de entrada en el tiempo debido a su naturaleza sinusoidal y a la conexión de elementos inductores (desplazamiento de fase) para regular el voltaje a la salida como en el caso de convertidores CD-CD. Lo anterior provoca un escape de la corriente del régimen sinusoidal establecido por las envolventes y por consiguiente, lo que se ha reportado como una pérdida de estabilidad en esos instantes de tiempo. Como ya se mostró anteriormente en la Figura 1.9 esto ocurre en los cruces por cero y tiende a mantenerse un cierto intervalo de tiempo antes de volver a converger a la región dada por las envolventes. Diversas estrategias de control han sido reportadas que intentan superar esta deficiencia utilizando el planteamiento de bandas adicionales [30] o alterando la forma de las envolventes [36]. Una de las principales ventajas del uso del control de corriente por histéresis es que permite la utilización de una descripción lineal por pedazos del convertidor así como el aprovechamiento de herramientas de análisis para diseñar la acción de control de forma más precisa. Debido al comportamiento conmutado de la corriente en este tipo de convertidores es posible diseñar una ley de control conmutada que tome acción a cada instante de tiempo con propósitos de regulación y rechazo de perturbaciones de entrada, salida o paramétricas. En el caso particular de aplicación, una ley de control conmutada permite el seguimiento de la trayectoria deseada con motivos de sincronización con la red eléctrica y minimizar la distorsión en la evolución transitoria de corriente. Otra de las ventajas es que permite el manejo de señales variantes en tiempo (tal cual se presentan en el circuito real) y no requiere transformaciones adicionales para el diseño de la trayectoria de referencia.

Cómo se ha mencionado anteriormente, la utilización de una descripción conmutada del convertidor provee diversas ventajas pero aún no se ha tocado el tema de cómo es posible demostrar que el convertidor visto como un sistema conmutado es estable. A continuación se describen diversas herramientas que pueden ser utilizadas para este propósito.

2.3 Estabilidad de sistemas conmutados

La naturaleza conmutada de operación de estos convertidores no permiten o complican la utilización de las nociones de estabilidad tradicional. Lo anterior se debe a que la señal de conmutación puede provocar inestabilidad en el sistema conmutado a pesar de que los puntos de equilibrio de cada subsistema sean estables (Figuras 2.7(a) y 2.7(b)). Por ejemplo, la Figura 2.7(c) muestra cómo la elección de la señal de conmutación en un sistema conmutado en R^2 con dos subsistemas asintóticamente estables puede derivar en un comportamiento inestable (La señal de conmutación en el caso de la figura esta implícita y es dependiente del tiempo. Para propósitos ilustrativos solo se muestra el instante de cambio de un subsistema a otro derivado del cambio en la señal de conmutación.). Debido a lo anterior, condiciones

adicionales deben de ser consideradas para asegurar la estabilidad del origen en el sistema conmutado en algún sentido.

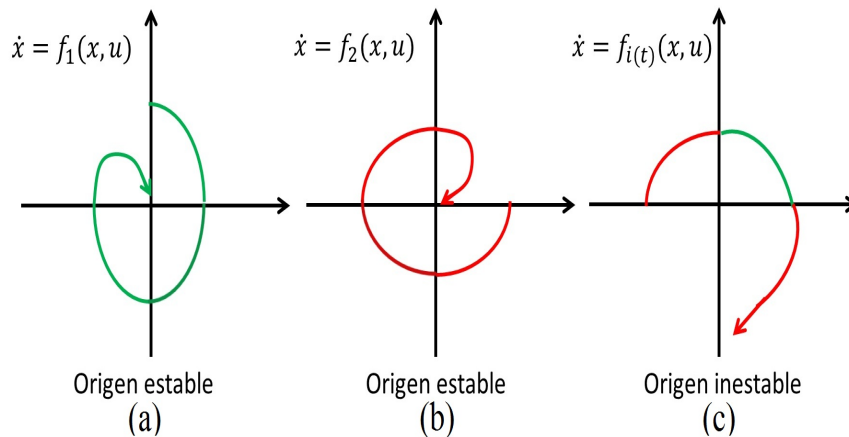


Figura 2.7: El sistema conmutado puede ser inestable aunque todos los subsistemas sean estables.

Lyberzon en [37], plantea condiciones suficientes para que un sistema conmutado cuyos subsistemas comparten el mismo equilibrio, sea asintóticamente estable cuando se usa una señal de conmutación arbitraria, es decir, no se busca modificar la conmutación sino las propiedades de estabilidad de los subsistemas, además se mostró que si existe una función de Lyapunov común para todos los subsistemas, entonces el sistema podrá ser asintóticamente estable independientemente de la conmutación. Este resultado de estabilidad se le conoce como estabilidad para conmutación arbitraria, es decir, para cualquier ley de conmutación.

A pesar del anterior resultado, no siempre es posible encontrar una función de Lyapunov común para todos los subsistemas por lo que se estableció en [38] que la existencia de múltiples funciones de Lyapunov se requieren para garantizar la estabilidad asintótica del sistema conmutado; en este caso las propiedades de estabilidad del sistema conmutado dependen de la señal de conmutación además de que existe la restricción de que los valores de las funciones de Lyapunov deben coincidir con el instante de conmutación para garantizar la estabilidad asintótica (véase Figura 2.8(a)). Sin embargo, las funciones de Lyapunov generalmente no coinciden con el instante de conmutación por lo que se demostró que si la secuencia de valores iniciales en las funciones de Lyapunov en los instantes de conmutación son decrecientes se podrá demostrar la estabilidad asintótica del sistema conmutado [37] (véase Figura 2.8(b)).

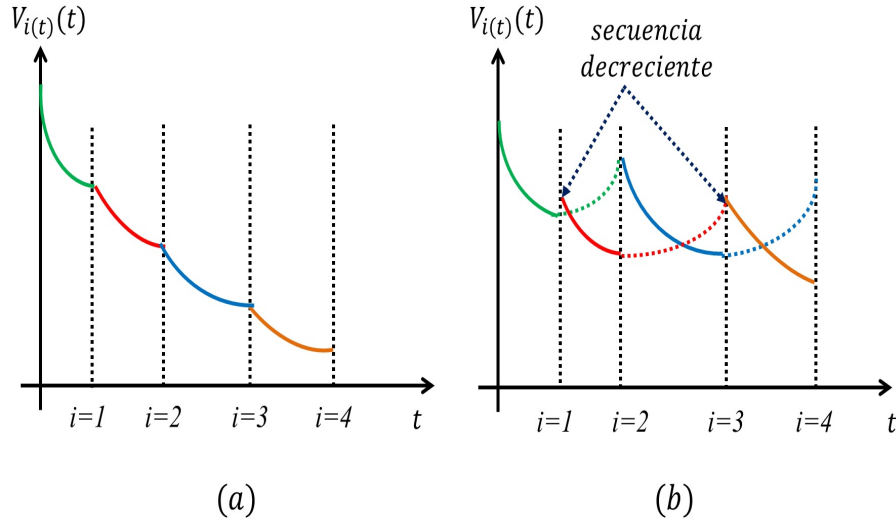


Figura 2.8: Múltiples funciones de Lyapunov que garantizan la estabilidad asintótica del sistema conmutado.

Aun cuando la herramienta de múltiples funciones de Lyapunov puede ser útil en algunas aplicaciones, implica que existe una secuencia de conmutación que garantizaría la estabilidad del sistema y el encontrar esta secuencia no queda claro. Además requiere que exista una función de Lyapunov para cada modo, lo que supondría que los modos sólo pueden ser estables: éste no es el caso de la mayoría de los convertidores. En la literatura [40], [41], [42], [43], [44], [45], [46] se han presentado diversos resultados enfocados en la estabilidad de sistemas conmutados pero se enfocan en sistemas conmutados estables y en encontrar una entrada de control para garantizar la existencia de funciones de Lyapunov.

Adicionalmente, los resultados anteriores requieren que todos los subsistemas tengan un punto de equilibrio en común además de requerir la existencia de una función de Lyapunov para cada etapa. Sin embargo, existen muchos sistemas conmutados que están formados por uno o más subsistemas inestables y por lo tanto, los resultados anteriores no pueden aplicarse.

Los resultados reportados en [40] y [41] tratan con nociones de estabilidad donde sistemas que no tienen puntos de equilibrio o son de tipo múltiple pueden exhibir un comportamiento estable en algún punto de operación bajo una ley de conmutación apropiada, es decir, la ley de conmutación hace converger y mantener las trayectorias del sistema dentro de una vecindad alrededor del origen. El idea de llevar las trayectorias del sistema dentro de un límite dado es bastante útil en la práctica. Por ejemplo, en sistemas de control donde se requiere mantener una variable dentro de ciertos límites (como en el control de temperatura), en lugar de estabilizar el sistema asintóticamente a un punto de ajuste. Este concepto se ha denominado estabilidad práctica [39] y a continuación se utiliza su adaptación a sistemas conmutados bajo la definición formal de estabilizabilidad práctica de sistemas conmutados [40], [41]. Estas nociones se presentan a continuación.

Definición 1 [40], [41] Dado $\varepsilon > 0$, se dice que el sistema conmutado $\dot{x} = f_i(x)$ es ε -prácticamente estable alrededor del origen bajo una ley de conmutación S , si existe $\delta =$

$\delta(\epsilon) > 0$ tal que

$$\|x(0)\| \leq \delta \Rightarrow \|x(t)\| \leq \epsilon \quad \forall t \geq 0 \quad \text{con } \delta < \epsilon \quad (2.15)$$

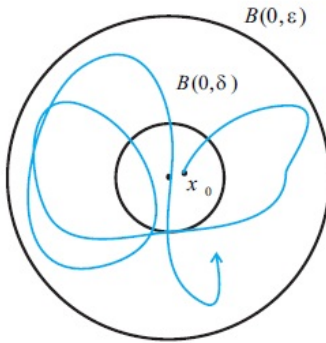


Figura 2.9: Estabilidad ϵ -práctica de un sistema conmutado.

Como puede observarse por la Definición 1, la noción de estabilidad ϵ -práctica no presupone que el origen es un punto de equilibrio.

Observación 1. Note que la Definición 1 requiere que las condiciones de acotamiento se satisfagan para todo $t > 0$, dada la continuidad de las trayectorias del sistema conmutado ello implica que $\delta \leq \epsilon$

Definición 2 [40] Dado $\epsilon > 0$, se dice que el sistema conmutado $\dot{x} = f_i(x)$ es **ϵ -práctica asintóticamente estable** alrededor del origen bajo una ley de conmutación S , si

- (i) es ϵ -prácticamente estable
- (ii) el origen es ϵ atractivo, esto es, si existe $\eta = \eta(\epsilon) \geq \delta$ tal que

$$\|x(0)\| \leq \eta \Rightarrow \exists T = T(\epsilon) \geq 0 : \|x(t)\| \leq \epsilon \quad \forall t \geq T \quad (2.16)$$

Cuando la Condición 2.16 se satisface para todo $x(0) \in \mathfrak{X}^n$, el origen es globalmente ϵ -atractivo, en este caso el sistema conmutado se dice es ϵ -práctica global asintóticamente estable alrededor del origen bajo una ley de conmutación S .

Observación 2 Note que en la noción de estabilidad asintótica, las trayectorias tienden asintóticamente al origen, mientras que en la estabilidad ϵ -práctica asintótica, las trayectorias son atraídas a una vecindad de tamaño ϵ alrededor del origen.

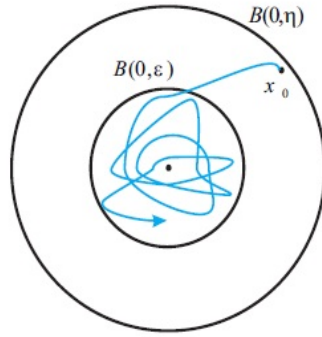


Figura 2.10: Estabilidad ε -práctica asintótica de un sistema conmutado.

Definición 3 [40], [41] El sistema conmutado $\dot{x} = f_i(x)$ se dice que es

1. **ε -prácticamente estabilizable** si para todo $\varepsilon > 0$ existe una ley de conmutación S tal que el sistema es ε -prácticamente estable alrededor del origen bajo S .
2. **ε -práctica asintóticamente estabilizable** si existe una ley de conmutación $S(\varepsilon)$ tal que el sistema es ε -práctica asintóticamente estable alrededor del origen bajo S .
3. **ε -práctica global asintóticamente estabilizable** si existe una ley de conmutación $S(\varepsilon)$ tal que el sistema es ε -práctica global asintóticamente estable alrededor del origen bajo S .

Tomando en cuenta las nociones anteriores, es posible adaptarlas al problema de control de corriente por histéresis en convertidores conmutados. Como se aprecia en la Figura 2.11, el diseño de una ley de conmutación puede permitir el establecimiento de condiciones de estabilizabilidad ε -práctica en alguno de los sentidos previamente descritos para el convertidor estudiado. La realización de lo anterior es posible utilizando la aproximación de la evolución transitoria de la corriente dentro de una bola de radio ε cuyo centro es el origen ($B(0, \varepsilon)$) a **sistemas tipo integrador**. La descripción y aproximación a este tipo de sistemas se analizará con detenimiento cuando se planteen las restricciones de operación y la estrategia de control propuesta en el Capítulo 4. En el caso particular de la operación de convertidores el radio de la bola establece cuál es el valor máximo que alcanza la variable a controlar en el estado estacionario.

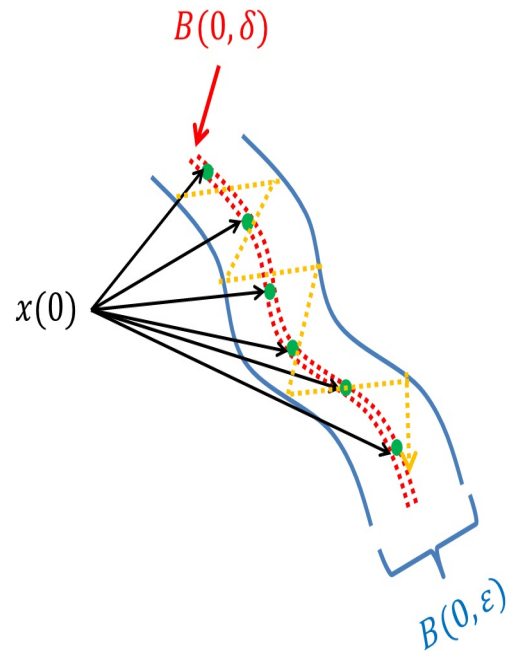


Figura 2.11: Aproximación del problema de control por histéresis a la noción de estabilidad ϵ -práctica.

Nótese además en la Figura 2.11 que el valor del radio ϵ puede ser modificado dependiendo del tipo de evolución que sufra la variable a controlar. En el caso de un convertidor, el valor de ϵ puede depender del tipo de conversión del convertidor o a parámetros de diseño dados con respecto a eficiencia, distorsión máxima y evitar comportamientos indeseables como la operación en modo discontinuo.

Capítulo 3

Análisis del rectificador

En este capítulo se aborda todo lo referente al análisis de operación del rectificador, determinación de componentes que lo forman, derivación del modelo conmutado y simulaciones del modelo. Se empieza mostrando la estructura del rectificador y ventajas que ofrece con respecto a otros rectificadores (tanto en eficiencia, sencillez de operación y planteamiento del controlador). En la segunda sección se explican los modos de operación y se define cuál es la secuencia válida de operación esperada ;es decir, se menciona cuál es la operación normal esperada del rectificador sin tomar en cuenta la inestabilidad reportada [18], [59], [60], [62]. La tercera sección muestra todo lo referente a la derivación del modelo conmutado, el planteamiento de la señal de conmutación y qué interpretación física tiene el cambio de esta señal en el rectificador. La cuarta sección muestra la determinación y cálculo de los componentes que forman el rectificador; es decir, el inductor de entrada y el capacitor de salida. Se definen los parámetros de diseño (voltaje de salida, rizo de salida, frecuencia de operación y potencia de salida) y el valor adecuado de estas señales. Finalmente, se ejemplifican algunas simulaciones del modelo con estos parámetros usando una estrategia SPWM con el fin de verificar que el modelo planteado es correcto.

3.1 Descripción del rectificador

La Figura 3.1 muestra el rectificador estudiado. Este convertidor tiene una estructura tipo puente completo cuyo funcionamiento se basa en la conmutación de cuatro interruptores activos (Q_1 - Q_4). Los interruptores de cada rama se activan en forma complementaria (Q_1 opera complementariamente a Q_2 así como Q_3 con Q_4) y operan por pares de manera síncrona para disminuir las pérdidas debidas a la conducción de los diodos en antiparalelo. El rectificador se alimenta por el voltaje de red y consta a su entrada de un inductor que permite inducir un comportamiento de elevación del voltaje de salida. La salida consta de una carga resistiva y de un filtro capacitivo para disminuir las componentes de alta frecuencia debidas a la conmutación de interruptores. El voltaje de salida v_c está representado por una componente de CD más una componente del doble de la frecuencia fundamental de entrada que indica el valor del rizo de salida.

$$v_c = V_{cd} + V_{rizo} \text{sen}(2\omega t) \quad (3.1)$$

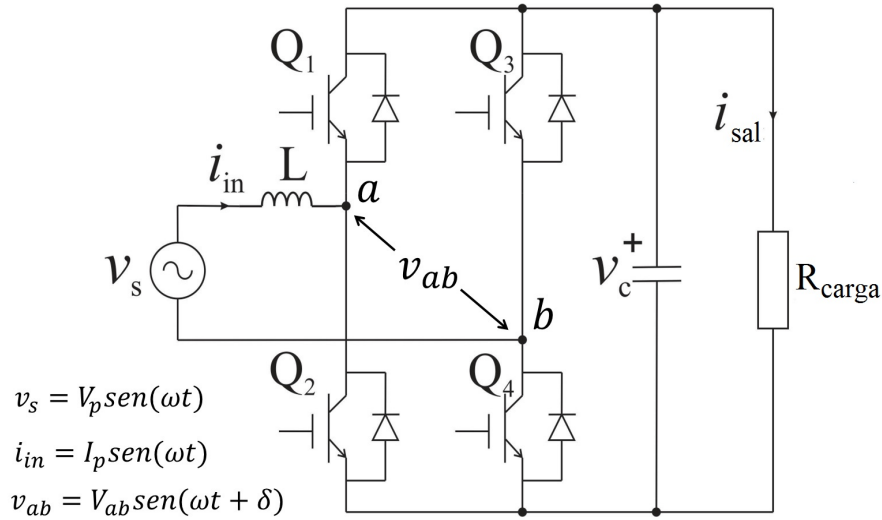


Figura 3.1: Convertidor de CA-CD estudiado.

El inductor de entrada provoca una desviación en fase de la corriente con respecto al voltaje debido a que el valor de corriente a través del inductor obedece la siguiente ecuación

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t v_L(t) dt \quad (3.2)$$

donde v_L es el voltaje en terminales del inductor de forma sinusoidal debida al voltaje de entrada v_s .

Debido a que la integral se realiza sobre una función sinusoidal (v_L) se produce una desviación de 90° ($\int v_L \text{sen}(\omega t) = -v_L \text{cos}(\omega t)$) entre la corriente y el voltaje de entrada que debe ser compensado o tomado en cuenta en la ley de control para lograr un factor de potencia unitario y evitar el desperdicio de energía debido a la aparición de potencia reactiva que como ya se dijo, representa una potencia que es regresada a la fuente. Para lograr lo anterior se toma en cuenta la relación fasorial existente entre los voltajes y corrientes presentes en los elementos del rectificador. Esta relación fasorial se presenta en la Figura 3.2 y toma en cuenta la desviación presente entre los diversos voltajes por medio del ángulo δ y la relación que mantienen éstos con respecto a la fase de la corriente de entrada i_{in} dada por φ .

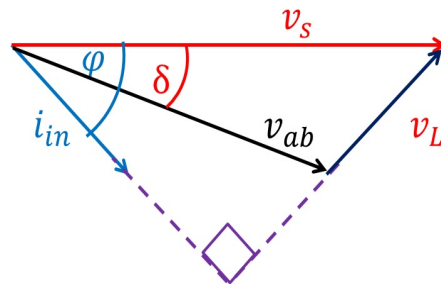


Figura 3.2: Representación fasorial de los diversos voltajes y corrientes presentes en el rectificador.

Basándose en lo expresado en la Figura 3.2 se pueden establecer las ecuaciones para las potencias (activa y reactiva) en el rectificador. La potencia activa y reactiva quedan expresadas mediante las siguientes ecuaciones:

$$P = v_s i_{in} \cos(\varphi) = \frac{v_s^2}{\omega * L} \frac{v_{ab}}{v_s} \text{sen}(\delta) \quad (3.3)$$

$$Q = v_s i_{in} \text{sen}(\varphi) = \frac{v_s^2}{\omega L} \left(1 - \frac{v_{ab}}{v_s} \cos(\delta)\right) \quad (3.4)$$

Dadas las ecuaciones anteriores es fácil observar que llevando el ángulo φ a cero se elimina la potencia reactiva y el convertidor sólo consume potencia activa. Lo anterior lleva a una expresión relacional entre la potencia de entrada y salida (véase Ecuación (3.5)) en valor eficaz que puede ser utilizada para el cálculo de la amplitud de la señal de referencia.

$$P_{AC} = \frac{V_p I_p}{2} = P_o = v_c i_{sal} \quad (3.5)$$

La Ecuación 3.5 expresa en forma ideal que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida. En la práctica existen diversas pérdidas en el convertidor debidas a resistencias parásitas que el controlador debe compensar mediante el aumento o disminución de la amplitud en la señal de referencia. Las resistencias parásitas son debidas a las no idealidades en los componentes del rectificador (dispositivos semiconductores, resistencias en el capacitor e inductor).

3.2 Modos de operación del rectificador

La operación del rectificador está constituida por cuatro posibles configuraciones circuitales o etapas de operación dadas por la activación de los interruptores. La aparición de estas configuraciones durante un ciclo completo de operación están restringidas por el semiciclo presente en la entrada al circuito rectificador como se verá cuando se diseñe la lógica de conmutación. Existen dos modos de operación que son equivalentes (Modo 0 \rightarrow $Q_1 = Q_3$ y $Q_2 = Q_4$). Debido a lo anterior es posible reducir la operación del rectificador a sólo tres modos de operación, facilitando la descripción del sistema como un sistema lineal conmutado. La tabla siguiente muestra la aparición de cada configuración tomando en cuenta la combinación de interruptores. Las etapas de operación son nombradas como Modos 1, -1 y 0.

Interruptores activos	Q_3	Q_4
Q_1	Modo 0	Modo 1
Q_2	Mod0 -1	Modo 0

Tabla 3.1: Etapas de operación en el Rectificador PWM.

Como puede observarse en la tabla el Modo 0 representa dos posibles combinaciones de interruptores. Lo anterior es debido a que circuitalmente son equivalentes. La Figura 3.3 muestra con claridad la configuración circuital de cada modo de operación.

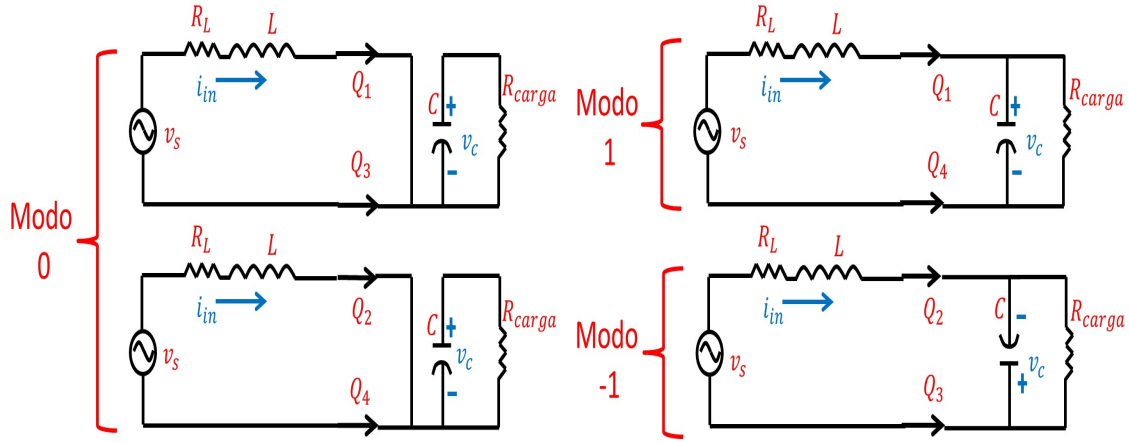


Figura 3.3: Modos de operación en el rectificador dados por todas las posibles combinaciones de interruptores.

El Modo 0 en la Figura 3.3 es la etapa de almacenamiento de energía en el inductor; es decir, la corriente se mantiene circulando en un circuito cerrado por el inductor haciendo que la corriente se incremente. Los Modos 1 y -1 son las etapas que entregan la energía a la carga; es decir, la energía almacenada en el inductor durante la aparición del Modo 0 es liberada hacia la carga provocando un aumento de voltaje en la salida a través de su almacenamiento en el capacitor. La aparición de los Modos 1 y -1 está restringida al semiciclo presente en la entrada al circuito puente. Tomando en cuenta lo explicado anteriormente, el funcionamiento del rectificador se da en secuencias conformadas por el Modo 0 y alguno de los otros dos modos (1 y -1).

3.3 Derivación del modelo conmutado

El paso a seguir es obtener el modelo conmutado sobre el cual se diseñará la señal de conmutación para llevar al rectificador al punto de operación deseado. Se procede ahora a obtener las ecuaciones diferenciales de cada modo de operación utilizando las leyes de corriente y voltaje de Kirchhoff. Las variables de estado elegidas son el voltaje del capacitor de salida (v_c) y la corriente en el inductor de entrada (i_{in}). El modelo conmutado tendrá entonces la estructura de la Ecuación (3.6).

$$\dot{x} = A_{\sigma}x(t) + Bv_s(t) \quad (3.6)$$

Donde el índice $\sigma \in \Sigma \triangleq \{0, 1, -1\}$ corresponde a los modos 0, 1 y -1, $x(t) = [i_{in}(t), v_c(t)]$ es el vector de estado, con $v_c(t)$ el voltaje de salida, $i_{in}(t)$ la corriente de entrada o de la bobina y $v_s(t)$ el voltaje de entrada.

Tomando en cuenta lo anterior y las posibles configuraciones de la Ecuación 3.6, el sistema de ecuaciones en espacio de estado para los modos 0, -1 y 1 está descrito por los sistemas (3.7), (3.8) y (3.9) respectivamente.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR_{carga}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (3.7)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_{carga}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (3.8)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_{carga}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (3.9)$$

Donde R_L, C, R_{carga} y L son la resistencia serie equivalente del inductor, el capacitor, la resistencia de carga y el inductor, respectivamente. Note que aunque la operación del rectificador de la Figura 3.1 puede darse en forma bidireccional, el modelo por pedazos descrito por (3.7), (3.8) y (3.9) también puede describirla y por lo tanto el análisis llevado a cabo en capítulos posteriores puede ser aplicado a ambos casos.

Ahora bien, observando detenidamente la estructura de los Sistemas (3.7), (3.8) y (3.9) es posible reescribir todos los modos como una sola representación en espacio de estados por medio de una función que conmute entre ellos. El sistema de ecuaciones resultante se denomina modelo conmutado y está descrito por el sistema de Ecuaciones (3.10)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{\sigma}{L} \\ \frac{\sigma}{C} & -\frac{1}{CR_{carga}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (3.10)$$

donde: $\sigma \in \{-1, 0, 1\}$.

El valor de σ se cambia de acuerdo a ciertas restricciones de operación planteadas en el capítulo referente al diseño de la lógica de conmutación.

Ahora se procede a calcular los valores requeridos de cada componente con el propósito de establecer un rango de operación en rizo de salida, potencia y tamaño del inductor.

3.4 Cálculo de los componentes del rectificador

3.4.1 Cálculo del inductor

El cálculo del inductor está directamente relacionado al tamaño del rizo de corriente. La malla de entrada del rectificador de la Figura 3.1 puede ser representada como se muestra en la Figura 3.4 donde la fuente de voltaje controlada representa el voltaje conmutado entre las terminales a, b .

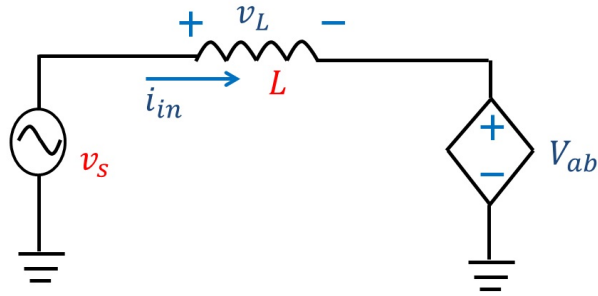


Figura 3.4: Circuito equivalente de la malla de entrada en el rectificador.

Retomando lo planteado en la descripción del rectificador y considerando un factor de potencia unitario las variables del circuito están descritas de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
 v_s &= V_p \text{sen}(\omega t) \\
 i_{in} &= I_p \text{sen}(\omega t) \\
 V_{ab} &= \Gamma V_{cd} \text{sen}(\omega t - \delta)
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Donde I_p y V_p representan la amplitud máxima de la corriente y el voltaje de entrada. La función Γ es una función que toma valores en 0, 1 y -1 debido a que el voltaje en terminales a, b (V_{ab}) es como se muestra en la Figura 3.5.

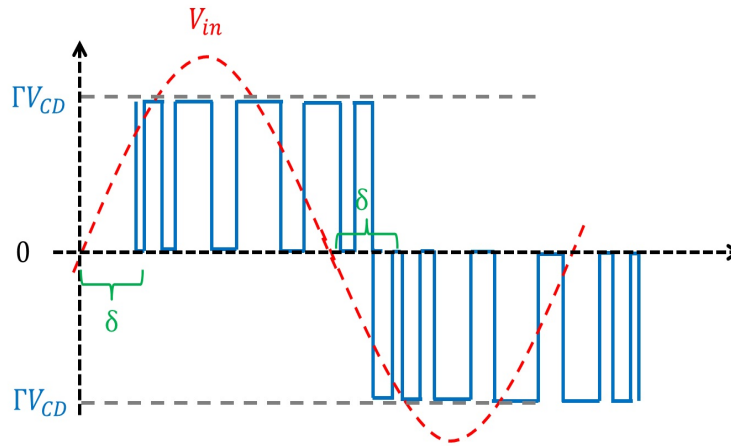


Figura 3.5: Interpretación de la función Γ en el voltaje en terminales a, b del rectificador.

Ahora bien, aplicando la ley de voltaje de Kirchhoff al circuito de la Figura 3.4 se tiene

$$v_s - v_L = V_{ab} \tag{3.12}$$

Tomando la magnitud de la ecuación anterior, se obtiene

$$\frac{1}{\sqrt{2}} |V_p - \omega L I_p| = |\Gamma V_{cd}| \tag{3.13}$$

Y considerando que $|\Gamma| \leq 1$ entonces:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} |V_p - \omega LI_p| = |V_{cd}| = \frac{\Gamma V_{cd}}{|\Gamma|} \quad (3.14)$$

$$\sqrt{(V_p)^2 + (\omega LI_p)^2} \leq \sqrt{2} V_{cd} \quad (3.15)$$

Despejando L de esta ecuación se obtiene que el valor máximo de la inductancia está dado por:

$$L = \frac{\sqrt{2(V_{cd})^2 - (V_p)^2}}{\omega I_p} \quad (3.16)$$

Ahora bien el valor mínimo de la inductancia está en función del valor máximo del rizo de la corriente de entrada. Asumiendo que la fuente V_{ab} del circuito de la Figura 3.4 está en cortocircuito se obtiene la siguiente ecuación de entrada (Se considera el voltaje V_{ab}) en cortocircuito porque en ese estado la corriente que circula a través del inductor es máxima debido a que ésta se mantiene en circulación en la entrada del rectificador).

$$v_s = L \frac{di_{in}}{dt} \quad (3.17)$$

De la ecuación anterior se observa que i_{in} crece con una pendiente $\frac{v_s}{L}$ de tal manera que resolviendo (3.17) se obtiene la ecuación:

$$\frac{\Delta i_{in}}{\Delta t} = \frac{v_s}{L} \quad (3.18)$$

Así, el valor de la inductancia en función del rizo de corriente esta dada por:

$$L = \frac{\Delta t}{\Delta i_{in}} * \frac{v_s}{\sqrt{2}} \quad (3.19)$$

Donde Δt representa el tiempo máximo que operan los interruptores en el modo 0 y Δi_{in} es el valor rizo pico a pico de la corriente de entrada.

3.4.2 Cálculo del capacitor

La selección del capacitor depende directamente de la potencia de salida requerida y del voltaje de salida deseado, el cual, no es una señal de CD pura ya que contiene una componente en CA conocida como rizo de voltaje. Es sobre este parámetro que se basa el dimensionamiento del capacitor de salida. La Figura 3.6 muestra la malla de salida conformada por un capacitor y la resistencia de carga.

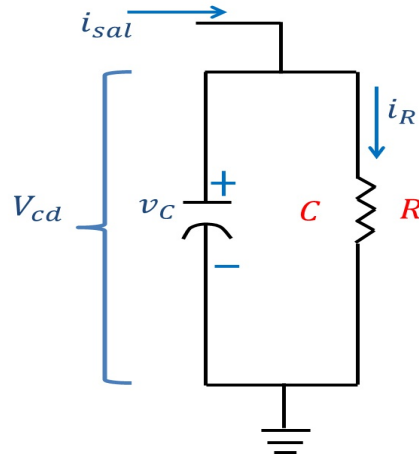


Figura 3.6: Circuito de salida en el rectificador.

Utilizando la ley de corrientes de Kirchhoff al circuito de la Figura 3.6 se obtiene:

$$i_{sal} = i_r + C \frac{d\tilde{v}_c}{dt} \quad (3.20)$$

en donde \tilde{v}_c es la componente de CA del voltaje en el capacitor de salida.

En el circuito la potencia de salida está expresada por:

$$P_o = V_{cd} * \left(C \frac{d\tilde{v}_c}{dt} \right) \quad (3.21)$$

Y tomando en cuenta la forma sinusoidal de la corriente y voltaje de entrada, la potencia de entrada está representada por:

$$P_{CA} = \frac{1}{2} * V_p * I_p (1 - \cos 2\omega t) \quad (3.22)$$

Considerando que no existen pérdidas en el rectificador, la potencia de entrada es igual a la potencia de salida, entonces:

$$V_{cd} * \left(C \frac{d\tilde{v}_c}{dt} \right) = \frac{1}{2} * V_p * I_p (1 - \cos 2\omega t) \quad (3.23)$$

donde la potencia de rizo está dada por las componentes de CA:

$$C * V_{cd} * \left(C \frac{d\tilde{v}_c}{dt} \right) = - \frac{V_p * I_p (1 - \cos 2\omega t)}{2} \quad (3.24)$$

resolviendo la ecuación anterior, la componente de CA en el capacitor resulta en:

$$\tilde{v}_c = - \frac{V_p * I_p}{4 * \omega * V_{cd}} * \text{sen}(2\omega t) \quad (3.25)$$

de donde el voltaje de rizo pico a pico es:

$$\Delta v_c = \frac{V_p * I_p}{2 * \omega * V_{cd}} \quad (3.26)$$

de esta forma el valor del condensador en función del rizo está dado por:

$$C = \frac{P_o}{\omega * \Delta v_c * V_{cd}} \quad (3.27)$$

3.4.3 Ejemplo de obtención de los valores de inductor y capacitor

Los parámetros necesarios para determinar los valores del capacitor e inductor se muestran en la Tabla 3.2.

Parámetro	Valor
v_s	$127\sqrt{2}, 60 \text{ Hz}$
v_c	300 V
P_o	900 W
Δi_{in}	10%
Δv_c	5%
Δt	25 μs

Tabla 3.2: Parámetros para la selección del inductor y del capacitor de salida

En este caso se considera una potencia de salida de 900 W con un voltaje de salida de 300 V. Por lo tanto, la resistencia de carga equivale a 100 Ω y los valores para el capacitor y el inductor resultan en:

$$L = 4,6mH \quad (3.28)$$

$$C = 1591\mu F \approx 1500\mu F \quad (3.29)$$

3.5 Simulaciones a lazo abierto para demostrar la validez del modelo conmutado

La validación del modelo se realizó mediante simulaciones en lazo abierto en el ambiente Matlab/simulink. Establecer la validez del modelo permite que sea posible utilizarlo para análisis debido a que su comportamiento es muy aproximado al sistema real. La simulación consistió en entregar un voltaje constante de 300 V a la carga manteniendo en fase la corriente y el voltaje de entrada y con una potencia de salida de 0.9 kW. Se eligió una modulación en ancho de pulso sinusoidal unipolar con una frecuencia de conmutación de

1800 Hz (se eligió esta frecuencia por ser múltiplo de la frecuencia fundamental y así disminuir la aparición de armónicos). Se calculó la referencia de corriente a través de la relación de potencia entrada-salida y se ajustó el ángulo de desfase para obtener un factor de potencia unitario.

El cálculo de la amplitud de la referencia y el ángulo para obtener un F.P. = 1 se realizó de la siguiente forma.

Considerando que no existen pérdidas en el rectificador, la potencia de entrada está definida por:

$$P_{CA} = \frac{1}{2} * V_p * I_p \quad (3.30)$$

y la corriente de entrada como ya se mencionó anteriormente está dada por:

$$i_{in} = I_p * \text{sen}(\omega t) \quad (3.31)$$

Realizando la sustitución y despeje de (3.30) en (3.31) se obtiene la siguiente ecuación para la corriente de entrada.

$$i_{in} = \frac{2 * P_{CA}}{V_p} * \text{sen}(\omega t) \quad (3.32)$$

donde haciendo la sustitución de potencia y voltaje de entrada se obtiene:

$$i_{in} = 11,13 * \text{sen}(\omega t) \quad (3.33)$$

Ahora bien, el voltaje en terminales a, b (V_{ab}) está dado por la siguiente relación de voltajes RMS en la entrada de forma fasorial.

$$V_{ab} = \check{v}_s - R_L * \check{i}_{in} - j * \omega * L * \check{i}_{in} \quad (3.34)$$

donde R_L es la resistencia parásita del inductor, \check{v}_s y \check{i}_{in} es el voltaje y corriente RMS respectivamente y $\omega = 2 * \pi * f$.

Entonces, empleando los parámetros deseados se obtiene:

$$V_{ab} = 169,76 * \text{sin}(\omega t - 7,1^\circ) \quad (3.35)$$

Finalmente, la amplitud de la señal de control a utilizar se calcula mediante la siguiente relación.

$$u * V_{cd} = V_{ab} \quad (3.36)$$

$$u = 0,84 * \text{sin}(\omega t - 7,1^\circ) \quad (3.37)$$

El valor de u se compara con la señal triangular para establecer la técnica SPWM (Modulación en Ancho de Pulso Sinusoidal) que permite llevar al rectificador a operar con un F.P. = 1 y obtener a la salida un voltaje regulado de 300 V.

La Figura 3.7 muestra la relación existente entre la corriente y voltaje de entrada. Como puede observarse, la corriente es puramente sinusoidal y está en fase con el voltaje de entrada.

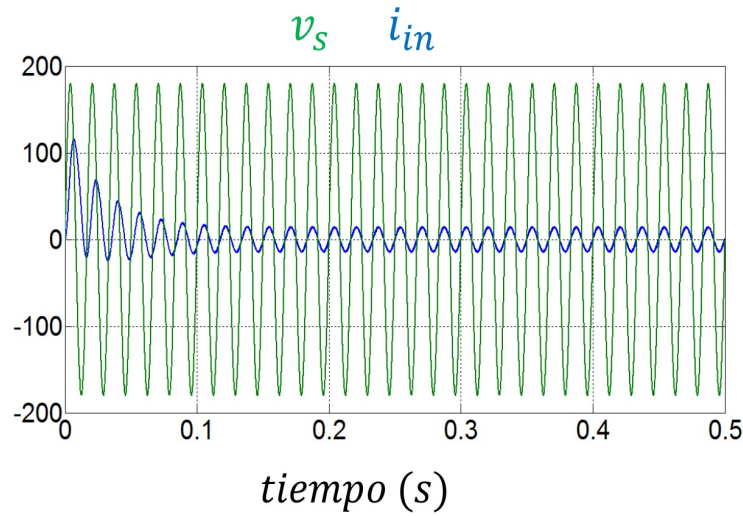


Figura 3.7: Corriente y voltaje de entrada en el rectificador.

Finalmente la Figura 3.8 muestra la regulación del voltaje de salida al nivel deseado (300 V).

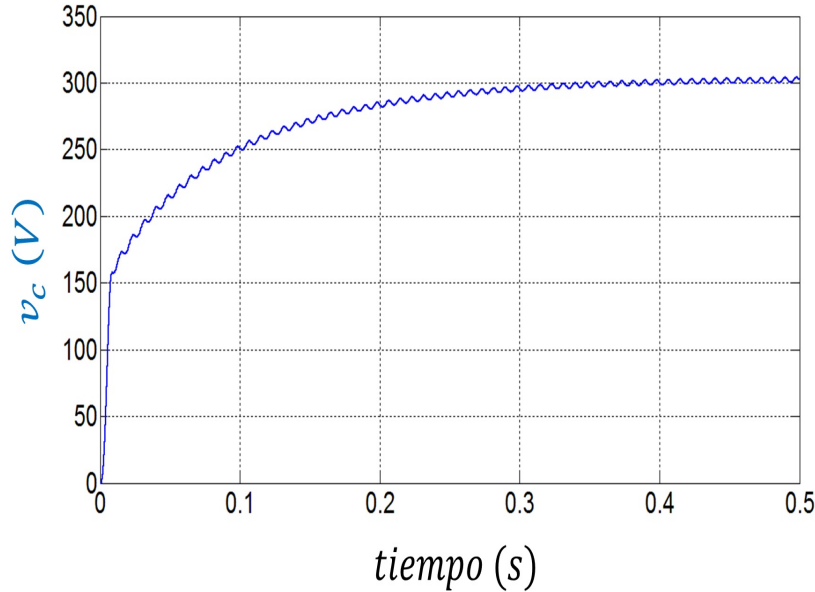


Figura 3.8: Respuesta transitoria del voltaje de salida al nivel deseado.

Como se observa en ambas figuras, el modelo planteado es válido ya que su comportamiento puede ser modificado en forma coherente de acuerdo a las relaciones entre las señales propias del rectificador. Se procede a continuación al planteamiento de la lógica de conmutación de los interruptores y el diseño del lazo de control para regulación de voltaje y rechazo

de perturbaciones de tipo sag y cambios de carga en decremento. Como se mencionó anteriormente, el diseño de la lógica de conmutación se llevará a cabo utilizando la teoría de sistemas conmutados para asegurar la estabilidad del rectificador.

Capítulo 4

Diseño de lógica de conmutación y ley de control.

Este capítulo aborda todo lo referente al planteamiento de la lógica de conmutación, el diseño de los lazos de control y simulaciones de la estrategia diseñada. El capítulo comienza con la aproximación del sistema conmutado a sistemas tipo integrador para facilitar el análisis y con la descripción del problema de estabilidad (comportamiento inesperado de operación) analizando las soluciones de cada modo a diferentes condiciones iniciales dadas por el cálculo de la referencia de corriente ($i_{in,ref}$). Se definen detalladamente las condiciones bajo las cuales la aproximación a sistemas tipo integrador es válida. Se estudia la controlabilidad del sistema en presencia de incertidumbres (variaciones paramétricas) y se describe la manera de diseñar la lógica de conmutación mediante el establecimiento de secuencias de conmutación para cada semiciclo presente y tiempo τ_{sw} (tiempo en el que se establecen cambios en la secuencia de conmutación). Se explica con detalle los diagramas de bloques que constituyen los lazos de control de voltaje y corriente. Finalmente, se muestran simulaciones en Matlab/Simulink y Synopsys Saber de los lazos de control propuestos sometidos a diferentes variaciones en carga y voltaje de entrada, así como también se muestran resultados que evidencian el control sobre la distorsión armónica total por medio de un parámetro que establece el rizo máximo de corriente (ϵ). La utilización del software Matlab fue inicialmente realizada para probar la efectividad de la estrategia de control propuesta pero no permite la utilización de elementos electrónicos para definir la estructura de una implementación de laboratorio. Debido a lo anterior se eligió utilizar el software Synopsys Saber para realizar la prueba de la estrategia de control incluyendo los posibles elementos electrónicos y eléctricos para llevar a cabo el desarrollo experimental sin contratiempos.

4.1 Aproximación a sistemas tipo integrador

El análisis del sistema conmutado con motivos de control requiere establecer ciertas variables adicionales dadas por los requerimientos de operación. Cuando $i_{in}(t)$ se encuentra totalmente en fase con $v_s(t)$ ($FP = 1$), el valor de la corriente de entrada es $i_{in,ref}(t)$ con un correspondiente voltaje de salida v_c dado por $v_{c,ref}(t)$. El objetivo del controlador es calcular el valor para $i_{in,ref}$ y mediante el establecimiento de una secuencia adecuada de modos

obtener el valor deseado de $v_{c,ref}$. Para lograr lo anterior se utiliza la aproximación del Sistema (3.6) a un sistema conmutado integrador y así alcanzar la referencia dada por el vector $x_{ref}(t) = [i_{in,ref}(t), v_{c,ref}(t)]$ en un tiempo fijo τ . La ventaja de estudiar el Sistema (3.6) como un sistema integrador es su simplicidad de funcionamiento que permite entender las condiciones de controlabilidad del sistema. A continuación se describe cómo son las condiciones de controlabilidad que pueden ser obtenidas a través de la aproximación a sistemas integrador.

4.1.1 Sistemas conmutados integrador.

Los sistemas conmutados integrador son sistemas cuyo comportamiento es muy simple pero permiten analizar lo que sucede en el sistema cuando ocurren las diversas secuencias de conmutación entre los modos.

Definición: Un sistema conmutado integrador en R^n consiste en una ley de conmutación S y una familia de subsistemas:

$$\dot{x} = c_i \quad i \in I = \{1, \dots, M\} \quad (4.1)$$

donde $c_i \in R^n (c_i \neq 0)$, $i \in I$ son vectores constantes y $x \in R^n$.

Observe que los sistemas conmutados tipo integrador no tienen punto de equilibrio. Además si se le asocian instantes de conmutación t_0, t_1, t_2, \dots observe que si el subsistema k está activo en el intervalo de tiempo $[t_i, t_{i+1})$, el comportamiento del sistema conmutado integrador en tal intervalo estará descrito por

$$x(t) = x(t_i) + (t - t_i)c_k : \quad (4.2)$$

Note en la anterior ecuación que el subsistema activo es el k y por lo tanto no existe conmutación en el intervalo $[t_i, t_{i+1})$.

Lo que ocurre cuando el subsistema k está activo, la trayectoria del sistema conmutado integrador se mueve en dirección al vector c_k , como aparece mostrado en la Figura 4.1(a).

De este modo, la trayectoria de un sistema conmutado integrador puede ser vista como aparece en la Figura 4.1(b)

Observe que debido a la naturaleza de la dinámica de cada subsistema, la única opción para estabilizar al sistema es diseñando una ley de conmutación S , ya que el sistema nunca podrá permanecer en un punto fijo, sino sólo alrededor de él. Tomando el caso particular de un convertidor conmutado, la ley de conmutación está representada por la señal PWM que se entrega a los interruptores. En el caso del rectificador estudiado y tomando en cuenta los conceptos anteriores tenemos que la ley de conmutación cambia entre cada subsistema activo cada vez que alcanza alguna de las señales envolventes y de esta manera hacer converger las trayectorias del sistema alrededor de un punto de referencia (Véase Figura 4.2).

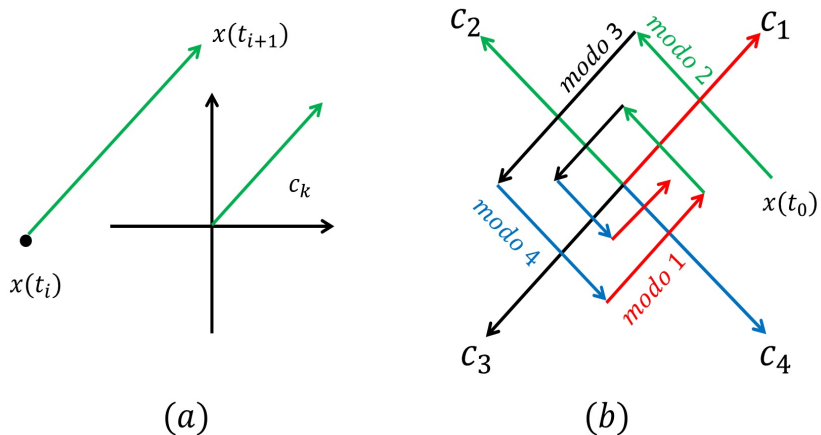


Figura 4.1: Sistema conmutado integrador. (a) Comportamiento de un sistema integrador cuando está activo el subsistema k . (b) Ejemplo de la evolución de la trayectoria de un sistema conmutado integrador. El modo o subsistema que está activo están indicadas por las etiquetas. En este caso el subsistema activo i es paralelo a c_i . Los vectores c_i se dibujan para dar idea de la dirección que sigue cada subsistema..

Como puede observarse, la respuesta esperada en el rectificador es muy similar a la respuesta dinámica presente en el sistema conmutado integrador y por lo tanto las herramientas de análisis de este tipo de sistemas puede ser extendida para analizar y controlar el comportamiento del rectificador estudiado. Tomando en cuenta lo anterior, en este trabajo de tesis son consideradas ciertas nociones reportadas sobre los sistemas conmutado integrador que permiten establecer condiciones de estabilizabilidad ϵ -práctica, las cuales son mostradas en la siguiente subsección.

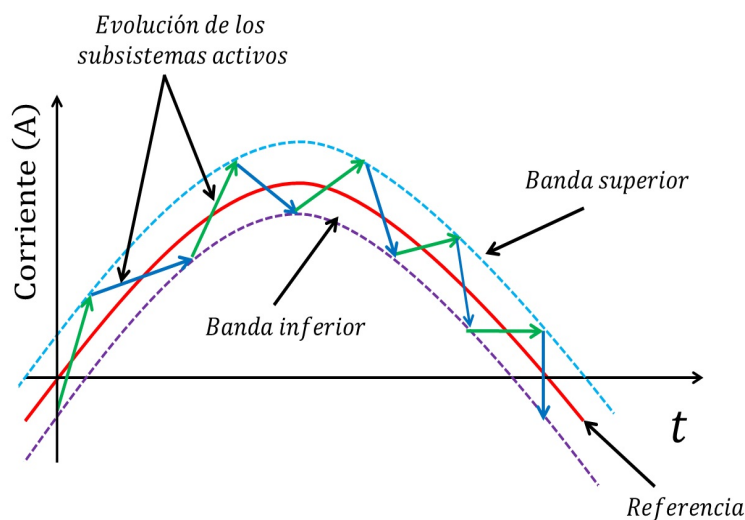


Figura 4.2: Evolución de cada subsistema activo alrededor de una referencia.

4.1.2 Criterios de estabilizabilidad de sistemas integrador.

A continuación se enuncian los principales resultados reportados en [47] que sirven como base para establecer condiciones de estabilizabilidad ε -práctica para el rectificador estudiado.

Teorema 1 (Teorema 3.1. [47]) Un sistema conmutado integrador en R^n que consiste en M subsistemas con campos vectoriales c_1, \dots, c_M es ε -práctica global asintóticamente estabilizable si y sólo si $C = R^n$, donde C es el cono convexo: $C = \{x \in R^n : x = \sum_{i=1}^M \lambda_i c_i, \lambda_i \geq 0\}$

Para poder aplicar el Teorema 1, se necesita verificar la condición $C = R^n$, una manera de saber cuando $C = R^n$ queda establecido en el siguiente lema.

Lema 1 (Lema 3.1 [47]) $C = R^n$ si y sólo si existe un subconjunto $\{c_{i_1}, \dots, c_{i_l}\}$ de $\{c_1, \dots, c_M\}$ que satisfaga:

(a) $gen\{c_{i_1}, \dots, c_{i_l}\} = R^n$ donde $i_1, \dots, i_l \subset I$

(b) $\exists \lambda_j > 0, j = 1, \dots, l$ tal que $\sum_{j=1}^l \lambda_j c_{i_j} = 0$

En el lema anterior la notación del doble subíndice se emplea para denotar que $\{c_{i_1}, \dots, c_{i_l}\}$ es un subconjunto de $\{c_1, \dots, c_M\}$ donde l indica el índice de los posibles elementos del conjunto. Además se establece en [47] que deben existir al menos $n + 1$ subsistemas en el sistema (4.1) es decir, $M \geq n + 1$, en este caso siempre es posible seleccionar un sistema conmutado integrador de (4.1) de $n + 1$ subsistemas que sea ε -práctica global asintóticamente estabilizable.

Teorema 2 (Teorema 3.2. [47])

(i) Si un sistema conmutado integrador en R^n es ε -práctica global asintóticamente estabilizable entonces hay al menos $n + 1$ subsistemas.

(ii) Además, existe un sistema conmutado integrador de $n + 1$ subsistemas que es ε -práctica global asintóticamente estabilizable.

En vista del resultado anterior, puede asumirse por simplicidad que $M = n + 1$ ya que sólo se necesitan $n + 1$ subsistemas para resolver el problema de estabilizabilidad.

4.2 Aproximación a sistemas conmutado integrador

Ahora bien, retomando el Sistema (3.6) y considerando la aproximación a sistema conmutado integrador dado por:

$$\dot{x} = c_\sigma \quad (4.3)$$

donde para cada posible valor de σ se tiene:

$$c_0(x(\tau)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} i_{in}(\tau) + \frac{v_s(\tau)}{L} \\ -\frac{v_c(\tau)}{CR_{carga}} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$c_{-1}(x(\tau)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} i_{in}(\tau) + \frac{v_s(\tau) + v_c(\tau)}{L} \\ -\frac{i_{in}(\tau)}{C} - \frac{v_c(\tau)}{CR_{carga}} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$c_1(x(\tau)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} i_{in}(\tau) + \frac{v_s(\tau) - v_c(\tau)}{L} \\ \frac{i_{in}(\tau)}{C} - \frac{v_c(\tau)}{CR_{carga}} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Observe que el sistema (4.3) evolucionará siguiendo el vector c_σ para $\sigma \in \{0, 1, -1\}$ y una vez que el sistema ha alcanzado cierto punto de interés, el sistema no podrá mantenerse en este punto a menos de que una conmutación se efectúe (τ es un tiempo fijo durante el cual se asegura que el comportamiento de cada uno de los sistemas anteriores será en forma de integrador). Debido a lo anterior, para que el sistema se mantenga alrededor de algún punto se establecerá una secuencia de conmutación que conmute entre los sistemas (4.4), (4.5) y (4.6). Para realizar lo anterior considere las siguientes definiciones.

Definición 1: Una secuencia de conmutación θ en un intervalo de tiempo $[t_0, t_f]$ para condiciones iniciales dadas por (x_0, t_0) está definida como:

$$\theta(x_0, t_0) = \{(i_1, \theta_1), (i_2, \theta_2), \dots, (i_k, \theta_k)\} \quad (4.7)$$

donde θ_k es el tiempo de permanencia, esto es, θ es una colección de pares los cuales indican que subsistema i_k está activo por un lapso de tiempo θ_k .

Ahora bien, la siguiente definición es establecida para definir la controlabilidad conmutada.

Definición 2: (controlabilidad conmutada) El sistema conmutado (4.3) se dice que es conmutadamente controlable de $x(t_0)$ hasta x_{ref} para algún $x(t_0)$, x_{ref} , o simplemente conmutadamente controlable si existe una secuencia θ y un entero M tal que $x(t_M) = x_{ref}$ donde $t_M = \sum_{k=1}^M \theta_k$

Definición 3: El cono convexo c_k es el conjunto de todos las $x \in \mathbb{R}^2$ que pueden ser expresadas como una combinación lineal de c_i, c_j con coeficientes no negativos $\lambda_i, \lambda_j \geq 0$ e $i, j, k \in \Sigma$ tal que $i \neq j$ y $i, j \neq k$, es decir,

$$C_k = \{x \in \mathbb{R}^2 \mid x = -\lambda_i c_i - \lambda_j c_j\} \quad (4.8)$$

Tomando en cuenta las definiciones anteriores es posible establecer para cada caso del Sistema 4.3 tres conos: C_1 , C_{-1} y C_0 . El cono C_1 dado por todos los pares (i_{in}, v_c) se genera por las combinaciones lineales de los vectores c_0 y c_{-1} . El cono C_{-1} dado por todos los pares (i_{in}, v_c) es generado a su vez por los vectores c_0 y c_1 y finalmente el cono C_0 es generado por los vectores c_1 y c_{-1} .

Nótese además que debido a que el sistema integrador evoluciona siguiendo su campo vectorial c_σ , toda trayectoria del Sistema (4.3) empieza en la condición inicial y es paralela al vector c_σ , es decir, si el punto (i_{in}, v_c) se encuentra dentro del cono C_1 entonces este punto puede ser alcanzado utilizando una secuencia de los Modos 0 y -1 los cuales representan los vectores que forman el cono. En el caso del cono C_{-1} se utilizarían los Modos 0 y 1 y finalmente los Modos 1 y -1 serían utilizados en el caso de que el punto (i_{in}, v_c) esté dentro del cono C_0 . Lo anterior puede ser visto como una partición del espacio de operación del rectificador formado por todos los puntos alcanzables mediante los distintos conos. Esto se observa en la Figura 4.3 y como puede observarse el cono C_0 no es contemplado en la operación del rectificador. Esto es debido a consideraciones físicas dadas en el rectificador. Debido a que el cono C_0 está formado por los Modos 1 y -1, éstos representan configuraciones circuitales donde es entregada energía hacia el capacitor de salida (carga de C a un voltaje v_c) pero sin discernir en la polaridad del voltaje de entrada (v_s) y por lo tanto se presenta una distorsión en v_c . Lo anterior ocurre debido a lo siguiente: si se encuentra el semiciclo positivo en el voltaje v_s y se activa el Modo 1 ($Q_1 = Q_4 = \text{activos}$) se aporta la energía almacenada en la bobina hacia la carga. Si ahora se activa el Modo -1 ($Q_2 = Q_3 = \text{activos}$) la energía ahora no puede seguir siendo entregada ya que el camino de conducción de corriente hacia la carga en el semiciclo positivo es a través de Q_1 y Q_4 con lo cual se presentara una inversión en el sentido de la corriente y ocurrirá una distorsión, además que no podrá ser llevado el voltaje de salida al punto deseado $v_{c,ref}$

Cabe resaltar que las condiciones suficientes para alcanzar $(i_{in,ref}, v_{c,ref})$ son tales que:

$$(i_{in,ref}, v_{c,ref}) \in C_1 \quad \text{ó} \quad (4.9)$$

$$(i_{in,ref}, v_{c,ref}) \in C_{-1} \quad \text{ó} \quad (4.10)$$

$$(i_{in,ref}, v_{c,ref}) \in C_0 \quad (4.11)$$

Las anteriores condiciones establecen que todo punto $(i_{in,ref}, v_{c,ref})$ generan \mathbb{R}^2 , es decir, $\bigcup_k C_k = \mathbb{R}^2$ lo cual constituye una condición de controlabilidad global para el sistema integrador (4.3) pero como se mencionó anteriormente esta condición no puede ser satisfecha debido a que el punto deseado no puede ser alcanzado dentro del cono C_0 .

Finalmente, nótese que el cono de la Definición 3 es generado por las combinaciones negativas de los vectores c_i , esta propiedad será utilizada más adelante para diseñar una ley de conmutación que permita al sistema evolucionar a través del origen del error de seguimiento de corriente para asegurar la estabilización del rectificador PWM.

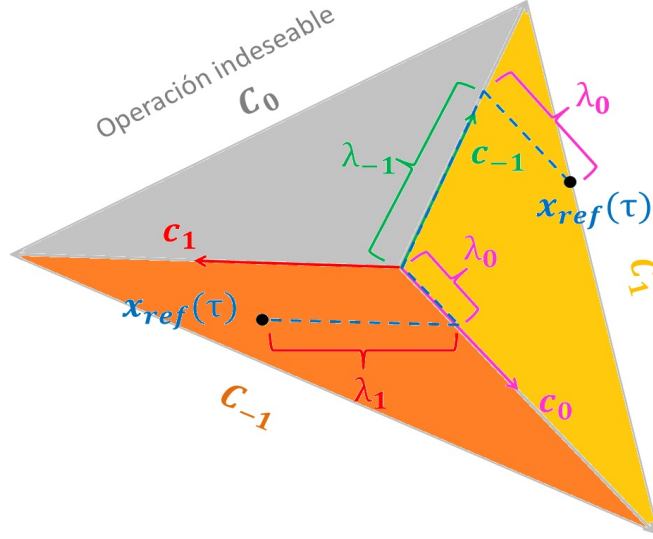


Figura 4.3: Conos C_0 , C_1 , C_{-1} . Todo punto dentro de un cono puede ser alcanzado usando una secuencia de conmutación de los modos que forman al cono. Note que la operación en el Cono C_0 no es deseada; por lo tanto, sólo un conjunto de corrientes y voltajes dentro de los conos C_1 , C_{-1} son posibles de alcanzar con acciones de conmutación.

Como se ha mencionado anteriormente, (4.9) y (4.10) serán utilizadas para establecer condiciones de controlabilidad para el sistema integrador (4.3)-(4.6). La controlabilidad conmutada del sistema básicamente implica que el punto $(i_{in,ref}, v_c)$ puede ser alcanzado por una secuencia de conmutación donde los tiempos de permanencia son establecidos por los coeficientes de la combinación lineal de los modos que constituyen un cono alcanzable. Un cono es llamado alcanzable cuando el punto deseado x_{ref} está dentro del cono C_1 o C_{-1} . Tales condiciones de controlabilidad requieren que las matrices $[c_0 \ c_1]$ y $[c_0 \ c_{-1}]$ sean no singulares para que existan los conos, esto es el determinante de $| [c_0 \ c_1] | \neq 0$ y de $| [c_0 \ c_{-1}] | \neq 0$ lo cual se satisface si:

$$(R_L i_{in}(\tau) - v_s(\tau)) i_{in}(\tau) + \frac{v_c^2(\tau)}{R_{carga}} \neq 0 \quad (4.12)$$

La Ecuación 4.12 es una expresión que relaciona las potencias instantáneas que se dan en el rectificador, en este caso la potencia de entrada ($v_s(\tau) i_{in}$), la potencia de salida ($\frac{v_c^2}{R_{carga}}$) y la potencia disipada en el inductor ($R_L i_{in}^2$). En este caso la controlabilidad del rectificador puede darse incluso ante potencias negativas (que el rectificador aporte energía hacia la red de alimentación) lo cual representa la aparición de potencia reactiva.

Ahora bien, sea $i_{in}(\tau) = I_p \text{sen}(\omega\tau)$, $v_s(\tau) = V_p \text{sen}(\omega\tau)$ donde $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular eléctrica. Asumamos que la referencia de voltaje se elige tal que $\frac{v_{c,ref}^2(\tau)}{R_{carga}} = \frac{V_p I_{p,ref}}{2}$ con $i_{in,ref} = I_{p,ref} \text{sen}(\omega\tau)$. Observe que la Ecuación (4.12) no se satisface cuando el voltaje es cero ($v_s = 0$) y en condiciones de cruce por cero de la corriente. Lo anterior significa que tanto la corriente de entrada y el voltaje de salida no pueden ser controlados simultánea-

mente usando exclusivamente una secuencia de conmutación como se dijo anteriormente. Sin embargo, más adelante será mostrado que esta situación ocurre debido a la pérdida de controlabilidad conmutada del voltaje y que de hecho la corriente puede ser controlada. La anterior aseveración será demostrada mediante el diseño de un controlador de doble lazo con el objetivo de hacer el seguimiento de la corriente de entrada y regular eficientemente el voltaje de salida.

4.2.1 Condiciones de pérdida de estabilidad

Como se mencionó anteriormente en la Sección 1.4, existe una distorsión en el seguimiento de la corriente cuando ésta cruza el cero, ya sea en una transición del semiciclo positivo al negativo o viceversa. Esta distorsión que puede ser observada en la Figura 1.9 representa una desviación del régimen conmutado de la corriente, es decir, la corriente no puede ser controlada en estos instantes de tiempo. Para determinar a qué se debe lo anterior se procederá con el siguiente análisis.

Analicemos el comportamiento del Sistema (4.3) sobre las condiciones de cruce por cero de la corriente o cuando la corriente de referencia es cero, para este fin considere $x_{ref} = x^*[0 \ v_c^*]$, siendo v_c^* un voltaje alcanzable. Los Vectores (4.4)-(4.6) evaluados a x_{ref} están dados por:

$$c_0(x^*) = \begin{bmatrix} 0 \\ v_c^* \\ CR_{carga} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$c_{-1}(x^*) = \begin{bmatrix} \frac{v_c^*}{L} \\ v_c^* \\ -CR_{carga} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$c_1(x^*) = \begin{bmatrix} -\frac{v_c^*}{L} \\ v_c^* \\ -CR_{carga} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Observe que $v_s = 0$ debido a que uno de los objetivos de control es compensar el factor de potencia ($FP = 1$) y que esto ocurre cuando la corriente y el voltaje de entrada están en fase. Note que en las Ecuaciones (4.13)-(4.15) las componentes de voltajes de los modos son las mismas, lo cual significa que el voltaje se mueve en una sola dirección, siguiendo $-\frac{v_c^*}{CR_{carga}}$ y por lo tanto éste no puede ser confinado por conmutaciones a través de los modos. Observe además que las corrientes de los Modos 1 y -1 varían exactamente en la misma proporción pero en sentido contrario. El Modo -1 lleva a un incremento en la corriente, mientras el Modo 1 a un decremento. Finalmente observe que la componente de corriente del Modo 0 es cero, lo cual significa que la componente de corriente permanece en su condición inicial en este modo, además de que debido a la operación en el Modo 1 decrece la corriente, la única forma de alcanzar una referencia positiva de corriente cerca del origen se utiliza una secuencia de Modos 0 y -1 y la secuencia de Modos 0 y 1 es utilizada para alcanzar referencias negativas de corriente. Lo anterior puede ser observado en la Figura 4.4

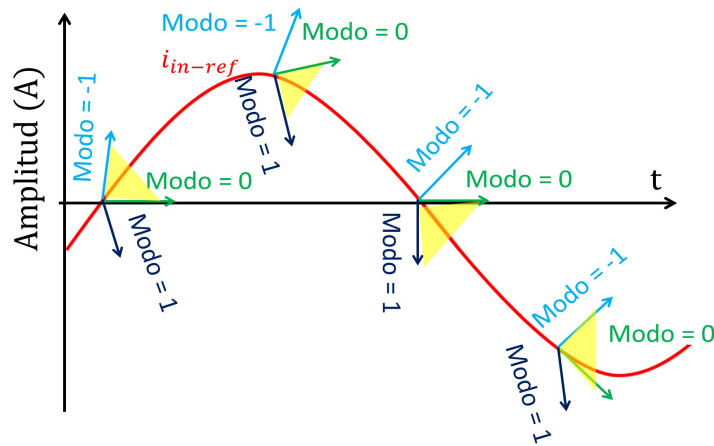


Figura 4.4: Evolución sobre el tiempo de la corriente de referencia. Los vectores ilustran solo las componentes de corriente de los modos.

La situación descrita anteriormente cambia cuando las trayectorias se mueven más allá del cruce por cero como puede ser observado en las Ecuaciones (4.3)-(4.6) donde el sistema puede ser controlado para referencias positivas de corriente utilizando los Modos 0 y 1 y los Modos 0 y -1 para referencias negativas de corriente. Esto se presenta en la Figura 4.4 donde el cono que contiene la referencia de corriente cambia después de las condiciones de cruce por cero, lo cual lleva a un cambio en la secuencia válida que pueden ser utilizadas. Observe que si se utiliza la misma secuencia después de los cruces por cero para permanecer alrededor de la referencia ocurrirá una pérdida de controlabilidad debido a que el cono dado por esos modos no puede contener la referencia de corriente. Este fenómeno ha sido observado en rectificadores, inversores y otros convertidores de tipo elevador con interconexión a la red eléctrica ([30], [36], [50], [51], [55], [56], [52], [57], [58],[59], [60], [61] y [62]), pero es explicado como una distorsión de la corriente de entrada.

El fenómeno de distorsión en la corriente se debe a una pérdida de controlabilidad ya que durante el intervalo de dura la distorsión, el sistema es mantenido en operación con el último modo activo y por lo tanto la salida del rectificador no podrá ser mantenida en el punto de operación deseado. Este fenómeno de pérdida de controlabilidad vía conmutación también está presente en el sistema lineal por pedazos (3.6), como puede ser observado en la Figura 4.5 donde la solución de cada modo se grafica y compara con la corriente de referencia. Es posible observar como los conos constituidos por los Modos 0 y 1 (cono $C_{1,-1}$) y por los Modos 0 y -1 (cono $C_{1,1}$) cambian conforme evolucionan más allá del cruce por cero. En las condiciones de cruce por cero, el cono $C_{1,-1}$ no puede contener referencias de corrientes positivas mientras que el cono $C_{1,1}$ no puede contener las referencias de corriente negativas.

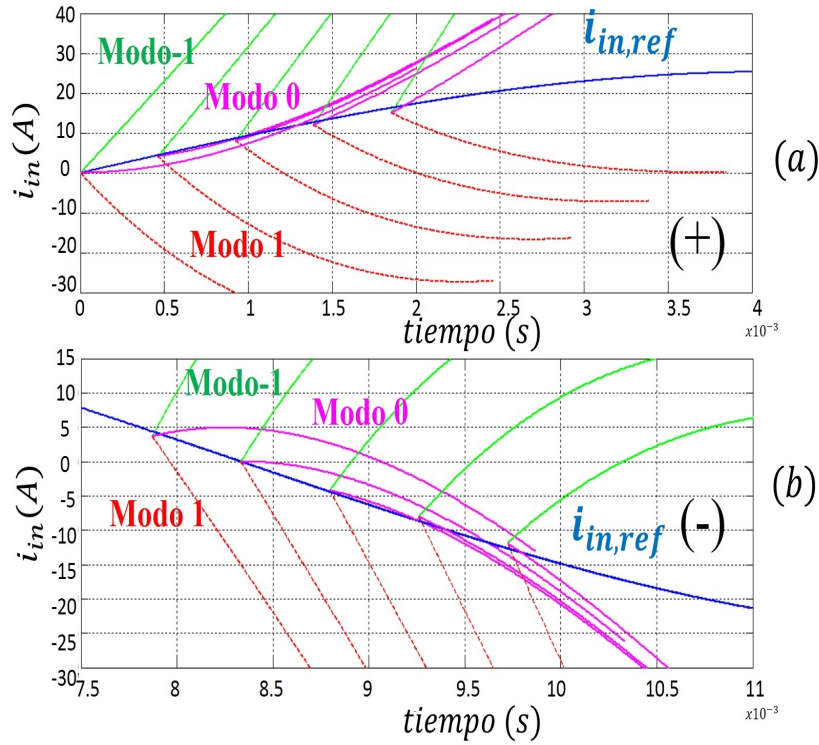


Figura 4.5: Trayectorias de la solución de cada modo a diferentes condiciones iniciales dadas por la corriente de referencia $i_{in,ref}$. (a) Transición a semiciclo positivo, (b) Transición a semiciclo negativo.

Derivado del análisis de las soluciones de cada modo tanto en el sistema conmutado integrador como en el sistema lineal por pedazos (véase Figuras 4.4) y (4.5), se puede observar que la pérdida de controlabilidad se origina por dos causas: la pérdida de controlabilidad conmutada del voltaje cerca del cero y el comportamiento de la corriente mientras evoluciona en el Modo 0, es decir, cuando cambia su dirección en las condiciones de cruce por cero haciendo no alcanzable el valor de $i_{in,ref}$ en $C_{1,1}$ para semiciclos negativos y en $C_{1,-1}$ para semiciclos positivos.

En la siguiente sección se describe el algoritmo de control conmutado de corriente en conjunto con el lazo de control de voltaje. El algoritmo de control conmutado utiliza las condiciones expuestas anteriormente para lograr la total contención del transitorio de la corriente dentro de una región alrededor de la referencia.

4.3 Diseño del algoritmo de control.

El fenómeno de pérdida de controlabilidad del rectificador impone ciertas restricciones en las secuencias de conmutación que deben ser aplicadas para llevar al sistema al punto de operación deseado (v_{c-ref} , $F.P = 1$, $THD \leq 5\%$). A continuación se describe el diseño de una ley de conmutación dependiente de la corriente y el controlador propuesto para que el Sistema (3.6) siga x_{ref} con un rizo adecuado y rechace perturbaciones de tipo sag así como también cambios en el valor de la carga. Es importante mencionar que debido a que no es

utilizado un modelo promediado no se puede lograr la estabilidad asintótica de la referencia, ya que ahora la referencia no es un punto de equilibrio debido a la descripción conmutada del sistema; en vez de ello es una región de cierta longitud dada por dos señales envolventes a x_{ref} . Nótese que debido a que las secuencias de conmutación no cambian las soluciones de los modos ya sea en la descripción lineal por pedazos o en el sistema integrador (4.1), una vez que se alcanza la referencia las trayectorias no pueden mantenerse en ese punto. En lugar de ello, las trayectorias sólo pueden ser confinadas alrededor de la referencia deseada en una región dada de longitud ϵ , de tal forma que la noción de estabilizabilidad es llamada estabilidad ϵ -práctica. El valor de ϵ se utiliza para determinar la máxima desviación en el rizo de corriente tal como fue reportado en [63] y de esta forma incidir en el control de la distorsión armónica del convertidor estudiado.

El diseño del controlador considera que el $F.P. = 1$ y, por lo tanto, no existe potencia reactiva y toda la potencia de entrada se entrega y se consume por la carga (Nota: Esta consideración inicial se realiza para cumplir con requerimientos de aplicación del convertidor pero más adelante se ejemplifica el caso donde $F.P. < 1$). Esta consideración hace que la corriente en el inductor i_{in} esté en fase con el voltaje de entrada v_s . Este escenario permite establecer el valor de la corriente de entrada asociada con un voltaje de salida v_c fijo al nivel deseado y de esta forma calcular el valor más grande aceptable para $I_{p,ref}$ que puede ser seguido por el controlador. Con el fin de alcanzar este valor pico de corriente y compensar las incertidumbres paramétricas, un lazo de control de voltaje robusto es propone junto con un lazo para el control conmutado de la corriente. El controlador propuesto se muestra en la Figura 4.6.

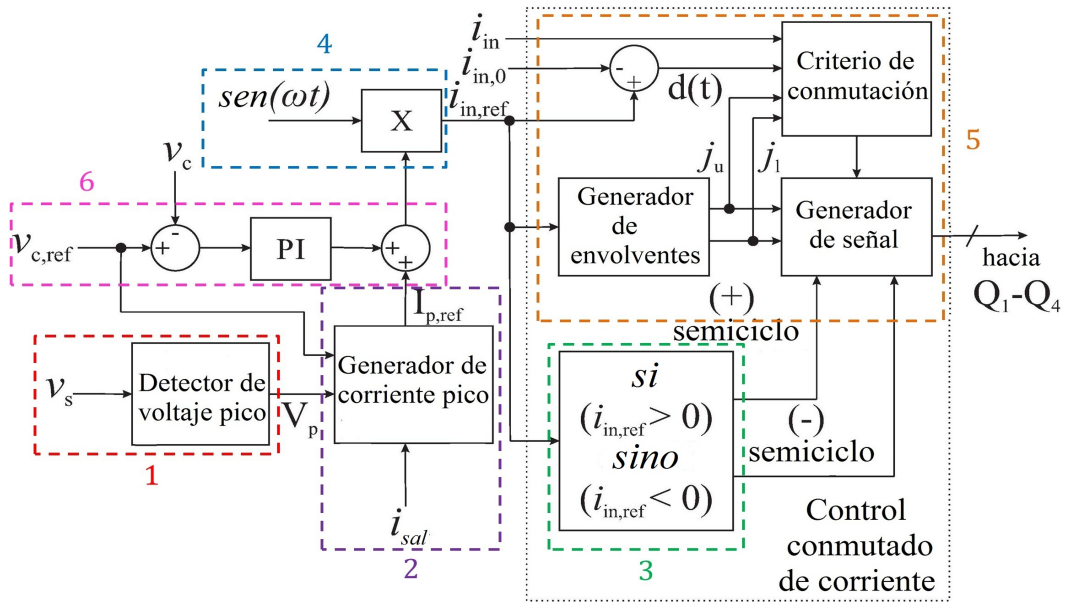


Figura 4.6: Estructura del controlador propuesto.

El algoritmo mostrado en la Figura 4.6 se compone de seis etapas:

1. La etapa que detecta el voltaje pico de v_s . Esta etapa es utilizada para detectar las depresiones (sags).

2. Etapa generadora de la corriente pico de referencia. La corriente I_p se calcula despejándola de la ecuación 3.5.
3. Determinación del semiciclo presente.
4. Etapa de sincronización con la red eléctrica. En este caso se genera una señal sinusoidal de magnitud 1 que se multiplica con la magnitud de la señal de control.
5. La etapa de generación de superficies de conmutación (señales envolventes a la referencia), el algoritmo que define la secuencia de conmutación adecuada y el generador de la señal de conmutación hacia los interruptores.
6. El lazo de control de voltaje conformado por un controlador PI para generar la corriente de referencia.

El lazo interno de control está constituido por una ley de control conmutado de corriente (etapas 3 y 5) cuya salida proporciona directamente las secuencia de activación de cada interruptor ($Q_1 - Q_4$). El diseño de este controlador se detalla en la siguiente subsección. El objetivo de este controlador es seguir durante todo instante de tiempo la referencia de corriente a pesar de perturbaciones además de compensar el F.P. y mantener a un nivel reducido la distorsión armónica total (THD) mediante consideraciones en el parámetro ϵ . Por otro lado, el lazo externo de control está constituido por el control de voltaje, el cual requiere la estimación de la amplitud del voltaje de entrada para determinar cuándo ocurre un sag y mediante un controlador proporcional-integral regular el voltaje ante perturbaciones en la entrada y salida del rectificador. El control PI se propuso en este trabajo debido a su simplicidad y robustez ante incertidumbre paramétrica. Este lazo de control se diseña en forma continua debido a que la corriente de referencia suministrada al control conmutado de corriente es continua.

Nota: El controlador PI fue elegido porque tiene la capacidad de tratar con incertidumbres paramétricas pero presenta ciertas limitaciones al tratar de responder a rápidos cambios de carga o ante la utilización de cargas no lineales. Dado lo anterior, la utilización de lazos de control de voltaje más sofisticados pueden ser requeridos para asegurar robustez en la regulación de voltaje bajo ciertas circunstancias extremas. El uso del controlador PI fue propuesto en este trabajo debido a su simplicidad; sin embargo, otras estructuras pueden ser utilizadas. El cálculo de las ganancias del controlador fue realizado de manera empírica solo con el propósito de obtener la respuesta más adecuada al rechazo de perturbaciones. Debido a que el objetivo del presente trabajo de tesis versa sobre una estrategia conmutada de control no se presta especial atención en el diseño y sintonización del controlador PI.

4.3.1 Construcción de la corriente de referencia

El control del rectificador se desempeña manipulando la corriente de entrada debido a su rápida respuesta y las propiedades de controlabilidad previamente presentadas. El control de voltaje se realiza llevando la corriente de entrada al valor de una referencia y el valor de la referencia se calcula por medio de la siguiente ecuación que relaciona la potencia de entrada

y la potencia de salida considerando que las pérdidas son pequeñas. El bloque en la Figura 4.6 que realiza este cálculo es el generador de corriente pico.

$$P_{CA} = \frac{V_p I_p}{2} = P_{CD} = v_c i_{sal} = \frac{v_c^2}{R_{carga}} \quad (4.16)$$

Donde V_p e I_p son los valores pico del voltaje de entrada y de la corriente de entrada mientras que i_{sal} es la corriente de salida. Manipulando la ecuación (4.16) y utilizando el valor deseado del voltaje de salida v_c (es decir $v_{c,ref}$), el pico de corriente I_p se calcula como una función dependiente de este voltaje de salida, esto es:

$$I_{p,ref} = \frac{2v_{c,ref}^2}{V_p R_{carga}} = \frac{2v_{c,ref} i_{sal}}{V_p} \quad (4.17)$$

Observe que debido a que la ecuación anterior no cumple con el escenario ideal de conservación de la energía debido a las pérdidas en los diodos, interruptores y resistencia parásita del inductor (R_L) se considera la utilización de un lazo de control de voltaje adicional para compensar las pérdidas. Para este fin es utilizado un controlador PI y además de que con la acción integral es posible rechazar perturbaciones. De esta manera la salida del bloque que realiza el cálculo de $I_{p,ref}$ es adicionada a la salida del controlador PI y el resultado es multiplicado por una señal senoidal unitaria en fase con el voltaje de entrada v_s y así generar la corriente de referencia $i_{in,ref}$. De esta manera, el controlador propuesto permite transformar el problema de atenuación en la perturbación del voltaje de salida en un problema de seguimiento de corriente para el control conmutado utilizando un ajuste automático del pico de la corriente de referencia desempeñado por el controlador PI. Las perturbaciones a las que será sometido el controlador son el sag de voltaje que se ve reflejado en la Ecuación (4.17) como una disminución en el valor de V_p y el cambio de carga que se ve reflejado como un aumento en el valor i_{sal} . Las anteriores perturbaciones son consideradas debido a que representan las anomalías más usuales presentes en un escenario real de funcionamiento.

4.3.2 Diseño del lazo de control de corriente.

Para el diseño del lazo de control conmutado de corriente se considera que $i_{in,ref}$ es tal que el factor de potencia es 1. Los objetivos del controlador de corriente son:

1) Encontrar una secuencia de pares ($Q_1 - Q_4, Q_2 - Q_3, Q_2 - Q_4, Q_1 - Q_3$) dados par cada modo del sistema 3.6 y los correspondientes tiempos de residencia tal que $|i_{in} - i_{in,ref}| < \epsilon/2$, donde ϵ es el máximo valor pico-pico del rizo de corriente.

2) Reducir la distorsión armónica en función del rizo de corriente a un valor especificado por estándares de aplicación (mediante la elección de un valor adecuado para ϵ).

Note que al llevar el error de seguimiento de la corriente a cero ocurrirán oscilaciones (chattering) ya que el origen no es un punto de equilibrio debido a la naturaleza conmutada del sistema. A manera de evitar este fenómeno indeseable se propone un control conmutado de corriente, el cual usa la corriente de referencia $i_{in,ref}$ junto con dos superficies de conmutación que permiten limitar el rizo de la corriente. Estas superficies de conmutación denotadas como j_u y j_l son variantes en tiempo y equidistantes a $i_{in,ref}$ de tal manera que encierran esta señal y corresponden a una superficie de conmutación superior y a una inferior.

El desplazamiento hacia arriba o hacia abajo de $i_{in,ref}$ por las superficies de conmutación se define por el parámetro ε de tal manera que $j_u = i_{in,ref} + \varepsilon/2$ y $j_l = i_{in,ref} - \varepsilon/2$.

El algoritmo de control de corriente propuesto toma en cuenta las trayectorias del sistema bajo la operación en el modo 0 debido a que la evolución de la corriente dada en este modo y las condiciones de cruce por cero originan problemas de controlabilidad. Este algoritmo de control discrimina si la corriente $i_{in,ref}$ se encuentra en el semiciclo negativo o positivo. Si la corriente es positiva, el sistema opera con una secuencia entre los Modos 0 y 1, la secuencia se modifica para evitar pérdidas de controlabilidad dependiendo de la función $d(t) = i_{in,ref}(t) - i_{in,0}(t)$ donde $i_{in,0}(t)$ es la corriente de entrada evolucionando en el Modo 0 para condiciones iniciales en $i_{in,ref}$. Si $d(t) > 0$ y el sistema opera en el semiciclo positivo, una secuencia entre los Modos 0 y -1 se utiliza para confinar las trayectorias entre las superficies j_u y j_l . Por otro lado, si $i_{in,ref}$ es negativa, el sistema opera por defecto utilizando secuencias entre los Modos 0 y -1. La secuencia se modifica para evitar la pérdida de controlabilidad dependiendo de la función de $d(t)$. Si $d(t) < 0$ durante el semiciclo negativo, una secuencia entre los Modos 0 y 1 se utiliza para confinar las trayectorias entre las superficies j_u y j_l . El criterio de conmutación descrito anteriormente se muestra en la Tabla 4.1 mientras que el diagrama esquemático para desarrollarlo se muestra encerrado por línea punteada en la Figura 4.6. Observe que las señales de activación para los interruptores que conforman cada modo son dadas en forma directa por el algoritmo, lo cual es una ventaja sobre otros controladores reportados en la literatura ya que evita la utilización de etapas adicionales.

Tabla 4.1: Criterio de conmutación del controlador propuesto. Recuerde que $j_u = i_{in,ref} + \varepsilon/2$, $j_l = i_{in,ref} - \varepsilon/2$.

Semiciclo	Condiciones sobre $d(t)$	Condiciones sobre i_{in}	
+	$d(t) > 0$	Si $i_{in} \geq j_u$ se activa Modo 0	Si $i_{in} \leq j_l$ se activa Modo -1
	sino	Si $i_{in} \geq j_u$ se activa Modo 1	Si $i_{in} \leq j_l$ se activa Modo 0
-	$d(t) < 0$	Si $i_{in} \geq j_u$ se activa Modo 1	Si $i_{in} \leq j_l$ se activa Modo 0
	sino	Si $i_{in} \geq j_u$ se activa Modo 0	Si $i_{in} \leq j_l$ se activa Modo -1

Observación 1.

Utilizando la aseveración dada en [37] de que cualquier ley de conmutación dependiente del estado bien definida puede ser vista como una ley de conmutación dependiente del tiempo, el criterio de conmutación mostrado en la Tabla 4.1 puede ser visto también como una ley de conmutación dependiente del tiempo. Para realizar lo anterior se define un tiempo de conmutación t_{sw} que es utilizado para definir intervalos de tiempo donde la lógica de conmutación se cambia alrededor del cruce por cero de la corriente. Esta observación simplifica la implementación de la ley de control conmutada advirtiendo que los instantes de conmutación t_{sw} para cambiar la lógica de conmutación ocurren siempre que $d(t) = 0$; esto es, cuando $m(t_{sw}) - c_{1,0}(t_{sw}) = 0$ con $m(t) \triangleq \frac{di_{in,ref}}{dt}$, lo cual implica:

$$\omega I_p \cos(\omega t_{sw}) + \frac{R_L I_p - V_p}{L} \sin(\omega t_{sw}) = 0 \quad (4.18)$$

O dicho de otra forma, tomando en consideración los semiciclos positivos y negativos de la corriente de referencia, es posible establecer un tiempo constante t_{sw} después del cual la lógica de control cambia a las condiciones de conmutación por defecto. (Véase Tabla 4.2)

Tabla 4.2: Criterio de conmutación dependiente del tiempo del controlador propuesto (T es el periodo de la frecuencia fundamental y t es el tiempo actual).

Semiciclo	Condiciones sobre t_{sw}	Condiciones sobre i_{in}	
+	$\text{mod}(t, T/2) \leq t_{sw}$	Si $i_{in} \geq j_u$ se activa Modo 0	Si $i_{in} \leq j_l$ se activa Modo -1
	sino	Si $i_{in} \geq j_u$ se activa Modo 1	Si $i_{in} \leq j_l$ se activa Modo 0
-	$\text{mod}(t, T/2) \leq t_{sw}$	Si $i_{in} \geq j_u$ se activa Modo 1	Si $i_{in} \leq j_l$ se activa Modo 0
	sino	Si $i_{in} \geq j_u$ se activa Modo 0	Si $i_{in} \leq j_l$ se activa Modo -1

Finalmente, las secuencias de encendido y apagado ($ON - OFF$) de los interruptores Q_i con $i = 1, \dots, 4$ pueden ser rápidamente aplicadas usando los modos que hacen alcanzable a $i_{in,ref}$ de acuerdo a la Figura 4.7. Observe que el factor de potencia se corrige debido a que la corriente de referencia fue diseñada por medio de la medición del valor pico de voltaje y asociándole una componente sinusoidal en fase con el voltaje v_s . Como puede ser observado en la Figura 4.7 las superficies superior e inferior en conjunto con la lógica de activación dada en la secuencia de modos definen la trayectoria de la corriente alrededor de la referencia y por medio del tamaño del parámetro ϵ se limita la frecuencia de conmutación para así evitar oscilaciones indeseables (chattering). Por otro lado, más adelante será mostrado mediante simulaciones que el valor del parámetro ϵ incide directamente sobre la magnitud de la distorsión armónica. Finalmente se adiciona un controlador PI al lazo de control para ganar robustez ante perturbaciones (sags de voltaje y variaciones paramétricas) y alcanzar el voltaje de salida deseado $v_{c,ref}$.

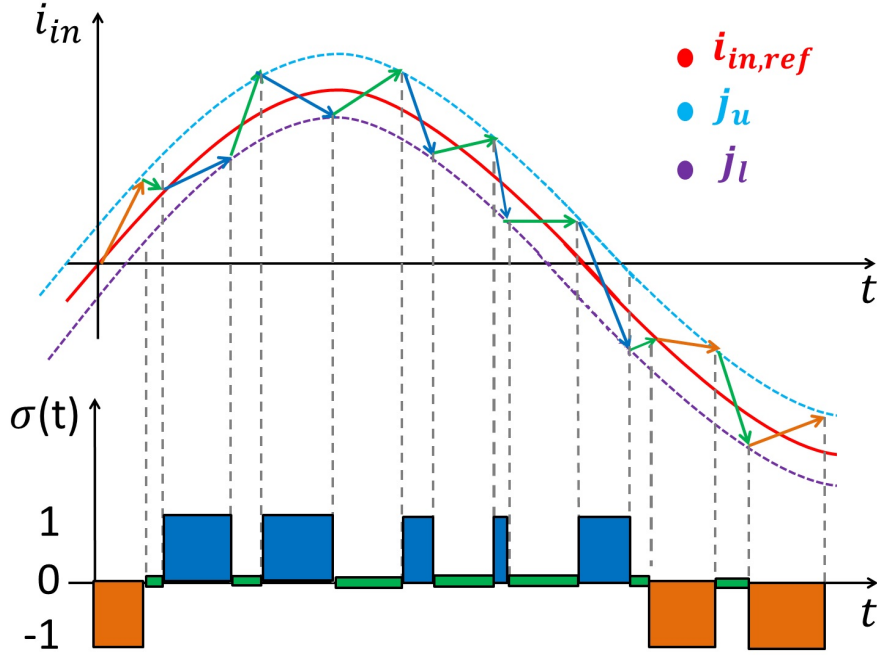


Figura 4.7: Generación de las secuencias ON-OFF por medio de los modos activos.

4.3.3 Estrategia de control ante desplazamientos en la fase

En algunas aplicaciones es de interés utilizar el rectificador de forma que produzca potencia reactiva, por ejemplo, operando como filtro activo. En este caso, en lugar de tener un F.P. unitario se presenta un desfase entre el voltaje y la corriente lo cual produce a ciertos intervalos de tiempo potencias negativas que representan un flujo de energía hacia la fuente (regeneración). Tomando en cuenta lo observado en la Figura 1.4 y considerando la relación de potencias dada por $\frac{V_p I_p}{2} = v_{c,ref} i_{sal}$ se puede expresar ahora el calculo de la corriente pico de referencia ($I_{p,ref}$) por medio de una función del ángulo de desfase (φ) de la siguiente manera:

$$I_{p,ref} = \frac{2v_{c,ref}^2}{V_p R_{carga} \cos(\varphi)} = \frac{2v_{c,ref} i_{sal}}{V_p \cos(\varphi)} \quad (4.19)$$

Con $\cos(\varphi) \neq 0$.

Note que la ecuación anterior solo es valida en el estado estacionario debido a que se considera que el capacitor de salida ya alcanzó en valor de voltaje deseado $v_{c,ref}$. La consideración de incluir el término $i_{sal} = v_{c,ref} / R_{carga}$ es debido a que se considera que el sistema alcanzará el punto deseado ($v_{c,ref}$) aunque prácticamente no es posible para todos los escenarios de desfases ya que se presenta un desbalance debido al aumento significativo del valor calculado de $I_{p,ref}$. Para lograr esto es necesario un reajuste de ganancias en el controlador PI pero no es considerado en los resultados que se muestran ya que lo que se pretende es mostrar que el controlador conmutado de corriente logra seguir en todo instante de tiempo la señal de referencia.

Observe que la dependencia de una función cosenoidal puede ser referida a la aparición de potencia reactiva (Q) la cual es mostrada en el triángulo de potencias de la Figura 1.4. Note que el hecho de existir el ángulo de desfase ϕ no implica necesariamente que el rectificador esté consumiendo potencia reactiva ya que esto sólo es posible por la conexión de elementos inductivos y capacitivos adicionales. El hecho de que exista la dependencia de la función $\cos(\phi)$ en la Ecuación (4.19) provoca que a mayor ángulo de desfase la corriente pico de referencia aumente. Lo anterior trae consigo un desajuste en la relación de potencia entrada-salida lo cual provoca que el capacitor ya no pueda ser cargado al nivel de referencia deseado ($v_{c,ref}$). A pesar de lo anterior y debido a las restricciones impuestas en la elección de las secuencias de conmutación, la corriente de referencia puede ser seguida mediante las estrategias de las Tablas 4.1 y 4.2.

Nota: Aunque la estrategia de control diseñada puede seguir la referencia de corriente no importando el ángulo de desfase, físicamente existe una restricción en el valor del voltaje del capacitor de salida, el cual no puede ser cero, pues provocaría un cortocircuito. En las siguientes secciones se ejemplifica el desempeño del controlador utilizando un ángulo de desfase que no llegue a descargar en su totalidad al capacitor de salida.

4.4 Simulaciones en lazo cerrado de la estrategia de control propuesta.

En esta sección se muestran diversas simulaciones de la estrategia de control propuesta. Las simulaciones para demostrar la validez del controlador propuesto fueron realizadas en el software Matlab/simulink. En este caso fueron utilizadas funciones y herramientas propias del simulink para ayudar a diseñar los lazos de control. Algunas de estas funciones no toman en consideración posibles disturbios (ruido, deformación de señales medidas, armónicos propios de la red, etc.) que dificultan el cálculo o medición de las variables necesarias para el diseño del controlador. Lo anterior da como resultado la consideración de variables y señales ideales. Debido a lo anterior, simulaciones en el software Synopsys Saber Sketch fueron realizadas con el fin de considerar aproximaciones más reales en las características de las señales y determinar así qué dispositivos circuitales son idóneos para la realización de la implementación experimental, así como también evitar posibles eventualidades en el desarrollo de las pruebas de rechazo de perturbaciones (sags y variaciones en la carga).

La Figura 4.8 muestra el diagrama de bloques realizado en simulink. El diagrama está constituido por un bloque generador de referencia de corriente que recibe las variables sensadas de la corriente de salida i_{sal} , la amplitud del voltaje de entrada V_p y el valor del voltaje de salida deseado $v_{c,ref}$ para calcular la corriente pico de referencia ($I_{p,ref}$) y asociarla a una función unitaria sinusoidal en fase con el voltaje de entrada (v_s). Esta señal de referencia se suma a la salida del controlador del lazo de voltaje (control PI para rechazo de perturbaciones) y asociada con una señal sinusoidal unitaria para finalmente suministrar la señal resultante al generador de envolventes y al algoritmo de control conmutado de corriente. El algoritmo decide qué par de interruptores serán activados mediante las restricciones dadas en la Tabla 4.2. Finalmente, las señales correspondientes a la secuencia de activación de interruptores ($Q_1 - Q_4$) son enviadas al bloque del rectificador Boost, el cual está consti-

tuido por dispositivos eléctricos y electrónicos con características aproximadas a elementos comerciales (IGBT's, capacitores, resistores, inductores, diodos).

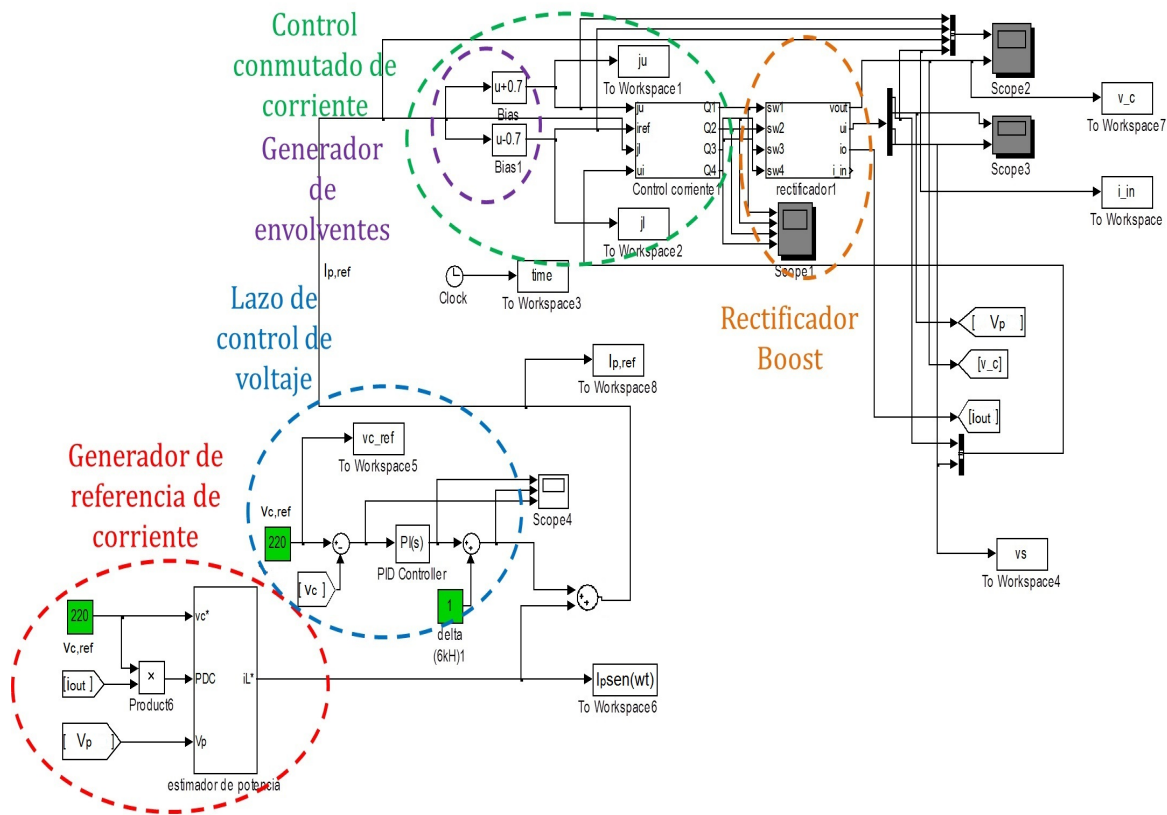


Figura 4.8: Estructura del diseño del controlador realizado en simulink.

La Figura 4.9 muestra el circuito rectificador diseñado en simulink. El circuito rectificador recibe de entradas las señales de conmutación para cada interruptor y envía las variables de voltaje de entrada v_s , el voltaje de salida v_c , la corriente de salida i_{sal} , la corriente de entrada i_{in} y el valor pico del voltaje de entrada V_p hacia el bloque que calcula la corriente pico de referencia. Los parámetros de diseño son: $R_L = 1,08\Omega$, $L = 4,18mH$, $C = 2200\mu F$, $R_{carga} = 70\Omega$, $v_{c-ref} = 300V$, $v_s = 180\sin(\omega t)$, $P_{CD} \approx 1250W$. Las pruebas realizadas para validar el controlador ante rechazo de perturbaciones fueron de un decremento en la resistencia de carga R_{carga} del 25% y un sag de voltaje del 25% en el voltaje de entrada v_s . Adicionalmente, se realizaron simulaciones para probar el controlador propuesto ante la aplicación de un desfase en el diseño de la corriente pico de referencia.

La Figura 4.10 muestra los resultados de simulación en cuanto a la contención de la corriente de entrada i_{in} dentro de la región formada por las señales envolventes, además de la fase existente entre la corriente de referencia diseñada y el voltaje de entrada para un $F.P. \approx 1$. Como puede observarse la corriente de entrada no pierde controlabilidad ya que se encuentra a todo instante de tiempo evolucionando dentro de la región dada por las señales envolventes diseñadas.

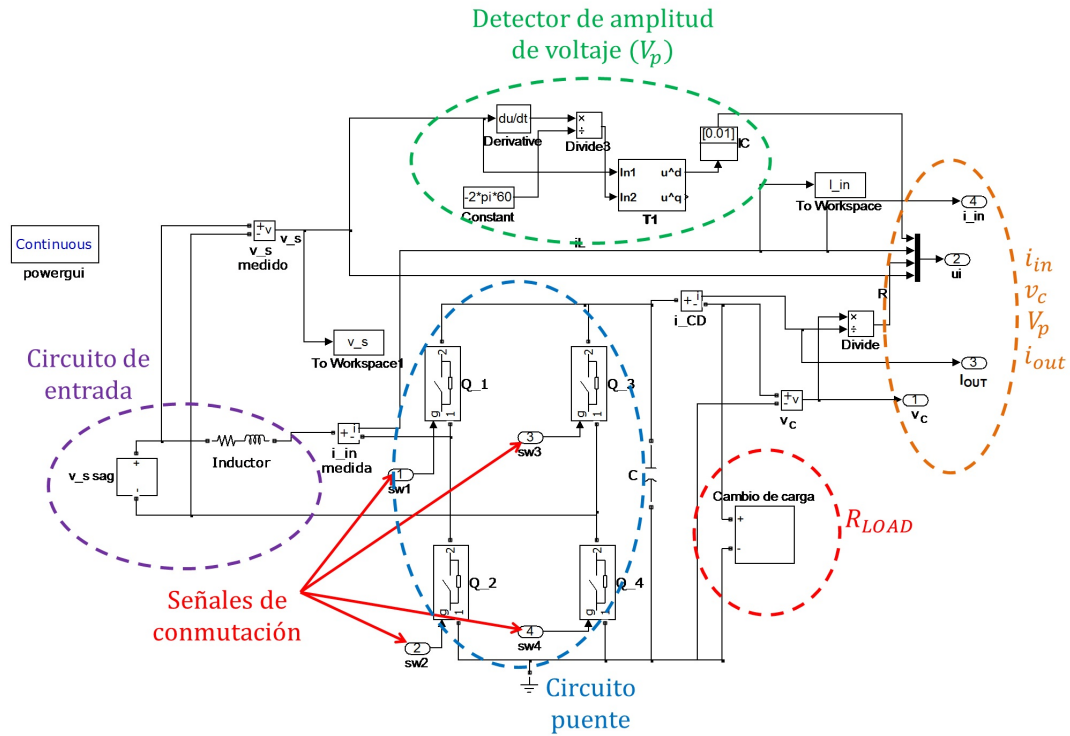


Figura 4.9: Estructura del rectificador boost realizado en simulink.

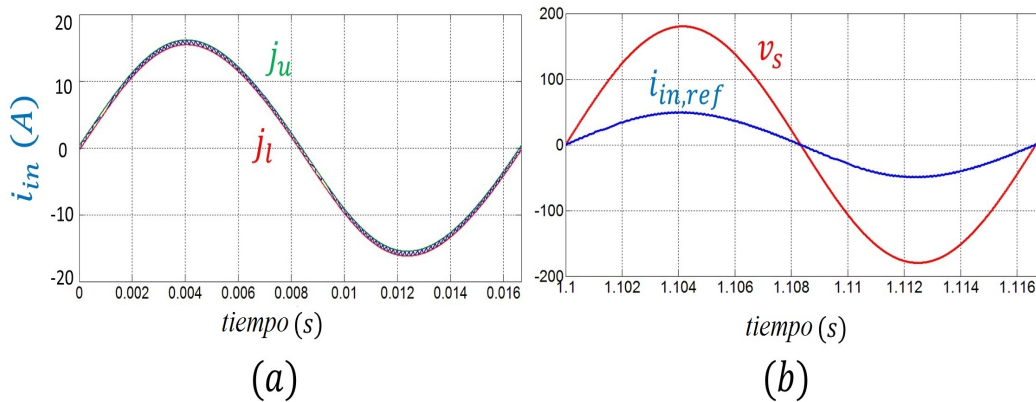


Figura 4.10: Respuesta de la estrategia propuesta en estado estable. (a) Contención de la corriente de entrada dentro de la region de envolventes. (b) Fase de la corriente de referencia i_{in-ref} con respecto al voltaje de entrada v_s

La Figuras 4.11 y 4.12 muestran la acción del controlador para el rechazo de perturbaciones tipo sag (25%) y cambio de carga (-25%). Como puede observarse en la Figura 4.11 los transitorios de la corriente de entrada (i_{in}) se mantienen dentro de la región de las señales envolventes (j_u y j_l) en todo instante de tiempo y, por lo tanto, se asegura que siga un régimen sinusoidal manteniendo así un bajo contenido armónico.

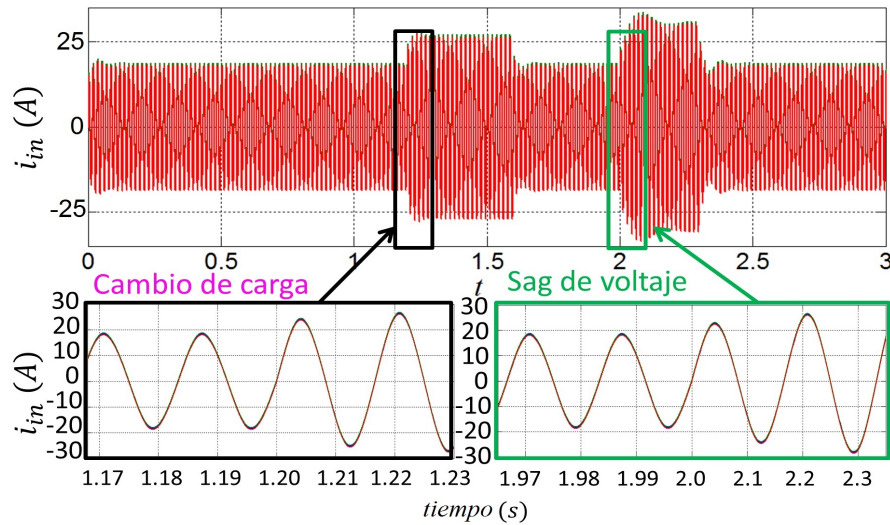


Figura 4.11: Respuesta transitoria de la corriente de entrada ante perturbaciones tipo sag y cambios de carga.

La Figura 4.12 muestra el seguimiento del voltaje de salida al valor de referencia dado ($v_{c,ref} = 300V$) ante las perturbaciones descritas anteriormente. Como puede observarse, el voltaje a la salida se muestra regulado al valor deseado con una variación muy pequeña en los instantes en que ocurren las perturbaciones. La variación observada con respecto a la referencia es de máximo 12 volts en el instante de ocurrencia de la perturbación lo cual representa una variación del 4%.

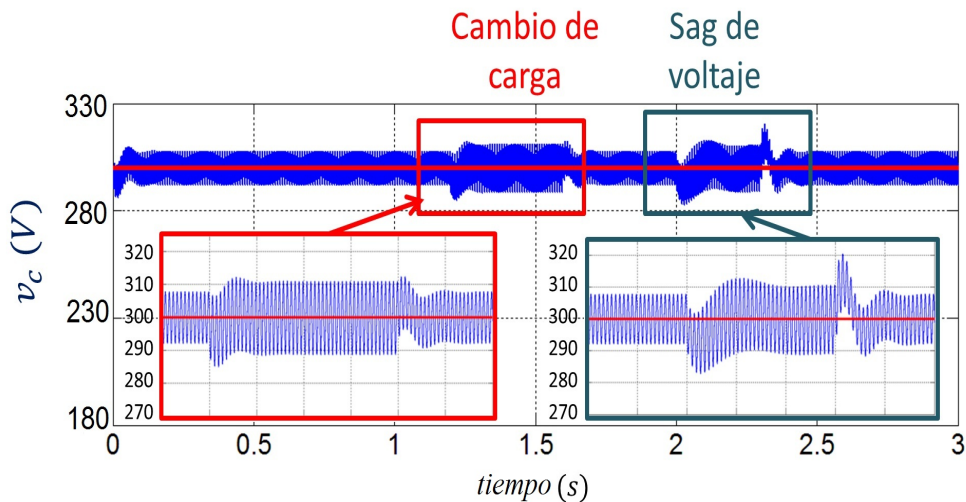


Figura 4.12: Respuesta del algoritmo diseñado para rechazo de perturbaciones tipo sag y cambios en la resistencia de carga

Tratando de mostrar la ventaja que ofrece el control conmutado propuesto, la propuesta fue comparada en términos de distorsión armónica total con diversas estrategias de control previamente reportadas en la literatura. Lo anterior resaltó la ventaja que provee el diseño y

manipulación de la región dada por ϵ y la elección de las diferentes secuencias de conmutación.

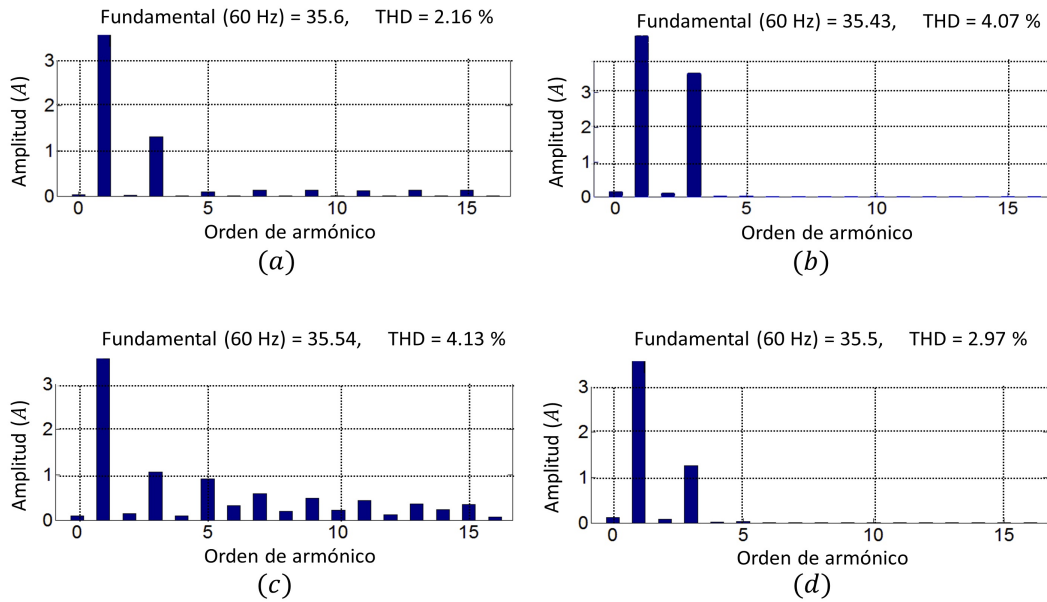


Figura 4.13: Comparativa de la propuesta de control en términos de la distorsión armónica total. (a) estrategia propuesta, (b) [54], (c) [49] y (d) [56]

Es meritorio mencionar que la propuesta diseñada se comparó con una propuesta que plantea el diseño de un control de corriente por histéresis utilizando una doble señal envolvente [49] (en este caso se adaptó la estrategia de control a la topología del convertidor utilizado), una propuesta de control en el marco de referencia DQ [54] y una propuesta que considera una ley de conmutación dependiente del tiempo [56].

Como siguiente paso se procedió a realizar previamente simulaciones en el software Synopsys Saber Sketch para llevar a cabo el dimensionamiento y elección de los componentes necesarios para el desarrollo de un prototipo experimental. El software Synopsys Saber Sketch permite la utilización de componentes electrónicos y el planteamiento de condiciones no ideales en las variables del rectificador. Para el caso particular de la aplicación el lazo de control PI fue realizado mediante amplificadores operacionales en configuración amplificador no inversor y de filtro pasabajas (integrador). Los elementos que intervienen en el diseño de la ley conmutada fueron comparadores analógicos (utilizados para determinación del semiciclo presente y cuál fue la señal envolvente alcanzada), compuertas lógicas (utilizados para la elección de la secuencia de conmutación), amplificadores de instrumentación (utilizados como sensores y para acondicionamiento de señales) y circuitos de función especial como filtros, multiplexores, multiplicadores y temporizadores. La configuración circuital que corresponde a los bloques del algoritmo visto en la Figura 4.6 son descritos a detalle en el desarrollo del capítulo correspondiente a pruebas experimentales.

La Figura 4.14 muestra la respuesta del voltaje de salida y de la corriente de entrada ante la perturbación de un cambio de carga del 50% en decremento. La perturbación se consideró constante durante un intervalo de 200 ms. Como puede observarse, la corriente de

entrada (gráfica superior) siempre mantiene su régimen sinusoidal debido a que durante todo intervalo de tiempo su evolución transitoria siempre está contenida dentro de la región de las señales envolventes. Por otro lado, el voltaje de salida (gráfica inferior) se mantiene regulado al valor deseado (300 V) a pesar del cambio repentino en el valor de la carga.

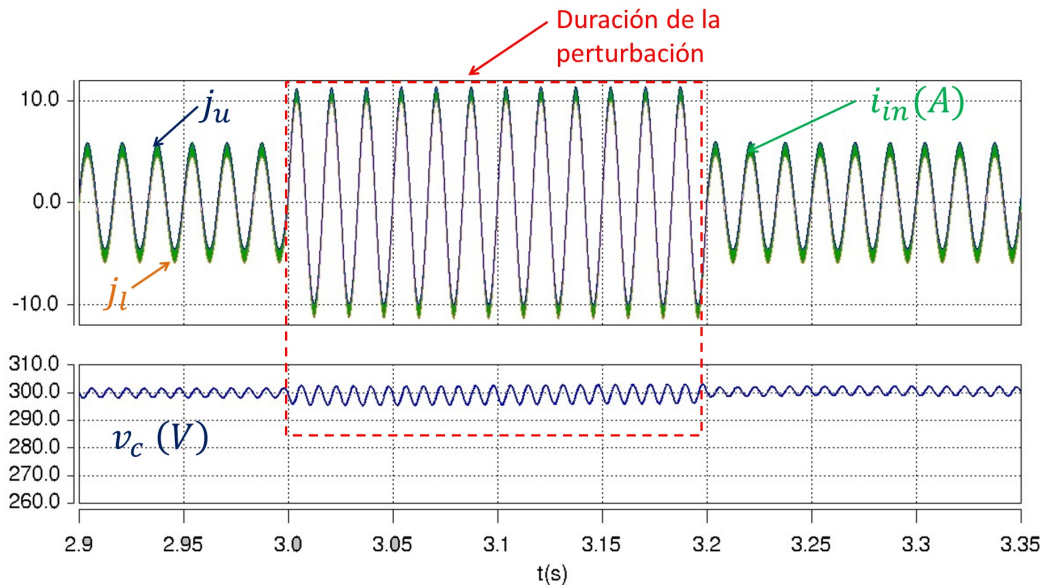


Figura 4.14: Respuesta en simulación de Saber Sketch del controlador propuesto ante perturbaciones en la carga.

La Figura 4.15 muestra la respuesta del controlador ante perturbaciones en la entrada tipo sag del 25%. En este caso la regulación del voltaje de salida converge al valor deseado mientras la evolución transitoria de la corriente de entrada es mantenida en régimen sinusoidal a pesar de la perturbación en la entrada. Note que la corriente de entrada en ningún momento escapa de la región conformada por las señales envolventes j_u y j_l .

Como se mencionó anteriormente, la ley de control propuesta permite también la operación del rectificador cuando existe un desfase de la corriente de entrada i_{in} y del voltaje v_s sin alterar el régimen sinusoidal de las señales. Para corroborar lo anterior se hicieron simulaciones a diversos desfases en la corriente de referencia $i_{in,ref}$. Las Figuras 4.16 y 4.17 muestran las señales del voltaje de entrada v_s con respecto a la corriente de entrada i_{in} a diversos desfases de esta última. Observe que el régimen sinusoidal se mantiene y, por lo tanto, la presencia de armónicos se ve reducida además de que la evolución transitoria de la corriente de entrada se mantiene dentro de la región conformada por las señales envolventes (j_u y j_l), lo cual permite controlar la frecuencia de conmutación en los interruptores.

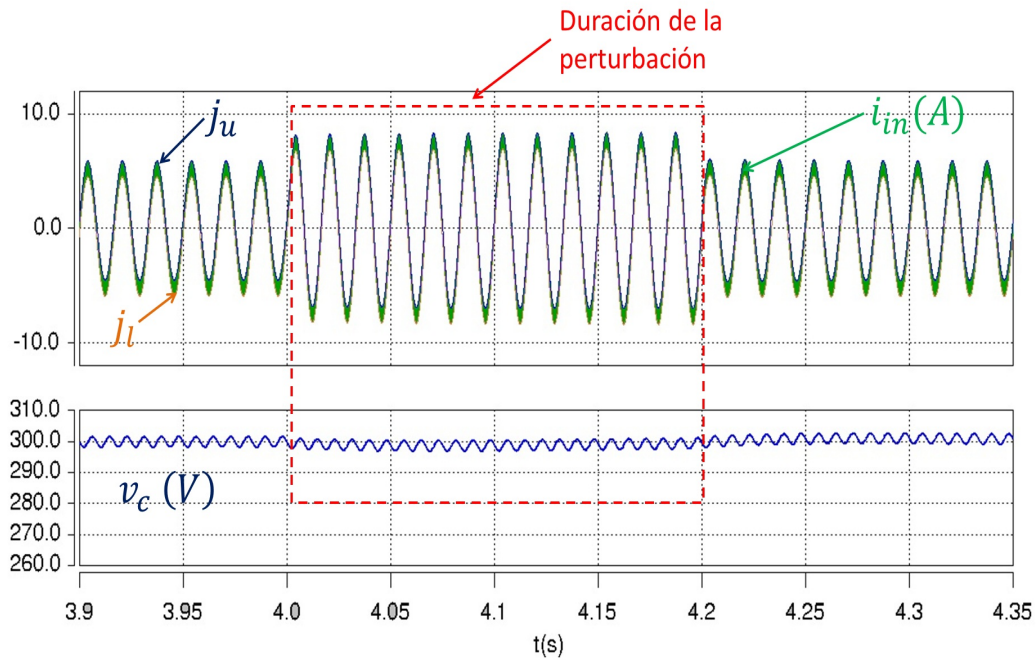


Figura 4.15: Respuesta en simulación de Saber Sketch del controlador propuesto ante perturbaciones en el voltaje de entrada.

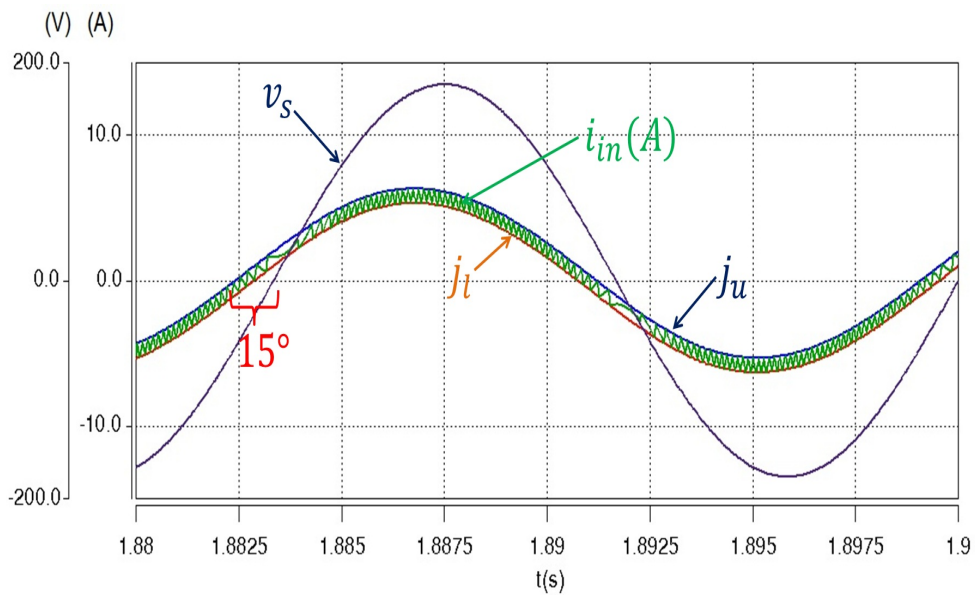


Figura 4.16: Respuesta en simulación de Saber Sketch del controlador propuesto ante un desfase de 15° entre v_s e i_{in} .

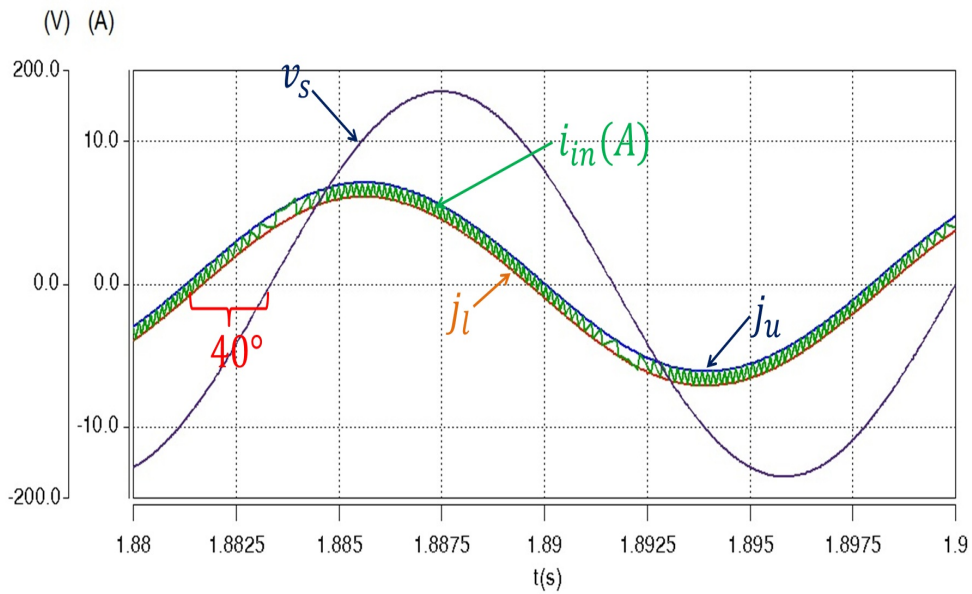


Figura 4.17: Respuesta en simulación de Saber Sketch del controlador propuesto ante un desfase de 40° entre v_s e i_{in} .

Ya habiendo finalizado las simulaciones que consideran la utilización de elementos eléctricos y electrónicos con características reales así como el dimensionamiento de la etapa de potencia se procedió a realizar la implementación experimental del controlador propuesto. Lo anterior se describe con precisión en el siguiente capítulo.

Capítulo 5

Pruebas experimentales

En este capítulo se muestra todo lo referente al desarrollo experimental, configuración de circuitos y la lógica de operación propuesta. Empieza con la descripción gráfica de la implementación de laboratorio y se procede a enlistar las diversas etapas por las que está constituido el sistema implementado. A continuación se procede a realizar la explicación de la función de cada etapa y subetapa, se detalla la forma en cómo fue desarrollada cada función y se describen los requerimientos de operación por cada etapa y subetapa. La explicación de cada subetapa comienza con la descripción de cómo están formadas la etapa de potencia y la etapa de control. En la descripción de la etapa de potencia se muestran los elementos que la conforman y los límites de operación. En el apartado de la etapa de control se muestra a detalle los diferentes circuitos para diseñar la lógica de conmutación (detector de semiciclo, cálculo de potencia, cálculo tiempo τ_{sw} , estimación de voltaje pico, sincronización con la red y generador de señales) y el circuito de protección. Se detalla cómo es la interconexión y funcionamiento de los circuitos en paralelo con la tarjeta dSpace y finalmente se muestran los resultados experimentales de la implementación del controlador mediante gráficas de la evolución transitoria de las variables involucradas.

5.1 Implementación de laboratorio

La implementación experimental está constituida por los elementos que se muestran en la Figuras 5.1 y 5.2.

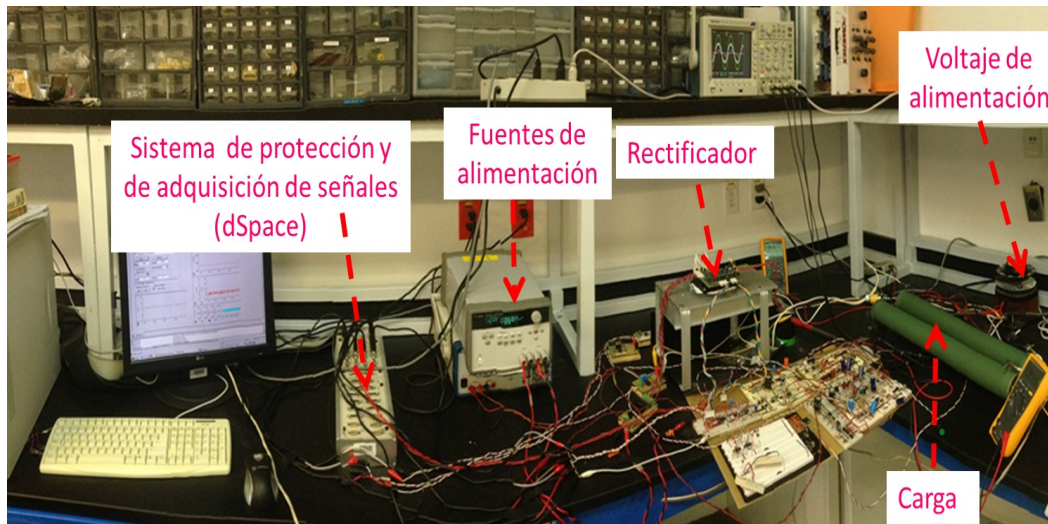


Figura 5.1: Implementación experimental realizada.

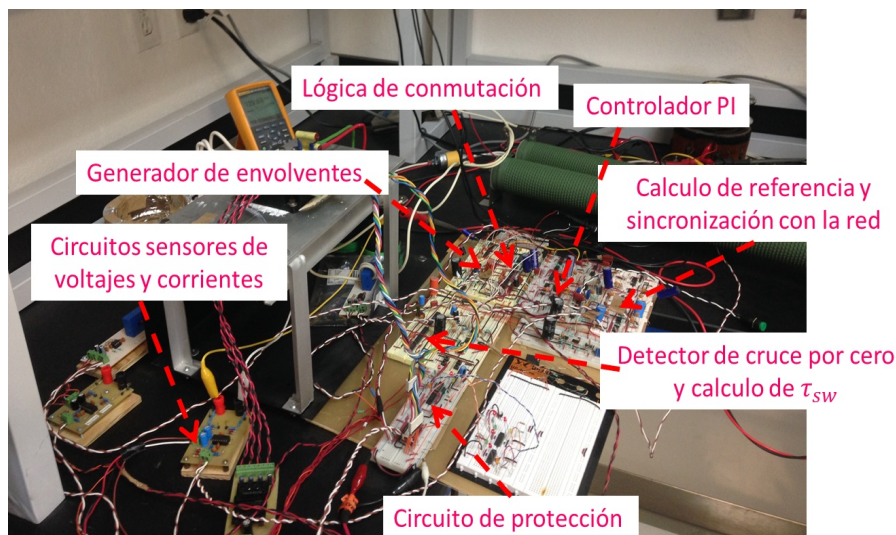


Figura 5.2: Detalle de la circuitería empleada en el desarrollo del controlador en forma experimental.

El desarrollo experimental contempla la utilización de circuitería analógica porque permite desarrollar acciones de control y manipulación de variables mucho más rápido que utilizando sistemas de adquisición de datos. Lo anterior debido a que las señales son manipuladas tal cual se dan en el convertidor y no se requiere de etapas de conversión AD (analógica-digital) o DA (digital-analógica) como en el caso de sistemas de adquisición de datos o microcontroladores.

El prototipo diseñado para las pruebas experimentales está constituido por una etapa de potencia, una etapa de control y un sistema supervisorio y de protección.

La etapa de control está constituida por el controlador propuesto, el cual puede observarse nuevamente en la Figura 5.3. El controlador propuesto es de naturaleza continua y discreta

por lo que se propone implementarlo usando 6 etapas: 1) el detector de voltaje pico, 2) el generador de la corriente pico de referencia, 3) el detector de cruce por cero del voltaje, 4) la sincronización de la corriente de entrada o el control de potencia activa/reactiva, 5) la lógica de conmutación basada en eventos y finalmente, 6) el control continuo de regulación de voltaje.

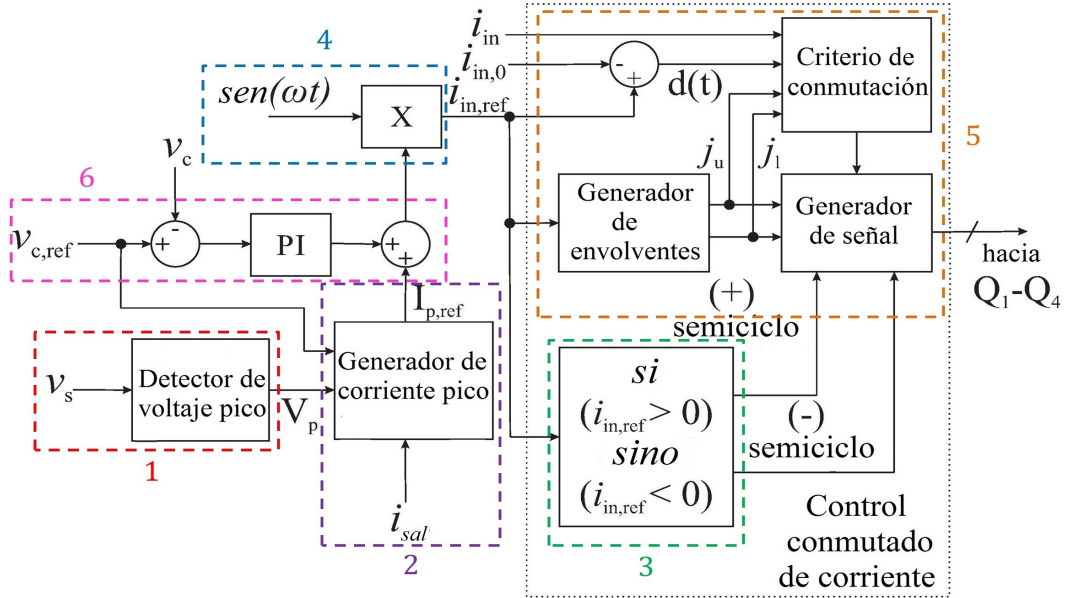


Figura 5.3: Estructura del controlador propuesto.

5.1.1 El Control Híbrido de Corriente

El control híbrido de corriente está compuesto de las primeras cinco etapas mencionadas anteriormente. Un amplificador operacional de instrumentación INA129 se usa para medir el voltaje de entrada y un filtro pasa bajas se usa para aislar la frecuencia fundamental de sus componentes armónicos. El voltaje pico se calcula usando la identidad trigonométrica $\sin^2(\omega t) + \cos^2(\omega t) = 1$, donde ω es la frecuencia fundamental. La identidad es implementada usando tres circuitos integrados AD633 configurados como multiplicadores y raíz cuadrada. Usando esta configuración, el voltaje pico puede ser estimado dentro de la primera mitad del ciclo, aún en presencia de sags o caídas de voltaje, como se muestra en la Figura 5.4.

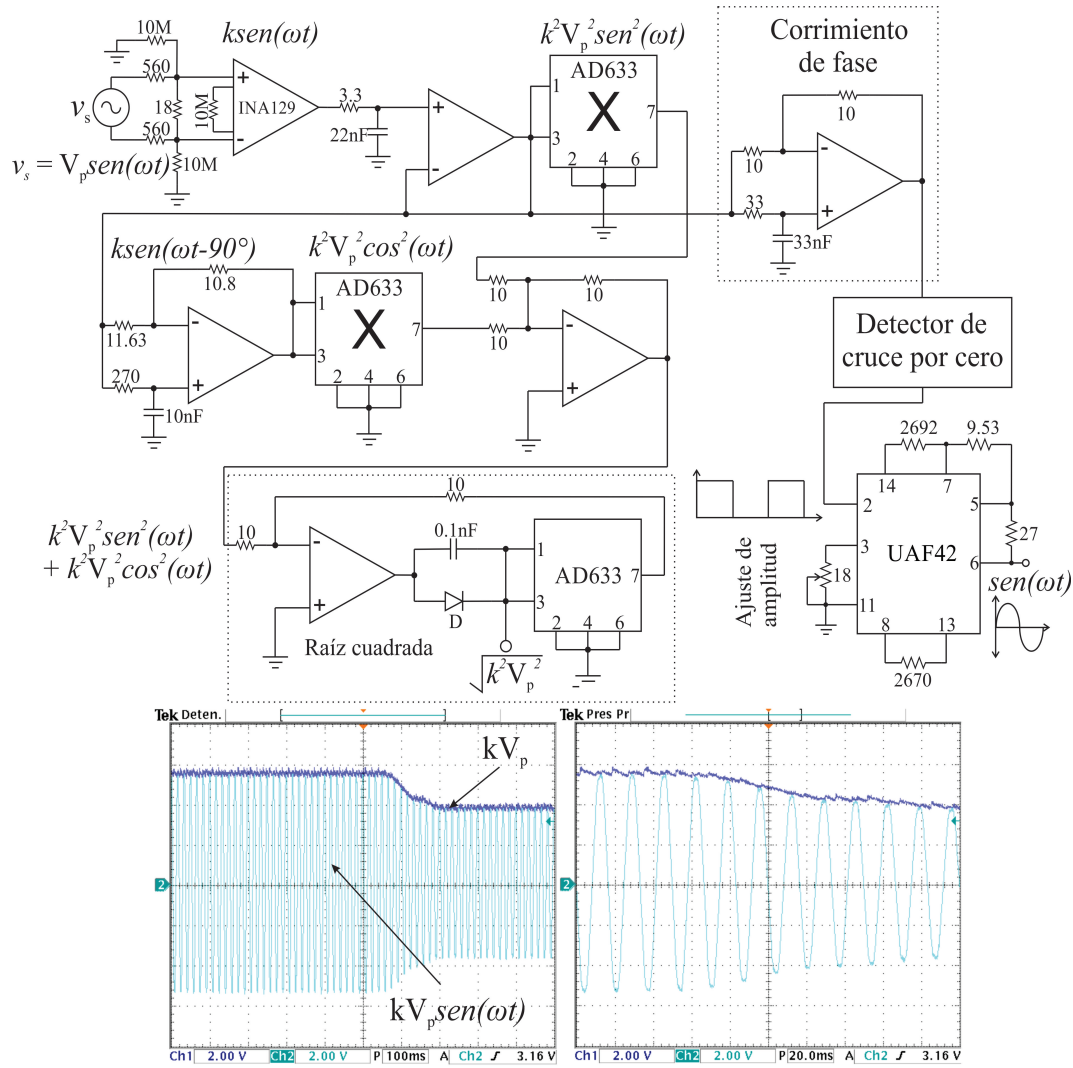


Figura 5.4: Estimación de voltaje pico y su respuesta durante una caída de voltaje. Las resistencias tienen unidades de $k\Omega$ excepto donde se indica.

Generación de la Corriente de Referencia y Regulación del Voltaje de Salida

Por otro lado, la corriente pico de referencia se calcula usando la ley de conservación de la potencia del rectificador dada por:

$$P_{activa,AC} = \frac{V_p I_p \cos \varphi}{2} = P_{DC} = v_c i_{sal} \quad (5.1)$$

donde V_p , I_p son los valores pico del voltaje y la corriente de entrada, i_{sal} es la corriente de salida y φ el defasamiento entre la corriente y el voltaje de entrada. Si se desea corregir el factor de potencia la Ecuación (5.1) se simplifica como sigue: $P_{AC} = \frac{V_p I_p}{2} = P_{DC} = v_c i_{sal}$. La corriente pico $I_{p,ref}$ se calcula como función del voltaje de referencia y el ángulo de defasamiento usando $v_{c,ref}$ en vez de v_c ; esto es,

$$I_{p,ref} = \frac{2v_{c,ref} i_{sal}}{V_p \cos \varphi} \quad (5.2)$$

Como el sistema puede estar sujeto a perturbaciones e incertidumbres, el balance de potencia del convertidor no está exactamente dado por (5.1), puesto que pueden existir pérdidas de conducción y conmutación; por lo que el valor obtenido así de I_p se adiciona a la salida del controlador de voltaje. En este caso, se usa un controlador PI debido a su simplicidad y a sus capacidades de rechazar perturbaciones de frecuencias bajas. El diagrama completo del generador de la corriente pico de referencia puede observarse en la Figura 5.5.

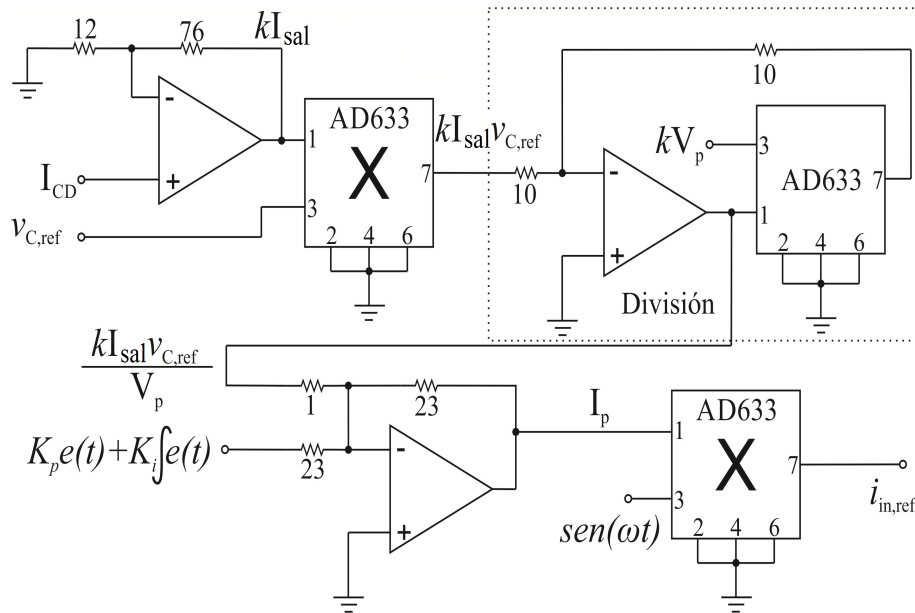


Figura 5.5: Generación de la corriente de referencia (Las resistencias tienen unidades de $k\Omega$).

Control de Potencia Activa/Reactiva

Una vez que se calcula la referencia de corriente, lo siguiente es generar la referencia variante en tiempo de la corriente e introducir el ángulo de desfase correspondiente a la potencia activa deseada. La corriente pico se usa para construir la señal variante en tiempo de la corriente, la cual sólo contiene la frecuencia fundamental del voltaje de entrada. Con este fin, la corriente pico de referencia en la salida del lazo de regulación de voltaje se multiplica por una señal senoidal de amplitud unitaria y con el ángulo de desfase deseado φ del voltaje de entrada v_s para generar la corriente de referencia $i_{in,ref}$. La definición del ángulo de desfase se realiza usando el circuito dentro del rectángulo con línea punteada en la parte derecha superior de la Figura 5.4. El control de la potencia activa/reactiva se hace directamente de acuerdo a:

$$\cos \varphi = \frac{2P_{AC,activa,ref}}{V_p I_p} \quad (5.3)$$

donde $P_{AC,activa,ref}$ es la potencia activa deseada. De manera alterna, el ángulo de desfase puede ser utilizado para definir la potencia reactiva deseada ($P_{AC,reactiva,ref}$) como sigue: $\text{sen} \varphi = \frac{2P_{AC,reactiva,ref}}{V_p I_p}$.

Un filtro universal UAF42 se usa para sincronizarse con la red eléctrica y generar la onda senoidal de referencia (Véase Figura 5.6). Este circuito constituye un esquema más flexible

de sincronización y es más simple que los dispositivos PLL comunes y tiene la ventaja de que también permite el control del ángulo de desfase, con una compensación casi inmediata. Como se estableció antes, el seguimiento perfecto de $i_{in,ref}$ no es posible, por ello no puede obtenerse cero THD; sin embargo, el controlador de corriente puede seguir la señal de la referencia con una precisión que define el diseño (ϵ).

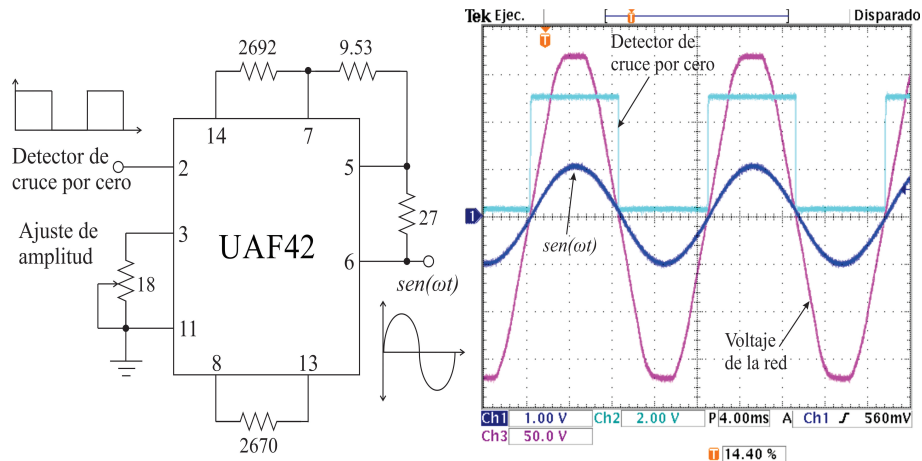


Figura 5.6: Sincronización de la corriente y control de la potencia activa/reactiva.

Implementación de la Lógica de Conmutación Basada en Evento

El circuito que genera las superficies de conmutación definidas en la Tabla 4.2 y la lógica propuesta que depende de t_{sw} se implementa usando el circuito de la Figura 5.7. Este circuito está constituido por un arreglo de amplificadores operacionales que generan los valores j_u y j_l , mientras que los comparadores de voltaje producen valores lógicos de 1 o 0, si la corriente alcanza o no estos niveles. El latch set-reset se mantiene activo con la elección de modo anterior hasta que el siguiente evento detona un cambio. La detección del semiciclo positivo o negativo se determina con un detector de cruce por cero del voltaje y un arreglo de compuertas que detecta un flanco positivo o negativo (véase Figura 5.7). El detector de flancos activa un oscilador monoestable que da una señal para definir las compuertas lógicas que se usan para implementar el criterio de conmutación de la Tabla 4.2.

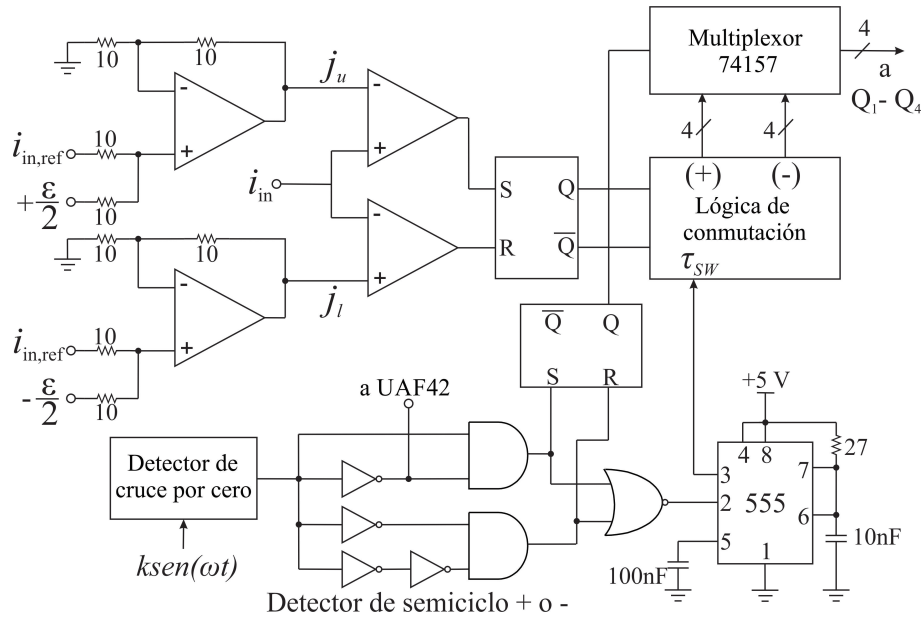


Figura 5.7: Implementación del criterio de conmutación.

El dispositivo que envía las señales de conmutación hacia los interruptores es un circuito multiplexor (Véase Figura 5.7) el cual recibe la lógica de eventos diseñada mediante compuertas lógicas. En este caso los eventos de alcance de alguna señal envolvente son representados como valores 1 lógico o 0 lógico que en conjunto con el valor lógico de τ_{sw} establecen las secuencias de conmutación adecuadas para cada semiciclo. En la Tabla 5.1 se aprecian todas las posibles combinaciones de alcance para alguna señal envolvente y qué interruptores se activan. Los términos CS y CI representan el alcance de la corriente de entrada a la señales envolventes j_u y j_l de forma correspondiente. A continuación se exponen las tablas de verdad diseñadas que definen la activación de cada interruptor.

semiciclo	τ_{sw}	CS	CI	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
+	1	0	1	0	1	1	0
+	1	1	0	0	1	0	1
+	0	0	1	1	0	0	1
+	0	1	0	0	1	0	1
-	1	0	1	0	1	0	1
-	1	1	1	1	0	0	1
-	0	0	1	0	1	0	1
-	0	1	0	0	1	1	0

Tabla 5.1: Tabla de verdad que muestra todos los posibles eventos de activación de los interruptores.

Ahora se procede a obtener mediante algebra booleana la combinación que debe darse para activar cada interruptor. En el caso del semiciclo positivo, las expresiones booleanas son:

$$\begin{aligned}
 Q_1 &= \overline{\tau_{sw}} \overline{CI} CS \\
 Q_2 &= \tau_{sw} \overline{CI} CS + CI \overline{CS} \\
 Q_3 &= \tau_{sw} CI \overline{CS} \\
 Q_4 &= \overline{\tau_{sw}} CI \overline{CS} + CI \overline{CS}
 \end{aligned}$$

La barra en la parte superior de cada variable representa la función negada. En el caso del semiciclo negativo se tienen las siguientes expresiones booleanas.

$$\begin{aligned}
 Q_1 &= \tau_{sw} CI \overline{CS} \\
 Q_2 &= \overline{\tau_{sw}} CI \overline{CS} + \overline{CI} CS \\
 Q_3 &= \overline{\tau_{sw}} CI \overline{CS} \\
 Q_4 &= \overline{\tau_{sw}} CI \overline{CS} + CI \overline{CS}
 \end{aligned}$$

El siguiente paso es obtener mediante circuitería digital las expresiones para cada semiciclo y evento posible. La Figura 5.8 muestra el circuito implementado correspondiente al diseño de la secuencia de conmutación para cada semiciclo. Las salidas corresponden a la señal que cada interruptor recibirá dependiendo cuál semiciclo está presente a cada instante de tiempo.

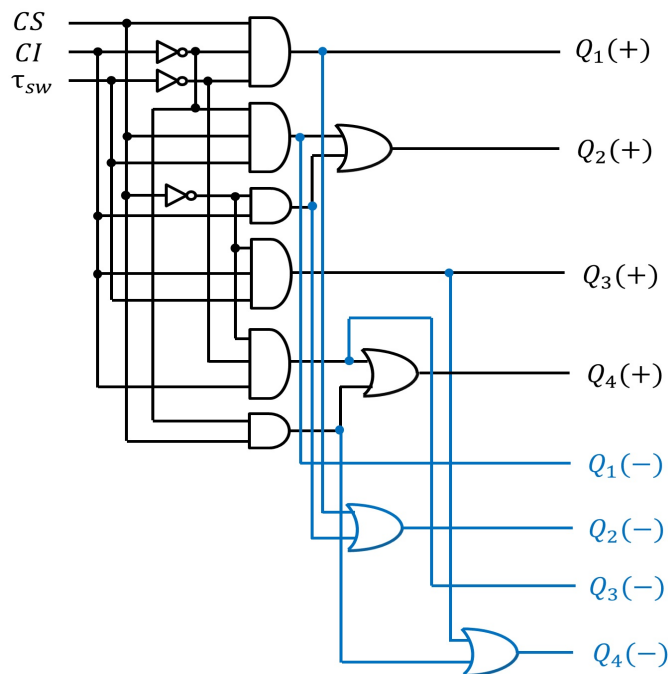


Figura 5.8: Implementación de las señales de conmutación para cada semiciclo mediante compuertas lógicas.

Con lo anterior queda definida la implementación del control conmutado de corriente. Como detalle adicional, la forma de variar el desfase de la corriente de referencia es

a través de la modificación de los valores de resistores en el circuito UAF42 para así generar una señal sinusoidal unitaria con el desfase deseado. A continuación se detalla cómo está conformada la etapa de potencia y qué tipo de señales utiliza para su control y protección.

5.1.2 Etapa de potencia

La etapa de potencia está constituida por la fuente de entrada, un inductor de entrada, una carga resistiva, capacitores de salida y un puente activo de IGBT's encapsulado en un arreglo denominado módulo inteligente. La fuente de entrada consiste en un transformador variable (VariAC) a manera de poder hacer variaciones en el voltaje que se suministra al rectificador y poder establecer disminuciones de voltaje que corresponden a la ocurrencia del sag de voltaje. La capacidad de potencia del VariAC es de 2.1 kW.

La inductancia de entrada como se ha mencionado anteriormente, tiene la función de provocar la función elevadora en el rectificador. En este caso la inductancia está constituida por un inductor con núcleo de aire (para evitar la saturación magnética) de varios devanados. La capacidad de potencia del inductor es de alrededor de 3 kW.

La carga corresponde a un arreglo de dos resistencias de potencia en serie (2.5 kW cada una). El arreglo está constituido de forma que permite el cortocircuito de una resistencia mediante un interruptor para poder realizar el cambio de carga del 50 % propuesto. La capacitancia de salida está constituida por dos capacitores en serie de 2200 μF . El puente rectificador lo conforma un módulo inteligente trifásico de IGBT's PM50RSA060, y el circuito manejador de compuertas con sus respectivas fuentes de aislamiento. El módulo inteligente es un circuito de potencia aislado para aplicaciones de conmutación (UPS, inversores, fuentes de alimentación, control de motores, etc.) que opera en un rango de 50 A, 600 V y 20 kHz de frecuencia de conmutación, consta de circuitos de control incorporados para asegurar un control de compuerta óptimo y protección de los dispositivos IGBT's y diodos de giro libre. La activación de los IGBT's se realiza mediante señales de 0 V aplicadas a las terminales de compuerta (gate). La conexión del módulo inteligente se realiza de tal forma que los IGBT's elegidos para la aplicación se encuentran en configuración puente completo (véase Figura 5.9 para clarificar la conexión del módulo con los demás elementos). El módulo inteligente tiene la particularidad de proveer a su salida señales de variables sensadas de forma interna en el encapsulado para detectar condiciones indeseables de operación que puedan llevar a la destrucción del dispositivo. Las señales corresponden a la temperatura de operación, sobrecorriente, sobre-voltaje y alcance del límite dv/dt (Límite de frecuencia). Estas señales son direccionadas a un circuito lógico donde por medio de la detección de cualquiera de estas condiciones se manda una señal que deshabilita las señales PWM del manejador de compuertas de los IGBT's en el módulo inteligente. Adicionalmente a este método de protección del sistema se utiliza un sistema de adquisición de datos para muestrear señales externas al módulo inteligente. El sistema muestrea las señales de corriente de entrada, voltaje de entrada, voltaje de salida y corriente de salida con el fin de proteger la inductancia de entrada, resistencia de carga, transformador variable y capacitor de salida en caso de que sean rebasados sus límites nominales de operación. El sistema de adquisición de señales utilizado corresponde a una tarjeta dSpace 1103 que permite muestrear las señales y manipularlas mediante algoritmos diseñados en el entorno Simulink de Matlab. El algoritmo diseñado en este

caso sirve para establecer condiciones de operación máximas para cada variable de interés y mandar una señal de deshabilitación de las señales PWM cuando alguna de las variables rebasa las anteriores condiciones.

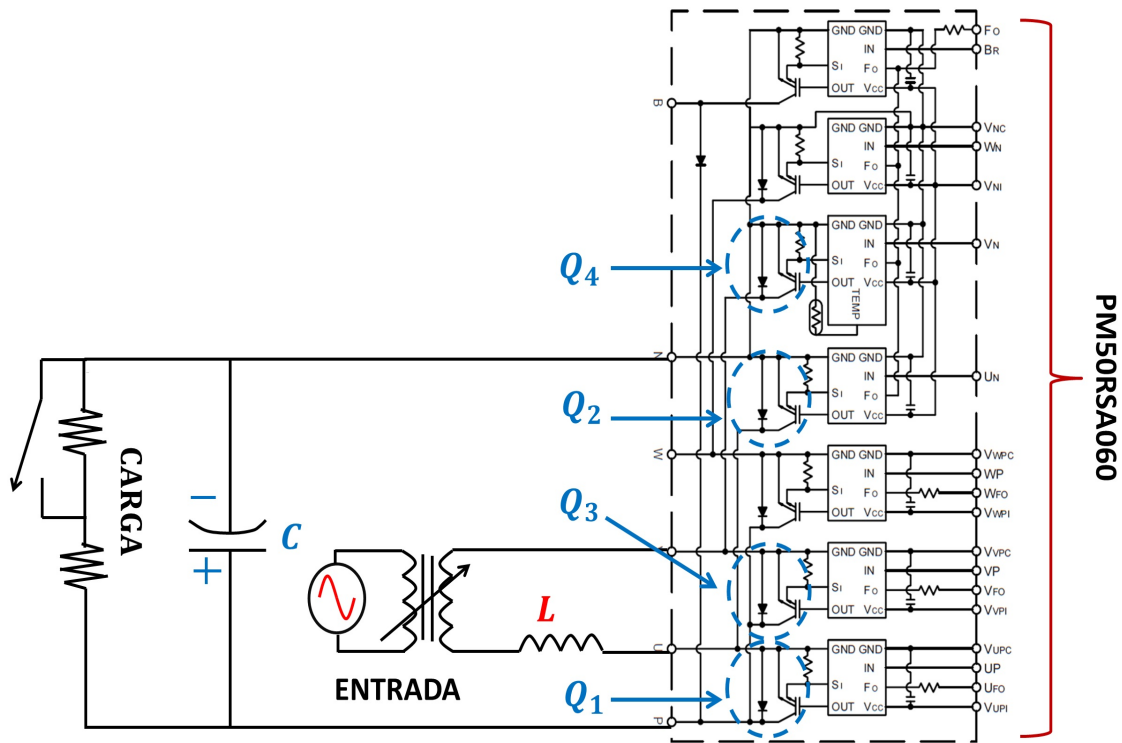


Figura 5.9: Conexión del módulo PM50RSA060 con la fuente de entrada y elementos de salida (capacitor y resistencia de carga).

La operación del módulo PM50RSA060 se realiza mediante su conexión con el circuito manejador de compuertas y de aislamiento. Este circuito recibe las señales PWM del controlador propuesto y permite el aislamiento del circuito de control con la etapa de potencia mediante la utilización de optoacopladores y fuentes de aislamiento. El circuito manejador de compuertas se muestra en la Figura 5.10. Nótese en la Figura 5.10 que el manejador de compuertas deshabilita las señales PWM mediante la recepción de una señal en su terminal break o mediante las señales de falla que envía el módulo PM50RSA060.

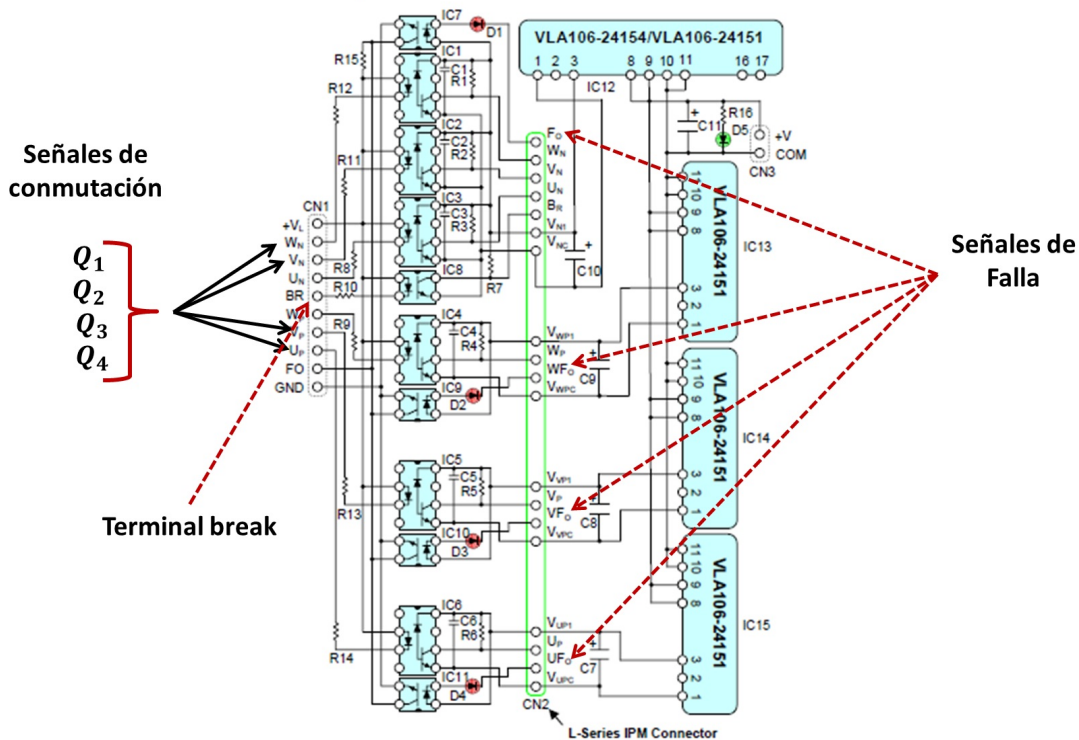


Figura 5.10: Circuito de aislamiento de señales PWM y envío de señales de falla al circuito de protección.

La tarjeta de conexión mostrada en la Figura 5.10 se alimenta con 20 V de una fuente conmutada aislada VLA106-24154 y como puede ser apreciado a la entrada de las señales PWM se encuentran optoacopladores para aislar completamente el circuito de control de la etapa de potencia. Las señales de deshabilitación provistas a la terminal break corresponden a los dos métodos de protección contemplados (vía señal de falla del módulo inteligente o mediante sistema de adquisición de datos). A continuación se expone cómo es la lógica de operación de ambos métodos y el circuito mediante el cual se acoplan para producir la deshabilitación de las señales PWM.

5.1.3 Métodos de protección del módulo inteligente

El circuito mediante el cual se deshabilitan las señales PWM se muestra en la Figura 5.11. El circuito está constituido por una configuración de flip-flops que en caso de recibir una señal de alguna de las condiciones detectadas en el módulo inteligente (sobre-corriente, sobre-voltaje, alcance del límite de frecuencia o de temperatura) manda un señal de 0 V que deshabilita las salidas PWM. Además de lo anterior, otro flip-flop recibe la señal de falla de la tarjeta dSpace que corresponde al alcance de los límites de corriente y voltaje permitidos a la entrada y salida del rectificador. Cada flip-flop cuenta con interruptores de puesta a tierra en sus terminales de entrada para reestablecer su operación cuando ocurra una falla o parar manualmente la operación del rectificador. Observe además en la Figura 5.11 que el circuito se realiza utilizando compuertas lógicas, lo cual asegura que la acción de control

para deshabilitar las señales PWM se realice de forma muy rápida (50 ns aproximadamente comparado con $0.4 \mu\text{s}$ que es el tiempo de transición hacia conducción de los IGBT's). El otro método propuesto de protección es mostrado en la Figura 5.12. La Figura 5.12 muestra la lógica realizada en el entorno Simulink mediante la cual la tarjeta dSpace envía la señal de deshabilitación a la terminal del flip-flop que desactiva las salidas PWM. El anterior algoritmo permite cambiar fácilmente los límites de operación de acuerdo a la potencia deseada del rectificador. Al igual que en el método anterior, la señal de falla dada por la tarjeta dSpace se envía a un flip-flop que manda la señal de deshabilitación a la salida del circuito mostrado en la Figura 5.11. Observe que la salida del circuito de la Figura 5.11 recibe las señales de conmutación generadas y mediante un arreglo de compuertas NAND es obtenido el complemento de ellas, ya que los IGBT's, como se mencionó anteriormente, se activan con señales de 0 V.

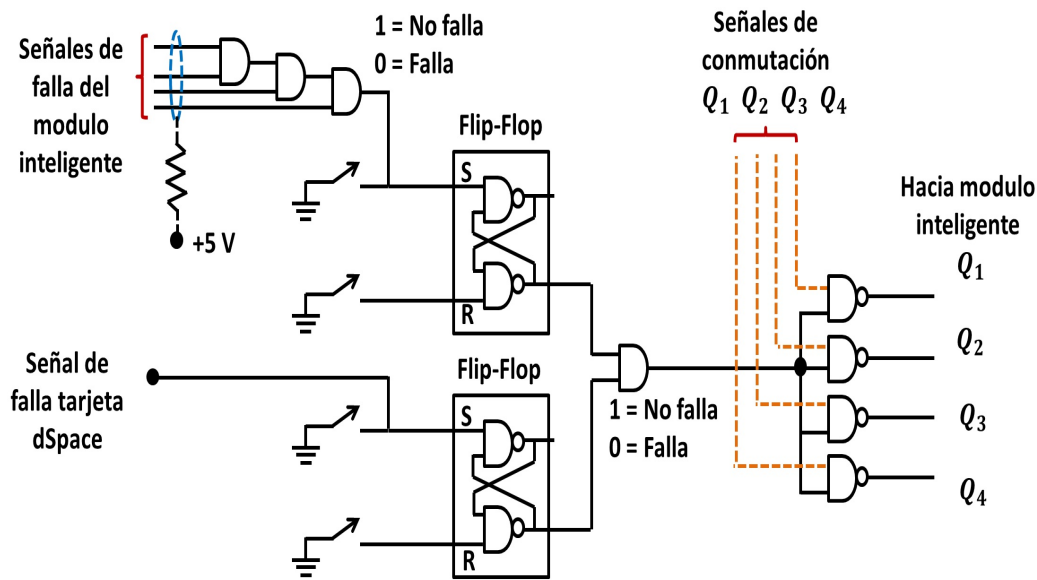


Figura 5.11: Circuito de protección del rectificador ante condiciones indeseables de operación.

Finalmente, las señales PWM de la salida de circuito de la Figura 5.11 se envían al circuito manejador de compuertas y de aislamiento mostrado en la Figura 5.10.

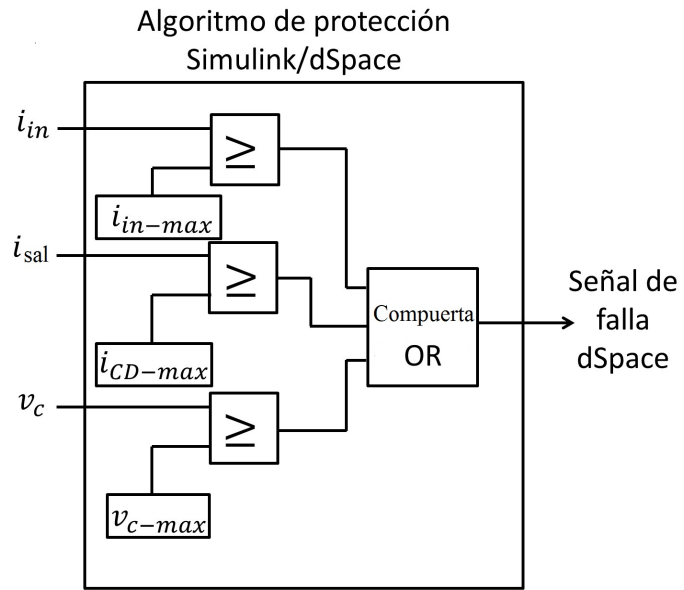


Figura 5.12: Condiciones de paro dadas por la tarjeta dSpace en simulink.

5.2 Evaluación Experimental del Desempeño

Con el fin de demostrar la factibilidad y el desempeño de la estrategia de conmutación propuesta se hicieron experimentos en un prototipo de rectificador PWM de una potencia de 1 kW. El rectificador tiene los siguientes parámetros $L = 4,6mH$, $C = 1100 \mu F$, $R_{carga} = 200 \Omega$, $v_s = 120sen(\omega t) V$, $v_{c,ref} = 300 V$. Primeramente, la habilidad del controlador híbrido para controlar el rizo de corriente se evalúa usando diferentes amplitudes ϵ . Los resultados se muestran en las Figuras 5.13, 5.14, 5.15 y 5.16 donde también puede observarse el desempeño en condiciones de lazo abierto. El controlador puede confinar las trayectorias de la corriente y con ello, controla el máximo rizo de corriente de entrada. Una ventaja del control propuesto es que el rizo puede ser confinado de manera arbitraria en una vecindad de tamaño ϵ^1 . Para los experimentos que se muestran en las Figuras 5.14, 5.15 y 5.16 la máxima frecuencia de conmutación es 5 kHz, 10 kHz y 16 kHz, respectivamente. Note que la distorsión armónica observada en la figuras es superior a la mostrada en simulaciones pero es debido a la no idealidad de respuesta en los interruptores (IGBT's) ya que existen pequeños transitorios de encendido y apagado que hacen que no se conmute instantáneamente, además de tiempos muertos considerados como protección contra cortocircuito. Observe además que al modificar el valor de ϵ , la distorsión armónica total (THD) puede ser controlada. En la Figura 5.17, se observa cómo la convergencia de la corriente de entrada hacia la región formada por las señales envolventes puede ser lograda con sólo dos acciones de conmutación.

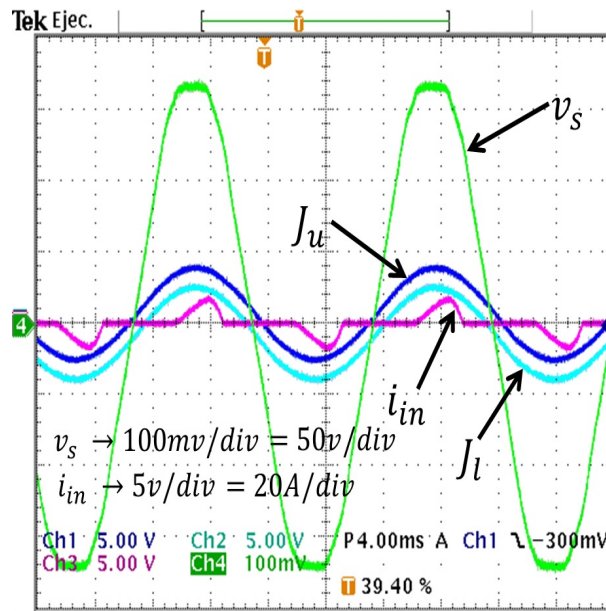
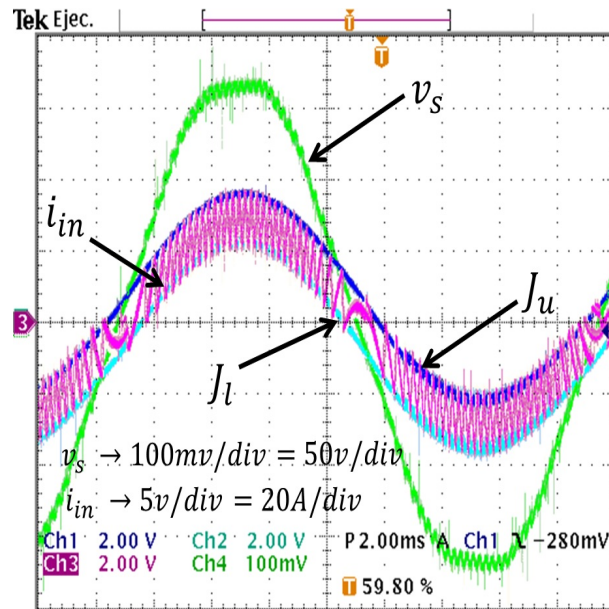


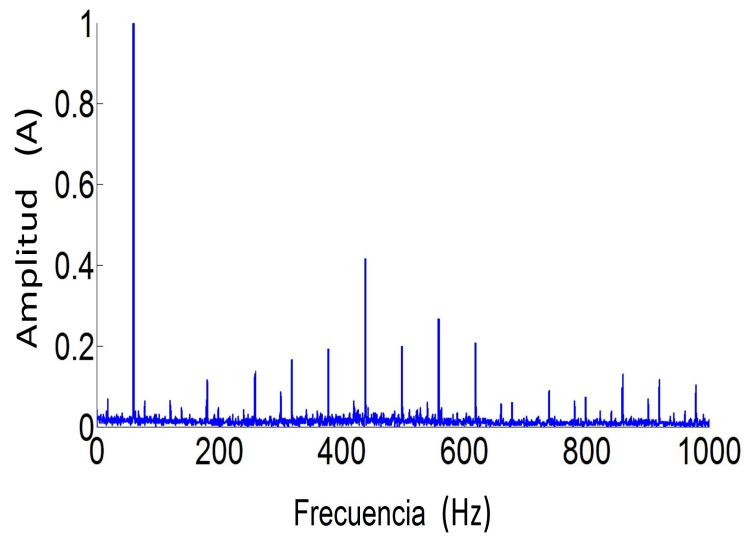
Figura 5.13: Evolución experimental de la corriente de entrada en condiciones de lazo abierto

¹Experimentalmente este valor tiene una cota inferior debido a las restricciones físicas del dispositivo semiconductor, en el caso del experimento, la frecuencia de conmutación no puede ser mayor de 20 kHz



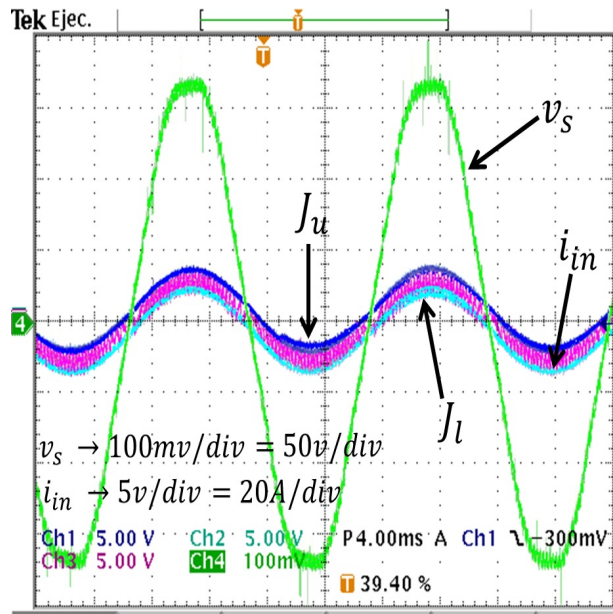
(a) $\varepsilon = 3$ A.

Fundamental (60 Hz) = 5.2 A, THD = 5.76 %



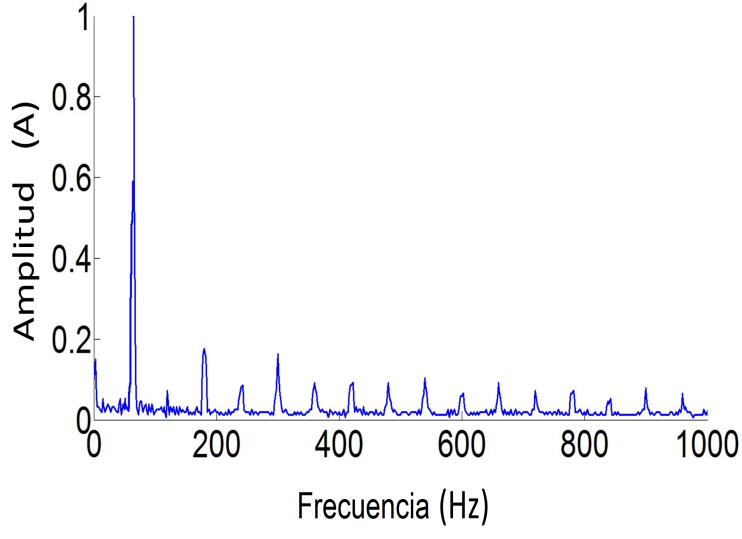
(b) THD.

Figura 5.14: Evolución experimental de la corriente de entrada con el control de corriente propuesto para una frecuencia de conmutación de 5 kHz (a) y distorsión armónica total (b).



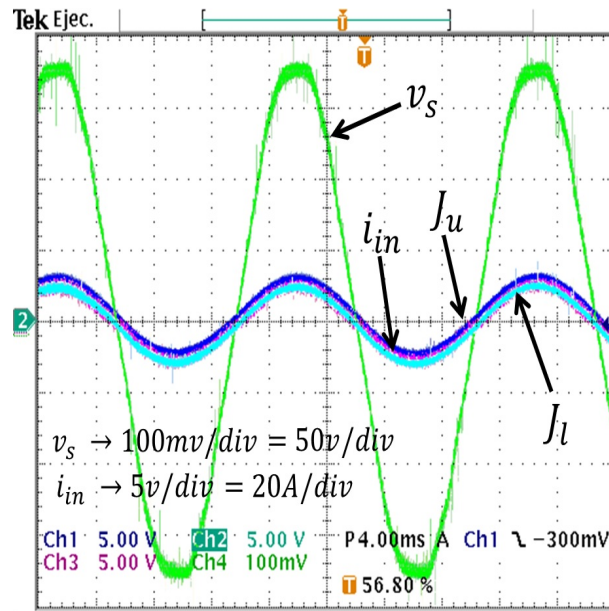
(a) $\epsilon = 1.3 \text{ A}$.

Fundamental (60 Hz) = 5.2 A, THD = 4.96 %



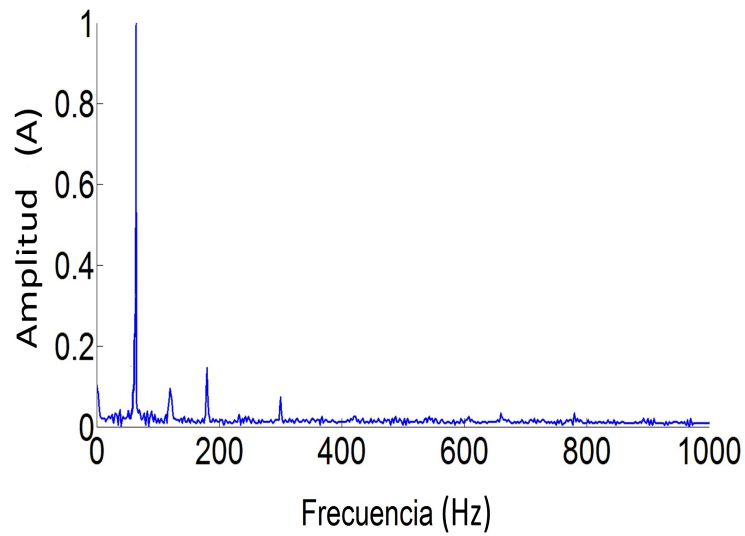
(b) THD.

Figura 5.15: Evolución experimental de la corriente de entrada con el control de corriente propuesto para una frecuencia de conmutación de 10 kHz (a) y distorsión armónica total (b).



(a) $\varepsilon = 0.65$ A.

Fundamental (60 Hz) = 5.2 A, THD = 3.39 %



(b) THD.

Figura 5.16: Evolución experimental de la corriente de entrada con el control de corriente propuesto para una frecuencia de conmutación de 16 kHz (a) y distorsión armónica total (b).

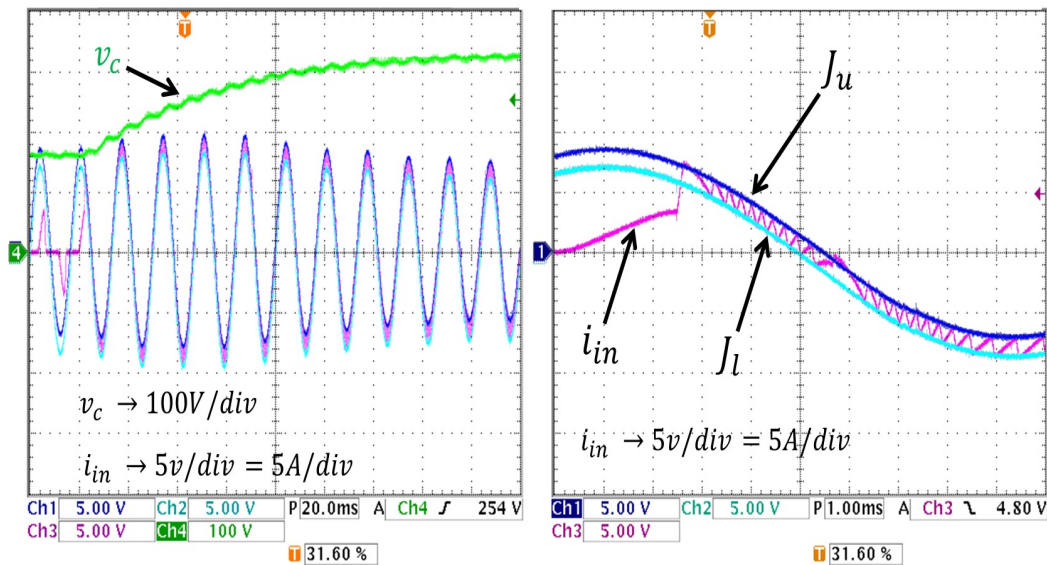


Figura 5.17: Acercamiento de la evolución de las trayectorias de corriente. El control de rizo y el seguimiento de la corriente pueden realizarse tan rápido como dos instantes de conmutación.

La Figura 5.17 del lado izquierdo muestra que el convertidor inicia su operación como un rectificador no controlado. Una vez que se activa el controlador, la corriente converge hacia la región formada por las señales envolventes a la referencia (j_u y j_l). La acción ocurre en solo dos instantes de conmutación no importando en que tiempo ocurra la activación del controlador. Esto se debe a que todo posible escenario ya ha sido considerado en la lógica de conmutación mostrada en la Tabla 4.2.

La habilidad de regular la potencia activa/reactiva también fue evaluada. Corrimientos de fase de $\varphi = 20^\circ$ y $\varphi = 40^\circ$ fueron implementados y las Figuras 5.18 y 5.19 despliegan los resultados. La Figura 5.18 y 5.19 muestran el voltaje de salida y la corriente de entrada, así como el contenido armónico de la corriente de entrada. Observe cómo el controlador propuesto puede seguir la corriente y el voltaje de referencia; así también, puede apreciarse el efecto del corrimiento de fase φ en la amplitud de la corriente de entrada. Como puede deducirse de la Ecuación (5.2), si $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$, la amplitud de la corriente es proporcional a la fase, por lo que alrededor de 0° puede obtenerse la amplitud más pequeña, mientras que $\varphi \approx \pm 90^\circ$ amplitudes de corriente que se obtienen pueden ser muy grandes. Este hecho impone restricciones físicas en las amplitudes de corriente y corrimientos de fase que pueden obtenerse. En esta figura también es posible observar el efecto del valor de ε en la THD de la corriente de entrada; observe como valores más grandes de ε , resultan en THD más grandes.

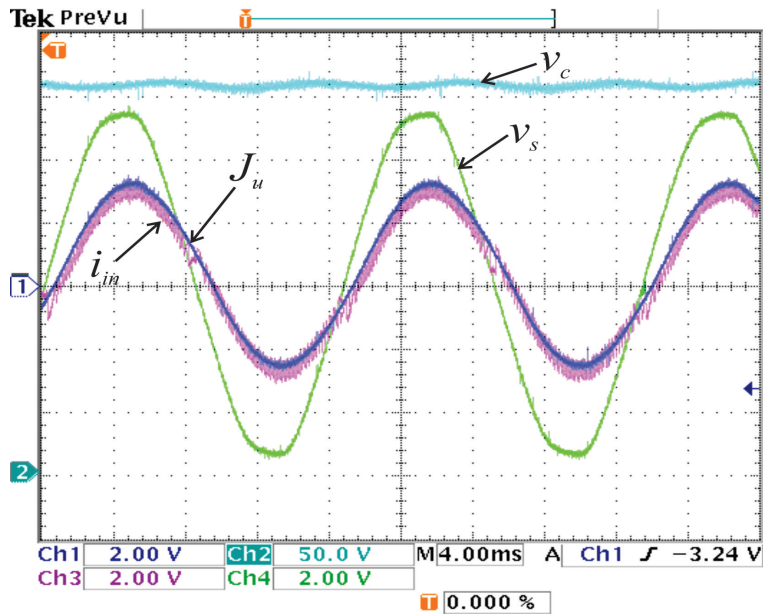


Figura 5.18: Evolución experimental de la corriente de entrada y el voltaje de salida ante un desfase de 20° .

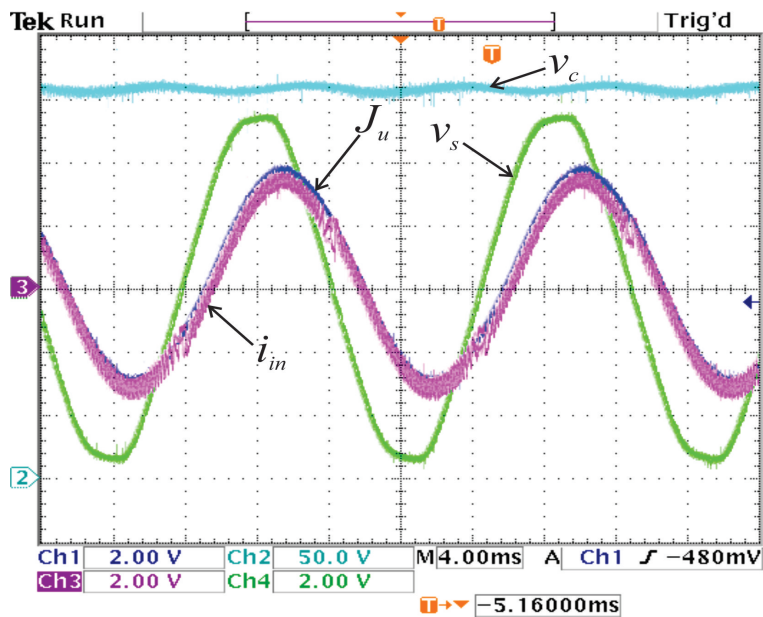
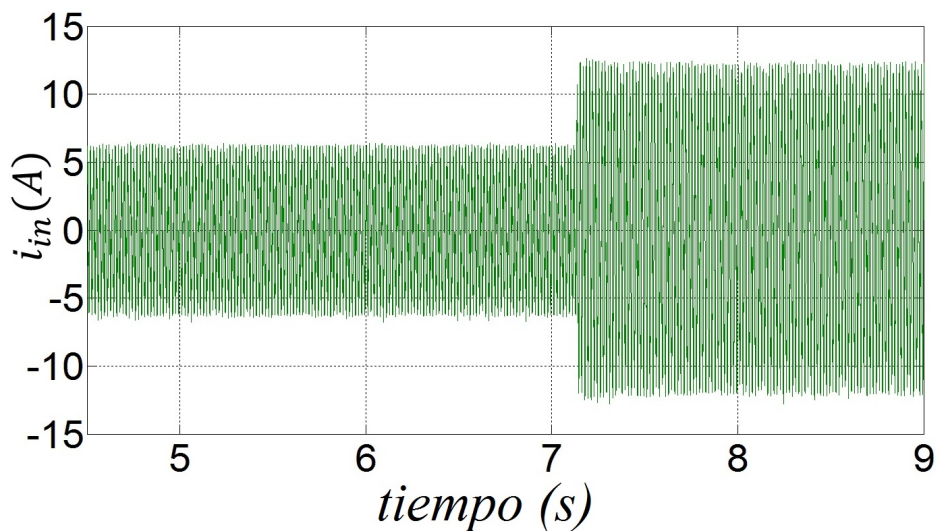


Figura 5.19: Evolución experimental de la corriente de entrada y el voltaje de salida ante un desfase de 40° .

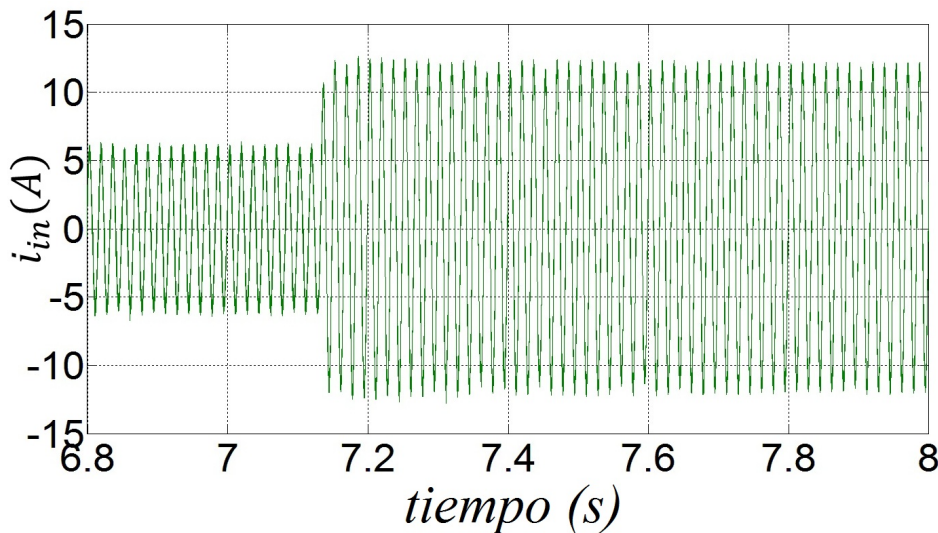
Finalmente, para mostrar la robustez del controlador propuesto, se indujo una variación de -50% en la carga, así como un sag o una caída del voltaje de entrada del 20% .

5.2.1 Resultados experimentales ante variaciones en carga y sags de voltaje

Las pruebas realizadas para verificar el rechazo de perturbaciones en la carga por el lazo de control de voltaje fueron realizadas mediante variaciones en su valor mediante un decremento del 50 % ($200 \Omega - 100 \Omega$). La Figura 5.20 muestra la evolución transitoria de la corriente de entrada i_{in} en el instante en que ocurre el cambio de carga. Nótese que a pesar del cambio, la corriente mantiene su régimen sinusoidal en todo tiempo y, por lo tanto, siempre es contenida evolucionando dentro de la región formada por las señales envolventes. Observe además en la Figura 5.20 que al ocurrir el cambio de carga no existen transitorios oscilatorios en la respuesta de la corriente por lo que se estabiliza de forma muy rápida.



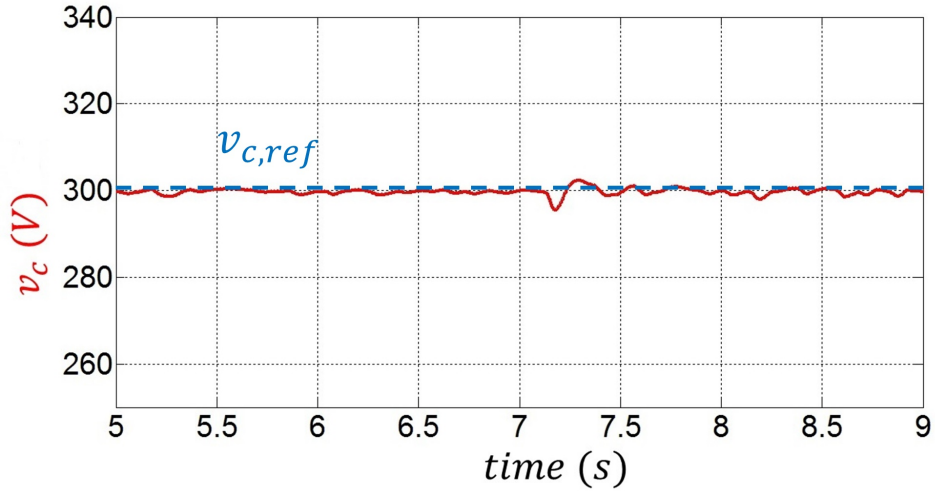
(a) Evolución de la corriente de entrada.



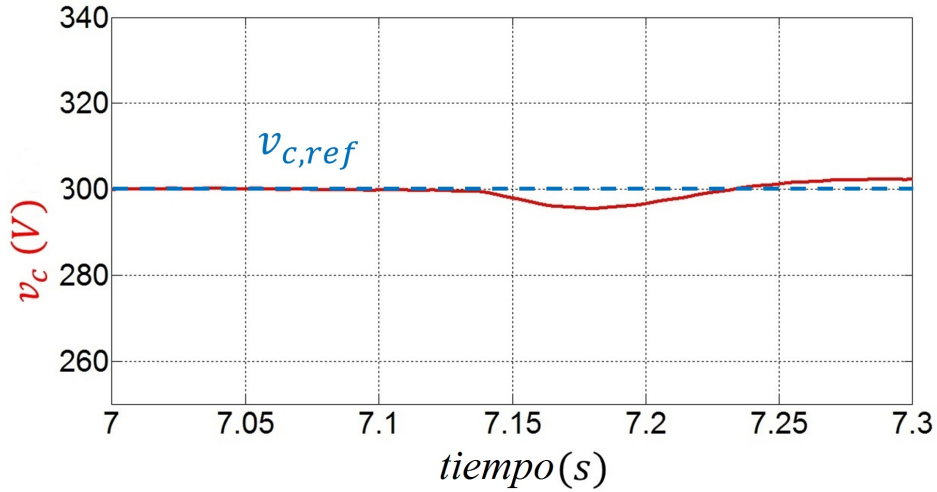
(b) Acercamiento al instante en que ocurre el cambio de carga.

Figura 5.20: Evolución transitoria de la corriente ante un cambio de carga del 50 %.

La Figura 5.21 muestra el efecto del cambio de carga en el voltaje de salida v_c . Como puede observarse, el voltaje de salida se mantiene regulado con un mínimo de perturbación en el instante en que ocurre la variación. La desviación que se observa es de aproximadamente 1.33 % del valor total de voltaje (300 V) por lo que se considera que el controlador responde de forma adecuada a la variación de la carga.



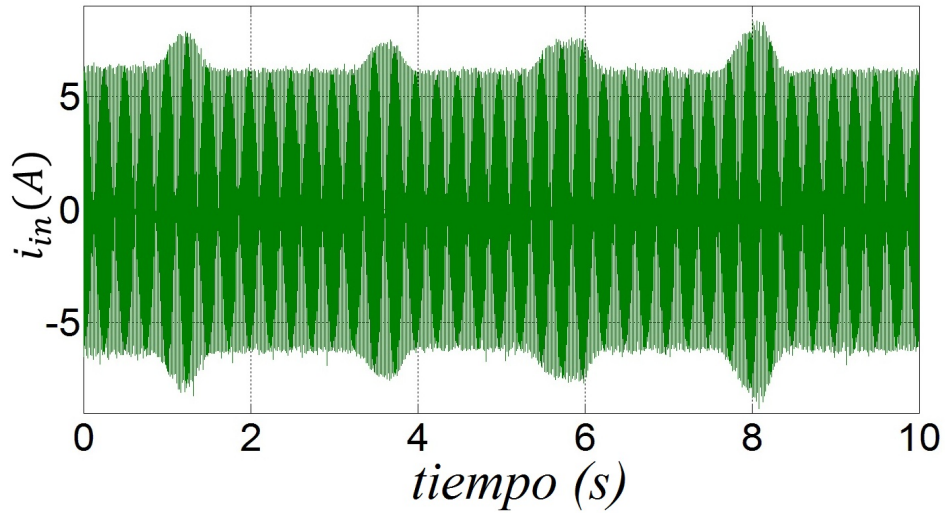
(a) Seguimiento de la referencia de voltaje de salida por el controlador.



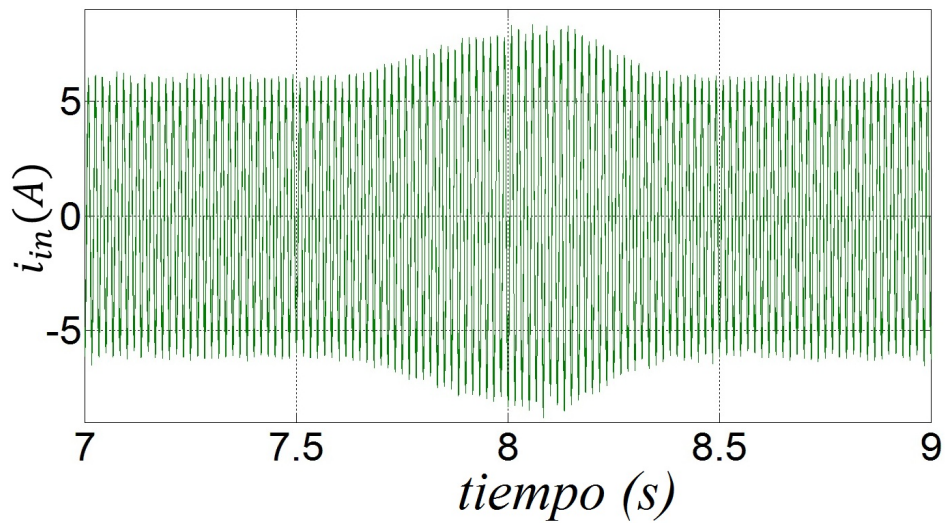
(b) Acercamiento al instante en que ocurre el cambio en la carga.

Figura 5.21: Respuesta del controlador para el rechazo de la perturbación en la carga del 50 %.

Finalmente, las pruebas finales fueron para verificar la respuesta del controlador propuesto ante sags de voltaje. El controlador fue sometido ante varios sags de voltaje de diversas magnitudes donde la máxima variación fue de aproximadamente 25 %. La Figura 5.22 muestra la evolución transitoria de la corriente en el instante en que ocurre el sag de voltaje. Nuevamente, puede observarse cómo la corriente de entrada mantiene su régimen sinusoidal a todo instante de tiempo a pesar del sag producido.



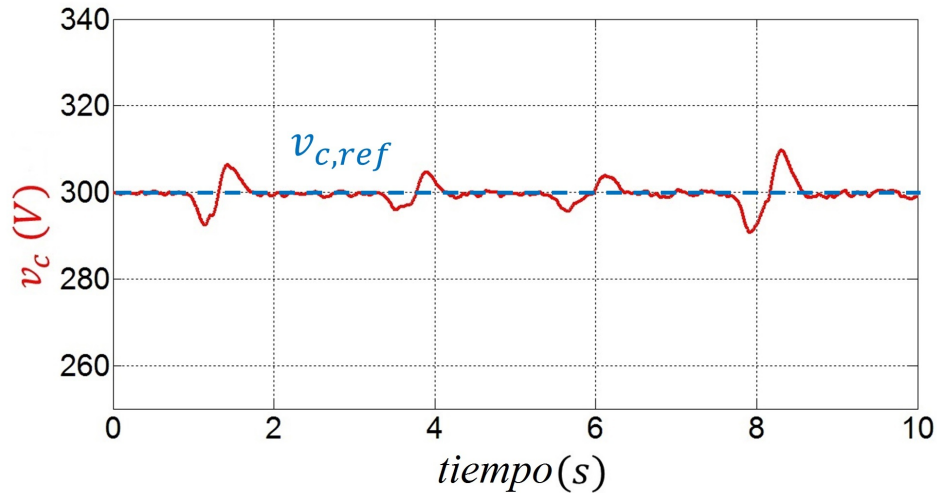
(a) Evolución de la corriente de entrada.



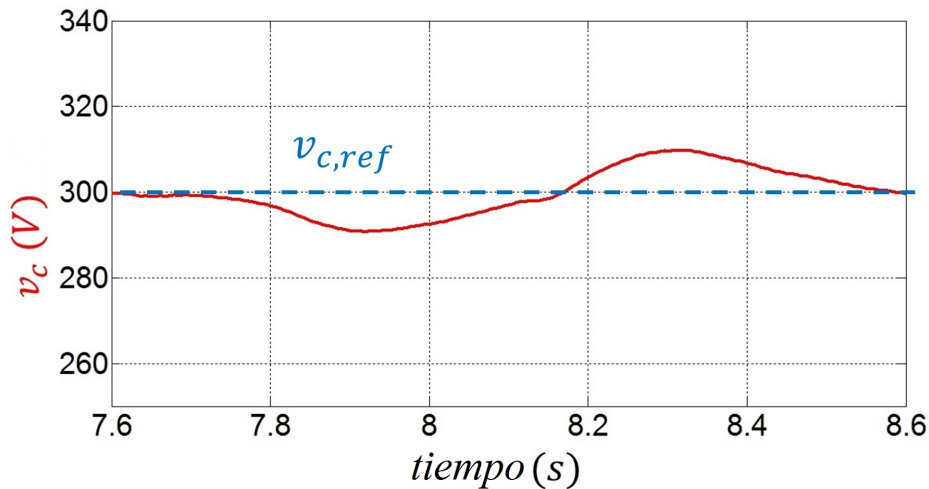
(b) Acercamiento al instante en que ocurre un sag de voltaje.

Figura 5.22: Evolución transitoria de la corriente de entrada ante sags de voltaje.

La Figura 5.23 muestra el rechazo de perturbaciones tipo sag para regular el voltaje de salida v_c al valor deseado de 300 V. Nótese que al ocurrir el sag de mayor magnitud la máxima variación en el voltaje de salida es de aproximadamente 2.33 %, por lo que presenta una buena respuesta ante este tipo de eventos que son comunes en la red eléctrica.



(a) Regulación de v_c ante sags de voltaje.



(b) Acercamiento al instante en que ocurre un sag de voltaje.

Figura 5.23: Respuesta experimental del controlador en la regulación del voltaje de salida ante diversos sags de voltaje.

Las pruebas anteriores dan por concluido los resultados experimentales referidos a la compensación del factor de potencia, el cumplimiento del máximo THD permitido y finalmente al rechazo de perturbaciones en la entrada y carga. Además de lo anterior, se compensa la deficiencia que presentan este tipo de convertidores cuando ocurre el cruce por cero de la corriente de entrada, dado que, en todo instante de tiempo la evolución transitoria de la corriente permanece alrededor del punto de operación deseado (dentro de las señales envolventes a la referencia). Es de gran relevancia hacer notar que el control conmutado de corriente propuesto puede tomar acción de control en sólo dos eventos de conmutación con lo cual se asegura la rápida disminución del error en el problema de seguimiento de la referencia. Las pruebas adicionales realizadas en cuanto a la aplicación de desfases demuestran la versatilidad de la estrategia de control planteada para seguimiento de trayectorias en diversas condiciones de operación. Nótese además que la estrategia de control propuesta puede

ser aplicada a inversores de voltaje ya que comparte la misma estructura que el convertidor estudiado en el presente trabajo de tesis.

Capítulo 6

Contribuciones y conclusiones

Durante el desarrollo del presente trabajo de tesis se lograron ciertas contribuciones al estado del conocimiento del control de convertidores tipo rectificador en términos de estabilidad, controlabilidad y mejora a técnicas de control anteriormente utilizadas.

6.1 Contribuciones

Durante el desarrollo del presente trabajo de tesis se obtuvieron las siguiente contribuciones.

Se desarrolló una estrategia de control donde se omite la utilización de una técnica SPWM y por lo tanto las deficiencias asociadas a está son superadas.

La estrategia desarrollada utiliza la aproximación del sistema a una descripción lineal por pedazos que evita la pérdida de información de rizo o fase que utilizando una descripción promediada o transformaciones de las variables como en el control en el marco de referencia síncrono (DQ).

Se desarrolló un análisis de la pérdida de controlabilidad reportada en la literatura vista como una distorsión en los cruces por cero y se propuso una estrategia de control que evita esta pérdida de controlabilidad.

El control conmutado propuesto es susceptible de utilizarse en una gran variedad de controladores de tipo continuo en el lazo de regulación de voltaje. Este hecho le da una gran versatilidad en cuanto a ser utilizado para otros propósitos de control como puede ser el seguimiento de una corriente de referencia con el fin de controlar el flujo de potencia.

Debido a que la implementación experimental se realizó mediante electrónica analógica hace posible que a futuro pueda desarrollarse un circuito integrado que encapsule en su totalidad el controlador propuesto en el presente trabajo de tesis.

Se presentaron resultados de este trabajo de tesis en el congreso internacional de la sociedad de electrónica industrial (Industrial Electronics Society) 2014 (IECON 2014) con el artículo: Piecewise Hysteresis-Type Control of a Single Phase Active Three-Level Rectifier with Low THD.

Se mostró que analizar un convertidor como un sistema conmutado lineal permite hacer que

su evolución puede ser confinada en una vecindad suficientemente pequeña del origen, usando una conmutación dependiente del tiempo.

Se escribió un artículo en la revista Control Engineering Practice de la editorial Elsevier con el título: Controllability of rectifiers and three point hysteresis line current control. Vol. 55, pp. 212-225, 2016.

Se escribió un artículo con las características relevantes del desarrollo experimental y fue sometido a la revista IEEE Latin America Transactions con el título: On the implementation of advanced hybrid controllers of AC/DC converters.

6.2 Conclusiones

El estudio en esta tesis se centro en el análisis de un rectificador PWM (tipo puente completo), el modelado para propósitos de control y el diseño de una ley de control conmutada para la corriente con el objetivo de cumplir con requerimientos normativos de distorsión armónica total, compensación del factor de potencia, así como también, la regulación del voltaje de salida en presencia de perturbaciones de tipo depresión (sag de voltaje) en el voltaje de entrada y reducción en la resistencia de carga. El análisis y modelado del rectificador se realizó utilizando una descripción lineal por pedazos ya que permite tener indicio en forma precisa de los transitorios de corriente y de esta forma en conjunto con un control conmutado de corriente establecer un control sobre el rizo y disminuir las afectaciones derivadas de ello. Al control conmutado de corriente se le adicionó un lazo de regulación del voltaje de salida y rechazo de perturbaciones con el objetivo de diseñar la corriente de referencia. Tomando en cuenta la problemática y los objetivos planteados al inicio del presente trabajo de tesis se obtuvieron los siguientes resultados.

- La problemática presentada en el control de corriente por histéresis (distorsión en los cruces por cero) se abordó mediante el diseño de una ley de control conmutada de corriente. Se mostró como la distorsión en los cruces por cero se debe a la activación de modos no adecuados para mantener la evolución de la corriente alrededor de la referencia, es decir, se pierde controlabilidad por un determinado intervalo de tiempo definido como T_d . El control conmutado de corriente propuesto define la secuencia de modos adecuada para mantener siempre a una tasa fija la convergencia de la corriente alrededor de la referencia.
- Se establecieron condiciones de controlabilidad para el rectificador estudiado por medio del análisis del sistema como un sistema conmutado. El resultado fue la designación de las secuencias de activación de modos para el ciclo completo de operación del rectificador y se estableció cual secuencia (Modo 1, Modo -1) genera problemas de controlabilidad.
- Fue propuesta una lógica de conmutación en los interruptores dada por intervalos de tiempo definidos por el cruce por cero de la referencia y si el sistema evoluciona dentro del intervalo t_{sw} o no. El resultado fue el diseño de un controlador conmutado de corriente donde por medio del establecimiento de bandas (j_u y j_l) alrededor de la referencia y de la evolución transitoria de la corriente se elige el modo a activarse.

Cada vez que el transitorio de corriente alcanza alguna banda, se activa algún modo previamente definido en la secuencia, es decir, se manda una señal de conmutación a los interruptores que conforman el modo. La señal de conmutación representa la señal PWM necesaria para activar los interruptores y es dada en forma directa sin necesidad de requerir algoritmo adicional como en el caso de una señal SPWM (Modulación en ancho de pulso sinusoidal).

- El controlador conmutado de corriente se diseñó en conjunto con un controlador PI con el propósito de rechazar perturbaciones de tipo sag y de disminución en la carga de salida. El controlador en conjunto es definido como un controlador híbrido ya que conjunta una dinámica continua dada por el controlador Proporcional-Integral y una dinámica discreta originada en el control conmutado de corriente. Aunque el controlador se diseñó para operar el rectificador PWM con un factor de potencia unitario, el controlador es susceptible de operar en escenarios donde exista desfase entre la corriente de entrada (i_{in}) y el voltaje de entrada (v_s) y aún así lograr que la evolución del sistema se mantenga dentro de las bandas a todo instante de tiempo.
- Todo el diseño de la estrategia de conmutación, secuencias y lazos de control se implementaron experimentalmente mediante la utilización de circuitos electrónicos, dispositivos eléctricos y con el fin de corroborar lo planteado teóricamente se midieron y observaron las señales características del sistema y del controlador con sistemas de adquisición de datos y equipo de medición electrónico.
- Resultados teóricos y prácticos fueron reportados en artículos de conferencia y de revista arbitrados.

En forma general esta tesis da evidencia experimental de que los resultados obtenidos teóricamente pueden ser aplicados en el control de convertidores de tipo rectificador. En particular, se mostró como utilizando un control conmutado de corriente es posible resolver el problema del control de corriente por histéresis que es el de limitar la corriente mediante el planteamiento de bandas envolventes a la corriente de referencia evitando distorsiones de la corriente en los cruces por cero. El desarrollo experimental además, mostró que existe una facilidad de implementación del controlador mediante circuitos analógicos, así como viabilidad y el buen desempeño del controlador propuesto. El hecho de realizar toda la implementación mediante electrónica analógica hace posible que a futuro pueda desarrollarse un circuito integrado que encapsule en su totalidad el controlador planteado en el presente trabajo de tesis.

6.3 Trabajo futuro

La estrategia de control planteada fue probada en un convertidor PWM monofásico pero también es susceptible de ser aplicada a diversos convertidores que comparten un comportamiento similar o tienen interconexión a la red eléctrica. Como trabajo a futuro queda que la estrategia de control sea extendida a los siguientes casos:

1. En el caso de un rectificador PWM trifásico, la distorsión presentada en los cruces por cero puede ser minimizada mediante una estrategia de control utilizando el mismo criterio presentado en esta tesis pero utilizando referencias desfasadas 120° . En este caso existirían 3 posibles secuencias de conmutación ya que ahora se constituiría el convertidor de 6 interruptores.
2. Debido a la capacidad de la estrategia planteada de poder seguir referencias de corriente con desplazamiento en la fase es posible utilizarla en la compensación de desviaciones de sistemas eléctricos para diversos propósitos. Una posible aplicación de lo anterior es en el diseño de un corrector del factor de potencia (PFC).
3. Inversores de voltaje. Es posible que la estrategia sea aplicada a inversores monofásicos debido a que comparte similitud de operación con el rectificador monofásico estudiado (estructura tipo puente completo). En este caso, las ondas de salida del inversor son de tipo sinusoidal y por medio del controlador conmutado de corriente propuesto en la presente tesis se puede controlar la demanda de corriente en fase cuando se presenten cargas que puedan desviar la fase como lo son las cargas inductivas.
4. Con respecto al análisis realizado con herramientas de sistemas conmutados queda como trabajo a futuro realizar un análisis mas exhaustivo de la controlabilidad y estabilidad del sistema estudiado para que pueda ser extendido a casos mas generales.
5. Como trabajo a futuro también queda realizar la implementación del controlador propuesto en conjunto con otro tipo de controladores continuos con el fin de corroborar su buen desempeño en diversos escenarios.

Bibliografía

- [1] «1159-2009 - IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality», *IEEE Standard - IEEE Power and Energy Society*, págs. c1-80, 2009.
- [2] «100-2000 - IEEE 100 The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms Seventh Edition», *IEEE Standard*, 2007.
- [3] «CFE L0000-45 - Desviaciones Permisibles en las Formas de Onda de Tensión y Corriente en el Suministro y Consumo de Energía Eléctrica», *Norma de referencia y especificación CFE*, 2005.
- [4] «Study of typical PQ phenomena-EPRI (Electric Power Research Institute) 2001», *Power Quality Analysis- National Joint Apprenticeship and Training Committee for the Electrical Industry and Dranetz-BMI*, 2010.
- [5] PÉREZ R. J., NÚÑEZ J. C., AND CÁRDENAS G. V., «Control lineal para un rectificador monofásico PWM puente completo», *RIIE&C, Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación*, Vol. 7, issue 2, págs. 8-15, 2009.
- [6] MIRANDA U. A. , AREDES M., AND ROLIM L. G. B., «A DQ synchronous reference frame control for single-phase converters», *IEEE Annual Power Electronics Specialist Conference*, July 2005.
- [7] PARK, R.H., «Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I», *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Vol. 48, issue 3, págs. 716–727, 1929.
- [8] GONZÁLEZ M., CÁRDENAS V., PAZOS F., «DQ transformation development for single-phase systems to compensate harmonic distortion and reactive power», *CIEP 2004. 9th IEEE International Power Electronics Congress*, October 2004.
- [9] SALAET, J., ALEPUZ, S., GILABERT, A., AND BORDONAU, J. , «D-Q modeling and control of a single-phase three-level boost rectifier with power factor correction and neutral-point voltage balancing», *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2002*, Vol. 2, 2002.
- [10] DE GUSSEMÉ, K., VAN DE SYPE, D. M. , RYCKAERT, W. R., DE VLEESCHAUWER, V. A. , AND MELKEBEEK, J. A.. , «Zero-crossing distortion in grid-coupled AC-DC converters», *Proceeding of the European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2005*, pp. 1-10.

- [11] KAZMIERKOWSKI, M. P. AND MALESANI, L., «Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey», *IEEE Transactions in Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 5, October 1998.
- [12] LIRA, J., VISAIRÓ, N., NÚÑEZ, G. AND RAMÍREZ, A., «A Robust Nonlinear Control Scheme for a Sag Compensator Active Multilevel Rectifier Without Sag Detection Algorithm», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 8, October 2012.
- [13] RAMÍREZ-LOPEZ, A.R., LIRA-PÉREZ, J.J., VISAIRÓ-CRUZ, N., AND NUÑEZ-GUTIÉRREZ, C.A., «Input-Output Linearization of a Single-Phase Active Multilevel Rectifier in D-Q Synchronous Reference Frame», *12th International Power Electronics Congress (CIEP)*, August 2010.
- [14] KHAZRAEI, M. F., SEPAHVAND, H., AND CORZINE, K. A., «Hysteresis-based Control of a Single-Phase Multilevel Flying Capacitor Active Rectifier», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28 No. 1, January 2013, pp. 154-164.
- [15] MIDDLEBROOK, R.D. AND ČUK, S., «A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages», *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 1976.
- [16] LEE, P.W., LEE, Y.-S., CHENG, D.K.W., AND LIU, X.C., «Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 4, August 2000.
- [17] ILIC, M. AND MAKSIMOVIC, D., «Averaged Switch Modeling of the Interleaved Zero Current Transition Buck Converter», *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC's*, 2005.
- [18] SUN, J., MITCHELL, D.M., GREUEL, M.F., KREIN, P.T., AND BASS, R.M., «Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode», *IEEE Transactions in Power Electronics*, Vol. 16. No. 4, July 2001.
- [19] QIN, H., AND KIMBALL, J.W., «Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC-DC Converter», *IEEE Transactions in Power Electronics*, Vol. 27. No. 4, April 2012.
- [20] LAI, R., WANG, F., BURGOS, R., BOROYEVICH, D., JIANG, D., AND ZHANG, D., «Average Modeling and Control Design for VIENNA-Type Rectifiers Considering the DC-Link Voltage Balance», *IEEE Transactions in Power Electronics*, Vol. 24. No. 11, November 2009.
- [21] ZHU, H., BURGOS, R.P., LACAUX, F., UAN-ZO-LI, A., LINDNER, D.K., WANG, F., AND BOROYEVICH, D., «Average Modeling of Three-phase and Nine-phase Diode Rectifiers with Improved AC Current and DC Voltage Dynamics», *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, 2005.

- [22] CHINIFOROOSH, S., JATSKEVICH, J., DINAHAHI, V., IRAVANI, R., MARTINEZ, J. A., AND RAMIREZ, A. , «Dynamic Average Modeling of LineCommutated Converters for Power Systems Applications », *IEEE Power and Energy Society General Meeting, PES' 09*, 2009.
- [23] SUBASHINI, N., DHARMALINGAM, V., AND VETRISSELVAN, M., «Active Power Factor Correction Using Hysteresis Current Control of Boost Converter », *Journal of Applied Sciences*, Vol. 14, No. 14, pp. 1648-1652, 2014.
- [24] KIMURA, D. AND SAITO, T. , «Stability Analysis of Switched Dynamical Systems for Effective Switching Strategy of DC/DC Converters », *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON*, 2008.
- [25] SREEKUMAR, C. AND AGARWAL, V. , «Hybrid Control of a Tri-state Boost Converter », *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2006.
- [26] LU, Y., HUANG, X., ZHANG, B., AND YIN, L., «Hybrid Feedback Switching Control in a Buck Converter », *Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics* , 2008.
- [27] CORONA, D., BUISSON, J., DE SCHUTTER, B., AND GIUA A., «Stabilization of switched affine systems: An application to the buck-boost converter », *Proceedings of the 2007 American Control Conference*, 2007.
- [28] PRASAD, K.R., REDDY, P.D., CHAKKRAVAARTHY, M.B., AND ANKAM, K.K., «An Adaptive Sliding Mode Controller for High Power Factor Boost Rectifier in Continuous Conduction mode », *International Journal in Computer Applications*, Vol. 41, No. 14, March 2012.
- [29] WU, F., ZHANG, L., AND WU, Q., «Simple Unipolar Maximum Switching Frequency Limited Hysteresis Current Control for Grid-Connected Inverter », *IET Power Electronics*, Vol. 7, No. 4, March 2014.
- [30] KHAZRAEI, M., SEPAHVAND, H., FERDOWSI, M., AND CORZINE, K.A., «Hysteresis-Based Control of a Single-Phase Multilevel Flying Capacitor Active Rectifier», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 1, January 2013.
- [31] RACHMILDHA, T.D., HAROEN, Y., MUQOROBIN, A., AND RIJANTO, E., «Single Phase Boost Inverter Using Hybrid Modelling Approach», *IEEE Conference on Power Engineering and Renewable Energy*, 2012.
- [32] BAYGI, M.O., GHAZI, R., AND MONFARED, M., «Applying the Min-Projection Strategy to Improve the Transient Performance of the Three-Phase Grid-Connected Inverter», *ISA Transactions*, Vol. 53, No. 4. July 2014.
- [33] NEJADPAK, A. AND TAHAMI, F., «Stabilizing Controller Design for Quasi-Resonant Converters Described by a Class of Piecewise Linear Models», *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, Vol. 61, No. 1. January 2014.

- [34] JIAYING L. AND XIAOBO, W., «A Novel Piecewise Linear Slope Compensation Circuit in Peak Current Mode Control», *IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits, EDSSC*, 2007.
- [35] VAHEDI H., SHEIKHOLESLAMI A., TAVAKOLI M., AND VAHEDI M., «Review and Simulation of Fixed and Adaptive Hysteresis Current Control Considering Switching Losses and High-Frequency Harmonics», *Advances in Power Electronics*, Vol. 2011, 2011.
- [36] BODETTO, M., EL AROUDI, A., CID-PASTOR, A., AND MARTINEZ-SALAMERO, L., «High Performance Hysteresis Modulation Technique for High-order PFC Circuits», *IET Electronics Letters*, Vol. 50, No.2 pp. 113-114, January 2014.
- [37] LIBERZON, D., «Switching in Systems and Control», *Ed. Birkhauser Springer Science and Business Media*, 2003.
- [38] DAYAWANSA, W.P. AND MARTIN, C.F., «A converse Lyapunov for a Class of Dynamical System wich Undergo Switching», *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol. 44, No. 4, pp. 751-760 , 1991.
- [39] LAKSHMIKANTHAM V., LEELA S., AND MARTYNYUK A.A. «Practical Stability of Nonlinear Systems», *Ed. World Scientific*, 1990.
- [40] XU, X. AND ANTSAKLIS, P., «Practical Stabilization of Integrator Switched Systems», *IEEE Proceedings of American Control Conference*, pp. 2767-2772, 2003.
- [41] XU, X., «Practical Stabilizability of a Class of Switched Systems», *Proceedings of the 2004 American Control Conference*, Vol. 50, No.2 pp. 4537-4542, 2004.
- [42] LIN, H. AND ANTSAKLIS, P.J., «Switching Stabilizability for Continuous-Time Uncertain Switched Linear Systems.», *EEE Transactions on Automatic Control, International Symposium on Intelligent Control*, pp. 633-646, 2007.
- [43] ZHAI, G., XU, X., AND HE, S., «Practical Uniform Asymptotic Stabilizability of Switched Systems with Time-Varying Subsystems.», *Proceedings of the 2007 American Control Conference*, pp. 681-686, 2007.
- [44] CHENG, D. AND XI, G.Z., «Stabilization of a Class of Switched Nonlinear System.», *Journal of Control Theory and Applications*, Vol. 4, No. 1, pp. 53-61, 2006.
- [45] LIN, H. AND P. J. ANTSAKLIS, «Stability and Stabilizability of Switched Linear Systems: A Survey of Recent Results.», *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 54, No. 2, pp. 308-322, 2009.
- [46] WIRTH, F., SHORTEN, O.K.R., AND KINGI, C., «Stability Criteria for Switched and Hybrid Systems.», *Journal of Society for Industrial and Applied Mathematics*, Vol. 49, No. 4, pp. 545-592, 2007.
- [47] XU, X. AND ANTSAKLIS, P., «Practical Stabilization of Integrator Switched Systems», *IEEE Proceedings of American Control Conference*, pp. 2767-2772, 2003.

- [48] BARVINOK, A., «A course in convexity», *Vol. 54 of Graduate Studies in Mathematics*, American Mathematical Society, USA, 2002.
- [49] KHAZRAEI, M., SEPAHVAND, H., FERDOWSKI, M., AND CORZINE, K.A., «Hysteresis-based Control of a Single Phase Multilevel Flying Capacitor Active Rectifier», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 1, pp. 154-164, 2013.
- [50] FENGJIANG, W., FAN, F., LINSONG, L., JIANDONG, D., AND LI, S., «Sampling Period Online Adjusting-based Hysteresis Current Control without Band with Constant Switching Frequency», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 1, pp. 270-277, 2015.
- [51] FENGJIANG, W., BO, S., KE, Z., AND LI, S., «Analysis and Solution of Current Zero-Crossing Distortion with Unipolar Hysteresis Current Control in Grid-connected Inverter», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 10, pp. 4450-4457, 2013.
- [52] YONGCHANG, Z., ZHENGXI, L., YINGCHAO, Z., WEI, X., ZHENGGUO, P., AND CHANGBIN, H., «Performance Improvement of Direct Power Control of PWM Rectifier with Simple Calculation», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 7, pp. 3428-3437, 2013.
- [53] LIBERZON, D., «Switching in Systems and Control», *Ed. Birkhauser Springer Science and Business Media*, 2003.
- [54] LIRA, J., VISAIRO, N., NUNEZ, C., RAMIREZ, A., SIRA-RAMIREZ, H., «A Robust Nonlinear Control Scheme for a Sag Compensator Active Multilevel Rectifier without Sag Detection Algorithm», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 8, pp. 3576-3583, 2012.
- [55] MARCHESONI, M., «High Performance Current Control Techniques for Application to Multilevel High-Power Voltage Source Inverters», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, No. 1, pp. 189-204, 1992.
- [56] WU, F., ZHANG, L., AND WU, Q., «Simple unipolar maximum switching frequency limited hysteresis current control for grid-connected inverter», *IET Power Electronics*, Vol. 7, No. 4, pp. 933-945, 2014.
- [57] SUN, J. «On the Zero-Crossing Distortion in Single-Phase PFC Converters», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 3, pp. 685-692, 2004.
- [58] CHEN, H.C. AND LIAO, J.Y. «Modified Interleaved Current Sensorless Control for three-Level Boost PFC Converter with Considering Voltage Imbalance and Zero-Crossing Current Distortion», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 99, No. 1, 2015.
- [59] DE GUSSEMÉ, K., VAN DE SYPE, D., RYCKAERT, W., DE VLEESCHAUWER, V., AND MELKEBEEK, J. «Zero-Crossing Distortion in Grid-Coupled AC-DC Converters», *European Conference on Power electronics and Applications*, 2005.

- [60] QU, X. AND RUAN, X. «A Scheme for Improving Input Current Zero-Crossing Distortion of Single-Phase Power-Factor-Correction Converters», *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006.
- [61] YAO, W., LV, Z., ZHANG, M., AND LIN, Z. «A Novel SVPWM Scheme for Vienna Rectifier without Current Distortion at Current Zero-Crossing Point», *23rd IEEE Symposium on Industrial Electronics*, 2014.
- [62] ZHANG, Y., LIU, J., AND ZHANG, C. «A Simple Switched Capacitor Compensator to Minimize Zero-Crossing Distortion in Single-Phase PFC Converters», *8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia*, 2011.
- [63] CERVANTES, I., MENDOZA-TORRES, A., EMADI, A., AND DIAZ-DIAZ, I.A. «Robust switched current control of converters», *IET Control Theory Applications*, Vol. 7, No. 10, pp. 1398-1407, 2013.