



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Maestría

Análisis y simulación de un regulador conmutado
para centro de datos con rectificador multinivel sin
puente de diodos con corrección del factor de
potencia

presentada por

Ing. Ana Luz Hernández Trujillo

como requisito para la obtención del grado de
**Maestra en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis

Dr. Carlos Aguilar Castillo

Codirector de tesis

Dr. Carlos Daniel García Bertrán

Cuernavaca, Morelos, México. Noviembre de 2021.



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ing. Electrónica

Cuernavaca, Mor.,
No. de Oficio:
Asunto:

24/noviembre/2021

DIE/174/2021

Aceptación de documentos de
tesis

DR. CARLOS MANUEL ASTROGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO

PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial de la C. Ing. Ana Luz Hernández Trujillo, con número de control M19CE035 de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "Análisis y Simulación de un Regulador Conmutado para Centro de Datos con Rectificador Multinivel sin Puente de Diodos con Corrección de Factor de Potencia" y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 3581040

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Carlos Daniel García Beltrán
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 8699605

REVISOR 1

Dr. Jesús Aguayo Alquicira
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 4706315

REVISOR 2

Dr. Ricardo Ejiu Lazoya Ponce
Doctor en Ciencias Aplicadas
Cédula profesional 11106825

Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 9884229

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera- jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
HEE/mrsr



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Subdirección Académica

Cuernavaca, Mor.,

No. de Oficio:

Asunto:

01/diciembre/2021

SAC/156/2021

Autorización de

impresión de tesis

**ANA LUZ HERNÁNDEZ TRUJILLO
CANDIDATA AL GRADO DE MAESTRA EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E**

Por este conducto tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Análisis y Simulación de un Regulador Conmutado para Centro de Datos con Rectificador Multinivel sin Puente de Diodos con Corrección de Factor de Potencia", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

"Excelencia en Educación Tecnológica"
"Educación Tecnológica al Servicio de México"

**DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO**



C.c.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera. Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Expediente
CMAZ/CHG



Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C. P. 62490,
Cuernavaca, Morelos Tel. (01) 777 3 62 77 73, ext. 4104,
e-mail: acad_cenidet@tecnm.mx
www.tecnm.mx | www.cenidet.tecnm.mx



Dedico esta tesis

A mi familia por apoyarme siempre
y a todas las personas que han creído en mí y me han permitido aprender de ellos.

Muchas gracias

AGRADECIMIENTOS

A mi mamá Esperanza Trujillo Munguía por su apoyo y amor incondicional, por enseñarme que con esfuerzo y perseverancia todo es posible. Porque gracias a tu esfuerzo he llegado hasta donde estoy ahora. Todo lo que soy es gracias a ti. Muchas gracias.

A mi familia hermanas, tías, tíos y abuela por el apoyo que me han dado a lo largo de mi vida y motivarme a seguir adelante.

A Brandon Garay Ariza por su apoyo, motivación y por estar siempre en los buenos y malos momentos.

A mi director de tesis, el Dr. Carlos Aguilar Castillo por darme la oportunidad de ser su tesista, por su paciencia, por su disponibilidad y por compartir su conocimiento conmigo.

A mi codirector de tesis, el Dr. Carlos Daniel García Beltrán por su apoyo y sus consejos.

A mis revisores el Dr. Jesus Aguayo Alquicira, el Dr. Ricardo Eliu Lozoya Ponce y el Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel por sus valiosos comentarios que me permitieron fortalecer el presente trabajo de tesis.

A mis profesores de electrónica de potencia por su dedicación, su impecable enseñanza y por compartir sus conocimientos conmigo.

A mis compañeros de generación América, Nancy, Carmen, Lucho, Gabriel, Omar, Luigi, Jorge, Eduardo y Adán que, aunque no pudimos convivir tanto tiempo tenemos una gran amistad.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) por darme la oportunidad de cursar mis estudios de maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico otorgado para realizar mis estudios de maestría.

RESUMEN

Desde inicios del uso de energía eléctrica prácticamente la totalidad de su distribución se lleva a cabo en corriente alterna. Sin embargo, hoy en día la gran mayoría de los equipos eléctricos y electrónicos utilizan corriente directa, por ejemplificar, computadoras, celulares, pantallas, iluminación, etc., aún cuando se conectan a corriente alterna, estos usan corriente directa. En la industria sucede lo mismo, por ejemplo, se utilizan motores de corriente directa, y cuando se requieren motores de corriente alterna es muy común emplear variadores de velocidad o algún dispositivo electrónico para controlar el funcionamiento de estos equipos, estos a su vez emplean corriente directa. Además, existen aplicaciones que han aumentado continuamente su demanda de energía o mejorado sus procesos mediante nuevas técnicas de conversión, por ello, para una mejor eficiencia y debido a los niveles de potencia necesarios, la alimentación de estas aplicaciones se realiza a través de una red de media tensión.

La forma más simple de llevar a cabo la rectificación es mediante el uso de diodos, sin embargo, al implementar un rectificador sin puente de diodos es posible obtener ventajas adicionales y realizar la corrección del factor de potencia en una sola etapa.

En esta tesis se presenta el análisis de un rectificador multinivel sin puente de diodos comparando las tres técnicas de control de corriente más comunes para la corrección del factor de potencia. Estas técnicas de control son: control modo corriente promedio, control modo corriente pico y control por histéresis. En el caso de la técnica de control por histéresis se realizaron pruebas con tres anchos de ventanas de histéresis distintos.

También se presenta el análisis de un regulador conmutado con rectificador multinivel sin puente de diodos para centro de datos. El regulador conmutado consiste en el rectificador sin puente de diodos seguido de un convertidor CD-CD puente completo en cada uno de los niveles. Se presenta la comparación de las tres técnicas de control aplicadas en el regulador conmutado.

El análisis y desempeño del rectificador multinivel y el regulador conmutado fue validado mediante simulación para verificar su correcto funcionamiento. Entre los resultados obtenidos mediante simulación se obtuvo un factor de potencia igual o superior a 0.94 con las tres técnicas de control empleadas.

ABSTRACT

Since the beginning of the use of electrical energy, practically all of its distribution has been carried out in AC. Nowadays, many of the electrical and electronic equipment uses DC, for example, computers, cell phones, lighting, etc., even when this equipment is connected to AC, they use DC. In industry the same thing happens, for example, DC motors are used, and when AC motors are required, it is very common to use variable speed drives or some electronic device to control the operation of this equipment. In addition, some applications have been continuously increasing their demand of power or improve their processes through new conversion techniques, therefore, for better efficiency and due to the power levels required, the power supply of these applications is done through a medium voltage network.

The easiest way to carry out the rectification is by using diodes, however, by implementing a bridgeless rectifier it is possible to obtain additional advantages and perform the power factor correction in a single stage.

This thesis presents the analysis of a multilevel bridgeless rectifier and the comparison of the three most common current control techniques for power factor correction. These control techniques are: average current mode control, peak current mode control and hysteresis control. In the case of hysteresis control technique, three tests were performed with different hysteresis bandwidths.

The analysis of a switched regulator with multilevel bridgeless rectifier for data center is also presented. The switched regulator consists of the bridgeless rectifier followed by a full bridge DC-DC converter at each level. The comparison of the three control techniques applied in the switched regulator is presented.

The analysis and performance of the multilevel bridgeless rectifier and the switched regulator were validated by simulation to verify their correct operation. Among the results obtained by simulation, a power factor equal or higher than 0.94 was obtained with the three control techniques used.

CONTENIDO

RESUMEN	III
ABSTRACT	IV
CONTENIDO	V
LISTA DE FIGURAS	VII
LISTA DE TABLAS	X
ACRÓNIMOS.....	XI
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 Antecedentes	2
1.1.1 Alimentación de <i>data centers</i>	4
1.1.2 Factor de potencia	5
1.1.3 Distorsión armónica total.....	6
1.2 Estado del arte.....	6
1.2.1 Técnicas de corrección del factor de potencia	6
1.2.2 Rectificador sin puente de diodos	8
1.2.3 Rectificador multinivel sin puente de diodos	10
1.2.4 Conclusiones de la revisión del estado del arte	11
1.3 Planteamiento del problema	12
1.4 Objetivos	13
1.4.1 Objetivo general	13
1.4.2 Objetivos específicos	13
1.5 Propuesta de solución	13
1.6 Alcances y limitaciones.....	14
CAPÍTULO 2 RECTIFICADOR MULTINIVEL SIN PUENTE DE DIODOS	15
2.1 Introducción.....	16
2.2 Fundamentos de operación	16
2.2.1 Diseño del rectificador multinivel sin puente de diodos.....	18
2.3 Control para la corrección del factor de potencia	19
2.3.1 Control modo corriente promedio.....	20
2.3.2 Control modo corriente pico.....	21

2.3.3 Control por histéresis	23
2.4 Encendido de los transistores en un rectificador multinivel con CFP.....	24
2.5 Regulador conmutado	26
2.5.1 Diseño del regulador conmutado	27
CAPÍTULO 3 RESULTADOS DE SIMULACIÓN	29
3.1 Introducción.....	30
3.2 Simulación del rectificador multinivel sin puente de diodos.....	30
3.2.1 Control modo corriente promedio.....	34
3.2.2 Control modo corriente pico.....	36
3.2.3 Control por histéresis	39
3.2.3.1 Escenario de rizo de 0.3 A.....	40
3.2.3.2 Escenario de rizo de 1.6 A.....	41
3.2.3.3 Escenario de rizo de 3.8 A.....	43
3.2.4 Comparativa de los resultados obtenidos.....	44
3.3 Simulación del regulador conmutado.....	44
3.3.1 Control modo corriente promedio.....	46
3.3.2 Control modo corriente pico.....	47
3.3.3 Control por histéresis	48
3.3.3.1 Escenario de rizo de 0.3 A.....	48
3.3.3.2 Escenario de rizo de 1.6 A.....	49
3.3.3.3 Escenario de rizo de 3.8 A.....	50
3.3.4 Comparativa de los resultados obtenidos.....	50
3.3.5 Desbalance en la tensión de los capacitores.....	51
CAPÍTULO 4 CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	53
4.1 Conclusiones.....	54
4.1.1 Conclusiones generales	54
4.1.2 Conclusiones específicas	55
4.2 Trabajos futuros.....	56
Referencias.....	57

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Etapas de un transformador de estado sólido [3].	3
Figura 1.2 a) Uso de un transformador de baja frecuencia en la aplicación de tracción. b) Uso de un transformador de alta frecuencia en la aplicación de tracción [5].	4
Figura 1.3 Volante de inercia [6].	4
Figura 1.4 Alimentación eléctrica de <i>data centers</i> [8].	5
Figura 1.5 Ejemplo de técnica de CFP pasiva.	7
Figura 1.6 Técnica de corrección de factor de potencia activa.	7
Figura 1.7 Topología Boost como CFP.	8
Figura 1.8 Flujo de corriente en el rectificador.	9
Figura 1.9 Rectificador sin puente de diodos [19].	10
Figura 1.10 Convertidor multinivel.	10
Figura 1.11 Rectificador multinivel sin puente de diodos [28].	11
Figura 1.12 a) Rectificador con puente de diodos. b) Rectificador sin puente de diodos.	12
Figura 1.13 Circuito de alimentación para <i>data center</i> propuesto.	14
Figura 2.1 Rectificador multinivel sin puente de diodos con tres niveles.	16
Figura 2.2 Circuitos equivalentes durante un periodo de conmutación. a) Carga, b) Descarga del inductor durante el semiciclo positivo. c) Carga, d) Descarga del inductor durante el semiciclo negativo.	17
Figura 2.3 Esquema de control modo corriente promedio.	20
Figura 2.4 Esquema de control modo corriente pico.	22
Figura 2.5 Esquema de control por histéresis.	23
Figura 2.6 Señales de activación de los interruptores.	25
Figura 2.7 Circuito lógico para la conmutación de los interruptores.	26
Figura 2.8 Sistema de alimentación para <i>data center</i> .	26
Figura 3.1 Rectificador multinivel sin puente de diodos simulado en SIMetrix/SIMPLIS.	30
Figura 3.2 Formas de onda del rectificador multinivel sin puente de diodos sin CFP.	31
Figura 3.3 Circuito eléctrico del rectificador sin puente de diodos con CFP.	32
Figura 3.4 Circuito lógico para el encendido de los interruptores.	33
Figura 3.5 Pulsos de conmutación de los interruptores.	33
Figura 3.6 Esquema de control modo corriente promedio simulado.	34
Figura 3.7 Tensión y corriente de referencia del control modo corriente promedio.	34
Figura 3.8 Tensión y corriente de entrada con control modo corriente promedio.	35
Figura 3.9 Corriente del inductor con control modo corriente promedio.	35
Figura 3.10 Tensión de salida en cada nivel.	36
Figura 3.11 Esfuerzos de tensión en los interruptores de salida en cada nivel.	36
Figura 3.12 Parámetros de la corriente y tensión de entrada.	36

Figura 3.13 Esquema de control modo corriente pico simulado.	37
Figura 3.14 Tensión y corriente de referencia del control modo corriente pico.....	37
Figura 3.15 Tensión y corriente de entrada con control modo corriente pico.	38
Figura 3.16 Corriente del inductor con control modo corriente pico.	38
Figura 3.17 Tensión de salida en cada nivel.	38
Figura 3.18 Esfuerzo de tensión en los interruptores.	38
Figura 3.19 Parámetros de la corriente y tensión de entrada.....	39
Figura 3.20 Esquema de control por histéresis simulado.	39
Figura 3.21 Formas de onda con el control por histéresis con una ventana de histéresis de 0.3 A.....	40
Figura 3.22 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con un rizo de 0.3 A. .	40
Figura 3.23 Corriente del inductor con un rizo máximo de 0.3 A.	40
Figura 3.24 Tensión de salida en cada nivel con control por histéresis con ventana de 0.3 A.	41
Figura 3.25 Esfuerzo de tensión en los interruptores con control por histéresis con ventana de 0.3 A.....	41
Figura 3.26 Frecuencia de conmutación en los interruptores con control por histéresis con un rizo de histéresis de 0.3 A.....	41
Figura 3.27 Parámetros de corriente y tensión de entrada.	41
Figura 3.28 Formas de onda con control por histéresis con ventana máxima de histéresis de 1.6 A.....	42
Figura 3.29 Frecuencia de conmutación de los interruptores con un rizo de histéresis de 1.6 A.	42
Figura 3.30 Parámetros de la corriente y tensión de entrada.....	42
Figura 3.31 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con ventana máxima de 1.6 A.....	42
Figura 3.32 Corriente del inductor con control por histéresis con ventana máxima de 1.6 A.	42
Figura 3.33 Rizo de histéresis de 3.8 A.....	43
Figura 3.34 Frecuencia de conmutación de los interruptores con un rizo de histéresis de 3.8 A.	43
Figura 3.35 Parámetros de la corriente y tensión de entrada.....	43
Figura 3.36 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con ventana de máxima de 3.8 A.	43
Figura 3.37 Corriente del inductor con control por histéresis con ventana máxima de 3.8 A.	43
Figura 3.38 Regulador conmutado simulado.	45
Figura 3.39 Tensión y corriente de entrada sin control para CFP.	45
Figura 3.40 Tensión de salida sin control para CFP.	45
Figura 3.41 Parámetros de la tensión y corriente de entrada sin control para CFP.....	46

Figura 3.42 Tensión y corriente de entrada con control modo corriente promedio del regulador con CFP multinivel.	46
Figura 3.43 Tensión de salida del regulador con CFP multinivel con modo corriente promedio.	46
Figura 3.44 Parámetros de la tensión y corriente de entrada en el regulador con CFP multinivel con control modo corriente promedio.	47
Figura 3.45 Tensión y corriente de entrada del regulador con CFP multinivel con control modo corriente pico.	47
Figura 3.46 Tensión de salida del regulador con CFP multinivel con control modo corriente pico.	47
Figura 3.47 Parámetros de la tensión y corriente de entrada.	48
Figura 3.48 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con un rizo de 0.3 A. .	48
Figura 3.49 Tensión de salida con control por histéresis con un rizo de 0.3 A.	48
Figura 3.50 Parámetros de la corriente y tensión de entrada con control por histéresis con un rizo de 0.3 A.	49
Figura 3.51 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con un rizo de 1.6 A. .	49
Figura 3.52 Tensión de salida con control por histéresis con un rizo de 1.6 A.	49
Figura 3.53 Parámetros de la corriente y tensión de entrada con control por histéresis con un rizo de 1.6 A.	49
Figura 3.54 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con un rizo de 3.8 A. .	50
Figura 3.55 Tensión de salida con control por histéresis con un rizo de 3.8 A.	50
Figura 3.56 Parámetros de la corriente y tensión de entrada con control por histéresis con un rizo de 3.8 A.	50
Figura 3.57 Tensión de los capacitores en la salida del rectificador con desbalance en el ciclo de trabajo en los convertidores puente completo.	52

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1 Ventajas y desventajas de topologías de rectificadores sin puente de diodos.....	9
Tabla 2.1 Parámetros del rectificador multinivel sin puente de diodos.....	19
Tabla 2.2 Estados de los interruptores durante un ciclo de la tensión de entrada.....	24
Tabla 2.3 Especificaciones para el diseño del convertidor CD-CD puente completo de cada nivel.....	27
Tabla 2.4 Parámetros de los convertidores CD-CD puente completo.....	27
Tabla 2.5 Parámetros del regulador conmutado.....	28
Tabla 3.1 Características de funcionamiento de los diferentes tipos de control para CFP aplicado al rectificador multinivel sin puente de diodos.....	44
Tabla 3.2 Comparación de los diferentes tipos de control para CFP aplicado al regulador conmutado.....	51

ACRÓNIMOS

CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
FP	Factor de potencia
P	Potencia activa
S	Potencia aparente
CFP	Corrección del factor de potencia
THD	Distorsión Armónica Total
CCM	Modo de conducción continuo
PWM	Pulse Width Modulation (Modulación de ancho de pulso)

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN

1.1 Antecedentes

Actualmente, la demanda de uso de energía eléctrica en corriente directa (CD) para diversas aplicaciones ha aumentado, la mayoría de los equipos eléctricos y electrónicos necesitan una fuente de tensión de este tipo de corriente para su funcionamiento. Sin embargo, desde los inicios del uso de energía eléctrica, prácticamente la totalidad de su distribución se lleva a cabo en corriente alterna (CA).

Para realizar la conversión de CA a CD se utilizan convertidores llamados rectificadores. Dentro de la gran cantidad de aplicaciones donde se utilizan rectificadores, algunas de ellas deben conectarse a lo que se denomina media tensión, esto es en el rango de 1 kV a 36 kV. Los transformadores de estado sólido (SST por sus siglas en inglés), la tracción en trenes, los volantes de inercia y los centros de datos (*data center*), son algunas de las aplicaciones en las que no solo es necesario el uso de rectificadores en media tensión, sino que además requiere control, corrección del factor de potencia o bidireccionalidad.

- Transformadores de estado sólido (SST)

Los denominados transformadores de estado sólido, o *solid state transformer*, tienen como objetivo sustituir a los transformadores tradicionales utilizando para su implementación técnicas de conversión de energía en alta frecuencia. Tienen la gran ventaja de que integran nuevas funciones a la operación y gestión de la red eléctrica, además de ser de menor peso que los transformadores convencionales; y es posible integrar funciones de control, monitoreo y gestión de la energía [1], [2]. En la Figura 1.1 se pueden observar las etapas de un transformador de estado sólido. La primera etapa es un filtro EMI, la segunda etapa es el rectificador conectado a media tensión y la tercera etapa es un convertidor CD/CD aislado.

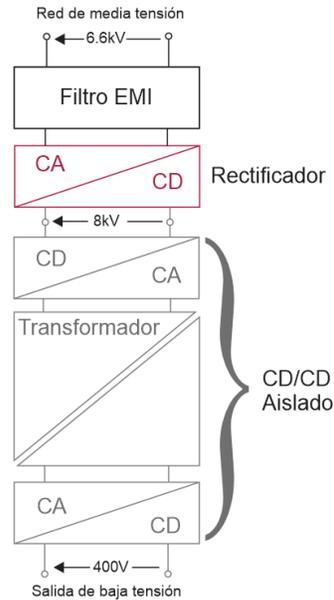


Figura 1.1 Etapas de un transformador de estado sólido [3].

- Tracción en trenes

Otra aplicación de media tensión es la tracción; en esta, la catenaria se encuentra conectada típicamente a 15 o 25 kV y a una frecuencia de 16.7 Hz. En aplicaciones de tracción en trenes, los motores son comúnmente de corriente alterna de tensión no tan alta como la catenaria. Por lo tanto, es necesario bajar la tensión de la catenaria a niveles apropiados para el funcionamiento de los motores, y además integrar funciones de control de velocidad, principalmente.

Una alternativa que se emplea actualmente es como la que se muestra en la Figura 1.2a. En esta alternativa se emplea un transformador de baja frecuencia. Una segunda alternativa, como la mostrada en la Figura 1.2b, es utilizar un transformador de alta frecuencia, el cual resultará pequeño y de menor peso, lo cual es muy importante en las aplicaciones de tracción [4].

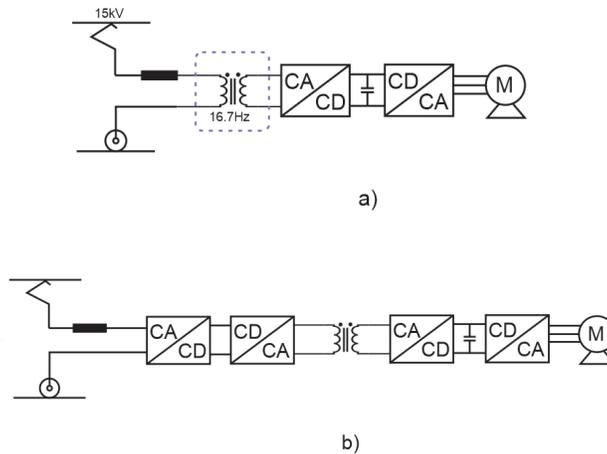


Figura 1.2 a) Uso de un transformador de baja frecuencia en la aplicación de tracción. b) Uso de un transformador de alta frecuencia en la aplicación de tracción [5].

- Volantes de inercia

En su estructura electrónica, los volantes de inercia utilizan un convertidor de potencia que contiene un rectificador y está conectado a un bus de corriente alterna en media tensión (ver Figura 1.3) dado que los volantes de inercia se conectan a media tensión, entonces el rectificador debe tener la capacidad de soportar esos niveles de tensión. En esta aplicación es imprescindible que el rectificador sea bidireccional.

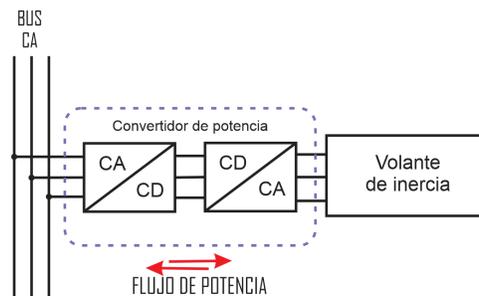


Figura 1.3 Volante de inercia [6].

1.1.1 Alimentación de *data centers*

En la actualidad, debido al rápido crecimiento en el uso de los servicios de internet y el almacenamiento de información digital, los *data centers* se están convirtiendo en uno de los mayores consumidores de electricidad en el mundo [7].

La eficiencia total de este tipo de sistema es bastante baja debido a que el procesamiento de la energía se realiza en varias etapas, y a que la distribución de energía es a bajas tensiones

[8]. Aunque la distribución en baja tensión es aceptable para *data centers* pequeños, para *data centers* más grandes, donde se consumen potencias mayores, la distribución en baja tensión es inconveniente, debido a que es necesario el uso de conductores voluminosos que resultan ineficientes porque las pérdidas de conducción son mayores [9].

Dada la potencia de consumo de algunos *data centers*, es común que se conecten a sistemas trifásicos en media tensión, aunque para la operación de ellos se lleve a cabo la conversión de energía pertinente de acuerdo a los requerimientos [10]. El sistema de alimentación que se utiliza en los *data centers* es del tipo distribuido, en donde se tiene un bus de distribución de CD de 400 V, típicamente [11]. En la Figura 1.4 se muestra un ejemplo de alimentación para *data centers*, como primera etapa se encuentra el rectificador conectado directamente a la tensión de alimentación.

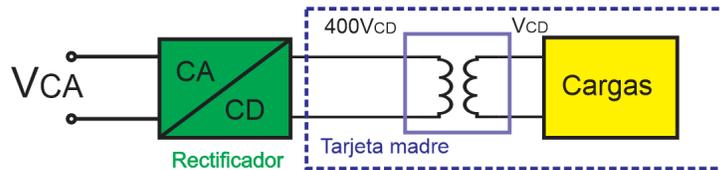


Figura 1.4 Alimentación eléctrica de *data centers* [8].

1.1.2 Factor de potencia

El factor de potencia (FP) es la relación entre la potencia activa (P), expresada en Watts, y la potencia aparente (S), expresada en VA, y se utiliza para determinar la cantidad de energía eléctrica que se transforma en trabajo, su valor se obtiene con la ecuación 1.1.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i \, dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 \, dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 \, dt}} \quad 1.1$$

La potencia activa (P) es el promedio, durante un ciclo, del producto instantáneo de la corriente y la tensión; la potencia aparente (S) es el producto del valor rms de la corriente por el valor rms de la tensión. Si las formas de onda, corriente y tensión, son sinusoidales y se encuentran en fase, el factor de potencia es 1. Si ambas formas de onda, corriente y tensión, son sinusoidales, pero no están en fase, el factor de potencia es el coseno del ángulo de fase entre ellas (ecuación 1.2).

$$FP = \cos \theta \quad 1.2$$

Trabajar con valores bajos de factor de potencia (FP) implica un costo directo para las compañías generadoras de electricidad, ya que, es necesario sobredimensionar los conductores. Por otro lado, provoca la necesidad de incrementar la capacidad instalada para tratar de cubrir la demanda de energía eléctrica.

La forma de onda de tensión que se distribuye es de forma sinusoidal. Entonces, para corregir el factor de potencia (CFP), es necesario moldear la forma de onda de la corriente de entrada y así maximizar la potencia real disponible de la red eléctrica. Idealmente, la carga debe emular una resistencia pura, en cuyo caso la potencia reactiva es cero. La idea principal es que la corriente de entrada tenga la misma forma de onda que la tensión de entrada y estén exactamente en fase [12].

1.1.3 Distorsión armónica total

Otro término para medir la calidad de una forma de onda es la Distorsión Armónica Total (THD por sus siglas en inglés). Es importante obtener un alto factor de potencia, pero también un bajo contenido armónico, la relación entre estos dos términos se muestra en la ecuación 1.3.

$$FP = \frac{\cos \theta}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad 1.3$$

1.2 Estado del arte

Se realizó una revisión del estado del arte en la literatura científica con el fin de conocer más a fondo e identificar los siguientes puntos:

- Técnicas de corrección del factor de potencia
- Topologías de rectificadores sin puente de diodos
- Configuración multinivel para el rectificador sin puente de diodos

La información obtenida en la revisión del estado del arte realizada se muestra en los temas siguientes.

1.2.1 Técnicas de corrección del factor de potencia

Existen dos técnicas comúnmente utilizadas para la corrección del factor de potencia, estas son, las técnicas pasivas y las técnicas activas [13].

- Técnicas pasivas

En la técnica de CFP pasiva se utilizan componentes reactivos como inductores y capacitores, estos componentes se conectan al rectificador. Existen diferentes configuraciones de los componentes en las técnicas pasivas. En la Figura 1.5 se muestra un ejemplo de un circuito en el que se emplea la técnica de CFP pasiva. Esta técnica se caracteriza por ser barata, simple, robusta, confiable y con un alto rendimiento. Sin embargo, sus principales desventajas son que los componentes llegan a ser voluminosos y pesados, y se tiene una mala regulación de la carga.

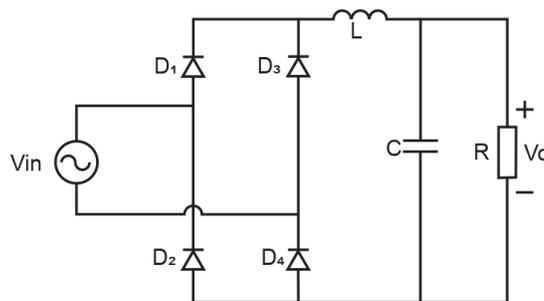


Figura 1.5 Ejemplo de técnica de CFP pasiva.

- Técnicas activas

En esta técnica de CFP se utilizan convertidores conmutados. La idea fundamental es que el convertidor conmutado se comporte como una carga resistiva a la línea de corriente alterna, de esa manera es posible obtener un factor de potencia muy cercano a la unidad. En la Figura 1.6 se muestra el esquema de CFP más utilizado. La primera etapa es el rectificador (en este caso una configuración puente completo de diodos). Posteriormente el pre – regulador, el cual es un convertidor CD-CD que se encarga de corregir el factor de potencia. Seguido al pre – regulador, se conecta otro convertidor CD-CD, éste se utiliza como regulador y la topología dependerá de las necesidades de la carga; por último, se conecta la carga.

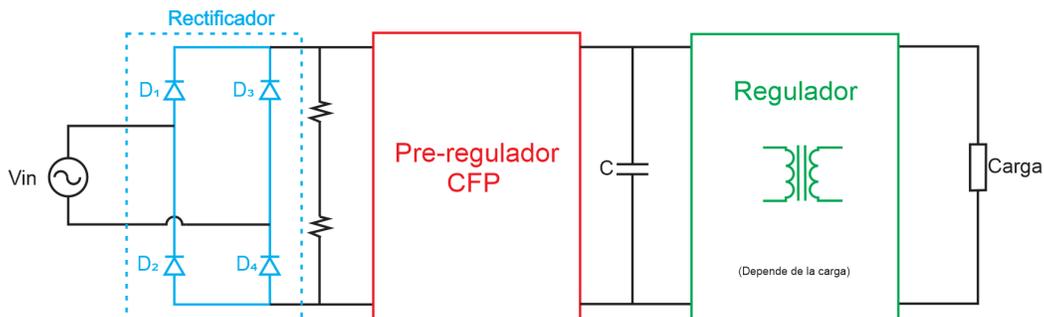


Figura 1.6 Técnica de corrección de factor de potencia activa.

Existen diferentes topologías de convertidores que se utilizan para corregir el factor de potencia, sin embargo, en la Figura 1.7 se muestra el circuito de un convertidor conmutado que se usa típicamente en esta técnica. Se trata de un rectificador basado en puente de diodos seguido de un convertidor CD-CD del tipo Boost.

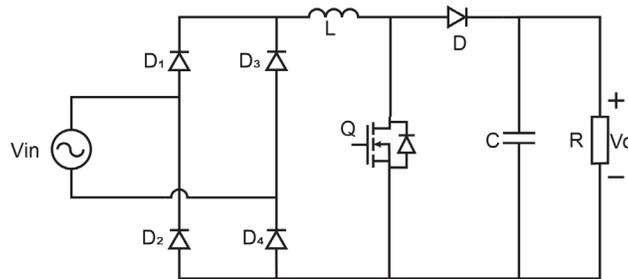


Figura 1.7 Topología Boost como CFP.

La ventaja de las técnicas activas sobre las pasivas es que los convertidores conmutados utilizan frecuencias altas, alrededor de los cientos de kHz, por lo tanto, los componentes son más pequeños en tamaño y peso. Además, es posible obtener un FP muy cercano al ideal. Por otro lado, el costo en las técnicas activas es mayor que en las pasivas.

Otro de los inconvenientes de las alternativas activas es que son más complejas y la eficiencia tiende a ser menor que en las pasivas. La eficiencia se ve reducida debido a que durante cada ciclo de conmutación hay al menos dos diodos y un interruptor activo conduciendo. Si se quiere mejorar esto es necesario buscar alternativas que reduzcan la cantidad de elementos en conducción.

1.2.2 Rectificador sin puente de diodos

Como se mencionó anteriormente, tradicionalmente la conversión de CA a CD se lleva a cabo mediante rectificadores no controlados, es decir, diodos. Algunas de las ventajas de utilizar diodos son su simplicidad, bajo costo y la disposición para aplicaciones de baja y media tensión. El principal problema de utilizar rectificadores basados en diodos es que generan contaminación armónica y, al no ser controlados, no es posible modificar el nivel de tensión obtenido [14].

De acuerdo con la Figura 1.6, el rectificador alimenta la etapa de CFP con la tensión de entrada rectificada. En la Figura 1.8 se puede observar que la corriente de entrada fluye a través de dos diodos cada medio ciclo antes de alimentar al CFP.

- Durante medio ciclo, la corriente fluye por los diodos D_1 y D_4 , líneas de color naranja.
- Durante el otro medio ciclo, la corriente fluye a través de los diodos D_2 y D_3 , líneas color verde.

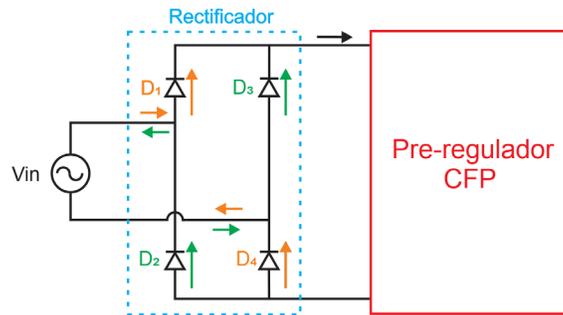


Figura 1.8 Flujo de corriente en el rectificador.

A diferencia de las técnicas de CFP activas, los circuitos sin puente de diodos reducen el número de semiconductores que generan pérdidas, lo que permite aumentar la eficiencia. Además permiten realizar la corrección del factor de potencia en una sola etapa [15], [16].

Existen diferentes topologías de rectificadores sin puente de diodos. En la Tabla 1.1 se presentan las ventajas y desventajas de las principales topologías para rectificadores sin puente de diodos.

Tabla 1.1 Ventajas y desventajas de topologías de rectificadores sin puente de diodos.

Referencias	Topología	Ventajas	Desventajas
[13], [17], [18]	Buck	<ul style="list-style-type: none"> • Proporciona menor tensión que la tensión de línea. 	<ul style="list-style-type: none"> • Bajo factor de potencia. • Incremento en la THD. • Solo para aplicaciones de baja tensión
[19], [20], [21], [22], [23]	Boost	<ul style="list-style-type: none"> • Bajo costo • Estructura simple • Alto factor de potencia • Alta eficiencia • No requieren filtros voluminosos ya que aseguran la supresión de armónicos. 	<ul style="list-style-type: none"> • Difícil aislamiento entre la entrada y la salida. • Tensión de salida mayor que la tensión de entrada. • Corriente de arranque alta.
[13]	Buck-Boost	<ul style="list-style-type: none"> • Puede ser elevador o reductor. 	<ul style="list-style-type: none"> • La corriente de entrada es discontinua pulsante. • Es necesario un filtro para los armónicos de alta frecuencia. • La polaridad de la tensión de salida es negativa.
[13]	SEPIC	<ul style="list-style-type: none"> • Fácil implementación del aislamiento. • Menor rizo de corriente. 	<ul style="list-style-type: none"> • Corriente de salida discontinua
[13]	Cuk	<ul style="list-style-type: none"> • Fácil implementación del aislamiento. • Protección natural contra corrientes de entrada. • Corriente de entrada y salida continuas. 	<ul style="list-style-type: none"> • La polaridad de la tensión de salida es negativa. • Los esfuerzos de tensión en los componentes son altos (V_i+V_o)

En la Figura 1.9 se muestra una estructura de rectificador sin puente de diodos basada en un convertidor Boost. Comparado con el circuito de la Figura 1.7 tiene una estructura más simple.

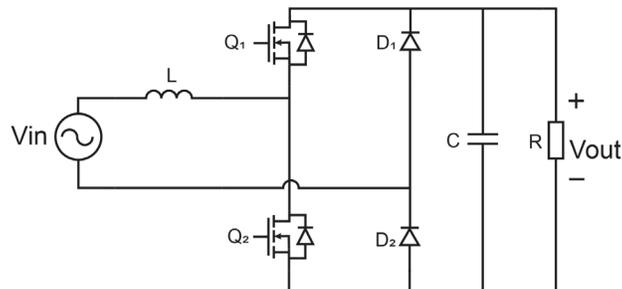


Figura 1.9 Rectificador sin puente de diodos [19].

1.2.3 Rectificador multinivel sin puente de diodos

Existen dos alternativas que permitirían implementar el rectificador sin puente de diodos en aplicaciones de media tensión. La primera opción, es desarrollar tecnología de semiconductores para tensiones más altas y así utilizar las topologías existentes. La segunda opción, es desarrollar topologías de convertidores que permitan utilizar los semiconductores existentes [24].

La desventaja de la primera opción es que la tecnología de semiconductores aún se encuentra en investigación y los semiconductores para niveles de media tensión existentes en el mercado tienen costos elevados. La segunda opción, propone a las topologías multinivel, como la de la Figura 1.10, como una opción para reducir los esfuerzos de tensión en los semiconductores, lo que permite utilizar dispositivos de tensiones menores [25], [26].

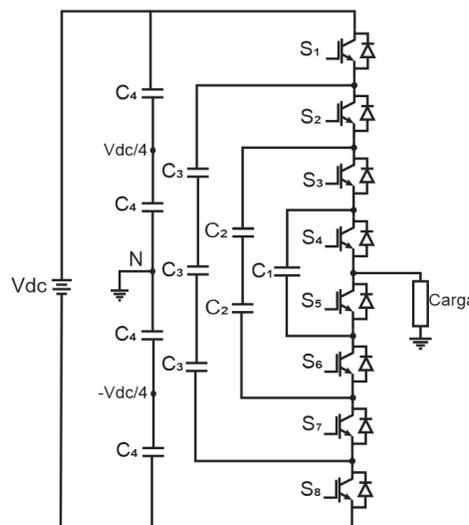


Figura 1.10 Convertidor multinivel.

Al contar con n niveles, el rectificador puede ser conectado directamente a media/alta tensión. Las desventajas de un rectificador multinivel es que la complejidad y el costo se vuelve mayor a tensiones mayores, ya que, si se requiere una tensión mayor en la entrada, es necesario aumentar el número de niveles para reducir los esfuerzos de tensión en los semiconductores hasta la tensión deseada [27].

En la Figura 1.11 se muestra la extensión de un convertidor multinivel a un rectificador multinivel sin puente de diodos, se trata de una topología Boost conectada en cascada.

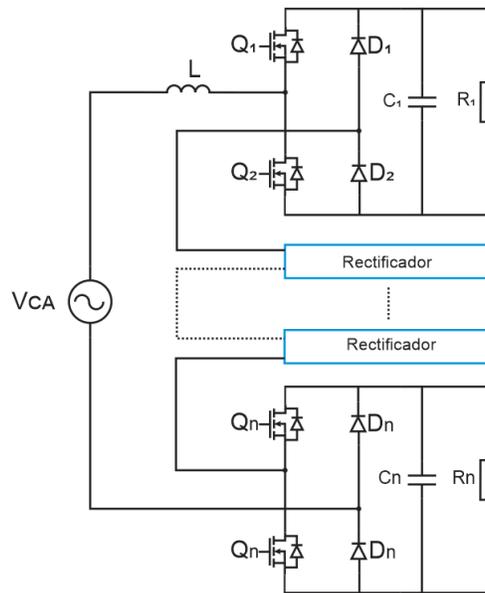


Figura 1.11 Rectificador multinivel sin puente de diodos [28].

1.2.4 Conclusiones de la revisión del estado del arte

Una vez realizada la revisión del estado del arte se obtuvieron las siguientes conclusiones:

- Es importante tener un factor de potencia alto y una THD baja para obtener una buena calidad de energía y tener un mejor aprovechamiento de la misma.
- Existen técnicas que permiten corregir el factor de potencia, las más utilizadas hoy en día son las técnicas activas, que consisten en el uso de un convertidor conmutado conectado después del rectificador. Sin embargo, al utilizar un rectificador sin puente de diodos es posible realizar la corrección del factor de potencia en una sola etapa y además conseguir ventajas adicionales.

- Para utilizar el rectificador sin puente de diodos en aplicaciones de media/alta tensión, la configuración multinivel resulta ser adecuada, ya que permite utilizar semiconductores de tensión de bloqueo menor.

1.3 Planteamiento del problema

En las aplicaciones para media tensión donde la primera etapa de conversión es un rectificador que debe soportar la tensión de alimentación, es decir, de 1 kV a 35 kV, se podría asumir que la forma más simple de implementar el rectificador es mediante un puente de diodos (Figura 1.12a). Sin embargo, la normalización existente, por ejemplo, la norma europea IEC61000-3-2 que aplica a la mayoría de aparatos eléctricos con una potencia de entrada de 75 W o más, obliga a utilizar además alguna técnica de mejora de armónicos inyectados y de corrección del factor de potencia, ello lleva a complicar el esquema de rectificación.

Existen propuestas para integrar la rectificación y la topología de corrección del factor de potencia en una sola etapa, obteniéndose lo que se conoce como rectificadores sin puente de diodos. En la Figura 1.12b se muestra la estructura de un rectificador sin puente de diodos.

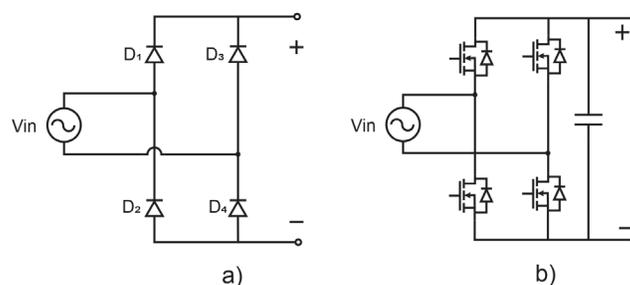


Figura 1.12 a) Rectificador con puente de diodos. b) Rectificador sin puente de diodos.

Al implementar un rectificador sin puente de diodos se podrían obtener las siguientes ventajas [19], [20]:

- Bidireccionalidad
- Regulación
- Corrección del factor de potencia
- Control de armónicos

Para la aplicación de alimentación de *data centers*, el rectificador está conectado a media tensión, por lo tanto, los dispositivos semiconductores que se requieren para los rectificadores

sin puente de diodos tendrían que soportar el rango de media tensión. Pero, hoy en día, los dispositivos semiconductores disponibles comercialmente, a precios razonables, oscilan entre 600 V y 1000 V. Entonces es necesario encontrar alternativas para reducir los esfuerzos de tensión en sus elementos al conectarlos a media tensión.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo general

Validar el uso de un rectificador multinivel sin puente de diodos con corrección del factor de potencia para un regulador conmutado para centro de datos alimentado en media tensión.

1.4.2 Objetivos específicos

- Asimilar las características de funcionamiento de técnicas de control de convertidores multinivel para corrección del factor de potencia.
- Validar el funcionamiento, mediante el diseño y simulación, de un rectificador sin puente de diodos conectado a un convertidor CD-CD, en configuración multinivel.
- Validar el comportamiento del regulador conmutado con corrección del factor de potencia para centro de datos.

1.5 Propuesta de solución

Para esta tesis se propone diseñar y simular un rectificador sin puente de diodos multinivel. Con esta configuración se reducen los esfuerzos de tensión en los componentes, así esta alternativa soluciona el problema de disponibilidad de dispositivos de media tensión. La topología del rectificador es una estructura Boost debido a las ventajas presentadas en la Tabla 1.1.

El regulador conmutado para *data centers* con rectificador multinivel sin puente de diodos que se propone es el mostrado en la Figura 1.13. El circuito consta de tres niveles y está compuesto, en cada uno de ellos, por un rectificador sin puente de diodos, seguido de un convertidor CD-CD puente completo con sus salidas conectadas en paralelo y una tensión de salida de 400 V, que es lo típico en este tipo de aplicaciones.

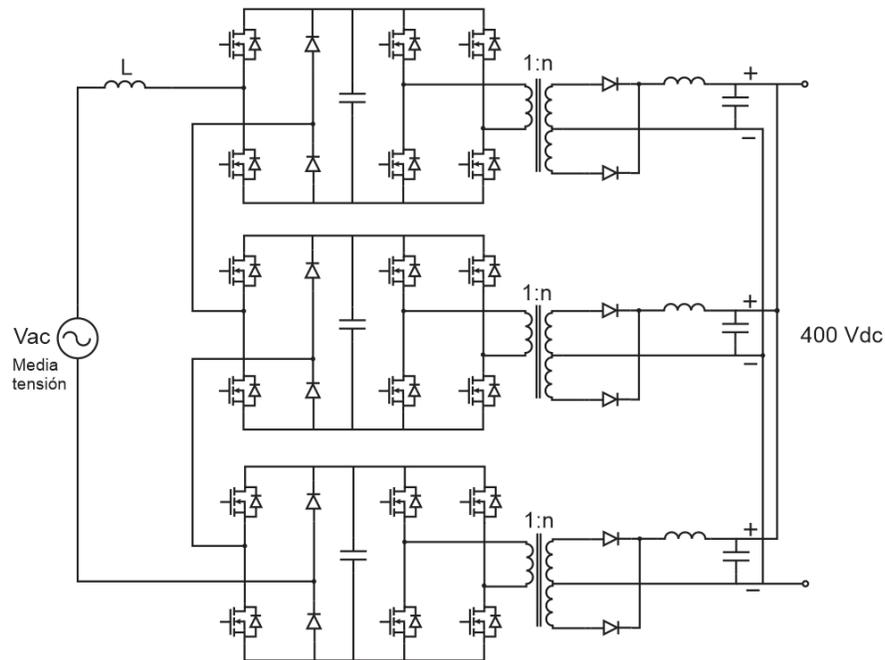


Figura 1.13 Circuito de alimentación para *data center* propuesto.

En este trabajo de tesis, se propone analizar y comparar tres técnicas para la corrección del factor de potencia más comunes, control modo corriente promedio, control modo corriente pico y control por histéresis.

1.6 Alcances y limitaciones

Esta tesis tiene como alcance realizar el diseño y análisis del funcionamiento mediante simulación de un rectificador multinivel sin puente de diodos. Además, se analizan y comparan tres técnicas de control de corriente para CFP: modo corriente promedio, modo corriente pico e histéresis, aplicadas en el rectificador multinivel sin puente de diodos.

También se analiza mediante simulación, el funcionamiento del regulador conmutado para la alimentación de un *data center*. Los parámetros que se comparan de las diferentes técnicas de control para CFP, son principalmente el factor de potencia y la distorsión armónica total.

CAPÍTULO 2 RECTIFICADOR MULTINIVEL SIN PUENTE DE DIODOS

2.1 Introducción

En este capítulo se presenta el principio de operación y el diseño del rectificador multinivel sin puente de diodos de tres niveles. También se describen los tres tipos de controles de corriente más comunes para la corrección del factor de potencia, los cuales son: control modo corriente promedio, control modo corriente pico y control por histéresis.

Además, en este capítulo se analiza el post – regulador conmutado cuya función es agregar aislamiento eléctrico y regulación. El post – regulador está basado en un convertidor con estructura en puente completo con salida en paralelo.

2.2 Fundamentos de operación

El rectificador multinivel sin puente de diodos que se propone como solución es una estructura con tres niveles, basada en una topología Boost conectada en cascada. Nótese que la estructura, a pesar de ser multinivel, solo contiene un único inductor. El circuito eléctrico del rectificador se muestra en la Figura 2.1. Este circuito operando en modo de conducción continuo (CCM, por sus siglas en inglés) tiene dos circuitos equivalentes durante la polaridad positiva de la tensión de entrada, y otros dos diferentes con la polaridad negativa. En la Figura 2.2 se muestran los circuitos equivalentes del rectificador en cada una de las polaridades de la tensión de entrada.

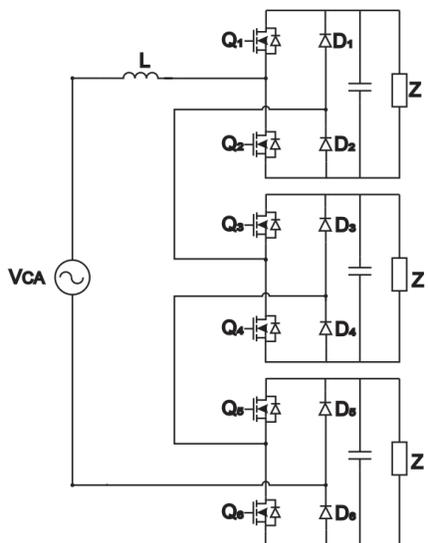


Figura 2.1 Rectificador multinivel sin puente de diodos con tres niveles.

La Figura 2.2a muestra la trayectoria de la corriente durante la carga del inductor durante la polaridad positiva de la tensión de entrada. La Figura 2.2b muestra la descarga del inductor. Las Figuras 2.2c y 2.2d muestran las condiciones anteriores, pero ahora durante la polaridad negativa de la tensión de entrada. Las líneas de color azul en las figuras muestran la trayectoria de la corriente en cada uno de los circuitos equivalentes.

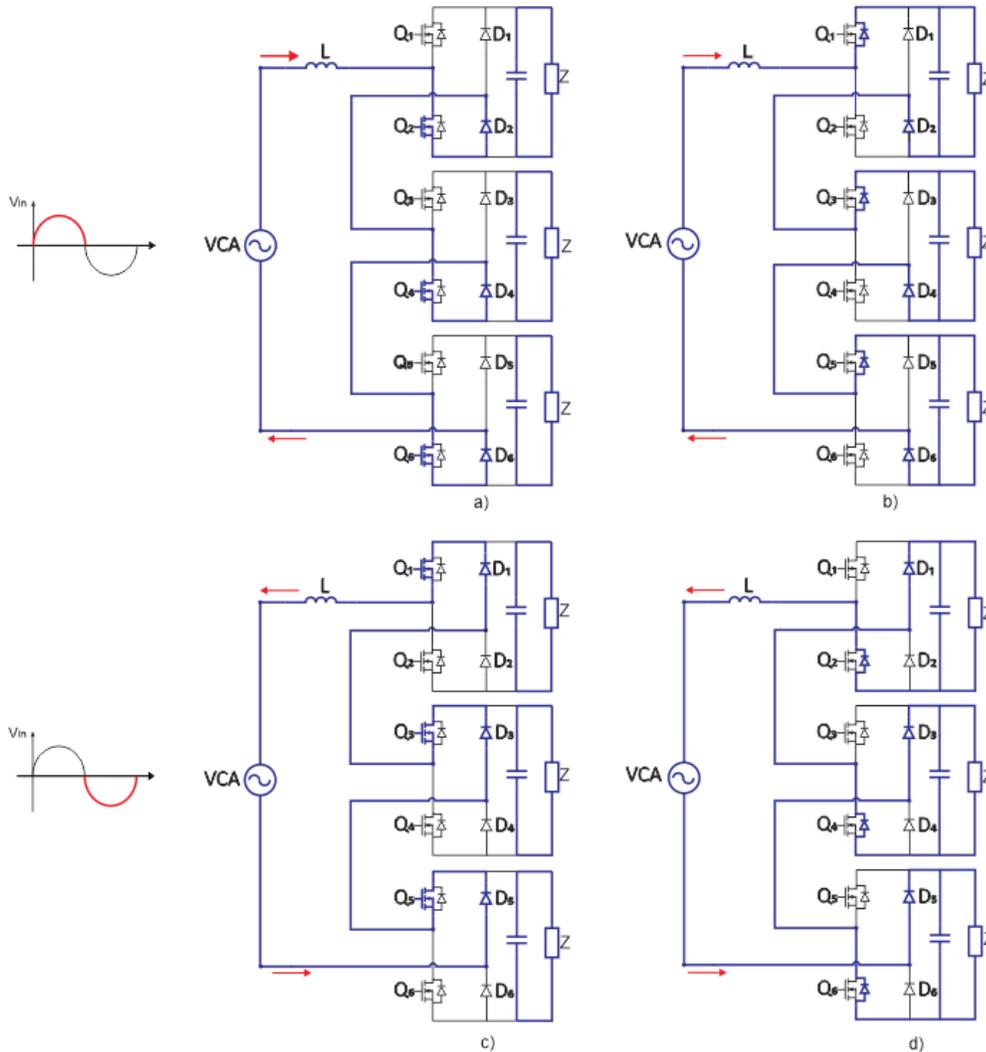


Figura 2.2 Circuitos equivalentes durante un periodo de conmutación. a) Carga, b) Descarga del inductor durante el semiciclo positivo. c) Carga, d) Descarga del inductor durante el semiciclo negativo.

A continuación, se explica con detalle la operación en cada uno de los circuitos equivalentes.

- a) Fase de carga del inductor durante el semiciclo positivo (Figura 2.2a). El inductor L se carga cuando los transistores Q_2 , Q_4 y Q_6 , y los diodos D_2 , D_4 y D_6 , están conduciendo.

Durante este instante, la carga se alimenta por la energía almacenada en el capacitor de salida de cada nivel.

- b) Fase de descarga del inductor durante el semiciclo positivo (Figura 2.2b). En este momento del ciclo positivo, se descarga la energía que se almacenó en el inductor L durante el inciso anterior. La corriente fluye a través de los diodos D_2 , D_4 y D_6 y a través de los diodos internos de los transistores Q_1 , Q_3 y Q_5 .
- c) Fase de carga del inductor durante el semiciclo negativo (Figura 2.2c). Durante la parte negativa del ciclo de la tensión de entrada, la corriente de carga del inductor L circula a través de los diodos D_1 , D_3 y D_5 , y los transistores Q_1 , Q_3 y Q_5 se encuentran encendidos.
- d) Fase de descarga del inductor durante el semiciclo negativo (Figura 2.2d). Durante este momento del semiciclo negativo de la tensión de entrada, se descarga el inductor L. La corriente circula a través de los diodos internos de los transistores Q_2 , Q_4 y Q_6 , mientras los diodos D_1 , D_3 y D_5 también están conduciendo.

2.2.1 Diseño del rectificador multinivel sin puente de diodos

Como se observa en los circuitos equivalentes de la Figura 2.2, la carga y descarga del inductor es similar a la de un convertidor de un nivel, por lo tanto, la ecuación para seleccionar su valor es similar a la reportada previamente, es decir [29]:

$$L = \frac{\eta * V_{RMS}^2}{\%i_{rizo} * f_{sw} * P_{out}} \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_{RMS}}{V_O}\right) \quad 2.1$$

Donde:

- η Eficiencia
- V_{RMS} Tensión rms de entrada
- $\%i_{rizo}$ Porcentaje de rizo de corriente del inductor
- f_{sw} Frecuencia de conmutación
- P_{out} Potencia de salida
- V_O Tensión de salida

El inductor se encuentra antes del rectificador, por lo tanto, su valor no depende el número de niveles que tenga el convertidor, sin embargo, el capacitor de cada nivel soporta la tensión de

salida dividida por el número de niveles, así como también la potencia que debe sostener, es decir:

$$C = \frac{\frac{P_{out}}{n}}{\%V_{rizo} * \omega * \left(\frac{V_o}{n}\right)^2} \quad 2.2$$

Donde:

- n Número de niveles
- ω Frecuencia angular
- $\%V_{rizo}$ Porcentaje de rizo para la tensión de salida

En cuanto a la carga, cada nivel debe alimentar la potencia total entre el número de niveles.

Mediante las ecuaciones 2.1 y 2.2, y con base en criterios mostrados en la Tabla 2.1, se calcularon los parámetros del rectificador multinivel sin puente de diodos de tres niveles, los cuales se muestran al final de la misma tabla.

Tabla 2.1 Parámetros del rectificador multinivel sin puente de diodos.

Parámetro	Valor
Tensión de entrada	1 kVrms
Tensión de salida en cada nivel	500 Vcd
Potencia total	3 kW
Potencia de cada nivel	1 kW
Frecuencia de conmutación	50 kHz
%Rizo de la corriente del inductor	20%
%Rizo de la tensión de salida	5%
Inductor	1.9 mH
Capacitor en cada nivel	212.2 uF

2.3 Control para la corrección del factor de potencia

Las técnicas de control para CFP pueden clasificarse en control de corriente y control de tensión. El control de corriente es la estrategia de control más común ya que, el objetivo principal del CFP es obligar a la corriente de entrada a seguir la forma de onda de la tensión de línea. Es decir, el objetivo del control es emular el comportamiento de las cargas de cada nivel

a cargas puramente resistivas, haciendo que la corriente de entrada tenga la misma forma de onda que la tensión de entrada, consiguiendo así un factor de potencia cercano a la unidad.

Existen diferentes estrategias de control para CFP, en esta tesis se analizan las tres técnicas más comunes: control modo corriente promedio, control modo corriente pico y control por histéresis.

2.3.1 Control modo corriente promedio

Esta estrategia de control está formada por dos lazos de control: un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión. El lazo interno de corriente se encarga de que la corriente del inductor “siga” la forma de onda de la tensión de entrada, mientras que el lazo externo de tensión realiza la regulación de la tensión a la salida. El amplificador de error detecta las variaciones entre la tensión de salida y una tensión de referencia de CD fija. Esta tensión se multiplica con la tensión de línea rectificada para controlar la amplitud de la corriente del inductor, el esquema de este tipo de control se muestra en la Figura 2.3 [30], [31].

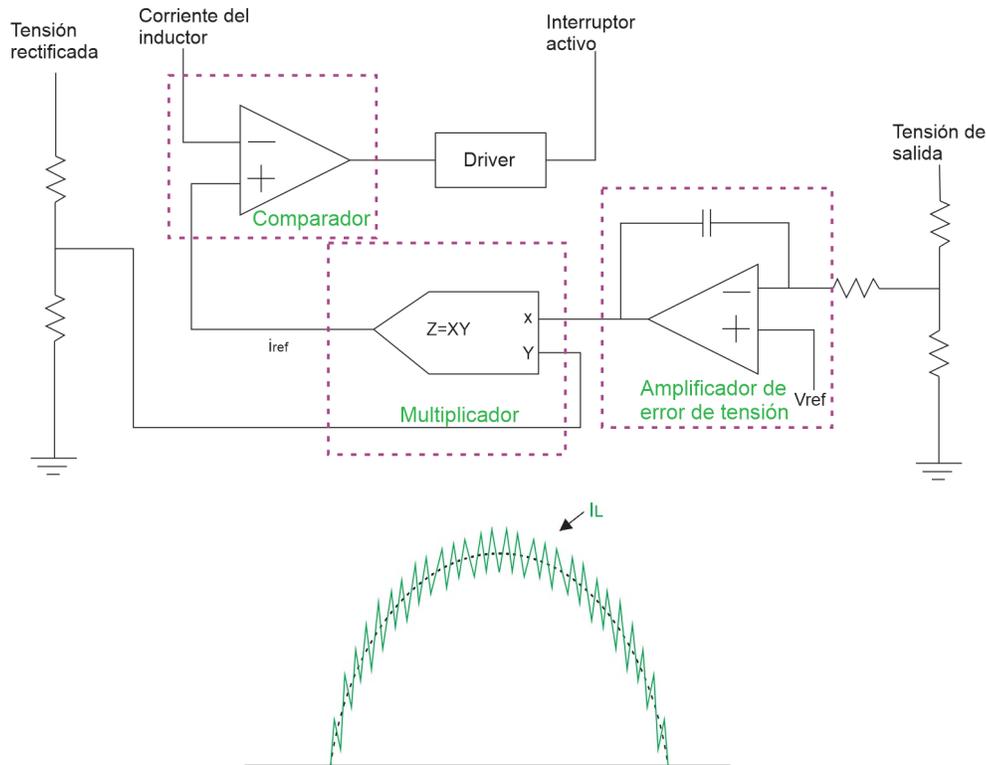


Figura 2.3 Esquema de control modo corriente promedio.

A continuación, se mencionan las ventajas y desventajas de este tipo de control con el convertidor [32], [33].

Ventajas:

- Frecuencia de conmutación constante
- Puede operar en modo de conducción continuo
 - Bajas corrientes RMS
 - Filtro EMI pequeño
- El control es menos sensible a los ruidos de conmutación
- No necesita una rampa de compensación
- Disponibilidad de circuitos integrados para su implementación

Desventajas:

- Es necesario sensar la corriente del inductor
- Se necesita un amplificador de error de corriente

2.3.2 Control modo corriente pico

Esta estrategia de control está formada por dos lazos de retroalimentación, similar al control modo corriente promedio, un lazo externo de tensión y un lazo interno de corriente. El lazo interno es responsable de controlar los valores pico de la corriente del inductor y el lazo externo controla la tensión de salida y la mantiene constante en el valor de referencia predefinido.

En este tipo de control, el interruptor se enciende a una frecuencia constante mediante la señal del reloj y se apaga cuando la corriente del inductor se cruza con la tensión de línea escalada, es decir, en el valor pico de la corriente. Este control es inestable para ciclos de trabajo superiores a 0.5. Para evitar el problema de estabilidad, se añade una rampa de compensación a la forma de onda de la corriente [34], [35]. El esquema de este tipo de control se muestra en la Figura 2.4 [35].

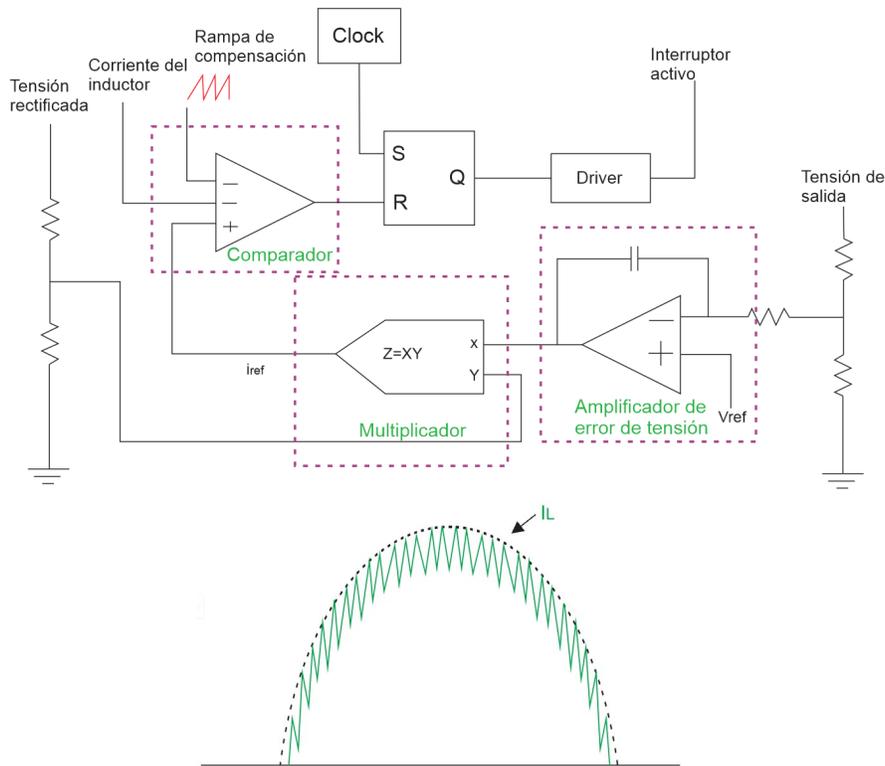


Figura 2.4 Esquema de control modo corriente pico.

A continuación se mencionan algunas ventajas y desventajas de este tipo de control [32], [33].

Ventajas:

- Frecuencia de conmutación constante
- Posibilidad de sensar la corriente del interruptor únicamente
- Es posible limitar la corriente durante la conmutación
- Existen circuitos integrados para su implementación
- Puede operar en modo de conducción continuo
 - Bajas corrientes RMS
 - Filtro EMI pequeño

Desventajas:

- Inestabilidad para ciclos de trabajo superiores a 0.5
- Puede ser necesaria una rampa de compensación
- Sensible al ruido de conmutación

2.3.3 Control por histéresis

En este esquema de control se generan dos referencias de corriente sinusoidales i_{pM} e i_{pL} , las cuales corresponden a los límites máximos y mínimos deseados de la corriente en el inductor. Para conseguir un menor rizado en la corriente de entrada, se utiliza una banda de histéresis estrecha. Sin embargo, cuanto más estrecha sea la banda de histéresis, mayor será la frecuencia de conmutación. El interruptor se enciende cuando la corriente disminuye por debajo del valor de referencia mínimo (i_{pL}) y se apaga cuando la corriente aumenta por encima del valor de referencia superior (i_{pM}) [30], [32]. El esquema de control por histéresis se muestra en la Figura 2.5.

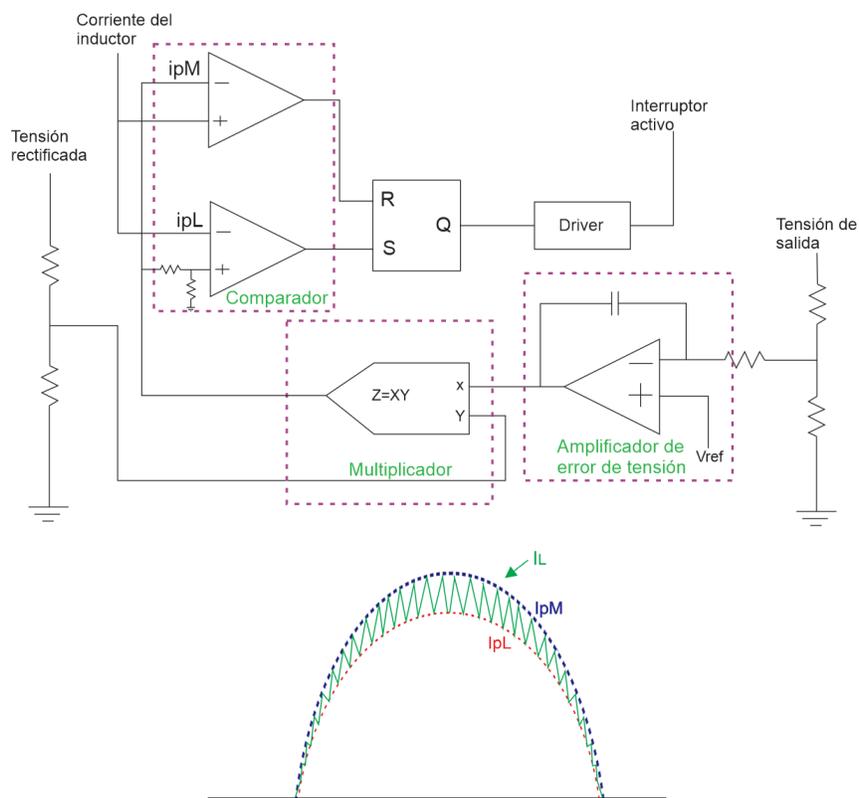


Figura 2.5 Esquema de control por histéresis.

A continuación, se mencionan algunas ventajas y desventajas de este tipo de control [30], [32].

Ventajas:

- No necesita rampa de compensación
- Baja distorsión en la forma de onda de la corriente de entrada

- Existen circuitos integrados para su implementación
- Puede operar en modo de conducción continuo
 - Bajas corrientes RMS
 - Filtro EMI pequeño

Desventajas:

- Frecuencia de conmutación variable
- Es necesario sensar la corriente del inductor
- Sensible al ruido de conmutación

2.4 Encendido de los transistores en un rectificador multinivel con CFP

Como se muestra en la Tabla 2.2, y de acuerdo a los circuitos equivalentes de la Figura 2.2, para el rectificador de tres niveles hay seis casos de estados de conmutación de los interruptores en cada ciclo de la tensión de entrada. En la tabla, PWM indica que el interruptor se conmuta con un patrón PWM de acuerdo con el esquema de control que se implemente. Y 0 indica que el interruptor está apagado. Es importante mencionar que dos interruptores de un mismo nivel no deben estar encendidos al mismo tiempo, ya que, esto provocaría un corto circuito.

Tabla 2.2 Estados de los interruptores durante un ciclo de la tensión de entrada.

		Semiciclo positivo	Semiciclo negativo
Nivel 1	Q1	0	PWM
	Q2	PWM	0
Nivel 2	Q3	0	PWM
	Q4	PWM	0
Nivel 3	Q5	0	PWM
	Q6	PWM	0

Para generar las señales de control de los interruptores en el momento correspondiente de acuerdo con la Tabla 2.2, se utilizan las señales que se muestran en la Figura 2.6.

- La primera forma de onda (V_{in}) corresponde a la tensión de entrada.
- La segunda forma de onda llamada PWM, se obtiene del control para la corrección del factor de potencia aplicado, que en este caso puede ser modo corriente promedio, modo corriente pico o histéresis.

- A partir de la polaridad de la tensión de entrada, se generan los pulsos de referencia “Positivo” y “Negativo”.
- Con un circuito adicional se combinan las señales PWM, Positivo y Negativo para obtener las señales de conmutación para cada uno de los interruptores.

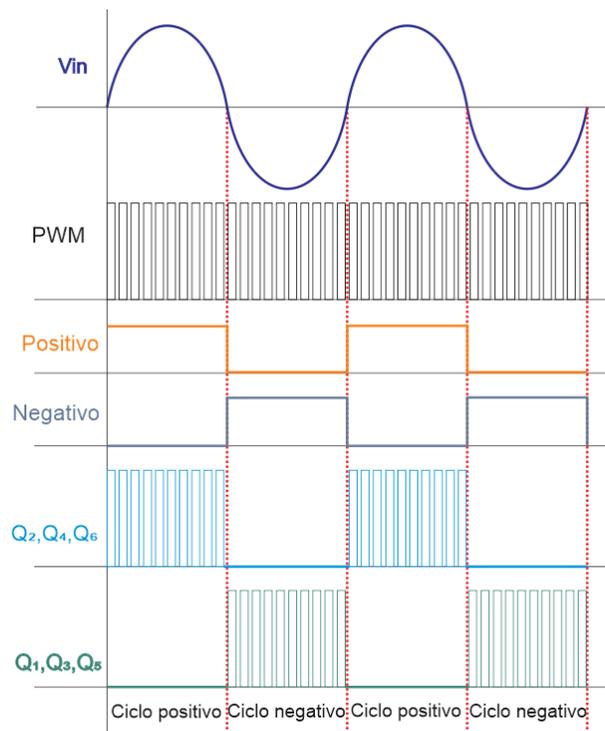


Figura 2.6 Señales de activación de los interruptores.

En la Figura 2.7 se muestra un circuito que se puede utilizar para generar las señales de conmutación de los interruptores explicadas en el párrafo anterior. Primero se detecta la polaridad de la tensión de entrada, como resultado se obtienen las señales que en la Figura 2.6 se llaman “Positivo” y “Negativo”. Posteriormente, mediante compuertas AND, donde una de sus entradas es el pulso de la polaridad positiva o negativa de la tensión de entrada y otra de sus entradas es la señal “PWM” (proveniente del control para la corrección del factor de potencia), se obtienen las señales de conmutación para los interruptores.

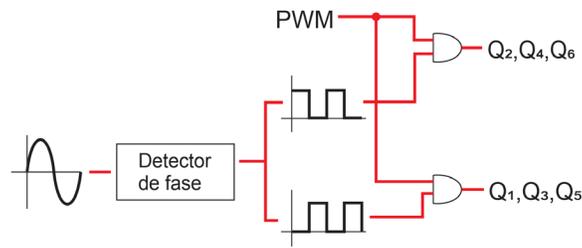


Figura 2.7 Circuito lógico para la conmutación de los interruptores.

2.5 Regulador conmutado

Con el fin de aislar y regular la tensión en un sistema de alimentación para *data center* se propone utilizar el circuito de la Figura 2.8. En el cuadro de color azul se encuentra el rectificador multinivel sin puente de diodos y seguido de este, en cada nivel se conecta un convertidor CD-CD puente completo, cuadro color rosa. Las salidas de los convertidores CD-CD de cada nivel se conectan en paralelo para proporcionar la potencia total a la que se diseña el convertidor.

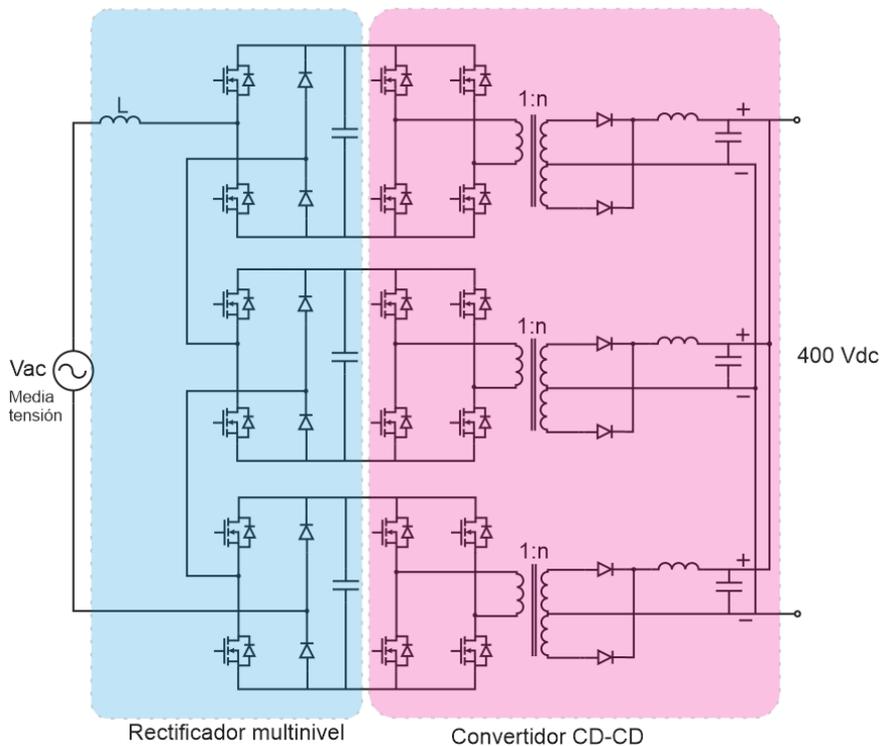


Figura 2.8 Sistema de alimentación para *data center*.

2.5.1 Diseño del regulador conmutado

El regulador conmutado está formado por el rectificador multinivel, el cual se diseñó en las secciones anteriores, y por los convertidores CD-CD puente completo. Los convertidores CD-CD se diseñaron considerando las especificaciones de la Tabla 2.3. La tensión de entrada para cada convertidor CD-CD es la tensión que hay después del rectificador de cada nivel, es decir, 500 V. La tensión de salida del regulador conmutado son 400 V, por lo tanto, la tensión de salida en cada uno de los convertidores CD-CD es de 400 V, ya que, las salidas están conectadas en paralelo. La potencia total del regulador conmutado es de 3 kW, por lo tanto, en cada nivel hay una potencia de 1 kW.

Tabla 2.3 Especificaciones para el diseño del convertidor CD-CD puente completo de cada nivel.

Especificación	Valor
Tensión de entrada	500 V
Tensión de salida	400 V
Potencia	1 kW
Frecuencia de conmutación	50 kHz
% Rizo de tensión	5%
% Rizo en la corriente del inductor	20%

Los parámetros para el convertidor CD-CD puente completo se muestran en Tabla 2.4. Las fórmulas que se utilizaron son las que ya se encuentran registradas en la literatura.

Tabla 2.4 Parámetros de los convertidores CD-CD puente completo.

Parámetro	Fórmula	Valor
Ciclo de trabajo (D)	Se seleccionó un ciclo de trabajo de 0.2	0.2
Relación de vueltas de transformación ($\frac{ns}{np}$)	$\frac{Vo}{Vin} = 2D \frac{ns_1}{np} \therefore \frac{ns_1}{np} = \frac{Vo}{Vin} \left(\frac{1}{2D} \right)$	2
Inductor (L)	$L = \frac{Vo}{2\Delta i L fs} (1-2D)$	4.8 mH
Capacitor (C)	$C = \frac{Vo}{32\Delta Vo L fs^2} (1-2D)$	31.25 nF

Los parámetros del regulador conmutado se muestran en la Tabla 2.5. En esta tabla se incluyen los criterios de diseño del regulador, así como los componentes calculados para el rectificador multinivel y para los convertidores CD-CD. La frecuencia de conmutación corresponde a la del rectificador y a la del regulador, con excepción de la frecuencia de conmutación del rectificador cuando se emplea control por histéresis, donde la frecuencia es variable.

Tabla 2.5 Parámetros del regulador conmutado.

Parámetro	Valor
Tensión de entrada	1 kVrms
Tensión de salida	400 Vcd
Potencia	3 kW
Frecuencia de conmutación	50 kHz
Inductor del rectificador	1.9 mH
Capacitor en cada nivel del rectificador	212.2 uF
Inductor de convertidor cd-cd	4.8 mH
Capacitor del convertidor cd-cd	31.25 nF

CAPÍTULO 3 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

3.1 Introducción

Con la finalidad de probar el funcionamiento del rectificador multinivel sin puente de diodos y del regulador conmutado se realizaron las simulaciones correspondientes. Para las simulaciones se utilizaron los parámetros obtenidos en el capítulo anterior. Primero se muestran los resultados de simulación del rectificador multinivel sin puente de diodos de tres niveles funcionando con cada uno de los tres tipos de control para la corrección del factor de potencia. Posteriormente se muestran los resultados de simulación del regulador conmutado, igualmente operando con cada uno de los tres tipos de control para la corrección del factor de potencia. Las simulaciones se realizaron en el software SIMetrix/SIMPLIS 8.4 ©.

3.2 Simulación del rectificador multinivel sin puente de diodos

El circuito de rectificador multinivel sin puente de diodos a simular se muestra en la Figura 3.1.

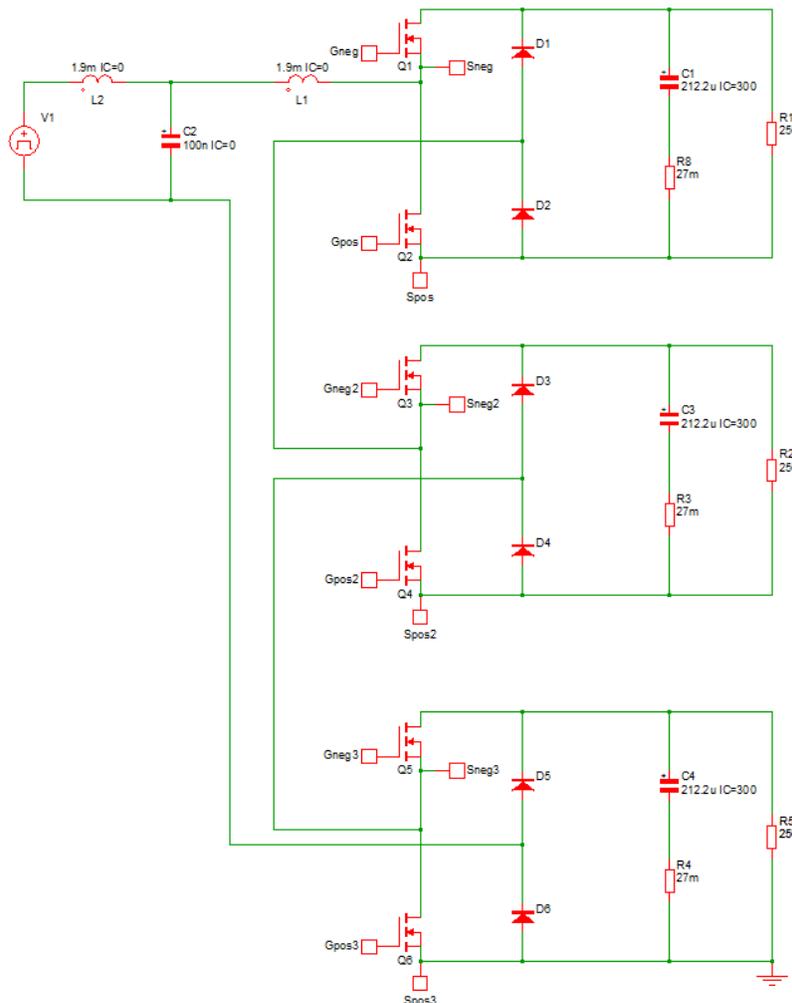


Figura 3.1 Rectificador multinivel sin puente de diodos simulado en SIMetrix/SIMPLIS.

En la Figura 3.2 se muestran las características obtenidas mediante simulación para un rectificador como el de la figura anterior sin aplicar ningún método de control para CFP. La prueba se realizó con los transistores del rectificador multinivel apagados, es decir, solo funcionando como un puente rectificador convencional en cada nivel. Se obtiene una THD de 144.93% y un FP de 0.56.

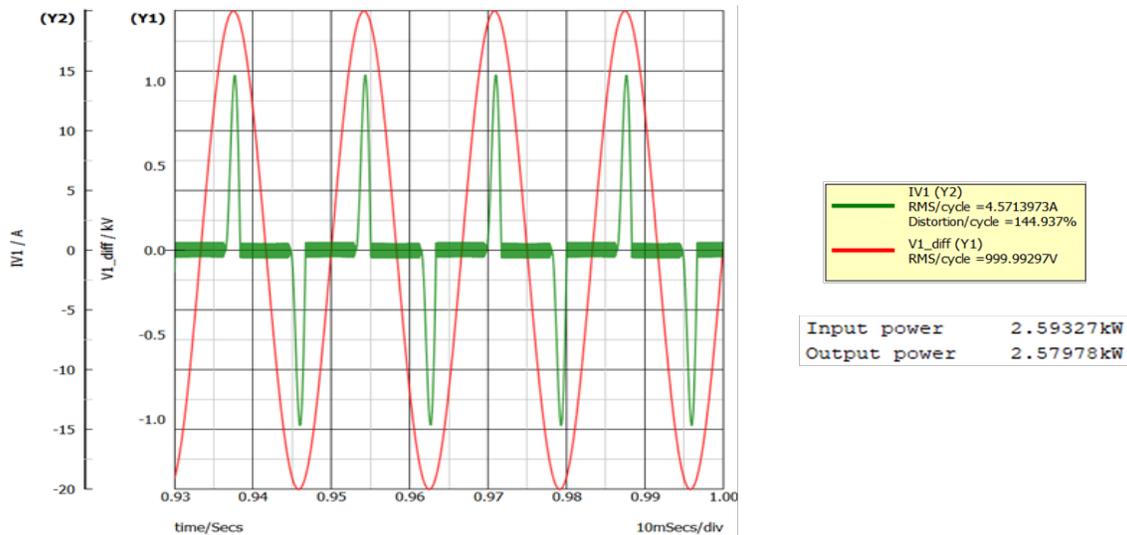


Figura 3.2 Formas de onda del rectificador multinivel sin puente de diodos sin CFP.

En las siguientes secciones se muestran los resultados obtenidos mediante simulación, del rectificador multinivel sin puente de diodos aplicando tres tipos de control distintos para CFP. El circuito simulado se muestra en la Figura 3.3. Dentro del bloque llamado PFC_3n se encuentra el control para CFP correspondiente. Dentro del bloque llamado Circuito_logico3n se encuentra el control lógico para el encendido de los interruptores, el cual se observa en la Figura 3.4. El circuito lógico es el mismo independientemente del control para CFP aplicado.

En la Figura 3.5 se observan los pulsos de conmutación para los interruptores. La forma de onda color rosa corresponde a la tensión de entrada. En color rojo son los pulsos de conmutación para los interruptores que se activan durante el semiciclo positivo y de color verde, los pulsos para activar los interruptores correspondientes durante el semiciclo negativo.

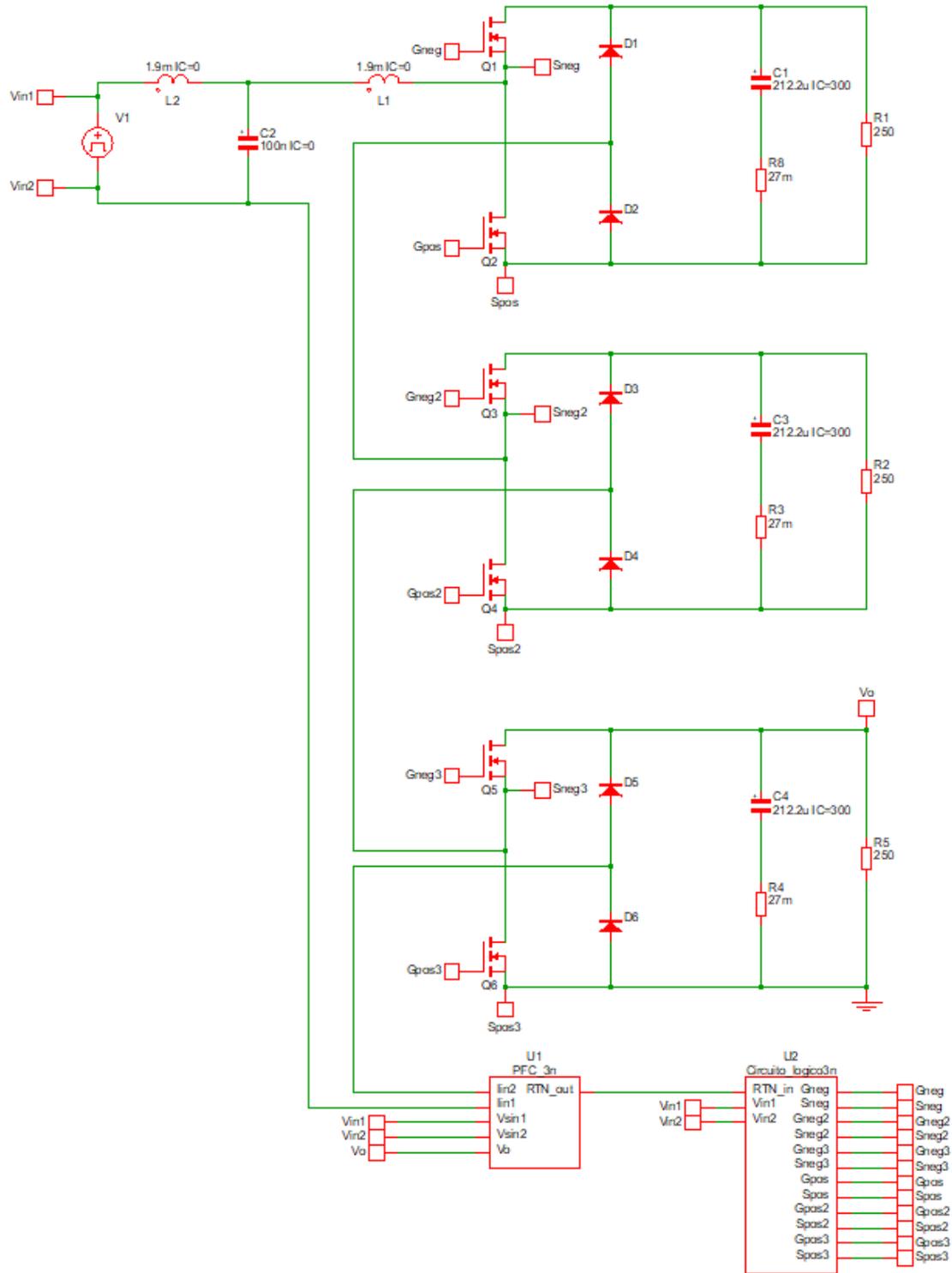


Figura 3.3 Circuito eléctrico del rectificador sin puente de diodos con CFP.

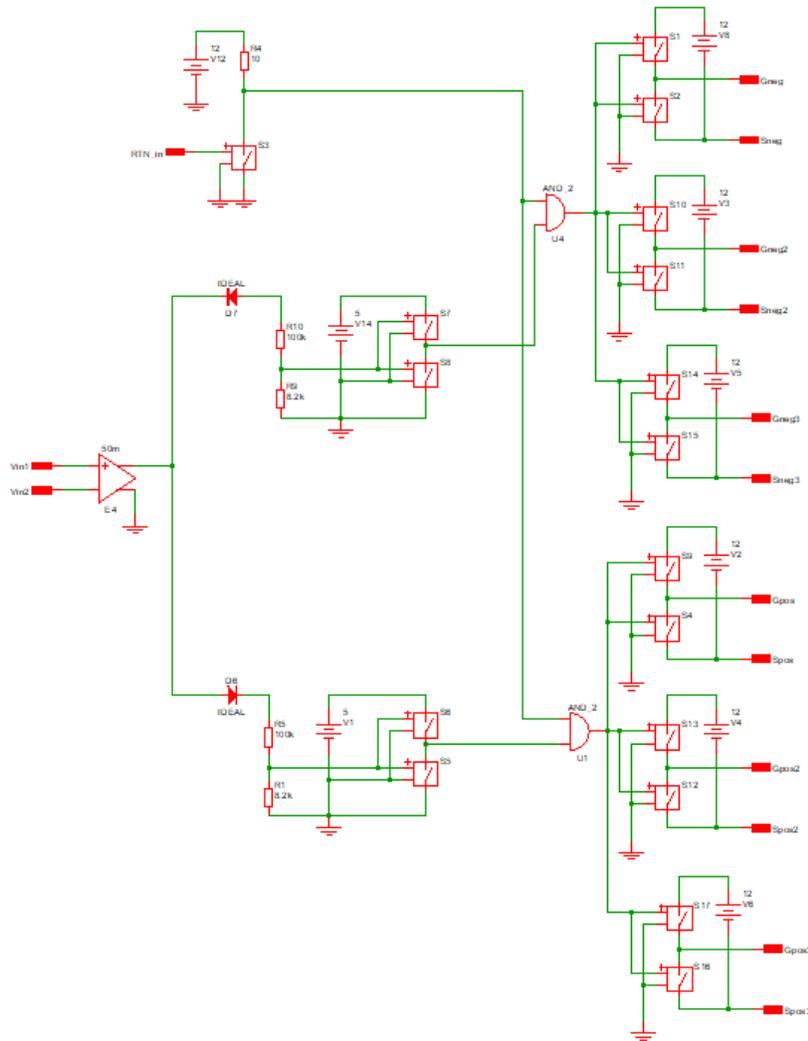


Figura 3.4 Circuito lógico para el encendido de los interruptores.

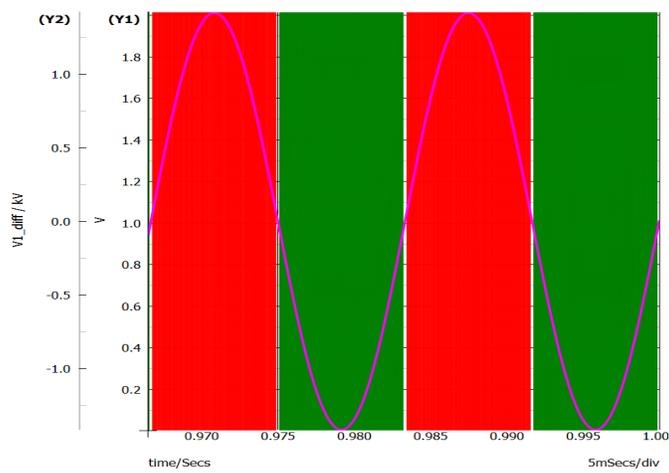


Figura 3.5 Pulsos de conmutación de los interruptores.

3.2.1 Control modo corriente promedio

Se simuló el circuito de la Figura 3.3 aplicando control modo corriente promedio. El circuito eléctrico de este control se observa en la Figura 3.6.

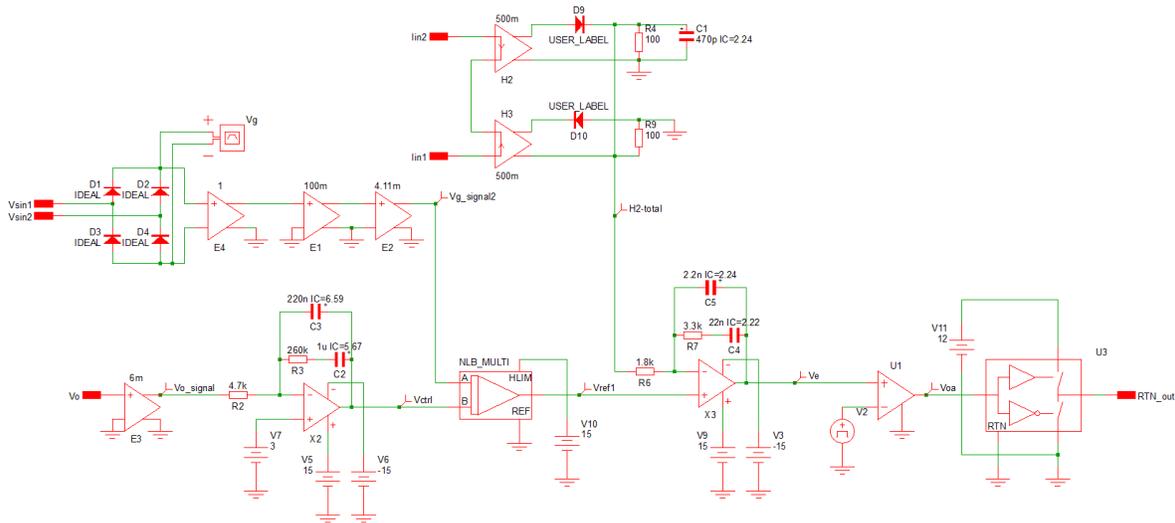


Figura 3.6 Esquema de control modo corriente promedio simulado.

En la Figura 3.7 se muestran las formas de onda del control modo corriente promedio. La forma de onda color rojo es la corriente escalada del inductor y la forma de onda color verde es la tensión de referencia después del multiplicador.

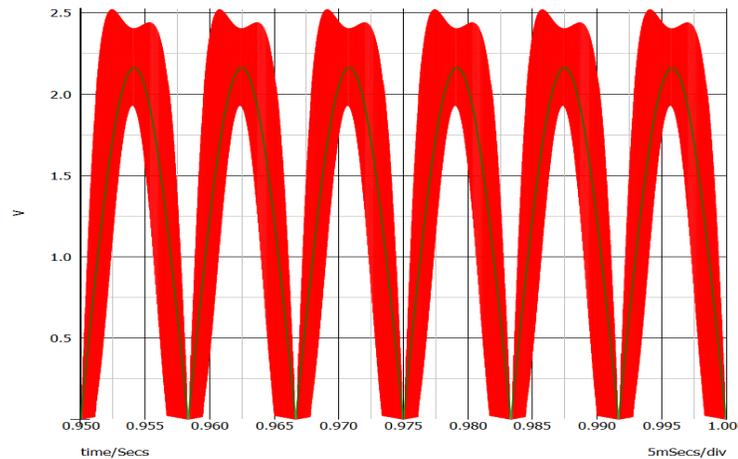


Figura 3.7 Tensión y corriente de referencia del control modo corriente promedio.

En la Figura 3.8 se observa la corriente (forma de onda color verde) y la tensión de entrada (forma de onda color rojo). En la Figura 3.9 se muestra la corriente del inductor, en la cual se obtuvo un rizo máximo de aproximadamente 3.7 A.

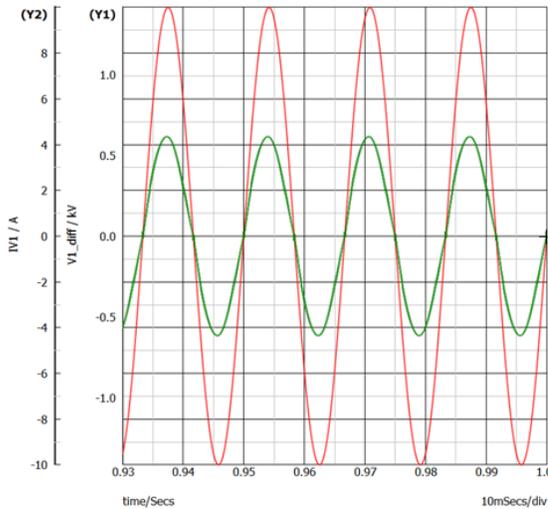


Figura 3.8 Tensión y corriente de entrada con control modo corriente promedio.

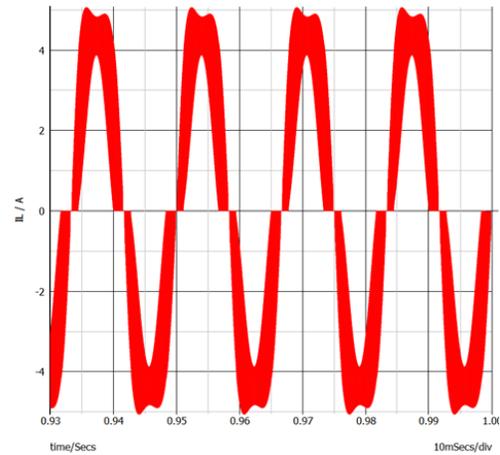


Figura 3.9 Corriente del inductor con control modo corriente promedio.

La deformación en el pico de la onda de la Figura 3.9 se debe a que en cierto instante la corriente del inductor es igual a la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida. La tensión de entrada es sinusoidal y la tensión de salida es en corriente directa con cierto rizo, por lo tanto, la deformación se debe al rizo presente en la tensión de salida cercano al valor pico. Este fenómeno se presentó al aplicar esta estrategia de control ya que, en esta se controla el valor promedio de la corriente del inductor para que siga la forma de onda de la tensión de entrada, sin embargo, esto no sucede con el valor pico.

La deformación en el cruce por cero de la Figura 3.9 se debe a que durante instantes pequeños cercanos al cruce por cero entra en operación en modo de conducción discontinuo y también se debe al desfase en la conmutación de los interruptores, es decir, que no empieza a conducir uno inmediatamente del otro.

En la Figura 3.10 se muestran las tensiones de salida en cada uno de los niveles del rectificador. En los tres niveles, las tensiones de salida son iguales, de 500.57 V. En la Figura 3.11 se observan los esfuerzos de tensión en los seis interruptores, en cada uno de ellos este esfuerzo de tensión es igual a la tensión de salida del nivel en que se encuentran.

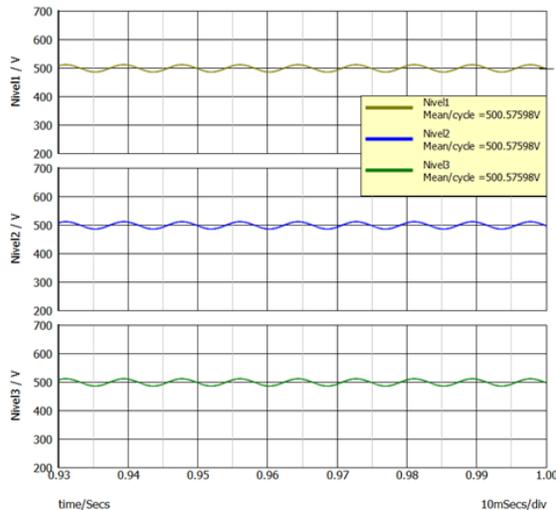


Figura 3.10 Tensión de salida en cada nivel.

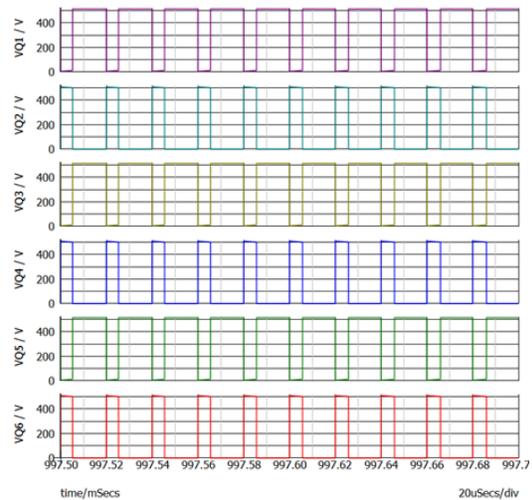
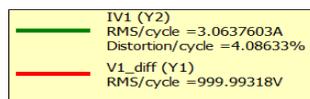


Figura 3.11 Esfuerzos de tensión en los interruptores de salida en cada nivel.

En la Figura 3.12 se muestran los valores RMS de la tensión y corriente de entrada, las potencias de entrada y salida, así como la THD. Aplicando control modo corriente promedio se alcanzó un FP de 0.99 y una THD de 4.08%.



Input power 3.03328kW
Output power 3.00789kW

Figura 3.12 Parámetros de la corriente y tensión de entrada.

3.2.2 Control modo corriente pico

El circuito de control modo corriente pico aplicado al rectificador multinivel sin puente de diodos simulado se muestra en la Figura 3.13. Una de las desventajas de este tipo de control es que presenta inestabilidad para ciclos de trabajo mayores al 50%, por lo tanto, fue necesario agregar una rampa de compensación. En la Figura 3.14 se observan las formas de onda del control modo corriente pico. La forma de onda color rojo es la corriente escalada del inductor y la forma de onda color verde, que se encuentra en los valores pico de la corriente del inductor es la tensión de referencia después del multiplicador.

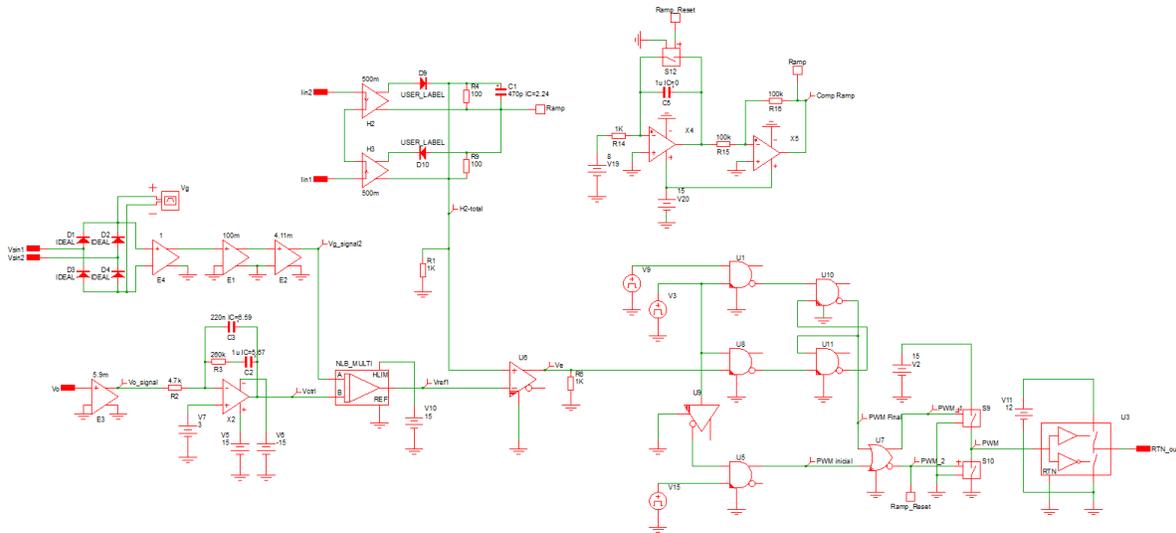


Figura 3.13 Esquema de control modo corriente pico simulado.

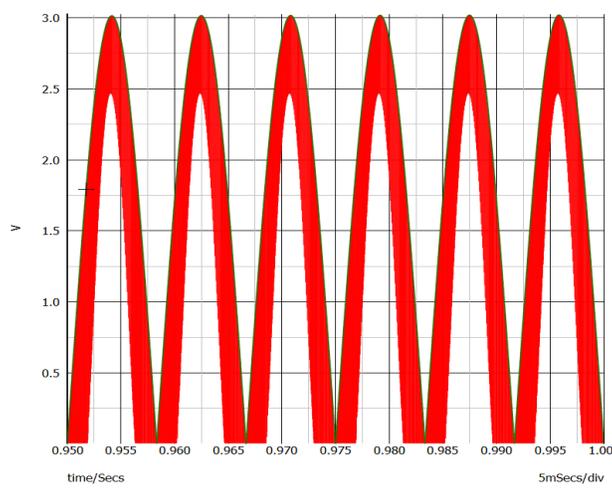


Figura 3.14 Tensión y corriente de referencia del control modo corriente pico.

En la Figura 3.15 se observa la tensión (forma de onda color rojo) y la corriente de entrada (forma de onda color verde). En la Figura 3.16 se observa la corriente del inductor, en la que se obtuvo un rizo máximo de 3.4 A.

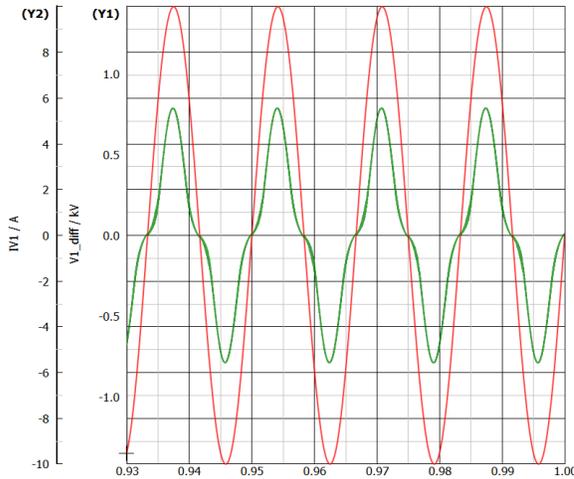


Figura 3.15 Tensión y corriente de entrada con control modo corriente pico.

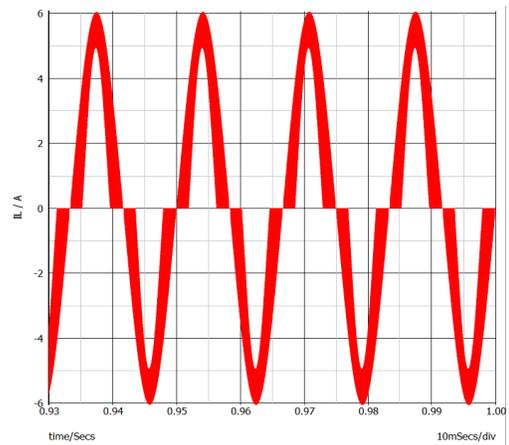


Figura 3.16 Corriente del inductor con control modo corriente pico.

La tensión de salida en cada uno de los niveles se muestra en la Figura 3.17, la tensión en los tres niveles es de 504.68 V. En la Figura 3.18 se muestran los esfuerzos de tensión en cada uno de los interruptores, el esfuerzo de tensión en cada uno de ellos es igual a la tensión de salida del nivel en que se encuentran.

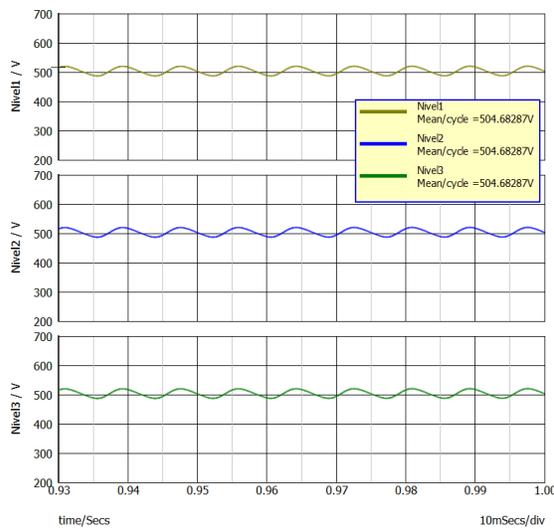


Figura 3.17 Tensión de salida en cada nivel.

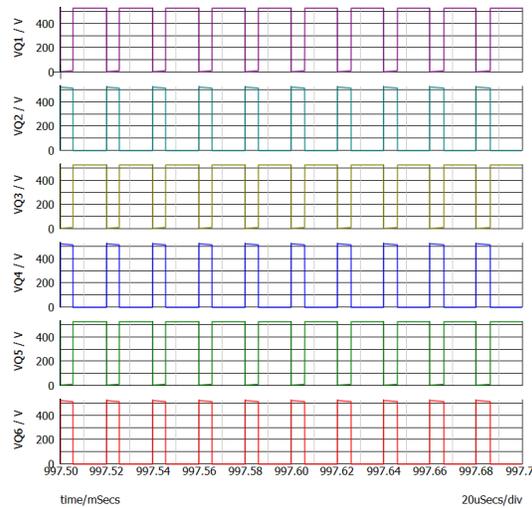


Figura 3.18 Esfuerzo de tensión en los interruptores.

En la Figura 3.19 se observan los valores RMS de la corriente y tensión de entrada, las potencias de entrada y salida y la THD. El rectificador operando con control modo corriente pico alcanzó un FP de 0.95 y una THD de 26.7%. La reducción en el factor de potencia y el aumento en el THD se debe a la distorsión de la forma de onda de corriente durante el cruce

por cero. Esto se debe a la integración de la rampa de compensación. Las características de la rampa de compensación se seleccionan de manera heurística, y es posible mejorar las características durante el cruce por cero, pero permitiendo cierta inestabilidad, sin que represente problema para el funcionamiento del control (ciclo de trabajo mayor a 50% durante cierto tiempo).



Figura 3.19 Parámetros de la corriente y tensión de entrada.

3.2.3 Control por histéresis

La Figura 3.20 muestra el circuito de control por histéresis aplicado al rectificador multinivel sin puente de diodos para obtener alto factor de potencia y baja distorsión armónica en la corriente de entrada.

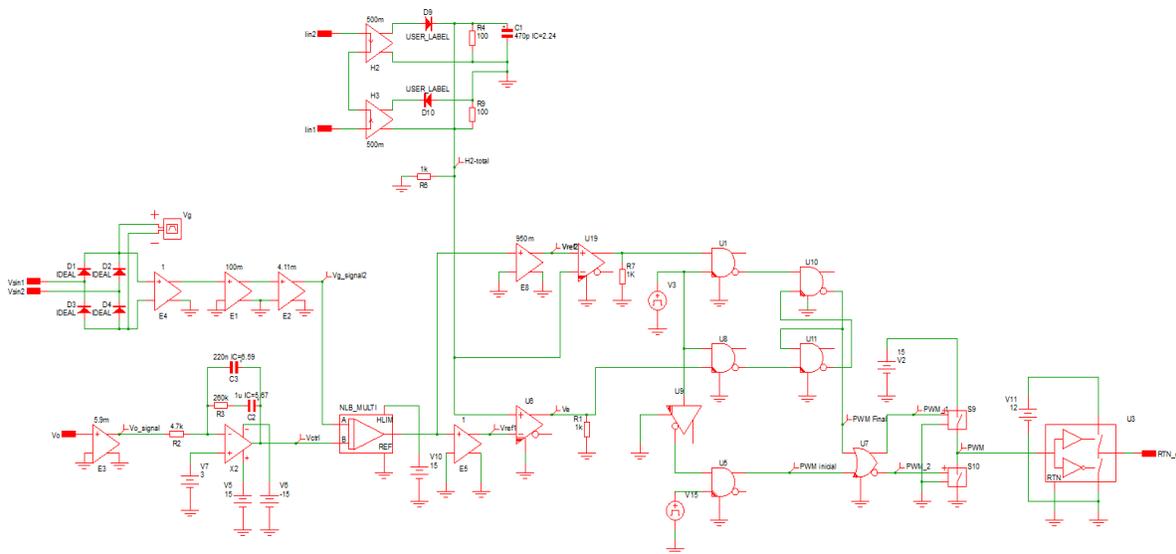


Figura 3.20 Esquema de control por histéresis simulado.

Con este tipo de control se realizaron pruebas con tres diferentes anchos de la ventana de histéresis.

3.2.3.1 Escenario de rizo de 0.3 A

En la primera prueba, se utilizó una ventana de histéresis con la cual se obtuvo un rizo máximo en la corriente del inductor de 0.3 A. Las formas de onda del control por histéresis con este ancho de la ventana de histéresis se muestran en la Figura 3.21; en esta figura se observan las tensiones de referencia máxima (color verde), mínima (color azul), y la forma de onda de color rojo que se encuentra dentro de la ventana de histéresis corresponde a la corriente escalada del inductor.

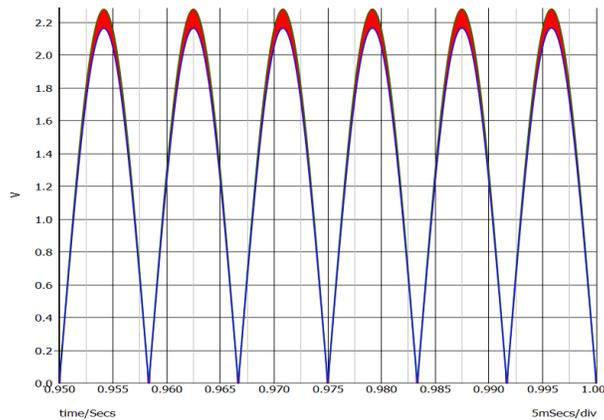


Figura 3.21 Formas de onda con el control por histéresis con una ventana de histéresis de 0.3 A.

En la Figura 3.22 se observa la tensión (forma de onda color rojo) y la corriente de entrada (forma de onda color verde) obtenidas con la ventana de histéresis de la Figura 3.21. La corriente del inductor se muestra en la Figura 3.23.

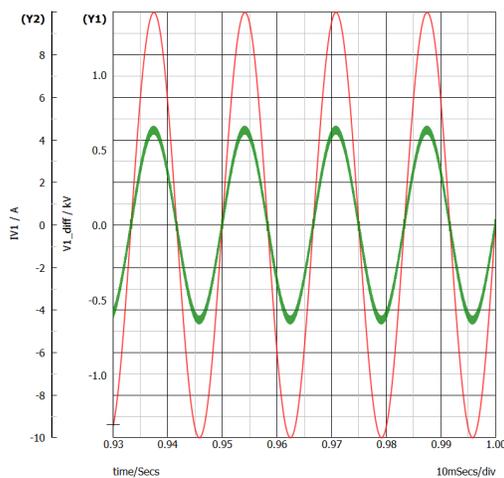


Figura 3.22 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con un rizo de 0.3 A.

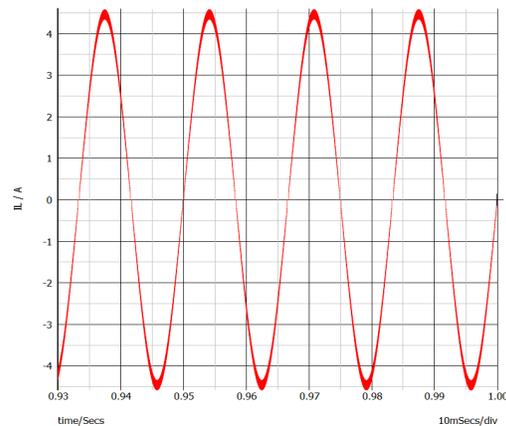


Figura 3.23 Corriente del inductor con un rizo máximo de 0.3 A.

La tensión de salida en cada uno de los niveles del rectificador sin puente de diodos se observa en la Figura 3.24. Los esfuerzos de tensión en los interruptores se muestran en la Figura 3.25, las formas de onda de esta figura se tomaron en el mismo intervalo de tiempo que en el control modo corriente promedio y modo corriente pico, solo que con esta ventana de histéresis se tiene una frecuencia mayor.

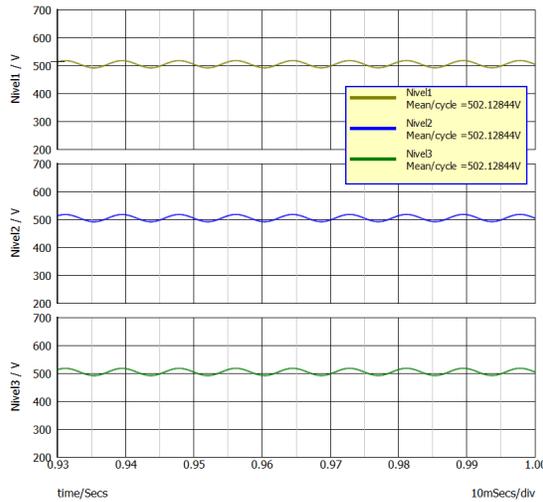


Figura 3.24 Tensión de salida en cada nivel con control por histéresis con ventana de 0.3 A.

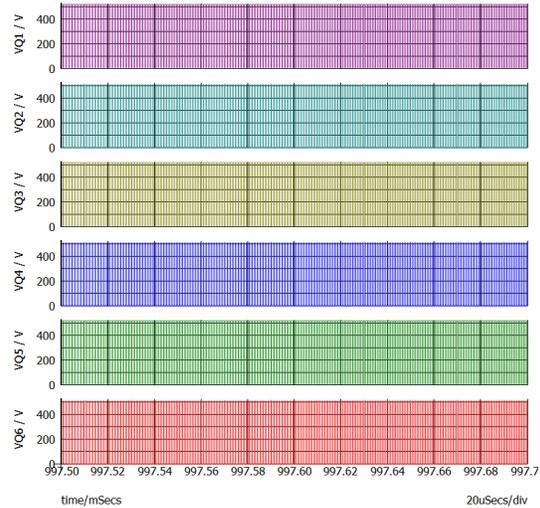


Figura 3.25 Esfuerzo de tensión en los interruptores con control por histéresis con ventana de 0.3 A.

La frecuencia de conmutación con una ventana de histéresis en la que la corriente del inductor tiene un rizo de 0.3 A fue de 1.06 MHz, como se observa en la Figura 3.26. En la Figura 3.27 se observan los valores RMS de la tensión y corriente de entrada, además se muestran as potencias de entrada y salida del rectificador. Con la ventana de histéresis de esta prueba, el rectificador alcanzó un FP de 0.99 y una THD de 4.5%.

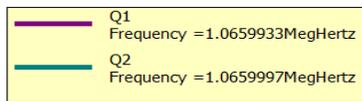
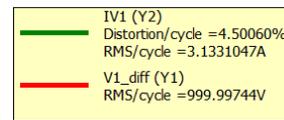


Figura 3.26 Frecuencia de conmutación en los interruptores con control por histéresis con un rizo de histéresis de 0.3 A.



Input power 3.11572kW
Output power 3.08469kW

Figura 3.27 Parámetros de corriente y tensión de entrada.

3.2.3.2 Escenario de rizo de 1.6 A

Para la segunda prueba, se utilizó una ventana de histéresis con la cual la corriente del inductor tuvo un rizo de 1.6 A. En la Figura 3.28 se observa la ventana de histéresis (azul límite máximo,

CAPÍTULO 3. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

verde límite mínimo). La frecuencia de conmutación en los interruptores (Figura 3.29) fue de 178.63 kHz. Con esta ventana de histéresis se obtiene FP de 0.99 y una THD de 4.86%.

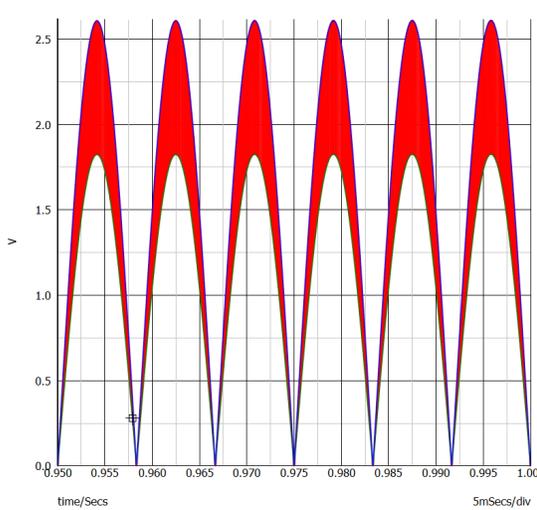


Figura 3.28 Formas de onda con control por histéresis con ventana máxima de histéresis de 1.6 A.

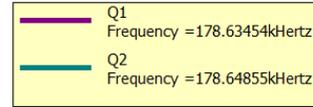


Figura 3.29 Frecuencia de conmutación de los interruptores con un rizo de histéresis de 1.6 A.

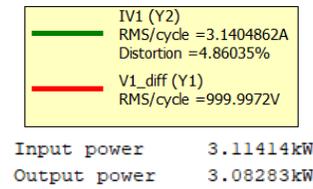


Figura 3.30 Parámetros de la corriente y tensión de entrada.

La tensión y la corriente de entrada se observan en la Figura 3.31. En la Figura 3.32 se observa la corriente del inductor con un rizo de 1.6 A.

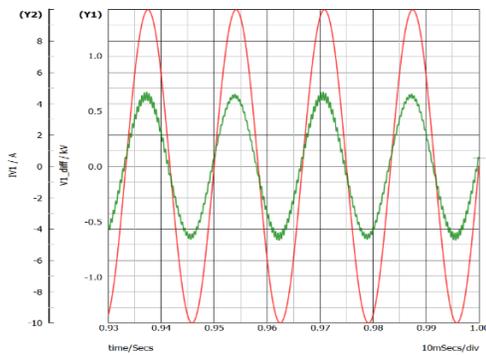


Figura 3.31 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con ventana máxima de 1.6 A.

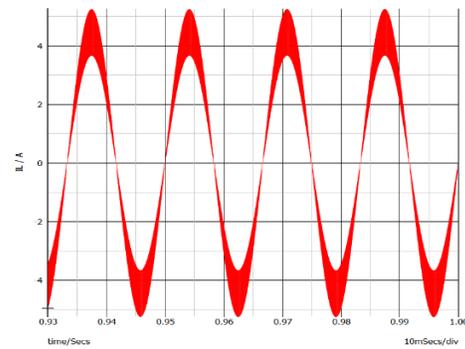


Figura 3.32 Corriente del inductor con control por histéresis con ventana máxima de 1.6 A.

3.2.3.3 Escenario de rizo de 3.8 A

Para la tercera prueba, se utilizó una ventana de histéresis con la cual la corriente del inductor tuvo un rizo máximo de 3.8 A. El rizo de la corriente del inductor en esta prueba es similar al rizo máximo obtenido en el control modo corriente promedio y el control modo corriente pico. En la Figura 3.33 se observa la ventana de histéresis. La frecuencia de conmutación en los interruptores (Figura 3.34) fue de 74.7 kHz. Con esta ventana de histéresis se alcanzó un FP de 0.98 y una THD de 8.12%.

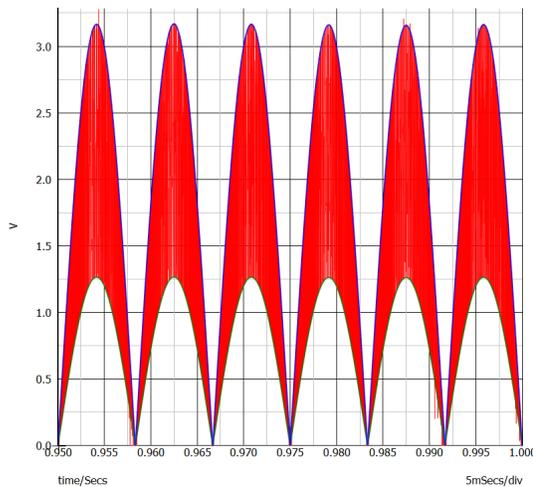


Figura 3.33 Rizo de histéresis de 3.8 A.

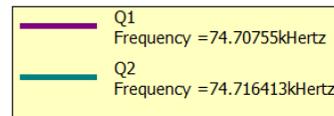
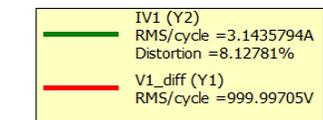


Figura 3.34 Frecuencia de conmutación de los interruptores con un rizo de histéresis de 3.8 A.



Input power 3.11194kW
Output power 3.07945kW

Figura 3.35 Parámetros de la corriente y tensión de entrada.

La tensión y corriente de entrada para esta ventana de histéresis se observa en la Figura 3.36. la corriente del inductor con un rizo máximo de 3.8 A se observa en la Figura 3.37.

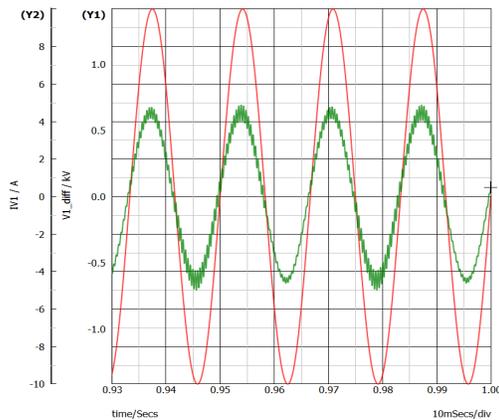


Figura 3.36 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con ventana de máxima de 3.8 A.

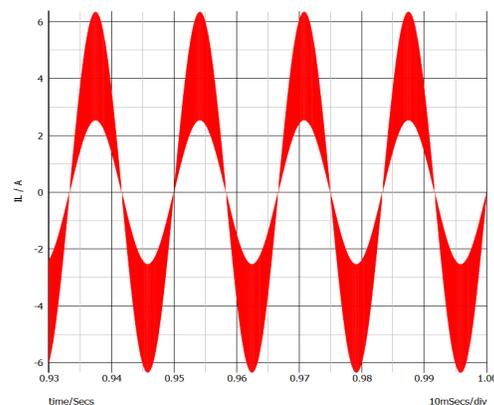


Figura 3.37 Corriente del inductor con control por histéresis con ventana máxima de 3.8 A.

3.2.4 Comparativa de los resultados obtenidos

En la Tabla 3.1 se muestran las características de operación en términos de los valores de THD, FP y frecuencia de conmutación de los tres tipos de control para CFP simulados. La primera fila corresponde a los valores obtenidos para el rectificador multinivel sin puente de diodos sin aplicar control para CFP. En el caso del control por histéresis, se muestran los resultados obtenidos en las tres pruebas para diferentes anchos de la ventana de histéresis.

Tabla 3.1 Características de funcionamiento de los diferentes tipos de control para CFP aplicado al rectificador multinivel sin puente de diodos.

Tipo de control	THD	Factor de potencia	Frecuencia máxima de conmutación
Sin control para CFP	144.93%	0.56	-----
Corriente promedio	4.33%	0.99	50 kHz
Corriente pico	26.7%	0.95	50 kHz
Histéresis (0.3 A)	4.50%	0.99	1 MHz
Histéresis (1.6 A)	4.86%	0.99	178.6 kHz
Histéresis (3.8 A)	8.12%	0.98	74.7 kHz

3.3 Simulación del regulador conmutado

Para aislar y regular la tensión en el sistema de alimentación de *data centers* se incluyen reguladores basados en convertidores puente completo aislado con salida en paralelo (ver Figura 3.38). Se incluyen n reguladores de acuerdo con el número n de niveles del rectificador multinivel. Con la finalidad de determinar las características de operación del sistema integral, se realizan las simulaciones con los parámetros que se muestran en la Tabla 2.5. Las simulaciones del regulador conmutado de tres niveles con los diferentes tipos de control para corrección del factor de potencia se muestran en las secciones siguientes.

CAPÍTULO 3. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

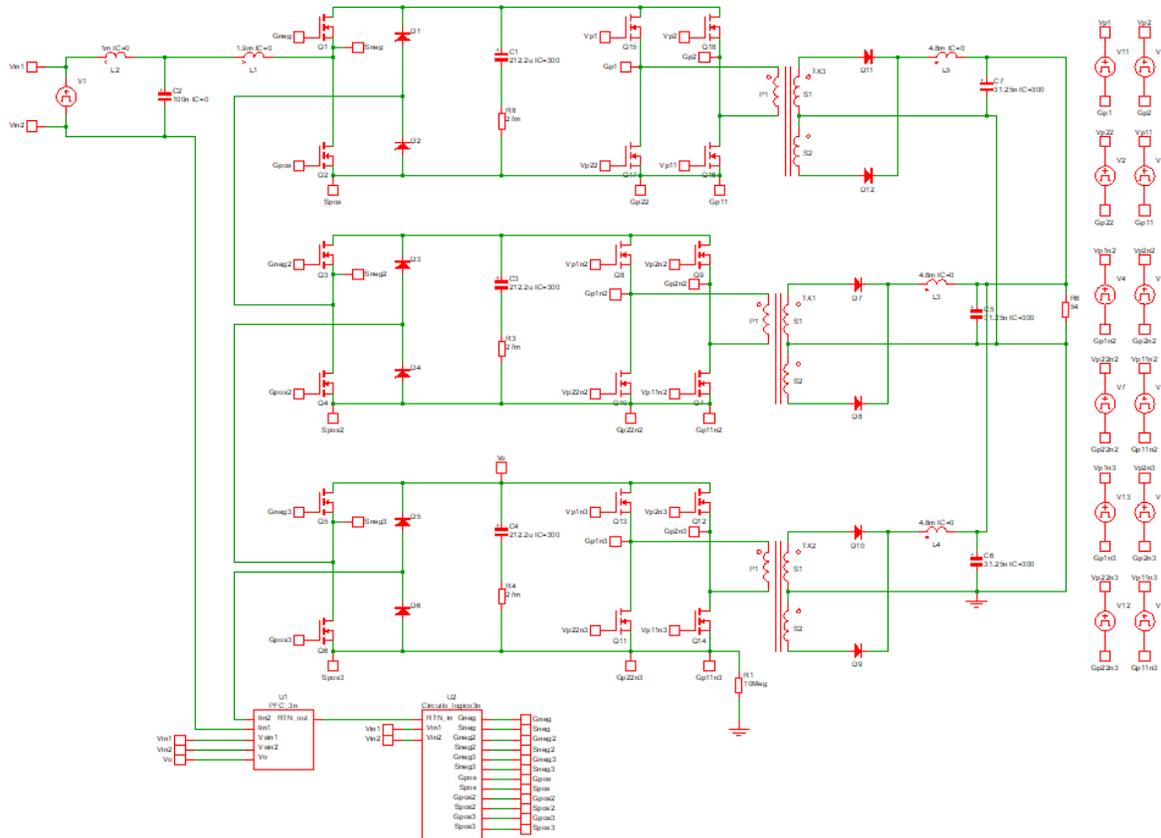


Figura 3.38 Regulador conmutado simulado.

Se simuló el regulador conmutado funcionando sin ningún control para la CFP, la tensión y corriente de entrada obtenidas se muestran en la Figura 3.39 y la tensión de salida en la Figura 3.40.

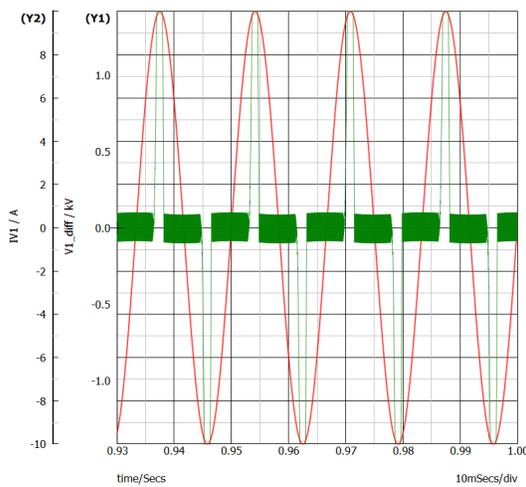


Figura 3.39 Tensión y corriente de entrada sin control para CFP.

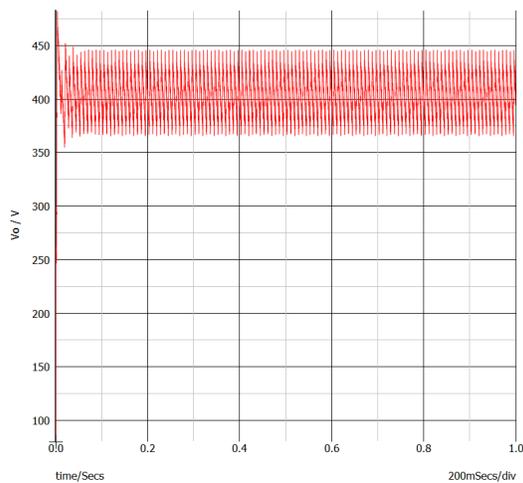


Figura 3.40 Tensión de salida sin control para CFP.

En la Figura 3.41 se observan los valores RMS de la tensión y corriente de entrada, así como las potencias de entrada y salida. El regulador conmutado de tres niveles sin CFP alcanzó un FP de 0.54 y una THD de 150.34%.

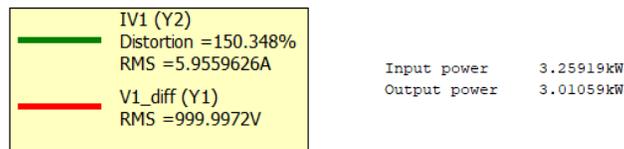


Figura 3.41 Parámetros de la tensión y corriente de entrada sin control para CFP.

3.3.1 Control modo corriente promedio

Los esquemas de control para la etapa de CFP son los mismos que en el caso del rectificador multinivel sin puente de diodos ya que se aplica a los interruptores activos del rectificador. En la Figura 3.42 se observa la tensión (forma de onda color rojo) y la corriente de entrada (forma de onda color verde) utilizando el control modo corriente promedio. En la Figura 3.43 se observa la tensión de salida.

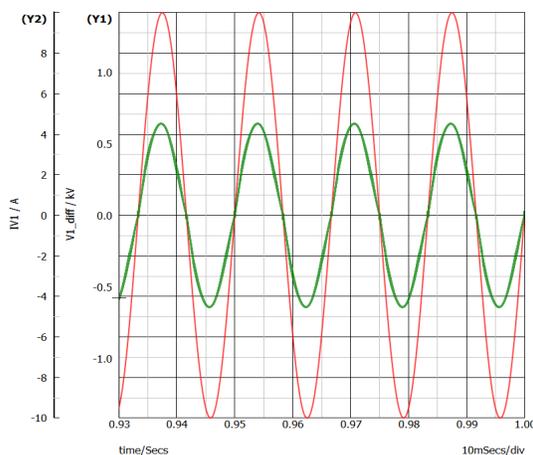


Figura 3.42 Tensión y corriente de entrada con control modo corriente promedio del regulador con CFP multinivel.

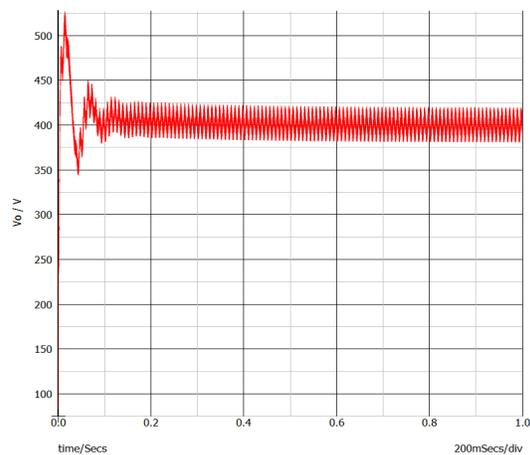


Figura 3.43 Tensión de salida del regulador con CFP multinivel con modo corriente promedio.

En la Figura 3.44 se observan los valores RMS de la corriente y tensión de entrada, así como las potencias de entrada y salida. Aplicando control modo corriente promedio, el regulador conmutado alcanzó un FP de 0.99 y una THD de 4.63%.



Figura 3.44 Parámetros de la tensión y corriente de entrada en el regulador con CFP multinivel con control modo corriente promedio.

3.3.2 Control modo corriente pico

Con este tipo de control se obtuvieron las formas de onda para la tensión (forma de onda color rojo) y la corriente de entrada (forma de onda color verde) que se muestran en la Figura 3.45. La tensión de salida se observa en la Figura 3.46.

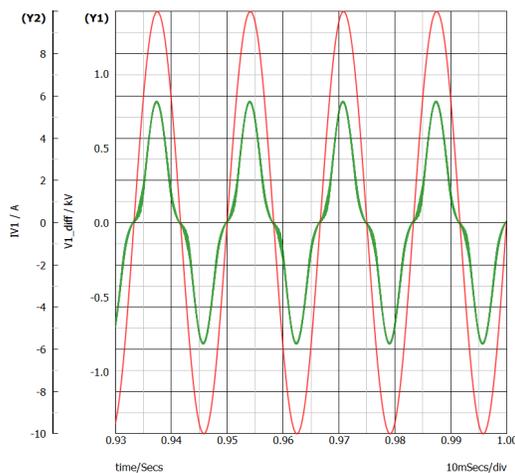


Figura 3.45 Tensión y corriente de entrada del regulador con CFP multinivel con control modo corriente pico.

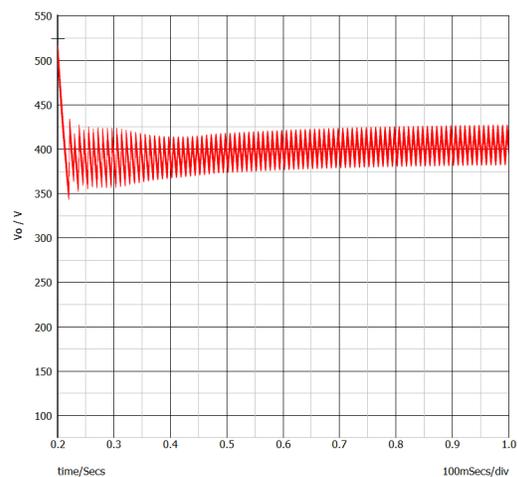


Figura 3.46 Tensión de salida del regulador con CFP multinivel con control modo corriente pico.

En la Figura 3.47 se observan los valores RMS de la corriente y la tensión de entrada, así como las potencias de entrada y salida. Aplicando control modo corriente pico, se alcanzó un FP de 0.94 y una THD de 26.68% en el regulador.



Figura 3.47 Parámetros de la tensión y corriente de entrada.

3.3.3 Control por histéresis

En el caso del control por histéresis se realizaron tres pruebas con distintos rizos en la corriente del inductor.

3.3.3.1 Escenario de rizo de 0.3 A

Con un rizo máximo de 0.3 A en la corriente del inductor, se obtuvieron las formas de onda que se muestran en la Figura 3.48. La forma de onda color rojo es la tensión de entrada y la forma de onda color verde es la corriente de entrada. En la Figura 3.49 se observa la tensión de salida.

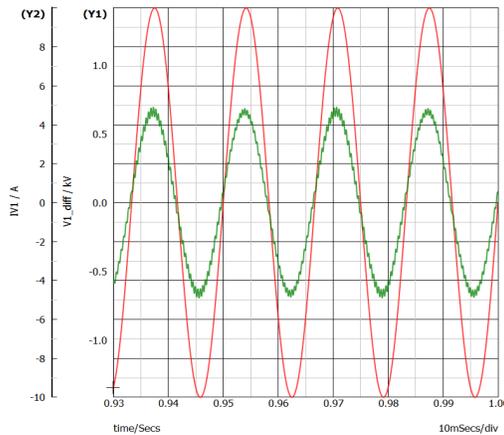


Figura 3.48 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con un rizo de 0.3 A.

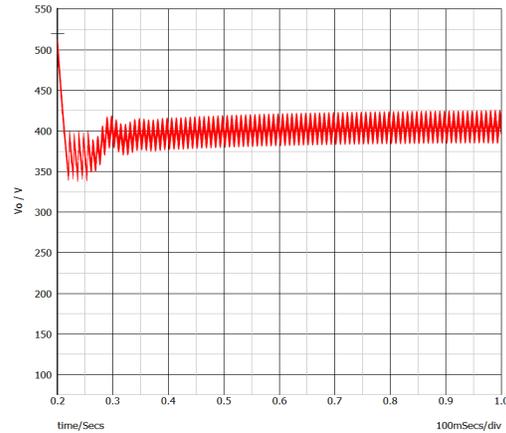
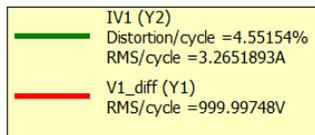


Figura 3.49 Tensión de salida con control por histéresis con un rizo de 0.3 A.

En la Figura 3.50 se observan los valores RMS de la corriente y tensión de entrada, así como las potencias de entrada y salida. Aplicando control por histéresis con un rizo en la corriente del inductor de 0.3 A, se alcanzó un FP de 0.99 y una THD de 4.55%.



Input power 3.23925kW
Output power 3.0431kW

Figura 3.50 Parámetros de la corriente y tensión de entrada con control por histéresis con un rizo de 0.3 A.

3.3.3.2 Escenario de rizo de 1.6 A

Aplicando control por histéresis con un rizo en la corriente del inductor de 1.6 A, se obtuvieron las formas de onda para la tensión (forma de onda color rojo) y la corriente de entrada (forma de onda color verde), que se observan en la Figura 3.51. En la Figura 3.52 se observa la tensión de salida obtenida.

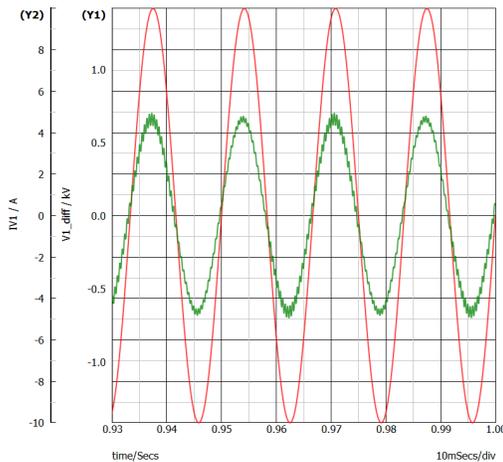


Figura 3.51 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con un rizo de 1.6 A.

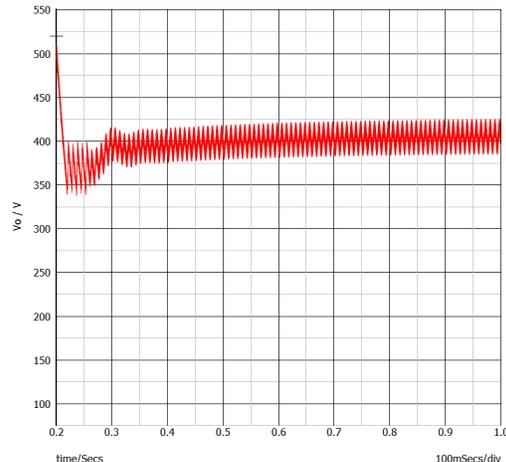
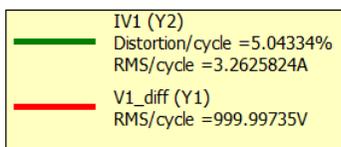


Figura 3.52 Tensión de salida con control por histéresis con un rizo de 1.6 A.

En la Figura 3.53 se observan los valores RMS de la corriente y tensión de entrada, así como las potencias de entrada y salida. El regulador conmutado con control por histéresis con un rizo en la corriente del inductor de 1.6 A, alcanzó un FP de 0.99 y una THD de 5.04%.



Input power 3.2372kW
Output power 3.03964kW

Figura 3.53 Parámetros de la corriente y tensión de entrada con control por histéresis con un rizo de 1.6 A.

3.3.3.3 Escenario de rizo de 3.8 A

Aplicando control por histéresis con un rizo en la corriente del inductor de 3.8 A, se obtienen las formas de onda para la tensión y corriente de entrada que se muestran en la Figura 3.54. Este rizo es similar al obtenido utilizando control modo corriente promedio y control modo corriente pico. En Figura 3.55 se observa la tensión de salida obtenida.

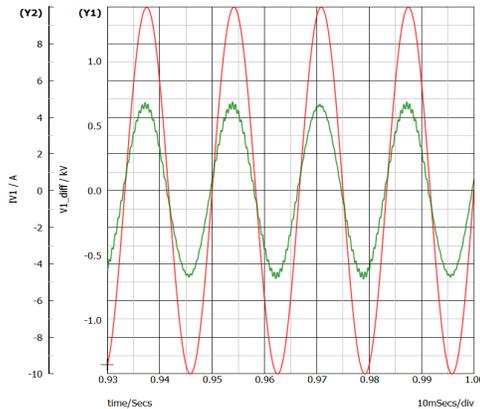


Figura 3.54 Tensión y corriente de entrada con control por histéresis con un rizo de 3.8 A.

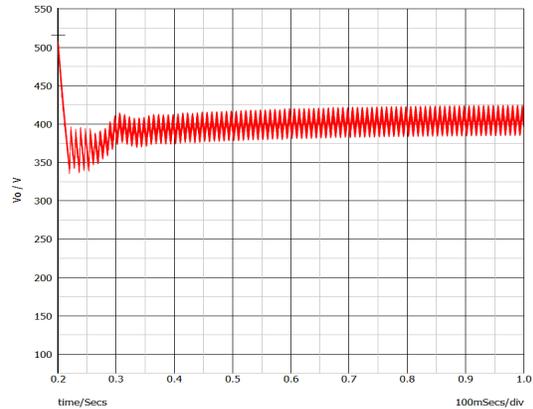
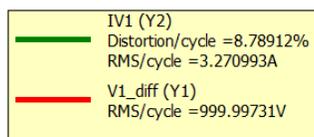


Figura 3.55 Tensión de salida con control por histéresis con un rizo de 3.8 A.

En la Figura 3.56 se observan los valores RMS de la corriente y de la tensión de entrada, así como las potencias de entrada y salida. Aplicando control por histéresis, con un rizo en la corriente del inductor de 3.8 A, se alcanzó un FP de 0.98 y una THD de 8.78%.



Input power	3.23506kW
Output power	3.03444kW

Figura 3.56 Parámetros de la corriente y tensión de entrada con control por histéresis con un rizo de 3.8 A.

3.3.4 Comparativa de los resultados obtenidos

En la Tabla 3.2 se muestra una comparación de los valores de THD y FP entre los tres tipos de control para CFP simulados. La primera fila corresponde a los valores obtenidos en el regulador

conmutado sin aplicar control para CFP. En el caso del control por histéresis, se muestran los resultados obtenidos en las tres pruebas para diferentes anchos de la ventana de histéresis.

Tabla 3.2 Comparación de los diferentes tipos de control para CFP aplicado al regulador conmutado.

Tipo de control	THD	Factor de potencia
Sin control para CFP	153.09%	0.54
Corriente promedio	4.63%	0.99
Corriente pico	26.68%	0.94
Histéresis (0.3 A)	4.55%	0.99
Histéresis (1.6 A)	5.04%	0.99
Histéresis (3.8 A)	8.78%	0.98

3.3.5 Desbalance en la tensión de los capacitores

Se realizó una prueba para provocar un desbalance en la tensión de los capacitores de salida del rectificador. Debido a que los convertidores puente completo que forman parte del regulador conmutado se encuentran en lazo abierto, al variar el ciclo de trabajo en el convertidor CD-CD de alguno de los niveles se provocaría este desbalance. Sin embargo, la corriente en el rectificador multinivel no varía de un nivel a otro. Esto se debe a que la corriente que circula por cada nivel es la misma.

En la prueba realizada se varió en 1% el ciclo de trabajo del convertidor CD-CD del nivel tres. Las tensiones obtenidas en los capacitores se observan en la Figura 3.57. La tensión en el nivel tres es mayor que la tensión en los dos niveles superiores.

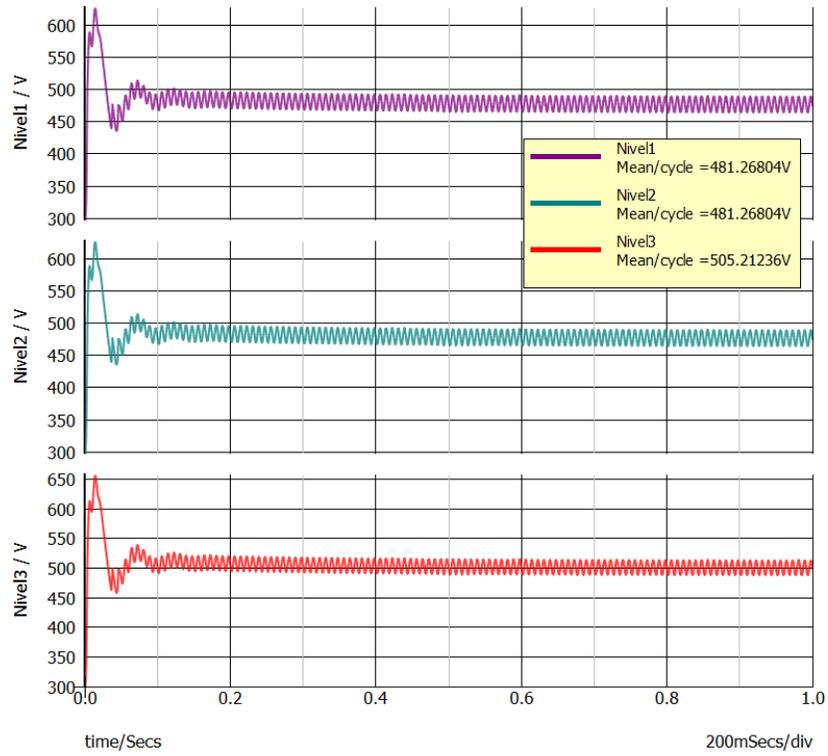


Figura 3.57 Tensión de los capacitores en la salida del rectificador con desbalance en el ciclo de trabajo en los convertidores puente completo.

CAPÍTULO 4 CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

4.1 Conclusiones

4.1.1 Conclusiones generales

Hoy en día existen distintas alternativas para la implementación del control para mejorar el factor de potencia y reducir las corrientes armónicas de fuentes de alimentación conectadas a la red eléctrica. Tan solo por mencionar algunas se tienen: corriente promedio, corriente pico, histéresis, *charge control*, *one cycle control*, control en la frontera, control modo tensión en modo de conducción discontinuo, etc. Estas opciones de control se han implementado en distintas configuraciones de convertidores, tanto en configuraciones tradicionales, como en convertidores denominados sin puente de diodos. Por otro lado, existen aplicaciones que requieren conectarse a nivel de tensión denominados media tensión, la cual va de 1kV a 32kV (*data center*, control de motores usados en tracción, etc.). En estas situaciones es complicado utilizar las configuraciones de convertidores tradicionales, dado que no existen semiconductores que puedan soportar estos niveles de tensión. Si bien es cierto que se están desarrollando nuevas tecnologías para conseguir la implantación de semiconductores de media tensión, hoy en día no están disponibles a nivel comercial. Como una opción, se podría extender el uso de configuraciones denominadas multinivel, empleadas hoy en día en inversores. Este tipo de topologías permite reducir los esfuerzos de tensión sobre los dispositivos semiconductores de acuerdo con el número de niveles que se empleen.

En general, las configuraciones de corrección del factor de potencia sin puente de diodos mejoran la eficiencia y reducen costo debido a la simplificación de la topología. Adicionalmente, la necesidad de usar configuraciones en nivel de media tensión, deja como opción utilizar configuraciones multinivel sin puente de diodos. En este caso resulta importante determinar las características de operación de esas alternativas con técnicas de control para corrección del factor de potencia existentes.

En la tesis se presenta el análisis de los resultados obtenidos, en términos de factor de potencia, distorsión armónica total y esfuerzos de tensión en semiconductores, de una fuente de alimentación para *data centers* con corrección del factor de potencia y reducción de corrientes armónicas conectado a media tensión. La topología que se presenta está basada en el convertidor Boost sin puente de diodos configurado en versión multinivel para la etapa de entrada (pre-regulador), y convertidores puente completo para la etapa del regulador. El hecho de configurar la topología en su versión multinivel requiere determinar los dispositivos de conmutación que deben encenderse para conseguir la meta del control. Esto se consigue al determinar la polaridad de la tensión de entrada, y mediante un circuito adicional se direccionan los pulsos de control que se aplican al rectificador. Con respecto a la técnica de control, se

seleccionan las opciones más populares, control modo corriente promedio, control modo corriente pico y control por histéresis. Con la finalidad de comparar, también se hicieron pruebas con la estructura en configuración multinivel sin corrección del factor de potencia.

Los resultados obtenidos se describen a continuación. Para el control por histéresis se realizaron tres pruebas con diferentes anchos en la ventana de histéresis. El rizo obtenido para la corriente del inductor en la tercera prueba (3.8 A) es similar al rizo obtenido en el control modo corriente promedio y modo corriente pico. Para el rectificador multinivel sin puente de diodos, con los tres tipos de control se obtuvo un FP igual o mayor a 0.95, lo cuales fueron muy buenos comparados con el obtenido para el mismo convertidor funcionando sin corrección del factor de potencia, el cual fue de 0.56. Los valores de THD obtenidos también fueron menores al aplicar algún tipo de control. Sin embargo, con el control modo corriente pico, se obtuvo una THD de 26.7%, la cual es alta comparada con los otros tipos de control.

Una vez determinado que las técnicas de control tradicionales se pueden emplear en la configuración multinivel, se hicieron pruebas en conjunto, corrector del factor de potencia y regulador. Aplicando algún tipo de control para la CFP se obtuvo un FP igual o mayor a 0.94, los cuales fueron altos comparados con el FP obtenido en el regulador conmutado sin CFP, el cual fue de 0.54. El valor de THD obtenida con el control modo corriente pico de 26.68% fue alta comparada con los valores obtenidos en los otros tipos de control. En modo corriente promedio se obtiene 4.63%; y con el control por histéresis van de 4.55% a 8.78%, dependiendo del ancho de la banda de histéresis. Con respecto a los esfuerzos de tensión, esta se distribuye equitativamente de acuerdo con el número de niveles.

4.1.2 Conclusiones específicas

Con base al trabajo realizado en la tesis, se pueden obtener las siguientes conclusiones.

- Es factible extender las configuraciones multinivel a rectificadores sin puente de diodos que incluyan técnicas de control para mejorar el FP y THD. En la tesis se presentan los resultados satisfactorios con tres técnicas de control.
- Las técnicas de control para corrección del factor de potencia tradicionales se pueden emplear a estructuras multinivel en configuración de rectificación sin puente de diodos. Solo es necesario agregar un circuito adicional que determina los interruptores que hay que encender en cada nivel. El circuito que determina los interruptores a encender es independiente del tipo de control a emplear. En la tesis se presentan resultados con tres técnicas de control.

- Similar a las implementaciones en configuraciones tradicionales, la técnica de control por corriente promedio obtiene excelentes resultados. La técnica de control en modo corriente pico requiere rampa de compensación y eso incrementa distorsión en la corriente de entrada durante los cruces por cero. En el control por histéresis, se mantiene un compromiso entre ancho de banda de histéresis y la frecuencia de conmutación, y por lo tanto eficiencia.
- La configuración multinivel en el rectificador corrector del factor de potencia sin puente de diodos distribuye equitativamente los esfuerzos de tensión de acuerdo con el número de niveles de la estructura.

4.2 Trabajos futuros

En este trabajo se realizó el análisis del funcionamiento de un rectificador sin puente de diodos y su uso para la aplicación de un sistema de alimentación de *data center*. Además, la comparación de su funcionamiento mediante simulación con tres diferentes tipos de control para la corrección del factor de potencia. Considerando lo anterior, se presentan las siguientes recomendaciones para posibles trabajos futuros:

- Construir y realizar pruebas a un prototipo de rectificador multinivel sin puente de diodos para obtener resultados experimentales de su funcionamiento, ya que debido a la pandemia por COVID-19, este trabajo se limitó al análisis teórico y simulación de la propuesta de solución.
- Extender el estudio a otras técnicas de control que se puedan emplear en el rectificador multinivel sin puente de diodos.
- Estudiar efectos con mayor detalle del desbalance de corriente en los reguladores sobre la tensión en cada uno de los niveles del pre-regulador.

Referencias

- [1] A. A. Milani, M. T. A. Khan, A. Chakraborty, and I. Husain, "Equilibrium Point Analysis and Power Sharing Methods for Distribution Systems Driven by Solid-State Transformers," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, no. 2, pp. 1473-1483, 2018.
- [2] S. Kim, R. Kim, and S. Kim, "Generalized Model Predictive Control Method for Single-Phase N-Level Flying Capacitor Multilevel Rectifiers for Solid State Transformer," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 6, pp. 7505-7514, 2019.
- [3] D. Rothmund, G. Ortiz, T. Guillod, and J. W. Kolar, "10kV SiC-based isolated DC-DC converter for medium voltage-connected Solid-State Transformers," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 1096-1103.
- [4] J. Zhang, J. Liu, S. Zhong, J. Yang, N. Zhao, and T. Q. Zheng, "A Power Electronic Traction Transformer Configuration With Low-Voltage IGBTs for Onboard Traction Application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8453-8467, 2019.
- [5] J. W. Kolar and J. E. Huber, "Solid-state Transformer. Key design challenges, applicability, and future concepts," presented at the 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Asia, 2016.
- [6] T. A. Theubou Tameghe, R. Wamkeue, and I. Kamwa, "Modelling and Simulation of a Flywheel Energy Storage System for Microgrids Power Plant Applications," presented at the EIC Climate Change Technology Conference, 2015.
- [7] Z. Zhou, Q. Ge, T. Cui, and L. Zong, "Three-phase high performance rectifier for 380V DC distribution system in data center application," in *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2015, pp. 463-468.
- [8] Y. Cui, F. Yang, L. M. Tolbert, D. J. Costinett, F. Wang, and B. J. Blalock, "Load-Dependent Soft-Switching Method of Half-Bridge Current Doubler for High-Voltage Point-of-Load Converter in Data Center Power Supplies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2925-2938, 2017.
- [9] S. Samanta, R. Beddingfield, I. Wong, and S. Bhattacharya, "Efficient Power Transfer to Data Center Racks using Medium Voltage Inductive Coupling," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp. 1125-1130.
- [10] Q. Huang, Q. Ma, P. Liu, A. Q. Huang, and M. d. Rooij, "3kW Four-Level Flying Capacitor Totem-Pole Bridgeless PFC Rectifier with 200V GaN Devices," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp. 81-88.
- [11] Y. Zhang, R. Kotecha, H. A. Mantooth, J. C. Balda, Y. Zhao, and C. Farnell, "Cascaded bridgeless totem-pole multilevel converter with model predictive control for 400 V dc-powered data centers," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, pp. 2745-2750.
- [12] O. semiconductor, "Power factor correction (PFC) handbook: Choosing the right power factor controller solution," vol. HBD853/D, ed, April 2014.
- [13] N. A. Bachok, M. R. Sahid, and J. A. Aziz, "Bridgeless SEPIC Power Factor Correction with coupled inductors," in *2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, 2015, pp. 160-164.

- [14] S. Lale, M. Šoja, and S. Lubura, "Unipolar switched bidirectional bridgeless power factor correction boost rectifier with adaptive dual current mode control," in *2017 International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 2017, pp. 1-6.
- [15] A. A. Fardoun, E. H. Ismail, A. J. Sabzali, and M. A. Al-Saffar, "New Efficient Bridgeless Cuk Rectifiers for PFC Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3292-3301, 2012.
- [16] B. Zhao, A. Abramovitz, and K. Smedley, "Family of Bridgeless Buck-Boost PFC Rectifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6524-6527, 2015.
- [17] L. Bor-Ren, L. Hsin-Hung, and T. Shuh-Chuan, "Control technique for high power factor multilevel rectifier," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 37, no. 1, pp. 226-241, 2001.
- [18] H. Vahedi and K. Al-Haddad, "A Novel Multilevel Multioutput Bidirectional Active Buck PFC Rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 9, pp. 5442-5450, 2016.
- [19] N. Hoang Vu and D. Lee, "Reduction of DC-link capacitance in bridgeless PFC boost rectifiers," in *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, 2015, pp. 1-5.
- [20] M. Mahdavi and A. H. Ghasemi, "A new soft switching bridgeless PFC converter with lossless snubber," in *2016 International Conference on Applied Electronics (AE)*, 2016, pp. 157-160.
- [21] U. Anwar, R. Erickson, D. Maksimović, and K. K. Afridi, "A control architecture for low current distortion in bridgeless boost power factor correction rectifiers," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, pp. 82-87.
- [22] R. Zhang, S. Liu, B. Li, N. Zhao, G. Wang, and D. Xu, "Totem-Pole Bridgeless Boost PFC Converter Based on GaN HEMT for Air Conditioning Applications," in *2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*, 2018, pp. 1-9.
- [23] K. S. B. Muhammad and D. D. Lu, "ZCS Bridgeless Boost PFC Rectifier Using Only Two Active Switches," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2795-2806, 2015.
- [24] J. Rodriguez *et al.*, "Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786-1817, 2009.
- [25] C. Wang, Y. Zhuang, J. Kong, C. Tian, and H. Cheng, "Revised topology and control strategy of three-phase cascaded bridgeless rectifier," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 1499-1504.
- [26] D. Mukherjee and D. Kastha, "A Reduced Switch Hybrid Multilevel Unidirectional Rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 3, pp. 2070-2081, 2019.
- [27] C. Wang, Y. Zhuang, J. Jiao, H. Zhang, C. Wang, and H. Cheng, "Topologies and Control Strategies of Cascaded Bridgeless Multilevel Rectifiers," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 432-444, 2017.
- [28] J. Jian and W. Cong, "The research of new cascade bridgeless multi-level rectifier," in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, 2014, pp. 1513-1518.
- [29] W. Patrick, "ND8322/D, Four keys steps to design and continuous conduction mode PFC stage using the NCP1654," *On semiconductor* July 2009.

- [30] C. Zhou, R. B. Ridley, and F. C. Lee, "Design and analysis of a hysteretic boost power factor correction circuit," in *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, 1990, pp. 800-807.
- [31] J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando, A. Rodríguez-Alonso, and A. Fernández, "Steady-State Analysis and Modeling of Power Factor Correctors With Appreciable Voltage Ripple in the Output-Voltage Feedback Loop to Achieve Fast Transient Response," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2555-2566, 2009.
- [32] L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Control Techniques for Power Factor Correction Converters," ed. Department of Electrical Engineering: University of Padova, 1994, pp. 1-9.
- [33] L. Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies," vol. U-140, ed: Unitrode, 1999.
- [34] C. Zhou and M. M. Jovanovic, "Design Trade-offs in Continuous Current-mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits," in *HFPC Conf. proc.*, 1992, pp. 209-220.
- [35] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Third edition ed. Springer.